



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 601 32 643 T2 2009.01.08**

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 530 302 B1**

(51) Int Cl.⁸: **H04B 1/707 (2006.01)**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **601 32 643.1**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **05 002 617.8**

(96) Europäischer Anmeldetag: **28.03.2001**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **11.05.2005**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **23.01.2008**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **08.01.2009**

(30) Unionspriorität:

192670 P 28.03.2000 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,
LI, LU, MC, NL, PT, SE, TR**

(73) Patentinhaber:

**InterDigital Technology Corp., Wilmington, Del.,
US**

(72) Erfinder:

Kaewell, John D., Jamison PA 18929, US

(74) Vertreter:

Meissner, Bolte & Partner GbR, 80538 München

(54) Bezeichnung: **CDMA system, welches vor dem Senden eine Vordrehung benutzt**

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

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

Beschreibung

HINTERGRUND

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich allgemein auf digitale Kommunikation. Im Spezielleren bezieht sich die Erfindung auf ein System und Verfahren, um ein digitales Spreizspektrumsignal vor der Übertragung vorab zu "drehen", um die Empfänger Genauigkeit und der Wiedergewinn der Phasen- und Frequenzinformation durch den Empfänger zu verbessern.

[0002] Viele gegenwärtige Kommunikationssysteme nutzen die Technologie der digitalen Spreizspektrummodulation oder des Codemultiplex-Vielfachzugriffs (CDMA). Ein digitales Spreizspektrum ist ein Kommunikationsverfahren, bei dem Daten mit einem verbreiterten Band (Spreizspektrum) übertragen werden, indem die zu übertragenden Daten mit einem Pseudoräuschsignal moduliert werden. CDMA kann Daten übertragen, ohne dass diese durch Signalverzerrung oder eine Störfrequenz im Übertragungsweg beeinträchtigt werden.

[0003] In [Fig. 1](#) ist ein vereinfachtes CDMA-Kommunikationssystem gezeigt, das sich eines einzelnen Kommunikationskanals mit einer gegebenen Bandbreite bedient, der mit einem Spreizcode gemischt wird, der ein vorbestimmtes Muster wiederholt, das von einem Pseudoräuschsequenzgenerator (pn-Generator) erzeugt wird. Ein Datensignal wird mit der pn-Sequenz moduliert, um ein digitales Spreizspektrumsignal herzustellen. Ein Trägersignal wird mit dem digitalen Spreizspektrumsignal moduliert, um eine Vorwärts-Verbindung aufzubauen, und wird dann übertragen. Ein Empfänger demoduliert die Übertragung, um das digitale Spreizspektrumsignal zu extrahieren. Derselbe Prozess wird wiederholt, um eine Rückwärts-Verbindung aufzubauen.

[0004] Während terrestrischer Kommunikation wird ein übertragenes Signal typischerweise durch Reflexionen gestört, die von sich veränderndem Gelände und Umweltbedingungen und menschengeschaffenen Hindernissen herrühren. Somit erzeugt ein einzelnes Sendesignal am Empfänger mehrere Empfangssignale mit unterschiedlichen Zeitverzögerungen, ein Effekt, der gemeinhin als Mehrwegeverzerrung bekannt ist. Während einer Mehrwegeverzerrung kommt das Signal mit einer eindeutigen Amplitude und Trägerphase aus jedem verschiedenen Weg verzögert am Empfänger an.

[0005] Im Stand der Technik wird der mit Mehrwegeverzerrung zusammenhängende Fehler typischerweise am Empfänger korrigiert, nachdem das Signal mit der passenden pn-Sequenz korreliert wurde und die Sendedaten wiederhergestellt wurden. Somit wird die Korrelation mit einem im Signal enthaltenen

Fehler abgeschlossen. Eine ähnliche Mehrwegeverzerrung wirkt sich negativ auf eine Übertragung über die Rückwärts-Verbindung aus.

[0006] Das US-Patent 5,351,016 offenbart ein adaptiv selbstkorrigierendes Modulationssystem und -verfahren, wobei das System nur ein Signal von sich selbst empfängt.

[0007] Dementsprechend besteht ein Bedarf nach einem System, das ein Signal auf Fehler hin korrigiert, auf die es während der Übertragung trifft.

ZUSAMMENFASSUNG

[0008] Die vorliegende Erfindung stellt ein Verfahren zum Reduzieren von Sendefehlern durch eine CDMA-Basisstation nach Anspruch 1 und eine entsprechende Basisstation nach Anspruch 4 bereit. Weitere bevorzugte Aspekte der Erfindung werden nach den abhängigen Ansprüchen bereitgestellt.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0009] [Fig. 1](#) ist ein vereinfachtes Blockschaema eines CDMA-Kommunikationssystems nach dem Stand der Technik.

[0010] [Fig. 2](#) ist ein detailliertes Blockschaema eines B-CDMATM-Kommunikationssystems.

[0011] [Fig. 3A](#) ist ein detailliertes Blockschaema der vorliegenden Erfindung, die ein Pseudopilotsignal verwendet, wobei eine Trägerersatzkorrektur auf der Chip-Ebene stattfindet.

[0012] [Fig. 3B](#) ist ein Blockschaema eines RAKE-Empfängers.

[0013] [Fig. 4](#) ist ein Diagramm eines Empfangssymbols p_o in der QPSK-Konstellation, das eine Hard-Entscheidung zeigt.

[0014] [Fig. 5](#) ist ein Diagramm des Korrekturwinkels, der dem zugeteilten Symbol entspricht.

[0015] [Fig. 6](#) ist ein Diagramm des sich ergebenden Symbolfehlers, nachdem die dem zugeteilten Symbol entsprechende Korrektur angewendet wurde.

[0016] [Fig. 7](#) ist ein Blockschaema eines herkömmlichen phasenstarrten Regelkreises.

[0017] [Fig. 8A](#) ist ein einfaches Blockschaema eines Senders nach der bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

[0018] [Fig. 8B](#) ist ein einfaches Blockschaema eines Senders nach einer alternativen Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

[0019] **Fig. 8C** ist ein einfaches Blockschema eines Senders nach einer alternativen Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORMEN

[0020] Die bevorzugte Ausführungsform wird mit Bezug auf die Zeichnungsabbildungen beschrieben, worin gleiche Bezugszeichen durchgehend gleiche Elemente bezeichnen.

[0021] Ein wie in **Fig. 2** gezeigtes CDMA-Kommunikationssystem **25** umfasst einen Sender **27** und einen Empfänger **29**, die entweder in einer Basisstation oder einem mobilen Benutzerempfänger untergebracht sein können. Der Sender **27** umfasst einen Signalprozessor **31**, der Sprachsignale und nicht sprachbezogene Signale **33** zu Daten mit verschiedenen Übertragungsraten, z. B. 8 kbps, 16 kbps, 32 kbps oder 64 kbps codiert. Der Signalprozessor **31** wählt eine spezifische Datenübertragungsrate in Abhängigkeit von der Signalart oder im Ansprechen auf eine eingestellte Datenübertragungsrate aus.

[0022] Um den Hintergrund kurz zu erwähnen, sind zwei Schritte an der Generierung eines Sendesignals in einer Vielfachzugriffsumgebung beteiligt. Zuerst werden die Eingabedaten **33**, die als ein zweiphasiges moduliertes Signal angesehen werden können, codiert, indem eine Vorwärtsfehlerkorrektur-Codierung (FEC-Codierung) **35** verwendet wird. Falls zum Beispiel ein Faltungscoder $R = 1/2$ verwendet wird, wird das einzelne zweiphasige modulierte Datensignal zu zweidimensionalen oder zweiphasigen modulierten Signalen. Ein Signal wird als der phasengleiche (I) Kanal **41a** bezeichnet. Das andere Signal wird als der gegenphasige (Q) Kanal oder Quadraturkanal **41b** bezeichnet. Eine komplexe Zahl hat die Form $a + bj$, worin a und b reelle Zahlen sind und $j^2 = -1$ ist. Zweiphasige modulierte I- und Q-Signale werden für gewöhnlich als Vierphasen-Umtastung (QPSK) bezeichnet. In der bevorzugten Ausführungsform sind die Abgriffsgeneratorpolynome für eine Zwangslänge von $K = 7$ und eine Faltungscoderate von $R = 1/2$ $G_1 = 171_8$ **37** und $G_2 = 133_8$ **39**.

[0023] Im zweiten Schritt werden die beiden zweiphasigen modulierten Daten oder Symbole **41a**, **41b** mit einer komplexen Pseudorandomsequenz (pn-Sequenz) gespreizt. Die sich ergebenden I-Spreizsignale **45a** und Q-Spreizsignale **45b** werden mit anderen Spreizsignalen (Kanälen), die unterschiedliche Spreizcodes haben, kombiniert **53**, mit einem Träger-signal gemischt **51** und dann übertragen **55**. Die Übertragung **55** kann mehrere einzelne Kanäle mit unterschiedlichen Datenübertragungsraten enthalten.

[0024] Der Empfänger **29** umfasst einen Demodula-

tor **57a**, **57b**, der das übertragene Breitbandsignal **55** zu einem Zwischenfrequenzsignal **59a**, **59b** abwärts-konvertiert. Eine zweite Abwärtskonvertierung reduziert das Signal auf das Basisband. Das QPSK-Signal wird dann gefiltert **61** und mit der lokal generierten komplexen pn-Sequenz **43a**, **43b**, die zum konjugiert-komplexen Anteil des übertragenen komplexen Codes passt, gemischt **63a**, **63b**. Nur die ursprünglichen Wellenformen, die am Sender **27** durch denselben Code gespreizt wurden, werden effektiv entspreizt. Andere erscheinen dem Empfänger **29** als Rauschen. Die Daten **65a**, **65b** werden dann an einen Signalprozessor **67** weitergeleitet, in dem eine FEC-Decodierung an den faltungscodierten Daten vorgenommen wird.

[0025] Wenn das Signal empfangen und demoduliert ist, befindet sich das Basisbandsignal auf der Chip-Ebene. Sowohl die I- als auch die Q-Komponenten des Signals werden entspreizt, indem der konjugiert-komplexe Anteil der pn-Sequenz verwendet wird, der beim Spreizen verwendet wurde, was das Signal auf die Symbolebene zurückkehren lässt. Aufgrund eines Trägerversatzes manifestiert sich jedoch eine während der Übertragung erfahrene Phasenverfälschung durch Verzerrung der einzelnen Chip-Wellenformen. Wenn eine Trägerversatzkorrektur auf der Chip-Ebene durchgeführt wird, nimmt die Gesamtgenauigkeit aufgrund der Eigenauflösung des Chip-Ebenensignals zu. Eine Trägerversatzkorrektur kann auch auf der Symbolebene, aber mit geringerer Gesamtgenauigkeit durchgeführt werden. Da jedoch die Symbolübertragungsrate viel geringer ist als die Chip-Übertragungsrate, ist eine geringere Gesamtverarbeitungsgeschwindigkeit erforderlich, wenn die Korrektur auf der Symbolebene erfolgt.

[0026] Wie in **Fig. 3A** dargestellt ist, ist ein Empfänger gezeigt, der das System **75** und das Verfahren der vorliegenden Erfindung verwendet. Ein komplexes, digitales Basisband-Spreizspektrumsignal **77**, das sich aus phasengleichen und gegenphasigen Komponenten zusammensetzt, wird eingegeben und unter Verwendung eines adaptiven angepassten Filters (AMF) **79** oder einer anderen adaptiven Filtereinrichtung gefiltert. Das AMF **79** ist ein Transversalfilter (mit endlicher Impulsantwort), das Filterkoeffizienten **81** verwendet, um verzögerte Kopien des Empfangssignals **77** übereinander zu legen, um einen gefilterten Signalausgang **83** mit einem erhöhten Störabstand (SNR – signal-to-noise ratio) bereitzustellen. Der Ausgang **83** des AMF **79** wird in mehrere Kanalspreizer **85₁**, **85₂**, **85_n** und einen Pilotenspreizer **87** eingekoppelt. Das Pilotensignal **89** wird mit einem separaten Entspreizer **87** und einer pn-Sequenz **91** gleichzeitig mit den Sendedaten **77** entspreizt, die Kanälen zugeteilt sind, die mit ihren eigenen pn-Sequenzen **93₁**, **93₂**, **93_n** entspreizt werden **85₁**, **85₂**, **85_n**. Nachdem die Datenkanäle entspreizt wurden **85₁**, **85₂**, **85_n**, werden die Datenbitströme **95₁**, **95₂**, **95_n** in

Viterbi-Decodierer 97_1 , 97_2 , 97_n eingekoppelt und ausgegeben 99_1 , 99_2 , 99_n .

[0027] Die Filterkoeffizienten 81 , oder Gewichtungen, die beim Einstellen des AMF 79 verwendet werden, werden durch die Demodulation der einzelnen Mehrwegefortpflanzungspfade erhalten. Dieser Vorgang erfolgt durch einen RAKE-Empfänger 101 . Die Verwendung eines RAKE-Empfängers 101 zum Ausgleich einer Mehrwegeverzerrung ist den Fachleuten auf dem Kommunikationsgebiet hinlänglich bekannt.

[0028] Wie in [Fig. 3B](#) gezeigt ist, besteht der RAKE-Empfänger 101 aus einer parallelen Kombination von Wegedemodulatoren "fingern" 103_0 , 103_1 , 103_2 , 103_n , die eine bestimmte Mehrwegekomponente demodulieren. Die Pilotsequenznachführungsschleife eines bestimmten Demodulators wird durch die Zeitvorgabeschätzung eines gegebenen Wegs, bestimmt durch eine pn-Sequenz 105 , eingeleitet. Im Stand der Technik wird ein Pilotsignal verwendet, um die einzelnen Signale des RAKE zu entspreizen. In der vorliegenden Erfindung kann die pn-Sequenz 105 zu einem beliebigen Kanal 93_1 des Kommunikationssystems gehören. Typischerweise wird der Kanal mit dem umfangreichsten Empfangssignal verwendet.

[0029] Jeder Wegedemodulator umfasst einen komplexen Mischer 107_0 , 107_1 , 107_2 , 107_n und ein Summier- und Zwischenspeicher-Glied 109_0 , 109_1 , 109_2 , 109_n . Für jedes RAKE-Element wird die pn-Sequenz 105 um einen Chip verzögert τ 111_1 , 111_2 , 111_n und mit dem Basisband-Spreizspektrumsignal 113 gemischt 107_1 , 107_2 , 107_n , wodurch jedes Signal entspreizt wird. Jedes Multiplikationsprodukt wird in einen Akkumulator 109_0 , 109_1 , 109_2 , 109_n eingegeben, wo es zum vorherigen Produkt hinzuaddiert und nach dem nächsten Symmboltaktzyklus in einen Zwischenspeicher ausgelagert wird. Der RAKE-Empfänger 101 stellt relative Wegewerte für jede Mehrwegekomponente bereit. Die mehreren n-dimensionalen Ausgänge 115_0 , 115_1 , 115_2 , 115_n stellen Schätzwerte für die Abtastkanalimpulsantwort bereit, die einen relativen Phasenfehler von entweder 0° , 90° , 180° oder 270° enthalten.

[0030] Zurück mit Bezug auf [Fig. 3A](#) werden die mehreren Ausgänge aus dem RAKE-Empfänger in einen n-dimensionalen komplexen Mischer 117 eingekoppelt. Mit jedem Ausgang 105 des Rake-Empfängers 101 wird eine Korrektur gemischt, um den relativen Phasenfehler zu beseitigen, der im RAKE-Ausgang enthalten ist.

[0031] Ein Pilotsignal ist auch ein komplexes QPSK-Signal, wobei aber die gegenphasige Komponente auf Null gesetzt ist. Das Signal der Fehlerkorrektur 119 der vorliegenden Erfindung wird vom

entspreizten Kanal 95_1 abgeleitet, indem zuerst eine Hard-Entscheidung 121 an jedem der Symbole des entspreizten Signals 95_1 durchgeführt wird. Ein Hard-Entscheidungsprozessor 121 bestimmt die QPSK-Konstellationsstelle, die dem Wert des entspreizten Symbols am nächsten ist.

[0032] Wie in [Fig. 4](#) gezeigt ist, vergleicht der euklidische Distanzprozessor ein Empfangssymbol p_0 von Kanal 1 mit den vier QPSK-Konstellationspunkten $x_{1,1}$, $x_{-1,1}$, $x_{-1,-1}$, $x_{1,-1}$. Es ist notwendig, jedes Empfangssymbol p_0 zu untersuchen, und zwar wegen Verfälschung während der Übertragung 55 durch Rauschen und entweder Mehrwege- oder Funkfrequenz-Verzerrung. Der Hard-Entscheidungsprozessor 121 berechnet die vier Distanzen d_1 , d_2 , d_3 , d_4 zu jedem Quadranten aus dem Empfangssymbol p_0 und wählt die kürzeste Distanz d_2 , und teilt dieser Symbolstelle $X_{-1,1}$ zu. Die ursprünglichen Symbolkoordinaten p_0 werden verworfen.

[0033] Zurück mit Bezug auf [Fig. 3A](#) werden die konjugiert-komplexen Anteile 123 , nachdem sie jeweils einer Hard-Symbolentscheidung unterzogen wurden, für jeden Symbolausgang 125 bestimmt. Ein konjugiert-komplexes Element ist ein Element eines Paares komplexer Zahlen mit identischen reellen Teilen und mit imaginären Teilen, die sich nur im Vorzeichen unterscheiden. Wie in [Fig. 5](#) gezeigt ist, wird ein Symbol demoduliert oder rückgedreht, indem zuerst der konjugiert-komplexe Anteil der zugeteilten Symbolkoordinaten $x_{-1,-1}$ bestimmt wird, wodurch das Korrektursignal 119 hergestellt wird, das zum Beseitigen des relativen Phasenfehlers verwendet wird, der im RAKE-Ausgang enthalten ist. Auf diese Weise wird der RAKE-Ausgang effektiv um den Winkel zurückgedreht, der mit der Hard-Entscheidung zusammenhängt, wodurch der relative Phasenfehler beseitigt wird. Dieser Vorgang stellt effektiv einen RAKE bereit, der durch ein Pilotsignal aber ohne eine absolute Phasenreferenz angesteuert wird.

[0034] Zurück mit Bezug auf [Fig. 3A](#) wird der Ausgang 119 aus dem konjugiert-komplexen Anteil 123 in einen komplexen n-dimensionalen Mischer 117 eingekoppelt, wo jeder Ausgang des RAKE-Empfängers 101 mit dem Korrektursignal 119 gemischt wird. Die sich ergebenden Produkte 127 sind Rauschschätzwerte der Kanalimpulsantwort p_1 , wie in [Fig. 6](#) gezeigt ist. Der in [Fig. 6](#) gezeigte Fehler ist durch eine Winkeldistanz im Bogenmaß von $\pi/6$ von der phasengleichen Achse angegeben.

[0035] Zurück mit Bezug auf [Fig. 3A](#) werden die Ausgänge 115 des komplexen n-dimensionalen Kanal-mischers 117 in eine n-dimensionale Schätzeinrichtung 131 eingegeben. Bei der Kanalschätzeinrichtung 131 handelt es sich um mehrere Tiefpassfilter, von denen jedes eine Mehrwegekomponente filtert. Die Ausgänge 81 der n-dimensionalen Schätz-

einrichtung **131** werden in das AMF **79** eingekoppelt. Diese Ausgänge **81** wirken als Filtergewichtungen für das AMF **79**. Das AMF **79** filtert das Basisbandsignal, um eine von der Mehrwegeauslegung herrührende Kanalverzerrung auszugleichen, ohne ein Pilotsignal hoher Größenordnung zu benötigen.

[0036] Der RAKE-Empfänger **101** wird im Zusammenhang mit den Phasenregelkreisen (PLL) **133** verwendet, um einen Trägerversatz zu beseitigen. Ein Trägerversatz tritt als Ergebnis von Fehlanpassungen von Sender-/Empfängerkomponenten und anderen HF-Verzerrungen auf. Die vorliegende Erfindung **75** verwendet ein Pilotsignal **135** niedrigen Pegels, das dadurch hergestellt wird, dass der Pilotanteil aus dem Basisbandsignal **77** mit einer pn-Pilotsequenz **91** gespreizt **87** wird. Das Pilotsignal wird in einen in **Fig. 7** gezeigten PLL **133** mit Einzeleingang eingekoppelt. Der PLL **133** ermittelt die Phasendifferenz zwischen dem Pilotsignal **135** und einer Referenzphase von 0. Das gespreizte Pilotsignal **135** ist das eigentliche Fehlersignal, das in den PLL **133** eingekoppelt wird.

[0037] Der PLL **133** umfasst einen Arcustangens-Analysator **136**, ein komplexes Filter **137**, ein Integrierglied **139** und einen Umsetzer **141** zum Umsetzen einer Phase in eine komplexe Zahl. Das Pilotsignal **135** ist das Fehlersignal, das in den PLL **133** eingegeben wird, und wird in das komplexe Filter **137** eingekoppelt. Das komplexe Filter **137** umfasst zwei Verstärkungsstufen, ein Integrierglied **145** und ein Summierglied **147**. Der Ausgang aus dem komplexen Filter **137** wird in das Integrierglied **139** eingekoppelt. Das Frequenzintegral ist eine Phase, die an den Umsetzer **141** ausgegeben wird **140**. Der Phasenausgang **140** wird in einen Umsetzer **141** eingekoppelt, der das Phasensignal zu einem komplexen Signal zum Mischen **151** mit dem Basisbandsignal **77** umsetzt. Da die vorgeordneten Operationen kommutativ sind, ist der Ausgang **149** des PLL **133** auch die Rückkopplungsschleife in das System **75**.

[0038] Das Korrektursignal **119** des konjugiert-komplexen Anteils **123** und das Ausgangssignal des PLL **133** werden jeweils in Mischer eingekoppelt, die sich im Sender **181** befinden, um das Signal vor der Übertragung zu korrigieren, wie in **Fig. 8A** gezeigt ist. Der in **Fig. 8A** gezeigte Sender **181** funktioniert auf eine dem in **Fig. 2** gezeigten Sender **27** ähnliche Weise, mit der Ausnahme, dass das übertragungsbereite Signal vor der Übertragung vorab gedreht wird. Mit Bezug auf **Fig. 8A** werden Daten **164₁**, **164₂**, **164₃** unter Verwendung von Vorwärtskorrekturcodierung (FEC) **35** codiert. Die beiden zweiphasigen modulierten Daten oder Symbole **41a**, **41b** werden mit einer komplexen Pseudorandomsequenz (pn-Sequenz) gespreizt, und die sich ergebenden I-Spreizsignale **45a** und Q-Spreizsignale **45b** werden mit dem Korrektursignal **119** gemischt, mit dem Trägersignal **51** aufwärtskon-

vertiert und mit anderen Spreizsignalen kombiniert **53**, die unterschiedliche Spreizcodes haben. Das sich ergebende Signal **55** wird unter Verwendung des Signals **149** aus dem Empfänger-PLL **133** noch einmal korrigiert. Das Signal **56**, das auf Phase und Frequenz hin vorkorrigiert wurde, wird dann übertragen. Auf diese Weise nutzt die vorliegende Erfindung die vom Empfänger **71** generierten Signale **119**, **149**, um das Sendesignal vorzukorrigieren und die Phasen- und Frequenzfehler in den Signalen, wie sie an der Empfangseinheit eingeht, zu reduzieren.

[0039] Mit Bezug auf **Fig. 8B** ist ein Sender **183** gezeigt, der nach einer alternativen Ausführungsform der vorliegenden Erfindung aufgebaut ist. Diese Ausführungsform ist der in **Fig. 8A** gezeigten Ausführungsform ähnlich, mit der Ausnahme, dass das Korrektursignal **119** über einen Mischer **157** mit dem Basisband-Datensignal gemischt wird. Somit werden die Basisbanddaten vor dem Codieren und Spreizen vorkorrigiert. Natürlich sollten die Fachleute auf den Gebiet erkennen, dass auch andere Verarbeitungsschritte eingeführt werden können, bevor das Korrektursignal **119** mit dem Datensignal gemischt wird.

[0040] Mit Bezug auf **Fig. 8C** ist ein Sender **188** gezeigt, der nach einer anderen alternativen Ausführungsform der vorliegenden Erfindung aufgebaut ist. In dieser Ausführungsform werden das Korrektursignal **119** und das Trägerversatzsignal **149** in ein Kombinierglied eingegeben, welches das Signal zu einem einzelnen Vorkorrektursignal zusammenfasst, und unter Verwendung des Mixers **169** vor der Übertragung mit dem Ausgang des Summierglieds **53** gemischt.

[0041] Schließlich sollte noch angemerkt werden, dass es sich bei der Trägerversatzkorrektur und der Vordrehungs-Korrektur um separate Korrekturen handelt. Jede kann unabhängig von der anderen eingesetzt werden. Zum Beispiel könnte das System nur auf einen Trägerversatzfehler hin vorkorrigieren, aber keine Vordrehung durchführen. Alternativ könnte das System eine Vordrehung durchführen, aber nicht auf einen Trägerversatzfehler hin korrigieren.

[0042] Obwohl spezifische Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung aufgezeigt und beschrieben wurden, könnten durch einen Fachmann auf dem Gebiet viele Abwandlungen und Veränderungen vorgenommen werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Reduzieren von Sendefehlern durch eine CDMA-Basisstation beim Senden eines Nachrichtensignals an eine zweite Kommunikationseinheit, folgende Schritte umfassend: Empfangen eines von der zweiten Kommunikationseinheit stammenden HF-Nachrichtensignals an der

Basisstation;
 Analysieren des empfangenen Signals auf Fehler hin;
 Erzeugen eines Korrektursignals auf Grundlage der Analyse; und
 Korrigieren des Nachrichtensignals unter Verwendung des Korrektursignals, bevor das Nachrichtensignal von der Basisstation zur zweiten Kommunikationseinheit übertragen wird;
 Filtern des empfangenen Signals, um ein gefiltertes Signal zu erzeugen, und zwar unter Verwendung eines Gewichtungssignals;
 Demodulieren des empfangenen Signals, um relative Wegewerte für jede Mehrwegkomponente im empfangenen Signal zu erzeugen; und
 Mischen der Wegewerte mit dem Korrektursignal, um das Gewichtungssignal zu erzeugen;
dadurch gekennzeichnet, dass der Analysierschritt umfasst:
 Entspreizen des gefilterten Signals unter Verwendung eines Pilotsignals;
 Durchführen einer Hard-Entscheidung am entspreizten gefilterten Signal, um Symbolausgaben zu erzeugen; und
 Bestimmen der konjugiert-komplexen Anteile der Symbolausgaben, um das Korrektursignal zu erzeugen;
 wobei das Korrektursignal relative Phasenfehler beseitigt, die in den Wegewerten enthalten sind.

2. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die Fehler Phasenfehler umfassen, und das Korrektursignal eine Korrektur der Phasenfehler bewirkt, bevor das Nachrichtensignal gesendet wird.

3. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die Fehler Frequenzfehler umfassen, und das Korrektursignal eine Korrektur der Phasenfehler bewirkt, bevor das Nachrichtensignal gesendet wird.

4. CDMA-Basisstation zum Senden und Empfangen von Nachrichtensignalen, die einen Sender (29) und einen Empfänger (27) umfasst, um Sendefehler in einem gesendeten Signal zu reduzieren, wobei der Empfänger umfasst:
 eine Antenne, um ein Nachrichtensignal von einer zweiten Kommunikationseinheit zu empfangen;
 einen Analysator (136), um das empfangene Signal auf Fehler hin zu analysieren und auf Grundlage der Analyse ein Korrektursignal zu erzeugen; und
 eine Korrekturereinheit, um das empfangene Signal unter Verwendung des Korrektursignals zu korrigieren;
 wobei der Sender (27) auf die Korrekturereinheit anspricht, um das gesendete Signal zu korrigieren, bevor es zur zweiten Kommunikationseinheit gesendet wird;
 wobei der Empfänger (29) darüber hinaus ein adaptives angepasstes Filter (79) zum Filtern des empfangenen Signals umfasst, um ein gefiltertes Signal zu

erzeugen, und zwar unter Verwendung eines Gewichtungssignals;
 dadurch gekennzeichnet, dass der Analysator (136) umfasst:
 mindestens eine Entspreizungseinrichtung (85), um das gefilterte Signal unter Verwendung eines Pilotsignals zu entspreizen;
 einen Prozessor (121), um eine Hard-Entscheidung am entspreizten gefilterten Signal vorzunehmen und daraus Symbolausgaben zu erzeugen; und
 einen Konjugator (123) zum Bestimmen konjugiert-komplexer Anteile der Symbolausgaben, um das Korrektursignal zu erzeugen.

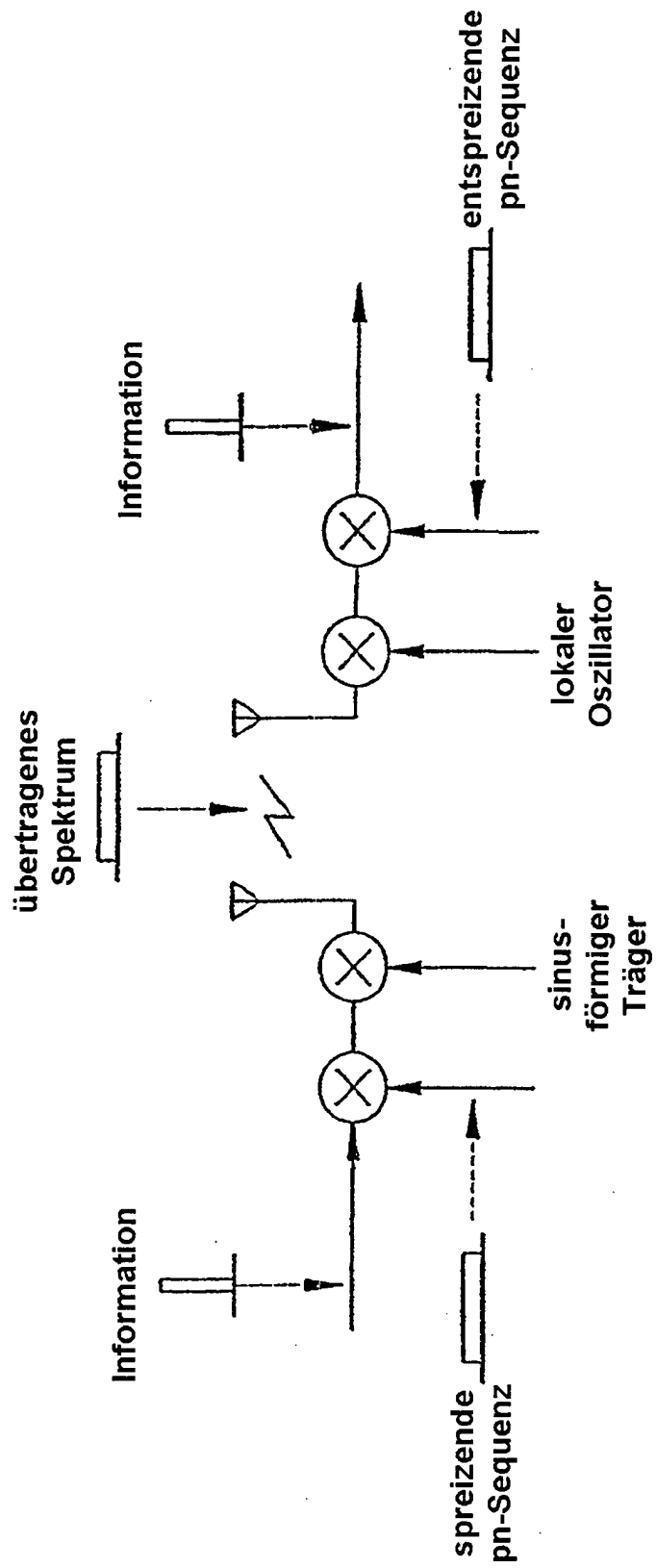
5. Basisstation nach Anspruch 4, wobei die Korrekturereinheit umfasst:
 einen RAKE-Empfänger (101) zum Demodulieren des empfangenen Signals und Erzeugen relativer Wegewerte für jede Mehrwegkomponente des empfangenen Signals; und
 einen Mischer (107) zum Mischen der Wegewerte mit dem Korrektursignal, um das Gewichtungssignal zu erzeugen.

6. Basisstation nach Anspruch 4, wobei die Fehler Phasenfehler umfassen, und das Korrektursignal eine Korrektur der Phasenfehler bewirkt, bevor das Nachrichtensignal gesendet wird.

7. Basisstation nach Anspruch 4, wobei die Fehler Frequenzfehler umfassen, und das Korrektursignal eine Korrektur der Phasenfehler bewirkt, bevor das Nachrichtensignal gesendet wird.

Es folgen 11 Blatt Zeichnungen

FIG.1 STAND DER TECHNIK



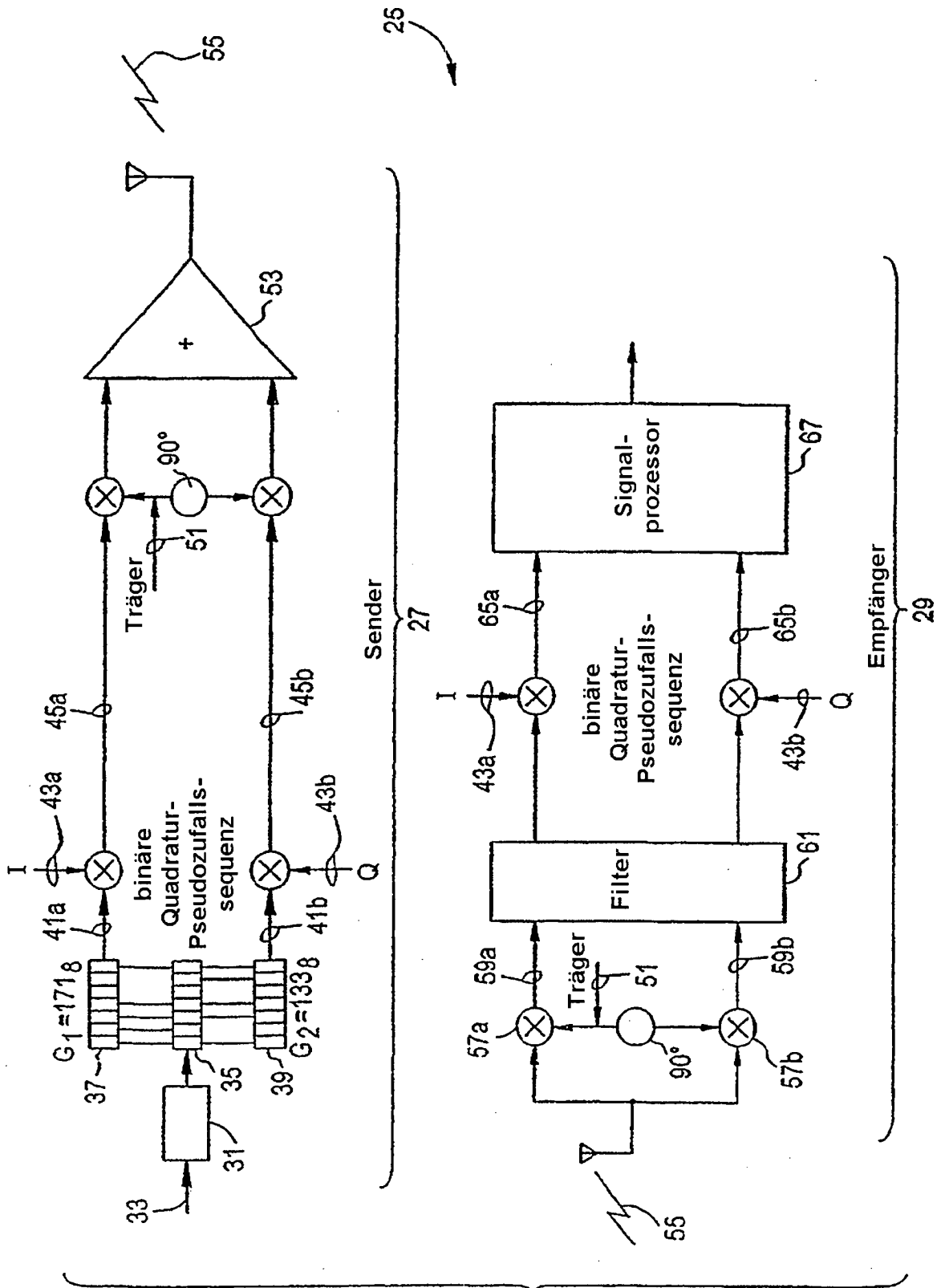


FIG. 2

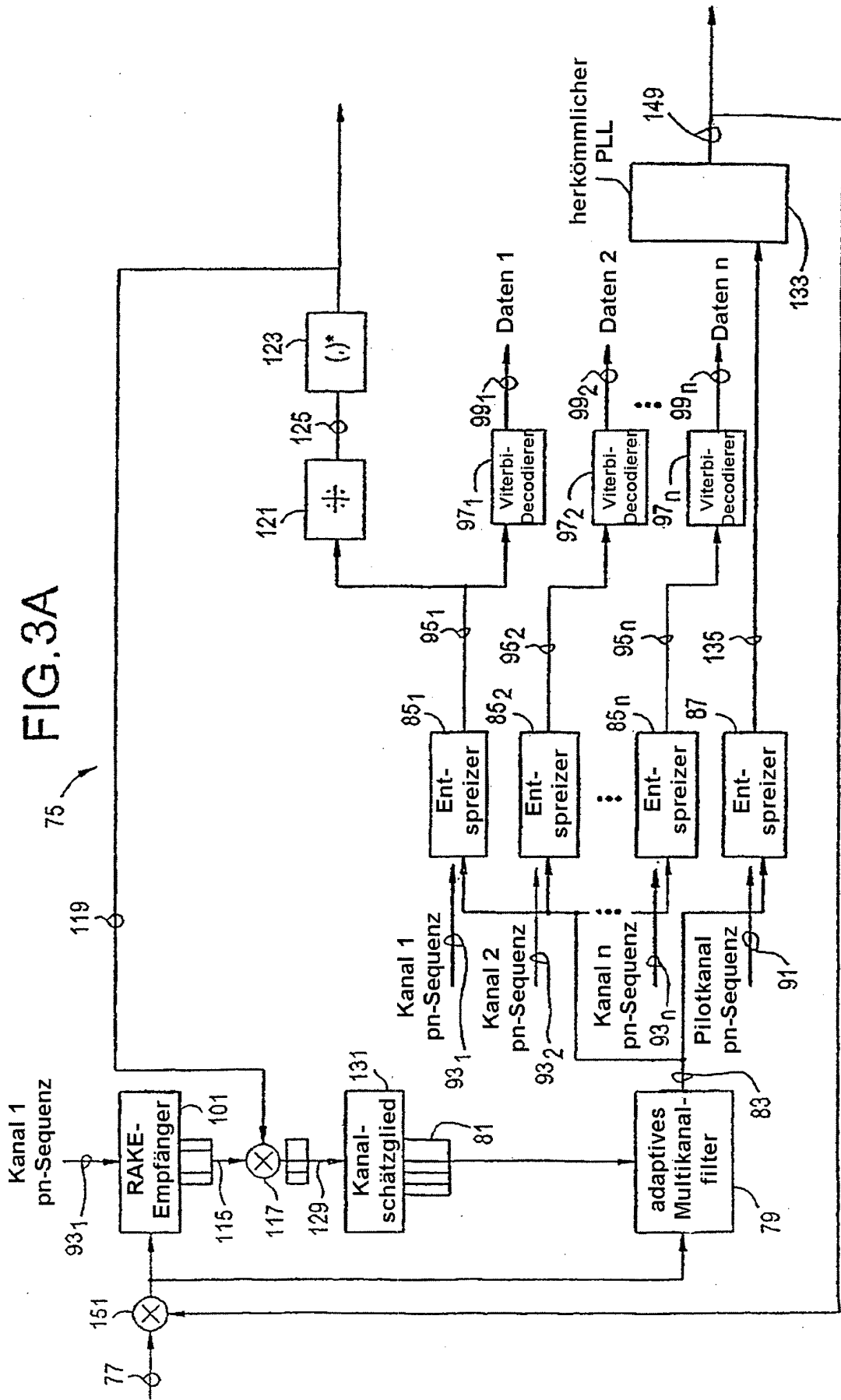


FIG. 3A

FIG.3B

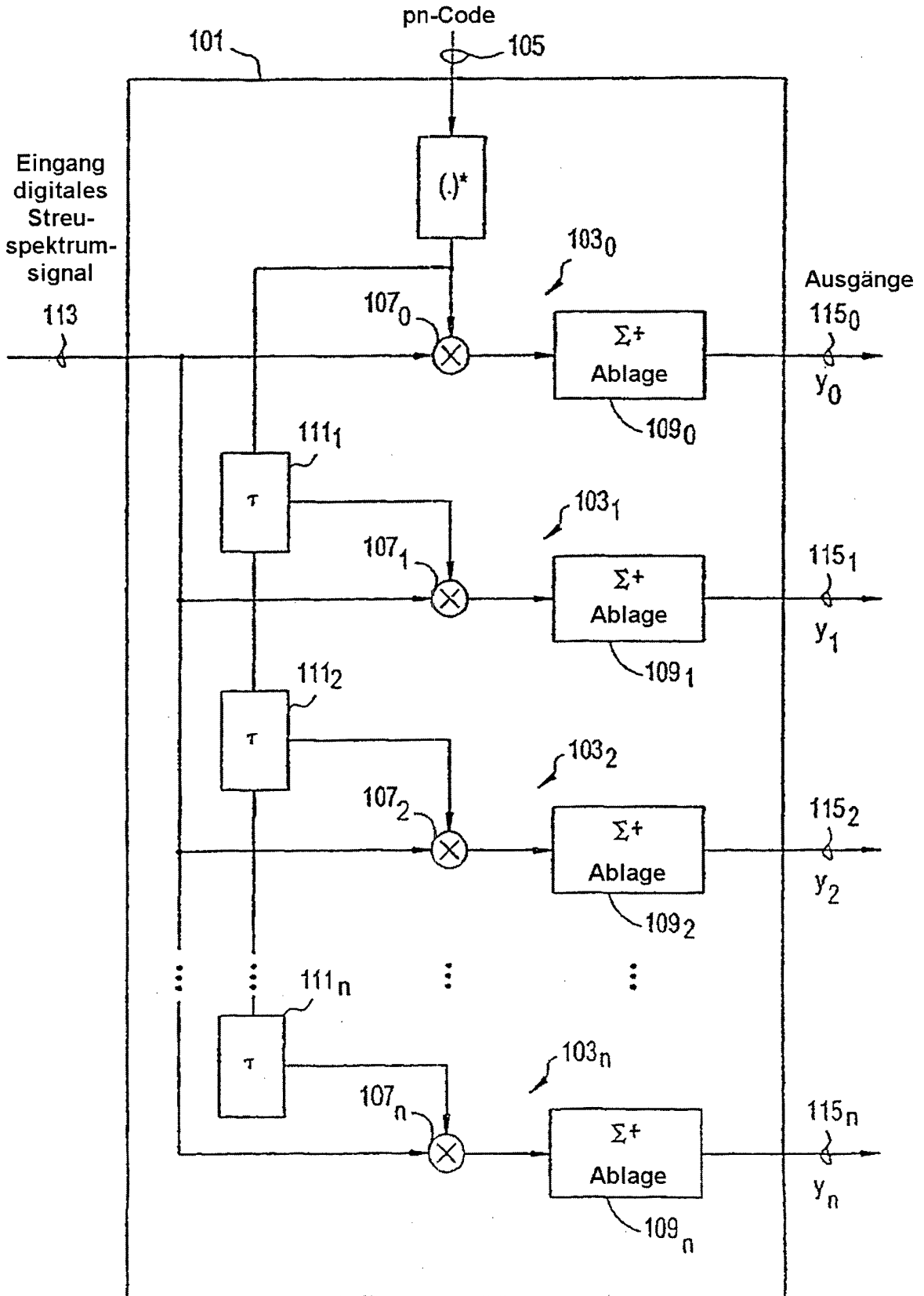


FIG.4

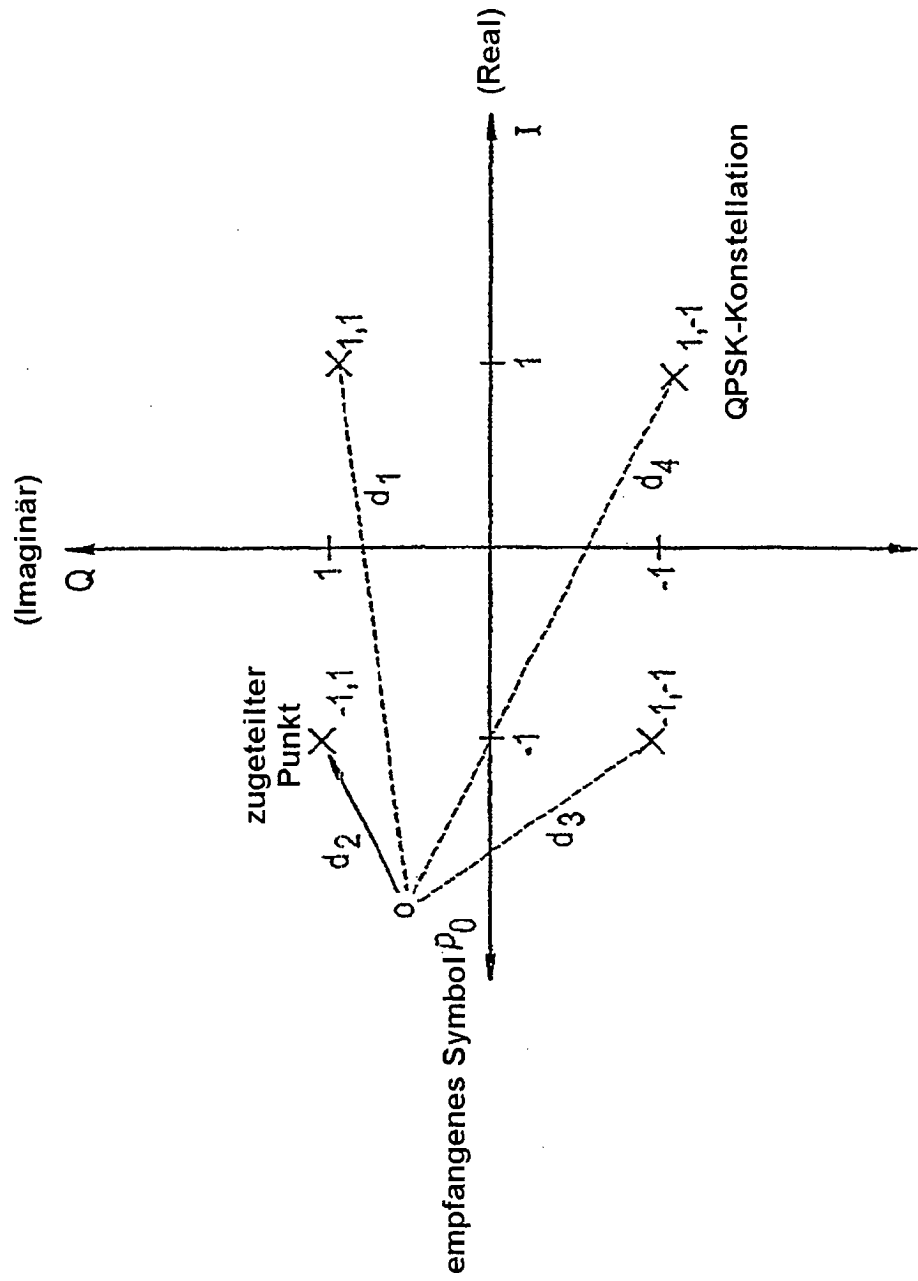


FIG.5

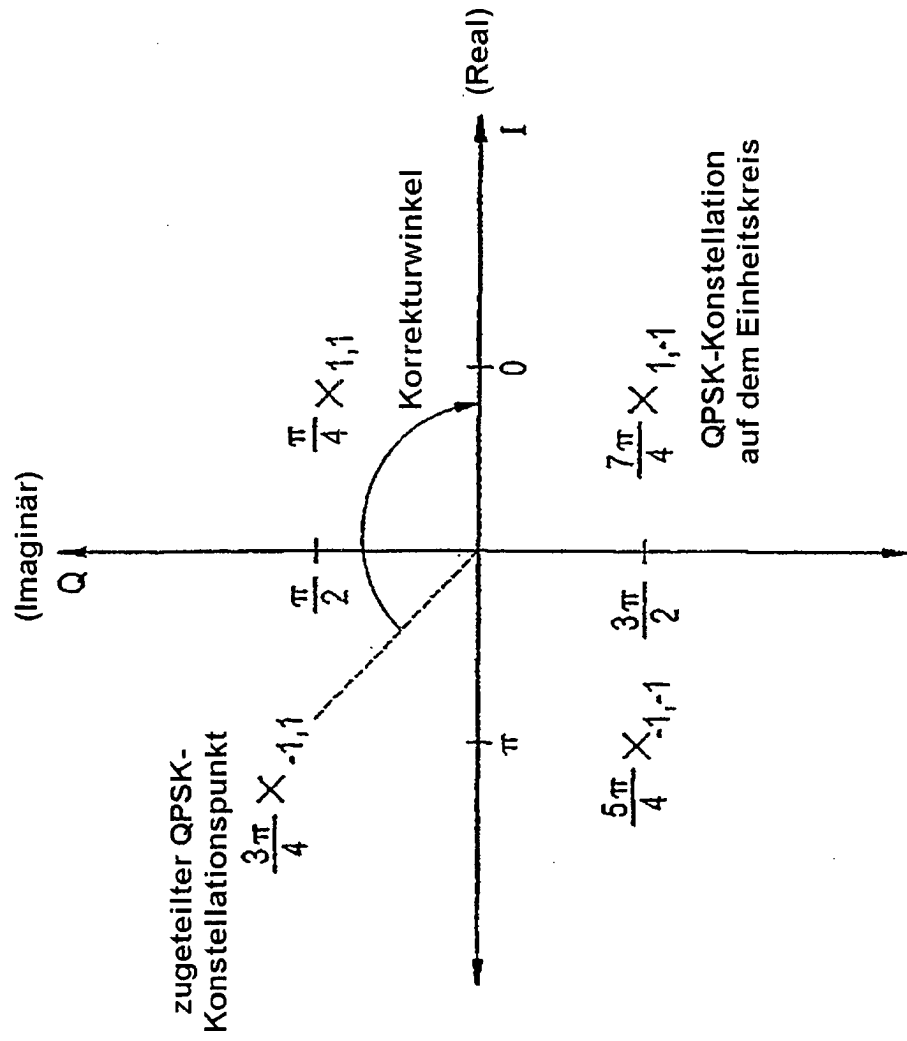


FIG.6

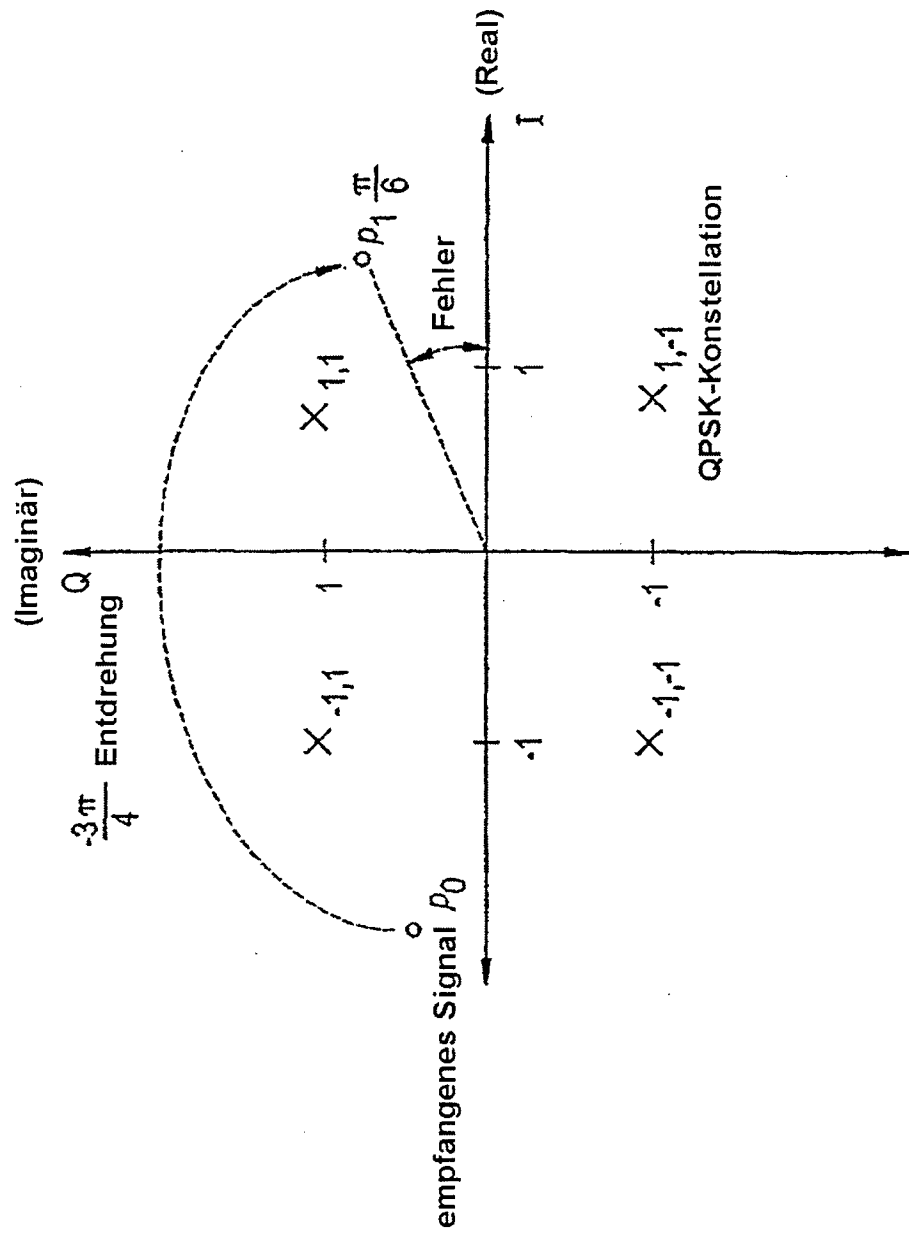


FIG. 7

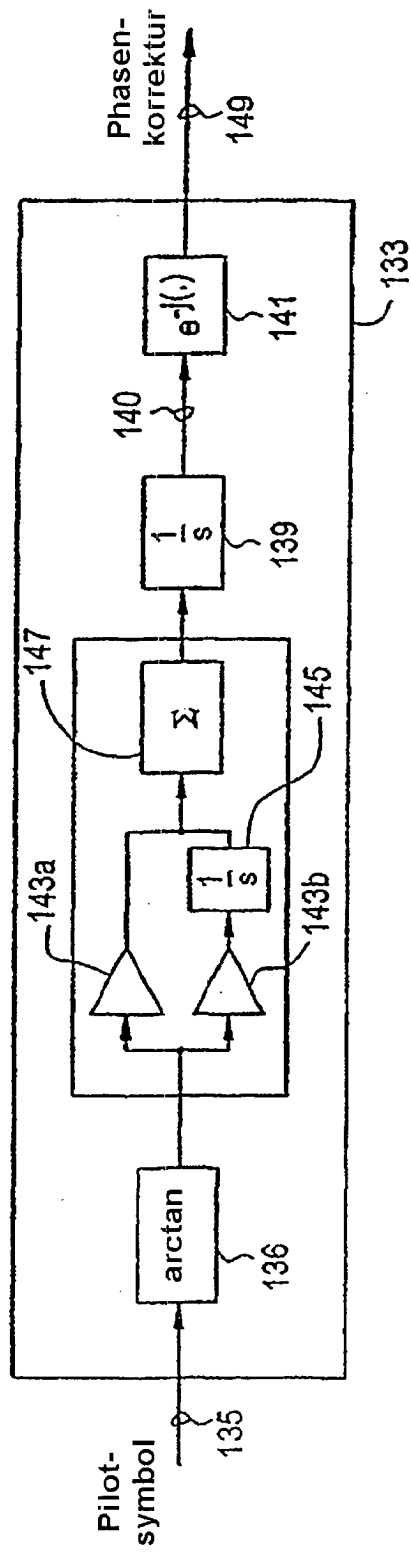
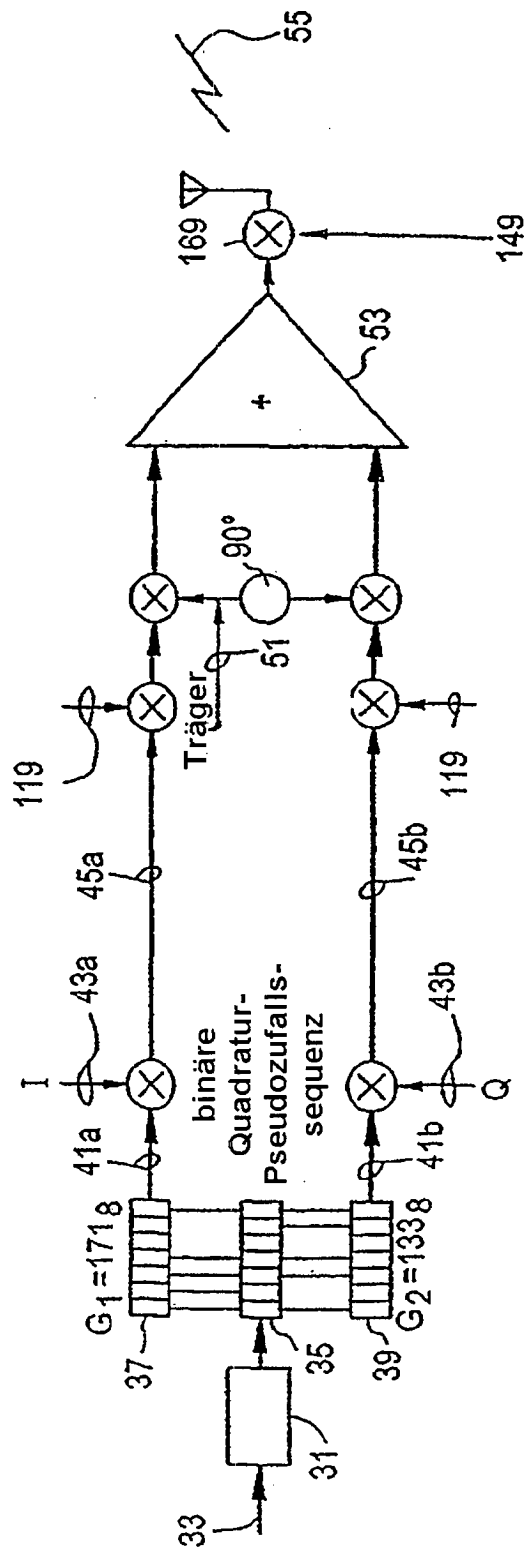


FIG.8A



181

FIG.8C

188

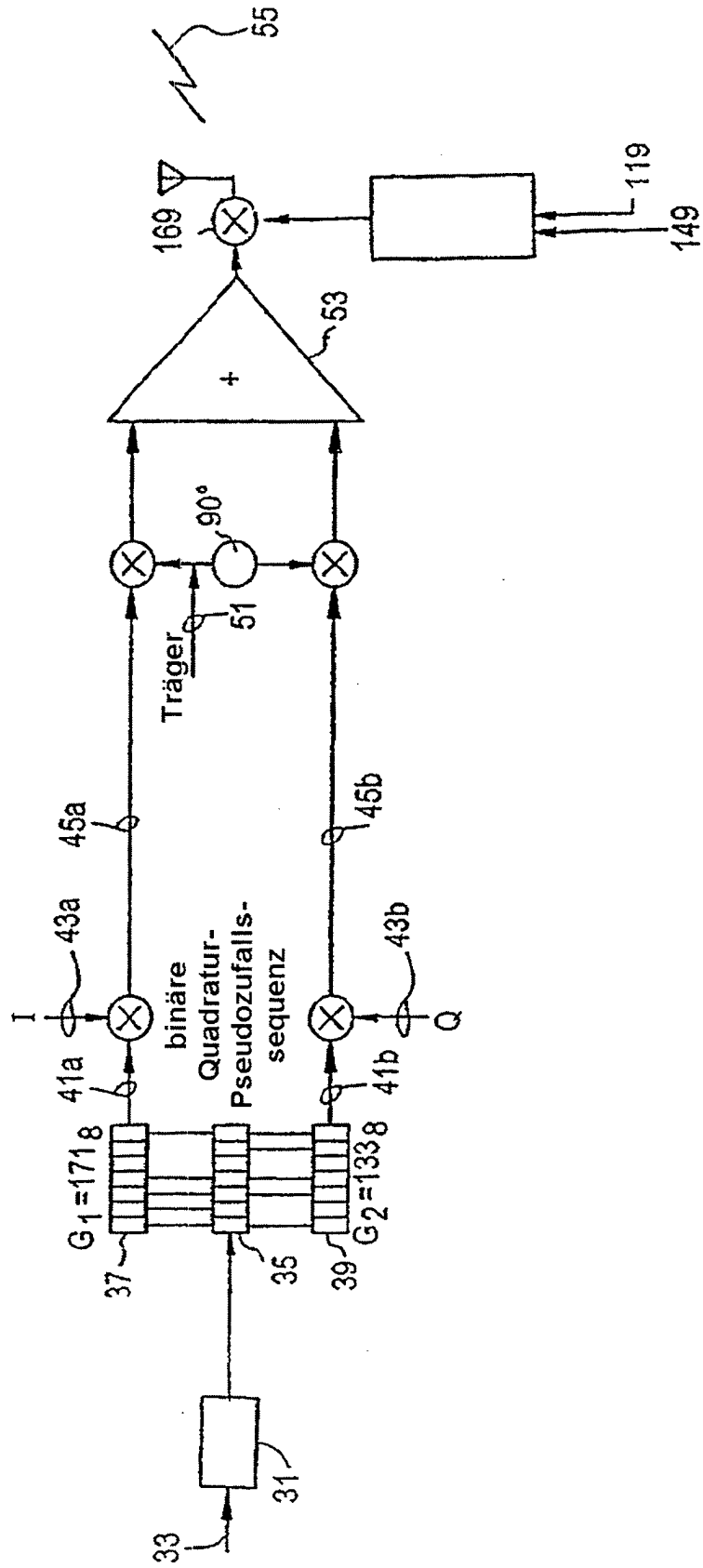
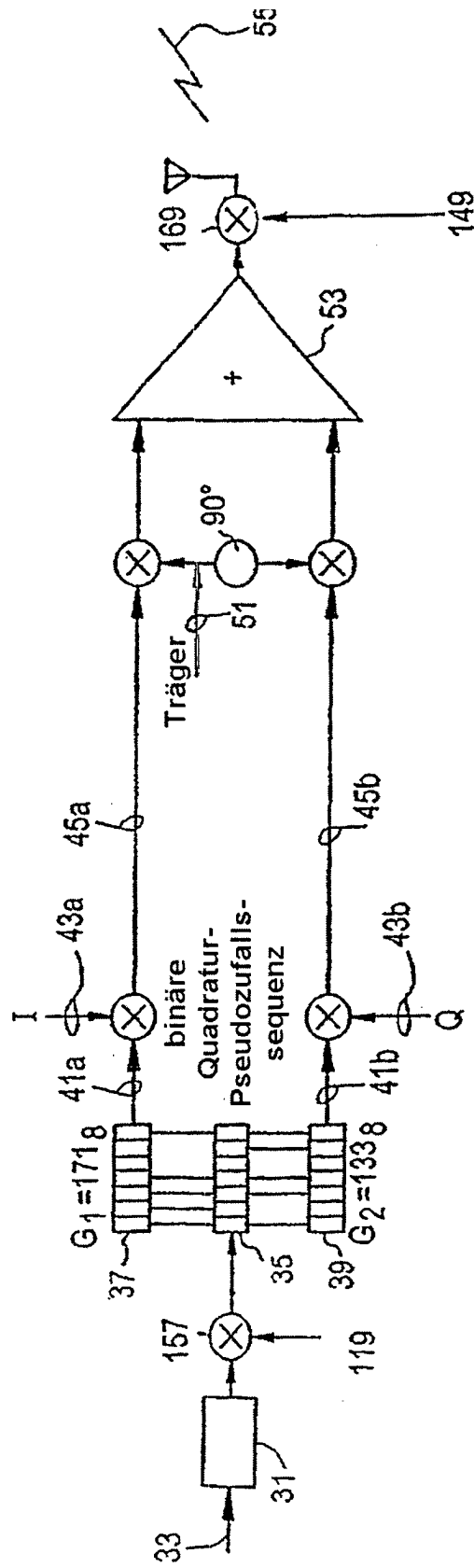


FIG.8B



183