



Oszillator (102), wobei ein Eingang des Oszillators über einen Wandler (8) mit dem Steuermittel verbunden ist, der Oszillator mittels des Steuermittels zum Erzeugen des Signals ansteuerbar ist und das mittels des Oszillators erzeugte Signal an einem Ausgang des Oszillators (102) abgreifbar ist, mit wenigstens einer Sendeantenne zum Senden des am Ausgang des Oszillators anliegenden Signals, wobei die Sendeantenne mit dem Ausgang des Oszillators verbunden ist, mit wenigstens einem Empfangskanal zum Empfangen eines Empfangssignals, zum Verarbeiten des Empfangssignals und zur Weiterleitung des verarbeiteten Empfangssignals zum Steuermittel (108), wobei der Empfangskanal zumindest eine Empfangsantenne und einen Mischer (103) zum Mischen des Empfangssignals mit dem am Ausgang des Oszillators (102) anliegenden Signal aufweist, wobei der Mischer mit dem Ausgang des Oszillators verbunden ist, wobei ein Frequenzteiler (106) vorgesehen ist, welcher Signale des Oszillators einem Frequenzzähler (23) zuführt, wobei zumindest der Oszillator (102) und der Frequenzteiler (106) als monolithischer integrierter Mikrowellenschaltkreis (101) ausgebildet sind.

Radarvorrichtung

Beschreibung

Technisches Gebiet

Die Erfindung betrifft eine Radarvorrichtung und ein Verfahren zum Betreiben einer Radarvorrichtung.

Stand der Technik

In Kraftfahrzeugen werden Radarvorrichtungen immer häufiger eingesetzt, beispielsweise zur Erkennung des Umfelds des Kraftfahrzeugs zur Steuerung von Kraftfahrzeugeinrichtungen. So kann beispielsweise ein Fahrerassistenzsystem vorgesehen sein, welches auf Basis von Daten der Radarvorrichtung den Fahrer unterstützt, beispielsweise bei Bremsvorgängen oder bei Spurwechseln etc.

Dabei ist es für die Zieldetektion einer beispielsweise 24GHz-Radarvorrichtung, welche Sendesignale im 24GHz-Bereich aussendet, von entscheidender Bedeutung, wie der Frequenzverlauf des Sendesignals ausgestaltet ist. Üblicherweise überstreicht dabei die Sendefrequenz des Sendesignals eine vorgegebene Bandbreite von 200MHz in Form von annähernd linearen sogenannten Chirps, also Frequenzrampen mit ansteigender Sendefrequenz. Die Steilheit dieser Chirps ist bei modernen Radarvorrichtungen relativ gering, die benötigte Zeit für das Überstreichen von 200MHz beträgt daher bei modernen Radarvorrichtungen etwa 40ms.

Allgemein ist jedoch eine eindeutige Tendenz zu deutlich höheren Steilheiten zu beobachten. Die Reduzierung der Dauer eines Chirps auf etwa 75µs in Verbindung mit einer höheren Abtastrate in der Größenordnung von 1MHz erlauben eine deutlich verbesserte Zieldetektion. Um auch bei derart hohen Steilheiten des Chirps einen linearen Verlauf der Sendefrequenz zu erreichen, gelten allerdings hohe Anforderungen an

- 2 -

den Verlauf der Tuningspannung des 24GHz-VCOs, der auch als Voltage Controlled Oscillator, also als spannungsgesteuerter Oszillator, bekannt ist.

Im Stand der Technik wird der Einsatz so genannter programmierbarer PLL, Phase Locked Loop oder Phasenregelschleife, zur Erzeugung der Tuningspannung eingesetzt, so dass sich in Verbindung mit dem VCO Oszillator ein geschlossener Regelkreis ergibt. Eine solche Phasenregelschleife ist jedoch mit zusätzlichen Kosten verbunden, die zu vermeiden wären.

Darstellung der Erfindung, Aufgabe, Lösung, Vorteile

Daher ist es die Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine Radarvorrichtung und ein Verfahren zum Betreiben einer Radarvorrichtung zu schaffen, mittels welchem auch bei Chirps mit einer hohen Steilheit eine kostengünstige Herstellung und ein kostengünstiger Betrieb möglich ist und dennoch eine hohe Linearität des Frequenzverlaufs sichergestellt werden kann, damit eine verbesserte Qualität der Zieldetektion ermöglicht ist.

Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung zur Radarvorrichtung wird mit den Merkmalen gemäß Anspruch 1 gelöst.

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung betrifft eine Radarvorrichtung zum Senden eines Signals in einem Frequenzband, mit einem Steuermittel, mit einem Oszillator, wobei ein Eingang des Oszillators über einen Wandler mit dem Steuermittel verbunden ist, der Oszillator mittels des Steuermittels zum Erzeugen des Signals ansteuerbar ist und das mittels des Oszillators erzeugte Signal an einem Ausgang des Oszillators abgreifbar ist, mit wenigstens einer Sendeantenne zum Senden des am Ausgang des Oszillators anliegenden Signals, wobei die Sendeantenne mit dem Ausgang des Oszillators verbunden ist, mit wenigstens einem Empfangskanal zum Empfangen eines Empfangssignals, zum Verarbeiten des Empfangssignals und zur Weiterleitung des verarbeiteten Empfangssignals zum Steuermittel, wobei der Empfangskanal zumindest eine Empfangsantenne und einen Mischer zum Mischen des Empfangssignals

- 3 -

mit dem am Ausgang des Oszillators anliegenden Signal aufweist, wobei der Mischer mit dem Ausgang des Oszillators verbunden ist, wobei ein Frequenzteiler vorgesehen ist, welcher Signale des Oszillators einem Frequenzzähler zuführt, wobei zumindest der Oszillator und der Frequenzteiler als monolithischer integrierter Mikrowellenschaltkreis ausgebildet sind. Dadurch wird erreicht, dass im Wesentlichen alle bei der Umsetzung einer Digitalsequenz in einen Frequenzverlauf bei 24GHz auftretenden Nichtlinearitäten messtechnisch erfasst und kompensiert werden können. Auch wird die Linearität der erzeugten schnellen Chirps deutlich erhöht, was eine verbesserte Zieldetektion ermöglicht. Dies wird mittels einer hardwaretechnischen Realisierung schneller Chirps kostengünstiger Art erreicht, so dass die Verwendung eines programmierbaren PLL-Bausteins nicht mehr notwendig ist.

Auch ist es vorteilhaft, wenn weiterhin zumindest ein Mischer eines Empfangskanals in den monolithischen integrierten Mikrowellenschaltkreis integriert ist. Dadurch kann eine einfache Herstellung erreicht werden und gleichzeitig eine einfache Signalanalyse durchgeführt werden.

Dabei ist es auch vorteilhaft, wenn weiterhin zumindest ein Verstärker und/oder Filter eines Empfangskanals in den monolithischen integrierten Mikrowellenschaltkreis integriert ist.

Besonders vorteilhaft ist es, wenn zur Kalibrierung mit Hilfe der Frequenzzählung mittels des Frequenzzählers ein Kalibrierzyklus einsetzbar ist, welcher den gleichen Tuningspannungs- bzw. VCO-Frequenzverlauf nutzt, wie in einem Radar-Messzyklus. Dadurch kann vorteilhaft die Frequenzzählung auch bei schnellen Chirps sicher durchgeführt werden.

Besonders vorteilhaft ist es, wenn zur Steuerung des Frequenzteilers eine Ansteuerung vorgesehen ist, mittels der eine Umschaltung des integrierten Frequenzteilers zwischen zumindest zwei verschiedenen Teilungsfaktoren vorsehbar ist. Dadurch kann eine Anpassung zur Verbesserung der Genauigkeit realisiert werden.

- 4 -

Dabei ist es vorteilhaft, wenn die Ansteuerung als Schnittstelle eines digitalen Signalprozessors ausgebildet ist. Dadurch kann eine gezielte Ansteuerung durch den digitalen Signalprozessor vorgenommen werden.

Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung zum Verfahren wird mit den Merkmalen gemäß Anspruch 7 gelöst.

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung betrifft ein Verfahren zum Betreiben eines Radarsensors wobei zur Kalibrierung mit Hilfe eines Frequenzzählers ein Kalibrierzyklus vorgesehen ist, welcher den gleichen Tuningspannungs- bzw. VCO-Frequenzverlauf vorsieht, wie ein regulärer Radar-Messzyklus.

Vorteilhafte Weiterbildungen der vorliegenden Erfindung sind in den Unteransprüchen und der nachfolgenden Figurenbeschreibung beschrieben.

Fig. 1 eine schematische Darstellung eines Sendesignals als Funktion der Zeit,

Fig. 2 eine schematische Darstellung einer Radarvorrichtung,

Fig. 3 ein Diagramm zur Erläuterung der Erfindung,

Fig. 4 ein Diagramm zur Darstellung schneller Chirps,

Fig. 5 eine Darstellung zur Erläuterung der Erzeugung eines Sendesignals,

Fig. 6 Eine schematische Darstellung einer erfindungsgemäßen Radarvorrichtung,

Fig. 7 ein Diagramm zur Erläuterung der Erfindung, und

Fig. 8 ein Diagramm zur Erläuterung der Erfindung

Bevorzugte Ausführung der Erfindung

Die Figur 1 zeigt ein Diagramm mit einem Sendesignal einer Radarvorrichtung mit einer schematischen Darstellung eines Upchirps, also einer ansteigenden Rampe des Sendesignals mit steigender Sendefrequenz. Dabei ist bei derzeitigen Radarvorrichtungen das Sendesignal mit Frequenzchirps mit einer geringen Steilheit ausgebildet, die Dauer für das Überstreichen von 200MHz innerhalb des vorgesehenen 24GHz-Frequenzbandes beträgt 38,4ms. Der Frequenzverlauf innerhalb eines Chirps wird durch das LFMSK-Modulationsverfahren bestimmt, welches den nachfolgend dargestellten Verlauf aufweist. Es werden drei ineinander verschachtelte Signale A, B, C ausgesendet. Für eine Zeitdauer von jeweils ca. 25 μ s, während eines Bursts oder eines Signals mit fester Anzahl von Schwingungen und vordefinierter Zeitdauer, wird dabei eine konstante Frequenz gesendet, die sich für jedes der drei Signale zu

$$f_{ABC,i} = f_{ABC,0} + i \cdot \Delta f_{ABC} \quad \text{wobei } i = 0, \dots, N - 1$$

ergibt.

Für jedes Signal, A, B oder C, beträgt die Anzahl der Bursts $N = 512$. Bei einem Frequenzinkrement $\Delta f_{ABC} > 0$ spricht man von einem Upchirp, bei einem Inkrement $\Delta f_{ABC} < 0$ spricht man von einem Downchirp. Ein Dopplerchirp besitzt die Eigenschaft $\Delta f_{ABC} = 0$. Up-, Down- und Dopplerchirp werden dabei alternierend gesendet.

Ein Ausschnitt aus einem LFMSK-Signal für einen Upchirp ist in Abbildung 1 dargestellt.

Der innerhalb einer Chirpdauer von 38,4ms durch die Signale A, B oder C jeweils überstrichene Frequenzbereich beträgt typischerweise 190MHz, die Frequenzdifferenzen $f_{B,i} - f_{A,i}$ sowie $f_{C,i} - f_{B,i}$ betragen jeweils etwa 1,2MHz.

Die Wahl dieser Parameter wird neben den regulatorischen Vorgaben an die belegte Bandbreite bei 24GHz vorwiegend durch die Anforderungen an die Zieldetektion bestimmt.

Die Figur 2 zeigt den Aufbau einer Radarvorrichtung 1, wie einen Radarsensor bezüglich der Sendesignalerzeugung und der Empfangssignalaufnahme. Die Radarvorrichtung 1 weist dazu einen Sendezweig 2 und Empfangskanäle 3, 4 auf. Die Erzeugung des Sendesignals 5, auch TX-Signal genannt, im Frequenzbereich um 24GHz erfolgt durch die Ansteuerung eines spannungsgesteuerten Oszillators 7 (Voltage Controlled Oscillator oder VCO) durch einen Digital-Analog-Converter 8 (DAC) im Sendezweig 2.

Äquivalent zu dem durch den Digital-Analog-Converter 8 erzeugten Analogspannungsverlauf stellt sich ein 24GHz-Signal mit einer entsprechenden Frequenzfolge ein. Dieses Signal stellt zum einen das Sendesignal 5 (TX-Signal), zum anderen gleichzeitig auch das zu den Mischern 9, 10 der Empfangskanäle 3, 4 geführte LO-Signal 11 dar. Durch dieses LO-Signal 11 erfolgt die Mischung der durch die Empfangsantennen 12, 13 aufgenommenen Signale 14, 15 in das Basisband. Diese Signale werden zuvor mittels Verstärkern 16, 17 (LNA) verstärkt. Es folgen nach dem Mischen deren Filterung mittels der Filter 18, 19 und deren Abtastung durch einen im digitalen Signalprozessor 20 (DSP) integrierten Analog-digital-Converter 21 (ADC) und die anschließende Zieldetektion durch digitale Signalverarbeitung im digitalen Signalprozessor 20 (DSP).

Bei solchen Radarvorrichtungen 1 erfolgt die Steuerung der Vorrichtung bzw. des Sensors durch einen digitalen Signalprozessor 20 (DSP). Diese Steuerung umfasst unter anderem die Sendesignalerzeugung und zeitlich daran gekoppelt die Abtastung der Empfangssignale 14, 15 mehrerer Empfangsantennen 12,13. Darüber hinaus erfolgen unter anderem Empfangssignalverarbeitung und Diagnose großer Teile der Sensor-Hardware durch den digitalen Signalprozessor.

Aus Sicht der Sendesignalerzeugung und der Abtastung der Empfangssignale 14, 15 ist die Stufenform des Frequenzverlaufs charakteristisch für das LFMSK-Verfahren. Nach einem Einstellen einer neuen Sendefrequenz bleibt diese für die Dauer eines Bursts von 25µs bestehen, so dass sich im VCO-Umfeld ein eingeschwungener Zu-

stand einstellen kann und am Ende des Bursts die Abtastung der sich einstellenden Empfangssignale 14, 15 erfolgt.

Die Erzeugung eines LFMSK-Sendesignals 5 und dessen empfängerseitige Verarbeitung sind in Figur 2 beispielhaft für eine Radarvorrichtung dargestellt.

Durch die Programmierung eines DAC, Digital-Analog-Converter 8, mit einem 16-Bit-Wort wird eine entsprechende Analogspannung erzeugt, welche als Tuningspannung eines 24GHz-VCOs 7 dient. Auf diese Weise wird ein 24GHz-Signal mit einer festen, dem 16-Bit-Wort entsprechenden Frequenz erzeugt. Die Generierung des in Figur 1 dargestellten Sendesignals wird somit durch eine sequenzielle DAC-Programmierung mit $3 \cdot 512$ 16-Bit-Werten erreicht, welche in einer DAC-Tabelle abgelegt sind.

Um das vorgesehene Frequenzband im 24GHz-Bereich nicht zu verlassen, wird die genannte DAC-Tabelle nicht nur einmalig berechnet, sondern im laufenden Betrieb in regelmäßigen Abständen vorteilhafterweise aktualisiert, da ansonsten beispielsweise durch Temperatur- und Alterungsdrift eine Frequenzbandverletzung erfolgen könnte.

Die genannte Aktualisierung der DAC-Tabelle erfolgt durch regelmäßige sensorinterne Frequenzzählungen in separaten Kalibrierzyklen. Kern des Konzepts ist die direkte, sensorinterne Rückmessung der eingestellten 24GHz-VCO-Frequenz. Zu diesem Zweck wird eine 24GHz-Frequenz für eine Zeitdauer von etwa 1ms eingestellt. Wie in Figur 2 zu erkennen ist, erfolgt die Rückführung des in mehreren Stufen in der Frequenz heruntergeteilten Signals zum digitalen Signalprozessor 20. Dazu wird mittels eines Frequenzteilers 22 ein Signal zurückgeführt, welches vom Frequenzzähler 23 ausgewertet wird. Dabei erfolgt beispielsweise durch eine Capture-Compare-Unit eine hochgenaue Zählung der Periodendauer des frequenzgeteilten Signals. Die Auflösung und damit die absolute Genauigkeit dieser Periodendauermessung entspricht mit 6,67ns dem Inversen der DSP-Taktung von 150MHz. Der gesamte Teilungsfaktor für die eingestellte 24GHz-Frequenz beträgt bei ausgewählten Radarvorrichtungen $16 \cdot 23136 \cdot 26 = 9624576$, so dass sich für eine eingestellte Frequenz von 24,15GHz ein Zählsignal mit einer Frequenz von $24,15\text{GHz} / 9624576 = 2,509\text{kHz}$ ergibt.

Mithilfe der gemessenen Periodendauer und den bekannten Teilungsfaktoren kann damit die tatsächlich anliegende 24GHz-Frequenz berechnet werden. Die Genauigkeit dieser Berechnung ergibt sich aus der relativen Genauigkeit der Periodendauermessung im kHz-Bereich, welche gegeben ist durch $6,67\text{ns} / (1 / 2,509\text{kHz}) = 1,6735 \cdot 10^{-5}$. Bei einer 24GHz-Frequenz von 24,15GHz ergibt sich daraus eine absolute Genauigkeit von etwa 404kHz.

Zur Aktualisierung der DAC-Tabelle, also der Tabelle des Digital Analog Wandlers 8, ist es besonders vorteilhaft, die nichtlineare VCO-Kennlinie, welche den Zusammenhang zwischen eingestelltem DAC-Wert und resultierender 24GHz-Frequenz beschreibt, zu approximieren. Zu diesem Zweck erfolgt die oben beschriebene Frequenzzählung für 21 einzelne, äquidistant über das zu überstreichende 24GHz-Frequenzband verteilte Frequenzen nach dem in Figur 3 dargestellten Schema. Die Figur 3 zeigt dabei die VCO-Frequenzabfolge während einer Kalibrierung. Mithilfe der 21 eingestellten DAC-Werte und den dazu gemessenen bzw. berechneten 24GHz-Frequenzen wird eine Regressionsfunktion berechnet, mit deren Hilfe wiederum die DAC-Tabelle für die gewünschten 24GHz-Frequenzen eines LFMSK-Chirps aktualisiert wird.

Die Radar-Zieldetektion mithilfe von schnellen, linearen Chirps bietet deutliche Vorteile gegenüber langsamen Chirps. Ein solcher typischer Sendesignalverlauf schneller Chirps ist dabei in Abbildung 4 dargestellt. Die Figur 4 zeigt schematisch eine Gruppe von 256 schnellen Chirps, die innerhalb von 85 μs linear ansteigen und danach wieder nahezu senkrecht abfallen. Der Beginn und das Ende des Anstiegs der Chirps ist mit einem kurzen Plateau begleitet, das aber auch entfallen könnte.

Im Vergleich zwischen den Figuren 1 und 4 wird der Unterschied in den Steilheiten der Frequenzchirps unmittelbar deutlich. Die hohe Steilheit der schnellen Chirps bei gleichzeitig hoher Linearität des Frequenzverlaufs, wie in Figur 4 dargestellt, stellt besondere Anforderungen an die hardwaretechnische Erzeugung der Sendesignale.

So ist beispielsweise die Erzeugung der VCO-Tuningspannung mithilfe eines über eine SPI-Schnittstelle 24 programmierten DACs Digital Analog Wandlers 8 aus Gründen zu hoher Latenzzeiten in der Größenordnung von 10µs nicht allzu praktikabel.

Zur Erreichung kurzer, schneller und steiler Chirps ist jedoch das oben für die Modulation langsamer Chirps vorgestellte Konzept, den gewünschten Tuningspannungsverlauf durch das sequenzielle Einstellen der in einer DAC-Tabelle abgelegten Werte zu ermöglichen und diese DAC-Tabelle im laufenden Betrieb des Sensors regelmäßig durch eine Eigenkalibrierung zu aktualisieren, für die Implementierung schneller Chirps sehr interessant.

Hierfür ist ein Problem zu lösen. Es ist eine effiziente Methode zur Frequenzkalibrierung zu finden, mittels welcher die DAC-Tabelle regelmäßig derart aktualisierbar ist, dass die daraus erzeugten schnellen Chirps den gewünschten, linearen Frequenzverlauf besitzen.

Die Generierung der Tuningspannung und des daraus resultierenden Sendesignals 28 erfolgt wie in Figur 5 dargestellt. Es wird durch ein Modul innerhalb des digitalen Signalprozessors 20 aus einer internen DAC-Tabelle ein hochratiges Digitalsignal erzeugt, dessen lokale Häufigkeit von High-Pegeln dem entsprechenden Wert der DAC-Tabelle bzw. dem zu diesem Zeitpunkt gewünschten Spannungspegel der Tuningspannung entspricht.

Durch eine Tiefpass-Filterung des Digitalsignals 29 mittels des Tiefpassfilters 26 wird der gewünschte Verlauf der Tuningspannung 30 erreicht. Vorteilhaft ist hierzu, dass dieser Spannungsverlauf, und damit auch die Häufigkeitsverteilung des Digitalsignals, eine Vorverzerrung beinhalten kann, welche die nichtlineare Kennlinie des VCOs kompensieren kann, so dass sich im resultierenden Frequenzverlauf des Sendesignals 28 gerade ein linearer Verlauf ergibt.

Ähnlich wie bei der Erzeugung langsamer Frequenzchirps, wie in Figur 1 dargestellt, ist es vorteilhaft, wenn auch bei der Erzeugung der schnellen Chirps das Konzept re-

gelmäßiger Kalibrierzyklen verfolgt wird, in welchen eine direkte Zählung einiger 24GHz-Frequenzen vorgenommen wird.

Aus den Ergebnissen der Zählung wird über die Berechnung einer internen DAC-Tabelle eine hochratige digitale Sequenz berechnet, deren lokale Amplitudenhäufigkeit den gewünschten Spannungsverlauf repräsentiert, welcher dann durch die Tiefpassfilterung mittels des Tiefpasses 26 erreicht wird.

Das Kalibrierkonzept der Zählung konstanter Frequenzen kann bei schnellen Chirps ggf. zu Problemen führen. Das Einstellen konstanter Frequenzen für die relativ hohe Zeitdauer von 1ms, deren Zählung und die daraus berechnete DAC-Tabelle sind für das resultierende Sendesignal 28 eines Radar-Messchirps nur dann repräsentativ, wenn auch dort nach Einstellen jeder einzelnen Sendefrequenz ein eingeschwungener Zustand bezüglich der Tuningspannung und der resultierenden VCO-Frequenz erreicht wird. Dies ist für das in Figur 2 dargestellte Sendesignal langsamer Chirps erfüllt. Bei den schnellen Chirps gemäß Figur 4 kann diese Analogie ggf. auch nicht mehr gegeben sein. Das schnelle Durchlaufen des Tuningspannungsbereichs bzw. des entsprechenden VCO-Frequenzbereichs kann das Erreichen eines eingeschwungenen Zustands verhindern.

Wünschenswert ist daher ein alternatives Kalibrierkonzept, welches Frequenzzählungen direkt anhand von schnellen Chirps vorsieht. Um alle transienten Effekte, welche sich bei dem Durchfahren schneller Chirps für den Verlauf der Tuningspannung ergeben, messtechnisch zu erfassen, wird für einen Kalibrierzyklus der gleiche Tuningspannungs- bzw. VCO-Frequenzverlauf vorgeschlagen wie in regulären Radar-Messzyklen. Der Frequenzverlauf entspricht damit genau dem in Figur 4 gezeigten Verlauf, es wird jedoch im Kalibrierzyklus versucht, mit den Mitteln der Frequenzzählung den tatsächlichen Verlauf der Frequenz innerhalb mehrerer schneller Chirps messtechnisch zu erfassen und die zugrunde liegende hochratige Digitalesequenz gegebenenfalls anzupassen.

Die Radarvorrichtung 100 für das vorgeschlagene Verfahren ist ein neuartiger MMIC 101 (Monolithic Microwave Integrated Circuit), wie er in Figur 6 zum Einsatz kommt. In diesem MMIC 101 sind neben dem eigentlichen 24GHz-VCO Oszillator 102 auch alle anderen relevanten 24GHz-Komponenten integriert, wie die Mischer 103, die Bandpassfilter 104, die LNAs bzw. Verstärker 105 und der Frequenzteiler 106.

Der MMIC ist über eine SPI-Schnittstelle 107 des digitalen Signalprozessors 108 konfigurierbar. Insbesondere erlaubt die SPI-Schnittstelle 107 eine Umschaltung des integrierten Frequenzteilers 106 zwischen zwei verschiedenen Teilungsfaktoren. Ein erster Teilungsfaktor beispielsweise von $2^{20} = 1048576$ erlaubt, wie bereits beschrieben, ein Herunterteilen des 24GHz-Signals auf ein Signal mit einer Frequenz von etwa 23kHz. Auf dieser Konfiguration basiert das bisherige Konzept der Zählung konstanter Frequenzen. Es sieht das Einstellen konstanter 24GHz-Frequenzen für jeweils etwa 1 ms vor sowie die Zählung von jeweils zehn aufeinander folgenden Periodendauern des heruntergeteilten 23kHz-Signals, ähnlich wie weiter oben beschrieben.

Mit dem Einsatz des neuartigen MMICs 101 in einer Radarvorrichtung ist alternativ ein zweiter Teilungsfaktor von beispielsweise $2^{14} = 16384$ einstellbar. Dieser führt zu einem Frequenzteiler-Ausgangssignal mit einer Frequenz von etwa 1,47MHz. Ein Messsignal dieser Frequenz erlaubt als großen Vorteil eine deutlich reduzierte Messzeit von etwa $\Delta_{TM} = 0,68\mu s = 1/1,474MHz$. Dadurch ergibt sich die zeitliche Auflösung, mit der die Frequenzverläufe innerhalb der Folge von schnellen Chirps gemäß Figur 4 gemessen werden können. Andererseits ist die relative Genauigkeit einer einzelnen Messung deutlich geringer. Da bei den Radarvorrichtungen eine Zähleinheit mit einer Taktung von 200MHz zum Einsatz kommt, ergibt sich für die Messzeit von Δ_{TM} eine relative Genauigkeit von $(1/200MHz) / \Delta_{TM} = 7,353 \cdot 10^{-3}$. Auf die System-Mittenfrequenz von 24,15GHz bezogen ergibt sich eine absolute Genauigkeit von 177,57MHz. Dies zeigt, dass eine akzeptable Genauigkeit nur durch geeignete Kombination einer großen Anzahl von Einzelmessungen erreichbar ist. Genau dies ist jedoch durch die geringe Dauer einer einzelnen Messung möglich.

Die Figur 7 zeigt dazu einen detaillierten Verlauf einer Sendefrequenz und deren messtechnische Erfassung. Dabei stellt die Figur 7 die Messverhältnisse realistisch dar. Die durchgezogene Linie beschreibt den durch die in Figur 5 dargestellte Tiefpassfilterung der Tuningspannung verschliffenen Verlauf der Sendefrequenz ohne Vorverzerrung für Chirp 1 und für Chirp 256. Dieser Verlauf wird auch mit „reale Filterung“ bezeichnet.

Die unterbrochene Kurve zeigt den durch eine ideale, jedoch nicht realisierbare Filterung resultierenden linearen Frequenzverlauf. Das deutlich sichtbare Einschwingverhalten des realen Frequenzverlaufs resultiert aus der Grenzfrequenz des in Figur 5 dargestellten Tiefpassfilters 26 für die VCO-Tuningspannung, welche in der Größenordnung um 100kHz liegen muss, um die 100MHz-Taktfrequenz des hochratigen Digitalsignals am Eingang des Filters ausreichend gut zu unterdrücken.

Durch die Grenzfrequenz des Filters bestimmt, liegt dessen Einschwingzeit in der Größenordnung um 10µs. Dies erlaubt eine erste Maßnahme zur Steigerung der Genauigkeit der Frequenzmessung. Die in Figur 7 dargestellte Messzeit $T_{m,n}$ des m-ten schnellen Chirps an der Stelle n wird zu $5 \cdot \Delta T_M$ gewählt und erhöht sich damit auf etwa 3,4µs. Dies bedeutet, dass nicht eine Periodendauer des Frequenzteiler-Ausgangssignals bestimmt wird, sondern die Summe fünf aufeinander folgender Periodendauern. Die absolute Genauigkeit dieser Messung bleibt zwar bei 1/200MHz, die relative Genauigkeit verbessert sich jedoch auf $(1/200\text{MHz})/(5 \cdot \Delta T_M) = 1,471 \cdot 10^{-3}$. Bezogen auf die System-Mittenfrequenz von 24,15GHz ergibt dies eine auf 35,51MHz verbesserte absolute Genauigkeit einer solchen Einzelmessung.

Obwohl eine aus der Zählung über diese Messzeit errechnete Frequenz nur einen durchschnittlichen Wert über das genannte Intervall darstellt, kann durch die im Vergleich zur Messzeit höhere Einschwingzeit des Sendefilters von einem streng monotonen Verlauf der Sendefrequenz und damit der zu messenden Periodendauern innerhalb der Messzeit ausgegangen werden. Dies ermöglicht wiederum in guter Näherung die Annahme, dass die so berechnete durchschnittliche Frequenz in der Mitte des Messintervalls als Momentanfrequenz vorliegt.

Neben der berechneten Frequenz des m-ten Chirps an der Stelle n kann deren zeitliche Lage anhand eines Zählers berechnet werden, welcher am Beginn eines jeden schnellen Chirps gestartet wird und welcher mit der Taktrate von 100MHz hochgezählt wird. Zur Zeit der ersten Flanke des Frequenzzählsignals, welche das erste Messintervall $T_{m,1}$ des m-ten Chirps auslöst, entspricht der Zählerwert der Zeitdauer Δt_m . Relativ zum Beginn des Chirps ergeben sich die zeitlichen Lagen $t_{m,n}$ der berechneten Frequenzen $f_{m,n}$:

$$t_{m,n} = \Delta t_m + \text{Summe von } l=1 \text{ bis } n-1 (T_{m,l}) + 0,5 T_{m,n}$$

Zu beachten ist dabei, dass die jeweiligen Zeitdauern Δt_m für verschiedene Chirps unterschiedlich sind, da die Phasenlagen des 24GHz-Signals und damit auch jene des davon abgeleiteten Frequenzzählsignals zu den im digitalen Signalprozessor generierten Startzeitpunkten der Chirps asynchron sind.

Um die Anzahl der Frequenzmessungen innerhalb eines schnellen Chirps zu maximieren, werden überlappende Messintervalle verwendet, so dass sich die gemessenen Frequenzen des m-ten Chirps $f_{m,n}$ im Abstand von $\Delta T_M = 0,68\text{ps}$ ergeben. Dies liefert für eine Chirplänge von $75\mu\text{s}$ eine Anzahl von etwa 110 Frequenzen mit einer Genauigkeit von jeweils 35,51 MHz.

Die Figur 8 verdeutlicht dieses Prinzip. Darin ist das Frequenzzählsignal als Rechtecksignal dargestellt, während der Frequenzverlauf als ansteigendes Signal dargestellt ist. Daraus ergeben sich aus dem Frequenzzählsignal und den daraus abgeleiteten Messintervallen die Frequenzmesspunkte eines schnellen Chirps.

Zu beachten ist dabei, dass die Frequenzfehler benachbarter Messintervalle trotz deren Überlappung unabhängig voneinander sind, da hierfür allein die Erfassung der Flanken des Messsignals am Beginn und am Ende des entsprechenden Messintervalls relevant sind. Auch dies wird in Figur 8 deutlich.

Ein weiterer Schritt zur Genauigkeitssteigerung bei der Erfassung des Frequenzverlaufs innerhalb eines schnellen Chirps besteht in der geeigneten Kombination jeweils aller einzelnen Frequenzmesspunkte aller 256 schnellen Chirps. Dies ergibt eine Anzahl von $110 \cdot 256 = 28160$ Frequenzmesspunkten. Neben der mit einer Genauigkeit von 35,51MHz gemessenen Frequenz kann der zeitlichen Lage $t_{m,n}$ des n-ten Frequenzmesspunkts des m-ten Chirps auch der entsprechende Wert der internen DAC-Tabelle, welcher bei der Sendesignalerzeugung an dieser Stelle relevant ist, zugeordnet werden. Somit ergeben sich Frequenzmesspunkte der Form $(DAC_{m,n} \ f_{m,n})$.

Diese Anzahl von Messpunkten kann auf vielfältige Weise verwendet werden, um eine aktualisierte DAC-Tabelle zu berechnen, welche dem gewünschten linearen Frequenzverlauf mit ausreichender Genauigkeit entspricht.

Beispielsweise kann durch eine kubische Regression aus der Anzahl von einzelnen Frequenzmesspunkten eine Funktion berechnet werden, welche den äquivalenten DAC-Wert als Funktion der gewünschten Frequenz liefert. Ein Polynom dritten Grades würde sich dann in folgender Form darstellen:

$$DAC = A \cdot f^3 + B \cdot f^2 + C \cdot f + D$$

Die Regressionskoeffizienten A, B, C und D können aus den Frequenzmesspunkten nach bekannten Verfahren bestimmt werden. Dabei ist die Genauigkeitssteigerung der Vermessung der Kennlinie durch die hohe Anzahl von einzelnen Messungen offensichtlich. Näherungsweise kann hier der Faktor $\sqrt{N \cdot M}$ angegeben werden, für das hier betrachtete, konkrete Beispiel ergibt sich eine Verbesserung um den Faktor 167,8 auf etwa 212kHz für die berechnete Kennlinie.

Die Genauigkeit liegt damit, bezogen auf die Bandbreite von 200MHz, bei etwa einem Promille und ist damit ausreichend, so dass basierend auf einer Neuvermessung der Kennlinie bzw. der Koeffizienten A, B, C und D eine aktualisierte DAC-Tabelle und daraus eine neue hochratige Bitsequenz berechnet werden kann, welche die bisher noch inhärenten Nichtlinearitäten kompensiert.

- 15 -

Zu beachten ist, dass die beschriebene Kompensation sich nicht allein auf die Einschwingvorgänge des Sendefilters erstreckt, sondern dass auch die Nichtlinearität der VCO-Kennlinie mit erfasst und entsprechend kompensiert wird.

Bezugszeichenliste

1	Radarvorrichtung
2	Sendezweig
3	Empfangskanal
4	Empfangskanal
5	Sendesignal
7	Oszillator
8	Digital Analog Wandler
9	Mischer
10	Mischer
11	LO-Signal
12	Empfangsantenne
13	Empfangsantenne
14	Signal
15	Signal
16	Verstärker
17	Verstärker
18	Filter
19	Filter
20	digitaler Signalprozessor
21	Analog-Digital-Wandler
22	Frequenzteiler
23	Frequenzzähler
26	Tiefpassfilter
27	Oszillator, VCO
28	Sendesignal
29	Digitalsignal
30	Tuningspannung
100	Radarvorrichtung
101	MMIC
102	Oszillator

- 17 -

103	Mischer
104	Filter und Verstärker
105	Verstärker
106	Frequenzteiler
107	SPI-Schnittstelle
108	Signalprozessor

Patentansprüche

1. Radarvorrichtung zum Senden eines Signals in einem Frequenzband, mit einem Steuermittel, mit einem Oszillator, wobei ein Eingang des Oszillators über einen Wandler mit dem Steuermittel verbunden ist, der Oszillator mittels des Steuermittels zum Erzeugen des Signals ansteuerbar ist und das mittels des Oszillators erzeugte Signal an einem Ausgang des Oszillators abgreifbar ist, mit wenigstens einer Sendeantenne zum Senden des am Ausgang des Oszillators anliegenden Signals, wobei die Sendeantenne mit dem Ausgang des Oszillators verbunden ist, mit wenigstens einem Empfangskanal zum Empfangen eines Empfangssignals, zum Verarbeiten des Empfangssignals und zur Weiterleitung des verarbeiteten Empfangssignals zum Steuermittel, wobei der Empfangskanal zumindest eine Empfangsantenne und einen Mischer zum Mischen des Empfangssignals mit dem am Ausgang des Oszillators anliegenden Signal aufweist, wobei der Mischer mit dem Ausgang des Oszillators verbunden ist, dadurch gekennzeichnet, dass ein Frequenzteiler vorgesehen ist, welcher Signale des Oszillators einem Frequenzzähler zuführt, wobei zumindest der Oszillator und der Frequenzteiler als monolithisch integrierter Mikrowellenschaltkreis ausgebildet sind.
2. Radarvorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass weiterhin zumindest ein Mischer eines Empfangskanals in den monolithischen integrierten Mikrowellenschaltkreis integriert ist.
3. Radarvorrichtung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass weiterhin zumindest ein Verstärker und/oder Filter eines Empfangskanals in den monolithischen integrierten Mikrowellenschaltkreis integriert ist.
4. Radarvorrichtung nach zumindest einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass zur Kalibrierung mit Hilfe einer Frequenzzäh-

lung ein Kalibrierzyklus einsetzbar ist, welcher den gleichen Tuningspannungs- bzw. VCO-Frequenzverlauf nutzt, wie in einem Radar-Messzyklus.

5. Radarvorrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Frequenzzählung mittels des Frequenzzählers durchgeführt wird.
6. Radarvorrichtung nach zumindest einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass zur Steuerung des Frequenzteilers eine Ansteuerung vorgesehen ist, mittels einer Umschaltung des integrierten Frequenzteilers zwischen zumindest zwei verschiedenen Teilungsfaktoren vorsehbar ist.
7. Radarvorrichtung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Ansteuerung als Schnittstelle eines digitalen Signalprozessors ausgebildet ist.
8. Verfahren zum Betreiben eines Radarsensors, insbesondere nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass zur Kalibrierung mit Hilfe eines Frequenzzählers ein Kalibrierzyklus vorgesehen ist, welcher den gleichen Tuningspannungs- bzw. VCO-Frequenzverlauf vorsieht, wie einen regulären Radar-Messzyklus.

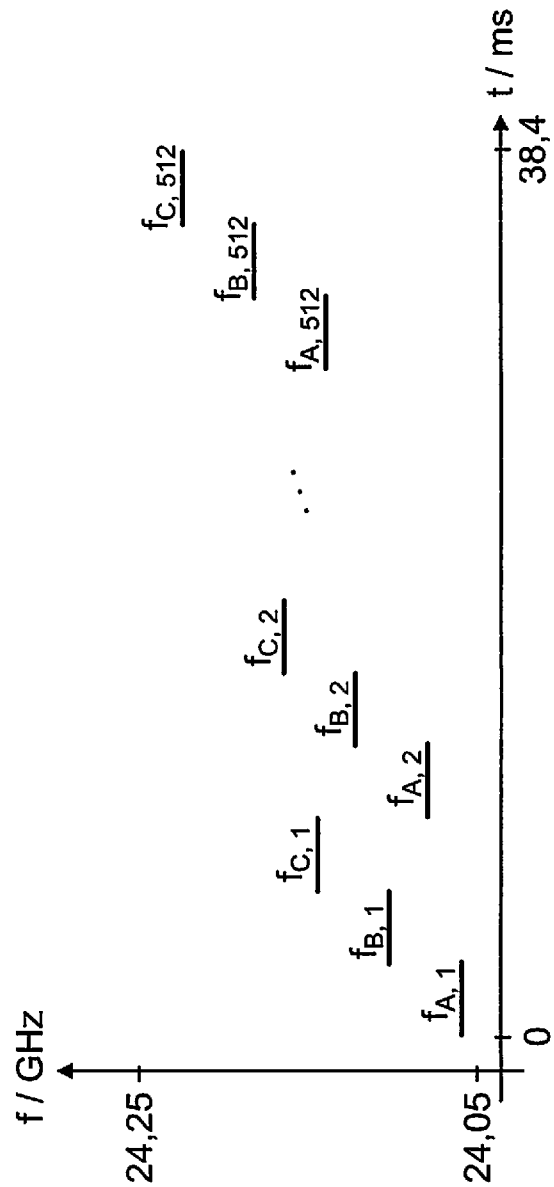


Fig. 1

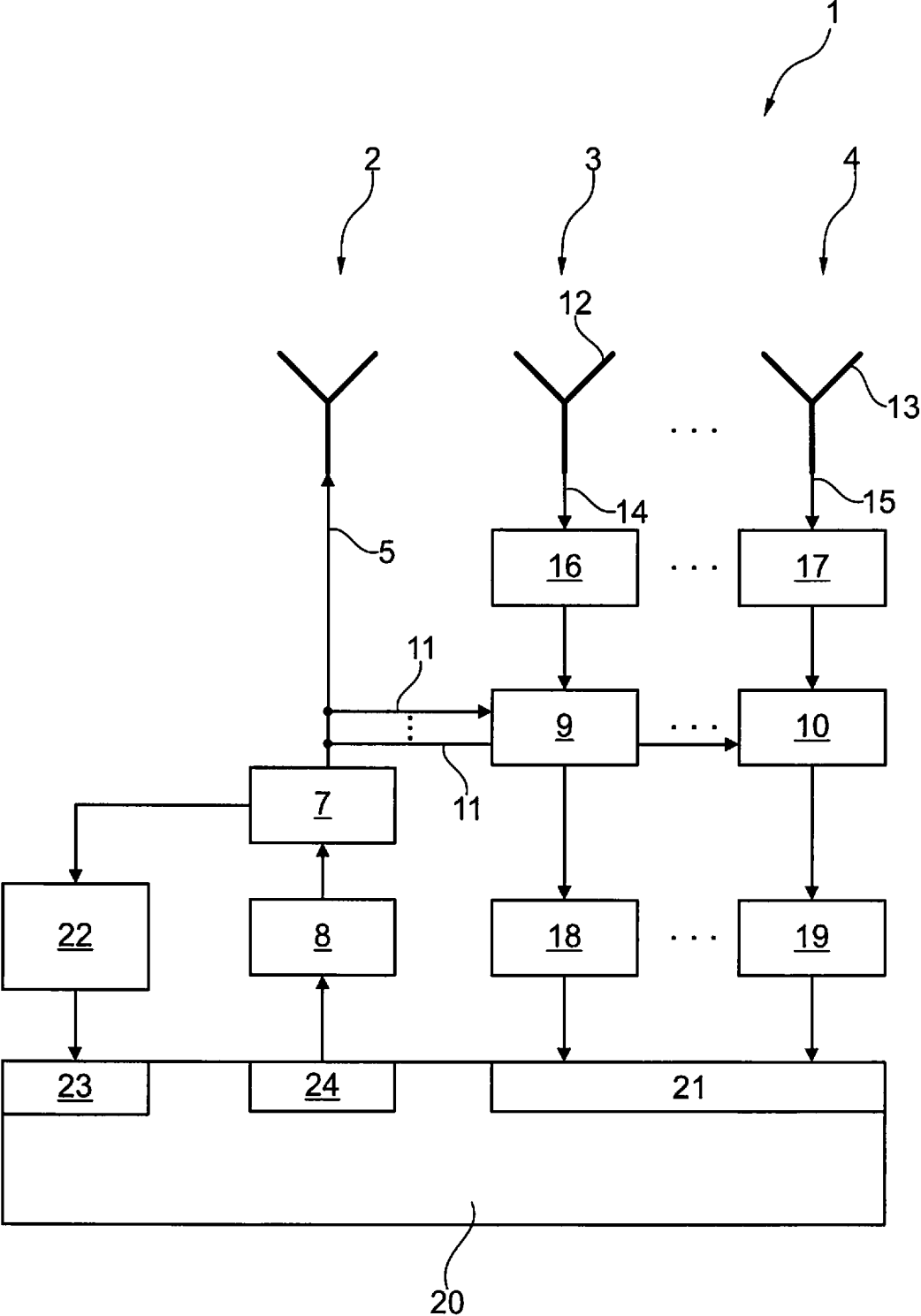


Fig. 2

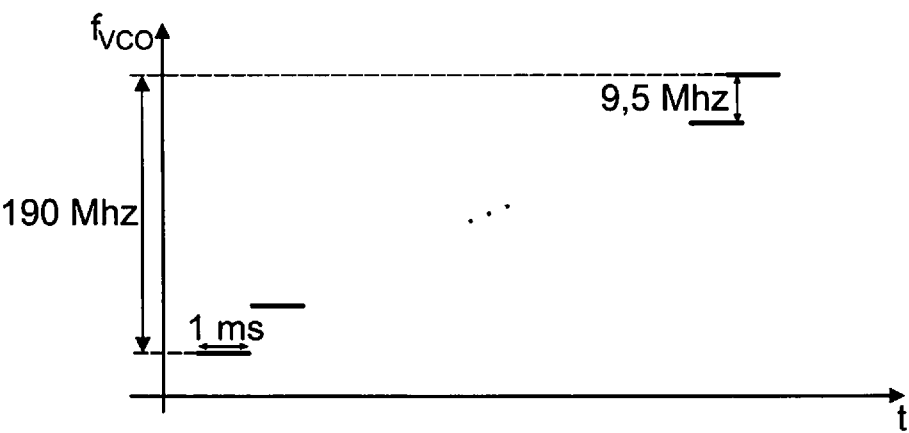


Fig. 3

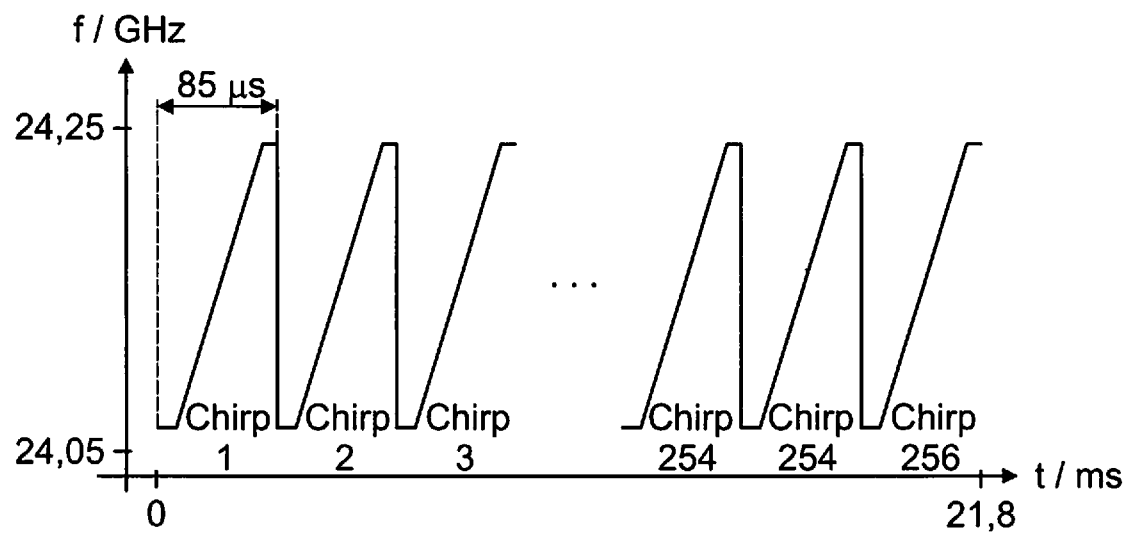


Fig. 4

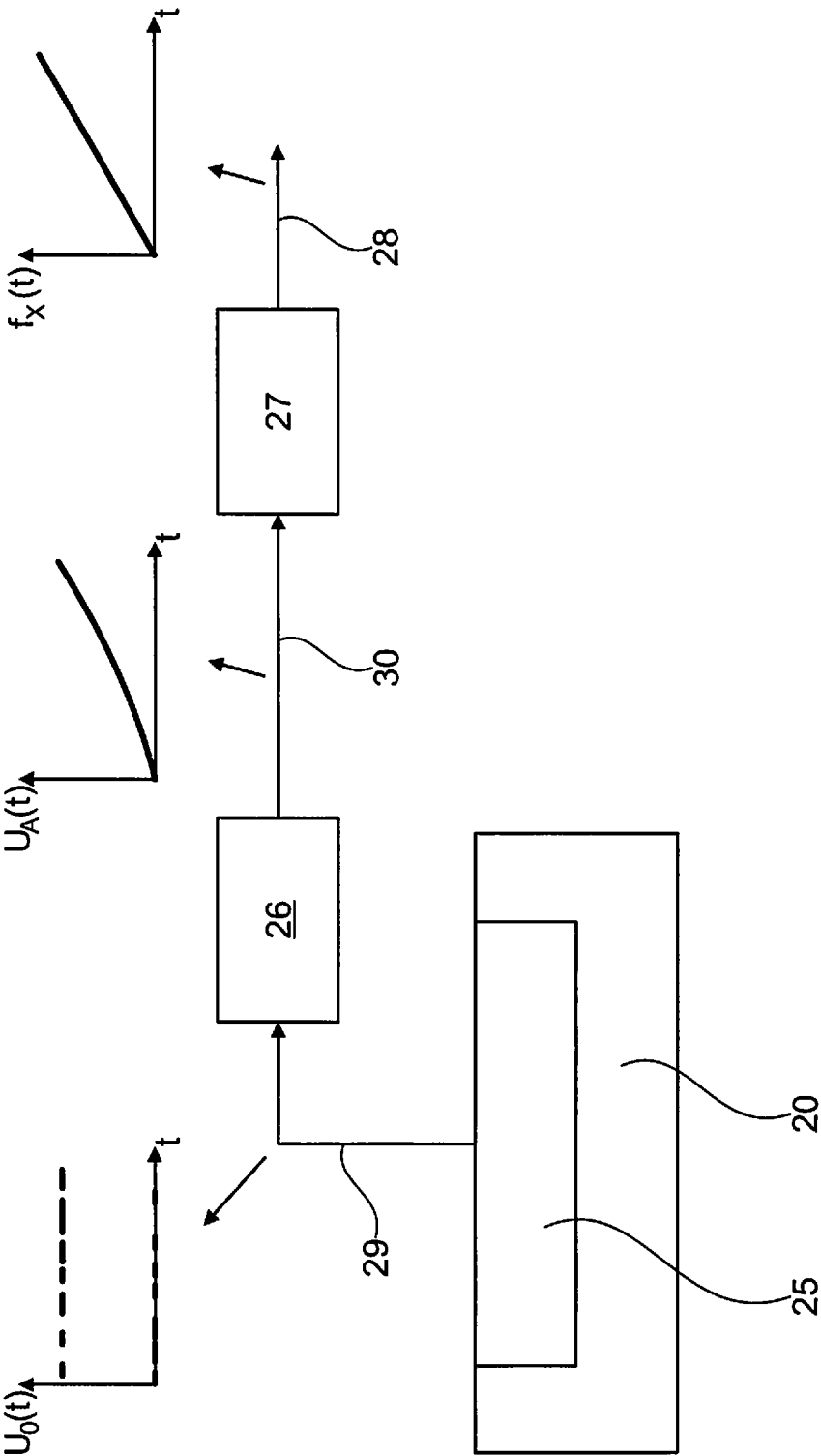


Fig. 5

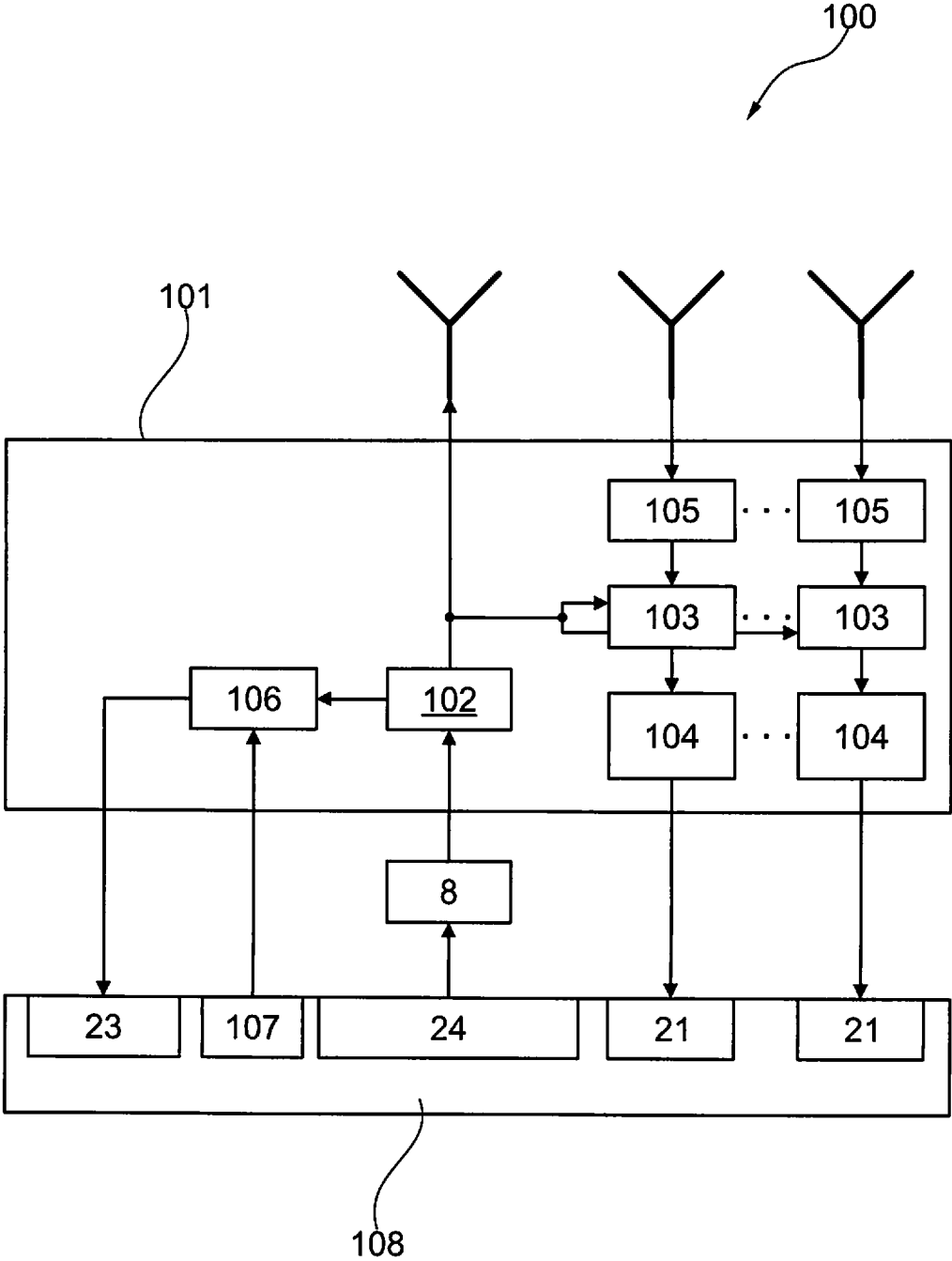


Fig. 6

6/6

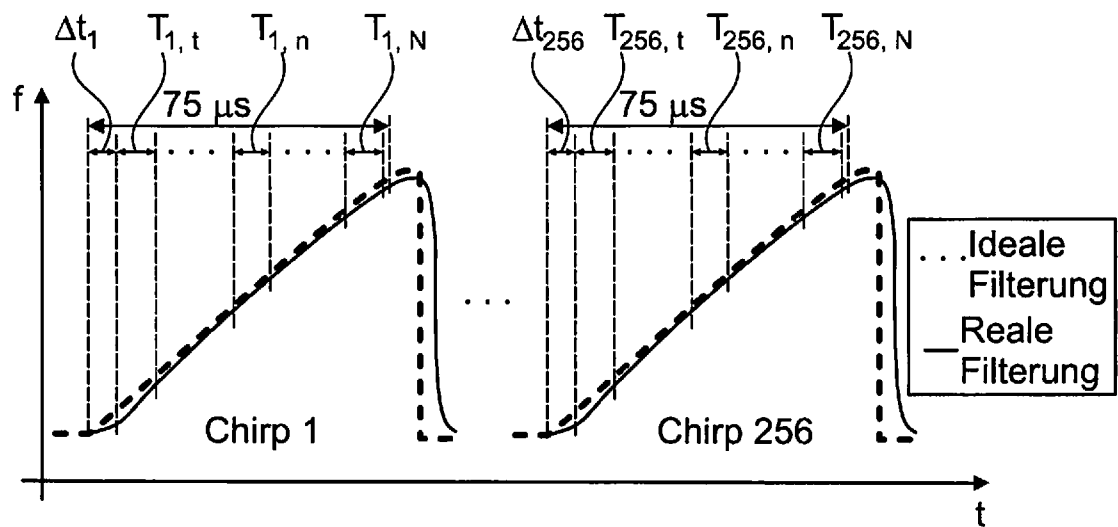


Fig. 7

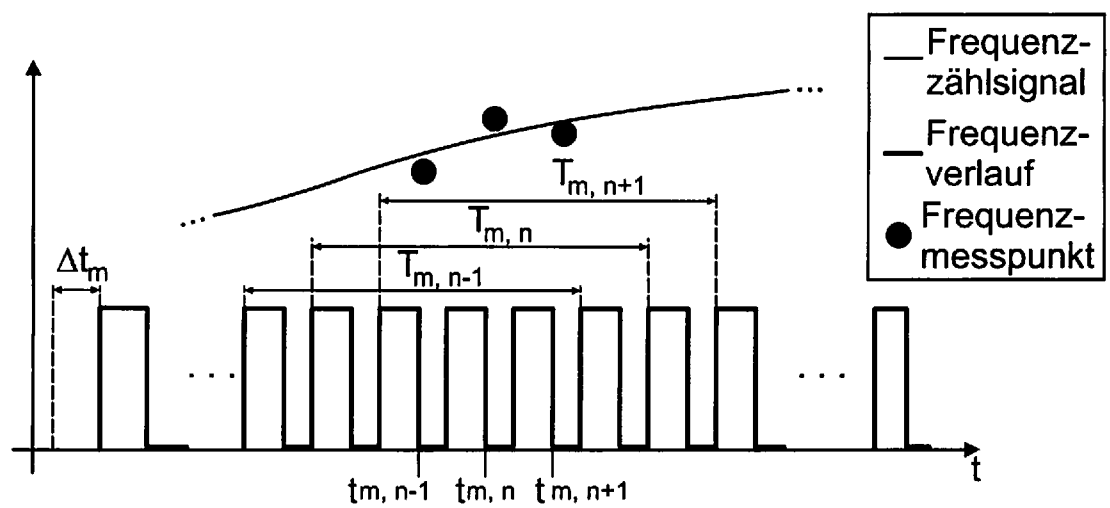


Fig. 8

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2016/054543

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER INV. G01S7/40 G01S7/35 G01S13/34 G01S13/93 ADD.		
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 practicable, search terms used) EPO-Internal, INSPEC, WPI Data		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	DE 10 2012 106506 A1 (HELLA KGAA HUECK & CO [DE]) 23 January 2014 (2014-01-23)	1-5,8
Y	paragraph [0023]; figure 1	6,7
Y	----- US 2005/104634 A1 (FUJISHIMA MINORU [JP]) 19 May 2005 (2005-05-19) paragraphs [0002], [0004], [0031] - [0047]; figures 1-2	6,7
A	----- WILLIAMS D A: "A highly linearised mm-wave voltage controlled oscillator for FMCW radar applications", 19880101, 1 January 1988 (1988-01-01), pages 6/1-615, XP006526923, paragraph [0005]; figures 7,8 ----- -/-	1-8
☒ 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 application or patent 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 12 May 2016		Date of mailing of the international search report 01/06/2016
Name and mailing address of the ISA/ European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016		Authorized officer van Norel, Jan

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2016/054543

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	ALMOROX-GONZALEZ P ET AL: "Millimeter-Wave Sensor With FMICW Capabilities for Medium-Range High-Resolution Radars", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, US, vol. 57, no. 6, 1 June 2009 (2009-06-01), pages 1479-1486, XP011256464, ISSN: 0018-9480 abstract paragraphs [III.B], [III.C]; figures 3,4 -----	1-8
A	DE 198 10 822 A1 (TOSHIBA KAWASAKI KK [JP]) 24 September 1998 (1998-09-24) column 4, line 46 - column 6, line 47; figures 3A,3B,4 -----	1-8
A	EP 0 945 715 A2 (DAIMLERCHRYSLER AEROSPACE AG [DE]) 29 September 1999 (1999-09-29) paragraphs [0017] - [0020]; figure 1 -----	1-8
A	DE 10 2005 053442 A1 (S M S SMART MICROWAVE SENSORS [DE]) 10 May 2007 (2007-05-10) paragraphs [0007], [0008] -----	1-8

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/EP2016/054543

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
DE 102012106506 A1	23-01-2014	CN 104471435 A	25-03-2015
		DE 102012106506 A1	23-01-2014
		EP 2875381 A1	27-05-2015
		US 2015192662 A1	09-07-2015
		WO 2014012772 A1	23-01-2014

US 2005104634 A1	19-05-2005	NONE	

DE 19810822 A1	24-09-1998	DE 19810822 A1	24-09-1998
		JP H10256905 A	25-09-1998
		US 5929712 A	27-07-1999

EP 0945715 A2	29-09-1999	BR 9903047 A	11-07-2000
		CA 2267055 A1	27-09-1999
		DE 19813604 A1	30-09-1999
		EP 0945715 A2	29-09-1999
		US 6486826 B1	26-11-2002

DE 102005053442 A1	10-05-2007	NONE	

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES		
INV.	G01S7/40	G01S7/35
		G01S13/34
		G01S13/93
ADD.		
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, INSPEC, WPI Data		
C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	DE 10 2012 106506 A1 (HELLA KGAA HUECK & CO [DE]) 23. Januar 2014 (2014-01-23)	1-5,8
Y	Absatz [0023]; Abbildung 1	6,7
Y	US 2005/104634 A1 (FUJISHIMA MINORU [JP]) 19. Mai 2005 (2005-05-19)	6,7
	Absätze [0002], [0004], [0031] - [0047]; Abbildungen 1-2	
A	WILLIAMS D A: "A highly linearised mm-wave voltage controlled oscillator for FMCW radar applications", 19880101, 1. Januar 1988 (1988-01-01), Seiten 6/1-615, XP006526923, Absatz [0005]; Abbildungen 7,8	1-8
	-/-	
☒ 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" frühere Anmeldung oder Patent, die bzw. 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 Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist "&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist		
Datum des Abschlusses der internationalen Recherche		Absendedatum des internationalen Recherchenberichts
12. Mai 2016		01/06/2016
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 van Norel, Jan

C. (Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	ALMOROX-GONZALEZ P ET AL: "Millimeter-Wave Sensor With FMICW Capabilities for Medium-Range High-Resolution Radars", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, US, Bd. 57, Nr. 6, 1. Juni 2009 (2009-06-01), Seiten 1479-1486, XP011256464, ISSN: 0018-9480 Zusammenfassung Absätze [III.B], [III.C]; Abbildungen 3,4 -----	1-8
A	DE 198 10 822 A1 (TOSHIBA KAWASAKI KK [JP]) 24. September 1998 (1998-09-24) Spalte 4, Zeile 46 - Spalte 6, Zeile 47; Abbildungen 3A,3B,4 -----	1-8
A	EP 0 945 715 A2 (DAIMLERCHRYSLER AEROSPACE AG [DE]) 29. September 1999 (1999-09-29) Absätze [0017] - [0020]; Abbildung 1 -----	1-8
A	DE 10 2005 053442 A1 (S M S SMART MICROWAVE SENSORS [DE]) 10. Mai 2007 (2007-05-10) Absätze [0007], [0008] -----	1-8

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2016/054543

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
DE 102012106506 A1	23-01-2014	CN 104471435 A	25-03-2015
		DE 102012106506 A1	23-01-2014
		EP 2875381 A1	27-05-2015
		US 2015192662 A1	09-07-2015
		WO 2014012772 A1	23-01-2014

US 2005104634 A1	19-05-2005	KEINE	

DE 19810822 A1	24-09-1998	DE 19810822 A1	24-09-1998
		JP H10256905 A	25-09-1998
		US 5929712 A	27-07-1999

EP 0945715 A2	29-09-1999	BR 9903047 A	11-07-2000
		CA 2267055 A1	27-09-1999
		DE 19813604 A1	30-09-1999
		EP 0945715 A2	29-09-1999
		US 6486826 B1	26-11-2002

DE 102005053442 A1	10-05-2007	KEINE	
