



**PCT** WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM  
Internationales Büro  
INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE  
INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)

(51) Internationale Patentklassifikation <sup>5</sup> : <b>G01S 13/93, 13/34, 13/58, 13/28</b>	<b>A1</b>	(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: <b>WO 94/16340</b>  (43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 21. Juli 1994 (21.07.94)
---	-----------	---

<p>(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP93/03714</p> <p>(22) Internationales Anmeldedatum: 29. December 1993 (29.12.93)</p> <p>(30) Prioritätsdaten: P 42 44 608.2 31. December 1992 (31.12.92) DE</p> <p>(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US): ROCKWELL INTERNATIONAL CORPORATION [US/US]; 3370 Miraloma Avenue, P.O. Box 3105, Anaheim, CA 92803-3105 (US).</p> <p>(72) Erfinder; und (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): LISSEL, Ernst [DE/DE]; Grenzweg 13, D-38442 Wolfsburg (DE). ROHLING, Hermann [DE/DE]; Kirchheimer Strasse 11, D-38304 Wolfenbüttel (DE). PLAGGE, Wilfried [DE/DE]; Gartenstrasse 10, D-38312 Ohrum (DE).</p> <p>(74) Anwalt: WAGNER, Karl, H.; Wagner &amp; Geyer, Gewürzmühlstrasse 5, D-80538 München (DE).</p>	<p>(81) Bestimmungsstaaten: JP, US, europäisches Patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).</p> <p><b>Veröffentlicht</b> <i>Mit internationalem Recherchenbericht.</i></p>
---	--

(54) Title: COMPUTERISED RADAR PROCESS FOR MEASURING DISTANCES AND RELATIVE SPEEDS BETWEEN A VEHICLE AND OBSTACLES IN FRONT OF IT

(54) Bezeichnung: COMPUTERISIERTES RADARVERFAHREN ZUR MESSUNG VON ABSTÄNDEN UND RELATIVGESCHWINDIGKEITEN ZWISCHEN EINEM FAHRZEUG UND VOR IHM BEFINDLICHEN HINDERNISSEN

(57) Abstract

The invention relates to a computerised radar process to measure distances and relative speeds between a vehicle and several obstacles in front of it, in which a reliable distinction is made between actual and apparent obstacles with a brief evaluation time in four steps (A, B, C, D). The essential feature of the first three steps (A, B, C) is the transmission of constant-frequency signal bursts (20) which form a linearly rising, a linearly falling and a constant-frequency linear sequence on a time-frequency chart. At the end of every reflected signal burst, i.e. with the phase steady, a complex scanning value is determined and potential obstacles are determined on a relative speed-distance

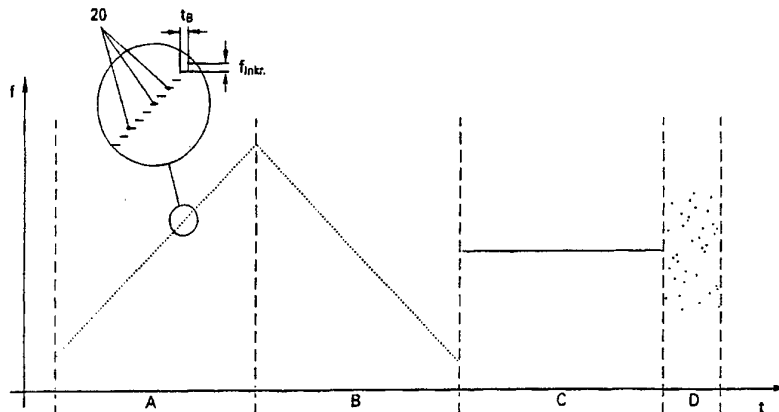


chart as the points of intersection of straight lines obtained from the reflected linear signal burst sequences. A special correlation is then used in the computer to extract phantom obstacles and only the received values for the remaining obstacles are processed further.

**(57) Zusammenfassung**

Die Erfindung betrifft ein computerisiertes Radarverfahren zur Messung von Abständen und Relativgeschwindigkeiten zwischen einem Fahrzeug und mehreren vor ihm befindlichen Hindernissen, wobei eine sichere Unterscheidung zwischen tatsächlichen Hindernissen und Scheinhindernissen mit kurzer Auswertzeit durch vier Verfahrensschritte (A, B, C, D) erreicht wird. Wesentliches Merkmal der drei ersten Verfahrensschritte (A, B, C) ist die Aussendung jeweils frequenzkonstanter Bursts (20), die in einem Frequenz-Zeit-Diagramm eine linear ansteigende, eine linear abfallende sowie eine frequenzkonstante lineare Folge bilden. Am Ende jedes reflektierten Bursts, also bei eingeschwungener Phase, wird ein komplexer Abtastwert erfaßt, und in einem Relativgeschwindigkeits-Abstands-Diagramm werden potentielle Hindernisse als Schnittpunkte von Geraden erfaßt, die aus den reflektierten linearen Burstfolgen gewonnen sind. Mittels einer speziellen Korrelation erfolgt dann im Rechner eine Aussortierung von Geisterhindernissen, und nur die Empfangswerte für die verbleibende Hindernisse werden weiter verarbeitet.

**LEDIGLICH ZUR INFORMATION**

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AT	Österreich	GA	Gabon	MR	Mauretanien
AU	Australien	GB	Vereinigtes Königreich	MW	Malawi
BB	Barbados	GE	Georgien	NE	Niger
BE	Belgien	GN	Guinea	NL	Niederlande
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	NO	Norwegen
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	NZ	Neuseeland
BJ	Benin	IE	Irland	PL	Polen
BR	Brasilien	IT	Italien	PT	Portugal
BY	Belarus	JP	Japan	RO	Rumänien
CA	Kanada	KE	Kenya	RU	Russische Föderation
CF	Zentrale Afrikanische Republik	KG	Kirgisistan	SD	Sudan
CG	Kongo	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	SE	Schweden
CH	Schweiz	KR	Republik Korea	SI	Slowenien
CI	Côte d'Ivoire	KZ	Kasachstan	SK	Slowakei
CM	Kamerun	LI	Liechtenstein	SN	Senegal
CN	China	LK	Sri Lanka	TD	Tschad
CS	Tschechoslowakei	LU	Luxemburg	TG	Togo
CZ	Tschechische Republik	LV	Lettland	TJ	Tadschikistan
DE	Deutschland	MC	Monaco	TT	Trinidad und Tobago
DK	Dänemark	MD	Republik Moldau	UA	Ukraine
ES	Spanien	MG	Madagaskar	US	Vereinigte Staaten von Amerika
FI	Finnland	ML	Mali	UZ	Usbekistan
FR	Frankreich	MN	Mongolei	VN	Vietnam

Computerisiertes Radarverfahren zur Messung von Abständen  
und Relativgeschwindigkeiten zwischen einem Fahrzeug  
und vor ihm befindlichen Hindernissen

Die Erfindung betrifft ein computerisiertes Radarverfahren gemäß dem Oberbegriff des Hauptanspruchs.

Die Radartechnik hat zur Messung von Abständen und Relativgeschwindigkeiten bislang primär im Luftverkehr Anwendung gefunden. Dort geht es um die Erfassung eines Abstandsbereichs zwischen einigen hundert Metern bis zu vielen Kilometern. Demgegenüber erfordern die besonderen Verhältnisse im Straßenverkehr die Erfassung eines Abstandsbereichs von weniger als einem Meter bis zu über hundert Metern. Darüber hinaus müssen entsprechende fahrzeugautarke Abstandswarn- und Sicherungsanlagen angesichts der üblicherweise gegenüber Luftverkehrsstrecken unübersichtlichen und komplizierten Straßenszenen relativ viele Hindernisse gleichzeitig mit möglichst vielen charakterisierenden Daten erfassen können. Grundsätzlich ist die Erfassung von drei Daten, nämlich Abstand zwischen Fahrzeug und Hindernis, Relativgeschwindigkeit zwischen Fahrzeug und Hindernis (mittels des Doppler-Effekts) und Amplitude des am Hindernis reflektierten Sendesignals zur Gewinnung einer Aussage über die Größe des Hindernisses erwünscht.

Eine weitere Anforderung an ein fahrzeugautark durchzuführendes

- 2 -

Radarverfahren besteht in einer kostengünstigen Realisierung, da andernfalls ein Serieneinsatz wirtschaftlich nicht zu vertreten ist. Wie im Rahmen der Erfindung vorgenommene Untersuchungen gezeigt haben, sind bekannte Radarverfahren, die eine gleichzeitige Abstands- und Relativgeschwindigkeitsmessung und die Erfassung mehrerer Hindernisse gestatten (Kleinheubacher Berichte 1992, Band 35, Seiten 731 bis 740) demgegenüber nur mit extrem hohem Aufwand zu realisieren, da durch hohe Frequenzsteigerungen hohe Differenzfrequenzen entstehen und die zu verarbeitende Bandbreite (im hohen MHz-Bereich) für kommerzielle Signalprozessoren zu groß ist.

Der Erfindung liegt demgemäß die Aufgabe zugrunde, ein gattungsgemäßes computerisiertes Radarverfahren zu schaffen, das für mehrere Hindernisse gleichzeitig die Abstände, die Relativgeschwindigkeiten und die Amplitude des reflektierten Signals als Maß für die Größe der Hindernisse zu erfassen gestattet.

Die erfindungsgemäße Lösung dieser Aufgabe besteht in den kennzeichnenden Merkmalen des Hauptanspruchs, eine vorteilhafte Aus- und Weiterbildung des erfindungsgemäßen Verfahrens beinhaltet der Unteranspruch. Die weiteren Ansprüche beschreiben gleichsam Kalibrierverfahren, die mit besonderem Vorteil im Rahmen des Verfahrens nach dem Hauptanspruch, aber auch bei anderen gattungsgemäßen Verfahren angewendet werden können.

Bei dem erfindungsgemäßen, mittels eines kommerziellen Signalprozessors ohne Eingriff des Menschen durchzuführenden Radarverfahren werden also nach einer an sich bekannten Methode (Reflexion von Radarsignalen) ermittelte Meßsignale in Gestalt der reflektierten Sendesignale gezielt verändert, und zwar nach Gesetzmäßigkeiten, die mit einfachen Einrichtungen die Erfüllung der in der Aufgabenstellung formulierten Anforderungen sicherstellen. Dabei beinhaltet das Verfahren sowohl neue Modulations-schritte als auch eine neue Auswertung der empfangenen reflektierten Signale. Eine Besonderheit der Modulation besteht darin,

- 3 -

daß die Radarsignale aus Bursts, also frequenzkonstanten Stücken, zusammengesetzt sind, und zwar in einer Anzahl, die durch die gewünschte Genauigkeit der Messung bestimmt ist. Als sinnvoll erweist sich während der ersten drei Messungen eine Anzahl von 128 Bursts, dagegen für die vierte Messung eine Anzahl von 36 Bursts. Die zeitliche Länge eines solchen Bursts beträgt zweckmäßigerweise etwa  $20\mu\text{s}$ ; nach Ablauf dieser Zeit sind sämtliche am Hindernis reflektierten Signale detektiert, d. h. das Empfangssignal des betreffenden Sendesignal-Bursts befindet sich im eingeschwungenen Zustand, da das gesendete Signal rein sinusförmig war. Dies ermöglicht, am Ende jedes empfangenen reflektierten Bursts einen komplexen Abtastwert zu entnehmen, der die eingeschwungene Phase des Reflexionslaufzeitprofils enthält. Bei einer Burstlänge von  $20\mu\text{s}$  entspräche dies einer Abtastfrequenz von 50kHz, die in vorteilhafter Weise also relativ niedrig ist.

Wie im Kennzeichen des Hauptanspruchs angegeben, sieht das erfindungsgemäße Verfahren bei der Verarbeitung der empfangenen reflektierten Signale insgesamt vier Verfahrensschritte oder Messungen vor. Dabei dienen die drei ersten Messungen der Erfassung der Hindernisse, gegeben durch die Zahl der Sendesignal-Bursts und die Zahl der Abstands- und Relativgeschwindigkeits-Fenster, während in der vierten Messung aus den in den drei ersten Messungen ermittelten potentiellen Hindernissen die - bei der Auswertung entstandenen - Geister- oder Scheinhindernisse ausgesondert werden, so daß anschließend nur die Daten für tatsächlich existierende Hindernisse weiter verarbeitet werden.

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung wird im folgenden anhand der Zeichnung erläutert, deren Figur 1 den grundsätzlichen, an sich bekannten Aufbau einer Radarvorrichtung zeigt, wie sie auch für das erfindungsgemäße Verfahren Einsatz finden kann, während die weiteren Figuren Kurven und Diagramme zur Erläuterung verschiedener Verfahrensschritte und Kalibrierverfahren zeigen.

- 4 -

Betrachtet man zunächst das Blockschaltbild nach Figur 1, so gliedert sich die Vorrichtung in den Hochfrequenz- oder Mikrowellenteil H und den Signalverarbeitungsteil S. Der spannungsgesteuerte Oszillator (VCO), der in üblicher Weise ein kontinuierliches Mikrowellensignal (continuous wave) erzeugt, dessen Frequenz beispielsweise mittels einer Varactordiode über mehrere 100MHz proportional zu einer Steuer-Modulationsspannung  $f(t)$  verändert werden kann, dient bei dem erfindungsgemäßen Verfahren zur Erzeugung jeweils frequenzkonstanter Sendesignal-Bursts, die über den Koppler 2 und den Zirkulator 3, dessen Arbeitsrichtung durch den Pfeil angedeutet ist, zur Sende- und Empfangsantenne 4 gelangen. Bei 5 ist ein auf der Fahrbahn vor dem mit dieser Vorrichtung ausgerüsteten Fahrzeug befindliches Hindernis bezeichnet. Die Wege der Sendesignal-Bursts und der reflektierten Signale sind durch Pfeile angedeutet.

Der Zirkulator 3 trennt die Sendesignale von den empfangenen reflektierten Signalen, so daß nur die reflektierten Signale zu dem in der Figur rechten Eingang des Quadraturmischers 6 gelangen, während seinem in der Figur linken Eingang durch den Koppler 2 ausgekoppelte Sendesignale zugeführt werden. Der Mischer 6 bildet die Differenzfrequenz zwischen Sende- und Empfangssignal als Inphasesignal I und Quadraturphasesignal Q, die beide zunächst in analoger Form vorliegen, d. h. als sinusförmige Zeitsignale. In den Analog-Digital-Wandlern 7 und 8 erfolgt eine Umsetzung in Digitalsignale  $y_n$ , die dem - in seiner Arbeitsweise noch zu beschreibenden - digitalen Signalprozessor 9 zugeführt werden, an dessen Ausgängen 10, 11 und 12 dann Signale für den jeweiligen Abstand, die Relativgeschwindigkeit und die Amplitude, d. h. die Hindernisgröße, abgegriffen werden können.

Der Signalprozessor 9, dem der Taktgeber 13 zugeordnet ist, dient seinerseits über den Codegenerator 14 zur Erzeugung der Steuerspannung  $f(t)$  für den Oszillator 1.

Bei der folgenden Beschreibung des erfindungsgemäßen Verfahrens

- 5 -

wird als Beispiel die Forderung angenommen, ein Abstandsbereich von 128 Metern solle mit einer Auflösung von einem Meter erfaßt werden. Ebenso ist eine Unterteilung des zu erfassenden Relativgeschwindigkeits-Bereichs in 128 Fenster angenommen. Damit ergibt sich also an sich die Notwendigkeit der Abarbeitung von 128 x 128 Fenstern, was nicht nur zu einem kaum vertretbaren Rechenaufwand führen würde, sondern auch zu einer relativ langen Rechenzeit, jedenfalls oberhalb 10msec. Aus diesem Grunde sieht das erfindungsgemäße Verfahren gemäß Figur 2, in der die Sendefrequenz  $f$  über der Zeit  $t$  aufgetragen ist, drei Messungen A, B, und C vor, in denen die Hindernisse erfaßt werden, sowie eine anschließende vierte Messung D, die der Aussortierung von dabei erzeugten Scheinhindernissen dient.

Wie bereits ausgeführt, arbeitet das erfindungsgemäße Verfahren mit Erzeugung jeweils frequenzkonstanter Sendesignal-Bursts, die in den Messungen A, B und C Verwendung finden. In Figur 2 ist vergrößert eine Folge derartiger Bursts 20 dargestellt, deren Dauer  $t_B$  in dem angenommenen Beispiel  $20\mu\text{sec}$  beträgt und die in diesem Beispiel Frequenzinkremente  $f_{\text{Inkr.}}$  von 1MHz definieren. Wie ebenfalls bereits erläutert, ermöglicht die Verwendung derartiger Sendesignal-Bursts 20 eine Auswertung der reflektierten Signale bei eingeschwungener Phase.

Alle vier Messungen A, B, C und D erfolgen sequentiell, d. h. in der Vorrichtung nach Figur 1 erfolgt zunächst für alle 128 Bursts 20 die Messung A, dann entsprechend Messung B, und so fort. Während Messung A wird der Oszillator 1 durch eine entsprechende Steuerspannung  $f(t)$  so angesteuert, daß er, ausgehend von einer Mindestfrequenz von in diesem Beispiel 77 GHz, eine linear inkremental auf einen Maximalwert von in diesem Beispiel 77,128 GHz ansteigende Folge von Bursts 20 erzeugt. Während Messung B erzeugt der Oszillator 1 dagegen, nunmehr ausgehend von der Maximalfrequenz, eine lineare Folge von Bursts mit entgegengesetzter Steigung, so daß schließlich wieder die Frequenz von 77 GHz erreicht wird. Demgegenüber erfolgt während Messung C

die Aussendung von 128 Bursts, die alle dieselbe Frequenz besitzen.

Die während der ersten drei Messungen A, B und C empfangenen reflektierten Signale werden jeweils mit einem Blackman-Cosinusfenster gewichtet und in eine Fouriertransformation (FFT) eingegeben. Wie im einzelnen in "Introduction to Radar Systems" von M. I. Skolnik, 1962, Seite 88, dargelegt, ermöglichen die beiden ersten Messungen A und B für ein Hindernis, das sich durch eine hohe Reflexionsintensität hervorhebt, die gleichzeitige Messung von Abstand und Relativgeschwindigkeit. In Figur 3 sind in einem Frequenz (f)-Zeit (t)-Diagramm die Verläufe 30 der Sendesignale und 31 der empfangenen reflektierten Signale wiedergegeben. Mit L ist die Echolaufzeit, mit  $\Delta f_{\text{Doppler}}$  die Dopplerfrequenz bezeichnet. Daraus sowie aus den Frequenzdifferenzen  $\Delta f_{\text{up}}$  und  $\Delta f_{\text{down}}$  ergeben sich für die Relativgeschwindigkeit und den Abstand bzw. die Entfernung die Beziehungen

$$\begin{aligned}\Delta f_{\text{Doppler}} &= (\Delta f_{\text{down}} - \Delta f_{\text{up}}) / 2 \\ \Delta_{\text{Entf}} &= (\Delta f_{\text{down}} + \Delta f_{\text{up}}) / 2.\end{aligned}$$

Messung C trägt nun der Tatsache Rechnung, daß die Messungen A und B für mehr als ein Hindernis infolge Mehrdeutigkeit der mathematischen Beziehungen nicht brauchbar sind.

Jede nach den drei Messungen A, B und C mit den dabei empfangenen reflektierten Signalen ausgeführte Fouriertransformation liefert in dem angenommen Beispiel 128 "Spektralwerte". Dabei sind an den Ausgangszellen der Fouriertransformation auftretende herausragende Maxima durch Reflexionen von Hindernissen begründet. Bezüglich der ersten und zweiten Messung gelten die oben im Zusammenhang mit Figur 3 angegebenen Beziehungen; in Messung C sind die durch die Maxima angezeigten Frequenzen gleich den Doppelfrequenzen der Hindernisse.

In einem Geschwindigkeits-Entfernungs-Diagramm (Figur 4) werden

- 7 -

die in den drei Messungen A, B und C ermittelten Frequenzen durch Scharen sich schneidender Geraden gekennzeichnet, die jeweils potentielle Hindernispositionen darstellen. Die Geraden 40 und 41 beziehen sich auf die erste Messung A, die Geraden 42 und 43 auf die zweite Messung B und die Geraden 44, 45 und 46 auf die dritte Messung C. Nach Verknüpfung der Messergebnisse der ersten drei Messungen kommen als potentielle Hindernisse nur noch die Schnittpunkte der Geraden 40 bis 46 in Frage. Dabei kann es sich um tatsächliche Hindernisse 47, 48 und 49 oder aber um ein Geister-Hindernis 50 handeln, das durch die Verknüpfung hervorgerufen wurde. Die drei ersten Messungen A, B und C liefern demgemäß Daten für eine definierte, gegenüber der Zahl der ursprünglichen Inkremente verringerte Anzahl potentieller Hindernisse, und mittels der vierten Messung D muß nun eine Möglichkeit zum Aussortieren der Geisterhindernisse geschaffen werden.

Im Prinzip geschieht dies dadurch, daß die durch die Messungen A, B und C als Schnittpunkte ermittelten potentiellen Hindernisse mittels einer definierten Frequenzmodulation oder Frequenzcodierung daraufhin überprüft werden, ob es sich um tatsächliche Hindernisse oder Geisterhindernisse handelt. Dabei werden mittels des Oszillators 1 zeitlich aufeinanderfolgende Bursts mit Frequenzen  $f_n$  gemäß der Beziehung

$$f_n = f_T + f_{\text{Inkr.}} \cdot (A^n \text{mod}(P))$$

mit  $n = 0 \dots N - 1$ , worin  $N = P - 1$  und  $P = \text{Primzahl}$ ,

$A = \text{natürliche Zahl}$ , die für die jeweilige Länge  $N$  so gewählt ist, daß  $N$  unterschiedliche Koeffizienten entstehen;

$f_T = \text{Trägerfrequenz des Oszillators}$ ,

$f_{\text{Inkr.}} = \text{Frequenzinkrement}$

$\text{mod} = \text{Modulo-Operator}$

erzeugt, und am Ende jedes - jeweils einem der Koeffizienten  $(A^n \text{mod}(P))$  zugeordneten - reflektierten Bursts wird als viertes

Empfangssignal ein komplexer Abtastwert

$$y_n = \sum_i k_i \cdot e^{j\psi_{i;n}}$$

mit  $i$  = Zahl der Hindernisse,

$$\psi_{i;n} = 2\pi f_{\text{Inkr.}} \cdot \frac{R_i}{c} (A^n \bmod(P)) + 2\pi n \frac{v_i f_T}{\frac{c}{2} f_A} =$$

eingeschwungener Phasenwert des Hindernisses  $i$ ,

$c$  = Lichtgeschwindigkeit,

$R_i$  = Entfernung des Zieles Hindernisses  $i$ ;

$v_i$  = Relativgeschwindigkeit des Hindernisses  $i$ ,

$f_T$  = Trägerfrequenz des Oszillators,

$f_A$  = Abtastfrequenz,

$k_i$  = Amplitude

berechnet.

Anschließend erfolgt ein Vergleich der den Hindernissen in der vierten Messung zugeordneten Phasen  $\psi_{i;n}$  mit den Phasen der Schnittpunkte 47, 48, 49 und 50 im Relativgeschwindigkeits-Abstands-Diagramm der Figur 4.

Zur Erleichterung des Verständnisses wird für die Frequenzcodierung  $f_n$  folgendes Zahlenbeispiel angenommen:

$$P = 37; N = P - 1 = 36; A = 5;$$

$$f_T = 77\text{GHz}; f_{\text{Inkr.}} = 1\text{MHz}.$$

Die einzelnen Koeffizienten ( $A^n \bmod(P)$ ) lauten dann:

1; 5; 25; 14; 33; 17; 11; 18; 16; 6; 30; 2; 10; 13; 28; 29; 34;  
22; 36; 32; 12; 23; 4; 20; 26; 19; 21; 31; 7; 35; 27; 24; 9; 8;  
3; 15.

Diese Koeffizienten decken alle natürlichen Zahlen zwischen 1 und 36 ab und sind alle verschieden voneinander. Multipliziert mit dem Frequenzsprung-Inkrement, hier 1MHz, ergeben sie den in

- 9 -

Figur 2 im Bereich D dargestellten Modulationsverlauf: Für jeden Koeffizienten erhält man einen frequenzkonstanten Burst und am Ende jedes Bursts einen Empfangsabtastwert in Form von in Figur 1 mit I und Q bezeichneten Signalen. In Abweichung von den in den ersten drei Messungen A, B und C erhaltenen Bursts bilden die in der vierten Messung D erhaltenen Bursts jedoch keine lineare Burstfolge.

Die definierte Folge der Koeffizienten ( $A^n \bmod(P)$ ) hat nun besondere mathematische Eigenschaften, die wesentliche Voraussetzungen für die Anwendung im Radarsystem bilden:

1. Multipliziert man die Folge mit einer beliebigen ganzen Zahl, ausgenommen 0, und bringt die Ergebnisfolge durch Modulorechnung wieder in den Bereich  $1 \dots N$ , so ergibt sich eine zyklisch verschobene Version der Folge. Betrachtet man das obige Beispiel, so entsteht, wenn die dort angegebene Folge mit der Zahl 2 multipliziert und anschließend durch  $\bmod(37)$  in den Bereich  $1 \dots 36$  gebracht wird, die Folge 2; 10; 13; 28; 29; ..., die eine zyklisch verschobene Version der ursprünglichen Folge ist.
2. Subtrahiert man von der Koeffizientenfolge eine zyklisch verschobene Version dieser Folge und bringt das Ergebnis durch Modulorechnung wieder in den Bereich  $1 \dots N$ , so entsteht eine andere zyklisch verschobene Version der Folge. Im Beispiel: Von der Folge 1; 5; 25; 14; 33; ... wird die Folge 2; 10; 13; 28; 29; ... subtrahiert. Dadurch entsteht die zyklisch verschobene Version 36; 32; 12; 23; 4; ....

Wie bereits aus dem oben angegebenen Bildungsgesetz für das Empfangssignal  $y_n$  der vierten Messung D ersichtlich, setzt sich dieses Empfangssignal aus der Überlagerung mehrerer Reflexionsvorgänge an Hindernissen zusammen, die mit unterschiedlichen Reflexionsamplituden  $k_i$  gewichtet empfangen werden und die jeweils die eingeschwungenen Phasenwerte  $\varphi_{i;n}$  über der diskreten

- 10 -

Zeitachse  $n$  enthalten. Setzt man in die Beziehung für  $\varphi_{i;n}$  die Werte des obigen Zahlenbeispiels ein und nimmt eine Abtastfrequenz von 50kHz an, so ergibt sich

$$\varphi_{i;n} = \frac{2\pi}{37} \cdot \frac{R_i}{4 \text{ Meter}} \cdot (5^{n \bmod(37)}) + 2\pi n \cdot \frac{v_i [\text{km/h}]}{360 \frac{\text{km}}{\text{h}}}$$

Der erste, entfernungs- oder abstandsbedingte Summand erzeugt somit in der komplexen Ebene verteilte Phasen. Da der Abstand als Multiplikator in diese Phasen eingeht und durch die zyklische Periodizität der Phase bezüglich 360 Grad ein Modulo-Effekt erzeugt wird, entsteht gemäß der oben unter 1. definierten Voraussetzung je nach Abstand eine zyklisch verschobene Version der Phasenfolge.

Die mittels der ersten drei Messungen A, B und C gewonnenen potentiellen Hindernisse werden nun zu einer Folge mit abnehmenden Reflexionsamplituden  $k_i$  geordnet und zwecks Aussortierung der Geisterhindernisse mit einem zu dem angenommenen Abstands-Geschwindigkeits-Vektor passenden Korrelator multipliziert; anschließend werden die Produkte addiert:

Zunächst wird der Korrelationswert  $W$  für das Hindernis mit der größten Reflexionsamplitude errechnet:

$$W = \sum_{n=0}^{N-1} y_n \cdot e^{-j\varphi_{i;n}}$$

mit  $i = 0$  (amplitudenstärkstes Ziel).

Gemäß dieser Korrelationsbeziehung wird also mit dem Empfangssignal  $y_n$  der vierten Messung D eine konjugiert komplexe Folge multipliziert, die zu dem potentiellen Hindernis mit der stärksten Reflexionsamplitude paßt. Das bedeutet, daß die entsprechende Phasenfolge subtrahiert wird. Nur bei einem tatsächlichen Hindernis entsteht ein hoher Korrelationswert  $W$ , da nur dann die Empfangsphasenfolge  $y_n$  durch die Korrelation zu

- 11 -

einer phasenkonstanten Folge rückgängig gemacht wird. Bei einem Geisterhindernis liegt im Empfangssignal  $y_n$  keine derartige Phasenfolge vor, und die Wichtung mit der Korrelation erzeugt wegen weiterer potentieller Hindernisse zyklisch verschobene Versionen der Phasenfolge gemäß der oben unter 2. angegebenen mathematischen Eigenschaft. Die Summe solcher phasengestreuter Vektoren, d. h. der zugehörige Korrelationswert  $W$ , ist niedrig, so daß Scheinhindernisse als solche erkannt und aussortiert werden können.

In dem Diagramm nach Figur 4 wird also der Schnittpunkt 50 aussortiert, und die verbleibenden Schnittpunkte 47, 48 und 49 werden als realen Hindernissen zugeordnet weiterbehandelt. Dies geschieht in der Weise, daß iterativ jeweils nach Ermittlung eines Schnittpunktes mit hohem Korrelationswert  $W$ , also hier der Schnittpunkte 47, 48 und 49, auf das zugehörige fiktive vierte Empfangssignal  $\frac{W}{N}e^{j\psi_{i;n}}$  rückgeschlossen und dieses von dem Empfangssignal  $y_n$  der vierten Messung subtrahiert wird:

$$y_{n_{\text{neu}}} = y_n - \frac{W}{N}e^{j\psi_{i;n}}$$

für alle  $n = 0 \dots N - 1$ .

Diese Differenz enthält also nur noch die reflektierten Signale von dem zweitgrößten Ziel an abwärts. Dieses Vorgehen wird, wie gesagt, iterativ wiederholt, so daß anhand dieses neuen Empfangssignals  $y_{n_{\text{neu}}}$  wiederum eine Korrelationsüberprüfung für das nunmehr größte (also insgesamt zweitgrößte) Ziel durchgeführt wird; diese Vorgehensweise wiederholt sich entsprechend.

Schlagwortartig kann man also sagen, daß für reale Hindernisse die dem zugehörigen Schnittpunkt in dem Diagramm nach Figur 4 zugeordnete Phase des Empfangssignals nach Art einer umgekehrten Fouriertransformation berechnet und mit dem Ergebnis aus der vierten Messung  $D$  verglichen wird. Da komplexe Werte vorliegen, erfolgt diese Überprüfung nach einer Korrelationsfunktion; die

Korrelationswerte haben nur dann beispielsweise das Ergebnis 36, wenn ein echtes Hindernis vorliegt.

Nach der beschriebenen iterativen Überprüfung aller aus den Messungen A, B und C ermittelten potentiellen Hindernisse stehen nach der vierten Messung D die tatsächlichen Hindernisse mit hoher Detektionssicherheit zur Verfügung; die Fehlalarmraten bezüglich Scheinhindernissen sind extrem gering.

Grundsätzlich wäre es möglich, allein mit dem vierten Verfahrensschritt D Abstände und Relativgeschwindigkeiten auch bei Vorhandensein von mehreren Hindernissen zu bestimmen. Bei einer hinreichend großen Auflösung würde sich jedoch eine derart lange Rechenzeit ergeben, daß eine Realtime-Anwendung des Verfahrens nicht möglich wäre. Aus diesem Grunde wird durch die ersten drei Verfahrensschritte A, B und C eine Vorauswahl der potentiellen Hindernisse getroffen, und auf die so reduzierte Zahl der vierte Verfahrensschritt D angewendet. Das Ergebnis ist ein Verfahren, das mit Rechnern üblicher Kapazität auskommt und eine sichere Detektierung von Hindernissen mit geringer Auswertzeit garantiert.

Zur weiteren Erhöhung der Genauigkeit kann das im folgenden beschriebene Kalibrierverfahren Einsatz finden. Da nämlich der Quadraturmischer 6 zur Erzeugung eines komplexen Signals I, Q zwei Mischer enthält, kann dieses Signal im wesentlichen durch zwei Effekte verfälscht sein, nämlich einen durch ein Übersprechsignal bedingten "Offsetfehler" und durch einen "Quadraturkomponentenfehler".

Im folgenden werden die Entstehung und die Kompensation des Offsetfehlers beschrieben: Die Amplitude des in den Quadraturmischer 6 eingespeisten Sendesignals und damit die Ansprechempfindlichkeit seiner Mischerdioden hängt von der jeweiligen Frequenz, eingestellt durch die Steuerspannung  $f(t)$ , ab, so daß auch das Sendesignal direkt am Ausgang des Quadraturmischers 6 anliegt.

- 13 -

Dieses "Übersprechsignal" ist im Vergleich zum eigentlichen Empfangssignal (also dem reflektierten Signal) extrem stark, so daß die zu detektierenden Ziele oder Hindernisse gleichsam verdeckt werden. Der Pegelunterschied zwischen beiden Signalarten kann dabei je nach Größe und Entfernung der Ziele 40...100 dB betragen. Das "Übersprechsignal" wird hier als "Offsetfehler" bezeichnet, da es bei einer bestimmten Frequenz als weitgehend stationärer Offset des Ausgangssignals an einer Mischerdiode auftritt.

Der Schwankungsbereich des definierten Offsets umfaßt nur einen geringen Amplitudenbereich; zudem besitzen die Schwankungen eine große Zeitkonstante (einige Minuten), während das dem Offset überlagerte Empfangssignal bei einer betrachteten Frequenz von Messung zu Messung einen stochastischen Charakter hat. Daher kann der Offsetfehler durch Mittelwertbildung einer großen Anzahl von reflektierten Signalen bei jeweils derselben Frequenz sehr genau bestimmt werden. Dieser Vorgang vollzieht sich vorteilhafterweise im laufenden Betrieb des Radarsystems. Ist der Offsetfehler hinreichend bekannt, kann er für jede Frequenz korrigiert werden, indem er einfach vom Mischer-Ausgangssignal  $I$ ,  $Q$  subtrahiert wird.

Die Mittelwertbildung der reflektierten Signale einer bestimmten Frequenz erfolgt vorteilhafterweise nicht durch das arithmetische Mittel, sondern durch eine exponentiell abklingende Vergangenheitsbewertung  $w(t)$ , die in Figur 5 über der Zeit  $t$  dargestellt ist (der Abszissenwert  $t_1$  bedeutet mehrere Minuten). Der durch eine solche Vergangenheitsbewertung berechnete Mittelwert besitzt gegenüber dem arithmetischen Mittel im wesentlichen drei Vorteile: Zum einen kann der errechnete Mittelwert einer Fehlerdrift schnell folgen, da neue reflektierte Signale stärker gewichtet werden als alte. Zum zweiten zeichnet sich der Mittelwert durch eine geringe Streuung aus, da insgesamt viele Signale zum Durchschnitt beitragen. Zum dritten ist eine solche Vergangenheitsbewertung einfach zu realisieren; der zuletzt berechnete

- 14 -

Mittelwert bei einer bestimmten Frequenz  $f$  wird zum Zeitpunkt des Wiederkehrens dieser Frequenz  $f$  durch eine einfache rekursive Vorschrift erneuert. Diese Vorschrift wird im folgenden erläutert.

Der aktuelle mittlere Offsetwert  $\overline{\text{Re}}_{\text{neu}}(f)$ ,  $\overline{\text{Im}}_{\text{neu}}(f)$  (Re = Realteil, Im = Imaginärteil) bei der Frequenz  $f$  errechnet sich zu einem großen Anteil aus dem letzten mittleren Offsetwert  $\overline{\text{Re}}_{\text{alt}}(f)$ ,  $\overline{\text{Im}}_{\text{alt}}(f)$  bei derselben Frequenz, addiert zu einem kleinen Anteil des neuen Abtastwertes  $\text{Re}_{\text{neu}}(f)$ ,  $\text{Im}_{\text{neu}}(f)$ :

$$\overline{\text{Re}}_{\text{neu}}(f) = (1 - Z) \cdot \overline{\text{Re}}_{\text{alt}}(f) + Z \cdot \text{Re}_{\text{neu}}(f);$$

$$\overline{\text{Im}}_{\text{neu}}(f) = (1 - Z) \cdot \overline{\text{Im}}_{\text{alt}}(f) + Z \cdot \text{Im}_{\text{neu}}(f);$$

$$Z \ll 1.$$

In Figur 6 ist ein Schema für die Gesamtkalibrierung dargestellt. Dabei sind die Real- und Imaginäranteile für eine Frequenz  $f$  angegeben. Im linken Teil dieser Figur ist die Offsetkorrektur 0 des aus den Mischerdioden ankommenden Signals durch Subtraktion der mittleren Offsetwerte symbolisiert.

Die Figuren 7 bis 11 zeigen die Wirkung dieser Kalibrierung: Figur 7 zeigt nochmals den zeitlichen Frequenzverlauf in den Messungen A bis D der Figur 2. Von einem unbewegten Hindernis in beispielsweise 4 m Abstand liefert der Quadraturmischer 6 (s. Figur 1) ohne Kalibrierung die Signalverläufe gemäß den Figuren 8 und 9, dagegen mit dem beschriebenen Kalibrierverfahren gemäß den Figuren 10 und 11.

Die Aktualisierung der mittleren Offsetwerte durch die rekursive Berechnungsvorschrift kann immer dann erfolgen, wenn ein bestimmter Frequenzwert (Burst) wiederkehrt. Die Dauer der Wiederkehr ist allerdings in der gewählten Modulationscharakteristik nach Figur 2 unterschiedlich. Daher wird als Aktualisierungsperiode  $T_{\text{Ak}}$  die gesamte Meßzeit für die vier Einzelmessungen A - D

- 15 -

(s. Figur 2) für die Auswertung eines Radarbildes gewählt, damit alle Frequenzen unter gleichen Bedingungen behandelt werden. Die Konstante  $Z$  muß entsprechend der gewünschten Zeitkonstante  $\tau_{\text{korr.}}$  für die exponentiell abklingende Vergangenheitsbewertung gewählt werden:

$$Z = \frac{T_{\text{Ak}}}{\tau_{\text{korr.}}}$$

Beträgt beispielsweise die Gesamtmeßdauer der Radarauswertung 10 ms, so ergibt sich bei einer Rekursionszeitkonstanten von  $\tau_{\text{korr.}} = 10\text{s}$  der Wert  $Z = 0.001$ ; d. h., der aktuelle mittlere Offsetfehler berechnet sich zu 99,9 % aus dem alten mittleren Offsetfehler addiert zu 0,1 % des aktuellen Empfangssignals.

Der Quadraturkomponentenfehler des Quadraturmischers 6 ist durch eine Amplituden- und eine Phasenfehlerkomponente charakterisiert.

Betrachtet man zunächst den Amplitudenfehler, so ist er durch unterschiedliche Ansprechempfindlichkeiten der Mischerdioden des Quadraturmischers 6 bei gleicher HF-Zuführleistung charakterisiert. Zur Korrektur des Amplitudenfehlers ist das Verhältnis  $B(f)$  von Bedeutung, das den Quotienten aus den Betragsmittelwerten von Realteil und Imaginärteil nach Offsetkorrektur darstellt. Da die Größe  $B(f)$  frequenzabhängig ist, wird sie wie bei der Offsetkorrektur für jede Frequenz im laufenden Empfangsbetrieb des Radarsystems bestimmt:

$$B(f) = \frac{|\overline{\text{Re}(f)}|}{|\overline{\text{Im}(f)}|}$$

Beide Betragsmittelwerte  $|\overline{\text{Re}(f)}|$ ,  $|\overline{\text{Im}(f)}|$  (Mittelwerte der Beträge) werden durch die oben erläuterte Methode der exponentiell abklingenden Vergangenheitsbewertung errechnet.

Zur Korrektur des Amplitudenfehlers wird der ermittelte Faktor  $B(f)$  mit dem Imaginärteil  $\text{Im}(f)$  multipliziert (siehe Figur 6).

- 16 -

Nachdem der Amplitudenfehler der Quadraturkomponenten korrigiert wurde, verbleibt der Phasenfehler. Er gibt die Abweichung von dem Phasenwert  $90^\circ$  der beiden in die Mischer einzuspeisenden Signale an. Zur Auswirkung eines solchen Phasenfehlers soll die Darstellung in Figur 12 betrachtet werden:

In Figur 12 sind jeweils ca. 10000 Abtastwerte eines als Beispiel angenommenen Empfangssignals in Ortsdiagramme eingetragen. Dabei wurde immer nur Abtastwerte bezüglich einer bestimmten wiederkehrenden Frequenz gewählt. Unter der Voraussetzung, daß die Zielsituation nicht derart stationär ist, daß Abstände sich um weniger als einen Bruchteil einer HF-Wellenlänge (ca. 4 mm) innerhalb einiger Minuten verändern, weist eine größere Anzahl von Empfangssignalen immer einen stochastischen Charakter auf. Im Ortsdiagramm macht sich der stochastische Charakter in Form einer zweidimensionalen gaußschen Wolke bemerkbar; d. h. ein beliebiger Querschnitt einer solchen Wolke durch den Koordinatenursprung hindurch erzeugt eindimensional gesehen eine gaußsche Verteilungsdichtefunktion.

Das Diagramm nach Figur 12 zeigt eine konzentrische "Wolke", wie sie ohne Phasen- und Amplitudenfehler am Ausgang des Quadraturmischer 6 aussieht. Das Diagramm nach Bild 13 enthält das Ergebnis bei einem fehlerhaften Quadraturmischer. Man erkennt nach einer Langzeitbeobachtung die elliptische Ausprägung der Wolke mit zunächst beliebiger Richtungsachse, da hier Amplituden- und Phasenfehler vorliegen. Nach der oben beschriebenen Amplitudenkorrektur verbleiben die Phasenfehler; die elliptische Ausprägung liegt jetzt nur noch in 45-Grad-Richtung vor (s. Figur 14).

Da die Richtungsachse der Ellipse definitiv in 45-Grad-Richtung liegt, werden zur Beseitigung dieses Phasenfehlers sämtliche Empfangswerte um 45 Grad gedreht, so daß die elliptische Richtungsachse jetzt in 90-Grad-Richtung vorliegt. Diese Drehung erfolgt, wie in Figur 6 dargestellt, durch kreuzweise Addition bzw. Subtraktion der Quadraturkomponenten. Dabei wird zwar die

Amplitude der Signale zusätzlich um  $\sqrt{2}$  erhöht, aber diese Amplitudenveränderung wirkt sich nicht störend aus, sondern geht nur als Normierungskonstante in die Verarbeitung ein.

Nach der 45°-Drehung der Ellipse kann das Längen-Seiten-Verhältnis durch den Quotienten  $\psi(f)$ , welcher sich aus der Division des Betragsmittelwertes des Realteils durch den Betragsmittelwert des Imaginärteils ergibt, bestimmt werden. Dies aber entspricht derselben Vorgehensweise wie bei der Amplitudenkorrektur, da die Phasenfehler der Quadraturkomponenten durch die 45-Grad-Drehung zu Amplitudenfehlern geworden sind. Auch die Korrektur des Phasenfehlers erfolgt daher entsprechend der Amplitudenkorrektur durch Multiplikation des Imaginärteils mit dem Faktor  $\psi(f)$  (s. Figur 6).

In Bild 6 sind alle Korrekturmaßnahmen des aus für die aus den A/D-Wandlern 7 und 8 kommenden Signals  $y_n$  bis zum endgültigen, fast idealen Empfangssignal  $Re_{\text{korr}}(f)$ ,  $Im_{\text{korr}}(f)$  dargestellt. Es entsteht die Frage, ob und inwieweit sich die einzelnen Korrekturmaßnahmen gegenseitig beeinflussen oder sogar zu "Regelschwingungen" führen.

Die Amplitudenkorrektur und die Phasenkorrektur der Quadraturkomponenten beeinflussen sich gegenseitig nicht, da sie zueinander orthogonal sind.

Die Offsetkorrektur und die Korrektur der Quadraturkomponenten können sich aber gegenseitig stören, weil z. B. ein noch nicht ausgeglichener Offsetfehler zu einer Verfälschung in der Amplitudenkorrektur führen kann. Daher wird die Zeitkonstante  $\tau_{\text{korr}}$  bei der Offsetkorrektur etwa um den Faktor 10 niedriger ausgelegt als bei der Korrektur der Quadraturkomponentenfehler.

Die Erfindung betrifft also ein computerisiertes Radarverfahren zur Messung von Abständen und Relativgeschwindigkeiten zwischen einem Fahrzeug und mehreren vor ihm befindlichen Hindernissen, wobei eine sichere Unterscheidung zwischen tatsächlichen Hindernissen und Scheinhindernissen mit kurzer Auswertzeit durch vier Verfahrensschritte (A, B, C, D) erreicht wird. Wesentliches Merkmal der drei ersten Verfahrensschritte (A, B, C) ist die Aussendung jeweils frequenzkonstanter Bursts 20, die in einem Frequenz-Zeit-Diagramm eine linear ansteigende, eine linear abfallende sowie eine frequenzkonstante lineare Folge bilden. Am Ende jedes reflektierten Bursts, also bei eingeschwungener Phase, wird ein komplexer Abtastwert erfaßt, und in einem Relativgeschwindigkeits-Abstands-Diagramm werden potentielle Hindernisse als Schnittpunkte von Geraden erfaßt, die aus den reflektierten linearen Burstfolgen gewonnen sind. Mittels einer speziellen Korrelation erfolgt dann im Rechner eine Aussortierung von Geisterhindernissen, und nur die Empfangswerte für die verbleibenden Hindernisse werden weiter verarbeitet.

## P A T E N T A N S P R Ü C H E

1. Computerisiertes Radarverfahren zur Messung von Abständen und Relativgeschwindigkeiten zwischen einem Fahrzeug und in Fahrtrichtung vor ihm befindlichen Hindernissen mit Aussendung mittels eines Oszillators erzeugter Sendesignale, Empfangen an den Hindernissen reflektierter Signale, Mischen der reflektierten Signale mit den Sendesignalen zur Gewinnung von Inphase- und Quadraturphasesignalen und Verarbeitung dieser Signale zu Ausgangssignalen für die Abstände und Relativgeschwindigkeiten der Hindernisse, dadurch gekennzeichnet, daß während einer ersten Messung der Oszillator im Sinne der Erzeugung zeitlich aufeinanderfolgender Bursts mit in dieser Folge von einem Minimal- auf einen Maximalwert linear inkremental ansteigender Frequenz und mit durch die gewünschte Auflösung gegebener Anzahl angesteuert wird, daß danach während einer zweiten Messung der Oszillator im Sinne der Erzeugung entsprechender Bursts mit von dem Maximalwert auf den Minimalwert linear inkremental abfallender Frequenz angesteuert wird, wobei in beiden Messungen am Ende jedes reflektierten Bursts ein komplexer Abtastwert erfaßt und durch Mischen mit den Sendesignal-Bursts erste bzw. zweite Inphase- und Quadraturphasesignale (erste bzw. zweite Empfangssignale) für die Abstände und die Relativgeschwindigkeiten gewonnen werden, daß danach während einer dritten Messung der Oszillator im Sinne der Erzeugung entsprechender, jedoch frequenzgleicher Bursts angesteuert wird und auch hier am Ende jedes reflektierten Bursts ein komplexer Abtastwert zur Gewinnung dritter Inphase- und Quadraturphasesignale (dritte Empfangssignale) für die Relativgeschwindigkeiten durch Mischen mit den Sendesignal-Bursts erfaßt wird, daß alle Empfangssignale

mittels Fourier-Transformation in relativgeschwindigkeits- und abstandsabhängige Frequenzwerte umgewandelt werden, die in einem Relativgeschwindigkeits-Abstands-Diagramm drei Scharen sich schneidender Geraden darstellen, deren Schnittpunkte potentielle Hindernisse wiedergeben, daß ferner zur Eliminierung von Geisterhindernissen während einer vierten Messung der Oszillator im Sinne der Erzeugung zeitlich aufeinanderfolgender Bursts mit Frequenzen  $f_n$  gemäß der Beziehung

$$f_n = f_T + f_{\text{Inkr.}} \cdot (A^{n \bmod(P)})$$

mit  $n = 0 \dots N - 1$ , worin  $N = P - 1$  und  $P = \text{Primzahl}$ ,

$A = \text{natürliche Zahl}$ , die für die jeweilige Länge  $N$  so gewählt ist, daß  $N$  unterschiedliche Koeffizienten entstehen,

$f_T = \text{Trägerfrequenz des Oszillators}$ ,

$f_{\text{Inkr.}} = \text{Frequenzinkrement}$ ,

angesteuert wird, ferner am Ende jedes - jeweils einem der Koeffizienten  $(A^{n \bmod(P)})$  zugeordneten - reflektierten Bursts als viertes Empfangssignal ein komplexer Abtastwert

$$y_n = \sum_i k_i \cdot e^{j\varphi_{i;n}}$$

mit  $i = \text{Zahl der Hindernisse}$ ,

$$\varphi_{i;n} = 2\pi f_{\text{Inkr.}} \cdot \frac{R_i}{c} (A^{n \bmod(P)}) + 2\pi n \cdot \frac{v_i f_T}{c f_A} = \text{eingeschwungener Phasenwert des Hindernisses } i,$$

$c = \text{Lichtgeschwindigkeit}$ ,

$R_i = \text{Entfernung des Hindernisses } i$ ;

$v_i = \text{Relativgeschwindigkeit des Hindernisses } i$ ,

$f_T = \text{Trägerfrequenz}$ ,

$f_A = \text{Abtastfrequenz}$ ,

$k_i = \text{Amplitude}$

erfaßt wird und ein Vergleich der den Hindernissen in der vierten Messung zugeordneten Phasen ( $\varphi_{i;n}$ ) mit den Phasen der

Schnittpunkte im Relativgeschwindigkeits-Abstands-Diagramm erfolgt.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß für den Vergleich die Schnittpunkte zu einer Folge mit abnehmenden Reflexionsamplituden ( $k_i$ ) geordnet werden, die konjugiert komplexe Phase des amplitudengrößten Schnittpunktes mit den vierten Empfangssignalen ( $y_n$ ) gemäß der Funktion

$$W = \sum_{n=0}^{N-1} y_n \cdot e^{-j\psi_{i;n}}$$

korreliert wird, Schnittpunkte, deren so gewonnener Korrelationswert ( $W$ ) unter einem vorgegebenen Wert liegt, als Geisterhindernisse aussortiert werden, dagegen iterativ jeweils nach Ermittlung eines Schnittpunktes mit hohem Korrelationswert ( $W$ ) auf das zugehörige fiktive vierte Empfangssignal  $\frac{W}{N} \cdot e^{j\psi_{i;n}}$  rückgeschlossen und dieses von den Empfangssignalen ( $y_n$ ) der vierten Messung subtrahiert wird.

3. Computerisiertes Radarverfahren zur Messung von Abständen und Relativgeschwindigkeiten zwischen einem Fahrzeug und in Fahrtrichtung vor ihm befindlichen Hindernissen mit Aussendung mittels eines Oszillators erzeugter Sendesignale, Empfangen an den Hindernissen reflektierter Signale, Mischen der reflektierten Signale mit den Sendesignalen zur Gewinnung von Inphase- und Quadraturphasesignalen und Verarbeitung dieser Signale zu Ausgangssignalen für die Abstände und Relativgeschwindigkeiten der Hindernisse, insbesondere nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß zur Eliminierung von in den Inphase- und Quadraturphasesignalen ( $I, Q$ ) enthaltenen Sendesignalen ("Übersprechsignal") zunächst durch Mittelwertbildung aus empfangenen reflektierten Signalen bei allen durch die Steuerspannung ( $f(t)$ ) des Oszillators (1) gegebenen Frequenzen desselben das Übersprechsignal ermittelt und dann

- von den Inphase- und Quadraturphasesignalen (I, Q) subtrahiert wird.
4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß eine gleitende Mittelwertbildung mit zeitlich exponentiell abklingender Vergangenheitsbewertung ( $w(t)$ ) erfolgt.
  5. Verfahren nach Anspruch 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß aktualisierte neue Übersprechsignale ( $Re_{neu}(f)$ ,  $Im_{neu}(f)$ ) bei einer vorgegebenen Frequenz rekursiv aus einem durch Mittelwertbildung ermittelten vorangegangenen Übersprechsignal ( $Re_{alt}(f)$ ,  $Im_{alt}(f)$ ) und einem Anteil eines neuen Übersprechsignals ( $Re_{neu}(f)$ ,  $Im_{neu}(f)$ ) ermittelt werden.
  6. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2 und einem der Ansprüche 3 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Ermittlung der Übersprechsignale bei jedem Burst mit der vorgegebenen Frequenz erfolgt.
  7. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2 und den Ansprüche 5 und 6, dadurch gekennzeichnet, daß als Aktualisierungsperiode die für die vier Messungen (A, B, C, D) erforderliche Meßzeit gewählt ist.
  8. Verfahren zur Messung von Abständen und Relativgeschwindigkeiten zwischen einem Fahrzeug und in Fahrtrichtung vor ihm befindlichen Hindernissen mit Aussendung mittels eines Oszillators erzeugter Sendesignale, Empfangen an den Hindernissen reflektierter Signale, Mischen der reflektierten Signale mit den Sendesignalen zur Gewinnung von Inphase- und Quadraturphasesignalen und Verarbeitung dieser Signale zu Ausgangssignalen für die Abstände und Relativgeschwindigkeiten der Hindernisse, insbesondere nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß zur Korrektur eines Quadraturkomponentenfehlers in den durch Mischen gewonnenen Inphase- und Quadraturphasesignalen (I, Q) zunächst ein

- 22 -

Amplitudenfehleranteil dieses Fehlers durch eine Mittelwertbildung der Beträge dieser beiden Signale (I, Q) - ggf. nach Eliminierung des Übersprechfehlers - und danach ein Phasenfehleranteil des Quadraturfehlers durch Phasendrehung von Inphase- und Quadraturphasesignalen (I, Q) beseitigt wird.

9. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß eine gleitende Mittelwertbildung mit zeitlich exponentiell abklingender Vergangenheitsbewertung ( $w(t)$ ) erfolgt.
10. Verfahren nach Anspruch 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, daß aktualisierte neue Betragswerte bei einer vorgegebenen Frequenz rekursiv aus durch Mittelwertbildung ermittelten Betragswerten und einem Anteil des Betrages eines neuen Inphase- und Quadraturphasesignals (I, Q) - ggf. nach Eliminierung des Übersprechfehlers - ermittelt werden.
11. Verfahren nach einem der Ansprüche 8 bis 10, dadurch gekennzeichnet, daß der Quotient aus den Betragsmittelwerten von Inphase- und Quadraturphasesignalen (I, Q) mit dem Quadraturphasesignal (Q) - ggf. nach Eliminierung des Übersprechfehlers - multipliziert wird.
12. Verfahren nach einem der Ansprüche 8 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß zur Beseitigung des Phasenfehleranteils eine Phasendrehung um  $45^\circ$  durch kreuzweise Addition bzw. Subtraktion zwischen den Inphase- und Quadraturphasesignalen erfolgt, an die sich eine Multiplikation des Quadraturphasesignals (Q) mit dem Quotienten aus den Betragsmittelwerten von Inphase- und Quadraturphasesignalen (I, Q) anschließt.
13. Verfahren nach den Ansprüchen 3 bis 13 mit Eliminierung des Übersprechsignals und Korrektur des Quadraturkomponentenfehlers, dadurch gekennzeichnet, daß die Korrektur mit kleinerer Zeitkonstante als die Eliminierung erfolgt.

14. Computerisiertes Radarverfahren zur Messung von Abständen und Relativgeschwindigkeiten zwischen einem Fahrzeug und mehreren vor ihm befindlichen Hindernissen, wobei eine sichere Unterscheidung zwischen tatsächlichen Hindernissen und Scheinhindernissen mit kurzer Auswertzeit erreicht wird durch die Aussendung jeweils frequenzkonstanter Bursts (20), wobei insbesondere am Ende jedes reflektierten Bursts ein komplexer Abtastwert erfaßt wird.

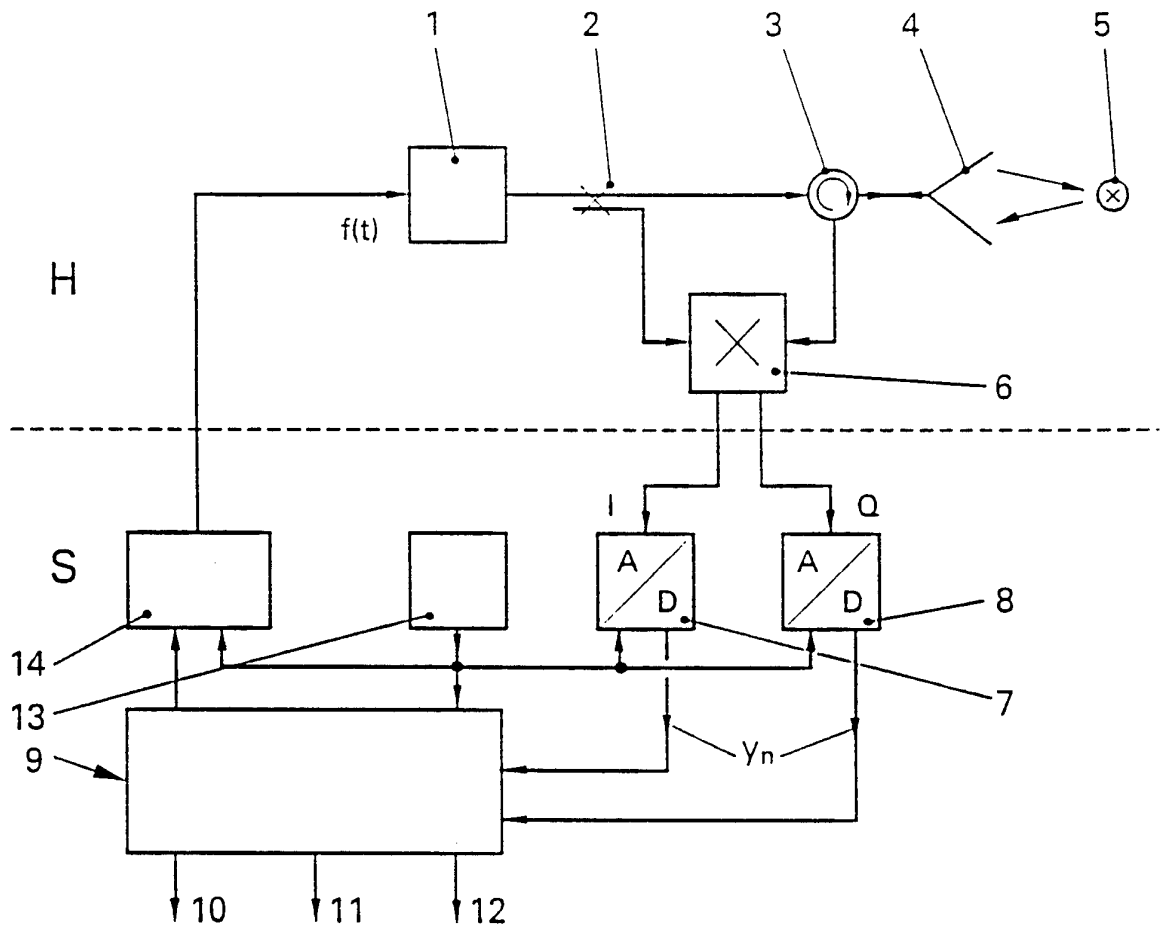


FIG 1

2/6

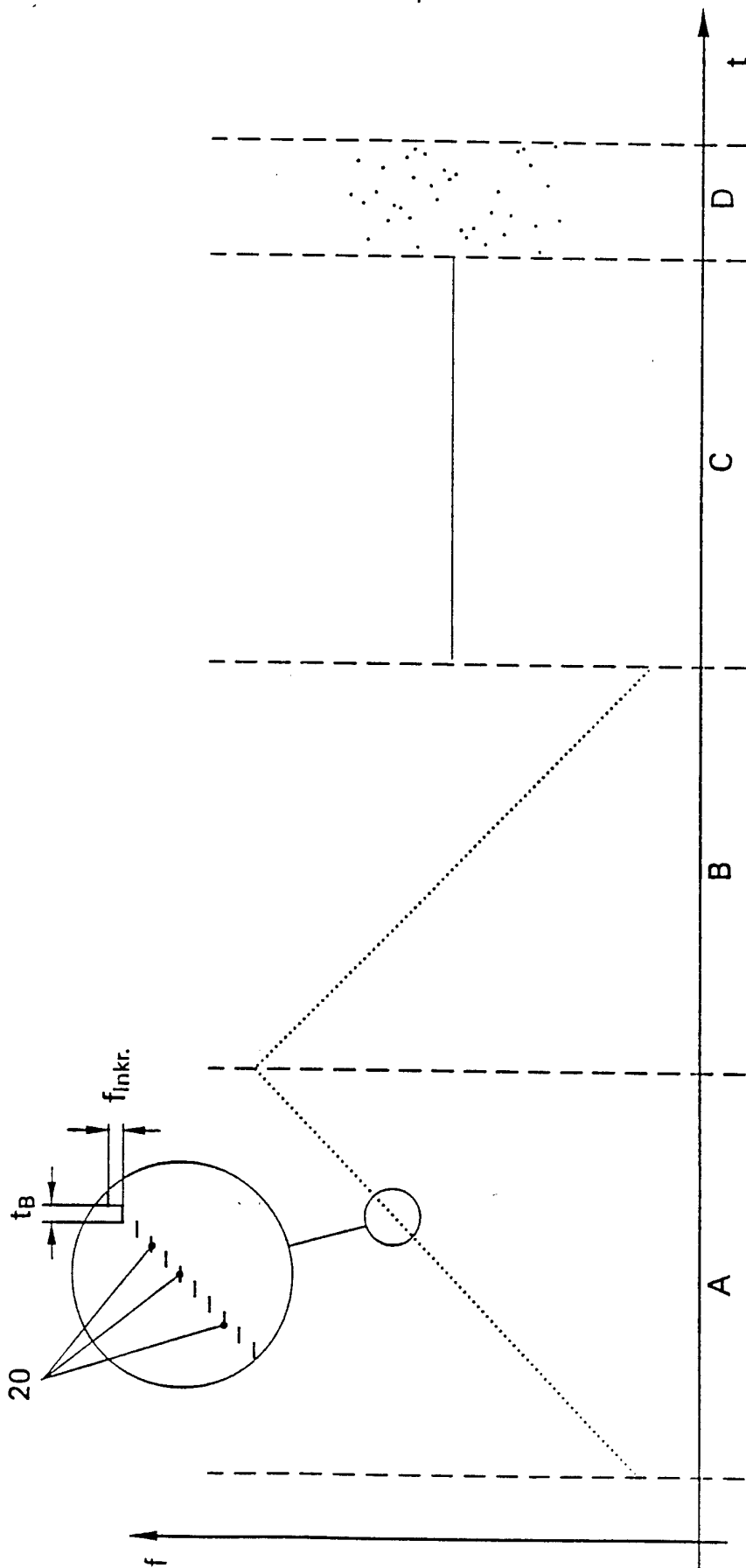


FIG 2

3/6

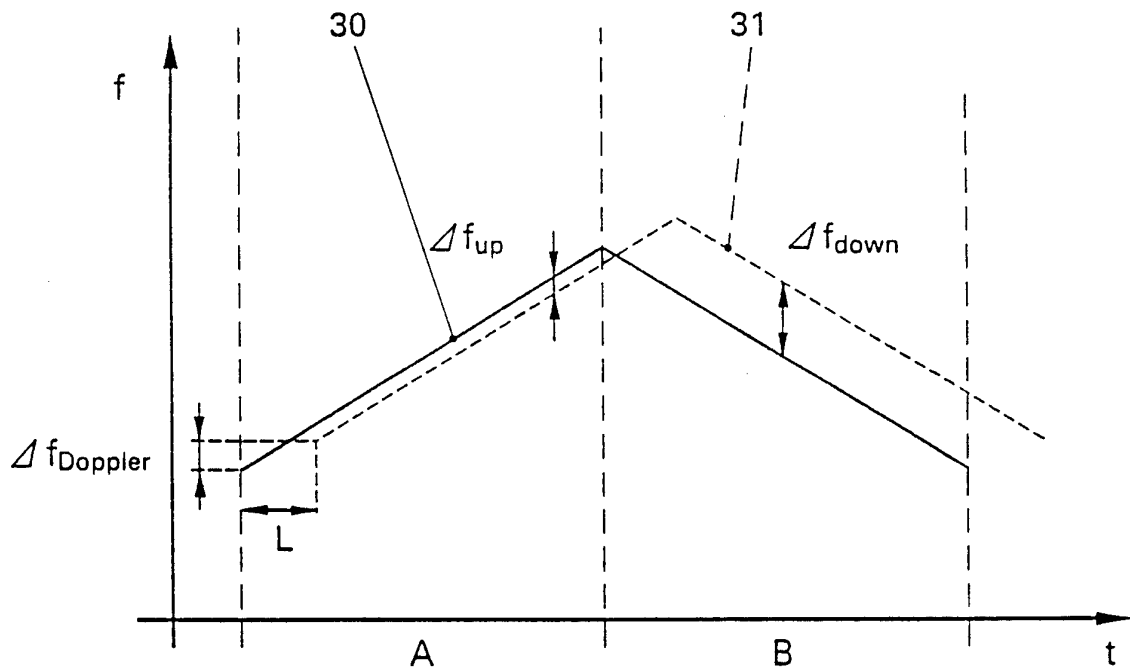


FIG 3

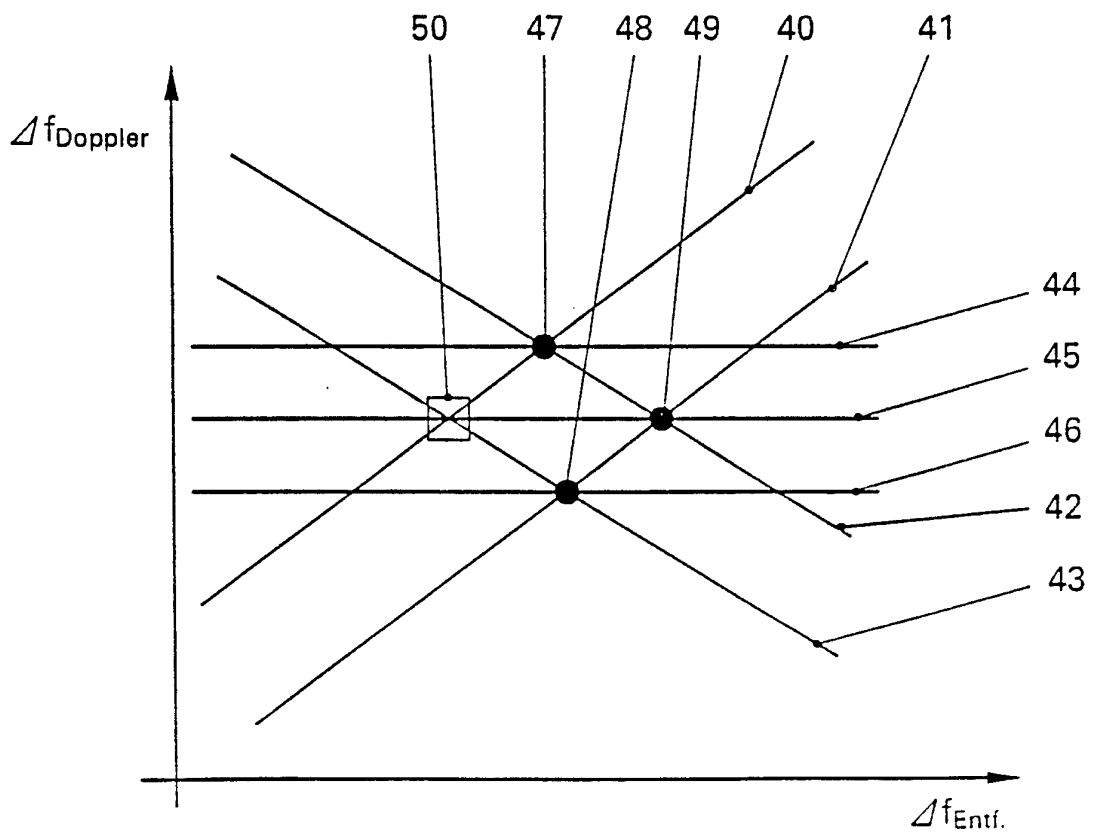


FIG 4

4/6

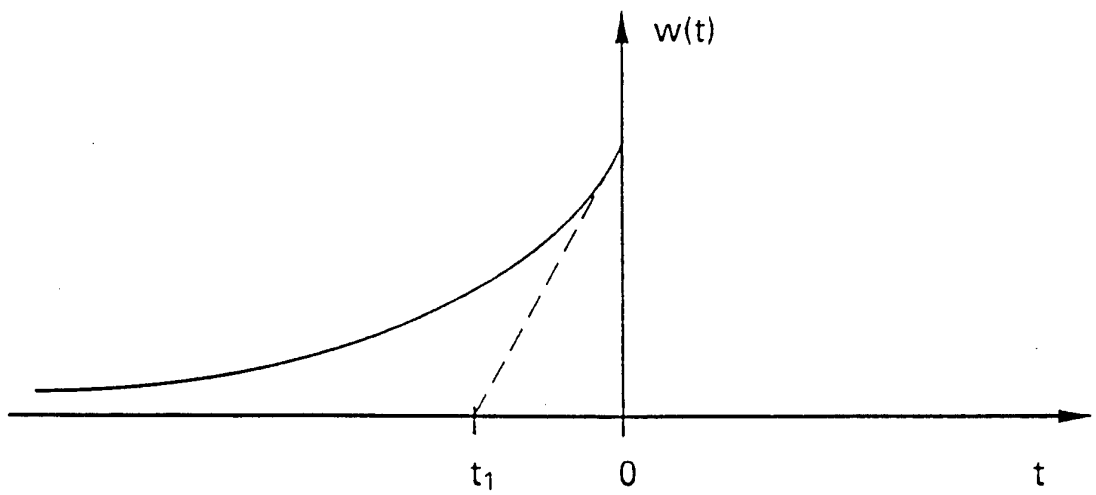


FIG 5

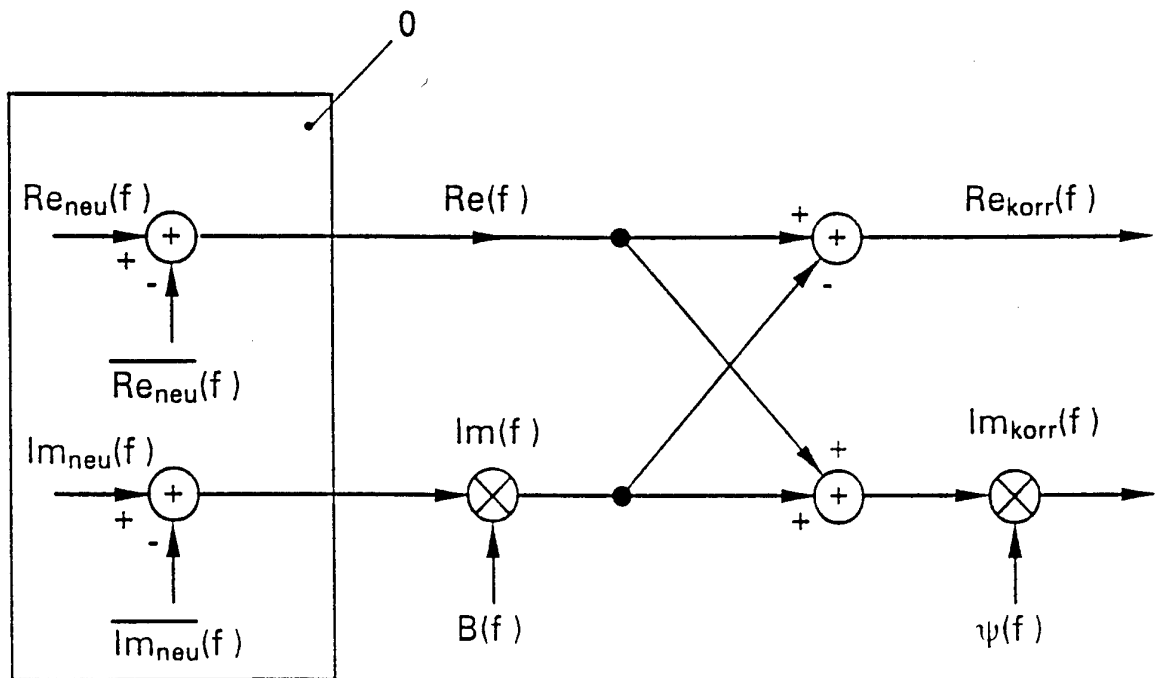


FIG 6

5/6

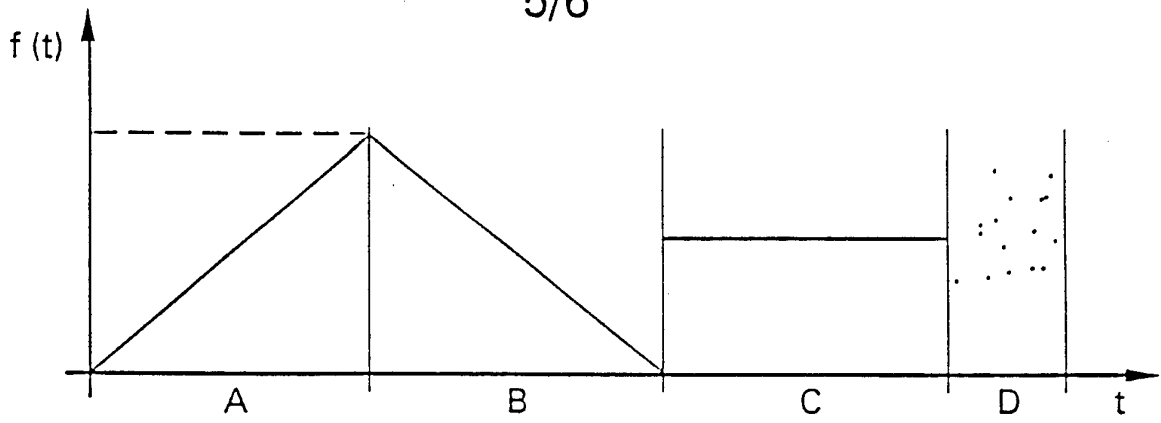


FIG 7

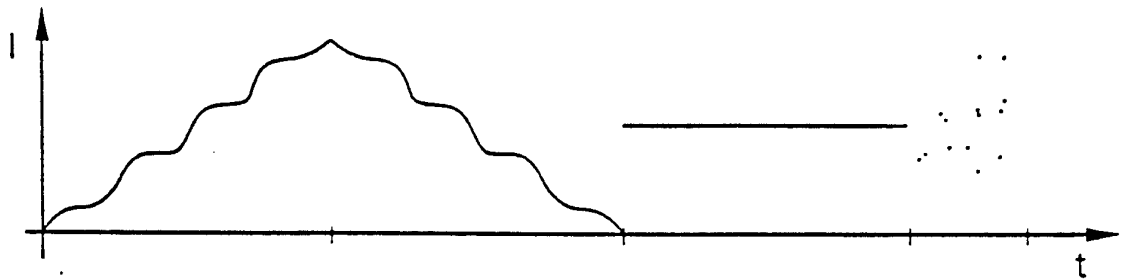


FIG 8

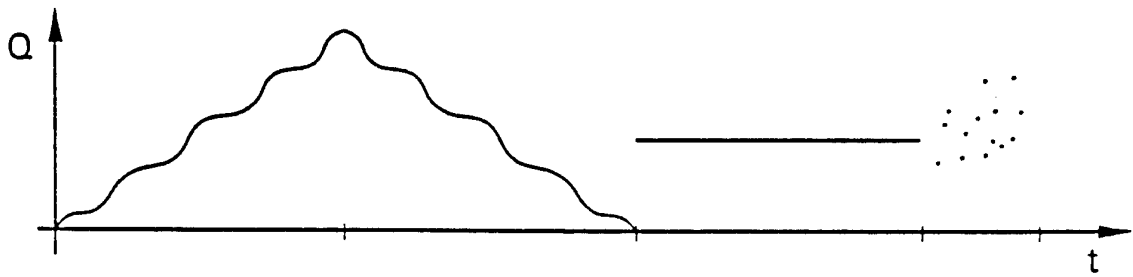


FIG 9

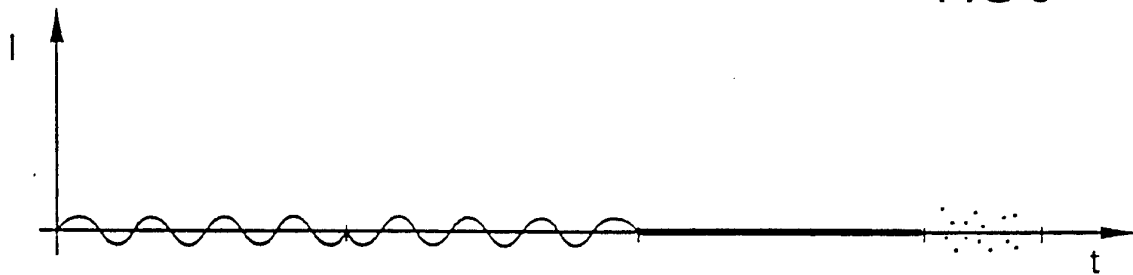


FIG 10

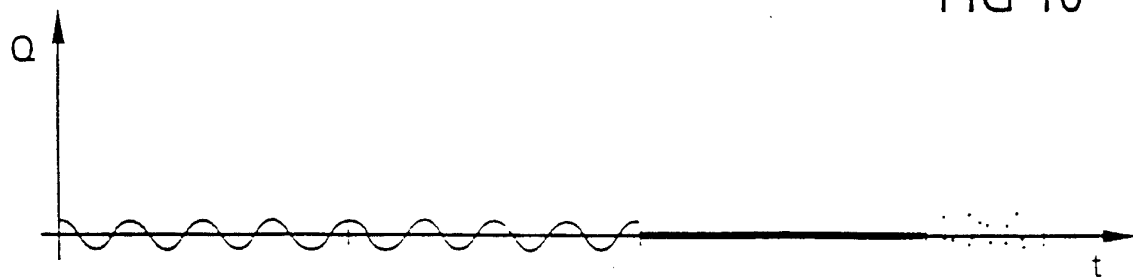


FIG 11

6/6

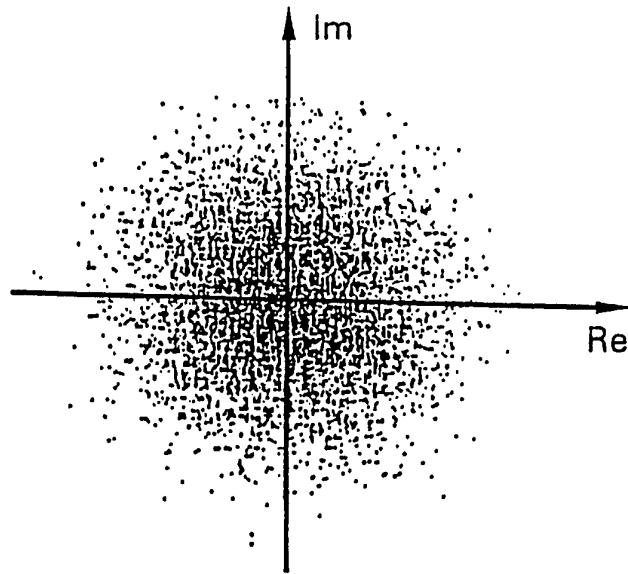


FIG 12

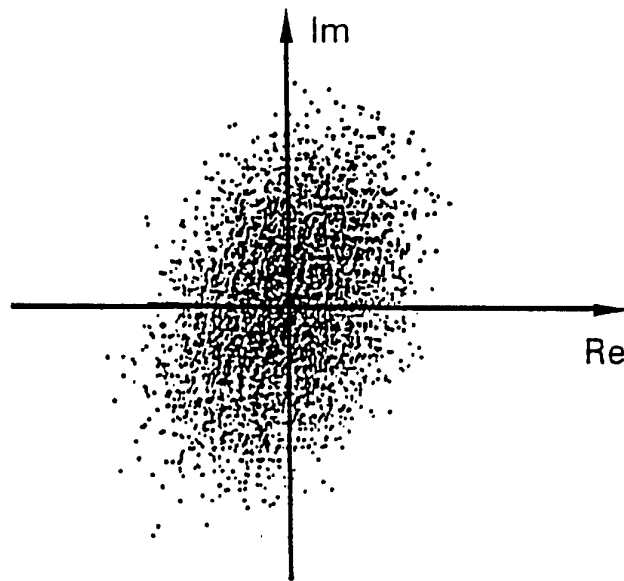


FIG 13

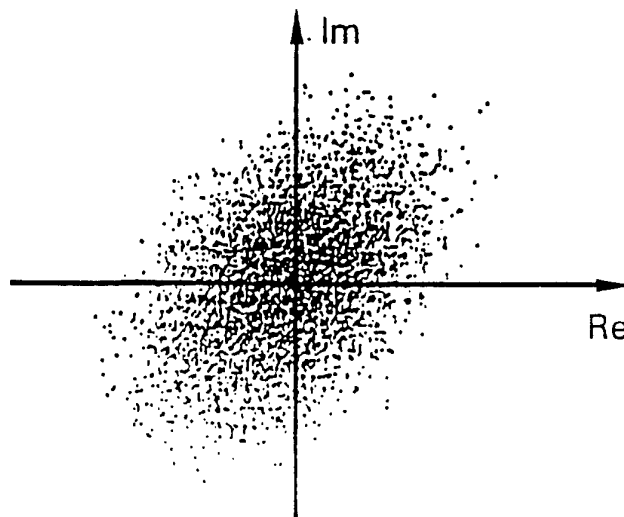


FIG 14

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/EP 93/03714

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
 IPC 5 G01S13/93 G01S13/34 G01S13/58 G01S13/28

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)  
 IPC 5 G01S

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

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

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO,A,92 11543 (ROBERT BOSCH GMBH) 9 July 1992 see abstract; figures 1-3 ---	1
A	IEEE 1990 INTERNATIONAL RADAR CONFERENCE, 7 May 1990, ARLINGTON, USA pages 589 - 594, XP131221 LEMIEUX ET AL. 'ANALYSIS OF FSK/PSK MODULATED RADAR SIGNALS USING COSTAS ARRAYS AND COMPLEMENTARY WELTI CODES' see page 590, left column - right column ---	1
A	FR,A,2 255 610 (JOSEPH LUCAS LIMITED) 18 July 1975 see page 2, line 7 - line 40; figure 2 ---	1
A	GB,A,2 248 359 (PHILIPS) 1 April 1992 see abstract; figure 1 -----	1

Further documents are listed in the continuation of box C.

Patent family members are listed in annex.

\* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

18 April 1994

Date of mailing of the international search report

06.05.94

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
 NL - 2280 HV Rijswijk  
 Tel. (+ 31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl.  
 Fax: (+ 31-70) 340-3016

Authorized officer

Zaccà, F

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/EP 93/03714

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO-A-9211543	09-07-92	DE-A- 4040572	25-06-92
FR-A-2255610	18-07-75	GB-A- 1495387	14-12-77
		CA-A- 1041637	31-10-78
		DE-A- 2460826	26-06-75
		JP-A- 50118694	17-09-75
		NL-A- 7416749	24-06-75
GB-A-2248359	01-04-92	NONE	

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 93/03714

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES

IPK 5 G01S13/93 G01S13/34 G01S13/58 G01S13/28

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

B. RESEARCHIERTE GEBIETE

Recherchiertes Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbol)

IPK 5 G01S

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

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

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	WO,A,92 11543 (ROBERT BOSCH GMBH) 9. Juli 1992 siehe Zusammenfassung; Abbildungen 1-3 ---	1
A	IEEE 1990 INTERNATIONAL RADAR CONFERENCE, 7. Mai 1990, ARLINGTON, USA Seiten 589 - 594, XP131221 LEMIEUX ET AL. 'ANALYSIS OF FSK/PSK MODULATED RADAR SIGNALS USING COSTAS ARRAYS AND COMPLEMENTARY WELTI CODES' siehe Seite 590, linke Spalte - rechte Spalte ---	1
A	FR,A,2 255 610 (JOSEPH LUCAS LIMITED) 18. Juli 1975 siehe Seite 2, Zeile 7 - Zeile 40; Abbildung 2 --- -/--	1



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

- \* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :
- "A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist
  - "E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist
  - "I" 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 erfinderscher Taugkeit beruhend betrachtet werden
  - "Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderscher Taugkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist
  - "&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche  18. April 1994	Absenddatum des internationalen Recherchenberichts <b>06.05.94</b>
Name und Postanschrift der Internationale Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016	Bevollmächtigter Bediensteter  Zaccà, F

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 93/03714

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	GB,A,2 248 359 (PHILIPS) 1. April 1992 siehe Zusammenfassung; Abbildung 1 -----	1

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 93/03714

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
WO-A-9211543	09-07-92	DE-A- 4040572	25-06-92
FR-A-2255610	18-07-75	GB-A- 1495387	14-12-77
		CA-A- 1041637	31-10-78
		DE-A- 2460826	26-06-75
		JP-A- 50118694	17-09-75
		NL-A- 7416749	24-06-75
GB-A-2248359	01-04-92	KEINE	