

5 Beschreibung

Verfahren und Vorrichtung zum Bereitstellen eines Reflexionssignals

Gebiet der Erfindung

10

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zum Bereitstellen eines Reflexionssignals und eine Vorrichtung zum Bereitstellen eines Reflexionssignals.

15

Stand der Technik

In dem Buch Skolnik, M.I., „Introduction to Radar Systems“, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1962 wird eine Einführung in Radarsysteme gegeben.

20

Das Buch Ludloff, A., „Praxiswissen Radar und Radarsignalverarbeitung“, 2. Aufl., Vieweg, Wiesbaden, 1998 beschreibt Prinzipien der Radartechnologie.

In der Druckschrift DE 20 2007 009 431 U1 wird ein Breitbandempfangssystem beschrieben.

25

Das Paper Sliskovic, M., „Software Defined Automotive Receiver for Broadcasting Services“, Digits of Technical Papers, International Conference on Consumer Electronics 2008, Seiten 1-2, Las Vegas, 9-13 Januar 2008 beschreibt Softwareautomobilempfänger.

30

Die Druckschrift Bonek, E. et al., „Personal Communications Transceiver Architectures for Monolithic Integration“, 5th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications, Volume 1, pages 363-368, 1994, behandelt Transceiver-Architekturen zur persönlichen Kommunikation.

35

Die Druckschrift Kato, Y., et al., „IQ Imbalance Compensation Scheme for MB-OFDM with Transmit Diversity“, The 2006 IEEE International Conference on Ultrawideband, pages 293-298, 24-27 Sept. 2006, beschreibt eine Kompensierung von IQ-Ungleichgewichten.

5

Die Druckschrift Lee, Kang-Yoon et al., „Full-CMOS 2-GHz WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) Direct Conversion Transmitter and Receiver“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Volume 38, Issue 1, pages 43-53, Jan. 2003, beschreibt einen Transmitter und einen Sender und Empfänger zur direkten Umwandlung von WCDMA.

10

Die Druckschrift Sachs, S. et al., „M-Sequence Ultra-Wideband-Radar: State of Development and Applications“, Radar Conference 2003, Adelaide (Australia), 3-5 September 2003 befasst sich mit einem Ultrabreitbandradar.

15

Die Druckschrift Norsworthy, S. et al., „Delta Sigma Data Converters, Theory Design and Simulation“, IEEE Press, New York, 1996, ISBN 0-7803-1045-4, offenbart Delta Sigma Datenwandler.

20

Shoaei, O., „Continuous-time Delta-Sigma A/D (Analog/Digital) Converters for High Speed Applications“, Dissertation Carleton University 1995, befasst sich mit der Delta-Sigma-Analog/Digital-Konvertierung.

25

Die Druckschrift Cherry, J.A., Snelgrove, W.M., „Continuous-time Delta-Sigma Modulators for High Speed A/D Conversion“, Kluwer Academic Publishers, Boston, 2000, beschreibt Delta-Sigma-Modulatoren für die schnelle Analog/Digital-Wandlung.

30

Das Buch Michael Hiebel, „Grundlagen der vektoriellen Netzwerkanalyse, Rohde&Schwarz“ beschreibt das Prinzip der Reflexions- und Transmissionsfaktormessung.

Das Buch Behzad Razavi, „RF Microelectronics, Prentice Hall“ beschreibt verschiedene Transceiver-Architekturen

Für die Materialanalyse mit Hilfe elektromagnetischer Wellen können Radarmesssysteme eingesetzt werden, welche auf dem Aussenden eines Signals und dem Messen eines von einem Körper reflektierten Signals beruhen. Da die ausgesandten Signale auf ihrem Weg zum Messobjekt und zurück von dem Messobjekt den unterschiedlichsten Arten von Störungen unterliegen, beispielsweise Fading oder Frequenzauslöschung, und da es außerdem auch zu Störreflexionen kommen kann, ist es ein Bestreben, Empfangssignale zu erhalten, welche sich möglichst deutlich von den Störsignalen oder Rauschsignalen unterscheiden. Aufgrund der Wellencharakteristik von Radarsignalen kann es bei ungünstiger Überlagerung der Reflexionssignale zu gegenseitigen Auslöschungen von Bergen und Tälern der elektromagnetischen Welle kommen.

Daher ist man bei der Radarmesstechnologie bestrebt, Empfangssignale möglichst kohärent zu überlagern. Die kohärente Überlagerung von zeitlich hintereinander empfangenen Signalen führt zu einer gleichförmigen Verstärkung und hilft, das Signal besser erkennbar zu machen.

Offenbarung der Erfindung

Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein effektives Bereitstellen von Reflexionssignalen anzugeben.

Gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der Erfindung wird ein Verfahren zum Bereitstellen eines Reflexionssignals oder eines Reflexionsparameters und eine Vorrichtung zum Bereitstellen eines Reflexionssignals gemäß den unabhängigen Patentansprüchen geschaffen.

Weitere Ausführungsbeispiele und Fortbildungen des erfindungsgemäßen Verfahrens und der erfindungsgemäßen Vorrichtung ergeben sich aus den abhängigen Patentansprüchen.

Gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zum Bereitstellen eines Reflexionssignals geschaffen. Das

Verfahren weist das Empfangen eines mit einer Zwischenfrequenz geträgerten d.h. vorverarbeiteten Empfangssignals an einem Eingang auf, hier kurz mit Zwischenfrequenz-Signal oder Zwischenfrequenz-Empfangssignal bezeichnet. Das Zwischenfrequenz-Signal wird an einem Eingang einer Aufteile-Einrichtung empfangen, d.h. durch eine vorangehende analoge Stufe des Empfängers (Antenne, Filter, Verstärker, Mischer) bereitgestellt. Das Zwischenfrequenzsignal hat eine, im Vergleich zur Zwischenfrequenz, geringe Bandbreite. Das Sendesignal und das Empfangssignal, welche beispielsweise einer durchlaufenen Rampe entsprechen können, können breitbandig sein oder ein Ultra Breitbandiges Signal (UWB-Signal) sein.

Ferner wird ein Zwischenfrequenz-Referenzsignal an einem Eingang einer ersten und zweiten Abtast-Einrichtung bereitgestellt bzw. empfangen, welches ebenfalls die Zwischenfrequenz aufweist. Das Zwischenfrequenz-Referenzsignal wird wie das Zwischenfrequenz-Empfangssignal an jeweils einem Eingang der digitalen Signalvorverarbeitung bereitgestellt bzw. empfangen und kann als Abtasttakt für einen in der digitalen Signalvorverarbeitung enthaltenen Analog/Digital-Wandler genutzt werden. Das Referenzsignal kann dabei von einer internen Einrichtung zum Generieren des Zwischenfrequenz-Referenzsignals bereitgestellt bzw. empfangen werden. Die interne Einrichtung mag das Zwischenfrequenz-Referenzsignal generieren und bereitstellen.

Nach dem Empfang des Zwischenfrequenz-Signals erfolgt ein Aufteilen des Zwischenfrequenzsignals in einen ersten Kanal und in einen zweiten Kanal. Dazu kann die Aufteile-Einrichtung genutzt werden. Durch das Aufteilen in zumindest zwei Kanäle wird ein erstes Kanal-Signal und ein zweites Kanal-Signal in dem jeweiligen Kanal bereitgestellt. Die Kanal-Signale mögen Kopien des Zwischenfrequenzsignals sein.

Das erste Kanal-Signal wird mit einem ersten Taktsignal abgetastet und das zweite Kanal-Signal wird mit einem zweiten Taktsignal abgetastet, wobei das zweite Taktsignal gegenüber dem ersten Taktsignal in der Phase verschoben ist. Bei der Phasenverschiebung mag es sich um eine zeitliche Verschiebung handeln. Die Phasenverschiebung kann in einem Beispiel plus 90 Grad oder in einem anderen Beispiel minus 90 Grad betragen. In anderen Worten bedeutet das,

dass die Phasenverschiebung $\pm 90^\circ$ betragen kann. Sowohl das erste Taktsignal als auch das zweite Taktsignal mögen aus dem Zwischenfrequenz-Referenzsignal abgeleitet sein. In einem Beispiel mag das Zwischenfrequenz-Referenzsignal durch das Mischen von einem ersten Ausgangssignal eines ersten Signalgenerators oder eines ersten Frequenzgenerators und eines zweiten Ausgangssignals eines zweiten Signalgenerators generiert werden. Insbesondere mag das erste Taktsignal und das zweite Taktsignal die im Wesentlichen exakte Zwischenfrequenz aufweisen, also die im Wesentlichen exakte Differenzfrequenz zwischen zwei Signalgeneratoren oder zwei Frequenzgeneratoren. Diese Frequenzgeneratoren mögen ein Sendesignal bzw. ein erstes Referenzsignal generieren. Aus dem Sendesignal mag das Empfangssignal und aus Empfangssignal und erstem Referenzsignal insbesondere das Zwischenfrequenz-Empfangssignal hervorgegangen sein.

Die zwei abgetasteten Kanal-Signale werden durch Synchronisieren des abgetasteten zweiten Kanal-Signals mit dem Takt des abgetasteten ersten Kanal-Signals in Übereinstimmung gebracht. Dabei mag sich das in Übereinstimmung Bringen auf einen zeitlichen Verlauf beziehen. Auf diese Weise kann die für die Abtastung eingeführte Phasenverschiebung wieder rückgängig gemacht werden. Um die Kanal-Signale zu synchronisieren kann beispielsweise ein Zero-Order Hold (ZOH) Glied genutzt werden.

Die abgetasteten Signale weisen einen Takt auf, der durch die Abtastrate vorgegeben werden kann. Der Takt oder die Taktrate des abgetasteten ersten Kanal-Signals und des abgetasteten zweiten Kanal-Signals kann mittels einer Dezimations-Einrichtung reduziert werden. So kann an einem ersten Ausgang das takt-reduzierte erste Kanal-Signal und an einem zweiten Ausgang das takt-reduzierte zweite Kanal-Signal bereitgestellt werden. Das bedeutet, dass das Verfahren vorsieht, intern mit einer hohen Taktrate zu arbeiten, wodurch, bei Verwendung eines geeigneten Sigma-Delta-Modulators zur Digitalisierung bzw. Quantisierung, Quantisierungsfehler, Digitalisierungs-Rauschen oder ein Quantisierungs-Rauschen in einen Frequenzbereich verlagert werden können, in dem die Störungen das Kanal-Signal im Wesentlichen nicht stören und leicht gefiltert werden können (Noise-Shaping). Durch das Reduzieren der Taktrate an den Ausgängen, kann das generierte Signal mit einer einfachen Hardware weiterverarbeitet wer-

den, an die, wegen des geringen Taktes, im Wesentlichen geringe Anforderungen gestellt werden mögen.

Die Dezimations-Einrichtung kann zweistufig oder mehrstufig aufgebaut sein.

5

Die Synchronisierung der Takte zwischen dem zweiten Kanal-Signal und dem ersten Kanal-Signal kann mittels eines Zero-Order Hold Glieds und/oder mittels eines Spiegelfrequenzfilters durchgeführt werden. Das jeweils zum Einsatz kommende Spiegelfrequenzfilter kann in Abhängigkeit von der Taktverschiebung des ersten Takts zum zweiten Takt ausgewählt werden.

10

Zum Abtasten, d. h. zum Wandeln eines analogen Signals in ein digitales Signal mit einem vorgebbaren Takt, kann ein Sigma-Delta-Modulator eingesetzt werden. In einem Beispiel kann der Sigma-Delta-Modulator auch eine Signalübertragungsfunktion mit Tiefpasseigenschaften und/oder eine Rauschübertragungsfunktion mit Hochpasseigenschaften (Noise Shaping) aufweisen. Die in einem Sigma-Delta-ADC vorhandene Dezimationsfunktion mag ebenfalls Tiefpasseigenschaften aufweisen. Der Sigma-Delta-ADC weist folglich einen Sigma-Delta-Modulator und einen Dezimationstiefpass auf. Ein Sigma-Delta-Modulator ($\Sigma\Delta$ -Modulator oder $\Delta\Sigma$ -Modulator) mag ein Signal mit einer Wortbreite von 1 Bit oder beispielsweise 3 Bit quantisieren. Wegen dieser geringen Wortbreite kann es zu einem starken Digitalisierungsrauschen kommen, das sich jedoch mittels eines Tiefpassfilters (Dezimationsfilter), insbesondere in Verbindung mit einer geeigneten Rauschübertragungsfunktion des Modulators (Noise Shaping), im Wesentlichen eliminieren lässt.

15

20

25

Um Einschwingvorgänge zu unterdrücken, kann eine Einschwingzeit eines Signalgenerators abgewartet werden bevor die vorverarbeiteten Signale ausgewertet werden. Das Abwarten der Einschwingzeit kann nötig sein, da bei dem Durchlaufen der Rampen des Modulationssignals der Sollwert im Wesentlichen nicht sofort nach dem Umschalten eingenommen werden kann, sondern durch ein Pendeln um den Sollwert bestimmt sein kann oder sich erst (aperiodisch) an den Sollwert annähert. Um das Einschwingen berücksichtigen zu können, kann eine

30

Verbindung zwischen einer PLL und einer Dezimations-Einrichtung vorgesehen sein.

5 Zum Unterdrücken der Einschwingvorgänge kann das Verfahren den Takt des abgetasteten ersten Kanal-Signals und/oder den Takt des abgetasteten zweiten Kanal-Signals mittels jeweils einer ersten Dezimationseinrichtung oder mittels einer ersten Stufe einer Dezimationseinrichtung reduzieren. In der nachfolgenden Stufe kann das Verfahren eine Einschwingzeit eines Signalgenerators abwarten. Nach dem Abwarten der Einschwingzeit kann eine weitere Reduzierung oder De-
10 zimation mittels jeweils einer zweiten Dezimationseinrichtung oder mittels einer zweiten Dezimationsstufe der Dezimationseinrichtung erfolgen.

Gemäß einem anderen exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung wird eine Vorrichtung beschrieben, die zum Bereitstellen eines Reflexi-
15 onssignals oder eines Reflexionsparameters eingerichtet ist. Die Vorrichtung weist eine Aufteile-Einrichtung, eine erste Abtaste-Einrichtung, eine zweite Abtaste-Einrichtung, eine Synchronisier-Einrichtung, eine erste Bereitstell-Einrichtung, eine zweite Bereitstell-Einrichtung und eine Dezimations-Einrichtung auf.

20 Die Aufteile-Einrichtung kann zum Bereitstellen bzw. Empfangen eines Zwischenfrequenzsignals an einem Eingang, insbesondere eines Zwischenfrequenz-Empfangssignals, und zum Aufteilen des Zwischenfrequenzsignals in einen ersten Kanal und in einen zweiten Kanal eingerichtet sein. Durch die Aufteile-Einrichtung kann folglich ein erstes Kanal-Signal in dem ersten Kanal und ein
25 zweites Kanal-Signal in dem zweiten Kanal bereitgestellt werden. Die Aufteile-Einrichtung kann in der Form eines Y-Gliedes aufgebaut sein, wodurch in beiden Kanälen unmittelbar hinter der Aufteile-Einrichtung die im Wesentlichen gleichen Kanal-Signale zur Verfügung gestellt werden können. In einem anderen Beispiel wird dasselbe Signal, d.h. das Zwischenfrequenz-Empfangssignal mit zwei unter-
30 schiedlichen Abtasttakten und Modulatoren abgetastet, um die Funktionalität eines Y-Gliedes zu erhalten.

In Signalausbreitungsrichtung hinter der Aufteile-Einrichtung befindet sich in dem jeweiligen Kanal eine Abtaste-Einrichtung oder Abtast-Einrichtung. Die Abtast-
35 Einrichtung mag zum Empfangen eines Zwischenfrequenz-Referenzsignals ein-

gerichtet sein, indem beispielsweise ein Eingang für das Zwischenfrequenz-Referenzsignal an der Abtast-Einrichtung vorhanden ist. Die Abtast-Einrichtung kann eine erste Abtasteinrichtung und eine zweite Abtasteinrichtung für jeweils einen Kanal aufweisen. Dabei ist die erste Abtast-Einrichtung angepasst das erste Kanal-Signal mit einem ersten Taktsignal abzutasten und die zweite Abtast-Einrichtung ist angepasst, um das zweite Kanal-Signal mit einem zweiten Taktsignal abzutasten. Das zweite Taktsignal kann gegenüber dem ersten Taktsignal in der Phase verschoben sein.

In anderen Worten mag die erste Abtast-Einrichtung zum Abtasten des Kanal-Signals mit einem ersten Taktsignal mit der durch Mischen zweier PLL-Ausgangssignale ermittelten im Wesentlichen exakten Zwischenfrequenz eingerichtet sein. Ferner mag die zweite Abtast-Einrichtung zum Abtasten des zweiten Kanal-Signals mit einem zweiten Taktsignal mit der durch Mischen der beiden PLL-Ausgangssignale ermittelten exakten Zwischenfrequenz und einem Phasenunterschied zum ersten Taktsignal von entweder $+90^\circ$ oder -90° eingerichtet sein.

Eine Synchronisier-Einrichtung, beispielsweise in einem der beiden Kanäle, ist zum Synchronisieren des abgetasteten zweiten Kanal-Signals mit dem Takt des abgetasteten ersten Kanal-Signal eingerichtet. Die Synchronisier-Einrichtung kann ein Spiegelfrequenzfilter sein, das zum Synchronisieren des Taktes des abgetasteten zweiten Kanal-Signals mit dem Takt des abgetasteten ersten Kanalsignals und zum Filtern unerwünschter Signalanteile eingerichtet sein kann. Ein unerwünschtes Signal kann die Spiegelfrequenz sein.

Somit können zwei gleichgetaktete Signale in den beiden Kanälen an eine Dezimations-Einrichtung weitergegeben werden.

Die Dezimations-Einrichtung kann angepasst sein, den Takt des abgetasteten ersten Kanal-Signals und den Takt des abgetasteten zweiten Kanal-Signals zu reduzieren und beispielsweise an einem ersten Anschluss ein erstes taktreduziertes Kanal-Signal und an einem zweiten Anschluss ein zweites taktreduziertes Kanal-Signal bereitstellen.

Diese beiden im Takt reduzierten Kanal-Signale oder I- (Inphase) und Q- (Quadratur) Signale können einer weiteren Vorrichtung zur Weiterverarbeitung zur Verfügung gestellt werden.

5 Mit dem beschriebenen Verfahren und/oder der beschriebenen Vorrichtung mag sich ein Radarsystem mit Direktabtastung eines mit einer Zwischenfrequenz geträgerten Empfangssignals oder eines Zwischenfrequenz-Empfangssignals realisieren lassen. Dabei kann eine komplexe Abtastung, ein Tiefpass Filter und eine Dezimation vorgesehen sein. Die komplexe Abtastung kann mittels gegenseitig zeitlich verschobenen Impulskämmen erfolgen.

10 Ferner kann ein zweistufiges Dezimationsfilter verwendet werden. Dabei wird ein erstes Teilfilter um ein zusätzliches FIR-Filter nach der ersten Dezimation erweitert. Beispielsweise kann ein klassisches Teilfilter um ein zusätzliches FIR-Filter in einer Signalausbreitungsrichtung hinter der ersten Dezimation erweitert werden. So kann die erste Stufe ein klassisches Dezimationsfilter oder CIC Filter der Ordnung K_0 und eine Dezimationseinrichtung mit einem Dezimationsfaktor OSR aufweisen, welche um ein zusätzliches FIR_2 Filter erweitert sein mag. Das CIC Dezimationsfilter der Ordnung K_0 mit der Dezimationseinrichtung mag als sinc^{K_0} Filter bezeichnet werden. Eine andere Schreibweise für ein sinc^{K_0} Filter mag $((\sin(x)/x)^{K_0})$ sein.

15 In anderen Worten mag ein zusätzliches FIR Filter (FIR_2) zwischen zwei klassischen Dezimationsfiltern und/oder zwischen zwei sinc-Filtern angeordnet sein.

20 Die zweite Stufe kann ein klassisches Dezimationsfilter der Ordnung K_1 und eine Dezimationseinrichtung mit einem Dezimationsfaktor N aufweisen.

25 Die komplexe Abtastung mag mittels zweier Sigma-Delta-Modulatoren durchgeführt werden, die im Wesentlichen mit exakt der Zwischenfrequenz im I-Kanal und einem gegenüber dem Abtasttakt des I-Kanals um entweder $- \frac{1}{4}$ Takt oder $+ \frac{1}{4}$ Takt zeitlich verschobenen Abtasttakt arbeiten mögen. Die derart verschobenen Abtastsignale mögen einen Impulskamm bilden.

5

10

15

20

25

30

Ferner mögen mehrere Varianten eines Spiegelfrequenzfilters eingesetzt werden. Ein Spiegelfrequenzfilter mag ein Hold-Glied (z.B. ein ZOH Zero Order Hold Glied) aufweisen.

5 Gemäß einem anderen exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung wird ein computerlesbarer Datenträger angegeben, auf dem ein Programmcode gespeichert ist, der, wenn er von einem Prozessor ausgeführt wird, das erfindungsgemäße Verfahren zum Bereitstellen eines Reflexionssignals ausführt.

10 Beispielsweise kann auch ein FPGA (Field Programmable Gate Array) bereitgestellt werden, wobei eine ladbare Steuersequenz des FPGAs als Software angesehen werden kann. Der FPGA mag derart programmiert sein, dass wenn der FPGA entsprechende Eingangssignale erhält, der FPGA das
15 erfindungsgemäße Verfahren zum Bereitstellen eines Reflexionssignals ausführt. Das Programm oder die Struktur des FPGA kann auch in einem EPROM (Erasable Programmable Read-Only-Memory) gespeichert sein. Anstelle eines FPGAs kann auch ein ASIC (application specific integrated circuit) genutzt werden.

20 Es soll angemerkt werden, dass unterschiedliche Aspekte der Erfindung in Bezug auf unterschiedliche Gegenstände beschrieben wurden. Insbesondere wurden einige Aspekte mit Bezug auf Vorrichtungsansprüche beschrieben, wohingegen andere Aspekte in Bezug auf Verfahrensansprüche beschrieben wurden. Ein
25 Fachmann kann jedoch der vorangehenden Beschreibung und der folgenden Beschreibung entnehmen, dass, außer es wird anders beschrieben, zusätzlich zu jeder Kombination von Merkmalen, die zu einer Kategorie von Gegenständen gehört, auch jede Kombination zwischen Merkmalen als von diesem Text offenbart angesehen wird, die sich auf unterschiedliche Kategorien von Gegenständen
30 bezieht. Insbesondere sollen Kombinationen zwischen Merkmalen von Vorrichtungsansprüchen und Merkmalen von Verfahrensansprüchen offenbart sein.

Kurze Beschreibung der Figuren

Im Folgenden werden weitere exemplarische Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung mit Verweis auf die Figuren beschrieben.

Fig. 1 zeigt ein prinzipielles Blockdiagramm eines UWB-Messsystems gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 1a zeigt ein Blockdiagramm einer Messanordnung als Mehr-Tor Messanordnung gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 2a zeigt ein Blockdiagramm eines einfach heterodynem UWB-Radarsystems gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 2b zeigt ein Blockdiagramm eines ersten Frequenzgenerators gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 2c zeigt ein Blockdiagramm eines zweiten Frequenzgenerators gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 3 zeigt ein Zeitfrequenzdiagramm einer stufenförmigen Rampe gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 4a zeigt ein Blockdiagramm eines doppelt heterodynem UWB-Radarsystems gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 4b zeigt ein Blockdiagramm eines Einseitenbandmischers gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 4c zeigt Blockschaltbilder eines klassischen Dezimationsfilters mit einem nachgeschalteten zusätzlichen FIR-Filter gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 5 zeigt ein Blockschaltbild eines einfach heterodynem UWB Radarsystems mit Direktabtastung gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 6 zeigt ein Diagramm von Impulskämmen zur Beschreibung der komplexen Abtastung gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

5

Fig. 7 zeigt ein Blockschaltbild einer I/Q-Demodulation gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

10

Fig. 8 zeigt ein Blockschaltbild einer Struktur der digitalen Signalverarbeitung mit komplexer Abtastung, Tiefpassfilterung und Dezimation gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

15

Die Darstellungen in den Figuren sind schematisch und nicht maßstäblich. In der folgenden Beschreibung der Figuren werden die gleichen Bezugsziffern für gleiche oder sich entsprechende Elemente verwendet.

Detaillierte Beschreibung der Figuren

20

Fig. 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines UWB (Ultra Wide Band, Ultrabreitband) Messsystems. Ein solches UWB-Messsystem 100 kann für die Materialanalyse mit Hilfe elektromagnetischer Wellen, beispielsweise zur Erkennung von menschlichem Gewebe, eingesetzt werden. Bei einem UWB-Messsystem handelt es sich um ein Radarmesssystem mit einer im allgemeinen sehr hohen Messbandbreite (UWB, Ultra Wide Band), welches nach dem Radarmessprinzip arbeitet.

25

30

Das UWB-Messsystem weist einen Sender 101 auf, der über einen Richtkoppler (in Fig. 1 durch den Pfeil 102 dargestellt) ein von dem Sender 101 erzeugtes Sendesignal auf die Antenne 103 einkoppelt. Das im Sender erzeugte modulierte Radarsignal (TX) wird über die Sendeantenne 103 in Richtung des Ziels 104 abgestrahlt. Das abgestrahlte Signal ist in Fig. 1 durch die Wellen 105 dargestellt. Das abgestrahlte elektromagnetische Signal 105, TX, wird dann an einem gegebenenfalls im Detektionsfeld vorhandenen Ziel 104 reflektiert. Die Laufzeit zwischen Sender 101, 103 und Empfänger beträgt τ . Ein solches Ziel kann beispielsweise auch ein Übergang zwischen unterschiedlichen Materialien sein.

35

Im Wesentlichen wird der Frequenzgang und insbesondere die Phase des Sendesignals 105 durch die Reflexion oder durch das Eindringen in unterschiedliche Materialien verändert. Es ergibt sich dadurch ein charakteristischer Verlauf einer Reflexionskurve über der Frequenz des Sendesignals, der als Betrag und Phase dargestellt werden kann. Der Verlauf kann auch in der kartesischen Form (I/Q-Werte) bzw. der Gaußschen Zahlenebene dargestellt werden.

Die Terminierung 108 sorgt insbesondere bei monostatischem Betrieb für die wellenwiderstandsangepasste Terminierung des nicht auf die Antenne 103 eingekoppelten Sendesignals TX.

Als alternatives Ausführungsbeispiel (nicht in Fig. 1 dargestellt) können zwei separate Antennen 103, eine Sendeantenne und eine Empfangsantenne, zum Einsatz kommen (bistatischer Betrieb). Die Terminierung 108 kann bei einem bistatischen Betrieb entfallen. In anderen Worten, die Terminierung 108 bildet im bistatischen Betrieb die Sendeantenne 108. Ein Richtkoppler 102 ist im bistatischen Betrieb nicht vorhanden.

Das reflektierte Signal ist in Fig. 1 durch die in die der Senderichtung 105 entgegengesetzt laufenden Wellen 106 dargestellt, welche in Richtung der Antenne 103 laufen. Über die Antenne 103 kann das reflektierte Signal 106 wieder empfangen werden. Das empfangene Signal RX kann in den Empfänger 107 geleitet und dort weiter verarbeitet werden.

Das Ergebnis der Weiterverarbeitung in dem Empfänger 107 kann ein komplexwertiger Reflexions- bzw. Transmissionsfaktor oder ein komplexwertiger S-Parameter sein. Der komplexwertige Reflexionsfaktor S_{11} ergibt sich aus dem Verhältnis des Empfangssignals RX zu dem Sendesignal TX über der (Modulations) Frequenz f_{mod} oder f_{Mod} . Der komplexwertige Reflexionsfaktor über der Frequenz f_{mod} aufgetragen, gibt den Verlauf des Streuparameters des Funkfeldes an. Zur Vereinfachung der Darstellung kann der Reflexionsfaktor als I/Q-Werte dargestellt werden.

Als Sendesignal Tx kann ein stufenförmiges Modulationssignal eingesetzt

werden, dessen Modulationsfrequenzverlauf 300 in Fig. 3 dargestellt ist. Einen Ausschnitt des Verlaufs der Modulationsfrequenz zeigt die Vergrößerung 301. Aus dieser Vergrößerung ist erkennbar, dass die Stufen der stufenförmigen Modulation 300 durch Einschwingvorgänge nicht rechtwinklig, sondern schräg verlaufen können. Durch Einschwingvorgänge kann auch bei einem Übergang 302 von der Frequenz f_1 zu der Frequenz f_2 , also zwischen zwei unterschiedlichen Frequenzen, ein Überschwingen 303 auftreten. Bei einem Übergang zwischen zwei Frequenzen f_1 , f_2 , also an den Treppenstufen, kann es zu Einschwingvorgängen kommen, da es eine Zeit benötigt bis interne PLLs (Phase Lock Loops) PLL1, PLL2 im Sender und/oder Empfänger auf die geänderten Soll-Frequenzwerte eingeschwungen sind. Insbesondere am Anfang kann die Frequenz durch Einschwingvorgänge verfälscht sein.

In Fig. 3 ist eine normierte Sendefrequenz $f_{\text{Mod}}/f_{\text{max}}$, also die Sendefrequenz bezogen auf eine maximale Frequenz dargestellt. Ferner ist die normierte Zeit t/t_{max} , also die Zeit bezogen auf eine maximale Zeit oder eine Periode dargestellt.

Die Frequenz f_{max} kann sich im Mega Hertz, Giga Hertz oder Tera Hertz Bereich bewegen.

So kann als Ergebnis oder Ausgabe des UWB Messsystems 100 das Empfangssignal RX über der Frequenz, insbesondere über der Modulationsfrequenz dargestellt werden. Das Ergebnis kann beispielsweise der Verlauf des Streuparameters S_{11} des Funkfeldes sein. Es kann folglich für jede Modulationsstufe oder für jede eingestellte Sendefrequenz ein komplexer Messwert $S_{11}(f)$ bestimmt werden.

Zwar arbeitet das UWB-Messsystem 100 oder das Radar 100 mit der stufenförmigen Modulation 300 (step frequency modulation) im Frequenzbereich. Anstelle der stufenförmigen Modulation wäre jedoch auch ein anderes Modulationsverfahren, beispielsweise das Aussenden eines Pulses oder Bursts, das FMCW (das Frequenz modulierte Dauer-Radar oder Frequency Modulated Continuous Wave Radar) oder eine Pseudo-Zufallsfolge (PN) mit einer entsprechend hohen Bandbreite einsetzbar.

In der Fig. 1 ist ein monostatischer Betrieb des UWB-Systems 100 gezeigt. In dem monostatischen Betrieb wird nur eine einzige Antenne 103 sowohl zum Senden als auch zum Empfangen verwendet. Mehrere Antennen können aber auch parallel betrieben werden (beispielsweise im bistatischen Betrieb).

Der Teil der Sendeleistung, der nicht über die Antenne 103 abgestrahlt wird, kann an dem Widerstand 108 abgebaut werden.

Das im Sender 101 erzeugte entsprechend der stufenförmigen Modulation 300 modulierte Radarsignal TX wird über die Sendeantenne 103 abgestrahlt. Das abgestrahlte elektromagnetische Signal wird dann gegebenenfalls an im Detektorfeld vorhandenen Zielen 104 reflektiert und über die Antenne 103 wieder empfangen. Das Empfangssignal kann im Empfänger 107 weiterverarbeitet werden und in komplexwertige Reflexionsfaktoren umgerechnet werden.

Bei Modulationen, die ein Empfangssignal im Zeitbereich ergeben, beispielsweise bei einem Puls oder einer Pseudoräuschenfolge wird ggf. in einer nachfolgenden Signalverarbeitungseinheit noch eine Fourier-Transformation in den Frequenzbereich durchgeführt, um zu den oben erwähnten Streuparametern im Frequenzbereich zu gelangen.

In Radarsystemen 100, die mit der sogenannten Direktabtastung arbeiten, wird versucht, den analogen Schaltungsanteil einer Auswerteschaltung in einem Empfänger 107 zu reduzieren. In anderen Worten bedeutet das, dass bei einer Direktabtastung in dem Empfänger 107 möglichst frühzeitig versucht wird, auf digitale Schaltungsteile für die Signalverarbeitung zurückzugreifen, insbesondere für die Bereitstellung der Streuparameter des Funkfeldes. Dies kann insbesondere bei UWB-Radarsystemen zu einem erhöhten Schaltungsaufwand führen, da das Arbeiten mit breitbandigen Signalen auch breitbandige Verstärker oder breitbandige Abtaster voraussetzt. Breitbandige digitale Komponenten wie breitbandige Analog/Digital-Wandler (ADC) oder breitbandige Verstärker erfordern jedoch einen erhöhten Aufwand bei der Herstellung und können kostenintensiv bei der Beschaffung sein.

Ultrabreitbandige (UWB) Radarsysteme können in den unterschiedlichsten

Anwendungen eingesetzt werden. Neben der Kommunikationstechnik können UWB-Systeme zur Zielerkennung oder Zielverfolgung genutzt werden. Bei der Realisierung eines ultrabreitbandigen (UWB) Radarmesssystems als integrierte Schaltung mag darauf zu achten sein, dass möglichst wenig Multipliziereinheiten für die Signalverarbeitung eingesetzt werden. Ferner mag bei der Realisierung als integrierte Schaltung eine hohe Unterdrückung von Störsignalen außerhalb des Nutzbandes wünschenswert sein. Dabei mag auch auf eine möglichst gute Kompensation von I/Q-Fehlern zu achten sein.

UWB-Systeme 100 lassen sich als Homodyn-Systeme mit einem einzigen Oszillator oder als Heterodyn-Systeme mit zumindest zwei Oszillatoren PLL1, PLL2 realisieren.

Die Grundidee eines Radarmesssystems zur Messung eines frequenzabhängigen Reflexionsfaktors im Frequenzbereich kann in einer Doppeloszillatorausführung PLL1, PLL2 realisiert werden. Der Einsatz zweier Hochfrequenzoszillatoren PLL1, PLL2 dient dazu, eine Zwischenfrequenz im Empfänger erzeugen zu können. Auf dieser Zwischenfrequenz findet eine Filterung und eine Verstärkung des Empfangssignals statt. Mittels dieser Filterung und Verstärkung kann eine hohe Unterdrückung von Störsignalen außerhalb der Empfängerbandbreite und eine hohe Empfindlichkeit des Empfängers 107 realisiert werden, indem unter anderem das 1/f- Rauschen im Wesentlichen unterdrückt wird, welches bei Direktempfängern zu Störungen führen kann.

Beim Arbeiten mit einer Zwischenfrequenz kann im Wesentlichen Vermieden werden, dass ein Gleichspannungs-Offset zu einer Verfälschung des Empfangssignals führt. Ein Gleichspannungs-Offset kann durch Störsignale oder durch internes Übersprechen im Empfangsmischer entstehen. Beim Arbeiten mit der Zwischenfrequenz wird sozusagen ein Bandpasssignal erzeugt, welches außerhalb des Basisbands liegt. Zusätzlich kann noch mit dem ZF Filter 204 eine ZF (Zwischenfrequenz) Filterung zur Störunterdrückung vorgenommen werden.

Durch geschicktes Auslegen einer Schaltung in einem UWB-System kann erreicht werden, dass die Korrelationseigenschaften des Phasenrauschens

zwischen dem Sendesignal TX bzw. dem Empfangssignal RX und dem für die Demodulation verwendeten Referenzsignal 221 erhalten bleibt, so dass eine hohe Dynamik des Messsystems 100 erreicht wird. Beispielsweise kann das Referenzsignal 221 und das Empfangssignal RX gleiche Signalanteile oder gleiche Frequenzanteile f_{Mod} aufweisen. Trotz Ausbreiten auf unterschiedlichen Wegen können Korrelationseigenschaften erhalten bleiben. In der Doppeloszillatorausführung werden für das Sendesignal TX und das Referenzsignal 221 unterschiedliche Oszillatoren eingesetzt, die auf demselben Grundtakt 208, 209 basieren.

Diese beiden Oszillatoren mögen als PLLs (Phase Lock Loop) realisiert sein. Beide Oszillatoren PLL1, PLL2 haben ein Phasenrauschen. Die PLLs können auch auf unabhängigen Taktgeneratoren 208, 209 mit einem unabhängigen Grundtakt basieren.

In der Fig. 1a ist eine Messanordnung zur Messung mit einem Vier-Tor (4 Tor) gezeigt. Dabei handelt es sich um zwei parallel angeordnete UWB Systeme 100. Ein erstes Sendesignal wird über die Antenne 103' abgestrahlt und auch über Antenne 103' empfangen (monostatischer Betrieb). Somit kann die Antenne 103' als Sendetor und Empfangstor, also als Zweitor aufgefasst werden. Gleiches gilt ähnlich für die Antenne 103". In dem bistatischen Betrieb ist jedem Tor eine separate Antenne zugeordnet.

Das Sende Signal TX' breitet sich über den Reflexionspfad 120 und den Streupfad 121 aus. Das bedeutet, dass das reflektierte Sendesignal TX' sowohl als Reflexions-Empfangssignal RX' von dem ersten UWB System 101', 107' als auch als Streu-Empfangssignal RX'' von dem zweiten UWB System 101'', 107'' empfangen wird. Beide Empfangssignale RX', RX'' werden auf ähnliche Art und Weise in den beiden UWB Systemen 101', 107', 101'', 107'' weiterverarbeitet.

In entsprechender Art und Weise breiten sich die Signale von dem zweiten UWB System 101'', 107'' aus.

Die Sender 101', 101'', sind miteinander synchronisiert. Die Empfänger 107', 107'', sind miteinander synchronisiert. Alternativ und/oder zusätzlich sind die

Sender 101', 101'' mit den Empfängern 107', 107'' synchronisiert, d.h. basieren auf demselben Taktsignal oder verwenden dieselbe Signalquelle.

Es kann eine beliebige Vielzahl N (N mag eine beliebige natürliche Zahl sein) von UWB Systemen parallel geschaltet werden, um eine 2N Toranordnung (beispielsweise N=2 ist eine 4-Tor Anordnung) zu erhalten. Die N UWB Systeme können in einem einzigen Gerät integriert und deren Takt von einem einzigen Takt f_0 abgeleitet sein. Weiterhin kann eine beliebige Anzahl M (M mag eine beliebige natürliche Zahl sein) von Sende- oder Empfangskanälen hinzugenommen werden, um eine 2N+M Toranordnung zu erhalten.

Die Antennen 103', 103'' der 2N oder 2N+M Tore können unterschiedlich polarisiert sein, wodurch sich eine Kreuzpolarisation erzielen lässt. Bei der Kreuzpolarisation wird beispielsweise das Sendesignal mit einer ersten Polarisation gesendet und mit einer zweiten, davon abweichenden (z.B. um 90° gegeneinander gedreht), Polarisation empfangen. Mit einer entsprechenden Anzahl von Sendekanälen und Empfangskanälen kann auch eine Messung von Systemen mit mehr als 2 Toren möglich sein. Ein Sendekanal mag im Wesentlichen einem Sendetor entsprechen und ein Empfangskanal mag einem Empfangstor entsprechen. In der Figur Fig. 1a ist demnach ein System mit 2 Sende-/Empfangs-Kanälen bzw. 2 Kanälen bzw. 4 Toren dargestellt. Insbesondere zeigt die Figur 1a ein System mit einem ersten Sende-(TX')/Empfangskanal (RX') oder einem ersten Zweitor 103' (erstes Sende-/Empfangszweitor) und mit einem zweiten Sende-(TX'')/Empfangskanal (RX'') oder einem zweiten Zweitor 103'' (Sende-/Empfangszweitor). Ferner ist dem ersten Sendetor RX' das erste Empfangstor RX' bzw. das erste Zweitor 103' (Empfangstor/zweiter Eingang) zugeordnet und dem zweiten Sendetor TX'' ist das zweite Empfangstor RX'' bzw. das zweite Zweitor 103'' (zweites Sende-/Empfangszweitor) zugeordnet. Ein Kanal 120 oder Pfad 120 mag den ersten Sendekanal und den zugehörigen Empfangskanal aufweisen. Hierbei kann es sich um eine paarweise Zuordnung handeln.

Abweichend von der paarweisen Zuordnung kann eine beliebige Anzahl (≥ 1) von Sendetoren bzw. eine beliebige Anzahl (≥ 1) von Empfangstoren vorhanden sein und jedes Empfangstor kann das Signal von jedem Sendetor empfangen.

Ein Kanal 121 oder Pfad 121 mag den ersten Sendekanal und den zweiten Empfangskanal (z.B. bei Kreuzpolarisation) aufweisen.

5 Alle in einem System vorhandenen Sender und Empfänger sind miteinander synchronisiert und basieren vorzugsweise auf dem gleichen Takt f_Q .

Die parallele Anordnung von UWB Systemen 100 erlaubt eine Ausführung als Mehrkanal-Messsystem bzw. das Messen mittels einer Vielzahl von Sende-
10 /Empfangskanälen bzw. Kanälen, wobei die Vielzahl größer als 2 ist und der Anzahl der parallelangeordneten Systemen 100 entspricht. Ein zugehöriges Verfahren sieht das Bereitstellen von mehreren Kanälen vor. Ein N Kanal-Messsystem sieht N parallel angeordnete UWB Systeme 100 vor.

15 Fig. 2a zeigt ein Blockschaltbild eines einfach heterodynen UWB-Radarsystems. Die Fig. 2a zeigt insbesondere ein Ausführungsbeispiel, bei dem die Nutzinformation aus einem Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 206 (liegt im Wesentlichen ungefiltert und unverstärkt am Ausgang des Mischers M2 an) durch das Abtasten (Direktabtastung) mit einem Abtastsignal 215a, 215b
20 wiedergewonnen wird, wobei das Abtastsignal 215a, 215b die selbe Zwischenfrequenz f_{ZF1} wie das Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 206 aufweist. Durch diese Anordnung können Phasenfehler der Oszillatoren PLL1, PLL2 eliminiert werden.

25 Die Fig. 4a zeigt ein Ausführungsbeispiel, bei dem ein Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 401 durch Mischen mit einem weiteren Signal 405, aufweisend eine zweite Referenzfrequenz f_{Ref2} , von einer ersten Zwischenfrequenz f_{Ref1} befreit wird, wobei das weitere Signal 405 die selbe Zwischenfrequenz f_{ZF1} wie das Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 401
30 beinhaltet. Dadurch enthält das bei der Mischung gewonnene Signal im Wesentlichen nicht mehr die erste Zwischenfrequenz f_{ZF1} und folglich können auch durch diese Anordnung Phasenfehler der Oszillatoren PLL1, PLL2 eliminiert werden.

35 In der Fig. 2a wird das erste Referenzsignal 221 u.a. durch das Mischen der

beiden Ausgangssignale 220, 221 der PLLs PLL1, PLL2 oder der Frequenzgeneratoren PLL1, PLL2 erzeugt. Durch das Generieren des Sendesignals TX bzw. des Empfangssignals RX aus dem Ausgangssignal der ersten PLL PLL1 und dem Verwenden des ersten Referenzsignals zur Demodulation und der speziellen Art der Erzeugung der Abtastfrequenz f_s der Abtastsignale 215a, 215b gemäß dem Ausführungsbeispiel der Fig. 2a, mag unterschiedliches Einschwingverhalten der PLLs im Wesentlichen nicht zu Phasenfehlern im Messsignal führen. Die spezielle Art der Erzeugung der Abtastfrequenz f_s mag bedeuten, dass die Abtastfrequenz gleichfalls die erste Zwischenfrequenz f_{ZF1} aufweist wie das Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 206. Folglich heben sich Phasenfehler, die in dem Abtastsignal 215a, 215b und in dem Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 206 im Wesentlichen gleichsinnig enthalten sind, gegenseitig auf. Fig. 2a zeigt somit eine Vorrichtung zum direkten Abtasten eines Empfangs-Zwischenfrequenzsignals 206.

Oder in anderen Worten mag das erste Referenzsignal 221, f_{Ref1} durch Mischen der beiden Ausgangssignale 220, 221 der Frequenzmodulatoren PLL1, PLL2 erzeugt werden. Der Mischer M1 erzeugt ein Signal 213 mit der Differenzfrequenz $f_{ZF1} = f_{Mod} - f_{Ref1}$. Die Frequenz des Signals ergibt sich aus der Filterung mittels Tiefpass ZF1, 212 aus den beim Mischen erzeugten Frequenzen $f_{Mod} - f_{Ref1}$ und $f_{Mod} + f_{Ref1}$. Die PLL2 erhält diese Frequenz f_{ZF1} als Eingang 213 und regelt auf diese Frequenz. Damit und, wie detailliert in Fig. 2c beschrieben ist, durch die Teiler mit den Faktoren M2, 263 und N2, 264 wird die Referenzfrequenz f_{Ref1} , 221 festgelegt.

Das erste Referenzsignal 221 dient gleichzeitig zur Mischung, insbesondere zur Herab-Mischung, des Empfangssignals RX auf die Zwischenfrequenz f_{ZF1} . Ferner wird das Signal 213 auf die Aufteile-Einrichtung 214 geleitet wodurch die Abtasttaktsignale 215a, 215b ebenfalls die Zwischenfrequenz f_{ZF1} aufweisen und wodurch insbesondere der Abtasttakt f_s mit dem das Zwischenfrequenzsignal 206, insbesondere das Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 206, abgetastet wird die Zwischenfrequenz f_{ZF1} enthält.

Folglich ist das Phasenrauschen der Oszillatoren PLL1 und PLL2 gleichförmig sowohl in dem ersten Referenzsignal 221 als auch in dem Abtasttakt f_s

enthalten, so dass sich das Phasenrauschen beim Abtasten aufhebt.
Insbesondere wird durch das Mischen mit Mischer M2 des Empfangssignals Rx mit dem ersten Referenzsignal zumindest ein Teil des Phasenrauschens des Empfangssignals RX eliminiert. Das restliche Phasenrauschen wird im Wesentlichen durch die spezielle Art der Abtastung entsprechend der Fig. 2a eliminiert. Wie bereits beschrieben wurde, wird bei der speziellen Art der Abtastung darauf geachtet, dass die Frequenz des Empfangs-Zwischenfrequenzsignals 206 im Wesentlichen mit der Abtastfrequenz f_s übereinstimmt.

Das Sendesignal 220 oder Ausgangssignal 220 der PLL₁ mag ein erstes Phasenrauschen des ersten Oszillators PLL₁ aufweisen. Ein davon zunächst unabhängiges zweites Phasenrauschen weist das erste Referenzsignal 221 oder Ausgangssignal 221 der PLL₂ auf.

Durch das Mischen des Sendesignals 220, TX und des ersten Referenzsignals 221 in dem Mischer M1 entsteht das Mischersignal 210, welches nach dem Tiefpassfilter ZF1, 212 zu dem Zwischenfrequenz-Referenzsignal 213 oder ZF-Referenzsignal 213 wird und welches die erste Zwischenfrequenz $f_{ZF1} = f_{Ref1} \cdot f_{Mod}$, überlagert von einem Kombinations-Phasenrauschen aufweist. Das Kombinations-Phasenrauschen weist die Überlagerung von dem ersten Phasenrauschen der PLL1 und dem zweiten Phasenrauschen der PLL2 auf. Das ZF-Referenzsignal dient als Signal 213 sowohl für die Steuerung der PLL2 als auch als Basis für den Abtasttakt f_s .

Durch das Mischen des Empfangssignals RX (zeitlich um τ gegenüber dem Sendesignal TX verschoben aber wie das Sendesignal TX mit der Frequenz f_{Mod}) und des ersten Referenzsignals 221 in dem Mischer M2 entsteht nach dem Filtern 204 und Verstärken 205 das Zwischenfrequenz-Empfangssignal 206 oder ZF-Empfangssignal 206, welches die erste Zwischenfrequenz $f_{ZF1} = f_{Ref1} \cdot f_{Mod}$ und ein Kombinations-Phasenrauschen aus dem ersten Phasenrauschen der PLL1 und dem zweiten Phasenrauschen der PLL2 aufweist. Allgemein mag auch das Ausgangssignal des Mixers M2 als Zwischenfrequenz-Empfangssignal 206 bezeichnet werden.

Somit weisen das ZF-Referenzsignal 210, 213, 215a, 215b und das ZF-

Empfangssignal 206 im Wesentlichen ein gleichartiges Phasenrauschen, d.h. das Kombinations-Phasenrauschen, auf und sind somit korreliert, obwohl das Phasenrauschen der PLLs PLL_1 , PLL_2 nicht korreliert ist. Zumindest ist das Kombinations-Phasenrauschen des ZF-Referenzsignals 210, 213, 215a, 215b und des ZF-Empfangssignals 206 für Empfangssignale mit geringen Laufzeiten τ im Wesentlichen korreliert. Folglich wird ein ZF-Empfangssignal 206 mit jeweils einem Abtastsignal 215a, 215b abgetastet, dessen Phasenrauschen mit dem Phasenrauschen des ZF-Empfangssignals im Wesentlichen korreliert ist.

Das endgültige Empfangssignal 206, 206' besitzt aufgrund der Struktur des Empfängers 107, nach der Abtastung in der digitalen Signalvorverarbeitung 207 mit f_s , die Eigenschaften des unterdrückten Phasenrauschens. Da das erste Referenzsignal 221 eine gegenüber der Sendefrequenz f_{Mod} um f_{ZF1} verschobene Frequenz aufweist wird durch Mischen des Referenzsignals 221 mit dem Empfangssignal der Frequenz f_{Mod} die Sende-/Empfangsfrequenz f_{Mod} im Wesentlichen auf die Zwischenfrequenz f_{ZF1} umgesetzt.

Damit bleibt im Wesentlichen das erste Zwischenfrequenz-Empfangssignal 206 mit dem Kombinations-Phasenrauschen der beiden Frequenzgeneratoren PLL_1 , PLL_2 übrig.

Das Phasenrauschen der zwei oder der Mehrzahl von Frequenzgeneratoren PLL_1 , PLL_2 im Zwischenfrequenzsignal 206 kann folglich auf zumindest zwei Arten eliminiert werden.

Einerseits kann das Zwischenfrequenzsignal 206 mit einem Abtastsignal 215a, 215b abgetastet werden, in dem ebenfalls gleichsinnig die erste Zwischenfrequenz f_{ZF1} mit dem Kombinations-Phasenrauschen enthalten ist.

Oder das Zwischenfrequenzsignal 401 kann mit einem Signal 405 gemischt werden, das aus einer stabilisierten zweiten Zwischenfrequenz f_{ZF2} und der ersten Zwischenfrequenz f_{ZF1} gebildet worden ist. Darauf wird in Fig. 4a eingegangen.

Der breite Frequenzbereich eines UWB-Signals mag ein Signal über sehr viele

Frequenzen verteilen und dadurch zuverlässiger sein als ein vergleichbar schmalbandiges Signal, da der Ausfall oder die Störung einzelner Frequenzen gegenüber der Gesamtbandbreite im Wesentlichen nicht ins Gewicht fallen mag. Die eingesetzte Frequenz mag von der Anwendung abhängen. So mag ein 20 GHz-Signal weniger für das Messen von Rohren in einer Wand geeignet sein als ein 1 GHz-Signal, da in einer Wand ein 20 GHz-Signal einer hohen Dämpfung unterliegen kann. Je höher die Bandbreite ist, desto besser kann die UWB-Vorrichtung 100 auflösen, d.h. umso dünnere Schichten können untersucht werden. Beispielsweise kann ein 1 GHz Signal eine optische Auflösung von 15cm erreichen. Ein 2 GHz Signal erreicht bereits eine Auflösung von 7,5 cm, d.h. Objekte in einem Abstand von 7,5 cm zueinander können aufgelöst werden. Die Auflösung ist also umgekehrt proportional zu der eingesetzten Frequenz der PLLs.

Es mag also in anderen Worten ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Bereitstellen eines Reflexionssignals geschaffen werden, wobei ein erstes Referenzsignal 221 durch Mischen M2 von zwei Ausgangssignalen 220, 221 von Frequenzgeneratoren PLL1, PLL2 erzeugt wird und wobei das erste Referenzsignal 221 zur Demodulation M2 eines Empfangssignals RX dient.

Wie bereits erwähnt, weist ein heterodynes Radarsystem zwei Oszillatoren auf. Die PLL1, 200 oder PLL₁, 200 ist Teil der Sendesignal-Einrichtung 101 oder des Senders 101. Die Offset-PLL PLL2 201 oder PLL₂ 201 erzeugt das Referenzsignal f_{Ref1} des Empfängers 107.

Das einfach heterodyne UWB-Radarsystem 100 weist einen ersten geregelten Hochfrequenzoszillator PLL1, 200 zur Erzeugung der stufenförmigen Modulationsrampe 300 mit der Frequenz f_{Mod} auf. Das Ausgangssignal 220 der PLL1, 200 wird über einen Ausgangsverstärker 202 und die Sende-/Empfangsweiche 102 oder Richtkoppler 102 und den Tiefpass 203 der Antenne 103 zugeführt und gesendet. Der Tiefpass 203 dient der Unterdrückung unerwünschter Oberwellen.

Der erste Hochfrequenzoszillator PLL1, 200 ist in der Sende-Einrichtung 101 enthalten.

Der zweite geregelte Hochfrequenzoszillator PLL2, 201 ist in der Empfangs-
Einrichtung 107 enthalten und erzeugt das erste Referenzsignal f_{Ref1} . Die
Frequenz des Referenzsignals f_{Ref1} ist eine um f_{ZF1} gegenüber der Frequenz des
Sendesignals f_{mod} frequenzverschobene Rampe.

Das Empfangssignal RX, welches wie das Sendesignal TX die Frequenz f_{Mod}
aufweist, wird mit dem Referenzsignal f_{Ref1} in dem Mischer M2 gemischt und
einem ersten Zwischenfrequenzfilter 204 und einem Verstärker 205 zugeführt.
Das Empfangssignal RX wird durch das Mischen im Mischer M2 und dem als
Bandpass- oder Tiefpassfilter ausgeführten ersten Zwischenfrequenzfilter 204 als
ein mit der Frequenz f_{ZF1} geträgertes Empfangssignal oder als Empfangs-
Zwischenfrequenzsignal an der Schnittstelle 206 der digitalen
Signalvorverarbeitung 207 bereitgestellt. In anderen Worten wird durch den
Mischer M2, da f_{Ref1} die Modulationsfrequenz f_{Mod} ebenso wie das
Empfangssignal RX die Modulationsfrequenz f_{Mod} enthält, durch die von dem
Mischer im Frequenzbereich durchgeführte Faltung von f_{Mod} auf die
Zwischenfrequenz f_{ZF1} umgesetzt. Durch diese Umsetzung ist das
Empfangssignal nun statt mit f_{Mod} mit f_{ZF1} geträgert. Geträgert bedeutet in diesem
Zusammenhang, dass f_{ZF1} die Zwischenfrequenz oder Trägerfrequenz für das
Nutzsignal RX darstellt.

Wie der Fig. 2a zu entnehmen ist, wird der digitalen Signalvorverarbeitung 207
an der Schnittstelle 206 direkt ein mit der Frequenz f_{ZF1} geträgertes
Empfangssignal 206 zur Verfügung gestellt. Es ist demnach zu erkennen, dass
im Wesentlichen keine analoge (d.h. im Wesentlichen mit analogen Bauteilen)
Umsetzung des geträgerten Empfangssignals in das Basisband durchgeführt
wird, sondern dass die digitale Signalvorverarbeitung 207 direkt auf das
geträgerte Nutzsignal RX zugreift. Bei einer Direktabtastung wird also direkt auf
ein geträgertes Signal 206 zugegriffen.

Die Frequenzregelung im ersten Hochfrequenzoszillator PLL1, 200 ist mit Hilfe
einer Standard-PLL-Schaltung realisiert. Bei dieser Standard-PLL-Schaltung wird
das Hochfrequenzsignal f_{Mod} über einen Frequenzteiler und einen
Phasendetektor (PFD) auf die externe Quarzfrequenz f_{Q} 208 geregelt. Der

Frequenzteiler und der Phasendetektor der PLL1 sind in Fig. 2a nicht dargestellt. Die externe Quarzreferenz f_Q wird über den Taktgenerator G, 209 in ein Taktsignal oder Rechtecksignal gewandelt und über die gezeigte Verbindung der PLL1 zur Verfügung gestellt.

Das Taktsignal aus dem Taktgenerator 209 wird parallel auch der PLL2 zur Verfügung gestellt. Somit laufen oder basieren die PLL1 und die PLL2 im Wesentlichen auf demselben Takt, allerdings mit einem entsprechenden Frequenz-Offset, der der ersten Zwischenfrequenz f_{ZF1} entspricht.

Bei dem zweiten Hochfrequenzoszillator PLL2 ist kein hochfrequenter Frequenzteiler notwendig, da der zweite Hochfrequenzoszillator PLL2, 201 über die Quarzfrequenz f_Q und das Mischsignal ZF_1 , 210 mit der Frequenz f_{ZF1} , welches am Ausgang des Mischers M1 anliegt, auf die gewünschte Referenzfrequenz f_{Ref1} geregelt werden kann. Das Mischsignal ZF_1 mag im MHz-Bereich liegen, während die stufenförmige Modulation der PLL1, 200 als UWB-Signal in einem unteren GHz-Bereich liegen mag.

Das Signal 213 weist nach der Tiefpassfilterung 212 im Wesentlichen die tatsächliche Zwischenfrequenz f_{ZF1} auf, die insbesondere beim Einschwingen der beiden PLLs PLL1, PLL2 auch etwas von der Soll-ZF Frequenz f_{ZF1} abweichen kann.

Somit stellt der Frequenzverlauf der PLL2, in einer vorzugsweisen Ausführungsvariante der Erfindung, eine um die Zwischenfrequenz f_{ZF1} verschobene Rampe 300 dar.

Von dem Kopplungspunkt 211 wird das Sendesignal TX mit der Modulationsfrequenz f_{Mod} oder Sendefrequenz f_{Mod} sowohl in Richtung der Antenne 103 geleitet, aber auch zur Regelung der Phase der PLL1, 200 an die PLL1 zurückgeleitet. Ferner wird ein Signal der Frequenz f_{Mod} an den Mischer M1 geleitet. In dem Mischer M1 wird das Sendesignal der Frequenz f_{Mod} mit dem Referenzsignal der Frequenz $f_{Ref1} = f_{Mod} - f_{ZF1}$ gemischt, wodurch sich im Frequenzbereich nach der Tiefpassfilterung mittels des Tiefpasses ZF_1 , 212 ein Signal ergibt, welches lediglich die Frequenz f_{ZF1} aufweist. Dieses Tiefpass

gefilterte Signal wird als Steuersignal für die PLL2, 201 genommen, um die um die Frequenz f_{ZF1} verschobene Treppenfunktion der PLL2 zu erhalten. In anderen Worten entspricht die Ausgangs-Funktion oder der Ausgangsfrequenzverlauf der PLL1, 200 und der PLL2, 201 der stufenförmigen Rampe 300, welche an der PLL1 geregelt wird.

Da aufgrund der inneren Verschaltung der PLL2, 201 der Frequenzverlauf des Signals der PLL2 dem Frequenzverlauf 300 des Signals der PLL1 entspricht, welche lediglich um die über Tiefpass ZF_1 , 212 gefilterte Verschiebungsfrequenz f_{ZF1} oder Zwischenfrequenz f_{ZF1} verschoben ist, läuft die stufenförmige Rampe 300 der PLL2 der stufenförmigen Rampe 300 der PLL1 im Frequenzbereich um f_{ZF1} nach bzw. weist eine entsprechend höhere oder niedrigere Frequenz auf. Während also das Sendesignal TX auf die Modulationsfrequenz f_{mod} einschwingt, welche der jeweils aktuellen Stufe der stufenförmigen Rampe 300 entspricht, erzeugt die PLL2 ein Referenzsignal f_{Ref1} mit einer um f_{ZF1} reduzierten oder erhöhten Frequenz. Die Frequenz f_{ZF1} stellt somit einen Offset für die stufenförmige Rampe 300 dar, welcher die für die PLL2 gültige stufenförmige Rampe 300 um den Betrag des Offsets entlang der Frequenzachse verschiebt.

Das mittels des Tiefpass ZF_1 , 212 erzeugte Zwischenfrequenzsignal wird über die Verbindung 213 auf eine Aufteile-Einrichtung 214 weitergeleitet. Die Aufteile-Einrichtung 214 teilt das Zwischenfrequenzsignal mit der Frequenz f_{ZF1} in zwei im Wesentlichen entweder um $+90^\circ$ oder -90° zueinander phasenverschobene Signale mit der tatsächlichen Differenzfrequenz f_{ZF1} bzw. Zwischenfrequenz f_{ZF1} auf. Oder in anderen Worten ausgedrückt, werden durch die Aufteile-Einrichtung 214 zwei physikalisch parallele Signale 215a und 215b erzeugt, wobei die Signale in den Signalwegen 215a und 215b die Zwischenfrequenz f_{ZF1} oder die Abtastfrequenz oder Samplingfrequenz $f_s = f_{ZF1}$ für die A/D (Analog/Digital) Wandlung in der digitalen Signalvorverarbeitung 207 aufweisen. Die Signale in den parallelen Kanälen 215a, 215b sind jedoch um $\pm 90^\circ$ zeitlich zueinander verschoben bzw. weisen eine Phase von $\pm 90^\circ$ zueinander auf. In anderen Worten, bezogen auf eine Phase von 0° in einem Kanal 215a hat der andere Kanal 215b eine Phase von $+90^\circ$ oder von -90° . Die Signale in den parallelen Zweigen 215a, 215b weisen eine Phasenverschiebung von $\pm 90^\circ$ zueinander auf.

Diese parallelen gegeneinander verschobenen Signale können der digitalen Signalvorverarbeitung 207 zugeführt werden, um das ebenfalls mit der Zwischenfrequenz f_{ZF1} an dem Ausgang 206 erhaltene Empfangssignal 206 in eine In-Phase-Komponente I und eine Quadratur-Komponente Q zu zerlegen oder zu demodulieren. Da sowohl das Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 206 auf der Leitung 206 als auch das erste Abtastsignal und das zweite Abtastsignal in den Kanälen 215a und 215b die im Wesentlichen tatsächliche Zwischenfrequenz f_{ZF1} aufweisen, erfolgt die Digitalisierung in der digitalen Signalvorverarbeitung 207 mit dem Bandpasssignal 206 oder auf ZF-Ebene.

Hier sei angemerkt, dass allgemein in diesem Text mit den Bezugsziffern von Verbindungen oder Schnittstellen, wie beispielsweise der Bezugsziffer 206, auch ein von der jeweiligen Verbindung geführtes Signal bezeichnet sein kann.

Das von der digitalen Signalvorverarbeitung 207 erzeugte Signal kann der Datenverarbeitungseinheit 216 oder dem Mikrocontroller (μC) 216 zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung gestellt werden.

Fig. 2b zeigt den Aufbau der PLL1. Die stabilisierte Quarzfrequenz f_Q wird dem $1/M1$ Teiler 253 zur Verfügung gestellt und an den Phasen Frequenz Detektor 251 weitergeleitet. Der Phasen Frequenz Detektor (PFD) 251 erhält auch das über den Hochfrequenz $1/N1$ Teiler 254 zurückgekoppelte Sendesignal 220 mit der Sendefrequenz f_{Mod} . (Das von dem Knotenpunkt 211 auf den Mischer M1 geführte Signal ist in Fig. 2b nicht gezeigt). Das zeitlich veränderbare Verhältnis der programmierbaren ganzzahligen Teilerkoeffizienten $N1$ und $M1$ bestimmt den Frequenzverlauf der PLL. Durch eine digitale Steuerung 250, 450 lassen sich die Koeffizienten derart ändern, dass über den Zeitverlauf die in Fig. 3 dargestellt Rampe 300 durchfahren wird, d.h. über den Zeitverlauf werden die zugehörigen Frequenzen eingenommen.

Nach der PFD 251 gelangt das Signal an das Loop Filter 252, das bestimmt, wie schnell das Einschwingen bei einem Sprung zwischen den Stufen f_1 , f_2 der Rampe erfolgt.

Der Generator 255 erzeugt das Sendesignal 220 mit der Frequenz f_{Mod} . Über den Teiler 254 erhält der PFD 251 ein hochfrequentes Signal im GHz Bereich. Über den Teiler 253 erhält der PFD 253 ein Signal einer niedrigen (im MHz Bereich liegenden) Frequenz f_Q des Quarz 208.

Der zweite Frequenzgenerator PLL2 ist in Fig. 2c dargestellt. Der $1/N_2$ Teiler 264 erhält kein von der PLL PLL2 zurückgekoppeltes Signal sondern das ZF Signal 213 mit der Frequenz f_{ZF1} . Diese Frequenz f_{ZF1} liegt im MHz Bereich. In anderen Worten weist das erste Referenzsignal 221 eine Frequenz f_{Ref1} auf, die eine um die erste Zwischenfrequenz f_{ZF1} verschobene Sendefrequenz f_{Mod} ist.

Der $1/M_2$ Teiler 263 erhält das stabilisierte Quarz Signal f_Q , das auch im MHz Bereich liegt. Die Ausgänge der Teiler 263, 264 sind mit dem PFD 261 verbunden. Die Teilerkoeffizienten M_2 und N_2 sind ganzzahlig und programmierbar, beispielsweise über die digitale Steuerung 250, 450. Da der Teiler 264 das ZF Signal 213 erhält, regelt er auf die ZF Frequenz f_{ZF1} . Der Wert der ZF1 d.h. der Wert der Verschiebung gegenüber dem Frequenzverlauf 300 der PLL1 wird durch die Wahl der Koeffizienten M_2 , N_2 festgelegt.

Das Ausgangssignal der PFD 261 gelangt auf das Loopfilter 262 und von dort auf den Generator 265, der beispielsweise den rampenförmigen Verlauf des ersten Referenzsignals 221 der PLL2 bestimmt. Dabei läuft die PLL2 der PLL1 nach.

Da die Frequenz f_{Mod} des Sendesignals einen rampenförmigen Frequenzverlauf 300 gemäß Fig. 3 aufweist und da es sich bei der Zwischenfrequenz f_{ZF1} um eine im Wesentlichen konstante Frequenz handelt, weist nach der Differenzbildung $f_{\text{Ref1}} = f_{\text{Mod}} - f_{\text{ZF1}}$ auch der zeitliche Verlauf der Referenzfrequenz f_{Ref1} einen rampenförmigen Verlauf auf. Der in Fig. 3 dargestellte zeitliche Frequenzverlauf kann auch als Frequenzmodulation 300 bezeichnet werden. Wie in der Fig. 2b näher erläutert wird kann diese Frequenzmodulation 300 durch das zeitliche Verstellen der Teilerkoeffizienten N_1 und/oder M_1 erreicht werden.

Das zeitliche Verstellen der Teilerkoeffizienten N_1 254 und/oder M_1 253 aber auch der Teilerkoeffizienten N_2 264 und/oder M_2 263 kann mit entsprechend eingerichteten Steuerungen 250, 450 erreicht werden.

Der Teiler 264 arbeitet auf einer geringeren Frequenz als der Teiler 254, was zu einer geringeren Leistungsaufnahme des Teilers 264 gegenüber dem Teiler 254 führt.

Die Fig. 4a zeigt ein schematisches Blockschaltbild eines doppelt heterodyn UWB-Radarsystems. Der Aufbau entspricht im Wesentlichen dem Aufbau des einfach heterodyn UWB-Radarsystems gemäß Fig. 2a. Jedoch weist das doppelt heterodyne Radarsystem 400 eine zweite Umsetzung des Empfangssignals in eine zweite Zwischenfrequenz f_{ZF2} auf. Die zweite Zwischenfrequenz f_{ZF2} ist niedriger als die erste Zwischenfrequenz f_{ZF1} . Wegen der zusätzlichen Umsetzung weist das doppelt heterodyne Radarsystem gegenüber dem einfach heterodynen System jedoch weitere Bauteile in dem HF-Analogteil auf, das heißt in der Schaltung vor der digitalen Signalvorverarbeitung 207'.

Das Empfangssignal RX durchläuft ebenfalls den Tiefpassfilter 217 und die Verstärkung 218 bevor es auf dem Mischer M2 mit dem von der PLL2 erzeugten Referenzsignal f_{Ref1} gemischt wird. Das von dem Mischer M2 erzeugte Empfangs-Zwischenfrequenzsignal oder ZF-Empfangssignal, welches nun mit dem Träger ZF_1 versehen ist, wird über den Anschluss 401 dem Mischer M4 zur Verfügung gestellt. Die von der Aufteile-Einrichtung 214 erzeugten Signale in den zwei Kanälen 215a, 215b werden jedoch nicht wie im einfach heterodynen Fall direkt der digitalen Signalvorverarbeitung 207 als ein Taktsignal zur Verfügung gestellt. Vielmehr werden diese beiden Signale 215a, 215b bei dem doppelt heterodyn System einem Einseitenbandmischer (ESB) M3 zur Verfügung gestellt, welcher sich entweder auf das untere Seitenband (USB) oder das obere Seitenband (OSB) beziehen kann.

Durch Teilung mit dem Teilungsglied 402 wird das von dem Taktgenerator 209 generierte Taktsignal als zweites Zwischenfrequenzsignal mit der Frequenz f_{ZF2} auf den beiden Kanälen 403a, 403b mit einer Phasendifferenz von 90° der beiden Signale zueinander dem Mischer M3 zur Verfügung gestellt. Die Zwischenfrequenz f_{ZF2} wird also durch Teilung der Quarzfrequenz f_Q mit dem Faktor M abgeleitet. Der Quarz 208 ist das frequenzstabilisierende Element. Der

Frequenzgenerator 209, G, beispielsweise ein Rechteckfrequenzgenerator, erzeugt die Frequenz f_Q , die sämtlichen Signalen des UWB Radarsystems 100 zugrunde liegt, beispielsweise auch dem Taktsignal 404 für die digitale Vorverarbeitung 207'.

Die Teilung in dem Frequenzteiler 402 erfolgt so, dass zwei um $1/4$ Takt oder 90° zeitlich zueinander verschobene Takte erzeugt werden. In anderen Worten wird in dem Teiler 402 nicht nur eine Parallelisierung des Taktsignals durchgeführt, sondern gleichzeitig, vergleichbar mit der Aufteile-Einrichtung 214, eine Verschiebung der Zeitsignale um $1/4$ Takt, um 90° oder um $\pi/2$ erzeugt.

Die Quarzfrequenz f_Q wird auch über die Leitung 404 verteilt und dient als Takt für die digitale Signalvorverarbeitung 207', die das mit der zweiten Zwischenfrequenz f_{ZF2} geträgerte Empfangssignal RX 206' oder das mit der zweiten Zwischenfrequenz f_{ZF2} geträgerte Empfangs-Zwischfrequenzsignal 206' digitalisiert und vorverarbeitet. Insbesondere demoduliert die Signalvorverarbeitung 207' das Empfangssignal RX.

Die parallelen Kanäle 215a, 215b, die das Signal mit der Zwischenfrequenz f_{ZF1} enthalten und die parallelen Kanäle 403a, 403b, welche das in der Frequenz reduzierte zweite Zwischenfrequenzsignal mit der Frequenz f_{ZF2} enthalten, werden über den Einseitenbandmischer M3 in das zweite Referenzsignal f_{Ref2} 405 umgesetzt, welches die Frequenz $f_{Ref2} = f_{ZF1} \pm f_{ZF2}$ aufweist. Das zweite Referenzsignal kann also die Frequenz $f_{Ref2} = f_{ZF1} + f_{ZF2}$ oder $f_{Ref2} = f_{ZF1} - f_{ZF2}$ aufweisen. In anderen Worten, die zweite Referenzfrequenz ist gegenüber der ersten Referenzfrequenz verschoben, also entweder größer oder kleiner als die erste Referenzfrequenz. D.h. die erste Referenzfrequenz und die zweite Referenzfrequenz sind ungleich. Das zweite Referenzsignal 405 mit der zweiten Referenzfrequenz f_{ZF2} wird auf einem einzigen Kanal zur Verfügung gestellt. Das heißt, dass von dem Mischer M3 die parallelen Kanäle 215a, 215b, 403a, 403b auf einen Kanal zusammengefasst wurden.

Beim Mischen von Signalen, beispielsweise in den Mixern M1, M2, M4, können Signale mit den Frequenzpaaren f_1-f_2 und f_1+f_2 entstehen, also beispielsweise $f_{Mod}-f_{Ref1}$ und $f_{Mod}+f_{Ref1}$. Daher mag jedes Mischen auch ein Filtern mit einem

zugehörigen Filter aufweisen, um nur eines der Frequenzpaare bereitzustellen, beispielsweise das Filtern mit dem Filter 212, 204, 208.

Die Funktionsweise eines Einseitenbandmischer (ESB) oder Singlesidebandmischer (SSB) ist in Fig. 4b dargestellt. Der Teiler 1/M 402 stellt in einem Kanal 403a ein Signal mit der zweiten Zwischenfrequenz und in dem anderen Kanal 403b ein Signal mit einer um $+90^\circ$ oder -90° gegenüber dem ersten Kanal 403a verschobenen Phase zur Verfügung (In Fig. 4b ist ein um $+90^\circ$ verschobenes Signal gezeigt). Die beiden Signale 403a, 403b werden jeweils mit einem Signal 215a aufweisend die erste Zwischenfrequenz, und einem Signal 215b aufweisend ebenfalls die erste Zwischenfrequenz und eine um entweder $+90^\circ$ oder -90° gegenüber der Phasenlage des Signals 215a verschobene Phasenlage, gemischt und mittels eines Summierglieds 420 auf einer Leitung 405 zusammengefasst, so dass das zweite Referenzsignal mit der zweiten Referenzfrequenz $f_{\text{Ref2}} = f_{\text{ZF1}} + f_{\text{ZF2}}$ oder $f_{\text{Ref2}} = f_{\text{ZF1}} - f_{\text{ZF2}}$ entsteht.

In dem Mischer M4 wird das zweite Referenzsignal mit der Frequenz f_{Ref2} mit dem mit f_{ZF1} geträgertem Empfangssignal RX, 401 gemischt und an dem Ausgang 406 des Mixers M4 wird das Empfangssignal mit nunmehr der zweiten Zwischenfrequenz f_{ZF2} geträgert bereitgestellt. In anderen Worten heißt das, dass mittels des Einseitenbandmischers M3 in Kombination mit dem weiteren Mischer M4 und dem Bandpass (BP) Filter 408 das Empfangssignal RX auf die zweite niedrigere Zwischenfrequenz $f_{\text{ZF2}} < f_{\text{ZF1}}$ umgesetzt wird. Dieses mit f_{ZF2} geträgerte Empfangssignal 406 kann über eine Verstärkung 407 und ein für f_{ZF2} angepasstes Bandpassfilter 408 über den Ausgang 206' der digitalen Signalvorverarbeitung 207' zur Verfügung gestellt werden. Die Reihenfolge der Verstärkung 407 und des Bandpassfilters 408 kann vertauscht sein. Das Ergebnis des in der digitalen Signalvorverarbeitung 207' vorverarbeiteten Messsignals wird dann zum Beispiel über eine SPI-Schnittstelle (Serial Peripheral Interface) 208 an eine nachfolgende Ansteuereinheit und/oder Datenverarbeitungseinheit μC oder den Mikrocontroller 216 übertragen.

Durch die spezielle Art der Erzeugung der beiden Referenzsignale f_{Ref1} und f_{Ref2} und der Demodulation des Empfangssignals RX kann vermieden werden, dass Einschwingeffekte der beiden PLLs PLL1, PLL2 sich auf die Phasenlage des

demodulierten Empfangssignals RX auswirken und der Einfluss von Phasenrauschen der PLLs PLL1 und PLL2 kann minimiert werden. In anderen Worten bedeutet das, dass das Phasenrauschen der Oszillatoren oder der PLLs PLL1, PLL2 zwar nicht miteinander korreliert ist. Jedoch, dadurch dass die
5 beiden Signale 401, 405, die beide die Frequenz f_{ZF1} und damit im Wesentlichen gleiche Phasenfehler, insbesondere gleiche Kombinationsphasenfehler aufweisen, miteinander gemischt werden, kompensieren sich die gleichen Phasenfehler weitgehend. Die Signale 401, 405 basieren auf Signalen, die sich auf unterschiedlichen Wegen innerhalb des Radarsystems 100, 400 ausbreiten.
10 Dadurch sind die Signale 401, 405 im Wesentlichen lediglich um eine Laufzeit τ des Radarsignals in dem Radarkanal gegeneinander zeitlich verschoben. τ mag die Laufzeit vom Aussenden eines Signals TX bis zum Empfangen eines Signals RX sein. Je geringer die Laufzeit τ ist desto besser mag die Korrelation der beiden Signale 401, 405 sein. In dem Grenzfall dass die Laufzeit $\tau = 0$ ist, sind
15 die Signale 401, 405 im Wesentlichen zeitlich betrachtet identisch.

Das Phasenrauschen in den Signalen 401 und 405 ist im Wesentlichen näherungsweise korreliert da es auf gleiche Signale zurückgeht. Daher wirken sich Phasenfehler gleichartig in den unterschiedlichen Zweigen der Schaltung
20 aus und heben sich im Wesentlichen gegeneinander auf. Somit erhält man im Wesentlichen kohärente Signale mit einheitlicher Phasenlage, die ein gutes Signal-zu-Rausch-Verhältnis ermöglichen.

Das UWB-Messsystem 100, 400 liefert am Ausgang 208 das vom Messobjekt 104 reflektierte Sendesignal RX in Abhängigkeit von der Modulationsfrequenz
25 f_{Mod} bzw. von der Sendefrequenz f_{Mod} an die nachfolgende Datenverarbeitungseinheit 216. Das Empfangssignal RX weist ebenfalls die Sendefrequenz f_{Mod} auf. Das Empfangssignal RX hat eine Signalbandbreite vorzugsweise im kHz Bereich.

30 Die Sende-/Empfangsentkopplung bzw. Sende-/Empfangstrennung geschieht mit Hilfe eines Richtkopplers 102. Der Richtkoppler 102 leitet das Empfangssignal RX von der Antenne 103 mit einer minimalen Dämpfung in den Empfänger 107 weiter. In Senderichtung, das heißt von PLL1 in Richtung Antenne 103, wird das

Sendesignal TX mit typischerweise 6 dB Dämpfung in die Antenne eingekoppelt. Das nicht in die Antenne eingekoppelte Sendesignal wird an dem Abschlusswiderstand 108 terminiert.

5 In einem weiteren exemplarischen Ausführungsbeispiel des UWB-Systems, also beispielsweise des einfach heterodynen UWB-Systems oder des doppelt heterodynen UWB-Systems, kann die Sendeleistung mit Hilfe eines einstellbaren Sendeverstärkers variiert werden. Beispielsweise kann der Sendeverstärker 202 mit einer einstellbaren Verstärkung ausgebildet sein. Diese Massnahme erlaubt
10 die Anpassung an spezifische Gegebenheiten, insbesondere an Zulassungsvorschriften, die nur eine bestimmte Sendeleistung in Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz f_{Mod} erlauben.

15 In einem weiteren exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung können mehrere Sendekanäle und/oder Empfangskanäle vorgesehen werden, die einen gleichzeitigen Betrieb mehrerer Antennen 103 oder eines Antennenarrays (zum Beispiel mit unterschiedlicher Polarisierung) erlauben. Mehrere Antennen können beispielsweise bei der Materialerkennung oder bei Leitungsdetektoren zu besseren Ergebnissen führen.

20 Die stufenförmige Modulation f_{Mod} ist so ausgebildet, dass sie von außen messbar ist.

25 Es mag ein Aspekt der Erfindung sein, ein Ultrabreitband-Radarsystem mit einer Modulations-PLL PLL1 und einer Offset-PLL PLL2 und einer zweistufigen (doppelt heterodynen) Umsetzung des Empfangssignals RX auf eine zweite niedrigere Zwischenfrequenz f_{ZF2} unter Nutzung der tatsächlichen Differenzfrequenz $f_{\text{ZF1}} = \pm (f_{\text{Mod}} - f_{\text{Ref1}})$ beider PLLs PLL1, PLL2 zu schaffen. Das Zwischenfrequenz-Referenzsignal 213 weist die Frequenz f_{ZF1} auf. Das
30 Empfangssignal nach dem Mischen mit dem Mischer M2, also das Empfangs-Zwischenfrequenzsignal, weist ebenfalls die Frequenz f_{ZF1} auf. Das Signal 213 kann als interne Referenz gegenüber dem veränderlichen Empfangssignal RX oder Rx dienen. Das Empfangssignal kann auf seinem Weg in dem Radarkanal 105, 106 verändert worden sein. Das Signal 213 kann helfen den Unterschied
35 zwischen dem Signal 213 und dem Empfangssignal Rx aufzuzeigen.

Ferner mag ein Aspekt der vorliegenden Erfindung sein, ein Ultrabreitband-Radarsystem zu schaffen mit einer Modulations-PLL PLL1, einer Offset-PLL, PLL2 und einer einstufigen (einfach heterodyn) Umsetzung des Empfangssignals RX auf eine erste Zwischenfrequenz f_{ZF1} und dabei die tatsächliche Differenzfrequenz f_{ZF1} beider PLLs für die Taktung der digitalen Signalvorverarbeitung 207 zu nutzen.

Die Aufteilung des Taktsignals in die zwei Kanäle 215a, 215b im einfach heterodyn Fall erlaubt es, ein Empfangssignal 206 auf einer hohen Zwischenfrequenz direkt zu verarbeiten, indem innerhalb der digitalen Signalvorverarbeitung 207 eine Zerlegung des hochfrequenten ZF-Signals in zwei Signalkomponenten I und Q erfolgt. Dadurch kann eine zweite Mischerstufe vermieden werden. Zum Abtasten des hochfrequenten ZF-Signals ist jedoch ein schneller A/D Wandler nötig. Zum Abtasten könnten also hochwertige A/D Wandler nötig sein, an die hohe Anforderungen gestellt werden.

Andererseits erlaubt es im Falle des zweifach heterodyn UWB-Radarsystems die Umsetzung auf eine geringe Zwischenfrequenz f_{ZF2} ohne parallele Zerlegung direkt auf das mit der niedrigen Zwischenfrequenz f_{ZF2} getragerte Signal zurückzugreifen. Damit kann die Digitalisierung mit nur einem einzigen Analog/Digital-Wandler, an den geringe Anforderungen gestellt werden, erfolgen und eine Aufteilung in die I/Q-Komponenten kann wiederum auf digitaler Ebene erfolgen.

Es mag also vorgesehen sein, zumindest zwei ZF Signale, also zumindest zwei Signale mit der Frequenz f_{ZF1} , zu erzeugen und diese auf unterschiedlichen Wegen in der Schaltung zu verteilen. Durch das Ausbreiten der Signale auf unterschiedlichen Wegen kann ein Referenzsignal mit einem Empfangssignal verglichen werden. Andererseits können die beiden Signale beispielsweise durch Abtasten oder Mischen so kombiniert werden, dass ein gleichförmig in beiden Signalen vorhandener Phasenfehler eliminiert werden kann.

So kann ein mit f_{ZF1} getragertes Empfangssignal 206 mit einem ZF Signal 215a, 215b abgetastet werden. Dabei enthalten beide Signale 206, 215a, 215b die ZF-

Frequenz f_{ZF1} und das im Wesentlichen gleiche Phasenrauschen oder Kombinationsphasenrauschen. So kann sich das Phasenrauschen gegenseitig im Wesentlichen aufheben.

5 Andererseits kann ein mit f_{ZF1} geträgertes Empfangssignal 401 mit einem zweiten Referenzsignal 405 mit der zweiten Zwischenfrequenz f_{Ref2} gemischt werden, wodurch sich ein mit einer zweiten Zwischenfrequenz f_{ZF2} geträgertes Empfangssignal 206' erzeugen lässt. Dieses Empfangssignal enthält dann eine im Wesentlichen exakte ZF (Zwischenfrequenz) f_{ZF2} . Auch bei dem Mischen hebt
10 sich das in der Zwischenfrequenz f_{ZF1} enthaltene Phasenrauschen oder das enthaltene Kombinations-Phasenrauschen auf.

In einer ersten Stufe 101, 107, in einem Analog-Teil 101, 107 oder in einem HF (Hochfrequenz) Teil 101, 107 einer Schaltung mag ein Signal auf eine
15 Zwischenfrequenz f_{ZF1} umgesetzt werden und so der Einfluss und insbesondere Störungen einer Sendefrequenz f_{Mod} im Wesentlichen aus dem Signal eliminiert werden. Das mit f_{ZF1} geträgerte Empfangssignal 206 mag aber immer noch Störungen enthalten, die beim Generieren der Zwischenfrequenz f_{ZF1} aufgetreten
20 sind.

Diese Fehler des Zwischenfrequenzsignals 206 können im Wesentlichen entfernt werden, indem in einem Beispiel das Zwischenfrequenzsignal 206 mit einem Abtastsignal 215a, 215b abgetastet wird, das die im Wesentlichen gleichen Fehler wie das Zwischenfrequenzsignal 206 enthält.

25 Die Fehler des Zwischenfrequenzsignals 401 können im Wesentlichen auch entfernt werden, indem in einem anderen Beispiel das Zwischenfrequenzsignal 401 auf ein weiteres Zwischenfrequenzsignal 406, 206' oder zweites Zwischenfrequenz-Empfangssignal 406, 206' gemischt wird. Bei dieser Mischung erhält der Mischer M4 das Zwischenfrequenzsignal 401 und ein weiteres
30 Eingangssignal 405, welches die erste Zwischenfrequenz f_{ZF1} und die weitere Zwischenfrequenz f_{ZF2} aufweist. Die weitere Zwischenfrequenz f_{ZF2} liegt in einem so niedrigen Frequenzbereich, dass sie mit einfachen Komponenten abgetastet werden kann.

Es mag also ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Bereitstellen eines Reflexionssignals angegeben werden, wobei ein erstes Referenzsignal 221 u.a. durch Mischen der zwei Ausgangssignale von zwei Frequenzgeneratoren PLL1, PLL2 erzeugt wird und wobei das erste Referenzsignal 221 zur Demodulation M2 eines Empfangssignals RX und zur Generierung des Abtasttaktes oder zur Erzeugung eines zweiten Referenzsignals 405 zur weiteren Demodulation M4 des Empfangssignals dient.

Es mag in einem Beispiel das erste Zwischenfrequenz-Empfangssignal 206 zusammen mit dem Abtasttakt 215a, 215b an eine nachfolgende Signalvorverarbeitung bereitgestellt werden, jeweils aufweisend die erste Zwischenfrequenz f_{ZF1} . Das Zwischenfrequenz-Empfangssignal 206 kann an einem Ausgang und das Taktsignal 215a, 215b mit dem Ausgangstakt an zwei separaten Ausgängen bereitgestellt werden.

In einem anderen Beispiel mag ein zweites Zwischenfrequenz-Empfangssignal 406, 206' zusammen mit einem Takt 404 zur Taktung der digitalen Signalvorverarbeitung 207' bereitgestellt werden, welcher die Frequenz f_Q aufweisen kann. Insbesondere kann der Abtasttakt durch Teilung des Taktsignals 404 in der Signalvorverarbeitung 207' erzeugt werden. Mit dem Takt 404 kann auch die zweite Zwischenfrequenz f_{ZF2} durch Teilung 402 um den Faktor M erzeugt werden. Das zweite Zwischenfrequenz-Empfangssignal 406, 206' und das Taktsignal 404 können jeweils an einem Ausgang bereitgestellt werden. Die zweite Zwischenfrequenz f_{ZF2} kann an zwei Ausgängen 403a, 403b bereitgestellt werden.

In Fig 4c sind drei Blockschaltbilder 461, 462, 463 der ersten Stufe 804a der Dezimations-Filteranordnung 505 gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung gezeigt.

Das erste Blockschaltbild 461 in Fig. 4c zeigt den Aufbau der ersten Stufe 804a der Ordnung K_0 einer zweistufigen Dezimation oder einer zweistufigen Dezimationseinrichtung 804, 805, 505.

Den ersten Teil der ersten Dezimationseinrichtung 804a bildet das klassische
Dezimations-Filter der Ordnung K_0 470, welches das erste FIR Filter FIR_1 464 und
die Taktreduziereinrichtung OSR 465 aufweist. In dieser Anordnung drückt die
Ordnung K_0 die Anzahl der einzelnen Rückkoppelglieder 464a und Vorwärtsskop-
peliglieder 464b in der Realisierung des Dezimationsfilters 462 als CIC- bzw. sinc-
Filter aus.

Die Rückkoppelglieder 464a oder Integrations-Teilfilter 464a realisieren das Ad-
dieren eines aktuellen Eingangswertes mit einem um einen Zeitschritt z^{-1} verzö-
gerten addierten Wert. Die Vorwärtsskoppelglieder 464b oder Differentiations-
Teilfilter realisieren das Addieren eines aktuellen Wertes mit einem um einen
Zeitschritt z^{-1} verzögerten Wert, wobei der verzögerte Wert vor dem Addieren mit
einem invertierten Vorzeichen versehen wird. Die Vorwärtsskoppelglieder 464b
differenzieren die Ausgangswerte der Taktreduziereinrichtung OSR 465. Die
Rückkoppel-Glieder 464a integrieren das Eingangssignal. Bei dem genutzten In-
tegrationsverfahren kann es sich um ein sehr einfaches numerisches Integrati-
onsverfahren handeln, wodurch die Realisierung eines entsprechenden Filters
vereinfacht wird.

So weist beispielsweise ein Dezimationsfilter der Ordnung $K_0 = 3$ drei (K_0) Rück-
koppelglieder 464a, drei (K_0) Vorwärtsskoppelglieder 464b, eine einzige Taktredu-
ziereinrichtung 465. Diese Realisierungsvariante ist, einschließlich des zusätzli-
chen Filters FIR_2 , in dem Blockschaltbild 462 der Fig. 4c dargestellt.

In Signallaufichtung schließt sich somit das FIR_2 Filter an ein Dezimationsfilter
an, welches die selbe Anzahl an Integrationsfiltern 464a und Differentiationsfil-
tern 464b und genau eine Taktreduzier-Einrichtung 465 aufweist.

Durch die Ordnung eines Dezimationsfilters kann dessen Stufengrenze festgelegt
werden. Eine Stufe eines Dezimationsfilters kann von dem ersten Integrationsfil-
ter 464a, 604a bis zu dem letzten Differentiationsfilter 604b, 464b reichen, deren
Anzahl durch die Ordnung vorgegeben ist. So kann ein mehrstufiger Filteraufbau
definiert werden.

Das klassische Dezimationfilter 464, 465 kann ein sinc-Filter, sinc^{K_0} -Filter oder CIC-Filter (kaskadiertes Integrator-Differentiator-Filter) z.B. mit der Ordnung K_0 sein.

5 Ein sinc-Dezimationsfilter oder $\text{sinc}()$ -Dezimationsfilter kann in zwei parallelen Kanälen mit parallelem Aufbau eingesetzt werden. Die beiden Kanäle können als I-Kanal und Q-Kanal bezeichnet werden.

10 Zur Vermeidung von Wiederholungen wird im Folgenden nur auf ein sinc-Dezimationsfilter eingegangen, das sowohl im I-Kanal als auch im Q-Kanal eingesetzt werden kann. Ein Eingangssignal wird bei einem sinc-Dezimations-Filter der Ordnung K_0 K_0 -fach auf einem Addierer mit einem um einen Zeitschritt (z^{-1}) verzögerten Signal derselben Folge addiert (Rückkoppelglied 464a) und einem Taktreduzierer mit dem Faktor OSR ($\downarrow \text{OSR}$) 465 bzw. N ($\downarrow N$) zur Verfügung ge-
15 stellt. Das so im Takt reduzierte Signal wird K_0 -fach unverzögert, und um einen Zeitschritt (z^{-1}) verzögert und mit -1 multipliziert einem Summierer zur Verfügung gestellt (Vorwärtskoppelglied 464b). Das Ausgangssignal des letzten Summierers bildet auch das Ausgangssignal des sinc-Dezimationsfilters, insbesondere eines
20 Kanals des sinc-Filters, wobei die Frequenz oder der Takt des Ausgangssignals um den Faktor OSR bzw. N reduziert wurde. Diese Realisierung des klassischen Dezimationsfilters mit nachgeschaltetem FIR-Filter FIR_2 466 ist im Blockschaltbild 462 in Fig. 4c dargestellt. Dabei entsprechen die hintereinander geschalteten Filter 464c dem FIR-Filter FIR_1 , 464 im Blockschaltbild 461.

25 Ein klassisches sinc^{K_0} -Dezimationsfilter mit dem Dezimationsfaktor OSR und der Ordnung K_0 bildet mathematisch gesehen bei jedem Zeitschritt oder Takt die Summe bzw. den Mittelwert über eine Anzahl von OSR aufeinanderfolgenden Abtastwerten. Dies entspricht einem FIR-Filter mit einer dem Dezimationsfaktor OSR entsprechenden Anzahl von gleichen Koeffizienten, beispielsweise $B = [1, 1$
30 $\dots, 1]$, oder $B = [1, 1, 1]$ wenn $\text{OSR} = 3$. Diese Summenbildung wird K_0 -fach wiederholt. Danach erfolgt eine Abtastratenreduktion um den Faktor OSR . Diese Realisierung des klassischen Dezimationsfilters ist im Blockschaltbild 463 ebenfalls in Fig. 4c dargestellt.

In der Implementierung kann diese Funktion (Abtastratenreduktion um den Faktor OSR) vorzugsweise in einer effizienten Struktur gemäß Blockschaltbild 462 realisiert werden.

Der zweite Teil der ersten Dezimationseinrichtung 470, 464, 465 weist das zusätzliche FIR Filter FIR₂ 466 auf. Das zusätzliche FIR Filter ist beispielsweise durch ein Filter mit den Filterkoeffizienten $B = [1, 2, 1]$ realisiert. Diese Filterkoeffizienten realisieren eine Funktion $b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}$, wobei b_0, b_1, b_2 dem Filterkoeffizientenvektor B entsprechen.

Das Blockschaltbild 463 zeigt eine weitere alternative Realisierungsvariante der ersten Dezimationseinrichtung 804a. Diese Realisierungsvariante unterscheidet sich von der Realisierungsvariante gemäß Blockschaltbild 462 in der Rechengenauigkeit und in dem Realisierungsaufwand. Diese äquivalente Struktur 463 beruht auf der mathematischen äquivalenten Schreibweise $\sum_{k=0}^{N-1} z^{-k} = \frac{z^{-N} - 1}{z^{-1} - 1}$. Weitere Realisierungen sind auch möglich. In der Anordnung gemäß dem Blockschaltbild 463 drückt die Ordnung K_0 aus wieviele einzelne Teilfilter 464c das FIR Filter FIR1, 464 aufweist.

Das klassische Dezimationsfilter der Ordnung K_0 464, 465 weist gemäß der Ausführungsform in Blockschaltbild 463 die Anzahl K_0 fach wiederholten Addier-Blöcke 464c und genau ein einziges Taktreduzierglied 465 auf. Die K_0 Addier-Blöcke 464c weisen eine Reihenschaltung von der Anzahl OSR-1 Verzögerungsgliedern z^{-1} 467 auf. In anderen Worten wird für jeden Takt, um den das Taktreduzierglied OSR 465 oder die Taktreduziereinrichtung OSR 465 ein Taktsignal reduziert, ein Eingang für den Addierer 468 vorgesehen. Ein FIR Filter oder ein Addier-Block 464c bildet die Summe über die Anzahl OSR-1 verzögerte Taktwerte und das unverzögerte Signal. Die Anzahl OSR mag dabei die Anzahl der Takte sein, um welche Anzahl das OSR Glied 465 das Taktsignal verzögert. In einer Signallaufrihtung vor und hinter den Verzögerungsgliedern 467 werden die aktuellen Signale der Taktsignale abgegriffen und dem Addierer 468 zugeführt. Die addierten Signale dienen als Eingang für die nachfolgende Stufe der Addier-Blöcke 464c.

Das zweite Dezimationsfilter 805 (nicht gezeigt in Fig. 4c) weist eine ähnliche Struktur zu der des ersten Dezimationsfilters 804a auf. Allerdings weist das zweite Dezimationsfilter 805 nicht K_0 Addier-Blöcke 464c sondern K_1 Addier-Blöcke auf. Die Anzahl K_0 und K_1 kann von den Designvorgaben einer Filterschaltung (Anforderungen and die Übertragungsfunktion des Filters) abhängig sein. In anderen Worten ist das zweite Dezimationsfilter 805 ein Dezimationsfilter der Ordnung K_1 , mit dem Dezimationsfaktor N und einem zusätzlichen Hold-Eingang 807.

K_0 kann sich von K_1 unterscheiden. Das Produkt der Werte OSR und N entspricht einer gesamten Taktreduktion, die es erlaubt ein Zwischenfrequenz-Empfangssignal 206, 504i, 504q von einem Abtasttakt f_{ZF1} oder von einer in einem Modulator 502i, 502q zur Quantisierung genutzten hohen internen Taktrate im Wesentlichen auf eine für die Darstellung des Nutzsignals, unter Berücksichtigung des Abtast-Theorems, entsprechend der Bandbreite des Nutzsignals geeignete geringere Taktrate umzusetzen. Dabei werden störende Signalanteile und Rauschen, insbesondere außerhalb der Bandbreite des Nutzsignals, weitgehend unterdrückt.

Durch die beschriebene spezielle Art der Abtastung durch die Modulatoren 502i, 502q mit den Abtasttakten 215a, 215b erfolgt im Wesentlichen eine I/Q-Demodulation mit einer Umsetzung von einem mit einer Zwischenfrequenz geträgertem Signal 206 in ein komplexwertiges I/Q-Signal im Basisband, ohne Träger.

Auch wenn in den Figuren 4c oder Fig. 8 nur ein Kanal beschrieben ist, kann ein zweistufiger Filteraufbau in einer Vielzahl paralleler Kanäle eingesetzt werden, beispielsweise bei dem parallelen Aufbau von I/Q-Kanälen. Auf die zweite Stufe 805 des zweistufigen Dezimationsfilters wird in Fig. 8 eingegangen.

Die Fig. 5 zeigt ein einfach heterodynes UWB System 500, bei dem der Analogteil 501 (d.h. der Teil der Schaltung bis Anschluss 206 des Digitalteils 207) im Wesentlichen dem einfach heterodynen UWB System der Fig. 2 entspricht.

Im Folgenden soll der Digitalteil 207 oder die digitale Signalvorverarbeitung 207 näher betrachtet werden. Der Digitalteil 207 basiert auf dem sog. Prinzip der Direktabtastung eines Zwischenfrequenzsignals. Der Einsatz der Direktabtastung erlaubt eine Verringerung des Realisierungsaufwandes bei der Integration auf einem integrierten Schaltkreis (IC). Beispielsweise lässt sich durch den Einsatz des Prinzips der Direktabtastung der Aufwand für die Realisierung bezogen auf den Flächenbedarf bei der Integration des ICs verringern.

Das Prinzip der Direktabtastung sieht vor, möglichst frühzeitig in der Demodulationskette des Empfängers 107 auf digitale Bauelemente überzugehen. Durch den Einsatz von digitalen Komponenten können analoge Bauelemente entfallen und somit die Probleme aufgrund von Toleranzen, Matching, etc. der ersetzten analogen Schaltungsteile wegfallen, wodurch Fehler vermieden werden können. Es wird also eine Funktionalität von analogen Schaltungsteilen in den Digitalteil 207 verlagert. Durch die Direktabtastung kann auch der Strombedarf einer entsprechenden UWB-Vorrichtung oder eines ICs (integrierte Schaltung, integrierter Schaltkreis) minimiert werden.

Bei dem Digitalteil 207 der Fig. 5 wurde die Signalauswertung so gestaltet, dass unter der Nutzung des Prinzips der Direktabtastung bei einem geringen Realisierungsaufwand unerwünschte Signale durch eine hohe Dämpfung im Wesentlichen unterdrückt werden.

An dem Eingang 206 der Modulatoren 502i, 502q oder der Verbindung 206 der Modulatoren 502i, 502q mit dem Verstärker 205 wird ein Bandpasssignal des Empfangssignals RX, das Zwischenfrequenzsignal oder ZF-Empfangssignal bereitgestellt. In anderen Worten empfängt der Digitalteil 207 von dem vorangehenden Analogteil über den Eingang 206 ein mit der ZF (Zwischenfrequenz) f_{ZF1} geträgertes Empfangssignal RX. Dieses geträgerte Signal mag sich - im Vergleich zu dem Ausgangssignal 508i, 508q - noch auf einem relativ hohen Frequenzniveau f_{ZF1} befinden. Um dieses Signal 206 mit einfachen Analog-/Digitalwandlern weiterverarbeiten zu können, müsste es z.B. in das Basisband herabgemischt werden.

Um das hochfrequente Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 206 mittels der Direktabtastung direkt digital weiterverarbeiten zu können, wird das Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 206 über die Aufteile-Einrichtung 503 auf zwei Kanäle 504i und 504q aufgeteilt und den Analog/Digitalwandlern 502i und 502q oder den Delta-Sigma-Modulatoren 502i, 502q gleichermaßen bereitgestellt. Die Aufteile-Einrichtung 503 kann ein Y-Glied sein, das das Eingangs-Signal auf beide Kanäle kopiert. Statt eines Y-Gliedes kann das Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 206 direkt mit zwei verschiedenen Abtasttakten 215a, 215b und verschiedenen Modulatoren 502i, 502q abgetastet werden. Auf die verschiedenen Abtasttakte wird in Fig. 6 näher eingegangen.

Somit liegt an den Eingängen der beiden Analog/Digitalwandler 502i, 502q das im Wesentlichen gleiche Zwischenfrequenzsignal 206 an.

Generell mögen in der folgenden Figurenbeschreibung Verbindungen, Signale, die über die Verbindungen geführt werden, und/oder Eingänge von Funktionsblöcken oder von Blöcken mit gleichen oder ähnlichen Bezugszeichen benannt werden. Außerdem mag der Einfachheit halber ein Signal mit dem zugehörigen Bezugszeichen des jeweiligen Kanals bezeichnet werden.

Die Abtasttakte der beiden Analog/Digitalwandler oder Analog-zu-Digital Wandler (ADC, A/D Wandler) 502i, 502q entsprechen im Wesentlichen exakt der tatsächlichen Zwischenfrequenz, Samplingfrequenz oder Abtastfrequenz $f_a = f_s = f_{ZF1}$.

Die Abtasttakte werden als erstes Taktsignal 215a und als zweites Taktsignal 215b bereitgestellt. Die Zwischenfrequenz f_{ZF1} entspricht im Wesentlichen der Differenzfrequenz der beiden Signalgeneratoren, der beiden Frequenzgeneratoren oder der beiden PLLs PLL1 und PLL2 und wird über das Verschiebeglied 214 oder die Aufteile-Einrichtung 214 aus der Differenzfrequenz beider PLLs abgeleitet. Das Verschiebeglied 214 kann in einer Abtasteinrichtung 502i, 502q integriert sein, so dass die Abtasteinrichtung 502i, 502q über einen einzigen Eingang das Zwischenfrequenz-Referenzsignal 213 empfängt. Folglich weist die digitale Signalvorverarbeitung 207 einen Eingang für den Abtasttakt auf. Die digitale Signalvorverarbeitung 207 kann aber auch zumindest zwei Eingänge 215a, 215b aufweisen, über welche sie die verschobenen Abtasttakt-Signale 215a, 215b empfängt.

Durch das Abtasten mit unterschiedlichen Phasen (also mit zeitlich verschobenen Signalen) entstehen aus dem Zwischenfrequenzsignal 206 phasenverschobene Kanal-Signale oder zeitlich verschobene Kanal-Signale 509i, 509q. In anderen Worten bedeutet das, dass das erste Abtasttakt-Signal 215a in dem ersten Kanal 509i gegenüber dem zweiten Abtasttakt-Signal 215b in dem zweiten Kanal 509q entweder um + 90 Grad oder um - 90 Grad phasenverschoben ist. Das erste Abtasttakt-Signal und das zweite Abtasttakt-Signal sind aus der Differenzfrequenz der PLLs f_{ZF1} abgeleitet worden, d.h. das ZF-Referenzsignal 213 mit der tatsächlichen Zwischenfrequenz f_{ZF1} dient als Basis für die Abtasttaktsignale 215a, 215b.

Durch die um entweder +90° oder -90° gegeneinander phasenverschobenen Taktsignale in den Taktkanälen 215a, 215b werden die ADCs 502i, 502q mit Signalen mit einer unterschiedlichen Phasenlage angesteuert und generieren folglich zu unterschiedlichen Zeitpunkten abgetastete Signale 509i, 509q.

Der erste Modulator 502i empfängt von der Aufteile-Einrichtung 503 das erste Kanal-Signal 504i und stellt an seinem Ausgang das erste abgetastete digitalisierte Empfangssignal 509i oder abgetastete erste Kanal-Signal 509i bereit.

Der zweite Modulator 502q stellt das zweite abgetastete digitalisierte Empfangssignal 509q oder das zweite abgetastete Kanal-Signal 509q bereit.

In einem anschließenden Dezimationsfilter 505 oder Dezimationseinrichtung 505 werden die abgetasteten digitalisierten Empfangssignale unabhängig voneinander tiefpassgefiltert 506i, 506q und in der Dezimations-Einrichtung in der Abtast-rate dezimiert 507i, 507q.

Die Abtast-Einrichtungen oder Modulatoren 502i, 502q können als Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$)-Modulatoren ausgeführt werden. Ferner können die Sigma-Delta-Modulatoren auch ein zusätzliches Tiefpassfilter 506i, 506q aufweisen.

Ein Sigma Delta-Modulator kann als Tiefpass-Sigma Delta Modulator (TP- $\Sigma\Delta$) ausgeführt sein. Ein TP- $\Sigma\Delta$ Modulator mag mit einer geringen Wortbreite aber ei-

nem hohen Abtasttakt arbeiten, beispielsweise mit der Frequenz des Abtasttaktsignals 215a, 215b. Die Wortbreite mag 1 Bit, einige wenige Bits oder eine Mehrzahl von Bit betragen. Wegen der üblicherweise geringen Wortbreite mag ein Digitalisierungsrauschen oder Quantisierungsrauschen entstehen. Aufgrund
5 der als im Wesentlichen exakt der Trägerfrequenz f_{ZF1} des Zwischenfrequenzsignals entsprechenden hohen Taktrate der TP- $\Sigma\Delta$ Modulatoren 502i, 502q und einer geeigneten Rauschübertragungsfunktion mag das Digitalisierungsrauschen in Frequenzbereiche verschoben werden, welche mittels des Tiefpass-Filters 506i, 506q im Wesentlichen eliminiert werden können. Dieses Verschieben des
10 Digitalisierungsrauschens in einen höheren Frequenzbereich mag als Noise-Shaping bezeichnet werden. Das Noise-Shaping mag im Wesentlichen nur auf das Digitalisierungsrauschen des Abtasters im TP- $\Sigma\Delta$ Modulator 502i, 502q wirken.

15 Da das in dem Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 206 enthaltene Phasenrauschen von der Tiefpassfilterung im Wesentlichen unberührt bleibt, wird das Phasenrauschen im Wesentlichen durch die besondere Art der Abtastung in den Abtastern 502i, 502q eliminiert. Diese besondere Art der Abtastung sieht vor, dass die Frequenz des Abtastsignals 215a, 215b und die Frequenz des Zwischenfrequenzsignals 206 im Wesentlichen auf der selben Frequenz f_{ZF1} basiert.

Durch die hier vorgeschlagene spezielle Art der Erzeugung des Referenzsignals f_{Ref1} und durch die Demodulation des Empfangssignals 206 mittels der speziellen Art der Abtastung in den TP- $\Sigma\Delta$ Modulatoren 502i, 502q kann vermieden werden,
25 dass sich Einschwingeffekte der beiden PLLs PLL_1 , PLL_2 auf die Phasenlage des Empfangssignals auswirken. Ferner kann das Phasenrauschen im Wesentlichen unterdrückt werden. Bei der speziellen Art der Erzeugung des Referenzsignals und der speziellen Art der Demodulation wird darauf geachtet, dass in Signalen, die sich auf unterschiedlichen Wegen in dem UWB System ausbreiten, die Zwischenfrequenz enthalten ist. In anderen Worten bedeutet das, dass das Zwischenfrequenzsignal 206 und auch das Abtastsignal 215a, 215b von dem selben
30 Differenzsignal zwischen den PLLs PLL_1 und PLL_2 abgeleitet werden, wodurch deren Phasenrauschen korreliert ist. Sowohl das Empfangs-Zwischenfrequenzsignal 206 als auch das Abtastsignal 215a, 215b ist im Wesentlichen mit der sel-

ben Frequenz, beispielsweise der Zwischenfrequenz f_{ZF1} geträgert. Folglich, sind diese Signale derart korreliert, dass sich die Einschwingeffekte und das Phasenrauschen nicht zu stark auswirken, da sie im Wesentlichen gleichsinnig sowohl auf das Zwischenfrequenzsignal 206 als auch auf die Taktsignale 215a, 215b wirken. Das Phasenrauschen und der Phasenfehler sind in beiden Signalen näherungsweise gleich abgebildet oder korreliert, wodurch sich das Phasenrauschen und der Phasenfehler beim Abtasten im Wesentlichen kompensiert und unterdrückt wird.

Die Demodulation des Empfangs-Zwischenfrequenzsignals 206 in das Basisband erfolgt im Wesentlichen digital in der digitalen Signalvorverarbeitung 207. Das UWB-Messsystem 500 liefert an den beiden Ausgängen 508i und 508q der digitalen Signalvorverarbeitung 207 den Streuparameter S11 in Abhängigkeit von der Modulationsfrequenz f_{Mod} bzw. Sendefrequenz f_{Mod} an die nachfolgende Signalverarbeitungseinheit 216 (μC). In anderen Worten wird der Streuparameter S11 an den beiden Ausgängen 508i und 508q ermittelt, der sich bei dem Anlegen einer bestimmten Modulationsfrequenz f_{Mod} ergibt. Bei den Signalen an den Ausgängen 508i, 508q der Dezimations-Einrichtung 505, 507i, 507q handelt es sich um das taktreduzierte erste Kanal-Signal 508i und um das taktreduzierte zweite Kanal-Signal 508q. Diese Signale können beispielsweise Basisbandsignale sein.

Die Bereitstellung des Ausgangssignals in den beiden Kanälen 508i und 508q oder als getrennte Signale 508i, 508q trägt der Tatsache Rechnung, dass es sich bei dem Streuparameter S11 um einen komplexen Wert handelt. Durch die Aufteilung in eine Inphase-Komponente (I) und eine Quadratur-Komponente (Q) können schaltungstechnisch auch komplexe Streuparameter, d.h. Streuparameter mit einem Real- und einem Imaginärteil, von einer digitalen Schaltung bearbeitet werden.

Die Aufteilung auf zwei ADCs 502i, 502q ermöglicht es, insbesondere bei Verwendung von $\Sigma\Delta$ -Modulatoren, an die eingesetzten ADCs geringe Güteanforderungen zu stellen und somit selbst mit einfach realisierbaren ADCs das hochfrequente ZF-Signal 206 verarbeiten zu können. Das Zwischenfrequenzsignal 206 oder ZF-Signal 206 kann ein hochfrequentes Signal sein.

Die ADCs 502i und 502q werden in einer speziellen Art und Weise angesteuert, beispielsweise von der Steuereinrichtung 550, um eine komplexe Abtastung oder Demodulation zu realisieren. Diese spezielle Art der Abtastung wird mit den Im-
5 pulskämmen 600 der Fig. 6 beschrieben. Diese Art der Abtastung bewirkt eine I/Q-Demodulation des abzutastenden Signals. Beispielsweise kann so eine Demodulation in das Basisband erfolgen.

In Fig. 6 sind an der normierten Zeitachse 601 $t * f_a$ die parallel vorhandenen
10 Signale 215a und 215b dargestellt. Die Zeitachse 601 ist mit $1/T_a = f_a$ normiert. Die Zeitachse ist also auf die Abtastperiode normiert. Bei T_a handelt es sich um die Abtastperiode und bei f_a um die Abtastfrequenz.

Der Skala 601 in Fig. 6 ist zu entnehmen, dass das zweite Taktsignal 215b oder
15 der Q-Takt gegenüber dem ersten Taktsignal 215a oder gegenüber dem I-Takt um $-1/4$ Takt verschoben ist oder eine Phasenverschiebung von $+90^\circ$ aufweist. In dem Beispiel der Fig. 6 läuft der Q-Takt 215b dem I-Takt 215a um $1/4$, $\pi/2$ oder 90 Grad voraus. Mit dieser speziellen Ansteuerung oder Taktung der Sigma-Delta-Modulatoren jeweils um $\pm 1/4$ -Takt zeitversetzt, kann die komplexe Abtastung des
20 mit der Zwischenfrequenz f_{ZF1} geträgerten Zwischenfrequenzsignals 206 realisiert werden.

Je nachdem, ob der Q-Kanal 504q (in Fig. 5 unten gezeichnet) $1/4$ -Takt vor (plus 90 Grad) oder $1/4$ -Takt nach (minus 90 Grad) dem I-Kanal 504i abgetastet wird,
25 kann ein entsprechendes Spiegelfrequenzfilter 801a, 801b im I-Kanal 504i ausgewählt werden.

Im Q-Kanal 504q, 509q erfolgt durch das Zero-Order Hold (ZOH) Glied 802 ein Übergang auf die Nullgradphase des I-Kanals. In anderen Worten erfolgt mittels
30 des Zero-Order Hold Glieds 802 eine Synchronisierung der abgetasteten digitalisierten Empfangssignale 509i, 509q.

Fig. 7 zeigt einen Ausschnitt eines Blockschaltbildes einer Realisierungsvariante des Digitalteils 207 mit reduzierten Komponenten gemäß einem exemplarischen
35 Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. In dieser vereinfachten Darstel-

lung wird das Spiegelfrequenzfilter 801a, 801b, 803, 802 und 806 durch eine vereinfachte Ausführungsform, einem einzigen ZOH-Glied 802 repräsentiert. Der detaillierte Aufbau des Spiegelfrequenzfilters in der ursprünglichen Form bzw. gemäß einem anderen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung ist in der
5 Figur Fig. 8 dargestellt.

In der digitalen Stufe 207 sind die beiden ADCs 502i, 502q und das Zero-Order Hold (ZOH) Glied 802 vorgesehen. Der erste ADC 502i wird mit demselben Takt angesteuert 215a wie das Zero-Order Hold Glied 802.

Der zweite ADC 502q wird mit einem entsprechend um ± 90 Grad voreilenden oder nacheilenden Abtasttakt betrieben um eine I/Q Demodulation zu erreichen. Theoretisch findet eine vereinfachte „Spiegelfrequenzfilterung“ hierbei dennoch implizit statt. Mittels des Zero-Order Hold Glieds 802 wird der um $\pm \frac{1}{4}$ -Takt ($\pm 90^\circ$)
10 verschobene Q-Kanal 215b auf den Takt des I-Kanals (0 Grad) 215a synchronisiert.

Für eine Erhöhung der Spiegelfrequenzunterdrückung kann in der Schaltung gemäß Fig. 7 noch ein erweitertes bzw. verbessertes Spiegelfrequenzfilter vorgesehen werden, insbesondere kann das einfache Spiegelfrequenzfilter 802 um weitere Komponenten 801a, 801b, 803, 806 erweitert werden. Die sich an die Ausgänge 701, 702 anschließende zweistufige Dezimation ist in Fig. 7 nicht dargestellt, entspricht jedoch der zweistufigen Dezimation die in Fig. 8 beschrieben ist.

Die Fig. 8 beschreibt, wie ein solches bezogen auf die Fig. 7 zusätzliches Spiegelfrequenzfilter 801a, 801b, 803, 806 bzw. ein erweitertes Spiegelfrequenzfilter 801a, 801b, 803, 802, 806 eingesetzt werden kann. Fig. 8 zeigt die zweistufige Dezimation mittels erstem Dezimationsfilter 804 und zweiten Dezimationsfilter 805. Ein solches zweistufiges Dezimationsfilter 804, 805 wird bei der Schaltung gemäß Fig. 7 eingesetzt, ist in Fig. 7 jedoch nicht gezeigt.

Das Spiegelfrequenzfilter 801a, 801b, 803, 802, 806 gemäß Fig. 8 lässt sich mit geringem Aufwand realisieren, da er ohne Multiplikationen auskommen kann und lediglich einfache wenige Shift-Add-Operationen benutzt.

Die ADCs 502i, 502q erzeugen ein hochfrequent abgetastetes erstes Kanal-Signal 509i und ein hochfrequent abgetastetes zweites Kanal-Signal 509q. Die Frequenz oder Rate dieser hochfrequent abgetasteten Kanal-Signale 509i, 509q lässt sich mit einem nachfolgenden ersten Dezimationsfilter 804 und zweiten Dezimationsfilter 805 reduzieren. Nach dem Abtasten liegen die hochfrequent abgetasteten Kanal-Signale, die im Wesentlichen einem nicht getragerten Empfangssignal entsprechen, im Basisband. Folglich sind die abgetasteten Kanal-Signale nicht mehr hochfrequent. Aus diesem Grund kann mit Hilfe der beiden Dezimationsstufen, unter Berücksichtigung des Abtasttheorems, eine Takt-Reduzierung vorgenommen werden. Dabei kann das Abtasttheorem berücksichtigt werden indem der Faktor N so dimensioniert wird, dass die Abtastrate der Ausgangssignale I, Q möglichst klein wird, also N groß gewählt wird, aber, im Vergleich zur Nutzsignalbandbreite, noch groß genug ist um dem Abtasttheorem zu genügen. Zwar soll N groß gewählt werden, N soll aber nicht zu groß gewählt werden, damit kein Aliasing entsteht.

Das in Fig. 8 beschriebene erste Dezimationsfilter 804 und das zweite Dezimationsfilter 805 kann mit geringem Aufwand und im Wesentlichen ohne Multiplikationsstufen durch wenige einfache Shift-Add-Operationen realisiert werden.

Die Fig. 8 zeigt eine detaillierte Darstellung der digitalen Signalverarbeitungseinheit 207, welche einen $\Sigma\Delta$ -Modulator 502i, 502q, eine erste Taktreduzierung 507i, 507q, mit dem Dezimationsfaktor OSR (Over Sampling Rate) und eine zweite Taktreduziereinrichtung mit dem Dezimationsfaktor N aufweist. Die $\Sigma\Delta$ -Modulatoren 502i, 502q in Verbindung mit dem Dezimationstiefpass 804, 805 bilden einen spezifischen (an die spezifischen Anforderungen des Radarsystems angepassten) $\Sigma\Delta$ -AD-Wandler. Der ADC (Analog Digital Converter oder Analog Digital Wandler) kann also einen Modulator 502i, 502q aufweisen.

In dem Inphase Kanal 509i kann mittels des Schalters 803 in Abhängigkeit von der mit Abtastsignal 215b gewählten Phasenlage ein entsprechendes Spiegelfrequenzfilter 801a, 801b eingeschaltet werden.

Bei Abtasten mit nachteilender Phase ist für die Quadraturabtastung 215b eine nachteilende Phase von -90 Grad gewählt, und das Nachlaufspiegelfrequenzfilter 801b wird gewählt. Ist für die Quadraturabtastung 215b eine vorlaufende Phase von +90 Grad gewählt, so wird mittels Umschalter 803 das Vorlaufspiegelfrequenzfilter 801a gewählt.

Das Vorlaufspiegelfrequenzfilter 801a weist eine Summation eines um einen Takt verzögerten Signals und des dreifach verstärkten aktuellen Signals auf. Das entspricht den Filterkoeffizienten $B=[3, 1]$. Diese Schreibweise ist eine Abkürzung für die Filterpolygon-Schreibweise $y = (b_0 + b_1 z^{-1}) x$, wobei $b_0 = 3$ und $b_1 = 1$ ist, also $y = 3x + z^{-1}x$.

Das Nachlaufspiegelfrequenzfilter 801b weist eine Summation des nicht verstärkten aktuellen Signals und des dreifach verstärkten und um einen Takt verzögerten Signals auf. Das entspricht den Filterkoeffizienten $B=[1, 3]$, also dem Filterpolygon $y = x + 3 z^{-1}x$.

Bei fester vorherbestimmter Phasenlage kann auf den Umschalter 803 verzichtet werden und entweder ein Vorlaufspiegelfrequenzfilter oder Nachlaufspiegelfrequenzfilter fest in dem I-Kanal 509i vorgesehen werden.

Die Dezimation des Dezimationsfilters 505, 804, 805 ist als zweistufige Dezimation mit Tiefpassfilterung realisiert. In anderen Worten weist die Dezimationseinrichtung 505 die erste Dezimationseinrichtung 804 oder erste Dezimationsstufe 804 und die zweite Dezimationseinrichtung 805 oder zweite Dezimationsstufe 805 auf. Die Abtastrate f_s , f_a , f_{if1} oder f_{ZF1} , insbesondere das abgetastete Kanalsignal 509i, 509q mit einer entsprechenden Taktrate, wird in der ersten Stufe 804 und in der zweiten Stufe 805 um die Faktoren OSR und N reduziert. Die letzte Mischerstufe M2 und das Zwischenfrequenzfilter 204, welches als Anti-Aliasing-(AA) Filter dient, stellen das Zwischenfrequenzsignal mit der Frequenz f_{ZF1} 206 für den Digitalteil 207 zur Verfügung.

OSR und N, d.h. der Wert der Taktreduzierung OSR und der Wert der Taktreduzierung N werden so gewählt, dass die Taktung der Ausgangssignale 508i, 508q während dem Durchlaufen der Dezimationseinrichtung 505 von der Zwischenfre-

quenz $f_{ZF1} = f_s$ in ein Basisbandsignal 508i, 508q transferiert wird. Die Werte OSR bzw. N, um welche die Taktreduziereinrichtungen OSR bzw. N den Takt der $\Sigma\Delta$ -Modulator Ausgangssignale 509i, 509q oder der hochfrequent abgetasteten Kanalsignale 509i, 509q reduzieren, sind von der Konfiguration des UWB Systems abhängig. Je hochfrequenter der Abtasttakt $f_{ZF1} = f_s$ 215a, 215b gewählt ist, desto hochfrequenter oder höher mag auch der Wert der Taktreduzierung OSR bzw. N gewählt werden. Je hochfrequenter der Abtasttakt $f_{ZF1} = f_s$ 215a, 215b gewählt ist, desto genauer mag sich auch das tiefpassgefilterte und taktreduzierte Empfangssignal 508i, 508q bilden lassen. In anderen Worten mag die Dezimationseinrichtung 505 dann ein höheres Signal-zu-Rausch Verhältnis (SNR) bzw. eine höhere Wobbreite am Ausgang besitzen.

Das erste Dezimationsfilter 804 stellt ein Dezimationsfilter K_0 -ter Ordnung (K_0) dar und das zweite Dezimationsfilter 805 stellt ein Dezimationsfilter K_1 -ter Ordnung (K_1) dar. Dabei entspricht der Wert K_0 der Anzahl der Rückkoppelglieder 464a und der Vorwärtskoppelglieder 464b gemäß Fig. 4c, die in der ersten Dezimationsstufe 804 eingesetzt werden.

Der Wert K_1 entspricht jeweils der Anzahl der Rückkoppelglieder 464a und der Vorwärtskoppelglieder 464b, die in der zweiten Dezimationsstufe 805 entsprechend des Blockschaltbilds 462 eingesetzt werden (Die zweite Dezimationsstufe 805 ist in Fig. 4c nicht dargestellt). Anstelle des Dezimationsfaktors OSR im Dezimationsglied 465 wird der Dezimationsfaktor N verwendet. FIR_2 ist in der zweiten Dezimationsstufe nicht enthalten.

Die komplexe Abtastung des mit f_{ZF1} geträgerten Empfangs-Zwischenfrequenzsignals 206 erfolgt durch die beiden Sigma-Delta-Modulatoren 502i, 502q um $\pm\frac{1}{4}$ -Takt zeitversetzt oder um $\pm 90^\circ$ phasenversetzt, d.h. gegenüber dem jeweils anderen Kanal um $+1/4$ oder $-1/4$ bzw. um $+90^\circ$ oder -90° versetzt. Das Zwischenfrequenzsignal 206 wird in der Aufteile-Einrichtung 503 in die beiden Kanäle 504i und 504q kopiert.

Je nachdem, ob der Q-Kanal 504q (in Fig. 8 unten) $\frac{1}{4}$ -Takt vor (plus 90 Grad) oder nach (minus 90 Grad) dem I-Kanal 504i abgetastet wird, wird das entspre-

chende Spiegelfrequenzfilter 801a, 801b im I-Kanal 509i ausgewählt. Die Auswahl kann beispielsweise mittels der Auswahleinrichtung 803 erfolgen.

Das Nachlaufspiegelfrequenzfilter 801b (gewählt bei -90°) weist FIR (Finite Impulse Response) Koeffizienten $B = [1, 3]$ auf, während das Vorlaufspiegelfrequenzfilter 801a (gewählt bei $+90^\circ$) die FIR Koeffizienten $B = [3, 1]$ aufweist. Im Q-Kanal 505q erfolgt durch das Zero-Order Hold (ZOH) Glied 802 ein Übergang auf die 0 Grad Phase des I-Kanals oder eine Synchronisation beider Kanäle.

Der sich an den Schalter 803 und die Vierfachverstärkung 806 anschließende Verlauf der Dezimation und Tiefpassfilterung 804, 805 ist für beide Kanäle I, Q im Wesentlichen identisch.

Das erste Dezimationsfilter 804 ist ein sinc^{K_0} (Sinus Cardinalis)-Dezimationsfilter (FIR₁) 808i, 808q mit der Ordnung K_0 und dem Dezimationsfaktor OSR, dem nach der Abtasttaktreduktion 507i, 507q zusätzlich ein FIR-Filter (FIR₂) 809i, 809q mit den Koeffizienten $B = [1, 2, 1]$ nachgeschaltet wurde. Der Detaillierte Aufbau der Filter FIR₁ und FIR₂ ist in Fig. 4c erläutert.

Das zweite Dezimationsfilter 805 ist ebenfalls ein sinc-Dezimationsfilter, das jedoch die Ordnung K_1 (sinc^{K_1}) und den Dezimationsfaktor N aufweist. Ein mit FIR₂ 809i, 809q vergleichbares zusätzliches Filter ist in der zweiten Dezimationsstufe 805 nicht vorhanden.

Außerdem können mittels des Hold-Eingangs 807 über ein Hold-Signal Signalanteile des I- oder Q-Kanals in der zweiten Dezimationsstufe ausgeblendet werden. Das Hold-Signal wird von PLL1 und/oder PLL2 (nicht gezeigt in Fig. 8) abgeleitet und dient zum Ausblenden des zeitlichen Intervalls, in dem die beiden PLL-Stufen PLL1, PLL2 auf ihren Sollwert einschwingen. In anderen Worten ist das Hold-Signal derart angepasst, dass das Hold-Signal 807 während des Einschwingens von zumindest einer der PLL-Stufen PLL1, PLL2 auf ihren Sollwert das I-Kanal-Signal und/oder das Q-Kanal-Signal ausblenden kann. Ein Einschwingvorgang der PLL-Stufe kann nach dem Ändern einer Frequenz stattfinden, z.B. beim Durchlaufen der treppenförmigen Rampe 300.

Es wird also ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Bereitstellen eines Reflexionssignals beschrieben, bei dem ein Zwischenfrequenzsignal, das mit einer hohen Frequenz f_{ZF1} geträgert ist, direkt durch die beschriebene komplexe Abtastung mit der im Wesentlichen tatsächlichen exakten Zwischenfrequenz f_{ZF1} abgetastet wird und in das Basisband in I/Q Komponenten demoduliert werden kann. Bei einem Basisbandsignal ist der Träger im Wesentlichen eliminiert. So kann ein komplexer Reflexionsfaktor bereitgestellt werden.

Das Verfahren und die Vorrichtung zum Bereitstellen eines Reflexionssignals mag ein Zwischenfrequenzsignal einer hohen Zwischen-Frequenz in I/Q Komponenten im Wesentlichen ohne Zwischenfrequenz demodulieren. So kann ein komplexer Reflexionsfaktor bereitgestellt werden.

Ergänzend ist darauf hinzuweisen, dass „umfassend“ und „aufweisend“ keine anderen Elemente oder Schritte ausschließt und „eine“ oder „ein“ keine Vielzahl ausschließt. Ferner sei darauf hingewiesen, dass Merkmale oder Schritte, die mit Verweis auf eines der obigen Ausführungsbeispiele beschrieben worden sind, auch in Kombination mit anderen Merkmalen oder Schritten anderer oben beschriebener Ausführungsbeispiele verwendet werden können. Bezugszeichen in den Ansprüchen sind nicht als Einschränkung anzusehen.

5 Ansprüche

1. Verfahren zum Bereitstellen eines Reflexionssignals, aufweisend:

Empfangen eines Zwischenfrequenz-Signals (206) an einem Eingang (206) einer Aufteile-Einrichtung (503), das Zwischenfrequenz-Signal (206) aufweisend
10 eine Zwischenfrequenz (f_{ZF1});

Empfangen eines Zwischenfrequenz-Referenzsignals (213, 215a, 215b) an einem Eingang (215a, 215b) einer ersten Abtast-Einrichtung (502i), das Zwischenfrequenz-Referenzsignal (215a, 215b) aufweisend die Zwischenfrequenz
(f_{ZF1});

15 Empfangen eines Zwischenfrequenz-Referenzsignals (213, 215a, 215b) an einem Eingang (215a, 215b) einer zweiten Abtast-Einrichtung (502q), das Zwischenfrequenz-Referenzsignal (215a, 215b) aufweisend die Zwischenfrequenz
(f_{ZF1});

Aufteilen des Zwischenfrequenz-Empfangssignals (206) in einen ersten Kanal (504i) und in einen zweiten Kanal (504q); und

Bereitstellen eines ersten Kanal-Signals (504i) und eines zweiten Kanal-Signals (504q) in dem jeweiligen Kanal;

Abtasten des ersten Kanal-Signals (504i) mit einem ersten Taktsignal (215a) abgeleitet aus dem Zwischenfrequenz-Referenzsignal (213, 215a, 215b);

25 Abtasten des zweiten Kanal-Signals (504q) mit einem zweiten Taktsignal (215b) abgeleitet aus dem Zwischenfrequenz-Referenzsignal (213, 215a, 215b);
wobei das zweite Taktsignal (215b) gegenüber dem ersten Taktsignal (215a) in der Phase verschoben ist;

Synchronisieren des abgetasteten zweiten Kanal-Signals (509q) mit dem Takt des ersten abgetasteten ersten Kanal-Signals (509i);

30 Reduzieren des Taktes des abgetasteten ersten Kanal-Signals (509i) und des Taktes des abgetasteten zweiten Kanal-Signals (509q) mittels einer Dezimations-Einrichtung (505);

Bereitstellen des taktreduzierten ersten Kanal-Signals (508i); und

35 Bereitstellen des taktreduzierten zweiten Kanal-Signals (508q).

2. Verfahren nach Anspruch 1, wobei das Zwischenfrequenz-Referenzsignal (213) durch Mischen von einem ersten Ausgangssignal (220) eines ersten Signalgenerators (PLL_1) und einem zweiten Ausgangssignal (221) eines zweiten Signalgenerators (PLL_2) generiert wird, wodurch das Zwischenfrequenz-Referenzsignal (213) im Wesentlichen die exakte Zwischenfrequenz (f_{ZF1}) aufweist.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, wobei das zweite Taktsignal (215b) gegenüber dem ersten Taktsignal (215a) um entweder $+90^\circ$ oder um -90° in der Phase verschoben ist.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei die Dezimations-Einrichtung (505) zweistufig aufgebaut ist.

5. Verfahren nach Anspruch 4, wobei die erste Stufe (804) der Dezimations-Einrichtung (505) ein Dezimationsfilter einer ersten Ordnung (K_0) aufweist;
wobei die erste Stufe der Dezimations-Einrichtung (505) einen ersten Dezimationsfaktor (OSR) aufweist;
wobei die zweite Stufe (805) der Dezimations-Einrichtung (505) ein Dezimationsfilter einer zweiten Ordnung (K_1) aufweist;
wobei die zweite Stufe der Dezimations-Einrichtung (505) einen zweiten Dezimationsfaktor (N) aufweist;
wobei zwischen der ersten Stufe (804) und der zweiten Stufe (805) ein zusätzliches Filter (FIR2, 809i, 809q) angeordnet ist.

6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, wobei das Synchronisieren des zweiten Kanal-Signals (504q) mit dem ersten Kanal-Signal (504i) mittels eines Zero Order Hold Glied (802) durchgeführt wird.

7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6, wobei das Synchronisieren des Taktes des abgetasteten zweiten Kanal-Signals (504q) mit dem Takt des abgetasteten ersten Kanal-Signal (504i) mittels eines Spiegelfrequenzfilters (801a, 801b, 802, 803, 806) durchgeführt wird.

8. Verfahren nach Anspruch 7, weiter aufweisend:

Auswählen des Spiegelfrequenzfilters (801a, 801b) in Abhängigkeit von der Verschiebung des zweiten Taktsignals (215b) gegenüber dem ersten Taktsignal (215a).

5 9. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8, wobei zum Abtasten ein Sigma-Delta-Modulator (502i, 502q) eingesetzt wird.

10. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 9, weiter aufweisend:

10 Abwarten einer Einschwingzeit eines Signalgenerators (PLL1, PLL2) in einer zweiten Stufe (805) der Dezimations-Einrichtung (505);

Dezimieren (OSR) des Taktes des abgetasteten ersten Kanal-Signals (509i) und/oder des abgetasteten zweiten Kanal-Signals (509q) in Signalausbreitungsrichtung nach einer Spiegelfrequenzfilterung (801a, 801b, 802, 803, 806) in einer ersten Stufe (804) der Dezimationseinrichtung (505); und

15 Dezimieren (N) des Taktes des abgetasteten ersten Kanal-Signals (509i) und/oder des abgetasteten zweiten Kanal-Signals (509q) in der zweiten Stufe (805) der Dezimationseinrichtung (505) zeitlich nach dem Abwarten der Einschwingzeit des Signalgenerators (PLL1, PLL2).

20 11. Vorrichtung (100, 500, 207) zum Bereitstellen eines Reflexionssignals, aufweisend:

eine Aufteile-Einrichtung (503);

eine erste Abtast-Einrichtung (502i);

eine zweite Abtast-Einrichtung (502q);

25 eine Synchronisier-Einrichtung (802);

eine erste Bereitstell-Einrichtung (508i);

eine zweite Bereitstell-Einrichtung (508q);

eine Dezimations-Einrichtung (505);

30 wobei die Aufteile-Einrichtung (503) zum Empfangen eines Zwischenfrequenz-Empfangssignals (206) an einem Eingang (206) und zum Aufteilen des Zwischenfrequenz-Empfangssignals in einen ersten Kanal (504i) und in einen zweiten Kanal (504q) eingerichtet ist, wodurch die Aufteile-Einrichtung (503) zum Bereitstellen eines ersten Kanal-Signals (504i) und eines zweiten Kanal-Signals (504q) in dem jeweiligen Kanal eingerichtet ist;

35 wobei die erste Abtast-Einrichtung (502i) zum Empfangen eines Zwischenfrequenz-Referenzsignals (213) an einem Eingang der ersten Abtast-Einrichtung

(502i) und zum Abtasten des ersten Kanal-Signals (504i) mit einem ersten Taktsignal (215a) abgeleitet aus dem Zwischenfrequenz-Referenzsignal (213) eingerichtet ist;

wobei die zweite Abtast-Einrichtung (502q) zum Empfangen des Zwischenfrequenz-Referenzsignals (213) an einem Eingang der zweiten Abtast-Einrichtung (502q) und zum Abtasten des zweiten Kanal-Signals (504q) mit einem zweiten Taktsignal (215b) abgeleitet aus dem Zwischenfrequenz-Referenzsignal (213) eingerichtet ist;

wobei das zweite Taktsignal (215b) gegenüber dem ersten Taktsignal (215a) in der Phase verschoben ist;

wobei die Synchronisier-Einrichtung (802) zum Synchronisieren des Taktes des abgetasteten zweiten Kanal-Signals (509q) mit dem Takt des abgetasteten ersten Kanal-Signals (509i) eingerichtet ist;

wobei die Dezimations-Einrichtung (505) zum Reduzieren des Taktes des abgetasteten ersten Kanal-Signals (509i) und des Taktes des abgetasteten zweiten Kanal-Signals (509q) eingerichtet ist;

wobei die erste Bereitstell-Einrichtung (508i) zum Bereitstellen des taktreduzierten ersten Kanal-Signals eingerichtet ist; und

wobei die zweite Bereitstell-Einrichtung (508q) zum Bereitstellen des taktreduzierten zweiten Kanal-Signals eingerichtet ist.

12. Vorrichtung (100, 500) nach Anspruch 11, wobei die Synchronisier-Einrichtung ein Spiegelfrequenzfilter (801a, 801b, 802, 803, 806) ist.

13. Vorrichtung (100, 500) nach Anspruch 11 oder 12, wobei die Synchronisier-einrichtung zum Filtern unerwünschter Signalanteile eingerichtet ist.

14. Vorrichtung (100, 500) nach Anspruch 9, wobei die Vorrichtung als integrierte Schaltung, als FPGA, als ASIC und/oder als ein Filter ausgeführt ist.

15. Vorrichtung (100, 500) nach Anspruch 9 oder 10, wobei die Vorrichtung (100, 500) zumindest ein Gerät ist, ausgewählt aus der Gruppe der Geräte bestehend aus

einem Wandfeuchtemessgerät,
einer Kreissäge;
einer Stichsäge;

5 einem Trennschleifer;
 einem Rasenmäher;
 einer Heckenschere;
 einem Häcksler;
 einem Kraftstoff-Sensor;
 einem Fehlbetankungssensor;
 einem Materialerkennungsgerät; und
 einem Leitungsdetektor.

10 16. Vorrichtung (100, 500) nach einem der Ansprüche 9 bis 11, wobei die Vorrichtung als Mehrkanal-Messsystem eingerichtet ist.

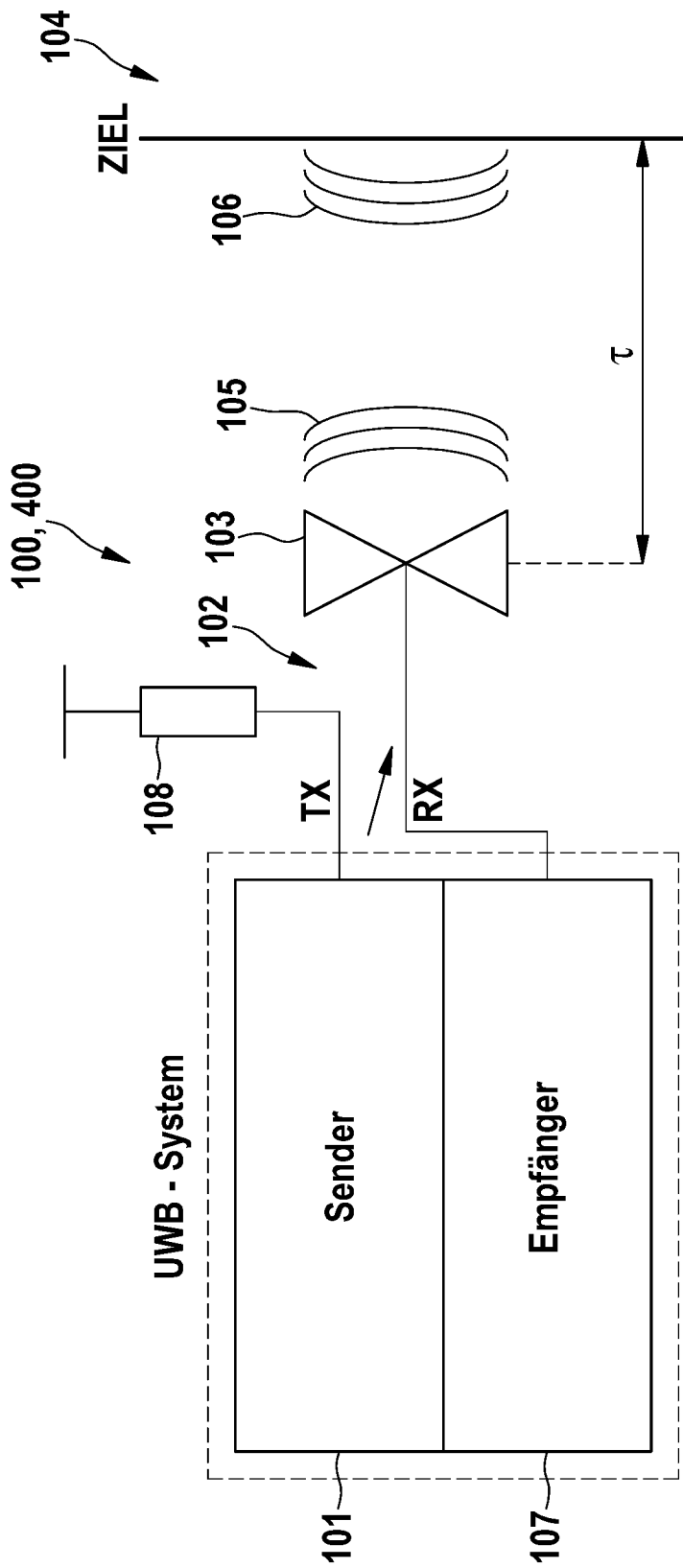
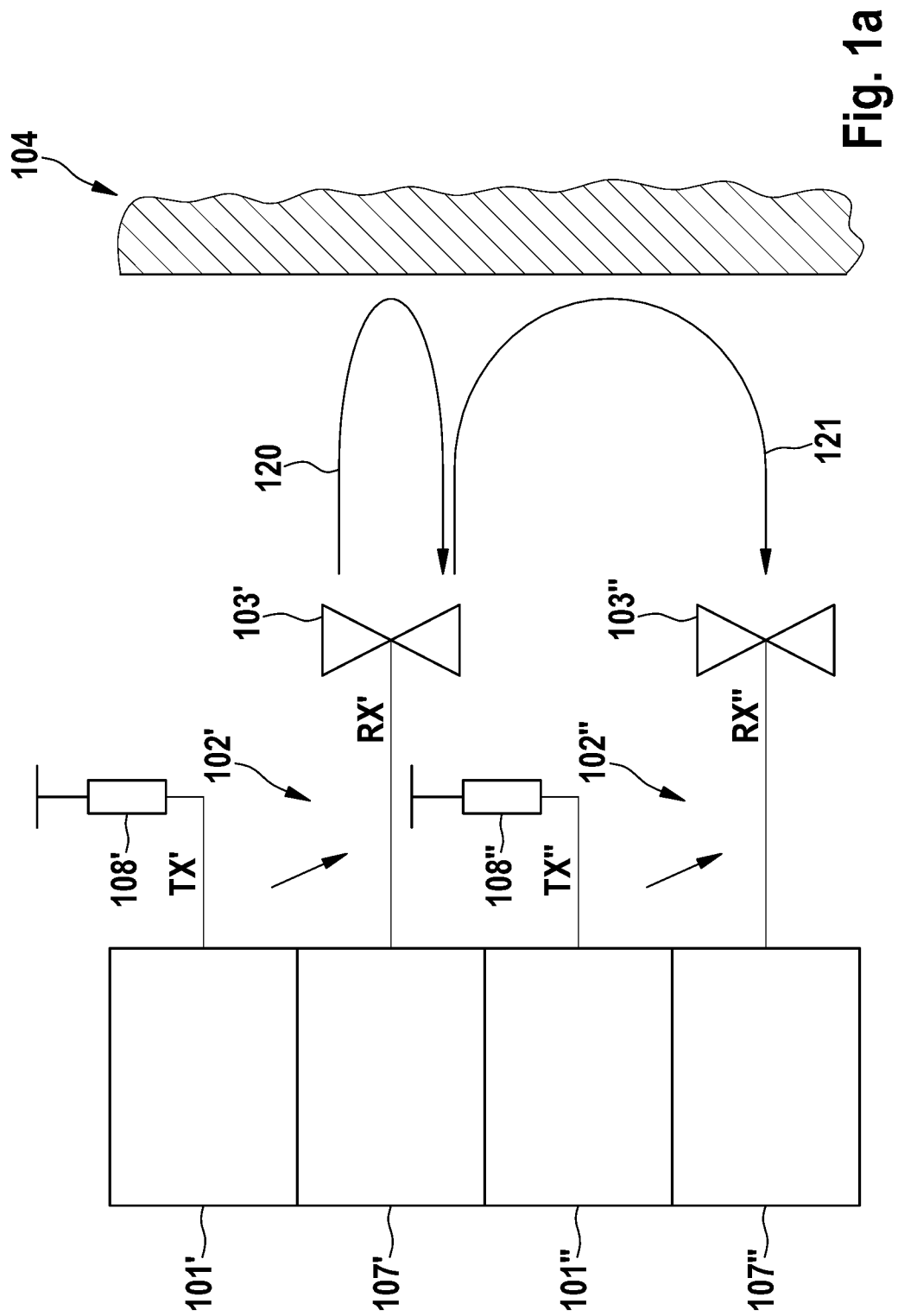


Fig. 1



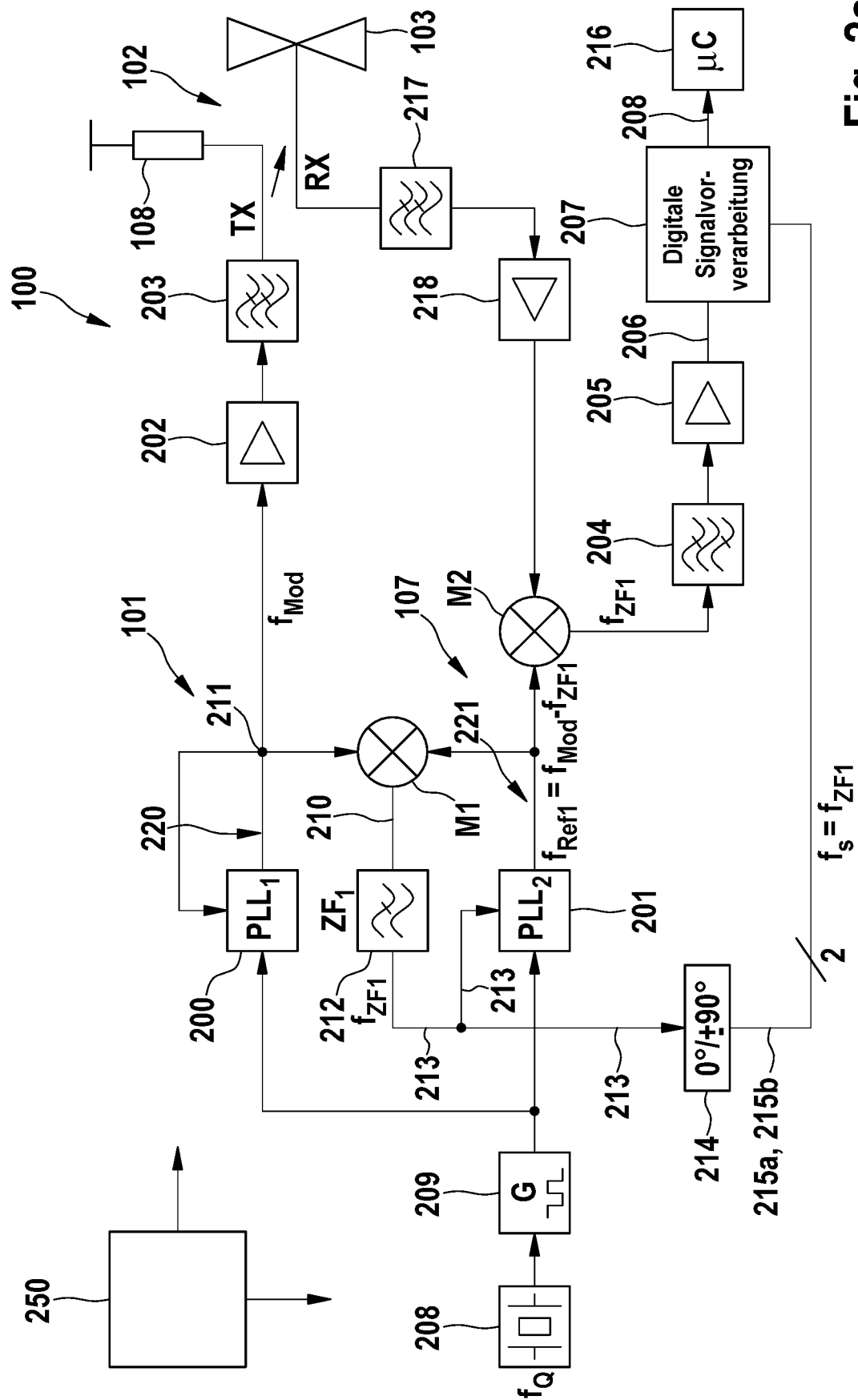


Fig. 2a

4 / 12

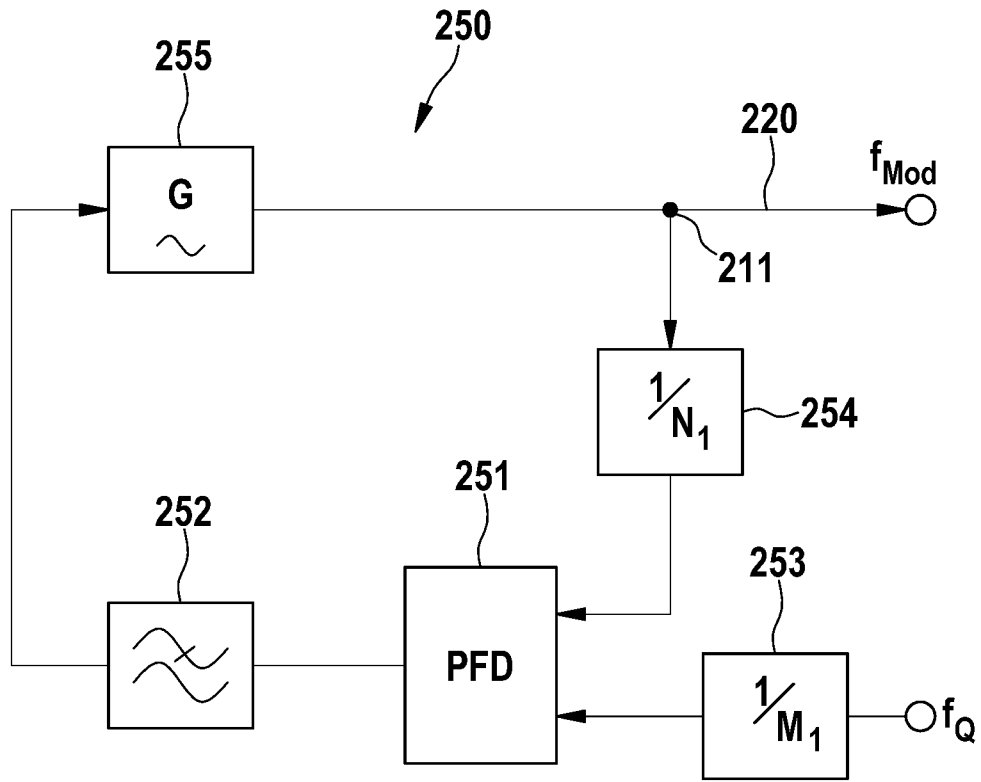


Fig. 2b

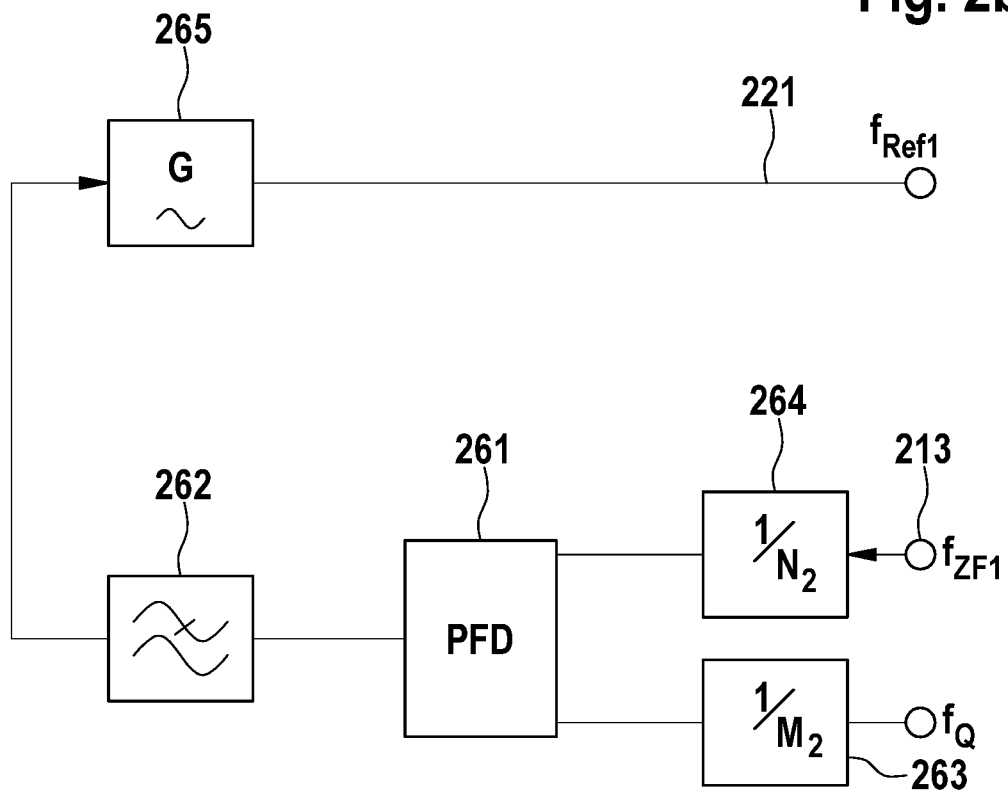


Fig. 2c

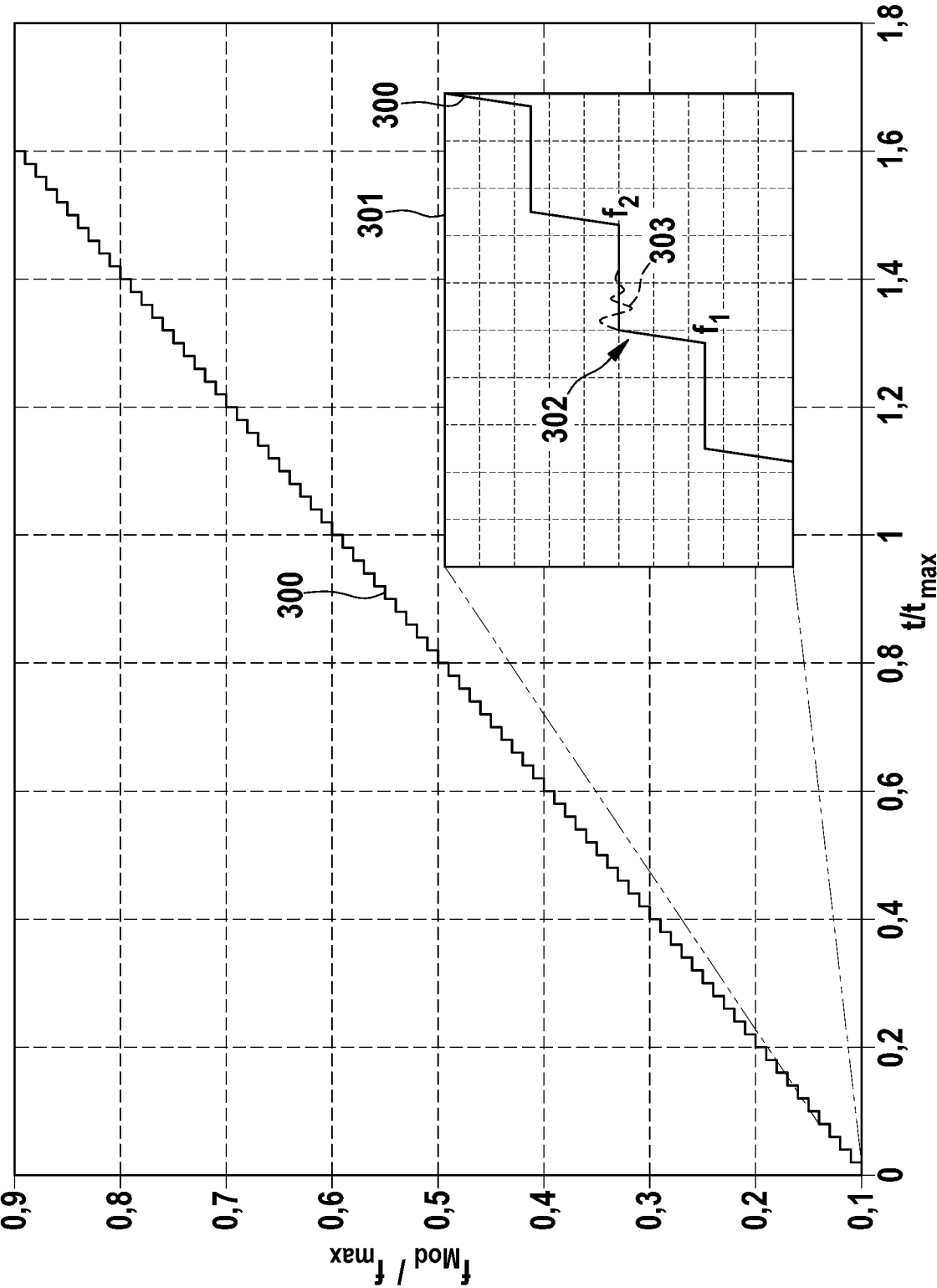


Fig. 3

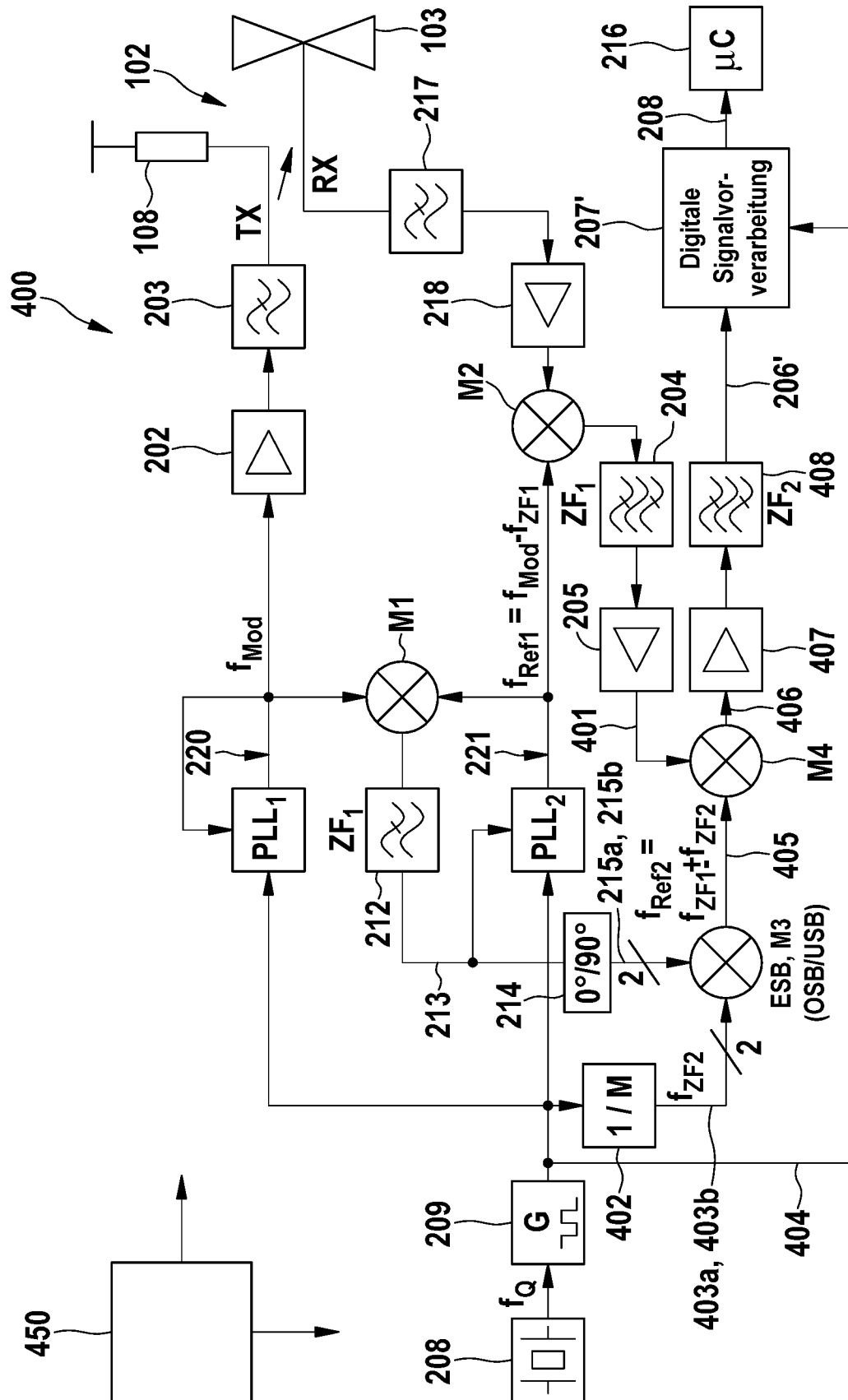


Fig. 4a

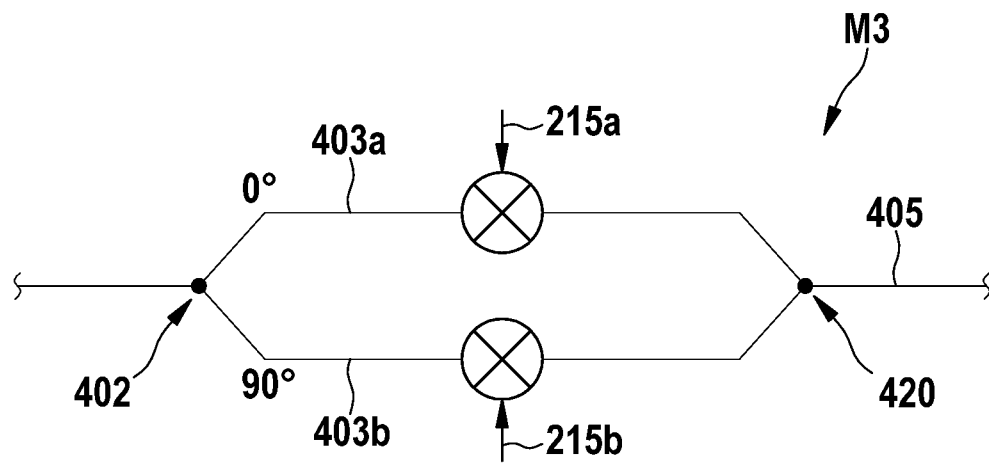


Fig. 4b

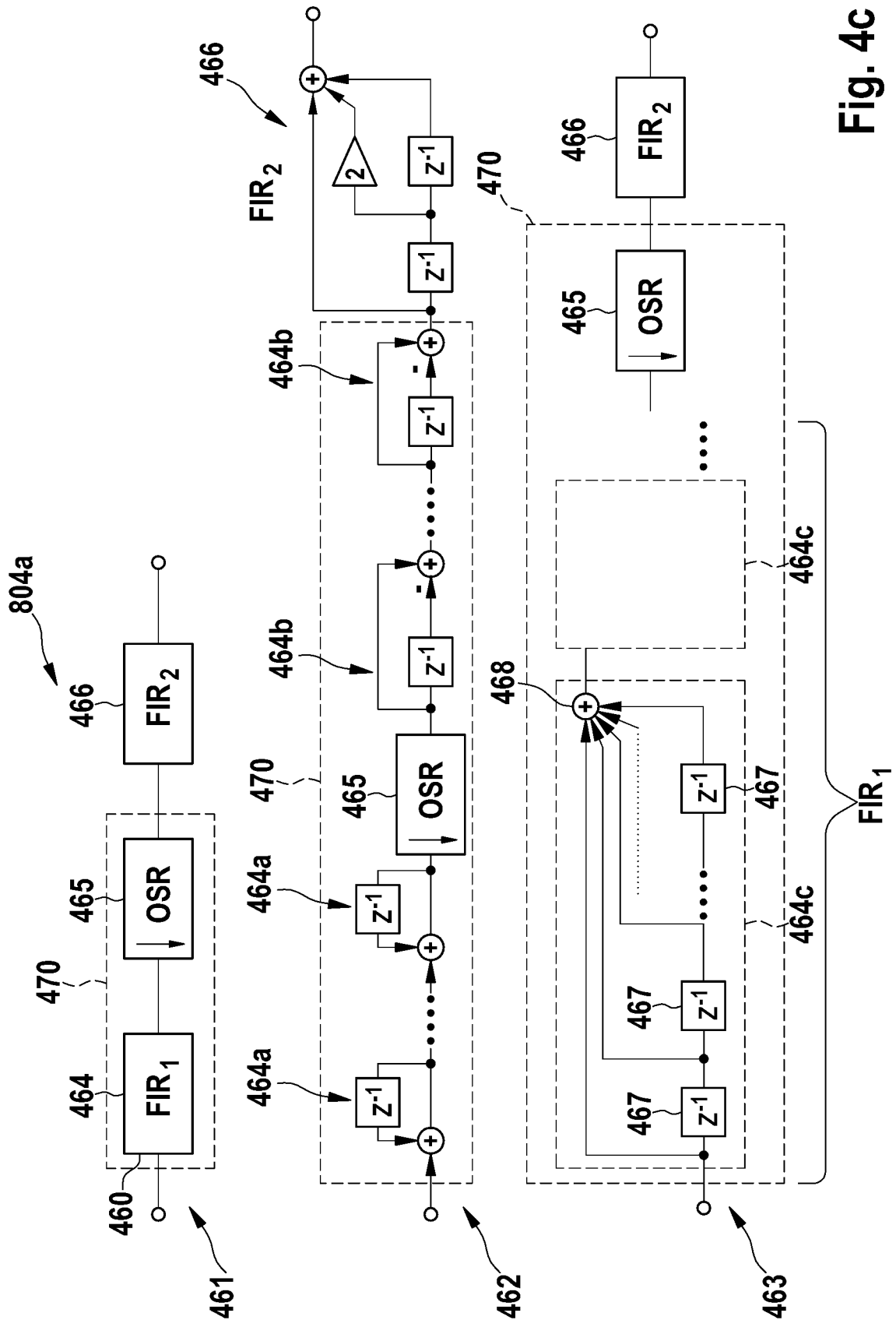


Fig. 4c

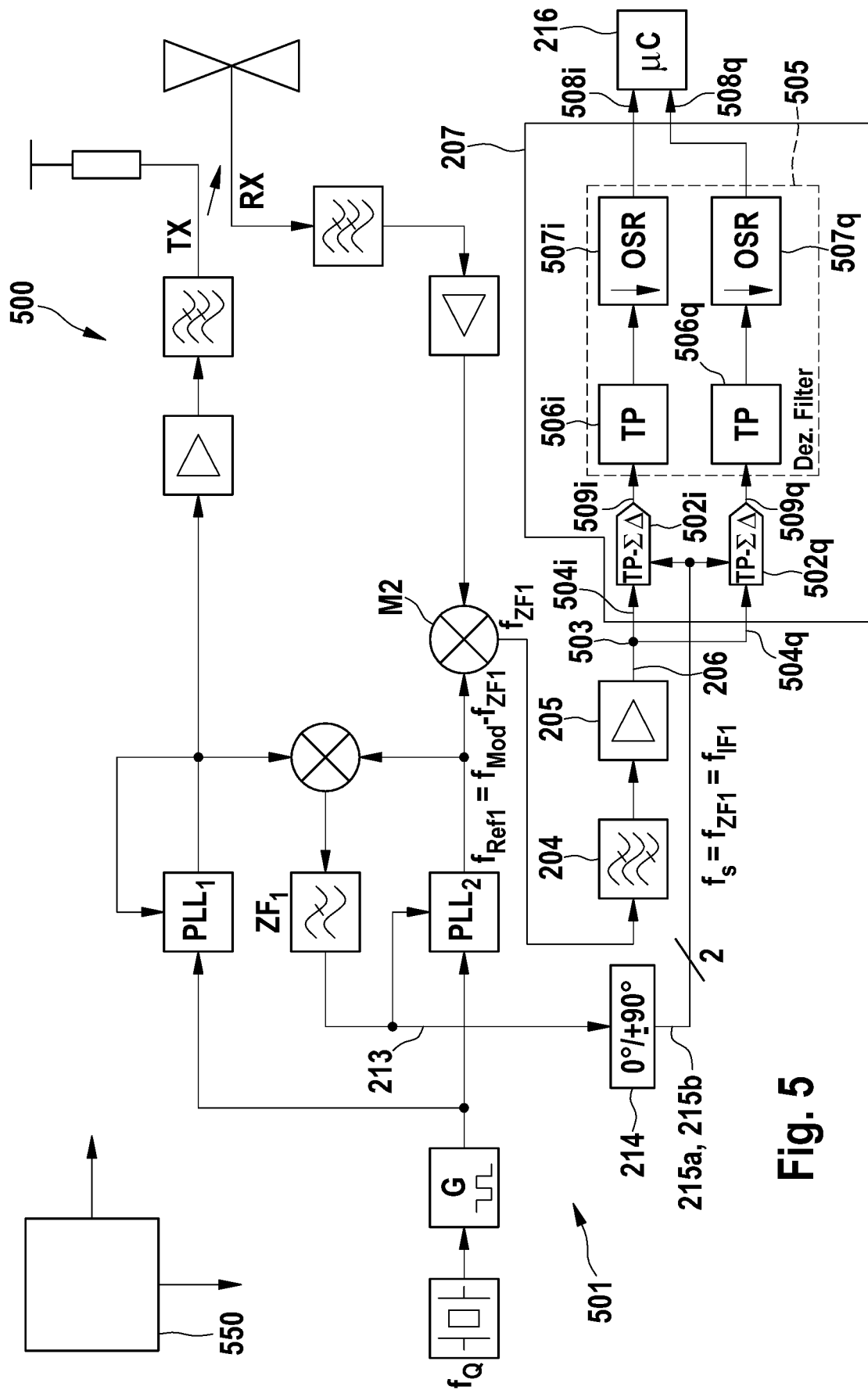


Fig. 5

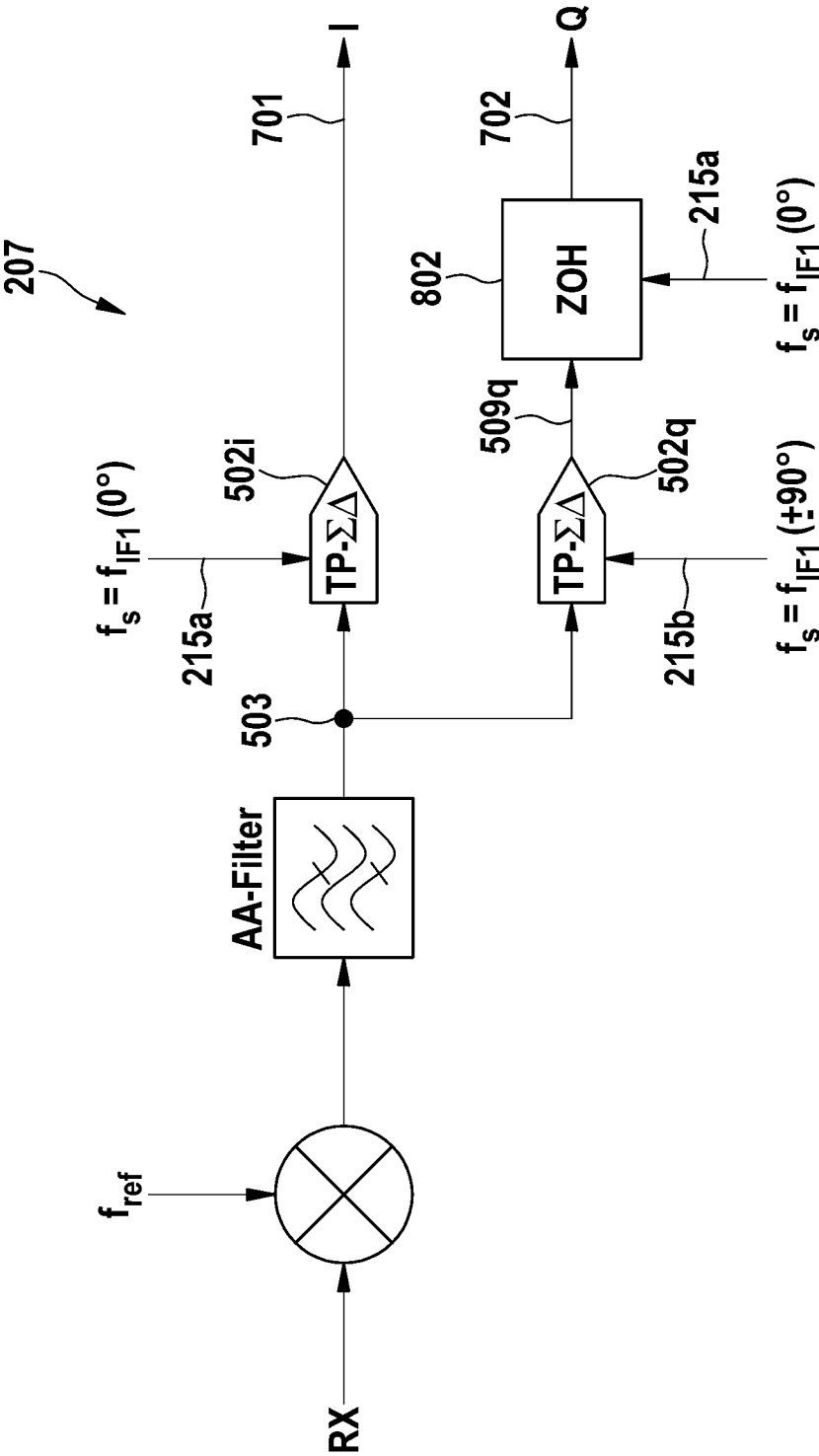


Fig. 7

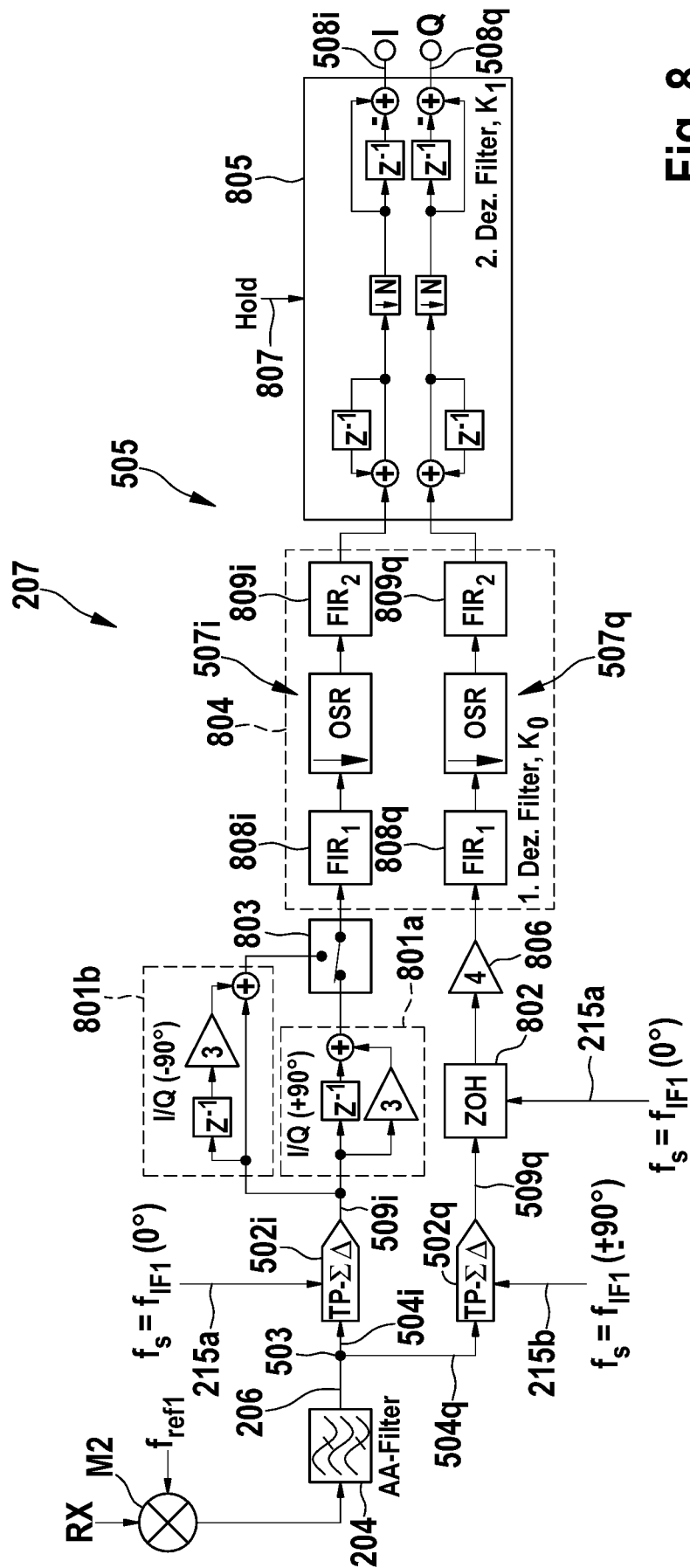


Fig. 8

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/EP2010/061489

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. G01S7/285

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

G01S

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	WO 00/79706 A1 (DITRANS CORP [US]) 28 December 2000 (2000-12-28) page 8, lines 10-18; figures 3,7 page 16, lines 1-20 page 15, paragraph 3 page 1, paragraph 3	1-3,9, 11,14-16
Y	HOLGER DEITERSEN ED - ANONYMOUS: "A Flexible Digital Receiver Architecture For Radar Applications" INTERNATIONAL RADAR SYMPOSIUM. IRS 2006, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, 1 May 2006 (2006-05-01), pages 1-4, XP031138408 ISBN: 978-83-7207-621-2 figures 1,2	1-3,9, 11,14-16

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

18 November 2010

Date of mailing of the international search report

24/01/2011

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5618 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Metz, Carsten

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/EP2010/061489

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	WO 2006/115704 A1 (UNIV FLORIDA [US]; LIN JENSHAN [US]; XIAO YANMING [US]) 2 November 2006 (2006-11-02) figure 1	1-3,9, 11,14-16
Y	US 5 134 406 A (ORR STEVEN K [US]) 28 July 1992 (1992-07-28) figure 3	1-3,9, 11,14-16
A	US 7 002 511 B1 (AMMAR DANNY F [US] ET AL) 21 February 2006 (2006-02-21) column 2, lines 42-48; figure 2	1-3,9, 11,14-16
A	US 2005/068217 A1 (TSUJITA TATSUO [JP]) 31 March 2005 (2005-03-31) figures 1-9	1-3,9, 11,14-16
A	US 7 227 479 B1 (CHEN HSIN-HUNG [TW] ET AL) 5 June 2007 (2007-06-05) figures 1a,1b	1-3,9, 11,14-16
A	GB 2 419 482 A (AGILENT TECHNOLOGIES INC [US]) 26 April 2006 (2006-04-26) figures 3,4	1-3,9, 11,14-16
A	US 2005/219091 A1 (WOOD JOHN M [GB] ET AL) 6 October 2005 (2005-10-06) figure 1	1-3,9, 11,14-16
A	US 2001/050624 A1 (NAGARAJ KRISHNASWAMY [US]) 13 December 2001 (2001-12-13) figures 1-5	1-3,9, 11,14-16

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/EP2010/061489

Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 2 of first sheet)

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. ☐ Claims Nos.:
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:
2. ☐ Claims Nos.:
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:
3. ☐ Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

see the Supplemental Sheet

1. ☐ As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. ☐ As all searchable claims could be searched without effort justifying additional fees, this Authority did not invite payment of additional fees.
3. ☐ As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:
4. ☒ No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

1-3, 9, 11, 14-16

Remark on Protest

- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest and, where applicable, the payment of a protest fee.
- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest but the applicable protest fee was not paid within the time limit specified in the invitation.
- ☐ No protest accompanied the payment of additional search fees.

The International Searching Authority has determined that this international application contains multiple (groups of) inventions, as follows:

1. Claims: 1-3, 9, 11, 14-16

Method and device for preparing a reflection signal and the generation of an intermediate frequency reference signal or a timing signal derived therefrom.

1.1. Claim: 9

Method and device for preparing a reflection signal by means of a sigma-delta modulator.

2. Claims: 4, 5, 10

Construction of a decimation arrangement.

3. Claims: 6-8, 12, 13

Method of synchronizing channel and timing signals.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/EP2010/061489

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 0079706	A1	28-12-2000	AU 5753800 A EP 1195019 A1	09-01-2001 10-04-2002
WO 2006115704	A1	02-11-2006	EP 1880233 A1 JP 2008536621 T KR 20070121833 A US 2008238757 A1	23-01-2008 11-09-2008 27-12-2007 02-10-2008
US 5134406	A	28-07-1992	NONE	
US 7002511	B1	21-02-2006	NONE	
US 2005068217	A1	31-03-2005	EP 1489747 A1 WO 03081781 A1	22-12-2004 02-10-2003
US 7227479	B1	05-06-2007	NONE	
GB 2419482	A	26-04-2006	DE 102005039684 A1 JP 2006129499 A US 7049992 B1	24-05-2006 18-05-2006 23-05-2006
US 2005219091	A1	06-10-2005	AT 403274 T AU 2003253088 A1 CA 2490577 A1 EP 1522146 A2 ES 2307978 T3 WO 2004004130 A2 JP 4064963 B2 JP 2005531235 T	15-08-2008 19-01-2004 08-01-2004 13-04-2005 01-12-2008 08-01-2004 19-03-2008 13-10-2005
US 2001050624	A1	13-12-2001	NONE	

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2010/061489

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
INV. G01S7/285

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPC) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPC

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

G01S

Recherchierte, aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

EPO-Internal

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
Y	WO 00/79706 A1 (DITRANS CORP [US]) 28. Dezember 2000 (2000-12-28) Seite 8, Zeilen 10-18; Abbildungen 3,7 Seite 16, Zeilen 1-20 Seite 15, Absatz 3 Seite 1, Absatz 3	1-3,9, 11,14-16
Y	HOLGER DEITERSEN ED - ANONYMOUS: "A Flexible Digital Receiver Architecture For Radar Applications" INTERNATIONAL RADAR SYMPOSIUM. IRS 2006, IEEE, PISCATAWAY, NJ, USA, 1. Mai 2006 (2006-05-01), Seiten 1-4, XP031138408 ISBN: 978-83-7207-621-2 Abbildungen 1,2	1-3,9, 11,14-16



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

A Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

E älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

L Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

O Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

P Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

T Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

X Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

Y Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

G Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

18. November 2010

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

24/01/2011

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde

Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Metz, Carsten

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2010/061489

C. (Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
Y	WO 2006/115704 A1 (UNIV FLORIDA [US]; LIN JENSHAN [US]; XIAO YANMING [US]) 2. November 2006 (2006-11-02) Abbildung 1	1-3,9, 11,14-16
Y	US 5 134 406 A (ORR STEVEN K [US]) 28. Juli 1992 (1992-07-28) Abbildung 3	1-3,9, 11,14-16
A	US 7 002 511 B1 (AMMAR DANNY F [US] ET AL) 21. Februar 2006 (2006-02-21) Spalte 2, Zeilen 42-48; Abbildung 2	1-3,9, 11,14-16
A	US 2005/068217 A1 (TSUJITA TATSUO [JP]) 31. März 2005 (2005-03-31) Abbildungen 1-9	1-3,9, 11,14-16
A	US 7 227 479 B1 (CHEN HSIN-HUNG [TW] ET AL) 5. Juni 2007 (2007-06-05) Abbildungen 1a,1b	1-3,9, 11,14-16
A	GB 2 419 482 A (AGILENT TECHNOLOGIES INC [US]) 26. April 2006 (2006-04-26) Abbildungen 3,4	1-3,9, 11,14-16
A	US 2005/219091 A1 (WOOD JOHN M [GB] ET AL) 6. Oktober 2005 (2005-10-06) Abbildung 1	1-3,9, 11,14-16
A	US 2001/050624 A1 (NAGARAJ KRISHNASWAMY [US]) 13. Dezember 2001 (2001-12-13) Abbildungen 1-5	1-3,9, 11,14-16

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen
PCT/EP2010/061489

Feld Nr. II Bemerkungen zu den Ansprüchen, die sich als nicht recherchierbar erwiesen haben (Fortsetzung von Punkt 2 auf Blatt 1)

Gemäß Artikel 17(2)a) wurde aus folgenden Gründen für bestimmte Ansprüche kein internationaler Recherchenbericht erstellt:

1. ☐ Ansprüche Nr.
weil sie sich auf Gegenstände beziehen, zu deren Recherche diese Behörde nicht verpflichtet ist, nämlich

2. ☐ Ansprüche Nr.
weil sie sich auf Teile der internationalen Anmeldung beziehen, die den vorgeschriebenen Anforderungen so wenig entsprechen, dass eine sinnvolle internationale Recherche nicht durchgeführt werden kann, nämlich

3. ☐ Ansprüche Nr.
weil es sich dabei um abhängige Ansprüche handelt, die nicht entsprechend Satz 2 und 3 der Regel 6.4 a) abgefasst sind.

Feld Nr. III Bemerkungen bei mangelnder Einheitlichkeit der Erfindung (Fortsetzung von Punkt 3 auf Blatt 1)

Diese Internationale Recherchenbehörde hat festgestellt, dass diese internationale Anmeldung mehrere Erfindungen enthält:

siehe Zusatzblatt

1. ☐ Da der Anmelder alle erforderlichen zusätzlichen Recherchegebühren rechtzeitig entrichtet hat, erstreckt sich dieser internationale Recherchenbericht auf alle recherchierbaren Ansprüche.

2. ☐ Da für alle recherchierbaren Ansprüche die Recherche ohne einen Arbeitsaufwand durchgeführt werden konnte, der zusätzliche Recherchegebühr gerechtfertigt hätte, hat die Behörde nicht zur Zahlung solcher Gebühren aufgefordert.

3. ☐ Da der Anmelder nur einige der erforderlichen zusätzlichen Recherchegebühren rechtzeitig entrichtet hat, erstreckt sich dieser internationale Recherchenbericht nur auf die Ansprüche, für die Gebühren entrichtet worden sind, nämlich auf die Ansprüche Nr.

4. ☒ Der Anmelder hat die erforderlichen zusätzlichen Recherchegebühren nicht rechtzeitig entrichtet. Dieser internationale Recherchenbericht beschränkt sich daher auf die in den Ansprüchen zuerst erwähnte Erfindung; diese ist in folgenden Ansprüchen erfasst:
1-3, 9, 11, 14-16

Bemerkungen hinsichtlich eines Widerspruchs

- ☐ Der Anmelder hat die zusätzlichen Recherchegebühren unter Widerspruch entrichtet und die gegebenenfalls erforderliche Widerspruchsgebühr gezahlt.
- ☐ Die zusätzlichen Recherchegebühren wurden vom Anmelder unter Widerspruch gezahlt, jedoch wurde die entsprechende Widerspruchsgebühr nicht innerhalb der in der Aufforderung angegebenen Frist entrichtet.
- ☐ Die Zahlung der zusätzlichen Recherchegebühren erfolgte ohne Widerspruch.

WEITERE ANGABEN

PCT/ISA/ 210

Die internationale Recherchenbehörde hat festgestellt, dass diese internationale Anmeldung mehrere (Gruppen von) Erfindungen enthält, nämlich:

1. Ansprüche: 1-3, 9, 11, 14-16

Ein Verfahren bzw. eine Vorrichtung zum Bereitstellen eines Reflexionssignals und der Generation eines Zwischenfrequenz-Referenzsignals bzw. einem davon abgeleiteten Taktsignal.

1.1. Anspruch: 9

Ein Verfahren bzw. eine Vorrichtung zum Bereitstellen eines Reflexionssignals mittels eines Sigma-Delta-Modulators.

2. Ansprüche: 4, 5, 10

Aufbau einer Dezimations-Einrichtung.

3. Ansprüche: 6-8, 12, 13

Ein Verfahren zur Synchronisation von Kanal bzw. Taktsignalen

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2010/061489

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
WO 0079706 A1	28-12-2000	AU 5753800 A EP 1195019 A1	09-01-2001 10-04-2002
WO 2006115704 A1	02-11-2006	EP 1880233 A1 JP 2008536621 T KR 20070121833 A US 2008238757 A1	23-01-2008 11-09-2008 27-12-2007 02-10-2008
US 5134406 A	28-07-1992	KEINE	
US 7002511 B1	21-02-2006	KEINE	
US 2005068217 A1	31-03-2005	EP 1489747 A1 WO 03081781 A1	22-12-2004 02-10-2003
US 7227479 B1	05-06-2007	KEINE	
GB 2419482 A	26-04-2006	DE 102005039684 A1 JP 2006129499 A US 7049992 B1	24-05-2006 18-05-2006 23-05-2006
US 2005219091 A1	06-10-2005	AT 403274 T AU 2003253088 A1 CA 2490577 A1 EP 1522146 A2 ES 2307978 T3 WO 2004004130 A2 JP 4064963 B2 JP 2005531235 T	15-08-2008 19-01-2004 08-01-2004 13-04-2005 01-12-2008 08-01-2004 19-03-2008 13-10-2005
US 2001050624 A1	13-12-2001	KEINE	