



(10) **DE 10 2007 009 385 B4** 2014.11.27

(12) **Patentschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2007 009 385.5**
 (22) Anmeldetag: **20.02.2007**
 (43) Offenlegungstag: **30.08.2007**
 (45) Veröffentlichungstag
 der Patenterteilung: **27.11.2014**

(51) Int Cl.: **G01S 7/35 (2006.01)**
G01S 7/36 (2006.01)
G01S 13/34 (2006.01)
G01S 7/02 (2006.01)
G01S 7/40 (2006.01)

Innerhalb von neun Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 1 Patentkostengesetz).

(30) Unionspriorität:
2006-50682 **27.02.2006** **JP**

(73) Patentinhaber:
DENSO CORPORATION, Kariya-city, Aichi-pref., JP

(74) Vertreter:
Gulde & Partner Patent- und Rechtsanwaltskanzlei mbB, 10179 Berlin, DE

(72) Erfinder:
Yamano, Chiharu, Tokyo, JP; Natsume, Kazuma, Kariya, Aichi, JP; Watanabe, Yuu, Kariya, Aichi, JP; Sakamoto, Mai, Kariya, Aichi, JP

(56) Ermittelter Stand der Technik:

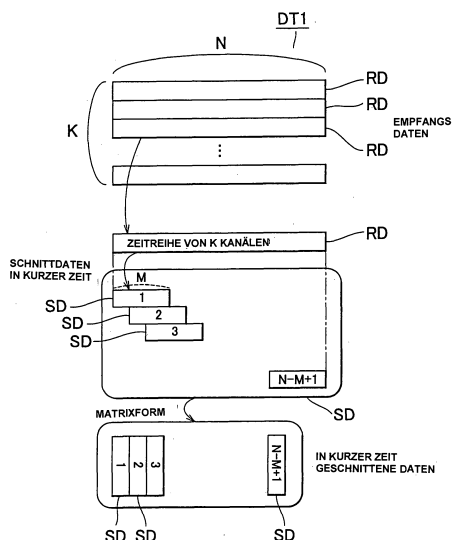
DE	199 05 725	A1
JP	H11- 231 040	A
JP	2003- 270 341	A
JP	H11- 133 142	A

NOHARA, T.J. u.a.: Adaptive Mainbeam Jamming Suppression for Multi-Function Radars. In: IEEE National Radar Conference, Dallas, May 1998, S. 207-212

(54) Bezeichnung: **Elektronische Abtastradarvorrichtung**

(57) Hauptanspruch: Elektronische Abtastradarvorrichtung (1), mit
 einer Sendeantenne (5) zum Aussenden eines kontinuierlichen Sendesignals (Tx) im cw-Betrieb;
 einer Empfangsantenne (8), die zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) umfasst;
 einem Mischer (10) zum Mischen eines Empfangssignals (Rx), das von jeder der besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) empfangen wird, und des besagten Sendesignals und zur Gewinnung von Schwebungssignalen (S3) für zwei oder mehr Kanäle, die zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) entsprechen;
 einem zwischen besagtem Mischer (10) und besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) bereitgestellten Umschalter (7) zum selektiven Verbinden von besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) mit besagtem Mischer (10);
 einem A/D-Wandler (13) zum Abtasten besagten von besagtem Mischer (10) mit einer vorbestimmten Abtastfrequenz gewonnenen Schwebungssignals (S3) und zur Gewinnung von Empfangsdaten, die jeweils besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) für zwei oder mehr Kanäle entsprechen; und
 einem Zieldetektor (17) zur Detektion von Abstand und relativer Geschwindigkeit eines Ziels auf der Basis besagter

Empfangsdaten für besagte zwei oder mehr Kanäle, die von besagtem A/D-Wandler (13) abgetastet werden, wobei besagte elektronische Abtastradarvorrichtung (1) umfasst: ein Mittel (19) zum Kurzzeitdatenschneiden besagter abgetasteter Empfangsdaten für zwei oder mehr Kanäle in zwei oder mehr Kurzzeitdaten in einer Zeitrichtung für jeden Kanal; ...



Beschreibung

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

[0001] Diese Erfindung bezieht sich auf eine elektronische Abtastradarvorrichtung, und insbesondere auf eine elektronische Abtastradarvorrichtung zum Detektieren eines Azimuts eines in einem Empfangssignal enthaltenen Interferenzsignals und zum Unterdrücken des Interferenzsignals in einer elektronischen Abtastradarvorrichtung vom FM-CW-Typ oder vom CW-Typ zur Verwendung auf Fahrzeugen.

[0002] Fig. 1 ist ein Zeitdiagramm, das Sendesignale und Empfangssignale und ein Prinzip des Mischens in einem FM-CW-Radar zeigt, Fig. 2 ist eine Draufsicht, die ein Beispiel einer Straßenumgebung mit Gegen Spuren zeigt, Fig. 3 ist eine Ansicht, die Signalverarbeitung in dem eigenen Fahrzeug in einer herkömmlichen Radarvorrichtung zeigt, wenn ein Interferenzsignal von einem anderen Fahrzeug empfangen wird, Fig. 4 ist eine Ansicht, die Abtastwerte jeweiliger Kanäle und Zustände von Interferenzelementsignalen, die zu dieser Zeit angenommen werden (Signale vor und nach Aliasing), in einem Fall von gleichzeitigem Empfang mit allen Kanälen und einem Fall von Zeitteilungs-(Umschalt-)Empfang zeigt.

[0003] Fahrzeugradare zur Messung von Abstand, Geschwindigkeit und Azimut bezüglich eines vorangehenden Ziels, welches in einer Vorwärtsrichtung vorhanden ist, wurden entwickelt, um eine Unfallprävention für selbstfahrende Fahrzeuge zu steuern und Bewegung zu verfolgen.

[0004] Ein FM-CW-Radarsystem wird wegen einer einfachen Struktur einer Signalverarbeitungsschaltung zur Messung von Abstand und relativer Geschwindigkeit bezüglich eines vorangehenden Ziels verwendet. Wie in Fig. 1(a) gezeigt wird ein Signal S1, dessen Frequenz linear verändert wird, von einer Sendeantenne gesendet. Das Signal S1, das durch ein Ziel reflektiert wird, wird als ein Signal S2 empfangen, und das Empfangssignal S2 und das Sendesignal S1 werden, wie in Fig. 1(b) gezeigt, miteinander gemischt, wodurch ein Schwebungssignal S3 erzeugt wird, dessen Komponente eine Frequenzdifferenz zwischen dem Empfangssignal und dem Sendesignal (Schwebungsfrequenz f_b) ist. Diese Schwebungsfrequenz ist proportional zu einer Hin- und Rücklauf-Verzögerungszeit Δt von einem Ziel, und daraus kann ein Abstand berechnet werden.

[0005] Beim Messen von Azimut wird ein elektronisches Abtastsystem zum Abtasten aller Azimute innerhalb kurzer Zeit angewendet. In dem elektronischen Abtastsystem wird eine reflektierte Welle von einem Ziel von einer Vielzahl von Antennenelementen (Array-Antenne) empfangen, die gemäß einer Regel angeordnet sind. Und eine Zeitdifferenz tritt auf, die durch den Azimut des Ziels bezüglich jeder Antenne, eine Position, in der jede Antenne angeordnet ist, und die Frequenz des Empfangssignals zwischen Kanälen der Empfangsdaten bestimmt ist. Der Azimut des Ziels kann durch diese Zeitdifferenz (oder Differenz von Phasen) detektiert werden. Als solch eine Methode ist Digitale Strahlformung (DBF) bekannt. In DBF kann der Azimut in solch einer Weise detektiert werden, dass die Empfangsdaten mit einem AD-Wandler in digitale Daten konvertiert werden, und danach wird eine Korrelation zwischen jedem Kanal und Vektordaten (Modenvektor) gebildet (siehe Dokument "Adaptive signal processing by array antenna", welches auf Seiten 178 und 179 der im Jahr 1998 von Kagaku Gijyutsu Shuppan veröffentlichten Zeitschrift des „Science Technology Research Institute“ erschien und von Nobuo KIKUMA geschrieben wurde, welches nachstehend als „Referenz 1“ bezeichnet wird).

[0006] Wie zuvor erwähnt sind gleichzeitig von einer Vielzahl von Antennenelementen empfangene Daten in dem elektronischen Abtastsystem erforderlich. Jedoch wird in solch einer Struktur, in der der AD-Wandler für jedes Antennenelement präpariert ist, die ganze Maschine komplex und teuer. Dann wurde die in Fig. 5 gezeigte Struktur zum zeitgeteilten Empfangen vorgeschlagen, die einen zwischen jedem Antennenelement **6** und einem AD-Wandler **13** angeordneten Umschalter **7** aufweist. (siehe japanische Patentanmeldung, deren Veröffentlichungsnummer H11-231040 ist).

[0007] In solch einem Empfangssystem mit Zeitteilung tritt durch Umschalten bedingte Verzögerungszeit $\tau[k]$ (wobei k eine Kanalnummer bezeichnet) an jedem Kanal auf. Wenn diese durch Umschalten bedingte Verzögerungszeit $\tau[k]$ klein genug ist, um bezüglich eines Takts $1/f_b$ einer Schwebungsfrequenz f_b vernachlässigt zu werden ($\tau[k] \ll 1/f_b$), ist es möglich zu verarbeiten, indem der Empfang an allen Kanälen als gleichzeitig betrachtet wird. Es ist jedoch nicht möglich, die Verzögerungszeit zu vernachlässigen, da aufgrund von Kostenproblemen ein relativ billiger Umschalter (bei dem die Ansteuerfrequenz von VC02 relativ niedrig ist) verwendet werden mag. Wenn ein Fehler zwischen den Phasen von Empfangssignalen in jedem Kanal groß ist, kann der Azimut eines Objekts (Ziel) nicht richtig detektiert werden, so dass es vorzuziehen ist, Phase $\Delta\Phi[k]$, die durch Ausdruck 1 repräsentiert wird, in jedem Kanal zu korrigieren.

$$\Delta\phi[k] = 2 \cdot \pi \cdot f_B \cdot \tau[k] \quad (1)$$

[0008] Es ist demnach möglich, sogar im Fall von Zeiteilungsempfang mit dieser Phasenkorrektur den Azimut korrekt zu detektieren. In einer Straßenumgebung, in der viele Fahrzeuge, jedes mit der Fahrzeugradarvorrichtung, kommen und gehen, wie zum Beispiel in **Fig. 2** gezeigt, kann eine Radiowelle Rx2 von dem Radar, der sich auf dem auf einer Gegenspurs fahrenden Fahrzeug befindet, in den Radar des eigenen Fahrzeugs eingemischt werden. In solch einem Fall tritt eine Interferenz zwischen reflektierter Welle Rx1 von Radiowelle Tx, die von dem eigenen Fahrzeug für ein Ziel ausgestrahlt wird, und Radiowelle Rx2 von dem Gegenfahrzeug auf. Insbesondere beeinflusst eine direkte Welle von einer Sendeantenne eines anderen Fahrzeugs erheblich die Messgenauigkeit, da die direkte Welle in ihrem Leistungsniveau relativ groß ist.

[0009] In solch einer Situation ist es effektiv, in dem Empfangssignal beinhaltete Interferenzelemente zu unterdrücken. Zum Beispiel wurde ein Verfahren zur Unterdrückung von Interferenzelementen mit einem Filter zur Unterdrückung von Elementen aus einem spezifischen Azimut vorgeschlagen (siehe Dokument "Adaptive Mainbeam Jamming Suppression for Multi-Function Radars", geschrieben von T. J. Nohara und anderen und erschienen auf Seiten 207–212 in IEEE National Radar Conference, Dallas, Mai 1998).

[0010] In dem oben erwähnten Radar mit Zeiteilungsumschalten mag der Azimut des Interferenzsignal-Rx2-Elements von einem anderen Fahrzeug nicht richtig gewonnen werden. Die Gründe sind wie folgt.

[0011] Wenn ein System zur Modulierung des Interferenzsignal-Rx2-Elements von einem anderen Fahrzeug das FM-CW-System oder das CW-System wie in **Fig. 3(a)** gezeigt ist, ist das Interferenzelement des Signals Rx2 nach dem Mischen ein kontinuierliches Signal, wobei die Frequenz wie in **Fig. 3(b)** gezeigt fluktuiert. Beim darauffolgenden Durchführen von Abtasten mit dem AD-Wandler erscheinen die Schwebungsfrequenzen, die eine Hälfte einer Abtastfrequenz F (sogenannte Nyquist-Frequenz) übersteigen, als gefaltete Elemente, wie in **Fig. 3(c)** gezeigt.

[0012] Wenn die Frequenz somit mit der Zeit fluktuiert, ist es schwierig, den Betrag an Phasenkorrektur des Empfangssignals an jedem Kanal zu bestimmen und die Phase in dem Kanalschaltensystem zum Umschalten von zwei oder mehr Antennenelementen mit dem Umschalter zu korrigieren. Wenn eine Schräge der FM-CW-Modulation fast parallel ist, fluktuiert die Frequenz des Interferenzelements relativ schwach. Die Frequenz kann jedoch gefaltet werden. In solch einem Fall ist es schwierig, den Betrag der Phasenkorrektur einheitlich zu bestimmen. **Fig. 4** zeigt ein Beispiel, in dem der Betrag an Phasenverschiebung aufgrund der Frequenz vor dem Aliasing unterschiedlich ist, auch wenn die Daten nach dem Abtasten dieselben sind. In einem Fall von Empfang mit Umschalten (Umschaltverzögerungszeit τ) von **Fig. 4(b)** zeigt eine mit einer gepunkteten Linie gezeigte Linie das Signal vor dem Aliasing BS, und eine mit einer vollen Linie gezeigte Linie ist ein Signal nach dem Aliasing AS. Aus der Figur versteht sich, dass der notwendige Betrag an Phasenkorrektur an dem Abtastwert in Signalen BS beziehungsweise AS erheblich verschieden ist, da die Takte der jeweiligen Signale BS, AS verschieden sind.

[0013] Aufgrund der oben erwähnten Gründe ist es schwierig, den Azimut des Interferenzelements in dem FM-CW-System oder dem CW-System des elektronischen Abtastradars mit Zeiteilungsempfang richtig zu gewinnen. Daher ist es ein Problem, dass es schwierig ist, die Interferenzunterdrückung mit Richtwirkung anzuwenden.

[0014] Weiterhin offenbart DE 199 05 725 A1 ein Radargerät mit einem elektronischen Abtastverfahren, bei dem eine Arrayantenne als Empfangsantenne verwendet wird, und insbesondere auf ein für die Anbringung an einem Fahrzeug geeignetes Radargerät mit dem elektronischen Abtastverfahren. Auch die Erfindung geht auf das oben genannte Problem nicht ein.

[0015] Dann ist es ein Gegenstand der Erfindung, eine elektronische Abtastradarvorrichtung zur Unterdrückung einer Interferenz bereitzustellen, die selbst in dem FM-CW-System oder dem CW-System des elektronischen Abtastradars mit Zeiteilungsempfang Richtwirkung nutzt, um die oben erwähnten Probleme zu lösen.

KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0016] **Fig. 1** ist ein Zeitdiagramm, das Sendesignale und Empfangssignale in einem FM-CW-Radarsystem und ein Prinzip des Mischens derselben zeigt.

[0017] Fig. 2 ist eine Draufsicht, die ein Beispiel einer Straßenumgebung mit Gegenspuren zeigt.

[0018] Fig. 3 ist eine Ansicht, die Signalverarbeitung in dem eigenen Fahrzeug in einer herkömmlichen Radarvorrichtung zeigt, wenn ein Interferenzsignal von einem anderen Fahrzeug empfangen wird.

[0019] Fig. 4 ist eine Ansicht, die Abtastwerte jeweiliger Kanäle und Zustände von Interferenzelementsignalen, die zu dieser Zeit angenommen werden (Signale vor und nach Aliasing), in einem Fall von gleichzeitigem Empfang mit allen Kanälen und einem Fall von Zeiteilungs-(Umschalt-)Empfang zeigt.

[0020] Fig. 5 ist ein Blockdiagramm, das eine Ausführung der erfindungsgemäßen elektronischen Abtastradarvorrichtung zeigt.

[0021] Fig. 6 ist eine typische Ansicht, die Schneiden von Kurzzeitdaten zeigt.

[0022] Fig. 7 ist eine typische Ansicht, die Berechnen eines Frequenzspektrums zeigt.

[0023] Fig. 8 ist eine typische Ansicht, die eine instantane Schwebungsfrequenz eines Interferenzsignals zu jeder Zeit zeigt.

[0024] Fig. 9 ist eine typische Ansicht, die Frequenzkandidaten vor dem Aliasing zeigt, die aus der instantanen Schwebungsfrequenz erzeugt sind.

[0025] Fig. 10 ist eine Ansicht, die Spitzenwerte jeweiliger die Frequenzkandidaten vor dem Aliasing betreffender Azimute zeigt.

[0026] Fig. 11 ist eine Ansicht, die eine weitere Ausführung der elektronischen Abtastradarvorrichtung zeigt.

[0027] Fig. 12 ist eine Ansicht zur Erklärung der Schätzung des Interferenzsignals durch Anwenden von Übergangsmustern auf der Basis geschätzter Frequenzkandidaten vor dem Aliasing.

[0028] Fig. 13 ist eine Ansicht, die eine weitere Ausführung der elektronischen Abtastradarvorrichtung zeigt.

[0029] Fig. 14 ist eine Ansicht, die ein Beispiel einer Signalunterdrückungsbetragsabbildung zeigt.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0030] Ein Aspekt der Erfindung ist eine elektronische Abtastradarvorrichtung mit einer Sendeantenne zum Aussenden eines Sendesignals, das aus Dauerstrich besteht; einer Empfangsantenne, die zwei oder mehr Antennenkomponenten umfasst; einem Mischer zum Mischen eines Empfangssignals, das von jeder der besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten empfangen wird, und des besagten Sendesignals und zur Gewinnung von Schwebungssignalen für zwei oder mehr Kanäle, die zwei oder mehr Antennenkomponenten entsprechen; einem zwischen besagtem Mischer und besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten bereitgestellten Umschalter zum selektiven Verbinden von besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten mit besagtem Mischer; einem A/D-Wandler zum Abtasten besagten von besagtem Mischer mit einer vorbestimmten Abtastfrequenz gewonnenen Schwebungssignals und zur Gewinnung von Empfangsdaten, die jeweils besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten für zwei oder mehr Kanäle entsprechen; und einem Zieldetektor zur Detektion von Abstand und relativer Geschwindigkeit eines Ziels auf der Basis besagter Empfangsdaten für besagte zwei oder mehr Kanäle, die von besagtem A/D-Wandler abgetastet werden, wobei besagte elektronische Abtastradarvorrichtung umfasst:
 ein Kurzzeitdatenschneiden zum Schneiden besagter abgetasteter Empfangsdaten für zwei oder mehr Kanäle in zwei oder mehr Kurzzeitdaten in einer Zeitrichtung für jeden Kanal;
 einen Frequenzspektrumsberechnungsteil zum Berechnen von Frequenzspektren besagter zwei oder mehr Kurzzeitdaten für jeden besagten Kanal;
 einen Interferenzfrequenzdetektor zum Detektieren einer Interferenzelementfrequenz einer Interferenzwelle aus besagten Frequenzspektren;
 zwei oder mehr Phasenkorrektoren, jeder Korrektor zum Hervorbringen von zwei oder mehr Kandidaten einer Frequenz vor dem Aliasing besagter Interferenzwelle aus besagter Interferenzelementfrequenz besagter Inter-

ferenzwelle und zur Berechnung des Phasenkorrekturbetrags für jeden Kandidaten und zur Phasenkorrektur auf besagter Interferenzelementfrequenz auf der Basis von besagtem Phasenkorrekturbetrag;
zwei oder mehr Extraktoren der Richtung mit maximalem Spitzenwert, jeder Extraktor zum Ausführen von Digitaler Strahlenformungs-Verarbeitung auf besagte Interferenzelementfrequenz nach jeweiligen Phasenkorrekturen und zum Extrahieren des maximalen Spitzenwerts in einer elektrischen Leistung einer Azimutrichtung bei jedem besagten Frequenzkandidaten;
einen Interferenzrichtungswähler zum Auswählen des besagten Frequenzkandidaten, der die maximale Spitzenleistung der maximalen Spitzenwerte besagter jeweiliger Frequenzkandidaten zeigt, und zum Schätzen eines Einfallszazimuts des besagten Interferenzelements aus besagtem Azimut besagter Spitzenleistung des besagten ausgewählten Frequenzkandidaten;
ein Interferenzrichtungselemententferner zum Anwenden eines Filters zum Unterdrücken des besagten Interferenzelements auf besagte mit besagtem Kurzzeitdatenschneiden herausgeschnittene Kurzzeitdaten in besagtem geschätztem Einfallszazimut von besagtem Interferenzelement, um besagtes Interferenzelement zu unterdrücken; und
einen Puffer zum Zusammenfügen besagter Kurzzeitdaten, wobei besagtes Interferenzelement unterdrückt wurde, und zum Wiederherstellen als Daten mit der Länge vor dem Schneiden;
wodurch Abstand und relative Geschwindigkeit des besagten Ziels auf der Basis besagter wiederhergestellter Daten detektiert werden.

[0031] Gemäß diesem Aspekt der Erfindung wird, obwohl die Interferenzelementfrequenz, wenn FM-CW-Radar oder CW-Radar von einem Gegenfahrzeug als Interferenzradar empfangen wird, mit der Zeit fluktuiert, der Interferenzradar in der Struktur dieser Ausführung in die Kurzzeitdaten herausgeschnitten, so dass sich die Frequenz in den Schnittzeitschranken fast nicht ändert, und aus diesem Grund können der Frequenzspektrumsberechnungsteil und der Interferenzfrequenzdetektor die Interferenzelementfrequenz in dem Zeitabschnitt detektieren. Dann ist die Unterdrückung der Interferenz möglich, wobei selbst in dem FM-CW-System oder dem CW-System des elektronischen Abstradars mit Zeitteilungsempfang Richtwirkung genutzt wird.

[0032] Außerdem kann der Interferenzazimut richtig auf der Frequenz nach dem Aliasing detektiert werden, da in dieser Struktur alle möglichen Frequenzen vor dem Aliasing aus den Frequenzen nach dem Aliasing in Betracht gezogen werden, und „Phasenkorrektur“ und „DBF“ darauf ausgeführt werden und die maximalen Spitzenwerte (P1 bis P4) extrahiert werden und der wahrscheinliche Azimut aus zwei oder mehr Kandidaten ausgewählt wird, um die Interferenzrichtung zu bestimmen.

[0033] Ein weiterer Aspekt der Erfindung ist die elektronische Abstradarvorrichtung mit einer Sendeantenne zum Aussenden eines Sendesignals, das aus Dauerstrich besteht;
einer Empfangsantenne, die zwei oder mehr Antennenkomponenten umfasst;
einem Mischer zum Mischen eines Empfangssignals, das von jeder der besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten empfangen wird, und des besagten Sendesignals und zur Gewinnung von Schwebungssignalen für zwei oder mehr Kanäle, die zwei oder mehr Antennenkomponenten entsprechen;
einem zwischen besagtem Mischer und besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten bereitgestellten Umschalter zum selektiven Verbinden von besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten mit besagtem Mischer;
einem A/D-Wandler zum Abtasten besagten von besagtem Mischer mit einer vorbestimmten Abtastfrequenz gewonnenen Schwebungssignals und zur Gewinnung von Empfangsdaten, die jeweils besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten für zwei oder mehr Kanäle entsprechen; und
einem Zieldetektor zur Detektion von Abstand und relativer Geschwindigkeit eines Ziels auf der Basis besagter Empfangsdaten für besagte zwei oder mehr Kanäle, die von besagtem A/D-Wandler abgetastet werden, wobei besagte elektronische Abstradarvorrichtung umfasst:
ein Kurzzeitdatenschneiden zum Schneiden besagter abgetasteter Empfangsdaten für zwei oder mehr Kanäle in zwei oder mehr Kurzzeitdaten in einer Zeitrichtung für jeden Kanal;
einen Frequenzspektrumsberechnungsteil zum Berechnen von Frequenzspektren besagter zwei oder mehr Kurzzeitdaten für jeden besagten Kanal;
einen Interferenzfrequenzdetektor zum Detektieren einer Interferenzelementfrequenz einer Interferenzwelle aus besagten Frequenzspektren;
zwei oder mehr Phasenkorrektoren, jeder Korrektor zum Hervorbringen von zwei oder mehr Kandidaten einer Frequenz vor dem Aliasing besagter Interferenzwelle aus besagter Interferenzelementfrequenz besagter Interferenzwelle und zur Berechnung des Phasenkorrekturbetrags für jeden Kandidaten und zur Phasenkorrektur auf besagter Interferenzelementfrequenz auf der Basis von besagtem Phasenkorrekturbetrag;
zwei oder mehr Extraktoren der Richtung mit maximalem Spitzenwert, jeder Extraktor zum Ausführen von Digitaler Strahlenformungs-Verarbeitung auf besagte Interferenzelementfrequenz nach jeweiligen Phasenkorrek-

turen und zum Extrahieren des maximalen Spitzenwerts in einer elektrischen Leistung einer Azimutrichtung bei jedem besagten Frequenzkandidaten;
 einen Interferenzrichtungswähler zum Auswählen des besagten Frequenzkandidaten, der die maximale Spitzenleistung der maximalen Spitzenwerte besagter jeweiliger Frequenzkandidaten zeigt, und zum Schätzen eines Einfallsazimuts des besagten Interferenzelements aus besagtem Azimut besagter Spitzenleistung des besagten ausgewählten Frequenzkandidaten;
 einen Speicher, um im Voraus zwei oder mehr Übergangsmuster besagter Schwebungsfrequenz des besagten Interferenzelements zu speichern, was zu dem Zeitpunkt des Mischens mit besagter Interferenzwelle in besagtem Mischer geschehen kann;
 einen Filter zur Frequenzkorrektur vor dem Aliasing und zum Vergleichen besagter Frequenz vor dem Aliasing besagter von besagtem Interferenzrichtungswähler geschätzter Interferenzwelle und besagter zwei oder mehr Übergangsmuster in besagtem Speicher, um zu beurteilen, auf welches Übergangsmuster von diesen Übergangsmustern besagte geschätzte Frequenz vor dem Aliasing besagter Interferenzwelle angewendet werden kann, und zum Auswählen des Musters und Korrigieren eines geschätzten Ergebnisses besagter Frequenz vor dem Aliasing besagter Interferenzwelle auf der Basis besagter ausgewählter Übergangsmuster und zum Ausgeben des besagten Ergebnisses; und
 einen Interferenzrichtungselemententferner zum Anwenden eines Filters zum Unterdrücken des besagten Interferenzelements auf besagte abgetastete Empfangsdaten für besagte zwei oder mehr Kanäle auf der Basis von besagtem Einfallsazimut von besagtem geschätztem Interferenzelement und besagtem geschätztem Ergebnis besagter korrigierter Frequenz vor dem Aliasing besagter von besagtem Übergangskorrekturfilter ausgegebener Interferenzwelle, um besagtes Interferenzelement besagter Empfangsdaten zu unterdrücken.

[0034] Gemäß diesem Aspekt der Erfindung wird, auch wenn es aufgrund von Fluktuationen, wie zum Beispiel Rauschen, einen Fehler in der Schwebungsfrequenz vor dem Aliasing gibt, ein der Frequenz vor dem Aliasing entsprechendes Übergangsmuster aus den geschätzten Frequenzen vor dem Aliasing geschätzt, indem zwei oder mehr Übergangsmuster als die Kandidaten der Frequenz vor dem Aliasing angewendet werden, und Teile, auf die das ausgewählte Übergangsmuster nicht angewendet wird, werden korrigiert, wodurch die Genauigkeit des Detektierens des Azimuts auf einem schwachen Interferenzelement, das leicht Einfluss von Rausch-Fluktuationen erhält, verbessert wird und das schwache Interferenzelement entfernt wird.

[0035] Ein weiterer Aspekt der Erfindung ist die elektronische Abstradarvorrichtung, ferner umfassend einen Signalunterdrückungsbetragsabbildungserzeuger zum Berechnen eines Betrags von besagtem n von besagtem Filter in besagtem Interferenzrichtungselemententferner unterdrückten Schwebungssignal auf der Basis von besagtem Einfallsazimut eines Interferenzelements und Ausgeben des unterdrückten Betrags als eine Signalunterdrückungsbetragsabbildung.

[0036] Gemäß diesem Aspekt der Erfindung wird in dieser Struktur die Signalunterdrückungsbetragsabbildung erzeugt und ausgegeben, um den Betrag an Signalunterdrückung auf das ursprüngliche Empfangssignal Rx zu erfassen, wobei die Unterdrückung abhängig von der Unterdrückung des Interferenzsignalelements auszuführen ist, so dass diese Abbildung beim nachfolgenden Verfolgen verwendet (korrigiert) werden kann. Das heißt, dass ein von der Entfernung des Interferenzelements abhängiger Grad an Verringern des Signals erfasst und durch den Zielverfolger in dem nachfolgenden Schritt korrigiert werden kann, so dass das Ziel ohne Verlust desselben verfolgt werden kann, auch wenn die Interferenzelemente dem entgegenstehen.

BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGEN

[0037] Ausführungen der Erfindung werden nun mit Bezug auf die angefügten Zeichnungen erklärt.

[0038] **Fig. 5** ist ein Blockdiagramm, das eine Ausführung einer erfindungsgemäßen elektronischen Abstradarvorrichtung zeigt, **Fig. 6** ist eine typische Ansicht, die Schneiden von Kurzzeitdaten zeigt, **Fig. 7** ist eine typische Ansicht, die Berechnen eines Frequenzspektrums zeigt, **Fig. 8** ist eine typische Ansicht, die eine instantane Schwebungsfrequenz eines Interferenzsignals zu jeder Zeit zeigt, **Fig. 9** ist eine typische Ansicht, die Frequenzkandidaten vor dem Aliasing zeigt, die aus der instantanen Schwebungsfrequenz erzeugt sind, **Fig. 10** ist eine Ansicht, die Spitzenwerte jeweiliger die Frequenzkandidaten vor dem Aliasing betreffender Azimute zeigt, **Fig. 11** ist eine Ansicht, die eine weitere Ausführung der elektronischen Abstradarvorrichtung zeigt, **Fig. 12** ist eine Ansicht zur Erklärung der Schätzung des Interferenzsignals durch Anwenden von Übergangsmustern auf der Basis geschätzter Frequenzkandidaten vor dem Aliasing, **Fig. 13** ist eine Ansicht, die eine weitere Ausführung der elektronischen Abstradarvorrichtung zeigt und **Fig. 14** ist eine Ansicht, die ein Beispiel einer Signalunterdrückungsbetragsabbildung zeigt.

[0039] Fig. 5 ist ein Blockdiagramm, das eine elektronische Abtastradarvorrichtung **1** zeigt, die eine Ausführung der Erfindung ist. Diese Radarvorrichtung **1** ist eine FM-CW-Radarvorrichtung, wobei ein Sendesignal Tx, das durch das Durchführen von Frequenzmodulation (FM) auf Dauerstrich (CW) gewonnen wird, verwendet wird. Und die Radarvorrichtung ist eine DBF-Radarvorrichtung zum Durchführen Digitaler Strahlenformung in einer Empfangs-Array-Antenne **8**. Diese Radarvorrichtung **1** ist eine sogenannte Fahrzeugradarvorrichtung, die auf einem Fahrzeug vorgesehen ist und einen Abstand zu einem in eine Vorwärtsrichtung fahrenden Fahrzeug (Ziel) und seine relative Geschwindigkeit detektiert. Das von der Radarvorrichtung **1** detektierte Ergebnis wird für Steuerinformation in einem fahrenden Fahrzeug verwendet. Als Sendewellen werden Mikrowellen verwendet.

[0040] Diese Radarvorrichtung **1** hat durch die Verwendung des Umschalters **7** nur einen Satz analoger Vorrichtungen in der gesamten Struktur, wie zum Beispiel einen RF-Verstärker **9** und einen Mischer **10**. Die Radarvorrichtung **1** hat einen Sender/Empfänger **4**, und der Sender/Empfänger **4** hat einen Oszillator **2**, dessen Mittenfrequenz f_0 ist (wie zum Beispiel 76 GHz), einen Verstärker **3** und eine Sendeantenne **5**. Der Oszillator **2** gibt ein Signal aus, das durch Multiplizieren einer Trägerwelle einer Frequenz f_0 mit einer Dreiecksmodulation einer Frequenzmodulationsbreite ΔF , das heißt einer modulierten Welle (Sendesignal Tx) einer Frequenz $f_0 \pm \Delta F/2$ mit einer Steuerspannung, gewonnen wird, die von einem Gleichstrom zur Modulation (nicht gezeigt) ausgegeben wird. Die modulierten Wellen werden von dem Verstärker **3** verstärkt und werden von der Sendeantenne **5** als elektromagnetische Wellen emittiert. Ein Teil der Sendesignale Tx wird in dem Mischer **10** als lokale Signale zum Detektieren von Wellen auf Empfangsseite ausgegeben. Die Sendeantenne **5** umfasst vier Elementantennen, zum Beispiel, um eine gewünschte Richtwirkung in einer horizontalen Richtung zu erzielen.

[0041] Die Empfangs-Array-Antenne **8**, die an dem Sender/Empfänger **4** bereitgestellt ist, hat eine Anzahl "K" an Array-Antennenkomponenten **6**, die erstem Kanal (#1) bis K-tem Kanal (#K) entsprechen, wobei die Array-Elemente **6** in gleichen Intervallen linear angeordnet sind. Jede Antennenkomponente **6** umfasst zwei Elementantennen und hat eine Richtwirkung, die in einer horizontalen Richtung fest ist, ähnlich der Sendeantenne **13**. Der Umschalter **7** hat eine Anzahl "K" an Eingabeanschlüssen und einen Ausgabeanschluss, und jede Array-Antennenkomponente **6** der Array-Antenne **8** ist mit jedem Eingabeanschluss verbunden. Der Ausgabeanschluss ist mit irgendeinem der Eingabeanschlüsse verbunden, und die Verbindung wird periodisch von einem Umschaltsignal (einem Taktsignal) umgeschaltet. Die Verbindung wird auf einem Schaltkreis elektrisch umgeschaltet.

[0042] Ein Empfangssignal Rx wird zeitgeteilt und von dem Umschalter **7** bei einem Takt von $1/f_{sw}$ gebündelt. Die Reihenfolge des Umschaltens ist zufällig. Wenn die Empfangsantenne aus den Array-Antennenkomponenten **6** mit fünf Kanälen besteht, die in gleichen Intervallen angeordnet sind, mag das Umschalten zum Beispiel nicht in der Anordnungsreihenfolge von einer Kante beginnend erfolgen, wie zum Beispiel $1ch \rightarrow 5ch \rightarrow 4ch \rightarrow 2ch \rightarrow 3ch$. Das zeitgeteilte gebündelte Signal wird von dem RF-Verstärker **9** verstärkt, und das verstärkte und das von dem Mischer **10** verteilte Sendesignal Tx werden miteinander gemischt. Das Empfangssignal Rx wird durch dieses Mischen abwärtsgewandelt, und das Schwebungssignal S3, das ein Differenzsignal zwischen dem Sendesignal Tx und dem Empfangssignal Rx ist, wird wie in Fig. 1(b) gezeigt erzeugt. Die Verarbeitung zur Gewinnung des Schwebungssignals S3 auf der Basis des Empfangssignals Rx und des Sendesignals Tx ist aus dem Stand der Technik bekannt und ist zum Beispiel in der japanischen Patentanmeldung, deren Veröffentlichungsnummer H11-133142 ist, offenbart. Daher wird die Erklärung der Details in der Spezifikation ausgelassen.

[0043] In einem FM-CW-System mit Dreieckswellenmodulation sind die folgenden Ausdrücke erfüllt

[Ausdruck 2]

$$fb1 = fr - fd$$

[Ausdruck 3]

[0044]

$$fb2 = fr + fd$$

wobei fr die Schwebungsfrequenz bezeichnet, wenn die relative Geschwindigkeit Null ist, fd Doppler-Frequenz auf der Basis relativer Geschwindigkeit bezeichnet, $fb1$ Schwebungsfrequenz in einem Abschnitt, in dem die

Frequenz steigt, (Aufwärtsabschnitt) bezeichnet und fb2 Schwebungsfrequenz in einem Abschnitt, in dem die Frequenz fällt, (Abwärtsabschnitt) bezeichnet.

[0045] Wenn die Schwebungsfrequenzen fb1 und fb2 in dem Aufwärtsabschnitt und dem Abwärtsabschnitt in dem Modulationszyklus separat gemessen werden, können fr und fd aus den folgenden Ausdrücken 4 und 5 gewonnen werden.

[Ausdruck 4]

$$f_r = (f_{b1} + f_{b2})/2$$

[Ausdruck 5]

$$f_d = (f_{b2} - f_{b1})/2$$

[0046] Wenn fr und fd festgelegt sind, können Abstand R und Geschwindigkeit V eines Ziels durch die folgenden Ausdrücke 6 und 7 gewonnen werden.

[Ausdruck 6]

$$R = (C/(4 \cdot \Delta F \cdot f_m)) \cdot f_r$$

[Ausdruck 7]

[0047]

$$V = (C/(2 \cdot f_0)) \cdot f_d$$

wobei C Lichtgeschwindigkeit bezeichnet und fm FM-Modulationsfrequenz bezeichnet. Das erzeugte Schwebungssignal S3 wird als eine Anzahl N an Daten mit Abtastfrequenz fs von dem A/D-Wandler 13 über einen Verstärker 11 und einen Tiefpassfilter 12 abgetastet und quantisiert. Die abgetasteten und quantisierten Daten werden in einem Puffer 14 als eine Anzahl „K (Kanäle) × N an Empfangsdaten DT1 gespeichert, wie durch den folgenden Ausdruck gezeigt, und werden in einem Zieldetektor 17 ausgegeben.

[Ausdruck 8]

$$\begin{pmatrix} x[1][1] & \dots & x[1][N] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x[K][1] & \dots & x[K][N] \end{pmatrix} \dots \dots (8)$$

[0048] Der Zieldetektor 17 hat einen Interferenzunterdrücker 30, einen Schwebungsfrequenzdetektor 31, einen Phasenkorrektor 32 sowie einen Azimutdetektor 33, wie in Fig. 5 gezeigt, und der Interferenzunterdrücker 30 hat ein Kurzzeitdatenschneiden 19, einen Frequenzspektrumsberechnungsteil 20, einen Interferenzfrequenzdetektor 18, einen Phasenkorrektor 21, eine DBF-(Digitale Strahlenformungs-)Verarbeitung 22, einen Extraktor der Richtung mit maximalem Spitzenwert 23, einen Interferenzrichtungswähler 25 und einen Interferenzrichtungselemententferner 26 sowie einen Puffer 27.

[0049] Wie in Fig. 6 gezeigt schneidet das Kurzzeitdatenschneiden 19 eine Anzahl N an in einer Zeitrichtung gespeicherten Empfangsdaten RD in eine Anzahl M an Kurzzeitdaten SD, wie in dem folgenden Ausdruck für jeden jedem Array-Antennenelement 6 entsprechenden Kanal gezeigt.

[Ausdruck 9]

$$\left(\begin{array}{cccc} x[k][1] & \dots & x[k][t] & \dots & x[k][N-M+1] \\ x[k][2] & \dots & x[k][t+1] & \dots & x[k][M-M+2] \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x[k][M] & \dots & x[k][t+M-1] & \dots & x[k][N] \end{array} \right) \dots \dots (9)$$

$k = 1 \dots K$
 $t = 1 \dots N - M + 1$

[0050] Anschließend führt der Frequenzspektrumsberechnungsteil 20 eine diskrete Fourier-Transformation auf die in einer kurzen Zeit herausgeschnittenen Daten aus, wie in Fig. 7 und Ausdruck 10 gezeigt, und konvertiert die Daten in Daten im Frequenzbereich, um ein Frequenzspektrum zu berechnen.

[Ausdruck 10]

$$(Y[k][1](f) \dots Y[k][t](f) \dots Y[k][N - M + 1](f)) \quad (10)$$

[0051] Der Interferenzfrequenzdetektor 18 gewinnt einen Durchschnitt zwischen K Leistungs-Kanälen nach diskreter Fourier-Transformation und detektiert einen Spitzenwert in der Frequenzrichtung und gewinnt die Frequenz, bei der ein durchschnittliches Leistungsniveau bei seinem Spitzenwert eines Interferenzelements zu jeder Zeit t (Interferenzelementfrequenz) maximal ist, als eine instantane Schwebungsfrequenz, wie in Fig. 8 gezeigt. Dies wird durch den folgenden Ausdruck repräsentiert.

[Ausdruck 11]

$$f_{BA}[t], (t = 1 \dots N - M + 1) \quad (11)$$

[Ausdruck 12]

$$f_{BA}[t] = \arg \max_f \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |Y[k][t](f)|^2 \right), t = 1 \dots N - M + 1 \quad \dots \dots (12)$$

[0052] Wie in Fig. 9 gezeigt erzeugt der Phasenkorrektor 21 zwei oder mehr Kandidaten einer Schwebungsfrequenz vor dem Aliasing f_{BB} des Interferenzelements aus einer instantanen Schwebungsfrequenz des Interferenzelements $f_{BA}[t]$.

[Ausdruck 13]

$$f_{BB}[t][2p + q] = p \cdot F_S + (-1)^q \cdot f_{BA}[t]$$

wherein (3)
 $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \pm p_{MAX}$ $q = 0, 1$

[0053] P_{MAX} wird aus der höchsten Schwebungsfrequenz, die eine vor dem Aliasing sein soll, bestimmt. Ferner wird ein jeder instantanen Schwebungsfrequenz vor dem Aliasing entsprechender Phasenkorrekturbetrag $\Delta\Phi$ aus zwei oder mehr Kandidaten der instantanen Schwebungsfrequenz vor dem Aliasing f_{BB} berechnet und erzeugt.

[Ausdruck 14]

$$\Delta\phi[k][t][2p + q] = 2 \cdot \pi \cdot f_{BB}[t][2p + q] \cdot \tau[k] \quad (14)$$

[0054] Mit den zwei oder mehr Phasenkorrekturbeträgen $\Delta\Phi$ wird die Phase auf einer entsprechenden Interferenzelement-Schwebungsfrequenz f_{BA} der Daten nach Fourier-Transformation in einer kurzen Zeit korrigiert.

Die Daten nach Fourier-Transformation in einer kurzen Zeit nach der Phasenkorrektur werden durch Y_c ausgedrückt.

[Ausdruck 15]

$$Y_c[k][t][2p + q] = Y[k][t](f_{BA}[t]) \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \Delta\phi[k][t][2p + q]) \quad (15)$$

[0055] Anschließend führt die DBF-Verarbeitung **22** eine wohlbekanntere DBF (Digitale Strahlenformung) auf die Daten nach Fourier-Transformation in einer kurzen Zeit Y_c nach Phasenkorrektur aus. In der Referenz 1 sind Details über DBF-Verarbeitung offenbart.

[Ausdruck 16]

$$Z[t][2p + q](\theta) = \left| \sum_{k=1}^K w_k(\theta) \cdot Y_c[k][t][2p + q] \right|^2 \quad \dots \dots (16)$$

wobei θ einen Azimut für DBF-Abtasten repräsentiert. In solch einer Situation, dass, wie oben erwähnt, die Kanäle zufällig umgeschaltet werden, ist eine Korrelation zwischen dem Kandidaten, auf dem die Korrektur nicht richtig ausgeführt wird, und einem Lenkungsvektor gering. Im Gegensatz dazu ist die Korrelation zwischen dem Kandidaten, auf dem die Korrektur richtig ausgeführt wird, und dem Lenkungsvektor hoch, so dass erwartet werden kann, dass eine Energie in der Interferenzrichtung das Maximum ist. Dann können die Schwebungsfrequenz und die Richtung der Interferenz aus dem Kandidaten bestimmt werden, wobei der Spitzenwert nach DBF das Maximum ist.

[0056] Dann detektiert der Extraktor der Richtung mit maximalem Spitzenwert **23** maximale Spitzenwerte P1, P2, P3 und P4 in der Azimutrichtung für jeden von zwei oder mehr Kandidaten der Frequenz vor dem Aliasing, wie in Fig. 10 gezeigt.

[Ausdruck 17]

$$\theta_{PK}[t][2p + q] = \arg \max_{\theta} (Z[t][2p + q](\theta)) \quad \dots \dots (17)$$

[0057] Anschließend wählt der Interferenzrichtungswähler **25** die Kandidatennummer aus, deren Spitzenniveau das höchste von zwei oder mehr Kandidaten der Frequenz vor dem Aliasing ist, wie in Fig. 10 gezeigt (P2 in dem Fall von Fig. 10). Und anhand dieser Kandidatennummer werden ein Einfallsazimut $\theta_T[t]$ des Interferenzelements und der Schwebungsfrequenz vor dem Aliasing $f_{BT}[t]$ des Interferenzelements geschätzt.

[Ausdruck 18]

$$\begin{aligned} r[t] &= \max_{2p+q} (Z[t][2p + q](\theta_{PK}[t][2p + q])) \\ \theta_T[t] &= \theta_{PK}[t][r[t]] \quad \dots \dots (18) \\ f_{BT}[t] &= f_{BB}[t][r[t]] \end{aligned}$$

[0058] Der Interferenzrichtungselemententferner **26** erzeugt eine Projektionsmatrix zum Unterdrücken des folgenden Interferenzelements aus dem detektierten Einfallsazimut des Interferenzelements für jede Zeit.

[Ausdruck 19]

[0059]

$$P[t] = I - h[t] \cdot h[t]^H \quad (19)$$

wobei

[Ausdruck 20]

$$\mathbf{h}[t] = \begin{pmatrix} w_1(\theta_T[t]) \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{BT}[t] \cdot \tau[1]) \\ w_2(\theta_T[t]) \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{BT}[t] \cdot \tau[2]) \\ \vdots \\ w_K(\theta_T[t]) \cdot \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{BT}[t] \cdot \tau[K]) \end{pmatrix} \dots\dots (20)$$

[0060] Dann kann das Interferenzelement unterdrückt werden, indem dieser Ausdruck auf die ursprünglichen Empfangsdaten SD angewendet wird, die in die von dem Kurzzeitdatenschneiden **19** ausgegebenen Kurzzeitdaten herausgeschnitten wurden (siehe **Fig. 6**).

[Ausdruck 21]

$$\mathbf{x}_c[t] = \begin{pmatrix} x_c[1][t] \\ \vdots \\ x_c[K][t] \end{pmatrix} = \mathbf{P}[t] \cdot \begin{pmatrix} x[1][t] \\ \vdots \\ x[K][t] \end{pmatrix} \dots\dots (21)$$

[0061] Der Puffer **27** speichert die Zahl der ursprünglichen Daten der Kurzzeitdaten SD, in denen das Interferenzsignalelement unterdrückt wurde, das heißt $x_c[t]$, und das Kurzzeitdatenschneiden **19** schneidet die gespeicherten Daten, der Interferenzrichtungselemententferner **26** stellt die Kurzzeitdaten SD, deren Interferenzrichtungselement unterdrückt und entfernt wurde, wieder als die Empfangsdaten RD, DT1 vor dem Schneiden her (siehe **Fig. 6**) und sendet in dem nachfolgenden Schritt die wiederhergestellten Daten zu dem Schwebungsfrequenzdetektor **17**. In dem oben erwähnten Zustand wird das Signal, in dem das Interferenzelement entfernt (unterdrückt) wurde, von dem in dem Puffer **14** des Senders/Empfängers **5** in **Fig. 5** gespeicherten Schwebungssignal in dem nachfolgenden Schritt richtig in den Schwebungsfrequenzdetektor **31** ausgegeben.

[0062] Dann werden wohlbekannt Prozeduren auf dem Schwebungssignal ausgeführt, in dem das Interferenzelement von dem Interferenzunterdrücker **30** des Zieldetektors **17** in dem Schwebungsfrequenzdetektor **31**, dem Phasenkorrektor **32** und dem Azimutdetektor **33** unterdrückt wurde, und der Abstand zwischen dem eigenen Fahrzeug und einem Ziel, wie zum Beispiel einem voranfahrenden Fahrzeug, die relative Geschwindigkeit und der Azimut werden berechnet. Ferner führt der Zielverfolger **35** wie in **Fig. 5** gezeigt Operationsprozeduren aus, wie zum Beispiel Detektion des voranfahrenden Fahrzeugs durch eine Zeitverfolgung. Die detaillierte Prozedur in dem Zielverfolger **35** ist aus dem Stand der Technik bekannt und ist zum Beispiel in der japanischen Patentanmeldung, deren Veröffentlichungsnummer 2003-270341 ist, offenbart. Daher wird die Erklärung der Details in der Spezifikation ausgelassen. Außerdem sind die Prozeduren in dem Schwebungsfrequenzdetektor **31**, dem Phasenkorrektor **32** und dem Azimutdetektor **33** wohlbekannt Verfahren, die im Detail in der Referenz 1 erwähnt sind. Daher wird ebenfalls die Erklärung der Details in der Spezifikation ausgelassen.

[0063] Diese Ausführung wird unter der Annahme erklärt, dass diese Verarbeitungsteile und die Operationen derselben durch eine Signalverarbeitungs-Software verwirklicht werden, die durch einen Mikroprozessor oder einen Datensignalprozessor zu betreiben sind. Diese Verarbeitungen können jedoch ebenfalls mit einem integrierten Schaltkreis auf einer Halbleitervorrichtung, wie zum Beispiel FPGA und LSI, verwirklicht werden.

[0064] In der zuvor erwähnten Ausführung haben die jeweiligen Verarbeitungsteile, die der Interferenzunterdrücker **30** umfasst, folgende Funktionen. Das heißt,

- A) Das Kurzzeitdatenschneiden **19** schneidet viele Kanäle von in dem vorherigen Schritt von dem Puffer empfangenen Daten in zwei oder mehr Kanäle von Kurzzeitdaten.
- B) Der Frequenzspektrumsberechnungsteil **20** berechnet das Kurzzeitfrequenzspektrum aus den Kurzzeitdaten.
- C) Der Interferenzfrequenzdetektor **18** detektiert die Interferenzelementfrequenz aus dem Kurzzeitfrequenzspektrum.

- D) Der Phasenkorrektor **21** nimmt zwei oder mehr Frequenzen vor dem Aliasing von der detektierten Interferenzelementfrequenz an und führt Phasenkorrektur auf jede Frequenz vor dem Aliasing aus.
- E) Zwei oder DBF-Verbeitungen **22** führen nach Phasenkorrektur die DBF (Digitale Strahlenformung) auf die Daten aus.
- F) Zwei oder mehr Extraktoren der Richtung mit maximalem Spitzenwert **23** extrahieren einen Spitzenwert in der Azimutrichtung aus dem Ergebnis der DBF-Verarbeitung und extrahieren den Azimut mit maximalem Leistungsniveau und sein Spitzenniveau.
- G) Der Interferenzrichtungswähler **25** wählt einen Spitzenazimut/eine Spitzenleistung mit der maximalen Spitzenleistung aus zwei oder mehr und detektiert den Interferenzazimut mit dem dem ausgewählten Spitzenwert entsprechenden Azimut.
- H) Der Interferenzrichtungselementunterdrücker **26** wendet einen Filter zum Unterdrücken des Elements in der Azimutrichtung von zwei oder mehr Kanälen von Kurzzeitdaten auf der Basis der gewählten Interferenzrichtung an.
- I) Der Puffer **27** fügt zwei oder mehr Kanäle von Kurzzeitdaten nach Unterdrücken des Interferenzelements zusammen und stellt sie als einen mit der ursprünglichen Datenlänge wieder her.

[0065] Obwohl die Interferenzelementfrequenz mit der Zeit fluktuiert, wenn FM-CW-Radar oder CW-Radar von einem Gegenfahrzeug als Interferenzradar empfangen wird, wird der Interferenzradar in der Struktur dieser Ausführung in die Kurzzeitdaten herausgeschnitten, so dass sich die Frequenz in den Schranken der Schnittzeit fast nicht ändert. Entsprechend können der Frequenzspektrumsberechnungsteil **20** und der Interferenzfrequenzdetektor **18** die Interferenzelementfrequenz in dem Zeitabschnitt detektieren.

[0066] Ferner kann in dieser Struktur dieser Ausführung ein richtiger Interferenzazimut ebenfalls auf der Frequenz mit Aliasing detektiert werden, da der wahrscheinlichste Azimut aus zwei oder mehr möglichen Kandidaten ausgewählt wird und als die Interferenzrichtung bestimmt wird, indem alle möglichen Frequenzen vor dem Aliasing der Frequenzen nach dem Aliasing in Betracht gezogen werden, um „Phasenkorrektur“ und „DBF-Verarbeitung“ auf ihnen auszuführen, und indem ihr maximaler Spitzenwert extrahiert wird.

[0067] Und es ist möglich, die Interferenzunterdrückungsverarbeitung mit dem Interferenzazimut selbst in dem Radar vom Zeiteilungs-Empfang-Typ zu verwirklichen, da die Struktur einen Mechanismus zum Entfernen von Interferenzrichtungselementen aus dem Interferenzazimut und zum Zusammenfügen von Kurzzeitdaten aufweist.

[0068] Fig. 11 zeigt ein weiteres Beispiel des Interferenzunterdrückers **30** in der Radarvorrichtung. In Fig. 11 ist jedem einem Teil in dem Interferenzunterdrücker **30** von Fig. 5 gleichen Teil dieselbe Bezugszahl zugeordnet, so dass dessen Erklärung des Teils ausgelassen wird. Und die andere Struktur ist mit Ausnahme des Interferenzunterdrückers **30** in der Radarvorrichtung dieselbe wie der Fall von Fig. 5.

[0069] Die Radarvorrichtung **1** von Fig. 11 ist eine Struktur, die der Radarvorrichtung **1** von Fig. 5 einen Übergangskorrekturfilter **36** hinzufügt. Der Übergangskorrekturfilter **36** speichert im Voraus in Fig. 12(d) gezeigte Übergangsmuster PAT1, PAT2, PAT3 der Schwebungsfrequenz des Interferenzwellenelements, die zur Zeit des Mischens mit der Interferenzwelle in dem Mischer **10** auftreten können, und korrigiert ordnungsgemäß die Schwebungsfrequenz vor dem Aliasing, die von dem Interferenzrichtungswähler **25** durch Vergleichen dieser Übergangsmuster PAT1, PAT2, PAT3 geschätzt wurde, und die Schwebungsfrequenz vor dem Aliasing des Interferenzelements, die von dem Interferenzrichtungswähler **25** geschätzt wurde.

[0070] In dem Fall von Fig. 12 zum Beispiel beinhaltet das Ergebnis der geschätzten Frequenz vor dem Aliasing, die von dem Interferenzrichtungswähler **25** detektiert wurde, einen Fehler aufgrund von Fluktuationen, wie zum Beispiel Rauschen, wie in Fig. 12(b) gezeigt. Dann wird das richtige Übergangsmuster in solch einer Weise ausgewählt, dass mögliche Übergangsmuster PAT1, PAT2, PAT3, die im Voraus berechnet und in einem ordnungsgemäßen Speicher gespeichert wurden, auf die Ausgabe von diesem Wähler angewendet werden, und auf welches Übergangsmuster dies angewendet wird, wird durch Auswählen des Musters mit den meisten übereinstimmenden Kandidaten beurteilt, das heißt, durch Auswählen des Musters mit Mehrheitsentscheidung. Danach wird das Ergebnis, das nicht dem ausgewählten Muster entspricht, gemäß dem ausgewählten Übergangsmuster korrigiert. In dem Fall von Fig. 12 wird das ursprüngliche Muster als das durch das Muster PT2 gezeigte Frequenzmuster beurteilt, da viele geschätzte Ergebnisse mit dem Muster PT2 übereinstimmen. Ferner wird das geschätzte Ergebnis, welches nicht mit der Linie des Musters PT2 übereinstimmt, korrigiert, so dass es mit dem Muster PT2 übereinstimmt, und die Schwebungsfrequenz, die als die Interferenzwelle als richtigste angesehen wird, wird wie in Fig. 12(c) gezeigt bestimmt. Und die Interferenz wird wie zuvor erwähnt

unterdrückt, wobei das geschätzte Ergebnis der Schwebungsfrequenz vor dem Aliasing und das geschätzte Ergebnis des Interferenzazimuts genutzt werden, wie in Fig. 12(c) gezeigt.

[0071] In dem Fall von Fig. 11 ist der Puffer 27 direkt vor dem Interferenzrichtungselemententferner 26 bereitgestellt, was sich von dem Fall von Fig. 5 unterscheidet. Dies liegt daran, dass im Fall von Fig. 5 der Interferenzrichtungselemententferner 26 das Interferenzrichtungselement auf den Empfangsdaten SD entfernt, die für zwei oder mehr (K) Kanäle in die Kurzzeitdaten von Fig. 6 geschnitten wurden, während im Fall der Ausführung von Fig. 11 der Puffer 27 die Kurzzeitdaten SD für die Zahl der ursprünglichen Daten speichert und der Interferenzrichtungselemententferner 26 das Interferenzrichtungselement auf dem Signal, das als zwei oder mehr (K) Kanäle der Empfangsdaten DT1 vor dem Schneiden (siehe Fig. 6) wiederhergestellt wurde, entfernt.

[0072] Selbst wenn es aufgrund von Fluktuationen, wie zum Beispiel Rauschen, einen Fehler in der Schwebungsfrequenz vor dem Aliasing gibt, wird somit ein entsprechendes Übergangsmuster ausgewählt, indem zwei oder mehr Übergangsmuster als die Kandidaten der Frequenz vor dem Aliasing angewendet werden, und Teile, auf die das ausgewählte Übergangsmuster nicht angewendet wird, werden korrigiert, wodurch die Genauigkeit des Detektierens des Azimuts auf einem schwachen Interferenzelement, das leicht Einfluss von Rausch-Fluktuationen erhält, verbessert wird und das schwache Interferenzelement entfernt wird.

[0073] Fig. 13 zeigt eine weitere Ausführung der Radarvorrichtung. In Fig. 13 ist jedem einem Teil in Fig. 5 gleichen Teil dieselbe Bezugszahl zugeordnet, so dass dessen Erklärung des Teils ausgelassen wird. In dieser Ausführung ist ein Signalunterdrückungsbetragsabbildungserzeuger der Vorrichtung von Fig. 5 hinzugefügt. Eine Signalunterdrückungsbetragsabbildung, die von dem Signalunterdrückungsbetragsabbildungserzeuger 37 erzeugt wird, wird an den Zielverfolger 35 ausgegeben.

[0074] Operationen sind mit Ausnahme des Signalunterdrückungsbetragsabbildungserzeugers 37 der Vorrichtung von Fig. 5 ähnlich. Dann werden hauptsächlich die Operationen in dem Signalunterdrückungsbetragsabbildungserzeuger 37 erklärt. Aus der von dem Interferenzrichtungswähler 25 gewonnenen Interferenzrichtung wird eine Signalunterdrückungsbetragsabbildung MAP berechnet, die von der nächsten Azimutschwebungsfrequenz abhängt

[Ausdruck 22]

$$Loss(\theta, f_B) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{t=1}^N P\{t\} \cdot \left(\begin{array}{ccc} \exp(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_B \cdot \tau\{1\}) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \exp(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_B \cdot \tau\{K\}) \end{array} \right) \cdot \frac{\mathbf{w}(\theta)}{|\mathbf{w}(\theta)|} \Bigg|^2$$

wherein

$$\mathbf{w}(\theta) = (w_1(\theta) \quad w_2(\theta) \quad \dots \quad w_K(\theta))^H$$

..... (2 2)

[0075] Fig. 14 zeigt die Signalunterdrückungsbetragsabbildung MAP im Fall von fb = 100 kHz, das heißt, Verlust (θ, 100 kHz). Diese Signalunterdrückungsbetragsabbildung wird in den Zielverfolger 35 in dem nachfolgenden Schritt eingegeben. Bei dem Verfolgen in dem nachfolgenden Schritt wird die Glaubhaftigkeit beim Detektieren eines Ziels berechnet, wobei die Leistung zu der Zeit der Zieldetektion genutzt wird. Bei dieser Gelegenheit verringert sich aufgrund der Entfernung des Interferenzrichtungselements durch den Interferenzunterdrücker zusätzlich zu dem Interferenzelement ebenfalls ein erwünschtes Signalelement unter dem Interferenzelement des Schwebungssignals. Der verringerte Betrag wird berechnet, und mit der hier berechneten Signalunterdrückungsbetragsabbildung MAP erfasst und die Korrektur wird ausgeführt, so dass richtigeres Verfolgen möglich ist.

[0076] Ein Grad von Verringerung des Signals kann durch den Zielverfolger 35 erfasst und korrigiert werden, da in dieser Struktur die Signalunterdrückungsbetragsabbildung MAP erzeugt wird, um den Betrag der Signalunterdrückung auf dem ursprünglichen Empfangssignal Rx zu erfassen, wobei die Unterdrückung abhängig von der Unterdrückung des Interferenzsignalelements auszuführen ist, und die Abbildung wird in das Verfolgen eingegeben und verwendet (korrigiert). Aus diesem Grund kann das Ziel ohne Verlust desselben verfolgt werden.

[0077] Die Erfindung kann auch zusätzlich zu einer elektronischen Abtastradarvorrichtung vom FM-CW-Typ auf eine elektronische Abtastradarvorrichtung vom CW-Typ angewendet werden.

[0078] Die Erfindung kann für eine elektronische Abtastradarvorrichtung vom FM-CW-Typ oder vom CW-Typ zur Verwendung auf Fahrzeugen verwendet werden.

[0079] Die vorliegende Erfindung wurde auf der Basis der erörterten Beispielausführungen erklärt. Obwohl einige Variationen erwähnt wurden, sind die in der Spezifikation beschriebenen Ausführungen veranschaulichend und nicht beschränkend. Der Umfang der Erfindung ist durch die beiliegenden Patentansprüche gekennzeichnet und ist nicht durch die Beschreibungen der spezifischen Ausführungen beschränkt. Entsprechend sind alle Umformungen und Änderungen innerhalb des Umfangs der Patentansprüche als in dem Umfang der vorliegenden Erfindung enthalten zu interpretieren.

Patentansprüche

1. Elektronische Abtastradarvorrichtung (1), mit
 einer Sendeantenne (5) zum Aussenden eines kontinuierlichen Sendesignals (Tx) im cw-Betrieb;
 einer Empfangsantenne (8), die zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) umfasst;
 einem Mischer (10) zum Mischen eines Empfangssignals (Rx), das von jeder der besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) empfangen wird, und des besagten Sendesignals und zur Gewinnung von Schwebungssignalen (S3) für zwei oder mehr Kanäle, die zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) entsprechen;
 einem zwischen besagtem Mischer (10) und besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) bereitgestellten Umschalter (7) zum selektiven Verbinden von besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) mit besagtem Mischer (10);
 einem A/D-Wandler (13) zum Abtasten besagten von besagtem Mischer (10) mit einer vorbestimmten Abtastfrequenz gewonnenen Schwebungssignals (S3) und zur Gewinnung von Empfangsdaten, die jeweils besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) für zwei oder mehr Kanäle entsprechen; und
 einem Zieldetektor (17) zur Detektion von Abstand und relativer Geschwindigkeit eines Ziels auf der Basis besagter Empfangsdaten für besagte zwei oder mehr Kanäle, die von besagtem A/D-Wandler (13) abgetastet werden, wobei besagte elektronische Abtastradarvorrichtung (1) umfasst:
 ein Mittel (19) zum Kurzzeitdatenschneiden besagter abgetasteter Empfangsdaten für zwei oder mehr Kanäle in zwei oder mehr Kurzzeitdaten in einer Zeitrichtung für jeden Kanal;
 ein Frequenzspektrumberechnungsmittel (20) zum Berechnen von Frequenzspektren besagter zwei oder mehr Kurzzeitdaten für jeden besagten Kanal;
 einen Interferenzfrequenzdetektor (18) zum Detektieren einer Interferenzelementfrequenz einer Interferenzwelle aus besagten Frequenzspektren;
 zwei oder mehr Phasenkorrektoren (21), jeder Korrektor zum Hervorbringen von zwei oder mehr Kandidaten einer Frequenz vor dem Aliasing besagter Interferenzwelle aus besagter Interferenzelementfrequenz besagter Interferenzwelle und zur Berechnung des Phasenkorrekturbetrags für jeden Kandidaten und zur Phasenkorrektur auf besagter Interferenzelementfrequenz auf der Basis von besagtem Phasenkorrekturbetrag;
 zwei oder mehr Extraktoren der Richtung mit maximalem Spitzenwert (23), jeder Extraktor zum Ausführen Digitaler Strahlenformung auf besagte Interferenzelementfrequenz nach jeweiligen Phasenkorrekturen und zum Extrahieren des maximalen Spitzenwertes (P1, P2, P3, P4) in einer elektrischen Leistung einer Azimutrichtung bei jedem besagten Frequenzkandidaten;
 einen Interferenzrichtungswähler (25) zum Auswählen des besagten Frequenzkandidaten, der die maximale Spitzenleistung der maximalen Spitzenwerte (P1, P2, P3, P4) besagter jeweiliger Frequenzkandidaten zeigt, und zum Schätzen eines Einfallsazimuts des besagten Interferenzelements aus besagtem Azimut besagter Spitzenleistung des besagten ausgewählten Frequenzkandidaten;
 einen Interferenzrichtungselemententferner (26) zum Anwenden eines Filters zum Unterdrücken des besagten Interferenzelements auf besagte mit besagtem Kurzzeitdatenschneiden herausgeschnittene Kurzzeitdaten in besagtem geschätztem Einfallsazimut von besagtem Interferenzelement, um besagtes Interferenzelement zu unterdrücken; und
 einen Puffer (27) zum Zusammenfügen besagter Kurzzeitdaten, wobei besagtes Interferenzelement unterdrückt wurde, und zum Wiederherstellen als Daten mit der Länge vor dem Schneiden;
 wodurch Abstand und relative Geschwindigkeit des besagten Ziels auf der Basis besagter wiederhergestellter Daten detektiert werden.

2. Elektronische Abtastradarvorrichtung (1), mit
 einer Sendeantenne (5) zum Aussenden eines kontinuierlichen Sendesignals (Tx) im cw-Betrieb;
 einer Empfangsantenne (8), die zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) umfasst;

einem Mischer (10) zum Mischen eines Empfangssignals (Rx), das von jeder der besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) empfangen wird, und des besagten Sendesignals (Rx) und zur Gewinnung von Schwebungssignalen (S3) für zwei oder mehr Kanäle, die zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) entsprechen;

einem zwischen besagtem Mischer (10) und besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) bereitgestellten Umschalter (7) zum selektiven Verbinden von besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) mit besagtem Mischer (10);

einem A/D-Wandler (13) zum Abtasten besagten von besagtem Mischer (10) mit einer vorbestimmten Abtastfrequenz gewonnenen Schwebungssignals und zur Gewinnung von Empfangsdaten, die jeweils besagten zwei oder mehr Antennenkomponenten (6) für zwei oder mehr Kanäle entsprechen; und

einem Zieldetektor (17) zur Detektion von Abstand und relativer Geschwindigkeit eines Ziels auf der Basis besagter Empfangsdaten für besagte zwei oder mehr Kanäle, die von besagtem A/D-Wandler (13) abgetastet werden, wobei besagte elektronische Abtastradarvorrichtung (1) umfasst:

ein Mittel (19) zum Kurzzeitdatenschneiden besagter abgetasteter Empfangsdaten für zwei oder mehr Kanäle in zwei oder mehr Kurzzeitdaten in einer Zeitrichtung für jeden Kanal;

ein Frequenzspektrumberechnungsmittel (20) zum Berechnen von Frequenzspektren besagter zwei oder mehr Kurzzeitdaten für jeden besagten Kanal;

einen Interferenzfrequenzdetektor (18) zum Detektieren einer Interferenzelementfrequenz einer Interferenzwelle aus besagten Frequenzspektren;

zwei oder mehr Phasenkorrektoren (21), jeder Korrektor zum Hervorbringen von zwei oder mehr Kandidaten einer Frequenz vor dem Aliasing besagter Interferenzwelle aus besagter Interferenzelementfrequenz besagter Interferenzwelle und zur Berechnung des Phasenkorrekturbetrags für jeden Kandidaten und zur Phasenkorrektur auf besagter Interferenzelementfrequenz auf der Basis von besagtem Phasenkorrekturbetrag;

zwei oder mehr Extraktoren der Richtung mit maximalem Spitzenwert (23), jeder Extraktor zum Ausführen Digitaler Strahlenformung auf besagte Interferenzelementfrequenz nach jeweiligen Phasenkorrekturen und zum Extrahieren des maximalen Spitzenwertes (P1, P2, P3, P4) in einer elektrischen Leistung einer Azimutrichtung bei jedem besagten Frequenzkandidaten;

einen Interferenzrichtungswähler (25) zum Auswählen des besagten Frequenzkandidaten, der die maximale Spitzenleistung der maximalen Spitzenwerte (P1, P2, P3, P4) besagter jeweiliger Frequenzkandidaten zeigt, und zum Schätzen eines Einfallsazimuts des besagten Interferenzelements aus besagtem Azimut besagter Spitzenleistung des besagten ausgewählten Frequenzkandidaten;

einen Speicher (36), um im Voraus zwei oder mehr Übergangsmuster (PAT1, PAT2, PAT3) besagter Schwebungsfrequenz des besagten Interferenzelements zu speichern, was zu dem Zeitpunkt des Mischens mit besagter Interferenzwelle in besagtem Mischer geschehen kann;

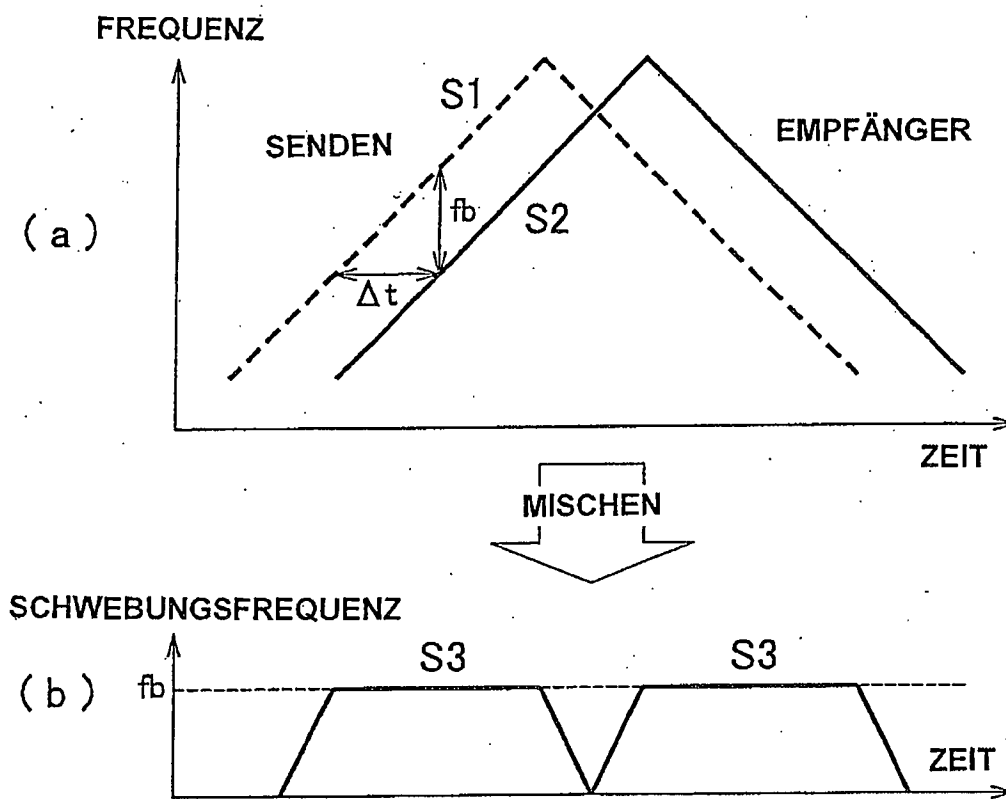
einen Filter (36) zur Frequenzkorrektur vor dem Aliasing und zum Vergleichen besagter Frequenz vor dem Aliasing besagter von besagtem Interferenzrichtungswähler (25) geschätzter Interferenzwelle und besagter zwei oder mehr Übergangsmuster (PAT1, PAT2, PAT3) in besagtem Speicher (36), um zu beurteilen, auf welches Übergangsmuster (PAT1, PAT2, PAT3) von diesen Übergangsmustern (PAT1, PAT2, PAT3) besagte geschätzte Frequenz vor dem Aliasing besagter Interferenzwelle angewendet werden kann, und zum Auswählen des Musters und Korrigieren eines geschätzten Ergebnisses besagter Frequenz vor dem Aliasing besagter Interferenzwelle auf der Basis besagter ausgewählter Übergangsmuster (PAT1, PAT2, PAT3) und zum Ausgeben des besagten Ergebnisses; und

einen Interferenzrichtungselemententferner (26) zum Anwenden eines Filters zum Unterdrücken des besagten Interferenzelements auf besagte abgetastete Empfangsdaten für besagte zwei oder mehr Kanäle auf der Basis von besagtem Einfallsazimut von besagtem geschätztem Interferenzelement und besagtem geschätztem Ergebnis besagter korrigierter Frequenz vor dem Aliasing besagter von besagtem Übergangskorrekturfilter ausgegebener Interferenzwelle, um besagtes Interferenzelement besagter Empfangsdaten zu unterdrücken.

3. Elektronische Abtastradarvorrichtung nach Anspruch 1, ferner umfassend einen Signalunterdrückungsbeitragsabbildungserzeuger (37) zum Berechnen eines Betrags des von besagtem Filter in besagtem Interferenzrichtungselemententferner (26) unterdrückten Schwebungssignals auf der Basis von besagtem Einfallsazimut eines Interferenzelements und zum Ausgeben des unterdrückten Betrags als eine Signalunterdrückungsbeitragsabbildung.

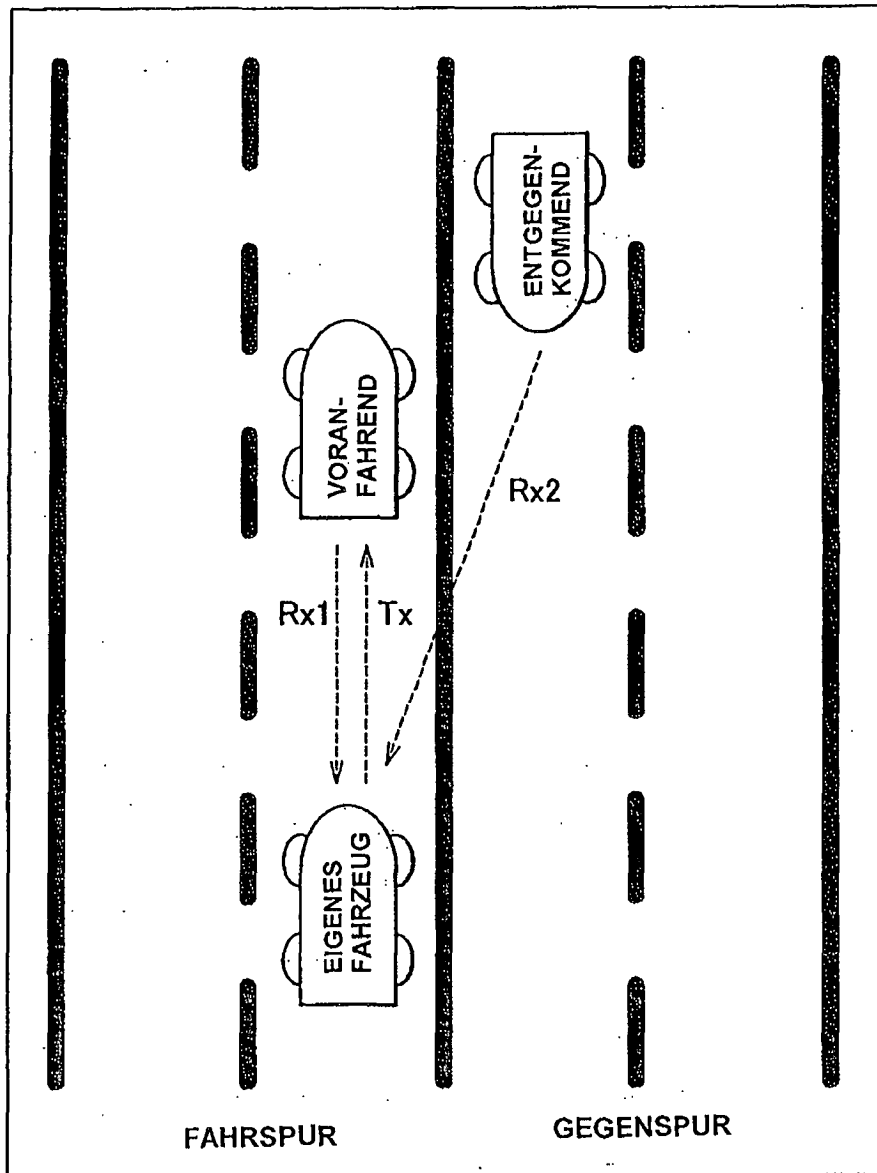
Es folgen 13 Seiten Zeichnungen

FIG. 1



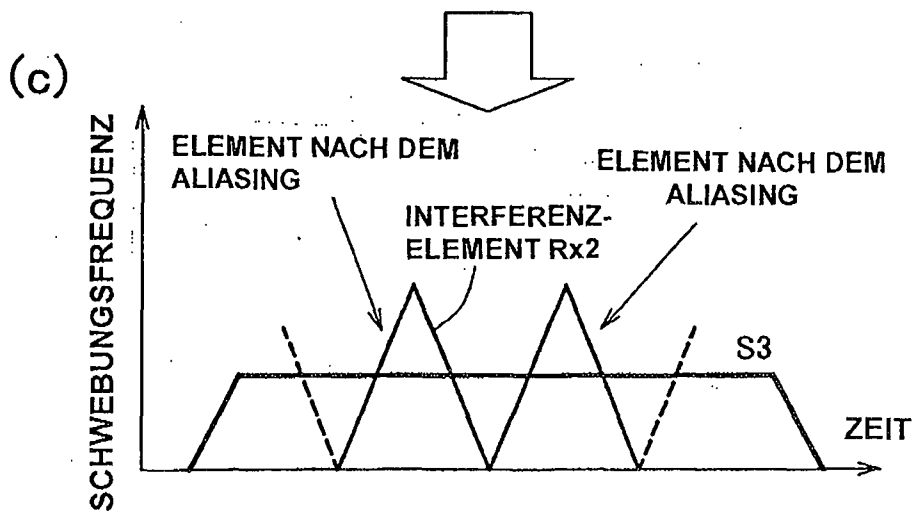
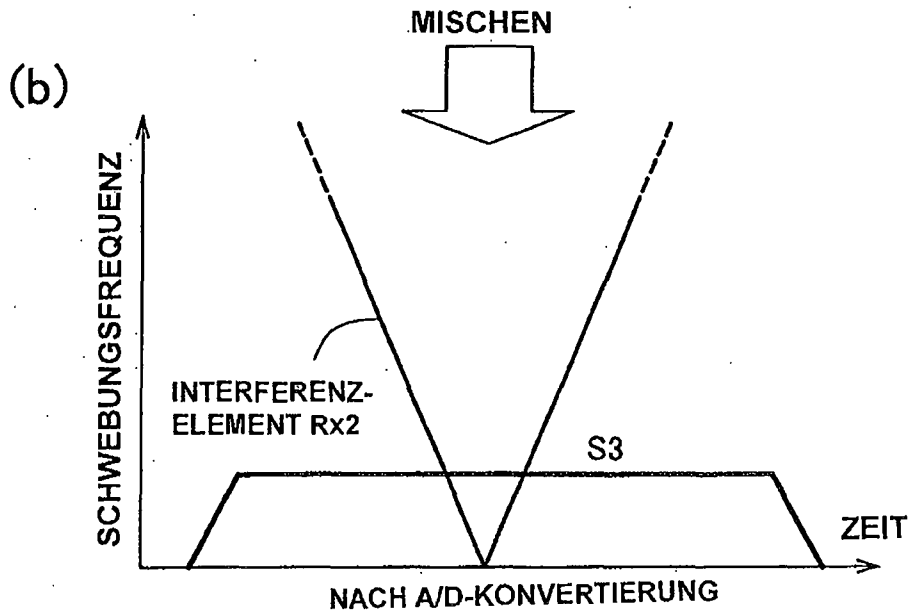
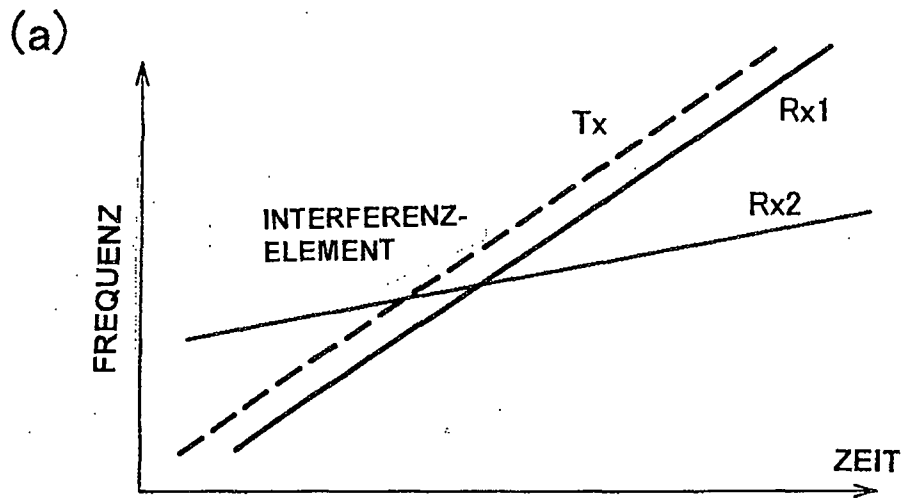
Stand der Technik

FIG. 2



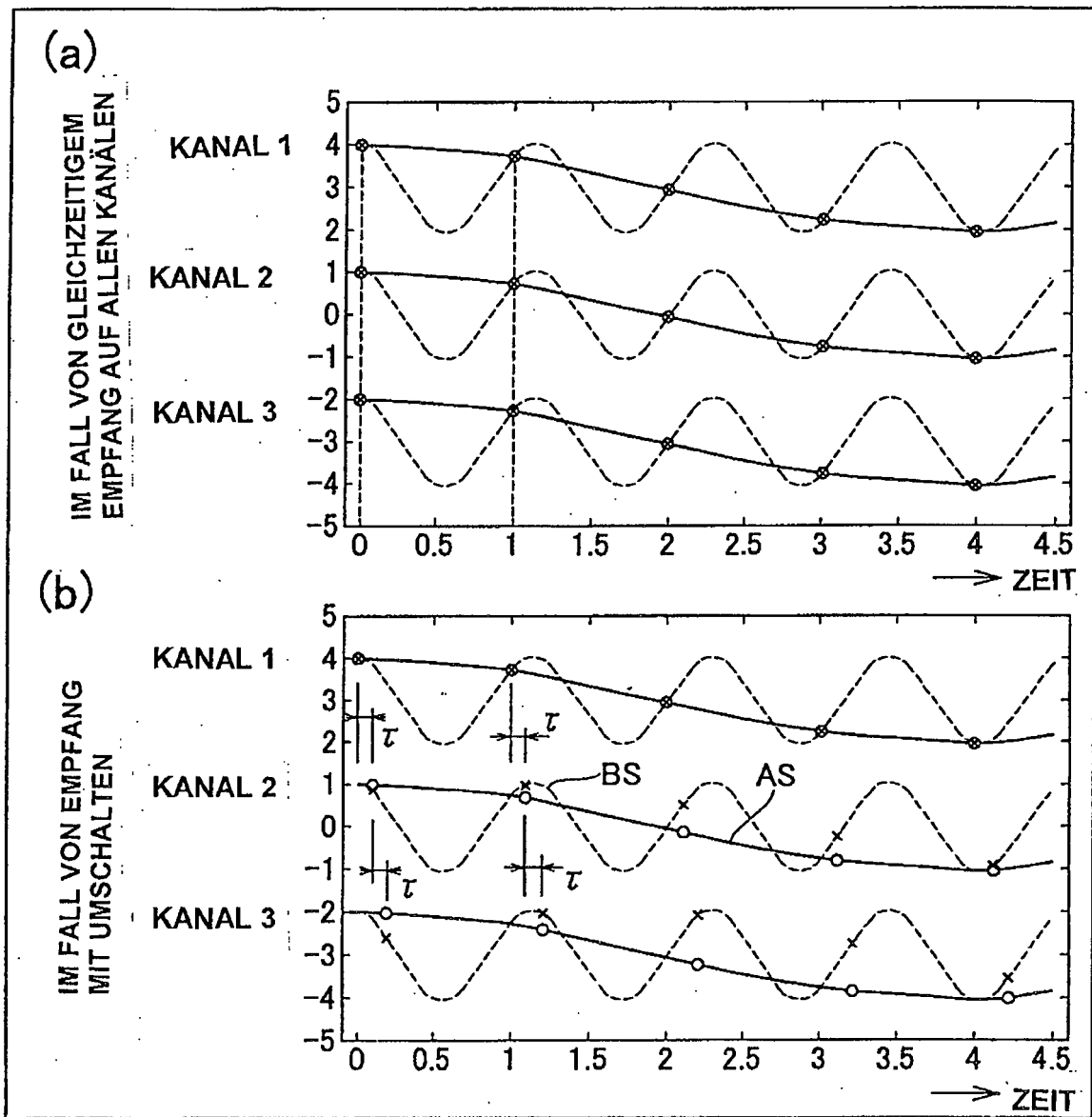
Stand der Technik

FIG. 3



Stand der Technik

FIG. 4



Stand der Technik

FIG. 5

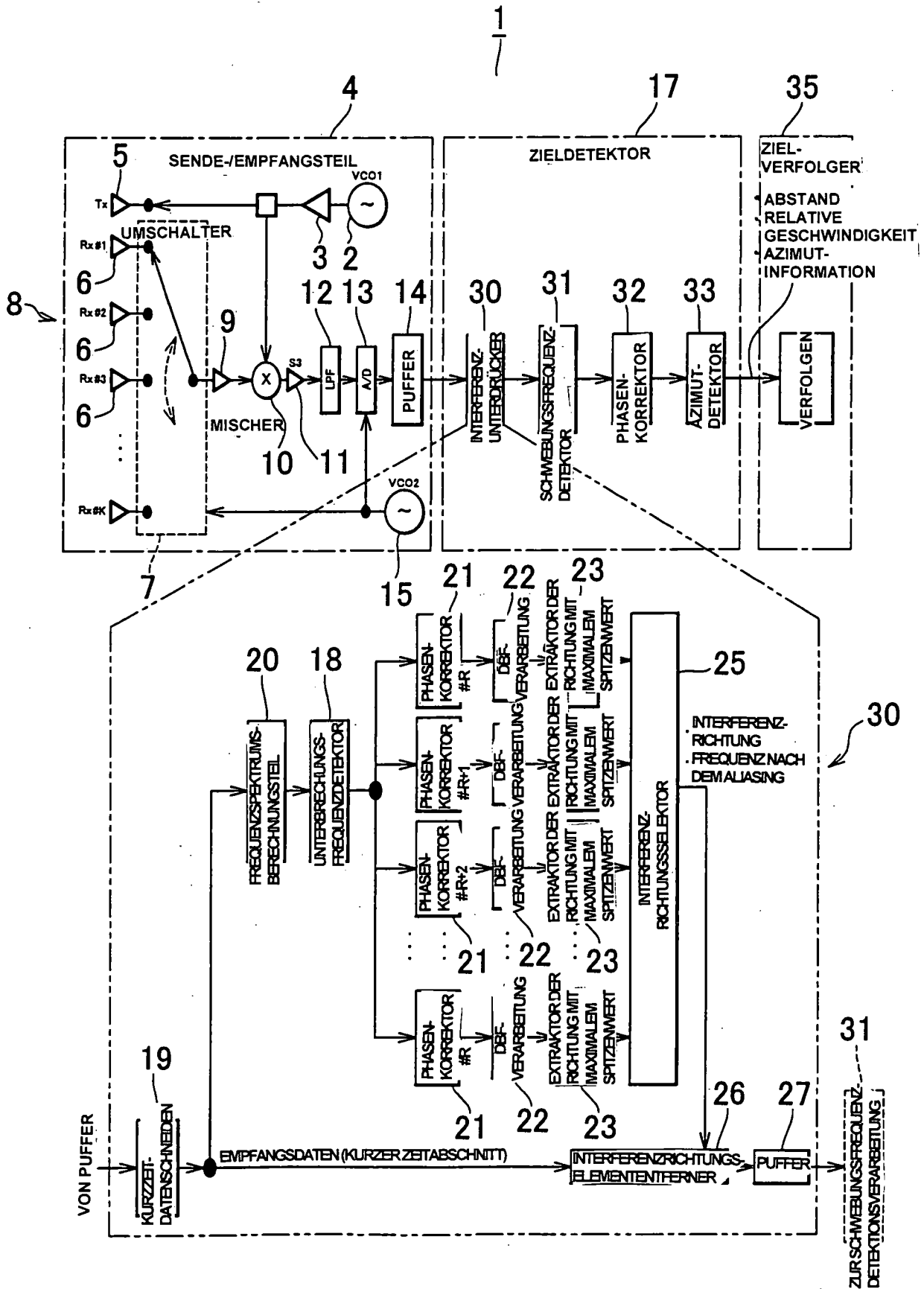


FIG. 6

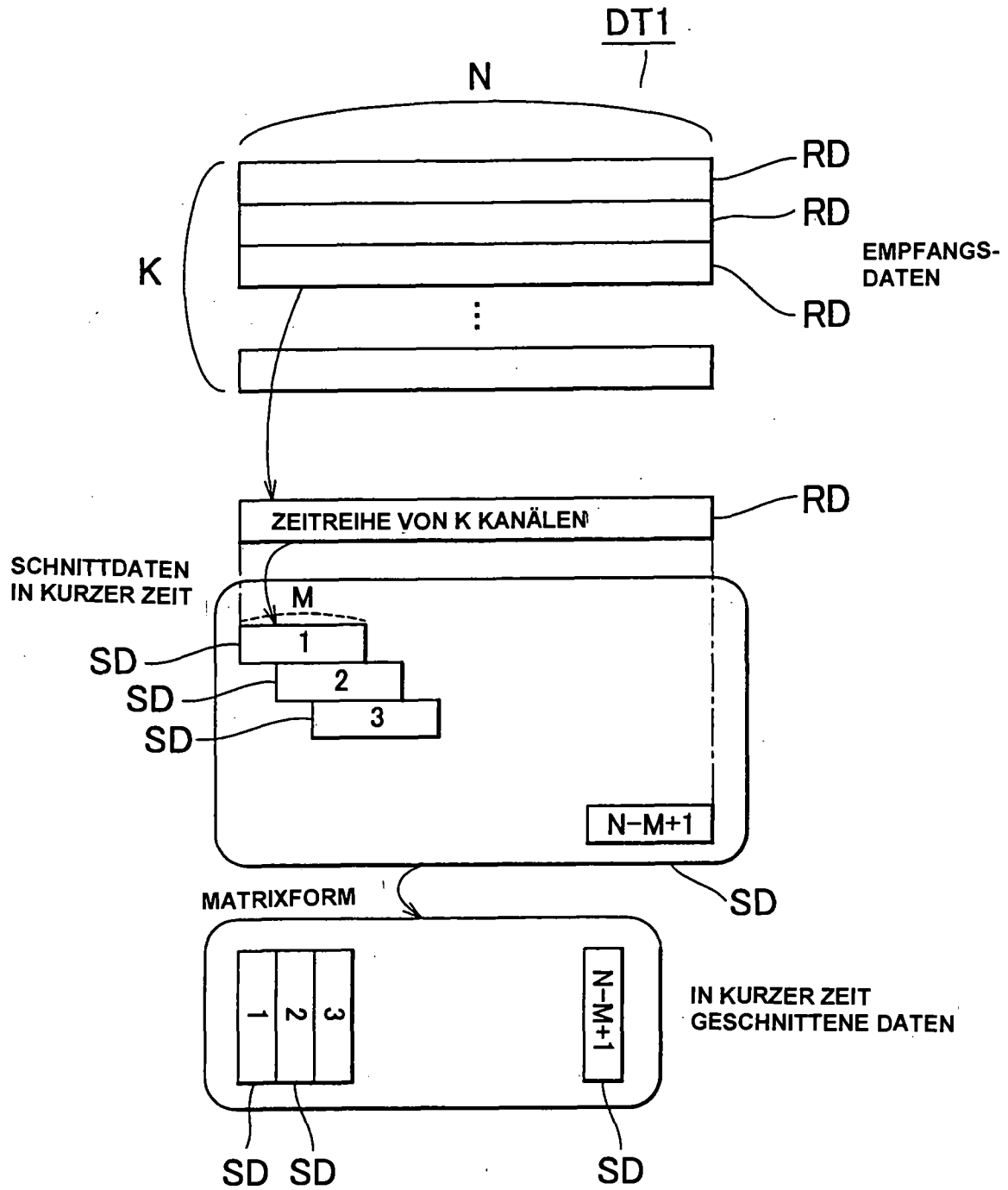


FIG. 7

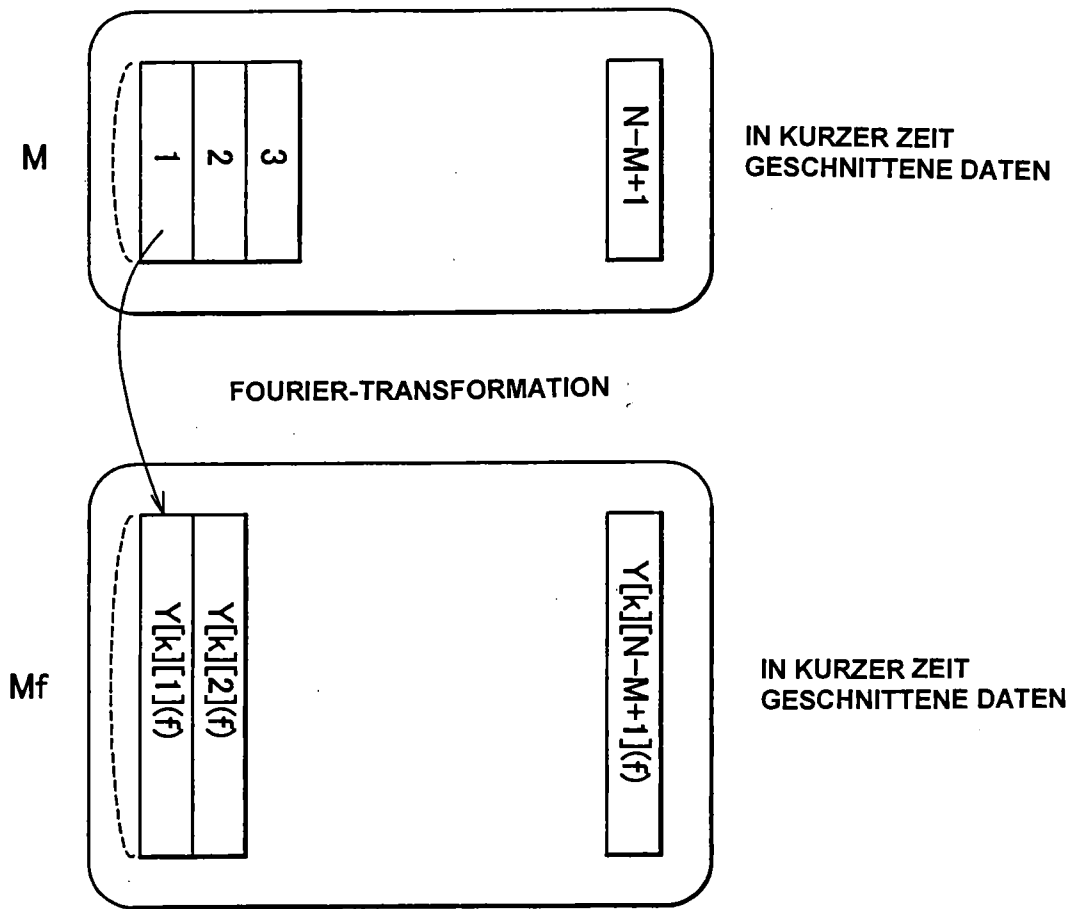


FIG. 8

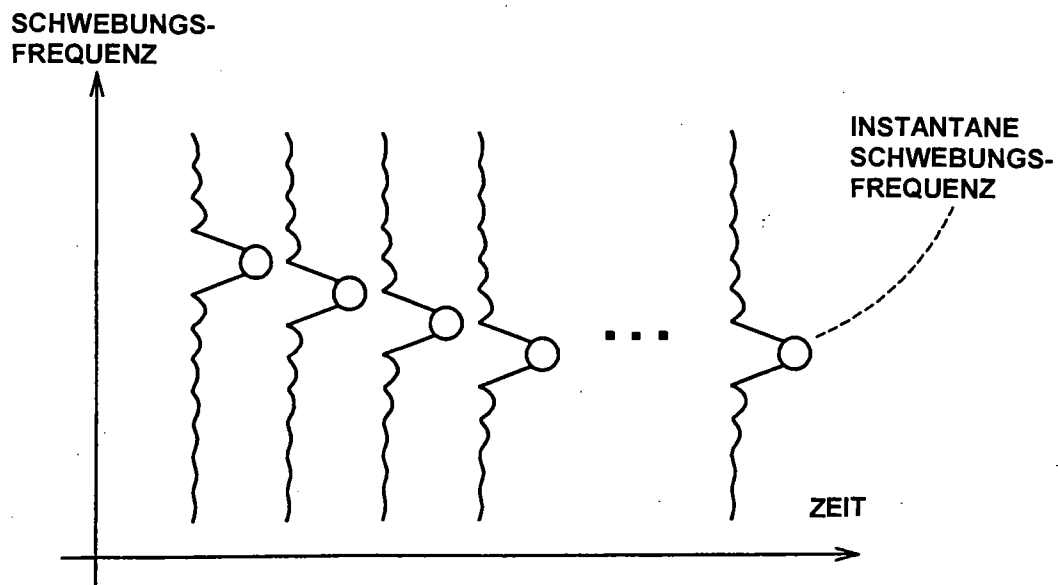


FIG. 9

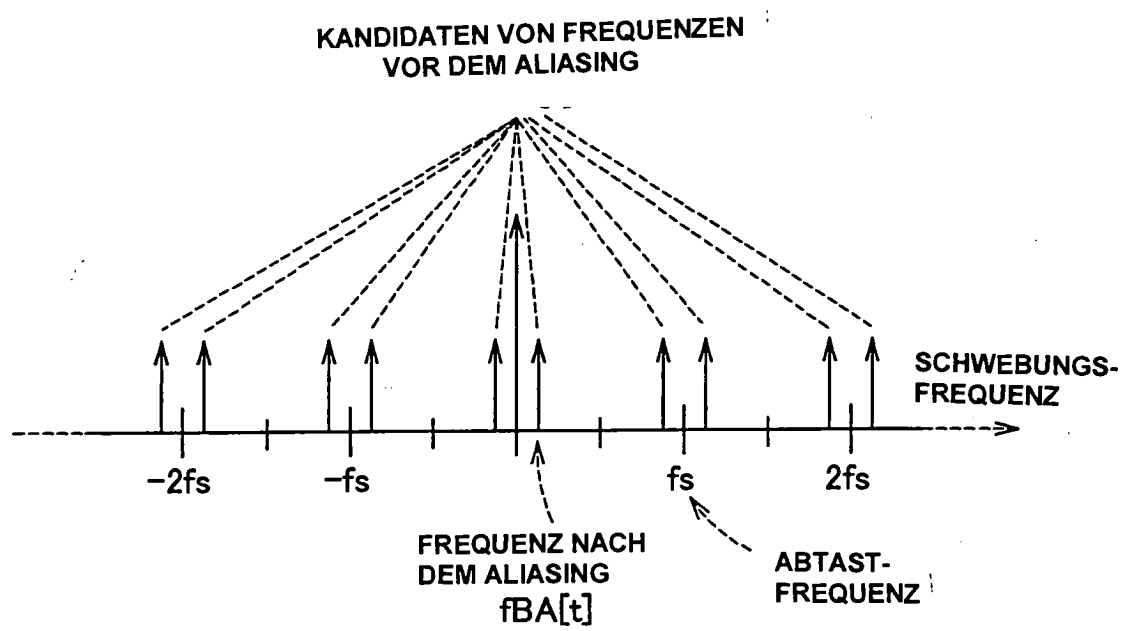


FIG. 10

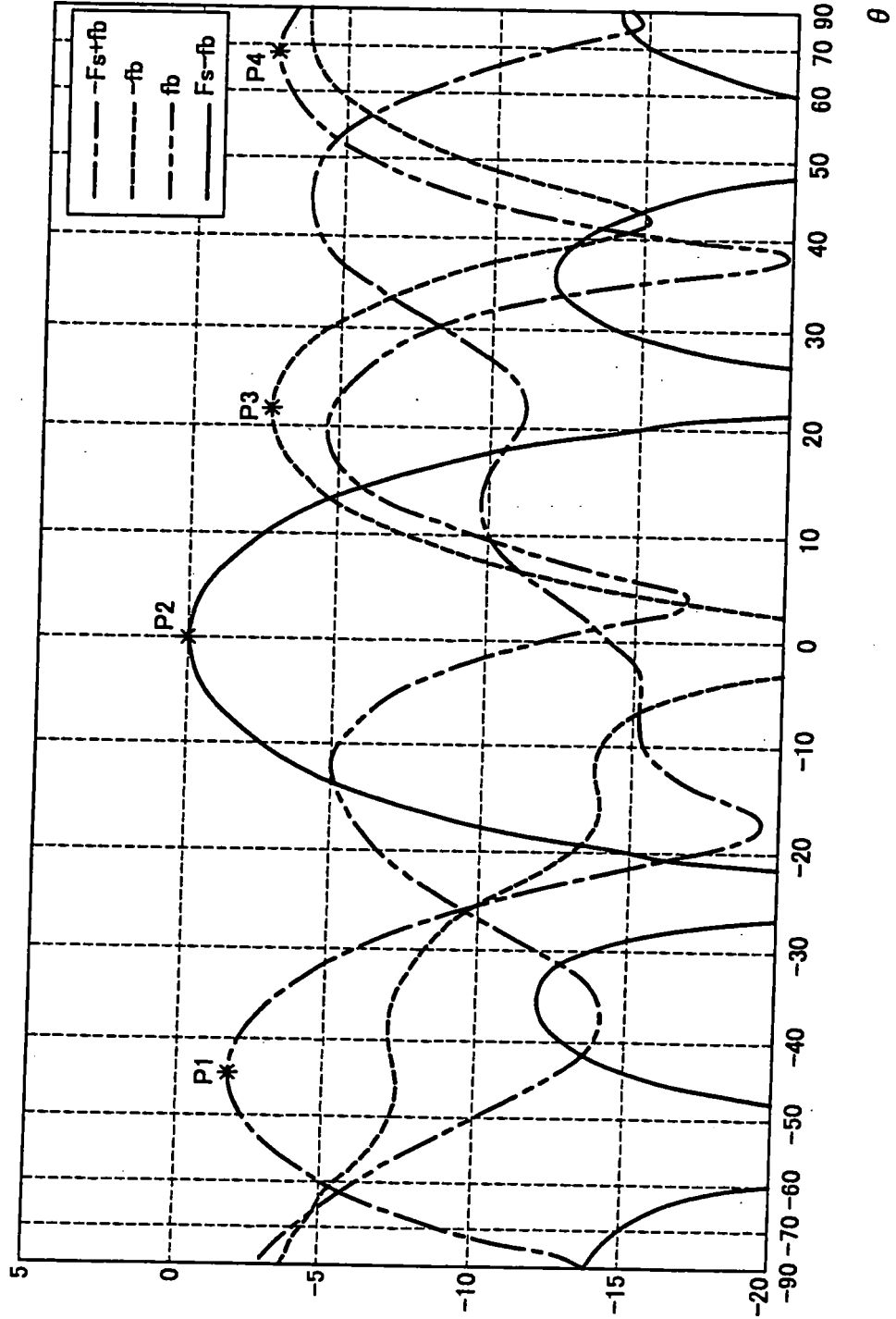


FIG. 11

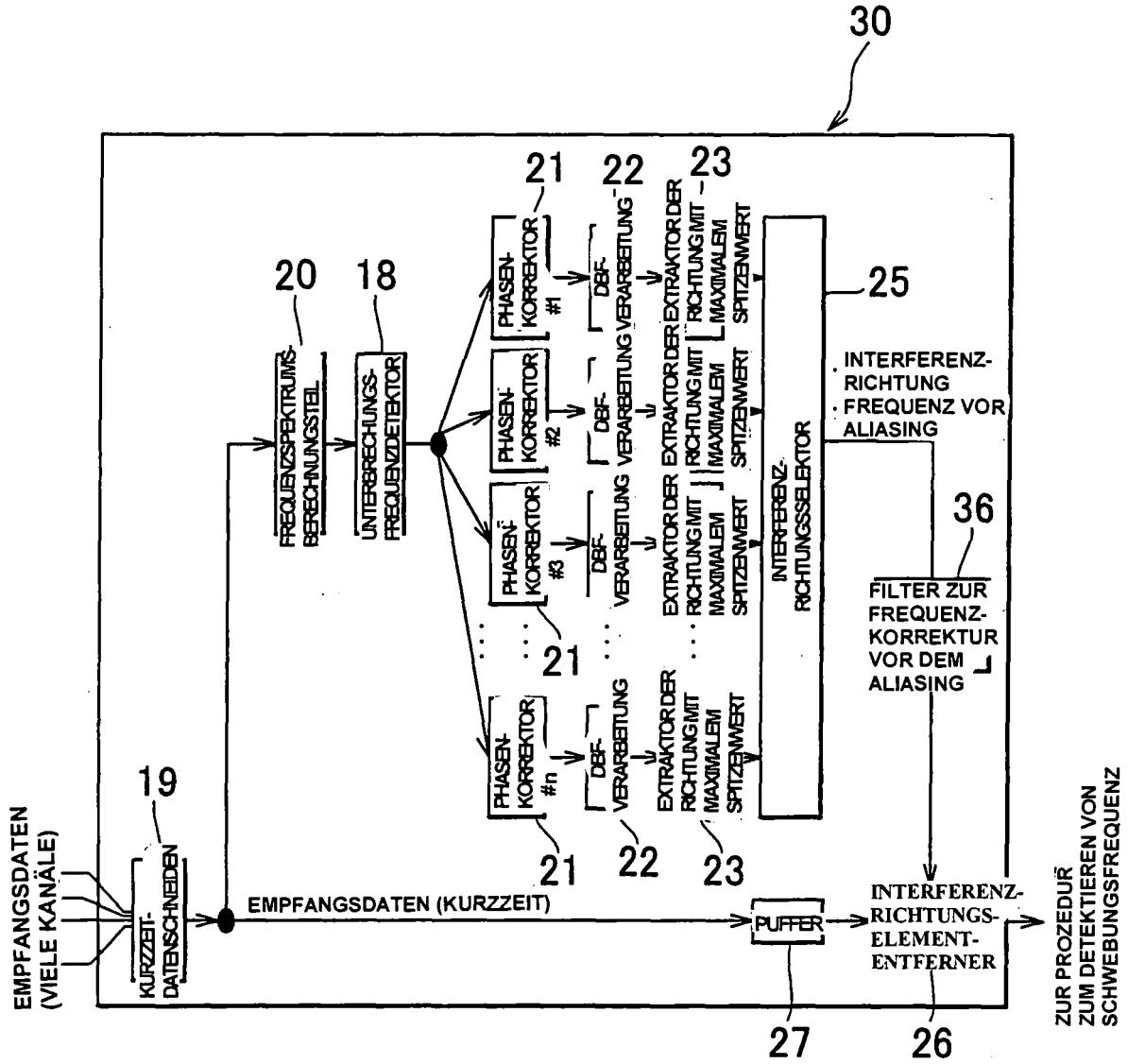


FIG. 12

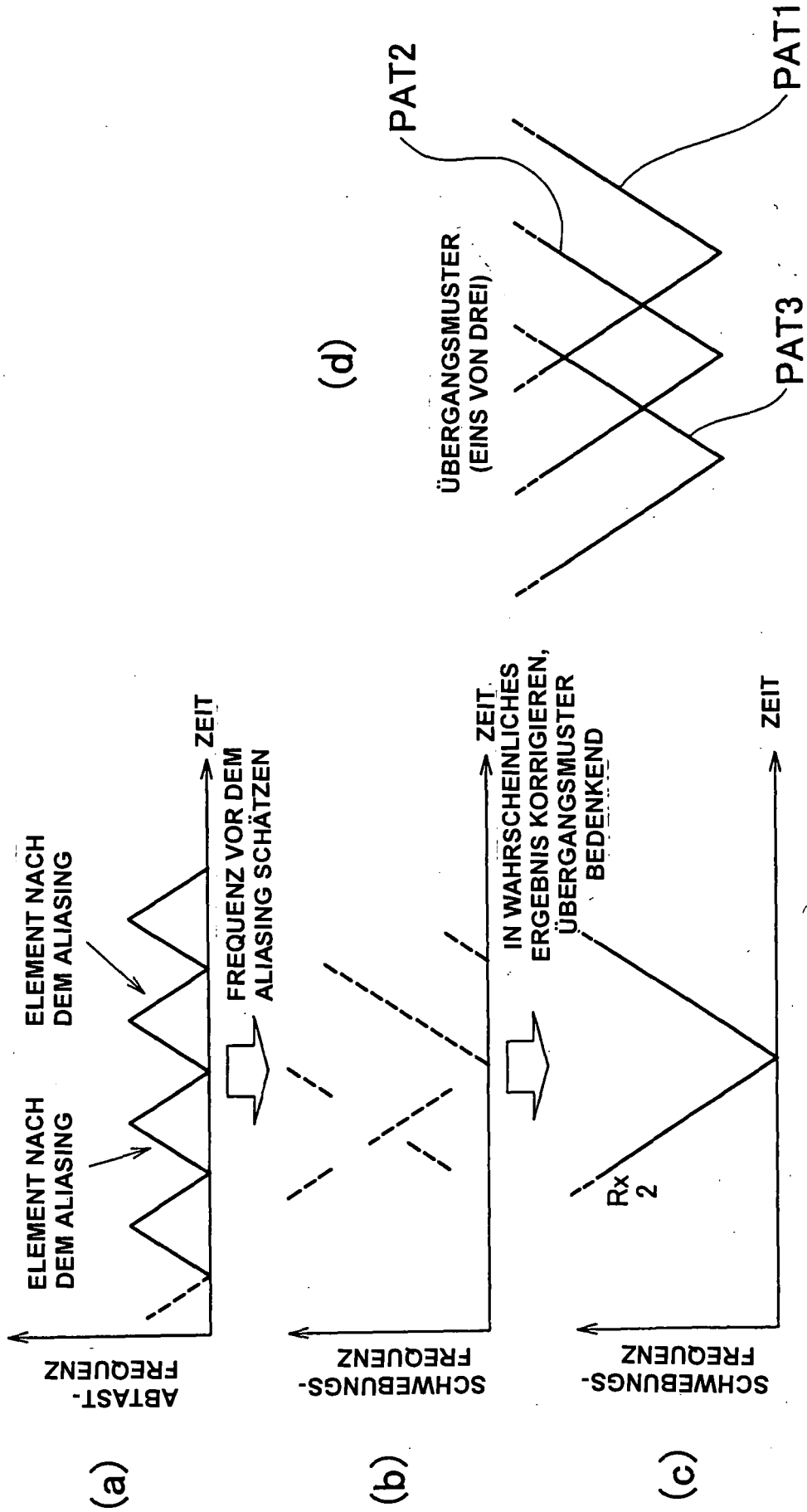


FIG. 13

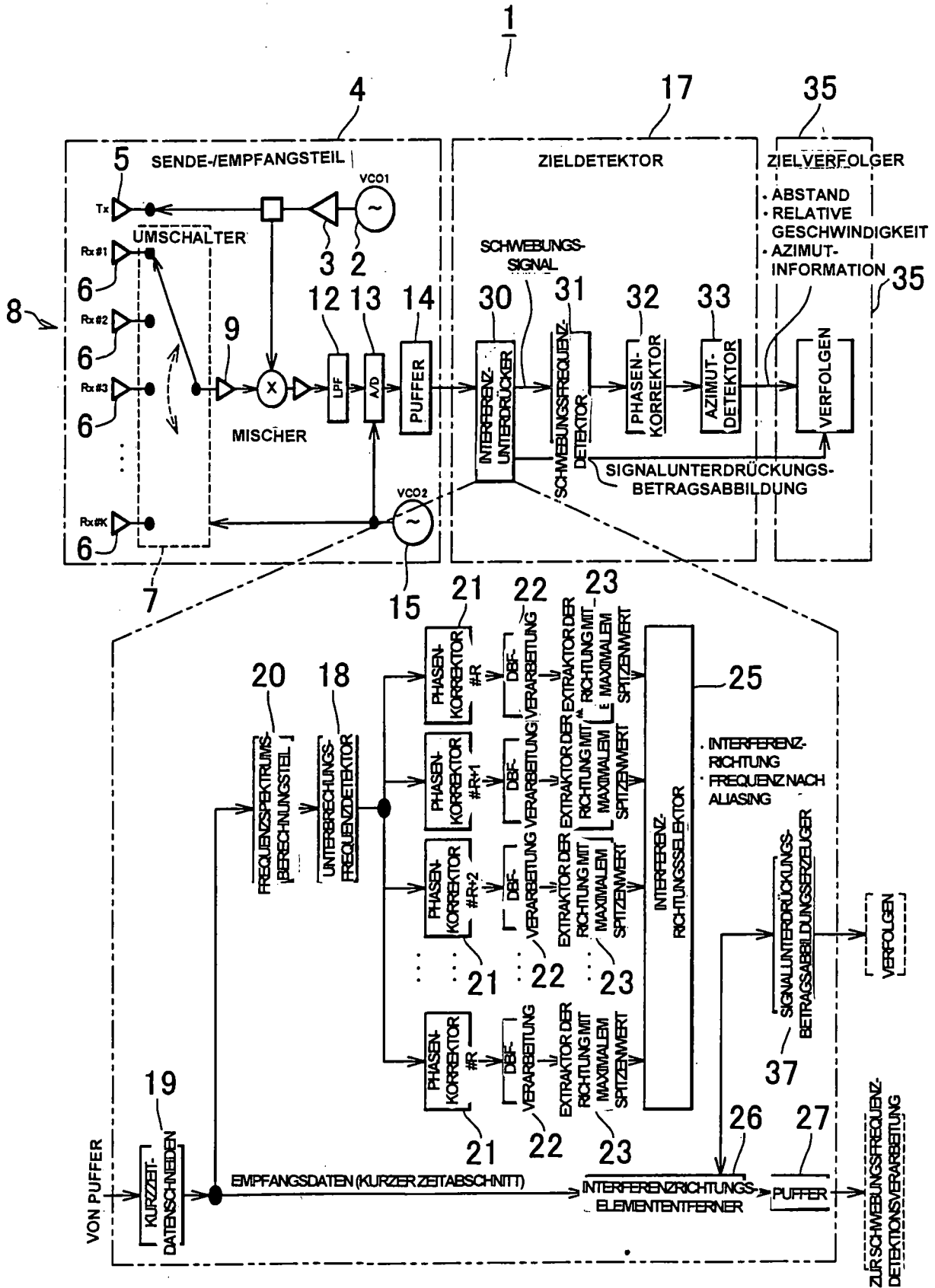


FIG. 14

ABBILDUNG
1

