



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 603 05 674 T2 2007.05.31**

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 490 708 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **603 05 674.1**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US03/08564**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **03 716 725.1**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2003/083507**

(86) PCT-Anmeldetag: **19.03.2003**

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: **09.10.2003**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **29.12.2004**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **31.05.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **31.05.2007**

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: **G01S 13/28 (2006.01)**

**G01S 7/282 (2006.01)**

**G01S 7/288 (2006.01)**

**G01S 13/18 (2006.01)**

**G01S 13/10 (2006.01)**

(30) Unionspriorität:

**104633 22.03.2002 US**

(73) Patentinhaber:

**M/A-COM, Inc., Lowell, Mass., US**

(74) Vertreter:

**derzeit kein Vertreter bestellt**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**DE, FR, GB, IT**

(72) Erfinder:

**GRESHAM, Ian, Robert, Somerville, MA 02144, US;  
EGRI, Gyorgy, Robert, Wayland, MA 01778, US**

(54) Bezeichnung: **PULSKOMPRESSION-RADARSYSTEM FÜR KRAFTFAHRZEUGE UND SONSTIGE KOMMERZIELLE ANWENDUNGEN**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

**Beschreibung**

## TECHNISCHES GEBIET DER ERFINDUNG

**[0001]** Die Erfindung betrifft ein Nahbereichs-Pulskompressionsradarsystem, das sich besonders gut zur Herstellung als integrierter Schaltkreis eignet.

## TECHNISCHER HINTERGRUND DER ERFINDUNG

**[0002]** Es besteht Bedarf für ein Nahbereichs-Radarsystem, das beispielsweise für Kraftfahrzeug- und andere kommerzielle Anwendungen geeignet ist. Ein derartiges System würde aktiviert werden, um die Nähe anderer Fahrzeuge und bewegter oder ruhender Objekte innerhalb eines Entfernungsradius von etwa 0,15 Meter bis 30 Meter oder darüberhinaus zu erfassen. Radarsysteme mit Anwendung in Kraftfahrzeugen sind nach dem Stand der Technik vorgeschlagen worden; dazu gehören Systeme, die Radar zum automatischen Abbremsen sowie zur Warnung des Fahrers eines Fahrzeugs vor einer drohenden Gefahr oder einem Hindernis nutzen, wie z. B. einem Tier oder einer Person auf der Straße.

**[0003]** Außer der Objektabstandserfassung ist es auch nützlich, die Distanz zwischen zwei Objekten in sehr großer Nähe (z. B. wenn diese etwa 15 cm voneinander entfernt sind) unterscheiden oder auflösen zu können. Ein intelligentes Radardetektionssystem weist eine Anzahl (einen oder mehrere) Sensoren auf, die als Sende-Empfangs-Gerät für elektromagnetische Energie arbeiten. Die Sensoren senden und empfangen typischerweise elektromagnetische Energie von definierter Frequenz und Leistung mittels einer Antenne über einen definierten Raumbereich. Das System empfängt seinerseits Echosignale von Teilreflexionen irgendwelcher beleuchteter Objekte in diesem Bereich. Die Fähigkeit des Sensors zur Auflösung von zwei oder mehreren Objekten, die in dem beleuchteten Bereich nahe beieinander liegen, führt zu dem anschaulichen Namen hochauflösendes Radar (HRR).

**[0004]** Der Stand der Technik verweist auch auf Monopulsradarsysteme mit hoher Entfernungsauflösung, die als (HRRM) bezeichnet werden. Siehe zum Beispiel einen Text mit dem Titel "Radar-Handbook", 2. Auflage, von Merrill Skolnik, veröffentlicht von McGraw Hill, Inc. (1990) Dieser Text gibt Beschreibungen von Radarsystemen, einschließlich hochauflösender Systeme. Wie sich feststellen läßt, gibt es für Kraftfahrzeug-Radarsysteme ebenso wie für andere kommerzielle Anwendungen einen großen potentiellen Markt. Derartige Anwendungen schließen ein, sind aber nicht beschränkt auf automatische Türöffner, Sanitäreinrichtungen, elektronische Grenzdetectoren oder Zäune, elektronische Kamerascharfeinstellung, Navigationsgeräte, Parkhilfe-Sensoren und

eine Menge anderer möglicher Anwendungen. Um jedoch ein System für derartige Märkte zu gestalten, muß eine technische Lösung bereitgestellt werden, die nicht nur imstande ist, mit dem erforderlichen Leistungsgrad zu arbeiten, sondern auch einen möglichen Weg zu kostengünstigeren Sensoren bietet. Die Preisminderung sollte Nutzen aus der Ökonomie des Maßstabs und anderen eingeführten Fertigungsverfahren ziehen können. Außerdem sollte die Sensorarchitektur ausreichend flexibel sein, um mehrere Betriebsarten zu bieten und unterschiedliche Anwendungen und kundenspezifische Anforderungen in Abhängigkeit von der vorgesehenen Endanwendung zu ermöglichen.

**[0005]** Ein herkömmlicher Pulskompressionsradarsignalprozessor (auf dem die Oberbegriffe der Ansprüche 1 und 3 basieren) wird in US-A-4 626 853 offenbart.

**[0006]** Nach dem Stand der Technik war der Bedarf für kostengünstige hochauflösende Radarsysteme bekannt. Es wird auf das US-Patent Nr. 6 067 040 mit dem Titel "Low Cost High Resolution Radar for Commercial and Industrial Applications" (Kostengünstiges hochauflösendes Radar für kommerzielle und industrielle Anwendungen) verwiesen, erteilt am 23. Mai 2000 an K. V. Puglia. Die Patentschrift beschreibt ein kostengünstiges hochauflösendes radargestütztes Detektionssystem, das einen Pulsfolgefrequenzgenerator aufweist, der mit ersten und zweiten Schmalimpulsmodulatoren verbunden ist. Das System verwendet einen Sendekanal, der mit dem ersten Schmalimpulsmodulator verbunden ist und auf dem Pulsmodulatorträger basierende Sendesignale von vorgeschriebener Frequenz und vorgeschriebener Dauer emittiert. Der Empfangskanal ist mit dem zweiten Schmalimpulsmodulator verbunden. Es gibt eine Zeitverzögerungsschaltung, die das Ausgangssignal des zweiten Impulsmodulators zum Empfangskanal verzögert, und einen Mischer, der einen Teil eines der impulsmodulierten trägerbasierten Sendesignale, die von einem Objekt reflektiert werden, mit dem Ausgangssignal des zweiten Schmalimpulsmodulators mischt.

**[0007]** Die PCT-Anmeldung mit dem Titel "Sensor for Measuring a Distance from an Object" (Sensor zur Messung eines Abstands von einem Objekt), Nr. WO 00/43801, mit Prioritätsdatum 20. Januar 1999, eingereicht für Martin Reiche, beschreibt einen Sensor zur Messung des Abstands von einem Objekt. Das Gerät enthält einen Oszillator, der ein Trägersignal erzeugt. Ein erster Modulationsschalter moduliert Impulse auf ein Trägersignal und erzeugt ein erstes Impulssignal. Das erste Impulssignal wird in Richtung des Objekts emittiert. Das erste Impulssignal wird durch das Objekt reflektiert und um eine Ausbreitungszeit verzögert. Ein zwischen dem Oszillator und dem ersten Modulationsschalter angeordneter Leis-

tungsteiler übermittelt das Trägersignal zu einem zweiten Modulationsschalter. Der zweite Modulationsschalter moduliert die Impulse auf das Trägersignal und erzeugt ein zweites Impulssignal, das um eine variable Laufzeit verzögert wird. Man vergleicht die Verzögerung des zweiten Impulssignals mit der Ausbreitungszeit des ersten Impulssignals, um die Ausbreitungszeit zu erfassen und den Abstand zu dem Objekt zu bestimmen.

**[0008]** Ein Aspekt der Erfindung besteht darin, die Durchlaßdämpfung der Modulationsschalter durch Bereitstellen eines dritten Modulationsschalters zu erhöhen, der zwischen dem Oszillator und dem Leistungsteiler angeordnet ist. Wie aus den oben angegebenen Verfahren ersichtlich, basiert das in den obigen Systemen dargestellte typische Betriebsszenario auf einer Kombination diskreter Schaltungskomponenten mit verteilten Übertragungsleitungselementen auf einem weichen Substrat. Diese Verfahren nach dem Stand der Technik können zu einer Kombination von Fertigungstoleranzproblemen und Betriebsszenarien führen, welche die Leistung des Sensors gefährden. Es versteht sich, daß die Konstruktion und Montage des auf diskreten Komponenten basierenden Sensors zu einem relativ großen Bauelement führt. Der funktionsfähige Betrieb der Sensoren wird sowohl für Größen- als auch für wechselseitige Beschränkungen eingeschränkt, da das Hinzufügen jedes zusätzlichen Schaltungsbausteins relativ teuer ist. Die Verwendung von Schaltungen mit verteilten Übertragungsleitungen ist ein gebräuchliches Verfahren für die Konstruktion von Hochfrequenz-Mikrowellen- und Millimeter(wellen)schaltungen, beruht aber auf der Grundannahme, daß stehende Wellen in der Schaltung vorhanden sind. Die Annahme ist unter Kurzimpulsbedingungen nicht mehr gültig und kann zu transienten und kurzzeitigen Schaltungseffekten führen, die den Betriebsgrenzwert verringern und die Sensorleistung gefährden. Schließlich ist der Betrieb des Kurzimpulssensors bei mittlerer bis großer Reichweite aufgrund zweier Probleme nicht optimal. Die durch den Sensor von einer Teilreflexion der erfaßten Objekte empfangene Energie variiert wie eine umgekehrt proportionale Funktion der vierten Potenz der Objektentfernung. Mit zunehmender Entfernung nimmt die Fähigkeit des Sensors zur Erfassung von Objekten als Funktion der stark reduzierten Energie, die auf Objekte auftrifft und von diesen reflektiert wird, schnell ab. Herkömmlicherweise gibt es zwei Beschränkungen, die den Energiebetrag (Leistungsbetrag) einschränken, der durch den Sensor übertragen werden kann: die Unterscheidungsfähigkeit zwischen zwei Zielen (Abstandsaufklärungsvermögen) ist eine Funktion der Impulsdauer in Impulsradarsystemen und der dynamischen Wellenlängenänderung (Chirp) oder Frequenzmodulationsbandbreite in einem CW-Radarsystem. Eine längere Impulsdauer erhöht den durch den Sensor übertragenen Energiebetrag, mit einer daraus folgenden Verminderung der

Unterscheidungsfähigkeit des Sensors zwischen nahe beieinanderliegenden Objekten. Außerdem können das Intervall zwischen Impulsen (oder die Impulsfolgefrequenz (prf)) nicht willkürlich reduziert werden, um für die notwendige Aufrechterhaltung einer eindeutigen Abstandsmessung die übertragene Energie zu erhöhen. Außerdem ist der Sensor empfindlich gegen Inbandstörquellen, die elektromagnetische Energie erzeugen und elektromagnetische Energie im gleichen Abschnitt des elektromagnetischen Spektrums wie dem des Sensors übertragen. Zu den Störquellenformen gehören CW- oder Impulsübertragung durch andere Systeme, gegenseitige Störung von einem zweiten Sensor oder Sensorsystem, das mit dem gleichen oder einem ähnlichen Zweck arbeitet, Selbststörung durch mangelhafte Isolierung zwischen den Sende- und Empfangsanschluß-Antennen und breitbandiges thermisches Rauschen.

**[0009]** Daher läßt sich leicht einsehen, daß diese Probleme bei solchen Sensorsystemen zunehmen, die zum Beispiel in der Kraftfahrzeugindustrie eingesetzt werden. Zum Beispiel können Hunderte von Kraftfahrzeugen auf einer einzigen Autobahn alle Signale erzeugen und empfangen, die im gleichen Radarbereich oder in ähnlichen Frequenzbändern wirksam sind.

**[0010]** Gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Impuls von variabler Dauer eingeführt, der die von einem Sensor gesendete Energie bei längeren Reichweiten erhöht. Die Überlagerung einer Kurzzeitphasencodierung über den verlängerten übertragenen Impuls dient zur Aufrechterhaltung der erforderlichen Abstandsaufklärung des Sensors für die Fälle von längerer Impulsdauer. Die Phasencodierung ist auch bei der Erhöhung der Unempfindlichkeit des Sensors gegen Störungen von anderen Quellen nützlich. Außerdem kann, indem der spezifische Phasencode als Abstandsfunktion variabel gemacht wird, die Impulsfolgefrequenz (prf) des Sensors erhöht werden, ohne die Eindeutigkeit des Abstands zu gefährden. Andere Schaltungsfunktionen, die diesen Prozeß ergänzen und verbessern, sind unter anderem die Veränderung der Impulsfolgefrequenz der Sendesequenz – sowohl im zeitlichen Ablauf als auch als Funktion des beobachteten Abstandsfensters – das Hinzufügen der Frequenzmodulation zum Lokaloszillator innerhalb des Sensors und ein Regelverstärker, der zur Steuerung und Veränderung des in jedem Moment durch den Sensor übertragenen Energiebetrags dient. Der Empfänger des Sensors enthält einen zweistufigen Vorausdetektions-Integrationsprozeß, um sicherzustellen, daß die durch den Sensor erfaßte reflektierte Energie zu einem gegebenen Zeitpunkt so groß wie möglich ist, um die Wahrscheinlichkeit einer richtigen Detektionsentscheidung zu maximieren.

**[0011]** Die erhöhte Funktionsfähigkeit des Sensors

gemäß der vorliegenden Erfindung kann angesprochen werden, während gleichzeitig das Problem der Fertigungsfähigkeit und der Kosten betrachtet wird. Ein System, das einen Aspekt der vorliegenden Erfindung verkörpert, baut Schaltungsfunktionen entweder in einen einzigen integrierten Sendempfangs-Schaltkreis (IC) oder einen Doppel-IC-Chipsatz ein, der einen getrennten Sender- und Empfänger-IC oder eine Kombination davon aufweist. Die hohe Integrationsfähigkeit von integrierten Schaltkreisprozessen ermöglicht die Anordnung verschiedener Schaltkreisfunktionen in großer Nähe auf einem einzigen Chip. Außerdem ermöglichen die reduzierte Chipgröße und der kleinere Verbindungsabstand zwischen Komponenten den Entwurf von Schaltkreisen unter Anwendung der herkömmlichen Theorie analoger und konzentrierter Schaltkreise. Dieses Verfahren beseitigt die Notwendigkeit der verteilten Schaltkreiskonstruktion, die für Kurzimpuls-Übergangszustände nicht ideal ist. Der Schaltkreis wird bevorzugt unter Verwendung symmetrischer Schaltungskonfigurationen entworfen, um die Gleichtaktrauschunterdrückung zu maximieren, obwohl auch asymmetrische Schaltkreiskonstruktionen möglich sind. Der integrierte Schaltkreisprozess, der zum Erreichen einer verbesserten Funktionsweise und erhöhter Schaltkreisdichte bevorzugt wird, ist ein Silicium-Germanium (SiGe-)Prozeß, der sowohl Bipolartransistoren als auch CMOS-Transistoren als Teil des gleichen Schaltkreises (ViCMOS) einschließt. Andere geeignete Technologien, die gleichfalls als brauchbar betrachtet werden, sind reine SiGe-Bipolarprozesse und III-V-Prozesse, wie z. B. MESFETs, pHEMTs oder HBT-Bauelemente auf GaAs- oder InP-Basis. Es versteht sich, daß solche integrierten Schaltkreisverfahren wegen der Systemarchitektur und wegen der Art und Weise verwendet werden können, auf die das System unter Verwendung einer variablen Impulsdauer implementiert wird, die grundsätzlich die übertragene Energie des Sensors bei größeren Entfernungen erhöht.

**[0012]** Ein verbessertes Nahbereichsradarsystem eignet sich für Kraftfahrzeuge und andere kommerzielle Nahbereichsanwendungen zur Erfassung der Nähe von Fahrzeugen oder Objekten innerhalb eines Radius von etwa 0,1 Meter bis etwa 30 Meter und darüber hinaus.

**[0013]** Ein Aspekt der vorliegenden Erfindung wird in einer Systemarchitektur verkörpert, die unter Verwendung herkömmlicher integrierter Schaltkreisverfahren implementiert werden kann.

**[0014]** Ein weiterer Aspekt der vorliegenden Erfindung ist die Verwendung von Phasencodes von variabler Länge, deren Codelänge als Funktion der Entfernung variiert werden kann, um für erhöhte Unempfindlichkeit gegen Störquellen zu sorgen; die Fähigkeit zur Übertragung längerer Impulse mit einem

Kurzphasencode zur Aufrechterhaltung der Nahbereichsauflösung und die Fähigkeit zur Verwendung des Codes von variabler Länge als Mittel zur Aufrechterhaltung einer relativ hohen Impulsfolgefrequenz (prf) im Vergleich zu herkömmlichen Radarsensoren, während eine hohe eindeutige Reichweite nach wie vor aufrechterhalten wird.

#### KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

**[0015]** [Fig. 1](#) zeigt ein Blockschaltbild eines impuls-codierten Pulscompressionsradarsensors gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung.

**[0016]** [Fig. 2](#) zeigt ein Schaltschema einer alternativen Ausführungsform eines Sendempfangs-Schalters (T/R-Schalters), der verwendet wird, um eine Einzelantenne gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung bereitzustellen.

**[0017]** Die [Fig. 3A](#) bis [Fig. 3D](#) zeigen eine Reihe von Taktdiagrammen und Wellenformen, einschließlich einer Tabelle, die zur Erläuterung der Funktionsweise des impuls-codierten Pulscompressionsradarsensorsystems gemäß der Abbildung in [Fig. 1](#) notwendig ist.

**[0018]** [Fig. 4](#) zeigt eine Draufsicht einer typischen integrierten Schaltkreisanordnung für einen Radarsensor gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung.

**[0019]** [Fig. 5](#) zeigt ein Diagramm, das ein Beispiel dafür darstellt, wie mit Zunahme der durch den Sensor übertragenen Impulsdauer als Funktion des Abstands auch der dem Impuls überlagerte Phasencode variiert werden kann.

#### AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG DER ERFINDUNG

**[0020]** In [Fig. 1](#) ist eine Sensorarchitektur eines hochauflösenden Radars (HRR) nach einem Aspekt der vorliegenden Erfindung dargestellt. Das allgemeine Funktionsprinzip eines typischen Radarsensors ist das der Objekterfassung, Positions- und Geschwindigkeitsbestimmung. In einem typischen Radar wird ein Trägersignal von dem Sensor über eine Antenne gesendet. Die Antenne kann fixiert oder gesteuert werden, wobei der Brennpunkt des Strahls durch elektronische oder mechanische Steuerung variiert werden kann. In [Fig. 1](#) sind eine Sendeantenne ( $T_x$ ) **30** und eine Empfangsantenne ( $R_x$ ) **31** getrennt dargestellt. Angrenzend an die Sendeantenne ist ein mit  $T_x$  bezeichneter Pfeil dargestellt, der ein Sendesignal anzeigt. Entsprechend wird ein Pfeil, der ein Empfangssignal an der Empfangsantenne **31** anzeigt, mit  $R_x$  bezeichnet. So kann man zum Senden und Empfangen eine getrennte Antenne verwenden, aber es ist auch möglich, durch Hinzufügen von

zusätzlichen Schaltelementen eine einzige Antenne zur Durchführung des Sende- und Empfangsvorgangs zu nutzen, ohne den Grundgedanken der beschriebenen Erfindung zu verändern.

**[0021]** Das Sendesignal  $T_x$  wird durch ein Objekt **35** in einer Entfernung  $R$  von der Ebene der Sende- und Empfangsantennen oder von der Ebene des Sensors teilweise reflektiert.

**[0022]** Der Sendevorgang ist wie folgt. Wie in [Fig. 1](#) dargestellt, erzeugt eine Mikrowellenquelle oder ein Oszillator **10** ein Trägersignal, das ein Dauerstrichsignal (CW-Signal) ist. Dieses CW-Signal kann entweder freilaufend oder an einem externen Bezugsozillator frequenz- oder phasensynchronisiert sein. Die Mikrowellenquelle **10** arbeitet typischerweise im C-Band-Bereich von 4 bis 8 GHz (Gigahertz) oder im X-Band-Bereich von 8 bis 12 GHz, 18–25 GHz oder bei höheren Frequenzen. Die Fähigkeit zur Unterscheidung bzw. Auflösung eines Abstands von 0,15 m (Meter) erfordert ein Signal mit Frequenzspektrum-Eigenschaften von mindestens 2 GHz Breite, die durch "Chirpen" oder Modulieren eines CW-Signals über einen 2 GHz-Frequenzbereich oder durch Verwenden eines Impulses von 0,5 ns (Nanosekunde) oder kürzerer Dauer erreicht werden können. Auf diese Weise überträgt der Sender Impulse, wobei jeder Impuls eine Dauer von mehreren Frequenzperioden bei den oben angegebenen Frequenzen für Betrieb im C- oder X-Band oder anderen Frequenzbändern aufweist. Dies wird z. B. in der unteren Wellenform von [Fig. 3A](#) veranschaulicht. Die Mikrowellenquelle ist außerdem mit einem Frequenzmodulator und einem Frequenzkorrekturmodul **11** gekoppelt. Die Frequenz des Trägersignals, das von der Mikrowellenquelle **10** ausgestrahlt wird, kann durch Anlegen eines kurzzeitigen Modulationssignals verändert werden, das der Trägerfrequenz überlagert wird. Dieses Kurzzeitige Modulationssignal wird durch den Frequenzmodulationsbaustein **11** erzeugt. Die Frequenzkorrektur kann irgendeine Form von Spannung sein, welche die Frequenz des Oszillators innerhalb eines definierten Frequenzbereichs als Funktion der Temperatur oder anderer Schwankungsquellen aus der Umgebung stabilisiert, und kann durch Verwendung der oben erwähnten Frequenz- oder Phasensynchronisationsverfahren erreicht werden. Ein derartiger Betrieb kann durch einen Spannungsabstimmungsanschluß implementiert werden, der mit dem Mikrowellenoszillator **10** verbunden ist. Eine solche Spannungssteuerung eines Oszillators ist bekannt, und ein Standardverfahren ist die Verwendung eines regelbaren Blindwiderstandselements, wobei die Frequenzabweichung der Mikrowellenquelle **10** proportional zur Größe eines angelegten Gleichstrom- oder Wechselstromsteuersignals ist. Derartige Oszillatoren werden manchmal als spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCO) bezeichnet. Viele bekannte Beispiele spannungsgesteuerter

Oszillatoren, die als Mikrowellenquellen verwendet werden können, schließen die Verwendung von Varaktordioden oder anderen regelbaren Blindwiderstandselementen ein. Der Frequenzmodulationsbaustein **11** sorgt für die Korrektur der Mikrowellenquelle **10** und wird benutzt, um die Quellenfrequenz als Funktion äußerer Einflüsse, wie z. B. der Temperatur, Schwankungen der Stromversorgung und anderer veränderlicher Parameter, zu variieren und Änderungen der Quellenfrequenz zu kompensieren. Verfahren zur Stabilisierung der Ausgangsfrequenz einer Mikrowellenquelle **10** entsprechend Temperaturschwankungen usw. sind gleichfalls bekannt. Das Ausgangssignal der Mikrowellenquelle **10** wird in den Eingang eines Pufferverstärkers **12** eingekoppelt. Das Eingangssignal des Pufferverstärkers **12** wird zum Signalausgang des Oszillators **10** gekoppelt, um den Oszillator von Schwankungen im Ausgangslastnetzwerk als Funktion von Einschwingvorgängen bzw. Schaltstößen zu isolieren. Der Verstärker **12** kann eine Verstärkung liefern, die zu einer Erhöhung der Amplitude des Trägersignals am Verstärkerausgang führt. Die Hauptfunktion des Verstärkers **12** besteht darin, den Effekt des Frequenzziehens zu reduzieren. Das Frequenzziehen ist ein Effekt, dem ein Oszillator bei Veränderung der Amplitude und/oder Phase des Lastnetzwerks unterliegt. Der Oszillator **10** liefert ein Dauerstrich- (CW-)Ausgangsträgersignal. Das Trägersignal (der Sendeimpuls), das zur Objekterkennung verwendet wird, wird durch Torsteuerung des Oszillator- oder CW-Trägersignals während einer vorgeschriebenen Zeitdauer mit einem impulsformenden Netzwerk oder Impulsformer **13** erzeugt. Der Impulsformer **13** ist in [Fig. 1](#) als ideale Implementierung eines Zweitor- oder Dreitor-Schaltnetzwerks dargestellt, das entweder einen absorbierenden einpoligen Einschalter (SPST) oder einen einpoligen Umschalter (SPDT-Schalter) bildet. Einer der zwei gewählten Arme (**3**) wird in einer angepaßten oder verlustbehafteten Last **14** abgeschlossen. Der gewöhnliche Zustand des Schalters ist der Zustand, wo der Ausgang des Verstärkers **12** mit der verlustbehafteten Last oder dem Widerstand **14** gekoppelt und darauf gerichtet ist. Der Impulsformer **13** wird in Abhängigkeit vom Sendeimpulsintervall und in Abhängigkeit von der entfernungs-gesteuerten Zeitverzögerung torgesteuert, um Energie zur Position **2** des idealen Schalters zu lenken. Daher ist, wie erkennbar, ein Schaltertreiberbaustein **15** mit dem Impulsformer **13** gekoppelt, der den Zustand des Impulsformers entsprechend der gewünschten Operation steuert.

**[0023]** Wenn der Eingangsanschluß **1** des Impulsformers **13** mit der Position **3** verbunden ist, dann wird der Ausgang des Pufferverstärkers **12** über die verlustbehaftete Last **14** nach Masse überbrückt. Wenn der Schaltertreiber **15** den Impulsformer **13** so steuert, daß der Schaltereingangsanschluß **1** mit dem Ausgangsanschluß **2** verbunden wird, wird das

Ausgangssignal vom Pufferverstärker **12** einem Eingangsanschluß eines Zweiphasenmodulators **16** zugeführt. Der Impulsformerschalter **13** kann durch viele bekannte Schaltungskonfigurationen implementiert werden. Feldeffekttransistor-(FET-) Schalter sind bekannt, und die Großintegrationstechnologie zieht Nutzen aus vielen Möglichkeiten, die durch MOS-Siliziumtortransistoren bei ihrer Verwendung in Schaltern sowie in Bipolartransistoren, PIN-Dioden und vielen anderen Bauelementen geboten werden.

**[0024]** Während des Impulsformungsprozesses wird das Ausgangssignal des CW-Oszillators **10**, das am Ausgang des Pufferverstärkers **12** erzeugt wird, während einer Dauer, die der Dauer des zu erzeugenden Impulses entspricht, mit dem durch Position **2** angedeuteten Ausgangsweg des Impulsformerschalters verbunden. Die Impulsdauer wird durch ein geeignetes Steuersignal bestimmt, das durch den Schaltertreiber **15** erzeugt wird, und ist eine Funktion der durch den Sensor berücksichtigten Entfernung  $R$  und der Länge des jeweiligen Phasencodes, der durch den Zweiphasenmodulator **16** zu überlagern ist.

**[0025]** Es gibt zwei verschiedene Funktionen, die durch den Schaltertreiber **15** ausgeführt werden. Die erste Funktion ist die Steuerung der Breite des Trägerimpulses durch Torschaltung des CW-Quellensignals zwischen den Anschlüssen **2** und **3**. Die zweite Funktion des Schaltertreibers **15** ist die Festlegung der Zeitspanne zwischen der Erzeugung des Pulsmusters (d. h. die Pulsfolgefrequenz oder prf). Man wird erkennen, daß der Sensor zu dem Objekt **35**, das sich in einer Entfernung  $R$  befindet, mehrere Impulse mit einer Frequenz sendet, die durch die Pulsfolgefrequenz bestimmt wird. Diese Frequenz kann dynamisch variiert werden, um dazu beizutragen, die Effekte gegenseitiger Störungen von anderen Sensoren und Quellen, die bei ähnlichen Trägerfrequenzen arbeiten, zu vermindern. Die Pulsfolgefrequenz ist definiert als die Zwischenimpulsperiode zwischen zwei vom Sensor gesendeten Impulsen. Da die gleiche Mikrowellenquelle **10** und das gleiche impulsformende Netzwerk **13** auch zur Bildung der Lokaloszillatorfunktion (LO-Funktion) des Empfängers verwendet werden, wird der Schaltertreiber **15** zusätzlich benutzt, um Impulse vom Impulsformer **13** zu Zeitpunkten zwischen dem Senden der Sendeimpulse durchzuschalten.

**[0026]** Der Zweiphasenmodulator **16** wird durch den Modulatortreiber **17** gesteuert. Die Anzahl der Phasensprünge und ihre Polarität bezüglich eines nichtmodulierten Impulses werden durch den Modulatortreiber **17** festgelegt. Das Ausgangssignal des Zweiphasenmodulators **16** wird einem Eingang eines Schalters **18** zugeführt, der als  $T_x/R_x$  Schalter oder Sende/Empfangs-Wählschalter bezeichnet wird. Nach dem Formen nimmt der Sendeimpuls die Ei-

genschaft eines Breitbandfrequenzbereichssignals an, das um die CW-Trägerfrequenz der Mikrowellenquelle **10** zentriert ist. Der Ausgangssignalimpuls weist daher eine Fourier-Transformierte auf, die eine Mittenfrequenz bei der Trägerfrequenz und Fourier-Komponenten aufweist, die sich in der Reihenfolge  $1/\tau$ ,  $\tau$  entwickeln, wobei  $\tau$  die Impulsbreite ist. Die Natur des erzeugten Impulses wird weiter in Verbindung mit [Fig. 3](#) beschrieben. Der Sendeimpuls wird, wie oben angedeutet, dem Eingang des Phasenmodulationsnetzwerks **16** zugeführt, das die Überlagerung einer einzelnen oder einer Folge von Phasenumkehrungen am Trägerimpuls bewirkt. Dies wird erreicht, indem der Impuls durch den Zweiphasenmodulator **16** geschickt wird. Der Modulator **16** bewahrt entweder die vorhandene Phase des Impulssignals oder kehrt die Phase um  $180^\circ$  um. Dieser Vorgang wird, wie angegeben, durch den Modulatortreiber **17** gesteuert. Die Amplitudenkennlinie des Impulses bleibt Idealerweise die gleiche, ungeachtet des überlagerten Phasenzustands. Damit der Sensor als idealer Korrelationsempfänger funktioniert, wo die Charakteristik des empfangenen Impulses mit einer lokal erzeugten Nachbildung des Sendeimpulses verglichen wird, ist es wichtig, daß jede durch die Schaltung eingebrachte Verzerrung (so weit wie möglich) dem ursprünglichen Sendeimpuls und dem für die Empfangsfunktionalität verwendeten Nachbildungsimpuls gemeinsam ist.

**[0027]** Wie angedeutet, werden die Anzahl der Phasensprünge und die Polarität der Sprünge bezüglich eines nichtmodulierten Impulses durch den Modulatortreiber **17** festgelegt. Dies ist eine Funktion der Impulsdauer, die selbst eine Funktion der Objekterfassungsreichweite des Sensors in jedem gegebenen Augenblick ist. Die Dauer jedes Phasensprungs ist gleich dem kürzesten, von dem impulsformenden Netzwerk **13** verfügbaren Impuls und Vielfachen davon. Konkret beträgt die nominelle (kürzeste) Impulsdauer oder -länge, die typischerweise von dem impulsformenden Netzwerk **13** verfügbar ist, annähernd 400 ps (Pikosekunden), die als Einzelimpuls und Grundschwingungsmodus des Sensors betrachtet werden kann. Die jeweilige Länge des kürzesten Impulses braucht nicht 400 ps zu sein, sondern ist abhängig von und eine Funktion der erforderlichen Entfernungsauflösung, die von dem Sensor gewünscht wird. Der Sensor sendet Einzelchipimpulse ohne Hinzufügen einer Phasenmodulation für den Nahbereichsbetrieb, wie z. B. für Entfernungen von weniger als 10 m. Die dazugehörige Entfernungsauflösung eines 400 ps-Impulses beträgt etwa 12 cm.

**[0028]** Der Prozeß der Pulskompression ermöglicht, daß der Radarsensor einen längeren Impuls nutzt, um die abgestrahlte Energie zu erhöhen, während gleichzeitig die Entfernungsauflösung eines kurzen Impulses beibehalten wird. Die konkretere Form der verwendeten Pulskompression nimmt einen langen

Impuls, der als Chip bezeichnet wird, von der Dauer  $T$  und unterteilt ihn in  $N$  Teilimpulse der Länge  $\tau$ . Die Phase jedes Teilimpulses wird dann so gewählt, daß sie entweder gleich 0 oder gleich  $\pi$  Radian ist. Das Impulsformat sowie andere Aspekte sind in [Fig. 3](#) dargestellt und werden später erläutert. Obwohl die Wahl der Phase des Teilimpulses, gleichgültig ob sie gleich 0 oder gleich  $\pi$  ist, zufällig getroffen werden kann, sind einige Sequenzen für bestimmte Radaranwendungen vorzuziehen. Ein Kriterium zur Beurteilung der Sequenzgüte ist der Zugriff auf den Zeit-Nebenkeulen-Pegel der Autokorrelationsfunktion der Sequenz. Es ist wünschenswert, daß der Zeit-Nebenkeulen-Pegel der Frequenz im Vergleich zum Spitzenwert der Autokorrelationsfunktion gleich groß und gleich einem Minimalwert sein sollte. Eine derartige Sequenz ist als Barker-Code-Sequenz bekannt, obwohl jede Funktion verwendet werden kann, die eine geeignete Autokorrelationsfunktion aufweist. Die Werte dieser Zeit-Nebenkeulen bezüglich der Chiplänge (Anzahl von Teilimpulsen) und die entsprechende Phasencodierung der Sequenz sind in [Fig. 3](#) dargestellt.

**[0029]** Daher kann der Radarsensor, wenn er in anderen Betriebsarten betrieben wird, einen Chip senden, der einen einzigen Teilimpuls aufweist, wobei die Codelänge für Objekte in Nahbereichsdistanz gleich 1 ist (Impulsdauer  $\tau$ ), und die Länge des Chips (Codelänge) allmählich vergrößern, um 7, 11 oder 13 Teilimpulse aufzunehmen (woraus sich eine Gesamtpulsdauer von  $7\tau$ ,  $11\tau$  oder  $13\tau$  ergibt). Diese Vergrößerung der Chiplänge tritt mit der Vergrößerung der Reichweite des Radars auf. Dies kann automatisch durch Steuerung des Impulsformers und des Modulationstreibers erfolgen. Das Diagramm in [Fig. 5](#), das ein Beispiel dafür zeigt, wie die Impulsdauer und ihr entsprechender Phasencode als Funktion der Reichweite verändert werden können, zeigt eine Folge von Phasencodes der Länge  $\tau$ ,  $3\tau$ ,  $5\tau$ ,  $7\tau$ ,  $11\tau$  und  $13\tau$ , obwohl auch andere Kombinationen davon möglich sind.

**[0030]** Eine Überlegung bei der Realisierung des Pulscompressionsradars ist, daß der Empfänger eine angepaßte Filterantwort auf das Empfangssignal liefert. Dies ist erforderlich, damit das verlängerte Signal komprimiert und die entsprechende Information zurückgewonnen werden kann, während das verfügbare Signal-Rausch-Verhältnis im Empfänger maximiert wird. Ein Verfahren zur Realisierung eines Empfängers mit angepaßtem Filter ist die Verwendung eines Korrelators als Umwandlungsmechanismus zur Abwärtsumsetzung des empfangenen Trägerfrequenzsignals in eine Basisband-Darstellung. Ein angepaßtes Filter wird gewöhnlich als Struktur definiert, deren Impulsantwort im Frequenzbereich die komplex konjugierte Darstellung des Empfangssignals ist. Der dem angepaßten Filter äquivalente Zeitbereich ist der Korrelationsprozeß, wodurch das

Empfangssignal mit einer zeitverzögerten Version von sich selbst multipliziert wird und das Ausgangssignal des Produkts über eine vorgegebene Zeit oder eine vorgegebene Zeitspanne integriert wird. Daher wird das gleiche Netzwerk, das für die Erzeugung der Sendeimpulsfolge im Sendeweg verwendet wird, auch im Empfangsprozess oder im Empfangsweg verwendet.

**[0031]** Wie in [Fig. 1](#) erkennbar, wird das Ausgangssignal des Zweiphasenmodulators einem Eingang eines  $T_x/R_x$  Wählschalters **18** zugeführt, der in Sende-position (geschlossen) dargestellt ist. Der Schalter **18** wird ferner durch einen Schaltertreiber **28** gesteuert. Der Schaltertreiber **28** erzeugt eine Zeitverzögerung, die vom Entfernungstor abhängig ist. Während des Sendevorgangs verbindet der Schalter **18** die Ausgangsverstärker **25** und **26**. Der Ausgangsverstärker **26** kann mit einer Verstärkungsregelung **27** gekoppelt werden, und der Ausgang des Verstärkers **26** ist mit der Sendeantenne **30** gekoppelt. Das am Ausgang des Verstärkers **26** erzeugte Signal ist das Sendesignal, das, wie angegeben, von dem Objekt **35** in der Entfernung  $R$  teilweise reflektiert wird. Wie oben angegeben, wird während des Betriebs des Sendewegs der Schalter **18** mit den Ausgangsverstärkern **25** und **26** verbunden, und der Amplitudenpegel des Sendeimpulses wird erhöht und der Impuls wird von der Sendeantenne **30** abgestrahlt. Die Verstärkung des Sendeimpulses ist natürlich auf die Verstärkung oder Leistungsverstärkung der Ausgangsverstärker **25** und **26** zurückzuführen. Der auf den Sendeimpuls angewandte Verstärkungsgrad kann durch Einstellen der Verstärkungsregelung **27** gesteuert werden, was wieder ein bekanntes Verfahren ist. Die Ausgangsverstärkung des Verstärkers **26** kann daher durch den einstellbaren Verstärker **27** gesteuert werden. Wie angegeben, wird der Betrieb des Schalters **18** durch den Schaltertreiber gesteuert, der eine vom Entfernungstor abhängige Zeitverzögerung enthält. Während des Sendevorgangs wird der Schalter **18** mit den Ausgangsverstärkern **25** und **26** verbunden, während im Empfangsmodus der Schalter (gestrichelt) mit dem Ausgang des Phasenmodulators **16** zum Empfangsweg verbunden ist. Der Schaltertreiber **28** wird mit dem Ausgang des Zweiphasenmodulators **16** zum Empfangsweg verbunden, damit das Signal eines Lokaloszillators (LO) an Spannungsvervielfacher oder Mischer **44** und **45** angelegt werden kann. Ein zweiter Impuls, der den letzten, mit geeigneter Phasenmodulation gesendeten Impuls nachbildet, wird geformt und mit den Lokaloszillator-Anschlüssen der Spannungsvervielfacher **44** und **45** gekoppelt, die in den Empfangsweg eingebaut sind. Die Empfangsantenne **31** empfängt ein reflektiertes Signal vom Objekt **35**. Das Signal wird rauscharmen Eingangsverstärkern **40** und **41** zugeführt, wo es verstärkt wird. Die Eingangsverstärker sind natürlich rauscharme Verstärkerelemente, die gleichfalls bekannt sind. Das Ausgangssignal vom Zweiphasen-

modulator **16'** und vom Sende/Empfangs-Schalter **18** wird unter Anwendung eines der bekannten Leistungsteilungsverfahren in zwei gleiche Teile unterteilt. Der erste Teil wird jetzt mit einem Eingang eines Phasenschiebers **43** und mit dem LO-Eingang des ersten, mit **44** bezeichneten Vervielfachers verbunden. Der Ausgang des Phasenschiebers wird mit dem LO-Eingang des zweiten Spannungsvervielfachers **45** verbunden. Ein Eingangssignal zu jedem Vervielfacher wird von dem Ausgangssignal des rauscharmen Verstärkers **41** abgeleitet, das im wesentlichen das verstärkte Empfangssignal ist. Es werden zwei Spannungsvervielfacher **44** und **45** verwendet, so daß einer ein gleichphasiges oder I-Signal und der andere ein um  $90^\circ$  phasenverschobenes oder Q-Signal liefert. Das um  $90^\circ$  phasenverschobene LO-Treibersignal wird von dem LO-Impulssignal vom Zweiphasenmodulator **16** und durch Verzögerung des Signals um  $90^\circ$  bei der Trägerfrequenz abgeleitet. Diese Verzögerung wird durch den Phasenschieber **43** an den Spannungsvervielfacher **45** angepaßt.

**[0032]** Der Ausgang jedes Spannungsvervielfachers **44** bzw. **45** wird einer Integrationsschaltung **47** bzw. **48** zugeordnet. Die Integrationsschaltungen können einen Kondensator oder ein anderes Speicherelement enthalten und führen grundsätzlich einen Teil der Autokorrelationsfunktion an dem Empfangssignal aus, das am Ausgang des Verstärkers **41** anliegt. Die zurückgewonnene Signalinformation wird dann mit Hilfe von Doppler-Filtern **49** und **50** gefiltert, um reine Basisbandsignale zu erzeugen. Diese Signale von den Filtern **50** und **51** werden dann den Eingangsschaltern **52** und **53** zugeführt, die durch eine Abtastschaltung **51** betätigt werden. Die zurückgewonnene Signalinformation im gefilterten Zustand wird geschaltet, was auch als Integrier- und Ausgabeprozess bezeichnet wird, und die Schaltausgangssignale werden an die zweiten Integratoren **53** und **55** angelegt. Die Integratoren **53** und **55** werden als I-Kanal-Ausgang bzw. Q-Kanal-Ausgang bezeichnet.

**[0033]** Der Abtaster **51**, der die Schalter steuert, öffnet und schließt die Schalter **52** und **54** mit der Pulsfolgefrequenz. Der gewöhnliche Zustand des Schalters **54** ist offen, so daß keine Verbindung zwischen den Doppler-Filtern **49** und **50** und den Integratoren **53** und **55** der zweiten Stufe hergestellt wird. Die kumulative Information aus einer Anzahl von Impulsen wird dann unter Anwendung des Integrationsprozesses der zweiten Stufe gesammelt, bevor eine Detektionsentscheidung getroffen wird. Die angemessene Funktionsfähigkeit des Radarsensors wird durch die Anwendung des phasencodierten Pulskompressionsschemas verbessert, was durch Ausnutzen der erhöhten Integrations- und Funktionsfähigkeit der integrierten Schaltkreis-Lösung ermöglicht wird.

**[0034]** Wie oben angegeben, werden die gleiche Mi-

krowellenquelle und das gleiche impulsformende Netzwerk auch zur Durchführung der Lokaloszillatorfunktion (LO-Funktion) des Empfängers verwendet. Die Vervielfacher **45** und **44** empfangen das aktuelle Ausgangssignal vom Zweiphasenmodulator über den Sende/Empfangs-Schalter **18**. Dieses Ausgangssignal wird natürlich von der Mikrowellenquelle **10** abgeleitet und ist das Lokaloszillator-Signal. Der Schaltertreiber **15** wird zusätzlich eingesetzt, um in Zeitpunkten zwischen dem Senden von Sendeimpulsen Impulse vom Impulsformer durchzuschalten. Dieser zweite Vorgang tritt mit veränderlicher Geschwindigkeit auf und entspricht der Rücklaufzeit eines elektromagnetischen Impulses von dem betrachteten Objekt **35** in der Entfernung R. Der Sensor wird in dem Modus betrieben, wo die Verzögerung über eine Anzahl von Impulsen konstant bleibt, wodurch der Sensor über mehrere Impulse einen bestimmten Bereich über eine bestimmte Zeitdauer überwachen kann. Alternativ kann die Verzögerung als Funktion der Zeit variiert werden, die der Sensorabtastung einer Folge von verschiedenen Bereichen bei der Suche nach einem Objekt oder der dynamischen Verfolgung eines sich bewegenden Objekts entspricht. Es versteht sich natürlich, daß digitale Pulskompressionsverfahren routinemäßig sowohl die Filtererzeugung als auch die angepaßte Filterung von Radarwellenformen nutzen. Zum Beispiel ist die Anwendung von Barker-Codes bekannt, die eine spezielle Klasse von Binärcodes darstellen. Der Spitzenwert der Autokorrelationsfunktion ist N, und die Amplitude der Nebenkeule mit dem kleinsten Spitzenwert ist 1, wobei N die Anzahl der Teilimpulse ist, welche die Länge des Codes bestimmt. Wegen zusätzlicher Informationen wird der Leser auf die Seiten 10, 17ff. von "Radar Handbook" (2. Auflage, 1990) verwiesen, das Barker-Codes beim Pulskompressionsradar diskutiert.

**[0035]** In [Fig. 3A](#) ist ein Diagramm dargestellt, das eine Phasencodierung einer Impulsfolge gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung abbildet. Wie ersichtlich, kann ein Impuls zwischen einem Pegel von +1 und -1 (+, -) variieren. Dies entspricht einer definitiven Übertragung einer bestimmten Anzahl von Trägerwellensignalen während der Impulsfolge. So wird z. B., wie in [Fig. 3A](#) gezeigt, die Mikrowellenquelle **10** durch die Wellenform **60** von [Fig. 3A](#) dargestellt. Die Frequenz der Mikrowellenquelle entspricht einer Periode der sinusförmigen Wellenform. Der Mikrowellenoszillator **10**, der mit dem Pufferverstärker **12** gekoppelt ist, wird durch den weiter oben zugeordneten Impulsformerbaustein **13** modifiziert. Das Ausgangssignal des Zweiphasenmodulators **16** ist das in [Fig. 3A](#) dargestellte Signal **60**.

**[0036]** [Fig. 3B](#) zeigt eine vergrößerte Zeitbasis, die eine Impulsdauer N, eine Teilimpulsdauer (Chiplänge)  $\tau$  abbildet, die einen Barker-Code von **11** Elementen anzeigt, der ebensogut auch 2 bis 7 und 13 Ele-



mente enthalten kann. Bekanntlich kann jetzt für die optimalen Binärcodes und in Abhängigkeit von der Länge des Codes  $N$  eine Amplitude der Nebenkeule mit dem kleinsten Spitzenwert ermittelt werden. Die Tabelle in [Fig. 3C](#) zeigt die Länge des Codes  $N$  und zeigt dann die Code-Sequenz in der zweiten Spalte und dann das Verhältnis des Spitzenwerts der Nebenkeule in Dezibel ( $-dB$ ). So ist für eine Länge  $N$  von 2 das Spitzenwertverhältnis der Nebenkeule gleich 6. Für eine Länge  $N$  von 7 ist das Spitzenwertverhältnis der Nebenkeule gleich 16,9. Die bekannten Barker-Codes sind Codes, die eine Nebenkeule mit einem minimalen Spitzenwert von 1 aufweisen. Nach derzeitigem Verständnis gibt es keine Barker-Codes, die größer als 13 sind. Folglich ist das Kompressionsradar mit Verwendung dieser Barker-Codes normalerweise auf ein maximales Kompressionsverhältnis von 13 begrenzt.

**[0037]** [Fig. 3D](#) zeigt das Entfernungstor als Funktion der Autokorrelation und läßt die Effekte der Teilimpulsdauer ( $\tau$ ) erkennen. Man erkennt, daß die Autokorrelation während des Entfernungstors erheblich zunimmt, und daher kann die Autokorrelation leicht implementiert werden. Grundsätzlich funktioniert die Korrelationsverarbeitung nach dem Prinzip, daß das Spektrum der Zeitfaltung von zwei Wellenformen gleich dem Produkt des Spektrums dieser Signale ist. Durch einen Korrelationsprozessor müssen die gleichen Bereichsabstastwerte bereitgestellt werden, die Anzahl der Bereichsabstastwerte bei der schnellen Fourier-Transformation (FFT) sollte gleich  $N + \text{Anzahl der Abstastwerte in der Bezugswellenform}$  sein. Diese zusätzlichen  $N$  Abstastwerte werden in der Bezugswellenform FFT mit Nullen gefüllt. Zur Erfassung einer größeren Reichweite sind wiederholte Korrelationsoperationen mit Verzögerungen von  $N$  Abstastwerten zwischen benachbarten Operationen erforderlich. Der gesamte Aspekt des Systems bei der Implementierung eines Pulskompressionsschemas unter Anwendung von Puls Codierung macht den Integrationsprozess äußerst einfach und sehr bequem nutzbar. Wie oben angedeutet, wird bei der Erhöhung der Funktionstüchtigkeit des Radarsystems das Problem der billigen Herstellung und der Kosten betrachtet, indem der Einbau der Schaltungsfunktionen, wie in [Fig. 1](#) beschrieben, entweder in einen einzigen integrierten Sender-Empfänger-Schaltkreis (IC) oder in einen doppelten IC-Chipsatz ermöglicht wird, der getrennte Sender- und Empfänger-ICs aufweist, oder irgendeine derartige geeignete Kombination der Funktionen. Das hohe Integrationsvermögen von integrierten Schaltkreisprozessen gestattet alle in [Fig. 1](#) beschriebenen Schaltungsfunktionen sehr nahe beieinander auf einem einzigen Chip anzuordnen. Außerdem ermöglicht die reduzierte Schaltkreisgröße im Verbindungsabstand zwischen Komponenten den Entwurf von Schaltungen unter Anwendung der herkömmlichen Theorie analoger Schaltungen und

Schaltungen mit konzentrierten Elementen. Dadurch entfällt die Notwendigkeit des Entwurfs einer Schaltung mit verteilten Elementen, die für Kurzimpuls-Übergangszustände nicht geeignet ist.

**[0038]** Wie angegeben, können die Schaltungen vorzugsweise symmetrische Schaltungskonfigurationen nutzen, um die Gleichtaktrauschunterdrückung zu maximieren. Asymmetrische Schaltungsstrukturen werden jedoch auch in Betracht gezogen. Der integrierte Schaltkreisprozess, der zum Erreichen der verbesserten Funktionsweise einschließlich der Schaltdichte bevorzugt wird, ist ein Silicium-Germanium-(SiGe-)Prozess, der sowohl einen Bipolartransistor als auch CMOS-Transistoren einbezieht, die Teil des gleichen Schaltkreises sind. Andere Technologien, die gleichfalls als brauchbar angesehen werden, sind reine Silicium-Germanium-Bipolarprozesse und Galliumarsenid-(GaAs-)Prozesse auf der Basis von MESFETs und pHEMTs oder HBT-Bauelementen. Folglich sind die Schaltkreise, die zur Implementierung der in [Fig. 1](#) dargestellten Bauelemente verwendet werden, verfügbar und bekannt. Zum Beispiel sind MOS-Bauelemente verwendet worden, um Schaltungstechniken, Modulatoren, Oszillatoren, Verstärker, Vervielfacher, Indikatoren sowie Filter bereitzustellen.

**[0039]** In [Fig. 2](#) ist, wie weiter oben angegeben, ein Schaltschema einer alternativen Ausführungsform dargestellt, die eine Einzelantenne **70** sowohl als Sende- als auch als Empfangsantenne nutzt. Die Schalter **71** und **72** sind in [Fig. 2](#) in der Sendeposition ( $T_x$ ) dargestellt. Die in [Fig. 2](#) dargestellte Position spezifiziert, daß das Ausgangssignal des Verstärkers **26** ([Fig. 1](#)) in den Eingangsanschluß **75** eingekoppelt wird. Dieses Ausgangssignal wird direkt zur gemeinsamen Antenne **70** übertragen. Während des Empfangsbetriebs werden die Schalter **71** und **72** in der durch die gestrichelte Linie dargestellten Position betrieben, wobei die Antenne **70** jetzt mit dem Eingang der rauscharmen Verstärker **40** gekoppelt ist. Das Ausgangssignal des Verstärkers **41**, wie in Verbindung mit [Fig. 1](#) angegeben, geht zu den Spannungsvervielfachern **44** und **45**, wie angegeben. Es ist festzustellen, daß die Schalter **71** und **72** auch durch eine getrennte Steuereinrichtung oder einen Prozessor gesteuert werden können, der außerdem zum Beispiel die Bausteine **11**, **15**, **17**, **28** und **27** steuern kann. Es versteht sich natürlich, daß jeder der Bausteine, wie oben beschrieben, durch ein zentrales Verarbeitungselement oder durch interne Zeitgeberprogramme gesteuert werden kann.

**[0040]** In [Fig. 4](#) ist ein typischer Entwurf für einen integrierten Schaltkreis dargestellt, der ein integrierter Schaltkreis (IC) für einen einzigen Sender-Empfänger ist. Es versteht sich, daß der Chip auch als getrennter Sende- und Empfangs-IC implementiert werden kann. Im wesentlichen wird der gesamte Chip auf

einem Wafer **70** gefertigt, der typischerweise ein Halbleiterwafer ist, wie z. B. aus Silicium, Germanium oder einer Kombination von Silicium und Germanium, Galliumarsenid oder anderen Halbleitermaterialien. Die in [Fig. 1](#) beschriebenen Bausteine können durch herkömmliche Halbleiterschaltungen implementiert werden, die verfügbar sind. Die Implementierungen können FET-Bauelemente sowie Schottky-Dioden, PIN-Dioden und andere Mikrowellenbauelemente enthalten. Diese Bauelemente können mit Hilfe von Steuerimpulsen geschaltet werden. Viele von den Schaltkreisen werden auch unter Verwendung einer CMOS-Invertertechnologie implementiert. Es wird angegeben, daß das oben erwähnte System eine Mikrowellenquelle oder einen Oszillator **71** enthält, der im Bereich von 4 bis 8 GHz oder bei einer anderen geeigneten Mikrowellenfrequenz arbeitet. Der Mikrowellenoszillator kann unter Verwendung vieler verschiedener Bauelemente gefertigt werden, zu denen Bipolar- oder Feldeffekttransistoren sowie Gunn-Elemente gehören. Der Modulator **72** (Bezugszeichen **11** von [Fig. 1](#)), der mit der Mikrowellenquelle (Bezugszeichen **10** von [Fig. 1](#)) verbunden ist, ist oberhalb der Quelle in einem solchen Bereich angeordnet, das er die geringste Störung bewirkt. Wie man feststellen kann, sind die in [Fig. 1](#) abgebildeten Positionen auf dem Substrat **70** so dargestellt und bezeichnet, um z. B. eine typische Anordnung aufzuweisen. Außerdem wird festgestellt, daß die Empfangs- und Sendeantennen Standardantennenanordnungen darstellen und nicht Teil des IC sein müssen, sondern getrennte Antennenstrukturen oder IC-Bauelemente sein können. Obwohl sie ein wesentlicher Teil jedes Radarsensors sind, sind die Antennenstrukturen unter Umständen nicht auf dem IC eingebaut, sondern können Teil einer größeren Baugruppe sein.

**[0041]** Der Chip **70** enthält einen Sendeantennenkoppler oder -weg **81**. Gleichfalls auf dem Substrat **70** angeordnet ist der Antennenschalter **82** von [Fig. 2](#). Der Antennenschalter **82** funktioniert, wie in [Fig. 2](#) dargestellt. Andere Komponenten, z. B. die Spannungsvervielfacher, sind als Bezugszeichen **85** (**44** und **45** von [Fig. 1](#)) dargestellt. Der Sendeschalter **85** ist im allgemeinen in einem zentralen Bereich des Chips angeordnet, um Störungen zu reduzieren. Wie angegeben, können die in [Fig. 1](#) dargestellten Verstärker, Filter, Schalter und anderen Bauelemente unter Verwendung von FETs oder anderer Bauelemente implementiert werden. Siehe z. B. den Text mit dem Titel "Monolithic Microwave Integrated Circuits" (Monolithische integrierte Mikrowellen-Schaltkreise), veröffentlicht durch IEEE Press, Hrsg. Robert A. Pucel, 1985. Siehe auch einen Text mit dem Titel "Introduction to Microwave Circuits" (Einführung in Mikrowellenschaltungen) von Robert J. Weber, veröffentlicht durch IEEE Press (2001). Beide Texte zeigen Schaltungsanwendungen bei Oszillatoren, Verstärkern, Sende/Empfangs-Bausteinen und Schaltun-

gen, die rauscharme Verstärker und andere Bauelemente enthalten. Der Fachmann wird verstehen und erkennen, daß es zahlreiche Schaltungskonfigurationen gibt, die verwendet werden können. Es versteht sich natürlich auch, daß [Fig. 4](#) eine beträchtlich vergrößerte Darstellung eines integrierten Schaltkreises ist und daß derartige Schaltkreise zum Beispiel im Millimeterbereich extrem klein sind.

**[0042]** Gleichfalls in [Fig. 4](#) dargestellt ist ein Prozessorbaustein **87** zur Steuerung des Schalt- oder Ansteuerungsvorgangs der verschiedenen Treiber oder Schalter, um die Taktbeziehungen zu verändern oder um weiterhin sicherzustellen, daß der Schaltvorgang in gewünschten Intervallen stattfindet. Für den Fachmann ist offensichtlich, wie die Intervalle gewählt werden, da klar ist, daß die Chips, die in Bezug auf die Impulsdauer und die Anzahl der Impulse bereitgestellt werden, eine Funktion der Radarreichweite sind. In [Fig. 4](#) ist auch erkennbar, daß der Empfängerkanal oder -weg grundsätzlich auf die untere Hälfte des Chips beschränkt ist, während der Sendekanal oder -weg auf die obere Hälfte des Chips beschränkt ist. Es versteht sich, daß ebensogut wie der oben dargestellte Einzelchip zwei getrennte Chips implementiert werden können. Die beiden Chips können auf verschiedenen Wafern gefertigt werden, wobei z. B. unterschiedliche Technologien angewandt werden. Zum Beispiel können bestimmte Komponenten als Galliumarsenidkomponenten für den Sendechip mit höherer Leistung gefertigt werden, während für Bausteine von niedrigerer Leistung eine Siliciumfertigung bereitgestellt werden kann.

**[0043]** [Fig. 5](#) zeigt ein Diagramm, das ein Beispiel dafür darstellt, wie die durch den Sensor übertragene Impulsdauer in Abhängigkeit von der Reichweite zunimmt. Aus [Fig. 5](#) ist erkennbar, daß der Phasencode, der dem Impuls überlagert wird, auch variiert werden kann. So ist in [Fig. 5](#) die Reichweite in Meter als X-Achse dargestellt, während die Impulsbreite sowie die Codelänge auf der Y-Achse dargestellt sind.

**[0044]** Somit weist ein Sender für ein hochauflösendes Radarsystem einen Mikrowellenoszillator zur Bereitstellung eines Dauerstrichsignals mit einem an den Ausgang des Oszillators gekoppelten Eingang und einem ersten und einem zweiten schaltbaren Ausgang auf, wodurch das Oszillatorsignal entsprechend einem Steuersignal, das an einen Steuerungsanschluß des Impulsformers angelegt wird, an jeden der beiden Ausgänge angelegt werden kann. Ein Schaltertreiber mit einem Ausgang, der mit dem Steuerungsanschluß des Impulsformers gekoppelt ist, bewirkt die selektive Umschaltung des Ausgangssignals des Impulsformers zwischen dem ersten und dem zweiten Ausgang, um an dem ersten Ausgang einen Impuls bereitzustellen, der eine Anzahl von Oszillatorperioden aufweist, die einen gewünschten Impulsabstand anzeigen und entsprechend einer ent-

fernungsgesteuerten Zeitverzögerung ausgewählt sind. Ein Zweiphasenmodulator weist einen Eingang auf, der an den ersten Ausgang des Impulsformers gekoppelt ist, um an einen Ausgang ein zweiphasenmoduliertes Signal anzulegen. Eine mit dem Ausgang des Zweiphasenmodulators gekoppelte Antenne sendet das zweiphasenmodulierte Signal entsprechend einer gewählten Objektentfernung.

**[0045]** Ferner weist ein Empfänger für ein hochauflösendes Radar von dem Typ mit einem Sender zum Übertragen eines phasencodierten Pulskompressionssignals eine Empfangsantenne auf, die ein reflektiertes Signal von einem Objekt empfangen kann, das so positioniert ist, daß es das Sendesignal unterbricht und einen Teil des Signals abfängt und zur Empfängerantenne reflektiert, um das Signal an einem Ausgang bereitzustellen. Erste und zweite Spannungsvervielfacher weisen jeweils einen Lokaloszillator-Eingangskanal und einen Empfangssignal-Eingangskanal und jeweils einen Ausgangskanal auf, wobei das Ausgangssignal der Empfangsantenne zum Empfängereingangskanal der ersten und zweiten Vervielfacher gekoppelt wird. Ein mit dem Sendesignal synchronisierter Mikrowellenoszillator stellt an einem Ausgang ein Dauerstrichsignal mit einer vorgegebenen Frequenz bereit. Ein Impulsformer weist einen mit dem Oszillatorausgang gekoppelten Eingang und einen ersten und einen zweiten schaltbaren Ausgang auf, wodurch das Oszillatorsignal entsprechend einem Steuersignal, das an einen Steuerungsanschluß des Impulsformers angelegt wird, an jeden der beiden Ausgänge angelegt werden kann. Ein Schaltertreiber weist einen Ausgang auf, der mit dem Steuerungsanschluß des Impulsformers gekoppelt ist, und bewirkt die selektive Umschaltung des Ausgangssignals des Impulsformers zwischen dem ersten und dem zweiten Ausgang, um an dem ersten Ausgang einen Impuls bereitzustellen, der eine Anzahl von Oszillatorperioden aufweist, die einen gewünschten Impulsabstand anzeigen und entsprechend einer entfernungsgesteuerten Zeitverzögerung ausgewählt sind. Ein Zweiphasenmodulator weist einen Eingang auf, der mit dem ersten Ausgang des Impulsformers gekoppelt ist, um an einem Ausgang ein zweiphasenmoduliertes Signal bereitzustellen, und ein Phasenschieber weist einen Eingang auf, der an den Ausgang des Zweiphasenmodulators gekoppelt ist, um an einem Ausgang ein phasenverschobenes Signal bereitzustellen, wobei der Ausgang des Phasenschiebers mit dem Lokaloszillator-Eingangskanal des ersten Spannungsvervielfachers gekoppelt ist. Das Ausgangssignal des Zweiphasenmodulators wird direkt zum Lokaloszillator-Eingangskanal des zweiten Spannungsvervielfachers gekoppelt, und der Ausgangskanal des ersten Modulators liefert ein um  $90^\circ$  phasenverschobenes (Q-) Ausgangssignal, und der Ausgangskanal des zweiten Spannungsvervielfachers liefert ein gleichphasiges (I-) Ausgangssignal. Ein Autokorrelator, der

auf die I- und Q-Signale von den Spannungsvervielfachern anspricht, verarbeitet die Signale, um ein Detektionssignal zu liefern, das die Gegenwart und die Entfernung des Objekts anzeigt.

**[0046]** Ferner weist ein Sensordetektionssystem auf Radarbasis eine Mikrowellenquelle auf, die ein Dauerstrichsignal an einem Ausgang bereitstellt. Mit dem Ausgang der Quelle ist ein Impulsformer gekoppelt und bewirkt, daß an einem Ausgang ein Impuls von veränderlicher Länge bereitgestellt wird, der die übertragene Energie des Radarsystems entsprechend der Entfernung der Objekterfassung erhöht. Mit dem Ausgang des Impulsformers ist ein Modulator gekoppelt, um ein moduliertes Impulssignal bereitzustellen. Ein mit dem Ausgang des Modulators gekoppelter Sende-Empfangs-Schalter wechselt selektiv zwischen einer ersten Sendeposition und einer zweiten Empfangsposition. Ein mit dem Sende-Empfangs-Schalter gekoppelter Sendekanal sendet das Impulssignal, wenn der Schalter in die Sendeposition gebracht wird. Ein mit dem Sende-Empfangs-Schalter gekoppelter Empfangskanal empfängt das Modulatorsignal, wenn der Schalter in die Empfangsposition gebracht wird. Erste und zweite Spannungsvervielfacher weisen jeweils einen Lokaloszillator-Eingang zum Empfang des Modulatorsignals in der Empfangsstellung auf und weisen jeweils einen Eingangssignalkanal und einen Ausgangskanal auf. Ein Empfängerkanal empfängt ein reflektiertes Sendesignal von einem Ausgang und legt das Empfangssignal an die Empfangssignal-Eingangskanäle der Spannungsvervielfacher an. Ein mit den Ausgangskanälen der Spannungsvervielfacher gekoppelter Autokorrelator korreliert das Empfangssignal, um ein Ausgangssignal zu erzeugen, das die Erfassung und Position des Objekts anzeigt.

**[0047]** Folglich erhöht ein Radarsystem, das einen Impuls von veränderlicher Länge bereitstellt, die übertragene Energie des Sendeabschnitts des Sensors bei längeren Reichweiten. Es erfolgt eine Überlagerung einer kurzzeitigen Phasencodierung über den verlängerten Sendeimpuls, der verwendet wird, um für die Fälle längerer Impulsdauer das erforderliche Entfernungsauflösungsvermögen des Sensors aufrechtzuerhalten. Die Phasencodierung wird auch zur Erhöhung der Unempfindlichkeit des Sensors gegen Störungen von anderen Quellen verwendet. Die auf den Sendeimpuls angewandte Phasencodierung kann in Abhängigkeit von der Entfernung oder Distanz variiert werden, um eine weitere Unempfindlichkeit bereitzustellen und eine höhere als die gewöhnliche Impulsfolgefrequenz (prf) für das Radar zuzulassen und dabei eine geeignete eindeutige Reichweite aufrechtzuerhalten. Andere Schaltungsfunktionen, die den Prozeß ergänzen und verbessern, sind unter anderem die Veränderung der Impulsfolgefrequenz der Sendefolge, Hinzufügen der Frequenzmodulation zum Lokaloszillator innerhalb des Sensors

und ein Regelverstärker, um den in jedem Augenblick durch den Sensor übertragenen Energiebetrag zu steuern und zu variieren. Der Empfängerabschnitt des Sensors verwendet einen zweistufigen Vordetektions-Integrationsprozeß, um sicherzustellen, daß die durch den Sensor erfaßte reflektierte Energie in einem gegebenen Moment so groß wie möglich ist, um die Wahrscheinlichkeit einer richtigen Detektionsentscheidung zu maximieren. Die erhöhte Funktionsfähigkeit des Sensors wird angesprochen, wobei das Problem niedriger Fertigungskosten und einfacher Funktionsweise berücksichtigt wird. Daher kann man bestimmte Funktionen in den Sensor einbauen, der entweder als einzelner integrierter Sende-Empfangs-Schaltkreis (IC) oder als doppelter IC-Chipsatz ausgeführt wird, der einen getrennten Sender und Empfänger aufweist. Das hohe Integrationsvermögen integrierter Schaltkreisprozesse ermöglicht, daß verschiedene Schaltkreisfunktionen nahe beieinander auf einem einzigen Chip angeordnet werden.

### Patentansprüche

1. Empfänger für ein hochauflösendes Radar von dem Typ mit einem Sender zum Senden eines phasencodierten Impulskompressionssignals (Tx), wobei der Empfänger aufweist:

eine Empfangsantenne (31), die ein reflektiertes Signal (Rx) von einem Objekt (35) empfangen kann, das so positioniert ist, daß es das gesendete Signal (Tx) unterbricht und einen Teil des Signals auffängt und zu der Empfangsantenne (31) übermittelt, um das Signal an einem Ausgang bereitzustellen;

erste (44) und zweite (45) Spannungsvervielfacher, die jeweils einen lokalen Oszillatoreingangsanschluß (20) und einen Empfangssignaleingangsanschluß und jeweils einen Ausgangsanschluß aufweisen; wobei der Empfangsantennenausgang mit dem Empfangssignaleingangsanschluß des ersten (44) und des zweiten (45) Vervielfachers gekoppelt ist; einen mit dem Sendersignal (Tx) gekoppelten Mikrowellenoszillator (10), um an einem Ausgang ein Dauerstrichsignal mit einer vorgegebenen Frequenz bereitzustellen;

einen Impulsformer (13), der einen an den Ausgang des Oszillators (10) gekoppelten Eingang sowie einen ersten (2) und einen zweiten (3) umschaltbaren Ausgang aufweist, wodurch ein Oszillatorausgangssignal entsprechend einem Steuersignal, das an einem Steueranschluß des Impulsformers (13) anliegt, entweder an den ersten oder den zweiten umschaltbaren Ausgang angelegt werden kann; einen Schaltertreiber (15), der einen mit dem Steueranschluß des Impulsformers (13) gekoppelten Ausgang aufweist und eine selektive Umschaltung des Ausgangs (2, 3) des Impulsformers (13) zwischen dem ersten (2) und dem zweiten (3) Ausgang bewirkt, um an dem ersten Ausgang (2) einen Impuls bereitzustellen, der eine Anzahl der Oszillatorperioden aufweist, die einen gewünschten Impulsabstand anzeigt

und gemäß einer reichweitengesteuerten Zeitverzögerung ausgewählt ist; einen Zweiphasenmodulator (16) mit einem Eingang, der mit dem ersten Ausgang (2) des Impulsformers (13) gekoppelt ist, um an einem Ausgang ein zweiphasiges moduliertes Signal bereitzustellen; gekennzeichnet durch einen Phasenschieber (43) mit einem Eingang, der an den Ausgang des Zweiphasenmodulators (16) gekoppelt ist, um an einem Ausgang ein phasenverschobenes Signal bereitzustellen, wobei der Ausgang des Phasenschiebers (43) an den lokalen Oszillatoreingangsanschluß (20) des zweiten Spannungsvervielfachers (45) gekoppelt ist, während der Ausgang des Zweiphasenmodulators (16) direkt an den lokalen Oszillatoreingangsanschluß (20) des ersten Spannungsvervielfachers (44) gekoppelt ist, wobei der Ausgangsanschluß des zweiten Spannungsvervielfachers (45) ein Quadrat-Ausgangssignal (Q) liefert und der Ausgangsanschluß des ersten Spannungsvervielfachers (44) ein gleichphasiges Ausgangssignal (I) liefert; und einen Autokorrelator (47–55), der als Reaktion auf die I- und Q-Signale von den Spannungsvervielfachern die Signale verarbeitet, um ein Detektionssignal zu liefern, das die Gegenwart oder Abwesenheit des Objekts (35) anzeigt.

2. Empfänger nach Anspruch 1, der ferner aufweist:

erste und zweite Integratoren (47, 48), jeweils mit einem Eingang und einem Ausgang, wobei der Eingang des ersten Integrators (48) mit dem Ausgang des ersten Spannungsvervielfachers (44) gekoppelt ist, während der Eingang des zweiten Integrators (47) mit dem Ausgang des zweiten Spannungsvervielfachers (45) gekoppelt ist,

erste und zweite Dopplerfilter (49, 50), jeweils mit einem Eingang und einem Ausgang, wobei der Eingang des ersten Filters (50) mit dem Ausgang des ersten Integrators (48) gekoppelt ist, und wobei der Eingang des zweiten Filters (49) mit dem Ausgang des zweiten Integrators (47) gekoppelt ist, wobei die Ausgänge der Dopplerfilter (49, 50) an den Eingang eines Schaltkreises (52, 54) gekoppelt werden, der mit der Impulsfolgefrequenz geschaltet wird um ein Ausgangssignal bereitzustellen, das Informationen bezüglich des Objekts (35) anzeigt.

3. Radargestütztes Sensordetektionssystem, das aufweist:

eine Mikrowellenquelle (10), die an einem Ausgang ein Dauerstrichsignal bereitstellt; einen an den Ausgang der Quelle (10) gekoppelten Impulsformer (13), der an einem Ausgang einen Impuls von variabler Länge liefert, der die abgestrahlte Energie des Radarsystems entsprechend der Reichweite (R) der Objekterfassung erhöht; einen mit dem Ausgang des Impulsformers (13) gekoppelten Modulator (16) zur Bereitstellung eines modulierten Impulssignals an einem Ausgang;

einen mit dem Ausgang des Modulators (16) gekoppelten Sende-Empfangs-Schalter (18), der selektiv zwischen einer ersten Sendeposition und einer zweiten Empfangsposition umschaltet;

einen mit dem Sende-Empfangs-Schalter gekoppelten Sendekanal zum Senden des modulierten Impulssignals, wenn der Schalter in die Sendeposition gebracht wird;

erste und zweite Spannungsvervielfacher (44, 45), die jeweils einen lokalen Oszillatoreingang (20) sowie einen Eingangssignalanschluß und einen Ausgangsanschluß aufweisen;

einen Empfangskanal zum Empfang eines reflektierten Sendesignals von einem Ausgang einer Antenne (31) und zum Anlegen des empfangenen Signals an die Eingangssignalanschlüsse der Spannungsvervielfacher (44, 45);

gekennzeichnet durch einen mit dem Sende-Empfangs-Schalter (18) gekoppelten Empfangskanal zum Anlegen des modulierten Impulssignals an die lokalen Oszillatoreingangsanschlüsse (10) der ersten und zweiten Spannungsvervielfacher (44, 45), wenn der Schalter in die Empfangsposition gebracht wird; und einen mit den Ausgangsanschlüssen der Spannungsvervielfacher gekoppelten Autokorrelator (47-55) zur Korrelation des empfangenen Signals, um ein Ausgangssignal zu erzeugen, das die Erfassung und die Position eines Objekts (35) anzeigt.

4. System nach Anspruch 3, wobei der Modulator (16) ein Zweiphasenmodulator ist, um eine Folge von Phasenumkehrungen als Funktion einer gewünschten Impulslänge (N) bereitzustellen, welche die Objekterfassungsreichweite (R) anzeigt.

5. System nach Anspruch 3 oder 4, wobei der Impulsformer (13) einen Schaltertreiber (15) aufweist, der eine Steuerung des anliegenden Oszillatorsignals bewirkt.

6. System nach einem der Ansprüche 3 bis 5, das ferner eine einzige Antenne (70) aufweist, wobei ein Schalter (72) mit der Antenne (70) gekoppelt ist, der zwischen einer Sendeposition und einer Empfangsposition umschaltet, wobei die Sendeposition mit dem Sendekanal und die Empfangsposition mit dem Empfangskanal gekoppelt ist, wobei der Schalter (72) zwischen den Positionen umschaltet, um die einzige Antenne sowohl für Sende- als auch für Empfangsbetrieb zu nutzen.

7. System nach einem der Ansprüche 3 bis 6, wobei sich der Impuls von variabler Länge aus einem Block, der aus einem einzigen Teilimpuls für Objekte mit einer Entfernung im Nahbereich besteht, und aus Blöcken größerer Länge ( $\tau$ ) mit sieben, elf oder dreizehn Teilimpulsen bei vergrößerter Reichweite (R) zusammensetzt.

8. System nach Anspruch 6, das ferner einen

Schaltertreiber aufweist, der mit dem Schalter (72) gekoppelt ist, um die Umschaltung zwischen der Empfangsposition und der Sendeposition entsprechend einer Zeitverzögerung als Funktion der Erfassungsreichweite (R) eines Objekts (35) zu steuern.

9. System nach einem der Ansprüche 3 bis 8, wobei der Empfangskanal einen angepaßten Filterfrequenzgang für das empfangene Signal bereitstellt.

10. System nach Anspruch 9, wobei der angepaßte Filterfrequenzgang eine Impulsantwort im Frequenzbereich liefert, die dem komplex Konjugierten des empfangenen Signals entspricht.

11. System nach einem der Ansprüche 3 bis 10, wobei der Sendekanal einen Ausgangsverstärker (26) enthält, der einen mit der Sendeposition des Sende-Empfangs-Schalters (18) gekoppelten Eingang und einen mit einer Sendeantenne (30) gekoppelten Ausgang aufweist, wobei der Verstärker eine variable Verstärkungsregelung (27) zur Regelung der Größe des gesendeten Impulssignals aufweist.

12. System nach einem der Ansprüche 3 bis 11, wobei der Impulsformer (13) aufweist:

einen Schalter, der zwischen einer ersten Position (2), in welcher der Ausgang der Mikrowellenquelle (10) an den Modulator (16) gekoppelt wird, und einer zweiten Position (3) umschaltet, in welcher der Ausgang der Mikrowellenquelle (10) mit einer verlustbehafteten Last (14) gekoppelt wird, um das Mikrowellensignal in der zweiten Position zu der Last umzuleiten,

einen mit dem Schalter gekoppelten Schaltertreiber (15), der den Schalter zwischen der ersten (2) und der zweiten Position (3) steuert.

13. System nach Anspruch 4, wobei die von dem Impulsformer (13) herrührende Veränderung der Impulslänge (N) durch einen Modulatortreiber (17) und entsprechend den gewünschten Objekterfassungsreichweiten gesteuert wird.

14. System nach Anspruch 9, wobei die Mikrowellenquelle (10), der Impulsformer (13), der Modulator (16), der Sende-Empfangs-Schalter (18), die Sende- und Empfangskanäle, die ersten und zweiten Spannungsvervielfacher (44, 45) und der Autokorrelator auf einem gemeinsamen Substrat gefertigt werden, um einen radargestützten integrierten Sensorschaltkreis (IC) bereitzustellen.

Es folgen 5 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

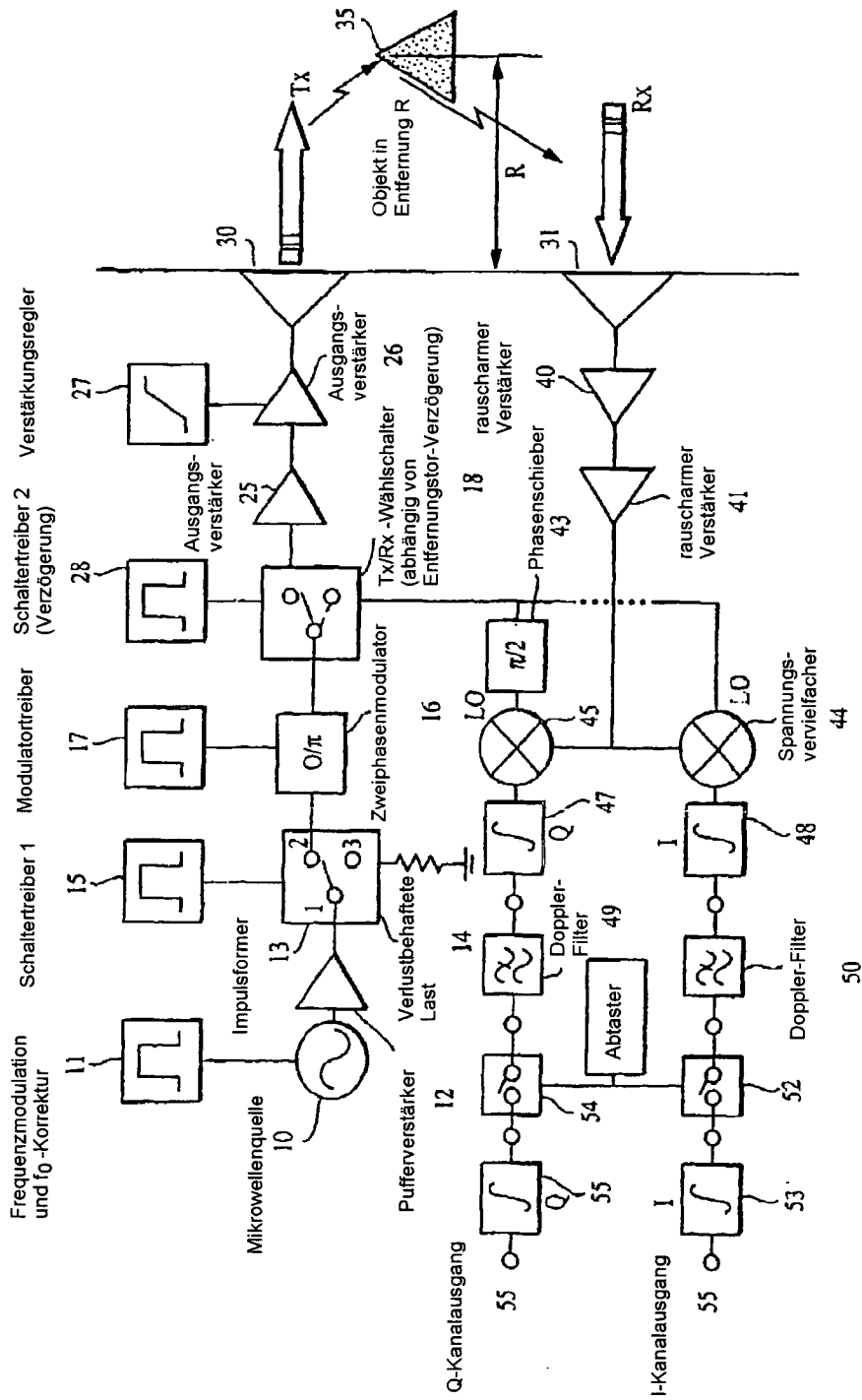


FIG. 1

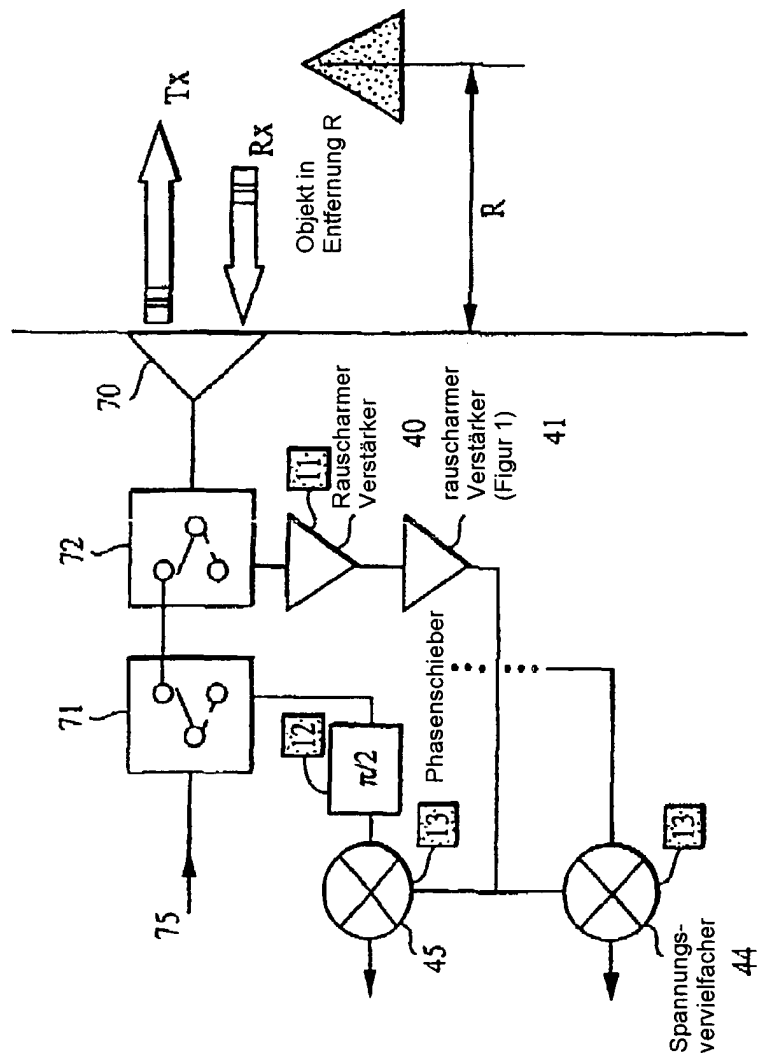


FIG. 2

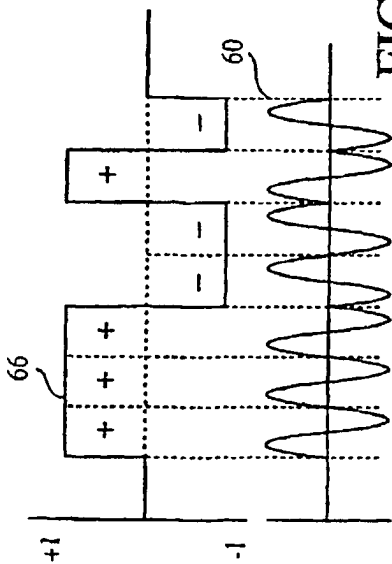


FIG. 3A

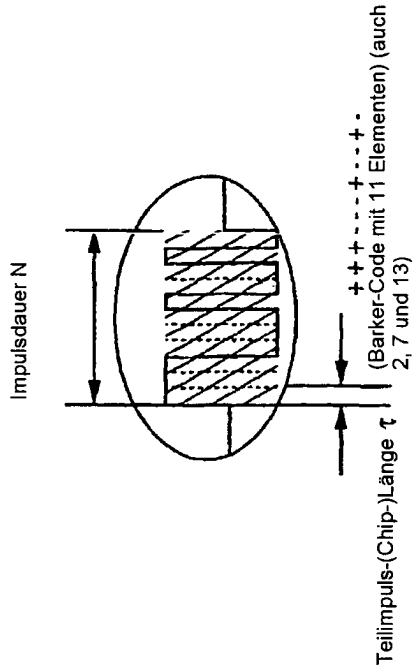


FIG. 3B

N	CODE	Spitzenwert-Nebenkeule-Verhältnis(-dB)
2	+ - , + +	6
3	+ + -	9.5
4	+ + - + , + + + -	12
5	+ + + - , + +	14
7	+ + + - - - + -	16.9
11	+ + + - - - + - - - + -	20.8
13	+ + + + + - - - + - - - + -	22.3

FIG. 3C

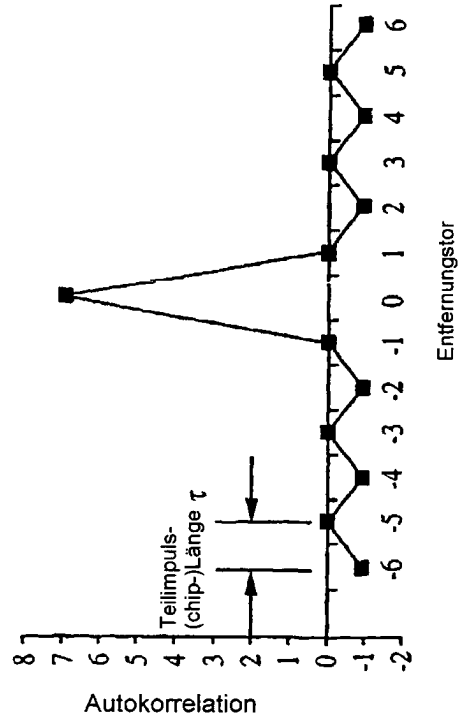


FIG. 3D



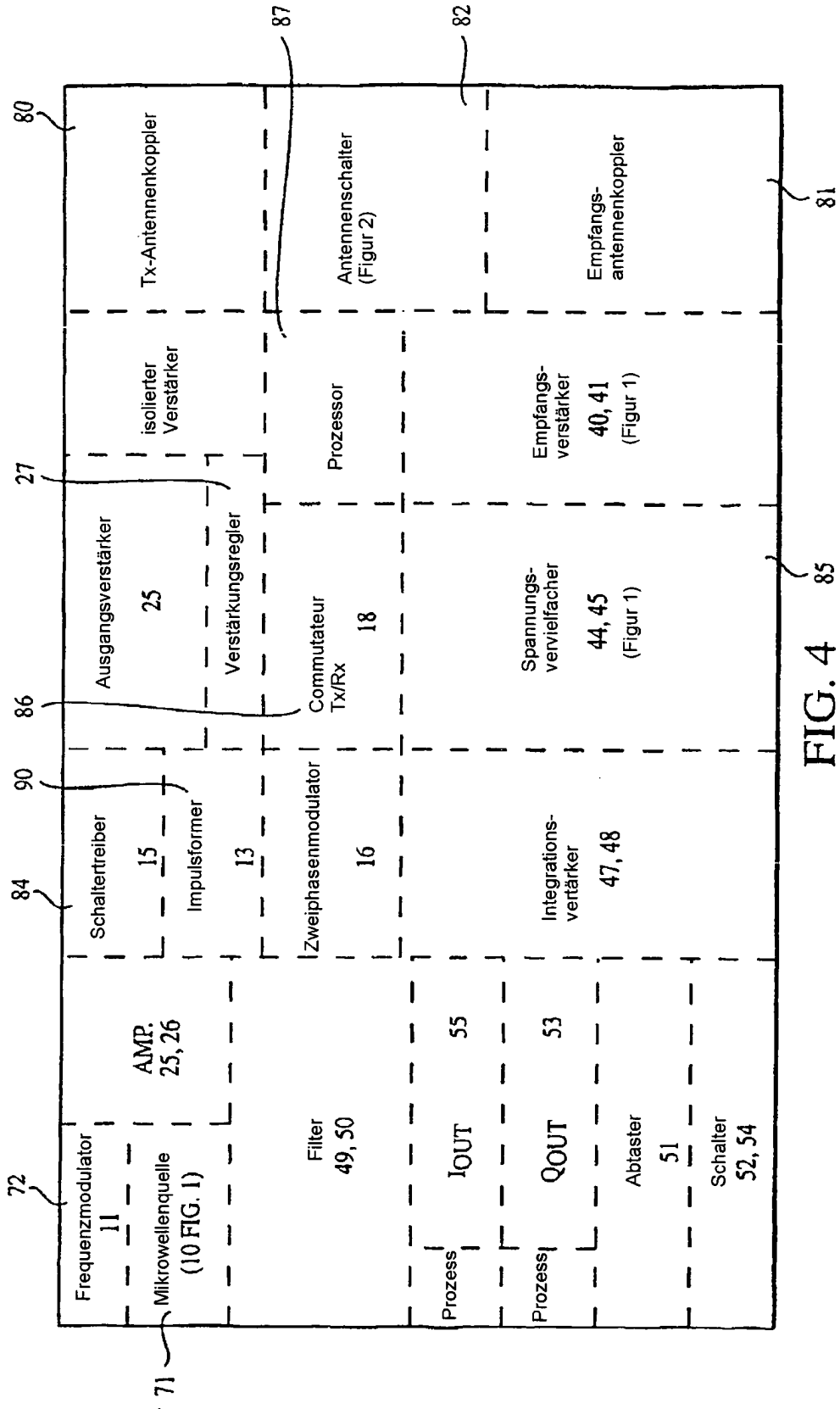


FIG. 4 85

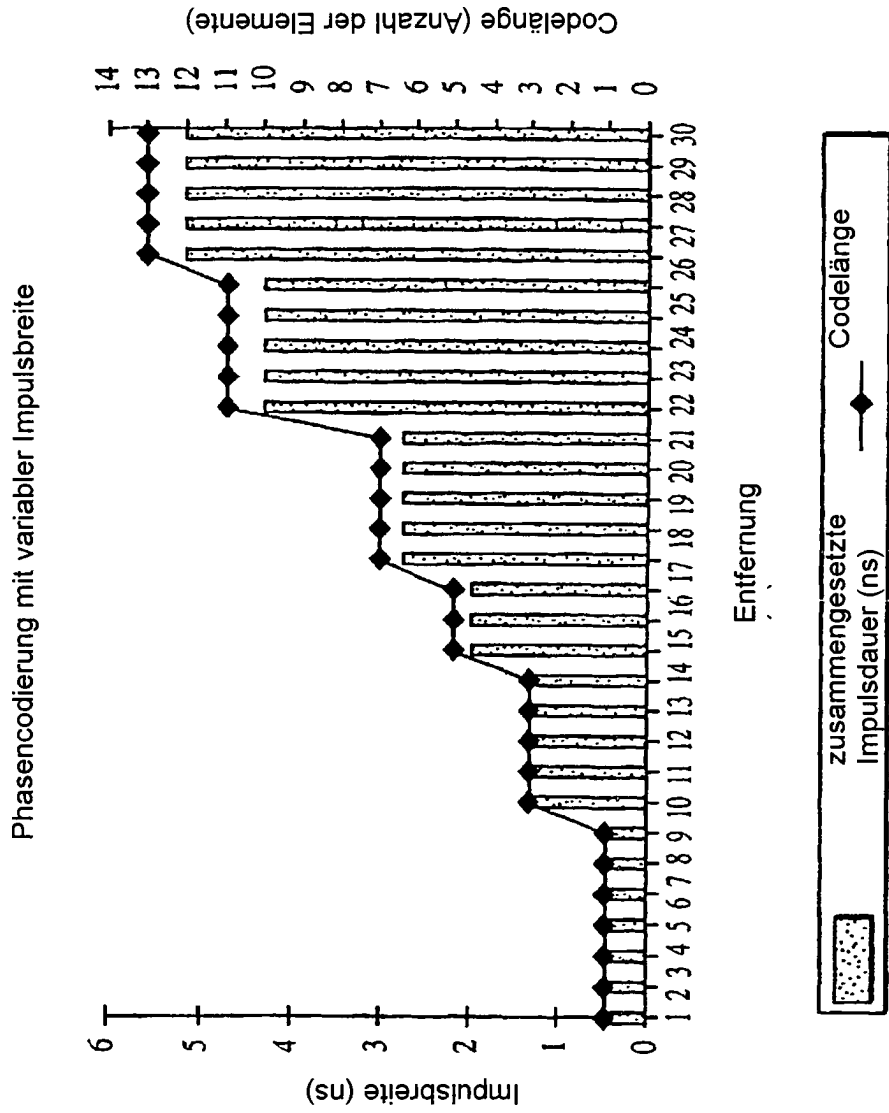


FIG. 5