



(12) Ausschließungspatent

(11) DD 292 795 A5

Erteilt gemäß § 17 Absatz 1
Patentgesetz der DDR
vom 27. 10. 1983

5(51) H 04 N 3/22

in Übereinstimmung mit den entsprechenden
Festlegungen im Einigungsvertrag

DEUTSCHES PATENTAMT

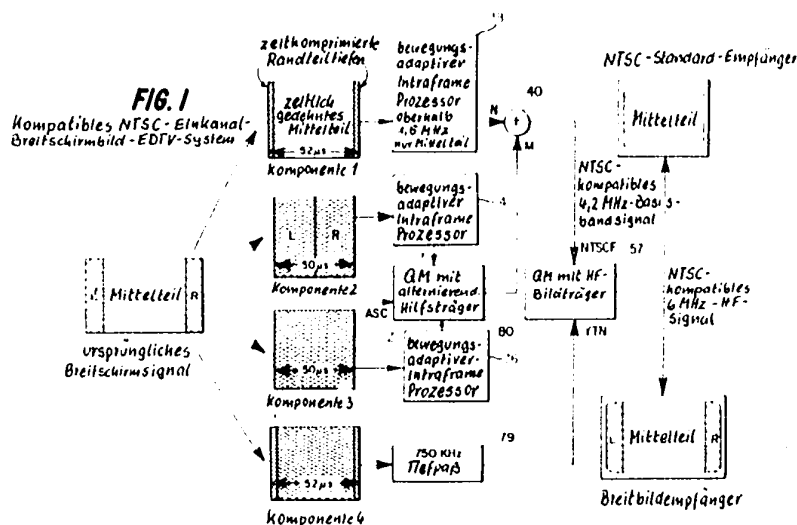
In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

(21)	DD H 04 N / 326 040 5	(22)	27.02.89	(44)	08.08.91
(31)	8804720	(32)	29.02.88	(33)	US
	302171		30.01.89		

(71) siehe (73)
(72) Isnardi, Michael A.; Smith, Terrence R.; Fuhrer, Jack S., US
(73) General Electric Company, 1 River Road, Schenectady, New York 12345, US

(54) Anordnung zur Verarbeitung eines Fernsehsignals zur Reduzierung diagonaler Bildartefakte

(55) Fernsehsignal; Verarbeitung; Steuersignal;
Bildübertragung; Bildqualität; Signalverarbeitung;
Breitbildempfänger; Standardbildempfänger;
Hauptteilinformation; Randteilinformation; Vollbild
(57) Die Erfindung umfaßt Steuermittel, welche den
Bildbewegungsanteil der Fernsehsignale erfassen und
verarbeiten. Damit wird bei einer Wiedergabe eine hohe
Bildqualität – sowohl bei Breitbild – als auch
Standardbildempfängern erreicht. Hierzu werden adaptive
Mittel benutzt, welche Steuersignale für eine
Intraframe-Verarbeitung bei Vorliegen eines Bildes mit
hohem Bewegungsanteil und eine Halbbildwiederholung
bei Vorliegen eines Bildes mit geringerem
Bewegungsanteil ableiten. Fig. 1



Patentansprüche:

1. Anordnung zur Verarbeitung eines Fernsehsignals, die Steuermittel umfaßt, welche auf das Fernsehsignal zur Lieferung eines Steuersignals anspricht, das den Bildbewegungsanteil des Fernsehsignals angibt, **gekennzeichnet durch**: ein adaptives Mittel (38), das auf das genannte Steuersignal für eine (a) Intraframe-Verarbeitung des genannten Fernsehsignals bei Anwesenheit eines Bildes, das einen gegebenen Bewegungsanteil enthält, und für eine (b) Halbbildwiederholung des genannten Fernsehsignals innerhalb eines Vollbildes bei Anwesenheit eines bedeutend geringeren als des genannten gegebenen Anteils der Bildbewegung anspricht.
2. Anordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß das adaptive Mittel die Intraframe-Verarbeitung und die Halbbildwiederholung in einem Frequenzbereich oberhalb eines solchen Frequenzbereiches durchführt, der von der Vertikaldetail-Bildinformation eingenommen wird, und daß das adaptive Mittel die Halbbildwiederholung bei Anwesenheit eines im wesentlichen unbewegten Bildes durchführt.
3. Anordnung nach Anspruch 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Halbbildwiederholung in einem Frequenzbereich durchgeführt wird, der kleiner ist als derjenige, in welchem die Intraframe-Verarbeitung durchgeführt wird.
4. Anordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß das adaptive Mittel Gruppen einander ausschließender Intraframe-Bildelemente der Bildinformation identischen Wertes innerhalb jeder Gruppe bei Anwesenheit einer Bildbewegung liefert.
5. Anordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß das adaptive Mittel das Fernsehsignal bei Anwesenheit einer Bildbewegung einer Intraframe-Mittelung unterzieht.
6. Anordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß das Fernsehsignal repräsentativ für ein Breitschirm (38)-Bild mit einem Bildseitenverhältnis ist, das größer als dasjenige des Standard-Fernsehbildes ist und eine Bildinformation des Hauptteils und der Randteile ist; daß das adaptive Mittel (a) ein erstes adaptives Mittel enthält, das auf die genannte Hauptteil-Bildinformation und das Steuersignal für die Intraframe-Verarbeitung und Halbbildwiederholung der Hauptteil-Information innerhalb eines Vollbildes bei Anwesenheit von mehr oder weniger als eines gegebenen Anteils der Bildbewegung entspricht; und (b) (64) ein zweites adaptives Mittel enthält, das auf die Randteil-Bildinformation und das Steuersignal für die Intraframe-Verarbeitung und Halbbildwiederholung der Randteilinformation innerhalb eines Vollbildes bei Anwesenheit von mehr oder weniger als eines gegebenen Anteils einer Bildbewegung anspricht; und Mittel zum Kombinieren (40) der Ausgangssignale von den ersten und zweiten adaptiven Mitteln enthält.
7. Anordnung nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, daß die ersten und zweiten adaptiven Mittel eine Intraframe-Mittelung und eine Halbbildwiederholung innerhalb eines Vollbildes bei Anwesenheit bzw. Abwesenheit einer Bildbewegung in einem Frequenzbereich ausschließlich eines Bereiches der Frequenzen der Vertikaldetail-Bildinformation durchführen.
8. Anordnung nach Anspruch 1 für ein Breitschirmbild mit einem Bildseitenverhältnis, das größer ist als dasjenige eines Standard-Fernsehbildes und eine Hauptteil- und Randteilinformation enthält, **dadurch gekennzeichnet**, daß adaptive Mittel vorgesehen sind, die erste Mittel (38) für die Halbbildwiederholung der Hauptteilinformation innerhalb eines Vollbildes; zweite Mittel (64) für die Halbbildwiederholung der Randteilinformation innerhalb eines Vollbildes; und Mittel (40) für die Kombination der Ausgangssignale von den ersten und zweiten Mitteln einschließen.
9. Anordnung nach Anspruch 8, **dadurch gekennzeichnet**, daß die ersten und zweiten Mittel die Information von einer räumlichen Stelle in einem ersten Halbbild an eine räumliche Stelle in einem zweiten Halbbild mit einem Abstand von 262 H von der genannten ersten Halbbildstelle für ungeradzahlige Vollbilder wiederholen, und die Information von einer räumlichen Stelle in einem zweiten Halbbild an eine räumliche Stelle in einem ersten Halbbild mit einem Abstand von 262 H von der zweiten Halbbildstelle für geradzahlige Vollbilder wiederholen.

Hierzu 29 Seiten Zeichnungen

Anwendungsgebiet der Erfindung

Die Erfindung betrifft eine Anordnung zur Verarbeitung eines Fernsehsignals, die Steuermittel umfaßt, welche auf das genannte Fernsehsignal zur Lieferung eines Steuersignals anspricht, das den Bildbewegungsanteil des genannten Fernsehsignals angibt.

Charakteristik des bekannten Standes der Technik

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. Videoinformationssignale mit einem Bildseitenverhältnis von 5:3 haben eine besondere Beachtung erfahren, da sich dieses Verhältnis dem eines Kinofilms 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 mit dem Titel „Apparatus for processing high frequency edge information in a widescreen television system“ offenbart, welches von M.A. Isnardi am 1. November 1988 veröffentlicht wurde. Es besteht sogar ein noch größerer Wunsch danach, daß bei einem solchen kompatiblen Breitbildsystem Vorkehrungen zur Verbesserung oder Erweiterung der Auflösung des wiedergegebenen Bildes getroffen werden, um zusätzliche und besonders gute Bildeinheiten 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 mit dem Titel „Encoding for compatibility and recoverability in the ACTV system“ von M.A. Isnardi et al. offenbart und veröffentlicht in IEEE Transactions on Broadcasting, Band BC-33, Nr. 4, Dezember 1987, S. 116–123.

Das von Isnardi et al. offenbarte System verwendet eine Signalzeitkomprimierung und Intraframe-Verarbeitung der Bildinformation der Mittel- und Randteilebereiche.

Ziel der Erfindung

Ziel der Erfindung ist es, eine Bildübertragung zu schaffen, welche eine hohe Bildqualität bei einer Wiedergabe sowohl auf einem Breitbildempfänger als auch einem Standardbildempfänger gewährleistet.

Darlegung des Wesens der Erfindung

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Anordnung zur Verarbeitung eines Fernsehsignals zu entwickeln, bei welchem Breitbildsignale sowohl von NTSC-Empfängern als auch von Breitbildempfängern empfangen werden können und hierzu eine Intraframe-Signalverarbeitungstechnik benutzt wird, wobei die auftretenden unerwünschten diagonalen Bildartefakte in einem wiedergegebenen Bild zu reduzieren oder vollständig auszuschalten sind.

Die Anordnung in Übereinstimmung mit den Prinzipien der vorliegenden Erfindung enthält Mittel für eine adaptive Verarbeitung eines Videosignals, das dazu neigt, daß beispielsweise unerwünschte gezackte diagonale Artefakte sichtbar sind. Bei einer dargestellten bevorzugten Ausführungsform der Erfindung wird die Information, die Bewegungsbilder darstellt, in einem Kodierer über einen gegebenen Frequenzbereich, z. B. etwa 1,5 MHz, einer Intraframe-Mittelung unterzogen. Die Informationsdarstellung bewegungsloser Bilder ist über einen gegebenen Frequenzbereich einem Halbbild-Wiederholungsvorgang ausgesetzt. In einem Dekodierer wird die Information, die bewegungslose Bilder darstellt, bei dem gegebenen Bereich der Halbbild-Wiederholungsfrequenz einen Vollbildwiederholungsvorgang unterworfen, während die Information, die die Bewegungsinformation darstellt, unverändert gelassen wird.

Die adaptive Verarbeitung der Bewegungsbildinformation und der bewegungslosen Bildinformation wird in dem Kodierer und Dekodierer von einer zusätzlichen Signalkomponente gesteuert, welche die Halbbild-Differenzinformation enthält und welche die An- oder Abwesenheit der Bildinformation darstellt.

Die offenbarte Vorrichtung wird im Zusammenhang mit einem kompatiblen Breitbild-EDTV-Fernsehsystem beschrieben, das eine Intraframe-Signalverarbeitung verwendet, z. B. die Mittelungstechnik. Das Breitbild-EDTV-Signal enthält mehrere Komponenten, einschließlich einer ersten Hauptkomponente, welche die Mittelteil- und die zeitkomprimierte Randzoneninformation enthält, und einer zusätzlichen zweiten Komponente, welche die Randzoneninformation enthält. In der Hauptkomponente wird nur die Mittelteilinformation einer Intraframe-Verarbeitung unterworfen. In dem offenbarten kompatiblen Breitbild-EDTV-Fernsehsystem 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 wiedervereint werden.

Eine erste Komponente ist ein 2:1-Hauptsignal der Zeilensprungabtastung mit einem Standard-Bildseitenverhältnis von 4:3. Diese Komponente umfaßt einen Mittenbereich des Breitbildsignals, der eine Zeitdehnung erfahren hat, um nahezu die vollständige aktive Zeitdauer mit einem 4:3-Bildseitenverhältnis einzunehmen, und die Horizontalinformation niederer Frequenz der Randzone, die in den linken und rechten horizontalen Bildüberabtastungsbereichen eine Zeitkomprimierung erfahren hat, wobei eine solche Information bei einem Standard-Fernsehempfänger-Display dem Blick verborgen bleibt. Nur der Mittenbereich dieser Komponente wird oberhalb einer gegebenen Frequenz einer Intraframe-Mittelung unterworfen.

Eine zweite Komponente ist ein zusätzliches 2:1-Signal der Zeilensprungabtastung, welche die linke und rechte Randzoneninformation hoher Frequenz umfaßt, die jeweils bis zur Hälfte der aktiven Zeilendauer zeitlich gedehnt ist.

Auf diese Weise nimmt die gedehnte Randzoneninformation im wesentlichen die vollständige aktive Zeilendauer ein. Diese Komponenten wird so „abgebildet“, daß sie dieselbe Zeitperiode einnimmt wie der Mittenbereich der ersten Komponente, und sie wird einer Intraframe-Mittelung unterzogen.

Eine dritte Komponente ist ein zusätzliches 2:1-Signal der Zeilensprungabtastung, das aus der Breitbild-Signalquelle abgeleitet wird, das die horizontale Luminanz-Detailinformation hoher Frequenz zwischen annähernd 5,0 MHz und 6,0 MHz umfaßt. Diese Komponente wird auch so abgebildet, daß sie dieselbe Zeilendauer wie der Mittenbereich der ersten Komponente einnimmt, und sie wird einer Intraframe-Mittelung unterzogen. Die einer Intraframe-Mittelung unterzogenen zweiten und dritten Komponenten vollziehen mit einem phasengesteuerten alternierenden Hilfsträger eine Quadraturmodulation, welcher mit der ersten Komponente, die eine Intraframe-Mittelung erfahren hat, kombiniert wird.

Eine vierte Komponente ist ein zusätzliches 2:1-„Helfer“-Signal der Zeilensprungabtastung, das eine zeitliche Halbbild-Differenz der Luminanz-Detailinformation umfaßt, um zur Wiederherstellung der fehlenden Bildinformation in einem Breitbild-EDTV-Empfänger beizutragen. Die vierte Komponente enthält die Bildbewegungsinformation, auf welche die offenbarte Verarbeitungsvorrichtung für das Adaptivsignal zur Verringerung unerwünschter diagonalen Bildartefakte anspricht.

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

Ausführungsbeispiele

Die Erfindung soll nachstehend an mehreren Ausführungsbeispielen erläutert werden.

Die Figur 1 übermittelt einen allgemeinen Überblick über ein kompatibles Breitbild-EDTV-Kodiersystem einschließlich einer Vorrichtung in Übereinstimmung mit der vorliegenden Erfindung;

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

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

die Figuren 2 bis 5 stellen Signalwellenformen und Diagramme dar, 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 27 stellen Aspekte des offenbarten Systems in größeren Einzelheiten dar.

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 eine Bildwiedergabe hoher Qualität auf einem Breitbild-Empfänger erreichen, wohingegen bei einer Standardbildwiedergabe mit einem Bildseitenverhältnis von 4:3 eine sehr starke Verringerung oder Eliminierung sichtbarer Qualitätsverluste zu erwarten wäre. Die Anwendung der Signalkomprimierungstechnik auf die Randzonen eines Bildes hat den Vorteil des horizontalen Überabtastbereiches eines Standard-NTSC-Fernsehpfeilerdisplays; das kann jedoch auf Kosten der Bildauflösung in den Randzonenbereichen eines rekonstruierten Breitschirmbildes gehen. Da die Kompression in der Zeit zu einer Expansion im Frequenzbereich führt, würden bei einer Verarbeitung in einem Standard-Fernsehsystem nur untere Frequenzkomponenten übrigbleiben, welche eine kleinere Bandbreite aufweist, verglichen mit derjenigen, die für ein Breitbildsignal erforderlich ist. Wenn daher die komprimierten Randzonen eines kompatiblen Breitbildsignals in einem Breitbildempfänger gedehnt werden, ergibt sich ein merklicher Unterschied zwischen der Auflösung oder dem Hochfrequenzanteil des Mittelteils eines wiedergegebenen Breitschirmbildes und den Randteilen, es sei denn, es werden Schritte unternommen, um diesen Effekt zu vermeiden. Dieser merkliche Unterschied besteht infolge der Tatsache, daß die Randteilinformation niederer Frequenz wiederhergestellt wird, aber die Information hoher Frequenz infolge der bandbegrenzenden Wirkungen des Videokanals verlorengeht.

In der Anordnung der Figur 1 sind die Elemente, die mit denen der detaillierten 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 Zeitdehnung der zweiten Komponente (Randteilinformation hoher Frequenz) verringert deren horizontale Bandbreite auf etwa 1,16 MHz. Diese Komponente ist mit dem Hauptsignal (der ersten Komponente) räumlich nicht korreliert, und spezielle Sicherheitsmaßnahmen werden folglich vorgenommen, um deren Sichtbarkeit auf den Standard-NTSC-Empfängern zu vermindern, wies dies noch besprochen wird.

Der erweiterte Luminanz-Informationsanteil hoher Frequenz im Bereich von 5,0 bis 6,0 MHz der dritten Komponente wird zuerst frequenzmäßig nach unten verschoben, und zwar in einen Frequenzbereich von 0 bis 1,0 MHz, 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; sie ist weiter auf 750 kHz Bandbreite horizontal begrenzt.

Wie nachfolgend in weiteren Einzelheiten erörtert werden wird, werden die ersten, zweiten und dritten Komponenten durch jeweilige Intraframe-Mittelungseinrichtungen 38, 64 und 76 (eine Art vertikal-zeitliches [V-T] Filter) verarbeitet, 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 Additionstufe 40 wird der Intraframe-gemittelten ersten Komponente (N) ein moduliertes 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 tiefpaßgefilterten 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 einem Standard-NTSC-Empfänger oder einen Breitbandempfänger mit progressiver Abtastung über einen einzigen Rundfunkkanal mit Standard-Bandbreite gesendet werden kann.

Die Anwendung der Zeitkompression auf die erste Komponente erlaubt es, die Randteilmaterie niedriger Frequenz vollständig in den horizontalen Überabstimmungsbereich eines Standard-NTSC-Signals einzupressen. Die Randteilmaterie hoher Frequenz der zweiten Komponente und die Luminanz-Detailmaterie hoher Frequenz der dritten Komponente sind mit dem Standard-NTSC-Signal durch den Video-Übertragungskanal in einer zu einem Standardempfänger transparenten Weise spektral aufgeteilt, und zwar durch die Anwendung einer Quadraturmodulationstechnik auf einen alternierenden Hilfsträger, die in dem noch zu besprechenden Block 80 enthalten ist. Wenn mit einem Standard-NTSC-Empfänger empfangen wird, ist nur der Mittelteilbereich des Hauptsignals (die erste Komponente) zu sehen. Die zweiten und dritten Komponenten können ein Interferenzmuster geringer Amplitude hervorrufen, das bei normalen Betrachtungsabständen und bei normalen Einstellungen der Bildsteuerung nicht wahrgenommen wird. Die vierte Komponente wird in den Empfängern mit Synchronvideodetektoren vollständig entfernt. In Empfängern mit Hüllkurvengleichrichtern wird die vierte Komponente zwar verarbeitet, aber nicht wahrgenommen, weil sie mit dem Hauptsignal korreliert ist.

Das Hauptsignal (Komponente 1) weist ein aktives horizontales Standard-NTSC-Zeilenintervall von annähernd 52 Mikrosekunden (μ s) auf. Es wird nur die Information hoher Frequenz dieser Komponente oberhalb von etwa 1,5 MHz einer Intraframe-Mittelung unterzogen. Die zeitkomprimierte Randteilmaterie niedriger Frequenz dieser Komponente wird nicht dem Vorgang der Intraframe-Mittelung ausgesetzt. Es wurde festgestellt, daß eine solche selektive Intraframe-Verarbeitung der Hauptkomponente die Auflösung der diagonalen Randteil-Bildinformation durch Eliminieren unerwünschter gezackter diagonaler Artefakte verbessert, die zuweilen auf „Zacken“ zurückgeführt werden, welche andererseits in einem rekonstruierten Bild erzeugt würden, falls die komprimierte Randteilmaterie des Hauptsignals einer Intraframe-Mittelung unterzogen würde. In dieser Beziehung ist zu bemerken, daß die Randteilmaterie niedriger Frequenz der Hauptsignalkomponente mit einem Randkomprimierungsfaktor (SCF) von annähernd sechs zeitlich komprimiert wurde. Wenn eine solche zeitkomprimierte Information einer Intraframe-Mittelung unterzogen wird, bevor sie in dem Empfänger zur Wiedergewinnung des Bildes zeitlich gedehnt wird, würde die wiedergewonnene Bildinformation der Randteile gezackte Diagonalen aufweisen, weil die 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 Randteilmaterie niedriger Frequenz der Komponente 1 mit einem SCF-Faktor von sechs zeitlich komprimiert wird, beginnt die Intraframe-Mittelung der Randteilmaterie effektiv bei einer viel niedrigeren Frequenz von 250 kHz ($1,5 \text{ MHz}/\text{SCF}$), wodurch sich gezackte Diagonalen ergeben. Derartige gezackte Diagonalen würden in den rekonstruierten Randteilbereichen stärker bemerkbar sein. Da die Komponente 1 in den zeitkomprimierten Randteilbereichen keine Intraframe-Mittelung erfährt, behält der gesamte Bereich der ursprünglichen Frequenzen in diesen Bereichen (0 bis 700 kHz) die vollständige vertikale Auflösung ohne Störung infolge gezackter diagonaler Artefakte bei. Es ist jedoch wahrscheinlich, daß sowohl die Intraframe-Mittelung, die an der Komponente 1 in dem Mittelteilbereich durchgeführt wird, als auch die Intraframe-Mittelung, die an den Komponenten 2 und 3 durchgeführt wird, zu unerwünschten gezackten diagonalen Artefakten führt, welche, wie noch beschrieben wird, reduziert werden.

Die Komponente 2, die die linke und rechte Randteilmaterie hoher Frequenz enthält, wird so abgebildet, daß sie dieselbe Zeitperiode wie der Mittelteilbereich der Komponente 1 einnimmt. Auf diese Weise werden die linken und rechten Randteilmaterien zeitlich gedehnt, um den ganzen Mittelteilbereich zu füllen, wodurch die Komponente 2 ein aktives horizontales Abtastintervall von annähernd 50 μ s aufweist, welches dem horizontalen Abtastintervall des Mittelteilbereiches der Komponente 1 entspricht. Zu diesem Zweck beträgt der Randdehnungsfaktor (SEF) ungefähr 4,32, verglichen mit einem SEF-Faktor von ungefähr 4,49, welcher erforderlich wäre, um die linken und rechten Randteilmaterien der Komponente 2 bis zur vollständigen aktiven Zeilendauer von 52 μ s zu dehnen.

Beide Komponenten 2 und 3 werden in dem Mittelteilbereich abgebildet, und zwar wegen der Intraframe-Verarbeitung, die an der Komponente 1 und den zusätzlichen Komponenten 2 und 3 ausgeführt wird. Wie nachfolgend erläutert wird, ist die Intraframe-Mittelung ein Vorgang, welcher die Trennung der beiden zuvor kombinierten Signalkomponenten erleichtert, beispielsweise in diesem Fall 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 μ s einzuschließen, wird die Abbildung der modulierenden Komponenten 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 Zeitkomprimierung der gedehnten horizontalen Luminanzinformation bis 50 μ s übereinstimmt. Die Zeitkomprimierung der Komponente 3 von 52 μ s auf 50 μ s verzichtet auf einen Teil der räumlichen Korrelation mit der Hauptkomponente 1, aber ganz bestimmt läßt sich mit Sicherheit sagen, 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 Übersprechens 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. Der Betrag der räumlichen Korrelation, aufgegeben in der Komponente 3, ist unbedeutend und wird durch die sich ergebende gleichartige Horizontalauflösung der Mittel- und Randteile aufgewertet. Die Komponente 4 ist nicht intraframe-gemittelt und bleibt unverändert, indem sie die volle aktive Zeilendauer von 52 μ 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 Komponente M in die Teiloriginalen Zeitschlitze gebildet, d. h. um so ein vollständiges aktives Zeilenintervall von $52 \mu\text{s}$ einzunehmen.

Die Figur 1 b illustriert 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 horizontale Luminanz-Detailinformation hoher Frequenz 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 originalen 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-Bild-Seiten-Verhältnis 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 Signalkomponente verbunden ist. Diese Überlegungen sind die Verträglichkeit (Kompatibilität) mit bestehenden Empfängern und die Wiederherstellbarkeit in dem Empfänger.

Die vollständige Verträglichkeit schließt Empfänger- und Sendeverträglichkeit ein, so daß existierende Standardempfänger Breitbild-EDTV-Signale empfangen und eine Standardwiedergabe ohne spezielle Anpassungseinrichtungen erzeugen können. Verträglichkeit in diesem Sinn erfordert beispielsweise, daß das Bildabtastungsformat des Senders im wesentlichen dasselbe ist wie es im Empfänger oder innerhalb der Toleranz des Bildabtastungsformats des Empfängers liegt. Verträglichkeit bedeutet auch, daß besondere nichtstandardisierte Komponenten physisch oder bezüglich der Wahrnehmbarkeit im Hauptsignal verborgen sind, wenn es mittels Standardempfängern wiedergegeben wird. Um Kompatibilität in dem letzteren Sinn zu erreichen, verwendet das offenbarte System die folgenden Verfahren, um die zusätzlichen Komponenten zu verbergen.

Wie oben bereits beschrieben, sind die Randteiltiefen in dem normalen horizontalen Überabtastungsbereich eines Standardempfängers physisch verborgen. Die Komponente 2, welche ein Signal mit geringer Energie im Vergleich zu der Komponente der Randteiltiefen ist, 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 Zeilensprungabtastungsfrequenz ist (ein ungeradzahliges Vielfaches der halben horizontalen Zeilenfrequenz). Die Frequenz, Phase und Amplitude des alternierenden Hilfsträgers sind so ausgewählt, 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 alle 180° von einem Halbbild zum nächsten wechselt, anders als die Phase des Chrominanz-Hilfsträgers von einem Halbbild zum nächsten.

Obwohl die modulierten alternierenden Hilfsträgerkomponenten völlig innerhalb des Chrominanz-Durchlaßbandes ($2,0$ bis $4,2 \text{ MHz}$) liegen, sind die modulierten alternierenden Hilfsträgerkomponenten merklich verborgen, weil sie als komplementäres Farbflimmern mit Halbbildfrequenz wiedergegeben werden, welches vom menschlichen Auge bei normalen Regeln der Chrominanzsättigung nicht wahrgenommen wird.

Auch werden durch die nichtlineare Amplitudenkomprimierung der Modulationskomponenten vor der Amplitudenmodulation in vorteilhafter Weise momentane Amplitudenüberschwinger auf einen akzeptierbaren niedrigeren Pegel reduziert. Die Komponente 3 ist mit Bezug auf die Information des Mittelbereichs der Komponente 1 räumlich korreliert, und sie ist leicht weniger räumlich korreliert mit Bezug auf die linken und rechten Informationsanteile der Komponente 1. Dies wird mittels eines Bildformatkodierers erreicht, welcher noch beschrieben wird.

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

Die Wiedergewinnung der ersten, zweiten und dritten Komponente in einem Breitbildempfänger mit progressiver Abtastung wird durch die Anwendung eines Vorgangs der Intraframe-Verarbeitung im Sender und Empfänger ermöglicht. Dieser Vorgang wird im Sendersystem der Figuren 1 und 1 a durch die zugehörigen Elemente 38, 64 und 76 und durch zugehörige Elemente im Empfänger durchgeführt, wie es noch beschrieben wird. Die Intraframe-Mittelung ist eine Signalbehandlungstechnik, bei welcher zwei sichtbar korrelierte Signale für die gegenseitige Kombination so vorbehandelt werden, daß sie später wirkungsvoll 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 ist. Die für diesen Zweck benutzte Art der Signalbehandlung schließt im wesentlichen die Maßnahme ein, zwei Signale auf einer 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 Signale zu gewährleisten. Horizontales Übersprechen wird durch Sicherheitsbänder zwischen Horizontal-Vorfiltern im Senderkodierer und Nachfiltern im Empfängerdekodierer eliminiert.

Die Intraframe-Mittelung ist eine Form paarweiser (gruppiertes) Bildelementverarbeitung. Der Vorgang der Intraframe-Mittelung in der Zeitebene ist allgemein in Figur 1 c veranschaulicht, wobei Paare von Halbbildern dadurch identisch gemacht werden, daß der Mittelwert der Bildelemente (A, B und C, D), die 262 Horizontalzeilenperioden (262 H) auseinanderliegen, gebildet wird. Der Mittelwert ersetzt die ursprünglichen Werte in jeder paarweisen Gruppe. Die Figur 1 d 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 um 262 H innerhalb eines Vollbildes auseinanderliegen, gemittelt, und der Mittelwert (z. B. X_1, X_3 und Z_1, Z_3) 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 1,5 MHz durchgeführt, um die Vertikaldetailinformation niederer 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 262 H auseinanderliegen, mit dem Farbhilfsträger „in Phase“ sind. Die Phase des neuen alternierenden Hilfsträgers wird so gesteuert, daß sie genau gegenphasig für um 262 H auseinanderliegende Bildelemente ist und somit anders als die Phase des Chrominanzhilfsträgers ist. Wenn daher die Komponenten 2 und 3 (nach der Quadraturmodulation) in der Einheit 40 zur Komponente 1 hinzugeführt werden, weisen die um 262 H auseinanderliegenden Bildelemente die Form $(M + A)$ und $(M - A)$ auf, wobei M ein Abtastwert des zusammengesetzten Hauptsignals oberhalb von 1,5 MHz und A ein Abtastwert 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 Abtastwerte im 262-H-Abstand. Im Empfänger ist es eine einfache Sache, den Informationsgehalt dieser Abtastwerte genau wiederzugewinnen, d. h. frei von Übersprechen, und zwar durch Verarbeitung der um 262 H auseinanderliegenden Bildelementabtastwerte innerhalb eines Vollbildes, wie es noch erörtert wird; dadurch wird die Information des Haupt- und Zusatzsignals wiedergewonnen. In einem Dekodierer im Empfänger kann die ursprüngliche Information, die eine Intraframe-Mittelung erfahren hat, über die Intraframe-Verarbeitung praktisch unversehrt wiedergewonnen werden, da die ursprüngliche, gut sichtbar korrelierte Information 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 die Quadraturdemodulation wird dazu verwendet, die Komponenten 2 und 3 zu trennen, 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 Breitbild-Seitenverhältnis wiederherzustellen, und die hochfrequenten Anteile der Randteilverteilung werden mit den niedrigfrequenten Anteilen kombiniert, um die vollständige Auflösung in den Randzonen wiederzugewinnen. Die erweiterte Luminanz-Detailinformation hoher Frequenz 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.

Der Prozeß der Intraframe-Mittelung, der im Kodierer durchgeführt wird, kann unerwünschte gezackte diagonale Bildartefakte in Form von treppenstufenähnlichen Auskerbungen, insbesondere in Bereichen ausgeprägter Licht-Dunkel-Übergänge, erzeugen. Die Sichtbarkeit dieser Artefakte kann durch adaptives Modifizieren des Prozesses der Intraframe-Mittelung, der von den Einheiten 38, 64 und 76 in dem Kodierer in Abhängigkeit von der Anwesenheit oder Abwesenheit der Bildbewegung durchgeführt wird, wesentlich reduziert werden. Die adaptive Verarbeitung der Information der Mittel- und Seitenteile zum Zweck der Reduzierung gezackter diagonaler Artefakte ist in den Figuren 25 und 26 veranschaulicht. Die Figur 25 veranschaulicht von links nach rechts jeweils einen Teil des Videosignals in dessen originaler Form, das Videosignal, welches bei Anwesenheit einer Bewegtbildinformation verarbeitet wird, und das Videosignal, das bei Anwesenheit einer ruhenden Bildinformation verarbeitet wird, die alle an den Kodierer geführt werden. Die Figur 26 veranschaulicht die Art und Weise, in welcher das Videosignal in dem Dekodierer bei Anwesenheit einer ruhenden Bildinformation verarbeitet wird.

Das Videosignal in seinen ursprünglichen und verarbeiteten Formen ist für ungeradzahlige und geradzahlige Vollbilder veranschaulicht, die jeweils ein ungeradzahliges Halbbild (1) und ein geradzahliges Halbbild (2) haben. Die ungeradzahligen Halbbilder in den ungeradzahligen und geradzahligen Vollbildern enthalten die Bildelemente (Pixel) A1, C1 bzw. A2, C2. Die geradzahligen Halbbilder in den ungeradzahligen und geradzahligen Vollbildern enthalten die Bildelemente B1, D1 bzw. B2, C2. Bei Anwesenheit eines Bewegtbildes unterziehen die Netzwerke 38, 64 und 76 der Figur 1 das Videosignal oberhalb eines Frequenzbereiches von annähernd 1,5 MHz bis 4,2 MHz einer Intraframe-Mittelung, wie dies durch das mittlere Diagramm der Figur 25 veranschaulicht ist. Der Prozeß der Intraframe-Mittelung ist im Detail vorhergehend erörtert worden. Bei Anwesenheit einer Stehbildinformation führen die Netzwerke 38, 67 und 76 einen Austausch der Halbbildwiederholung in einem Frequenzbereich von annähernd 1,5 MHz bis 3,1 MHz durch. Speziell in diesem Beispiel werden für ungeradzahlige Vollbilder die Bildelementproben der ungeradzahligen Halbbilder als ein im Abstand von 262 H befindliches Paar mit den Bildelementabtastwerten der ungeradzahligen Halbbilder übertragen (z. B. A1 und C1), indem die zugehörigen Bildelementabtastwerte der geradzahligen Halbbilder ersetzt werden (z. B. B1 bzw. D1). Die ursprünglichen Bildelementabtastwerte sind durch einen schwarzen Punkt gekennzeichnet, und die ersetzten Bildelementabtastwerte sind durch einen weißen Punkt gekennzeichnet. Auf ähnliche Weise werden für geradzahlige Vollbilder die Bildelementabtastproben der geradzahligen Halbbilder als ein im Abstand von 262 H befindliches Paar mit den Bildelementabtastwerten der geradzahligen Halbbilder (B2 und D2) übertragen, indem die zugehörigen Bildelementabtastwerte der ungeradzahligen Halbbilder (A2 bzw. C2) ersetzt werden.

In dem Dekodierer wird der Austausch der Vollbildwiederholung im Fall ruhender Bilder durchgeführt, wie dies durch Figur 25 veranschaulicht ist. Jedoch gelangt das Signal, das eine Intraframe-Mittelung erfahren hat, von dem Kodierer im Fall vorliegender Bewegtbilder ungestört an den Dekodierer. Für ruhende Bilder wird der Austausch der Vollbildwiederholung über denselben Frequenzbereich (1,5 MHz bis 3,1 MHz) durchgeführt, über welchen der Austausch der Halbbildwiederholung in dem Kodierer durchgeführt wurde. Das vollständige vertikale Detail wird in Stehbildbereichen durch Wiederholung jedes ursprünglichen Bildelementabtastwertes, z. B. A1, C1, B2, D2 nach vorn in dieselbe räumliche Stelle in dem nächsten Vollbild, das 525 H entfernt ist, wiedergewonnen, wie dies durch die mit Pfeil versehenen vollen Anzeigelinien angezeigt ist. Alternativ könnten die ursprünglichen Bildelementabtastwerte der geradzahligen Halbbilder (z. B. B2, D2) in dieselbe räumliche Position in

dem vorhergehenden Halbbild nachgeliefert werden, wie dies durch die mit Pfeil versehenen gestrichelten Anzeigelinien angezeigt ist. In diesem Fall würde der Austausch der Vollbildwiederholung innerhalb von vier aufeinanderfolgenden Halbbildern vollständig sein, welche beispielsweise für Film- oder Bandschnittzwecke geeignet wären. Der Informationsgehalt der Komponente 4 als Helfersignal kann in geeigneter Weise dazu verwendet werden, die Anwesenheit oder Abwesenheit der Bildbewegung zur Steuerung der Wirkungsweise der oben beschriebenen adaptiven Verarbeitung zu bestimmen.

Wenn das Band der Chrominanzinformation auf 500kHz beschränkt ist und die Intraframe-Mittelung, die Halbbildwiederholung und die Vollbildwiederholung über den erwähnten Frequenzbändern durchgeführt werden, dann werden die gezackten diagonalen Artefakte bis zu 3,1 MHz reduziert oder eliminiert, wobei weniger Artefakte der Chrominanzsignalverarbeitung festgestellt wurden, und die Halbbild-Mittelung in dem Chrominanzband eine verbesserte Luminanz/Chrominanz-Trennung an den Dekodierer liefert.

Die gezackten diagonalen Bildartefakte können auch mittels einer nichtadaptiven Signalverarbeitung reduziert werden, können aber Artefakte von sich selbst einbringen. In einer nichtadaptiven Anordnung würden die Blöcke 38, 64 und 76 der Figur 1 durch solche Blöcke ersetzt werden, welche nur die Austauschfunktion der Halbbildwiederholung ausführen, wie dies durch das rechte Diagramm der Figur 25 veranschaulicht ist. Auf geradzahlige Vollbilder werden geradzahlige Halbbildproben als Paar gesendet, und auf ungeradzahlige Vollbilder werden paarweise ungeradzahlige Halbbildproben gesendet. Es wird keine Mittelung durchgeführt, und das vollständige vertikale Detail kann in ruhenden Bereichen durch die Anwendung des Austauschprozesses der Vollbildwiederholung in einem Dekodierer wiedergewonnen werden, wie das in Figur 26 veranschaulicht ist.

Die nichtadaptive Verfahrensweise kann in einem Standard-NTSC-Empfänger Bewegungsartefakte bewirken. Das Erscheinen dieser Bewegungsartefakte kann jedoch mittels der vertikalzeitlichen (V-T) Filterung des ursprünglichen Breitbildsignals progressiver Abtastung reduziert werden, beispielsweise mittels eines V-T-Filternetzwerkes 16 in dem System nach Figur 1a.

Wenn es gewünscht wird, kann eine komplementäre Linearkombination der Bildelementwerte verwendet werden, um eine bessere Kompromißlösung zwischen den Bewegungsartefakten in dem Standard-NTSC-Empfänger und den gezackten diagonalen Artefakten in einem Breitbildempfänger bereitzustellen. So könnten beispielsweise bei dem Austauschprozeß der Halbbildwiederholung für geradzahlige Vollbilder 75% der Bildelementabtastwerte der geradzahligen Halbbilder und 25% der Bildelementabtastwerte der ungeradzahligen Halbbilder im Abstand von 262H übertragen werden, und für ungeradzahlige Vollbilder könnten 25% der Bildelementabtastwerte der geradzahligen Halbbilder und 75% der Bildelementabtastwerte der ungeradzahligen Halbbilder im Abstand von 262H übertragen werden.

Das nichtadaptive Verfahren kann im Verlauf der Wiedergewinnung der vollständigen vertikalen Auflösung in ruhenden Teilen eines Breitschirmbildes in sich bewegenden Teilen Bewegungsartefakte erzeugen. Die bewegungsadaptive Verarbeitung in dem Kodierer verbessert, wie bereits erörtert, die Wiedergabe der Bewegung sowohl in Standard-NTSC-Empfängern als auch in Breitbildempfängern.

Vor der Erörterung des kompatiblen Breitbild-Kodierungssystems nach Figur 1a wird ein Hinweis zu den Signalwellenformen A und B der Figur 2 gegeben. Das Signal A ist ein Breitbildsignal mit einem Bildseitenverhältnis von 5:3, das in ein kompatibles Signal mit einem Bildseitenverhältnis von 4:3 nach der Standard-NTSC-Norm umzuwandeln ist, das durch das Signal B bildlich dargestellt ist. Das Breitbildsignal A enthält einen Primärbildinformation führenden Mittelteilbereich, welcher ein Intervall TC einnimmt, und linke und rechte Randteilbereiche, die sekundäre Bildinformation enthalten und die Intervalle TS einnehmen. 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 Randteilinformation in die horizontalen Überabtastungsbereiche mit den Zeitintervallen TO. Das Standard-NTSC-Signal hat ein aktives Zeilenintervall TA (mit einer Dauer von 52,6 Mikrosekunden), welches Überabtastungsintervalle TO, ein Wiedergabe-Zeitintervall TD, welches die wiederzugebende Videoinformation enthält, und ein gesamtes horizontales Zeilendauerintervall TH mit einer Dauer von 63,556 Mikrosekunden einschließt. Die Intervalle TA und TH sind dieselben Intervalle sowohl für die Breitbild- als auch für die Standard-NTSC-Signale. Es wurde festgestellt, daß nahezu alle Konsum-Fernsehempfänger ein Überabtastungsintervall aufweisen, das mindestens 4% der gesamten aktiven Zeilendauer TA einnimmt, d.h. 2% Überabtastung an den linken und rechten Rändern. Bei einer Zeilensprungabtastrate von 4x fsc (wobei fsc die Frequenz des Farbhilfsträgers ist), enthält jedes horizontale Zeilenintervall 910 Pixel (Bildelemente), von denen 754 die wiederzugebende aktive horizontale Zeilenbildinformation bilden.

Das Breitbild-EDTV-System ist in Figur 1a mit größeren Einzelheiten 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 Breitbildseitenverhältnis von 5:3. Es könnte auch eine Signalquelle mit Zeilensprungabtastrung 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, neben anderen Faktoren, ist. Unter der Voraussetzung einer konstanten Abtastgeschwindigkeit durch die Breitbildkamera bewirkt eine Erhöhung ihres Bildseitenverhältnisses eine entsprechende Erhöhung sowohl ihrer Videobandbreite als auch der horizontalen Komprimierung der Bildinformation, wenn das Signal von einem Standardfernsehempfänger mit einem Bildseitenverhältnis von 4:3 wieder gegeben wird. Aus diesen Gründen ist es notwendig, das Breitbildsignal für eine vollkommene NTSC-Kompatibilität zu modifizieren.

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 folgenden 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 matriziert, um die Luminanzkomponente Y und die Farbdifferenz-Signalkomponenten I und Q aus den Farbsignalen R, G und B abzuleiten. Die Breitbandsignale Y, I und Q progressiver Abtastung werden mit der achtfachen Frequenz (8x fsc) 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

(V-T) 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 10d gezeigt sind und noch erörtert werden. Diese Filter reduzieren die vertikal-zeitliche Auflösung leicht, insbesondere die diagonale V-T-Auflösung, um unerwünschte Zeilensprungabtastungs-Artefakte (beispielsweise Flimmern, gezackte Kanten und andere auf Alias bezogene Effekte) in dem Hauptsignal (Komponente 1 in Figur 1) nach der Umwandlung der progressiven Abtastung in die Zeilensprungabtastung zu verhindern. Die Filter halten die vollständige vertikale Auflösung in ruhenden Bereichen des Bildes nahezu aufrecht.

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 Breitbildwiedergabe 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 absichtlich 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/Zeilensprungabtastungs-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 horizontale 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 Bildelementproben 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 Fehlervorhersagenetzwerk. Ein Ausgangssignal des Netzwerkes 17c, YF', ist die im Zeilensprungformat unterabtastete Luminanzversion der vorgefilterten Komponente progressiver Abtastung. Ein anderes Ausgangs- (Luminanz-)Signal des Netzwerkes 17c, YT, enthält die zeitliche Information, die von der Halbbild-

Differenzinformation abgeleitet ist und eine zeitliche Vorhersage repräsentiert, oder eine zeitliche Interpolation, einen Fehler zwischen den tatsächlichen und den vorhergesagten Werten der Luminanzabtastwerte, die im Empfänger „fehlen“, wie es noch erörtert 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-Helfersignal praktisch nicht notwendig ist, und daß ein Luminanz-Helfersignal 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 „fehlende“ 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 aktuellen 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 zeitlichen Vollbildmittelungsinformation. Das Helfersignal wird mittels eines 750-kHz-Tiefpaßfilters horizontal einer Tiefpaßfilterung unterzogen und als Helfersignal YT 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 Proben 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 von anderen Algorithmen erzeugt wird, beispielsweise demjenigen, der verwendet wird, um ein Zeilendifferentialsignal zu erzeugen, das von M. Tsinberg in einem Artikel „ENTSC Two Channel Compatible HDTU System“, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Band CE-33, Nr. 3, August 1987, S. 146-153 beschrieben wird. In ruhenden Bereichen eines Bildes ist die Fehlerenergie Null, weil die Vorhersage genau ist. Der Energieinhalt des Helfersignals ist eine Anzeige dafür, ob das Videosignal Ruhe- oder Bewegungsbildinformation enthält. Ein Zustand des Helfersignals mit geringer Energie wird durch ruhende und im wesentlichen ruhende Bilder manifestiert (beispielsweise eine Nachricht im Fernsehen, die ein Reporter gegen einen ruhenden Hintergrund herausstellt), während ein Zustand mit höherer Energie eine Bildbewegung anzeigt. Der offenbarte Algorithmus wurde ermittelt, um nach der Bildwiedergewinnung die geringsten unerwünschten Artefakte zu erzeugen, und das Helfersignal, das durch den offenbarten Algorithmus erzeugt wird, behält seine Zweckmäßigkeit, nachdem es auf ungefähr 750 kHz bandbegrenzt (gefiltert) ist. Das Helfersignal, das durch den offenbarten Algorithmus in vorteilhafter Weise erzeugt wird, weist bei Vorhandensein einer Stehbildinformation eine Nullenergie auf, und folglich bleibt ein Helfersignal, das zu einem Stehbild gehört, durch eine Filterung unbeeinflusst. Das offenbarte zeitliche Vorhersagesystem ist sowohl für das progressive als auch für das Zeilensprung-Abtastsystem mit höheren als den Standard-Zeilensprungfrequenzen nützlich, aber es arbeitet mit einer Quelle progressiver Abtastung am besten, welche die Bildelemente A, X und B aufweist, die dieselbe räumliche Position in einem Bild einnehmen, welche in einer

vollkommenen Vorhersage für Stehbilder resultiert. Die zeitliche Vorhersage wird sogar in ruhenden Teilen eines Bildes unvollkommen sein, falls das ursprüngliche Breitbild von einer nach der Zeilensprungabtastung arbeitenden Quelle kommt. In einem solchen Fall wird das Helfersignal mehr Energie aufweisen und in ruhende Teile eines wiedergewonnenen Bildes leicht Artefakte einbringen. Experimente haben gezeigt, daß die Verwendung einer nach der Zeilensprungabtastung arbeitenden Signalquelle annehmbare Ergebnisse mit Artefakten hervorbringt, die nur bei näherer Betrachtung bemerkbar sind, daß aber eine nach der progressiven Abtastung arbeitende Signalquelle weniger Artefakte einführt und bevorzugte Ergebnisse erzeugt.

Zurückkommend auf Figur 1a werden die im Zeilensprungformat aufgebauten Breitbildsignale IF', QF' und YF' aus den Wandlern 17a bis 17c jeweils durch Horizontal-Tiefpaßfilter 19a, 19b und 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 zunächst einem Formatkodierungsprozeß unterworfen, welcher jedes dieser Signale mittels einer Formatkodierungsvorrichtung, zu der eine Rand-Mittelteil-Signaltrenneinrichtung und Verarbeitungseinheit 18 gehört, kodiert. Kurz zusammengefaßt, das Mittelteil jeder Breitbildzeile wird zeitlich gedehnt und in das wiedergegebene Teil der aktiven Zeilendauer mit einem Bildseitenverhältnis von 4:3 abgebildet. Die Zeitdehnung bewirkt eine Verringerung der Bandbreite, so daß die ursprünglichen Breitbildfrequenzen der Zeilensprungabtastung mit der Standard-NTSC-Bandbreite kompatibel gemacht werden. Die Randteile werden in die Horizontalfrequenzbänder aufgeteilt, so daß die Höhen der Farbkomponenten I und Q eine Bandbreite von 83 kHz bis 600 kHz aufweisen (wie das in Figur 7 für das Signal IH dargestellt ist) und die Höhen der Luminanzkomponente Y eine Bandbreite von 700 kHz bis 5,0 MHz aufweisen (wie das in Figur 6 für das Signal YH dargestellt ist). Die Tiefen der Randteile, d. h. die Signale YO, IO und QO, die, wie in den Figuren 6 und 7 dargestellt ist, entwickelt werden, enthalten eine Gleichstromkomponente und sind zeitlich gedehnt und werden in die linken und rechten horizontalen Bildüberabstastbereiche auf jeder Zeile abgebildet. Die Höhen der Randteile werden getrennt verarbeitet. Die Einzelheiten dieses Formatkodierungsprozesses folgen unmittelbar unten.

Im Verlauf der Betrachtung der folgenden Einzelheiten der Kodierung ist es hilfreich, dabei auch die Figur 1e herauszuziehen, welche den Kodierungsvorgang der Komponenten 1, 2, 3 und 4 im Zusammenhang mit der wiedergegebenen Mittel- und Randteilkomponente bildlich darstellt. Die gefilterten Zeilensprungabtastsignale IF", QF" und YF" werden von der Rand-Mittelteil-Signaltrenneinrichtung und Verarbeitungseinheit 18 verarbeitet, um so drei Ausgangssignalgruppen zu liefern: YE, IE und QE; YO, IO und QO und YH, IH und QH. Die ersten beiden Gruppen der Signale (YE, IE, QE und YO, IO, QO) werden verarbeitet, um ein Signal zu entwickeln, das eine Mittelteilkomponente mit voller Bandbreite enthält und zusätzlich die Luminanztiefen des Randteils, die in die horizontalen Überabstastbereiche gepreßt werden. Die dritte Gruppe der Signale (YH, IH, QH) wird verarbeitet, um ein Signal zu entwickeln, das die Randteilhöhen enthält. Wenn diese Signale zusammengefaßt werden, wird ein NTSC-kompatibles Breitbildsignal zur Wiedergabe mit einem Seitenverhältnis von 4:3 erzeugt. Die Einzelheiten der Schaltungen, die die Einheit 18 umfassen, werden in Verbindung mit den Figuren 6, 7 und 8 dargestellt und erörtert.

Die Signale YE, IE und QE enthalten die vollständige Mittelteilinformation und weisen dasselbe Format auf, wie es durch das Signal YE in Figur 3 angegeben ist. Kurz, das Signal YE wird von dem Signal YF" wie folgt abgeleitet. Das Breitbildsignal YF" enthält die Bildelemente 1 bis 754, die während des aktiven Zeilenintervalls des Breitbildsignals vorkommen, welches die Rand- und Mittelteilinformation enthält. Die Information des Breitbandmittelteils (Bildelemente 75 bis 680) wird als Mittelteil-Luminanzsignal YC über einen Zeitdemultiplexierungsprozeß herausgelöst. Das Signal YC wird um den Dehnungsfaktor des Mittelteils von 1,19 (d. h. 5,0 MHz:4,2 MHz) gedehnt, um das NTSC-kompatible Mittelteilsignal YE zu erzeugen. Das Signal YE weist eine NTSC-kompatible Bandbreite (0 bis 4,2 MHz) auf, und zwar infolge der Zeitdehnung um den Faktor 1,19. Das Signal YE belegt das Bildwiedergabeintervall TD (Figur 2) zwischen den Überabstastbereichen TO. Die Signale IE und QE werden aus den Signalen IF" bzw. QF" entwickelt, und werden in einer Weise entwickelt, die derjenigen des Signals YE ähnlich ist.

Die Signale YO, IO und QO liefern die Randteilkomponente niedriger Frequenz („Tiefen“), welche in die linken und rechten Horizontal-Überabstastbereiche eingefügt ist. Die Signale YO, IO und QO weisen dasselbe Format auf, wie es durch das Signal YO in Figur 3 angegeben ist. Kurz gesagt, das Signal YO wird aus dem Signal YF" wie folgt abgeleitet. Das Breitbildsignal YF" enthält die linke Randteilkomponente, zu der die Bildelemente 1 bis 84 gehören und die rechte Randteilkomponente, die den Bildelementen 671 bis 754 zugehörig ist. Wie noch zu erörtern sein wird, wird das Signal YF" tiefpaßgefiltert, um ein niederfrequentes Luminanzsignal mit einer Bandbreite von 0 bis 700 kHz zu erzeugen, aus welchem über einen Zeitdemultiplexierungsprozeß ein linkes und rechtes niederfrequentes Randteilsignal herausgezogen wird (Signal YL' in Figur 3). Das Luminanz-Tiefensignal YL' wird zeitlich komprimiert, um ein Randteiltiefensignal YO mit komprimierter niederfrequenter Information in den Überabstastbereichen zu erzeugen, zu welchen die Bildelemente 1 bis 14 und 741 bis 754 gehören. Das komprimierte Randteil-Tiefensignal weist eine erhöhte Bandbreite auf, die dem Maß der Zeitkompression proportional ist. Die Signale IO und QO werden aus den Signalen IF" bzw. QF" entwickelt und werden in ähnlicher Weise wie das Signal YO verarbeitet.

Die Signale YE, IE, QE und YO, IO, QO werden von einer Kombinationsschaltung 28 für das Rand-Mitte-Signal, z. B. einem Zeitmultiplexer, zusammengefaßt, um die Signale YN, IN und QN mit einer NTSC-kompatiblen Bandbreite und einem Bildseitenverhältnis von 4:3 zu erzeugen. Diese Signale haben die gleiche Form wie das in Figur 3 gezeigte Signal YN. Die Kombinationsschaltung 28 enthält auch geeignete Signalverzögerungen für den Ausgleich der Laufzeiten der zu kombinierenden Signale. Derartige ausgleichende Signalverzögerungen sind, wenn es erforderlich ist, in dem System anderswo enthalten, um Signallaufzeiten auszugleichen.

Ein Modulator 30, ein Bandpaßfilter 32, ein H-U-T-Bandsperfilter 34 und eine Kombinationsschaltung 36 stellen einen verbesserten NTSC-Signalkodierer 31 dar. Die Chrominanzsignale IN und QN werden quadraturmoduliert, und zwar auf einen Hilfsträger SC mit einer NTSC-Chrominanz-Hilfsträgerfrequenz von nominell 3,58 MHz mit Hilfe eines Modulators 30, um ein moduliertes Signal CN zu erzeugen. Der Modulator 30 hat einen herkömmlichen Aufbau und wird im Zusammenhang mit Figur 9 beschrieben. Das modulierte Signal CN ist in den vertikalen (V) und zeitlichen (T) Bereichen mittels eines zweidimensionalen (V-T)-Filters 32 bandpaßgefiltert, welches Übersprechartefakte in dem nach dem Zeilensprungverfahren abgetasteten Chrominanzsignal beseitigt, bevor es an einen Chrominanzsignaleingang der Kombinationsschaltung 36 als ein Signal CP gelegt wird. Das Luminanzsignal YN wird in den horizontalen (H), vertikalen (V) und zeitlichen (T) Bereichen mittels eines dreidimensionalen H-V-T-Bandsperfilters 34 einer Bandsperfilterung unterzogen, bevor es als ein Signal YP an einen

Luminanz Eingang einer Kombinationsschaltung 36 angelegt wird. Das Filtern des Luminanzsignals YN und der Chrominanz-Farbdifferenzsignale IN und QN dient zur Absicherung dafür, daß das Luminanz-Chrominanz-Übersprechen nach der folgenden NTSC-Kodierung wesentlich reduziert ist. Die multidimensionalen räumlich-zeitlichen Filter, beispielsweise das H-V-T-Filter 34 und das V-T-Filter 32 in Figur 1 umfassen einen Aufbau, wie dies durch Figur 10 veranschaulicht ist, welche nachfolgend noch erörtert wird.

Das H-V-T-Bandsperrfilter 34 in Figur 1 a weist die Konfiguration der Figur 10 b auf und beseitigt die Frequenzkomponenten sich aufwärts bewegender Diagonalen aus dem Luminanzsignal YN. Diese Frequenzkomponenten sind in ihrem Erscheinen den Chrominanz-Hilfsträgerkomponenten ähnlich und werden beseitigt, um in dem Frequenzspektrum eine Öffnung (Lücke) herzustellen, in welche das modulierte Chrominanzsignal eingefügt wird. Das Entfernen der sich aufwärts bewegenden diagonalen Frequenzkomponenten aus dem Luminanzsignal YN schwächt ein wiedergegebenes Bild nicht sichtbar ab, weil festgestellt worden ist, daß das menschliche Auge gegenüber diesen Frequenzkomponenten im wesentlichen unempfindlich ist. Das Filter 34 weist eine Grenzfrequenz von annähernd 1,5 MHz auf, um die vertikale Luminanz-Detailinformation nicht zu beeinträchtigen.

Das V-T-Bandpaßfilter 32 reduziert die Chrominanzbandbreite, so daß die modulierte Chrominanz-Randteilverinformation in die Öffnung (Lücke) eingefügt werden kann, die in dem Luminanzspektrum durch das Filter 34 hervorgerufen wird. Das Filter 32 reduziert die vertikale und zeitliche Auflösung der Chrominanzinformation, so daß die ruhenden und bewegten Kanten sichtlich unscharf werden, aber dieser Effekt ist unbedeutend oder hat keine Folgen infolge der Unempfindlichkeit des menschlichen Auges gegenüber solchen Effekten.

Ein Ausgangssignal C/SL der Tiefen des Mitte-Randbereiches von der Kombinationsschaltung 36 enthält wiederzugebende NTSC-kompatible Information, die aus dem Mittelteil des Breitbildsignals abgeleitet ist, ebenso wie komprimierte Tiefen der Randteile (sowohl Luminanz als auch Chrominanz), die aus den Randteilen des Breitbildsignals abgeleitet sind und sich in den linken und rechten Überabtastungsbereichen befinden und von einem Betrachter eines NTSC-Empfängerdisplays nicht gesehen werden. Die komprimierten Randteiltiefen in dem Überabtastungsbereich stellen den einen Bestandteil der Randteilverinformation für eine Breitbildwiedergabeordnung dar. Der andere Bestandteil, die Randteilhöhen, wird von der Verarbeitungseinheit 18 entwickelt, die unten erörtert wird. Die Randteilhöhen signale YH (Luminanzhöhen), IH (I-Höhen) und QH (Q-Höhen) sind in Figur 4 veranschaulicht. Die Figuren 6, 7 und 8 veranschaulichen eine Vorrichtung zur Entwicklung dieser Signale, wie das noch erörtert wird. In Figur 4 enthalten die Signale YH, IH und QH eine linke hochfrequente Randteilverinformation, zu der die Bildelemente 1 bis 84 des linken Bereiches gehören, und eine rechte hochfrequente Randteilverinformation, zu der die Bildelemente 671 bis 754 des rechten Bereiches gehören.

Der Mittelteilbereich des Signals C/SL wird von der zuvor erörterten adaptiven Intraframe-Verarbeitungseinheit 38 verarbeitet, um ein Signal N zu erzeugen, welches an einem Eingang einer Additionsstufe 40 gelegt wird. Das einer Intraframe-Verarbeitung unterzogene Signal N ist im wesentlichen mit dem Signal C/SL identisch, und zwar wegen der in hohem Maße sichtbaren Korrelation der Intraframe-Bildinformation des Signals C/SL. Bei Anwesenheit einer Bildbewegung mittelt die Verarbeitungseinheit 38 das Signal C/SL oberhalb von annähernd 1,5 MHz und trägt dazu bei, das vertikalzeitliche Übersprechen zwischen den Haupt- und Zusatzsignalen zu reduzieren oder zu eliminieren. Der Hochpaßfrequenzbereich von 1,5 MHz und darüber, in welchem die Verarbeitungseinheit 38 tätig ist, wurde ausgewählt, um abzusichern, daß die vollständige Intraframe-Mittelung für die Information bei 2 MHz und darüber durchgeführt wird, um zu vermeiden, daß die vertikale Luminanz-Detailinformation durch den Vorgang der Intraframe-Mittelung verschlechtert wird.

Horizontales Übersprechen wird mit Hilfe eines 200-kHz-Sicherheitsbandes zwischen einem Filter, das zu der Intraframe-Mittelungseinrichtung 38 in dem Kodierer 31 gehört und einem Filter, das zu einer Intraframe-Verarbeitungseinheit in dem Dekodierer der Figur 13 gehört, eliminiert. Die Figur 11 b zeigt Details der Höhen-Intraframe-Verarbeitungseinheit 38. Die Figuren 11 b und 13 werden nachfolgend erörtert.

Die Signale IH, QH und YH mit Hilfe eines NTSC-Kodierers 60 in dem NTSC-Format untergebracht, welcher dem Kodierer 31 ähnlich ist. Speziell der Kodierer 60 enthält eine Vorrichtung der in Figur 9 dargestellten Art, ebenso wie eine Vorrichtung für die Quadraturmodulation der Höhen der Chrominanzinformation der Randteile auf die Randteilhöhen der Luminanzinformation bei 3,58 MHz zur Erzeugung des Signals NTSCH, der Randteil-Höheninformation im NTSC-Format. Dieses Signal ist in Figur 5 veranschaulicht.

Die Anwendung der multidimensionalen Bandpaßfilterung in den NTSC-Kodierern 31 und 60 erlaubt es in vorteilhafter Weise, daß die Luminanz- und Chrominanzkomponenten im wesentlichen frei von jeglichem Übersprechen in dem Empfänger getrennt werden, wenn der Empfänger eine komplementäre multidimensionale Filterung zum Trennen der Luminanz- und Chrominanzinformation enthält. Die Anwendung der komplementären Filter für die Luminanz/Chrominanz-Kodierung und -Dekodierung wird als kooperative Verarbeitung bezeichnet; sie wird im Detail in einem Artikel von C. H. Strolle mit dem Titel „Cooperative Processing for Improved Chrominance/Luminance Separation“ erörtert, veröffentlicht in dem *SMPTE Journal*, Band 95, Nr. 8, August 1986, Seiten 782-789. Selbst Standardempfänger, die herkömmliche Kammfilter und Zeilenkammfilter benutzen, profitieren von der Verwendung einer solchen multidimensionalen Vorfilterung in dem Kodierer, indem sie weniger Übersprechen im Chrominanz- und Luminanzbereich zeigen.

Das Signal NTSCH wird in einer Einheit 62 zeitlich gedehnt, um ein gedehntes Randteil-Höhen signal ESH mit einem aktiven horizontalen Zeilenintervall von 50 µs zu erzeugen, d. h. weniger als das aktive Zeilenintervall der Standard-NTSC-Norm mit annähernd 52 µs. Wie in Figur 5 dargestellt, wird die Dehnung speziell durch einen „Abbildungs“-Prozeß zustandegebracht, bei dem die linken Randteil-Bildelemente 1 bis 84 des Signals NTSCH in die Bildelementpositionen 15 bis 377 des Signals ESH abgebildet werden, d. h., die linken Randteilhöhen des Signals NTSCH werden so gedehnt, daß sie annähernd die Hälfte der Zeilenzeit des Signals ESH einnehmen. Der rechte Randteilerbereich (Bildelemente 671 bis 754) des Signals NTSCH wird in ähnlicher Weise verarbeitet. Der Zeitdehnungsprozeß vermindert die horizontale Bandbreite der Information, die das Signal ESH (im Vergleich zu derjenigen des Signals NTSCH) umfaßt, um einen Faktor 363/84. Der Abbildungsprozeß, durch den die zeitliche Dehnung erfolgt, kann durch eine Vorrichtung des Typs realisiert werden, der in den Figuren 12 bis 12 d gezeigt ist und in Verbindung mit diesen Figuren erörtert wird. Das Signal ESH erfährt adaptiv eine Intraframe-Verarbeitung in einem Netzwerk 64 des in Figur 11 a gezeigten und zuvor beschriebenen Typs, um ein Signal X zu erzeugen, das in Figur 5 dargestellt ist. Das Mittelwertsignal X ist im wesentlichen identisch mit dem Signal ESH, und zwar wegen der gut sichtbaren Korrelation der Intraframe-Bildinformation des Signals ESH. Das Signal X wird an einen Signaleingang eines Quadraturmodulators 80 geführt.

Das Signal YF' wird auch durch ein Horizontal-Bandpaßfilter 70 mit einem Durchlaßbereich von 5 MHz bis 6,0 MHz gefiltert. Das Ausgangssignal des Filters 70, das horizontale Luminanzhöhen enthält, wird an einen Amplitudenmodulator 72 gelegt, in dem es ein 5-MHz-Trägersignal f_c amplitudenmoduliert. Der Modulator enthält ausgangsseitig ein Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von annähernd 1,0 MHz, um am Ausgang des Modulators 72 ein Signal mit einem Durchlaßbereich von 0 bis 1,0 MHz zu bilden. Das obere („ungefaltete“) Seitenband (5,0 bis 6,0 MHz) des Modulationsprozesses wird durch das 1,0-MHz-Tiefpaßfilter entfernt. Effektiv werden die horizontalen Höhen der Luminanzfrequenzen im Bereich von 5,0 MHz bis 6,0 MHz durch den Amplitudenmodulationsprozeß und die nachfolgende Tiefpaßfilterung in den Frequenzbereich von 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 Luminanzhöhen aus der Einheit 72 wird mittels eines Bildformatkodierers 74 kodiert (zeitlich komprimiert). Das heißt, der Kodierer 74 kodiert die frequenzverschobenen horizontalen Luminanzhöhen, so daß dieses Signal ein aktives Zeilenintervall von 50 μ s aufweist, das damit kleiner ist als das aktive Zeilenintervall der Standard-NTSC-Norm von 52,8 μ s; das erfolgt durch Anwendung einer Technik, die in Verbindung mit den Figuren 6 bis 8 noch beschrieben wird. Wenn das Eingangssignal für den Kodierer 74 durch diesen zeitlich komprimiert wird, steigt dessen Bandbreite von annähernd 1,0 MHz auf 1,1 MHz am Ausgang des Kodierers 74. Das Signal vom Kodierer 74 wird mittels einer zuvor beschriebenen Vorrichtung 76 adaptiv einer Intraframe-Verarbeitung unterzogen, ähnlich derjenigen, die in Figur 11 a dargestellt ist, bevor es als Signal Z an die Einheit 80 gelegt wird. Das Intraframe-Mittelwertsignal Z ist im wesentlichen identisch mit dem Signal vom Kodierer 74 wegen der gut sichtbaren Korrelation der Intraframe-Bildinformation des vom Kodierer 74 kommenden Signals. Das Modulationssignal X ist ein zusammengesetztes Signal, das die Luminanz- und Chrominanzinformation enthält, und das modulierende Signal Z weist im wesentlichen dieselbe Bandbreite, annähernd 0 bis 1,1 MHz, auf. Wie es in Verbindung mit Figur 24 noch beschrieben wird, führt die Einheit 80 bei großen Amplitudenausschlägen der beiden Zusatzsignale X und Z eine nichtlineare Amplitudenkomprimierung nach einer Gammafunktion durch, bevor diese Signale einem alternierenden Hilfsträgersignal ASC mittels der Quadraturmodulation aufgeprägt werden. Es wird ein Gammawert von 0,7 verwendet, wodurch der Absolutwert einer jeden Probe auf das 0,7fache der Potenz gehoben und mit dem Vorzeichen des ursprünglichen Probenwertes multipliziert wird. Die Gammakomprimierung reduziert die Sichtbarkeit möglicherweise störender Amplitudenausschläge der modulierten Signale in normalen Empfängern und erlaubt eine vorhersagbare Wiedergewinnung im Breitbildempfänger, weil die inverse Funktion der im Kodierer verwendeten Gammafunktion vorhersagbar ist und leicht im Dekodierer des Empfängers realisiert werden kann.

Die amplitudenkomprimierten Signale werden dann mittels der Quadraturmodulation dem phasengesteuerten alternierenden 3,1075-MHz-Hilfsträger ASC aufgeprägt, dessen Frequenz ein ungeradzahliges Vielfaches der halben Horizontalzeilenfrequenz 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 Chrominanzhilfsträgers. Die halbbildweise wechselnde Phase des alternierenden Hilfsträgers erlaubt es, daß sich die modulierende Information der Zusatzsignale X und Z mit der Chrominanzinformation überlappt; es werden komplementär-phasige zusätzliche Informationskomponenten A1, -A1 und A3, -A3 des modulierten Zusatzsignals erzeugt, welches die Trennung der Zusatzinformation unter Verwendung einer relativ unkomplizierten Halbbild-Speichereinrichtung im Empfänger erleichtert. Das quadraturmodulierte Signal M wird dem Signal N in der Additionsstufe 40 hinzugefügt. Das resultierende Signal NTSCF ist ein NTSC-kompatibles 4,2-MHz-Signal.

Die beschriebene nichtlineare Gammafunktion, die in dem Kodierer zur Komprimierung großer Amplituden verwendet wird, ist ein Bestandteil eines nichtlinearen Kompandierungssystems (Kompression/Expansion), das als weiteren Bestandteil für den Zweck der Amplitudendehnung (Expansion) in dem Dekodierer eines Breitbildempfängers eine komplementäre Gammafunktion enthält, wie dies nachfolgend noch beschrieben wird. Es wurde festgestellt, 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 sofort zu komprimieren und eine komplementäre nichtlineare Gammafunktion, die dazu verwendet wird, eine solche hochfrequente Information im Dekodierer wieder entsprechend zu dehnen. Das Ergebnis besteht darin, daß große Amplituden der hochfrequenten zusätzlichen Information die existierende Standard-Videoinformation in dem offenbarten 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. In dem Dekodierer führt eine nichtlineare Amplitudendehnung der komprimierten hochfrequenten Information nicht zu übermäßig merklichem Rauschen, da sich große Amplituden hochfrequenter Information typischerweise an kontrastreichen Bildkanten finden und das menschliche Auge für Rauschen an solchen Kanten unempfindlich ist. Der beschriebene Kompandierungsprozeß reduziert in vorteilhafter Weise auch Kreuzmodulationsprodukte zwischen dem alternierenden Hilfsträger und dem Chrominanzhilfsträger, so daß auch damit zusammenhängende sichtbare Schwebungserscheinungen reduziert werden. Das Luminanz-Detailsignal YT weist eine Bandbreite von 7,16 MHz auf und wird mittels eines Bildformatkodierers 78 in das 4:3-Bildformat kodiert (z. B. in der in Figur 6 gezeigten Weise) und erfährt anschließend in einem Filter 79 eine horizontale Tiefpaßfilterung bis 750 kHz, um ein Signal YTN zu erzeugen. Die Randbereiche werden bis 125 kHz einer Tiefpaßfilterung unterzogen, bevor sie mittels eines eingangsseitigen Tiefpaßfilters des Bildformatkodierers 78 zeitlich komprimiert werden, entsprechend dem Eingangsfiler 610 der in Figur 6 dargestellten Vorrichtung, jedoch mit einer Grenzfrequenz von 125 kHz. Die Randbereichshöhen werden unterdrückt. Daher ist das Signal YTN mit dem Hauptsignal C/SL räumlich korreliert.

Die Signale YTN und NTSCF werden mittels Digital-Analog-Wandlern (DAC) 53 bzw. 54 aus der digitalen (binären) in die Analogform umgewandelt, bevor sie an einen HF-Quadraturmodulator 57 zur Modulierung eines Fernseh-HF-Trägersignals gegeben werden. Das HF-modulierte Signal wird anschließend an einen Sender 55 gegeben, um es über eine Antenne 56 abzustrahlen.

Der zu dem Modulator 80 gehörige alternierende Hilfsträger ASC ist horizontal synchronisiert und seine Frequenz ist so gewählt, daß eine ausreichende Trennung (z. B. 20-30 db) der Rand- und Mittelteilinformation sichergestellt ist, und daß sich keine wesentlichen Auswirkungen auf ein Bild ergeben, das von einem NTSC-Standard-Empfänger wiedergegeben wird. Die ASC-Frequenz sollte vorzugsweise eine Frequenz der Zeilensprungabtastung mit einem ungeradzahligem Vielfachen der halben

Horizontal-Zeilensprung sein, so daß keine Störungen erzeugt werden, welche die Qualität eines wiedergegebenen Bildes beeinträchtigen würden.

Die in der Einheit 80 durchgeführte Quadraturmodulation erlaubt in vorteilhafter Weise die gleichzeitige Übertragung zweier schmalbandiger Signale. Die zeitliche Dehnung und Modulation hochfrequenter Signale führt zu einer Verringerung der Bandbreite, entsprechend den Schmalband-Erfordernissen der Quadraturmodulation. Je mehr die Bandbreite reduziert ist, desto weniger wahrscheinlich ist es, daß Störungen zwischen dem Träger und Modulationssignalen auftreten. Außerdem wird die typischerweise mit hoher Energie auftretende Gleichstromkomponente der Randteilmittelinformation in den Überabstimmungsbereich hineingepreßt und nicht als modulierendes Signal verwendet. Daher ist die Energie des modulierenden Signals und folglich die latente vorhandene Störung des modulierenden Signals sehr verringert.

Das kodierte und über die Antenne 56 abgestrahlte NTSC-kompatible Breitband-Signal soll sowohl von NTSC-Empfängern als auch von Breitbandempfängern empfangen werden können, wie es in Figur 13 veranschaulicht ist.

In Figur 13 wird ein gesendetes kompatibles Breitband-Fernsehsignal mit erweiterter Auflösung nach der Zeilensprungabtastung von einer Antenne 1310 empfangen und an einen Antenneneingang eines NTSC-Empfängers 1312 gelegt. Der Empfänger 1312 verarbeitet das kompatible Breitband-Signal in normaler Weise, um eine Bildwiedergabe mit einem Seitenverhältnis von 4:3 zu erzeugen, wobei die Randbereichsinformation des Breitbandes teilweise (d. h. die „Tiefen“) in die Horizontal-Überabstimmungsbereiche außerhalb der Sicht des Betrachters gepreßt ist und teilweise (d. h. die „Höhen“) in dem modulierten alternierenden Hilfsträgersignal enthalten ist, welches die Arbeitsweise des Standardempfängers nicht stört.

Das von der Antenne 1310 empfangene kompatible Breitband-EDTV-Signal wird auch an einen Breitbandempfänger 1320, der mit progressiver Abtastung arbeitet, gegeben, der ein Bild mit einem breiten Seitenverhältnis von z. B. 5:3 wiedergeben kann. Das empfangene Breitband-Signal wird von einer Eingangseinheit 1322 verarbeitet, die einen Hochfrequenz-(HF)-Tuner und Verstärkerschaltungen, einen ein Basisband-Videosignal erzeugenden Synchron-Videodemodulator (einen Quadraturdemodulator) 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 Abtastfrequenz, die dem Vierfachen der Chrominanz-Hilfsträgerfrequenz ($4 \times f_{sc}$) entspricht.

Das Signal NTSCF wird einer Intraframe-Verarbeitungseinheit 1324 zugeführt, in welcher Bildzeichen verarbeitet werden, die jeweils innerhalb eines Vollbildes um 262 Horizontalzeilenperioden (262H) auseinanderliegen, und zwar in einem Frequenzbereich oberhalb von 1,7 MHz, um auf diese Weise das Hauptsignal N und das quadraturmodulierte Zusatzsignal M wiederzugewinnen, das im wesentlichen frei von vertikalem und zeitlichem Übersprechen (V-T-Übersprechen) ist. 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 in dem Kodierer der Figur 1a befindet sich ein 200 kHz breiter Sicherheitsband gegen horizontales Übersprechen. Das wiedergewonnene Signal N enthält eine Information, die im wesentlichen optisch identisch ist mit der Bildinformation des Hauptsignals C/SL infolge der gut sichtbaren Intraframe-Bildkorrelation des ursprünglichen Hauptsignals C/SL, das die Intraframe-Verarbeitung in dem Kodierer der Figur 1a erfahren hat.

Das Signal M wird an eine Quadraturdemodulator- und Amplitudendehnungseinheit 1326 geführt, um die Zusatzsignale X und Z mittels eines alternierenden Hilfsträgers ASC mit einer von Halbbild zu Halbbild wechselnden Phase zu demodulieren, ähnlich dem Signal ASC, das in Verbindung mit Figur 1a beschrieben ist. Die demodulierten Signale X und Z enthalten eine Information, die im wesentlichen mit der Bildinformation des Signals ESH und dem Ausgangssignal der Einheit 74 in Figur 1a optisch identisch ist, und zwar infolge der gut sichtbaren Intraframe-Bildkorrelation dieser Signale, die eine Intraframe-Verarbeitung in dem Kodierer der Figur 1a 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 zur Dehnung der (zuvor komprimierten) demodulierten Signale unter Verwendung einer Gammafunktion (Gammawert = $1/0,7 = 1,429$), d. h. die inverse Funktion der von der Einheit 80 in Figur 1a durchgeführten nichtlinearen Komprimierungsfunktion.

In einer Einheit 1328 erfolgt eine zeitliche Komprimierung der farbkodierten Randteilhöhen, so daß sie wieder ihre ursprünglichen Zeitschlitze einnehmen, wodurch das Signal NTSCF wiedergewonnen wird. Die Einheit 1328 komprimiert das Signal NTSCF zeitlich um denselben Betrag, um welches die Einheit 62 der Figur 1a das Signal NTSCF zeitlich gedehnt hat. Ein Luminanz (Y)-Höhen-Dekodierer 1330 dekodiert die horizontal-hochfrequenten Anteile des Luminanzsignals Z in das Breitbandformat durch eine Zeitdehnung dieses Signals um denselben Betrag, um den die Zeitkomprimierung der entsprechenden Komponente in dem Kodierer der Figur 1a erfolgt ist, wie dies in Figur 7 angegeben ist, und zwar unter Verwendung der darin beschriebenen Abbildungstechnik.

Der Modulator 1332 führt eine Amplitudenmodulation des vom Dekodierer 1330 kommenden Signals auf einem 5,0-MHz-Trägerfc durch. Das amplitudenmodulierte Signal wird anschließend von einem Filter 1334 mit einer 5,0-MHz-Grenzfrequenz hochpaßgefiltert, um das untere Seitenband zu unterdrücken. In dem Ausgangssignal des Filters 1334 sind die Mittelteillfrequenzen von 5,0 bis 6,0 MHz und die Randteillfrequenzen von 5,0 bis 6,0 MHz wiedergewonnen. Das vom Filter 1334 kommende Signal wird zu einer Additionsstufe 1336 geführt.

Das Signal NTSCF von der Komprimierungseinheit 1328 ist an eine Einheit 1340 gelegt, um die Luminanzhöhen von den Chrominanzhöhen zu trennen und die Signale YH, IH und QH zu erzeugen. Dies kann mit Hilfe der Anordnung in Figur 18 erfolgen. Das Signal N der Einheit 1324 wird mit Hilfe einer Luminanz/Chrominanz-Trenneinrichtung 1342 in die Anteile der Luminanz- und Chrominanzkomponenten YN, IN und QN getrennt. Die Trenneinrichtung 1342 kann ähnlich der Trenneinrichtung 1340 ausgebildet sein und eine Vorrichtung des in Figur 18 gezeigten Typs verwenden.

Die Signale YH, IH, QH und YN, IN, QN werden als Eingangssignale einem Y-I-Q-Bildformatdekodierer 1344 zugeführt, welcher die Luminanz- und Chrominanzkomponenten in das Breitbandformat dekodiert. Die Randteiltiefen werden zeitlich gedehnt, das Mittelteil wird zeitlich komprimiert, die Randteilhöhen werden zu den Randteiltiefen addiert und die Randteile werden unter Bildung des zehn Bildelemente breiten Überlappungsbereiches bei Anwendung der Prinzipien der Figur 14 zusammengefügt. Die Einzelheiten des Dekodierers 1344 sind in Figur 19 dargestellt.

Das Signal YF' wird an die Additionsstufe 1336 geführt, in der es mit dem von dem Filter 1334 kommenden Signal summiert wird. Durch diesen Prozeß wird die wiedergewonnene erweiterte hochfrequente Horizontal-Luminanz-Detailsinformation zu dem dekodierten Luminanzsignal YF' addiert. Das Ausgangssignal der Additionsstufe 1336 wird über ein adaptives Netzwerk 1337 zur Vollbildwiedergabe an einen Zeilensprung/Progressiv-Bildrastrasterwandler 1350 übertragen, der auch auf das die Bewegung

darstellende Helfersignal YT anspricht. Das Netzwerk 1337 läßt das Ausgangssignal der Additionsstufe 1336 zu dem Wandler 1350 bei Anwesenheit einer Bildbewegung unverändert durch, wie dies durch den Zustand des Signals YT angegeben ist. Bei Anwesenheit einer ruhenden Bildinformation führt jedoch das Netzwerk 1337 einen Vollbildwiederholungsvorgang in dem Videosignal von der Additionsstufe 1336 für Breitbildformat-Frequenzen von 1,78 MHz bis 3,7 MHz durch, bevor dieses Signal an den Wandler 1350 geführt wird. Der Vollbildwiederholungsvorgang ist in Figur 26, wie zuvor erörtert, veranschaulicht. Die Einzelheiten des Netzwerkes 1337 sind in Figur 27 dargestellt.

Die Signale YF', IF' und QF' werden mit Hilfe von Bildraasterwandlern 1350, 1352 bzw. 1354 aus dem Zeilensprung-Abtastformat in das Format progressiver Abtastung umgewandelt. Der progressive Bildraasterwandler 1350 für die Luminanz spricht außerdem auf das „Helfer“-Luminanzsignal YT aus einem Bildformatdekodierer 1360 an, der das kodierte „Helfer“-Signal YTN dekodiert. Der Dekodierer 1360 dekodiert das Signal YTN in das Breitbildformat und hat einen Aufbau ähnlich dem in Figur 17 gezeigten Aufbau.

Die Bildraasterwandler 1352 und 1354 für die I- und Q-Komponenten wandeln die Zeilensprung-Abtastsignale in progressive Abtastsignale um, 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 mittels einer Vorrichtung der in Figur 20 dargestellten Art erfolgen.

Die progressive Einheit des Bildraasterwandlers 1350 für die Luminanz ist derjenigen Anordnung ähnlich, die in Figur 20 gezeigt ist, mit der Ausnahme, daß das Signal YT addiert wird, wie es bei der Anordnung nach Figur 21 gezeigt ist. In dieser Einheit wird eine Probe des „Helfer“-Signals YT zu einem zeitlichen Mittelwert addiert, um zur Rekonstruktion eines fehlenden Bildelementabtwertes der progressiven Abtastung beizutragen. Die vollständigen Zeitdetails werden innerhalb des Bandes der Horizontalfrequenzen wiedergewonnen, das in dem kodierten Zeilendifferenzsignal (750 kHz, nach der Kodierung) enthalten ist. Oberhalb dieses Bandes der Horizontalfrequenzen ist das Signal YT gleich Null, so daß die fehlende Probe durch zeitliche Mittelung rekonstruiert wird.

Die im Format progressiver Abtastung vorliegenden Breitbildsignale YF, IF und QF werden mittels eines Digital-Analog-Wandlers 1362 in die Analogform umgewandelt, bevor sie einer Videosignalverarbeitungs- und Matrixverstärkereinheit 1364 zugeführt werden. Die Komponente des Videosignalprozessors der Einheit 1364 enthält Schaltungen zur Signalverstärkung, Verschiebung des Gleichstrompegels, der Spitzenwertbildung, der Helligkeitsregelung, der Kontrastregelung und andere herkömmliche Videosignalverarbeitungsschaltungen. Der Matrixverstärker 1364 kombiniert das Luminanzsignal YF mit den Farbdifferenzsignalen IF und QF, um die das Farbbild darstellenden Videosignale R, G und B zu erzeugen. Diese Farbsignale werden durch Display-Treiberverstärker in der Einheit 1364 auf einen Pegel verstärkt, der sich zur direkten Ansteuerung einer farbtüchtigen Breitbild-Wiedergabeeinrichtung 1370, z. B. einer Breitbild-Wiedergaberöhre, eignet. Die Figur 6 zeigt eine in der Verarbeitungseinrichtung 18 enthaltene Vorrichtung zur Entwicklung der Signale YE, YO und YH aus dem breitbandigen Breitbildsignal YF. Das Signal YF wird mittels eines Eingangsfilters 610 mit einer Grenzfrequenz von 700 kHz tieffpaßgefiltert, um das Luminanzsignal YF niedriger Frequenz zu erzeugen, das an einen Eingang einer subtraktiven Kombinationsschaltung 612 gelegt ist. Das Signal YF' ist auch an den anderen Eingang der Kombinationsschaltung 612 und an eine Zeitdemultiplex-Vorrichtung 616 geführt, nachdem es in einer Einheit 614 verzögert worden ist, um die durch Verarbeitung im Filter 610 hervorgerufene Signalverzögerung auszugleichen. Die Kombination des verzögerten Signals YF' und des gefilterten Signals YL erzeugt das Luminanzsignal YH hoher Frequenz am Ausgang der Kombinationsschaltung 612.

Das verzögerte Signal YF' und die Signale YH und YL werden getrennten Eingängen der Demultiplex-Vorrichtung 616 zugeführt, welche einzelne Demultiplex (DEMUX)-Einheiten 618, 620 und 621 für die jeweilige Verarbeitung der Signale YF', YH und YL enthält. Die Einzelheiten der Demultiplex-Vorrichtung 616 werden in Verbindung mit Figur 8 erörtert. Die Demultiplexeinheiten 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 von einer Zeitdehnungseinrichtung 622 zeitlich gedehnt, um das Signal YE zu erzeugen. Das Signal YC wird mit einem Mittelteil-Dehnungsfaktor, der ausreichend ist, zeitlich so gedehnt, 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 dies in Figur 3 gezeigt ist. Das Signal YL' wird in einer Zeitkomprimierungseinrichtung 628 um einen Randkomprimierungsfaktor zeitlich komprimiert, um das Signal 40 zu erzeugen. Der Randteil-Komprimierungsfaktor (6,0) ist das Verhältnis der Breite des entsprechenden Teils des Signals YL' (z. B. die linken Bildelemente 1 bis 84) zu der gewünschten Breite des Signals YO (z. B. die linken Bildelemente 1 bis 14), wie dies in Figur 3 gezeigt ist. Die Zeitdehnungseinrichtungen 622, 624 und 626 und die Zeitkomprimierungseinrichtung 628 können von dem in Figur 12 gezeigten Typ sein, wie dies noch erörtert wird.

Die Signale IE, IH, IO und QE, QH, QO werden jeweils aus den Signalen IF' und QF' in einer ähnlichen Weise entwickelt wie die Signale YE, YH und YO mittels der Vorrichtung der Figur 6. Hierbei wird auf die Figur 7 Bezug genommen, die eine Vorrichtung zur Erzeugung der Signale IE, IH und IO aus dem Signal IF' veranschaulicht. Die Signale QE, QH und QO werden aus dem Signal QF' in ähnlicher Weise entwickelt.

Nach Figur 7 wird das breitbandige Breitbildsignal IF' nach der Verzögerung in einer Einheit 714 an eine Demultiplex-Vorrichtung 716 geführt und außerdem in einer subtraktiven Kombinationsschaltung 712 subtraktiv mit einem Signal IL niedriger Frequenz aus einem Tiefpaßfilter 710 kombiniert, um das Signal IH hoher Frequenz zu erzeugen. Das verzögerte Signal IF' und die Signale IH und IL werden von den Demultiplexern 718, 720 und 721 in der zugehörigen Demultiplex-Vorrichtung 716 demultiplexiert, um so die Signale IC, IH und IL' zu erzeugen. Das Signal IC wird in einer Zeitdehnungseinrichtung 722 zeitlich gedehnt, um das Signal IE zu erhalten, und das Signal IL' wird in einer Komprimierungseinrichtung 728 zeitlich komprimiert, um das Signal IO zu erzeugen. Die Dehnung des Signals IC erfolgt mit einem ähnlichen 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 veranschaulicht eine Demultiplex-Vorrichtung 816, die beispielsweise für die Vorrichtungen 616 der Figur 6 und 716 der Figur 7 verwendet werden kann. Die Vorrichtung der Figur 8 ist im Zusammenhang mit dem Demultiplexer 616 der Figur 6 dargestellt. Das Eingangssignal YF' enthält 754 Bildelemente, die die Bildinformation kennzeichnen. Die Bildelemente 1 bis 84 kennzeichnen den linken Rand, die Bildelemente 671 bis 754 kennzeichnen den rechten Rand und die Bildelemente 75 bis 680 kennzeichnen den Mittelteil, welcher die linken und rechten Randteile leicht überlappt. Die

Signale IF" und QF" weisen eine ähnliche Überlappung auf. Wie noch erörtert wird, wird es durch eine solche Bereichsüberlappung möglich, die Mittel- und Randteile im Empfänger so zusammenzufügen, daß Artefakte an den Grenzen praktisch eliminiert werden.

Die Demultiplex-Vorrichtung 816 enthält erste, zweite und dritte Demultiplexer (DEMUX)-Einheiten 810, 812 bzw. 814 mit jeweils zugehöriger Information für den linken, mittleren und rechten Bereich. Jede Demultiplexereinheit hat einen Eingang „A“, an welchen jeweils die Signale YH, YF" bzw. YL gelegt werden, und einen Eingang „B“, an welchen ein Austastsignal (BLK) gelegt wird. Das Austastsignal kann beispielsweise ein Logikpegel 0 oder Masse sein. Die Einheit 810 extrahiert das Ausgangssignal YH, das die Höhen des linken und rechten Randteils enthält, aus dem Eingangssignal YH, solange der Signalwähleingang (SEL) der Einheit 810 von einem Zählwertvergleicher 817 ein erstes Steuersignal empfängt, welcher 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 von dem Zählwertvergleicher 817, daß das Signal BLK am Eingang B und nicht das Signal YH am Eingang A mit dem Ausgang der Einheit 810 verbunden ist. 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, um das Mittelteilssignal YC nur dann zu erzeugen, wenn ein Steuersignal von einem Zählwertvergleicher 818 die Anwesenheit der Bildelemente 75 bis 680 des Mittelteils anzeigt.

Die Zählwertvergleicher 817, 818 und 820 werden mit dem Videosignal YF" mittels eines Impulssignals vom Ausgang eines Zählers 822 synchronisiert, welcher auf ein Taktsignal mit dem vierfachen Wert der Chrominanz-Hilfsträgerfrequenz ($4 \times f_{sc}$) und auf ein Horizontalzeilen-Synchronsignal H anspricht, das vom Videosignal YF" abgeleitet ist. Jeder Ausgangsimpuls von dem Zähler 822 entspricht einer Bildelementposition längs einer Horizontalzeile. Der Zähler 822 hat einen Anfangsversatz mit einem Wert von -100 , entsprechend den 100 Bildelementen vom Beginn des negativ verlaufenden Horizontalsynchronimpulses zum Zeitpunkt T_{HS} bis zum Ende der horizontalen Austastlücke, bei welchem das Bildelement 1 am Anfang des Horizontalzeilen-Wiedergabeintervalls erscheint. Somit weist der Zähler 822 einen Wert „1“ am Anfang des Zeilenwiedergabeintervalls auf. Es können auch andere Zähleranordnungen entwickelt werden. Die von der Demultiplexvorrichtung 816 angewandten Prinzipien können auch bei einer Multiplexvorrichtung zur Durchführung eines umgekehrt verlaufenden Signalkombinierungsvorganges angewendet werden, wie dies beispielsweise in der Rand-Mittelteil-Kombinationsschaltung 28 in Figur 1a durchgeführt wird. Die Figur 9 zeigt Einzelheiten des Modulators 30 in den Kodierern 31 und 60 der Figur 1a. In Figur 9 werden die Signale IN und IQ, die mit dem vierfachen Wert der Chrominanz-Hilfsträgerfrequenz ($4 \times f_{sc}$) erscheinen, an die Signaleingänge der Latch-Schaltungen 910 bzw. 912 gelegt. Die Latch-Schaltungen 910 und 912 empfangen außerdem Taktsignale der Frequenz $4 \times f_{sc}$, um sie in den Signalen IN und QN weiterzugeben, und ein Schaltsignal der Frequenz $2 \times f_{sc}$, das einem invertierenden Schaltsignaleingang der Latch-Schaltung 910 und einem nichtinvertierenden Schaltsignaleingang der Latch-Schaltung 912 zugeführt wird. Die Signalausgänge der Latch-Schaltungen 910 und 912 werden zu einer einzigen Ausgangsleitung zusammengefaßt, auf der die Signale I und Q abwechselnd erscheinen und an Signaleingänge einer nichtinvertierenden Latch-Schaltung 914 und an eine invertierende Latch-Schaltung 916 geführt sind. Diese Latch-Schaltungen werden mit einer Frequenz von $4 \times f_{sc}$ getaktet und empfangen ein Schaltsignal mit der Chrominanz-Hilfsträgerfrequenz f_{sc} an den invertierenden bzw. nichtinvertierenden Eingängen. Die nichtinvertierende Latch-Schaltung 914 erzeugt eine alternierende Ausgangsfolge der Signale I und Q mit positiver Polarität, und die invertierende Latch-Schaltung 916 erzeugt eine alternierende Ausgangsfolge der Signale I und Q mit negativer Polarität, d.h. $-I$, $-Q$. Die Ausgänge der Latch-Schaltungen 914 und 916 werden zu einer einzigen Ausgangsleitung zusammengefaßt, auf welcher eine alternierende Folge paarweiser Signale I und Q mit wechselnden entgegengesetzten Polaritäten erscheint, d.h. in der Folge I, Q, $-I$, $-Q$... etc., um auf diese Weise das Signal CN zu bilden. Dieses Signal wird in dem Filter 32 gefiltert, bevor es in der Einheit 36 mit einer gefilterten Version des Luminanz-Signals YN kombiniert wird, um das kodierte NTSC-Signal C/SL in der Form $Y + I, Y + Q, Y - I, Y - Q, Y + I, Y + Q$... usw. zu erzeugen.

Die Figur 10 veranschaulicht ein vertikal-zeitliches (V-T)-Filter, das durch Einstellung von Gewichtskoeffizienten a 1 bis a 9 zu einem V-T-Bandpaßfilter, einem V-T-Bandsperfilter oder einem V-T-Tiefpaßfilter werden kann. Die Tabelle der Figur 10a veranschaulicht die Gewichtskoeffizienten für eine V-T-Bandpaßfilterung und eine V-T-Bandsperfilterung, wie sie in dem offenbarten System verwendet werden. So besteht ein H-V-T-Bandsperfilter, wie das Filter 34 der Figur 1a, aus der Kombination eines Horizontal-Tiefpaßfilters 1020 und eines V-T-Bandsperfilters 1021, wie es in Figur 10b gezeigt ist; H-V-T-Bandpaßfilter, wie sie in dem Dekodiersystem der Figur 13 enthalten sind, bestehen aus der Kombination eines Horizontal-Bandpaßfilters 1030 und eines V-T-Bandpaßfilters 1031, wie sie in Figur 10c gezeigt sind.

In dem H-V-T-Bandsperfilter der Figur 10b weist das Horizontal-Tiefpaßfilter 1020 eine gegebene Grenzfrequenz auf und liefert eine gefilterte Signalkomponente niedrigerer Frequenz. Dieses Signal wird in einer Kombinationsschaltung 1023 mit einer verzögerten Version des Eingangssignals aus einer Verzögerungseinheit 1022 subtraktiv kombiniert, um eine Signalkomponente hoher Frequenz zu erzeugen. Die Komponente niedrigerer Frequenz wird mittels eines Netzwerkes 1024 um eine Vollbildperiode verzögert, bevor sie an eine additive Kombinationsschaltung 1025 gelegt wird, um ein Ausgangssignal zu liefern, das eine H-V-T-Bandsperfilterung erfahren hat. Das V-T-Filter 1021 weist die in Figur 10a für das V-T-Bandsperfilter angegebenen Koeffizienten auf. Ein H-V-T-Bandpaßfilter, wie es beispielsweise in dem Dekodierer der Figur 13 enthalten ist, besteht nach Figur 10c aus einem Horizontal-Bandpaßfilter 1030 mit einer gegebenen Grenzfrequenz in Kaskade mit einem V-T-Bandpaßfilter 1031 mit den in der Tabelle der Figur 10a angegebenen V-T-Bandpaßfilterkoeffizienten.

Das Filter der Figur 10 enthält eine Vielzahl in Kaskade geschalteter Speichereinheiten (M) 1010a bis 1010h zur Lieferung aufeinanderfolgender Signalverzögerungen an den jeweiligen Anzapfungen t 1 bis t 9 und einer Filter-Gesamtverzögerung. Die an den Anzapfungen abgenommenen Signale werden jeweils einem Eingang zugeordneter Multiplizierschaltungen 1012a bis 1012i zugeführt. Ein anderer Eingang jeder der Multiplizierschaltungen empfängt jeweils ein vorgeschriebenes Gewichtungssignal a 1 bis a 9 in Abhängigkeit von der Natur des durchzuführenden Filterungsvorganges. Die Natur des Filterungsvorganges schreibt auch die Verzögerungen vor, die von den Speichereinheiten 1010a bis 1010h eingeführt werden. Die Filter für die horizontale Dimension verwenden Bildelement-Speicherbausteine, so daß die Filter-Gesamtverzögerung kleiner ist als das Zeitintervall einer Horizontalbildzeile (1H). Die Filter für die vertikale Dimension verwenden ausschließlich Zeilenspeicher-Bausteine, und die Filter für die zeitliche Dimension verwenden ausschließlich Vollbild-Speicherbausteine. Deshalb umfaßt ein dreidimensionales (3-D) H-V-T-Filter eine Kombination von Bildelement (<1H)-Speicherbausteinen,

Zeilen-Speicherbausteinen (1 H) und Vollbild-Speicherbausteinen (> 1 H), während ein V-T-Filter nur die beiden letztgenannten Typen von Speicherbausteinen enthält. Die gewichteten angezapften (wechselweise verzögerten) Signale von den Schaltungen 1012a bis 1012i werden in einer Additionsstufe 1015 kombiniert, um ein gefiltertes Ausgangssignal zu erzeugen.

Derartige Filter sind nicht-rekursive Filter mit endlicher Impulsantwort (sogenannte FIR-Filter). Die Natur der von den Speicherbausteinen eingeführten Verzögerung hängt vom Typ des zu filternden Signals ab und vom Maß des Übersprechens, das in diesem Beispiel zwischen der Luminanz, der Chrominanz und den Signalen der Randteilhöhen toleriert werden kann. Die Schärfe der Filterbegrenzungscharakteristik wird verbessert, indem die Anzahl der in Kaskade geschalteten Speicherbausteine erhöht wird.

Die Figur 10d veranschaulicht eines der getrennten Filter des Netzwerks 16 in Figur 1a einschließlich hintereinandergeschalteter Speicher (Verzögerung)-Einheiten 1040a bis 1040d, zugehörige Multiplizierschaltungen 1042a bis 1042e mit jeweils bezeichneten Gewichtungsfaktoren a 1 bis a 5 für empfangene Signale von den Signalanzapfungen t 1 bis t 5, und einer Signalkombinationsschaltung 1045, welche die gewichteten Ausgangssignale von den Multiplizierschaltungen a 1 bis a 5 summiert, um so ein Ausgangssignal zu erzeugen.

Die Figur 11a beschreibt eine bewegungsadaptive Intraframe-Verarbeitungseinrichtung, die zur Verwendung in Form der Einheiten 64 und 76 der Figur 1a geeignet ist. Ein zusammengesetztes Eingangsvideosignal wird an ein Verzögerungsnetzwerk gelegt, das 262H-Verzögerungselemente 1102 und 1104 mit zugehörigem Eingangs-, Ausgangs- und Mittelanzapfungsanschlüssen a, c bzw. b enthält. Die Signale von den Anschlüssen a, b und c werden an jeweilige Signaleingänge eines Halbbildwiederholungs-Multiplexers (MUX) 1106 gelegt, und Signale von den Anschlüssen a und c werden an die jeweiligen Signaleingänge eines Multiplexers 1108 zur Halbbildmittelung gelegt. Der Multiplexer 1108 wird, ausgelöst durch ein Schaltsignal SW von 30 Hz, mit der Halbbildfrequenz geschaltet, wobei das vorgenannte Signal vertikal synchronisiert ist, ausgelöst durch die Vertikalintervall-Synchronimpulse des zusammengesetzten Eingangsvideosignals. Der Multiplexer 1106 schaltet seine Eingänge (mit 0, 1, 2 gekennzeichnet) zu seinem Ausgang als Reaktion auf die Schaltsteuersignale SW1 und SW2. Die Signale SW1 und SW2 werden von den Logiksteuerschaltungen zur Halbbildkennzeichnung mit herkömmlichem Aufbau abgeleitet, so daß der Eingang „1“ des Multiplexers 1106 bei Anwesenheit der Halbbilder 1 und 4 mit seinem Ausgang gekoppelt wird; der Eingang „0“ wird bei Anwesenheit des Halbbildes 2 mit seinem Ausgang gekoppelt und der Eingang „2“ wird mit seinem Ausgang bei Anwesenheit des Halbbildes 3 gekoppelt. Das Ausgangssignal vom Multiplexer 1106 und das Signal der Mittelanzapfung vom Anschluß b werden im Netzwerk 1110 summiert, nachdem sie mit positiven bzw. negativen Einheitsgewichtsfaktoren bewertet sind. Das Ausgangssignal vom Multiplexer 1108 und das Signal der Mittelanzapfung werden in einem Netzwerk 1112 kombiniert, nachdem eine Bewertung mit positiven und negativen Faktoren der Mittelwertbildung von $1/2$ erfolgt ist. Die Gewichtungsfaktoren können mittels geeigneter matrizierender Netzwerke innerhalb des kombinierenden Netzwerkes oder mittels Signalmultiplizierschaltungen in den eingangsseitigen Signalfaden des kombinierenden Netzwerkes geliefert werden.

Die Ausgangssignale der Kombinationsschaltungen 1110 und 1112 werden an die Signaleingänge eines Multiplexers 1115 gelegt, welcher auch ein Steuersignal MAP für die bewegungsadaptive Verarbeitung an seinem Schaltsteuereingang erhält. Eine Kombinationsschaltung 1120 summiert das Ausgangssignal vom Multiplexer 1115 nach der Filterung durch ein Bandpaßfilter mit einem Durchlaßband von 1,5 MHz bis 3,1 MHz, und das Ausgangssignal der Kombinationsschaltung 1112, nachdem die Filterung durch ein Hochpaßfilter 1118 mit einer Grenzfrequenz von 3,1 MHz erfolgt ist. Das Ausgangssignal der Kombinationsschaltung 1120 wird von einem Netzwerk 1125 mit dem Signal der Mittelanzapfung vom Anschluß b summiert, nachdem es einer Verzögerungsschaltung 1127 ausgesetzt war, welche die Laufzeiten der in dem Netzwerk 1125 kombinierten Signale ausgleicht.

Die Vorrichtung der Figur 11a weist entweder einen Halbbildmittelungsvorgang im Fall eines Bewegtbildes oder einen Halbbildwiederholungsvorgang im Fall eines stehenden Bildes auf, ausgelöst durch das Steuersignal MAP, das an den Multiplexer 1115 geführt ist. Das Steuersignal MAP, vorzugsweise ein binäres Signal, wird mittels eines Detektors 1130 von dem „Helfer“-Signal YT abgeleitet, welches erläuternd Signalverarbeitungs- und Schwellenwertvergleicherschaltungen zur Abtastung enthält, wenn der Wert des Signals YT eine Bildbewegung anzeigt. Der Multiplexer 1115 wird aktiviert und es erfolgt ein Halbbild-Wiederholungsvorgang, wenn das Signal MAP die Anwesenheit eines Stehbildes anzeigt. Der Multiplexer 1115 wird abgeschaltet und es erfolgt eine Halbbild-Intraframe-Mittelung, wenn das Signal MAP die Anwesenheit eines gegebenen Wertes der Bildbewegung anzeigt.

Die Figur 11b gibt eine bewegungsadaptive Intraframe-Verarbeitungseinheit wieder, die zur Verwendung als Einheit 38 der Figur 1a geeignet ist. Die Vorrichtung der Figur 11b ist derjenigen in Figur 11a ähnlich, mit der Ausnahme, daß in Figur 11b ein 1,5-MHz-Horizontal-Hochpaßfilter 1140, ein elektronisches Gatter 1144 und eine Kombinationsschaltung 1146 hinzugefügt sind. Das Ausgangssignal der Kombinationsschaltung 1125 wird in einem 1,5-MHz-Horizontal-Hochpaßfilter 1140 gefiltert, bevor es an das elektronische Durchlaßgatter 1144 gelegt wird. Das Gatter 1144 spielt auf ein Schaltsteuersignal zum Durchlaß des hochfrequenten Signals vom Ausgang des Filters 1140 nur während des mittleren Teils des Hauptsignals (Komponente 1) an. Zu diesem Zeitpunkt ist das Gatter 1144 offen (leitend). Während der zeitlich komprimierten Randteilebereiche des Hauptsignals ist das Gatter 1144 geschlossen (nichtleitend), z. B. während der dargestellten positiven Impulsintervalle des Steuersignals. Das Ausgangssignal vom Gatter 1144 wird in einer Kombinationsschaltung 1146 mit dem verzögerten zusammengesetzten Videosignal vom Anschluß b der Mittelanzapfung summiert. Das Steuersignal des Gatters ist als Reaktion auf die Vertikalintervall-Synchronimpulse mit dem zugehörigen zusammengesetzten Eingangsvideosignal vertikal synchronisiert. Das Steuersignal des Gatters ist außerdem horizontal synchronisiert. Die Horizontalsynchronisation kann mit Hilfe des Ansprechens auf die Horizontalzeilen-Synchronimpulskomponente des zusammengesetzten Eingangsvideosignals und unter Einschluß eines Bildelementzählers erreicht werden, um die Taktgabe der positiven Impulskomponenten des Gattersteuersignals, die jedem Horizontalzeilen-Synchronimpuls folgen, zu bestimmen. Ein vorbestimmtes Zeitintervall kann leicht zwischen einem Horizontalzeilen-Synchronimpuls und dem ersten Bildelement gebildet werden.

Die Figur 12 veranschaulicht eine Rasterabbildungsvorrichtung, welche für die Zeitdehnungseinrichtungen und Zeitkomprimierungseinrichtungen der Figuren 6 und 7 verwendet werden können. In dieser Hinsicht wird Bezug auf die Wellenformen der Figur 12a genommen, welche den Abbildungsprozeß veranschaulichen. Die Figur 12a zeigt die Wellenform S eines Eingangssignals mit einem mittleren Teil zwischen den Bildelementen 84 und 670, welcher mittels eines Zeitdehnungsvorganges in die Bildelementpositionen 1 bis 754 einer Ausgangswellenform W abgebildet werden soll. Die

Endpunkte der Bildelemente 1 und 670 der Wellenform S bilden direkt in die Endpunkte der Bildelemente 1 und 754 der Wellenform W ab. Die dazwischenliegenden Bildelemente werden wegen 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 Eingangswellenform 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 der Figur 12 liefert ein mit der Frequenz $4 \times \text{fsc}$ arbeitender Bildelementzähler ein Schreibadressen(WRITE ADDRESS)-Ausgangssignal M, das Bildelementpositionen (1...754) auf einem Ausgangsraster repräsentiert. Das Signal M wird einem PROM (programmierbarer Festwertspeicher) 1212 zugeführt, welcher eine Nachschlagetabelle programmierter Werte enthält, die von der Natur der durchzuführenden Rasterabbildung abhängen, z.B. Komprimierung oder Dehnung. Ausgelöst durch das Signal M liefert der PROM-Speicher 1212 ein Leseadressen (READ ADDRESS)-Ausgangssignal N, welches eine ganze Zahl darstellt, und ein Ausgangssignal DX, das eine Bruchzahl darstellt, die gleich oder größer als Null, jedoch kleiner als 1 ist. Im Fall 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 Dehnung oder Komprimierung eines Videoeingangssignals S als eine Funktion der gespeicherten Werte des Signals N. Ausgelöst durch die ganzzahligen Werte des Signals M der Bildelementposition werden daher ein programmierter Wert des Leseadressensignals N und ein programmierter Wert des Bruchteilsignals DX geliefert. Um beispielsweise eine Signaldehnung zu erreichen, ist der PROM-Speicher 1212 so ausgelegt, daß er das Signal N mit einer langsameren Geschwindigkeit liefert als das Signal M. Wenn umgekehrt eine Signalkomprimierung erfolgen soll, liefert der PROM 1212 das Signal N mit einer größeren Geschwindigkeit als das Signal M.

Das Videoeingangssignal S wird durch hintereinander geschaltete Bildelement-Verzögerungselemente 1214a, 1214b und 1214c 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 an Videoeingangseingänge zugehöriger Doppelanschluß-Speicher 1216a bis 1216d geführt, wie sie allgemein bekannt sind. Das Signal M wird an den Schreibadresseneingang eines jeden der Speicher 1216a bis 1216d gelegt, und das Signal N wird an den Leseadresseneingang eines jeden der Speicher 1216a bis 1216d 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 $S(N+2)$ aus den Speichern zeigen ein zeitlich gedehntes oder zeitlich komprimiertes Format, abhängig vom Lese/Schreib-Betrieb der Speicher 1216a bis 1216d, welches eine Funktion davon ist, wie der PROM-Speicher 1212 programmiert ist.

Die Signale $S(N-1)$, $S(N)$, $S(N+1)$ und $S(N+2)$ von den Speichern 1216a bis 1216d werden in einem linearen Vierpunkt-Interpolator verarbeitet, der Spitzenfilter 1220 und 1222 zur Spitzenwertbildung, einen PROM-Speicher 1225 und einen linearen Zweipunkt-Interpolator 1230 enthält; Einzelheiten dieser Schaltungen 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 Spitzensignal PX. Der Wert des Spitzensignals PX ändert sich von Null bis 1 als Funktion des Wertes des Signals DX, wie in Figur 12d gezeigt, und wird, ausgelöst durch das Signal DX, von dem PROM-Speicher 1225 geliefert. Der PROM-Speicher 1225 enthält eine Nachschlagetabelle und ist so programmiert, daß er, ausgelöst durch einen gegebenen Wert von DX, einen gegebenen Wert von PX erzeugt.

Die Spitzenfilter 1220 bzw. 1222 liefern wechselweise verzögerte Videosignale $S'(N)$ und $S'(N+1)$, die eine Spitzenwertbildung erfahren haben, an den linearen Zweipunkt-Interpolator 1230, welcher auch das Signal DX empfängt. Der Interpolator 1230 liefert ein (komprimiertes oder gedehntes) Videoausgangssignal, wobei das Ausgangssignal W durch den Ausdruck

$$W = S'(N) + DX / S'(N+1) - S'(N) /$$

definiert ist.

Die beschriebene Funktion des Vierpunkt-Interpolators und der Spitzenwertbildung nähert sich in vorteilhafter Weise einer $(\sin X)/X$ -Interpolationsfunktion mit guter Auflösung der hochfrequenten Details.

Die Figur 12b zeigt Einzelheiten der Spitzenfilter 1220 und 1222 und des Interpolators 1230. In Figur 12b werden die Signale $S(N-1)$, $S(N)$ und $S(N+1)$ einer Bewertungsschaltung 1240 in dem Spitzenfilter 1220 zugeführt, wo diese Signale jeweils durch die Koeffizienten der Spitzenwertbildung $-1/4$, $1/2$ und $-1/4$ bewertet werden. Wie in Figur 12c dargestellt ist, umfaßt die Bewertungsschaltung 1240 Multiplizierschaltungen 1241a bis 1241c, um die Signale $S(N-1)$, $S(N)$ und $S(N+1)$ jeweils mit den Koeffizienten der Spitzenwertbildung $-1/4$, $1/2$ und $-1/4$ zu multiplizieren. Die Ausgangssignale dieser Multiplizierschaltungen 1241a bis 1241c werden in einer Additionsstufe 1242 summiert, um ein Spitzenwertsignal $P(N)$ zu erzeugen, das in einer weiteren Multiplizierschaltung 1243 mit einem Signal PX multipliziert wird, um ein Spitzenwertsignal zu erzeugen, das in einer Additionsstufe 1244 mit dem Signal $S(N)$ summiert wird, um ein Spitzenwertsignal $S'(N)$ zu erzeugen. Das Spitzenfilter 1222 weist einen ähnlichen Aufbau und Wirkungsweise auf.

In dem Zweipunkt-Interpolator 1230 wird das Signal $S'(N)$ mittels einer Subtrahierschaltung 1232 von dem 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-Verarbeitungseinheit 1324 der Figur 13.

Ein zusammengesetztes Eingangsvideosignal an der Verarbeitungseinheit 1324 in Figur 15 enthält anschaulich in einem ersten Halbbild die Signalkomponenten „Y1 + C1“ und „M1 + A1“. In dem darauffolgenden zweiten Halbbild enthält das Eingangssignal die Komponenten „Y2 + C2“ und „M1 - A1“. Die Komponenten Y1 + C1, M1 und Y2 + C2, M1 sind solche Komponenten, die von der Intraframe-Verarbeitungseinheit 38 geliefert werden. Die Komponenten +A1 und -A1 stellen das alternierende Hilfsträgersignal dar, das für die jeweils nachfolgenden Halbbilder mit der Komponente 2 und der Komponente 3 der Information von den Einheiten 64 und 76, die einer Intraframe-Verarbeitung unterzogen wurde, moduliert wird. Im Hinblick darauf wird auf die Figuren 1, 1a und besonders 1d Bezug genommen.

Mit dem Multiplexer 1525 wird in Position 1 am Ausgang der Kombinationsschaltung 1528 eine Halbbild-Differenzkomponente gebildet. Nach der Filterung in einem Hochpaßfilter 1530 und der Verknüpfung durch die Einheit 1532 ist das Ergebnis eine Komponente $-A1$, welche, wenn sie mit dem Signal $Y1 + C1, M-1 + A1$ in der Kombinationsschaltung 1534 kombiniert wird, die modulierte zusätzliche Hilfsträgerkomponente $(+A1)$ löscht, um ein wiedergewonnenes Hauptsignal $Y1 + C1, M1$ zu erzeugen. Die Komponente $Y1 + C1$ des wiedergewonnenen Hauptsignals wird unterhalb der Grenzfrequenz von 1,7 MHz des Hochpaßfilters 1530 nicht verändert, und die Komponente $M1$ stellt die Mittelteilinformation nach der Intraframe-Verarbeitung oberhalb von annähernd 1,7 MHz dar. Der Streichungsterm $(-A1)$ der Halbbild-Differenz ist nach der Inversion in einem 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, wie erörtert, in einem Netzwerk 1342 weiter verarbeitet. Das wiedergewonnene Zusatzsignal $A1$ entspricht dem Signal M in Figur 13 und wird in dem Netzwerk 1326 demoduliert.

Die Figur 16 veranschaulicht die Wirkungsweise des Netzwerkes 1324, wie in Figur 15 dargestellt, für das nächstfolgende Halbbild. In diesem Fall wird das Signal $Y2 + C2, M1 - A1$ zwischen den Verzögerungselementen 1520 und 1522 entwickelt, und der Multiplexer 1528 nimmt für das empfangene Signal $Y1 + C1, M1 + A1$ die Position 2 ein. Am Ausgang der Kombinationsschaltung 1534 wird das wiedergewonnene Hauptsignal $Y2 + C2, M1$ erzeugt; desgleichen wird ein in der Phase entgegengesetzt modulierte Zusatzsignal $-A1$ zurückgewonnen.

In Figur 18 läßt ein H-V-T-Bandpaßfilter 1810, das den Aufbau der Figur 10c und einen Durchlaßbereich von $3,58 \pm 0,5$ MHz aufweist, ein Signal NTSC zu einer subtraktiven Kombinationsschaltung 1814 durch, die außerhalb des Signal NTSC nach Durchlaufen einer lauffeizausgleichenden Verzögerung 1812 empfängt. Am Ausgang der Kombinationsschaltung 1814 erscheint das abgetrennte Luminanz-Höhsignal YH. Das gefilterte NTSC-Signal von dem Filter 1810 erfährt in einem Demodulator 1816 eine Quadratur-Demodulation, die von dem Chrominanz-Hilfsträgersignal SC ausgelöst wird, um die Chrominanz-Höhen IH und QH zu erzeugen.

In Figur 19 werden die Signale YN, IN und QN mittels einer Rand-Mittelteil-Trenneinrichtung (Zeitdemultiplexer) 1940 in komprimierte Randteiltiefen YO, IO, QO und in gedehnte Mittelteilsignale YE, IE, QE getrennt. Der Demultiplexer 1940 kann nach denselben Prinzipien des zuvor erläuterten Demultiplexers 816 der Figur 8 arbeiten.

Die Signale YO, IO und QO werden mittels einer Zeitdehnungseinrichtung 1942 um einen Randteil-Dehnungsfaktor (entsprechend dem Randteil-Komprimierungsfaktor in den Kodierer der Figur 1a) zeitlich gedehnt, um das ursprüngliche räumliche Verhältnis der Randteiltiefen in dem Breitbildsignal wiederherzustellen, wie dies durch die wiederhergestellten Randteiltiefensignale YL, IL und QL veranschaulicht ist. In ähnlicher Weise erfahren, um Raum für die Randteile zu schaffen, die Mittelteilsignale YE, IE und QE in einer Zeitkomprimierungseinrichtung 1944 eine zeitliche Komprimierung um einen Mittelteil-Komprimierungsfaktor (entsprechend dem Mittelfeld-Dehnungsfaktor in dem Kodierer der Figur 1a), um das ursprüngliche räumliche Verhältnis des Mittelteilsignals in dem Breitbildsignal wiederherzustellen; dies wird durch die wiederhergestellten Mittelteilsignale YC, IC und QC veranschaulicht. Die Komprimierungseinrichtung 1944 und die Dehnungseinrichtung 1942 können von dem zuvor in Figur 12 erklärten Typ sein. Die räumlich wiederhergestellten Randteilhöhen YH, IH und QH werden mit den räumlich wiederhergestellten Randteiltiefen YL, IL und QL in einer Kombinationsschaltung 1946 kombiniert, um die rekonstruierten Randteilsignale YS, IS und QS zu erzeugen. Diese Signale werden mit den rekonstruierten Mittelteilsignalen YC, IC und QS in einem Kombinator 1960 zusammengefügt, um ein vollständig rekonstruiertes Breitbild-Luminanzsignal YF' und vollständig rekonstruierte Breitbild-Farbdifferenzsignale IF' und QF' zu bilden. Die Zusammenfügung der Randteil- und Mittelteil-Signalkomponenten erfolgt in einer Weise, bei der ein sichtbarer Saum an den Grenzen zwischen dem Mittelteil und den Randteilen nahezu eliminiert wird, wie es aus der nachfolgenden Beschreibung des Kombinatörs 1960, der in Figur 14 dargestellt ist, hervorgeht.

In Figur 20 werden die Zeilensprungabtastsignale IF' (oder QF') in einem Element 2010 um 263H verzögert, bevor sie an einen Eingang eines Doppelanschlußspeichers 2020 gelegt werden. Dieses verzögerte Signal wird in einem Element 2012 einer zusätzlichen 262H-Verzögerung unterworfen, bevor es in einer Additionsstufe 2014 mit dem Eingangssignal addiert wird. Das Ausgangssignal von der Additionsstufe 2014 wird mit einem Frequenzhalbiernetzwerk 2016 gekoppelt, bevor es an einen Eingang eines Doppelanschlußspeichers 2018 gelegt wird. Die Speicher 2020 und 2018 lesen die Daten mit einer Geschwindigkeit von $8 \times fsc$ aus und schreiben die Daten mit einer Geschwindigkeit von $4 \times fsc$ ein. Die Ausgangssignale von den Speichern 2018 und 2020 werden an einen Multiplexer (MUX) 2022 geführt, um Ausgangssignale IF (QF) im Format progressiver Abtastung zu erzeugen. Es sind auch die Wellenformen des im Zeilensprungformat vorliegenden Eingangssignals (zwei Zeilen, die mit den Bildelementproben C und X bezeichnet sind) und des im Format progressiver Abtastung erscheinenden Ausgangssignals, die die gleichen Bildelementproben C und X umfassen, gezeigt.

Die Figur 21 gibt eine Vorrichtung wieder, die sich zur Verwendung als Wandler 1350 für das Signal YF' in Figur 13 eignet. Das Zeilensprungabtastsignal YF' wird von den Elementen 2110 und 2112 verzögert, bevor es in einer Additionsstufe 2114, wie gezeigt, kombiniert wird. Das verzögerte Signal von dem Element 2110 wird an einen Doppelanschluß-Speicher 2120 gelegt. Ein Ausgangssignal der Additionsstufe 2114 wird mit einem Frequenzhalbiernetzwerk 2116 gekoppelt, dessen Ausgangssignal in einer Additionsstufe 2118 zu dem Signal YT addiert wird. Das Ausgangssignal der Additionsstufe 2118 wird einem Doppelanschluß-Speicher 2122 zugeführt. Die Speicher 2120 und 2122 schreiben mit einer Geschwindigkeit von $4 \times fsc$ ein und lesen mit einer Geschwindigkeit von $8 \times fsc$ aus und liefern Ausgangssignale an einen Multiplexer 2124, welcher das progressive Abtastsignal YF entwickelt.

Die Figur 14 zeigt einen Randteil/Mittelteil-Kombinator, der sich z. B. zur Verwendung als Kombinator 1960 in Figur 19 eignet. In Figur 14 enthält der dargestellte Kombinator ein Netzwerk 1410, das aus der Randteil-Luminanzsignalkomponente YS und der Mittelteil-Luminanzsignalkomponente YC das Luminanzsignal YF' mit voller Bandbreite erzeugt, sowie einen I-Signal-Kombinator 1420 und einen Q-Signal-Kombinator 1430, welche in Aufbau und Wirkungsweise dem Netzwerk 1410 ähnlich sind. Das Mittelteil und die Randteile werden zweckmäßig durch einige Bildelemente einander überlappt, z. B. über zehn Bildelemente. Damit 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 ihren jeweiligen Signalen rekonstruiert, jedoch sind wegen der Zeitdehnung, der Zeitkomprimierung und der Filterung der den einzelnen Bereichen zugeordneten Signale einige Bildelemente an den Grenzen zwischen Randteilen und Mittelteil verfälscht oder verzerrt. Die in Figur 14 wiedergegebenen Wellenformen mit den zugehörigen Signalen YS und YC zeigen die Überlappungsbereiche (OL) und die verfälschten Bildelemente (CP; zur Veranschaulichung leicht übertrieben). Gäbe es keinen Überlappungsbereich der Teilfelder, würden die verfälschten Bildelemente aneinanderstoßen, so daß ein Saum sichtbar wäre. Es wurde festgestellt, daß ein Überlappungsbereich von zehn Bildelementen breit genug ist, um drei bis fünf verfälschte Grenzbildelemente auszugleichen. Die redundanten Bildelemente erlauben in vorteilhafter Weise ein Überblenden der Rand- und Mittelteile im Überlappungsbereich. Eine Multiplizierschaltung multipliziert das Randteilsignal YS mit einer Gewichtsfunktion W in den Überlappungsbereichen, wie durch die zugehörige Wellenform dargestellt, bevor das Signal YS an eine Signalkombinationsschaltung 1415 gelegt wird. In ähnlicher Weise multipliziert eine Multiplizierschaltung 1412 das Mittelteilsignal YC mit einer komplementären Gewichtsfunktion $(1 - W)$ in den Überlappungsbereichen, wie durch die zugehörige Wellenform dargestellt, bevor das Signal YC an die Kombinationsschaltung 1415 gelegt wird. Diese Gewichtsfunktionen haben eine lineare rampenartige Charakteristik in den Überlappungsbereichen und enthalten Werte zwischen 0 und 1. Nach der Bewertung werden die Rand- und Mittelfeld-Bildelemente in der Kombinationsschaltung 1415 summiert, so daß jedes rekonstruierte Bildelement eine lineare Kombination der Rand- und Mittelteil-Bildelemente ist. Die Gewichtsfunktionen sollten vorzugsweise nahe den inneren Grenzen des Überlappungsbereiches 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 wiedergegebene lineare rampenförmige Gewichtsfunktion erfüllt diese Forderung. Die Gewichtsfunktionen müssen jedoch nicht unbedingt linear sein, es können auch nichtlineare Gewichtsfunktionen verwendet werden, die in den Endabschnitten, d. h. in der Nähe der Gewichtspunkte 1 und 0 krummlinig oder gerundet sind. Eine solche Gewichtsfunktion läßt sich leicht dadurch erreichen, daß eine lineare rampenförmige Gewichtsfunktion des dargestellten Typs gefiltert wird.

Die Gewichtsfunktionen W und $1 - W$ können leicht durch ein Netzwerk erzeugt werden, das eine Nachschlagetabelle, die auf ein Bildelementpositionen repräsentierendes Eingangssignal anspricht, und eine subtraktive Kombinationsschaltung enthält. Die Bildelementpositionen im Überlappungsbereich zwischen Rand- und Mittelteilen sind bekannt, und die Nachschlagetabelle wird entsprechend programmiert, um als Antwort auf das Eingangssignal Ausgangswerte von 0 bis 1 entsprechend der Gewichtsfunktion W zu liefern. Das Eingangssignal kann auf verschiedene Weise entwickelt werden, beispielsweise durch einen Zähler, der mit jedem Horizontalsynchronimpuls synchronisiert wird. Die komplementäre Gewichtsfunktion $1 - W$ kann durch Subtrahieren der Gewichtsfunktion W von 1 erhalten werden.

Die Figur 22 zeigt eine Vorrichtung, die sich zur Verwendung als Progressiv/Zeilensprung-Bildraasterwandler 17c für das Signal YF in Figur 1a eignet. Die Figur 22 zeigt auch ein Diagramm eines Teils des im Format progressiver Abtastung vorliegenden Eingangssignals YF mit Proben A, B, C und X in einer vertikalen (V) und einer zeitlichen (T) Ebene, wie es auch in Figur 2a dargestellt ist. Das progressive Abtastsignal YF wird über die Elemente 2210 und 2212 jeweils einer Verzögerung um 525H unterworfen, um aus der Probe B relativ verzögerte Proben X und A zu erzeugen. Die Proben A und B werden in einer Additionsstufe 2214 summiert, bevor sie an ein Frequenzhalbiernetzwerk 2216 gelegt werden. Ein Ausgangssignal von dem Netzwerk 2216 wird in einem Netzwerk 2218 mit der Probe X subtraktiv kombiniert, um ein Signal YT zu erzeugen. Das Signal YT wird an einen Eingang eines Doppelanschlußspeichers 2222 gelegt, und das Signal YF vom Ausgang des Verzögerungselementes 2210 wird an einen Eingang des Doppelanschluß-Speichers 2223 geführt. Beide Speicher 2222 und 2223 lesen mit einer Geschwindigkeit von $4 \times f_{sc}$ aus und schreiben mit einer Geschwindigkeit von $8 \times f_{sc}$, um an den jeweiligen Ausgängen die Signale YF' und YT im Zeilensprungformat zu erzeugen.

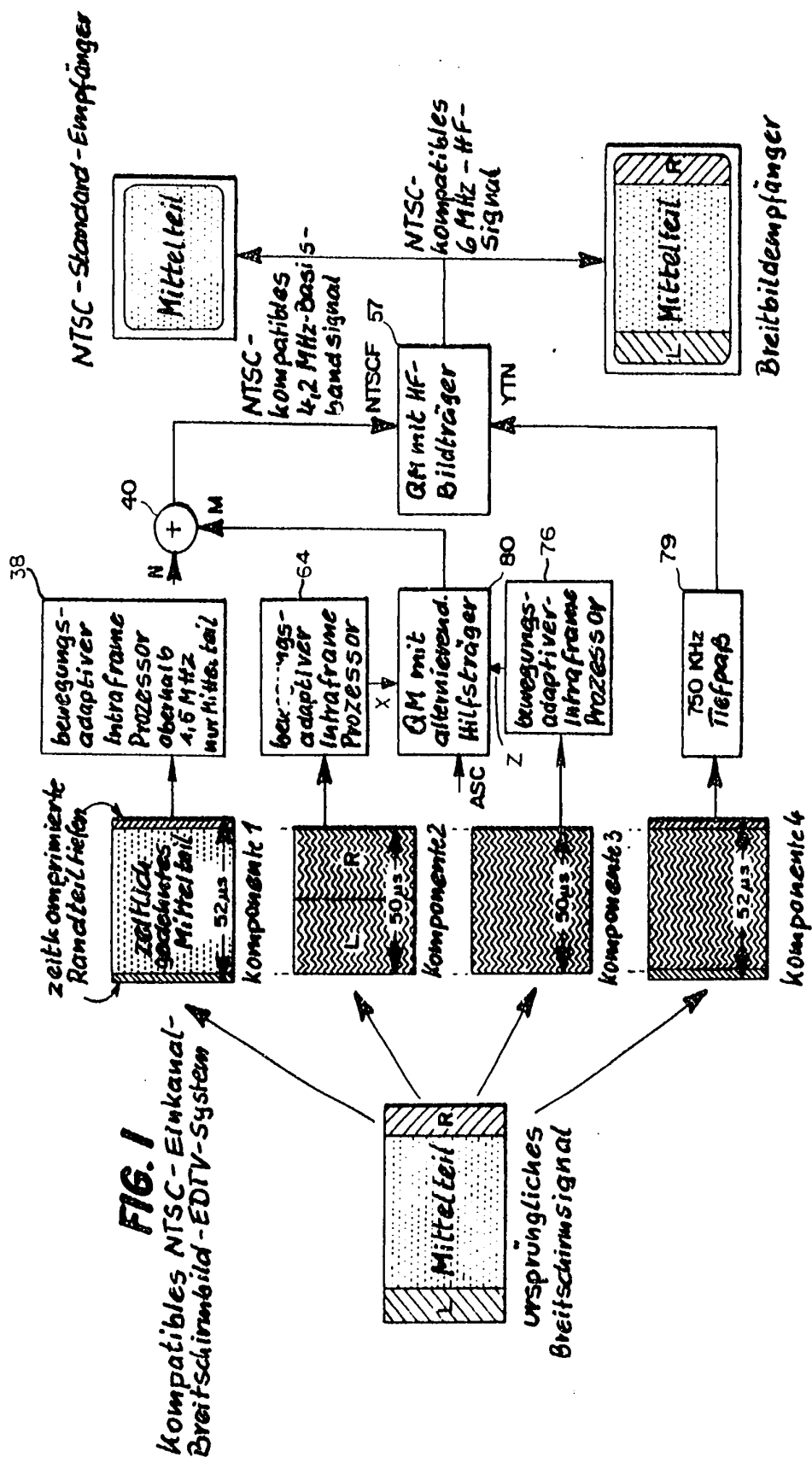
Die Figur 23 zeigt eine Vorrichtung, die zur Verwendung als Wandler 17a und 17b in Figur 1a geeignet ist. In Figur 23 wird das progressive Abtastsignal IF (oder QF) an ein 525H-Verzögerungselement 2310 gelegt, bevor es einem Doppelanschluß-Speicher 2312 zugeführt wird, welcher mit einer Lesegeschwindigkeit von $4 \times f_{sc}$ und einer Schreibgeschwindigkeit von $8 \times f_{sc}$ arbeitet, um das Zeilensprungabtastsignal IF' (oder QF') am Ausgang zu erzeugen. Außerdem sind in Figur 23 Wellenformen dargestellt, die das Eingangssignal der progressiven Abtastung wiedergeben, und zwar mit einer die Proben C enthaltenden zweiten Zeile und einer die Proben X enthaltenden zweiten Zeile, und das Ausgangssignal der Zeilensprungabtastung (die erste Zeile mit der Probe C, die mit einer H/2-Frequenz gestreckt ist). Die Ausgänge des Doppelanschluß-Speichers 2312 liefern nur die erste Zeile (Probe C) des Eingangssignals in gestreckter Form.

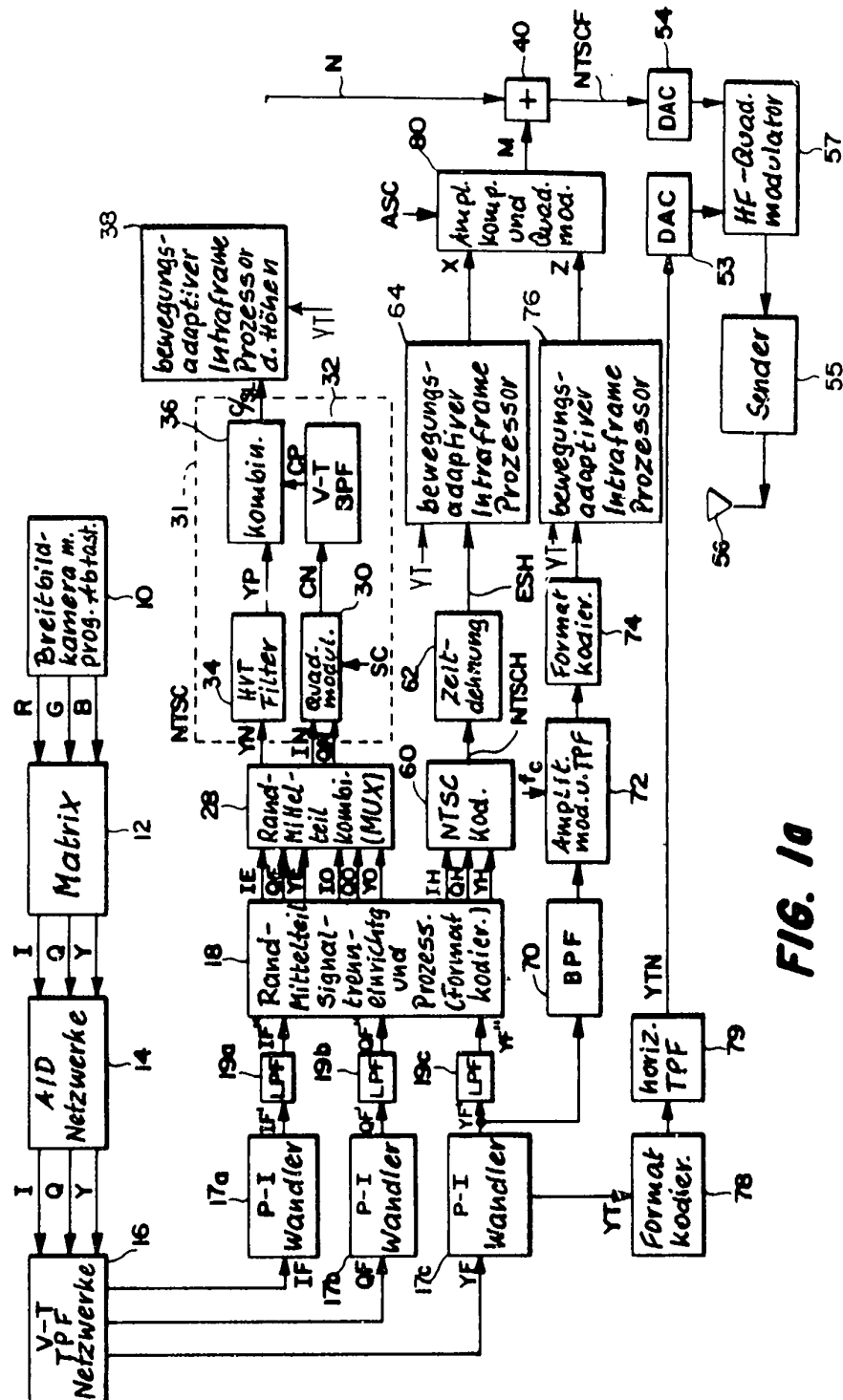
Die Figur 24 zeigt Einzelheiten der Einheit 80. Die Signale X und Z werden jeweils an die Adresseneingänge der nichtlinearen Amplitudenkomprimierungseinrichtungen 2410 bzw. 2412 geführt. Die Komprimierungseinrichtungen 2410 und 2412 sind programmierbare Festwertspeicher (PROM)-Einrichtungen, die jeweils eine Nachschlagetabelle programmierter Werte enthalten, entsprechend der gewünschten nichtlinearen Gamma-Komprimierungsfunktion. Diese Funktion ist, anliegend an die Einheit 2412, durch eine Kurve dargestellt, in der die ausgangsseitigen Augenblickswerte als Funktion der eingangsseitigen Augenblickswerte wiedergegeben sind. Die komprimierten Signale X und Z von den Datenausgängen der Einheiten 2410 und 2412 werden an die Signaleingänge der jeweiligen Signal-Multiplizierschaltungen 2414 bzw. 2416 geführt. Die Referenzeingänge der Multiplizierschaltungen 2414 und 2416 empfangen die zugeordneten alternierenden Hilfsträgersignale ASC in wechselseitigen Quadratur-Phasenlagen, d. h., die Signale befinden sich in Sinus- und Kosinusform. Die Ausgangssignale von den Multiplizierschaltungen 2414 und 2416 werden in einer Kombinationsschaltung 2420 addiert, um das quadraturmodulierte Signal M zu erzeugen. In der Dekodieranordnung der Figur 13 werden die komprimierten Signale X und Z mittels eines herkömmlichen Quadratur-Demodulationsverfahrens wiedergewonnen und die komplementäre nichtlineare Amplitudendehnung dieser Signale erfolgt in zugeordneten PROM-Speichern mit Nachschlagetabellen, die mit Werten programmiert sind, die komplementär zu den Werten in den PROM-Speichern 2410 und 2412 sind.

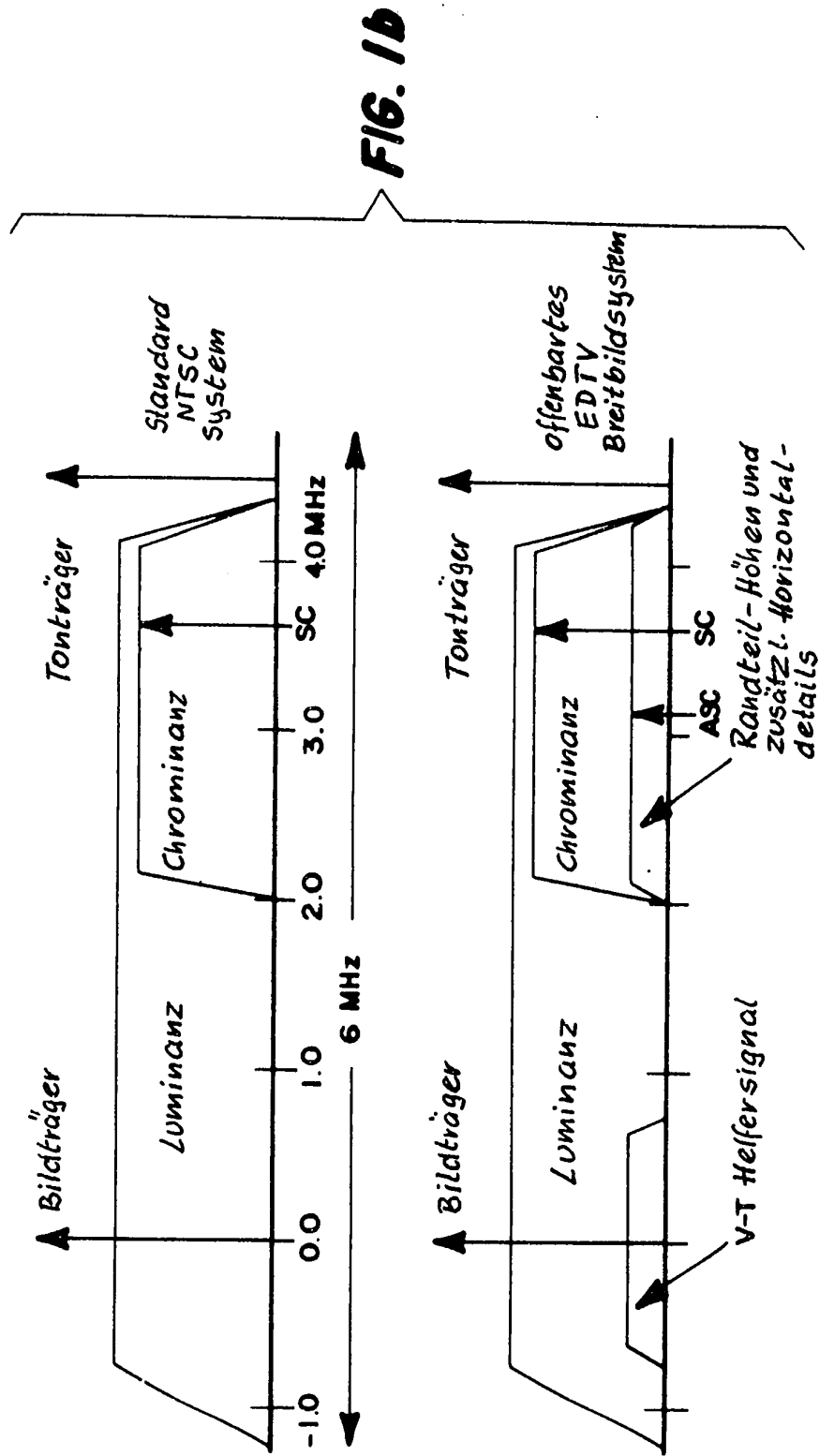
Die Figur 27 zeigt Einzelheiten der adaptiven Vollbild-Wiederholungseinheit 1337 der Figur 13. An die Verzögerungseinheit 2710 wird ein Eingangssignal von dem Block 1336 der Figur 13 gelegt, desgleichen an einen Signaleingang eines Multiplexers (MUX) 2714. Ein anderer Eingang des Multiplexers 2714 empfängt eine Version des in den Einheiten 2710 und 2712 verzögerten Eingangssignals. Ein Multiplexer 2715 empfängt das Ausgangssignal von dem Multiplexer 2714 an einem Eingang sowie ein Signal der Mittelanzapfung, das von einem Punkt zwischen den Verzögerungsnetzwerken 2710 und 2712 abgeleitet wird, an

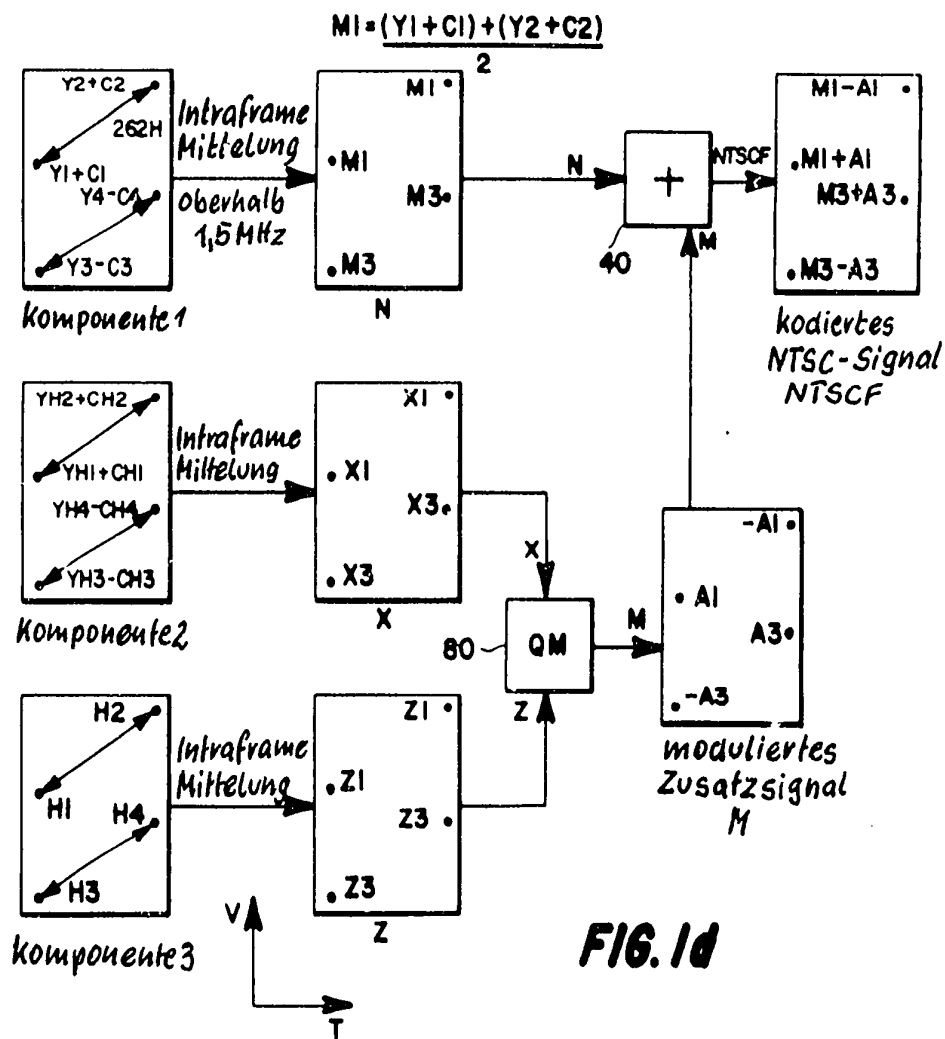
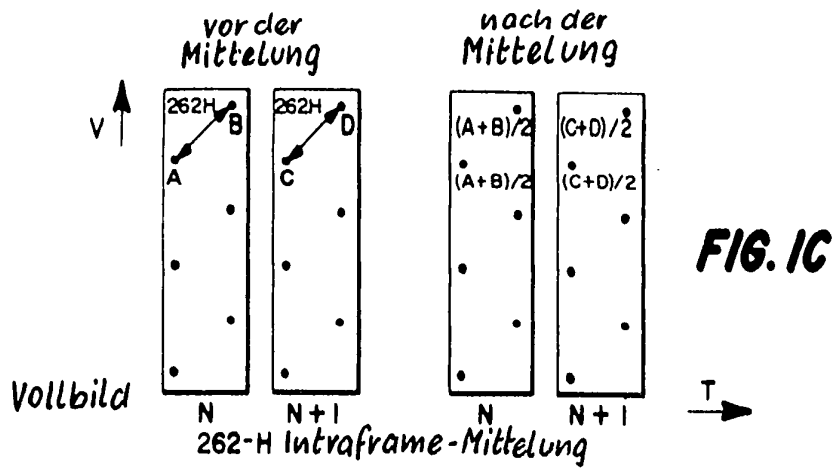
einem anderen Eingang. Das Signal der Mittelanzapfung und das Ausgangssignal von dem Multiplexer 2715 werden an die Filter 2730 bzw. 2732 geführt. Die Ausgangssignale von den Filtern 2730 und 2732 werden kombiniert, um so ein Ausgangssignal zu erzeugen, welches mit einem Netzwerk 1350 der Figur 13 gekoppelt wird. Das Filter 2730 zeigt eine Tiefpaßresonanzkurve für Frequenzen vom Gleichstrom beginnend bis zu 1,78 MHz und eine Bandfilterresonanzkurve für Frequenzen von 3,7 MHz bis zu 5,0 MHz. Das Filter 2732 zeigt eine Bandfilterresonanzkurve für Frequenzen von 1,78 MHz bis zu 3,7 MHz, und eine Hochpaßresonanzkurve für Frequenzen oberhalb von 5,0 MHz. Jene Frequenzverläufe werden bei einem Breitbildformat durch die Frequenzverläufe der Filter in den Kodiereranordnungen der Figuren 11 a und 11 b diktiert, welche die kodierten Signale für die Übertragung in ein Seitenverhältnis des Standardformats verarbeiten.

Das Schalten des Multiplexers 2715 wird von einem Ausgangssignal eines logischen UND-Gatters 2720 gesteuert, das an einen Eingang SEL des Multiplexers 2715 gelegt wird. Das UND-Gatter 2720 spricht auf ein Ausgangssignal von einem logischen ODER-Gatter 2722 und auf ein bewegungsadaptives Verarbeitungssignal MAP an, das mittels einer Detektorschaltung 2724 von dem Luminanzhelfersignal YT abgeleitet wird. Das ODER-Gatter 2722 spricht auf ein Halbbild 2-Erkennungssignal F2 und auf ein Halbbild 3-Erkennungssignal F3 an. Das Erkennungssignal F2 wird außerdem an einen Schaltsteuereingang SEL des Multiplexers 2714 gelegt. Der Multiplexer 2715 koppelt seinen „1“-Signaleingang mit seinem Ausgang jedesmal dann, wenn das UND-Gatter 2720 einen Logikpegelausgang „1“ aufweist. Dies erfolgt bei Abwesenheit der Bildbewegung, wenn das Signal MAP einen Logikpegel „1“ hat und wenn entweder die Erkennungssignale F2 oder F3 einen Logikpegel „1“ haben, und zwar dann, wenn die Halbbilder 2 oder 3 vorhanden sind. Eine Vorrichtung, die zur Erzeugung der Halbbild-Erkennungssignale geeignet ist, kann leicht entwickelt werden, wie es beispielsweise in dem Text „Circuit Concepts“ von Gerald A. Eastman, Seiten 88 bis 92, erhältlich von Tektronix, Inc., Beaverton, Oregon, erläutert ist.









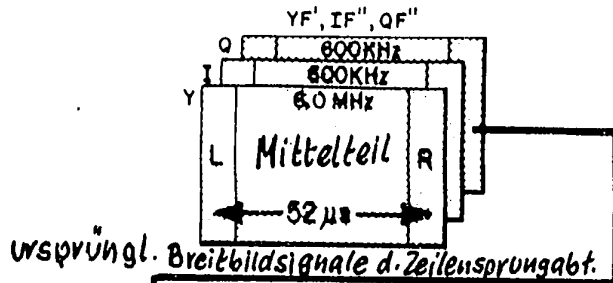
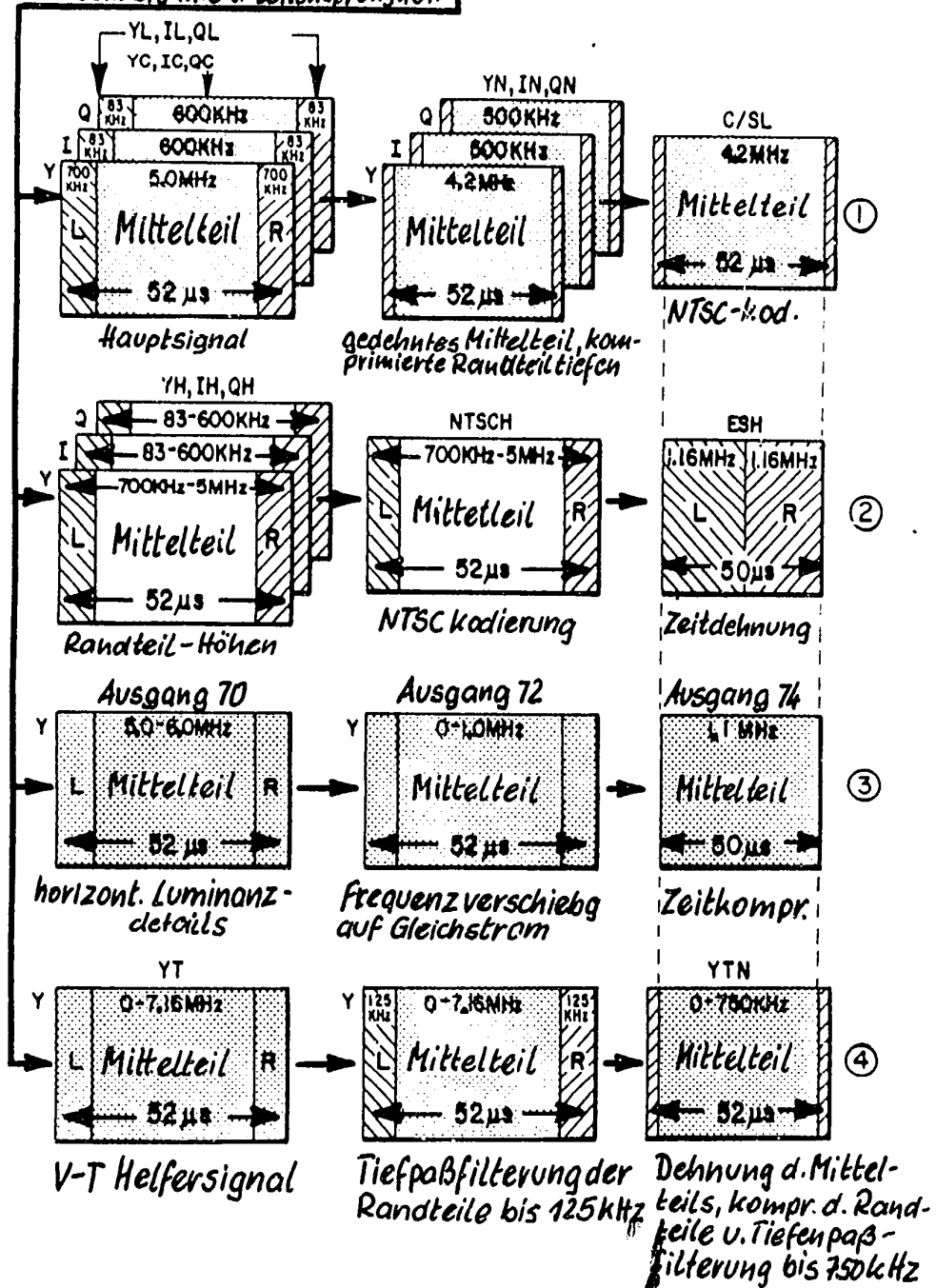


FIG. 1e



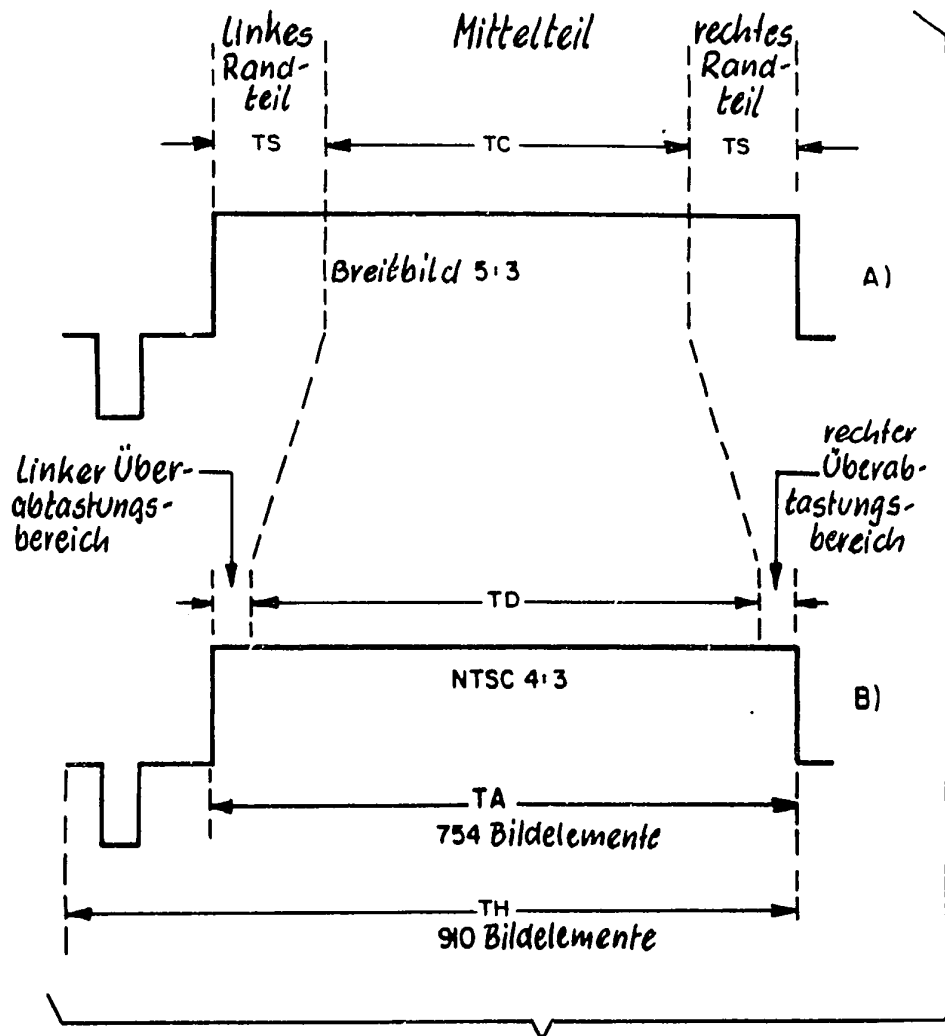
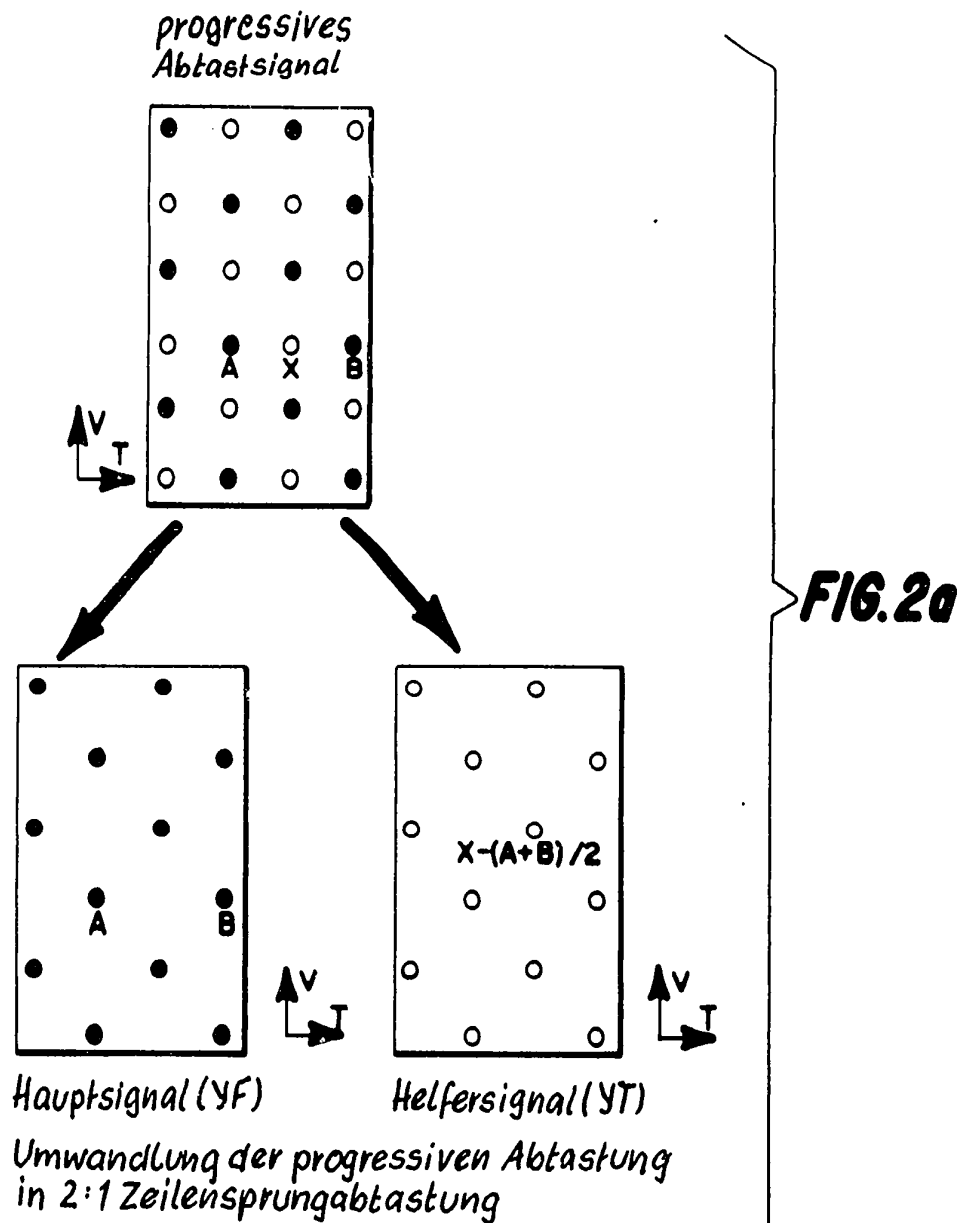
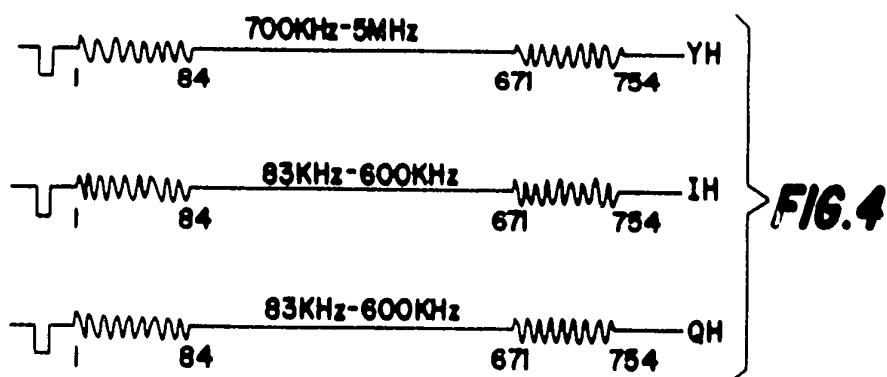
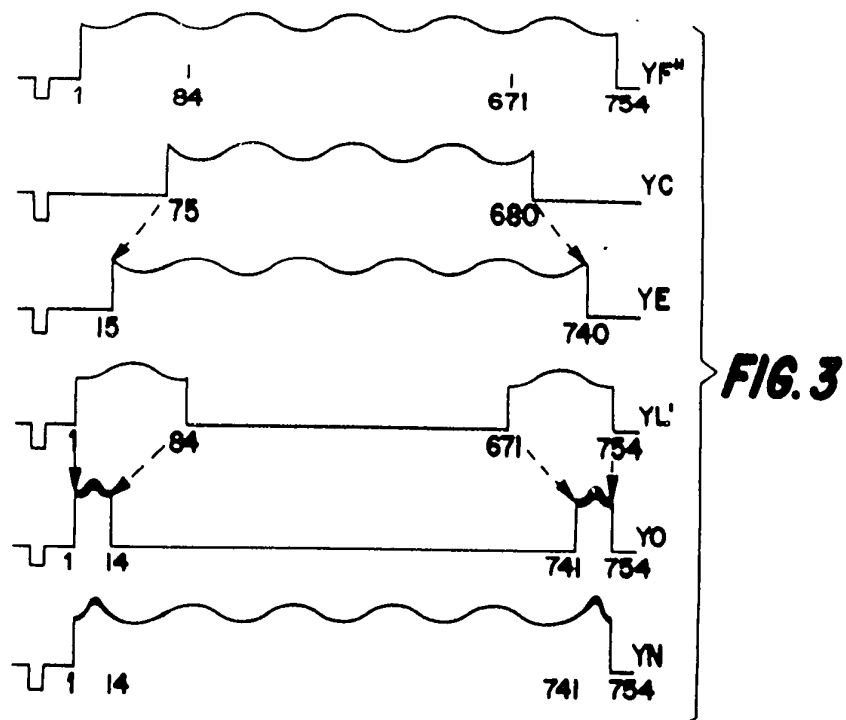
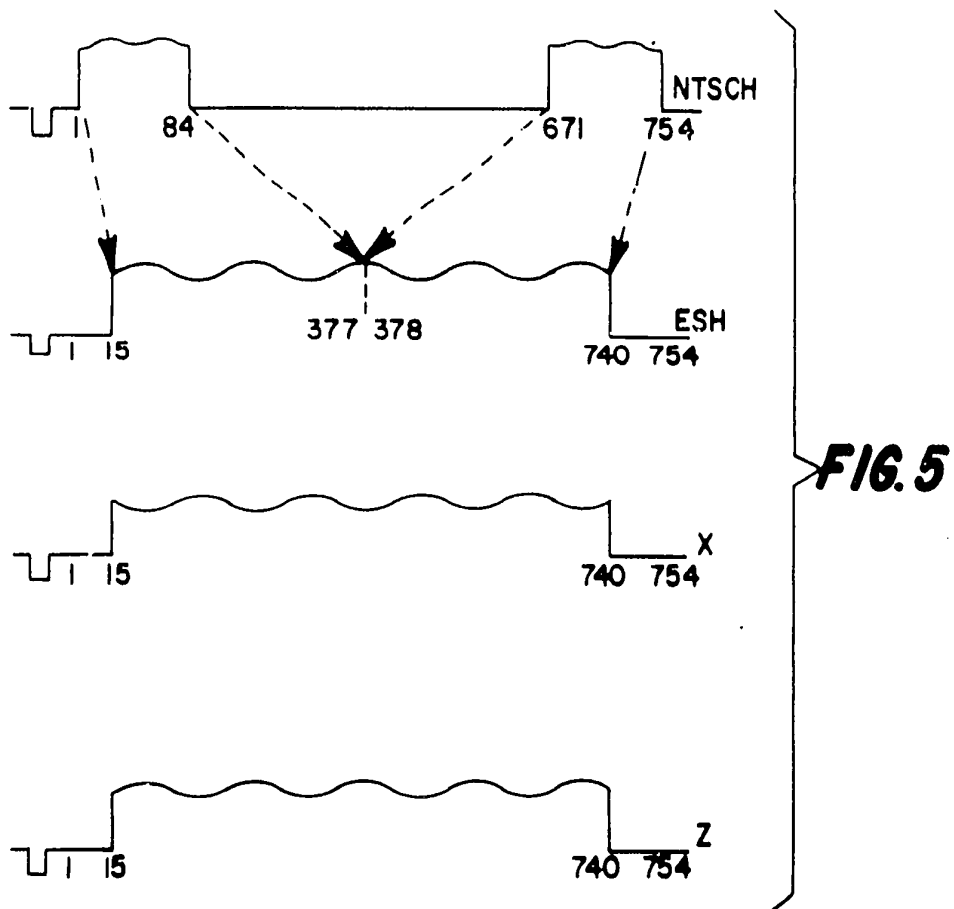


FIG. 2







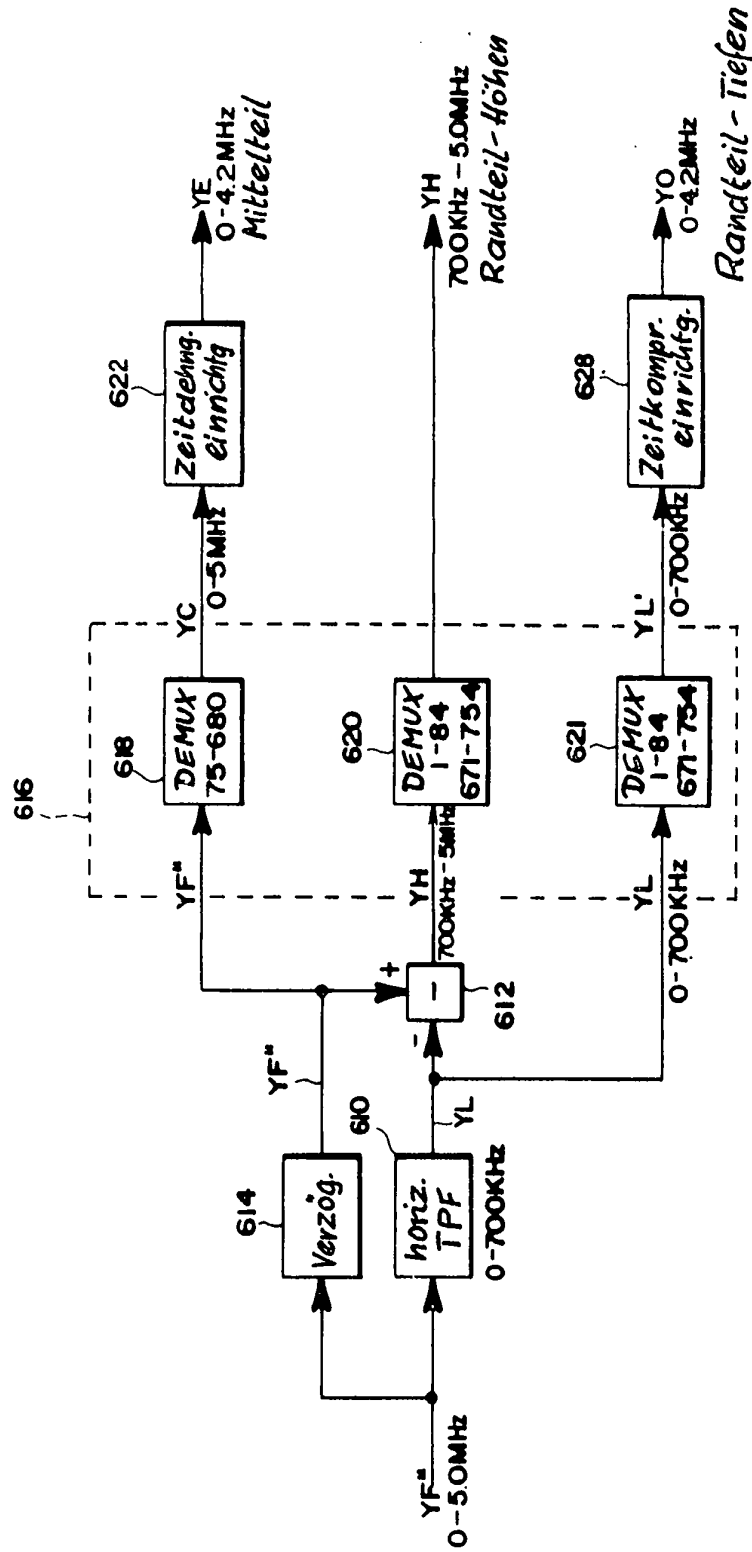
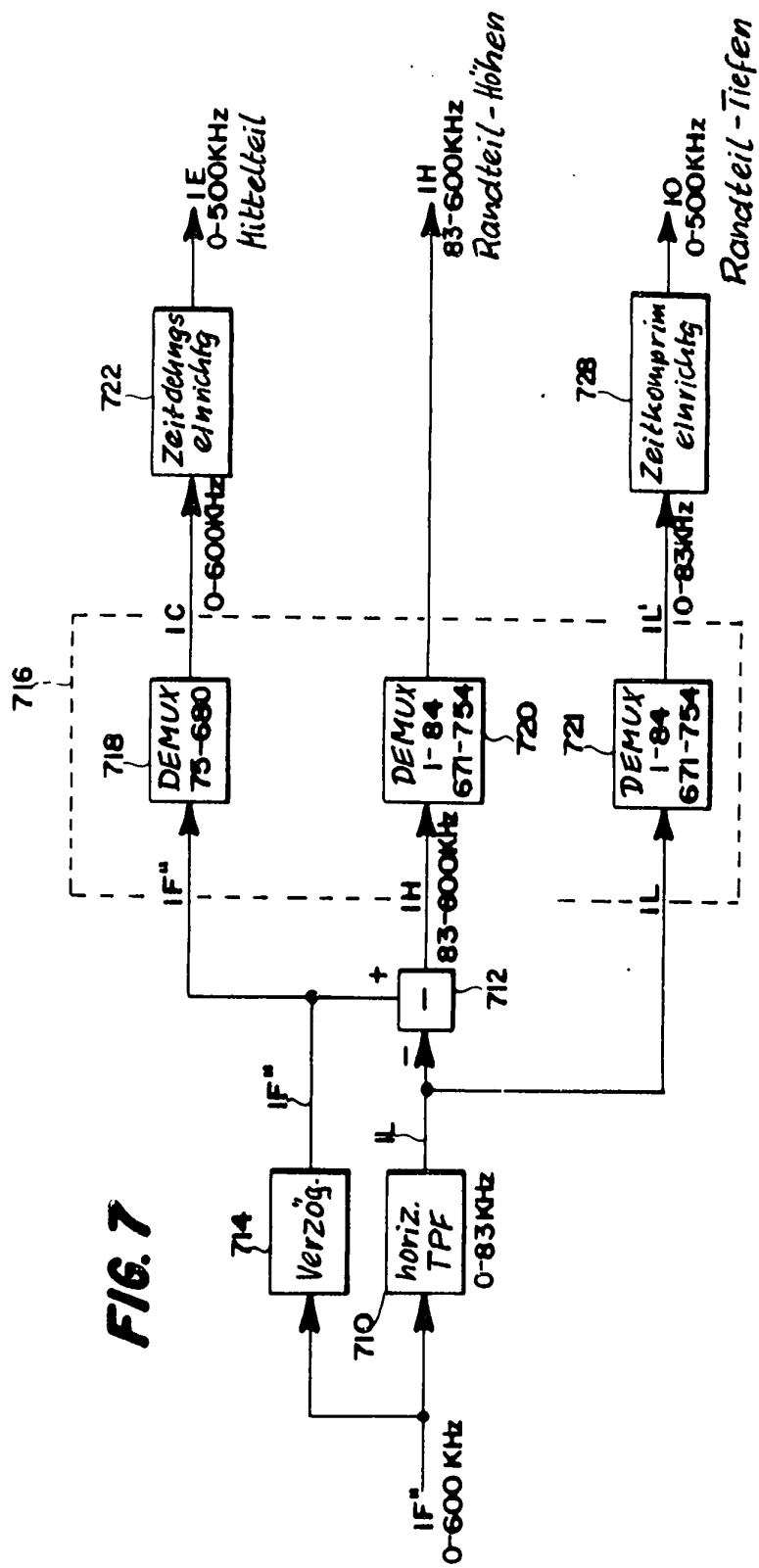


FIG. 6

FIG. 7



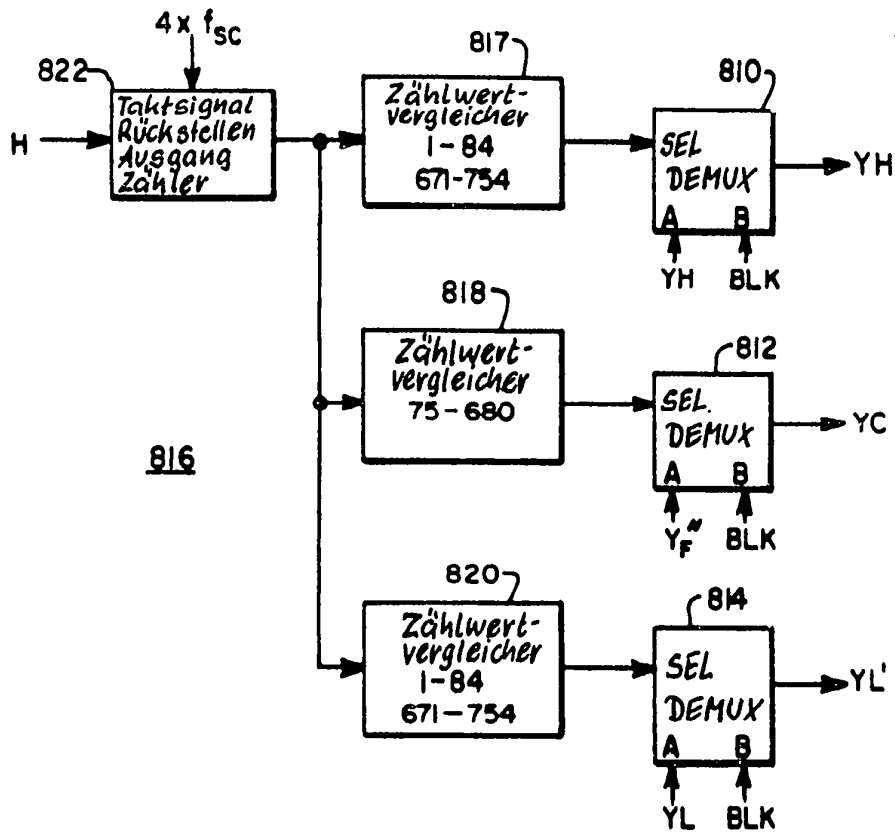
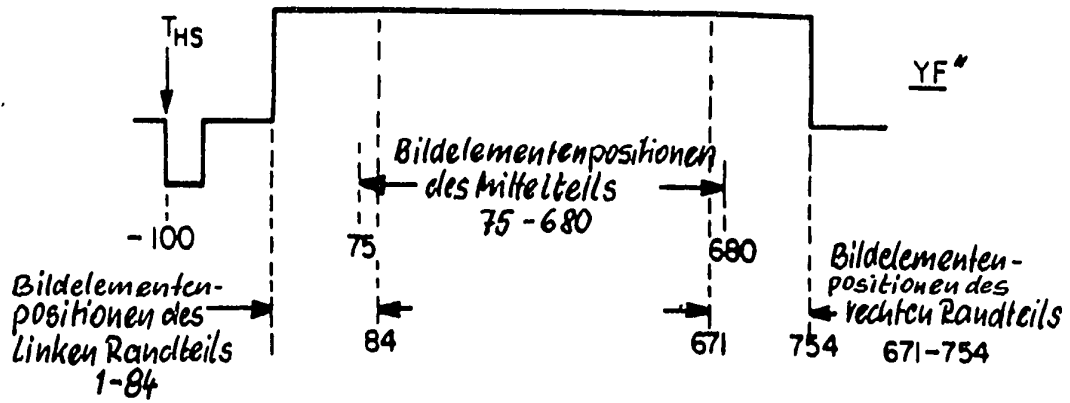
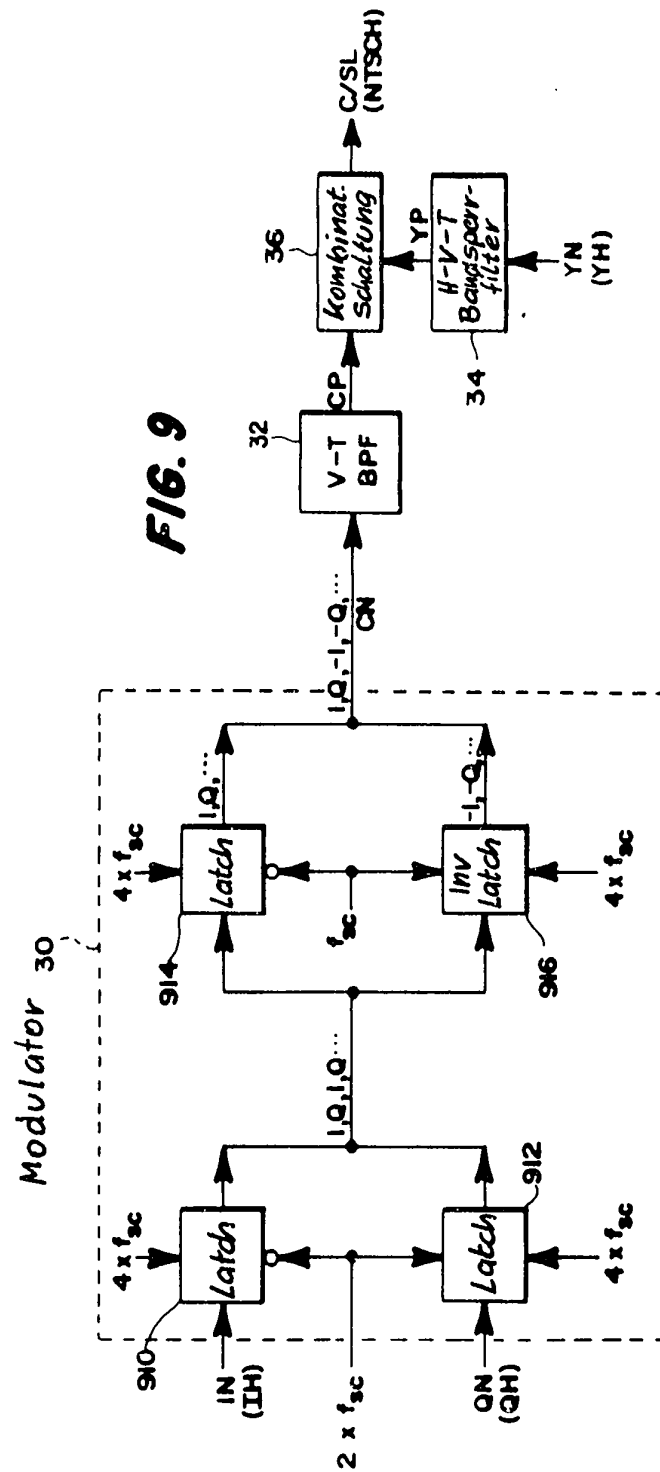


FIG. 8



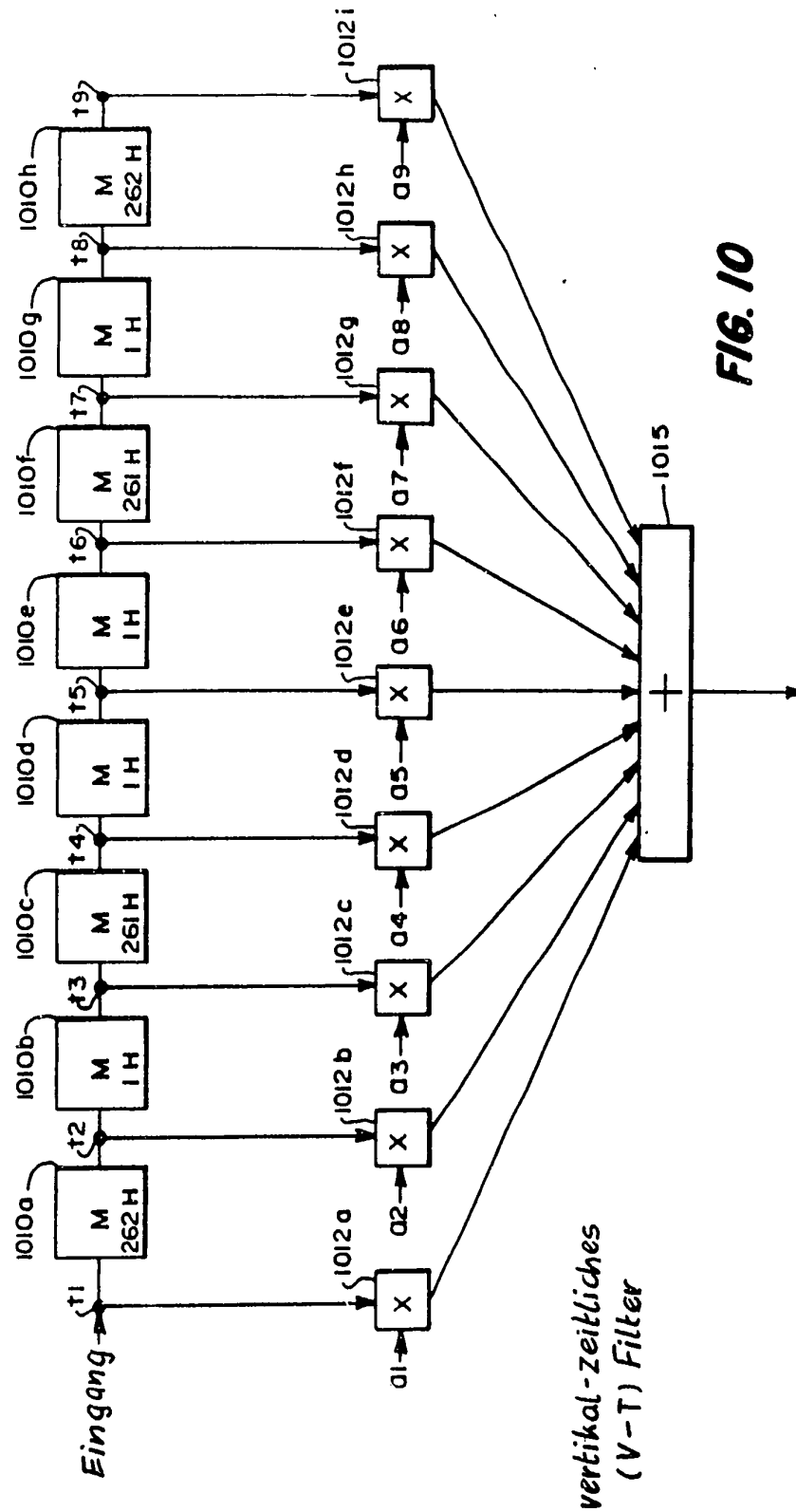


FIG. 10

	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	$\frac{1}{16}$	$-\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{16}$	$\frac{1}{4}$	$-\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{16}$
V-T Bandsperrfilter	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$-\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{1}{16}$	$-\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$

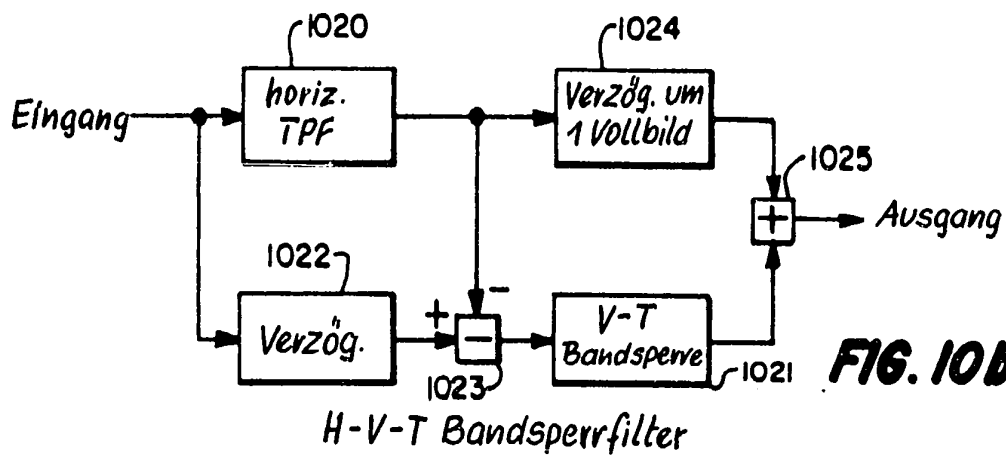
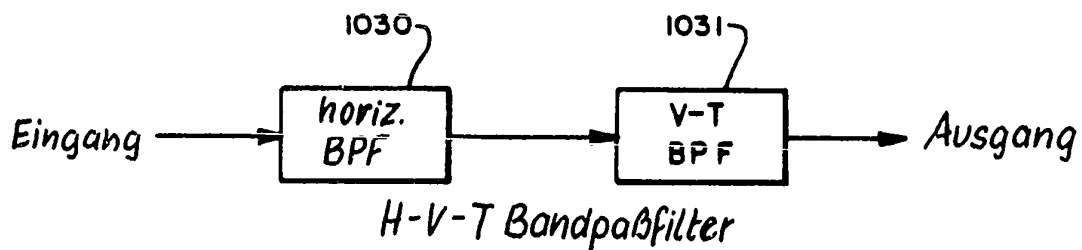
**FIG
10a****FIG. 10b****FIG. 10c**

FIG. 10d

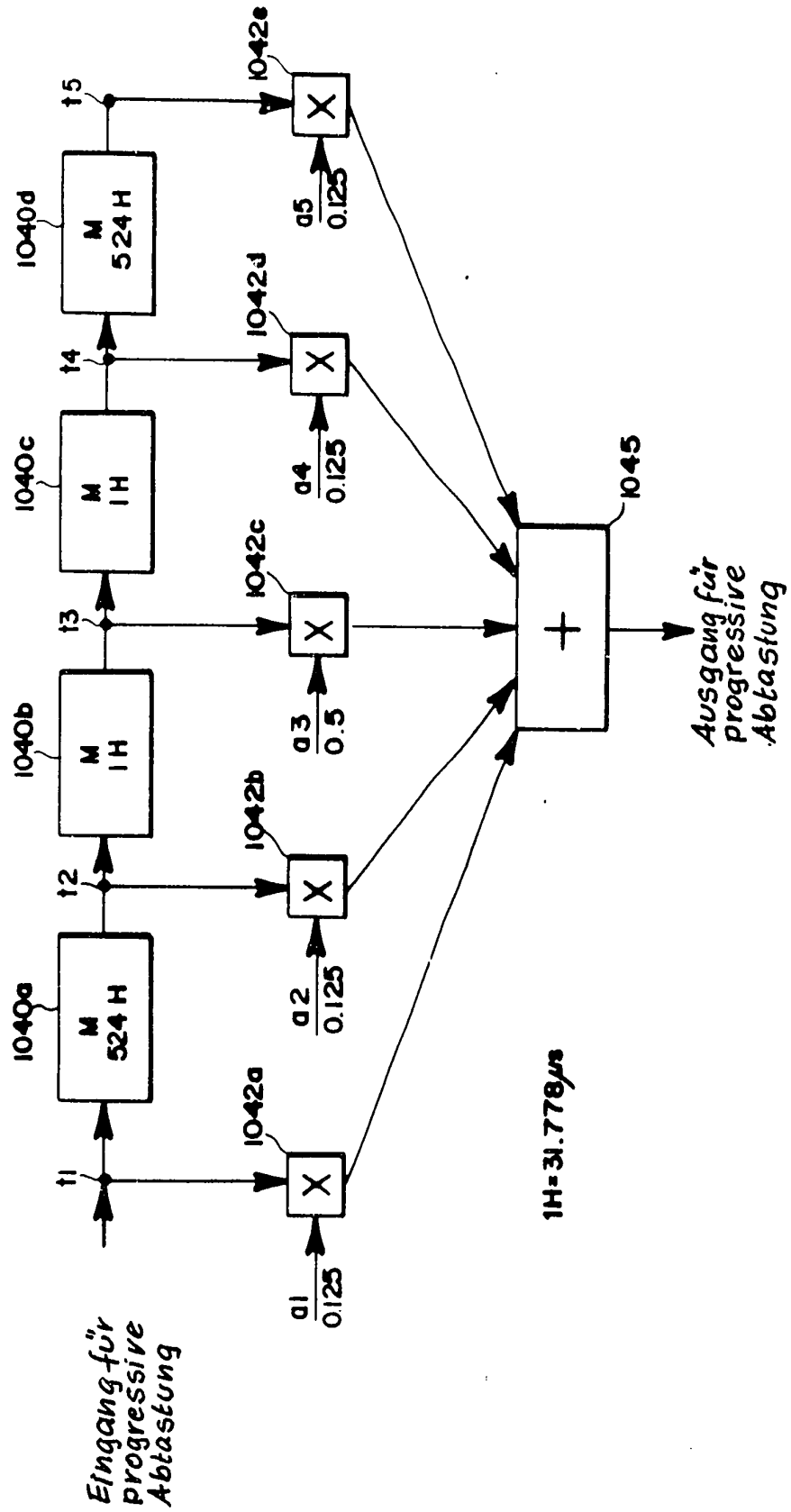


FIG. 11a

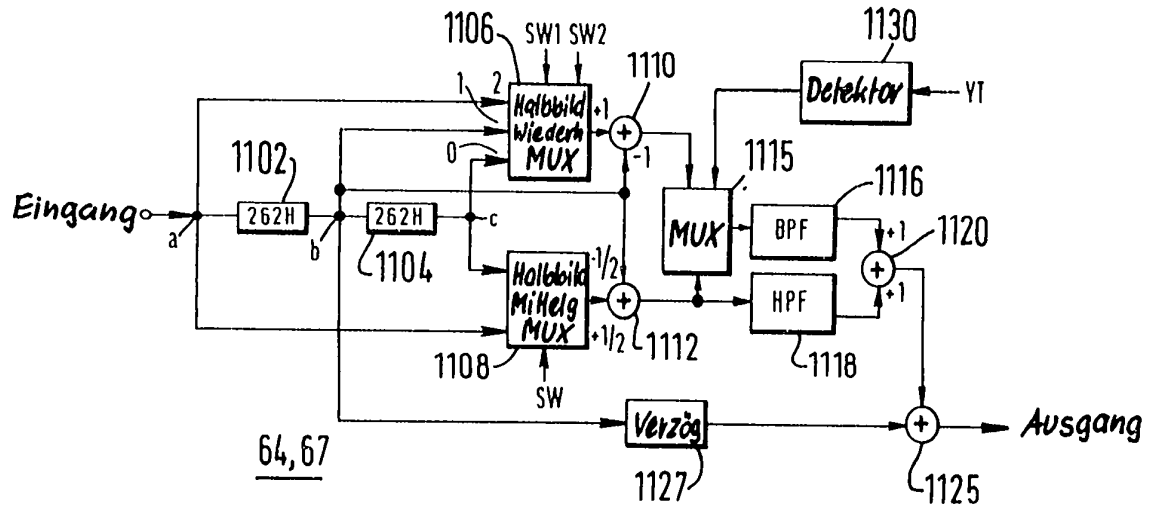
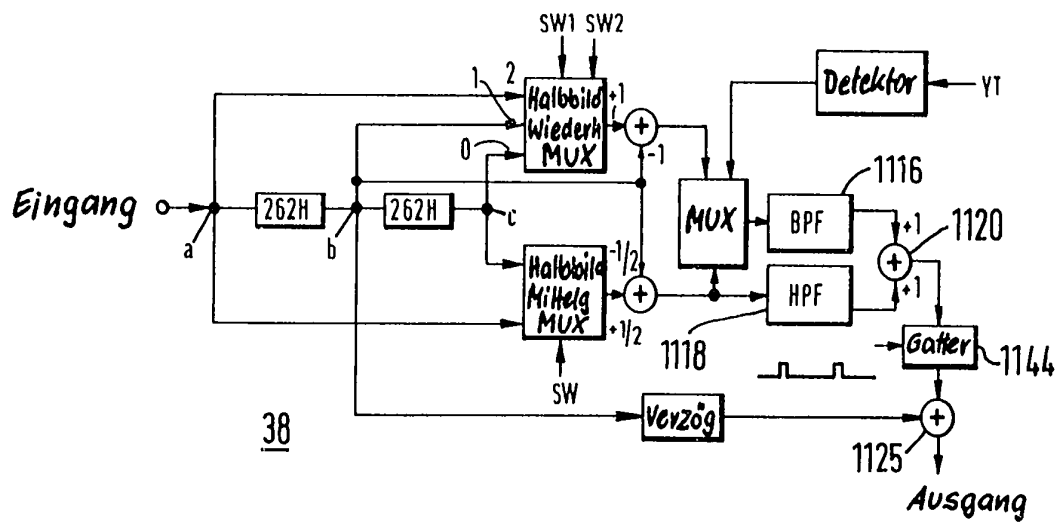
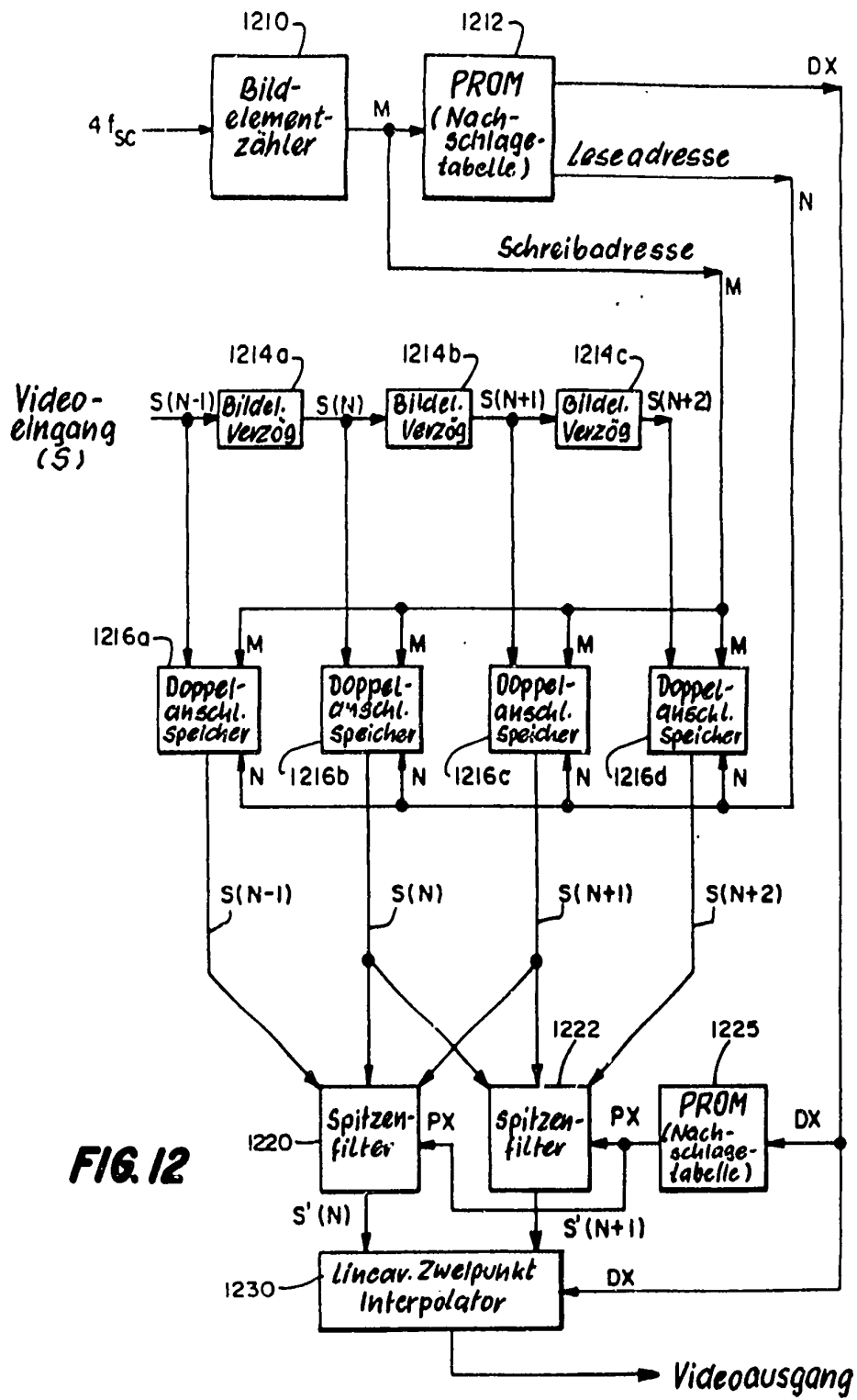


FIG. 11b





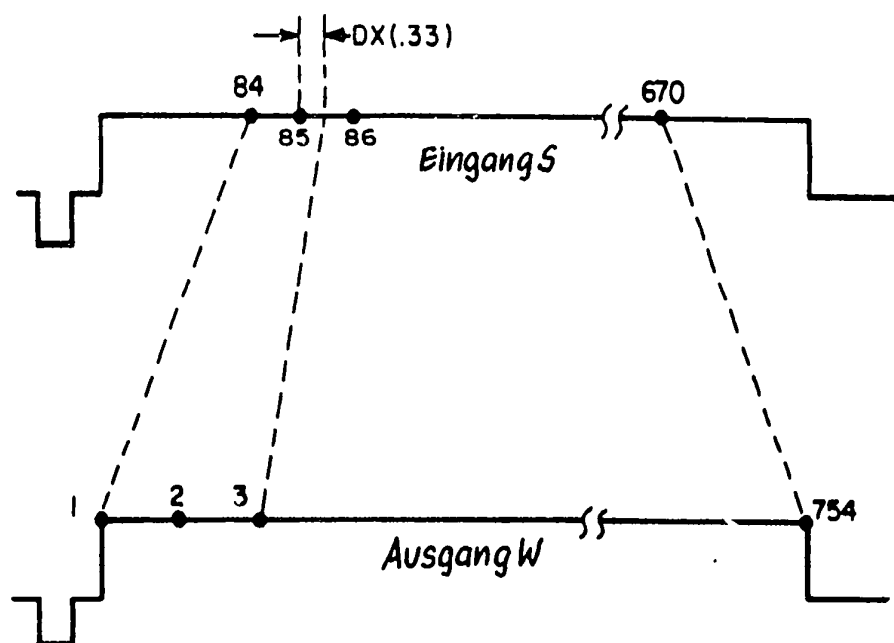


FIG. 12a

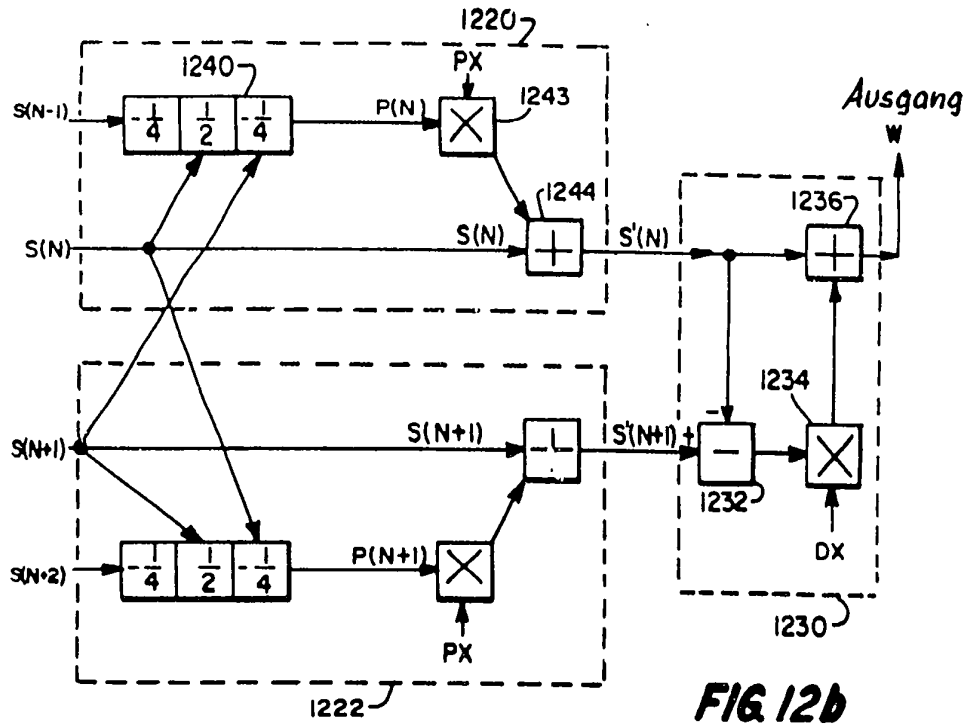


FIG. 12b

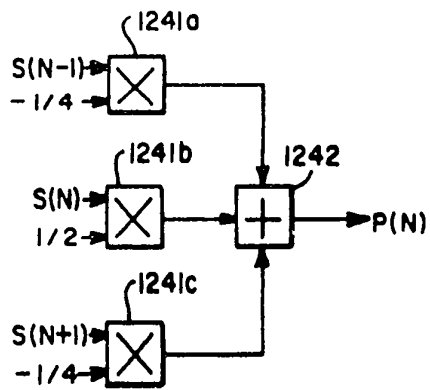


FIG. 12c

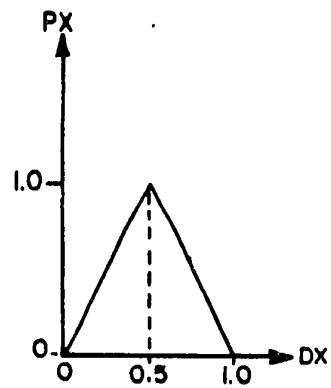
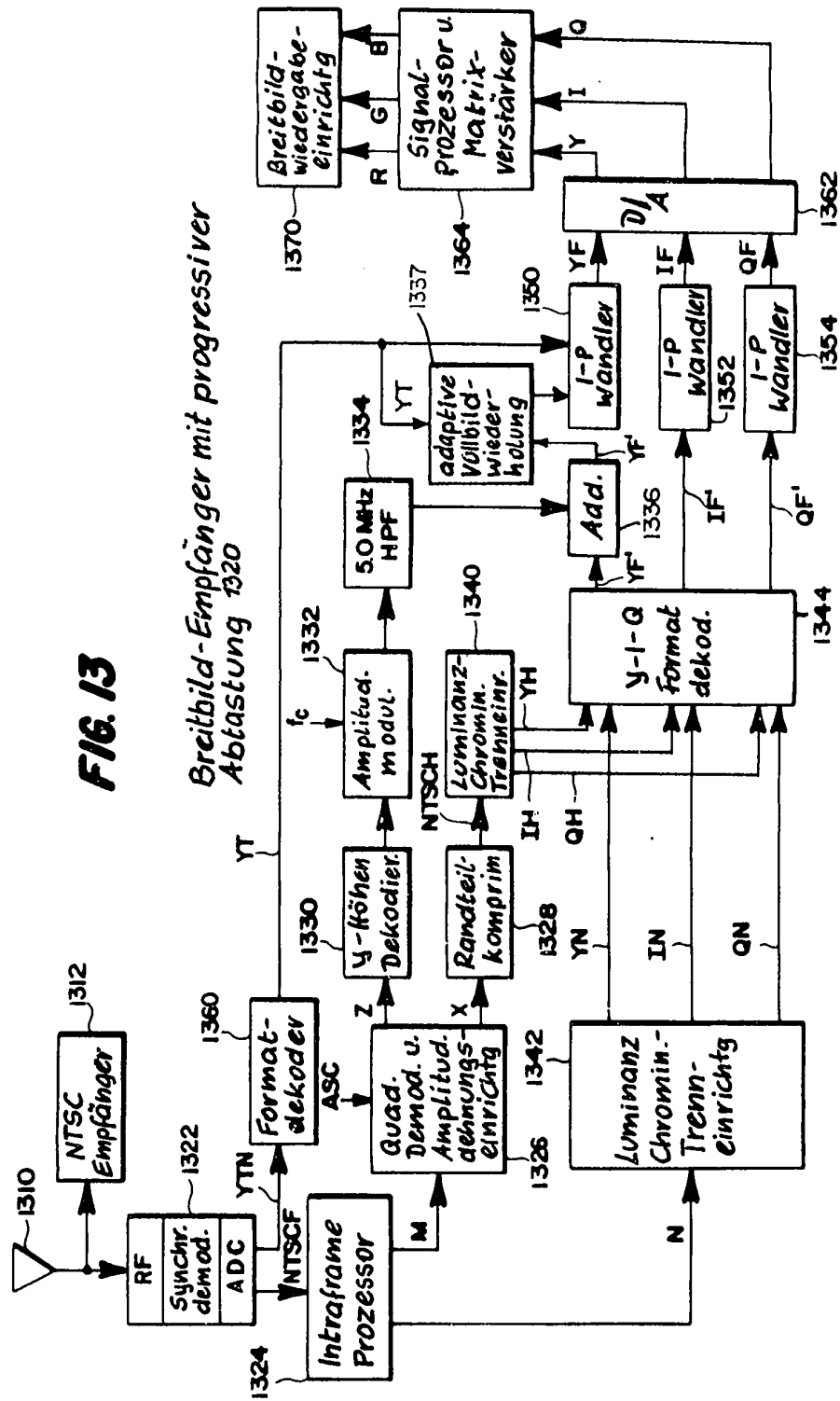


FIG. 12d

FIG. 13



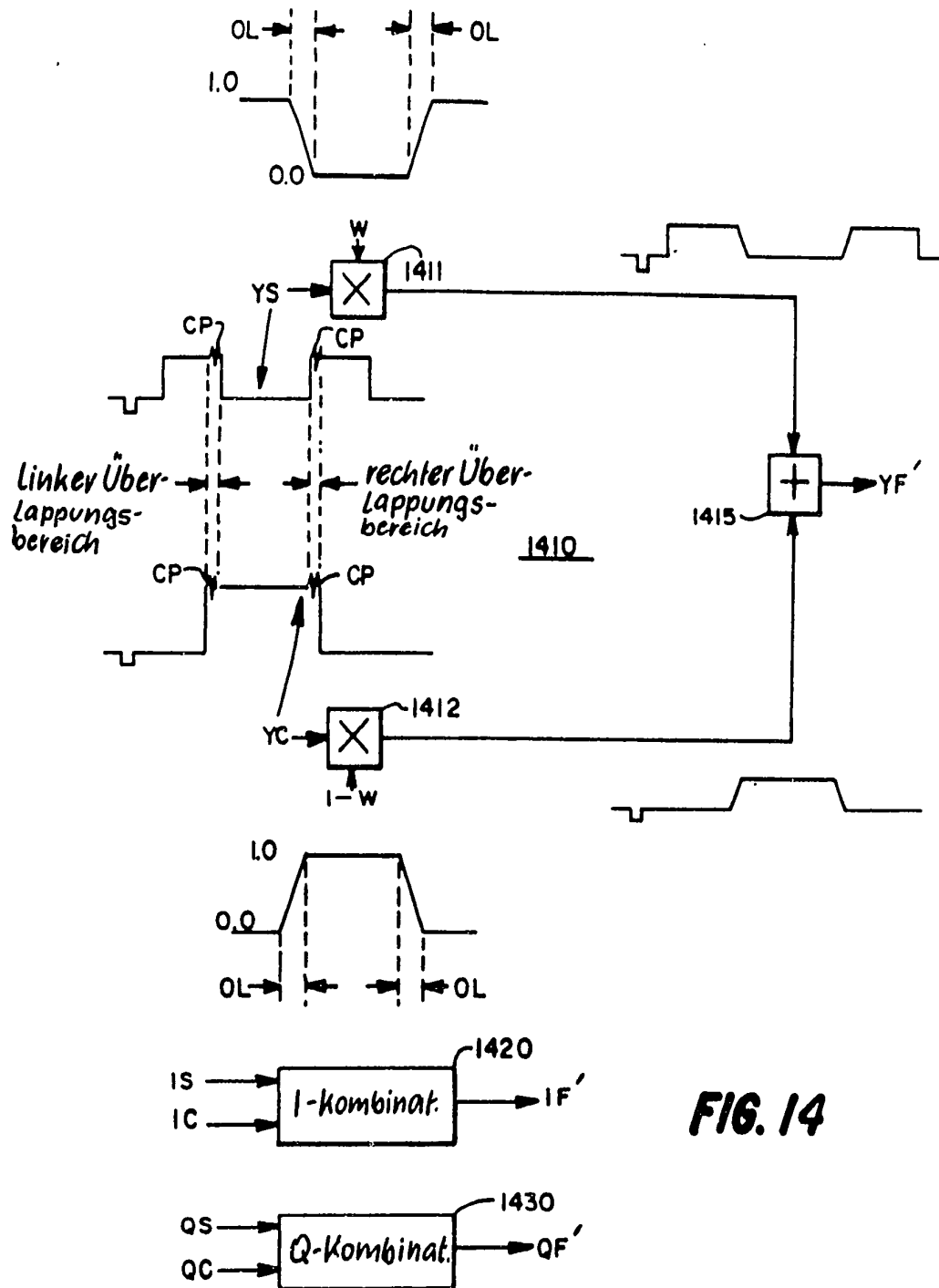


FIG. 14

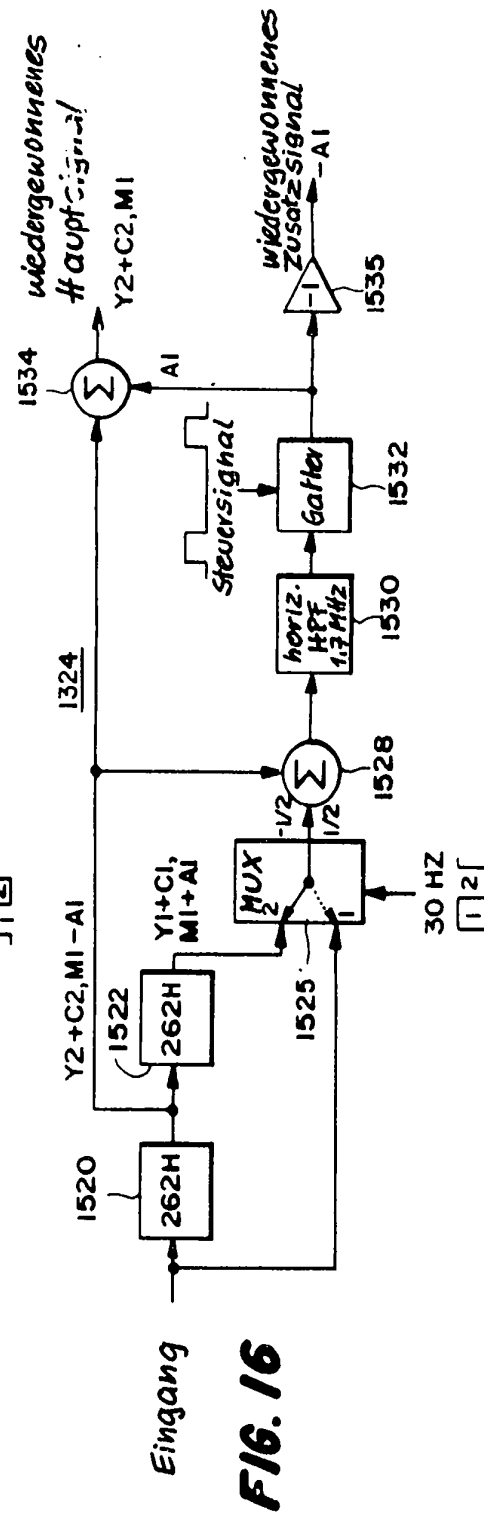
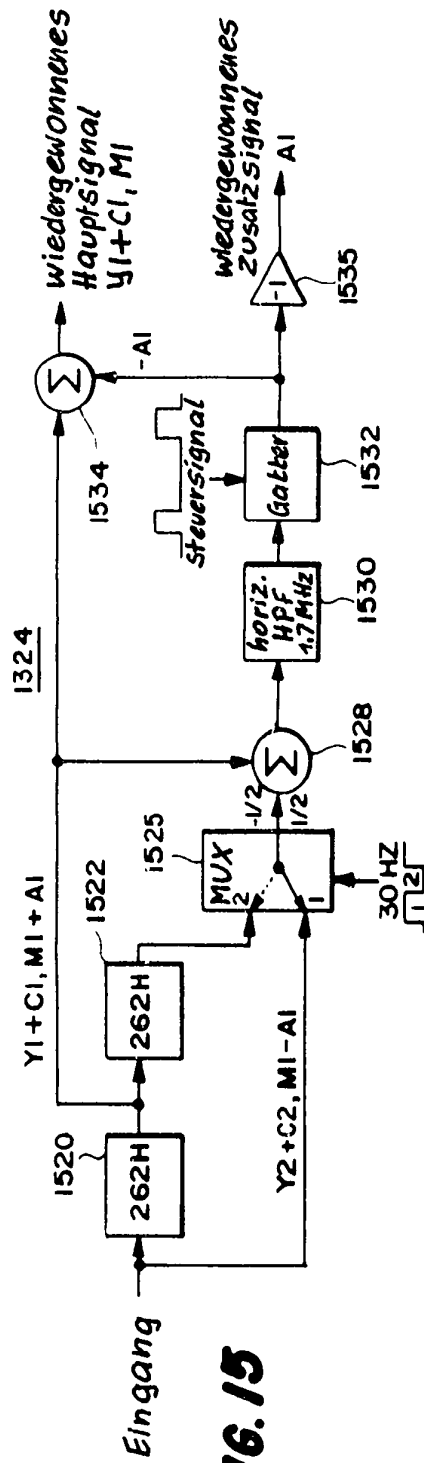


FIG. 17

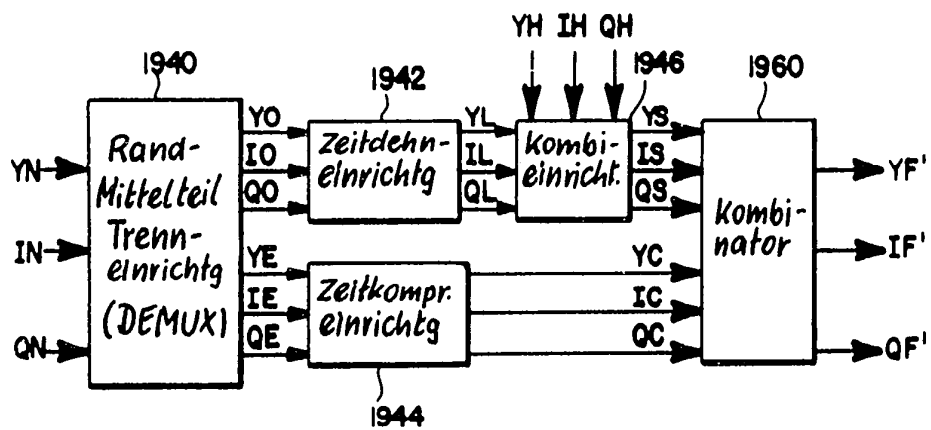
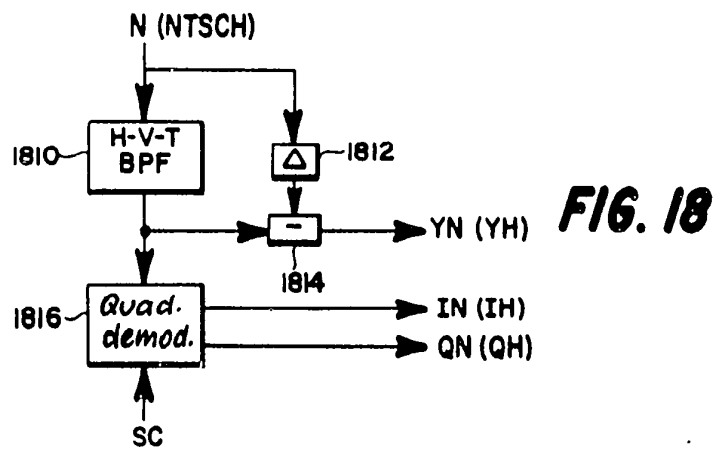
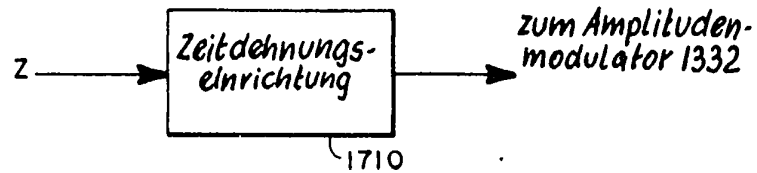
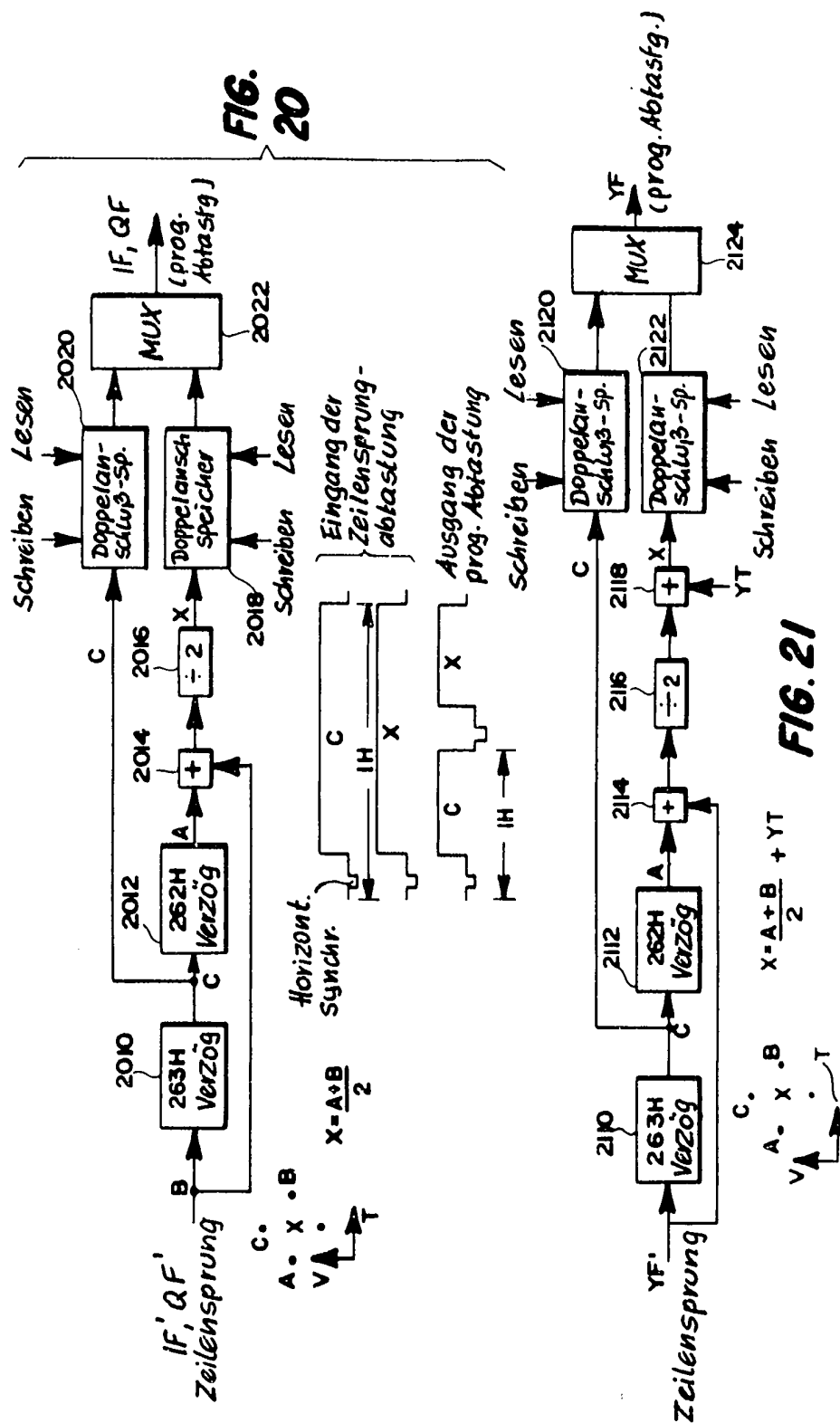


FIG. 19



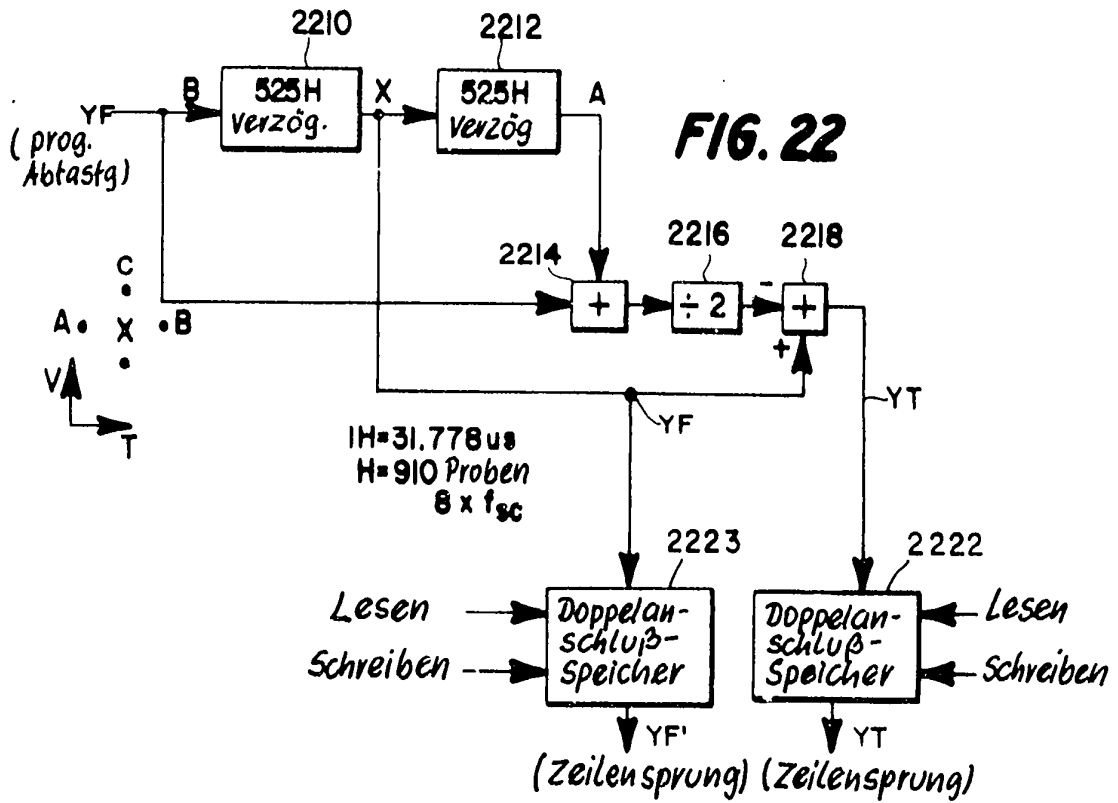
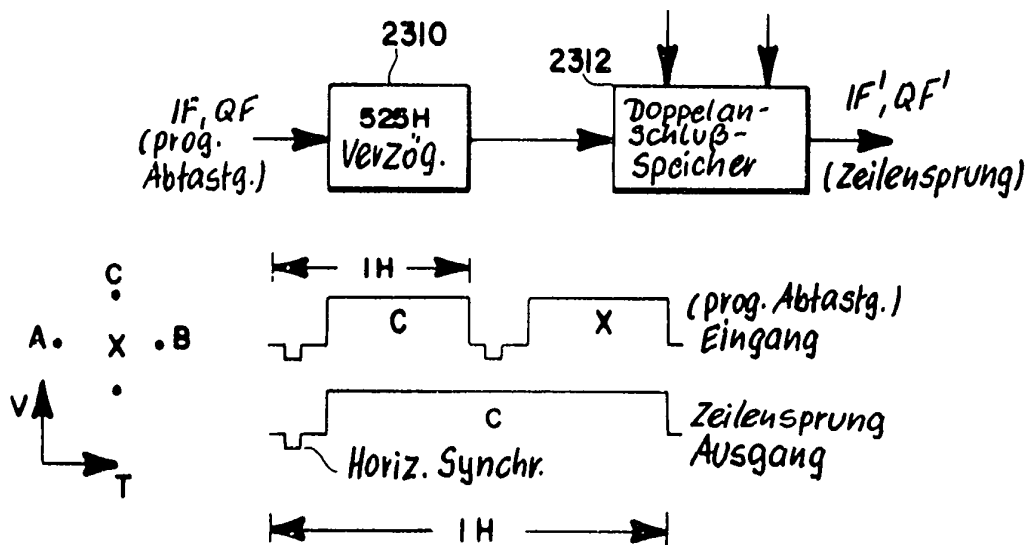
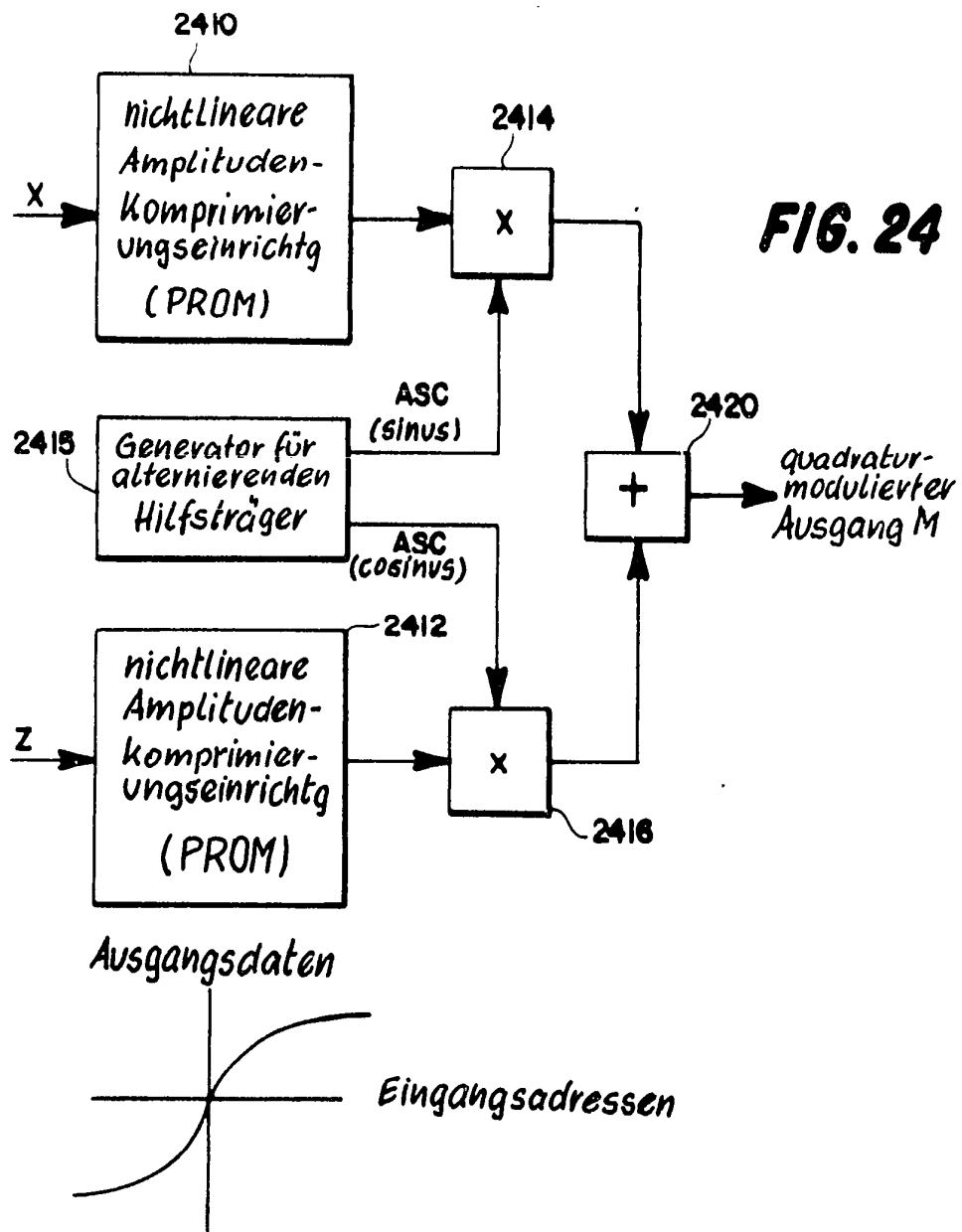


FIG. 23





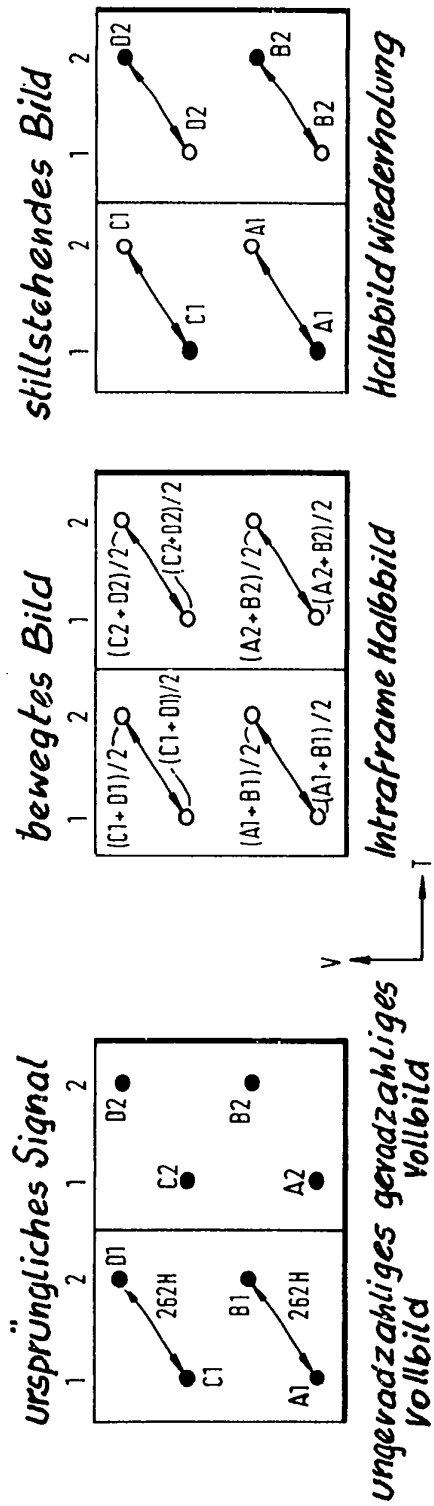


FIG. 25

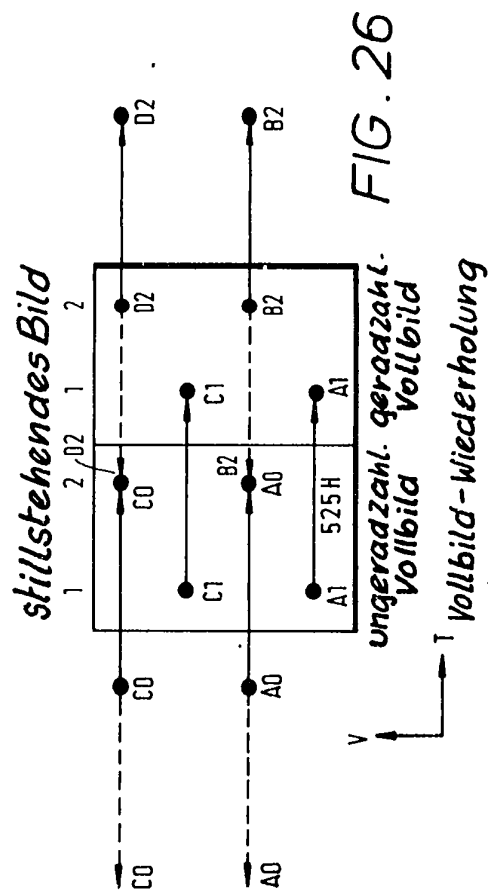


FIG. 27

