



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 693 33 787 T2 2006.02.02**

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 115 248 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **693 33 787.7**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **01 104 853.5**

(96) Europäischer Anmeldetag: **07.01.1993**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **11.07.2001**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **30.03.2005**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **02.02.2006**

(51) Int Cl.⁸: **H04N 7/167 (2006.01)**

H04N 7/171 (2006.01)

(30) Unionspriorität:

818752 08.01.1992 US

(73) Patentinhaber:

Broadband Innovations, Inc., San Diego, Calif., US

(74) Vertreter:

**Zenz, Helber, Hosbach & Partner GbR, 45128
Essen**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, IE, IT, LI, NL, SE

(72) Erfinder:

**Katznelson, Ron D., San Diego, California 92121,
US**

(54) Bezeichnung: **Verfahren und Gerät zur Erzeugung eines Mehrkanalsignal**

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

GEBIET DER ERFINDUNG

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich allgemein auf Fernsehsende- und -empfangssysteme und insbesondere auf CATV oder terrestrische Mehrkanalsysteme, in denen eine Mehrzahl von Standardfernsehsignalen während der aktiven Videodauer durch eine Unterdrückung von normalen Synchronisationsimpulsen gescrembelt bzw. verschlüsselt oder anderweitig modifiziert werden und anschließend an autorisierten Teilnehmerstandorten in einer Art und Weise selektiv descrambelt bzw. entschlüsselt werden, bei der eine Mehrzahl autorisierter Kanäle gleichzeitig wiedergegeben werden, die dem Fernsehgerät des Teilnehmers nicht gescrembelt bzw. unverschlüsselt bereitzustellen sind.

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

[0002] Bei einem Abonnementfernsehen oder einem Bezahlfernsehen werden Programmsignale von Premium-Kanälen bzw. hochwertigen Kanälen üblicherweise in einer verschlüsselten Form übertragen, so dass unautorisierte Zuschauer, das heißt nicht für den Empfang des speziellen Programms bezahlende Zuschauer, nicht in der Lage sind, das übertragene Signal auf ihrem Fernsehempfänger zu betrachten. Autorisierten Zuschauern werden Mittel zum Entschlüsseln oder Dekodieren des verschlüsselten Fernsehsignals bereitgestellt. Normalerweise sind derartige Entschlüsselungsmittel geeignet, selektiv für die Entschlüsselung bestimmter Kanäle freigegeben zu werden. Diese Freigabe kann durch den Dienstanbieter oder den CATV-Betreiber durch eine selektive Adressierung einzelner, den für den Empfang des verschlüsselten Programms zahlenden Teilnehmern zugeordneten Entschlüsselungsmittel entfernt vorgenommen werden.

[0003] Eine allgemein zur Fernsehverschlüsselung verwendete Technik ist die Synchronisationsunterdrückung, bei der der HF-Pegel der horizontalen und vertikalen Synchronisationsimpulse auf einen Pegel unterhalb des Pegels des Videos unterdrückt wird, so dass der standardmäßige Fernsehempfänger nicht in der Lage ist, einen regelgerechten Synchronismus einzurichten. Stattdessen rastet er unregelmäßig auf HF-Spitzen im aktiven Video ein, wodurch ein nicht betrachtbares Bild auf dem Fernseher erzeugt wird. Zusätzlich wird die Fähigkeit des Fernsehempfängers, die den horizontalen Synchronisationsimpulsen zugeordneten Farb-Bursten zu verwenden, stark vermindert. Dadurch wird eine verzerrte Farbproduktion oder eine Deaktivierung der Farbschaltung des Fernsehers verursacht. Beispielhafte Synchronisationsunterdrückungssysteme des Standes der Technik sind in den US-Pat. Nr. US-A-3,184,537 für Court et al.; US-A-3,478,166 für Reiter et al.; US-A-3,530,232 für Reiter et al. und US-A-4,222,068 für Thompson offenbart. In diesen Systemen werden die horizontalen Synchronisationspegel unterdrückt oder auf Grauniveau reduziert und in der Regel wird zur Steuerung der Rekonstruktion oder Regenerierung der richtigen Synchronisationspegel zusammen mit dem verschlüsselten Fernsehsignal ein zusätzliches Tastungssteuersignal an die autorisierte Entschlüsselungseinrichtung übertragen. Dadurch wird ein entschlüsseltes normales Fernsehsignal am Empfänger bereitgestellt. Im US-Pat. Nr. US-A-3,184,537 wird zum Beispiel der Audio-Unterträger mit einem geeigneten Synchronisationseinfügungssteuersignal amplitudenmoduliert. Im US-Pat. Nr. US-A-4,222,068 wird die horizontale Synchronisationsrekonstruktion an der autorisierten Entschlüsselungseinrichtung durch eine Übertragung normaler Synchronisationssignale während der vertikalen Austastlücke („VBI“) des Fernsehsignals ausgeführt, um einer Zeitsteuerungsschaltung am Empfänger das Einrasten auf den horizontalen Komponenten zu ermöglichen. Die Zeitsteuerungsschaltung wird dann zum Eintasten der horizontalen Austastlücke („HBI“) verwendet. Dadurch wird die Wiederherstellung der horizontalen Synchronisationsimpulse im zusammengesetzten Basisbandvideosignal erleichtert.

[0004] Synchronisationsunterdrückungssysteme arbeiten in der Regel in einer von zwei Arten und Weisen: Wie in dem US-Pat. Nr. US-A-3,184,537 basiert das erste Verfahren auf einer Dämpfung des modulierten HF-Fernsehsignals während der HBI (und in einigen Fällen auch während der VBI) um einen bekannten festen Betrag, wie zum Beispiel 6 dB. An der autorisierten Entschlüsselungseinrichtung wird das Signal während des aktiven Videoanteils durch eine Dämpfung des HF-empfangenen Signals um den gleichen bekannten Betrag entschlüsselt. Dieses Verfahren ist als „HF-Synchronisationsunterdrückung“ bekannt, da die Verschlüsselungs- und Entschlüsselungsprozesse an den HF-Stufen nach dem Modulationsprozess am Sender beziehungsweise vor dem Demodulationsprozess am Empfänger auftreten. Das zweite Synchronisationsunterdrückungsverfahren ist als „Basisband-Synchronisationsunterdrückung“ bekannt. Darin wird während der HBI ein bekannter eingetasteter Offset-Pegel dem Basisbandvideosignal hinzugefügt. Dadurch wird das horizontale Synchronisationssignal unterdrückt. An der autorisierten Entschlüsselungseinrichtung wird während der HBI ein gleichgroßer Offset-Pegel vom demodulierten Videosignal subtrahiert. Dadurch werden die normalen Werte der horizontalen Synchronisationssignale wiederhergestellt. Ein Beispiel eines Basisbandsynchronisa-

tionsunterdrückungssystem ist im US-Pat. Nr. US-A-4,222,068 offenbart.

[0005] Sowohl die oben beschriebenen Entschlüsselungssysteme mit HF- als auch die Basisbandsynchronisationsunterdrückung des Standes der Technik werden üblicherweise durch den Einbau der Zeitsteuerungs- und Entschlüsselungsschaltung in einen Fernsehuner und Demodulator, oft Konverter genannt, ausgeführt, der das gesamte CATV-Band oder die von dem Abonnementfernsehdiensanbieter verwendeten terrestrischen Kanäle abdecken kann. In HF-Synchronisationsunterdrückungssystemen wird die Entschlüsselung durch die eingetastete Dämpfung an der ZF – Stufe des Konverters oder bei seiner festen HF-Ausgangskanalfrequenz, wie zum Beispiel TV-Kanal 3 oder 4, ausgeführt. In Basisbandsynchronisationsunterdrückungssystemen wird die Entschlüsselung an der demodulierten Video-Stufe des Konverters ausgeführt. Das resultierende normale Videosignal wird mit Hilfe eines auf Kanal 3 oder 4 arbeitenden Festfrequenzfernsehmodulators neu moduliert. Folglich ist in beiden Beispielen der Teilnehmer mit einer Konverter-Entschlüsselungseinrichtung ausgerüstet, die zur Abstimmung und Entschlüsselung jeweils eines einzelnen Kanals und seiner Konvertierung in Kanal 3 oder 4 (Ausgangskanal) im Stande ist, je nachdem, welcher nicht von der lokalen Sendestation verwendet wird. Der Fernseher des Teilnehmers kann ständig auf den Ausgangskanal der Konverter-Entschlüsselungseinrichtung abgestimmt bleiben, während die Kanalauswahl mit Hilfe des Tuners der Konverter-Entschlüsselungseinrichtung vorgenommen wird.

[0006] Bei einem Abonnementfernsehdiensdienst kann eine Mehrzahl von verschlüsselten Kanälen auf verschiedenen Kanälen gleichzeitig übertragen werden. Wie oben beschrieben, können Konverter-Entschlüsselungseinrichtungen des Standes der Technik jedoch nur jeweils einen Kanal verarbeiten. Das bedeutet, dass zum Empfang verschiedener verschlüsselter Premium-Kanäle autorisierte Teilnehmerhaushalte diese Dienste nicht gleichzeitig entschlüsselt empfangen können. Wenn so zum Beispiel der Vater ein „Pay-per-View“-Ereignis, wie zum Beispiel einen Meisterschaftskampf, zu sehen wünscht, während die Kinder den Disney-Kanal auf dem zweiten Fernseher sehen, würde der Haushalt zwei Konverter-Entschlüsselungseinrichtungen benötigen. Wenn darüber hinaus die Mutter zur gleichen Zeit einen Film auf HBO aufzeichnen möchte, muss eine dritte Konverter-Entschlüsselungseinrichtung in Verbindung mit dem Videokassettenrekorder („VCR“) eingesetzt werden. Dies ist offensichtlich einer der Nachteile der Einzelkanalentschlüsselungstechnik des Standes der Technik.

[0007] Die meisten Fernsehhaushalte in Amerika sind mit „kabelbetriebsbereiten“ Fernsehern oder VCR's ausgestattet. Der Begriff „kabelbetriebsbereite Einrichtung“ soll als Verbraucherfernseheneinrichtung mit einer erweiterten Frequenzabstimmungsfähigkeit verstanden werden, die einem Teilnehmer nicht nur die Abstimmung der terrestrischen Sendekanal frequenzen sondern auch aller CATV-Kanäle gestattet. Ein signifikanter Anteil der in Amerika verkauften kabelbetriebsbereiten Einrichtungen enthält zusätzliche Merkmale, wie zum Beispiel einen Mehrkanalfernsehton („MTS“), der den Empfang eines Stereo-TV-Programms oder eines zweiten Audio-Programms („SAP“), eine Fernsteuerung zur Steuerung des Schallpegels oder eine Tonstumm-schaltung, wie auch eine Kanalabstimmung gestattet. Ein weiteres Merkmal einiger kabelbetriebsbereiter Fernseher ist die Fähigkeit einer Bild-im-Bild („PIP“) – Anzeige, die dem Teilnehmer das gleichzeitige Ansehen eines Programms während der Beobachtung (eines) zusätzliche(n)/r Videoprogramme(s) in einem innerhalb des Hauptbildes angezeigten Bildeinsatzes gestattet. Wenn diese kabelbetriebsbereite Einrichtung direkt mit dem im Haushalt aufgeschalteten Kabelanschluss verbunden ist, ist der Teilnehmer üblicherweise ohne Zuhilfenahme eines Konverters zum Empfang und zur Aufzeichnung aller unverschlüsselten Kanäle in der Lage. Folglich nutzt er die oben beschriebenen speziellen Merkmale seiner Einrichtung zum Empfang derartiger unverschlüsselter Signale. Das Problem tritt auf, wenn das CATV-System eine Signalverschlüsselung als Mittel zur Steuerung des Zugriffs auf die Premium-Kanäle einsetzt.

[0008] In der Regel ist der Fernseher, der unter diesen Bedingungen vom Ausgangskanal der Konverter-Entschlüsselungseinrichtung gespeist wird, ständig auf Kanal 3 (oder 4) abgestimmt, während die Konverter-Entschlüsselungseinrichtung auf den gewünschten Kanal abgestimmt ist. Folglich wird die mit dem Fernseher erworbene Fernsteuerung nicht verwendet und eine zusätzliche Fernsteuerungseinheit muss für die Konverter-Entschlüsselungseinrichtung bereitgestellt werden. Darüber hinaus können viele Basisband-Konverter-Entschlüsselungseinrichtungen des Standes der Technik das zusammengesetzte MTS-Audio-Programm-material nicht durchleiten. Folglich sind das Stereosignal und die SAP trotz der Tatsache verloren, dass der Fernseher zum Empfang von MTS fähig sein kann. Jüngste Versuche zur Behandlung dieses Problems umfassen üblicherweise einen Stereo-Bypass-Betriebsmodus, wie im US-Pat. Nr. US-A-4,630,113 für Long offenbart, der bedauerlicherweise die Lautstärketeuerung der Fernsteuerung des Konverters deaktiviert, oder alternativ eine Dematrixierung und Neuverarbeitung des Stereosignals am Konverter zur Ausführung einer Lautstärketeuerung mit einer resultierenden Verminderung der Stereo-Trennung und der Leistungsfähigkeit des Kompanzers zur Folge. Selbst Entschlüsselungseinrichtungen mit einer HF-Synchronisationsunterdrückung

des Standes der Technik neigen zum Einbringen von Verminderungen der MTS-Audio-Leistungsfähigkeit, da sie den Audio-Unterträger mit einer zusätzlicher Amplitudenmodulation bei der horizontalen Zeilenfrequenz durchleiten. Dadurch werden AM- bis FM-Effekte am Fernsehempfänger verursacht. Die Audio-Verminderungseffekte werden in einem Artikel von J.O. Farmer mit dem Titel „Operational Characteristics of Modern Set-Top Terminals“, veröffentlicht in den Fachbeiträgen der 33-ten jährlichen Zusammenkunft der NCTA [33rd Annual Convention of the NCTA] in Las Vegas, 3.-6. Juni 1984, und in den IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. CE-30, Seiten 489-502, August 1984, behandelt. Letztendlich erfordert das PIP-Merkmal neuer Fernseher, dass der Fernseher zum gleichzeitigen Empfang mehrerer Kanäle in der Lage ist. Das ist eine Anforderung, die von den gegenwärtigen Konverter-Entschlüsselungseinrichtungen des Standes der Technik offensichtlich nicht erfüllt werden kann. Eindeutig stellen alle diese Probleme noch eine weitere Reihe signifikanter Nachteile der Einzelkanalentschlüsselungstechnik des Standes der Technik dar.

[0009] Gemeinsam sind die vorstehend behandelten, vorhergehenden Mängel in der Industrie als das „CATV-Verbraucherschnittstellen“-Problem bekannt. Es gibt zunehmende Hinweise, dass diese Verbraucherschnittstellenprobleme gleichermaßen ernste Erschwernisse für Verbraucher und CATV-Betreiber darstellen. Ein spezieller Hinweis und ein Anzeichen für das öffentliche Interesse in dieser Hinsicht ist durch die als den „Cable Ready Equipment Act of 1991“ zitierte Gesetzgebung ausgedrückt, die kürzlich von Senator Patrick Leahy im US-Senatsgesetzese Entwurf S. 20063 vorgeschlagen wurde, veröffentlicht im Kongressprotokoll – Senat, Seite 518377 – 518380, 26. November 1991. Der Gesetzesentwurf von Leahy versucht Lösungen für die vorstehend beschriebenen CATV-Verbraucherschnittstellenprobleme zu fördern.

[0010] Es ist leicht verständlich, dass die wünschenswerteste Lösung für die oben behandelten Probleme die Ausstattung der Teilnehmer mit einem Kabelanschluss ist, der alle Kanäle in unverschlüsselter Form („im Klartext“) überträgt, für die er/sie berechtigt ist. Der Teilnehmer kann dann durch geeignete Breitband-HF-Signalverteilungsmittel mehrere kabelbetriebsbereite Fernseher und VCR's verbinden und die gesamten, mit der Einrichtung erworbenen Verbrauchermerkmale frei genießen. Da das CATV-System andere, nicht vom Teilnehmer erworbene Kanäle übertragen kann, ist ein wirksames Mittel zur Beschränkung des Zugriffs eines Teilnehmers auf nur die Kanäle und speziellen Ereignisse, für die Teilnehmergebühren bezahlt wurden, erforderlich.

[0011] Wenn jemand versucht, die Einzelkanalentschlüsselungstechnik des Standes der Technik einzusetzen, um jedem Teilnehmer eine gleichzeitige Mehrkanalentschlüsselung bereitzustellen, muss man jedem Teilnehmer eine Vielzahl von Entschlüsselungsmitteln des Standes der Technik bereitstellen, wobei jede Entschlüsselungseinrichtung auf einen verschlüsselten Kanal abgestimmt und ihm fest zugeordnet ist. Die Ausgänge derartiger Entschlüsselungseinrichtungen müssen dann zur Bildung eines dem Haushalt des Teilnehmers aufgeschalteten Breitband-Mehrkanal-Klartextsignaldienstes verschiedenen Kanalfrequenzen zugewiesen und mit Hilfe einer Frequenzweiche mit allen unverschlüsselten Kanälen kombiniert werden. Eindeutig können die Kosten je Teilnehmer für eine derartige Anordnung den unerschwinglich teureren Anschaffungswert einer Entschlüsselungseinrichtung mal der Anzahl der verarbeiteten Kanäle erreichen.

[0012] Es besteht folglich der Bedarf an einem wirksamen preisgünstigen System zum gleichzeitigen Entschlüsseln einer beliebigen Teilmenge einer Mehrzahl verschlüsselter Kanäle, wobei die beliebige Kanalteilmenge die vom Teilnehmer abonnierten Kanäle sind, und zum gemeinsamen Bereitstellen mit den unverschlüsselten Basiskanälen. Dabei besteht die Aussicht, auf diese Art und Weise alle autorisierten Kanäle „im Klartext“ einzuspeisen und alle vom Teilnehmer nicht erworbenen verschlüsselten Kanäle entweder in ihrer ursprünglichen verschlüsselten Form oder vorzugsweise mit einer hinzugefügten zusätzlicher Sicherheit zur weiteren Ablehnung irgendeines unautorisierten Zugriffs durch „Piraten“-Einrichtungen in den Haushalt durchzuführen.

[0013] Beispiele von TV-Verschlüsselungssystemen des Standes der Technik sind in US-A-3,852,519 (Optical Systems Corp) und US-A-4,330,794 (GTE Automatic Electric Labs) offenbart und behandelt. Das erste Patent offenbart eine HF-Einkoppelung über vollständige Bildzeilen, in denen die resultierenden Phasenänderungen einen besonders störenden Effekt auf dem Bild verursachen. Das zweite Patent offenbart nur die Verwendung eines Verstärkers zur Steuerung der Synchronisationspegel, der durch Zeitsteuerungsinformationen für die verschlüsselten Kanäle gesteuert wird, die zusammen mit der Breitbandsignalgruppe übertragen werden.

[0014] Weitere Beispiele von Anordnungen des Standes der Technik und weitere Theorie können im US-Patent Nr. 3573380 (Darlington) mit dem Titel „Single Sideband Modulation System“ gefunden werden; eine Behandlung der Fourier-Analyse in der Veröffentlichung mit dem Titel „Vibrations und Waves in Physics“ von Ian G. Main, Cambridge University Press 1984, ISBN 0 521 27846.5, Kapitel 11, Seiten 189 bis 209; und weiter offenbart US-Patent Nr. 4349704 (Gillis) einen digitalen Mehrfrequenzsignalgenerator.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0015] Die vorliegende Erfindung ist auf ein Abonnementfernsehsystem gerichtet, das eine Videoverschlüsselung auf einer Mehrzahl von Kanälen einsetzt. Ein gleichzeitig verarbeitendes Breitband-Mehrkanalsystem wird offenbart, das eine Entschlüsselung und andere Zugriffssteuerfunktionen auf einer Mehrzahl von adressierbaren ausgewählten Kanälen gemäß der Teilnehmerautorisierung zum Empfang jedes Kanals ausführt.

[0016] Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein System zur gleichzeitigen Entschlüsselung mehrerer Fernsehkanäle der beschriebenen Art bereitzustellen, das die in den Fernsehern und VCR's der Teilnehmer enthalten kabelbetriebsbereiten und anderen Verbrauchermerkmale zur vollständigen Verwendung durch den Teilnehmer freigibt.

[0017] Es ist eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein Verschlüsselungs- und Entschlüsselungssystem der beschriebenen Art bereitzustellen, das nahezu keine Artefakte oder Verzerrungen in entweder dem AUDIO- oder dem Videosignal auf den entschlüsselten oder unverschlüsselten Kanälen einbringt, in denen die Videoqualität nicht beeinträchtigt und Funktionen, wie zum Beispiel MTS-Stereo, nicht vermindert oder beeinflusst sind.

[0018] Es ist noch eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein Abonnementfernsehzugriffssteuersystem bereitzustellen, das CATV-Systembetreibern die Fähigkeit zur Umstellung gegenwärtig verwendeter Systeme des Standes der Technik auf ein neues verschlüsselungsbasiertes Mehrkanalvideoverschlüsselungsverfahren mit einem besseren, mit der Vorbehandlung begründeten Sicherheitssystem bietet, das eine bessere Sicherheit bereitstellt. Ein derartiges System soll die Umstellung auf das neue verschlüsselungsbasierte Sicherheitssystem auf jedem Kanal gestatten, der allen autorisierten Teilnehmer durch eine installierte Zugriffssteuereinrichtung der vorliegenden Erfindung zugestellt wird.

[0019] Dementsprechend werden ein Verfahren und eine Einrichtung zur Erzeugung eines Breitbandsignals bereitgestellt, wie in den beigefügten Ansprüchen dargelegt ist.

KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0020] Zur Ausführung der vorstehenden und weiterer Aufgaben, wie sie nachstehend auftreten können, bezieht sich die vorliegende Erfindung auf ein Fernsehzugriffssteuersystem, wie es im Wesentlichen in den beigefügten Ansprüchen definiert und wie es in der folgenden detaillierten Beschreibung beschrieben und ebenso in Verbindung mit den beigefügten Zeichnungen berücksichtigt ist, in denen

[0021] [Fig. 1a](#) einen Signalverlauf einer Basisband-Synchronisationsunterdrückung zeigt.

[0022] [Fig. 1b](#) zeigt das kohärente HF-eingekoppelte Signal zur Entschlüsselung des Signals von [Fig. 1a](#) gemäß der vorliegenden Erfindung;

[0023] [Fig. 2a](#) zeigt das Spektrum der auf die Mehrkanal-Entschlüsselungseinrichtung aufgeschalteten Fernsehkanäle der vorliegenden Erfindung;

[0024] [Fig. 2b](#) zeigt das Spektrum der vom Breitbandgenerator der vorliegenden Erfindung erzeugten, eingekoppelten Signale.

[0025] [Fig. 2c](#) zeigt das dem Teilnehmer von der Mehrkanal-Entschlüsselungseinrichtung der vorliegenden Erfindung bereitgestellte, entschlüsselte Breitbandspektrum.

[0026] [Fig. 3](#) zeigt das erste bevorzugte Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;

[0027] [Fig. 4](#) zeigt eine Zeichnung von zwei für die spektrale VSB-Formung der eingekoppelten Signale erforderlichen Basisband-Quadratur-Komponenten, die zur Mehrkanalentschlüsselung gemäß der vorliegenden Erfindung verwendet werden;

[0028] [Fig. 5](#) zeigt das zur Erzeugung der Quadratur-Komponenten von [Fig. 4](#) verwendete rechnergestützte Digitalfilter;

[0029] [Fig. 6a](#) beschreibt die Breitbandabdeckung des Kanalgruppen-Zeitmultiplexbetriebs der eingekoppel-

ten Signale der vorliegenden Erfindung;

[0030] [Fig. 6b](#) zeigt die Aufteilung des Frequenzspektrums durch die Gruppierung der Kanalblöcke;

[0031] [Fig. 6c](#) zeigt die Aufteilung des Frequenzspektrums durch eine frequenzverzahnte Gruppierung;

[0032] [Fig. 7](#) zeigt das Zeitsteuerungsdiagramm der kohärenten Einkoppelungsgruppen und ihr entsprechendes RAM-Adressenschema;

[0033] [Fig. 8](#) zeigt ein die empfangenen Signale und die eingekoppelten Signale beschreibendes Zeigerdiagramm bzw. Diagramm der komplexen Koeffizienten;

[0034] [Fig. 9](#) zeigt ein aktives Kalibrierungs- und Analysezeitsteuerdiagramm im bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;

[0035] [Fig. 10](#) zeigt ein weiteres, eine RAM-Adressraumzustandskurve umfassendes aktives Kalibrierungs- und Analysezeitsteuerdiagramm;

[0036] [Fig. 11](#) zeigt ein den Verfolgungsmechanismus der komplexen Koeffizienten (Zeiger) beschreibendes Analyse- und Messzeitsteuerungsdiagramm;

[0037] [Fig. 12](#) zeigt ein sachdienliche Ereignisse und in der vorliegenden Erfindung genutzte Prozesse beschreibendes allgemeines Videozeitsteuerungsdiagramm;

[0038] [Fig. 13](#) zeigt ein Beispiel einer für die Praxis der vorliegenden Erfindung gewünschten CATV-Konfiguration des Leitungsendes;

[0039] [Fig. 14](#) zeigt ein weiteres Detail des am Leitungsende genutzten Kammgeneratorsystems;

[0040] [Fig. 15a](#) zeigt eine Basisbandrepräsentation eines Signalverlaufs einer HF-Synchronisationsunterdrückung;

[0041] [Fig. 15b](#) zeigt das kohärente HF-Einkoppelungssignal zur Entschlüsselung des Signals von [Fig. 15a](#) gemäß der vorliegenden Erfindung;

[0042] [Fig. 16](#) zeigt einen digitalen Breitbandgenerator für das zweite bevorzugte Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;

[0043] [Fig. 17](#) zeigt ein zweites bevorzugtes Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung, das auf die Verwendung in Mehrfamilienhäusern gerichtet ist;

[0044] [Fig. 18](#) zeigt ein Zeitsteuerungs- und Speicherdiagramm für eine unter Verwendung der Einkoppelungsverfahrens der vorliegenden Erfindung sicherheitsverbesserte Videoverschlüsselung.

DETAILLIERTE BESCHREIBUNG BEVORZUGTER AUSFÜHRUNGSBEISPIELE

[0045] Da die Aufgabe der vorliegenden Erfindung in einer Bereitstellung aller Kanäle an die Teilnehmer in einer Breitbandform besteht und nur bestimmte Kanäle entschlüsselt und infolgedessen modifiziert werden müssen, sollte verstanden werden, dass die gemäß der vorliegenden Erfindung vorgenommene Lösung darin besteht, jegliche Einzelkanalfilterungs- oder Abstimmtechniken zu vermeiden, sich jedoch statt dessen auf Techniken zu konzentrieren, die mit einer Breitbandsignalergänzung verbunden sind, so dass nur ausgewählte Kanäle modifiziert (entschlüsselt) werden. Es ist aufschlussreich, von vornherein zunächst zu beachten, dass eine Verschlüsselung sowohl mit einer Basisband-Synchronisationsunterdrückung als auch mit einer HF-Synchronisationsunterdrückung einen linear modifizierenden Prozess im Hochfrequenzbereich darstellt. Dieser lineare Prozess ist nur während der Austastlücken aktiv, in denen eine Unterdrückung erfolgt. Das bedeutet, dass für beide Verschlüsselungsprozesse ein zusätzlicher HF-Signalimpuls mit einer geeigneten Einschwingzeit, Dauer, Amplitudenhüllkurve, Frequenz und Phase existiert, so daß wenn dieser einem verschlüsselten HF-Signal hinzugefügt wird, sich ein HF-Fernsehsignal mit normalen Synchronisationssignalen ergibt und infolgedessen ist es unverschlüsselt.

[0046] [Fig. 1a](#) stellt das Basisbandvideosignal während der HBI in einem Basisband-Synchronisationsunterdrückungssystem anschaulich dar. Wie man sehen kann, wird das normale Synchronisationssignal **10** durch das Hinzufügen eines Basisband-Offset-Signals der Größe **20** während der HBI an der Verschlüsselungseinrichtung unterdrückt. Daraus ergibt sich das unterdrückte Synchronisationssignal **12**, während das aktive Videosignal **14** nicht modifiziert ist. Wie man in [Fig. 1a](#) sehen kann, ist zudem das Farb-Referenz-Burst-Signal **16** nicht modifiziert, jedoch lediglich einem Offset-Pegel der Größe **20** in der Fig. überlagert. Den Fachleuten der Fernsehmodulation ist bekannt, dass der Synchronisationspegel **10** (-40 IRE Einheiten) dem HF-Amplitudenspitzenwert entspricht, während der Videopegel des Weißwertes **22** (100 IRE-Pegel) einer HF-Amplitude entspricht, die 12.5% des HF-Amplitudenspitzenwertes beträgt. Folglich entspricht in dieser invertierten Modulationsskala des HF-Bereichs der in der HBI eingetastete Offset-Pegel **20** am Basisband der Subtraktion eines in [Fig. 1b](#) gezeigten HF-Impulses von einem ansonsten unverschlüsselten HF-Fernsehsignal. Die Frequenz und Phase dieses HF-Impulses entspricht der des Bildträgers des Fernsehsignals. Infolgedessen kann man zur Wiederherstellung der unverschlüsselten Form eines **12** entsprechenden Basisbandsynchronisationsunterdrückungssignals eine kohärente HF-Impulsfolge mit der horizontalen Synchronisationswiederholfrequenz hinzufügen. Wie in [Fig. 1b](#) gezeigt, stimmt sie zeitlich mit der HBI und der dazugehörigen Amplitude **30** überein und ist mit dem Bildträger in Phase, um ein unverschlüsseltes Signal mit einer Basisbanddarstellung, die **10** entspricht, zu erhalten. Während der aktiven Videodauer **34** muss im Wesentlichen kein HF-Signal vorliegen.

[0047] Natürlich muss eine derartige Ergänzung im HF, nachfolgend „kohärente HF-Einkoppelung“ genannt, mit einer nennenswerten Amplituden-, Phasen- und Zeitgenauigkeit ausgeführt werden, um ein im Wesentlichen unverschlüsseltes Signal zu erhalten. Zum Beispiel ist ein im amerikanischen CATV-Markt verwendetes, bekanntes Basisband-Synchronisationsunterdrückungssystem im Wesentlichen in Übereinstimmung mit US-Pat. Nr. US-A-4,222,068, wobei die Basisband-Synchronisationspegelverschiebung **20** auf 70 IRE-Einheiten gesetzt ist. Folglich kann in diesem Fall unter Verwendung der Standardfernsehmodulationsskala gezeigt werden, dass der zur Ausführung der Entschlüsselung erforderliche gleichphasige kohärente HF-Einkoppelungspegel **30** eine Amplitude haben muss, die 44.75% des HF-Pegelspitzenwertes des unverschlüsselten Signalanteils entspricht. Geringe Fehler im Pegel derartiger eingekoppelter HF-Impulse können die korrekte Synchronisation des Fernsehempfängers für eine zufriedenstellende Betrachtung unverschlüsselter Programme nicht beeinflussen. Sie können jedoch Fehler im Schwarzwert-Referenzpegel des Fernsehers verursachen. Dies liegt daran, dass die meisten Einrichtungen ihren Schwarzwert-Videoreferenzpegel durch eine Abtastung des 0 IRE-Pegels **24** während des Zeitabschnitts des Farb-Bursts **16** bilden. Die im bekannten RS-170A-Standard enthaltenen, allgemein anerkannten Videospezifikationen ermöglichen jedoch festgelegte Fehler bis zu ± 2 IRE im Schwarzwert-Pegel. Diese Fehlerpegel sind für alle praktischen Verwendungszwecke zulässig und werden nicht erkannt.

[0048] In gleicher Weise muss sich die Einkoppelungsphase des HF-Impulses näherungsweise $\pm 6^\circ$ innerhalb der Bildträgerphase befinden. Da die eingekoppelte HF-Amplitude nahezu gleich der unterdrückten Synchronisationsamplitude ist, würden diese Einkoppelungsphasenfehler eine vollständig falsche Phasenmodulation des Bildträgers von nicht mehr als $\pm 3^\circ$ während der HBI ergeben. Diese den Phasenfehler auf $\pm 3^\circ$ begrenzende Anforderung hat in zwei verschiedenen Erwägungen ihre Ursache: Die erste bezieht sich auf die Tatsache, dass die Anwendung einer guten Fernsehsendetechnik erfordert, dass die unerwünschte Phasenmodulation („ICPM“) 3° nicht überschreiten sollte, um kein wahrnehmbares Zwischenträger-Audio-Brummen oder MCS-Stereoverzerrungen zu verursachen. Der zweite Grund für diese Genauigkeitsanforderung beruht auf der Tatsache, dass dieser Phasenfehler nur während der HBI existiert, in der das Farb-Burst **16** empfangen wird, und nicht während der aktiven Videodauer **14**. Die HF-Phasenverschiebung während der HBI verursacht eine entsprechende Basisband-Phasenverschiebung im erfassten Farb-Burst. Dadurch werden Farbfehler im erfassten Farbwertsignal während des aktiven Videos verursacht. Von Bernard D. Loughlin von der Hazeltine Corporation wurden subjektive Tests durchgeführt, bei denen die zulässigen Farb-Referenz-Phasenfehler in NTSC-Fernsehsignalen bewertet wurden. Über sie wird in einem Kapitel mit dem Titel „Nonlinear Amplitude Relations and Gamma Correction“ auf den Seiten 63-91 in einem von Ted Rzeszewski herausgegebenen Buch mit dem Titel Color Television, 1984 von der IEEE veröffentlicht, berichtet. Die [Fig. 11-27](#) in diesem Kapitel zeigt, dass Phasenfehler von $\pm 3^\circ$ für mindestens 80% der Beobachter nicht wahrnehmbar sind.

[0049] Basierend auf den oben behandelten zulässigen Größen der Amplituden- und Phasenfehler kann gezeigt werden, dass die erforderliche Genauigkeit der zur Entschlüsselung kohärent eingekoppelten HF-Signale durch ein ideales fehlerfreies Einkoppelungssignal beschrieben werden kann, das mit einem HF-Einkoppelungszeigerfehler verbunden ist, dessen Größe -20 dB im Vergleich zum gewünschten HF-Einkoppelungssignal nicht überschreitet. Wie nachfolgend verstanden werden wird, ermöglicht dieser zulässige Fehler ein preiswertes Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung zum gleichzeitigen Einkoppeln einer Mehrzahl von Kanälen.

[0050] Es wird jetzt auf [Fig. 1a](#) Bezug genommen, in der der Beginn und das Ende der Synchronisationsunterdrückung für jede horizontale Videozeile im Basisband als Pegelübergänge **26** beziehungsweise **27** gezeigt sind. Diese Basisbandübergänge an der Verschlüsselungseinrichtung finden während einer zweihundert Nanosekunden nicht überschreitenden Zeitdauer statt, die konform mit einer Standardfernsehvideobandbreite von 4.2 MHz ist. Bei der Entschlüsselung derartiger Signale ist es wünschenswert, diese Übergangszeiten anzupassen, wenn der Synchronisations-Offset-Pegel gemäß der vorliegenden Erfindung an der Entschlüsselungseinrichtung durch ein kohärentes Einkoppeln eines in [Fig. 1b](#) gezeigten HF-Impulses entfernt wird. Hier sind die Zeitabschnitte des Beginns und des Endes des eingekoppelten HF-Impulses mit **32** beziehungsweise **33** gekennzeichnet. Folglich würde ihre Dauer vorzugsweise jeweils nicht länger als zweihundert Nanosekunden sein.

[0051] Wenn die Impulsform der eingekoppelten HF-Hüllkurve von [Fig. 1b](#) mit Hilfe eines Amplitudenimpulsmodulators mit der Videobandbreite versucht wird, würden die schnellen Anstiegszeiten **32** und **33** eine zweifache spektrale Verbreiterung des Seitenbandes von bis zu 4.2 MHz oberhalb und unterhalb der Bildträgerfrequenz erzeugen. Der obere Seitenbandinhalt dieses eingekoppelten Signals wird innerhalb der gewünschten normalen Fernsehbandbreite enthalten sein, wie sie bei einer Restseitenbandmodulation („VSB“) übertragen wird. Da man jedoch vom eingekoppelten Signal annimmt, dass es mit dem empfangenen Signal in einer Breitband-Kopplungseinrichtung verbunden wird, kann das untere Seitenband des eingekoppelten Signals einen unterhalb angrenzenden Fernsehkanal und insbesondere seinen nur 1.5 MHz unterhalb des Bildträgers des verschlüsselten Kanals gelegenen Audio-Unterträger störend beeinflussen. Wenn stattdessen längere Übergangszeiten für **32** und **33** zugewiesen werden, um die spektrale Verbreiterung des amplitudenmodulierten Impulses auf weniger als 1.5 MHz zu begrenzen, wird das entschlüsselte Videosignal Übergänge der vorderen und hinteren Schwarzscher mit einer Dauer im Mikrosekundenbereich enthalten. Diese können sich über die Vorderflanke des horizontalen Synchronisationssignals **12** oder die aktive Videodauer **14** des entschlüsselten Signals ausbreiten. Dadurch wird ein verschlechtertes Videosignal an den Teilnehmer geliefert, das eine falsche horizontale Synchronisation oder einen instabilen Festhaltevorgang des Videos durch den Fernseher verursachen kann.

[0052] Beide oben behandelten sich widersprechenden Anforderungen im Frequenzbereich und im Zeitbereich können durch dasjenige Verfahren gelöst werden, das schnelle Videoübergänge in einer Fernsehübertragung ohne eine spektrale Erweiterung des unteren Seitenbandes gestattet. Dies betrifft die Verwendung von VSB-Modulationstechniken für die Übergänge **32** und **33** vor der HF-Kombination mit dem verschlüsselten Signal. Dies wird dem Fernsehempfänger die Verarbeitung des oberen Seitenbandes gestatten, das eine den schnellen Basisbandübergängen zugeordnete, bis zu 4.2 MHz breite Energie enthält, während die Erweiterung des unteren Seitenbandes unter 1.5 MHz begrenzt und folglich die zugehörige Störung des unterhalb angrenzenden Kanals verhindert wird. Eine ausführliche Darstellung der digitalen Ausführungsbeispiele, die eine derartige spektrale VSB-Formung des eingekoppelten Signals ermöglichen, wird in nachfolgenden Abschnitten nachstehend gefunden werden.

[0053] Die oben beschriebene kohärent eingetastete HF-Einkoppelung kann für andere Zwecke als eine Entschlüsselung nützlich sein. In der vorliegenden Erfindung sind zur kanalweisen Ausführung von Signalverweigerungstechniken für nicht autorisierte Teilnehmer Vorkehrungen getroffen. Im Gegensatz zum Fall der Entschlüsselung kann in den Fällen der Signalverweigerung die kohärent eingetastete HF-Einkoppelung von [Fig. 1b](#) gegenphasig zum Bildträger des Fernsehsignals ausgeführt werden. Dadurch werden die Synchronisationssignale weiter unterdrückt oder ungünstig gemacht und optional mit einem ausreichenden Einkopplungspegel sogar die resultierende HF-Phase des empfangenen Fernsehsignals während der HBI umgekehrt. Dieses Verfahren ergibt eine bessere Sicherheit vor unautorisierten Teilnehmern, da es „Piraten“-Dekodierern die Fähigkeit zur Rekonstruktion der Synchronisationssignale verweigert und eine weitere Phasendiskontinuität im Zwischenträger-Audio-Detektor des Fernsehers verursacht. Dadurch werden ein störendes Audio-Brummen und eine weitere Audio-Rauschmaskierung in einigen Fernsehern eingebracht. Es kann nachvollzogen werden, dass eine kohärente HF-Einkoppelung zur Verweigerung der oben beschriebenen Art auch während der HBI unter Verwendung der VSB-Übergangsmodulation eingetastet werden muss, um eine Störung des unterhalb angrenzenden Kanals zu verhindern, der sich sonst im Klartext befinden oder zur Entschlüsselung autorisiert sein kann.

[0054] Bis jetzt wurde die Verarbeitung der Fernsehsignale bei der HF durch eine kohärente Einkoppelung im Zusammenhang mit einem einzelnen Kanal behandelt. Eindeutig ist der Hauptgrund der Verwendung von HF-Einkoppelungstechniken, eine gleichzeitige Verarbeitung dieser neuen Art für eine Mehrzahl von Kanälen zu ermöglichen. Das heißt, dass eine kohärente Verschlüsselung bei jeder Frequenz stattfinden sollte, für die entweder eine Entschlüsselung oder eine weitere Synchronisationsverweigerung erforderlich ist.

[0055] [Fig. 2a](#) stellt einen Teil des Breitbandspektrums des auf dem CATV-System übertragenen, eingehenden und auf die Mehrkanalentschlüsselungseinrichtung der vorliegenden Erfindung geschalteten Signals anschaulich dar. Jeder Fernsehkanal enthält einen Bildträger **40** und einen um 4.5 MHz vom Bildträger **40** getrennten Audio-Unterträger **42**. Der Kanalabstand **48** beträgt 6 MHz. Wie man sehen kann, erscheint das Spektrum des Fernsehsignals asymmetrisch zu seiner Bildträgerfrequenz, da es im oberen Seitenband VSB-moduliert ist. In [Fig. 2a](#) kann man zwei, in der CATV-Verteilung nach unten übertragenen Arten von Kanälen beobachten. Die Erste stellt alle unverschlüsselten Kanäle **46** dar, für die alle Teilnehmer autorisiert sind. Folglich nehmen wir an, dass keine Verarbeitung erforderlich ist. Die zweite Art übertragener Kanäle sind die mit dem Buchstaben S gekennzeichneten, synchronisationsunterdrückt verschlüsselten Kanäle **44**. In diesem Beispiel wird angenommen, dass der Teilnehmer die Abonnements für einen Teil der verschlüsselten Premium-Kanäle **44** erworben hat. Dieser Kanalanteil ist hier mit **44'** gekennzeichnet. Infolgedessen ist das erforderliche, dieser Teilnehmereinstellung entsprechende HF-Einkoppelungsspektrum in [Fig. 2b](#) anschaulich dargestellt. Von jedem Signal in [Fig. 2b](#) wird angenommen, dass es in der mehrkanaligen Entschlüsselungseinrichtung der vorliegenden Erfindung erzeugt und mit seinem entsprechend übertragenen Bildträger-Pendant der gleichen Frequenz in [Fig. 2a](#) phasenstarr kombiniert wird. Das Breitband-Fernsehsignalsignal von [Fig. 2b](#) wird kohärent eingekoppelt und folglich mit dem eingehenden Breitbandsignal von [Fig. 2a](#) linear kombiniert, um das in [Fig. 2c](#) anschaulich dargestellte, zusammengesetzte Breitbandsignal zu bilden, das nachfolgend dem Teilnehmer für sein/ihr Betrachtungsvergnügen bereitgestellt wird. Die eingekoppelten Signale **50**, **52** bestehen aus VSB-Einkoppelungssignalen mit Zeitbereichsabgrenzungen der in [Fig. 1B](#) anschaulich dargestellten Art. Die eingekoppelten HF-Signale **50** werden gleichphasig in Bezug auf ihre entsprechenden eingehenden verschlüsselten Signale **44'** eingekoppelt. Dadurch wird eine gleichzeitige Entschlüsselung ausgeführt. Es ergeben sich die dem Teilnehmer bereitgestellten Klartextkanäle **60** von [Fig. 2c](#). Im Gegensatz dazu werden die eingekoppelten HF-Signale **52** gegenphasig eingekoppelt. Dadurch werden eine Synchronisationsungültigkeit oder andere Signalverweigerungseffekte, wie zum Beispiel eine Synchronisationsphasenumkehrung, verursacht. Die resultierenden Fernsehsignale **62** sind für den nicht autorisierten Teilnehmer nicht betrachtbar oder anderweitig verwendbar. Infolge der Breitbandeigenschaften dieses Kopplungssystems werden sie jedoch zusammen mit allen anderen Klartextsignalen **60** dem Teilnehmer eingespeist.

[0056] Da alle eingekoppelten Signale **50** und **52** eine identische zeitliche Abgrenzung, wie das von [Fig. 1b](#), aufweisen, kann ihre gleichzeitige Generierung als Gruppe sehr viel einfacher vorgenommen werden, wenn alle zum gleichen Zeitpunkt erforderlich sind, das heißt, wenn die HBI aller Fernsehsignale in der Kanalgruppe von [Fig. 2a](#) wiederholt zeitlich zusammentreffen. Diese relative Bedingung des zeitlichen Zusammentreffens innerhalb dieser Gruppe von Videokanälen ist den Fachleuten der Videotechnik als „Einzelbild-synchrone“ Videoquellen gut bekannt. Diese Bedingung kann am CATV-Leitungsende erreicht werden, bevor jeder Kanal mit Hilfe der Videoeinzelbild-Synchronisationseinrichtung moduliert wird, die mit einer Hauptvideosynchronisationsquelle synchronisierte [genlocked] Videoausgänge bereitstellt.

[0057] Es wird aus den folgenden, sich auf bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung beziehenden Erörterungen ersichtlich werden, dass eine weitere spürbare Vereinfachung des Teilnehmereinkoppelungsgenerators in CATV-Systemen umgesetzt werden kann, die Zuweisungen der Bildträgerfrequenzen und eine Steuerung gemäß einem Inkrementell-bezogenen-Träger-[Incrementally Related Carrier] („IRC“) oder einem Harmonisch-bezogenen-Träger- [Harmonically Related Carrier] („HRC“) – Kanalplan verwenden, zumindest innerhalb des Kanalanteils des gemäß der vorliegenden Erfindung verarbeiteten Bandes. Diese Vereinfachung bezieht sich auf die Tatsache, dass unter derartigen Bedingungen das zusammengesetzte HF-Signal von [Fig. 2b](#) von einem periodischen Signal mit einer Grundperiodizität abgeleitet werden kann, die gleich der inkrementellen Frequenz **48** ist, die zwei beliebige, benachbarte Kanäle innerhalb der Gruppe trennt. Diese HF-Synchronisationsbedingung kann durch die Phasenverriegelung aller Modulatoren in der Kanalgruppe auf ein geeignetes IRC oder HRC-Kammsignal am CATV-Leitungsende ausgeführt werden, wie es zum Beispiel von dem vorliegenden Erfinder im US-Patent Nr. US-A-5,125,100 und in den dort zitierten Referenzen oder im US-Patent Nr. -US-A-4,099,123 für Finlay et al. offenbart ist.

[0058] Ein erstes bevorzugtes Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung ist in [Fig. 3](#) anschaulich dargestellt. Es wird angenommen, dass die Videoeinzelbildsynchronisation am Leitungsende und eine IRC- oder HRC-Träger-Phasenverriegelung, wie vorstehend behandelt, ausgeführt werden. Das eingehende, alle übertragenen Kanäle enthaltende Breitbandsignal kommt auf Leitung **100** an. Ein Teil der Energie des Breitbandsignals ist mit einem Breitbandverstärker **104** über einen Leistungsverteiler **102** gekoppelt. Wenn der Teilnehmer autorisiert ist, ist der HF-Schalter **106** geschlossen und das [Fig. 2a](#) entsprechende, verstärkte Breitbandsignal speist den Richtungskoppler **107**. Die [Fig. 2b](#) entsprechenden eingekoppelten Signale, die jeweils eine zeitliche Abgrenzung gemäß [Fig. 1b](#) aufweisen, werden über die Leitung **114** mit dem verstärkten Breitbandsignal durch den Richtkoppler **108** kombiniert. Daraus ergibt sich auf Leitung **109** das zusammengesetzte Si-

gnal von [Fig. 2c](#). Das Breitbandsignal auf Leitung **109** wird über die richtungsempfindliche Anzapfung **110** dem Teilnehmeranschluss **112** eingespeist. Die eingekoppelten Signale **50** und **52** von [Fig. 2b](#), die gemeinsam das auf Leitung **114** eingekoppelte zusammengesetzte Signal bilden, werden durch einen digitalen Breitbandgenerator **136** erzeugt, der den HF-Schalter **116** speist. Während der Zeitdauer, für die eine Einkoppelung erforderlich ist, befindet sich der HF-Schalter **116** an der Position **117**, wie in der Fig. gezeigt.

[0059] Der digitale Breitbandgenerator **136** ist zur Erzeugung der Signale **50** und **52** geeignet, die sich auf einer beliebigen Teilmenge von Frequenzpunkten in einem 6 MHz-Raster befinden, das um eine Mittenfrequenz des auf Leitung **146** eingespeisten lokalen Oszillators zentriert ist. Diese Signale werden mit Hilfe des Quadraturmodulators **138** erzeugt, der mit geeigneten Basisbandsignalen an den Leitungen **161** und **162** gespeist wird und eine einseitige Bandbreite aufweist, die die Grenzfrequenz der Tiefpassfilter **164** und **166** nicht überschreitet. Die so erzeugten Signale werden vom Breitbandverstärker **124** verstärkt und über den geeigneten SAW-Bandpassfilter in der Filterbank **174** dem Breitbandverstärker **120** und dem HF-Schalter **116** eingespeist. Die die beide Quadratureingänge **161** und **162** speisenden Basisbandsignale sind Zeitfunktionen, die nachstehend als $B_1(t)$ und $B_2(t)$ gekennzeichnet sind und werden basierend auf dem Inhalt ihrer entsprechenden RAM's **171** und **172** von den Digital-Analog-Wandlern („DAC“) **168** beziehungsweise **170** digital erzeugt. Die Tiefpassfilter **164**, **166** stellen sowohl eine Anti-aliasing-Filterung als auch eine Unterdrückung von Oberwellen außerhalb des Bandes bereit. Die die DACs **168**, **170** und RAMs **171**, **172** treibende Taktfrequenz wird an der Leitung **148** eingespeist. Dieses Taktsignal beschleunigt auch den RAM-Adressgenerator **150**. Dies bewirkt ein sequentielles Laden der geeigneten RAM-Dateninhalte in die DACs **168** beziehungsweise **170**. Die Taktfrequenz wird so gesetzt, dass sie ein ausreichend großes ganzzahliges Vielfaches des Grundfrequenzinkrements **48** zwischen zwei angrenzenden Kanälen beträgt. Für einen Kanalabstand von 6 MHz kann man eine Taktfrequenz von 72 MHz auswählen. Dadurch wird die digitale Erzeugung von Basisbandsignalen zugelassen, die sich der Nyquist-Frequenz von 36 MHz annähern. Bei praktischen Tiefpassfilter-Ausführungen kann man einfach Einkoppelungssignale für eine, wie in [Fig. 2](#) gezeigte, 9-kanalige Gruppe erzeugen.

[0060] Es wird wiederum auf [Fig. 1b](#) Bezug genommen. Es sei angemerkt, dass während des Zeitintervalls **30** die Amplitude und Phase des eingekoppelten Signals konstant ist. Dabei wird die Einkoppelung eines CW-Sinussignals bei jeder Trägerfrequenz erforderlich, für die eine zusätzliche Verarbeitung erforderlich ist. Es wird angenommen, dass der den Quadratur-Modulator **138** auf Leitung **146** speisende lokale Oszillator mit einem auf Leitung **140** eingehenden Kanalgruppenmittenträger durch einen im Teilsystem **142** enthaltenen Einkoppelungsregeloszillator [Injection Locked Oscillator] („ILO“) oder Phasenregelkreis [Phase Locked Loop] („PLL“-)Oszillator phasenstarr ist. Es wird weiter angenommen, dass das Taktsignal auf Leitung **148** (in diesem Beispiel 72 MHz) in gleicher Weise mit einem auf Leitung **140** ankommenden Pilotsignal phasenstarr ist, welches ein ganzzahliges Vielfaches der inkrementellen Grundfrequenz **48** ist (in diesem Beispiel 6 MHz). Aufgrund der Linearität des Quadratur-Modulationsprozesses in **138** muss jedes der erforderlichen Signale $B_1(t)$ und $B_2(t)$ eine Linearkombination von Sinuskurven mit Frequenzen sein, die ganzzahlige Vielfache von 6 MHz sind. Daher sind $B_1(t)$ und $B_2(t)$ während dieser Zeitdauer periodische Signalverläufe mit einer Periodizität von 6 MHz. Dadurch wird eine zeitdiskrete Darstellung jedes Signals mit M Abtastwerten zugelassen (wobei im vorliegenden Beispiel $M = 72 \text{ MHz} / 6 \text{ MHz} = 12$ ist). Daher muss der RAM-Adressgenerator **150** während des Zeitabschnitts **30** nur 12 RAM-Adressen wiederholt abfragen, um ein beliebiges CW-Frequenzraster an **134** zu erzeugen. Die spezielle Amplitude und Phase der erzeugten Einkoppelungsträger wird von den Werten der 12 abgetasteten Abtastwerte im B1 RAM und den 12 abgetasteten Abtastwerten im B2 RAM abhängen.

[0061] Im HF-Bereich kann jede erzeugte Trägerausgabe auf Leitung **134** in zwei Quadratur-Komponenten I und Q zerlegt werden. Der Index k soll hier zur Kennzeichnung der Basisbandordnung der 6 MHz-Harmonischen verwendet werden, die der Trennung des speziellen besagten Trägers vom Mittenfrequenzträger entspricht, mit dem der lokale Oszillator der Gruppe verriegelt ist. Folglich gibt es für jedes gegebene k (bis zu einem Wert N) zwei erzeugbare Seitenbandkomponenten, die zwei verschiedenen Kanälen entsprechen. In Anbetracht ihrer gewünschten, durch einen Spaltenvektor mit 4 Einträgen dargestellten Quadraturkomponenten I_k^+ , Q_k^+ , I_k^- und Q_k^- kann gezeigt werden, dass die Basisbandsignale $B_1(t)$ und $B_2(t)$ (dargestellt durch einen Spaltenvektor mit 2 Einträgen für jeden Abtastzeitpunkt t) durch die folgende Vektorgleichung bestimmt sind:

$$\begin{bmatrix} B_1(t) \\ B_2(t) \end{bmatrix} = \sum_{k=0}^{k=N} \begin{bmatrix} \cos(2\pi k \frac{t}{M}) & \sin(2\pi k \frac{t}{M}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(2\pi k \frac{t}{M}) & \sin(2\pi k \frac{t}{M}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_k^- \\ Q_k^- \\ I_k^+ \\ Q_k^+ \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0062] Mit einem beliebigen Bezugssystem der HF-Phase in Gleichung (1) entsprechen I_k^+ und Q_k^+ der gleichphasigen beziehungsweise der Quadratur-Komponente der HF-Einkoppelungssignale des oberen Seitenbandes des Frequenzindex k , während I_k^- und Q_k^- denen des unteren Seitenbandes des Frequenzindex k entsprechen. Der Parameter t ist die diskrete Zeitvariable unter der Annahme ganzzahliger Werte von 1 bis M . Im Fall $k=0$ zerfallen beide Seitenbänder in zwei Hälften eines einzelnen zentrierten Trägers, für den sich Gleichung (1) zu einer Gleichung für Vektoren mit 2 Einträgen und einer 2x2-Matrix vereinfacht.

[0063] Bei im Wesentlichen gemäß Gleichung (1) erfolgten, richtigen Berechnungen bewertet der digitale Signalprozessor und Micro-Controller („DSP/uC“) 152 basierend auf den erforderlichen erzeugten Werten von I_k^+ , Q_k^+ , I_k^- und Q_k^- die erforderlichen Abtastwerte $B_1(t)$ und $B_2(t)$ und speichert sie über den Datenbus 154 in den RAMs 171, 172. Wie oben angegeben, müssen die dem Spaltenvektor an der äußersten rechten Seite von Gleichung (1) entsprechenden, eingekoppelten Signale mit richtiger Phase und Amplitude eingespeist werden, so dass sie bei Beobachtung auf Leitung 109 mit den Zeigerwerten der ebenfalls auf der gleichen Leitung 109 beobachteten, eingehenden Signale übereinstimmen. Zu diesem Zweck stellt die vorliegende Erfindung Zeigermess- und Analysemittel bereit, die vorzugsweise das im Wesentlichen gleiche Einrichtungsmittel aufweisen, das die kohärente Einkoppelung ausführt, und zwar der digitale Breitbandgenerator 136. Dadurch sind diese beiden Funktionen gemäß einem vorgegebenen Videozeitablaufschema zeitlich verzahnt. Es ist möglich, während der Zeitdauern, in denen keine Entschlüsselung oder HF-Einkoppelung erforderlich ist, Messungen zeitlich zu verzahnen und auszuführen. Diese Mess- oder Zeigeranalysezeitdauern würden vorzugsweise in der VBI liegen, während der Zeitintervalle, in denen keine aktiven Videoinformationen vorhanden sind. Daher stellen sie eine feststehende empfangene Referenz für den Bildträgerpegel und die Phase dar.

[0064] Es wird sich jetzt diesen Zeitdauern der Zeigeranalyse zugewendet, für die keine Einkoppelung erforderlich ist. Ein HF-Schalter 116 wird in Position 118 gesetzt und der HF-Schalter 126 wird zu Position 128 geschaltet. Auf diese Art und Weise wird ein Abtastwert des auf Leitung 109 zu analysierenden Signals über eine richtungsempfindliche Anzapfung 110 eingespeist und dann durch die Breitbandverstärker 132, 124 verstärkt, die den entsprechenden Filter in der Filterbank 174 speisen. Dieses gefilterte Signal wird dann durch die Breitbandverstärker 120, 130 weiter verstärkt und dann auf Leitung 134 in den Quadratur-Modulator 138 eingespeist. Es sei beiläufig angemerkt, dass hier angenommen wird, dass der Quadratur-Modulator 138 reziprok ist, das heißt, dass er aus passiven Einrichtungen aufgebaut ist, die seinen internen Leistungskopplungseinrichtungen gestatten, als Leistungsverteiler zu agieren, und dass seine beiden abgestimmten Mischer bidirektional sind. Unter diesen Annahmen kann die Einrichtung 138 auch als ein Quadratur-Demodulator bezeichnet werden, für den die Quadratur-Ausgaben auf den Leitungen 161, 162 liegen. Ein Beispiel eines reziproken Quadratur-Modulators 138, der gemäß der Lehre der vorliegenden Erfindung eingesetzt werden kann, ist das von der Mini-Circuits Corporation aus Brooklyn, New York, hergestellte Modell QMC-170. Es kann gezeigt werden, dass durch die Bereitstellung eines bestimmten Sinussignalpaares einer gegebenen Frequenz k am Ausgang der Tiefpassfilter 164 und 166 und durch ihre Einspeisung in die Mischer des Quadratur-Demodulators 138 an den Leitungen 161 beziehungsweise 162 eine Doppelmischung auftreten wird, so dass sich auf die zweite Mischung am Basisband bezogene DC-Komponenten an den Leitungen 161 und 162 ergeben werden. Diese Operation entspricht im Wesentlichen der eines Zweifachkonvertierungs-Quadraturempfängers, bei dem der erste lokale Oszillator an Leitung 146 geliefert wird, während die zweiten „lokalen Oszillatoren“ in Quadratur durch reine Sinussignale geliefert werden, die durch die DACs 168 und 170 über die Leitungen 161 und 162 digital erzeugt werden. Die DC-Komponenten auf diesen gleichen Leitungen bilden die erfassten Signale. Sie sind über die großen Impedanzen 176 und 178 mit den eingetasteten Integrierungs- und Abwurf [Integrate and Dump] („I&S“-)Schaltungen 180 und 182 gekoppelt. Deren Ausgang kann dann unter Verwendung des Schalters 184 sequentiell abgetastet werden, der über Leitung 185 mit dem Analog-Digital-Umsetzer („A/D“) 188 verbunden ist. Die durch den A/D 188 erfassten Werte werden über den Datenbus 190 zum DSP/uC 152 übermittelt. Es sei angemerkt, dass die Ausgangsimpedanz der Tiefpassfilter 164 und 166 ausreichend groß

sein sollte, so dass die durch die abgestimmten Mischer in **138** erzeugten DC-Komponenten messbar sind. Für jede Frequenz k werden zwei unabhängige Messungen ausgeführt, indem der RAM-Inhalt so eingestellt wird, dass die DACs **168** und **170** in der ersten Messung die Werte

$$B_1(t) = a \cos(2\pi kt/M); B_2(t) = a \sin(2\pi kt/M)$$

und in der zweiten Messung die Werte

$$B_1(t) = a \sin(2\pi kt/M); B_2(t) = a \cos(2\pi kt/M)$$

erzeugen. Dabei ist a ein geeigneter, an den Dynamikbereich der DACs angepasster Amplitudenskalierungsfaktor.

[0065] Die gemessenen, in den I&D's **180** und **182** während der ersten Messung (unter Verwendung beider Zustände des Schalters **184** sequentiell erfassten) erhaltenen Skalare werden hier durch x_k beziehungsweise v_k gekennzeichnet, während die in gleicher Weise in der zweiten Messung erhaltenen als y_k beziehungsweise u_k gekennzeichnet sind. Es kann gezeigt werden, dass die erste Messung einer Analyse des oberen Seitenbandes entspricht, ein nachstehend mit AN+ bezeichneter Schritt, während die zweite Messung einer Analyse des unteren Seitenbandkanals entspricht, hier mit AN- bezeichnet. Infolgedessen erhält man für jede Frequenz k vier Parameter. Dadurch wird die Bestimmung der Zeiger bzw. komplexen Koeffizienten der eingehenden Signale sowohl für die oberen (+) als auch die unteren (-) Seitenbandkanäle ermöglicht. Diese sind durch eine auf die Umkehrfunktion von Gleichung (1) bezogene Beziehung gegeben, und zwar:

$$\begin{bmatrix} AI_k^- \\ AQ_k^- \\ AI_k^+ \\ AQ_k^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ y_k \\ u_k \\ v_k \end{bmatrix} \quad (2)$$

[0066] Die während der Messzeitdauern AN+ und AN-, nachfolgend Analysezeitdauern genannt, in Gleichung (2) erhaltenen Zeigerwerte bzw. Werte der komplexen Koeffizienten werden vom DSP/uC **152** zur Berechnung und Anpassung des Inhalts der RAMs **171** und **172** für die Einkoppelungszeitdauer in einer nachstehend weiter zu behandelnden Art und Weise verwendet, um basierend auf der Analyse der empfangenen komplexen Koeffizienten die von den eingekoppelten Signalen während der HBI geforderte, genaue Phasen- und Amplitudenbeziehung zu ermöglichen. Für die Mittenträgeranalyse ($k=0$) zerfällt das System in einen einzelnen Umwandlungsempfänger, in dem man für $B_1(t)$ und $B_2(t)$ 0-Werte anlegt. Mit einer einzelnen Messung erhält man direkt beide Schätzungen der Quadratur-Komponenten an den Ausgängen der I&D's **180** und **182**.

[0067] Um die Einkoppelung und Analyse in Abstimmung mit dem Zeitablauf des Gruppenvideos auszuführen, wird eine vertikale Einzelbildreferenzdatenabfolge in die VBI aller oder mindestens eines der Kanäle innerhalb der Gruppe eingebracht. Die Einrichtung von [Fig. 3](#) ermöglicht die vertikale Einzelbildsynchronisation durch die Verwendung eines auf die Daten angepassten Filters **194** und eines Synchronisations- und Datendetektors **196**, wobei die Zeitsteuerungskettenschaltung **210** über die Synchronisationserfassungsleitung **202** zurückgesetzt wird. Die Zeitsteuerungskettenschaltung **210** stellt alle Zeitsteuerungssignale (t_1 bis t_7) bereit, die die HF-Schalter, die I&D's und das A/D-Strobesignal steuern. Der Adressgenerator **150** wird mit den richtigen Rücksetz- und Vorspannungssignalen von der Zeitsteuerungskettenschaltung **210** ausgestattet, um nach Bedarf die richtigen RAM-Speicherstellen abzufragen, die die geeigneten Datensätze für die Synthese der Einkoppelungssignale und der Analysesignale enthalten. Wie oben erklärt, dient der Breitbandgenerator **136** basierend auf der Reziprozitätseigenschaft auch als ein synchroner Breitbandquadraturempfänger, der zur Analyse der komplexen Koeffizienten und der Daten- und Synchronisationserfassung auf ausgewählten Kanälen verwendet wird. Ein bestimmter Kanal kann deshalb durch die zusätzliche Kombination der Quadratursignale an **161** und **162** über die Summationswiderstände **192** und **193** empfangen werden, die mit dem angepassten Filter **194** verbunden sind. Der empfangene Kanal kann durch die geeignete Wahl der Sinuskomponenten bestimmt werden, die durch das DAC-Paar **168**, **170** so erzeugt werden, dass die geeigneten Sinusanteile quadriert an **161** beziehungsweise **162** angelegt werden. Dies erfolgt im Wesentlichen in der gleichen Art und Weise, wie für die Analysemessungen AN+ oder AN- beschrieben, und zwar in Abhängigkeit davon, ob ein oberer Seiten- oder ein unterer Seitenkanal empfangen wird. Wenn zum Beispiel Daten in der VBI eines dem Frequenzindex k entsprechenden, oberen Seitenkanals empfangen werden, werden die RAM-werte von $B_1(t)$ und $B_2(t)$ auf

$$B_1(t) = a \cos\left(\frac{2\pi kt}{M} + \theta\right) \quad ; \quad B_2(t) = a \sin\left(\frac{2\pi kt}{M} + \theta\right) \quad ;$$

gesetzt. Dabei ist θ der zum gleichphasigen Empfangen dieses Kanals erforderliche Phasenwinkel und basiert

auf den gemessenen Komponenten AI_k^+ und AQ_k^+ . Es kann gezeigt werden, dass die vorstehenden trigonometrischen Ausdrücke für die im Empfangsmodus erforderlichen RAM-Werte den Werten entsprechen, die man gemäß Gleichung (1) mit nur einem Ausdruck in der Summe (entsprechend dem Frequenzindex k) erhalten würde, wobei I_k^- und Q_k^- auf Null gesetzt sind. Auf eine andere Art und Weise ausgedrückt, ist der zum Empfangen eines ausgewählten Kanals erforderliche RAM-Inhalt der gleiche, wie der zur Erzeugung eines einzelnen Trägers erforderliche, der sich in einer gleichphasigen Kohärenz mit dem empfangenen Träger dieses Kanals befindet.

[0068] Mit den geeigneten, nach der vorstehenden Beschreibung gesetzten RAM-Signalen können die in die VBI jedes Kanals innerhalb der Gruppe eingebrachte Daten durch das angepasste Filter **194** und den Datendetektor **196** selektiv erfasst werden. Dieser erfasste Datenstrom wird zur Adressierung der Teilnehmereinheiten in einer Art und Weise verwendet, die auf dem Gebiet der adressierbaren Teilnehmersteuerung bekannt ist. Die Identität der speziellen, zur Entschlüsselung autorisierten und der von jedem Teilnehmer verweigerten Kanäle wird dann zum Micro-Controller-Abschnitt von **152** jedes Teilnehmers übermittelt werden. Der DSP/uC-Anteil von **152** berechnet basierend auf diesen Abonnementkonfigurationsinformationen gemäß Gleichung (1) die für $B_1(t)$ und $B_2(t)$ erforderliche spezielle Linearkombination für jede Frequenz k.

[0069] Um dies im speziellen Beispiel von **Fig. 2** zu sehen, kennzeichnet man zuerst den dem Frequenzindex k entsprechenden unteren Seitenkanal als „-K“ und den oberen Seitenkanal dieses Frequenzindexes als „+K“. Entsprechend beachte man, dass **Fig. 2** neun Kanäle mit den Kennzeichnungen -4, -3, -2, -1, 0, +1, +2, +3, +4 enthält. Bei diesem gegebenen Kanalkennzeichnungsverfahren zeigt **Fig. 2b** eine bestimmte Abonnementkonfiguration an, die die **ENTSCHLÜSSELUNG** (gleichphasige Einkoppelung) der Kanäle -3, -1 und +3, die als eingekoppelte Signale **50** gezeigt sind, und ferner die **VERWEIGERUNG** (gegenphasige Einkoppelung) der Kanäle -2 und +2, die als eingekoppelte Signale **52** gezeigt sind, und schließlich **KEINE VERARBEITUNG** (keine Einkoppelung) auf den Kanälen -4, 0, +1 und +4 erfordert, wie bei **54** gezeigt ist. Es wird angenommen, dass die Werte von AI_k^+ , AQ_k^+ , AI_k^- und AQ_k^- für die zur Einkoppelung benötigten Kanäle durch die Analysemessungen AN^+ und AN^- , wie sie oben beschrieben sind, und in Übereinstimmung mit Gleichung (2) erhalten wurden. Basierend auf dieser Abonnementkonfiguration sollten die folgenden Vektoreinträge für jedes k auf der rechten Seite von Gleichung (1) verwendet werden, um die erforderliche Abonnementkonfiguration von **Fig. 2** zu erzeugen:

$$k = 0: \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; k = 1: \begin{bmatrix} d \cdot AI_1^- \\ d \cdot AQ_1^- \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; k = 2: \begin{bmatrix} -g \cdot AI_2^- \\ -g \cdot AQ_2^- \\ -g \cdot AI_2^+ \\ -g \cdot AQ_2^+ \end{bmatrix}; k = 3: \begin{bmatrix} d \cdot AI_3^- \\ d \cdot AQ_3^- \\ d \cdot AI_3^+ \\ d \cdot AQ_3^+ \end{bmatrix}; k = 4: \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

[0070] Dabei sind d und g geeignete positive Skalierungsfaktoren, die die relative Größe des während der Analysezeitdauer gemessenen Trägers und die zur Entschlüsselung beziehungsweise zur gegenphasigen Einkoppelungsverweigerung erforderlichen Größen der komplexen Koeffizienten der Einkoppelung zueinander in Beziehung setzen.

[0071] Wie man sich an eine vorhergehende Erörterung erinnern wird, müssen die eingekoppelten Signale VSB-moduliert sein. Dies kann durch eine Bereitstellung digitaler Abtastwerte an die DACs **168** und **170** in Übereinstimmung mit vorab berechneten digitalen Folgen ausgeführt werden, die speziell den Beginn und das Ende von Einkoppelungsimpulsen mit dem VSB-Spektrum ergeben. Für Systeme mit einem einzelnen Träger existieren bekannte Verfahren zur Bereitstellung von zwei Quadratur-Komponenten mit bestimmten Beziehungen, die ein VSB-moduliertes Signal ergeben. Eine Erörterung derartiger Verfahren kann in dem Buch mit dem Titel Principles of Data Communications von R. Lucky, J. Salz und E.J. Weldon, veröffentlicht von McGraw-Hill, New York 1968, gefunden werden. Es kann mathematisch gezeigt werden, dass zwei derartige, zur Quadratur-Modulation eines Trägers verwendete Signale, die eine gewünschte VSB-Impulsformung ergeben, durch die in **Fig. 4** gezeigten C(t) und S(t) gegeben sind. Dabei ist C(t) die modulierende Funktion der gleichphasigen Komponente und S(t) die der Quadratur-Komponente. Man erinnere sich, dass der Fall der CW-Einkoppelung **30** von **Fig. 1b** durch einen Spaltenvektor der zeitinvarianten komplexen Koeffizienten auf der rechten Seite von Gleichung (1) gekennzeichnet ist. Folglich muss für die Einbeziehung der VSB-Übergänge **32, 33** die Spalte der zeitinvarianten komplexen Koeffizienten in Gleichung (1) durch den zeitabhängigen Vektor $R_k(t)$ ersetzt werden, der gegeben ist durch:

$$R_k(t) = \begin{bmatrix} C(t) & S(t) & 0 & 0 \\ -S(t) & C(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C(t) & S(t) \\ 0 & 0 & -S(t) & C(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_k^- \\ Q_k^- \\ I_k^+ \\ Q_k^+ \end{bmatrix} \quad (3)$$

[0072] Da dieser Ausdruck in Gleichung (1) für jede Frequenz k verwendet wird und da C(t) und S(t) keine periodischen Funktionen sind, werden die Werte von B₁(t) und B₂(t) im Allgemeinen in 12 Abtastwerten nicht periodisch sein, sondern es wird eher für die Synthese dieser spektral geformten Signale ein längerer Datensatz erforderlich sein. Daher werden mit einem entsprechend erhöhten Wert für die Abtastwertanzahl M und den in einem ROM im DSP/uC 152 gespeicherten, numerischen Werten für die Funktionen C(t) und S(t) die Werte des RAM-Satzes B₁(t) und B₂(t) durch den DSP/uC 152 gemäß Gleichung (1-A) berechnet:

(1-A)

$$\begin{bmatrix} B_1(t) \\ B_2(t) \end{bmatrix} = \sum_{k=0}^{k=N} \begin{bmatrix} \cos(2\pi k \frac{t}{M}) & \sin(2\pi k \frac{t}{M}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(2\pi k \frac{t}{M}) & \sin(2\pi k \frac{t}{M}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ R_k(t) \\ \cdot \end{bmatrix}$$

[0073] Es sei weiter angemerkt, dass eine Mehrzahl von inkrementell in regelmäßigen Abständen angeordneten VSB-Signalen, die denen in Fig. 2b ähnlich sind, somit auf der Leitung 134 erzeugt würden. Wenn zum Beispiel N=4 ist, wird Gleichung (1-A) 9 unabhängige VSB-modulierte komplexe Koeffizienten ergeben, die mit durch die Einkoppelungswerte der ausgewählten komplexe Koeffizienten für I_k⁺, Q_k⁺, I_k⁻ und Q_k⁻ in Gleichung (3) mit k = 0, 1, 2, 3, 4 bestimmten, nominalen komplexe Koeffizienten erzeugt werden. Diese Werte der komplexen Koeffizienten werden basierend auf dem Abonnementstatus des Teilnehmers gemäß der gewünschten Verarbeitungsaktion auf jedem Kanal gesetzt.

[0074] Es gibt einen Kompromiss zwischen der zur Darstellung der Übergänge 32 und 33 von Fig. 1b und der entsprechenden Frequenzantwort des Durchlassbereichs des Kanals erforderlichen Länge des RAM-Satzes und den Übergangsbreiten der VSB-Spektren. Im Beispiel des ersten bevorzugten Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung entsprechen die Übergangsintervalle 402 und 403 in Fig. 4 für jeden Satz 32 beziehungsweise 33 jeweils einer Satzlänge von 109 Abtastwerten bei 72 MSps. Fig. 5 stellt die Frequenzantwort 500 eines entsprechenden Digitalfilters anschaulich dar, das rechnergestützt auf einen quadratisch modulierten Impuls angewendet wurde, von dem die in Fig. 4 gezeigten Basisband-Quadraturfunktionen C(t) und S(t) abgeleitet sind. Wie man in Fig. 5 sehen kann, kann man mit dieser relativ kurzen Abtastfolge eine akzeptable spektrale VSB-Formung des Bildträgers erreichen. Ein weiteres, durch die digitale Signalverarbeitungsfähigkeit der vorliegenden Erfindung bereitgestelltes Merkmal ist basierend auf einem genauen rechnergestützten Digitalfilter von Fig. 5 die Eignung zum Design der Funktionen C(t) und S(t). Dabei werden bestimmte spektrale Nullen um die Frequenzen des Audio-Unterträgers 501 herum bereitgestellt. Dadurch wird sichergestellt, dass die eingekoppelten VSB-Breitbandsignale nicht den Audio-Anteil des Signals stören. Diese starken Dämpfungsmerkmale werden im Allgemeinen nicht bei Frequenzen erforderlich sein, die nur den Videoanteil der angrenzenden Kanäle beeinflussen, da die resultierenden Übersprecheffekte für eine zusammenhängende Gruppe von Kanälen Videoeinzelbild-synchron sind und folglich nur kleine Übergangsartefakte an den Flanken der HBI einbringen, die nicht sichtbar sind. Es wird erneut auf Fig. 5 Bezug genommen, in der eine spezielle Vorkehrung für eine spektrale Null an der Chroma- bzw. Farbwertunterträgerfrequenz 502 des unteren angrenzenden Kanals ausgeführt wird, um eine Chroma- bzw. Farbwertstörung des unteren angrenzenden Kanals zu minimieren, der die Einzelbild-synchrone Kanalgruppe eingrenzt, sollte seine Videozeitsteuerung gemäß einem nachstehend erklärten Videostaffelungsverfahren horizontal verschoben werden.

[0075] Die vorstehende Beschreibung zusammenfassend: es ist diese spezielle Fähigkeit der Erzeugung mehrkanaliger Signale mit im wesentlichen beliebiger Amplitude und Phase mit einer Videosynchronie und einer HF-Kohärenz zu eingehenden Signalen, die eine Bereitstellung einer gleichzeitigen Verarbeitung einer

Gruppe von Kanälen gestattet.

[0076] Aufgrund praktischer Begrenzungen, wie zum Beispiel der Taktfrequenzen des DAC und des Dynamikbereichs und der Linearität des DAC, ist die Anzahl der gleichzeitig und genau im Breitbandgenerator **136** von **Fig. 3** erzeugbaren Kanäle begrenzt. Es ist daher wünschenswert, in der Lage zu sein, den Breitbandgenerator **136** in einem Zeitmultiplexmodus zu verwenden. Dabei können mehrere Kanalgruppen sequentiell verarbeitet werden. Die Gesamtanzahl der verarbeiteten Kanäle wird dabei durch ein Umschalten der den Breitbandgenerator **136** speisenden lokalen Oszillatoren zu den Kanalmitfrequenzen jeder Gruppe erhöht. Diese Betriebsart ist in dieser Videoanwendung im Allgemeinen möglich, da die erforderliche Verarbeitungs- (und Einfügungs-) Zeit je Zeile auf die HBI begrenzt ist, die weniger als ein Viertel der Gesamtzeit der horizontalen Zeile beträgt. Folglich werden am Leitungsende in einer zeitlich gestaffelten Art und Weise Gruppen von Kanälen video-synchronisiert, so dass sich ihre HBI nicht überschneiden. Dies ist in **Fig. 6a** schematisch gezeigt. Die Zeitintervalle **600** stellen ein Schutzintervall zur Verfügung, während dessen keine Einkoppelung erforderlich ist, zum Umschalten der lokalen Oszillatoren der Mittenträger zwischen den vier Kanalgruppen A bis D (Schalter **144** in **Fig. 3**) und die entsprechende Gruppenbandpassfilter in der Filterbank **174** unter Verwendung des Schalters **122**. In den **Fig. 6b** und **Fig. 6c** sind zwei mögliche Frequenzanordnungen für Kanalausweisungen für jede Gruppe gezeigt. Das erste bevorzugte Ausführungsbeispiel von **Fig. 3** wendet die Frequenzblockgruppierung von **Fig. 6b** an, da sie geringere DAC-Geschwindigkeiten für die gleiche Anzahl von Kanälen je Gruppe erfordert. Auf Kosten schnellerer DACs und RAMs bietet jedoch die frequenzverzahnte Gruppierung von **Fig. 6c** mögliche Einsparungen in der Filterbank, da in diesem Fall nur ein einzelner (und breiterer) harmonischer Filter erforderlich ist. Im bevorzugten Ausführungsbeispiel der Kanalfrequenzgruppierung von **Fig. 6b** wird der lokale Oszillator der Frequenz F_a **602** während des in **Fig. 6a** als GRUPPE A bezeichneten Intervalls durch den Schalter **144** ausgewählt. Anschließend wird der Schalter **144** in gleicher Weise zur Auswahl des lokalen Oszillators, der dem Mittenkanal des Kanals GRUPPE B bei der Frequenz F_b **604** entspricht, umgelegt. So geht es weiter für die Gruppen C und D, um den Rest der horizontalen Videozeit durch ein sequentielles Verweilen für die der HBI-Dauer entsprechenden, gleichen Zeitdauern bei den Frequenzen F_c **606** und F_d **608** auszufüllen. Auf diese Art und Weise führt der gleiche Breitbandgenerator während der HBI von jedem Kanal die erforderliche Verarbeitung für jeden Kanal in den vier Gruppen durch eine kohärente Einkoppelung aus.

[0077] **Fig. 7** zeigt das Verfahren der digitalen Erzeugung der eingekoppelten Signalverläufe während einer horizontalen Videozeile für alle Kanalgruppen. Wie man sehen kann, gibt es in jedem Kanalgruppenzeitabschnitt drei RAM-Segmente, die jeweils einer Folge der für die entsprechenden Zeitsegmente **32**, **30**, **33** von **Fig. 1b** erforderlichen Abtastwerten entsprechen. Der durch den Adressgenerator **150** erzeugte Adresswertablaufplan ist durch **700** gezeigt. Der Wert der RAM-Adresse jedes Zeitpunktes ist auf dem vertikalen Achsenbereich **702** gezeigt. Er wird durch den Adressgenerator **150** erzeugt und gleichzeitig über den RAM-Adressbus **156** an die B1- und B2-RAMs **171** und **172** geliefert. Der Adressgenerator **150** wird durch das Taktsignal auf Leitung **148** vorgerückt. Die Taktsignalfrequenz ist vorzugsweise ein ganzzahliges Vielfaches der inkrementellen Kanalfrequenz, die in Nordamerika 6 MHz beträgt. Daher beträgt im Beispiel der vorliegenden Erfindung die Taktfrequenz 72 MHz.

[0078] Die in den B1- und B2-RAMs gespeicherten numerischen Werte, die an die DACs **168** und **170** gespeist werden, werden basierend auf den in Gleichung (1-A) festgelegten Berechnungen von dem DSP/uC **152** für jede Kanalgruppe vorbereitet. Folglich füllen sie die Werte im VSB-RAM-Abschnitt „Anstieg“ **732**, CW-Abschnitt **730** und VSB-Abschnitt „Abfall“ **733** für die Kanal-GRUPPE A und in gleicher Weise für die anderen drei Gruppen aus.

[0079] Es wird sich dem ersten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung zugewendet, in dem das System von **Fig. 3** seine Einkoppelungs- und Analysesignalverläufe in einer festen Phasen- und Amplitudenbeziehung zu den eingehenden Signalen aufrechterhält, indem eine Steuerungsschleife der komplexen Koeffizienten für jeden verarbeiteten Kanal durch Ausführung aufeinander folgender Analysen und Korrekturen geschlossen wird. Dadurch werden irgendwelche langsamen relativen Phasen- oder Amplituden-Drifts im CATV-Verteilungssystem oder irgendeiner der Komponenten in der Teilnehmereinheit, wie zum Beispiel dem Leistungsverteiler **102**, dem Richtungskoppler **108**, dem Breitbandverstärker **104** oder irgendeiner der Komponenten im Breitbandgenerator **136** verfolgt, die die jeweiligen eingekoppelten komplexen Koeffizienten im Vergleich zu den eingehenden komplexen Koeffizienten des Kanals beeinflussen könnten.

[0080] Um das Verfahren der Verfolgung der komplexen Koeffizienten und der Kalibrierung der vorliegenden Erfindung besser verstehen zu können, wird auf **Fig. 8** Bezug genommen. Es wird angenommen, dass die Diagramme der komplexen Koeffizienten in **Fig. 8** den komplexen Koeffizienten entsprechen, die auf der Leitung

109 unter Verwendung des vorstehend behandelten Analyseverfahrens für einen beliebigen Kanal innerhalb der steuerbaren Kanalgruppe beobachtet wurde. S_i , komplexer Koeffizient **300**, stellt den komplexen Koeffizienten des Bildträgers eines eingehenden Trägers mit einer Schwarzwertpegelübertragung von 0 IRE während eines Zeilenanteils der VBI dar, für den keine Einkoppelung erforderlich ist. Zu diesem Zeitpunkt kann ein Analysezeitabschnitt begonnen werden, um eine Schätzung des komplexen Koeffizienten S_1 zu erhalten. Wenn man annimmt, dass das Synchronisationssignal durch eine basisband-äquivalente Verschiebung von 70 IRE unterdrückt wird, kann es wünschenswert sein, einen Anteil des Signals zu messen, der eine identische Unterdrückung bereitstellt, jedoch an einem Leitungsanteil, der keine Rekonstruktion durch eine Einkoppelung erfordert. Dadurch wird der Breitbandgenerator als eine Analyseeinrichtung komplexer Koeffizienten zur Verfügung gestellt. Dies kann durch eine Modifikation des Videosignals am Leitungsende ausgeführt werden, um einen 70 IRE – Grauwertsockel in einem Zeilenanteil der VBI aufzuweisen, der sich sonst an der 0 IRE – Austastlücke befinden würde. Diese Situation ist durch S_2 (komplexer Koeffizient **302**) anschaulich dargestellt, der durch den, einem HF-Amplitudenbetrag **303** entsprechenden 70 IRE – Sockel unterdrückt ist. Theoretisch sollte zur Bestimmung der Differenz der komplexen Koeffizienten eine Analyse von S_1 und S_2 ausreichen, so dass sie durch den Breitbandgenerator **136** erzeugt und eingekoppelt werden kann. Die Schwierigkeit dieses Verfahrens hat die Ursache in der Tatsache, dass die Signalpfade für die gemessenen Signale und die eingekoppelten Signale nicht gleich sind und folglich keine direkte Messung des eingekoppelten, auf Leitung **109** vermittelten komplexen Koeffizienten verfügbar ist. Dies hat die Ursache hauptsächlich in der Tatsache, dass während des Einkoppelungszeitabschnitts der Generator eine Mehrzahl von Signalen erzeugen muss, die nicht zur Analyse des komplexen Koeffizienten verwendbar sein können und umgekehrt. Das heißt, es kann jeweils nur eine Funktion zu einem Zeitpunkt ausgeführt werden. Es wäre wünschenswert, S zu messen, die Kombination des eingehenden komplexen Koeffizienten S_2 und des eingekoppelten komplexen Koeffizienten S_{inj} , die dann mit S_1 verglichen würde. Unter Verwendung beider Messungen leitet man dann basierend auf der folgenden Vektorgleichung den Fehler des komplexen Koeffizienten (Zeigers) ΔS ab

$$\Delta S = S_1 - S \quad (4)$$

[0081] Aus der vorstehenden Gleichung wird vom DSP/uC **152** ein Inkrement des komplexen Koeffizienten berechnet und akkumuliert, um die RAM-Sätze für eine Einkoppelung zu modifizieren. Dieses Verfahren ist iterativ gestaltet, so dass eine Konvergenz zur Anpassung des komplexen Koeffizienten ausgeführt wird.

[0082] Die obige in Bezug auf die Messbarkeit von S vorgenommene Annahme ist die gleichzeitige Existenz von Einkoppelungs- und Analysequellen. Es ist möglich, durch Nutzung einer ausreichenden SAW-Filterverzögerung in der Filterbank **174** eine Messung für S in einer sequentiellen Art und Weise zu erhalten. Das Verfahren basiert auf einer Einkoppelung des erforderlichen zusammengesetzten HF-Signals während eines kurzen Impulses und dem anschließenden Empfang der verzögerten Version des Impulses, während der Breitbandgenerator zu einer Analyseeinrichtung wird. Dies wird durch eine Manipulation der HF-Schalter **116** und **126** während einer vollständigen Zeile der VBI ausgeführt, wobei ein 70 IRE – Sockel am Leitungsende eingebracht wird. In einem ersten bevorzugten Ausführungsbeispiel wird eine derartige Kalibrierung und Analyse während der Videozeilen **17** und **280** ausgeführt. [Fig. 9](#) zeigt das gepulste Einkoppelungs- und Analysezeitsteuerdiagramm, sowie den Zustandsablaufplan der HF-Schalter **116** und **126**. [Fig. 10](#) zeigt das zugehörige RAM-Adressierungsschema, in dem durch Rec. A, B, C gekennzeichnete Einkoppelungsabschnitte und Analyseabschnitte AN+ und AN– durch die Steuerung des Adressgenerators **150** periodisch alternieren. Die in diesem Vorgang von A/D **188** erhaltenen Abtastwerte können im DSP/uC **152** gemittelt werden, um eine zusätzliche Genauigkeit für die abgeleiteten Schätzungen des komplexen Koeffizienten bereitzustellen. Das vorstehend beschriebene Verfahren kann sequentiell auf alle Kanäle angewendet werden, für die eine Einkoppelung erforderlich ist.

[0083] Der vorstehende Absatz beschrieb die Messung des kombinierten komplexen Koeffizienten S von [Fig. 8](#). Um die Anpassung gemäß Gleichung (4) auszuführen, kann S_1 während eines Großteils des 0 IRE – Austastpegels der VBI ungehindert erhalten werden. In diesem Fall können mehrere Kanäle und Gruppen innerhalb eines VBI-Einzelbildes verarbeitet werden. Dies wird einfach ausgeführt, indem das System sequentiellen CW-Analysesitzungen AN+ und AN– unterzogen wird, wie für mehrere Gruppen in [Fig. 11](#) gezeigt ist.

[0084] Der gesamte Videozeitalaufplan des ersten Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung ist in [Fig. 12](#) gezeigt. Wie man sehen kann, überschneiden sich die Zeitabschnitte zur Einkoppelung, Analyse, Synchronisation und Datenerfassung nicht und stellen folglich eine effiziente Verwendung des Breitbandgenerators bereit. Bei Vervollständigung jedes Videobereichs oder Einzelbildes kann eine Korrektur für alle eingekoppelten komplexen Koeffizienten gemäß den Inkrementen ΔS vorgenommen werden, die für alle Frequenzen die folgenden Inkremente für $B_1(t)$ und $B_2(t)$ ergeben

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} \Delta B_1(t) \\ \Delta B_2(t) \end{bmatrix} = \\
 & = \sum_{k=0}^{k=N} \begin{bmatrix} \cos(2\pi k \frac{t}{M}) & \sin(2\pi k \frac{t}{M}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(2\pi k \frac{t}{M}) & \sin(2\pi k \frac{t}{M}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_k^- \\ \Delta Q_k^- \\ \Delta I_k^+ \\ \Delta Q_k^+ \end{bmatrix} \\
 & \hspace{15em} (5)
 \end{aligned}$$

[0085] Fig. 13 stellt eine gemäß der vorliegenden Erfindung konfigurierte, schematische Darstellung eines CATV-Leitungsendes bereit, in der nur zwei Gruppen von Kanälen (Gruppe B und D) verschlüsselte Kanäle zur Verarbeitung durch die Teilnehmereinheit von Fig. 3 enthalten. Ein Kammgenerator liefert unabhängige Kammsignale für jede Gruppe, wodurch ein teilweiser IRC-Betrieb zugelassen wird. Eine ausführlichere Ansicht des Kammgenerators ist in Fig. 14 bereitgestellt. Beide den Kamm der Gruppe B und den Kamm der Gruppe D speisenden Breitband-Kammgeneratoren besitzen einen dem Teilnehmerbreitbandgenerator 136 ähnlichen Aufbau. Hier sind jedoch alle Träger in einem CW-periodischen Modus aufgebaut. Folglich ist für eine 72 MHz Taktfrequenz der Adressmodulator im Wesentlichen ein Modulo-12-Zähler, der die Periodizität von 6 MHz bereitstellt. Das 72 MHz – Pilotsignal wird auch in das CATV-System eingespeist, um allen Teilnehmereinheiten einen synchronen Takt bereitzustellen. Man beachte auch, dass die durch das Genlook-Referenzsignal gelieferte Hauptvideozeitsteuerung mit dem 72 MHz – Takt gekoppelt ist. Dadurch wird die starre Beziehung zwischen der Zeilenfrequenz und der HF-Taktfrequenz garantiert, wodurch es nicht mehr erforderlich ist, die HF-RAM-Sätze für jede Videozeile an der Teilnehmereinheit zu ändern. Die relativen Phasen der Kammsignale können durch das Herunterladen anderer RAM-Sätze über die Datenbusse W_B und W_D geändert werden. Diese Phasenwerte sind für den Betrieb des Systems der vorliegenden Erfindung praktisch irrelevant. Ihre Anpassung kann jedoch wünschenswert sein, um die gesamte Übertragungsverzerrung zu reduzieren, wie im US-Patent Nr. US-A-5,125,100 offenbart ist.

[0086] Fig. 15a zeigt eine Darstellung eines Basisbands einer HF-Synchronisationsunterdrückungs-HBI. Fig. 15b stellt das zur Entschlüsselung erforderliche, kohärente Einkoppelungssignal anschaulich dar. Hier benötigen aufgrund der Dämpfung in der HF alle Signalkomponenten eine Einkoppelung, einschließlich eines Anteils des Farb-Bursts. Wie man sehen kann, sind sechs RAM-Sätze für die Erzeugung des Bildträgeranteils des Einkoppelungssignals erforderlich. Diese sind 1032, 1040, 1038, 1030, 1036 und 1033. Obwohl die Erzeugung des fehlenden Burst-Signals durch eine VSB-Erzeugung über den Bildträger möglich sein kann, ist diese Lösung wegen der schlechten Übereinstimmung zwischen der Farbunterträgerfrequenz und 6 MHz im Speicher unerschwinglich aufwendig.

[0087] Eine alternative Lösung basiert auf der Tatsache, dass alle oberen Seitenbandfarbunterträger in einer Einzelbild-synchronisierten Videoquelle mit einem 6 MHz – Abstand inkrementell in Beziehung stehen. Daher können sie mit einem lokalen Oszillator mit einem 3,58 MHz – Offset getrennt erzeugt werden, der mit einem Farb-Burst des Mittenträgerkanals gekoppelt ist, wie in der Beschreibung des durch die Fig. 16 und Fig. 17 bereitgestellten zweiten Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung gezeigt ist. In einer dem ersten Ausführungsbeispiel ähnlichen Art und Weise werden alle eingekoppelten komplexen Koeffizienten vorzugsweise während der VBI gemessen und verfolgt. Fig. 17 zeigt die Anordnung für eine Mehrfamilienhaus („MDU“-) Teilnehmergeuppe. Hier stellt der digitale Breitbandgenerator des Teilnehmers A die Analysefunktion während der kalibrierten Einkoppelung von Teilnehmer B bereit und umgekehrt.

[0088] Abschließend ist es erwähnenswert, dass, wenn ein Breitbandgenerator einer Gruppe während der gesamten Videozeile zugeordnet ist, er zusätzliche feste Einkoppelungssignale für variable Pegel während der aktiven Videodauer erzeugen kann, um eine auf einer zufälligen „Videofaltung“ basierende, zusätzliche Verweigerungssicherheit bereitzustellen. Dieses Verfahren kann durch eine Ausführung einer eingetasteten kohärenten Einkoppelung am Leitungsende unter Verwendung eines festen Satzes von Einkoppelungswerten ausgeführt werden. Dies wird durch eine kryptographische Schlüsselzeichenfolgesteuerung und ihre selektive, auf genauen Anpassungen komplexer Koeffizienten basierende Neutralisierung (also Entschlüsselung) am Teilnehmerstandort geregelt. Da das am Leitungsende eingekoppelte Signal gegenphasig sein kann, kann auf nur einem Abschnitt des Bildschirms eine Videoumkehrung stattfinden, was jede existierende „Piraten“-Entschlüsselungseinrichtung zusätzlich frustriert. Fig. 18 zeigt das RAM-Zeitablaufdiagramm für eine die Videofaltungsentschlüsselung und Signalverweigerungstechnik verwendende Entschlüsselungseinrichtung.

Patentansprüche

1. Ein Verfahren zum Erzeugen eines Breitbandsignals [610, 612, 614, 616], das bis zu $2N+1$ HF-Signale [50, 52, 54] aufweist, wobei N eine ganze Zahl ist, wobei jedes der HF-Signale eine Frequenz aufweist, die gegenüber einer Mittenfrequenz [602, 604, 606, 608] eine Frequenzdifferenz aufweist, die ein positives oder negatives ganzzahliges Vielfaches einer Grundfrequenz ist, wobei jedes der HF-Signale eine Amplitude und eine Phase aufweist, die durch einen Zeigerwert charakterisiert sind, wobei das Verfahren die Schritte umfaßt: Erzeugen eines ersten und eines zweiten Basisbandsignals [161, 162], die jeweils eine lineare Kombination eines Terms der Frequenz Null und bis zu N Sinusanteilen umfaßt, wobei jeder der Sinusanteile eine Frequenz hat, die ein ganzzahliges Vielfaches der Grundfrequenz ist; wobei die lineare Kombination der Sinusanteile und des Terms der Frequenz Null für das erste und das zweite Basisbandsignal so ausgewählt werden, daß ein gewünschter unabhängiger Zeigerwert für jedes der HF-Signale erreicht wird; und wobei wenigstens eines der HF-Signale gegenüber der Mittenfrequenz eine positive Frequenzdifferenz und wenigstens eines der weiteren HF-Signale gegenüber der Mittenfrequenz eine negative Frequenzdifferenz aufweist, und Quadraturmodulation [138] des ersten und des zweiten Basisbandsignals auf ein lokales Signal [146], das eine Frequenz aufweist, die gleich der Mittenfrequenz ist.

2. Das Verfahren nach Anspruch 1, wobei die HF-Signale Dauerstrich(CW)-Signale sind.

3. Das Verfahren nach Anspruch 1, wobei die HF-Signale Zeigerwerte aufweisen, die jeweils einer Quadraturmodulation unterzogen werden.

4. Das Verfahren nach Anspruch 3, wobei die Quadraturmodulation der Zeigerwerte der HF-Signale zu einer Restseitenbandmodulation führt.

5. Das Verfahren nach Anspruch 1, wobei der Schritt des Erzeugens des ersten und des zweiten Basisbandsignals ferner die Schritte umfaßt:
Darstellen des ersten und zweiten Basisbandsignals als erste und zweite digitale Abtastsequenzen $B_1(t)$ und $B_2(t)$ gemäß der Formel

$$\begin{bmatrix} B_1(t) \\ B_2(t) \end{bmatrix} = \sum_{k=0}^{k=N} \begin{bmatrix} \cos(2\pi k F_0 t) & \sin(2\pi k F_0 t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(2\pi k F_0 t) & \sin(2\pi k F_0 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ R_k(t) \\ \cdot \end{bmatrix}$$

;und

wobei t die Abtastzeit ist, F_0 die Grundfrequenz und $R_k(t)$ der zeitlich variierende Vektor ist, der die gewünschten Zeigerwerte der HF-Signale beschreibt, die von der Mittenfrequenz durch eine Frequenzdifferenz beabstandet sind, die gleich dem k -fachen der Grundfrequenz ist.

6. Das Verfahren nach Anspruch 5, wobei:
die digitalen Abtastsequenzen bei einer Abtastrate zur Verfügung gestellt werden, die gleich dem M -fachen der Grundfrequenz ist, so daß dann, wenn die Zeit t als ein ganzzahliger Abtastindex genommen wird, der bei der Abtastrate inkrementiert wird, $F_0=1/M$ ist, wobei M eine ganze Zahl ist.

7. Das Verfahren nach Anspruch 5, wobei die gewünschten unabhängigen Zeigerwerte der HF-Signale in Übereinstimmung mit unabhängigen Funktionen moduliert werden.

8. Das Verfahren nach Anspruch 5, wobei:
die gewünschten unabhängigen Phasenwerte der HF-Signale durch die Gleichung definiert sind:

$$R_k(t) = \begin{bmatrix} C(t) & S(t) & 0 & 0 \\ -S(t) & C(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C(t) & S(t) \\ 0 & 0 & -S(t) & C(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_k^- \\ Q_k^- \\ I_k^+ \\ Q_k^+ \end{bmatrix}$$

wobei $C(t)$ und $S(t)$ Funktionen sind, welche die Quadraturmodulation der HF-Signale auferlegen, wobei I_k^- und Q_k^- die gleichphasige bzw. Quadratur-Komponente für ein HF-Signal darstellen, das eine um k Grundfrequenzinkremente gegenüber der Mittenfrequenz verringerte Frequenz aufweist; und wobei I_k^+ und Q_k^+ die gleichphasige bzw. Quadratur-Komponente für ein HF-Signal darstellen, das eine um k Grundfrequenzinkremente gegenüber der Mittenfrequenz höhere Frequenz aufweist.

9. Das Verfahren nach Anspruch 6, wobei der Schritt des Erzeugens des ersten und des zweiten Basisbandsignals ferner die Schritte umfaßt:

sequentielles Wiedergewinnen eines Abtastpaars, jeweils eines Abtastwerts aus der ersten und der zweiten digitalen Abtastsequenz, für jeden Zyklus eines Taktes [148], der eine Frequenz hat, die gleich der Abtastrate ist; und

Konvertieren [168, 170] jedes der gewonnenen Abtastpaare in Analogwerte, um das erste und das zweite Basisbandsignal zu erzeugen.

10. Das Verfahren nach Anspruch 9, wobei der Takt mit einem Pilotsignal [140] phasenverriegelt ist, welches ein ganzzahliges Vielfaches der Grundfrequenz ist.

11. Das Verfahren nach Anspruch 10, wobei das lokale Signal mit einem Kanalgruppenmittenträger [602, 604, 606, 608] phasenverriegelt ist.

12. Das Verfahren nach Anspruch 1 oder 5, ferner umfassend den Schritt des Filterns [164, 166] des ersten und des zweiten Basisbandsignals, um deren Spektralenergie über der Frequenz ihrer höchsten Sinusfrequenzkomponente zu begrenzen.

13. Das Verfahren nach Anspruch 9, wobei die Frequenz des Taktsignals größer als das Produkt von $2N$ und der Grundfrequenz ist.

14. Eine Einrichtung zum Erzeugen eines Breitbandsignals [610, 612, 614, 616], das bis zu $2N+1$ HF-Signale [50, 52, 54] aufweist, wobei N eine ganze Zahl ist, wobei jedes der HF-Signale eine Frequenz aufweist, die von einer Mittenfrequenz [602, 604, 606, 608] um eine Frequenzdifferenz beabstandet ist, die ein positives oder negatives ganzzahliges Vielfaches einer Grundfrequenz ist, wobei die Einrichtung aufweist:

Mittel [200, 206, 152, 150, 171, 172] zum Erzeugen digitaler Abtastwerte, die ein erstes und ein zweites Basisbandsignal [161, 162] darstellen, wobei jedes der Basisbandsignale eine Linearkombination eines Terms der Frequenz Null und bis zu N Sinusanteilen umfaßt, wobei jeder der Sinusanteile eine Frequenz aufweist, die ein ganzzahliges Vielfaches der Grundfrequenz ist; wobei die Linearkombination der Sinusanteile und des Terms der Frequenz Null für das erste und das zweite Basisbandsignal so ausgewählt sind, daß ein gewünschter unabhängiger Zeigerwert für jedes HF-Signale erreicht wird, und wobei wenigstens eines der HF-Signale eine positive Frequenzdifferenz zu der Mittenfrequenz aufweist und wenigstens ein weiteres HF-Signal eine negative Frequenzdifferenz zu der Mittenfrequenz aufweist;

mit den Mitteln zum Erzeugen digitaler Abtastwerte gekoppelte Mittel [168, 170] zum Konvertieren der digitalen Abtastwerte in das erste und das zweite Basisbandsignal;

mit den Mitteln zum Erzeugen digitaler Abtastwerte und den Mitteln zum Konvertieren gekoppelte Mittel [142] zum Erzeugen eines Taktsignals [148];

Mittel [142] zum Erzeugen eines lokalen Signals [146], das eine Frequenz gleich der Mittenfrequenz hat; und mit dem ersten und dem zweiten Basisbandsignal und dem lokalen Signal gekoppelte Mittel [138] zum Quadratur-Modulieren des ersten und des zweiten Basisbandsignals auf das lokale Signal, um das Breitbandsignal zu erzeugen.

15. Die Einrichtung nach Anspruch 14, wobei die Frequenz des Taktsignals größer als das Produkt von $2N$ und der Grundfrequenz ist.

16. Die Einrichtung nach Anspruch 14, wobei die HF-Signale Dauerstrich(CW)-Signale sind.

17. Die Einrichtung nach Anspruch 14, wobei die HF-Signale Zeigerwerte haben, die jeweils einer Quadraturmodulation unterzogen sind.

18. Die Einrichtung nach Anspruch 17, wobei die Quadraturmodulation der Zeigerwerte der HF-Signale zu einer Restseitenbandmodulation führt.

19. Das Verfahren nach Anspruch 1 oder 5, wobei die Terme der Frequenz Null der gewünschten Linearkombination Amplituden von Null aufweisen.

Es folgen 18 Blatt Zeichnungen

FIG. 1a

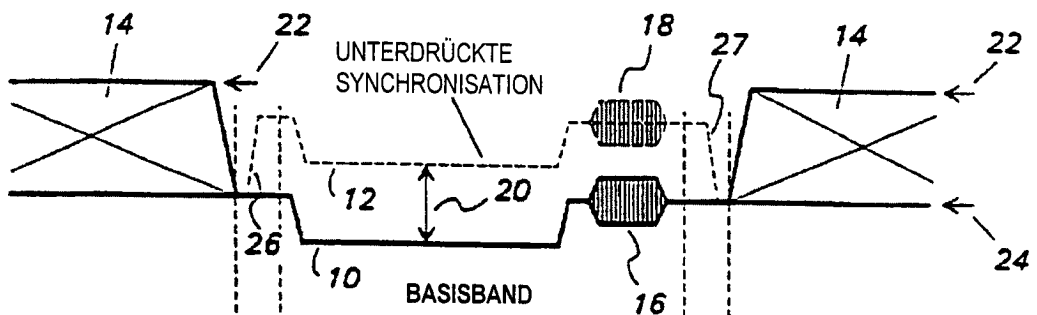
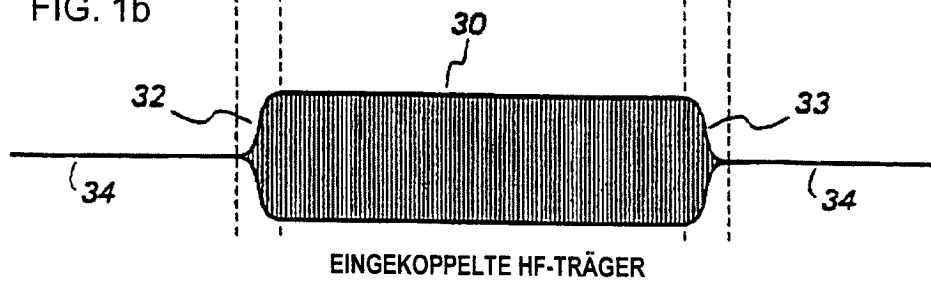


FIG. 1b



BASISBANDSYNCHRONISATIONSENTDRÜCKUNG

FIG. 2a

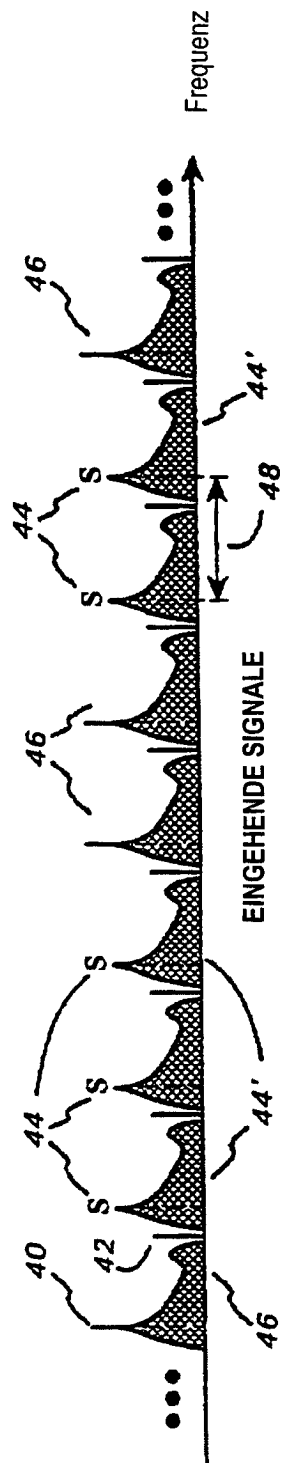


FIG. 2b

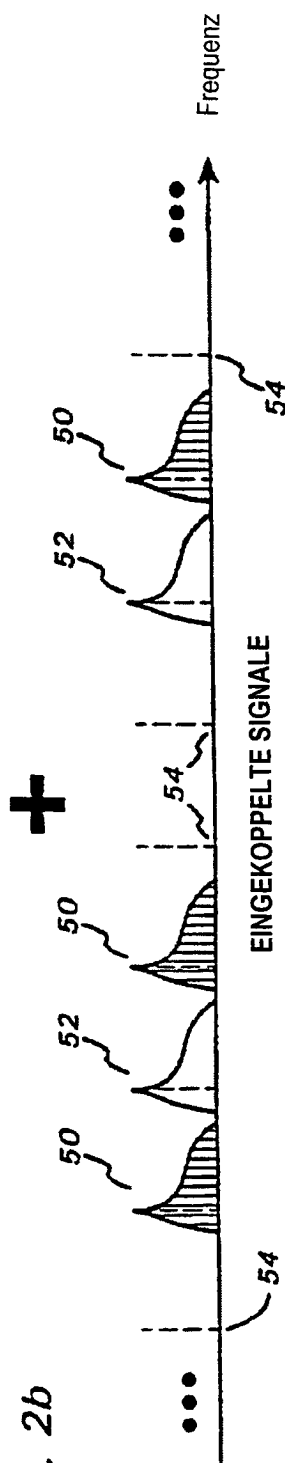
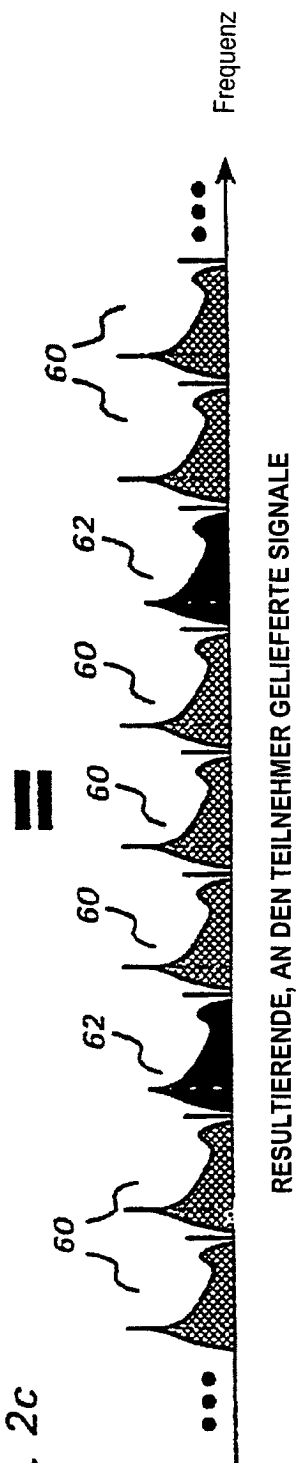


FIG. 2c



RESULTIERENDE, AN DEN TEILNEHMER GELIEFERTERTE SIGNALE

FIG. 3

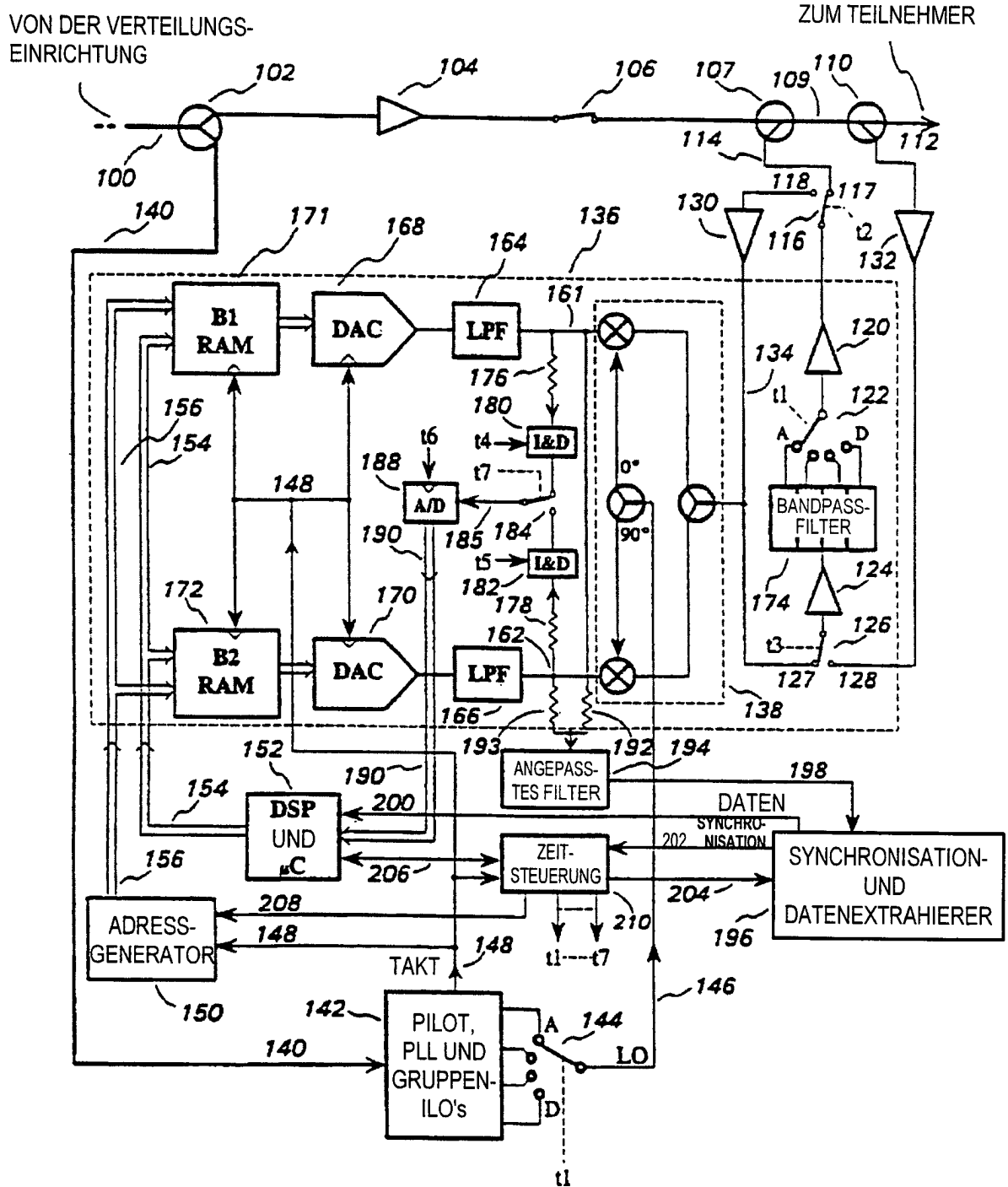


FIG. 4

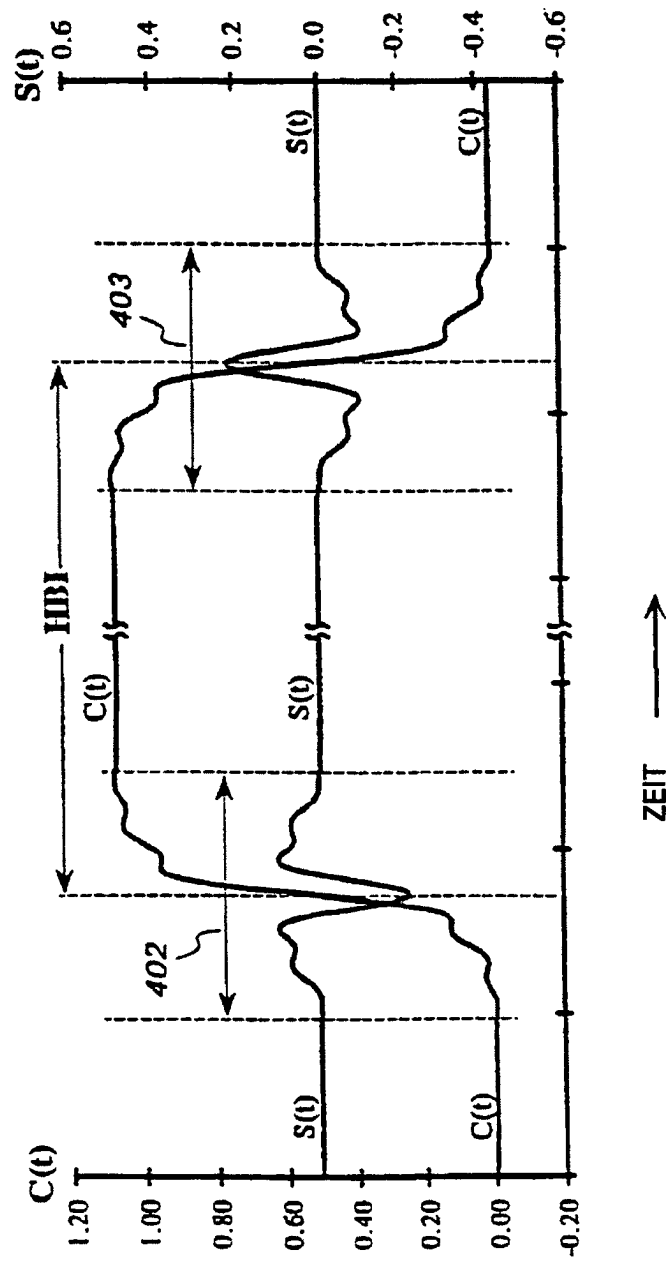


FIG. 5

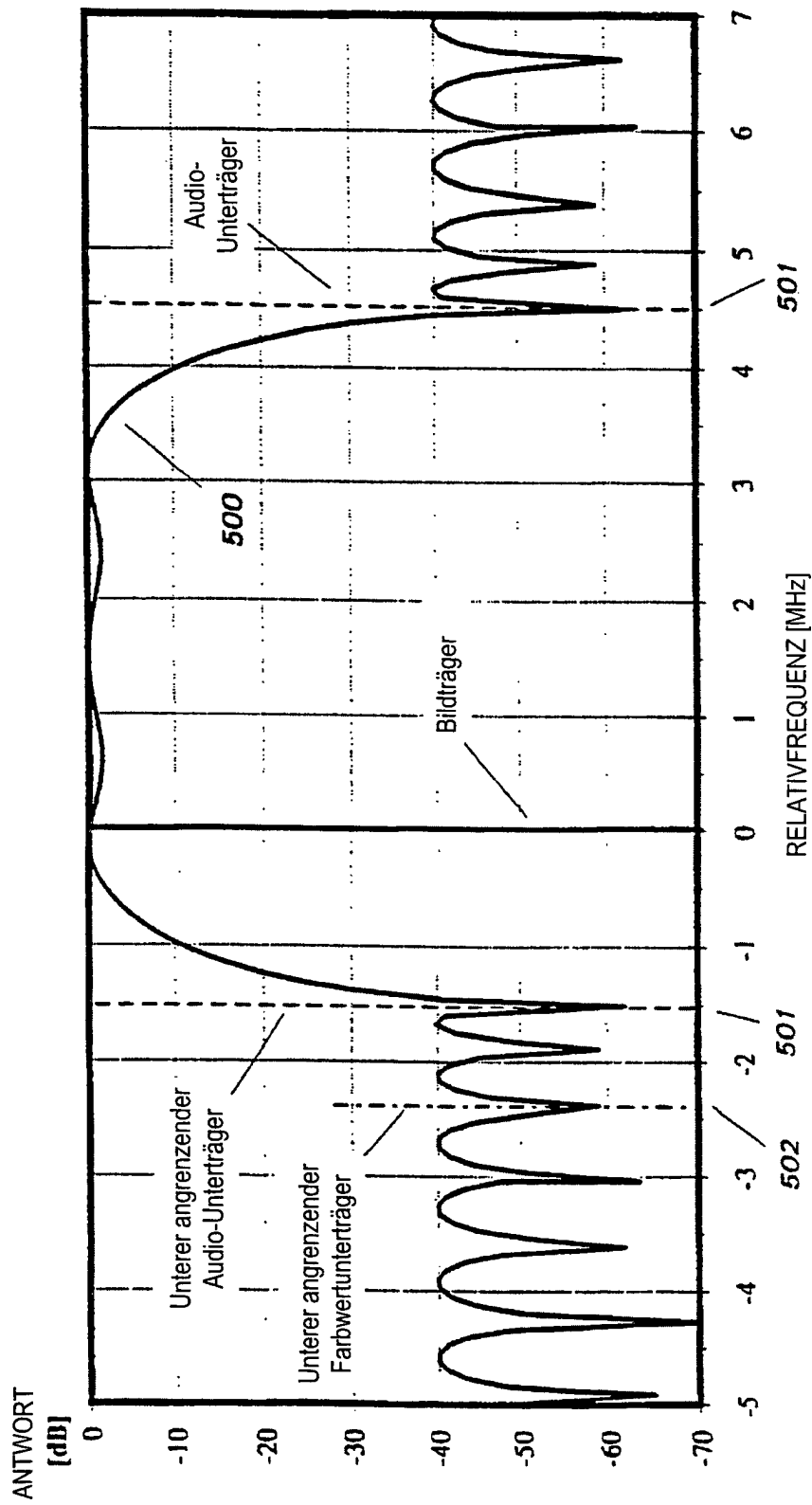
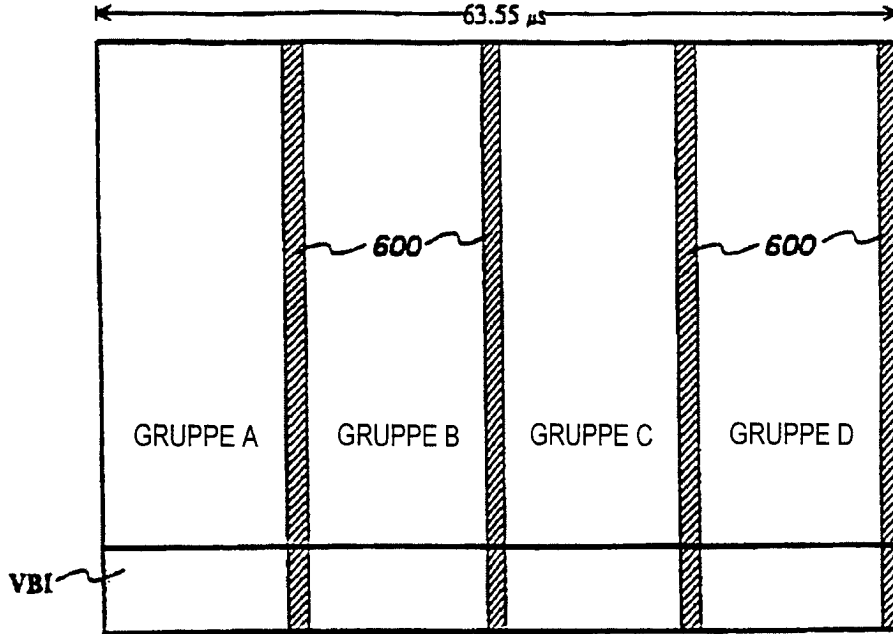


FIG. 6a



GESTAFFELTE GRUPPIERUNG IM ZEITBEREICH

FIG. 6b

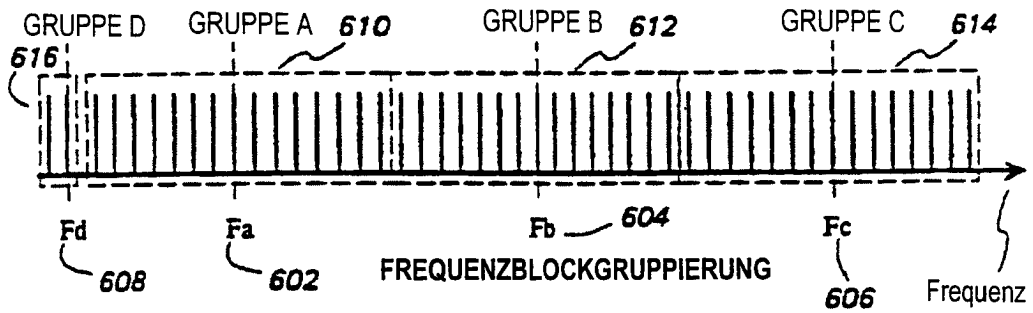


FIG. 6c

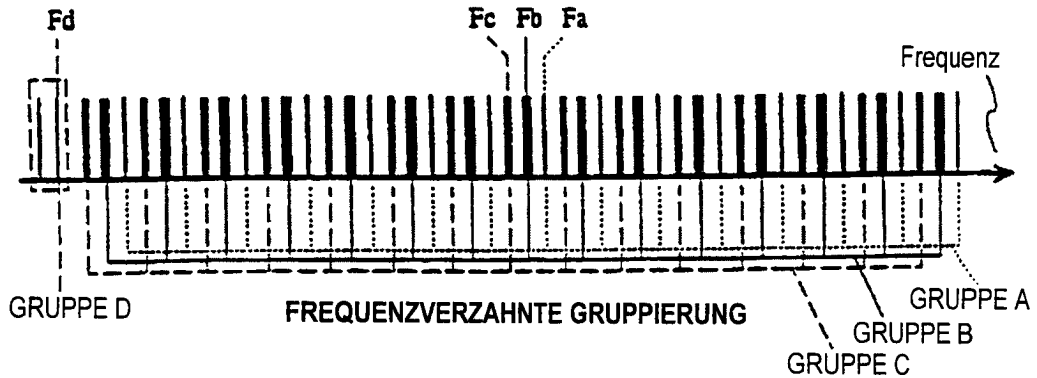
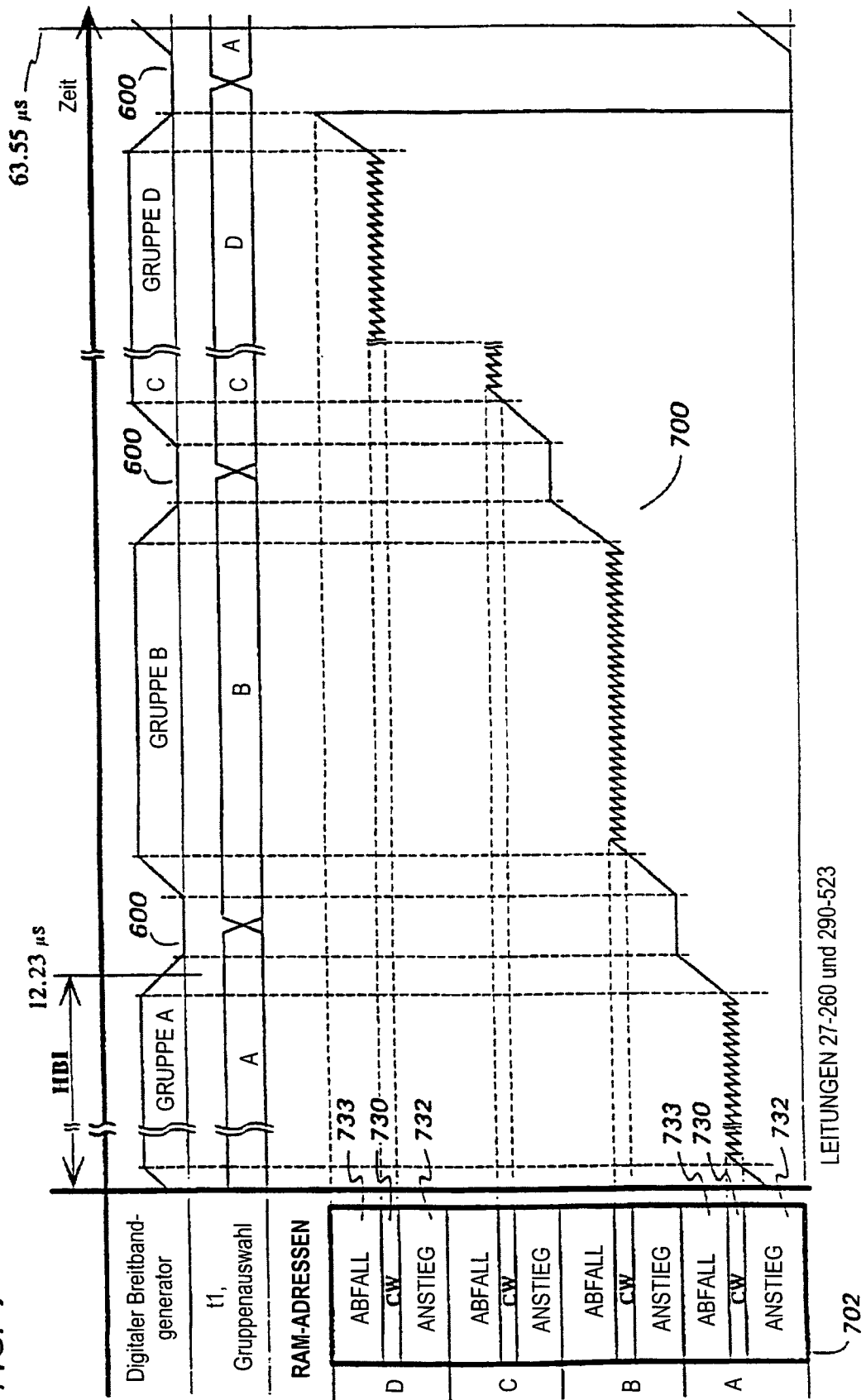


FIG. 7



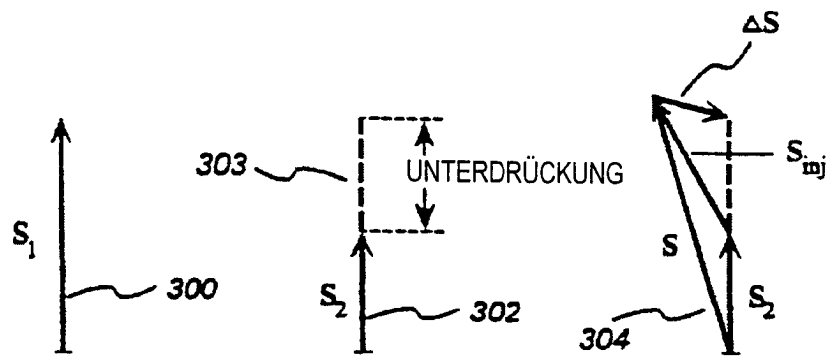
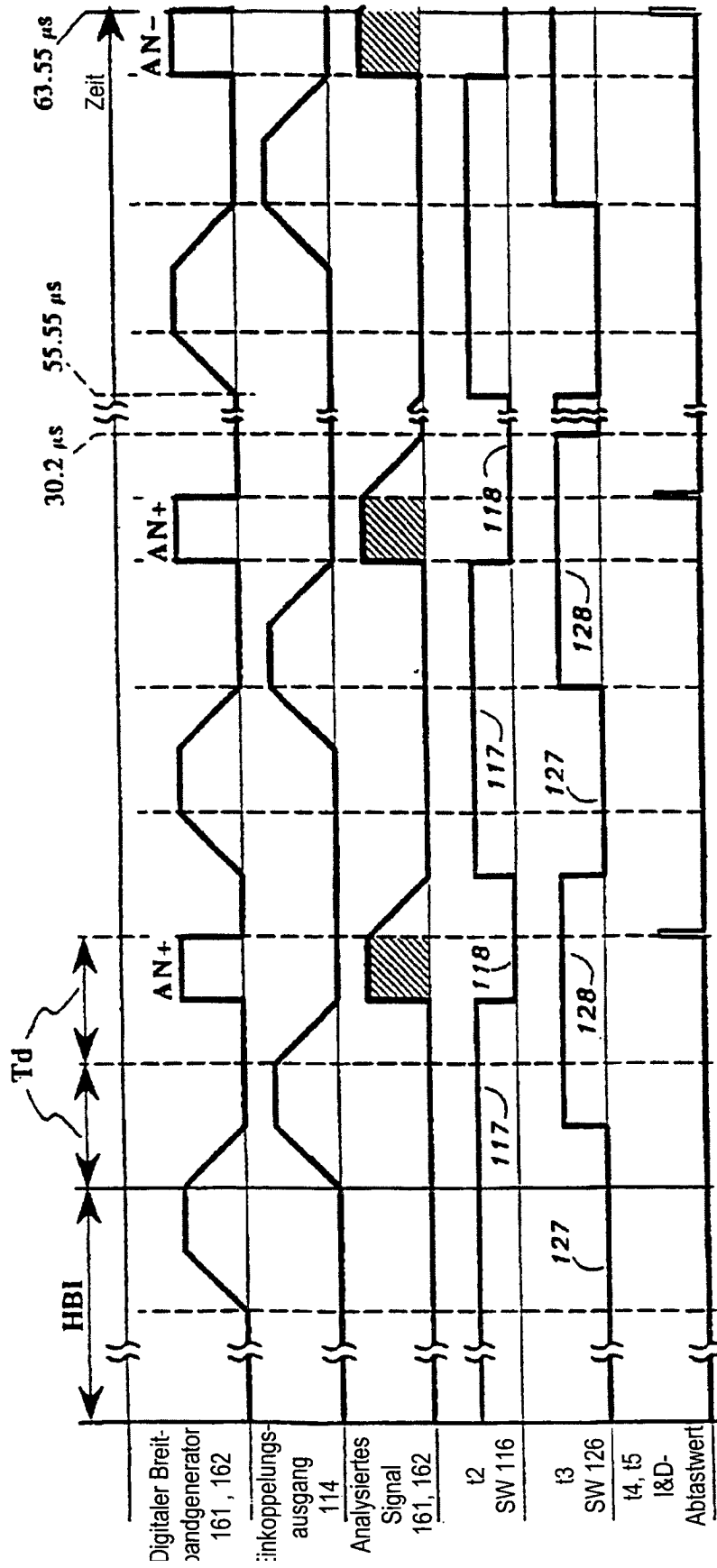


FIG. 8

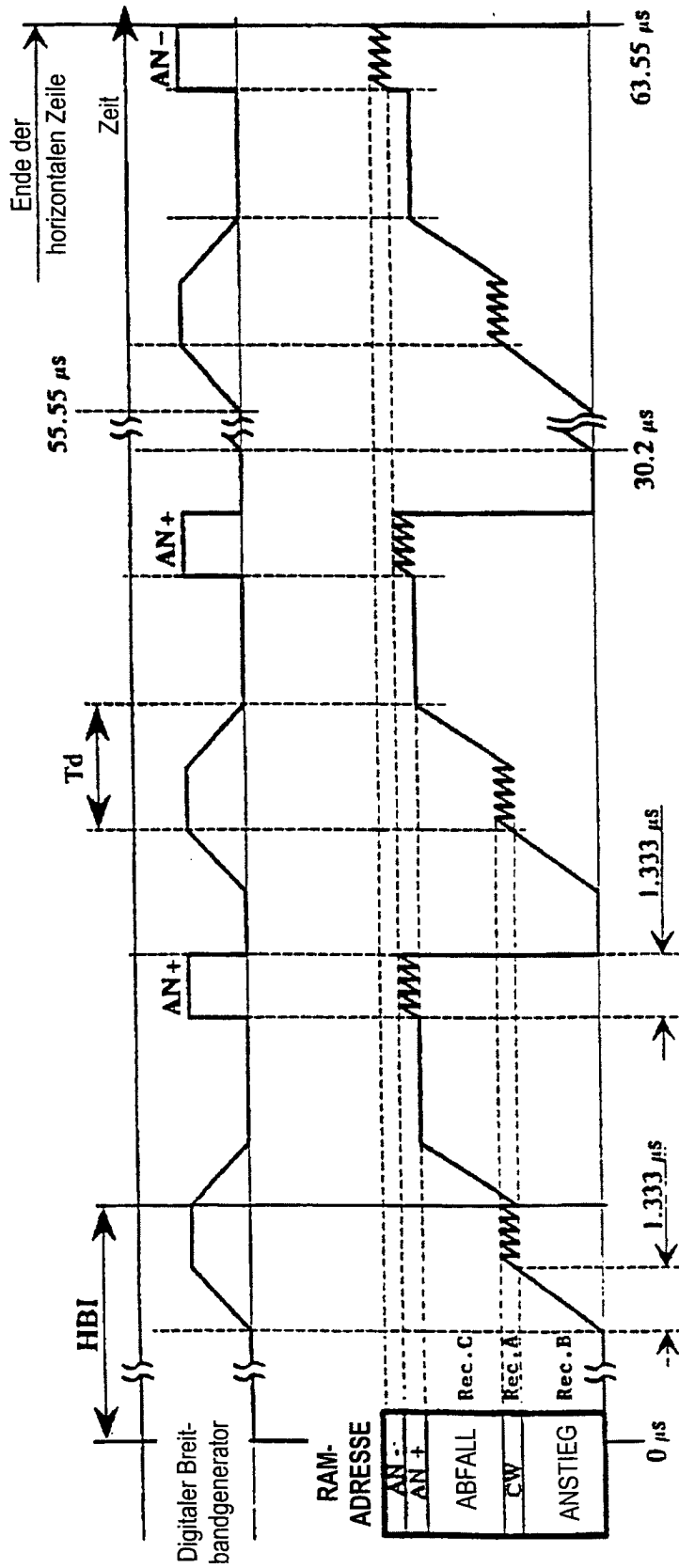
FIG. 9



LEITUNGEN 17 und 280

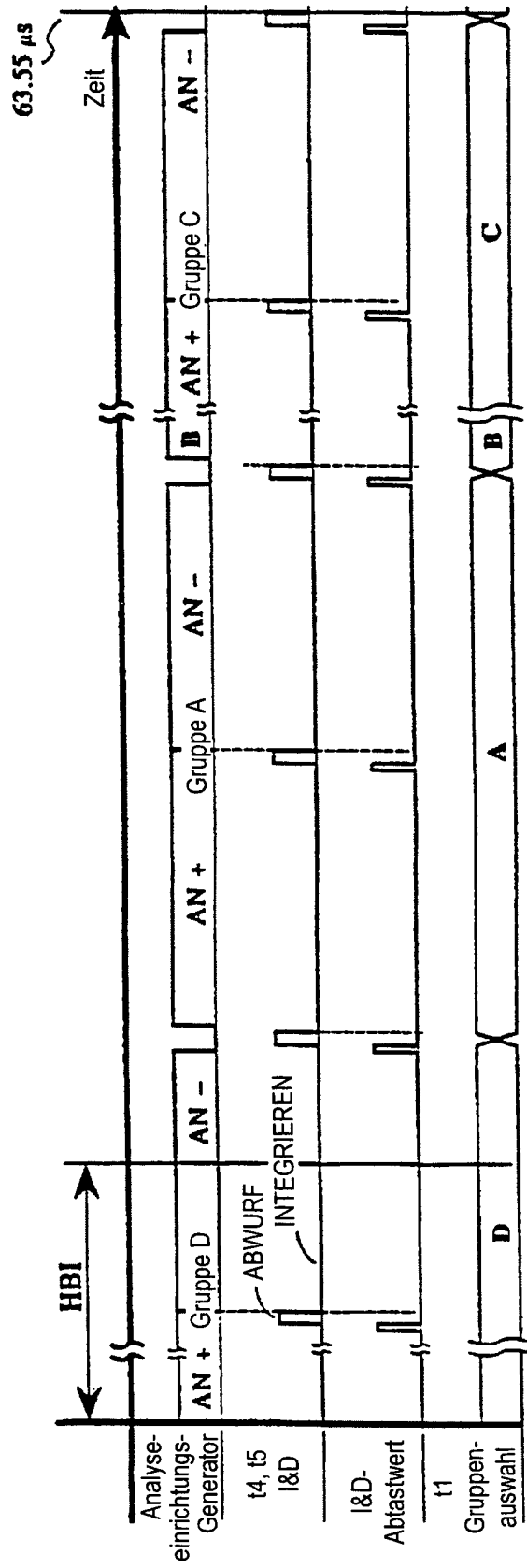
$T_d = 2.67 \mu s$

FIG. 10



LEITUNGEN 17 und 280

FIG. 11



LEITUNGEN 1-3, 7-9, 263.5-265.5, 269.5-271.5

FIG. 12

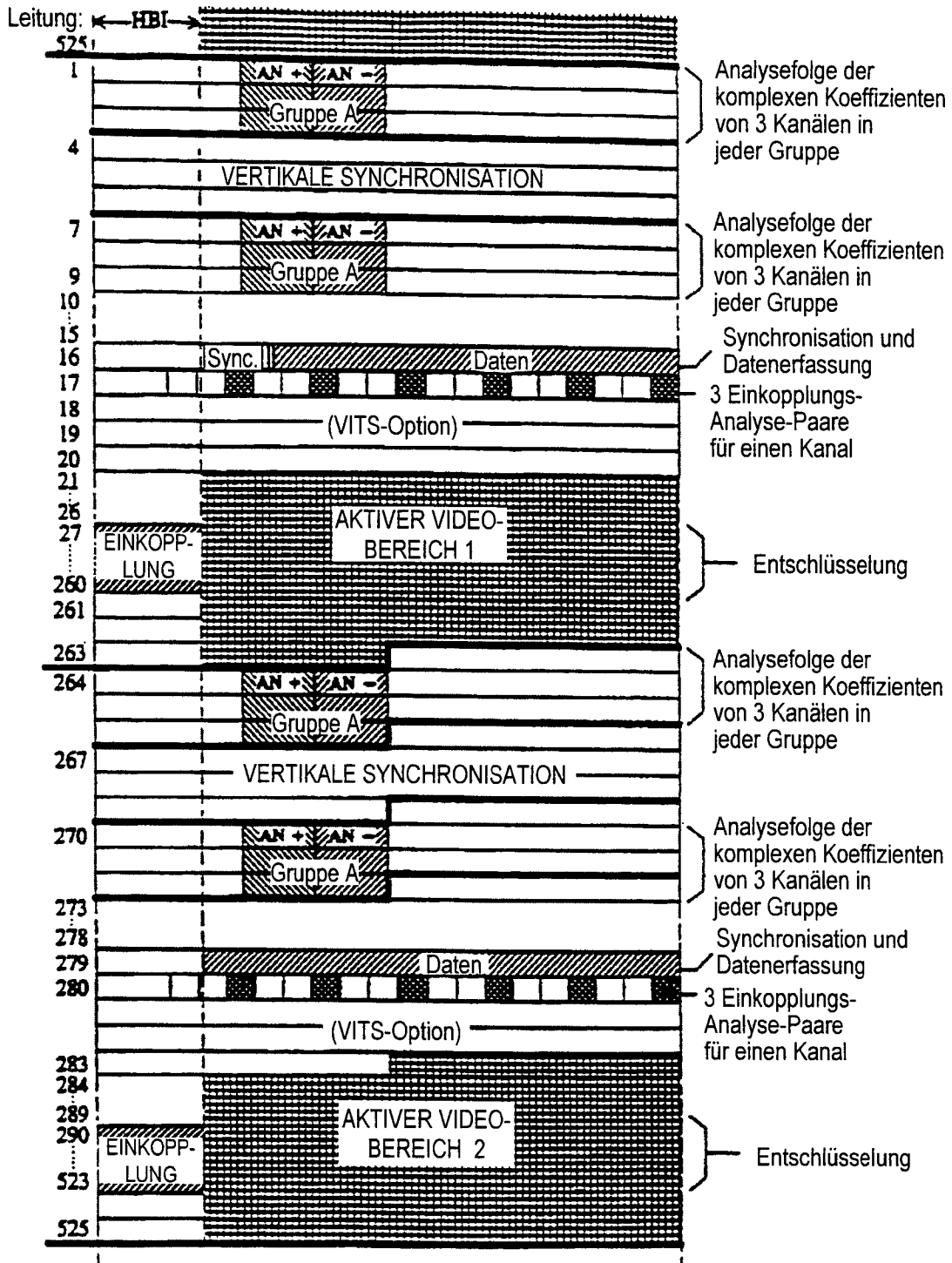


FIG. 13a

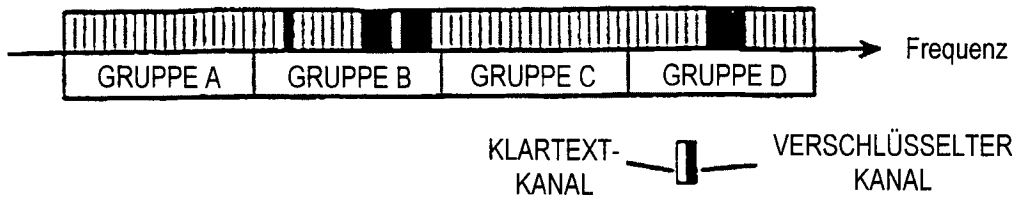


FIG. 13b

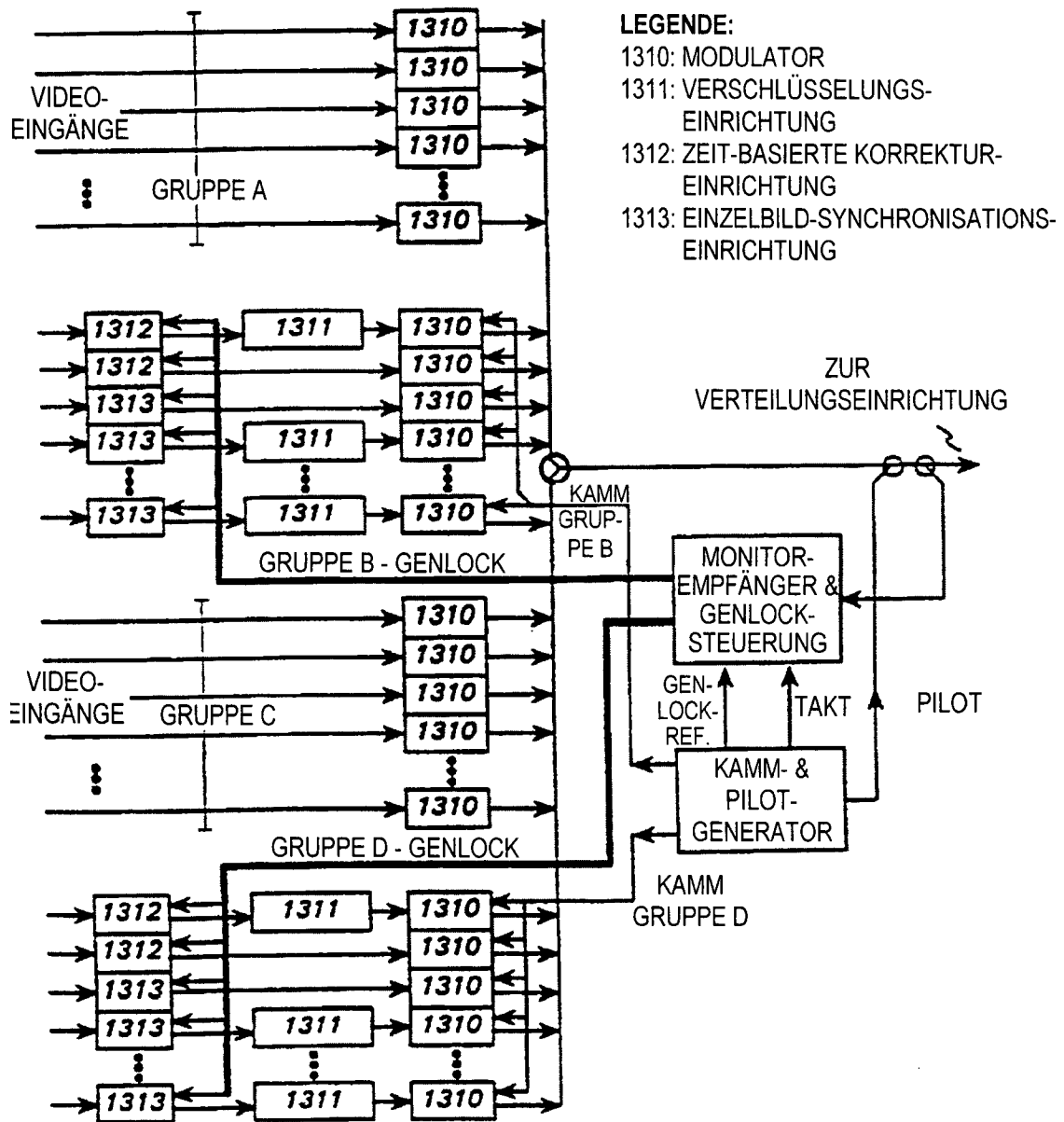


FIG. 14

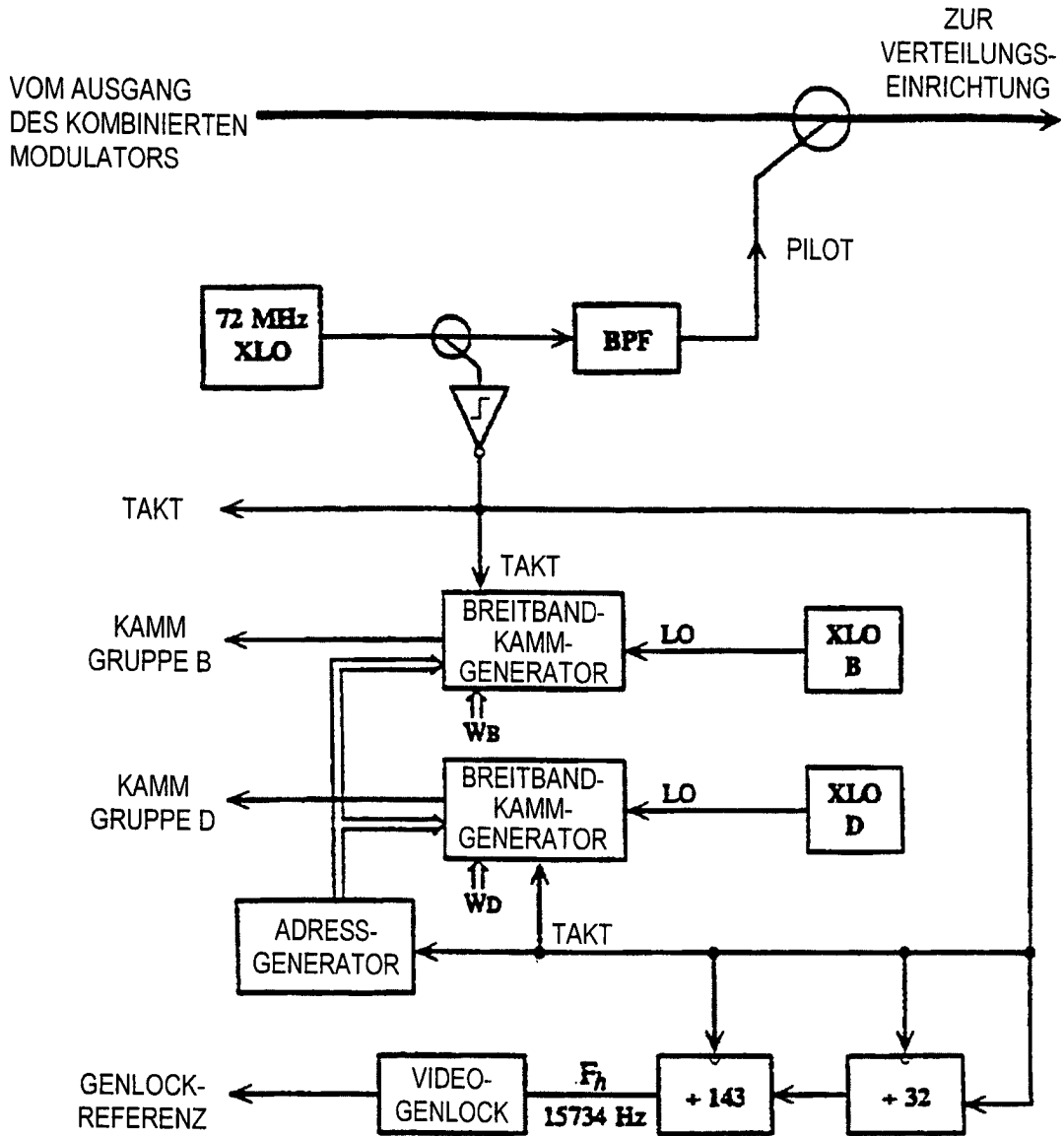


FIG. 15a

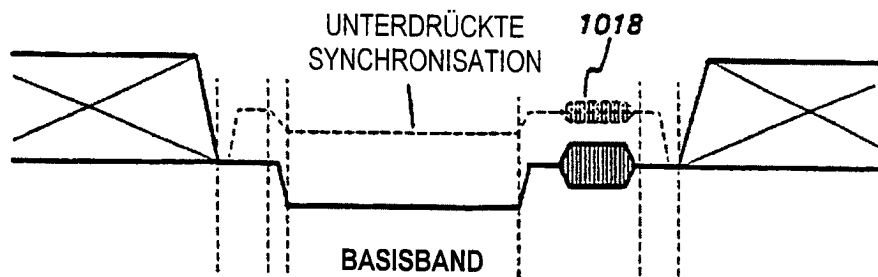
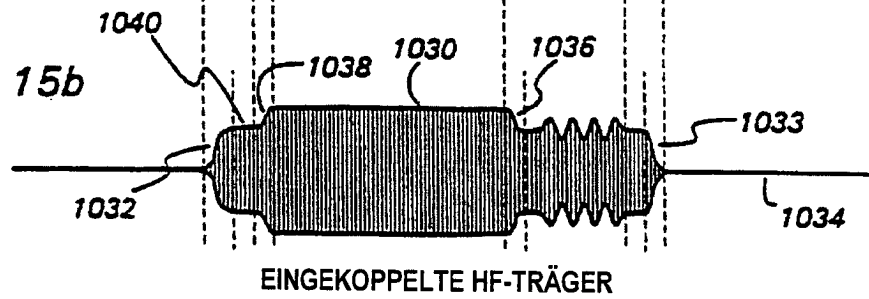


FIG. 15b



HF-SYNCHRONISATIONUNTERDRÜCKUNG

FIG. 16

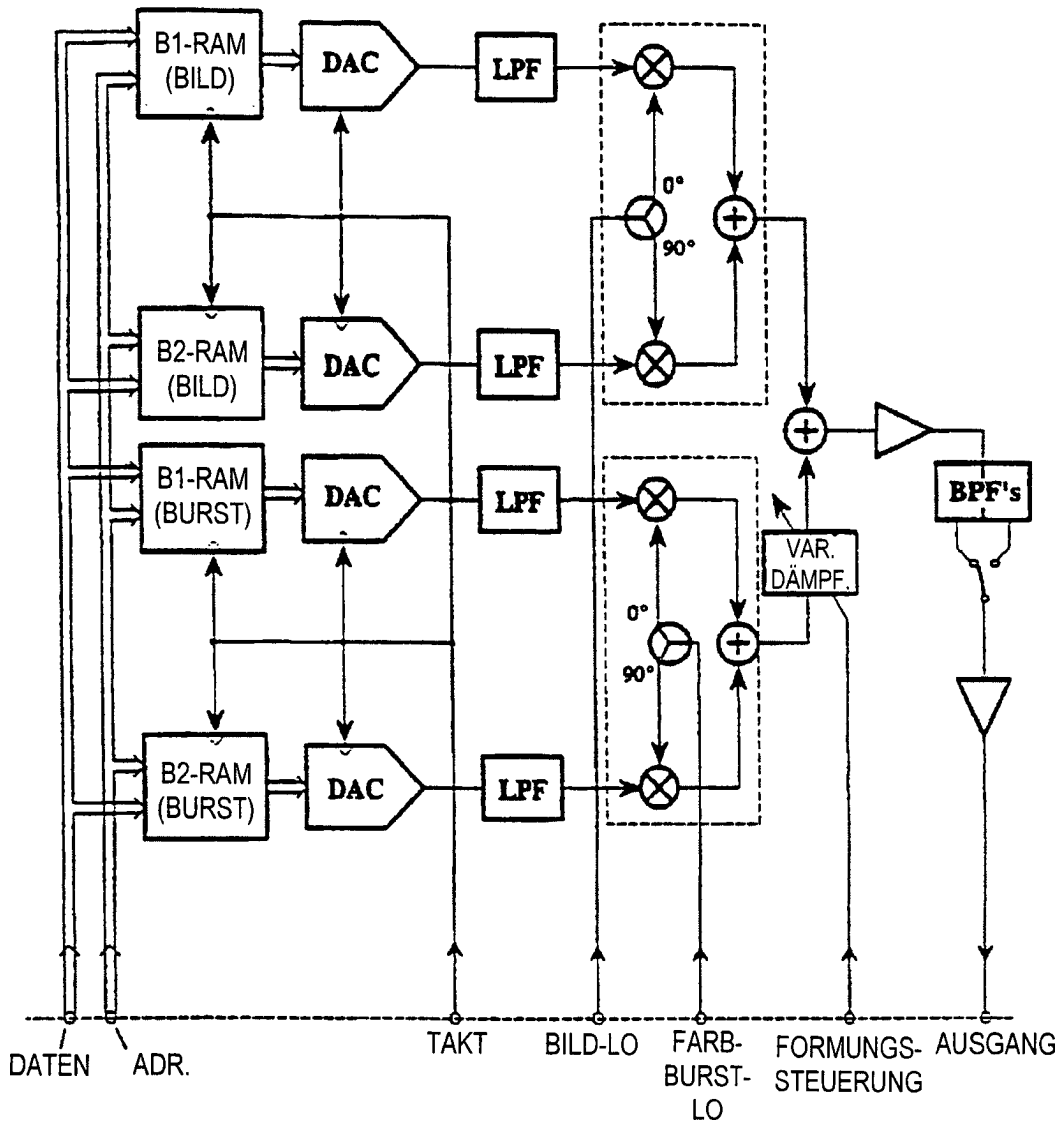


FIG. 17

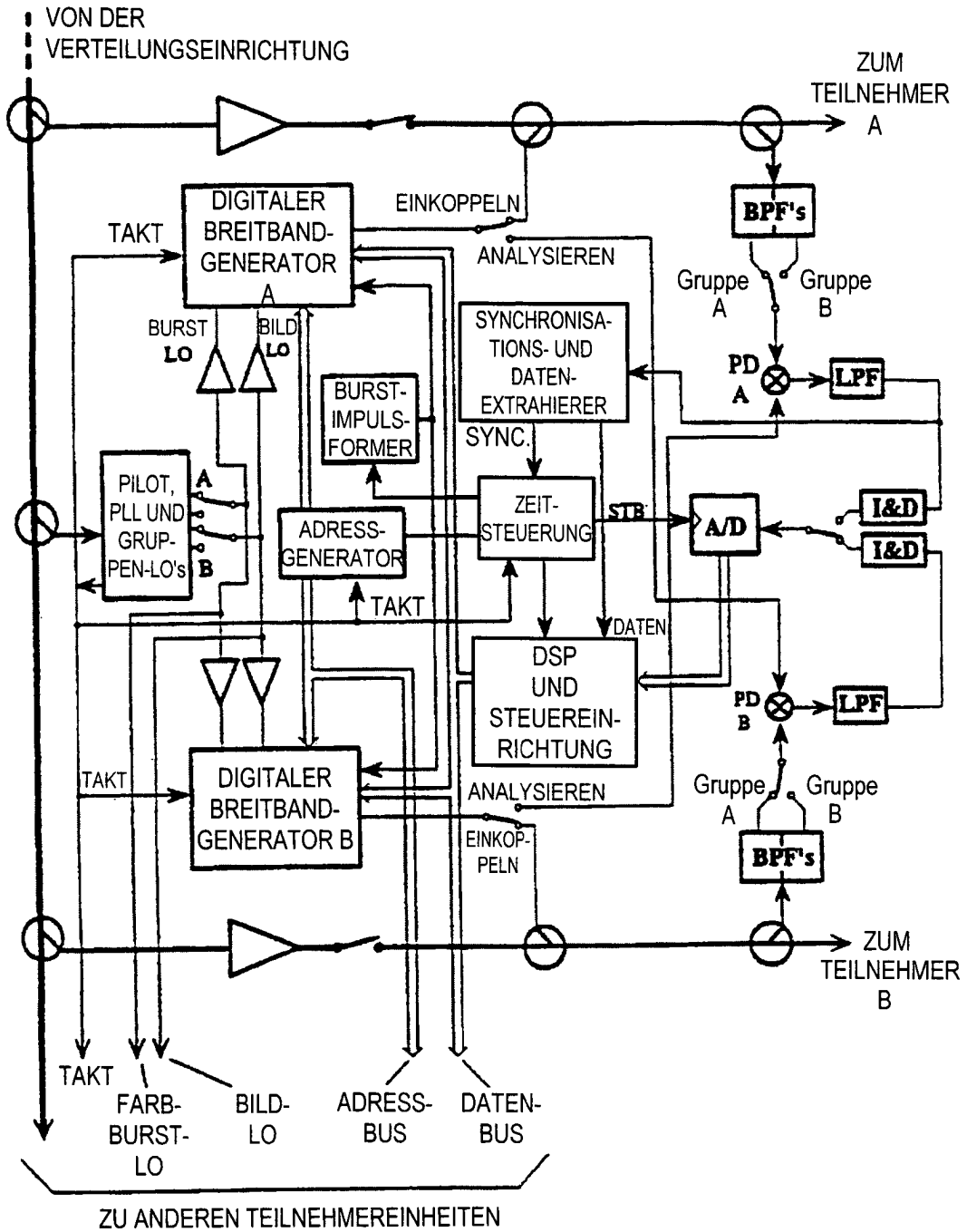


FIG. 18

