



(12) Ausschließungspatent

(11) DD 298 577 A5

Erteilt gemäß § 17 Absatz 1
Patentgesetz der DDR
vom 27. 10. 1983
in Übereinstimmung mit den entsprechenden
Festlegungen im Einigungsvertrag

5(51) H 04 N 11/00

DEUTSCHES PATENTAMT

In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

(21)	DD H 04 N / 344 420 3	(22)	27.02.89	(44)	27.02.92
(31)	US8804720	(32)	29.02.88	(33)	US
	US215124		29.06.88		
(71)	siehe (73)				
(72)	Isnardi, Michael A.; Smith, Terrence R., US				
(73)	General Electric Company, 1 River Road, Schenectady, New York 12345, US				
(74)	Hübner, Neumann, Radwer, Rechtsanwalt und Patentanwälte, Frankfurter Allee 286, O - 1130 Berlin, DE				
(54)	Gerät zum Empfang eines Fernsehsignals				

(55) Farbfernsehsignal; Großbildschirmbild; Bild-Seiten-Verhältnis; Randteilmeldinformation; dominante Hauptbildinformation; Fernsehsignalempfänger; kombiniertes Bildsignal

(57) Die Erfindung betrifft ein Gerät zum Empfang eines Fernsehsignals für ein Großbildschirmbild mit Randteilmeldinformationen und dominanten Hauptbildinformationen, wobei das Fernsehbild ein größeres Bild-Seiten-Verhältnis aufweist. Erfindungsgemäß sind Mittel vorgesehen, die zunächst die Randteilmeldinformation und die dominanten Hauptbildinformationen trennen; aus den getrennten Rand- und Hauptbildinformationen jeweils ein Ausgangssignal erzeugen und schließlich die Ausgangssignale zur Herstellung eines Bilddarstellungssignals kombinieren.

Patentansprüche:

1. Gerät zum Empfang eines Fernsehsignals, das ein Großbildschirmbild mit Seitenbereichsbildinformation und dominanter Nichtseitenbereichsbildinformation verkörpert und ein größeres Bildseitenverhältnis als ein herkömmliches Fernsehbild besitzt, wobei dieses Signal eine erste Komponente mit der in einen Bereich der Nutzflächenüberschreibung zeitgerafften Seitenbereichsbildinformation sowie eine unter Ausschluß der zeitgerafften Information während des Bildwechsels verarbeitete dominante Nichtseitenbereichsbildinformation enthält, **gekennzeichnet durch Mittel (1324) zur Trennung der zeitgerafften Seitenbereichsbildinformation und der dominanten Nichtseitenbereichsbildinformation;** erste Signalverarbeitungsmittel (1340) zur Erzeugung eines ersten Ausgangssignals als Reaktion auf die getrennte Seitenbereichsbildinformation; zweite Signalverarbeitungsmittel (1342) zur Erzeugung eines zweiten Ausgangssignals als Reaktion auf die getrennte Nichtseitenbereichsbildinformation; und Mittel (1344) zur Kombinierung des ersten und zweiten Ausgangssignals zur Erzeugung eines Bilddarstellungssignals.
2. Gerät nach Anspruch 1 zum Empfang des Fernsehsignals, das ferner eine während des Bildwechsels verarbeitete zweite Komponente mit Bildhilfsinformation enthält, wobei die zweite Komponente einen anderen Hilfsträger als einen Farbwertträger moduliert, **gekennzeichnet durch Mittel (1324),** ansprechend auf das Fernsehsignal, zur Trennung der ersten Komponente und des modulierten Hilfsträgers; Mittel (1326) zur Demodulation des getrennten Hilfsträgers, um die zweite Komponente zu schaffen; und Videosignalverarbeitungsmittel (1344), ansprechend auf die erste und zweite Komponente, zur Erzeugung eines Bilddarstellungssignals.
3. Gerät nach Anspruch 2 zum Empfang des Fernsehsignals, das ferner eine während des Bildwechsels verarbeitete dritte Komponente mit Bildhilfsinformation enthält, **dadurch gekennzeichnet,** daß der Hilfsträger durch die zweite und dritte Komponente phasengesteuert und -moduliert wird; das Demodulationsmittel (1326) den getrennten Hilfsträger demoduliert, um die zweite und dritte Komponente zu schaffen; und daß das Videosignalverarbeitungsmittel (1344) auf die erste, zweite und dritte Komponente ansprechend ist, um das Bilddarstellungssignal zu erzeugen.

Hierzu 27 Seiten Zeichnungen

Die Erfindung betrifft ein Gerät zum Empfang eines Fernsehsignals, das ein Großbildschirmbild mit Seitenbereichsbildinformation und dominanter Nichtseitenbereichsbildinformation verkörpert und ein größeres Bildseitenverhältnis als ein herkömmliches Fernsehbild besitzt.

Ein herkömmlicher Fernsehempfänger, wie beispielsweise ein Empfänger, der auf die in den USA und anderswo gebräuchliche NTSC-Rundfunknorm abgestimmt ist, weist ein Bildseitenverhältnis (das Verhältnis der Breite zur Höhe des wiedergegebenen Bildes) von 4:3 auf. In jüngster Zeit besteht jedoch Interesse an höheren Bildseitenverhältnissen für Fernsehempfängersysteme, beispielsweise den Verhältnissen 2:1, 16:9 oder 5:3, da sich solche höheren Bildseitenverhältnisse dem Gesichtsfeld des menschlichen Auges stärker nähern oder diesem gleich sind, als dies bei dem 4:3-Seitenverhältnis eines herkömmlichen Fernsehempfängers der Fall ist. Die Videoinformationssignale mit einem Bildseitenverhältnis von 5:3 haben eine besondere Beachtung erfahren, da sich dieses Verhältnis dem eines Kinofilmes nähert, und solche Signale können dann ohne Beschneidung der Bildinformation gesendet und empfangen werden. Breitbild-Fernsehsysteme, die einfach Signale mit einem höheren Bildseitenverhältnis im Vergleich zu herkömmlichen Systemen senden, sind jedoch mit Empfängern inkompatibel, die das herkömmliche Bildseitenverhältnis haben. Dies macht eine weitverbreitete Einführung von Breitbildsystemen schwierig. Es ist deshalb wünschenswert, ein Breitbildsystem zur Verfügung zu haben, das mit herkömmlichen Fernsehempfängern kompatibel ist. Ein solches System ist in dem US-Patent 4782383 von M. A. Isnardi mit dem Titel „Apparatus for processing high frequency edge information in a widescreen television system“ offenbart, welches am 1. November 1988 veröffentlicht wurde. Es besteht sogar ein noch größerer Wunsch danach, daß bei einem solchen kompatiblen Breitbildsystem Maßnahmen zur Verbesserung oder Erweiterung der Auflösung des wiedergegebenen Bildes getroffen werden, um zusätzliche Bildeinzelheiten zu erreichen. So kann beispielsweise ein Breitbild-EDTV (extended definition television)-System mit erweiterter Auflösung eine Vorrichtung zur Erzeugung eines progressiv (fortlaufend) abgetasteten Bildes enthalten. Ein System dieser Art ist in einer Abhandlung von M. A. Isnardi et al. mit dem Titel „Encoding für compatibility and recovery in the ACTV system“ offenbart und in IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. BC-33, Nr. 4, Dezember 1987, Seiten 116 bis 123 veröffentlicht. Das System verwendet eine Signalzeitkomprimierung und Intraframe-Verarbeitung der Bildinformation der Mittel- und Randteillbereiche. Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, ein verbessertes Gerät zum Empfang eines Farbfernsehsignals für ein Breitbildschirmbild mit Randteillbildinformationen und Hauptteillbildinformationen zu entwickeln.

Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, daß Mittel zur Trennung der zeitgerafften Seitenbereichsbildinformation und der dominanten Nichtseitenbereichsbildinformation; erste Signalverarbeitungsmittel zur Erzeugung eines zweiten Ausgangssignals als Reaktion auf die getrennte Nichtseitenbereichsbildinformation; und Mittel zur Kombination des ersten und zweiten Ausgangssignals zur Erzeugung eines Bilddarstellungssignals, vorgesehen sind.

Weitere vorteilhafte Merkmale der Erfindung ergeben sich aus den Unteransprüchen.

Die erfindungsgemäße Lösung ermöglicht eine erhöhte Gleichmäßigkeit der räumlichen Auflösung zwischen den wiedergegebenen Mittel- und Randteilinformationen durch eine wesentliche Verringerung oder Eliminierung unerwünschter diagonalen Bildartefakte in der wiedergegebenen Randteilinformation.

Die Erfindung wird im Zusammenhang mit einem kompatiblen Breitbild-EDTV-Fernsehsystem offenbart, das eine Zeitkomprimierung und Intraframe-Signalverarbeitung, beispielsweise die Technik der Mittelwertbildung, anwendet. Das Breitbild-EDTV-Signal enthält mehrere Komponenten, einschließlich einer ersten Hauptkomponente, welche die Mittelteil- und Breitbild-EDTV-Signale enthält, und einer zusätzlichen zweiten Komponente, welche die Randteilinformation enthält. In der Hauptkomponente wird nur die Mittelteilinformation einer Intraframe-Verarbeitung unterworfen. Der Anteil der zeitkomprimierten Randteilinformation der Hauptkomponente wird nicht einer Intraframe-Verarbeitung unterworfen. Bei einer offenbarten bevorzugten Ausführungsform eines kompatiblen Breitbild-EDTV-Fernsehsystems in Übereinstimmung mit den Prinzipien der vorliegenden Erfindung wird ein originales progressiv abgetastetes Breitbildsignal hoher Auflösung so kodiert, daß vier Komponenten einbezogen sind. Die vier Komponenten werden getrennt verarbeitet, bevor sie in einem einzigen Signalübertragungskanal wiedervereinigt werden.

Eine erste Komponente ist ein im 2:1-Zeilensprungformat vorliegendes Hauptsignal mit einem Standard-Bildseitenverhältnis von 4:3. Diese Komponente besteht aus einem mittleren Teil des Breitbildsignals, der zeitlich so gedehnt ist, daß er nahezu die gesamte aktive Zeilendauer des 4:3-Bildseitenverhältnisses einnimmt, und aus horizontaler niedrigfrequenter Randteilinformation, die in dem linken und rechten Horizontalbild-Überabtastrungsbereich zeitlich komprimiert ist, wobei eine solche Information bei einem Standard-Fernsehempfänger-Display dem Block verborgen bleibt. Nur der mittlere Teil dieser Komponente wird oberhalb einer gegebenen Frequenz einer Intraframe-Mitteilung unterworfen.

Eine zweite Komponente ist ein im 2:1-Zeilensprungformat vorliegendes Zusatzsignal, welches die hochfrequente Information der linken und rechten Ränder umfaßt, die jeweils bis zur Hälfte der aktiven Zeilendauer zeitlich gedehnt sind. Auf diese Weise nimmt die gedehnte Randteilinformation im wesentlichen die gesamte aktive Zeilendauer ein. Diese Komponente wird so „abgebildet“, daß sie dieselbe Zeitperiode wie der mittlere Teil der ersten Komponente einnimmt, und sie wird einer Intraframe-Mitteilung unterzogen.

Eine dritte Komponente ist ein im 2:1-Zeilensprungformat vorliegendes Zusatzsignal, das aus der Breitbild-Signalquelle abgeleitet ist, umfassend die hochfrequente Horizontal-Luminanzdetailinformation zwischen annähernd 5,0 MHz und 6,0 MHz. Diese Komponente wird auch so abgebildet, daß sie dieselbe Zeitperiode wie der mittlere Teil der ersten Komponente einnimmt, und sie wird einer Intraframe-Mitteilung unterzogen. Die intraframe-gemittelten zweiten und dritten Komponenten unterziehen einen phasengesteuerten alternierenden Hilfsträger einer Quadraturmodulation, welcher mit der intraframe-gemittelten ersten Komponente kombiniert wird.

Eine frei wählbare vierte Komponente ist ein im 2:1-Zeilensprungformat vorliegendes zusätzliches „Helfer“-Signal, das eine zeitliche Halbbild-Differenz der Luminanz-Detailinformation umfaßt, um zur Wiederherstellung der fehlenden Bildinformation in einem Breitbild-EDTV-Empfänger beizutragen.

In einem Breitbild-EDTV-Empfänger wird ein zusammengesetztes Signal, das aus den beschriebenen vier Komponenten besteht, in die vier Teilkomponenten dekodiert. Die dekodierten Komponenten werden getrennt verarbeitet und dazu verwendet, ein Breitbildsignal zu entwickeln, das ein Bild mit erhöhter Auflösung repräsentiert.

Ausführungsbeispiele

Die Figur 1 vermittelt einen allgemeinen Überblick über ein kompatibles Breitbild-EDTV-Kodiersystem einschließlich eines Gerätes nach der vorliegenden Erfindung;

die Figur 1a zeigt ein ausführliches Blockdiagramm des Kodierers für das offenbarte System;

die Figuren 1b bis 1e enthalten nützliche Diagramme zum Verstehen der Wirkungsweise des offenbarten Systems;

die Figuren 2 bis 5 zeigen Signalwellenformen und Diagramme, die zum Verstehen der Wirkungsweise des offenbarten Systems nützlich sind;

die Figur 13 zeigt ein Blockdiagramm eines Teils der Dekodiervorrichtung des Breitbild-EDTV-Empfängers, und die Figuren 6 bis 12 und 14 bis 24 veranschaulichen Aspekte des offenbarten Systems in ausführlicher Darstellung.

Ein System, das dazu bestimmt ist, Bilder mit einem großen Bildseitenverhältnis von beispielsweise 5:3 über einen Standard-, z. B. NTSC-Rundfunkkanal zu übertragen, sollte einerseits eine Bildwiedergabe hoher Qualität auf einem Breitbildempfänger erreichen und andererseits sichtbare Störungen stark vermindern oder völlig eliminieren, wenn das Bild mit einem Standard-Bildseitenverhältnis von 4:3 wiedergegeben wird. Die Anwendung der Signalkomprimierungstechnik auf die Randzonen eines Bildes hat den Vorteil des horizontalen Überabtastrungsbereiches eines Standard-NTSC-Fernsehempfängers; das kann jedoch auf Kosten der Bildauflösung in den Randteilbereichen eines rekonstruierten Breitschirmbildes gehen. Da eine Komprimierung in der Zeit zu einer Dehnung in der Frequenzebene führt, würden bei einer Verarbeitung in einem Standard-Fernsehsystem nur niedrigfrequente Komponenten übrigbleiben, welche eine kleinere Bandbreite aufweist im Vergleich mit derjenigen, die für ein Breitbildsignal erforderlich ist. Wenn daher die komprimierten Ränder eines kompatiblen Breitbildsignals in einem Breitbildempfänger gedehnt werden, ergibt sich ein merklicher Unterschied zwischen der Auflösung oder dem hochfrequenten Anteil des Mittelteils eines wiedergegebenen Breitschirmbildes und den Rändern, es sei denn, es werden Schritte zur Vermeidung dieses Effektes unternommen. Dieser merkliche Unterschied rührt daher, daß niedrigfrequente Randteilinformation wiedergewonnen wird, während hochfrequente Information infolge der bandbegrenzenden Wirkungen des Videokanals verlorengeht.

In der Anordnung der Figur 1 sind die Elemente, die mit denen der ausführlichen Anordnung der Figur 1a übereinstimmen, mit dem gleichen Bezugszeichen angegeben. Wie in Figur 1 dargestellt, wird ein originales, progressives Breitbild-Abtastsignal mit linker, rechter und Mittelteilinformation so verarbeitet, daß vier getrennte Kodierungskomponenten entwickelt werden. Diese vier Komponenten wurden oben beschrieben und sind in Figur 1 bildlich wiedergegeben. Die Verarbeitung der ersten Komponente (sie enthält die zeitlich gedehnte Mittelteilinformation und die zeitlich komprimierte Randteilinformation niederer Frequenz) erfolgt derart, daß in diesem Beispiel die resultierende Luminanz-Bandbreite die NTSC-Luminanz-Bandbreite von 4,2 MHz nicht überschreitet. Dieses Signal ist im Standard-NTSC-Format farbkodiert, und die Luminanz- und Chrominanz-Komponenten dieses Signals sind geeignet vorgefiltert (z. B. unter Verwendung von Halbbild-Kammfiltern), um eine verbesserte Luminanz/Chrominanz-Trennung sowohl in den Standard-NTSC- als auch in den Breitbildempfängern zu gewährleisten. Die zeitliche Dehnung der zweiten Komponente (hochfrequente Information der Ranteile) verringert deren horizontale Bandbreite auf etwa 1,16 MHz. Diese Komponente ist mit dem Hauptsignal (der ersten Komponente) räumlich nicht korreliert, und es werden folglich spezielle Sicherheitsmaßnahmen vorgenommen, um deren Sichtbarkeit auf den Standard-NTSC-Empfängern zu verhindern, wie es noch besprochen wird.

Der erweiterte, von 5,0 bis 6,0 MHz reichende hochfrequente Anteil der Luminanzinformation der dritten Komponente wird zuerst frequenzmäßig nach unten in einen Frequenzbereich von 0 bis 1,0 MHz verschoben, bevor die weitere Verarbeitung erfolgt. Die vierte Komponente (zeitliches Halbbild-Differenz-Helfersignal) wird in das 4:3-Standardformat abgebildet, damit sie mit der Hauptsignalkomponente korreliert, um dadurch ihre Sichtbarkeit auf Standard-NTSC-Empfängern zu verdecken, und sie ist in der Bandbreite horizontal auf 750 kHz begrenzt.

Wie nachfolgend im einzelnen noch näher erläutert wird, werden die ersten, zweiten und dritten Komponenten durch jeweilige Intraframe-Mittelungseinrichtungen 38, 64 und 76 verarbeitet (eine Art vertikal-zeitliches [V-t]-Filter), um das vertikal-zeitliche Übersprechen zwischen den Haupt- und Zusatzsignalkomponenten auf einem Breitbild-Empfänger zu eliminieren. Die Mittelteilinformation der ersten Komponente wird oberhalb von annähernd 1,5 MHz einer Intraframe-Mittelung unterzogen. Die zweiten und dritten intraframe-gemittelten Komponenten, bezeichnet mit X und Z, erfahren vor der Quadraturmodulation eines alternierenden 3,108-MHz-Hilfsträgers ASC mit einer periodisch wechselnden (invertierenden) Halbbild-Phase in einem Block 80 eine nichtlineare Amplitudenkomprimierung. In einer Additionsstufe 40 wird der intraframe-gemittelten ersten Komponente (N) ein modulierte Signal (M) aus dem Block 80 hinzugefügt. Ein sich dabei ergebendes Ausgangssignal ist ein Basisbandsignal (NTSCF) mit 4,2 MHz Bandbreite, das zusammen mit einer tieffpassgefilterten vierten Komponente (YTN) von 750 kHz aus einem Filter 79 einen HF-Bildträger in einem Block 57 quadraturmoduliert, um ein NTSC-kompatibles HF-Signal zu erzeugen, das an einen Standard-NTSC-Empfänger oder einen Breitbildempfänger mit progressiver Abtastung über einen einzigen Rundfunkkanal mit Standard-Bandbreite übertragen werden kann.

Die Anwendung der zeitlichen Komprimierung auf die erste Komponente ermöglicht es, die niedrigfrequente Randteilinformation vollständig in den horizontalen Überabtastungsbereich eines Standard-NTSC-Signals einzupressen. Die hochfrequente Randteilinformation der zweiten Komponente und die hochfrequente Luminanz-Detailinformation der dritten Komponente sind mit dem Standard-NTSC-Signal durch den Video-Übertragungskanal in einer zu einem Standard-Empfänger transparenten Weise spektral aufgeteilt, und zwar durch die Anwendung eines Quadraturmodulationsverfahrens auf einen alternierenden Hilfsträger im Block 80, wie es noch erläutert wird. Bei Empfang mit einem Standard-NTSC-Empfänger ist nur der Mittelteilbereich des Hauptsignals (die erste Komponente) sichtbar. Die zweiten und dritten Komponenten können ein Interferenzmuster geringer Amplitude hervorrufen, das jedoch bei normalen Betrachtungsabständen und bei normalen Einstellungen der Bildregler nicht wahrzunehmen ist.

Die vierte Komponente wird in Empfängern mit Synchronvideodetektoren vollständig unterdrückt. In Empfängern mit Hüllkurvenvergleichern wird die vierte Komponente zwar verarbeitet, aber nicht wahrgenommen, weil sie mit dem Hauptsignal korreliert ist.

Das Hauptsignal (Komponente 1) weist ein aktives Standard-NTSC-Horizontal-Zeilenintervall von annähernd 52 Mikrosekunden (μ s) auf. Nur die hochfrequente Information dieser Komponente wird oberhalb von etwa 1,5 MHz einer Intraframe-Mittelung unterzogen. Die zeitlich komprimierte niedrigfrequente Randteilinformation dieser Komponente wird nicht dem Vorgang der Intraframe-Mittelung unterzogen. Es wurde festgestellt, daß eine solche selektive Intraframe-Verarbeitung der Hauptkomponente die Auflösung der diagonalen Randteil-Bildinformation durch Eliminieren unerwünschter gezackter diagonalen Artefakte verbessert, die zuweilen auf „Zacken“ zurückgeführt werden, welche andererseits in einem rekonstruierten Bild erzeugt würden, wenn die komprimierte Randteilinformation des Hauptsignals einer Intraframe-Mittelung unterzogen wurde.

In dieser Hinsicht ist zu bemerken, daß die Randteilinformation niedriger Frequenz der Hauptsignalkomponente mit einem Randkomprimierungsfaktor (SCF) von annähernd sechs zeitlich komprimiert wurde. Wenn eine solche zeitlich komprimierte Information einer Intraframe-Mittelung unterzogen wird, bevor sie in dem Empfänger zur Wiedergewinnung des Bildes zeitlich gedehnt wird, würde die wiedergewonnene Randteil-Bildinformation gezackte Diagonalen aufweisen, weil die bei Horizontalfrequenz, bei welcher die Intraframe-Mittelung begonnen wurde, dann annähernd SCF-mal niedriger als für das Mittelteil wäre. Die diagonale Bildinformation wird zunehmend gestört („gezackt“), da die Frequenzen, bei welchen die Intraframe-Mittelung durchgeführt wird, absinken. Wenn beispielsweise das Hauptsignal bei Frequenzen oberhalb 1,5 MHz einer Intraframe-Mittelung unterzogen wird und die niedrigfrequente Randteilinformation der Komponente 1 mit einem SCF-Faktor von sechs zeitlich komprimiert wird, beginnt die Intraframe-Mittelung der Randteilinformation effektiv bei einer viel niedrigeren Frequenz von 250 KHz (1,5 MHz/SCF), wodurch sich gezackte Diagonalen ergeben. Daher würden gezackte Diagonalen in den wiedergewonnenen Randteilmereichen stärker bemerkbar sein. Da die Komponente 1 in den zeitlich komprimierten Randteilmereichen keine Intraframe-Mittelung erfährt, behält der gesamte Bereich der ursprünglichen Frequenz in diesen Bereichen (0 bis 700 KHz) die vollständige vertikale Auflösung ohne Störung infolge gezackter diagonalen Artefakte bei. Die Komponente 2, die die linke und rechte hochfrequente Randteilinformation enthält, wird so abgebildet, daß sie dieselbe Zeitperiode wie der Mittelteilbereich der Komponente 1 einnimmt. Auf diese Weise werden die linken und rechten Randteilhöhen zeitlich gedehnt, um den ganzen Mittelteilbereich auszuführen, wodurch die Komponente 2 ein aktives Horizontal-Abtastintervall von annähernd 50 μ s aufweist, welches dem Horizontal-Abtastintervall des Mittelteilbereiches der Komponente 1 entspricht. Zu diesem Zweck beträgt der Randdehnungsfaktor (SEF) ungefähr 4,32, verglichen mit einem Randdehnungsfaktor von ungefähr

4,49, welcher erforderlich wäre, um die linken und rechten Randteilinformationen der Komponente 2 bis zur vollen aktiven Zeilendauer von $52\text{ }\mu\text{s}$ zu dehnen.

Beide Komponenten 2 und 3 werden in den Mittelteilbereich abgebildet, und zwar wegen der Intraframe-Verarbeitung, die an der Komponente 1 und den Zusatzkomponenten 2 und 3 ausgeführt wird. Wie nachfolgend erläutert wird, ist die Intraframe-Mittelung ein Prozeß, welcher die Trennung der beiden zuvor kombinierten Signalkomponenten erleichtert, in diesem Fall beispielsweise das Hauptsignal N und das modulierte Zusatzsignal M. Da der Bereich der Intraframe-Verarbeitung bei der Komponente 1 reduziert wurde, um nur den Mittelteilbereich von $50\text{ }\mu\text{s}$ einzuschließen, wird die Abbildung der Modulationskomponenten 2 und 3 in ähnlicher Weise modifiziert, so daß nur der Mittelteilbereich umfaßt wird. Wie oben erwähnt, wird die Komponente 3 so abgebildet, daß sie mit dem Mittelteilintervall durch lineare zeitliche Komprimierung der erweiterten Horizontal-Luminanzinformation auf $50\text{ }\mu\text{s}$ übereinstimmt. Die Zeitkomprimierung der Komponente 3 von $52\text{ }\mu\text{s}$ auf $50\text{ }\mu\text{s}$ verzichtet auf einen Teil der räumlichen Korrelation mit der Hauptkomponente 1, aber es läßt sich mit Sicherheit feststellen, daß die Mittel- und Randteilbereiche des rekonstruierten Bildes eine ähnliche Horizontal-Auflösung aufweisen. Obwohl die räumliche Korrelation zwischen den Komponenten 1 und 3 wünschenswert ist, um die Wirkungen des Übereprechens zwischen dem alternierenden Hilfsträger und dem Hauptsignal zu überdecken, wird die Bedeutung der Aufrechterhaltung einer vollkommenen räumlichen Korrelation der Komponente 3 reduziert, weil der alternierende Hilfsträger bereits nichtkorrelierte Information in Form der Komponente 2 enthält. Das Maß der räumlichen Korrelation, aufgegeben in der Komponente 3, ist unbedeutend und wird durch die sich ergebende gleichartige Horizontalaufklärung der Mittel- und Randteile aufgewertet. Die Komponente 4 ist nicht intraframe-gemittelt und bleibt unverändert, indem sie die volle aktive Zeilendauer von $52\text{ }\mu\text{s}$, übereinstimmend mit dem Hauptsignal, aufweist. In dem Dekodierer, der in Verbindung mit Figur 13 beschrieben wird, wird die Intraframe-Verarbeitung nur mit Bezug auf den Mittelteilbereich zur Trennung der Signale M und N durchgeführt. Nach der Demodulation der Komponente M in die Teilkomponenten 2 und 3 werden die Komponenten 2 und 3 in ihre originalen Zeitschlitze abgebildet, d. h., um somit ein vollständiges aktives Zeilenintervall von $52\text{ }\mu\text{s}$ einzunehmen.

Die Figur 1 b veranschaulicht das HF-Spektrum des offenbarten EDTV-Breitbildsystems einschließlich der Zusatzinformation im Vergleich zu dem HF-Spektrum eines Standard-NTSC-Systems. In dem Spektrum des offenbarten Systems erstrecken sich die Randteilhöhen und die zusätzliche hochfrequente Horizontal-Luminanz-Detailinformation annähernd bis zu $1,16\text{ MHz}$ auf jeder Seite der alternierenden Hilfsträgerfrequenz (ASC) von $3,108\text{ MHz}$. Die V-T-Helfersignalinformation (Komponente 4) erstreckt sich 750 kHz auf jeder Seite der Bildträgerfrequenz des Hauptsignals.

Ein Breitbildempfänger mit progressiver Abtastung enthält eine Vorrichtung zur Wiederherstellung des ursprünglichen progressiven Breitbild-Abtastsignals. Verglichen mit einem Standard-NTSC-Signal weist das wiederhergestellte Breitbildsignal linke und rechte Randteile mit einer Standard-NTSC-Auflösung und ein Mittelteil mit einem 4:3-Bildseitenverhältnis mit höherem horizontalem und vertikalem Luminanzdetail, insbesondere in feststehenden Bereichen eines Bildes, auf.

Zwei grundsätzliche Überlegungen beherrschen die Signalverarbeitungstechnik, die mit der Entwicklung und Verarbeitung der ersten, zweiten, dritten und vierten Signalkomponenten verbunden ist. Diese beiden Überlegungen sind die Kompatibilität mit bestehenden Empfängern und die Wiederherstellbarkeit im Empfänger.

Vollständige Kompatibilität bedeutet auch Kompatibilität von Empfänger und Sender, so daß existierende Standard-Empfänger Breitbild-EDTV-Signale empfangen und eine Standardwiedergabe ohne spezielle Anpassungseinrichtungen erzeugen können. Eine Kompatibilität in diesem Sinn erfordert beispielsweise, daß das Bildabtastformat im Sender im wesentlichen das gleiche ist wie das Bildabtastformat im Empfänger oder zumindest innerhalb der Toleranz des empfängerseitigen Bildabtastformats liegt. Kompatibilität bedeutet außerdem, daß besondere, nicht zum Standard gehörende Komponenten physisch oder bezüglich der Wahrnehmbarkeit im Hauptsignal verborgen sind, wenn die Wiedergabe mittels eines Standard-Empfängers erfolgt. Um Kompatibilität im letztgenannten Sinn zu erreichen, verwendet das offenbarte System die folgenden Verfahren, um die Zusatzkomponenten zu verbergen.

Wie oben bereits beschreiben, sind die Randteiltiefen in dem normalen Horizontal-Überabtastungsbereich eines Standardempfängers physisch verborgen. Die Komponente 2, die im Vergleich zur Komponente der Randteiltiefen wenig Energie enthält, und die Komponente 3, welche normalerweise ein hochfrequentes Detailsignal geringer Energie ist, werden einer Amplitudenkomprimierung und einer Quadraturmodulation auf einen alternierenden Hilfsträger bei $3,108\text{ MHz}$ unterzogen, welches eine Zeilensprungabtastfrequenz ist (ungeradzahliges Vielfaches der halben Horizontalzeilenfrequenz).

Die Frequenz, Phase und Amplitude des alternierenden Hilfsträgers sind so gewählt, daß die Sichtbarkeit des modulierten alternierenden Hilfsträgersignals so weit wie möglich reduziert ist, beispielsweise durch Steuerung der Phase des alternierenden Hilfsträgers von Halbbild zu Halbbild, so daß sie aller 180° von einem Halbbild zum nächsten wechselt, anders als die Phase des Chrominanz-Hilfsträgers von einem Halbbild zum nächsten. Obwohl die Komponenten des modulierten alternierenden Hilfsträgers völlig innerhalb des Chrominanz-Durchlaßbandes ($2,0$ bis $4,2\text{ MHz}$) liegen, sind die Komponenten des modulierten alternierenden Hilfsträgers merklich verborgen, weil sie als komplementäres Farbflimmern mit Halbbildfrequenz wieder gegeben werden, welches vom menschlichen Auge bei normalen Pegeln der Chrominanzsättigung nicht wahrgenommen wird.

Außerdem werden durch die nichtlineare Amplitudenkomprimierung der Modulationskomponenten vor der Amplitudenmodulation in vorteilhafter Weise momentane Amplitudenüberschinger auf einen akzeptierbaren niedrigeren Pegel reduziert. Die Komponente 3 ist hinsichtlich der Information des Mittelbereiches der Komponente 1 räumlich korreliert, und sie ist mit Bezug auf die linken und rechten Informationsanteile der Komponente 1 etwas weniger räumlich korreliert. Dies erfolgt mit Hilfe eines Bildformatkodierers, wie er noch erläutert wird.

Die Komponente 4, das „Helfer“-Signal, ist infolge der zeitlichen Dehnung der Mittelteilinformation ebenfalls verborgen, um die Anpassung an das 4:3-Standardformat zu gewährleisten, wodurch die vierte Komponente mit dem Hauptsignal räumlich korreliert. Die Komponente 4 wird in Standardempfängern mit Synchrondetektoren unterdrückt, während sie in Standardempfängern mit Hüllkurvendektoren infolge ihrer räumlichen Korrelation mit dem Hauptsignal der Wahrnehmung verborgen bleibt.

Die Wiedergewinnung der Komponenten 1, 2 und 3 in einem Breitbildempfänger mit progressiver Abtastung wird durch die Anwendung eines Prozesses der Intraframe-Verarbeitung im Sender und Empfänger ermöglicht. Dieser Prozeß wird im Sendersystem der Figuren 1 und 1 a durch die zugehörigen Elemente 38, 64 und 76 und im Empfänger durch zugeordnete

Elemente durchgeführt, wie es noch erläutert wird. Die Intraframe-Mittelung ist eine Signalbehandlungstechnik, bei welcher zwei sichtbar korrelierte Signale für die gegenseitige Kombination so vorbehandelt werden, daß sie später schnell und genau wiedererkannt werden, beispielsweise mit Hilfe einer Halbbildspeichereinrichtung, und zwar so, daß sie frei von vertikal-zeitlichem Übersprechen sind, auch dann, wenn es sich um Bildsignale handelt und Bewegung in den Bildern vorhanden ist. Die für diesen Zweck benutzte Art der Signalbehandlung schließt im wesentlichen die Maßnahme ein, zwei Signale auf eine Halbbildbasis identisch zu machen, d. h. zwei Abtastwerte mit identischen Werten im Abstand eines Halbbildes zu erzeugen. Die Intraframe-Mittelung ist eine geeignete Technik zur Erreichung dieses Ziels, es können jedoch auch andere Techniken angewendet werden. Die Intraframe-Mittelung ist im Grunde ein Prozeß linearer, sich zeitlich ändernder digitaler Vorfilterung und Nachfilterung, um die genaue Wiedergewinnung der beiden sichtbar korrelierten kombinierten Signale zu gewährleisten. Horizontal-Übersprechen wird durch Sicherheitsbänder zwischen Horizontal-Vorfiltern im senderseitigen Kodierer und zwischen Horizontal-Nachfiltern im empfängerseitigen Kodierer eliminiert.

Die Intraframe-Mittelung ist eine Form paarweise Bildelementverarbeitung. Der Vorgang der Intraframe-Mittelung in der Zeitebene ist allgemein in Figur 1c veranschaulicht, wobei Paare von Halbbildern dadurch identisch gemacht werden, daß der Mittelwert der Bildelemente (A, B und C, D), die 262 Horizontalperioden (262H) auseinanderliegen, gebildet wird. Der Mittelwert ersetzt die ursprünglichen Werte in jeder paarweisen Gruppe. Die Figur 1d veranschaulicht den Vorgang der Intraframe-Mittelung im Zusammenhang mit dem System nach Figur 1. Beginnend mit den Komponenten 2 und 3 werden Pixelpaare (Bildelemente), die innerhalb eines Vollbildes um 262H auseinander liegen, gemittelt, und der Mittelwert (z. B. X1, X3 und Z1, Z3) ersetzt die ursprünglichen Bildelementwerte. Diese vertikal-zeitliche Mittelung findet innerhalb eines Vollbildes statt und überschreitet nicht die Vollbildgrenzen. Im Fall der Komponente 1 wird die Intraframe-Mittelung an der Information des Mittelteils oberhalb von annähernd 1,5MHz durchgeführt, um die Vertikaldetailinformation niedriger Frequenz nicht zu beeinträchtigen. Im Fall der Komponenten 1 und 2 wird die Intraframe-Mittelung an einem zusammengesetzten Signal einschließlich der Luminanz (y)- und Chrominanz (c)-Komponenten über das ganze Chrominanzband durchgeführt. Die Chrominanzkomponente des zusammengesetzten Signals übersteht die Intraframe-Mittelung, weil die Bildelemente, die um 262H auseinanderliegen, mit dem Farbhilfsträger „in Phase“ sind. Die Phase des neuen alternierenden Hilfsträgers wird so gesteuert, daß sie für um 262H auseinanderliegende Bildelemente genau gegenphasig ist und somit anders ist als die Phase des Chrominanzhilfsträgers. Wenn daher die Komponenten 2 und 3 nach der Quadraturmodulation in der Einheit 40 zur Komponente 1 hinzugefügt werden, weisen die um 262H auseinanderliegenden Bildelemente die Form $(M + A)$ und $(M - A)$ auf, wobei M ein Abtastmuster des zusammengesetzten Hauptsignals oberhalb von 1,5MHz und A ein Abtastmuster des modulierten Zusatzsignals ist.

Mit der Intraframe-Mittelung wird das vertikal-zeitliche Übersprechen im wesentlichen eliminiert, sogar bei vorhandener Bewegung im Bild. In dieser Hinsicht erzeugt der Prozeß der Intraframe-Mittelung identische Abtastmuster im Abstand von 262H. Im Empfänger ist es eine einfache Sache, den Informationsgehalt dieser Abtastmuster genau wiederzugewinnen, und zwar durch Verarbeitung der um 262H auseinanderliegenden Bildelementabtastmuster innerhalb eines Vollbildes, wie es noch erläutert wird; dadurch wird die Information des Haupt- und Zusatzsignals wiedergewonnen. In einem Dekodierer im Empfänger kann die Originalinformation, die eine Intraframe-Mittelung erfahren hat, über den Vorgang der Intraframe-Verarbeitung praktisch unversehrt wiedergewonnen werden, da die gut sichtbar korrelierte Originalinformation von Halbbild zu Halbbild im wesentlichen identisch gemacht wurde.

Auch im Empfänger wird der HF-Kanal unter Verwendung eines HF-Synchrondetektors quadraturdemoduliert. Die Komponente 4 wird dadurch von den anderen drei Komponenten getrennt. Die Intraframe-Verarbeitung wird dazu verwendet, die Komponente 1 von den modulierten Komponenten 2 und 3 zu trennen, und unter Anwendung der Quadratur-Demodulation werden die Komponenten 2 und 3 voneinander getrennt, wie dies noch unter Bezugnahme auf Figur 13 erörtert wird. Nachdem die vier Komponenten wiedergewonnen worden sind, werden die zusammengesetzten Signale gemäß der NTSC-Norm dekodiert und in die Luminanz- und Chrominanzkomponenten getrennt. Es erfolgt eine inverse Abbildung aller Komponenten, um das Breitbildseitenverhältnis wiederherzustellen, und die hochfrequenten Anteile der Randteillinformation werden mit den niedrigfrequenten Anteilen kombiniert, um die vollständige Auflösung in den Randteilen wiederzugewinnen. Die erweiterte hochfrequente Luminanz-Detailinformation wird in ihren ursprünglichen Frequenzbereich verschoben und zu dem Luminanzsignal addiert, welches dann unter Verwendung der zeitlichen Interpolation und des Helfersignals in das Format progressiver Abtastung umgewandelt wird. Das Chrominanzsignal wird unter Verwendung einer ohne zusätzliche Hilfe durchgeführten zeitlichen Interpolation in das Format progressiver Abtastung umgewandelt. Schließlich werden die im Format progressiver Abtastung vorliegenden Luminanz- und Chrominanzsignale in die analoge Form umgewandelt und matrisiert, um die Farbbildsignale R, G und B für die Darstellung auf einem mit progressiver Abtastung arbeitenden Breitbild-Wiedergabegerät zu erzeugen.

Bevor das kompatible Breitbild-Kodiersystem nach Figur 1a näher beschrieben wird, seien die Signalwellenformen A und B der Figur 2 betrachtet. Das Signal A ist ein dem Bildseitenverhältnis 5:3 entsprechendes Breitbildsignal, das in ein mit dem NTSC-Standard kompatibles Signal für ein Bildseitenverhältnis 4:3 umgewandelt werden soll, das durch Signal B bildlich dargestellt ist. Das Breitbildsignal A enthält einen als Mittelteil bezeichneten Bereich mit primären Bildinformationen, der ein Intervall TC einnimmt, und linke und rechte Randteilmereiche mit sekundären Bildinformationen, die die Intervalle TS belegen. In diesem Beispiel weisen die linken und rechten Randteile im wesentlichen gleiche Bildseitenverhältnisse auf, die kleiner als diejenigen des dominierenden Mittelteils sind, welches sich dazwischen einstellt.

Das Breitbildsignal A wird in das NTSC-Signal B umgewandelt, und zwar durch vollständige Komprimierung einer bestimmten Randteillinformation in die horizontalen Überabtastungsbereiche mit den Zeitintervallen T_0 . Das Standard-NTSC-Signal hat ein aktives Zeilenintervall T_A (mit einer Dauer von 52,6 Mikrosekunden), welches Überabtastungsintervalle T_0 , ein Wiedergabe-Zeitintervall T_D , das die wiederzugebende Videoinformation enthält, und ein gesamtes Horizontal-Zeilendauerintervall T_H mit einer Dauer von 63,556 Mikrosekunden einschließt. Die Intervalle T_A und T_H sind dieselben Intervalle sowohl für die Breitbild- als auch für die Standard-NTSC-Signale. Es wurde gefunden, daß nahezu alle Konsum-Fernsehempfänger ein Überabtastungsintervall aufweisen, das mindestens 4% der gesamten aktiven Zeilendauer T_A belegt, d. h. 2% Überabtastung jeweils an den linken und rechten Randteilen. Bei einer Zeilensprungabtastrate von $4 \times f_{sc}$ (wobei f_{sc} die Frequenz des Farbhilfsträgers ist) enthält jedes Horizontal-Zeilenintervall 910 Pixel (Bildelemente), von denen 754 die wiederzugebende aktive Horizontal-Zeilen-Bildinformation bilden.

Das Breitbild-EDTV-System ist in Figur 1a ausführlicher dargestellt. Nachfolgend wird auf Figur 1a Bezug genommen. Eine mit progressiver Abtastung und 525 Zeilen und 60 Halbbildern pro Sekunde arbeitende Breitbildkamera 10 liefert ein Breitbild-Farbsignal mit den Komponenten R, G und B und in diesem Beispiel mit einem Breitbild-Seitenverhältnis von 5:3. Es könnte auch eine Signalquelle mit Zeilensprungabtastung verwendet werden, aber eine mit progressiver Abtastung arbeitende Signalquelle liefert bessere Ergebnisse. Eine Breitbildkamera hat ein größeres Bildseitenverhältnis und eine größere Videobandbreite im Vergleich zu einer Standard-NTSC-Kamera, wobei die Videobandbreite einer Breitbildkamera proportional dem Produkt ihres Bildseitenverhältnisses und der Gesamtanzahl der Zeilen pro Vollbild ist, neben anderen Faktoren. Bei gleichbleibender Abtastgeschwindigkeit der Breitbildkamera führt eine Vergrößerung des Bildseitenverhältnisses zu einer entsprechenden Erhöhung ihrer Videobandbreite sowie auch zu einer größeren horizontalen Komprimierung der Bildinformation, wenn das Signal auf einem Standard-Fernsehempfänger mit einem Bildseitenverhältnis 4:3 wiedergegeben wird. Aus diesen Gründen ist es notwendig, daß Breitbildsignal zu modifizieren, wenn es voll NTSC-kompatibel sein soll.

Das Farbvideosignal, das von dem Kodiersystem nach Figur 1 verarbeitet wird, enthält sowohl Luminanz- als auch Chrominanzsignalkomponenten. Die Luminanz- und Chrominanzsignale enthalten sowohl nieder- als auch hochfrequente Informationen, welche in der nachfolgenden Beschreibung als „Tiefen“ („lows“) und „Höhen“ („highs“) bezeichnet werden. Die Breitbild-Farbvideosignale progressiver Abtastung, die eine große Bandbreite aufweisen und von der Kamera 10 kommen, werden in einer Einheit 12 matrisiert, um die Luminanzkomponente Y und die Farbdifferenz-Signalkomponenten I und Q aus den Farbsignalen R, G und B abzuleiten. Die Breitbandsignale progressiver Abtastung werden mit der achtfachen Frequenz ($8 \times f_{sc}$) des Chrominanzhilfsträgers abgetastet und individuell von der analogen in die digitale (binäre) Form durch getrennte Analog-Digital-Wandler (A/D) in einer A-D-Einheit 14 umgewandelt, bevor sie individuell mittels getrennter vertikal-zeitlicher Tiefpaßfilter in einer Filtereinheit 16 gefiltert werden, um gefilterte Signale YF, IF und QF zu erzeugen. Diese Signale weisen jeweils die Form auf, wie sie durch die Wellenform A in Figur 2 angegeben ist. Die getrennten Filter sind lineare, zeitinvariante 3×3 -Filter von der Art, wie sie in Figur 10 gezeigt sind und noch erläutert werden. Diese Filter reduzieren die vertikal-zeitliche Auflösung leicht, insbesondere die diagonale vertikal-zeitliche Auflösung, um unerwünschte Zeilensprungabtastungs-Artefakte (beispielsweise Flimmern, gezackte Kanten und andere auf Umfalteffekten beruhende Erscheinungen) im Hauptsignal (Komponente 1 in Figur 1) nach der Umwandlung der progressiven Abtastung in die Zeilensprungabtastung zu verhindern. Die Filter bewahren nahezu die volle Vertikalaufösung in stillstehenden Teilen des Bildes.

Der Dehnungsfaktor (CEF) des Mittelteils ist eine Funktion der Differenz zwischen der Breite eines von einem Breitbildempfänger wiedergegebenen Bildes und der Breite eines von einem Standardempfänger wiedergegebenen Bildes. Die Bildbreite einer Breitbilddarstellung mit einem Bildseitenverhältnis von 5:3 ist 1,25mal größer als die Bildbreite einer Standardwiedergabe mit einem Bildseitenverhältnis von 4:3. Dieser Faktor von 1,25 ist ein vorläufiger Faktor für die Dehnung des Mittelteils, der eingestellt werden muß, um dem Überabtastungsbereich eines Standardempfängers Rechnung zu tragen und eine absichtliche leichte Überlappung der Bereichsgrenzen zwischen den Mittel- und Randteilen zu berücksichtigen, wie es noch erläutert wird. Diese Gesichtspunkte schreiben einen Dehnungsfaktor CEF von 1,19 vor.

Die Signale der progressiven Abtastung aus dem Filternetzwerk 16 weisen eine Bandbreite von 0 bis 14,32 MHz auf und werden jeweils in Signale des 2:1-Zeilensprungformats mit Hilfe von Progressiv-Zeilensprungabtast-Wandlern (P-Z-Wandler) 17a, 17b und 17c umgewandelt, deren Einzelheiten noch in Verbindung mit den Figuren 22 und 23 erörtert werden. Die Bandbreite der Ausgangssignale IF', QF' und YF' von den P-Z-Wandlern 17a bis 17c beläuft sich auf einen Bereich von 0 bis 7,16 MHz, da die Horizontal-Abtastfrequenz für Signale der Zeilensprungabtastung die Hälfte der Signale der progressiven Abtastung ist. Bei dem Umwandlungsprozeß wird das progressive Abtastsignal unterabtastet, indem die Hälfte der verfügbaren Bildelement-Abtastmuster genommen wird, um das Hauptsignal im 2:1-Zeilensprungformat zu erzeugen.

Es wird ausdrücklich jedes progressive Abtastsignal in das 2:1-Zeilensprungformat umgewandelt, und zwar durch Beibehaltung entweder der ungeradzahligen oder der geradzahligen Zeilen in jedem Halbbild, und Auslesen der zurückgehaltenen Bildelemente mit einer Frequenz von $4 \times f_{sc}$ (14,32 MHz). Die gesamte darauffolgende digitale Verarbeitung der durch Zeilensprungabtastung gewonnenen Signale erfolgt mit einer Frequenz von $4 \times f_{sc}$.

Das Netzwerk 17c enthält auch ein Fehlvorhersagenetzwerk. Ein Ausgangssignal des Netzwerkes 17c, YF', ist die im Zeilensprungformat unterabtastete Luminanzversion der vorgefilterten Komponente der progressiven Abtastung. Ein anderes Ausgangs- (Luminanz-) Signal des Netzwerkes 17c, YT, enthält die zeitliche Information, die von der Halbbild-Differenzinformation abgeleitet ist und einen zeitlichen Vorhersage- oder Interpolationsfehler zwischen tatsächlichen und vorhergesagten Werten der Luminanz-Abtastmuster repräsentiert, die im Empfänger „fehlen“, wie es noch erläutert wird. Die Vorhersage basiert auf einer zeitlichen Mittelung der Amplituden der „Vor“- und „Nach“-Bildelemente, die im Empfänger verfügbar sind. Das Signal YT, ein Luminanz-„Helfer“-Signal, trägt dazu bei, das Signal der progressiven Abtastung im Empfänger wiederherzustellen und legt im Prinzip über einen Fehler Rechenschaft ab, den der Empfänger der Erwartung nach hinsichtlich nichtstationärer Bildsignale machen kann, und erleichtert die Auslöschung eines solchen Fehlers im Empfänger. In den unbewegten Teilen eines Bildes ist der Fehler Null, und im Empfänger wird die volle Wiederherstellung durchgeführt. Es wurde gefunden, daß ein Chrominanz-Helfer-Signal praktisch nicht notwendig ist, und daß ein Luminanz-Helfer-Signal zur Erzielung guter Ergebnisse ausreicht, da das menschliche Auge für fehlende vertikale oder zeitliche Chrominanzdetails weniger empfindlich ist. Die Figur 2a veranschaulicht den verwendeten Algorithmus zur Entwicklung eines Helfersignals YT.

Nachfolgend wird auf Figur 2a Bezug genommen. Die Bildelemente A, X und B in dem progressiven Abtastsignal nehmen dieselbe räumliche Position in einem Bild ein. Die schwarzen Bildelemente, beispielsweise A und B, werden als Hauptsignal übertragen und sind im Empfänger verfügbar. Ein weißes Bildelement, beispielsweise X, wird nicht übertragen und von einer zeitlichen Vollbildmittelung $(A + B)/2$ vorhergesagt. Das heißt, in dem Kodierer wird für „feh'lende“ Bildelemente X durch Mittelung der Amplituden der „Vor“- und „Nach“-Bildelemente A und B eine Vorhersage getroffen. Der Vorhersagewert $(A + B)/2$ wird von dem tatsächlichen Wert X subtrahiert, um ein Vorhersagefehlersignal zu erzeugen, entsprechend dem Helfersignal, mit einer Amplitude gemäß dem Ausdruck $X - (A + B)/2$. Dieser Ausdruck kennzeichnet die zeitliche Halbbild-Differenzinformation außer der Information der zeitlichen Vollbildmittelung. Das Helfersignal wird mittels eines 750-kHz-Tiefpaßfilters horizontal einer Tiefpaßfilterung unterzogen und als Helfersignal YF' übertragen. Die Bandbegrenzung des Helfersignals auf 750 kHz ist notwendig, um dieses Signal vor dem Interferieren mit dem nächstniederen HF-Kanal zu bewahren, nachdem dieses Signal auf den HF-Bildträger moduliert ist. Im Empfänger erfolgt unter Verwendung eines Mittelwertes der

Abtastmuster A und B eine gleichartige Vorhersage des fehlenden Bildelementes X, und der Vorhersagefehler wird zu der Vorhersage addiert. Das heißt, X wird durch Addition des Vorhersagefehlers $X - (A + B)/2$ zu dem zeitlichen Mittelwert $(A + B)/2$ wiedergewonnen. Auf diese Weise erleichtert das Helfersignal die Umwandlung vom Zeilensprungformat in das progressive Abtastformat.

Das Helfersignal, das durch den offenbarten zeitlichen Vorhersagealgorithmus vorteilhaft erzeugt wird, ist ein Signal mit geringem Energieinhalt im Vergleich zu einem Vorhersagesignal, das durch andere Algorithmen erzeugt wird, beispielsweise durch den Algorithmus zur Erzeugung eines Zeilendifferenzsignals, der von M. Tsienberg in einem Artikel „*NTSC Two-Channel Compatible HDTV System*“ beschrieben ist, veröffentlicht in *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Band CE-33, No. 3, August 1987, Seiten 146 bis 153. In stillstehenden Bereichen eines Bildes ist die Fehlerenergie gleich Null, weil die Vorhersage vollkommen ist. Ein Zustand niedriger Energie manifestiert sich durch stillstehende und praktisch stillstehende Bilder (z. B. eine Nachrichtensendung mit einem Reporter vor einem stillstehenden Hintergrund).

Es hat sich gezeigt, daß der offenbarte Algorithmus die am wenigsten störenden Artefakte nach der Bildrekonstruktion im Empfänger verursacht, und daß das von diesem offenbarten Algorithmus erzeugte Helfersignal seine Nützlichkeit behält, nachdem es auf etwa 750 KHz bandbegrenzt (gefiltert) worden ist. Das von dem offenbarten Algorithmus erzeugte Helfersignal weist vorteilhafterweise bei unbewegter Bildinformation eine Energie von Null auf, und infolgedessen wird ein zu einem stillstehenden Bild gehöriges Helfersignal durch Filterung nicht beeinträchtigt.

Auch wenn das Helfersignal nicht übertragen wird, ist die Rekonstruktion des Breitbildes wesentlich besser. In einem solchen Fall erscheinen stillstehende Teile des Bildes viel schärfer als in einem NTSC-Standardbild, allerdings werden bewegte Teile etwas „weicher“ und können einen „Schwebungs“-Artefakt enthalten. Ein Rundfunksender braucht also das Helfersignal nicht von Anfang an zu übertragen, sondern kann wählen, die HF-Übertragung zu einem späteren Zeitpunkt zu verbessern.

Das offenbarte System der zeitlichen Vorhersage ist nützlich sowohl für progressive Abtastung als auch für Zeilensprung-Abtastung mit höheren als den Standard-Zeilensprungfrequenzen, sie funktioniert jedoch am besten bei einer Quelle der progressiven Abtastung, bei welcher Bildpunkte A, X und B die gleiche räumliche Position in einem Bild belegen, was zu einer vollkommenen Vorhersage für stillstehende Bilder führt. Die zeitliche Vorhersage wird jedoch auch in stillstehenden Bereichen eines Bildes unvollkommen sein, wenn das Original-Breitbild aus einer mit Zeilensprungabtastung arbeitenden Signalquelle kommt. In einem solchen Fall hat das Helfersignal mehr Energie und wird geringe Artefakte in stillstehenden Teilen eines rekonstruierten Bildes einführen. Versuche haben gezeigt, daß die Verwendung einer Zeilensprung-Signalquelle zwar annehmbare Ergebnisse bringt mit Artefakten, die nur bei näherer Betrachtung wahrnehmbar werden, daß aber eine Quelle von Signalen bei Progressivabtastung weniger Artefakte bringt und bessere Ergebnisse liefert.

In der Anordnung nach Figur 1a werden die im Zeilensprungformat vorliegenden Breitbildsignale IF', QF' und YF' von den P-Z-Wandlern 17a bis 17c jeweils in einem zugehörigen Horizontal-Tiefpaßfilter 19a bzw. 19b bzw. 19c gefiltert, um ein Signal IF'' mit einer Bandbreite von 0 bis 600 kHz, ein Signal QF'' mit einer Bandbreite von 0 bis 600 kHz und ein Signal YF'' mit einer Bandbreite von 0 bis 5 MHz zu erzeugen. Diese Signale werden anschließend einem Vorgang der Bildformat-Kodierung unterworfen, wobei jedes dieser Signale in das 4:3-Format gebracht wird. Dies geschieht mittels einer Bildformat-Kodiereinrichtung, zu der eine Rand-Mittelteil-Trenneinrichtung und Verarbeitungseinheit 18 gehört. Kurz gesagt wird der Mittelbereich einer jeden Breitbild-Zeile zeitlich gedehnt und in den wiedergegebenen Teil der aktiven Zeilendauer mit einem Bildseitenverhältnis 4:3 abgebildet. Die zeitliche Dehnung bewirkt eine Verminderung der Bandbreite, so daß die Zeilensprungfrequenzen des Original-Breitbildsignals mit der Bandbreite des NTSC-Standards kompatibel gemacht werden. Die Randteile werden in Horizontalfrequenzbänder aufgespalten, so daß die Komponente, welche die hochfrequenten Anteile („Höhen“) der Farbe des I- und des Q-Signals enthält, eine Bandbreite von 83 kHz bis 600 kHz aufweist (wie für das Signal IH in Figur 7 gezeigt) und die Komponente, welche die „Höhen“ des Luminanzsignals Y enthält, eine Bandbreite von 700 kHz bis 5,0 MHz aufweist (wie für das Signal YH in Figur 6 gezeigt). Die niedrigfrequenten Anteile („Tiefen“) der Randteile, d. h., die gemäß den Figuren 6 und 7 entwickelten Signale YO, IO und QO, enthalten eine Gleichstromkomponente und werden unter zeitlicher Komprimierung in den linken und rechten Horizontal-Überabtastungsbereich einer jeden Zeile abgebildet. Die Randteil-Höhen werden gesondert verarbeitet. Einzelheiten dieses Bildformat-Kodierungsvorgangs werden nachstehend erläutert. Für die Betrachtung der nachstehend beschriebenen Einzelheiten der Kodierung ist es hilfreich, auch die Figur 1e zu betrachten, die den Prozeß der Kodierung der Komponenten 1, 2, 3 und 4 im Zusammenhang mit der wiedergewonnenen Mittel- und Randteillinformation veranschaulicht. Die gefilterten Zeilensprungsignale IF'', QF'' und YF'' werden von der Randteil/Mittelteil-Trenneinrichtung und Verarbeitungseinrichtung 18 verarbeitet, um drei Gruppen von Ausgangssignalen zu erzeugen: YE, IE und QE; YO, IO und QO und YH, IH und QH. Die ersten beiden Signalgruppen (YE, IE, QE und YO, IO, QO) werden zu einem Signal verarbeitet, das eine Mittelteilkomponente mit voller Bandbreite und die Luminanz-Tiefen der Randteile enthält, die in die Horizontal-Überabtastungsbereiche gepreßt sind. Die dritte Signalgruppe (YH, IH, QH) wird zu einem Signal verarbeitet, das die Randteil-Höhen enthält. Wenn diese Signale kombiniert werden, erhält man ein NTSC-kompatibles Breitbildsignal mit einem Bildseitenverhältnis 4:3. Einzelheiten der die Einheit 18 bildenden Schaltungen sind in den Figuren 6, 7 und 8 gezeigt und werden in Verbindung mit diesen Figuren 6, 7 und 8 beschrieben.

Die Signale YE, IE und QE enthalten die vollständige Mittelteilinformation und haben dasselbe Format, wie es in der Figur 3 für das Signal YE gezeigt ist. Das Signal YE wird aus dem Signal YF'' kurz gesagt wie folgt abgeleitet. Das Breitbildsignal YF'' enthält Bildelemente 1 bis 754, die während des aktiven Zeilenintervalls des Breitbildsignals erscheinen und sowohl Randteil- als auch Mittelteilinformationen enthalten. Die breitbandige Mittelteilinformation (Bildelemente 75 bis 680) wird als Mittelteil-Luminanz-Signal YC mittels eines Zeit-Demultiplexverfahrens extrahiert. Das Signal YC wird zeitlich gedehnt, und zwar um den Mittelteil-Dehnungsfaktor 1,19 (d. h. 5,0 MHz:4,2 MHz), um das NTSC-kompatible Mittelteilsignal YE zu erzeugen. Das Signal YE weist eine NTSC-kompatible Bandbreite (0 bis 4,2 MHz) infolge der zeitlichen Dehnung um den Faktor 1,19 auf. Das Signal YE belegt das Bildwiedergabeintervall TD (Figur 2) zwischen den Überabtastungsbereichen TO. Die Signale IE und QE werden aus den Signalen IF'' bzw. QF'' abgeleitet und in gleichartiger Weise verarbeitet wie das Signal YE.

Die Signale YO, IO und QO enthalten die niedrigfrequenten Anteile („Tiefen“) der Randteillinformation, die in den linken und den rechten Horizontal-Überabtastungsbereich eingefügt sind. Die Signale YO, IO und QO haben das gleiche Format, wie es für das Signal YO in der Figur 3 gezeigt ist. Das Signal YO wird aus dem Signal YF'' kurz gesagt wie folgt abgeleitet. Das

Breitbildsignal YF" enthält linke Randteilkinformation in den Bildelementen 1 bis 84 und rechte Randteilkinformation in den Bildelementen 671 bis 754. Wie noch zu erläutern ist, wird das Signal YF" tiefpaßgefiltert, um ein Luminanz-Tiefensignal mit einer Bandbreite von 0 bis 700 kHz zu erzeugen, aus dem dann mittels eines Zeit-Demultiplexverfahrens ein linkes und ein rechtes Randteil-Tiefensignal extrahiert wird (Signal YL' in Figur 3). Das Luminanz-Tiefensignal YL' wird zeitlich komprimiert, um das Randteil-Tiefensignal YO mit der komprimierten niedrigfrequenten Information in den Überabtastungsbereichen zu erzeugen, also in den Bildelementen 1 bis 14 und 741 bis 754. Das komprimierte Randteil-Tiefensignal weist eine proportional zum Maß der Zeitkompression erhöhte Bandbreite auf. Die Signale IO und QO werden aus den Signalen IF" bzw. QF" entwickelt und in gleichartiger Weise verarbeitet wie das Signal YO.

Die Signale YE, IE, QE und YO, IO und QO werden durch eine Randteil/Mittelteil-Kombinationsschaltung 28, z. B. einen Zeitmultiplexer, miteinander kombiniert, um Signale YN, IN und QN mit einer NTSC-kompatiblen Bandbreite und einem Bildseitenverhältnis 4:3 zu erzeugen. Diese Signale haben die Form des in Figur 3 dargestellten Signals YN. Die Kombinationsschaltung 28 enthält ferner geeignete Signalverzögerungen, um die Laufzeiten der zu kombinierenden Signale einander anzugleichen. Solche ausgleichenden Signalverzögerungen befinden sich auch an anderen Stellen des Systems überall dort, wo es gilt, Signallaufzeiten anzugleichen.

Ein Modulator 30, ein Bandpaßfilter 32, ein Horizontal/Vertikal/Zeit-Bandsperrfilter 34 und die Kombinationsschaltung 36 stellen einen verbesserten NTSC-Signalkodierer 31 dar. Die Chrominanzsignalkomponenten IN und QN werden mittels des Modulators 30 auf einen Hilfsträger SC der NTSC-Farbhilfsträgerfrequenz von nominell 3,58 MHz moduliert, um ein modulierte Signal CN zu erzeugen. Der Modulator 30 ist herkömmlicher Bauart und wird in Verbindung mit Figur 9 beschrieben. Das modulierte Signal CN erfährt eine Bandpaßfilterung in vertikaler (V) und zeitlicher (T) Dimension im zweidimensionalen (V-T)-Filter 32, das Übersprech-Artefakte im Zeilensprung-Chrominanzsignal entfernt, bevor dieses Signal als Signal CP auf einen Chrominanzsignaleingang der Kombinationsschaltung 36 gegeben wird. Das Luminanzsignal YN erfährt eine Bandsperrfilterung in horizontaler (H), vertikaler (V) und zeitlicher (T) Dimension mittels des dreidimensionalen H-V-T-Bandsperrfilters 34, bevor es als Signal YP an einen Luminanzeingang der Kombinationsschaltung 36 gelegt wird. Die Filterung des Luminanzsignals YN und der Chrominanz-Farbdifferenzsignale IN und QN soll sicherstellen, daß nach der anschließenden NTSC-Kodierung das Übersprechen zwischen Luminanz und Chrominanz wesentlich reduziert ist. Mehrdimensionale räumlich-zeitliche Filter wie das H-V-T-Filter 34 und das V-T-Filter 32 in Figur 1a haben eine Struktur, wie sie in Figur 10 gezeigt ist und nachstehend beschrieben wird.

Das H-V-T-Bandsperrfilter 34 in Figur 1a hat den in Figur 10b gezeigten Aufbau und entfernt die Frequenzkomponenten sich aufwärts bewegender Diagonalen aus dem Luminanzsignal YN. Diese Frequenzkomponenten sind in ihrem Erscheinungsbild ähnlich wie Komponenten des Farbhilfsträgers und werden entfernt, um eine Lücke im Frequenzspektrum herzustellen, wo modulierte Chrominanzinformation eingefügt wird. Die Wegnahme der Frequenzkomponenten sich aufwärts bewegender Diagonalen aus dem Luminanzsignal YN verschlechtert ein wiedergegebenes Bild nicht sichtbar, denn es wurde festgestellt, daß das menschliche Auge für solche Frequenzkomponenten praktisch unempfindlich ist. Das Filter 34 weist eine Grenzfrequenz von ungefähr 1,5 MHz auf, um die Vertikaldetailinformation in der Luminanz nicht zu beeinträchtigen.

Das V-T-Bandpaßfilter 32 reduziert die Chrominanz-Bandbreite, so daß die modulierte Chrominanzinformation der Randteile in die Lücke eingesetzt werden kann, die, wie oben beschrieben, vom Filter 34 im Luminanzspektrum geschaffen ist. Das Filter 32 reduziert die vertikale und zeitliche Auflösung der Chrominanzinformation, so daß steile und bewegte Kanten leicht verwischt werden, was jedoch wenig oder gar keine Folgen hat, weil das menschliche Auge für solche Effekte unempfindlich ist. Die Kombinationsschaltung 36 liefert an ihrem Ausgang ein Mittelteil/Randteil-Tiefensignal C/SL, das wiederzugebende NTSC-kompatible Information enthält, die aus dem Mittelteil des Breitbildsignals abgeleitet ist, sowie komprimierte Randteil-Tiefen (sowohl Luminanz wie auch Chrominanz), die aus den Randteilen des Breitbildsignals abgeleitet sind und nun in den linken und rechten Horizontal-Überabtastungsbereichen eingeordnet sind, wobei sie von einem Betrachter auf einem NTSC-Empfänger nicht zu sehen sind. Die komprimierten Randteil-Tiefen im Überabtastungsbereich bilden den einen Bestandteil der Randteilkinformation für eine Breitbildwiedergabe. Der andere Bestandteil, die Randteil-Höhen, wird durch die Verarbeitungseinheit 18 entwickelt, wie es unten beschrieben wird. Die Randteil-Höhensignale YH (Luminanzhöhen), IH (I-Höhen) und QH (Q-Höhen) sind in der Figur 4 gezeigt. Die Figuren 6, 7 und 8 zeigen eine Anordnung zur Entwicklung dieser Signale, wie es noch beschrieben wird. Die in Figur 4 dargestellten Signale YH, IH und QH enthalten hochfrequente Informationen des linken Randteils in den Bildelementen 1 bis 84 und hochfrequente Informationen des rechten Randteils in den Bildelementen 671 bis 754.

Der Mittelteilbereich des Signals C/SL wird in der Intraframe-Mittelungsschaltung 38 verarbeitet, um ein Signal zu erzeugen, das an den Eingang der Additionsstufe 40 geführt wird. Das intraframe-gemittelte Signal N ist im wesentlichen identisch mit dem Signal C/SL wegen der gut sichtbaren Korrelation der Intraframe-Bild-Information des Signals C/SL. Die Mittelungsschaltung 38 mittelt das Signal C/SL oberhalb von ungefähr 1,5 MHz und trägt dazu bei, vertikalzeitliches Übersprechen zwischen dem Hauptsignal und den Zusatzsignalen zu reduzieren oder zu eliminieren. Der Hochpaß-Frequenzbereich von 1,5 MHz und darüber, in welchem die Intraframe-Mittelungsschaltung 38 arbeitet, wurde deswegen gewählt, damit eine vollständige Intraframe-Mittelung für Informationen bei 2 MHz und darüber stattfindet, um zu verhindern, daß Luminanz-Vertikaldetailinformation durch den Prozeß der Intraframe-Mittelung beeinträchtigt wird. Horizontal-Übersprechen wird durch ein 200-kHz-Sicherheitsband zwischen einem Filter, das zur Intraframe-Mittelungsschaltung 38 im Kodierer 31 gehört, und einem Filter, das zu einer Intraframe-Verarbeitungseinheit im Dekodierer nach Figur 13 gehört, eliminiert. Die Figur 11b zeigt Einzelheiten der für die Höhen vorgesehenen Intraframe-Mittelungsschaltung 38. Die Figuren 11b und 13 werden nachfolgend erläutert. Die Signale IH, QH und XH werden mit Hilfe eines NTSC-Kodierers 60, der dem Kodierer 31 ähnlich ist, in das NTSC-Format gebracht. Im einzelnen enthält der Kodierer 60 eine Einrichtung des in Figur 9 gezeigten Typs sowie eine Einrichtung zur Quadraturmodulation der Höhen der Randteil-Chrominanz-Information auf die Höhen der Randteil-Luminanz-Information bei 3,58 MHz, um ein Signal NTSC zu erzeugen, welches die Höhen der Randteil-Information im NTSC-Format darstellt. Dieses Signal ist in Figur 5 gezeigt.

Die Anwendung einer mehrdimensionalen Bandpaßfilterung in den NTSC-Kodierern 31 und 60 gestattet es in vorteilhafter Weise, daß die Luminanz- und Chrominanzkomponenten praktisch frei von Übersprechen im Empfänger voneinander getrennt werden, wenn der Empfänger eine komplementäre mehrdimensionale Filterung zur Trennung von Luminanz- und

Chrominanzinformation verwendet. Die Verwendung komplementärer Filter für die Kodierung und Dekodierung von Luminanz und Chrominanz werden als kooperative Verarbeitung bezeichnet; sie ist ausführlich von C. H. Stolle in einem Artikel mit dem Titel „Cooperative Processing for Improved Chrominance/Luminance Separation“ beschrieben, veröffentlicht im SMPTE Journal, Band 95, Nr. 8, August 1986, Seiten 782 bis 789. Selbst Standardempfänger, die herkömmliche Kerbfilter und Zeilenkammfilter benutzen, profitieren von der Verwendung einer solchen mehrdimensionalen Verfilterung im Kodierer, indem sie weniger Übersprechen zwischen Chrominanz und Luminanz zeigen.

Das Signal NTSC wird in einer Einheit 62 zeitlich gedehnt, um ein gedehntes Randteil-Höhensignal ESH mit einem aktiven Horizontal-Zeilenintervall von $50\mu\text{s}$ zu erzeugen, d. h. weniger als das aktive Standard-NTSC-Zeilenintervall mit annähernd $52\mu\text{s}$. Im einzelnen erfolgt die Dehnung, wie in Figur 5 gezeigt, durch einen „Abbildungs“-Prozeß, bei dem die linken Randteildelemente 1 bis 84 des Signals NTSC in die Bildelementpositionen 15 bis 377 des Signals ESH abgebildet werden, d. h., die Höhen des linken Randteils im Signal NTSC werden so gedehnt, daß sie annähernd die Hälfte der Zeilendauer des Signals ESH belegen. Der dem rechten Randteil zugeordnete Teil (Bildelemente 671 bis 754) des Signals NTSC wird in ähnlicher Weise verarbeitet. Der Zeitdehnungsprozeß vermindert die horizontale Bandbreite der Information des Signals ESH (im Vergleich zu derjenigen des Signals NTSC) um den Faktor 363/84.

Der Abbildungsprozeß, durch den die zeitliche Dehnung erfolgt, kann durch eine Einrichtung des Typs realisiert werden, wie er in den Figuren 12 bis 12 d gezeigt ist und in Verbindung mit diesen Figuren weiter unten beschrieben wird. Das Signal ESH erfährt eine Intraframe-Mittelung in einem Netzwerk 64 des in Figur 11 a gezeigten Typs, um ein Signal X zu erzeugen, wie es in Figur 5 dargestellt ist. Dieses Mittelwertsignal X ist im wesentlichen identisch mit dem Signal ESH, und zwar wegen der gut sichtbaren Korrelation der Bildinformationen des Signals ESH innerhalb eines Vollbildes. Das Signal X wird an einen Signaleingang eines Quadraturmodulators 80 gegeben.

Das Signal YF wird außerdem durch ein Horizontal-Bandpaßfilter 70 mit einer Bandbreite von 5 bis 6,0 MHz gefiltert. Das Ausgangssignal des Filters 70, horizontale Luminanz-Höhen enthaltend, wird an einen Amplitudenmodulator 72 gelegt, in welchem es die Amplitude eines 5-MHz-Trägersignals f_c moduliert. Der Modulator 72 enthält ausgangsseitig ein Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von ungefähr 1,0 MHz, um am Ausgang des Modulators 72 ein Signal im Bandbereich 0 bis 1,0 MHz zu erhalten. Das obere („umgefaltete“) Seitenband (5,0 bis 6,0 MHz) des Modulationsprozesses wird durch das 1,0-MHz-Tiefpaßfilter entfernt. Effektiv sind die horizontalen Luminanz-Höhen-Frequenzen im Bereich von 5,0 bis 6,0 MHz durch den Amplitudenmodulationsprozeß und die anschließende Tiefpaßfilterung in den Frequenzbereich 0 bis 1,0 MHz verschoben. Die Trägeramplitude sollte hoch genug sein, damit die ursprünglichen Signalamplituden nach der Filterung durch das 1,0-MHz-Tiefpaßfilter erhalten bleiben. Das heißt, es erfolgt eine Frequenzverschiebung ohne Beeinflussung der Amplitude.

Das frequenzverschobene Signal der horizontalen Luminanz-Höhen aus der Einheit 72 wird mittels eines Bildformat-Kodierers 74 bedient (zeitlich komprimiert). Das heißt, der Kodierer 74 kodiert die frequenzverschobenen Horizontal-Luminanz-Höhen derart, daß dieses Signal ein aktives Zeilenintervall von $50\mu\text{s}$ und damit weniger als das aktive Standard-NTSC-Intervall von $52,6\mu\text{s}$ aufweist; das erfolgt durch Anwendung von Verfahren, die im Zusammenhang mit den Figuren 6 bis 8 erläutert werden. Wenn das Eingangssignal am Kodierer 74 in diesem zeitlich komprimiert wird, erhöht sich dessen Bandbreite von annähernd 1,0 MHz auf 1,1 MHz am Ausgang des Kodierers 74. Das Signal vom Kodierer 74 wird mittels einer Einrichtung 76, die derjenigen in der Figur 11 a dargestellten Einrichtung ähnlich ist, einer Intraframe-Mittelung unterzogen, bevor es als Signal an die Einheit 60 gelegt wird. Das Intraframe-gemittelte Signal Z ist im wesentlichen identisch mit dem Signal von dem Kodierer 74, und zwar wegen der gut sichtbaren Korrelation der Bildinformationen innerhalb eines Vollbildes des vom Kodierer 74 kommenden Signals. Das Modulationssignal X ist ein zusammengesetztes Signal, das Luminanz- und Chrominanzinformation enthält, und das Modulationssignal weist im wesentlichen die gleiche Bandbreite von annähernd 0 bis 1,1 MHz auf.

Wie es in Verbindung mit Figur 24 noch erläutert wird, führt die Einheit 80 bei großen Amplitudenausschlägen der beiden Zusatzsignale X und Z eine nichtlineare Amplitudenkomprimierung nach einer Gammafunktion durch, bevor diese Signale ein alternierendes Hilfsträgersignal ASC quadraturmodulieren. Es wird ein Gammawert von 0,7 benutzt, wodurch der Absolutwert einer jeden Abtastprobe auf die 0,7te Potenz gehoben und mit dem Vorzeichen des ursprünglichen Abtastmusterwertes multipliziert wird. Die Gammakomprimierung reduziert die Sichtbarkeit eventuell störender großer Amplitudenausschläge der modulierten Signale in normalen Empfängern und erlaubt eine vorhergesagte Wiedergewinnung im Breitbildempfänger, weil die inverse Funktion der im Kodierer benutzten Gammafunktion vorhersagbar ist und leicht im Dekodierer des Empfängers realisiert werden kann.

Die amplitudenkomprimierten Signale werden dann mittels Quadraturmodulation dem phasengesteuerten alternierenden 3,1075-MHz-Hilfsträger ASC aufgeprägt, dessen Frequenz ein ungeradzahliges Vielfaches der halben Horizontalzeilen-Frequenz ist ($395 \times H/2$). Die Phase des alternierenden Hilfsträgers wird jeweils von einem zum nächsten Halbbild um 180° geändert, anders als die Phase des Farbhilfsträgers, die nicht von Halbbild zu Halbbild wechselt. Die halbbildweise wechselnde Phase des alternierenden Hilfsträgers erlaubt es, daß sich die modulierende Information der Zusatzsignale X und Z mit der Chrominanzinformation überlappen kann. Es entstehen komplementärphasige zusätzliche Informationskomponenten A1, -A1 und A3, -A3 des modulierten Zusatzsignals. Dies ermöglicht es, im Empfänger die Zusatzinformation unter Verwendung eines relativ unkomplizierten Halbbildspeichers abzutrennen. Das quadraturmodulierte Signal M wird in der Additionsstufe 40 mit dem Signal N addiert. Das resultierende Signal NTSCF ist ein NTSC-kompatibles 4,2-MHz-Signal.

Die beschriebene, im Kodierer nichtlineare Gammafunktion dient zur Komprimierung großer Amplituden. Sie bildet einen Bestandteil eines nichtlinearen komprimierenden und dehrenden Kompandierungssystems (Kompression/Expansion), das als weiteren Bestandteil für die Dehnung der Amplitude eine komplementäre Gammafunktion im Dekodierer eines Breitbildempfängers enthält, wie es nachfolgend noch beschrieben wird. Es hat sich gezeigt, daß das offenbarte nichtlineare Kompandierungssystem die Auswirkung der nicht zum Standard gehörenden Zusatzinformation auf die Standard-Bildinformation beträchtlich reduziert, ohne ein Bild durch Rauscheffekte sichtbar zu verschlechtern. Das Kompandierungssystem verwendet eine nichtlineare Gammafunktion, um große Amplitudenausschläge der zusätzlichen, nicht zum Standard gehörenden hochfrequenten Breitbildinformation im Kodierer zu komprimieren, und eine komplementäre nichtlineare Gammafunktion, um eine solche hochfrequente Information im Dekodierer wieder entsprechend zu dehnen. Das Resultat ist, daß große Amplituden der hochfrequenten zusätzlichen Information die existierende Standard-Videoinformation im beschriebenen kompatiblen Breitbildsystem weniger stören, wobei die nicht zum Standard gehörende zusätzliche Breitbildinformation in niedrigfrequente Teile und in hochfrequente Teile aufgespalten wird, die der Kompandierung unterworfen

werden. Im Dekodierer führt eine nichtlineare Amplitudendehnung der komprimierten hochfrequenten Information nicht zu übermäßig merklichem Rauschen. Das heißt, große Amplituden hochfrequenter Information sind typischerweise mit kontrastreichen Bildkanten verbunden, und das menschliche Auge ist für das Rauschen an solchen Kanten unempfindlich. Der beschriebene Komprimierungsvorgang reduziert außerdem vorteilhafterweise Kreuzmodulationsprodukte zwischen dem alternierenden Hilfsträger und dem Chrominanzhilfsträger, so daß auch damit zusammenhängende sichtbare Schwebungserscheinungen reduziert werden.

Das Luminanz-Detailsignal YT in Figur 1 a weist eine Bandbreite von 7,18 MHz auf und wird mittels eines Bildformatkodierers 78 auf das 4:3-Bildformat kodiert (beispielsweise in der gleichen Weise, wie es in Figur 6 gezeigt ist) und erfährt anschließend in einem Filter 79 horizontal eine Tiefpaßfilterung auf 750 kHz, um ein Signal YTN zu erzeugen. Die Randteilkanten werden vor ihrer zeitlichen Komprimierung auf 125 kHz tiefpaßgefiltert, was in einem eingangsseitigen Tiefpaßfilter des Bildformatkodierers 78 erfolgt, das dem Eingangsfilter 610 der in Figur 6 dargestellten Einrichtung entspricht, jedoch eine Grenzfrequenz von 125 kHz hat. Die Höhen der Rundteile werden unterdrückt. Somit ist das Signal YTN räumlich mit dem Hauptsignal C/SL korreliert.

Die Signale YTN und NTSCF werden mit Hilfe von Digital-Analog-Wandlern (D/A) 53 und 54 aus der (binären) Digitalform in die Analogform umgewandelt, bevor sie an einen HF-Quadraturmodulator 57 geführt werden, um sie einem Fernseh-HF-Trägersignal aufzumodulieren. Das HF-modulierte Signal wird anschließend an einen Sender 55 gegeben, um es über eine Antenne 56 abzustrahlen.

Der im Modulator 80 verwendete alternierende Hilfsträger ASC ist horizontalsynchronisiert, und die Frequenz ist so gewählt, daß eine ausreichende Trennung von Randteil- und Mittelteilinformation sichergestellt ist (z. B. 20 bis 30 dB), und daß sich keine wesentlichen Auswirkungen auf ein Bild ergeben, das mit einem NTSC-Standardempfänger wiedergegeben wird. Die ASC-Frequenz sollte vorzugsweise eine Zeilensprung-Frequenz mit einem ungeradzahligem Vielfachen der halben Horizontalzeilenfrequenz sein, so daß keine Störungen verursacht werden, welche die Qualität eines wiedergegebenen Bildes beeinträchtigen könnten.

Die auf diese Weise in der Einheit 80 durchgeführte Quadraturmodulation gestattet in vorteilhafter Weise die gleichzeitige Übertragung zweier schmalbandiger Signale. Die zeitliche Dehnung und Modulation hochfrequenter Signale führt zu einer Verminderung der Bandbreite, entsprechend den Schmalband-Erfordernissen der Quadraturmodulation. Je mehr die Bandbreite vermindert es, desto weniger wahrscheinlich ist es, daß Störwirkungen zwischen Träger und Modulationssignalen auftreten. Außerdem wird die typischerweise mit hoher Energie auftretende Gleichstromkomponente der Randteilinformation in den Überabtastungsbereich gepreßt und nicht als Modulationssignal verwendet. Somit ist die Energie des Modulationssignals und deswegen die damit verbundene Störung sehr verringert.

Das kodierte und über die Antenne 56 abgestrahlte NTSC-kompatible Breitbildsignal soll sowohl von NTSC-Empfängern als auch von Breitbildempfängern empfangen werden können, wie es die Figur 13 zeigt.

Nach der Figur 13 wird ein gesendetes kompatibles Breitbild-Fernsehsignal mit erweiterter Auflösung und im Zeilensprungformat mit einer Antenne 1310 aufgefangen und dem Antenneneingang eines NTSC-Empfängers 1312 zugeführt. Der Empfänger 1312 verarbeitet das kompatible Breitbildsignal in normaler Weise, um ein Bild mit dem Seitenverhältnis 4:3 wiederzugeben, wobei die Randteilinformation des Breitbildes zum Teil (d. h. die „Tiefen“) in die Horizontal-Überabtastungsbereiche außerhalb der Sicht des Betrachters gepreßt sind und zum Teil (d. h. die „Höhen“) in dem modulierten alternierenden Hilfsträgersignal enthalten sind, welches den Betrieb des Standardempfängers nicht stört.

Das von der Antenne 1310 aufgefangene kompatible Breitbildsignal erweiterter Auflösung (EDTV-Breitbildsignal) wird außerdem auf einen mit progressiver Abtastung arbeitenden Breitbildempfänger 1320 gegeben, der ein Bild mit einem großen Seitenverhältnis von z. B. 5:3 wiedergeben kann. Das empfangene Breitbildsignal erfährt eine erste Verarbeitung in einer Eingangseinheit 1322, die einen HF-Tuner und Verstärkerschaltungen, einen ein Basisband-Videosignal erzeugenden Synchron-Videomodulator (einen Quadratur-Demodulator) und Analog-Digital-Wandler-Schaltungen (A-D-Wandler) enthält, um ein Basisband-Videosignal (NTSCF) in binärer Form zu erzeugen. Die A-D-Wandler-Schaltungen arbeiten mit einer Probenabtastfrequenz entsprechend dem Vierfachen der Farbhilfsträgerfrequenz ($4 \times f_{sc}$).

Das Signal NTSCF wird einer Intraframe-Verarbeitungseinheit 1324 zugeführt, in welcher in einem Frequenzbereich oberhalb 1,7 MHz Bildzeilen verarbeitet werden, die jeweils innerhalb eines betreffenden Vollbildes um 262 Horizontalzeilenperioden (262 H) auseinanderliegen, um so das Hauptsignal N und das quadraturmodulierte Zusatzsignal M praktisch frei von vertikaalem und zeitlichem Übersprechen (V-T-Übersprechen) wiederzugewinnen. Zwischen der bei 1,7 MHz liegenden unteren Grenze der Betriebsfrequenz der Einheit 1324 und der bei 1,5 MHz liegenden unteren Grenze der Betriebsfrequenz der Einheit 38 im Kodierer der Figur 1 a befindet sich ein 200 kHz breites Sicherheitsband gegen horizontales Übersprechen. Das wiedergewonnene Signal N enthält Informationen, die mit der Bildinformation des Hauptsignals C/SL im wesentlichen sichtbar identisch sind, und zwar wegen der guten Korrelation der sichtbaren Informationen innerhalb eines Vollbildes des Original-Hauptsignals C/SL, das die Intraframe-Mittelung im Kodierer nach Figur 1 a erfahren hat.

Das Signal M wird auf eine Quadraturdemodulator- und Amplitudendehnungseinheit 1326 gegeben, um die Zusatzsignale X und Z mit Hilfe eines alternierenden Hilfsträgers ASC zu demodulieren, dessen Phase von Halbbild zu Halbbild wechselt, ähnlich wie bei dem in Verbindung mit Figur 1 a beschriebenen Hilfsträgersignal ASC. Die demodulierten Signale X und Z enthalten Information, die sichtbar im wesentlichen identisch mit der Bildinformation des Signals ESH bzw. des Ausgangssignals der Einheit 74 in Figur 1 a ist, und zwar infolge der Korrelation der gut sichtbaren Informationen innerhalb jeweils eines Vollbildes in diesen Signalen, die eine Intraframe-Mittelung im Kodierer der Figur 1 a erfahren haben. Die Einheit 1326 enthält außerdem ein 1,5-MHz-Tiefpaßfilter, um unerwünschte hochfrequente Demodulationsprodukte der zweifachen Frequenz des alternierenden Hilfsträgers zu entfernen, und eine Amplitudendehnungsschaltung, um die (zuvor komprimierten) demodulierten Signale unter Verwendung einer inversen Gammafunktion zu dehnen, die das Inverse der von der Einheit 80 in Figur 1 a benutzten nichtlinearen Kompressionsfunktion ist (also einen Gammawert von $1/0,7 = 1,429$ hat). Eine Einheit 1328 bewirkt eine zeitliche Komprimierung der farbcodierten hochfrequenten Anteile der Randteilinformationen, so daß sie wieder ihre ursprünglichen Zeitschlitze belegen, wodurch das Signal NTSCH wiederhergestellt wird. Die Einheit 1328 komprimiert das Signal NTSCH zeitlich um das gleiche Maß, um welches die Einheit 62 in Figur 1 a das Signal NTSCH zeitlich gedehnt hat.

Ein Kodierer 1330 dekodiert das die horizontal-hochfrequenten Anteile der Luminanz (Y-Höhen) enthaltende Signal Z in das

Breitbildformat, und zwar durch zeitliche Dehnung dieses Signals um das gleiche Maß, wie die zeitliche Komprimierung der entsprechenden Komponente im Kodierer der Figur 1 a erfolgte und in Figur 17 unter Verwendung der darin beschriebenen Abbildungsverfahren angegeben ist.

Ein Modulator 1332 gibt das Signal vom Dekodierer 1330 mittels Amplitudenmodulation auf einen 5,0-MHz-Träger f_c . Das amplitudenmodulierte Signal wird anschließend in einem Filter 1334 mit einer Grenzfrequenz von 5,0 MHz hochpaßgefiltert, um das untere Seitenband zu unterdrücken. Im Ausgangssignal des Filters 1334 sind die Frequenzen der Mittelteilinformation von 5,0 bis 6,0 MHz und die Frequenzen der Randteilinformation von 5,0 bis 6,0 MHz wiedergewonnen. Das vom Filter 1334 gelieferte Signal wird an eine Additionsstufe 1336 gegeben.

Das Signal NTSCH von der Komprimierungseinrichtung 1328 wird einer Einheit 1340 zugeführt, um die Luminanz-Höhen von den Chrominanz-Höhen zu trennen und Signale YH, IH und QH zu erzeugen. Dies kann mit Hilfe der in Figur 18 gezeigten Anordnung erfolgen.

Das Signal N von der Einheit 1324 wird in einer Luminanz/Chrominanz-Trenneinrichtung 1342 in seine Luminanz- und Chrominanz-Komponenten YN, IN und QN getrennt. Die Trenneinrichtung 1342 kann ähnlich der Trenneinrichtung 1340 ausgebildet sein und eine Anordnung des in Figur 18 gezeigten Typs verwenden.

Die Signale YH, IH, QH und YN, IN, QN werden an die Eingänge eines Y-I-Q-Bildformatdekodierers 1344 gegeben, der die Luminanz- und Chrominanzkomponenten in das Breitbildformat dekodiert. Die Randteil-Tiefen werden zeitlich gedehnt, die Mittelteilinformation wird zeitlich komprimiert, die Randteil-Höhen werden mit den Randteil-Tiefen addiert, und die Randteile werden unter Bildung des zehn Bildelemente breiten Überlappungsbereichs mit dem Mittelteil zusammengefügt, und zwar unter Anwendung der in Figur 14 veranschaulichten Prinzipien. Einzelheiten des Dekodierers 1344 sind in Figur 19 dargestellt.

Das Signal YF' wird an die Additionsstufe 1336 geführt, dort wird es mit dem vom Filter 1334 kommenden Signal summiert. Durch diesen Vorgang wird wiedergewonnene Information mit erweiterten hochfrequenten Horizontaldetails der Luminanz mit dem dekodierten Luminanzsignal YF' addiert.

Die Signale YF', IF' und QF' werden mit Hilfe von Bildrastrer-Wandlern 1350, 1352 bzw. 1354 aus dem Zeilensprung-Abtastformat in das Format progressiver Abtastung umgewandelt. Der Bildrastrer-Wandler 1350 für die Luminanz spricht außerdem auf das „Helfer“-Luminanzsignal YT aus dem Bildformat-Dekodierer 1360 an, der das dekodierte „Helfersignal“ YTN dekodiert. Der Kodierer 1360 dekodiert das Signal YTN in das Breitbildformat und weist einen Aufbau auf, der dem in Figur 17 gezeigten Aufbau ähnlich ist.

Die Bildrastrer-Wandler 1352 und 1354 für die I- bzw. Q-Komponente bringen die Zeilensprungsignale in das Format progressiver Abtastung, indem sie das zeitliche Mittel von Zeilen bilden, die um ein Vollbild auseinanderliegen, um so die Information für die jeweils fehlende Zeile der progressiven Abtastung zu erhalten; dies kann mit Hilfe einer Einrichtung des in Figur 20 gezeigten Typs geschehen.

Der Bildrastrer-Wandler 1350 für die Luminanz gleicht der in Figur 20 dargestellten Anordnung, nur daß das Signal YT addiert wird, wie es bei der Anordnung nach Figur 21 gezeigt ist. In dieser Einheit wird ein Abtastmuster des „Helfersignals“ YT zu einem zeitlichen Mittelwert addiert, um zur Rekonstruktion eines fehlenden Bildelementes der progressiven Abtastung beizutragen. Die vollständigen Zeitdetails werden innerhalb des Bandes der Horizontalfrequenzen wiedergewonnen, das im kodierten Zeilendifferenzsignal (750 KHz, nach der Kodierung) enthalten ist. Oberhalb dieses Bandes der Horizontalfrequenzen ist das Signal YT gleich Null, so daß das fehlende Bildelement durch zeitliche Mittelung rekonstruiert wird.

Die nun im Format progressiver Abtastung vorliegenden Breitbildsignale YF, IF und QF werden mittels eines Digital-Analog-Wandlers 1362 in die Analogform gebracht, bevor sie einer Videosignalprozessor- und Matrixverstärker-Einheit 1364 zugeführt werden. Der Videosignalprozessor in der Einheit 1364 enthält Schaltungen zur Signalverstärkung, zur Verschiebung des Gleichstrompegels, zur Spitzenwertbildung, Helligkeitsregelung, Kontrastregelung und anderer üblicher Videosignalbehandlungen. Der Matrixverstärker 1364 kombiniert das Luminanzsignal YF mit den Farbdifferenzsignalen IF und QF, um die Videofarbsignale R, G und B zu erzeugen. Diese Farbsignale werden in der Einheit 1364 durch Treiberverstärker auf einen Pegel verstärkt, der sich zur direkten Ansteuerung einer farbtüchtigen Breitbild-Wiedergabeeinrichtung wie z. B. einer Breitschirm-Bildröhre, eignet.

Die Figur 6 zeigt eine in der Verarbeitungseinheit 18 der Figur 1 a enthaltene Anordnung zur Entwicklung der Signale YE, YO und YH aus dem breitbandigen Breitbildsignal YF. Das Signal YF" erfährt eine Horizontal-Tiefpaßfilterung in einem Eingangsfilter 610 mit einer Grenzfrequenz von 700 KHz, um das aus niedrigfrequenten Luminanzanteilen bestehende Signal YL zu erzeugen, das an einen Eingang einer subtraktiven Kombinationsschaltung 612 geführt wird. Das Signal YF" wird dem anderen Eingang der Kombinationsschaltung 612 und einer Zeit-Demultiplexerschaltung 616 zugeführt, nachdem es in einer Einheit 614 verzögert wurde, um die durch Verarbeitung im Filter 610 hervorgerufene Signalverzögerung auszugleichen. Die Kombination des verzögerten Signals YF" und des gefilterten Signals YL liefert das die hochfrequenten Luminanzanteile enthaltende Signal YH am Ausgang der Kombinationsschaltung 612.

Das verzögerte Signal YF" und die Signale YH und YL werden getrennten Eingängen der Demultiplexeinrichtung 616 zugeführt, die einzelne Demultiplexer-Einheiten (abgekürzt DEMUX) 618, 620 und 621 enthält, um die Signale YF", YH und YL zu verarbeiten. Die Einzelheiten der Demultiplexeinrichtung 616 werden in Verbindung mit Figur 8 erläutert. Die Demultiplexer-Einheiten 618, 620 bzw. 621 liefern das über die volle Bandbreite gehende Mittelteilsignal YC, das Randteil-Höhensignal YH und das Randteil-Tiefensignal YL', wie sie in den Figuren 3 und 4 dargestellt sind.

Das Signal YC wird in einem Zeitdehner 622 zeitlich gedehnt, um das Signal YE zu erzeugen. Diese Dehnung erfolgt mit einem Mittelteil-Dehnungsfaktor, der so bemessen ist, daß noch Raum für die linken und rechten Horizontal-Überabtastungsbereiche bleibt. Dieser Mittelteil-Dehnungsfaktor (1,19) ist das Verhältnis der gewünschten Breite des Signals YE (Bildelemente 15 bis 740) zur Breite des Signals YC (Bildelemente 75 bis 680), wie in Figur 3 gezeigt.

Das Signal YL' wird in einer Zeitkomprimierungseinrichtung 628 um einen Rand-Komprimierungsfaktor zeitlich komprimiert, um das Signal YO zu erzeugen. Der Rand-Komprimierungsfaktor (6,0) ist das Verhältnis der Breite des entsprechenden Teils des Signals YL' (z. B. die linken Bildelemente 1 bis 84) zur gewünschten Breite des Signals YO (z. B. die linken Bildelemente 1 bis 14), wie in Figur 3 gezeigt. Die Zeitdehnungseinrichtungen 622, 624 und 626 und die Zeitkomprimierungseinrichtungen 628 können von einem Typ sein, wie er in Figur 12 gezeigt und weiter unten beschrieben wird.

Die Signale IE, IH, IO und QE, QH, QO werden aus den Signalen IF" und QF" in einer ähnlichen Weise entwickelt wie die

Signale YE, YH und YO mit Hilfe der Einrichtung nach Figur 6. Hierzu sei die Figur 7 betrachtet, die eine Einrichtung zur Erzeugung der Signale IE, IH und IO aus dem Signal IF" zeigt. Die Entwicklung der Signale QE, QH und QO aus dem Signal QF" erfolgt in ähnlicher Weise.

Nach der Figur 7 wird das breitbandige Breitbandbildsignal IF" nach Verzögerung in einer Einheit 714 auf eine Demultiplexerschaltung 716 gegeben und außerdem in einer subtraktiven Kombinationsschaltung 712 subtraktiv mit einem niederfrequenten Signal IL aus einem Tiefpaßfilter 710 kombiniert, um das hochfrequente Signal IK zu erzeugen. Das verzögerte Signal IF" und die Signale IH und IL werden durch Demultiplexer 718, 720 und 721 in der Demultiplexerschaltung 716 jeweils so dekodiert, daß die Signale IC, IH und IL' erhalten werden. Das Signal IC wird in einer Zeitdehnungseinrichtung 722 zeitlich gedehnt, um das Signal IE zu erzeugen, und das Signal IL' wird in einer Zeitkomprimierungseinrichtung 728 zeitlich komprimiert, um das Signal IO zu erzeugen. Die Dehnung des Signals IC erfolgt mit einem ähnlichen Mittelteil-Dehnungsfaktor wie die beschriebene Dehnung des Signals YC, und die Komprimierung des Signals IL' erfolgt mit einem ähnlichen Randteil-Komprimierungsfaktor wie die beschriebene Komprimierung des Signals YL'.

Die Figur 8 zeigt eine Demultiplexerschaltung 816, wie sie für die Schaltung 816 in Figur 6 und die Schaltung 716 in Figur 7 verwendet werden kann. Die Figur 8 zeigt die Schaltung in ihrer Anwendung als Demultiplexerschaltung 816 nach Figur 6. Das Eingangssignal YF" enthält 754 Bildelemente, welche die Bildinformation definieren. Die Bildelemente 1 bis 84 definieren den linken Randteil, die Bildelemente 671 bis 754 definieren den rechten Randteil, und die Bildelemente 75 bis 680 definieren den Mittelteil, welcher die linken und rechten Randteile etwas überlappt. Die Signale IF" und QF" zeigen eine ähnliche Überlappung. Wie noch beschrieben wird, wird es durch eine solche Bereichsüberlappung möglich, den Mittelteil und die Randteile im Empfänger so zusammenzufügen, daß Artefakte an den Bereichsgrenzen praktisch eliminiert werden.

Die Demultiplexerschaltung 816 enthält eine erste, eine zweite und eine dritte Demultiplexer-Einheit (DEMUX) 810 bzw. 812 bzw. 814 für die Information des linken Randteils bzw. des Mittelteils bzw. des rechten Randteils. Jede Demultiplexer-Einheit hat einen Eingang „A“, an welchen das Signal YH bzw. YF" bzw. YL gelegt wird, und einen Eingang „B“ zum Anlegen eines Austastsignals (BLK). Das Austastsignal kann z. B. ein Logikwert 0 bzw. Massepotential sein. Die Einheit 810 extrahiert das Ausgangssignal YH, das die Höhen des linken und des rechten Randteils enthält, aus dem Eingangssignal YH, solange der Wähleingang SEL von einem Zählwertvergleicher 817 ein erstes Steuersignal empfängt, welches die Anwesenheit der Bildelemente 1 bis 84 des linken Randteils und der Bildelemente 671 bis 754 des rechten Randteils anzeigt. Zu anderen Zeiten bewirkt ein zweites Steuersignal vom Zählwertvergleicher 817, daß anstelle des Signals YH vom Eingang A das Austastsignal BLK vom Eingang B an den Ausgang der Einheit 810 gekoppelt wird. Die Einheit 814 und ein Zählwertvergleicher 820 arbeiten in ähnlicher Weise, um das Randteil-Tiefensignal YL' aus dem Signal YL abzuleiten. Die Einheit 812 koppelt das Signal YF" von ihrem Eingang A an ihren Ausgang zur Erzeugung des Mittelteilsignals YC nur dann, wenn ein Steuersignal von einem Zählwertvergleicher 818 die Anwesenheit der Mittelteil-Bildelemente 75 bis 680 anzeigt. Die Zählwertvergleicher 817, 818 und 820 werden mit dem Video- oder al YF" durch ein Impulssignal vom Ausgang eines Zählers 822 synchronisiert, der auf ein Taktsignal mit dem vierfachen der Farbhilfsträgerfrequenz ($4 \times f_{sc}$) und auf ein Horizontalzeilen-Synchronsignal H anspricht, abgeleitet aus dem Videosignal YF". Jeder Ausgangsimpuls des Zählers 822 entspricht einer Bildelementposition längs einer Horizontalzeile. Der Zähler 822 hat einen Anfangsversatz, indem er mit dem Zählwert -100 beginnt, entsprechend den 100 Bildelementen vom Beginn des negativ gerichteten Horizontalsynchronimpulses zum Zeitpunkt T_{HS} bis zum Ende des Horizontalaustastintervalls, bei welchem das Bildelement 1 am Anfang des Horizontalzeilen-Wiedergabeintervalls erscheint. Somit steht der Zähler 822 am Anfang des Zeilenwiedergabeintervalls auf dem Zählwert „1“. Es können auch andere Zähleranordnungen entwickelt werden. Die von der Demultiplexerschaltung 816 angewandten Prinzipien können auch bei Multiplexerschaltungen für die Durchführung eines in umgekehrter Richtung laufenden Signalkombinierungsvorgangs verwendet werden, wie er z. B. in der Randteil-Mittelteil-Kombinationsschaltung 28 nach Figur 1 a abläuft.

Die Figur 9 zeigt Einzelheiten des Modulators 30 in den Kodierern 31 und 60 der Figur 1 a. Nach der Figur 9 werden Signale IN und ON, die mit dem Vierfachen der Chrominanzträgerfrequenz ($4 \times f_{sc}$) erscheinen, jeweils an den Signaleingang eines zugeordneten Zwischenspeichers (Latch-Schaltung) 910 bzw. 912 gelegt. Die Latch-Schaltungen 910 und 912 empfangen außerdem Taktsignale der Frequenz $4 \times f_{sc}$, um die Signale $2 \times f_{sc}$, das einem invertierenden Schaltsignaleingang der Latch-Schaltung 910 und einem nicht-invertierenden Schaltsignaleingang der Latch-Schaltung 912 zugeführt wird. Die Signalausgänge der Latch-Schaltungen 910 und 912 sind zu einer einzigen Ausgangsleitung vereinigt, auf der die Signale I und Q abwechselnd erscheinen und zu den Signaleingängen einer nichtinvertierenden Latch-Schaltung 914 und einer invertierenden Latch-Schaltung 916 gelangen. Diese Latch-Schaltungen werden mit der Frequenz $4 \times f_{sc}$ taktgesteuert, und jede von ihnen empfängt ein Schaltsignal der Chrominanzträgerfrequenz f_{sc} , die erste an einem invertierenden und die zweite an einem nichtinvertierenden Eingang. Die nichtinvertierende Latch-Schaltung 914 liefert an ihrem Ausgang in abwechselnder Folge Signale I und Q positiver Polarität, und die invertierende Latch-Schaltung 916 liefert an ihrem Ausgang in abwechselnder Folge Signale I und Q negativer Polarität, also Signale $-I$, $-Q$. Die Ausgänge der Latch-Schaltungen 914 und 916 sind zu einer einzigen Ausgangsleitung zusammengefaßt, auf der die Signale I und Q in abwechselnder Folge und jeweils paarweise zwischen entgegengesetzten Polaritäten wechselnd erscheinen, also in der Folge I, Q, $-I$, $-Q$, ... usw., um so das Signal CN zu bilden. Dieses Signal wird im Filter 32 gefiltert, bevor es in der Einheit 36 mit einer gefilterten Version des Luminanzsignals YN kombiniert wird, um das codierte NTSC-Signal C/SL zu erzeugen in der Form $Y + I, Y + Q, Y - I, Y - Q, Y + I, Y + Q, \dots$ usw. Die Figur 10 zeigt ein Filter für vertikale-zeitliche Filterung (vertikal-zeitliches Filter oder abgekürzt V-T-Filter), das durch Einstellung von Gewichtskoeffizienten a_1 bis a_9 zu einem V-T-Bandpaßfilter, einem V-T-Bandsperrfilter oder einem V-T-Tiefpaßfilter gemacht werden kann. Die Tabelle in Figur 10 a zeigt die Gewichtskoeffizienten für eine V-T-Bandpaßfilterung und eine V-T-Bandsperrfilterung, wie sie in dem hier offenbarten System verwendet werden. Ein H-V-T-Bandsperrfilter, beispielsweise ein Filter 34 der Figur 19, und H-V-T-Bandpaßfilter, die beispielsweise in dem Dekodiersystem der Figur 13 enthalten sind, umfassen jeweils die Kombination eines Horizontal-Bandpaßfilters 1020 und eines V-T-Bandsperrfilters 1021, wie in Figur 10 b gezeigt ist, und die Kombination eines Horizontal-Bandpaßfilters 1030 und eines V-T-Bandpaßfilters 1031, wie es in Figur 10 c gezeigt ist. Im H-V-T-Bandsperrfilter nach Figur 10 b hat das Horizontal-Tiefpaßfilter 1020 eine gegebene Grenzfrequenz und liefert eine gefilterte niederfrequente Signalkomponente. Dieses Signal wird in einer Kombinationsschaltung 1023 subtraktiv mit einer verzögerten Version des Eingangssignals aus einer Verzögerungseinheit 1022 kombiniert, um eine hochfrequente Signalkomponente zu erzeugen. Die niederfrequente Komponente wird mittels eines Netzwerkes 1024 um eine Vielfachperiode

verzögert, bevor sie an eine additive Kombinationsschaltung 1025 gelegt wird, um ein Ausgangssignal zu liefern, das eine H-V-T-Bandsperrfilterung erfahren hat. Das V-T-Filter 1021 hat die in Figur 10a für das V-T-Bandsperrfilter angegebenen Gewichtungskoeffizienten. Ein H-V-T-Bandpaßfilter, wie es z. B. im Kodierer der Figur 13 enthalten ist, besteht nach der Figur 10c aus einem Horizontal-Bandpaßfilter 1030 mit einer gegebenen Grenzfrequenz in Kaskade mit einem V-T-Bandpaßfilter 1031, das die in der Tabelle der Figur 10a für V-T-Bandpaßfilter angegebenen Gewichtungskoeffizienten aufweist.

Das Filter der Figur 10 enthält eine Vielzahl kaskadengeschalteter Speichereinheiten (M) 1010a bis 1010h, um an einzelnen Anzapfungen t1 bis t9 fortschreitend Signalverzögerungen zu erhalten und eine Filter-Gesamtverzögerung zu liefern. Die an den Anzapfungen abgenommenen Signale werden jeweils einem Eingang zugeordneter Multiplizierschaltungen 1012a bis 1012i zugeführt. Ein weiterer Eingang jeder Multiplizierschaltung empfängt ein vorgeschriebenes Gewichtungssignal a1 bis a9, je nach der Natur des durchzuführenden Filterungsvorgangs. Die Natur des Filterungsvorgangs schreibt auch die Verzögerungen vor, die von den Speichereinheiten 1010a bis 1010h eingeführt werden.

Filter für die horizontale Dimension enthalten Bildelement-Speicherelemente, so daß die Filter-Gesamtverzögerung kürzer ist als eine Horizontalzeilenperiode (1 H). Filter für die vertikale Dimension enthalten ausschließlich Zeilen-Speicherelemente, und Filter für die zeitliche Dimension enthalten ausschließlich Vollbild-Speicherelemente. Somit besteht ein dreidimensionales H-V-T-Filter aus einer Kombination von Bildelement-Speicherelementen ($< 1H$), Zeilen-Speicherelementen (1 H) und Vollbild-Speicherelementen ($> 1H$), während ein V-T-Filter nur die beiden letztgenannten Typen von Speicherelementen enthält. Die gewichteten angezapften (zueinander verzögerten) Signale von den Elementen 1012a bis 1012i werden in einer Additionsstufe 1015 kombiniert, um ein gefiltertes Ausgangssignal zu liefern.

Solche Filter sind nicht-rekursive Filter mit endlicher Impulsantwort (sogenannte FI-R-Filter). Die Natur der von den Speicherelementen eingeführten Verzögerung hängt vom Typ des zu filternden Signals ab, und beim vorliegenden Beispiel auch davon, welches Maß an Übersprechen zwischen der Luminanz, der Chrominanz und den hochfrequenten Randteilsignalen toleriert werden kann. Die Schärfe der Filtergrenzkennlinie und damit die Schärfe der Filterung wird verbessert, wenn man die Anzahl der kaskadengeschalteten Speicherelemente vergrößert.

Die Figur 10d zeigt eines der gesonderten Filter im Netzwerk 16 der Figur 1a. Dieses Filter enthält kaskadengeschaltete Speichereinheiten (Verzögerungseinheiten) 1040a bis 1040d und zugeordnete Multiplizierschaltungen 1042a bis 1042e mit bezeichneten Gewichtungsfaktoren a1 bis a5, welche die Signale von Anzapfungen t1 bis t5 empfangen. Ferner ist eine Kombinationsschaltung 1045 vorgesehen, welche die gewichteten Ausgangssignale der Multiplizierschaltungen a1 bis a5 summiert, um daraus ein Ausgangssignal zu bilden.

Die Figur 11a zeigt eine Intraframe-Mittelungseinrichtung, die sich für die Intraframe-Mittelungseinrichtungen 64 und 76 der Figur 1a eignet. An das Verzögerungsnetzwerk mit den 262H-Verzögerungselementen 1110 und 1112 und auch an einen Eingang eines Multiplexers (MUX) 1115, der mit der Halbbildfrequenz auf ein 30-Hz-Schaltsignal hin geschaltet wird, wird ein zusammengesetztes Videosignal gelegt. Das 30-Hz-MUX-Schaltsignal ist vertikal synchronisiert als Reaktion auf Vertikalintervall-Synchronimpulse, die zu dem zusammengesetzten Eingangsvideosignal gehören. Ein anderer Eingang des Multiplexers (MUX) 1115 empfängt ein Signal von einem Ausgang des Verzögerungselementes 1112. Zusätzlich kombiniert eine Kombinationsschaltung 1118 Ausgangssignale vom Multiplexer 1115 und von einem Punkt der Mittelanzapfung zwischen den Verzögerungselementen 1110 und 1112, nachdem diese Signale von einem Mittelungsfaktor 1/2 bewertet worden sind. Dieser Gewichtungsfaktor kann von geeigneten Matrixnetzwerken innerhalb der Kombinationsschaltung 1118 oder mit Hilfe von Signalmultiplizierschaltungen geliefert werden, die jeweils in den Eingangssignalfaden der Kombinationsschaltung 1118 angeordnet sind.

Die Signale „Y1 + C1“ und „Y2 + C2“ sind zusammengesetzte, im Abstand von 262 H befindliche, Farbvideosignale in aufeinanderfolgenden ersten und zweiten Halbbildern, und das Signal „M1“ ist ein intraframe-gemittelttes Ausgangssignal, wie es beispielsweise in Figur 1d gezeigt ist. Während eines ersten Halbbildes befindet sich der Multiplexer 1115 in einer Eingangsposition „1“ und überträgt das Signal Y2 + C2 an die Kombinationsschaltung 1118, in welcher es mit dem Signal Y1 + C1 der Mittelanzapfung summiert wird, um ein ausgangsseitiges Mittelwertsignal M1 zu erzeugen. Beim nächsten Halbbild enthält die Mittelanzapfung zwischen den Verzögerungselementen 1110 und 1112 den Signalwert Y2 + C2 und den Multiplexer 1115 befindet sich in Position „2“ zum Selektieren des Signalfades vom Ausgang des Verzögerungselementes 1112, welches den Signalwert Y1 + C1 enthält, wodurch derselbe Mittelungswert des Signals M1 vom Ausgang der Kombinationsschaltung 1118 geliefert wird. Die beschriebene Einrichtung erzeugt identische, im Abstand von 262 H befindliche Bildelemente und ist bei der Anwendung eines Mittelungsprozesses nicht begrenzt. Es können beliebige Gewichtswerte verwendet werden, um eine gewünschte gewichtete Kombination von Bildelementpaaren zu erzeugen, und es können auch Verzögerungen, die von 262 H abweichen, verwendet werden (zusammen mit einer zugehörigen Änderung der Schaltfrequenz des Multiplexers), und zwar in Abhängigkeit von den Erfordernissen eines bestimmten Systems. Die Figur 11b veranschaulicht eine frequenzselektive Intraframe-Mittelungseinrichtung, die sich als Intraframe-Mittelungseinrichtung 38 der Figur 1a eignet. Die Figur 11b enthält die Anordnung der Figur 11a mit der Ausnahme, daß mit einer Kombinationsschaltung 1128 die subtraktive und nicht die additiv Signalkombination verbunden ist, und daß ein Filter 1130, ein Gatter 1132 und eine Kombinationsschaltung 1134 dazugehören. Kurz gesagt, ist für den Ausgang der Kombinationsschaltung 1128 ein Unterschied der Halbbilder und nicht ein Mittelwert wie in der Anordnung der Figur 11a repräsentativ. Dieser Unterschied ist im wesentlichen ein Auslöschungsterm, welcher rückwärts zu dem Signal Y1 + C1 in der Kombinationsschaltung 1134 zum Auslöschen des Unterschiedes zwischen aufeinanderfolgenden Halbbildern hinzugefügt wird, um sicherzustellen, daß die Anteile der aufeinanderfolgenden Halbbilder identisch gemittelt sind. Das Filter 1130 filtert den Auslöschungsterm vom Ausgang der Kombinationsschaltung 1128, um den Mittelungsprozeß auf einen gewünschten Frequenzbereich einzuschränken. Das Gatter 1132 wird gesteuert, um festzustellen, wenn der Mittelungsprozeß in einem Bildintervall erfolgt, in diesem Fall in dem Mittelteilbereich, abgesehen von den zeitlich komprimierten Randteilmitteln. Insbesondere weisen die Eingangssignalfade zur Kombinationsschaltung 1128 Signalgewichtungskoeffizienten von $\frac{1}{2}$ und $-\frac{1}{2}$ auf, wie es dargestellt ist, so daß das Ausgangssignal von der Kombinationsschaltung 1128 der Differenz in dem Informationsgehalt der Eingangssignale für die Kombinationsschaltung 1128 entspricht, welche in benachbarten Halbbildern zeitlich um 262 H voneinander getrennt sind. Die komplementären Gewichtungskoeffizienten können durch Benutzung der Signalmultiplizierschaltungen in den jeweiligen Eingangspfaden der Kombinationsschaltung 1128 zur Verfügung gestellt

werden oder auch durch die Anordnung der Kombinationsschaltung 1128 als Differenzverstärker. Das Ausgangssignal von der Kombinationsschaltung 1128 wird in einem 1,5-MHz-Horizontal-Hochpaßfilter 1130 gefiltert, bevor es an ein elektronisches Übertragungsgatter 1132 gelegt wird. Das Gatter 1132 spricht auf ein Schaltsteuersignal für den Durchlaß des hochfrequenten Signals vom Ausgang eines Filters 1130 nur während des Mittelteils des Hauptsignals (Komponente 1) an. Zu dieser Zeit ist das Gatter 1132 offen (leitend). Das Gatter 1132 ist während der zeitlich komprimierten Randteillbereiche des Hauptsignals geschlossen (nichtleitend), beispielsweise während der dargestellten positiven Impulsintervalle des Steuersignals. Das Ausgangssignal vom Gatter 1132 wird in einer Kombinationsschaltung 1134 mit dem zusammengesetzten Videosignal summiert, das am Punkt der Mittelanzapfung zwischen den Verzögerungselementen 1120 und 1122 erscheint. Das Steuersignal des Gatters ist, ausgelöst durch den Vertikalintervall-Synchronimpuls, mit dem zugehörigen zusammengesetzten Eingangsvideosignal vertikal synchronisiert. Das Steuersignal des Gatters ist auch horizontal synchronisiert. Die Horizontalsynchronisation kann durch Ansprechen auf die Horizontalzeilen-Synchronimpulskomponente des zusammengesetzten Eingangsvideosignals einschließlich eines Bildelementzählers erreicht werden, um die Zeitsteuerung der positiven Impulskomponenten des Gatter-Steuersignals, das jedem Horizontalzeilen-Synchronimpuls folgt, zu bestimmen. Zwischen einem Horizontalzeilen-Synchronimpuls und dem ersten Bildelement kann leicht ein vorbestimmtes Zeitintervall untergebracht werden.

Nachfolgend wird wieder auf Figur 1 d zusammen mit Figur 11 b Bezug genommen. Wenn sich der Multiplexer 1125, wie gezeigt, in Position 1 befindet und Gatter 1132 geschlossen ist, dann erscheint nur das zusammengesetzte Videosignal $Y1 + C1$ von der Mittelanzapfung zwischen den Elementen 1120 und 1122 am Ausgang der Kombinationsschaltung 1134. Daher ist zu diesem Zeitpunkt das Ausgangssignal der Kombinationsschaltung 1134 die unveränderte komprimierte Randteillinformation des zusammengesetzten Videosignals $Y1 + C1$, die zum Halbbild 1 gehört. Das Ausgangssignal der Kombinationsschaltung 1134 ist die unveränderte komprimierte Randteillinformation des zusammengesetzten Videosignals $Y2 + C2$ für das nachfolgende Halbbild 2, wenn der Multiplexer 1125 die Position 2 einnimmt.

Wenn sich der Multiplexer 1125 für Halbbild 1 in Position 1 befindet und das Gatter 1132 während des Mittelteilintervalls zwischen den Randteilintervallen geschlossen ist, enthält das Ausgangssignal der Kombinationsschaltung 1134 die Signalkomponenten $Y1 + C1$ und $M1$. Die Komponente $Y1 + C1$ enthält unverändert, d. h. nicht intraframe-gemittelt, die Mittelteilinformation bei und unterhalb von annähernd 1,5 MHz. Die Komponente $M1$ enthält die intraframe-gemittelte Mittelteilinformation oberhalb von annähernd 1,5 MHz. Wenn sich der Multiplexer 1125 während des nachfolgenden Halbbildes 2 in Position 2 befindet und das Gatter 1132 während des Mittelteilintervalls geschlossen ist, enthält das Ausgangssignal von der Kombinationsschaltung 1134 die intraframe-gemittelte Komponente 1, wie oben erläutert, und die Komponente $Y2 + C2$. Die letztere Komponente enthält die unveränderte (nicht intraframe-gemittelte) Mittelteilinformation bei und unterhalb von annähernd 1,5 MHz.

Die Figur 12 zeigt eine Raster-Abbildungseinrichtung, die für die Zeitdehnungs- und Zeitkomprimierungseinrichtungen in den Figuren 6 und 7 verwendet werden kann. Die Wellenformen, auf die hierbei Bezug genommen wird, in der Figur 12 a veranschaulichen den Abbildungsprozeß. Die Figur 12 a zeigt eine Eingangssignalwellenform S mit einem mittleren Teil zwischen den Bildelementen 84 und 670, der mittels eines Zeitdehnungsprozesses auf die Bildelementpositionen 1 bis 754 einer Ausgangswellenform W abgebildet werden soll. Die End-Bildelemente 1 und 670 aus der Wellenform S werden direkt auf End-Bildelemente 1 und 754 der Wellenform W abgebildet. Die dazwischenliegenden Bildelemente werden infolge der zeitlichen Dehnung nicht direkt in einem Positionsverhältnis 1:1 abgebildet, in manchen Fällen nicht einmal in einem ganzzahligen Positionsverhältnis. Der letztgenannte Fall gilt z. B., wenn die Bildelementposition 85,33 der Wellenform S der ganzzahligen Bildelementposition 3 der Ausgangswellenform W entspricht. Die Bildelementposition 85,33 des Signals S enthält einen ganzzahligen Teil (85), und einen Bruchteil DX (0,33), und die Bildelementposition 3 der Wellenform W enthält einen ganzzahligen Teil (3) und einen Bruchteil (0).

In Anordnung nach Figur 12 liefert ein mit der Frequenz $4 \times f_{sc}$ arbeitender Bildelementzähler 1210 ein ausgangsseitiges Schreibadressen (Write Address)-Signal M , das Bildelementpositionen (1...754) eines Ausgangsrasters repräsentiert. Das Signal M wird einem programmierbaren Festwertspeicher (PROM-Speicher) 1212 zugeführt, der eine Nachschlagetabelle programmierter Werte enthält, die von der Natur der durchzuführenden Rasterabbildung abhängen, z. B. davon, ob die Abbildung komprimierend oder dehnend ist. Als Antwort auf das Signal M liefert der PROM-Speicher 1212 ein ausgangsseitiges Leseadressen (READ ADDRESS)-Signal N , welches eine ganze Zahl darstellt, und ein Ausgangssignal DX , das eine Bruchzahl darstellt, die gleich oder größer als Null ist, jedoch kleiner als 1. Im Falle eines 6-Bit-Signals DX ($2^6 = 64$) zeigt das Signal DX die Bruchteile 0, $1/64$, $2/64$, $3/64$... $63/64$.

Der PROM-Speicher 1212 erlaubt eine dehnende oder komprimierende Darstellung eines Videoeingangssignals S als Funktion der gespeicherten Werte des Signals N . So werden als Antwort auf ganzzahlige Werte des Bildelement-Positionssignals M ein programmierter Wert des Leseadressensignals N und ein programmierter Wert des Bruchteilsignals DX geliefert. Um beispielsweise eine Signaldehnung durchzuführen, ist der PROM-Speicher 1212 so ausgelegt, daß er die Signale N mit einer langsameren Geschwindigkeit liefert als die Signale M . Wenn umgekehrt eine Komprimierung erfolgen soll, liefert der PROM-Speicher 1212 die Signale N mit einer größeren Geschwindigkeit als die Signale M .

Das Videoeingangssignal S wird durch kaskadengeschaltete Bildelement-Verzögerungselemente 1214 a, 1214 b und 1214 c verzögert, um Videosignale $S(N+2)$, $S(N+1)$ und $S(N)$ zu erzeugen, bei denen es sich um zueinander verzögerte Versionen des Videoeingangssignals handelt. Diese Signale werden auf Videosignaleingänge zugehöriger Doppelanschluß-Speicher 1216 a bis 1216 d gegeben, wie sie an sich bekannt sind. Das Signal M wird an den Schreibadresseneingang eines jeden der Speicher 1216 a bis 1216 d gelegt, und das Signal N wird an den Leseadresseneingang eines jeden der Speicher 1216 a bis 1216 d gelegt.

Das Signal M bestimmt, wo ankommende Videosignalinformation in die Speicher eingeschrieben werden soll, und das Signal N bestimmt, welche Werte aus den Speichern gelesen werden sollen. Die Speicher sind so ausgelegt, daß sich Information in eine Adresse einschreiben läßt, während gleichzeitig eine andere Adresse ausgelesen wird. Die Ausgangssignale $S(N-1)$, $S(N)$, $S(N+1)$ und $S(N+2)$ von den Speichern 1216 a bis 1216 d zeigen ein zeitlich gedehntes oder zeitlich komprimiertes Format, abhängig vom Lese-/Schreib-Betrieb der Speicher 1216 a bis 1216 d, was davon abhängt, wie der PROM-Speicher 1212 programmiert ist.

Die Signale $S(N-1)$, $S(N)$, $S(N+1)$ und $S(N+2)$ von den Speichern 1216 a bis 1216 d werden in einem linearen Vierpunkt-

Interpolator verarbeitet, der Filter 1220 und 1222 zur Spitzenwertbildung (Spitzenfilter), einen PROM-Speicher 1225 und einen linearen Zweipunkt-Interpolator 1230 enthält; Einzelheiten dieser Teile sind in den Figuren 12b und 12c veranschaulicht. Die Spitzenfilter 1220 und 1222 empfangen drei Signale aus der Gruppe der Signale $S(N-1)$, $S(N)$, $S(N+1)$ und $S(N+2)$ in der gezeigten Auswahl und empfangen außerdem ein Spitzenwertsignal PX. Der Wert des Spitzenwertsignals PX ändert sich von 0 bis 1 als Funktion des Wertes des Signals DM, wie in Figur 12d gezeigt, und wird vom PROM-Speicher 1225 als Antwort auf das Signal DX abgegeben. Der PROM-Speicher 1225 enthält eine Nachschlagetabelle und ist so programmiert, daß er als Antwort auf einen gegebenen Wert von DX einen gegebenen Wert von PX liefert. Die Spitzenfilter 1220 und 1222 liefern zwei zueinander verzögerte Videosignale $S'(N)$ und $S'(N+1)$, die eine Spitzenwertbildung erfahren haben, an den linearen Zweipunkt-Interpolator 1230, der auch das Signal DX empfängt. Der Interpolator 1230 liefert ein (komprimiertes oder gedehntes) Videoausgangssignal W, das definiert ist durch den Ausdruck

$$W = S'(N) + DX [S'(N+1) - S'(N)].$$

Die beschriebene Funktion der Vierpunkt-Interpolation und Spitzenwertbildung ist vorteilhafterweise angenähert eine $(\sin X)/X$ -Interpolationsfunktion mit guter Auflösung der hochfrequenten Details.

Die Figur 12b zeigt Einzelheiten der Spitzenfilter 1220 und 1222 und des Interpolators 1230. Nach der Figur 12b werden die Signale $S(N-1)$, $S(N)$ und $S(N+1)$ einer Gewichtungsschaltung 1240 im Spitzenfilter 1220 zugeführt, in der diese Signale (in der aufgezählten Reihenfolge) mit Spitzenwertkoeffizienten $-1/4$, $1/2$ und $-1/4$ gewichtet werden. Wie in Figur 12c gezeigt, enthält die Gewichtungsschaltung 1240 Multiplizierschaltungen 1241a bis 1241c, um die Signale $S(N-1)$, $S(N)$ und $S(N+1)$ jeweils mit dem zugeordneten Spitzenwertkoeffizienten $-1/4$ bzw. $1/2$ bzw. $-1/4$ zu multiplizieren. Die Ausgangssignale der Multiplizierschaltungen 1241a bis 1241c werden in einer Additionsstufe 1242 summiert, um ein Spitzenwertsignal $P(N)$ zu erzeugen, das in einer weiteren Multiplizierschaltung 1243 mit dem Signal PX multipliziert wird, um ein Spitzenwertsignal zu liefern, das dann in einer Additionsstufe 1244 mit dem Signal $S(N)$ summiert wird, um das Spitzenwertsignal $S'(N)$ zu liefern. Das Spitzenfilter 1222 hat eine gleichartige Struktur und Wirkungsweise.

Im Zweipunkt-Interpolator 1230 wird das Signal $S'(N)$ mittels einer Subtrahierschaltung 1232 vom Signal $S'(N+1)$ subtrahiert, um ein Differenzsignal zu erzeugen, das in einer Multiplizierschaltung 1234 mit dem Signal DX multipliziert wird. Das Ausgangssignal der Multiplizierschaltung 1234 wird in einer Additionsstufe 1236 mit dem Signal $S'(N)$ summiert, um das Ausgangssignal W zu erzeugen.

Die Figur 15 zeigt Einzelheiten der Intraframe-Verarbeitungseinrichtung 1324 der Figur 13. Die Dekodiereinrichtung der Figur 15 stimmt grundsätzlich mit der Kodiereinrichtung der Figur 11b überein. Ein zusammengesetztes Eingangsvideosignal für die Verarbeitungseinrichtung 1324 in Figur 15 enthält in einem ersten Halbbild die Signalkomponenten „ $Y1 + C1$ “ und „ $M1 + A1$ “. In einem nachfolgenden zweiten Halbbild enthält das Eingangssignal die Komponenten „ $Y2 + C2$ “ und „ $M1 - A1$ “. Die Komponenten $Y1 + C1$, $M1$ und $Y2 + C2$, $M1$ sind Komponenten, die von der Intraframe-Verarbeitungseinrichtung 38 geliefert werden, wie dies in Verbindung mit Figur 11b näher beschrieben ist. Die Komponenten $+A1$ und $-A1$ stellen das alternierende Hilfstägersignal dar, das mit der Komponente 2 und der Komponente 3 der intraframe-gemittelten Information der Einheiten 64 und 76 für die jeweiligen nachfolgenden Halbbilder moduliert ist. In diesem Zusammenhang wird auf die Figuren 1, 1a und insbesondere auf die Figur 1d Bezug genommen.

Die Intraframe-Verarbeitungseinrichtung der Figur 15 arbeitet im wesentlichen in der gleichen Weise wie die Anordnung der Figur 11b, die zuvor erläutert wurde. Befindet sich der Multiplexer 1525 in Position 1, wird am Ausgang der Kombinationsschaltung 1528 die Komponente der Halbbilddifferenz gebildet. Nach der Filterung durch das Hochpaßfilter 1530 und der Gatterverknüpfung durch die Einheit 1532 erhält man eine Komponente $-A1$, welche, wenn sie in einer Kombinationsschaltung 1534 mit dem Signal $Y1 + C1$, $M1 + A1$ kombiniert wird, die modulierte zusätzliche Hilfstägerskomponente ($+A1$) löscht, um ein wiedergewonnenes Hauptsignal $Y1 + C1$, $M1$ zu erzeugen. Die Komponente $Y1 + C1$ des wiedergewonnenen Hauptsignals wird unterhalb der Grenzfrequenz des Hochpaßfilters 1530 von 1,7 MHz nicht verändert, und die Komponente $M1$ repräsentiert die intraframe-gemittelte Mittelteilinformation oberhalb von annähernd 1,7 MHz. Der Halbbilddifferenz-Löschterm ($-A1$) ist nach der Inversion in dem Verstärker 1535 mit der Verstärkung Eins das wiedergewonnene modulierte Zusatzsignal $A1$.

Das wiedergewonnene Hauptsignal $Y1 + C1$, $M1$ entspricht dem Signal N in Figur 13 und wird in einem Netzwerk 1342, wie erläutert, weiter verarbeitet. Das wiedergewonnene Zusatzsignal $A1$ entspricht dem Signal M in Figur 13 und wird in einem Netzwerk 1326 demoduliert.

Die Figur 16 veranschaulicht die Wirkungsweise des Netzwerks 1324, wie es in Figur 15 gezeigt ist, für das nächste nachfolgende Halbbild. In diesem Fall wird das Signal $Y2 + C2$, $M1 - A1$ zwischen den Verzögerungselementen 1520 und 1522 entwickelt, und der Multiplexer 1528 belegt für das Empfangssignal $Y1 + C1$, $M1 + A2$ die Position 2. Ein wiedergewonnenes Hauptsignal $Y2 + C2$, $M1$ wird am Ausgang der Kombinationsschaltung 1534 erzeugt, und ein entgegengesetzt phasenmoduliertes Zusatzsignal $-A1$ wird wiedergewonnen.

In der Figur 18 läßt ein H-V-T-Bandpaßfilter 1810, welches wie dasjenige der Figur 10c aufgebaut ist und einen Durchlaßbereich von $3,58 \pm 0,5$ MHz aufweist, das Signal NTSCH zu einer subtraktiven Kombinationsschaltung 1814 hindurch, welche auch das Signal NTSCH empfängt, nachdem es eine die Laufzeit ausgleichende Verzögerungseinrichtung 1812 passiert hat. Das abgetrennte Luminanz-Höhensignal YH erscheint am Ausgang der Kombinationsschaltung 1814. Das gefilterte NTSCH-Signal vom Filter 1810 wird in einem Demodulator 1816 als Reaktion auf das Chrominanz-Hilfstägersignal SC zur Erzeugung der Chrominanzhöhen IH und OH quadraturdemoduliert.

In Figur 19 werden die Signale YN, IN und QN in die komprimierten Randteil-Tiefen YO, IO, QO und in die erweiterten Mittelteilssignale YE, IE, QE mit Hilfe einer Rand-Mittelteil-Signaltrenneinrichtung (Zeitdemultiplexer) 1940 aufgeteilt. Der Demultiplexer 1940 kann unter Verwendung der Prinzipien des Demultiplexers 816 der zuvor erläuterten Figur arbeiten. Die Signale YO, IO und QO erfahren mittels einer Zeitdehnungseinrichtung 1942 eine zeitliche Dehnung um einen Rand-Dehnungsfaktor (entsprechend dem Rand-Komprimierungsfaktor im Kodierer der Figur 1a), um die ursprüngliche Einordnung der Randteil-Tiefen im Breitbildsignal wiederherzustellen; diese wiederhergestellten Randteil-Tiefen sind mit YL, IL und QL bezeichnet. In ähnlicher Weise erfahren, um Raum für die Randteile zu schaffen, die Mittelteilssignale YE, IE und QE in einer

Zeitkomprimierungseinrichtung 1944 eine zeitliche Komprimierung um einen Mittelteil-Komprimierungsfaktor (entsprechend dem Mittelteil-Dehnungsfaktor im Kodierer nach Figur 1 a), um die ursprüngliche räumliche Einordnung des Mittelteilsignals im Breitbildsignal wiederherzustellen; die wiederhergestellten Mittelteilsignale sind mit YC, IC und QC bezeichnet. Die Zeitkomprimierungseinrichtung 1944 und die Zeitdehnungseinrichtung 1942 können von einem Typ sein, wie er zuvor in Figur 12 beschrieben wurde.

Die räumlich wiederhergestellten Randteil-Höhen YH, IH und QH werden mit den räumlich wiederhergestellten Randteil-Tiefen YL, IL und QL in einer Kombinationsschaltung 1946 kombiniert, um rekonstruierte Randteilsignale YS, IS und QS zu erzeugen. Diese Signale werden mit den rekonstruierten Mittelteilsignalen YC, IC und QC in einem Kombinator 1960 zusammengefügt, um ein vollständig rekonstruiertes Breitbild-Luminanzsignal YF' und vollständig rekonstruiertes Breitbild-Farbdifferenzsignal IF' und QF' zu bilden. Die Zusammenfügung der Randteil- und Mittelteil-Signalkomponenten erfolgt in einer Weise, bei welcher ein sichtbarer Saum an den Grenzen zwischen dem Mittelteil und den Randteilen praktisch eliminiert wird, wie es aus der nachfolgenden Beschreibung des Kombinars 1960 hervorgeht, der in Figur 14 gezeigt ist. In der Figur 20 werden die im Zeilensprungformat vorliegenden Signale IF' (oder QF') durch ein Element 2010 um 263 H verzögert, bevor sie auf einen Eingang eines Doppelanschluß-Speichers 2020 gegeben werden. Dieses verzögerte Signal erfährt eine weitere Verzögerung um 262 H in einem Element 2012, bevor es in einer Additionsstufe 2014 mit dem Eingangssignal addiert wird. Das Ausgangssignal der Additionsstufe 2014 wird einem Frequenzhalbiernetzwerk 2016 zugeführt, bevor es an einen Eingang eines Doppelanschluß-Speichers 2018 geführt wird. Die Auslesung der Daten aus den Speichern 2020 und 2018 erfolgt mit einer Geschwindigkeit von $8 \times \text{fsc}$, während das Einschreiben der Daten mit einer Geschwindigkeit von $4 \times \text{fsc}$ erfolgt. Die Ausgangssignale der Speicher 2018 und 2020 werden einem Multiplexer 2022 zugeführt, um Ausgangssignale IF (QF) im Format progressiver Abtastung zu erzeugen. In der Figur 20 sind auch die Wellenformen des im Zeilensprungformat vorliegenden Eingangssignals (zwei Zeilen, deren eine die Bildelement-Abtastmuster C und deren andere die Bildelement-Abtastmuster X enthält) und des im Format progressiver Abtastung erscheinenden Ausgangssignals mit den gleichen Bildelement-Abtastmustern C und X gezeigt.

Die Figur 21 zeigt eine Anordnung, die als Wandler 1350 für das Signal YF' in Figur 13 verwendet werden kann. Das Zeilensprungsignal YF' wird durch Elemente 2110 und 2112 verzögert, bevor es mit der unverzögerten Version in einem Addierer 2114 kombiniert wird. Das verzögerte Signal vom Element 2110 wird auf einen Doppelanschluß-Speicher 2120 gegeben. Das Ausgangssignal der Additionsstufe 2114 wird einem Frequenzhalbiernetzwerk 2116 zugeführt, dessen Ausgangssignal in einer Additionsstufe 2118 mit dem Signal YF addiert wird. Das Ausgangssignal der Additionsstufe 2118 wird einem Doppelanschluß-Speicher 2122 zugeführt. Die Speicher 2120 und 2122 werden mit einer Schreibfrequenz von $4 \times \text{fsc}$ und mit einer Lesefrequenz von $8 \times \text{fsc}$ betrieben und liefern Ausgangssignale an einen Multiplexer 2124, der das Signal YF im Format progressiver Abtastung liefert.

Die Figur 14 zeigt einen Randteil-Mittelteil-Kombinator, der z. B. für das Element 1960 in Figur 19 verwendet werden kann. Der in Figur 14 dargestellte Kombinator enthält ein Netzwerk 1410, das aus der Randteil-Luminanzkomponente YS und aus der Mittelteil-Luminanzkomponente YC das Luminanzsignal YF' mit voller Bandbreite erzeugt, und einen I-Signalkombinator 1420 und einen Q-Signalkombinator 1430, die in Aufbau und Wirkungsweise dem Netzwerk 1410 ähnlich sind. Der Mittelbereich und die Randteile werden absichtlich durch einige Bildelemente einander überlappt, z. B. 10 Bildelemente. Somit haben die Mittelteil- und die Randteilsignale über den gesamten Kodierungs- und Übertragungsvorgang vor ihrer Zusammenführung einige Bildelemente in redundanter Weise gemeinsam.

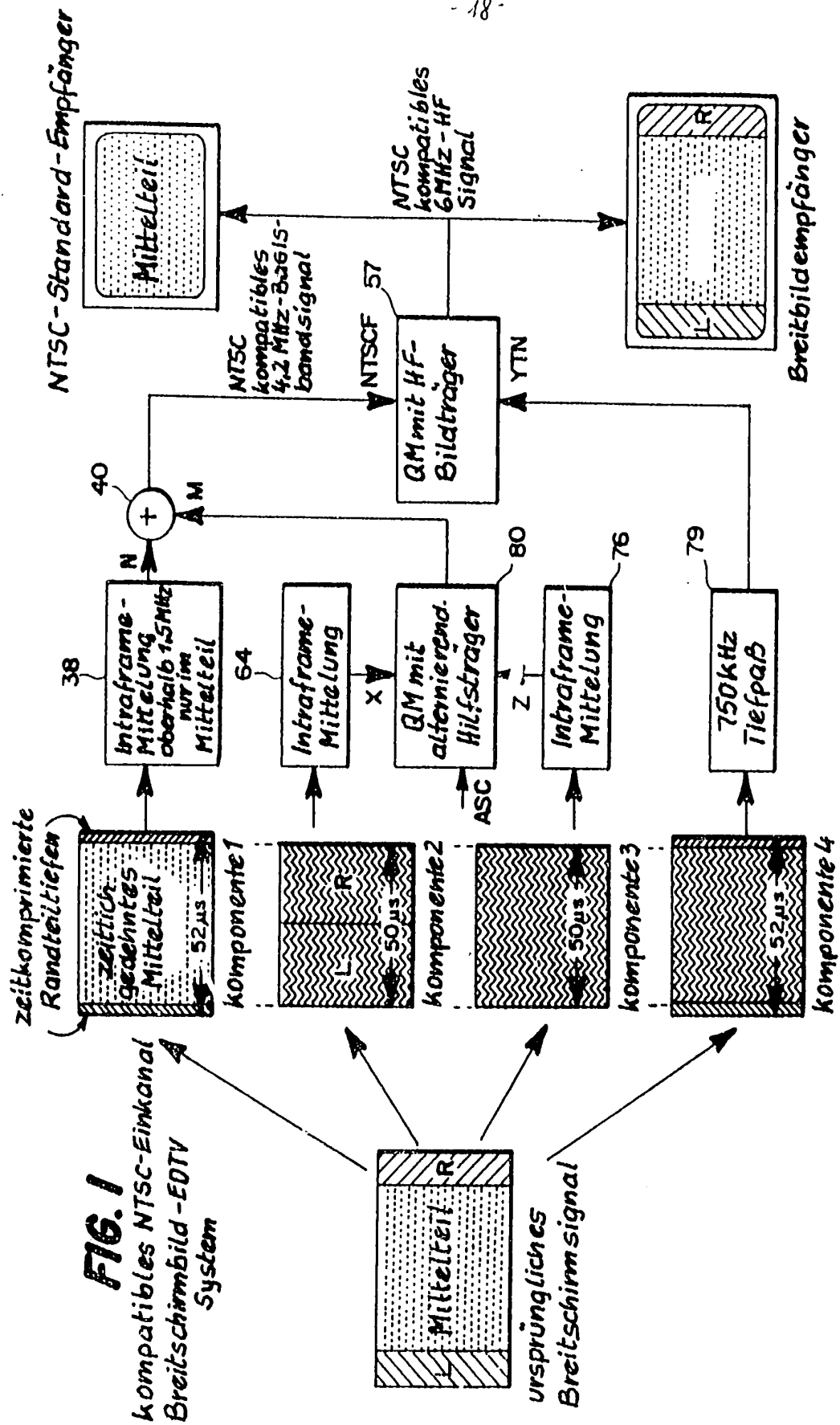
Im Breitbildempfänger werden das Mittelteil und die Randteile aus den jeweils betreffenden Signalen wiedergewonnen, jedoch sind wegen der erfahrenen zeitlichen Dehnung, zeitlichen Komprimierung und Filterung der den einzelnen Bereichen zugeordneten Signale einige Bildelemente an den Grenzen zwischen Randteilen und Mittelteil verfälscht oder verzerrt. Die in Figur 14 dargestellten Wellenformen der Signale YS und YC zeigen die Überlappungsbereiche (ÜL) und die verfälschten Bildelemente (CP, zur Veranschaulichung etwas übertrieben). Gäbe es keine Überlappungsbereiche der einzelnen Teile, würden die verfälschten Bildelemente aneinanderstoßen, so daß ein Saum sichtbar wäre. Es hat sich gezeigt, daß ein Überlappungsbereich von 10 Bildelementen breit genug ist, um drei bis fünf verfälschte Grenz-Bildelemente zu kompensieren. Die redundanten Bildelemente erlauben in vorteilhafter Weise ein gegenseitiges Überblenden von Rand- und Mittelteilen im Überlappungsbereich. Eine Multiplizierschaltung 1411 multipliziert das Randteilsignal YS mit einer Gewichtsfunktion W in den Überlappungsbereichen, wie durch die zugeordnete Wellenform dargestellt, bevor das Signal YS auf eine Kombinationsschaltung 1415 gegeben wird. In ähnlicher Weise multipliziert eine Multiplizierschaltung 1412 das Mittelteilsignal YC mit einer komplementären Gewichtsfunktion $(1 - W)$ in den Überlappungsbereichen, wie mit der zugeordneten Wellenform dargestellt, bevor das Signal YC an die Kombinationsschaltung 1415 geführt wird. Diese Gewichtsfunktionen haben eine lineare rampenförmige Charakteristik in den Überlappungsbereichen und weisen Werte zwischen 0 und 1 auf. Nach der Bewertung werden die Randteil- und Mittelteil-Bildelemente in der Kombinationsschaltung 1415 summiert, so daß jedes rekonstruierte Bildelement eine lineare Kombination von Randteil- und Mittelteil-Bildelementen ist. Die Gewichtsfunktionen sollten vorzugsweise nahe den inneren Grenzen des Überlappungsbereichs dem Wert 1 und nahe den äußeren Grenzen dem Wert 0 zustreben. Dies stellt sicher, daß die verfälschten Bildelemente relativ wenig Einfluß auf die Grenzen der rekonstruierten Bereiche haben. Die dargestellte lineare rampenförmige Gewichtsfunktion erfüllt diese Forderung. Die Gewichtsfunktionen müssen aber nicht unbedingt linear sein, es können auch nichtlineare Gewichtsfunktionen verwendet werden, die in den Endbereichen (d. h. in der Nähe der Gewichtspunkte 1 und 0) krummlinig oder gerundet sind. Eine solche Gewichtsfunktion läßt sich leicht dadurch erreichen, daß man eine lineare rampenförmige Gewichtsfunktion des dargestellten Typs filtert.

Die Gewichtsfunktionen W und $(1 - W)$ können leicht durch ein Netzwerk erzeugt werden, das eine Nachschlagetabelle, die auf ein Bildelementpositionen angeordnetes Eingangssignal anspricht, und eine subtraktive Kombinationsschaltung enthält. Die Bildpunktpositionen im Überlappungsbereich zwischen Rand- und Mittelteilen sind bekannt, und die Nachschlagetabelle kann entsprechend programmiert werden, um als Reaktion auf das Eingangssignal Ausgangswerte von 0 bis 1 entsprechend der Gewichtsfunktion W zu liefern. Das Eingangssignal kann auf verschiedene Weise entwickelt werden, z. B. durch einen Zähler, der mit jedem Bildzeilensynchronimpuls synchronisiert wird. Die komplementäre Gewichtsfunktion $(1 - W)$ läßt sich erhalten, indem man die Gewichtsfunktion W von 1 subtrahiert.

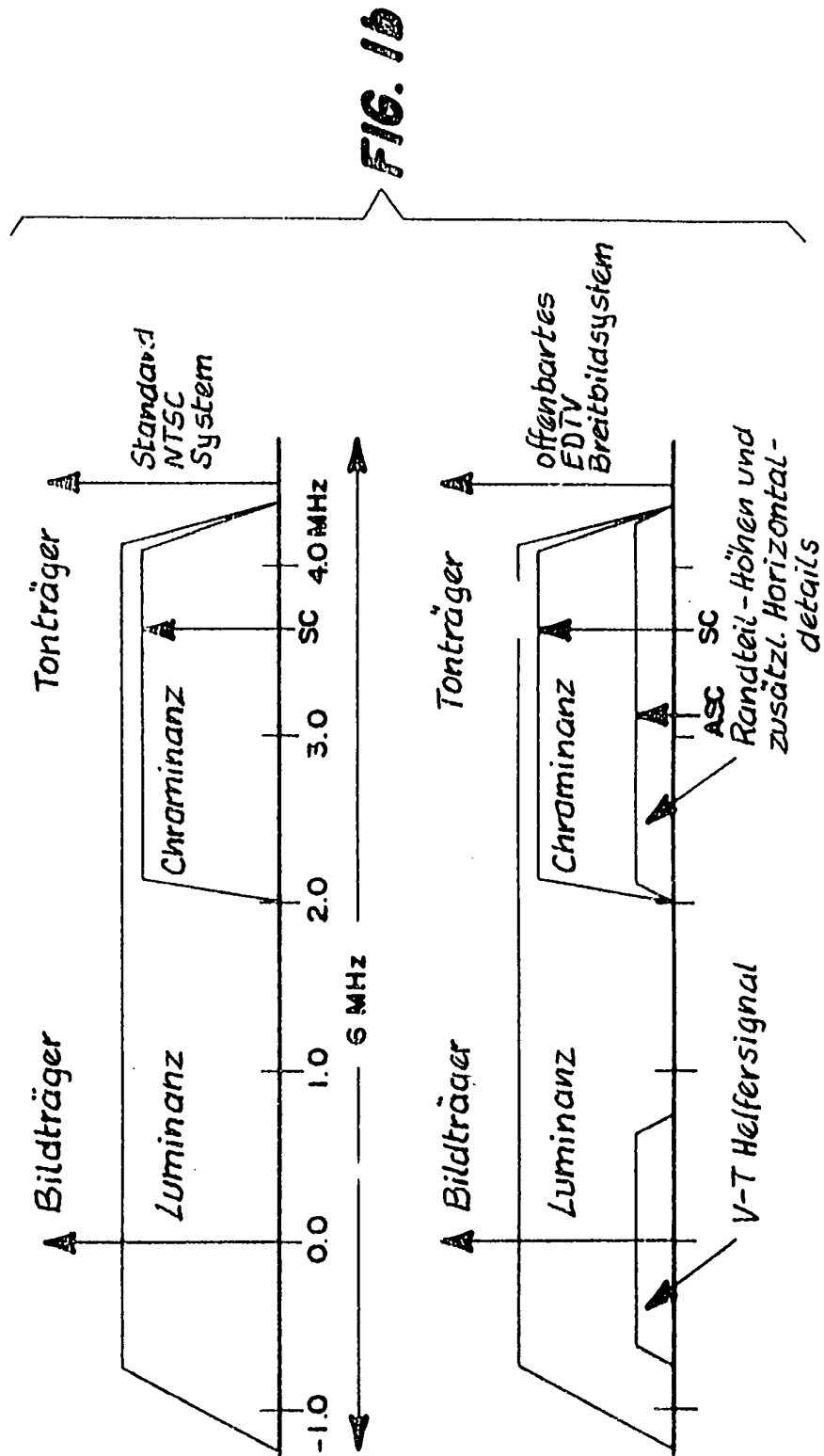
Die Figur 22 zeigt eine Anordnung, die als Bildrastrerwandler 17c für das Signal YF in Figur 1a verwendet werden kann, um dieses Signal aus dem Format progressiver Abtastung in das Zeilensprungformat umzuwandeln. Die Figur 22 zeigt außerdem ein Diagramm eines Teils des im Format progressiver Abtastung vorliegenden Eingangssignals YF mit den Abtastmustern A, B, C und X in der vertikale (V) und zeitliche (T) Dimension enthaltende Ebene, wie sie auch in Figur 2a dargestellt ist. Das progressive Abtastsignal YF wird in Elementen 2210 und 2212 jeweils einer Verzögerung um 525H unterworfen, um aus dem Abtastmuster B relativ verzögerte Abtastmuster X und A zu erzeugen. Die Abtastmuster B und A werden in einer Additionsstufe 2214 summiert, bevor sie einem Frequenzhalber-Netzwerk 2216 zugeführt werden. Ein Ausgangssignal des Netzwerks 2216 wird in einem Netzwerk 2218 subtraktiv mit dem Abtastmuster X kombiniert, um das Signal YT zu erzeugen. Dieses Signal wird an einen Eingang eines Schalters 2220 gelegt, der mit einer Frequenz gleich der doppelten Bildzeilenfrequenz der Zeilensprung-Abtastung betrieben wird. Ein anderer Eingang des Schalters 2220 empfängt das verzögerte Signal YF vom Ausgang des Verzögerungselements 2210. Das Ausgangssignal des Schalters 2220 wird einem Doppelanschluß-Speicher 2222 zugeführt, der mit einer Schreibgeschwindigkeit von $8 \times f_{sc}$ und einer Lesegeschwindigkeit von $4 \times f_{sc}$ betrieben wird, um an einem Ausgang die Signale YF' und YT im Zeilensprungformat zu liefern.

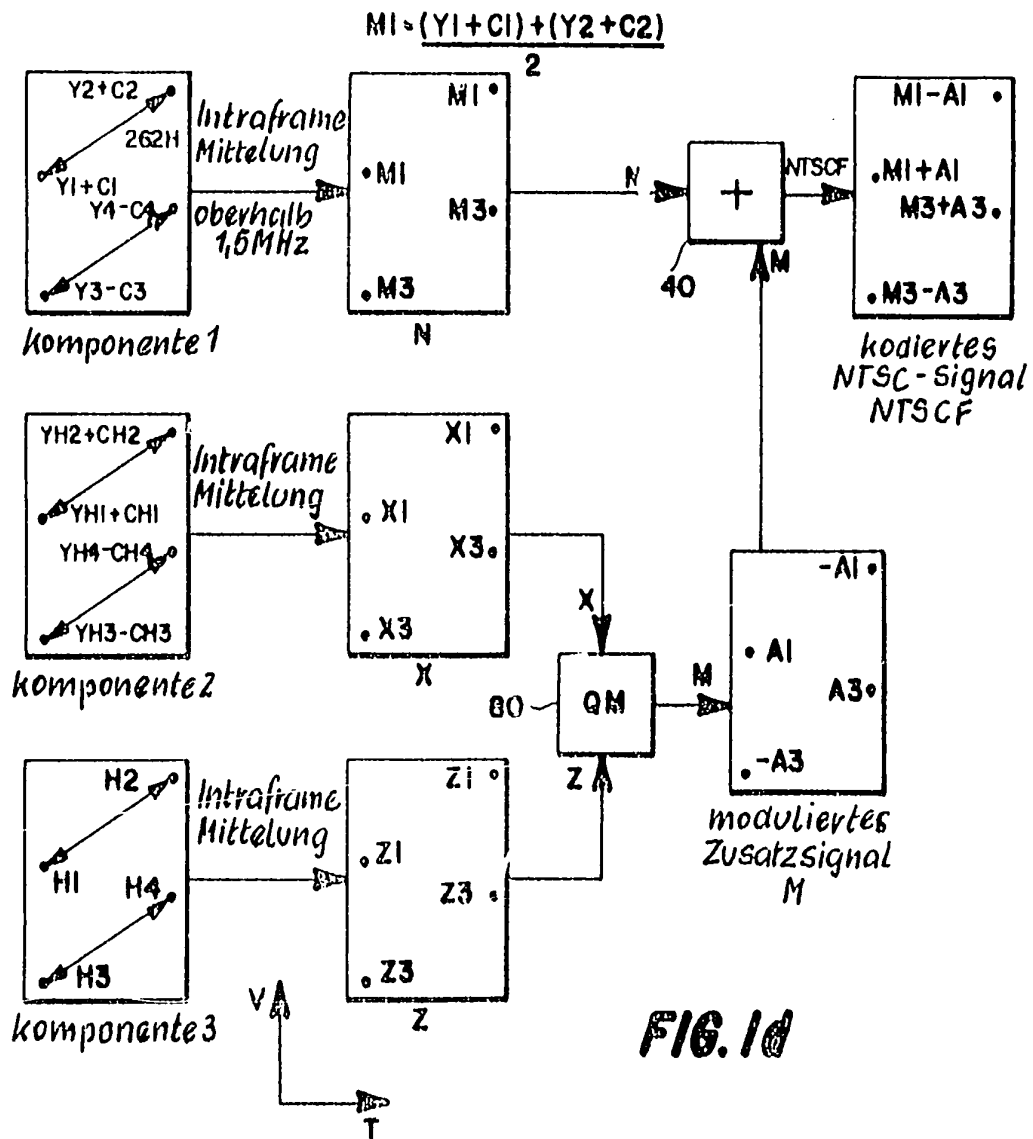
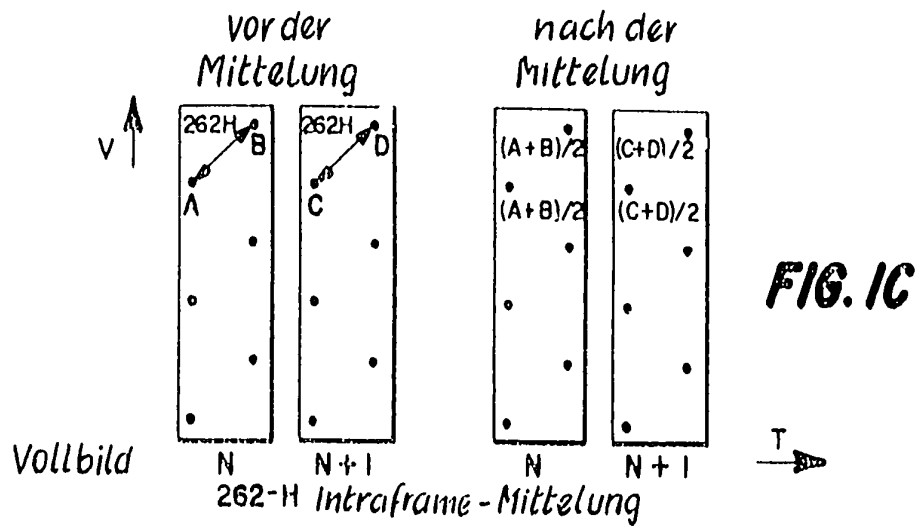
Die Figur 23 zeigt eine Anordnung, wie sie zur Realisierung der Bildrastrer-Wandler 17a und 17b in Figur 1a verwendet werden kann. Nach Figur 23 wird das im Format progressiver Abtastung vorliegende Signal IF (oder QF) einem um 525H verzögernden Element 2310 zugeführt, bevor es einem Doppelanschluß-Speicher 2312 zugeführt wird, der mit einer Lesegeschwindigkeit von $4 \times f_{sc}$ und einer Schreibgeschwindigkeit von $8 \times f_{sc}$ arbeitet, um das Ausgangssignal IF' (oder QF') im Zeilensprungformat zu erzeugen. Ebenfalls in Figur 23 dargestellt sind Wellenformen des im Progressiv-Abtastformat vorliegenden Eingangssignals mit einer die Abtastmuster C enthaltenden ersten Zeile und einer die Abtastmuster X enthaltenden zweiten Zeile und des Zeilensprung-Ausgangssignals (die erste Zeile mit dem Abtastungsmuster C, gestreckt durch Abtastung mit der halben Zeilenfrequenz). Der Doppelanschluß-Speicher 2312 liefert an seinem Ausgang nur die erste Zeile (Abtastmuster C) des Eingangssignals in gestreckter Form.

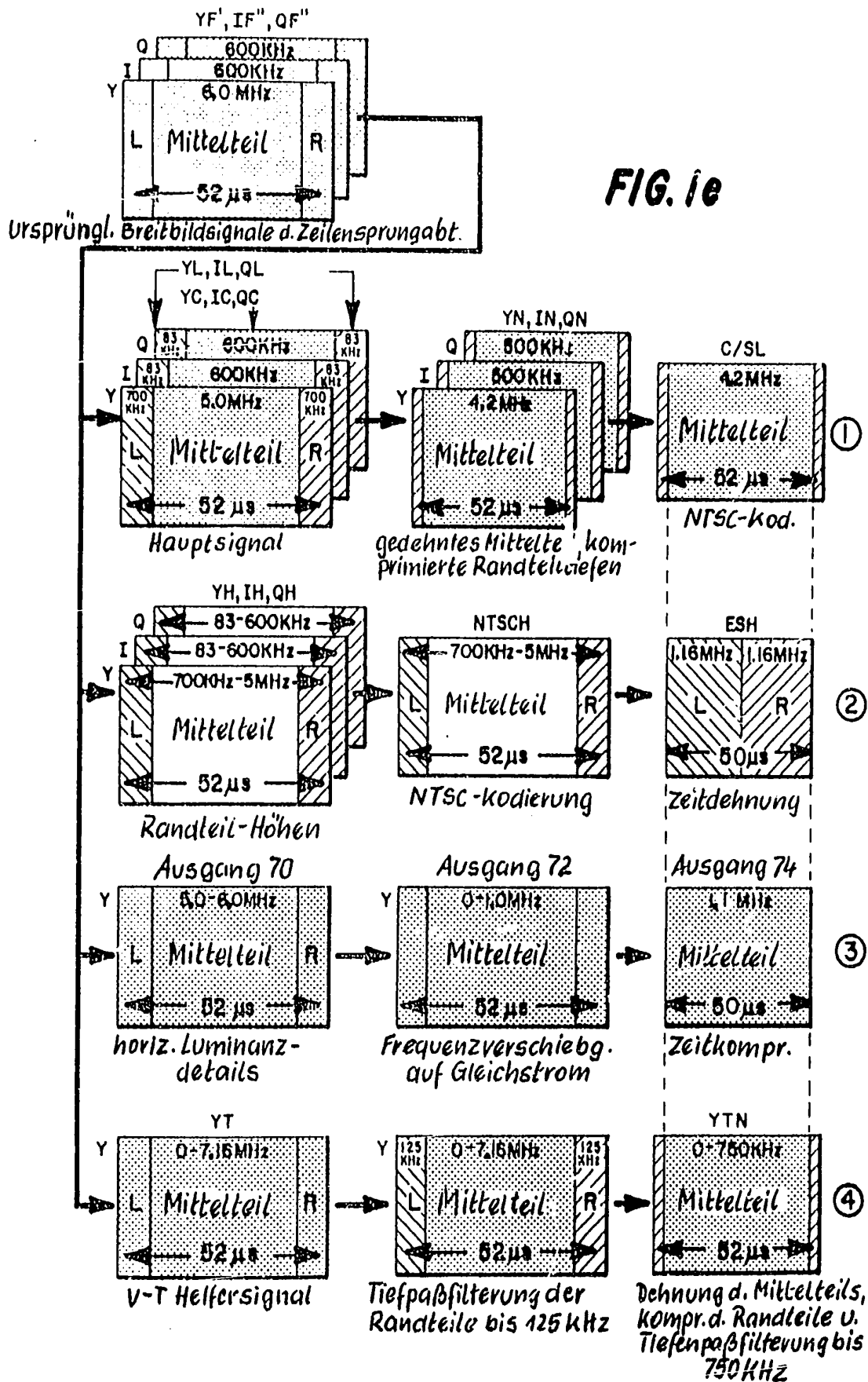
Die Figur 24 zeigt Einzelheiten der Einheit 8c der Figur 1a. Die Signale X und Z werden jeweils an den Adresseneingang einer zugeordneten nichtlinearen Amplitudenkomprimierungseinrichtung 2410 bzw. 2412 geführt. Die Komprimierungseinrichtungen 2410 und 2412 sind programmierbare Festwertspeicher (PROM-Speicher), deren jeder eine Nachschlagetabelle programmierter Werte enthält, entsprechend der gewünschten nichtlinearen Gamma-Komprimierungsfunktion. Diese Funktion ist in der Figur 24 unter der Einheit 2412 durch eine Kurve dargestellt, welche die ausgangsseitigen Augenblickswerte in Abhängigkeit von den eingangsseitigen Augenblickswerten zeigt. Die „komprimierten“ Signale X und Z von den Datenausgängen der Einheiten 2410 und 2412 werden jeweils an den Signaleingang einer zugeordneten Multiplizierschaltung 2414 bzw. 2416 gegeben. Die Referenzeingänge der Multiplizierschaltungen 2414 und 2416 empfangen den alternierenden Hilfsträger ASC in einer um 90° zueinander verschobenen Phasenlage (Quadraturphasenverhältnis), d. h. in Sinus- bzw. Kosinusform. Die Ausgangssignale der Multiplizierschaltungen 2414 und 2416 werden in einer Kombinationsschaltung 2420 kombiniert, um das quadratur-modulierte Signal M zu erzeugen. Im Dekodierer nach Figur 13 werden die komprimierten Signale X und Z durch ein herkömmliches Verfahren der Quadratur-Demodulation wiedergewonnen und erfahren eine komplementäre nichtlineare Amplitudendehnung in zugeordneten PROM-Speichern mit Nachschlagetabelle, die mit Werten programmiert sind, welche komplementär zu den Werten in den PROM-Speichern 2410 und 2412 sind.

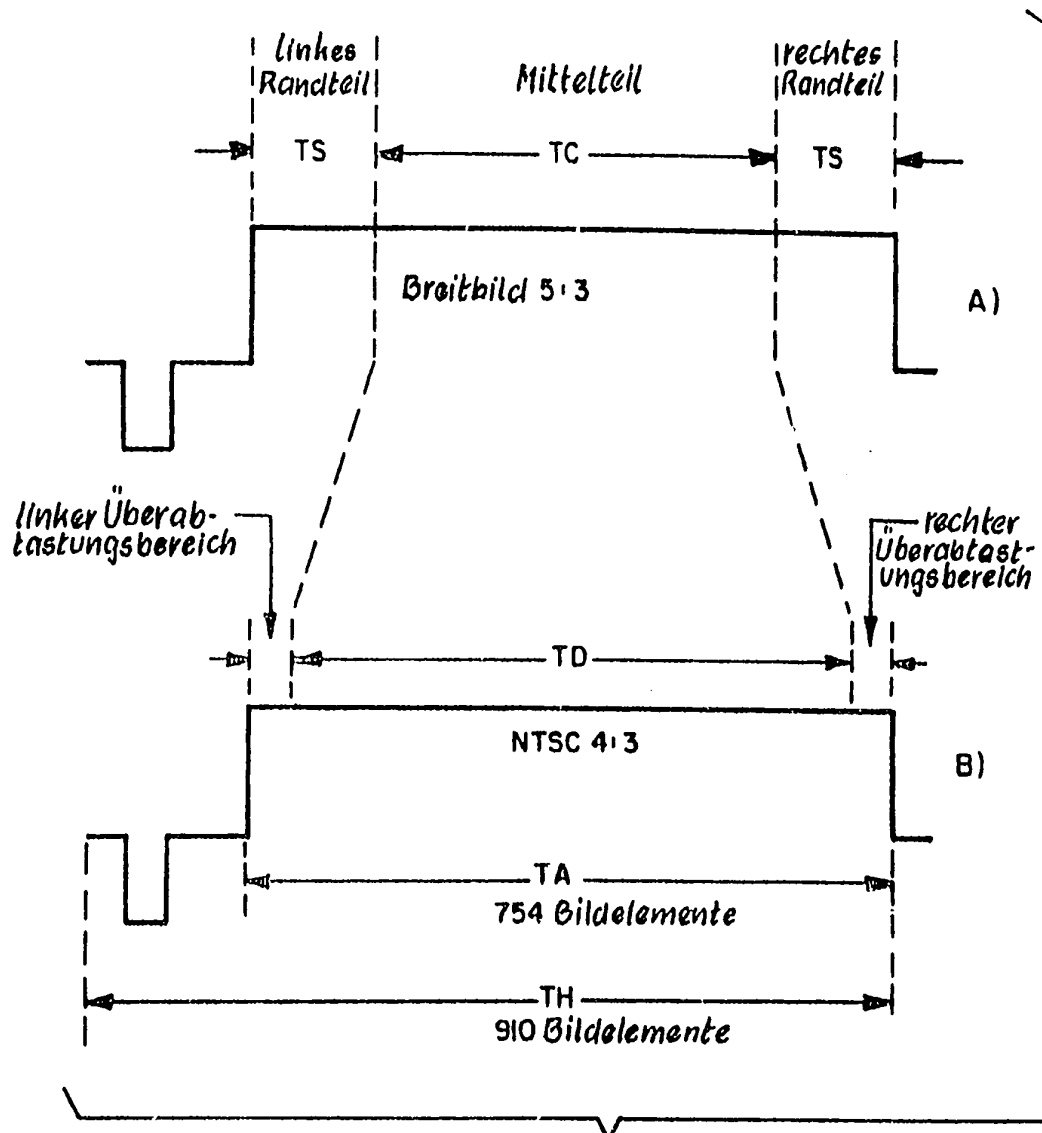


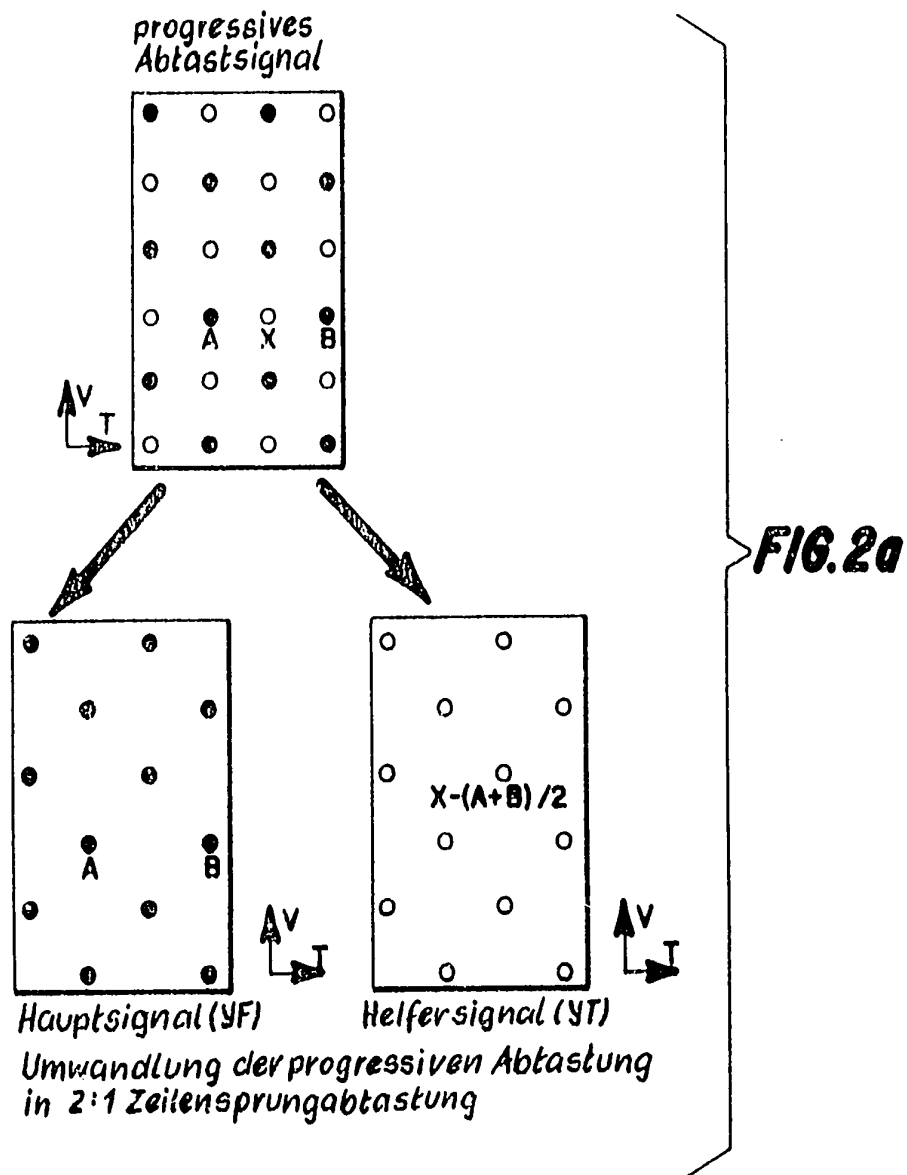


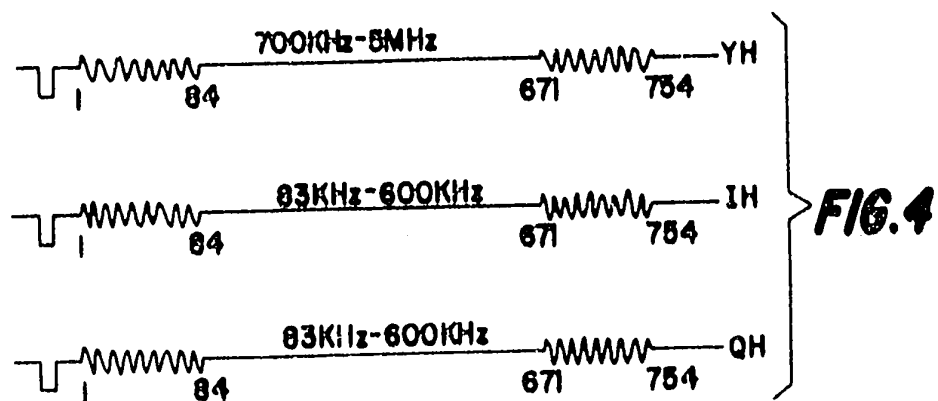
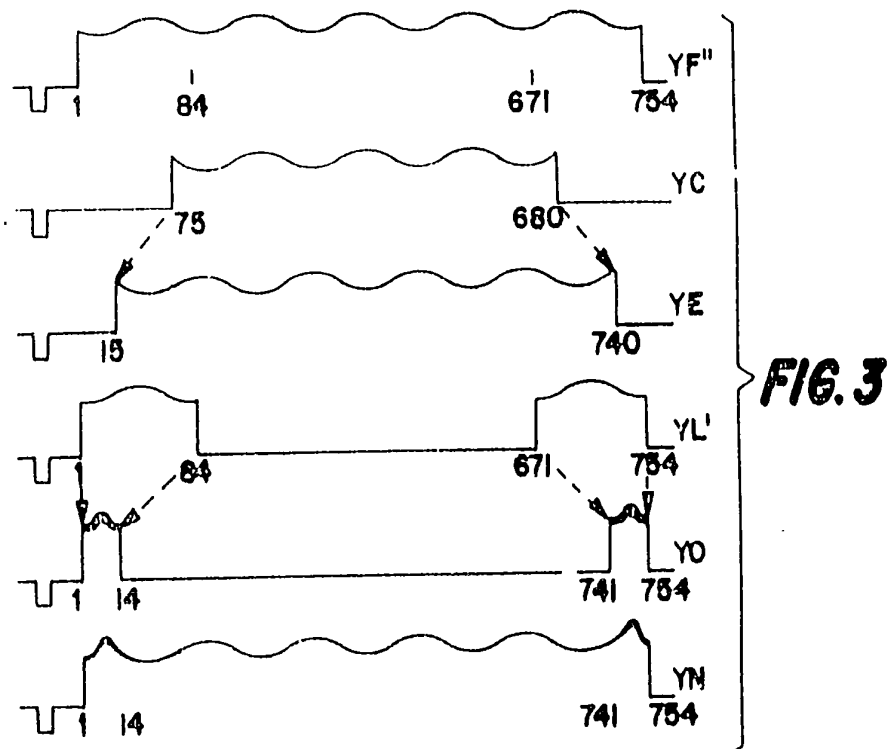


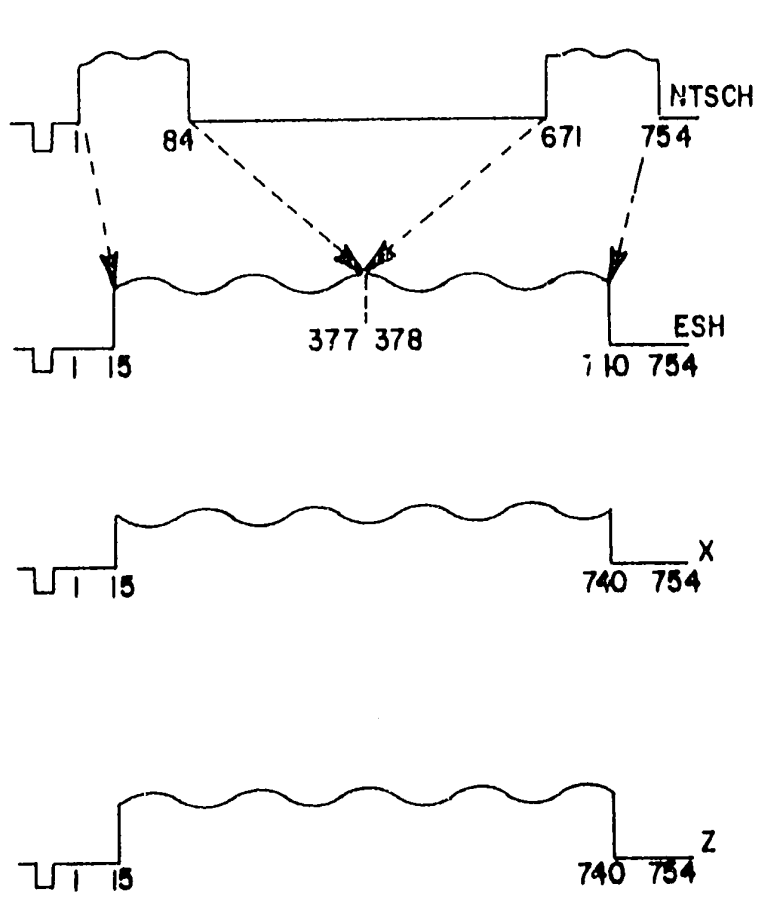




**FIG. 2**







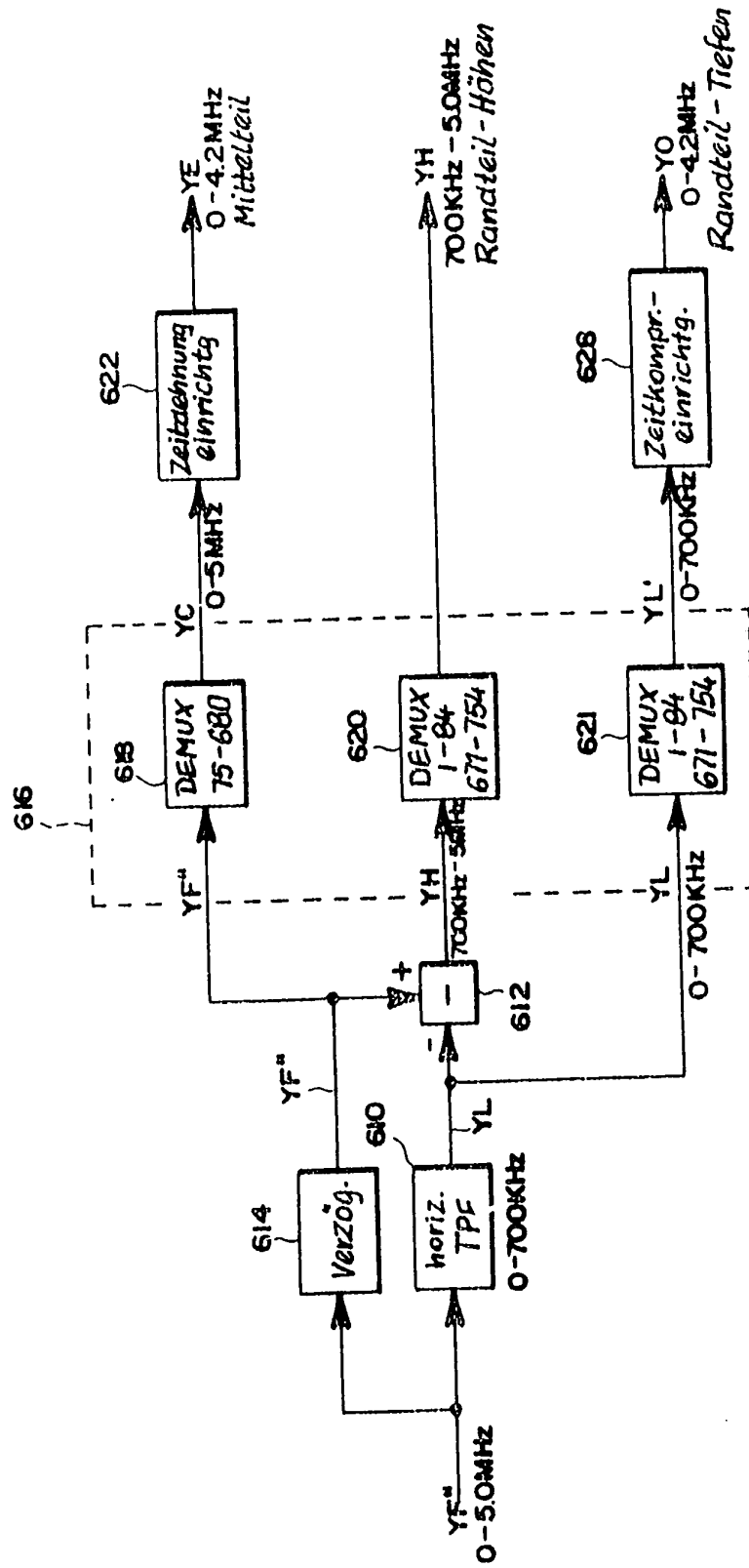
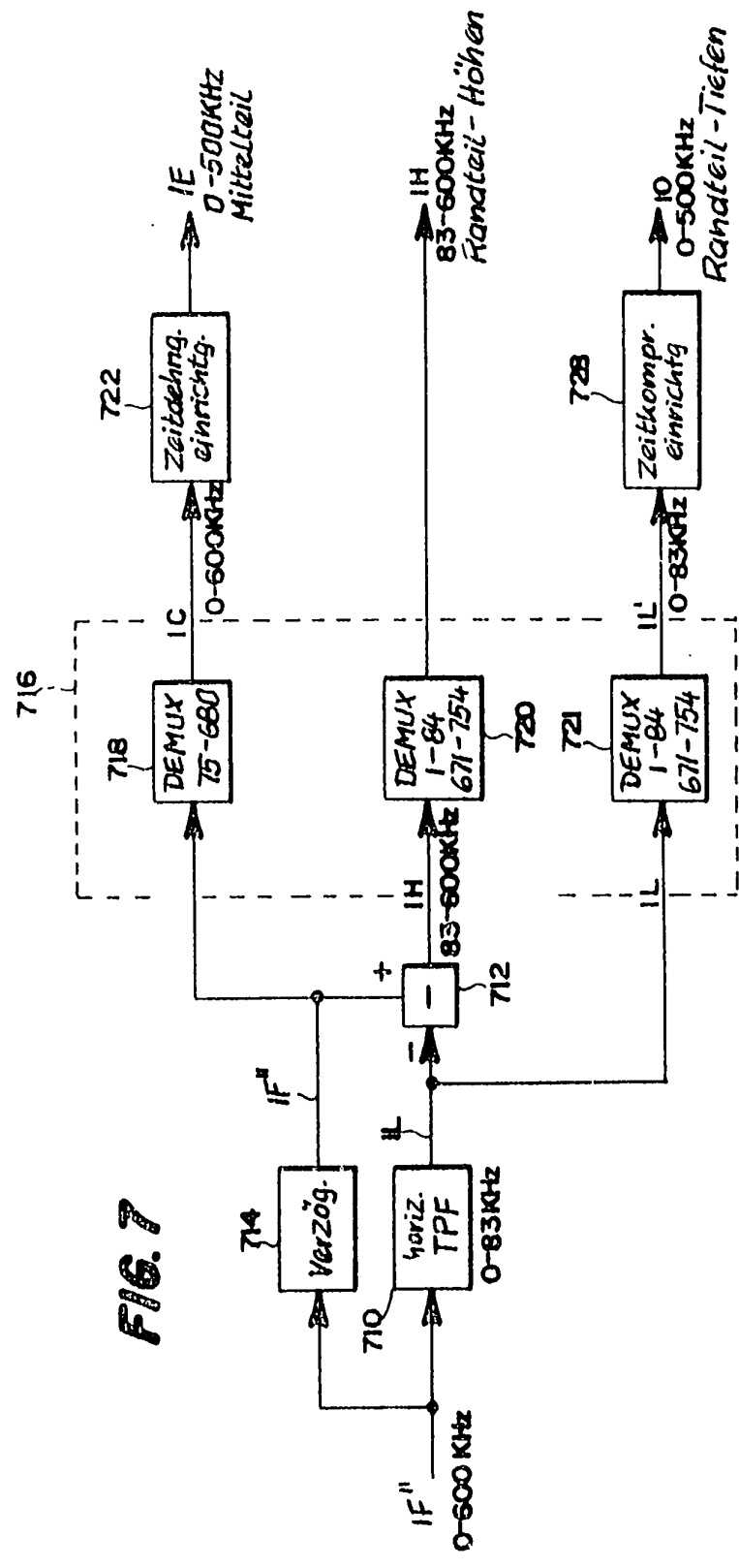


FIG. 6

FIG. 7



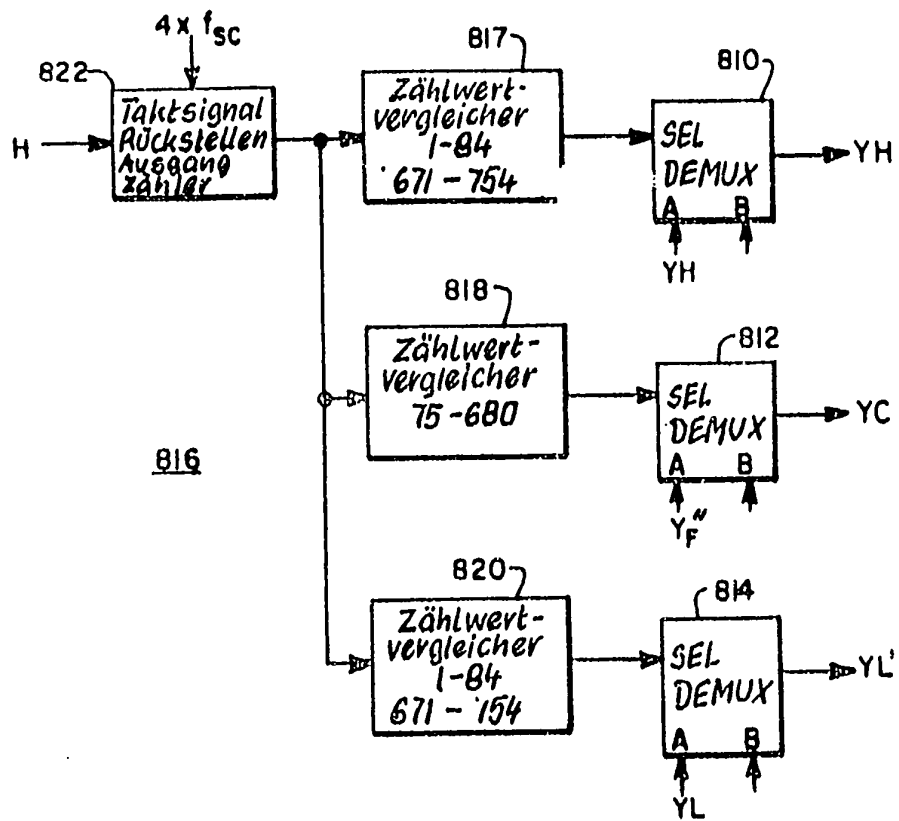
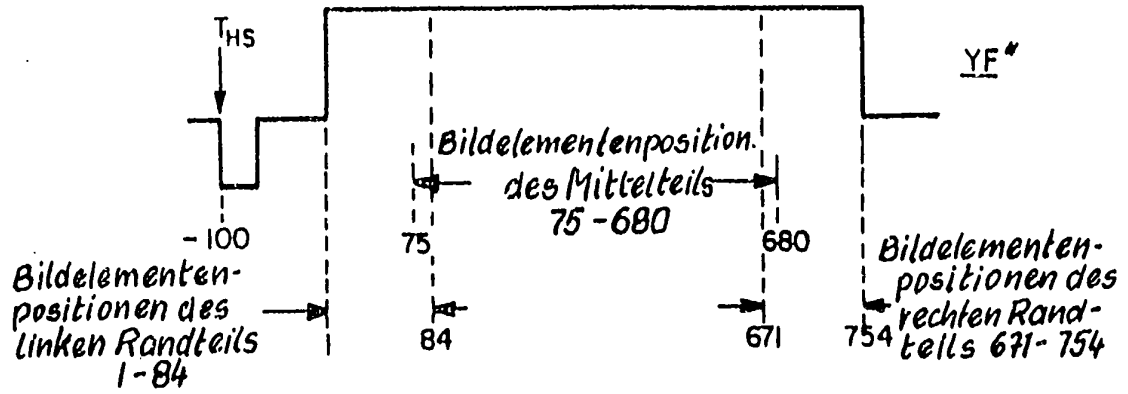
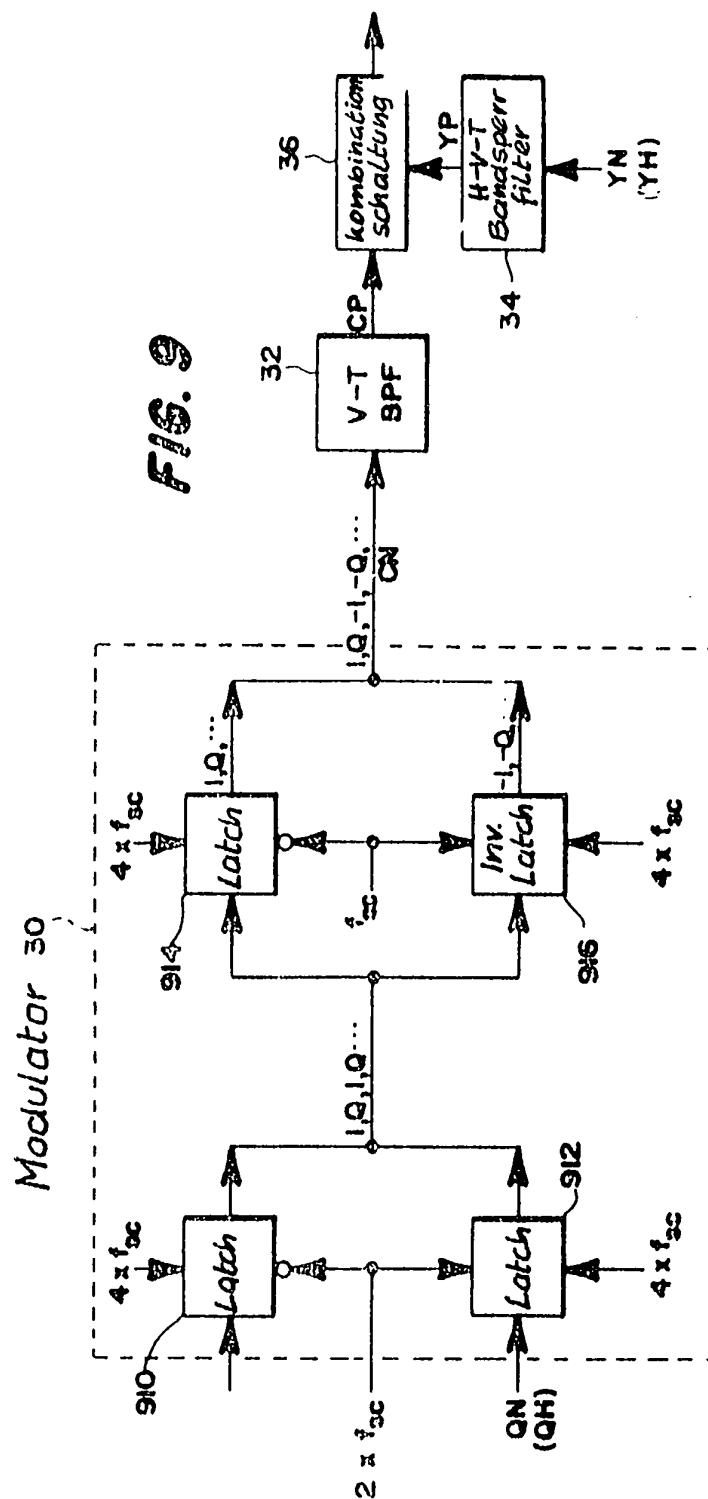
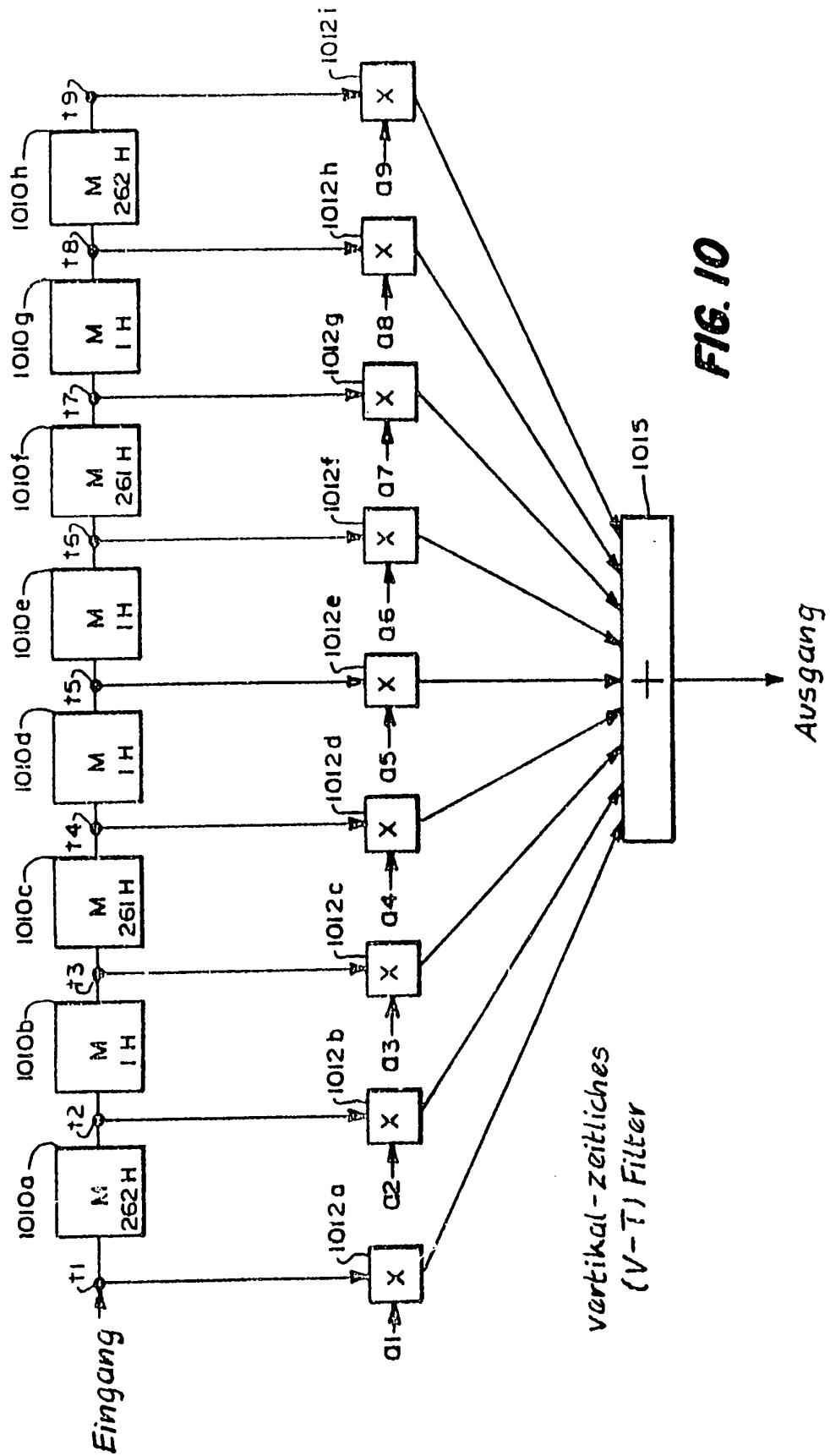


FIG. 8





	Gewichtskoeffizienten									
	a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7	a8	a9	
	$\frac{1}{16}$	$-\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{16}$	$\frac{1}{4}$	$-\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{16}$	
V-T Bandpaßfilter										
V-T Bandsperrfilter	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{1}{16}$	$-\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$	

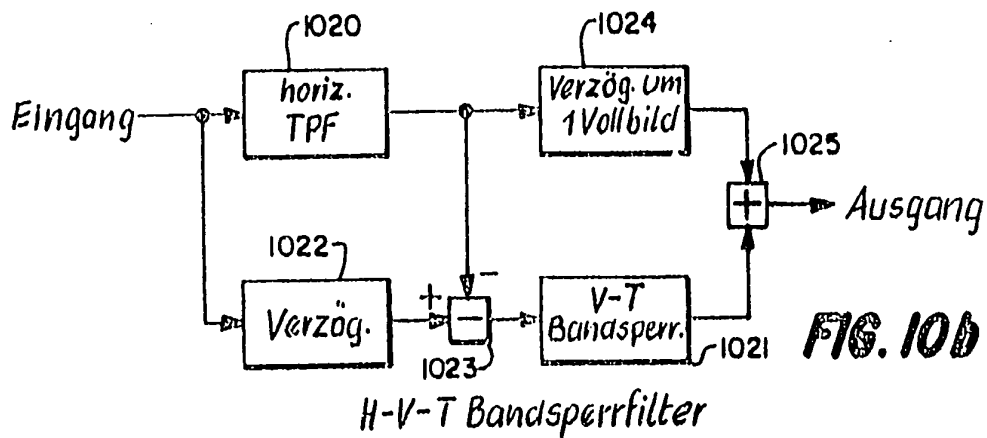
FIG
10a

FIG. 10b

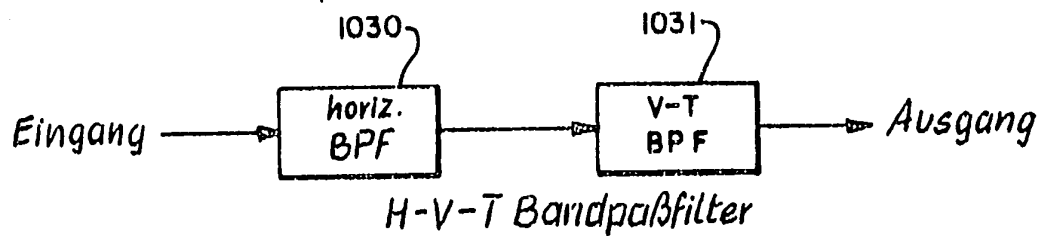
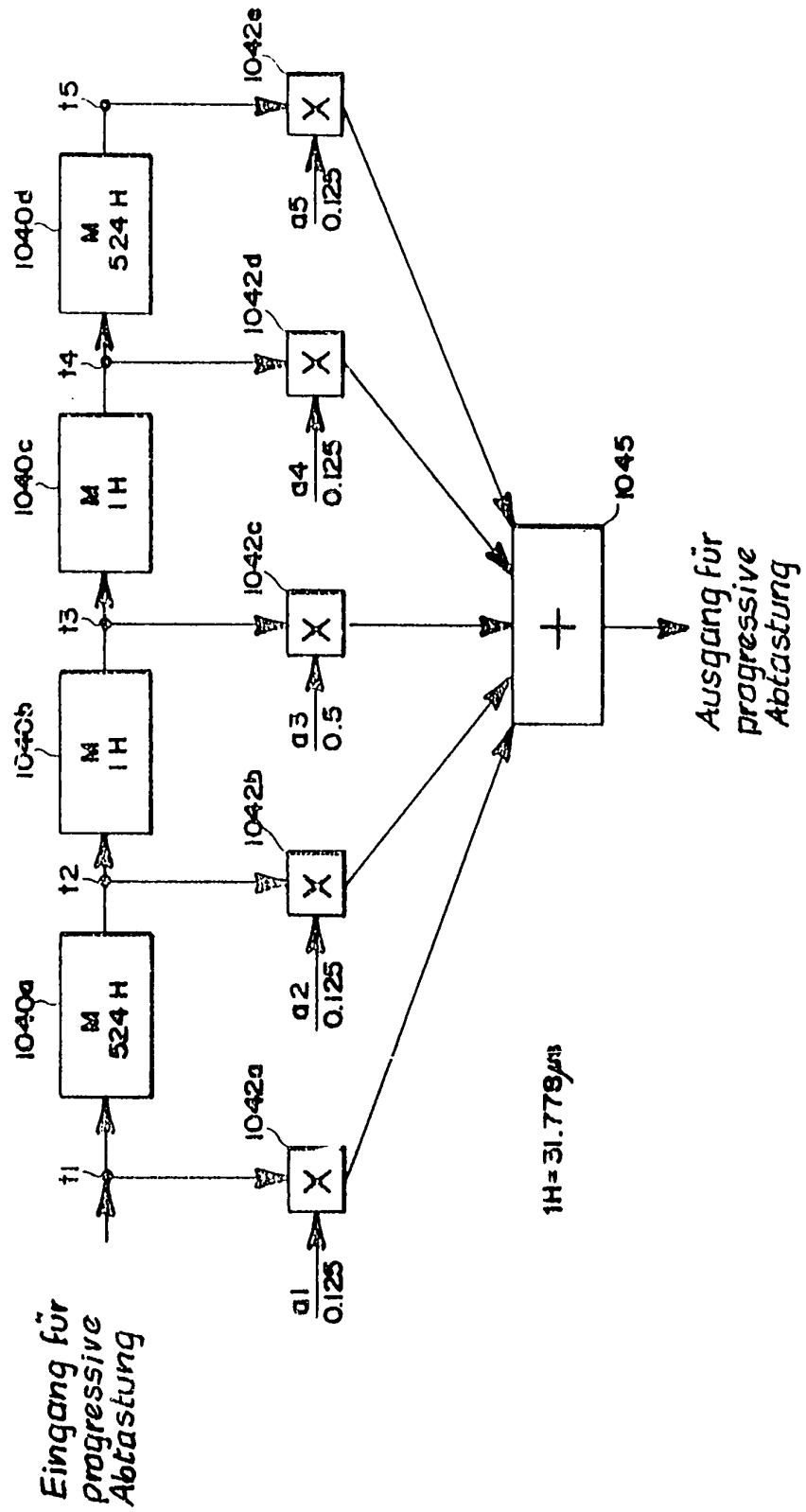


FIG. 10c

FIG. 10d



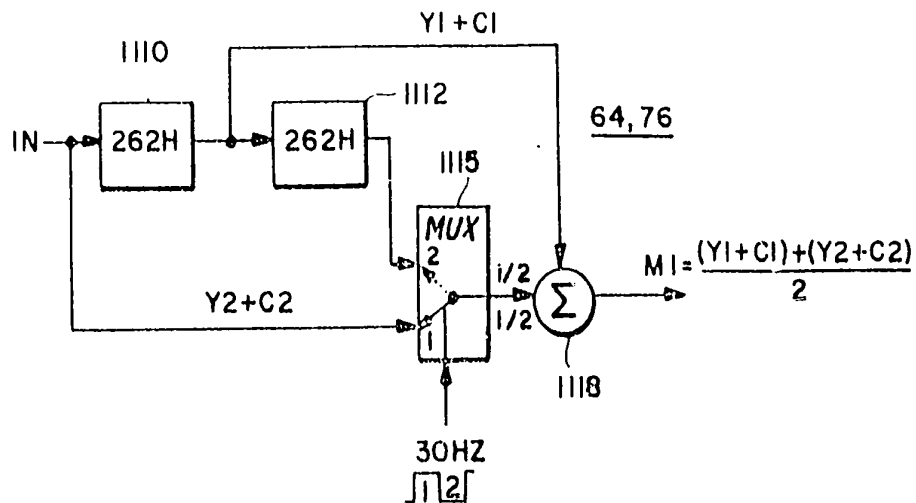


FIG. 11a

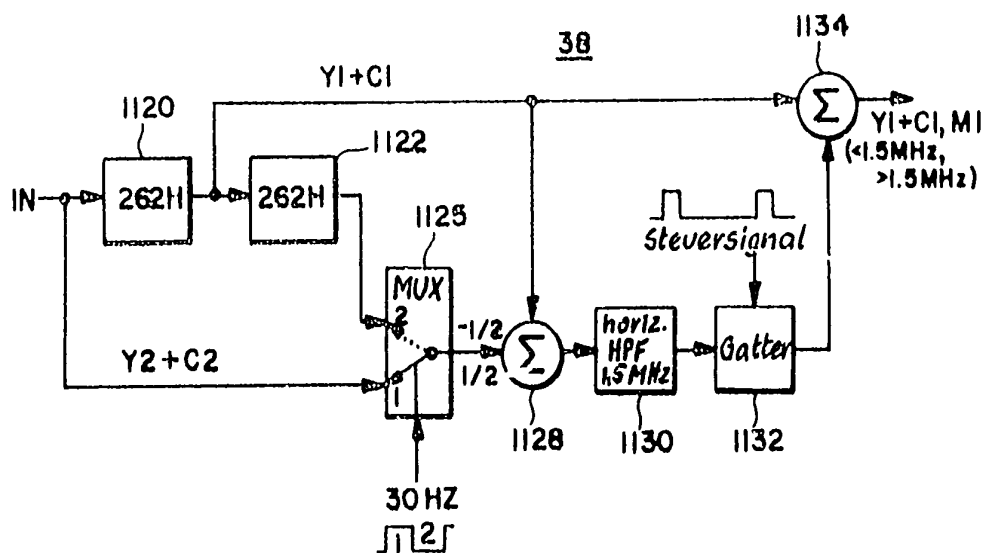
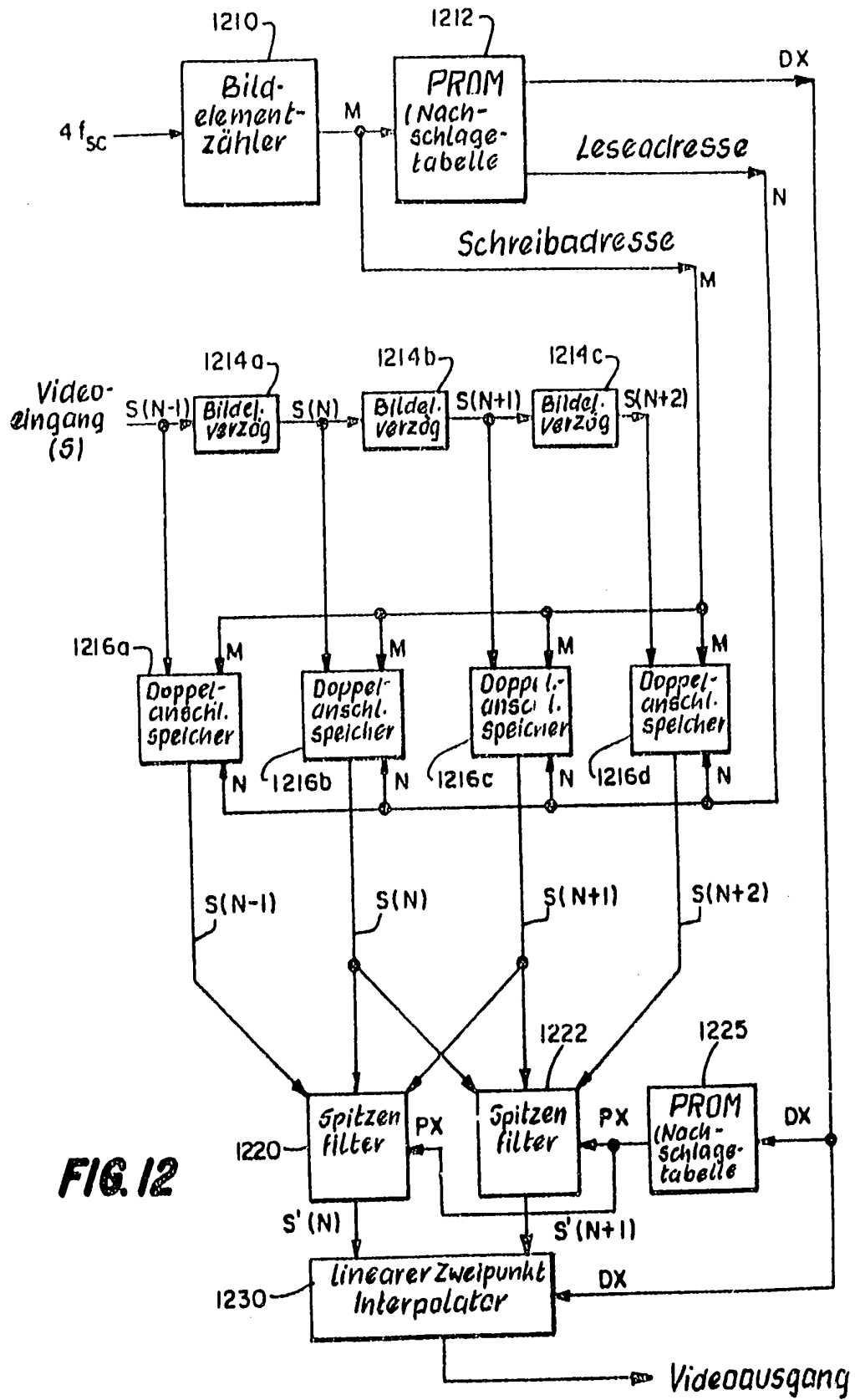
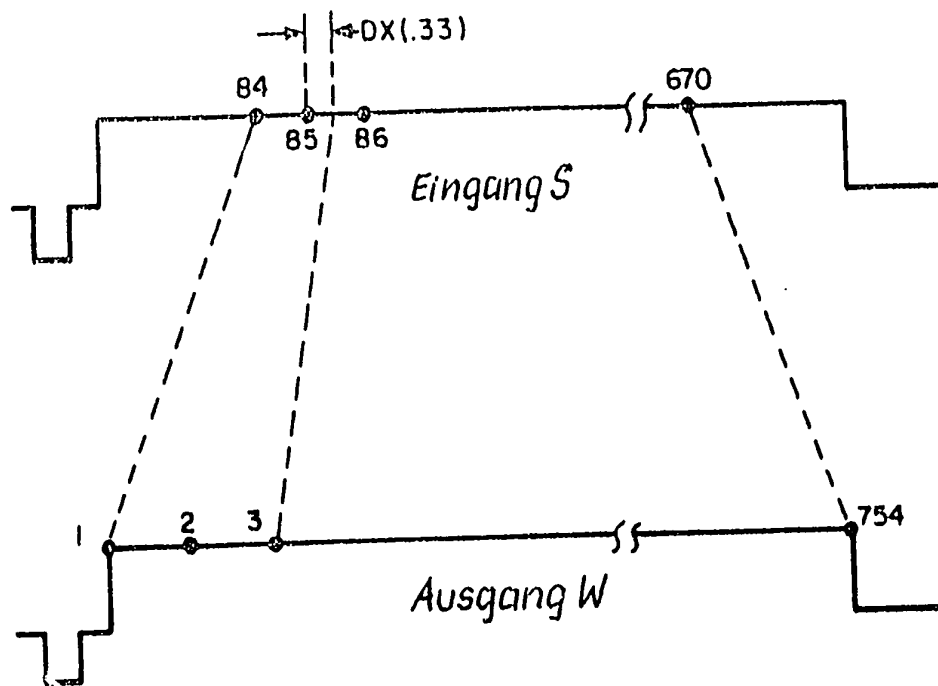


FIG. 11b



**FIG. 12a**

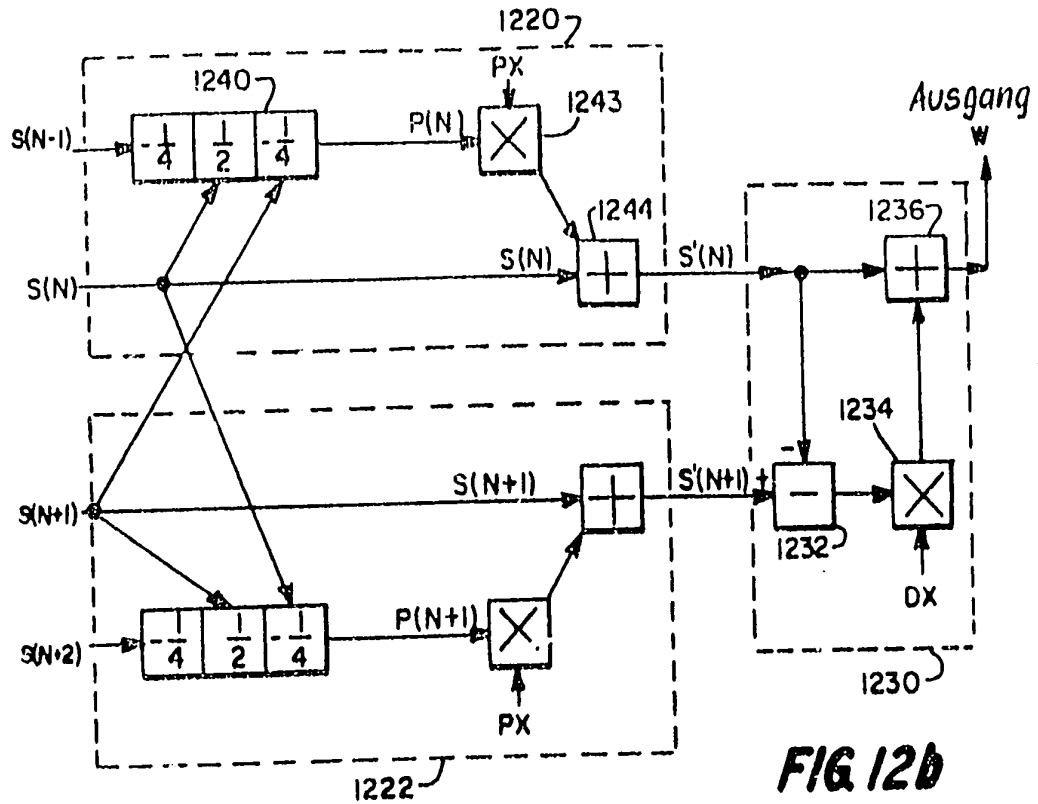


FIG 12b

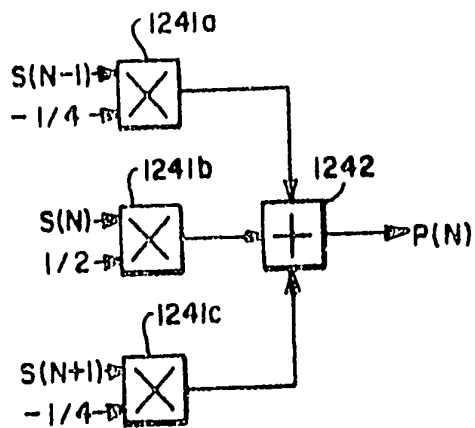


FIG. 12c

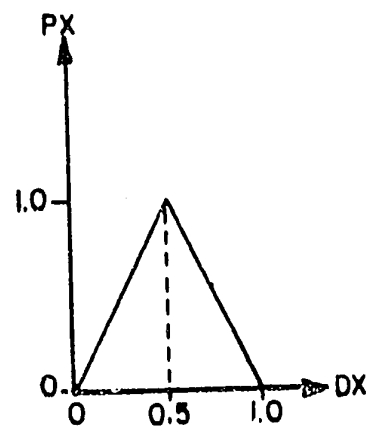
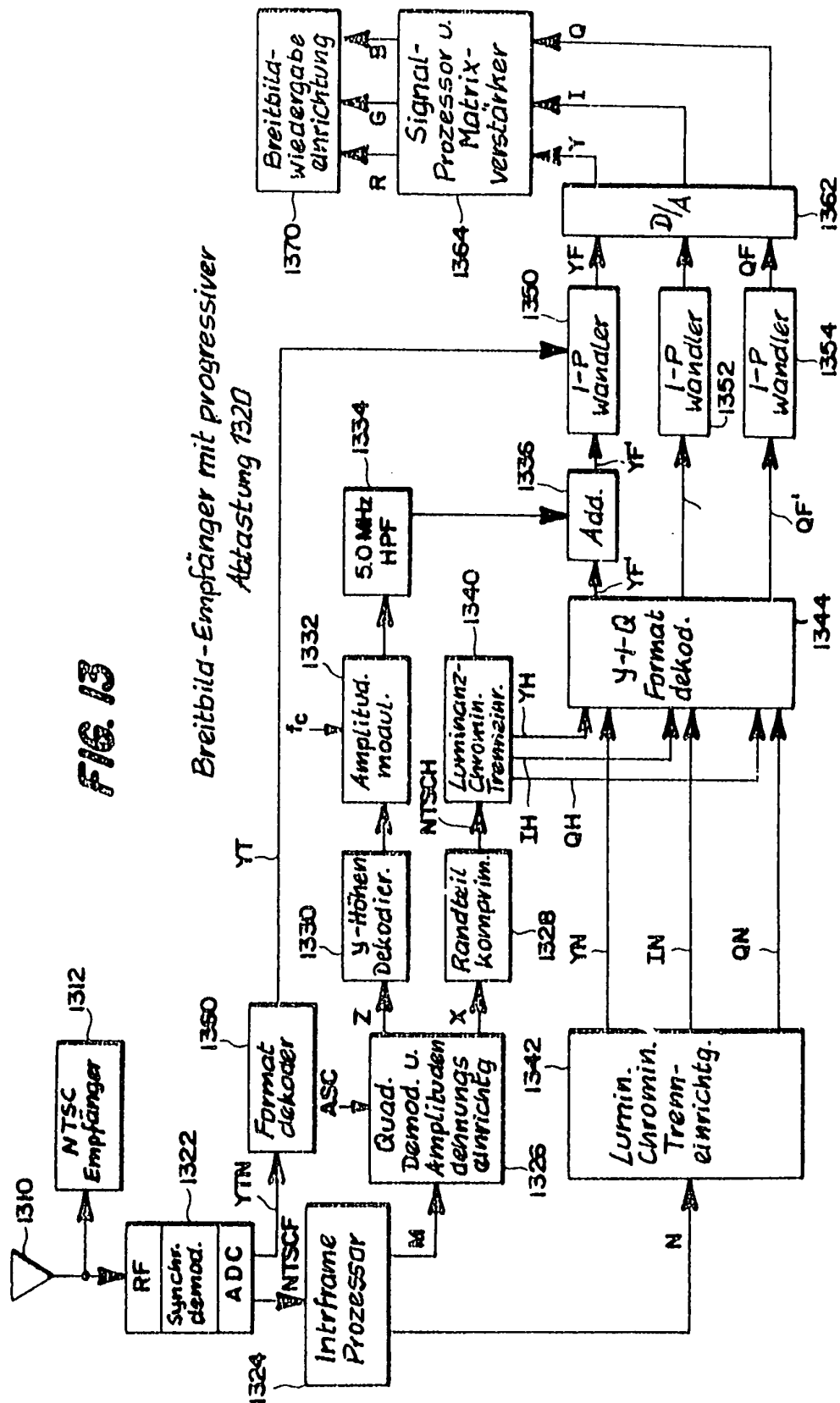


FIG. 12d



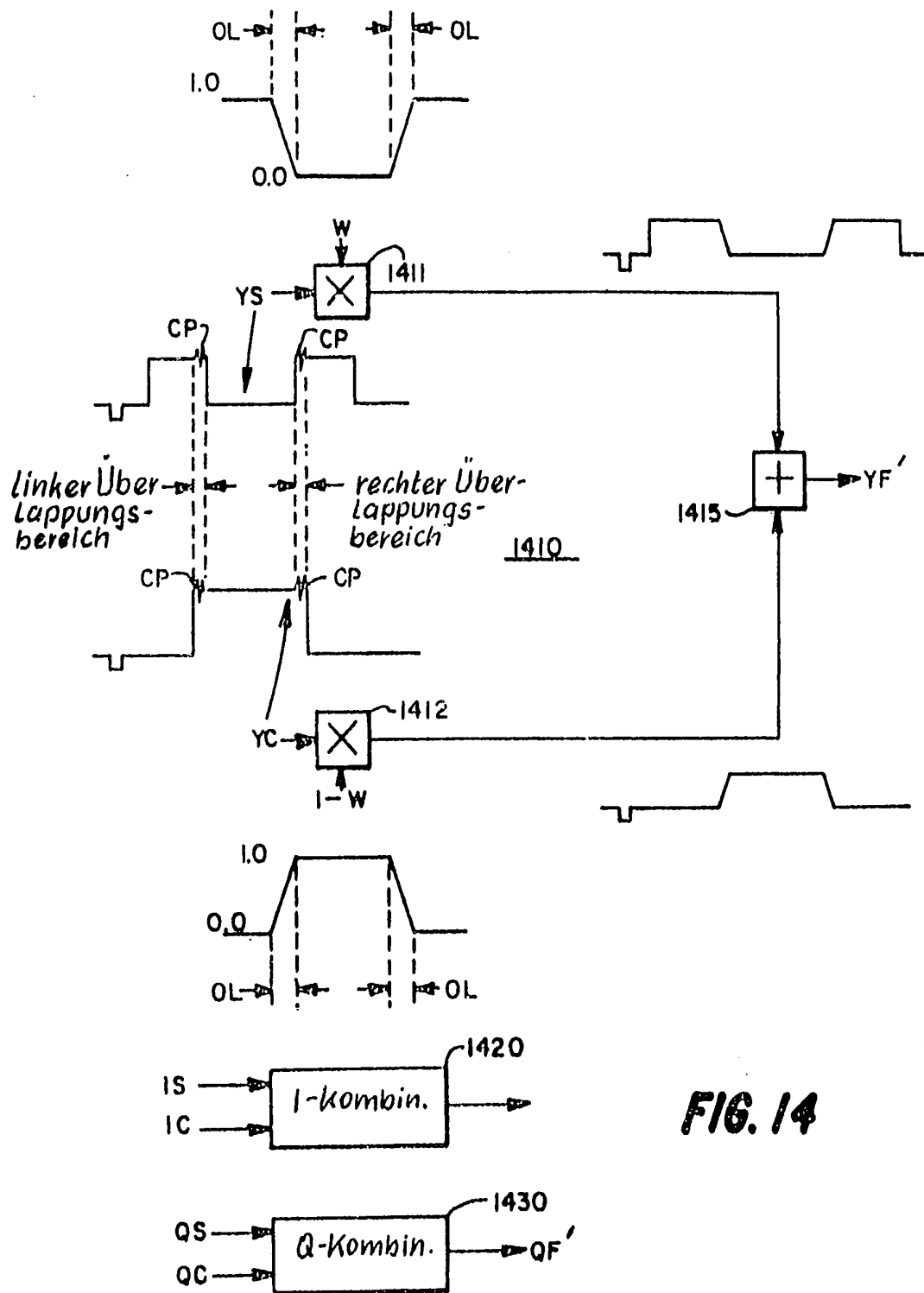


FIG. 14

- 40 -

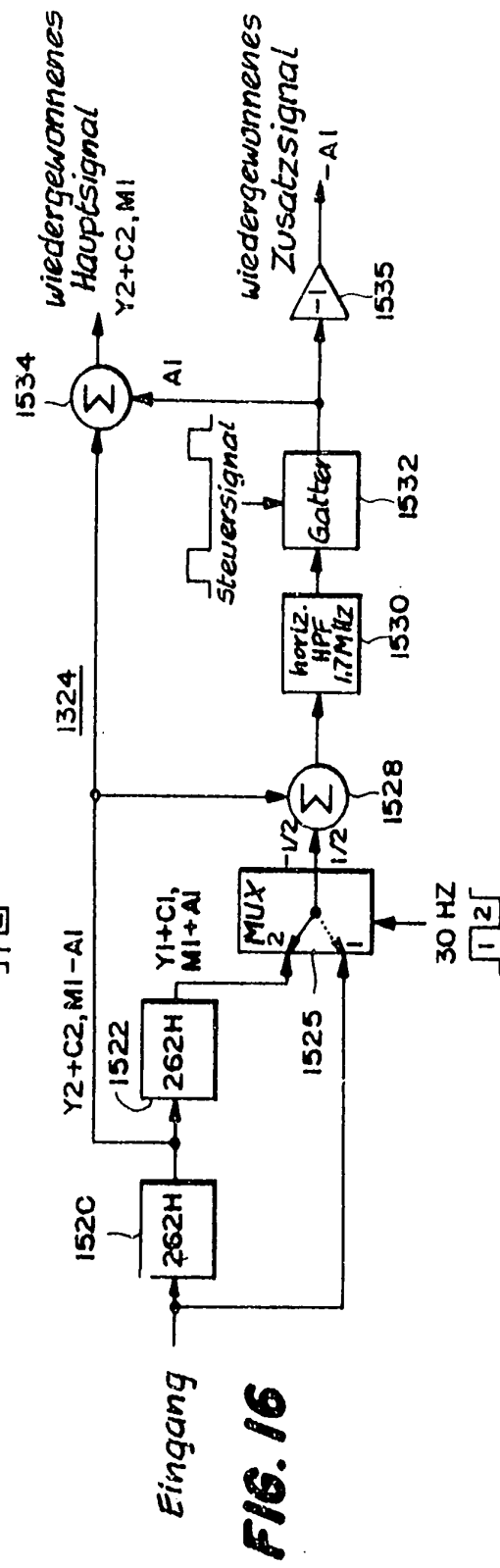
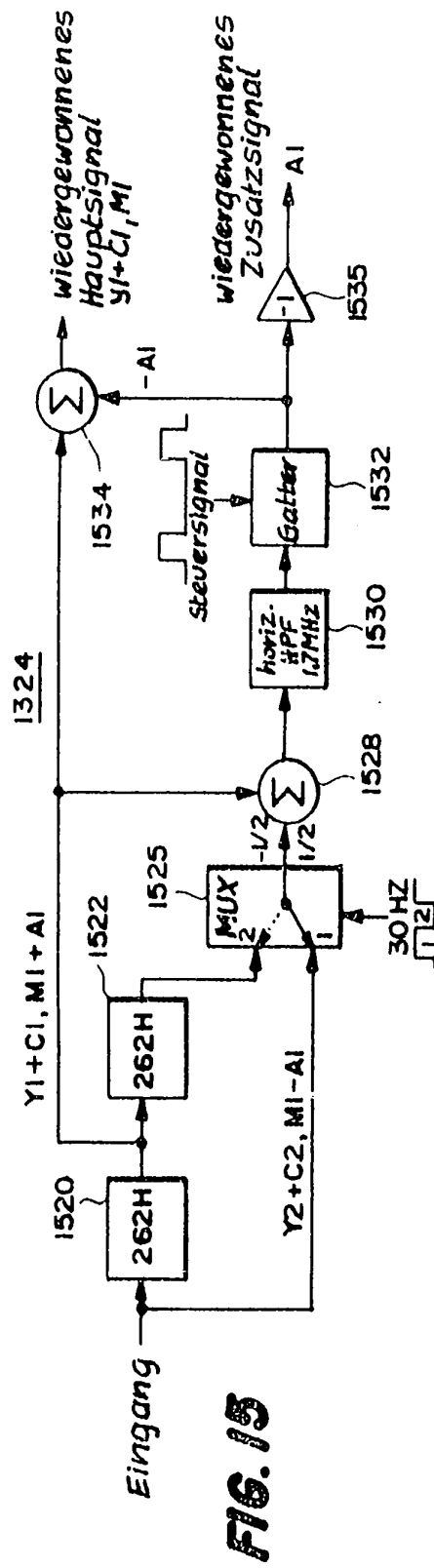
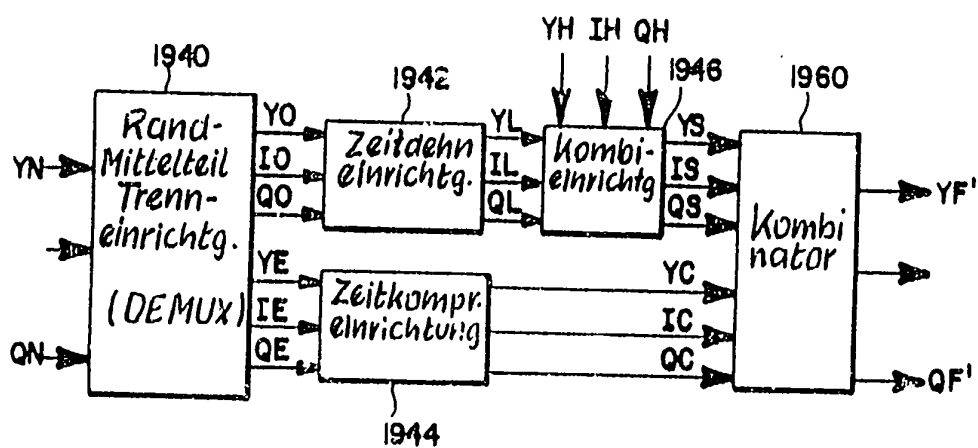
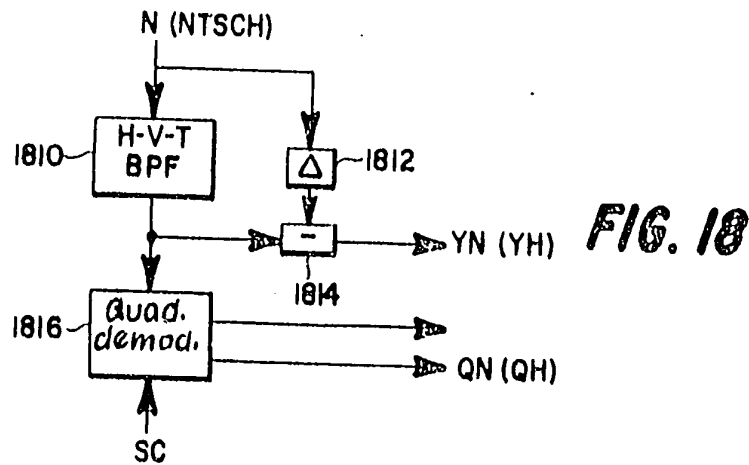
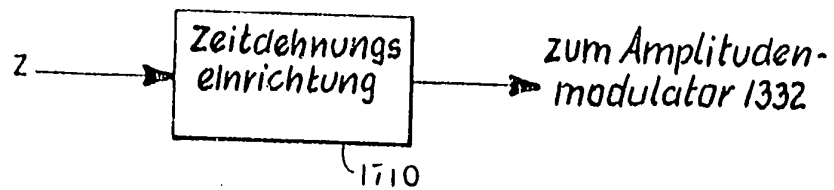
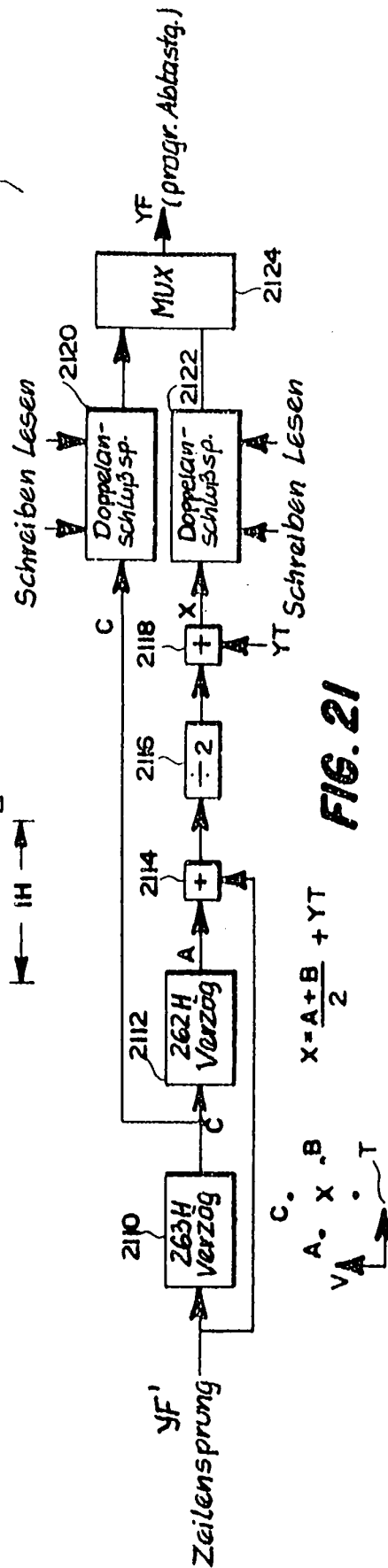
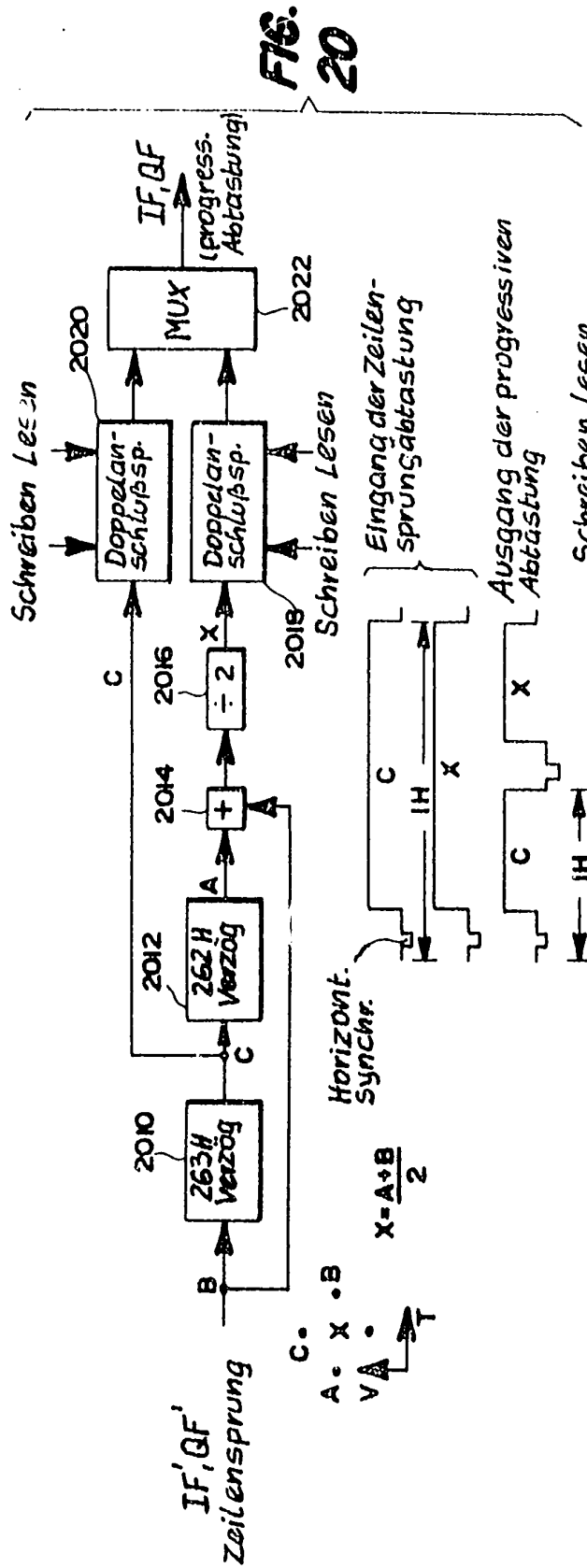
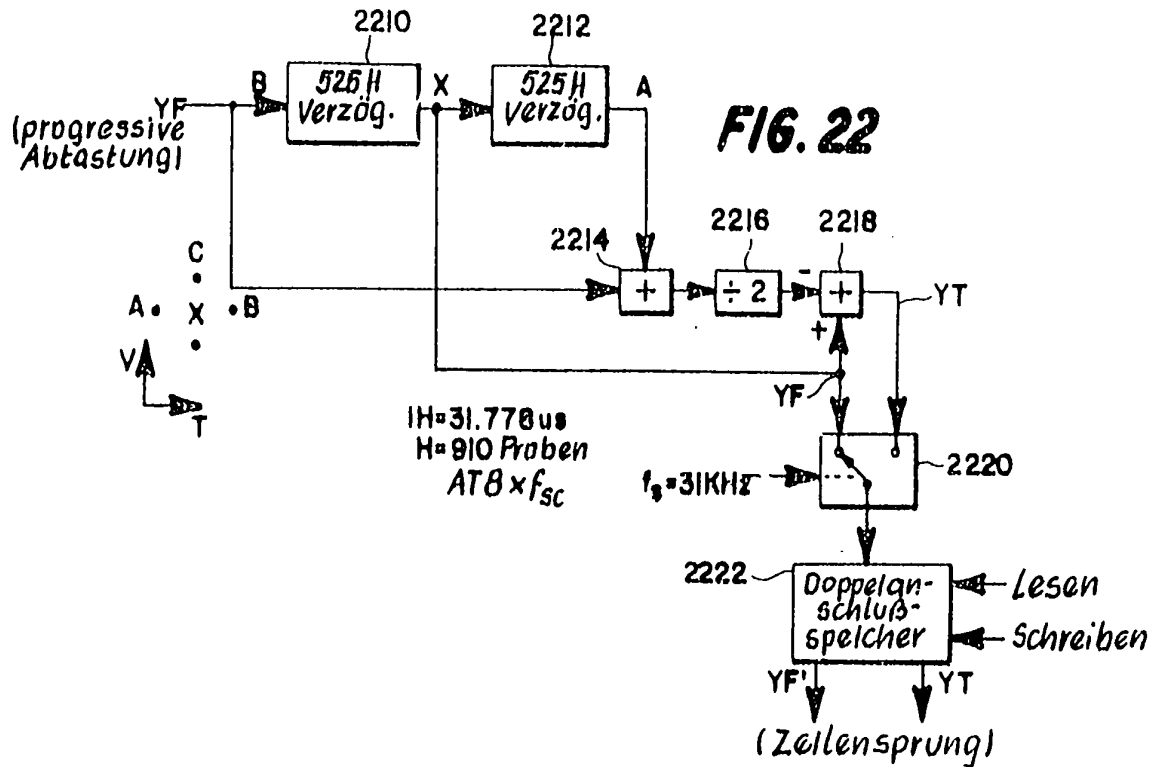


FIG. 17**FIG. 19**



**FIG. 23**