



(12)

Patentschrift

(21) Aktenzeichen: 10 2013 226 644.8
 (22) Anmelddatum: 19.12.2013
 (43) Offenlegungstag: 26.06.2014
 (45) Veröffentlichungstag
 der Patenterteilung: 16.03.2017

(51) Int Cl.: **H04L 27/01 (2006.01)**
H04B 7/005 (2006.01)
H04L 27/30 (2006.01)
H04B 1/10 (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: 2012-277190	19.12.2012	JP
(73) Patentinhaber: MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION, Tokyo, JP		
(74) Vertreter: HOFFMANN - EITLE Patent- und Rechtsanwälte PartmbB, 81925 München, DE		

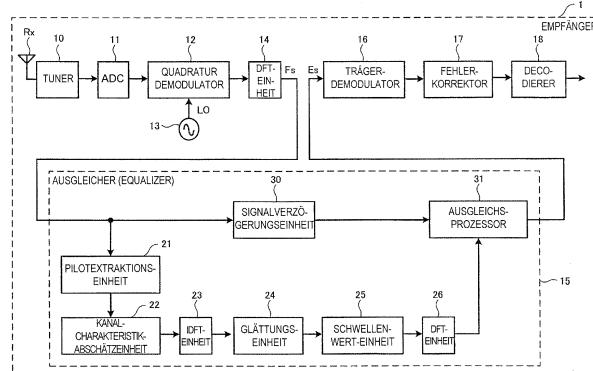
(72) Erfinder:
Shimbo, Daisuke, Tokyo, JP

(56) Ermittelter Stand der Technik:
siehe Folgeseiten

(54) Bezeichnung: Ausgleicher; Ausgleichsverfahren und Empfänger

(57) Hauptanspruch: Ausgleicher (15, 15B) zum Kompen-
 sieren der Kanalverzerrung in einem Empfänger (1), der
 ein orthogonales Frequenzteilermultiplexsignal empfängt,
 in welches ein Pilotunterträger periodisch inseriert worden
 ist, wobei das Empfangssignal ein Symbol nach dem an-
 deren empfangen wird und der Empfänger eine orthogona-
 le Transformation an jedem Symbol des Empfangssignals
 durchführt, um ein Frequenzdomänensignal zu erzeugen,
 wobei der Ausgleicher umfasst:
 eine Pilotextraktionseinheit (21) zum Extrahieren des Pilot-
 unterträgers aus dem Frequenzdomänensignal;
 eine Kanalcharakteristik-Abschätzeinheit (22) zum Ab-
 schätzen einer Kanalcharakteristik in der Frequenzdomäne
 auf Basis eines extrahierten Pilotunterträgers;
 eine inverse orthogonale Transformationseinheit (23)
 zum Berechnen eines abgeschätzten Verzögerungsprofils
 durch Ausführen einer inversen orthogonalen Transfor-
 mation der abgeschätzten Kanalcharakteristik;
 eine Glättungseinheit (24, 24B) zum Glätten des ab-
 geschätzten Verzögerungsprofils in der Symbolrichtung über
 eine Anzahl von Abtastwerten gleich einem ganzzahligen
 Mehrfachen des Einfügungszeitraums des Pilotunterträ-
 gers in der Symbolrichtung, um ein geglättetes Verzöge-
 rungsprofil zu erzeugen, wobei die Glättungseinheit (24B)
 das abgeschätzte Verzögerungsprofil in einer Mehrzahl
 von Zonen in der Verzögerungszeitdomäne unterteilt und
 das abgeschätzte Verzögerungsprofil unter Verwendung
 von variablen Sätzen von Filterkoeffizienten glättet, ent-
 sprechend der Mehrzahl von Zonen, um das abgeschätzte
 Verzögerungsprofil in der Symbolrichtung separat in jeder
 Zone zu filtern;

eine Orthogonal-Transformationseinheit (26) zum Berech-
 nen einer geglätteten Kanalcharakteristik in der Frequenz-
 domäne durch Ausführen einer orthogonalen Transfor-
 mation am geglätteten Verzögerungsprofil;
 einen Ausgleichsprozessor (31) zur Verwendung der ge-
 glätteten Kanalcharakteristik zum Korrigieren der Verz-
 errung des Frequenzdomänensignals;
 eine Eingangswellendetektionseinheit (43) zum Detektie-
 ren eingehender Wellenkomponenten, die in jeder der Zo-
 nen erscheinen;
 eine Dopplerdetektionseinheit (41) zum Detektieren einer
 maximalen Dopplerfrequenz der eingehenden Wellenkom-
 ponenten in jeder Zone auf Basis des abgeschätzten Ver-
 zögerungsprofils; ...



(19)



Deutsches
Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2013 226 644 B4** 2017.03.16

(56) Ermittelter Stand der Technik:

US	2003 / 0 227 866	A1
US	2005 / 0 213 679	A1
US	2006 / 0 227 887	A1
US	2007 / 0 076 804	A1
US	2008 / 0 144 730	A1
US	2010 / 0 290 570	A1
US	2011 / 0 206 146	A1
EP	2 413 551	A1
JP	2007- 143 106	A
JP	2008- 271 018	A

Beschreibung

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

1. Gebiet der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf einen Ausgleich (Equalization), der durchgeführt wird, um eine Kanalverzerrung zu kompensieren, insbesondere in einem durch Abschwächung (fading) beeinträchtigten Funksignal.

2. Beschreibung verwandten Stand der Technik

[0002] Bei Funkkommunikationssystemen, terrestrischen digitalen Rundfunksystemen und anderen derartigen Systemen, bevor das aus dem Sender ausgegebene Signal den Empfänger erreicht, kann es durch Reflexion, Beugung oder Streuung von Hindernissen wie etwa Gebäuden oder von der Ionosphäre oder im Falle von Mobilkommunikation durch eine Dopplerverschiebung beeinträchtigt werden. Der Empfänger kann dann nicht nur das Signal, das direkt vom Sender ankommt (das gewünschte Signal) empfangen, sondern auch eines oder mehrere verzögerte Signale, die auf anderen Pfaden sich ausgebreitet haben. Wenn ein Mehrpfad-Signal dieses Typs empfangen wird, können die Signale, die sich auf unterschiedlichen Pfaden ausgebreitet haben, miteinander interferieren, wodurch die empfangene Amplitude oder Phase oder beides geändert wird. Diese Art von Problem wird als Abschwächung oder Fading bezeichnet.

[0003] Das orthogonale Frequenzteilmultiplex-(OFDM)-Übertragungssystem ist als resistent gegenüber Multipfadproblemen bekannt. In einem OFDM-System wird eine Mehrzahl von Unterträgersignalen in zueinander orthogonaler Beziehung gemultipliert, um ein einzelnes OFDM-Signal zu erzeugen. Das OFDM-System ist beispielsweise in den integrierten Dienste-Digitalrundfunkterrestrik-(IDS-B-T, Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) und digitalen Videorundfunk-Terrestrik-(DVB-T, Digital Video Broadcasting-Terrestrial) Standards angenommen worden, die für terrestrischen Rundfunk in Japan und Europa verwendet werden. Normalerweise werden Pilotunterträger bekannter Amplitude und Phase periodisch zwischen den Unterträgern eines OFDM-Symbols inseriert. Wenn die Pilotunterträger an variierenden Positionen inseriert werden, werden sie als gestreuter Pilot (SP, scattered Pilot) bezeichnet.

[0004] Pilotunterträger werden weit verbreitet zum Ausgleich im Empfänger verwendet. Wenn ein Empfänger eine Ausgleichsfunktion hat, welche Pilotunterträger verwendet, extrahiert der Empfänger die Pilotunterträger aus dem Empfangssignal und verwendet die extrahierten Pilotunterträger, um eine abgeschätzte Kanalcharakteristik mit unterschiedlichen Werten für jeden Unterträger zu berechnen. Der Empfänger verwendet dann die abgeschätzten Kanalcharakteristikwerte, um eine Verzerrung des Empfangssignals in jedem Unterträger durch den Kanal zu korrigieren. Diese Ausgleichstechnik ist beispielsweise in der japanischen Patentoffenlegungsschriften JP 2007-143106 A und JP 2008-271018 A offenbart.

[0005] Die in JP 2007-143106 A offenbarte Ausgleichsvorrichtung führt eine inverse diskrete Fourier-Transformation an einer Frequenzdomänenkanalimpulsantwort durch, die aus dem gestreuten Piloten-Signal in einem Symbol abgeschätzt wird, um eine erste Impulsantwort des Kanals in der Zeitdomäne für ein Symbol abzuschätzen, und schätzt auch eine zweite Impulsantwort in der Zeitdomäne unter Verwendung der gestreuten Piloten-Signale aus vier Symbolen ab. Falls der gestreute Pilot in Intervallen von zwölf Unterträgern in der Frequenzachsenrichtung inseriert wird, verursacht die Ausführung der inversen diskreten Fourier-Transformation, dass verzögerte Komponenten, die an ganzzahligen Mehrfachen ($T_u/6$, $T_u/4$, $T_u/3$) von $1/12$ der validen Symbollänge T_u erscheinen, Alias-Komponenten werden, welche die erste Impulsantwort in der zeitlichen Region von 0 bis $T_u/12$ kontaminieren. Die Ausgleichsschaltung, die in JP 2007-143106 A offenbart ist, verwendet die zweite Impulsantwort, um die Komponentenbeträge der Alias-Komponenten (Beträge an Alias) abzuschätzen und verwendet diese Abschätzungen, um die Alias-Komponenten in der ersten Impulsantwort zu unterdrücken.

[0006] Der in JP 2008-271018 A offenbarte OFDM-Empfänger schätzt eine Kanaltransferfunktion in der Frequenzdomäne aus den, aus dem Empfangssignal extrahierten Piloten-Signalen ab und führt eine inverse schnelle Fourier-Transformation an der Kanaltransferfunktion aus, um die Kanalimpulsantwort in der Zeitdomäne zu berechnen. Der OFDM-Empfänger weist einen Tiefpassfilter-(LPF)-Abschnitt auf, der einen Filterprozess in der Symbolrichtung an der Kanalimpulsantwort in der Zeitdomäne ausführt. Wenn das Empfangssignal durch externe Effekte wie etwa externes Rauschen oder Abschwächung unterbrochen wird, sind die direkten und verzögerten Wellen nicht klar aus dem Rauschen unterscheidbar, aufgrund externer Störungen in der Kanal-

impulsantwort in der Zeitdomäne. Der in JP 2008-271018 offenbarte LPF-Abschnitt unterdrückt diese Art von Rauschen.

[0007] Weitere Information kann in **Fig. 2**, **Fig. 4(a)–(c)** und Absätzen 0063–0071 von JP 2007-143106 A und in **Fig. 1** und Absätzen 0036–0041 von JP 2008-271018 A gefunden werden.

[0008] Wie oben beschrieben, verwendet die in JP 2007-143106 A offenbarte Ausgleichsschaltung eine aus dem gestreuten PLL-Schaltung in vier Symbolen berechnete zweite Impulsantwort, um den Betrag an Verfälschung (Aliasing) abzuschätzen. Spezifischer schätzt die in JP 2007-143106 A offenbarte Ausgleichsschaltung die Verfälschungskomponenten in der ersten Impulsantwort ab, indem sie die zeitliche Region von 0 bis $T_u/3$ in der zweiten Impulsantwort zur zeitlichen Region von 0 bis $T_u/3$ in der ersten Impulsantwort korrespondieren lässt. Da die Phase der abgeschätzten Verfälschungskomponenten (Verfälschungsmengen), sich von der Phase der Verfälschungskomponenten, die tatsächlich in der ersten Impulsantwort erscheinen, unterscheidet, hat die in JP 2007-143106 A offenbarte Ausgleichsschaltung das Problem, nicht in der Lage zu sein, die Verfälschungskomponenten genau abzuschätzen.

[0009] Der in JP 2008-271018 A offenbarte LPF-Abschnitt kann Rauschen aufgrund externer Störungen unterdrücken, aber da die Charakteristika der Verfälschungskomponenten aufgrund der periodischen Anordnung des gestreuten Pilotsignals angeglichen sind, tendiert er dazu, die Verfälschungskomponenten inadäquat zu unterdrücken.

[0010] Weitere Ausgleicher mit Kanal-Schätzern zur Unterdrückung von Aliasing sind bekannt aus US 2003/0227866 A1, US 2007/0076804 A1, US 2006/0227887 A1, US 2005/0213679 A1, US 2011/0206146 A1, EP 2 413 551 A1, US 2008/0144730 A1 und US 2010/0290570 A1.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0011] Eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, einen Ausgleicher, ein Ausgleichsverfahren und einen Empfänger bereitzustellen, welche unerwünschte Komponenten, die durch die periodische Anordnung von Pilotunterträgern in einem gestreuten Pilot- oder ähnlichem Signal erzeugt werden, effektiv zu unterdrücken.

[0012] Diese Aufgabe wird gelöst durch den Ausgleicher gemäß Anspruch 1, dem Empfänger gemäß Anspruch 7 und das Ausgleichsverfahren gemäß Anspruch 8. Die abhängigen Ansprüche beschreiben bevorzugte Ausführungsformen.

[0013] In der vorliegenden Erfindung wird ein geglättetes Verzögerungsprofil durch Glätten des abgeschätzten Verzögerungsprofils in der Symbolrichtung über eine Anzahl von Abtastwerten gleich einem ganzzahligen Mehrfachen des Einfügezeitraums des Pilotunterträgers in der Symbolrichtung erzeugt. Unerwünschte Komponenten aufgrund der periodischen Anordnung von Pilotunterträgern in der Symbolrichtung können daher unterdrückt werden und Rauschen kann ebenfalls effektiv unterdrückt werden. Eine exzellente Korrektur der Verzerrung im Frequenzdomänensignal ist auf Basis des geglätteten Verzögerungsprofils möglich.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0014] In den beigefügten Zeichnungen zeigt:

[0015] **Fig. 1** schematisch eine beispielhafte Empfängerstruktur in einer ersten Ausführungsform der Erfindung;

[0016] **Fig. 2** schematisch die Struktur eines gesendeten OFDM-Symbols;

[0017] **Fig. 3** schematisch eine beispielhafte Anordnung von gestreuten Pilotsignalen, welche in gesendete Symbole eingefügt sind;

[0018] **Fig. 4** schematisch eine beispielhafte Charakteristik, bei der eine Dopplerfrequenz gegen eine Verzögerungszeit aufgetragen ist;

[0019] **Fig. 5** ein beispielhaftes abgeschätztes Verzögerungsprofil;

[0020] **Fig. 6** eine beispielhafte Reihe von abgeschätzten Verzögerungsprofilen;

[0021] **Fig. 7** schematisch ein Beispiel der Struktur der Glättungseinheit in der ersten Ausführungsform;

[0022] **Fig. 8** ein beispielhaftes geglättetes Verzögerungsprofil;

[0023] **Fig. 9** schematisch ein geglättetes Verzögerungsprofil, das durch einen Schwellenwertprozess erhalten wird;

[0024] **Fig. 10** ein Beispiel der Amplituden-Charakteristik eines gleitenden Durchschnittsfilters;

[0025] **Fig. 11** ist ein Blockdiagramm, welches schematisch den Ausgleicher (Equalizer) in einer zweiten Ausführungsform der Erfindung zeigt;

[0026] **Fig. 12** zeigt schematisch eine beispielhafte Charakteristik, in welcher eine Dopplerfrequenz gegenüber Verzögerungszeit aufgetragen ist;

[0027] **Fig. 13** zeigt ein beispielhaftes, abgeschätztes Verzögerungsprofil;

[0028] **Fig. 14** zeigt ein Beispiel eines abgeschätzten Verzögerungsprofils, das in eine Mehrzahl von Zonen unterteilt ist;

[0029] **Fig. 15** zeigt ein Beispiel des Passbands PB1 (unter der Grenzrate) der Filter in der ersten Glättungseinheit;

[0030] **Fig. 16** zeigt ein beispielhaftes geglättetes Verzögerungsprofil;

[0031] **Fig. 17** ist ein Blockdiagramm, das schematisch ein Beispiel der Struktur der Dopplerdetektionseinheit zeigt;

[0032] **Fig. 18** zeigt ein beispielhaftes Dopplerfrequenzspektrum entsprechend Zone Z_0 in **Fig. 14**;

[0033] **Fig. 19** zeigt ein beispielhaftes Dopplerfrequenzspektrum entsprechend Zone Z_2 in **Fig. 14**;

[0034] **Fig. 20** zeigt ein Beispiel des Passbands PB2 der Filter in der zweiten Glättungseinheit;

[0035] **Fig. 21** zeigt eine beispielhafte Computervorrichtung in einer dritten Ausführungsform der Erfindung; und

[0036] **Fig. 22** ist ein Flussdiagramm, das ein Ausgleichsverfahren illustriert, das identisch mit dem in der ersten Ausführungsform verwendeten Ausgleichsverfahren ist.

DETAILLIERTE BESCHREIBUNG DER ERFINDUNG

[0037] Ausführungsformen der Erfindung werden nun unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen beschrieben, in denen gleiche Elemente durch gleiche Bezugszeichen angezeigt sind.

Erste Ausführungsform

[0038] **Fig. 1** zeigt schematisch eine beispielhafte Struktur eines Empfängers **1** in der ersten Ausführungsform, wobei der Empfänger **1** ein Ausgleichsverfahren gemäß der vorliegenden Erfindung implementiert. Bezug nehmend auf **Fig. 1** weist der Empfänger **1** ein Empfangsantennenelement Rx, einen Tuner **10**, einen Analog-Digital-Wandler (ADC) **11**, einen Quadraturdemodulator **12**, einen Lokaloszillator **13**, eine Diskret-Fourier-Transformations-(DFT)Einheit **14**, einen Ausgleicher **15** (Equalizer), einen Trägerdemodulator **16**, einen Fehlerkorrektor **17** und einen Decodierer **18**.

[0039] Der Tuner **10** führt analoge Signalverarbeitung wie etwa einen Tuningprozess an einem Funksignal durch, welches durch das Empfangsantennenelement Rx empfangen worden ist, um ein analoges Empfangssignal zu erzeugen und gibt das analoge Empfangssignal an den Analog-Digital-Wandler **11** aus. Der Analog-Digital-Wandler **11** wandelt das analoge Empfangssignal in ein digitales Empfangssignal um, welches er an den Quadraturdemodulator **12** ausgibt. In dieser Ausführungsform ist das analoge Empfangssignal ein Multiträger-Signal, das aus einer Mehrzahl von Unterträgern erzeugt worden ist, genauer ein orthogonales Frequenztei-

ermultiplex-(OFDM)Signal, das unter Verwendung von Unterträgern erzeugt worden ist, die eine zueinander orthogonale Beziehung aufweisen.

[0040] Der Quadraturdemodulator **12** führt Quadraturmodulation an der Ausgabe des Analog-Digital-Wandlers **11** unter Verwendung eines Oszillator-Frequenzsignals LO durch, das aus dem Lokaloszillator **13** zugeführt wird, um ein Basisband-Empfangssignal zu erzeugen. Das Basisband-Empfangssignal ist ein Komplexsignal, das eine In-Phasen-Komponente und eine Quadraturkomponente beinhaltet. Bei komplexer Nummernnotation ist das Komplexsignal als $I + jQ$ repräsentiert, wobei die In-Phasen-Komponente den Realteil I der Komplexzahl repräsentiert, die Orthogonalkomponente den Imaginärteil Q der Komplexzahl repräsentiert und j die Imaginäreinheit repräsentiert.

[0041] **Fig. 2** zeigt schematisch eine Struktur eines Sendesymbols (OFDM-Symbol). Bezug nehmend auf **Fig. 2** beinhaltet ein Sendesymbol ein valides Symbolintervalle einschließlich einer Mehrzahl von Frequenzmultiplex-Unterträgern und ein Wachintervall (GI, guard interval), das ein redundantes Signal (zyklischer Präfix) identisch zum Endteil des validen Symbols enthält. Eine einzelne Symbolperiode (einzelne Symbollänge) T_s beinhaltet die Länge T_u des validen Symbolintervalls und die Länge T_g des Wachintervalls GI. In dieser Ausführungsform ist das Wachintervall GI als dem validen Symbolintervall vorhergehend gezeigt, aber das Wachintervall GI kann an einer anderen Stelle platziert sein, wie etwa beispielsweise unmittelbar nach dem validen Symbol.

[0042] Der Empfänger **1** empfängt ein Symbol des Typs, der in **Fig. 2** gezeigt ist, gleichzeitig. Pilotunterträger bekannter Amplitude und Phase werden periodisch in das Sendesymbol am Sender inseriert. **Fig. 3** zeigt schematisch eine Beispielanordnung von gestreuten Pilot-(SP)Signalen und Datenunterträgersignalen, welche für Datenübertragung verwendet werden. Bezug nehmend auf **Fig. 3** sind die Unterträger in Intervallen von Δf in Frequenzrichtung beabstandet. Der gestreute Pilot-(SP)Signale werden in Intervallen von L_{sp} -Symbolen in der Zeitrichtung (Symbolrichtung) und in Intervallen eines Unterträgers in der Frequenzrichtung (Unterträgerrichtung) eingefügt. Das gestreute Pilotsignalmuster wird in der Frequenzrichtung um b Unterträgerfrequenzintervalle ($b \times \Delta f$) von einem Symbol zum nächsten verschoben. In der im ISDB-T-Standard dargestellten gestreuten Pilotsignalanordnung ist L_{sp} gleich 4, ist a gleich 12 und ist b gleich 3, wie in **Fig. 3** gezeigt.

[0043] Wieder Bezug nehmend auf **Fig. 1** führt die DFT-Einheit **14** eine diskrete schnelle N-Punkt-Fourier-Transformation (eine orthogonale Transformation) am Basisband-Empfangssignal aus, um ein Unterträgersignal F_s in der Frequenzdomäne zu erzeugen. Die diskrete schnelle Fourier-Transformation kann durch eine andere Art orthogonalen Transformation ersetzt werden.

[0044] Der Ausgleicher **15** schätzt die Kanalcharakteristikwerte in der Frequenzdomäne auf Basis von gestreuten Pilotsignalen ab, die aus dem Unterträgersignal extrahiert werden, das aus der DFT-Einheit **14** eingegeben wird, und kann eine Verzerrung in den Unterträgersignalen unter Verwendung der Schätzwerte korrigieren. Das korrigierte Frequenzdomänensignal oder ausgeglichene Signal E_s wird dem Trägerdemodulator **16** zugeführt. Die Struktur und der Betrieb des Ausgleichers **15** werden später beschrieben.

[0045] Der Trägerdemodulator **16** führt eine Trägerdemodulation (Digitaldemodulation) an jedem Unterträger im ausgeglichenen Signal E_s durch, um eine Reihe von Empfangsdatensignalen zu erzeugen. Das Trägermodulationsverfahren kann eine Quadraturphasenverschiebungs-Verschlüsselung (QPSK), M-ary Quadratur-Amplitudenmodulation (M-QAM, wobei M eine Ganzzahl nicht kleiner als 2 ist) oder eine andere Art von Modulation sein. Der Fehlerkorrektor **17** führt Fehlerkorrektur an einer Reihe von Ausgaben aus dem Trägerdemodulator **16** aus. Der Decodierer **18** führt einen Decodierprozess an der Ausgabe des Fehlerkorrektors **17** aus, um decodierte Daten zu ermitteln.

[0046] Die Struktur des in **Fig. 1** gezeigten Ausgleichers **15** wird nun beschrieben.

[0047] Bezug nehmend auf **Fig. 1**, beinhaltet der Ausgleicher **15** eine Pilotextraktionseinheit **21**, eine Kanalcharakteristik-Abschätzeinheit **22**, eine Invers-Diskret-Fourier-Transformations-(IDFT)-Einheit **23**, eine Glättungseinheit **24**, eine Schwellenwerteinheit **25**, eine Diskret-Fourier-Transformations-(DFT)-Einheit **26**, eine Signalverzögerungseinheit **30** und einen Ausgleichsprozessor **31**.

[0048] Die Pilotextraktionseinheit **21** extrahiert gestreute Pilotsignale aus dem eingegebenen Unterträgersignal F_s . Auf Basis der extrahierten gestreuten Pilotsignale schätzt die Kanalcharakteristik-Abschätzeinheit **22** die Kanalcharakteristik ab, welche das gestreute Pilotsignal beeinflusst. Beispielsweise kann die Kanalcharak-

teristik-Abschätzeinheit **22** die Kanalcharakteristik durch Teilen der extrahierten gestreuten Pilotsignale durch die bekannten gestreuten Pilotsignalwerte berechnen.

[0049] Die Kanalcharakteristik $H_p(f, mT_s)$, welche das gestreute Pilotsignal beeinträchtigt, wird durch Gleichung (1) unten gegeben.

$$H_p(f, mT_s) = H(f, mT_s) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - n \cdot a \cdot \Delta f - m \cdot b \cdot \Delta f) \quad (1)$$

[0050] Hier ist $H(f, mT_s)$ die Kanalcharakteristik, die auf das m -te Symbol einwirkt; ist T_s die Länge (in Sekunden) des OFDM-Symbols; ist Δf der Unterträgerabstand (in Hz); ist a das Intervall (eine Last von Unterträgern), in welchem gestreute Pilotsignale in der Frequenzrichtung eingefügt sind; ist b die Menge (in Anzahl von Unterträgern), um welche die Anordnung von gestreuten Pilotsignalen zwischen angrenzenden Symbolen verschoben ist; ist $\delta(x)$ die Dirac-Deltafunktion für die Variable x .

[0051] Durch Ausführen einer inversen Fourier-Transformation an der Kanalcharakteristik $H_p(f, mT_s)$ in Gleichung (1) oben in Bezug auf die Frequenz f kann ein abgeschätztes Verzögerungsprofil, das eine Charakteristik ist, die als eine Funktion von Zeit mT_s und Verzögerungszeit τ ausgedrückt ist, ermittelt werden. Das abgeschätzte Verzögerungsprofil $R(\tau; m)$ wird spezifisch durch Gleichung (2) unten gegeben.

$$R(\tau; m) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h\left(\tau - \frac{k}{a \cdot \Delta f}, mT_s\right) \times \exp\left(j2\pi \frac{b}{a} mk\right) \quad (2)$$

[0052] In Gleichung (2) repräsentiert τ die Verzögerungszeit, ist j die Imaginäreinheit und ist $h(\tau, mT_s)$ das Verzögerungsprofil des m -ten Symbols, das durch Durchführen einer inversen Fourier-Transformation an der Kanalcharakteristik $H(f, mT_s)$ auf der rechten Seite in Gleichung (1), wobei die Frequenz f als eine Variable behandelt wird, erhalten werden kann. Die $k = 0$ Terme auf der rechten Seite in Gleichung (2) repräsentieren das gewünschte Verzögerungsprofil; die Terme mit $k \neq 0$ repräsentieren wiederholte Komponenten (unerwünschte Komponenten). Auf den Ausdruck $\exp[j2\pi(b/a)mk]$ auf der rechten Seite von Gleichung (2) fokussierend, zeigt für die wiederholten Komponenten mit $k \neq 0$ dieser Ausdruck eine Phasenrotation in der Symbolrichtung an. Spezifischer, falls die gestreuten Pilotsignale wie in **Fig. 3** gezeigt angeordnet sind, ist a gleich 12, b gleich 3 und ist der Betrag von Phasenrotation $\exp(jmk\pi/4)$, was bedeutet, dass jedesmal, wenn die Symbolnummer m um Eins ansteigt, die Phase um $\pi/4$ rotiert.

[0053] Durch Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation am Verzögerungsprofil $R(\tau; m)$ gegeben durch Gleichung (2) oben in der Symbolrichtung (Symbolnummer m) kann ein Dopplerfrequenzspektrum, welches die Charakteristik im Hinblick auf Verzögerungszeit τ und Dopplerfrequenz repräsentiert, ermittelt werden. Das Dopplerfrequenzspektrum kann wie in Gleichung (3) unten ausgedrückt werden, unter Verwendung einer Funktion $D(\tau, h/NT_s)$, welche Dopplerverbreiterung repräsentiert.

$$\begin{aligned} DFT[R(\tau; m)] &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} D\left(\tau - \frac{k}{a \cdot \Delta f}, \frac{h}{N \cdot T_s} - \frac{b \cdot k}{a \cdot T_s}\right) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} D\left(\tau - \frac{T_u}{a} k, \frac{h}{N \cdot T_s} - \frac{b \cdot k}{a \cdot T_s}\right) \end{aligned} \quad (3)$$

[0054] Die Funktion $D(\tau, h/NT_s)$ wird durch Durchführen einer diskreten N-Punkt-Fourier-Transformation an der Funktion $h(\tau, mT_s)$ in der Symbolrichtung (Zeit $t = mT_s$) ermittelt. $DFT[R(\tau; m)]$ repräsentiert eine diskrete N-Punkt-Fourier-Transformation, welche am Verzögerungsprofil $R(\tau; m)$ in der Symbolrichtung (Zeit $t = mT_s$) durchgeführt wird.

[0055] Ein Zweisignal-Rice-Kanal (ein Kanal, der eine diskrete Welle ohne zeitliche Abweichung und eine verzögerte Rayleigh-Welle enthält) wird nunmehr erwogen. Eine durch Gleichung (3) für einen Zweisignal-Rice-Kanal berechnete beispielhafte Charakteristik ist in **Fig. 4** gezeigt, wo die horizontale Achse Verzögerungszeit τ repräsentiert und die vertikale Achse Dopplerfrequenz repräsentiert.

[0056] Die erwünschten Wellenkomponenten S00, S04, D10, D14 in **Fig. 4** entsprechen $k = 0$ Ausdrücken auf der rechten Seite in Gleichung (3). Die verzögerten, erwünschten Wellenkomponenten D10, D14 werden in der Dopplerrichtung verbreitert; die direkten erwünschten Wellenkomponenten S00 und S04 werden nicht. Die direkte Wellenkomponente S00 wird mit Phasenverschiebungen gleich ganzzahligen Mehrfachen von $Tu/12$ in Komponenten s11, s22, s33 und s44 wiederholt. Die verzögerte Wellenkomponente D10 wird mit Phasenverschiebungen gleich ganzzahligen Mehrfachen von $Tu/12$ in den Komponenten d21 und d32 wiederholt. Eine wiederholte Komponente d03 mit einer Phasenverschiebung von $Tu/12$ erscheint auch für die verzögerte Wellenkomponente D14. Um die Kanalcharakteristika für alle Unterträger genau auf Basis der Signalcharakteristika abzuschätzen, welche die gestreuten Pilotsignale beeinträchtigen, müssen die wiederholten Komponenten eliminiert werden.

[0057] Die IDFT-Einheit **23** führt eine inverse diskrete Fourier-Transformation an der Kanalcharakteristik des durch die Kanalcharakteristik-Abschätzeinheit **22** berechneten gestreuten Pilotsignals aus, um ein abgeschätztes Verzögerungsprofil $R(\tau; m)$ zu erzeugen. Anstelle der inversen diskreten Fourier-Transformation kann eine andere Art von inverser orthogonaler Transformation verwendet werden.

[0058] Die Glättungseinheit **24** glättet das abgeschätzte Verzögerungsprofil $R(\tau; m)$ in der Symbolrichtung über eine Anzahl von Abtastwerten gleich einem ganzzahligen Mehrfachen der gestreuten Einfügeperiode Lsp in der Symbolrichtung. Das resultierende geglättete Verzögerungsprofil wird an die Schwellenwerteinheit **25** ausgegeben. Die Intervalle, bei denen gestreute Pilotsignale in der Frequenzrichtung eingefügt werden, sind $a \times \Delta f = 12 \times \Delta f$, wie in **Fig. 3** gezeigt. Das Abtastintervall für die durch die IDFT-Einheit **23** durchgeführte inverse diskrete Fourier-Transformation ist $3 \times \Delta f$. Die Anzahl von durch die IDFT-Einheit **23** abgetasteten Punkten ist daher $N/3$. Abtastwerte, die nicht zu den gestreuten Pilotsignalen gehören, weisen Null-Werte auf.

[0059] Das beispielhafte abgeschätzte Verzögerungsprofil $r(\tau; m)$, das durch die IDFT-Einheit **23** für einen Zwei-Signal-Rice-Kanal erzeugt wird, was hinsichtlich einer Verzögerungszeit und Doppler-Frequenz in **Fig. 4** gezeigt worden ist, wird in **Fig. 5** gezeigt, wie man es sehen würde, wenn man aus der Verzögerungszeit(τ)-Achse blicken würde. Die Werte des abgeschätzten Verzögerungsprofils $r(\tau; m)$ werden durch Komplexzahlen ausgedrückt. Die vertikale Achse in **Fig. 5** repräsentiert die Amplitude des abgeschätzten Verzögerungsprofils $R(\tau; m)$. Wiederholungskomponenten s1, s2, s3, s4 und so weiter erscheinen in sukzessiven Intervallen von $Tu/12$ aus der Direktwellenkomponente (erwünschte Wellenkomponente) S0, und wiederholte Komponenten d2, d3, d4 und so weiter erscheinen in sukzessiven Intervallen von $Tu/12$ ab der verzögerten Wellenkomponente (erwünschte Wellenkomponente) D1. Diese wiederholten Komponenten s1, s2, s3, s4, d2, d3, d4 entsprechen $k \neq 0$ Ausdrücken auf der rechten Seite in Gleichung (2) oben. Die wiederholten Komponenten erscheinen entsprechend an Positionen, die um $k \times Tu/12$ (wobei k eine Ganzzahl ist) verschobenen Positionen in der Verzögerungszeitrichtung ab der erwünschten Wellenkomponente. Das abgestützte Verzögerungsprofil $r(\tau; m)$ beinhaltet auch eine Rauschkomponente Ns aufgrund von Gauss'schem Rauschen, das im Empfangssignal enthalten ist.

[0060] Die Glättungseinheit **24** glättet getrennt den Realteil und den Imaginärteil von Lsp ($= 4$) sukzessiven Symbolen unter Verwendung der obigen Eigenschaften der wiederholten Komponenten, um die wiederholten Komponenten des abgeschätzten Verzögerungsprofils $r(\tau; m)$ zu unterdrücken. Die Glättungseinheit **24** kann beispielsweise als gleitender Durchschnittsfilter konfiguriert sein, oder als ein Blockdurchschnittsfilter.

[0061] **Fig. 6** zeigt beispielhafte, sukzessive abgeschätzte Verzögerungsprofile $R(\tau; m)$, $R(\tau; m + 1)$, $R(\tau; m + 2)$, $R(\tau; m + 3)$ für vier Symbole. In **Fig. 6** repräsentiert die vertikale Achse den Realteil der abgeschätzten Verzögerungsprofile Verzögerungsprofile $R(\tau; m)$, $R(\tau; m + 1)$, $R(\tau; m + 2)$, $R(\tau; m + 3)$. Die Glättungseinheit **24** kann die wiederholten Komponenten durch Glätten von Reihen von Abtastwerten unterdrücken, die in der Zeitrichtung (der Symbolrichtung) im abgeschätzten Verzögerungsprofil in Bezug auf die Verzögerungszeit τ gereiht sind. Die Anzahl von in der Symbolrichtung durch die Glättungseinheit **24** geglätteten Abtastwerten beträgt nicht notwendigerweise Lsp ($= 4$); sie kann ein ganzzahliges Mehrfaches von Lsp sein.

[0062] Als Glättungseinheit **24** kann beispielsweise ein Digitalfilter wie etwa ein bekannter finiter Impulsreaktions-(FIR)Filter oder infiniter Impulsantwort-(IIR)Filter verwendet werden. **Fig. 7** zeigt schematisch ein Beispiel der Struktur der Glättungseinheit **24**. Bezug nehmend auf **Fig. 7** beinhaltet die Glättungseinheit **24** Verzögerungselemente **242**₁ bis **242**_{4L-1}; Multiplizierer **243**₁ bis **243**_{4L} und einen Addierer **244**, wobei L eine positive Ganzzahl ist. Die Glättungseinheit **24** kann ein geglättetes Verzögerungsprofil $FR(\tau; n)$ durch eine an Filterkoeffizienten w_1, w_2, \dots, w_{4L} und abgeschätzten Verzögerungsprofile $R(\tau; n)$, $R(\tau; n - 1)$, ..., $R(\tau; n - 4L + 1)$ durchgeführte Multiplizier-Addieroperation berechnen.

[0063] Das Ergebnis dieser Glättungsoperation ist in **Fig. 8** gezeigt. Die wiederholten Komponenten d0, s1 bis s4, d2 bis d4 in **Fig. 5** sind effektiv unterdrückt worden und die erwünschten Wellenkomponenten FS0 und FD1 erscheinen klar. Da die Rauschkomponente Ns in **Fig. 5** auch unterdrückt wird, wird die Amplitude der Rauschkomponente FNs auf einen niedrigen Pegel im geglätteten Verzögerungsprofil in **Fig. 8** reduziert. All dies zeigt an, dass die Genauigkeit der Verzögerungsprofilabschätzung verbessert worden ist.

[0064] Die Schwellenwerteinheit **25** in **Fig. 1** führt einen Schwellenwertprozess durch Ersetzen von Abtastwerten kleiner als der Schwellenwertamplitudenwert Th in dem aus der Glättungseinheit **24** ausgegebenen geglätteten Verzögerungsprofil durch Nullwerte aus. Der Schwellenwertprozess kann auch eine gegebene Anzahl von Abtastwerten vor und nach jeglichem Abtastwert rückhalten, der den Schwellenwertamplitudenwert Th übersteigt, anstelle davon, sie durch Nullwerte zu ersetzen. Im in **Fig. 8** gezeigten Beispiel, da die Rauschkomponente FNs den Schwellenwert Th nicht übersteigt, und die erwünschten Wellenkomponenten Fs0, Fd1 beide den Schwellenwert Th übersteigen, wird die Rauschkomponente FNs durch den Schwellenwertprozess eliminiert, wie in **Fig. 9** gezeigt.

[0065] Die DFT-Einheit **26** führt dann eine diskrete N-Punkt-Fourier-Transformation an dem aus der Schwellenwerteinheit **25** ausgegebenen geglätteten Verzögerungsprofil aus, um eine Kanalcharakteristik in der Frequenzdomäne zu berechnen. Das geglättete Verzögerungsprofil jedes Symbols weist hier nur N/3 Abtastwerte auf, so dass, um eine diskrete N-Punkt-Fourier-Transformation durchzuführen, die DFT-Einheit **26** 2N/3 Nullwerte zu den N/3 Abtastwerten des geglätteten Verzögerungsprofils hinzufügt. Diese Operation stellt Kanalcharakteristika für alle aus der DFT-Einheit **14** ausgegebenen N Unterträgersignale bereit.

[0066] Die Signalverzögerungseinheit **30** gibt das eingegebene Unterträgersignal Fs nach einer Verzögerungszeit einer gegebenen Anzahl von Symbolen an den Ausgleichsprozessor **31** aus. Die gegebene Anzahl von Symbolen, welche die Verzögerungszeit bestimmt, hängt von der Gruppenverzögerung in der Glättungseinheit **24** ab. Beispielsweise beträgt die Gruppenverzögerung eines gleitenden Vier-Symbol-Filters 2,5 Symbole, so dass die Signalverzögerungseinheit **30** das Unterträgersignal Fs um eine Verzögerungszeit von 2 bis 3 Symbolen verzögern sollte. In einer Umgebung mit zeitvariierender Kanalcharakteristik kann die Signalverzögerungseinheit **30** die Timings des aus der DFT-Einheit **14** ausgegebenen Signals und des aus der DFT-Einheit **26** ausgegebenen Signals auf einer Symbol-für-Symbol-Basis abgleichen.

[0067] Der Ausgleichsprozessor **31** gleicht das Unterträgersignal anhand eines bekannten Nullkraft-(ZF, zero-forcing)Kriteriums auf Basis einer aus der DFT-Einheit **26** ausgegebenen Kanalcharakteristik aus (korrigiert Verzerrung), und gibt das resultierende ausgeglichene Signal Es aus. Wenn das ZF-Kriterium verwendet wird, kann die Verzahnung des Unterträgersignals durch Unterteilen des Unterträgersignals, das aus der Signalverzögerungseinheit **30** ausgegeben ist, durch die Kanalcharakteristik entsprechend dem Unterträgersignal korrigiert werden. Anstelle eines ZF-basierten Ausgleichsverfahrens kann ein anderes Ausgleichsverfahren, wie etwa beispielsweise ein auf einem minimalen mittleren Quadratfehler (MMSE, minimum mean square error) basierendes Ausgleichsverfahren verwendet werden.

[0068] Durch Glätten des abgeschätzten Verzögerungsprofils $r(\tau; m)$ in der Symbolrichtung über eine Anzahl von Abtastwerten gleich einem ganzzahligen Mehrfachen der Pilotunterträgereinfügeperiode L_{sp} wie oben beschrieben, kann der Ausgleicher **15** in der ersten Ausführungsform ein geglättetes Verzögerungsprofil mit hoher Abschätzgenauigkeit bereitstellen. Entsprechend können unerwünschte Wellenkomponenten, welche durch die periodische Anordnung von Pilotunterträgern in der Symbolrichtung verursacht werden, unterdrückt werden und es können auch Rauschkomponenten effektiv unterdrückt werden.

[0069] **Fig. 10** zeigt eine beispielhafte Amplituden-Charakteristik der Glättungseinheit **24**, die durch einen gleitenden Vier-Symbol-Durchschnittsfilter gebildet ist. In **Fig. 10** ist die Grenzrate etwa $1/(8T_s)$. Entsprechend ist ein gleitender Durchschnittsfilter mit der in **Fig. 10** gezeigten Charakteristik bei einer Umgebung wirksam, in der die maximale Dopplerfrequenz etwa $1/(8T_s)$ nicht übersteigt.

[0070] Auf Basis des geglätteten Verzögerungsprofils erzielt der Empfänger **1** in der ersten Ausführungsform exzellente Korrektur nachfolgender Signalverzerrung in der Frequenzdomäne, wodurch er verbesserte Empfangsleistungsfähigkeit in einer Mehrpfadumgebung bereitstellt.

[0071] Anstelle des Berechnens abgeschätzter Verzögerungsprofile $R(\tau; m)$ mit N/3 Abtastpunkten wie in der ersten Ausführungsform können abgeschätzte Verzögerungsprofile nur für einen relevanten Verzögerungszeitbereich berechnet werden. Falls beispielsweise der GI-Abschnitt eine Wachintervalldauer T_g von etwa $1/4$ der validen Symbollänge T_u aufweist, für verzögerte Wellen im GI-Abschnitt, können abgeschätzte Verzöge-

rungsprofile mit N/4 Abtastpunkten berechnet werden. Wenn das abzuschätzende Verzögerungsprofil einen beschränkten Bereich hat, werden Rauschkomponenten und wiederholte Komponenten außerhalb dieses Bereichs automatisch verworfen, was die Genauigkeit des Verzögerungsprofil-Abschätzprozesses verbessert.

Zweite Ausführungsform

[0072] Eine zweite Ausführungsform eines Ausgleichsverfahrens gemäß der vorliegenden Erfindung wird nunmehr beschrieben. Der Empfänger in der zweiten Ausführungsform unterscheidet sich von einem Empfänger 1 (Fig. 1) in der ersten Ausführungsform darin, dass er einen anderen Ausgleicher **15B** aufweist.

[0073] Bezug nehmend auf **Fig. 11**, beinhaltet der Ausgleicher **15B** in der zweiten Ausführungsform eine Pilotextraktionseinheit **21**, eine Kanalcharakteristik-Abschätzeinheit **22**, eine IDFT-Einheit **23**, eine Dopplerdetektionseinheit **41**, eine erste Glättungseinheit **42**, eine Eingangswellendetektionseinheit **43**, eine Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit **44**, eine Schwellenwert-Einstelleinheit **45**, eine zweite Glättungseinheit **24b**, eine Schwellenwerteinheit **25b**, eine DFT-Einheit **26**, eine Signalverzögerungseinheit **30** und einen Ausgleichsprozessor **31**.

[0074] Die Pilotextraktionseinheit **21**, die Kanalcharakteristik-Abschätzeinheit **22**, die IDFT-Einheit **23**, die DFT-Einheit **26**, die Signalverzögerungseinheit **30** und der Ausgleichsprozessor **31**, die in **Fig. 11** gezeigt sind, weisen dieselbe Struktur wie die Pilotextraktionseinheit **21**, die Kanalcharakteristik-Abschätzeinheit **22**, die IDFT-Einheit **23**, die DFT-Einheit **26**, die Signalverzögerungseinheit **30** und der Ausgleichsprozessor **31**, die in **Fig. 1** gezeigt sind, auf. Die Verzögerungszeit in der Signalverzögerungseinheit **30** wird in Übereinstimmung mit einer in der zweiten Glättungseinheit **24b** erzeugten Gruppenverzögerung spezifiziert.

[0075] Die zweite Glättungseinheit **24b** unterteilt die Verzögerungszeitdomäne des abgeschätzten Verzögerungsprofils $R(\tau; m)$, das aus der IDFT-Einheit **23** ausgegeben ist, in D Zonen Z_0 bis Z_{D-1} . Die zweite Glättungseinheit **24B** kann dann das abgeschätzte Verzögerungsprofil $R(\tau; m)$ individuell in der Symbolrichtung über eine Anzahl von Abtastwerten gleich einem ganzzahligen Mehrfachen der Einfügeperiode Lsp des Pilotenträgers in jeder Zone glätten.

[0076] Die zweite Glättungseinheit **24B** empfängt Sätze von Filterkoeffizienten $F(0)$ bis $F(D - 1)$ entsprechend jeweils Zonen Z_0 bis Z_{D-1} aus der Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit **44** und kann den Glättungsfilterungsprozess unter Verwendung anderer Sätze von Filterkoeffizienten in den individuellen Zonen ausführen. Beispielsweise wird der d-te Satz von Filterkoeffizienten (F_d) zum Glätten in der d-ten Zone Z_d verwendet. Eine zweite Glättungseinheit **24B** dieses Typs kann aus einem oder mehreren FIR oder IIR Digitalfiltern konfiguriert sein. Falls die zweite Glättungseinheit **24B** einen einzelnen Digitalfilter beinhaltet, kann der Digitalfilter in einem Zeitteilerschema verwendet werden.

[0077] Eine durch Gleichung (3) berechnete beispielhafte Charakteristik für einen Zwei-Signal-Rice-Kanal ist in **Fig. 12** gezeigt. Die horizontale Achse repräsentiert Verzögerungszeit τ und die vertikale Achse repräsentiert die Dopplerfrequenz. Im illustrierten Beispiel wird die Dopplerfrequenz als etwa $1/(5Ts)$ Hz angenommen. Es gibt erwünschte Direktwellenkomponenten S_{00}, S_{04} , die nicht in der Dopplerrichtung verbreitert sind und verzögerte Wellenkomponenten D_{10}, D_{14} , die in der Dopplerrichtung verbreitert sind. Wiederholungskomponenten $s_{11}, s_{22}, s_{33}, s_{44}$ weisen Phasenverschiebungen von ganzzahligen Mehrfachen von $Tu/12$ in Bezug auf die direkte Wellenkomponente S_{00} auf. Wiederholte Komponenten d_{21}, d_{32} weisen Phasenverschiebungen von ganzzahligen Mehrfachen von $Tu/12$ in Bezug auf verzögerte Wellenkomponente D_{10} auf. Die wiederholte Komponente d_{03} weist eine Phasenverschiebung von $Tu/12$ in Bezug auf die verzögerte Wellenkomponente D_{14} auf.

[0078] Bezug nehmend auf **Fig. 14** ist die Verzögerungszeitdomäne des abgeschätzten Verzögerungsprofils $R(\tau; m)$, das in **Fig. 13** gezeigt ist, welches durch die IDFT-Einheit **23** für einen Zwei-Signal-Rice-Kanal mit der in **Fig. 12** gezeigten Charakteristik erzeugt worden ist, in einer Mehrzahl von Zonen Z_0 bis Z_9 unterteilt. Die zweite Glättungseinheit **24B** kann einen getrennten Glättungsbetrieb in der Symbolrichtung in jeder Zone ausführen.

[0079] Die Schwellenwerteinheit **25B** führt einen Schwellenwertprozess am aus der zweiten Glättungseinheit **24B** für jede Zone ausgegebenen individuellen geglätteten Verzögerungsprofil aus. Hier empfängt die Schwellenwerteinheit **25B** Schwellenwerte $Th(0)$ bis $Th(D - 1)$ entsprechend Zonen Z_0 bis Z_{D-1} aus der Schwellenwert-Einstelleinheit **45** und kann den Schwellenwertprozess unter Verwendung verschiedener Schwellenwerte für

unterschiedliche Zonen ausführen. Beispielsweise falls ein Abtastwert in der d-ten Zone Z_d nicht höher als der Schwellenwert $Th(d)$ ist, ersetzt die Schwellenwerteinheit **25** den Abtastwert durch einen Nullwert.

[0080] Die erste Glättungseinheit **42** weist dieselbe Struktur wie die Glättungseinheit **24** in der ersten Ausführungsform auf. Die erste Glättungseinheit **42** kann das abgeschätzten Verzögerungsprofil $R(\tau; m)$ in der Symbolrichtung über eine Anzahl von Abtastwerten gleich einem ganzzahligen Mehrfachen der Einfügeperiode Lsp des gestreuten Pilotsignals glätten.

[0081] Beispielhafte Passbänder PB1 des Filters, welche die erste Glättungseinheit **42** bilden, werden durch die gestrichelten Linienboxen in **Fig. 15** angezeigt. Das Passband PB1 ist der Teil innerhalb der Grenzrate. Die Grenzrate des Filters in dieser Ausführungsform ist etwa $1/(8Ts)$ Hz, niedriger als die maximale Dopplerfrequenz von etwa $1/(5Ts)$ Hz, die für den Kanal abgeschätzt ist. Einige Teile von erwünschten verzögerten Wellenkomponenten D10, D14 sind nicht im illustrierten Passband PB1 enthalten und einige Teile von wiederholten Komponenten D21, D03, welche den verzögerten Wellenkomponenten D10, D14 entsprechen, sind im Passband PB1 enthalten. **Fig. 16** zeigt schematisch ein aus der ersten Glättungseinheit **42** in diesem Fall ausgegebenes geglättetes Verzögerungsprofil. Im in **Fig. 16** gezeigten geglätteten Verzögerungsprofil wird entsprechend die erwünschte verzögerte Wellenkomponente FD1 etwas abgeschwächt und einige wiederholte Komponenten werden ununterdrückt gelassen, aber dieses geglättete Verzögerungsprofil ist bei Verwendung zum Detektieren von eingehenden Wellenkomponenten adäquat, wie später beschrieben wird.

[0082] Die Eingangswellendetektionseinheit **43** unterteilt die Verzögerungszeitdomäne des aus der ersten Glättungseinheit **42** ausgegebenen geglätteten Verzögerungsprofils in D Zonen Z_0 bis Z_{D-1} wie oben und kann eingehende Wellenkomponenten in jeder Zone detektieren. Spezifischer vergleicht die Eingangswellendetektionseinheit **43** jeden der Abtastwerte in Zonen Z_0 bis Z_9 mit einem gemeinsamen Schwellenwert $Th1$ und detektiert die Anwesenheit einer eingehenden Wellenkomponente (wie etwa einer erwünschten Wellenkomponente oder einer Restwiederholungskomponente) in jeder Zone auf Basis des Ergebnisses des Vergleichs, wie in **Fig. 16** gezeigt. Beispielsweise, da einer der Abtastwerte in der Zone Z_0 den Schwellenwert $Th1$ übersteigt, bestimmt die Eingangswellendetektionseinheit **43**, dass die Zone Z_0 eine eingehende Wellenkomponente beinhaltet und valide ist, und da alle Abtastwerte in der Zone Z_1 unter den Schwellenwert $Th1$ fallen, bestimmt die Eingangswellendetektionseinheit **43**, dass die Zone Z_1 eine eingehende Wellenkomponente nicht beinhaltet und invalide ist.

[0083] Alternativ kann die Eingangswellendetektionseinheit **43** die Summen von D Abtastwerten der Zonen Z_0 bis Z_{D-1} mit den Entscheidungsschwellenwerten $DTh(0)$ bis $DTh(D-1)$, die jeweils Zonen Z_0 bis Z_{D-1} zuordnet sind, vergleichen und kann die Anwesenheit einer eingehenden Wellenkomponente in jeder Zone entsprechend detektieren. Im in **Fig. 16** gezeigten Beispiel kann die Eingangswellendetektionseinheit **43** bestimmen, dass die Zonen Z_0 , Z_2 -Achse, die eingehende Wellenkomponenten FS0, FD1 enthalten, gültig sind und dass die anderen Zonen (Z_1 und Z_3 bis Z_9) keine eingehenden Wellenkomponenten enthalten und ungültig sind. Das Ergebnis von einer eingehenden Wellenkomponentendetektion in jeder Zone (Positionsinformation bezüglich der eingehenden Wellenkomponenten) wird der Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit **44** und der Schwellenwert-Einstelleinheit **45** zugeführt.

[0084] Die Dopplerdetektionseinheit **41** detektiert maximale Dopplerfrequenzen FD_0 bis FD_{D-1} in den D-Zonen Z_0 bis Z_{D-1} auf Basis der $N/3$ Abtastwerte des abgeschätzten Verzögerungsprofils $R(\tau; m)$, das aus der IDFT-Einheit **23** ausgegeben wird. Die maximalen Dopplerfrequenzen FD_0 bis FD_{D-1} werden der Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit **44** und der Schwellenwert-Einstelleinheit **45** zugeführt. Spezifischer detektiert die Dopplerdetektionseinheit **41** maximale Dopplerfrequenzen durch Summieren der Abtastwerte im abgeschätzten Verzögerungsprofil $R(\tau; m)$ in jeder Zone und Beobachten der Summen in der Zeitrichtung.

[0085] **Fig. 17** ist ein Blockdiagramm, welches schematisch ein Beispiel der Struktur der Dopplerdetektionseinheit **41** zeigt. Bezug nehmend auf **Fig. 17** beinhaltet die Dopplerdetektionseinheit **41** Spektrumsberechnungseinheiten **411₀** bis **411_{D-1}**, Flankendetektionseinheiten **414₀** bis **414_{D-1}** und Dopplerfrequenzdetektionseinheiten **415₀** bis **415_{D-1}**. Jede Spektrumsberechnungseinheit **411_d** (wobei d eine Ganzzahl im Bereich von 0 bis $D-1$ ist) beinhaltet eine Signalspeichereinheit **412_d** und eine Pfad-DFT-Einheit **413_d**.

[0086] Die d-te Signalspeichereinheit **412_d** berechnet die Summe $SUM_d(m)$ der Abtastwerte in der d-ten Zone Z_d des abgeschätzten Verzögerungsprofils $R(\tau; m)$ und speichert die Summen des $SUM_d(m)$, $SUM_d(m+1)$, ... $SUM_d(m+P-1)$ für P aufeinander folgende Symbole (wobei P eine Ganzzahl nicht kleiner als 2 ist). Die d-te Profil-DFT-Einheit **413_d** führt eine diskrete Fourier-Transformation an den P Summen $SUM_d(m)$, $SUM_d(m+1)$, ... $SUM_d(m+P-1)$ durch.

+ 1), ... $\text{SUM}_d(m + P - 1)$ aus, um ein Dopplerfrequenzspektrum zu ermitteln (ein, eine Dopplerverbreitung anzeigendes Signal) der entsprechenden Zone Z_d .

[0087] Die d-te Flankendetektionseinheit **414_d** detektiert gepaarte steigende und fallende Flanken der Frequenzkomponenten, die m durch die Profil-DFT-Einheit **413_d** berechneten Dopplerfrequenzspektrum erscheinen. Aus den durch die Flankendetektionseinheit **414_d** detektierten Flankenpaaren selektiert die Dopplerfrequenzdetektionseinheit **415_d** das Flankenpaar entsprechend der Frequenzkomponente der Zentralfrequenz, die am nächsten an Null ist, und gibt den Absolutwert der Frequenz bei steigender oder fallender Flanke des ausgewählten Paares als eine maximale Dopplerfrequenz FD_d an.

[0088] **Fig. 18** und **Fig. 19** zeigen beispielhafte Dopplerfrequenzspektren jeweils entsprechend Zonen Z_0 und Z_2 in **Fig. 14**. Wie in **Fig. 14** gezeigt, beinhaltet Zone Z_0 eine erwünschte direkte Wellenkomponente S_0 und wiederholte Komponente d_0 entsprechend einer verzögerten Wellenkomponente. Das in **Fig. 18** gezeigte Dopplerfrequenzspektrum weist eine erwünschte Direktwellen-Frequenzkomponente auf, die bei der Dopplerfrequenz Null zentriert ist, und eine wiederholte Frequenzkomponente, die um die Dopplerfrequenz $3/(4T_s)$ herum zentriert ist. Das in **Fig. 19** gezeigte Dopplerfrequenzspektrum weist eine erwünschte verzögerte Wellenfrequenzkomponente auf, die um die Dopplerfrequenz Null zentriert ist, und eine direkte Wellenwiederholungsfrequenzkomponente, die bei Dopplerfrequenz $1/(4T_s)$ zentriert ist.

[0089] Die Flankendetektionseinheiten **414₀** bis **414_{D-1}** können die Differenz zwischen angrenzenden Abtastwerten des Dopplerfrequenzspektrums berechnen, die Differenz mit einem positiven Schwellenwert für fallende Flankendetektion und einem negativen Schwellenwert für steigende Flankendetektion vergleichen und die steigenden und fallenden Flanken von Frequenzkomponenten auf Basis der Vergleichsergebnisse detektieren. Auf diese Weise kann die Flankendetektionseinheit **414₀** beispielsweise steigende Flanken UE_1 , UE_2 und fallende Flanken DE_1 , DE_2 im in **Fig. 18** gezeigten Dopplerfrequenzspektrum detektieren, und kann die Flankendetektionseinheit **414₀** bis **414₂** steigende Flanken UE_3 , UE_4 und fallende Flanken DE_3 , DE_4 im in **Fig. 19** gezeigten Dopplerfrequenzspektrum detektieren.

[0090] Die Dopplerfrequenzdetektionseinheit **415_d** behandelt aneinander angrenzende steigende und fallende Flanken als ein Paar, falls die ansteigende Flanke eine niedrigere Dopplerfrequenz aufweist. In **Fig. 18** erfüllen Paare (UE_1, DE_1) und (UE_2, DE_2) diese Bedingung. Der Zentralfrequenzwert in der Mitte zwischen der detektierten steigenden Flanke und fallenden Flanke jedes Paars (die Zentralfrequenz der entsprechenden Frequenzkomponente) wird berechnet und das Paar, dessen Zentralfrequenzwert den kleinsten Absolutwert aufweist, wird aufgefunden, zum Beispiel das Paar (UE_1, DE_1) in **Fig. 18**. Der größere vom Absolutfrequenzwert der steigenden Flanke und dem Absolutfrequenzwert der fallenden Flanke wird dann ausgewählt und als die maximale Dopplerfrequenz ausgegeben. Die erwünschten Komponenten in **Fig. 18** und **Fig. 19**, die symmetrisch um die Achse, wo die Dopplerfrequenz Null ist, breiten sich aus, so dass der Absolutwert entweder der steigenden oder fallenden Flanke ausgegeben werden kann.

[0091] Die Dopplerdetektionseinheit **41** in **Fig. 17** beinhaltet D Verarbeitungssysteme, die parallel arbeiten, aber die Dopplerdetektionseinheit ist nicht auf diese Struktur begrenzt. Ein Verarbeitungssystem kann in einem Zeitteilerschema verwendet werden, um die maximalen Dopplerfrequenzen FD_0 bis FD_{D-1} einer Mehrzahl von Zonen Z_0 bis Z_{D-1} zu berechnen.

[0092] Die Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit **44** in **Fig. 11** kann die Sätze von Filterkoeffizienten $F(0)$ bis $F(D - 1)$ bestimmen, die durch die Glättungseinheit **24B** zu verwenden ist, auf Basis des Ergebnisses der Bestimmung von eingehenden Wellenkomponenten in jeder Zone und den maximalen Dopplerfrequenzen FD_0 bis FD_{D-1} , welche durch die Dopplerdetektionseinheit **41** detektiert werden. Für eine gültige Zone, die bestimmt worden ist, eine eingehende Wellenkomponente zu beinhalten (wie etwa Zone Z_0 in **Fig. 16**), kann die Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit **44** als den Satz von auf die gültige Zone anzuwendenden Filterkoeffizienten einen Satz von Koeffizienten spezifizieren, der einen Tiefpassfilter definiert, der Frequenzkomponenten nicht höher als die maximale Dopplerfrequenz in der Zone passiert und Frequenzkomponenten höher als die maximale Dopplerfrequenz abschwächt. Für eine ungültige Zone, welche bestimmt worden ist, keine eingehenden Wellenkomponenten zu enthalten (wie etwa Zone Z_1 in **Fig. 16**), kann die Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit **44** als den Satz von den an die ungültige Zone anzulegenden Filterkoeffizienten einen Satz von Koeffizienten spezifizieren, die einen Filter mit einem sehr engen Passband definieren.

[0093] Beispielhafte Passbänder PB2 der Filter, welche die Glättungseinheit **24B** bilden, werden durch die gestrichelten Linienboxen in **Fig. 20** angezeigt. Da ein Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz gleich der Dopplerfrequenz FD_0 in der gültigen Zone Z_0 in Übereinstimmung mit dem abgeschätzten Verzögerungsprofil in **Fig. 14**

verwendet wird, kann die wiederholte Komponente d03 unterdrückt werden. Die wiederholte Komponente s11 in der gültigen Zone Z_2 kann unter Verwendung eines Tiefpassfilters mit einer Grenzfrequenz gleich der Dopplerfrequenz FD_2 unterdrückt werden. In den ungültigen Zonen Z_1 und Z_3 bis Z_9 wird ein Tiefpassfilter mit einem Passband viel enger als demjenigen für die gültigen Zonen Z_0 , Z_2 verwendet, um wiederholte Komponenten d21, d32, s11, s22, s33 zu unterdrücken. Da der getrennte Glättungsfilter in jeder Zone spezifiziert werden kann, spezifischer, da ein Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz gleich der maximalen Dopplerfrequenz der erwünschten Komponente in der Zone spezifiziert werden kann, kann das Verzögerungsprofil genau selbst in einer Funkumgebung abgeschätzt werden, in welcher erwünschte Komponenten und wiederholte Komponenten einander überlappen.

[0094] Die Schwellenwert-Einstelleinheit **45** kann einen hohen Schwellenwert für ungültige Zonen spezifizieren, welche bestimmt werden, keine eingehenden Wellenkomponenten zu enthalten. Für gültige Zonen, welche bestimmt werden, eine eingehende Wellenkomponente zu beinhalten, kann die Schwellenwert-Einstelleinheit **45** den Schwellenwert mit steigender detekter maximaler Dopplerfrequenz absenken. Die Schwellenwert-Einstelleinheit **45** spezifiziert bevorzugt den kleinstmöglichen Schwellenwert in jeder Zone, so dass eingehende Wellenkomponenten mit kleiner Empfangsleistung nicht verpasst werden. Spezifisch werden in einer Zone, in welcher der in der Glättungseinheit **24B** verwendete Filter ein enges Passband hat, Gauss'sche Rauschkomponenten adäquat unterdrückt, so dass ein kleiner Schwellenwert spezifiziert werden kann. In einer Zone, in welcher der in der Glättungseinheit **24B** verwendete Filter ein breites Passband hat, kann ein großer Schwellenwert spezifiziert werden.

[0095] Wenn beispielsweise W die Passbandbreite es Filters in einer gegebenen Zone bezeichnet, kann ein Schwellenwert gleich $A \times W + B$ für die eine Zone spezifiziert werden, wobei A und B gegebene Konstanten sind. Als ein Spezialfall kann der Schwellenwert unabhängig von der Passbandbreite W durch Einstellen von A gleich Null bestimmt werden.

[0096] Der Ausgleicher **15B** in dieser Ausführungsform kann die Filtercharakteristika der Glättungseinheit **24B** in Übereinstimmung mit den detektierten eingehenden Wellenkomponenten und ihre maximale Dopplerfrequenz variieren, wodurch die Filtercharakteristika der Glättungseinheit **24B** für die Funkumgebung und für die Empfangsumgebung optimiert werden. Das Verzögerungsprofil kann daher genau abgeschätzt werden.

[0097] Bei dieser Ausführungsform, da Dopplerfrequenzen und eingehende Wellenkomponenten in jeder von Zonen Z_0 bis Z_{D-1} detektiert werden, und die zweite Glättungseinheit **24B** Glättung in der Symbolrichtung in jeder Zone durchführt, können wiederholt Komponenten effektiv in einer Weise unterdrückt werden, welche auf die Funkumgebung und die Empfangsumgebung responsiv ist. Insbesondere können wiederholte Komponenten effektiv selbst in einer Funkumgebung so unterdrückt werden, dass die maximalen Dopplerfrequenzen hoch sind (beispielsweise nicht niedriger als $1/(8T_s)$) und erwünschte Komponenten oder wiederholte Komponenten einander annähern oder überlappen.

[0098] Anstelle des Berechnens abgeschätzter Verzögerungsprofilen $R(t; m)$ mit $N/3$ Abtastpunkten wie in der zweiten Ausführungsform können abgeschätzte Verzögerungsprofile nur für einen relevanten Verzögerungszeitbereich berechnet werden. Falls beispielsweise der GI-Abschnitt eine Wachintervalldauer T_g von etwa $1/4$ der gültigen Symbollänge T_u aufweist, für verzögerte Wellen im GI-Abschnitt, können abgeschätzte Verzögerungsprofile mit $N/4$ Abtastpunkten berechnet werden. Wenn das abzuschätzende Verzögerungsprofil einen begrenzten Bereich hat, werden Rauschkomponenten und wiederholte Komponenten außerhalb dieses Bereichs automatisch verworfen, was die Genauigkeit des Verzögerungsprofilabschätzprozesses verbessert.

Dritte Ausführungsform

[0099] Als Nächstes wird eine dritte Ausführungsform beschrieben. Einige der Funktionen des Empfängers in der ersten oder zweiten Ausführungsform können entweder durch Hardware oder durch ein Computerprogramm implementiert werden. Falls einige der Funktionen durch ein Computerprogramm implementiert werden, kann ein Mikroprozessor, der eine Zentraleinheit (CPU) beinhaltet, jene Funktionen durch Laden des Computerprogramms aus einem computerlesbaren Aufzeichnungsmedium und Ausführen des Computerprogramms ausführen.

[0100] Fig. 21 zeigt eine beispielhafte Computervorrichtung **50** zum Implementieren der Ausgleicher **1**, **1B** in den vorstehenden Ausführungsformen unter Verwendung eines Computerprogramms. Die Computervorrichtung **50** beinhaltet einen Prozessor **51**, einen wahlfreien Zugriffsspeicher (RAM) **52**, einen nicht-flüchtigen Speicher **53**, wie etwa einen Nur-Lese-Speicher (ROM), eine Speichereinheit **54**, eine Eingabe/Ausgabe-

Schnittstelle **55** und einen Bus **56**. Der Prozessor **51** kann die Funktionen des Empfängers **1** oder **1B** durch Laden des entsprechenden Computerprogramms aus dem nicht-flüchtigen Speicher **53** und seine Ausführung implementieren.

[0101] **Fig.** 22 ist ein Flussdiagramm, das ein Ausgleichsverfahren identisch zum Ausgleichsverfahren in der ersten Ausführungsform illustriert. Bezug nehmend auf **Fig.** 22 empfängt der Prozessor **51** ein Frequenzdomänen-Unterträgersignal F_s , welches über die Eingabe/Ausgabe-Schnittstelle **55** eingegeben wird, speichert es zeitweilig im RAM **52** und extrahiert gestreute Pilotsignale (Schritt S11), wie dies die Pilotextraktionseinheit **21** in der vorstehenden Ausführungsform gemacht hat. Der Prozessor **51** schätzt eine Kanal-Charakteristik in der Zeitdomäne auf Basis der extrahierten gestreuten Pilotsignale ab, wie es die Kanalcharakteristik-Abschätzeinheit **22** gemacht hat, und erzeugt ein abgeschätztes Verzögerungsprofil $R(\tau; m)$ durch Durchführen einer inversen Fourier-Transformation an der Kanal-Charakteristik in der abgeschätzten Zeitdomäne (Schritt S12), wie es die IDFT-Einheit **23** gemacht hat.

[0102] Der Prozessor **51** glättet dann das abgeschätzte Verzögerungsprofil $R(\tau; m)$ in der Symbolrichtung über eine Anzahl von Abtastwerten gleich einem ganzzahligen Mehrfachen der Einfügeperiode Lsp des gestreuten Pilotsignals, um ein geglättetes Verzögerungssignal $FR(\tau; m)$ zu erzeugen (Schritt S13), und führt den Schwellenwertprozess (Schritt S14) aus, wie es die Schwellenwerteinheit **25** gemacht hat.

[0103] Der Prozessor **51** erzeugt eine Kanal-Charakteristik in der Frequenzdomäne durch Durchführen einer diskreten Endpunkt-Fourier-Transformation an den geglätteten Verzögerungsprofil $FR(\tau; m)$ (Schritt S15), wie es die DFT-Einheit **26** gemacht hat. Der Prozessor **51** liest dann das Unterträgersignal F_s aus dem RAM **52** mit einer gegebenen Verzögerung ab seiner Eingabezeit (Schritt S16) und verwendet die in Schritt S15 berechnete Kanal-Charakteristik zum Ausgleichen des Unterträgersignals F_s (Schritt S17).

[0104] Verschiedene beispielhafte Ausführungsformen der Erfindung sind oben unter Bezugnahme auf die Zeichnungen beschrieben worden, aber verschiedene andere Ausführungsformen sind ebenfalls möglich. Beispielsweise kann ein Teil oder der gesamte Empfänger in der ersten oder zweiten Ausführungsform in einem Schaltungschip mit Großintegrationsmaßstab (LSI), einem feldprogrammierbaren Gate-Array (FPGA) oder einer applikations-spezifischen integrierten Schaltung (ASIC) implementiert werden.

[0105] Der Empfänger in der ersten oder zweiten Ausführungsform kann auch als ein digitaler Rundfunkempfänger konfiguriert sein (entweder ein Fernsehrundfunkempfänger oder ein Radiorundfunkempfänger) oder als eine Kommunikationsvorrichtung wie etwa eine Empfangsvorrichtung in einem Mobilkommunikationssystem.

[0106] Fachleute auf dem Gebiet werden erkennen, dass weitere Variationen innerhalb des Schutzmfangs der Erfindung, der durch die anhängigen Ansprüche definiert ist, möglich sind.

Patentansprüche

1. Ausgleicher (**15**, **15B**) zum Kompensieren der Kanalverzerrung in einem Empfänger (**1**), der ein orthogonales Frequenzteilermultiplexsignal empfängt, in welches ein Pilotunterträger periodisch inseriert worden ist, wobei das Empfangssignal ein Symbol nach dem anderen empfangen wird und der Empfänger eine orthogonale Transformation an jedem Symbol des Empfangssignals durchführt, um ein Frequenzdomänensignal zu erzeugen, wobei der Ausgleicher umfasst:
 - eine Pilotextraktionseinheit (**21**) zum Extrahieren des Pilotunterträgers aus dem Frequenzdomänensignal;
 - eine Kanalcharakteristik-Abschätzeinheit (**22**) zum Abschätzen einer Kanalcharakteristik in der Frequenzdomäne auf Basis eines extrahierten Pilotunterträgers;
 - eine inverse orthogonale Transformationseinheit (**23**) zum Berechnen eines abgeschätzten Verzögerungsprofils durch Ausführen einer inversen orthogonalen Transformation der abgeschätzten Kanalcharakteristik;
 - eine Glättungseinheit (**24**, **24B**) zum Glätten des abgeschätzten Verzögerungsprofils in der Symbolrichtung über eine Anzahl von Abtastwerten gleich einem ganzzahligen Mehrfachen des Einfügungszeitraums des Pilotunterträgers in der Symbolrichtung, um ein geglättetes Verzögerungsprofil zu erzeugen, wobei die Glättungseinheit (**24B**) das abgeschätzte Verzögerungsprofil in einer Mehrzahl von Zonen in der Verzögerungszeitdomäne unterteilt und das abgeschätzte Verzögerungsprofil unter Verwendung von variablen Sätzen von Filterkoeffizienten glättet, entsprechend der Mehrzahl von Zonen, um das abgeschätzte Verzögerungsprofil in der Symbolrichtung separat in jeder Zone zu filtern;
 - eine Orthogonal-Transformationseinheit (**26**) zum Berechnen einer geglätteten Kanalcharakteristik in der Frequenzdomäne durch Ausführen einer orthogonalen Transformation am geglätteten Verzögerungsprofil;

einen Ausgleichsprozessor (31) zur Verwendung der geglätteten Kanalcharakteristik zum Korrigieren der Verzerrung des Frequenzdomänensignals;
 eine Eingangswelldetektionseinheit (43) zum Detektieren eingehender Wellenkomponenten, die in jeder der Zonen erscheinen;
 eine Dopplerdetektionseinheit (41) zum Detektieren einer maximalen Dopplerfrequenz der eingehenden Wellenkomponenten in jeder Zone auf Basis des abgeschätzten Verzögerungsprofils;
 eine Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit (44) zum Einstellen des variablen Satzes von Filterkoeffizienten entsprechend jeder Zone auf einen Satz von Koeffizienten entsprechend der durch die Dopplerdetektionseinheit in der Zone detektierten maximalen Dopplerfrequenz;
 eine Schwellenwert-Einstelleinheit (45) zum Einstellen einer Mehrzahl von Schwellenwerten entsprechend der Mehrzahl von Zonen so, dass die Schwellenwerte abnehmen, wenn die maximalen Dopplerfrequenzen in den entsprechenden Zonen ansteigen; und
 eine Schwellenwerteinheit (25B) zum Ausführen eines Schwellenwertprozesses durch Ersetzen von Abtastwerten kleiner dem entsprechenden Schwellenwert in jeder Zone des geglätteten Verzögerungsprofils mit Nullwerten, wodurch ein schwellengewertetes Verzögerungsprofil erzeugt wird, an welchem die orthogonale Transformationseinheit (26) die orthogonale Transformation ausführt, um die geglättete Kanal-Charakteristik zu erzeugen.

2. Ausgleicher (15, 15B) nach Anspruch 1, weiter umfassend eine Schwellenwerteinheit (25, 25B) zum Ausführen eines Schwellenwert-Prozesses durch Ersetzen von Abtastwerten kleiner einem Schwellenwert im geglätteten Verzögerungsprofil durch Nullwerte, wodurch ein schwellengewertetes Verzögerungsprofil erzeugt wird, an welchem die Orthogonal-Transformationseinheit (26) die orthogonale Transformation ausführt, um die geglättete Kanal-Charakteristik zu erzeugen.

3. Ausgleicher (15B) nach Anspruch 1, weiter umfassend:
 eine Eingangswelldetektionseinheit (43) zum Detektieren einer eingehenden Wellenkomponente, die im abgeschätzten Verzögerungsprofil erscheint;
 eine Dopplerdetektionseinheit (41) zum Detektieren einer maximalen Dopplerfrequenz entsprechend der eingehenden Wellenkomponente auf Basis des abgeschätzten Verzögerungsprofils; und
 eine Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit (44) zum Bestimmen einer Filtercharakteristik der Glättungseinheit (24B) auf Basis der maximalen Dopplerfrequenz; wobei
 die Glättungseinheit (24B) einen Glättungsfilter aufweist, der einen variablen Satz von Filterkoeffizienten verwendet, um das abgeschätzte Verzögerungsprofil in der Symbolrichtung zu glätten; und
 die Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit (44) den variablen Satz von Filterkoeffizienten auf einen Satz von Koeffizienten einstellt, welcher der maximalen Dopplerfrequenz entspricht.

4. Ausgleicher (15B) nach Anspruch 3, wobei die Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit (44) den variablen Satz von Filterkoeffizienten auf einen Satz von Koeffizienten einstellt, der einen Tiefpassfilter definiert, die Frequenzkomponenten unterhalb der maximalen Dopplerfrequenz passieren lassen und Frequenzkomponenten über der maximalen Dopplerfrequenz abschwächen.

5. Ausgleicher (15B) nach Anspruch 3 oder 4, weiter umfassend:
 eine Schwellenwerteinheit (25B) zum Ausführen eines Schwellenwertprozesses durch Ersetzen von Abtastwerten kleiner einem Schwellenwert in dem geglätteten Verzögerungsprofil mit Nullwerten, wodurch ein schwellengewertetes Verzögerungsprofil erzeugt wird, an welchem die orthogonale Transformationseinheit (26) die orthogonale Transformation ausführt, um die geglättete Kanal-Charakteristik zu erzeugen; und
 eine Schwellenwert-Einstelleinheit (45) zum Einstellen des Schwellenwerts auf einen Wert entsprechend der maximalen Dopplerfrequenz so, dass der Schwellenwert abnimmt, wenn die maximale Dopplerfrequenz ansteigt.

6. Ausgleicher (15B) nach Anspruch 1, wobei die Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit (44) den variablen Satz von Filterkoeffizienten entsprechend jeder Zone auf einen Satz von Koeffizienten einstellt, der einen Tiefpassfilter definiert, welcher Frequenzkomponenten unterhalb der maximalen Dopplerfrequenz, die in der Zone detektiert sind, passieren lässt und Frequenzkomponenten oberhalb der maximalen Dopplerfrequenz, die in der Zone detektiert werden, abschwächt.

7. Empfänger (1), der ein Orthogonal-Frequenzteilermultiplexsignal empfängt, in welches ein Pilotunterträger periodisch inseriert ist, wobei das Empfangssignal ein Symbol nach dem anderen empfangen wird, wobei der Empfänger umfasst:

eine Haupt-Orthogonaltransformationseinheit (14) zum Durchführen einer orthogonalen Transformation an jedem Symbol des Empfangssignals, um ein Frequenzdomänensignal zu erzeugen;

eine Pilotextraktionseinheit (21) zum Extrahieren des Pilotunterträgers aus dem Frequenzdomänensignal;

eine Kanalcharakteristik-Abschätzeinheit (22) zum Abschätzen einer Kanalcharakteristik in der Frequenzdomäne auf Basis des extrahierten Pilotunterträgers;

eine inverse orthogonale Transformationseinheit (23) zum Berechnen eines abgeschätzten Verzögerungsprofils durch Ausführen einer inversen orthogonalen Transformation an der abgeschätzten Kanalcharakteristik;

eine Glättungseinheit (24) zum Glätten des abgeschätzten Verzögerungsprofils in der Symbolrichtung über eine Anzahl von Abtastwerten gleich einem ganzzahligen Mehrfachen des Einfügezeitraums des Pilotunterträgers in der Symbolrichtung, um ein geglättetes Verzögerungsprofil zu erzeugen, wobei die Glättungseinheit (24) das abgeschätzte Verzögerungsprofil in einer Mehrzahl von Zonen in der Verzögerungszeitdomäne unterteilt und das abgeschätzte Verzögerungsprofil unter Verwendung von variablen Sätzen von Filterkoeffizienten glättet, entsprechend der Mehrzahl von Zonen, um das abgeschätzte Verzögerungsprofil in der Symbolrichtung separat in jeder Zone zu filtern;

eine Orthogonal-Transformationseinheit (26) zum Berechnen einer geglätteten Kanalcharakteristik in der Frequenzdomäne durch Ausführen einer orthogonalen Transformation am geglätteten Verzögerungsprofil;

einen Ausgleichsprozessor (31) zur Verwendung der geglätteten Kanalcharakteristik zum Korrigieren von Verzerrung des Frequenzdomänensignals;

eine Eingangswellendetektionseinheit (43) zum Detektieren eingehender Wellenkomponenten, die in jeder der Zonen erscheinen;

eine Dopplerdetektionseinheit (41) zum Detektieren einer maximalen Dopplerfrequenz der eingehenden Wellenkomponenten in jeder Zone auf Basis des abgeschätzten Verzögerungsprofils;

eine Filtercharakteristik-Bestimmungseinheit (44) zum Einstellen des variablen Satzes von Filterkoeffizienten entsprechend jeder Zone auf einen Satz von Koeffizienten entsprechend der durch die Dopplerdetektionseinheit in der Zone detektierten maximalen Dopplerfrequenz;

eine Schwellenwert-Einstelleinheit (45) zum Einstellen einer Mehrzahl von Schwellenwerten entsprechend der Mehrzahl von Zonen so, dass die Schwellenwerte abnehmen, wenn die maximalen Dopplerfrequenzen in den entsprechenden Zonen ansteigen; und

eine Schwellenwerteinheit (25B) zum Ausführen eines Schwellenwertprozesses durch Ersetzen von Abtastwerten kleiner dem entsprechenden Schwellenwert in jeder Zone des geglätteten Verzögerungsprofils mit Nullwerten, wodurch ein schwelengewertetes Verzögerungsprofil erzeugt wird, an welchem die orthogonale Transformationseinheit (26) die orthogonale Transformation ausführt, um die geglättete Kanal-Charakteristik zu erzeugen.

8. Ausgleichsverfahren zum Kompensieren von Kanalverzerrung in einem Empfänger (1), der, ein Symbol nach dem anderen, ein Orthogonalfrequenzteiler-Multiplexsignal empfängt, in welches ein Pilotunterträger periodisch eingefügt ist, und eine Orthogonaltransformation an jedem Symbol des Empfangssignals durchführt, um ein Frequenzdomänensignal zu erzeugen, wobei das Ausgleichsverfahren umfasst:

Extrahieren des Pilotunterträgers aus dem Frequenzdomänensignal;

Abschätzen einer Kanalcharakteristik in der Frequenzdomäne auf Basis des extrahierten Pilotunterträgers;

Berechnen eines abgeschätzten Verzögerungsprofils durch Ausführen einer inversen orthogonalen Transformation an der abgeschätzten Kanalcharakteristik;

Glätten des abgeschätzten Verzögerungsprofils in der Symbolrichtung über eine Anzahl von Abtastwerten gleich einem ganzzahligen Mehrfachen des Einfügezeitraums des Pilotunterträgers in der Symbolrichtung, um ein geglättetes Verzögerungsprofil zu erzeugen, wobei das Glätten das abgeschätzte Verzögerungsprofil in einer Mehrzahl von Zonen in der Verzögerungszeitdomäne unterteilt und das abgeschätzte Verzögerungsprofil unter Verwendung von variablen Sätzen von Filterkoeffizienten glättet, entsprechend der Mehrzahl von Zonen, um das abgeschätzte Verzögerungsprofil in der Symbolrichtung separat in jeder Zone zu filtern;

Berechnen einer geglätteten Kanalcharakteristik in der Frequenzdomäne durch Ausführen einer orthogonalen Transformation am geglätteten Verzögerungsprofil;

Verwenden der geglätteten Kanalcharakteristik, um die Verzerrung des Frequenzdomänensignals zu korrigieren;

Detektieren eingehender Wellenkomponenten, die in jeder der Zonen erscheinen;

Detektieren einer maximalen Dopplerfrequenz der eingehenden Wellenkomponenten in jeder Zone auf Basis des abgeschätzten Verzögerungsprofils;

Einstellen des variablen Satzes von Filterkoeffizienten entsprechend jeder Zone auf einen Satz von Koeffizienten entsprechend der in der Zone detektierten maximalen Dopplerfrequenz;

Einstellen einer Mehrzahl von Schwellenwerten entsprechend der Mehrzahl von Zonen so, dass die Schwellenwerte abnehmen, wenn die maximalen Dopplerfrequenzen in den entsprechenden Zonen ansteigen; und

Ausführen eines Schwellenwertprozesses durch Ersetzen von Abtastwerten kleiner dem entsprechenden Schwellenwert in jeder Zone des geglätteten Verzögerungsprofils mit Nullwerten, wodurch ein schwellengewertetes Verzögerungsprofil erzeugt wird, an welchem die orthogonale Transformation ausführt wird, um die geglättete Kanal-Charakteristik zu erzeugen.

Es folgen 14 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG. 1

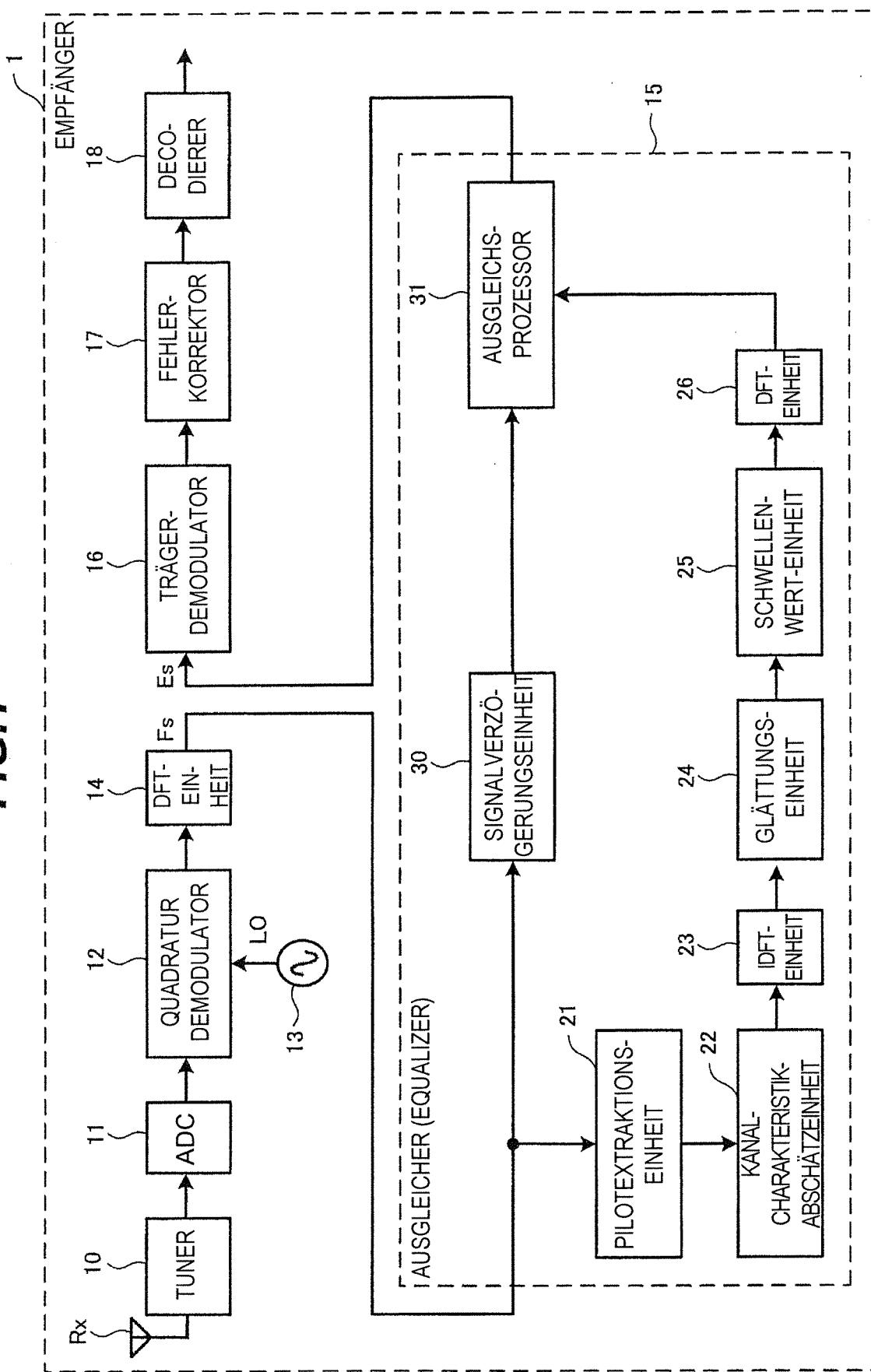


FIG.2

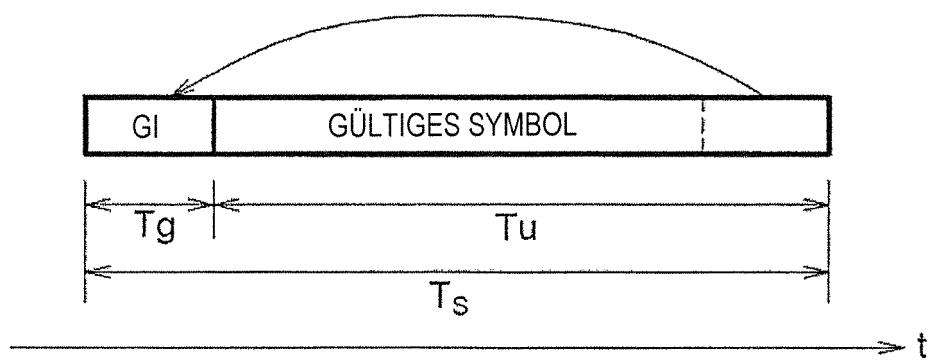


FIG.3

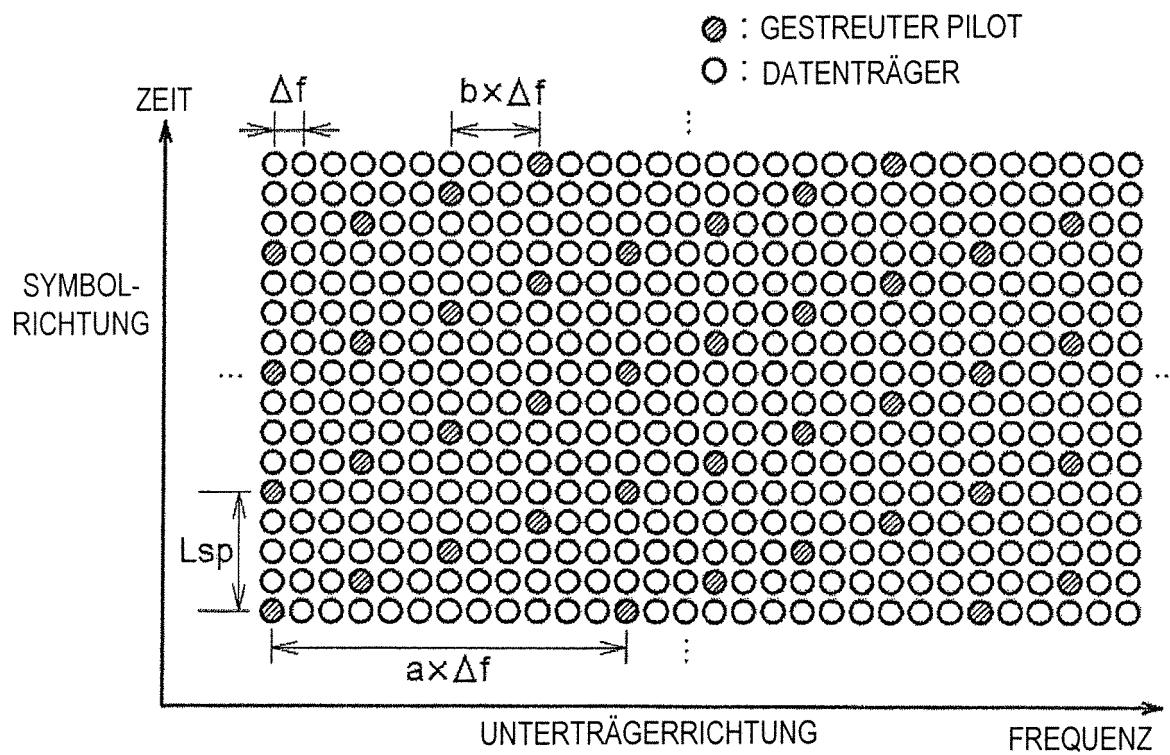


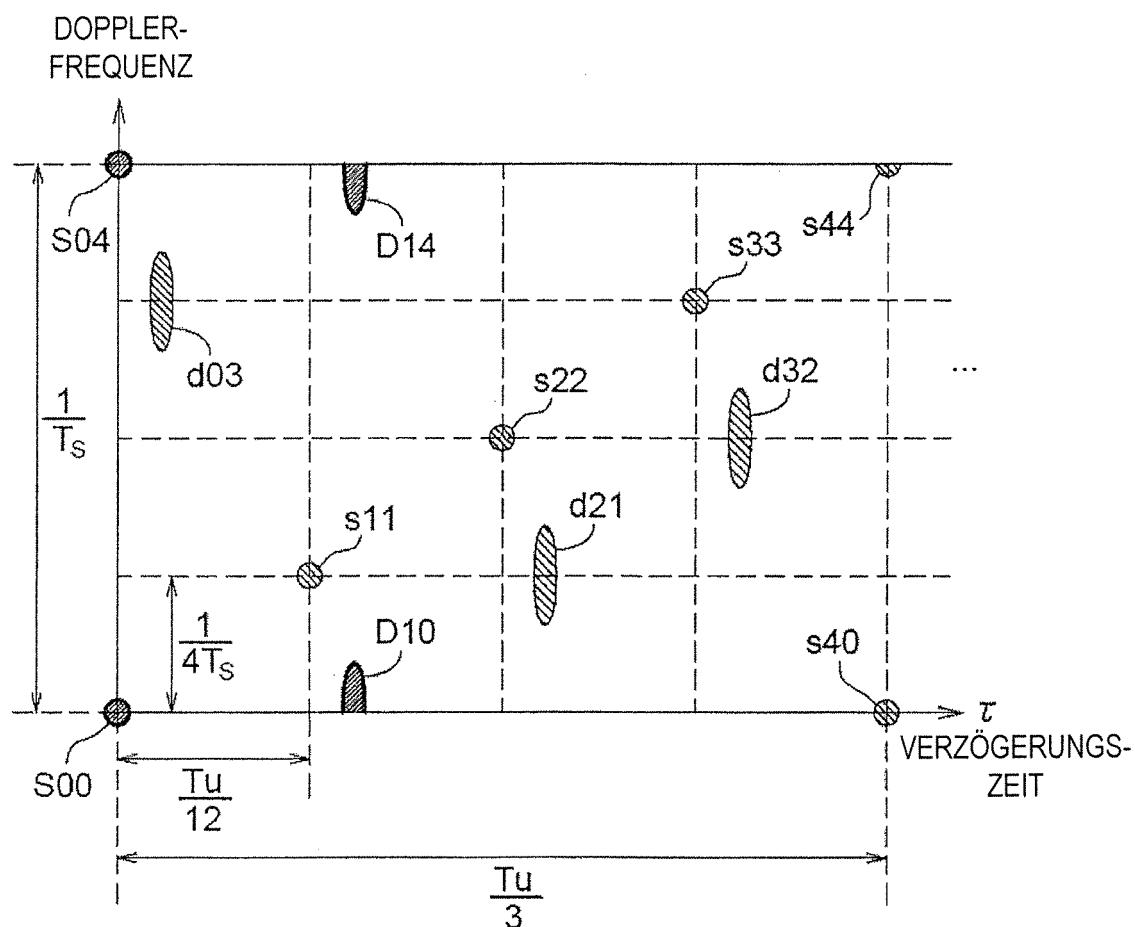
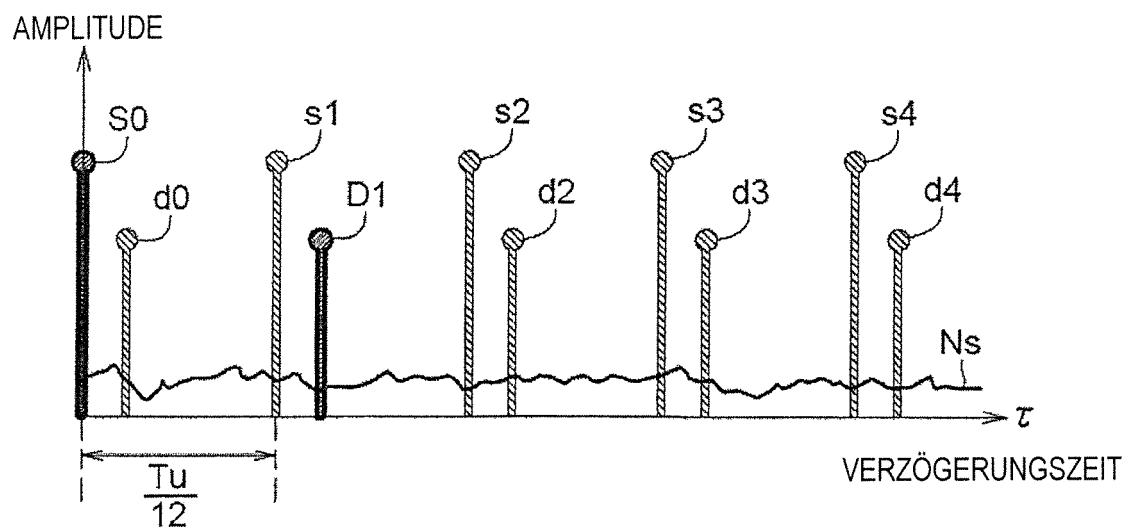
FIG.4**FIG.5**

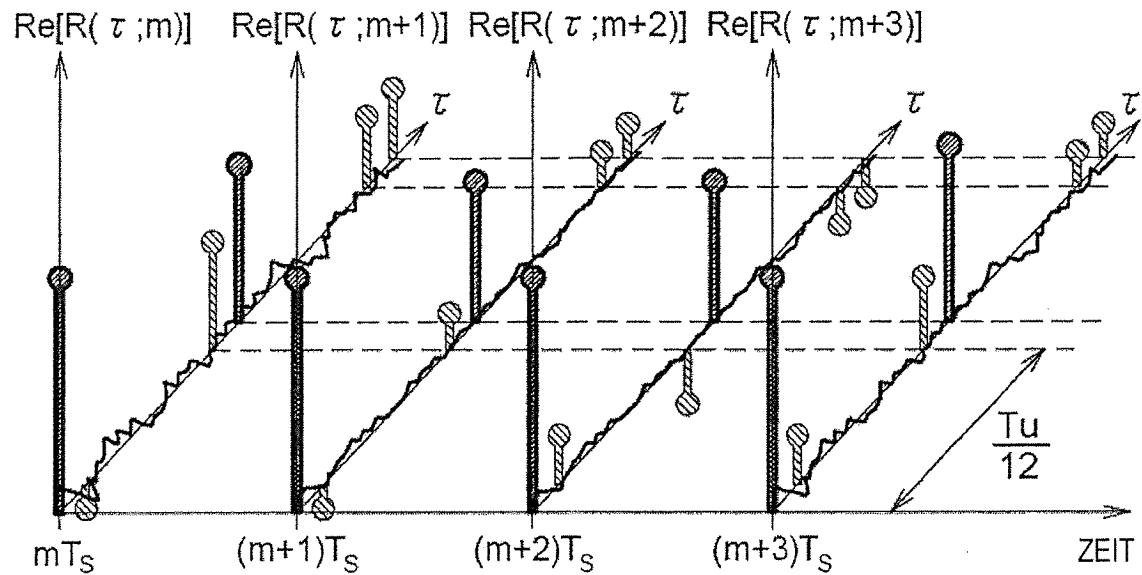
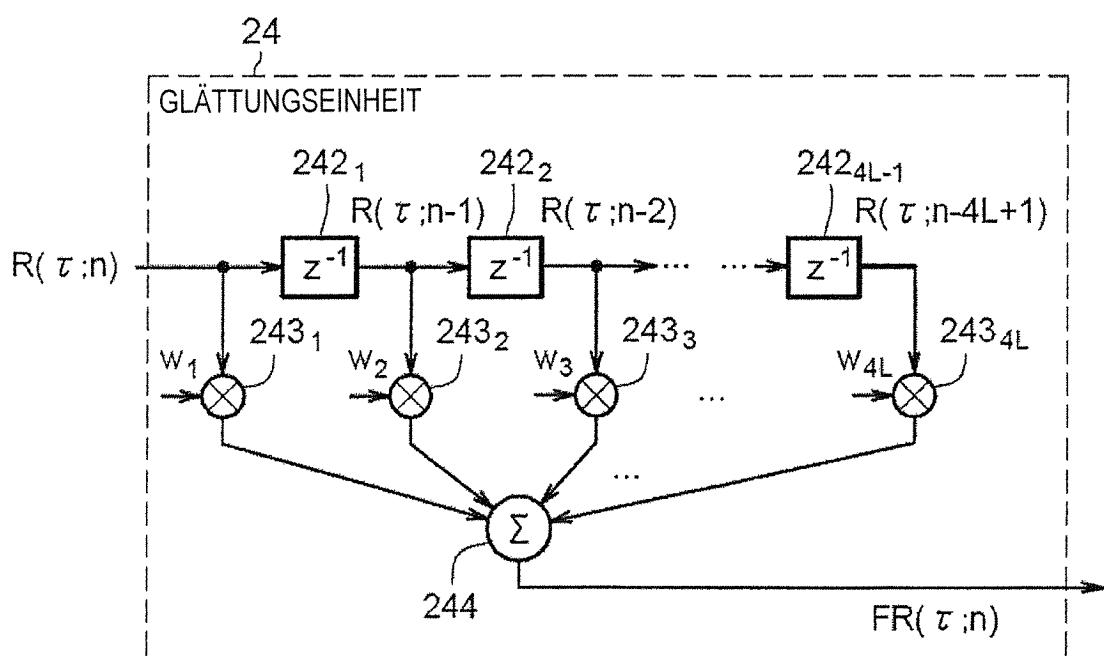
FIG.6**FIG.7**

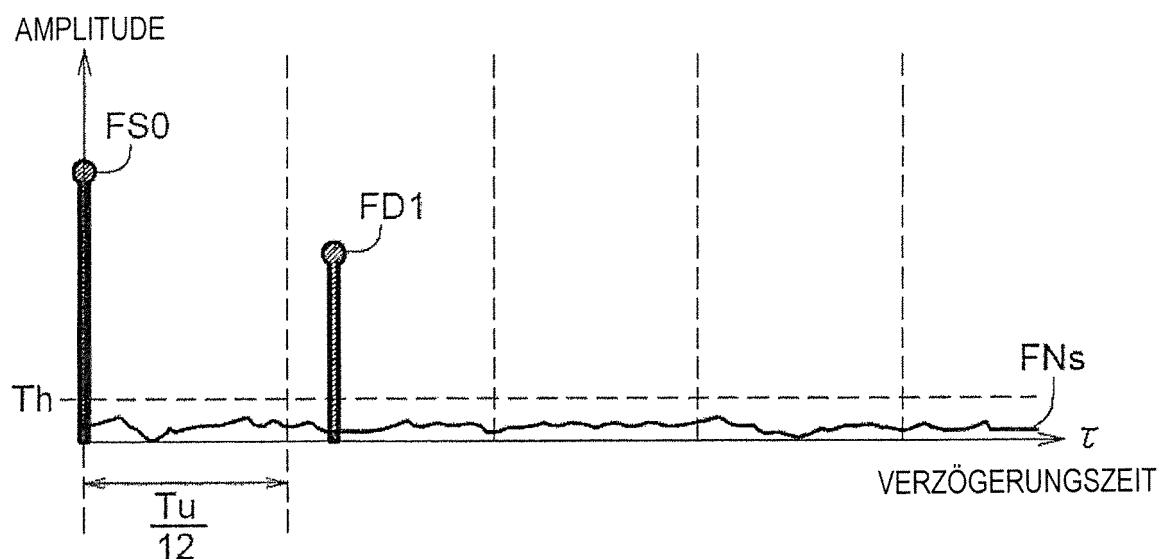
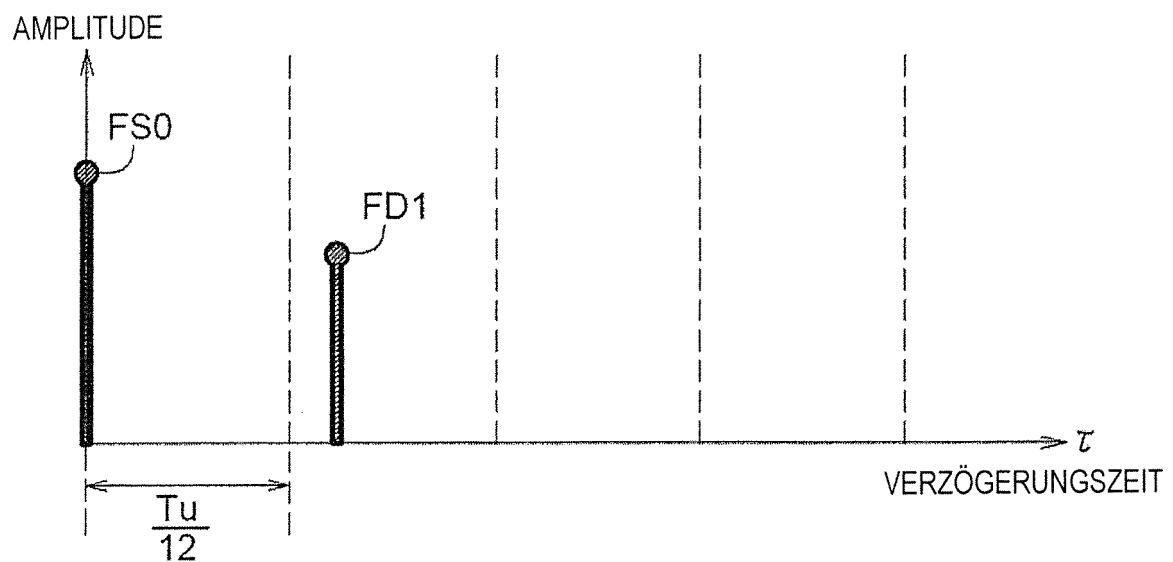
FIG.8**FIG.9**

FIG.10

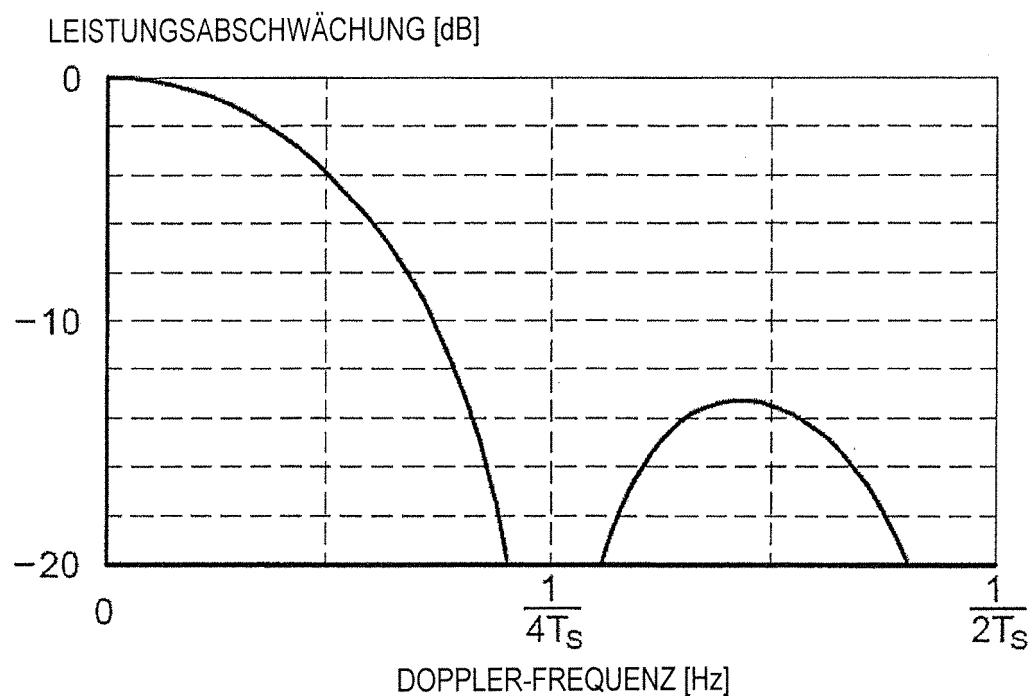


FIG.11

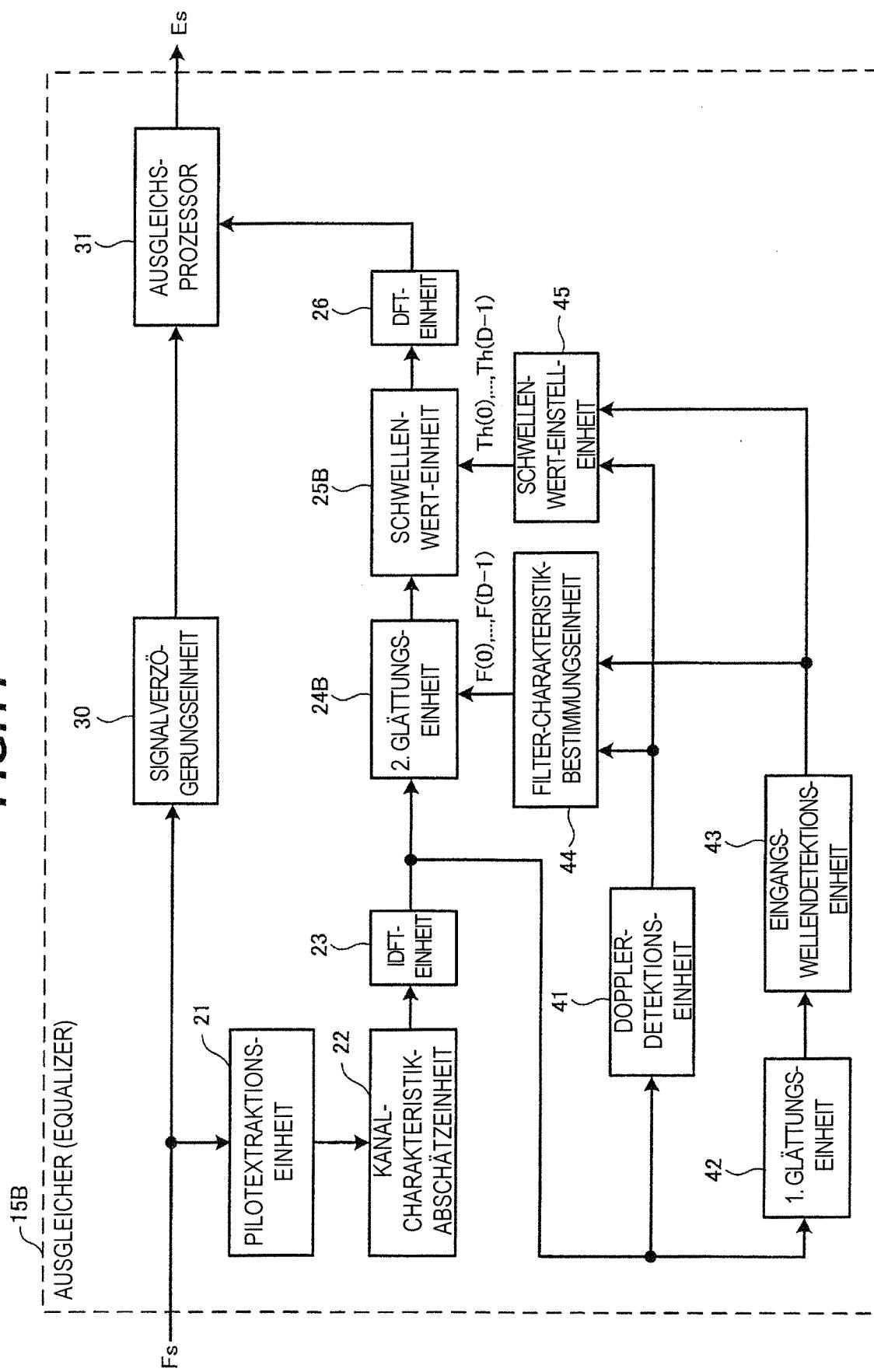


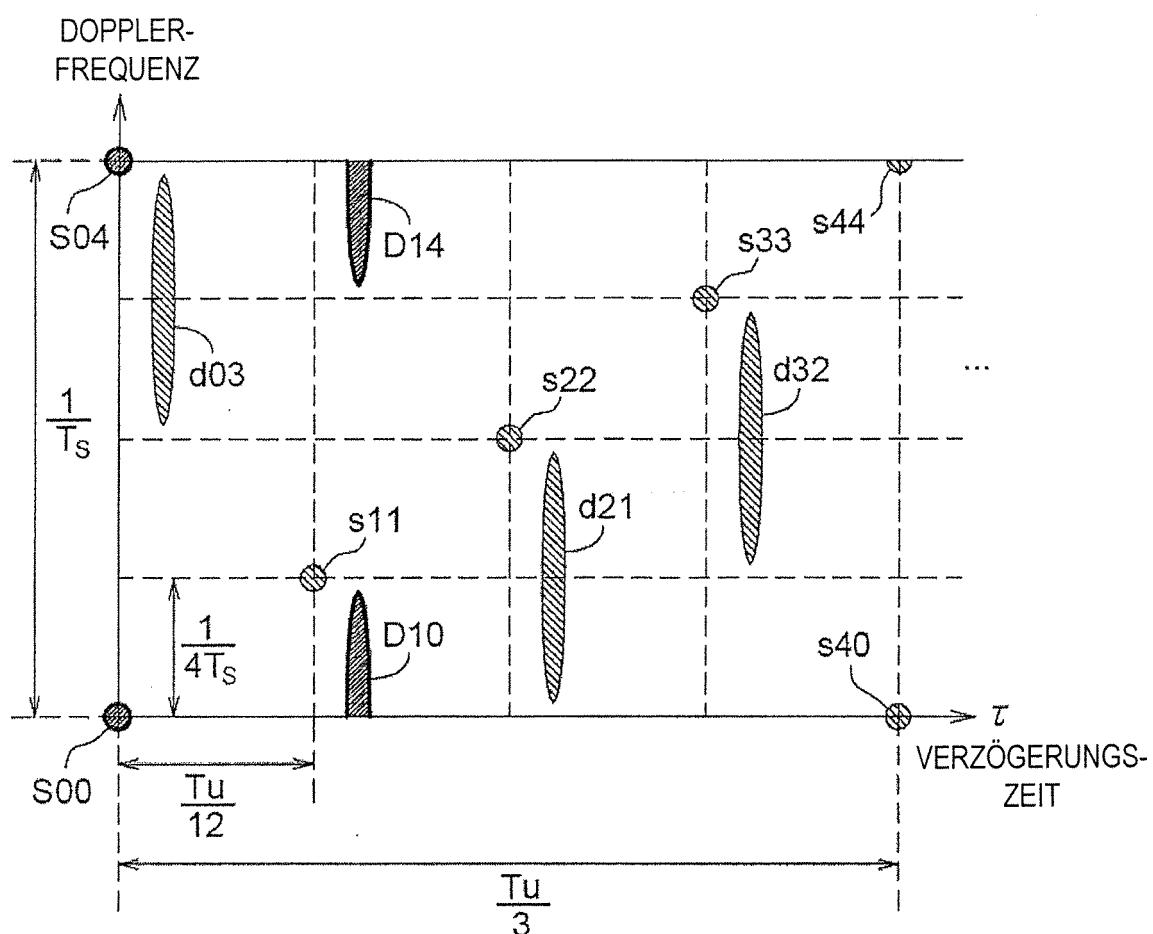
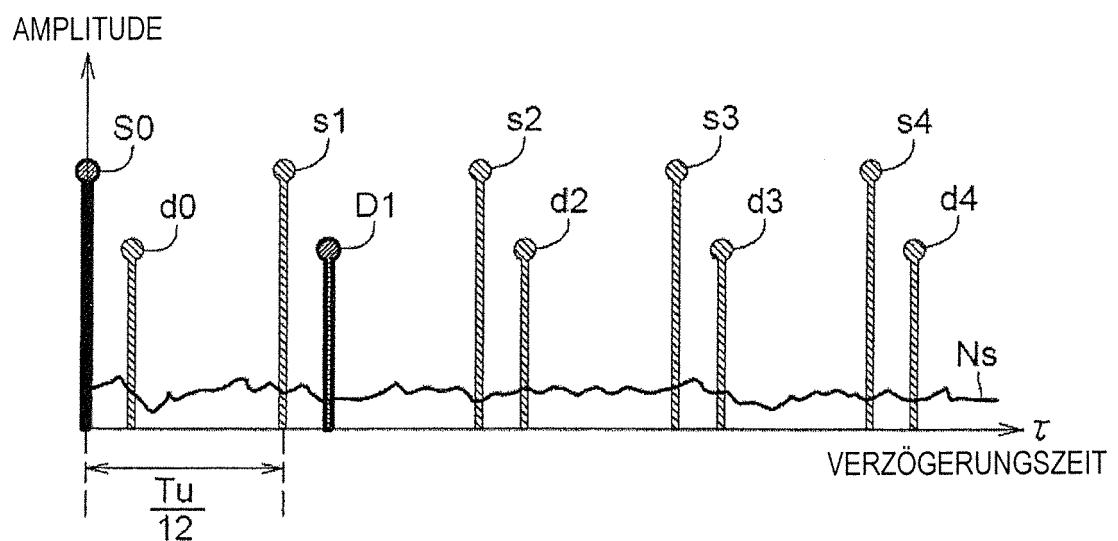
FIG.12**FIG.13**

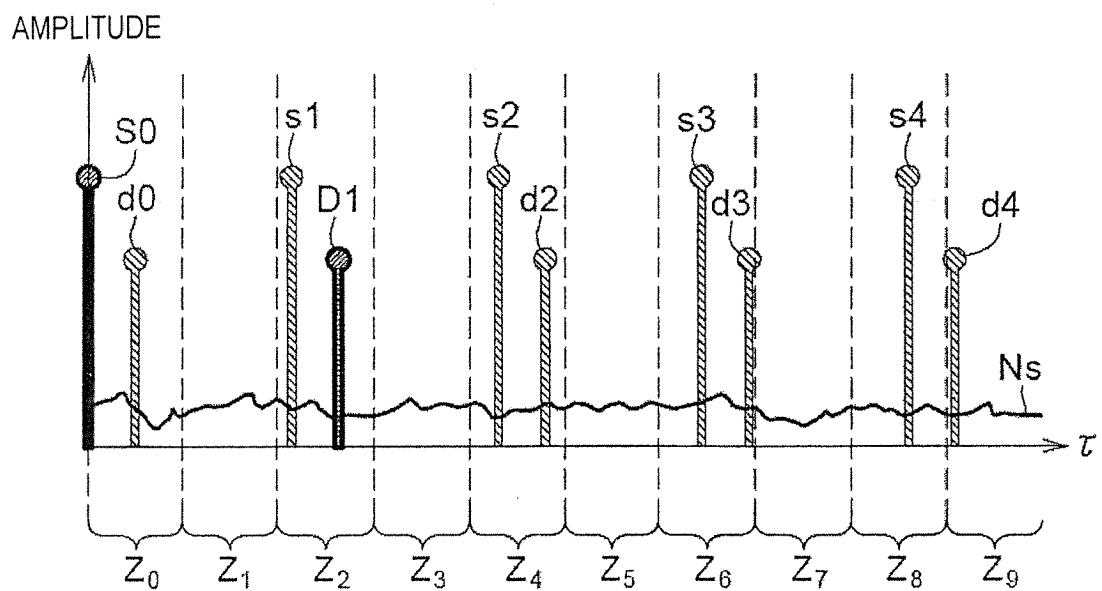
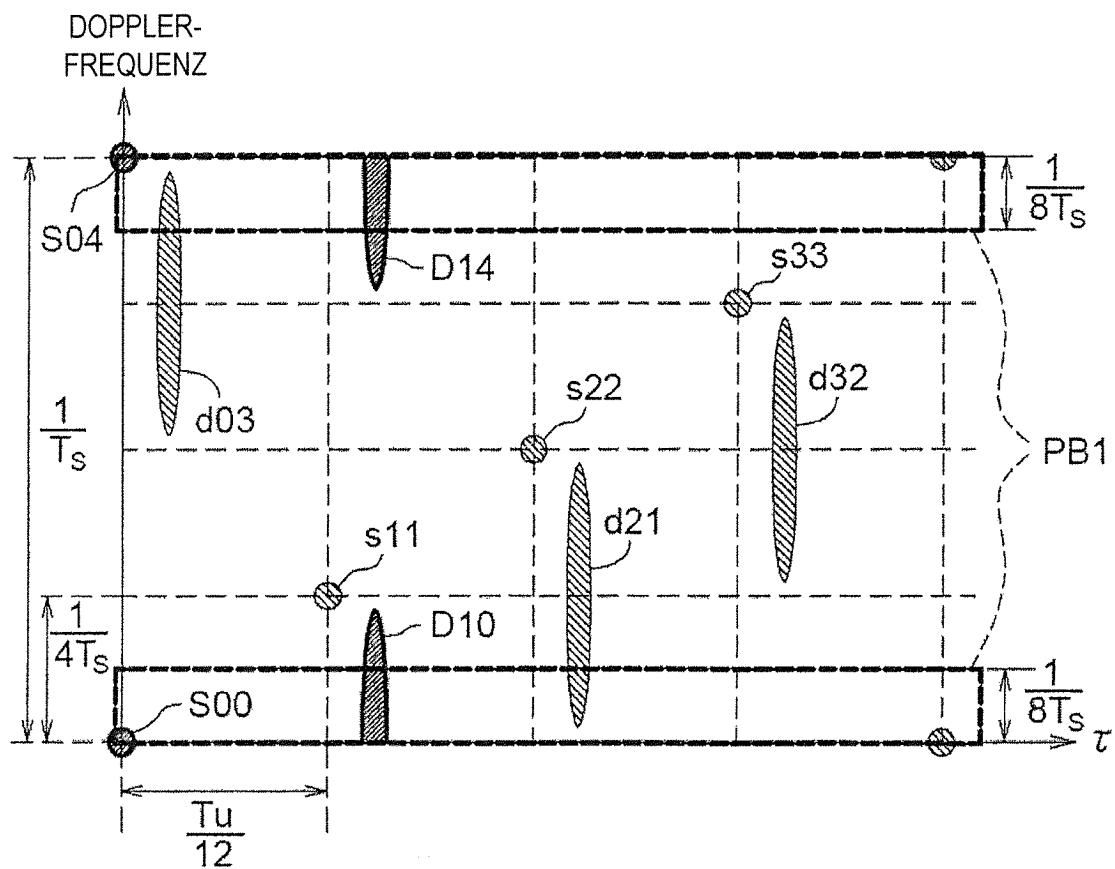
FIG.14**FIG.15**

FIG.16

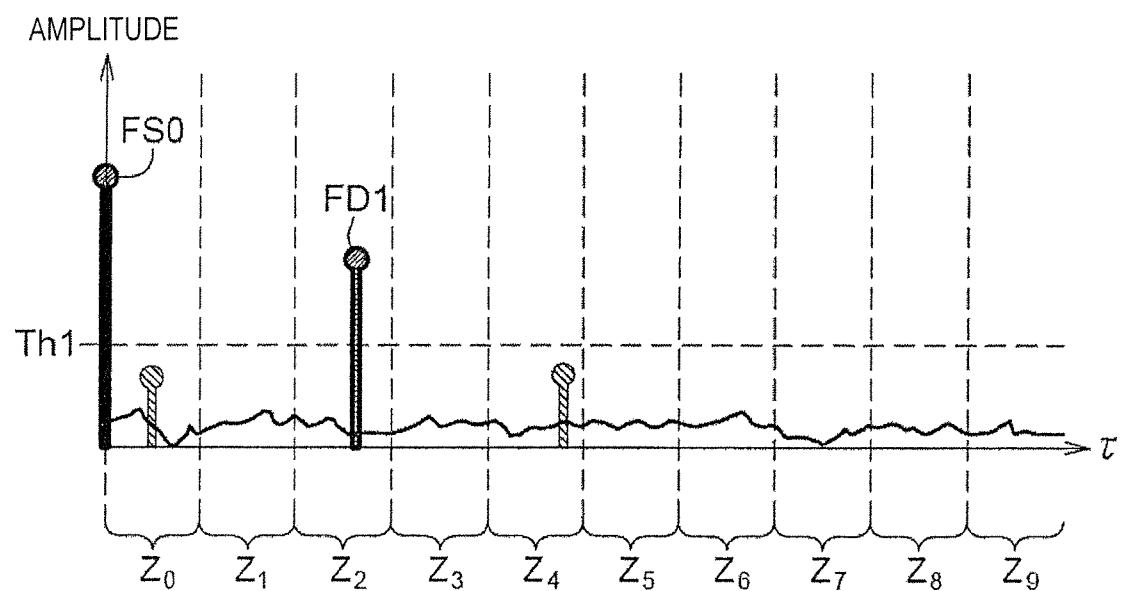


FIG. 17

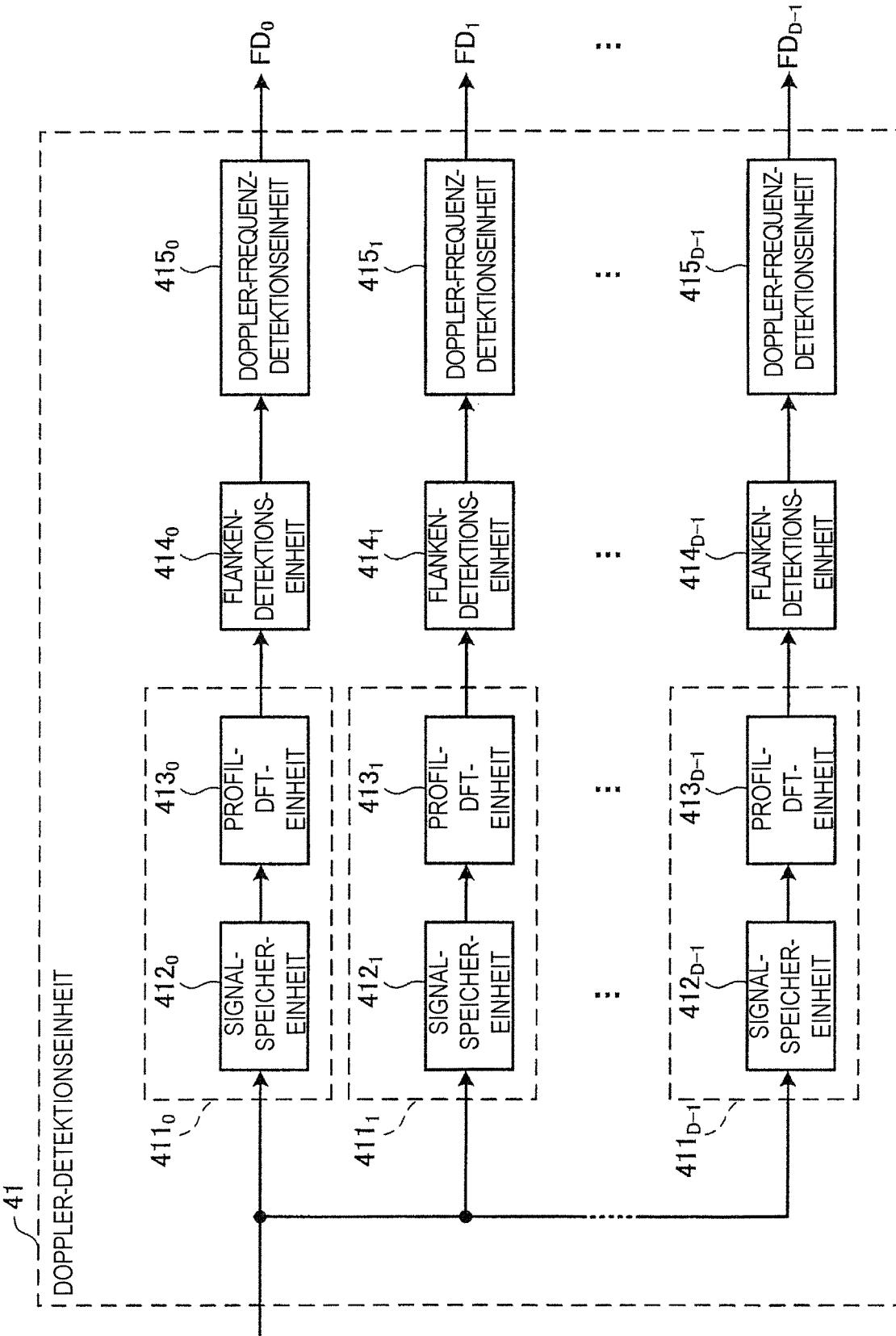


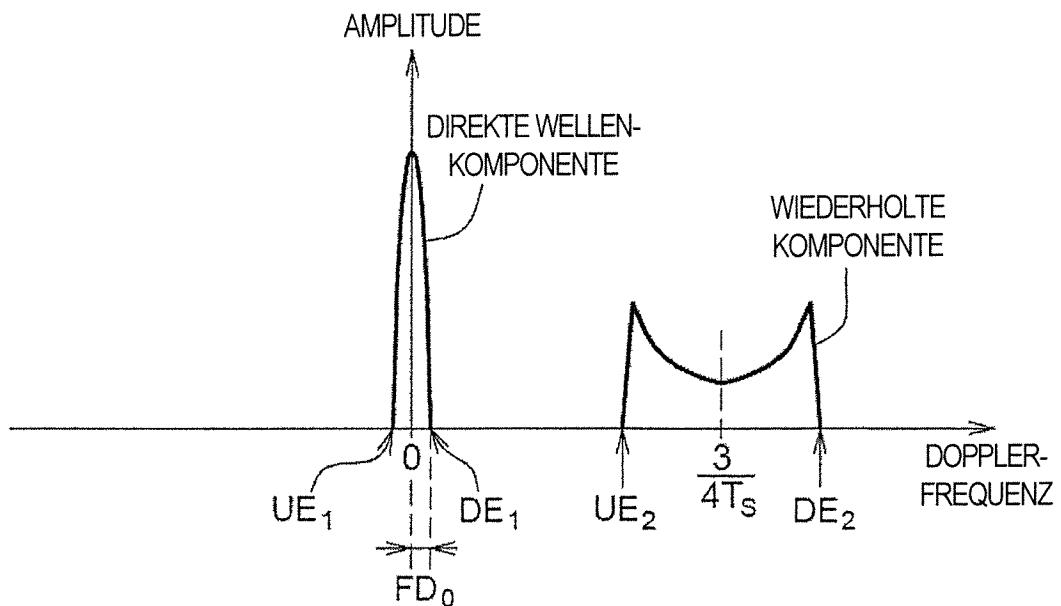
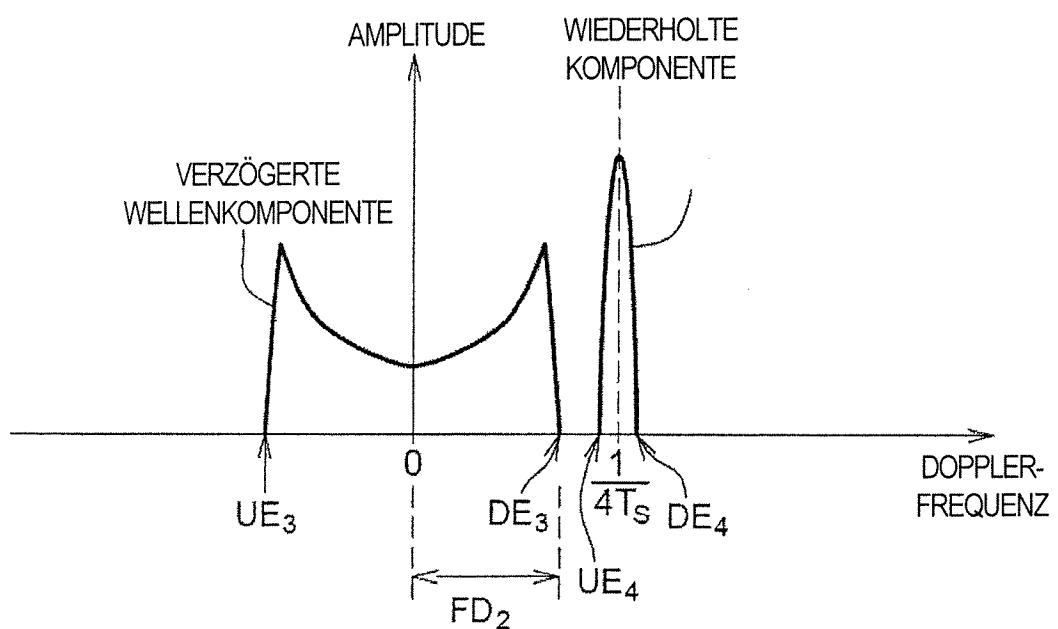
FIG.18**FIG.19**

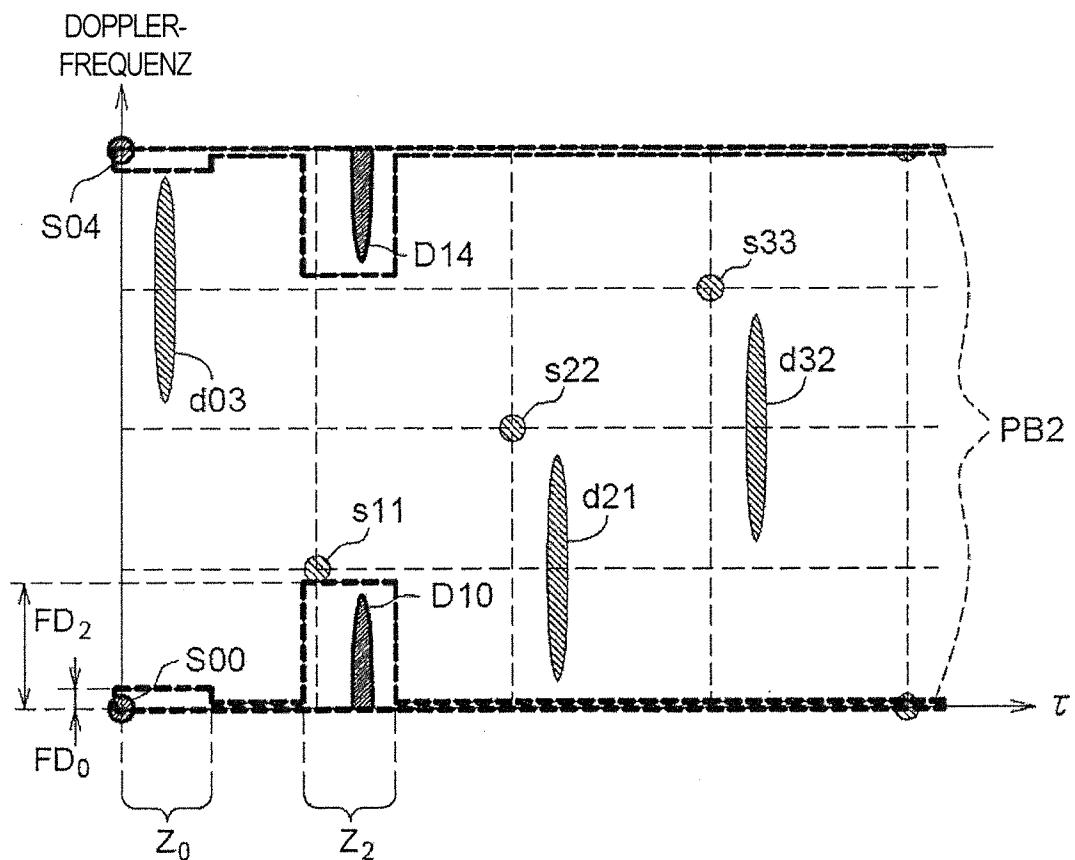
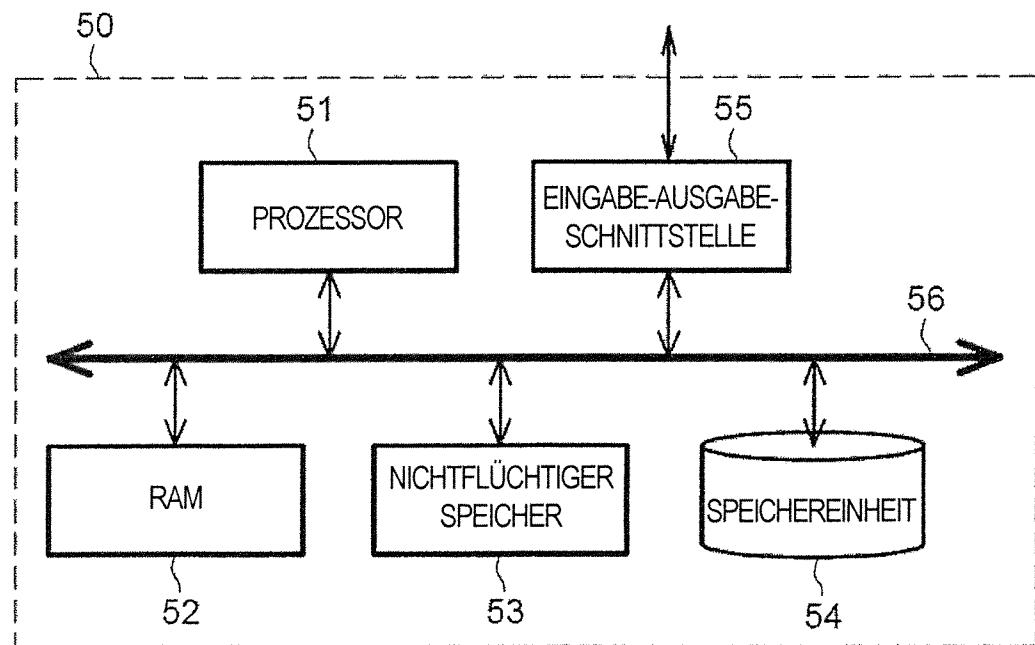
FIG.20**FIG.21**

FIG.22