(19) BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

PATENTSCHRIFT

(12) Ausschließungspatent

(11) DD 293 703 A5

Erteilt gemäß § 17 Absatz 1
Patentgesetz der DDR
vom 27.10.1983
in Übereinstimmung mit den entsprechenden
Festlegungen im Einigungsvertrag

5(51) H 04 N 3/22

DEUTSCHES PATENTAMT

In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

(21)	DD H 04 N / 339 646 0	(22)	14.09.88	(44)	05.09.91
(31)	8721565 139340	(32)	14.09.87 29.12.87	(33)	US

(71) siehe (73)
(72) Isnardi, Michael A., US
(73) GENERAL ELECTRIC COMPANY, Schenectady, N. Y., 12345, US

(54) Anordnung zum Empfangen und Decodieren eines Fernsehsignals

(55) Empfangsanordnung; Fernsehsignal; Breitbild; primärer Bildteil; sekundärer Bildteil; Bildseitenverhältnis; Kompatibilität; Signalkomponente; Videosignal-Verarbeitungseinrichtung; Decodiereinrichtung

(57) Die Erfindung betrifft eine Anordnung zum Empfangen und Decodieren eines Fernsehsignals, welches ein Breitbild darstellt mit der Bildinformation eines primären Bildteils, der ein größeres Bildseitenverhältnis als der sekundäre Bildteil hat, und mit einem Gesamt-Bildseitenverhältnis, das größer als das eines normgemäßen Fernsehbildes ist. Das Fernsehsignal ist kompatibel mit dem Format eines normgemäßen Fernsehbildes und weist drei Komponenten auf, die einen gemeinsamen Basisband-Übertragungspfad nutzen. Erfindungsgemäß ist ein Eingang zum Empfang des Fernsehsignals über einen einzigen Kanal vc gesehen. In einer Einrichtung erfolgt die Decodierung des Fernsehsignals und die erste, die zweite und die dritte Komponente. Die Anordnung umfaßt weiterhin eine Videosignal-Verarbeitungseinrichtung, die auf die decodierten drei Komponenten anspricht, um ein bilddarstellendes Signal zu erzeugen. Fig. 13

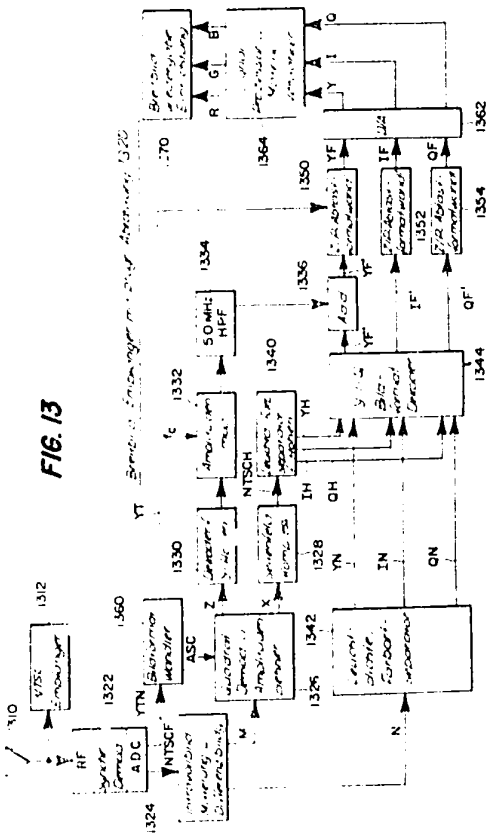


FIG. 13

ISSN 0433-6461

44 Seiten

Patentansprüche:

1. Anordnung zum Empfangen und Decodieren eines Fernsehsignals, welches ein Breitbild darstellt, mit der Bildinformation eines primären Bildteils, der ein größeres Bildseitenverhältnis hat als ein zugehöriger sekundärer Bildteil, und mit einem Gesamt-Bildseitenverhältnis, das größer ist als dasjenige eines normgemäßen Fernsehbildes, sowie mit einer gesteigerten Bildauflösung im Vergleich zu einem normgemäßen Fernsehbild, wobei das Fernsehsignal kompatibel mit dem Format eines normgemäßen Fernsehbildes ist und mehrere Komponenten aufweist, deren erste Basisband-Komponente (N) die Information für ein Bild mit normgemäßem Seitenverhältnis enthält und deren zweite Basisband-Komponente (X) die Information des sekundären Bildteils enthält und deren dritte Basisband-Komponente (Z) die Information hochfrequenter Bilddetails enthält, wobei die ersten, zweiten und dritten Komponenten einen gemeinsamen Basisbandübertragungspfad nutzen, **gekennzeichnet durch:**
   einen Eingang (1310) zum Empfang des Fernsehsignals über einen einzigen Kanal;
   eine Einrichtung (1324, 1326) zur Decodierung des Fernsehsignals in die erste, die zweite und die dritte Komponente;
   eine Videosignal-Verarbeitungseinrichtung (1330–1364), die auf die decodierten drei Komponenten anspricht, um ein bilddarstellendes Signal zu erzeugen.
2. Anordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet,** daß der primäre Bildteil Bildinformation aus der Mitte des Bildes und der sekundäre Bildteil Bildinformation aus der Seite des Bildes enthält.
3. Anordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet,** daß die zweite Komponente (X) hochfrequente Information des sekundären Bildteils unter Ausschluß niedrigfrequenter Information des sekundären Bildteils enthält;
   daß die zweite (X) und die dritte (Z) Komponente einen alternierenden Hilfsträger, der anders als ein Farbhilfsträger ist, in Quadraturmodulation (80) modulieren;
   daß die decodierende Einrichtung (1324, 1326) eine Einrichtung (1326) zur Quadratur-Demodulation des modulierten alternierenden Hilfsträgers enthält.

Hierzu 27 Seiten Zeichnungen

Anwendungsgebiet der Erfindung

Die Erfindung betrifft eine Anordnung zum Empfangen und Decodieren eines Fernsehsignals, welches ein Breitbild darstellt, mit der Bildinformation eines primären Bildteils, der ein größeres Bildseitenverhältnis hat als ein zugehöriger sekundärer Bildteil. Das Breitbild weist ein Gesamt-Bildseitenverhältnis auf, das größer als das eines normgemäßen Fernsehbildes ist, und hat eine gesteigerte Bildauflösung im Vergleich zu einem normgemäßen Fernsehbild. Das Fernsehsignal ist kompatibel mit dem Format eines normgemäßen Fernsehbildes und weist mehrere Komponenten auf, deren erste Basisband-Komponente die Information für ein Bild mit normgemäßem Seitenverhältnis enthält. Die zweite Basisband-Komponente enthält die Information des sekundären Bildteils und die dritte Basisband-Komponente enthält die Information hochfrequenter Bilddetails, wobei die ersten, zweiten und dritten Komponenten einen gemeinsamen Basisband-Übertragunspfad nutzen.
Die Anordnung kann zur Decodierung und anschließenden Weiterverarbeitung eines aus mehreren Komponenten zusammengesetzten Breitbild-Fernsehsignals mit erweiterter Auflösung sowohl in normalen NTSC-Empfängern als auch in Breitbildempfängern angewendet werden.

Charakteristik des bekannten Standes der Technik

Ein herkömmlicher Fernsehempfänger wie z. B. ein Empfänger, der auf die in den USA und anderswo gebräuchliche NTSC-Rundfunknorm abgestimmt ist, hat ein Bildseitenverhältnis (Verhältnis der Breite zur Höhe des wiedergegebenen Bildes) von 4:3. In jüngster Zeit besteht jedoch Interesse an höheren Bildseitenverhältnissen für Fernsehempfänger, z. B. den Verhältnissen 2:1, 16:9 oder 5:3. Solche höheren Bildseitenverhältnisse entsprechen eher dem Gesichtsfeld des menschlichen Auges als das 4:3-Bildseitenverhältnis eines herkömmlichen Fernsehempfängers.
Besondere Beachtung schenkt man Videosignalen für ein Bildseitenverhältnis von 5:3, da dieser Wert dem Bildseitenverhältnis von Kinofilmen entspricht. Solche Videosignale können dann ohne Beschneidung der Bildinformation gesendet und empfangen werden. Breitbild-Fernsehsysteme (in Anlehnung an die Kinofilmtechnik auch „Breitwandsysteme" genannt), die einfach Signale mit einem höheren Bildseitenverhältnis als herkömmliche Systeme übertragen, sind jedoch inkompatibel mit Empfängern, die das konventionelle Bildseitenverhältnis haben. Dies macht eine weit verbreitete Einführung von Breitbildsystemen schwierig.
Es besteht also Bedarf an einem Breitbildsystem, das kompatibel mit herkömmlichen Fernsehempfängern ist. Ein solches System ist in der US-Patentanmeldung Nr. 078,150 beschrieben, die unter dem Titel „Compatible Widescreen Television System" im Namen von C. H. Strolle u. a. am 27. Juli 1987 eingereicht wurde.

Noch zweckmäßiger ist es, wenn bei einem solchen kompatiblen Breitbildsystem Maßnahmen getroffen sind, um die Auflösung des wiedergegebenen Bildes zu verbessern oder zu erweitern, so daß man zusätzliche oder besonders gute Bildfeinheit gewinnt. Ein Breitbild-Fernsehsystem, das erweiterte Bildauflösung (abgekürzt EDTV von „extended definition television") bringt, kann eine Einrichtung zur Erzeugung eines fortlaufend abgetasteten Bildes enthalten (Abtastung ohne Zeilensprung, auch „progressive" Abtastung genannt).

Ziel der Erfindung

Das Ziel der Erfindung besteht darin, ein qualitativ verbessertes Fernsehbild mit erhöhter Auflösung zu ermöglichen, das ein höheres Bildseitenverhältnis aufweist und sowohl in normalen NTSC-Empfängern als auch in Breitbildempfängern erzeugt werden kann.

Darlegung des Wesens der Erfindung

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine gattungsgemäße Anordnung zum Empfangen und Decodieren eines Fernsehsignals zu schaffen, die ein aus mehreren Komponenten zusammengesetztes Breitbild-Fernsehsignal so decodiert und die gewonnenen Informationen weiterverarbeitet, um ein Breitbildsignal mit erhöhter Auflösung zu entwickeln, das die Erzeugung eines Fernsehbildes in normalen Empfängern als auch in Breitbildempfängern gestattet.
Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, daß die Anordnung einen Eingang zum Empfang des Fernsehsignals über einen einzigen Kanal aufweist. In einer Einrichtung erfolgt die Decodierung des Fernsehsignals in die erste, die zweite und in die dritte Komponente. Es ist eine Videosignal-Verarbeitungseinrichtung vorgesehen, die auf die drei decodierten Komponenten anspricht, um ein bilddarstellendes Signal zu erzeugen. Zweckmäßigerweise enthält der primäre Bildteil die Bildinformation aus der Mitte des Bildes und der sekundäre Bildteil die Bildinformation aus der Seite des Bildes. Gemäß einem weiteren Merkmal der Erfindung enthält die zweite Komponente die hochfrequente Information des sekundären Bildteils unter Ausschluß niedrigfrequenter Information des sekundären Bildteils. Die Anordnung zeichnet sich auch dadurch aus, daß die zweite und dritte Komponente einen alternierenden Hilfsträger, der anders als ein Farbhilfsträger ist, in Quadratmodulation moduliert und daß die decodierende Einrichtung eine Einrichtung zur Quadratur-Demodulation des modulierten alternierenden Hilfsträgers enthält.
Die mit der erfindungsgemäßen Anordnung erzeugten Fernsehbilder weisen eine Reihe von wichtigen Vorteilen auf. Zunächst wird einmal der Vorzug des größeren Bildseitenverhältnisses direkt deutlich, wenn man an die Wiedergabe von Kinofilmen denkt. Das Breitbild ist „ruhiger", praktisch frei von dem Interzeilenflimmern, wie es ansonsten bei den Bildern eines normalen NTSC-Empfängers üblich ist.
Das Bild ist außerdem „sauberer", praktisch frei von „kriechenden Flecken" (crawling dots) und „hängenden Flecken" (hanging dots) und störenden Regenbogen-Farbeffekten. Das Breitbild hat eine merklich bessere Auflösung in beiden räumlichen Dimensionen. Die Zeilenstruktur ist wegen der größeren Zeilendichte nicht sichtbar. Schließlich treten in bewegten Teilen des Bildes keine störenden Schwebungserscheinungen zwischen bewegten horizontalen Rändern und der Abtaststruktur auf.

Ausführungsbeispiele

Die Erfindung wird nachstehend an mehreren Ausführungsbeispielen anhand von Zeichnungen näher erläutert:

Fig. 1:	gibt eine allgemeine Übersicht über ein Codiersystem für Breitbildfernsehen mit erweiterter Auflösung;
Fig. 1a:	ist ein ausführliches Blockschaltbild des Codiersystems;
Fig. 1b bis 1e:	sind Diagramme und schematische Darstellungen zur Erläuterung der Arbeitsweise des Codiersystems;
Fig. 2 bis 5:	zeigen Signalverläufe und schematische Darstellungen zur Erläuterung der Arbeitsweise des Codiersystems;
Fig. 13:	ist ein Blockschaltbild eines Teils eines Empfängers für Breitbildfernsehen mit erweiterter Auflösung, der einen Decodierer gemäß der vorliegenden Erfindung enthält;
Fig. 6 bis 12 und 14 bis 24:	veranschaulichen Aspekte des erfindungsgemäßen Decodierers bzw. des Codiersystems in größerer Einzelheit.

Die Figuren 1 bis 12 und die dazugehörigen Erläuterungen betreffen ein Codiersystem, das nicht Bestandteil der beanspruchten Lösung ist, aber dem besseren Verständnis des Zusammenhangs zwischen Codierung und Decodierung dienlich ist.
Ein System, welches Bilder mit großem Seitenverhältnis wie etwa 5:3 über einen normalen Rundfunkkanal z. B. der NTSC-Norm übertragen soll, sollte einerseits eine Bildwiedergabe hoher Qualität auf einem Breitbildempfänger liefern und andererseits sichtbare Störungen stark vermindern oder ganz eliminieren, wenn das Bild mit einem Standard-Bildseitenverhältnis von 4:3 wiedergegeben wird. Man kann die den Seitenfeldern eines Breitbildes entsprechenden Signale so komprimieren, daß sie in diejenigen Abschnitte passen, die bei der Wiedergabe in einem herkömmlichen NTSC-Fernsehempfänger in die Bereiche der horizontalen Überabtastung fallen. Dies geht jedoch auf Kosten der Bildauflösung in den Seitenfeldern eines rekonstruierten Breitbildes.
Da eine Komprimierung in der Zeitebene zu einer Drehung in der Frequenzebene führt, können nur niedrigfrequente Komponenten eine entsprechende Verarbeitung in einem normalen Fernsehkanal überleben, der eine kleinere Bandbreite hat, als es für ein Breitbildsignal erforderlich ist. Wenn also die komprimierten Seitenfelder eines kompatiblen Breitbildsignals in einem Breitbildempfänger wieder gedehnt werden, ergibt sich hinsichtlich der Auflösung oder des Gehaltes hoher Frequenzen ein deutlicher Unterschied zwischen dem mittleren Teil und den Seitenfeldern eines wiedergegebenen Breitbildes, wenn man keine Maßnahmen zur Vermeidung dieses Effektes trifft. Dieser merkliche Unterschied rührt daher, daß niedrigfrequente

Seitenfeldinformation wiedergewonnen wird, während hochfrequente Information infolge bandbegrenzender Einflüsse des Videokanals verlorengeht.

In der Fig. 1 sind Teile, die auch in der ausführlicheren Darstellung des Systems in Fig. 1 a vorkommen, mit denselben Bezugszahlen wie dort bezeichnet. Gemäß der Fig. 1 wird ein Original-Breitbandsignal, das im Format progressiver (fortlaufender) Abtastung vorliegt und Informationen eines linken, eines rechten und eines mittleren Bildfeldes enthält, so verarbeitet, daß vier getrennte Komponenten für die Codierung entstehen. Diese vier Komponenten, die bereits weiter oben beschrieben wurden, sind in der Fig. 1 allgemein in Form einer Bildwiedergabe dargestellt. Die Verarbeitung der ersten Komponente (welche zeitlich gedehnte Information des mittleren Feldes und zeitlich komprimierte niedrigfrequente Information der linken und rechten Seitenfelder enthält) ist derart, daß die resultierende Leuchtdichtebandbreite beim hier beschriebenen Beispiel die NTSC-Leuchtdichtebandbreite von 4,2 MHz nicht überschreitet. Dieses Signal ist hinsichtlich der Farbe im normalen NTSC-Format codiert, und die Leuchtdichte- und Farbartkomponenten des Signals sind in geeigneter Weise vorgefiltert (z.B. unter Verwendung von Teilbild-Kammfiltern), um eine verbesserte Trennung zwischen Leuchtdichte und Farbart sowohl in normalen NTSC-Empfängern als auch in Breitbildempfängern zu bekommen.
Die zeitliche Dehnung der zweiten Komponente (hochfrequente Information der Seitenfelder) reduziert die „horizontale" Bandbreite dieser Komponente auf etwa 1,1 MHz. Die besagte Komponente ist räumlich unkorreliert mit dem Hauptsignal (also mit der ersten Komponente), und es müssen besondere Vorkehrungen getroffen werden, um ihre Sichtbarkeit bei normalen NTSC-Empfängern zu verdecken.
Der erweiterte, von 5,0 bis 6,2 MHz reichende Leuchtdichteinformationsgehalt der dritten Komponente wird zunächst frequenzmäßig nach unten auf einen Frequenzbereich von 0 bis 1,2 MHz verschoben, bevor er weiterverarbeitet wird. Die betreffende Komponente wird in das 4:3-Standardformat abgebildet, wodurch sie räumlich mit dem Hauptsignal (erste Komponente) korreliert wird, um ihre Sichtbarkeit auf NTSC-Standardempfängern zu maskieren. Die komprimierte Seitenfeldinformation der dritten Komponente hat eine Bandbreite, die gleich einem Sechstel der Bandbreite der Mittelfeldinformation ist (0 bis 1,2 MHz).
Die vierte Komponente (vertikal-zeitliches Helfersignal) wird in das 4:3-Standardformat abgebildet, um sie mit der Hauptsignalkomponente zu korrelieren und dadurch ihre Sichtbarkeit auf NTSC-Standardempfängern zu maskieren; ihre horizontale Bandbreite wird ferner auf 750 kHz begrenzt.
Die erste, zweite und dritte Komponente werden durch jeweils eine zugeordnete Intravollbild-Mittelungsschaltung 38 bzw. 64 bzw. 76 verarbeitet (eine Art vertikal-zeitliches Filter), um das vertikal-zeitliche Übersprechen zwischen den Haupt- und Hilfssignalkomponenten in einem Breitbildempfänger zu eliminieren. Die Intravollbild-Mittelung der ersten Komponente erfolgt nur oberhalb etwa 1,5 MHz. Die zweite und die dritte Komponente erfahren nach ihrer Intravollbild-Mittelung, nun als Komponenten X und Z bezeichnet, eine nichtlineare Amplitudenpressung, bevor sie in Quadraturmodulation einem alternierenden 3,108-MHz-Hilfsträger ASC aufgeprägt werden, dessen Phase anders als ein Farbhilfsträger von Teilbild zu Teilbild alterniert. Dies geschieht in einem Block 80. Das vom Block 80 modulierte Signal M wird in einem Addierer mit der intravollbild-gemittelten ersten Komponente N addiert. Das resultierende Ausgangssignal, mit NTSCF bezeichnet, ist ein Basisbandsignal mit einer Bandbreite von 4,2 MHz, das zusammen mit der von einem Filter 79 kommenden tiefpaßgefilterten, auf 750 kHz bandbegrenzten vierten Komponente YTN in einem Block 57 in Quadraturmodulation einem HF-Bildträger aufgeprägt wird, um ein NTSC-kompatibles HF-Signal zu erzeugen, welches über einen einzigen Rundfunkkanal normaler Bandbreite an einen NTSC-Standardempfänger oder einen progressiv abtastenden Breitbildempfänger übertragen werden kann.
Wie anhand des Codierers nach der Fig. 1 a ersichtlich, ist es durch zeitliche Komprimierung der ersten Komponente möglich, die niedrigfrequente Seitenfeldinformation ganz in den Horizontal-Überabtastungsbereich eines NTSC-Standardsignals zu quetschen. Die hochfrequente Seitenfeldinformation nutzt das gleiche Spektrum wie das NTSC-Standardsignal im Video-Übertragungskanal, jedoch in einer solchen Weise, daß sie für einen Standardempfänger „transparent" ist, was an der Anwendung einer Quadraturmodulation eines alternierenden Hilfsträgers im Block 80 liegt, wie es noch erläutert wird. Bei Empfang in einem NTSC-Standardempfänger wird nur der dem mittleren Bildfeld entsprechende Teil des Hauptsignals (erste Komponente) sichtbar. Die zweite und die dritte Komponente können allenfalls ein Interferenzmuster niedriger Amplitude bewirken, das jedoch bei normalen Betrachtungsabständen und normalen Einstellungen der Bildregler nicht wahrzunehmen ist. Die vierte Komponente wird in Empfängern, die Synchrondetektoren als Videodemodulatoren enthalten, vollständig unterdrückt. In Empfängern mit Hüllkurvendetektoren wird die vierte Komponente zwar verarbeitet, aber nicht wahrgenommen, weil sie mit dem Hauptsignal korreliert ist.

Die Fig. 1 b zeigt das HF-Spektrum des hier beschriebenen Breitbildsystems erweiterter Auflösung (EDTV-Breitbildsystem), einschließlich der Zusatzinformation, im Vergleich zum HF-Spektrum eines NTSC-Standardsystems. Im Spektrum des vorliegenden Breitbildsystems belegen die hochfrequenten Anteile der Seitenfeldinformation und die besonders hochfrequenten horizontalen Leuchtdichtedetails ungefähr 1,1 MHz beidseitig des alternierenden 3,108-MHz-Hilfsträgers ASC. Das vertikal-zeitliche (V-T-)Helfersignal (vierte Komponente) erstreckt sich über jeweils 750 kHz beidseitig der Hauptsignal-Bildträgerfrequenz.
Ein progressiv abtastender Breitbildempfänger enthält eine Einrichtung zur Rekonstruktion des im Format progressiver Abtastung vorliegenden Original-Breitbildsignals. Verglichen mit einem NTSC-Standardsignal hat das rekonstruierte Breitbildsignal linke und rechte Seitenfelder mit einer Auflösung entsprechend dem NTSC-Standard und ein Mittelfeld, welches das Seitenverhältnis 4:3 aufweist und besonders in stillstehenden Teilen des Bildes feinere horizontale und vertikale Leuchtdichtedetails zeigt.
Zwei grundlegende Gesichtspunkte bestimmen die anzuwendende Signalverarbeitungstechnik für die Erzeugung und Verarbeitung der ersten, der zweiten, der dritten und der vierten Signalkomponente. Diese beiden Gesichtspunkte sind erstens die Kompatibilität mit existierenden Empfängern und zweitens die Wiederherstellbarkeit im Empfänger.
Vollständige Kompatibilität bedeutet auch Kompatibilität von Empfänger und Sender, so daß existierende Standardempfänger Breitbildsignale erweiterter Auflösung (EDTV-Breitbildsignale) ohne besondere Adapter empfangen können und daraus ein

Standardbild erzeugen können. Eine Kompatibilität in diesem Sinne erfordert z.B., daß das Bildabtastformat im Sender im wesentlichen das gleiche ist wie das Bildabtastformat im Empfänger oder zumindest innerhalb der Toleranz des empfängerseitigen Formats liegt. Kompatibilität bedeutet ferner, daß besondere, nicht zum Standard gehörende Komponenten im Hauptsignal physikalisch oder hinsichtlich der Wahrnehmbarkeit versteckt liegen müssen, wenn die Wiedergabe mittels eines Standardempfängers erfolgt. Um eine Kompatibilität im letztgenannten Sinne zu erreichen, verwendet das vorliegende System die nachstehend beschriebene Technik zum Verstecken der Zusatzkomponenten.
Wie bereits weiter oben beschrieben, sind die niedrigfrequenten Anteile der Seitenfeldinformation körperlich dadurch versteckt, daß sie im normalen Horizontal-Überabtastungsbereich eines Standardempfängers liegen. Die zweite Komponente, die im Vergleich zu den niedrigfrequenten Anteilen der Seitenfeldinformation wenig Energie enthält, und die dritte Komponente, die ein hochfrequentes Detailsignal mit normalerweise geringer Energie ist, werden in der Amplitude gepreßt und in Quadraturmodulation auf einen alternierenden Hilfsträger gegeben, der bei 3,108 MHz schwingt, wobei es sich um eine „verkämmte" Frequenz handelt (ein ungerades Vielfaches der Hälfte der Horizontalzeilenfrequenz). Frequenz, Phase und Amplitude des alternierenden Hilfsträgers werden so gewählt, daß die Sichtbarkeit des modulierten Hilfsträgersignals soweit wie möglich reduziert ist, z.B. dadurch, daß man die Phase des alternierenden Hilfsträgers von Teilbild zu Teilbild wechselnd um 180° umschaltet, anders als die Phase des Farbhilfsträgers.
Obwohl die Komponenten des modulierten alternierenden Hilfsträgers alle innerhalb des Farbart-Durchlaßbandes liegen (2,0 bis 4,2 MHz), sind diese Komponenten vor dem Wahrnehmungsvermögen versteckt, weil sie als teilbildfrequent komplementär erscheinendes Farbflimmern wiedergegeben werden, das vom menschlichen Auge bei normalen Farbsättigungswerten nicht wahrgenommen wird. Außerdem werden durch die nichtlineare Amplitudenpressung der Modulationskomponenten vor der Amplitudenmodulation in vorteilhafter Weise momentane Amplitudenüberschwinger auf einen akzeptierbaren niedrigeren Pegel reduziert.
Die dritte Komponente wird dadurch versteckt, daß die Mittelfeldinformation bis zur Deckung des 4:3-Standardformats zeitlich gedehnt wird, wodurch die dritte Komponente räumlich (und zeitlich) mit der ersten Komponente korreliert wird. Dies geschieht mit Hilfe eines Formatcodierers, wie er noch erläutert wird. Die besagte räumliche Korrelation hilft verhindern, daß die Information der dritten Komponente die Information der ersten Komponente stört, nachdem die dritte Komponente in Quadraturmodulation mit der zweiten Komponente dem alternierenden Hilfsträger aufgeprägt und dann mit der ersten Komponente vereinigt worden ist.
Die vierte Komponente, das „Helfersignal", ist ebenfalls versteckt infolge der zeitlichen Dehnung der Mittelfeldinformation auf das 4:3-Format, wodurch die vierte Komponente räumlich mit dem Hauptsignal korreliert wird. Die vierte Komponente wird in Standardempfängern mit Synchrondetektoren unterdrückt, während sie in Standardempfängern mit Hüllkurvendetektoren wegen ihrer räumlichen Korrelation mit dem Hauptsignal dem Wahrnehmungsvermögen verborgen bleibt.
Die Wiedergewinnung der ersten, zweiten und dritten Komponente in einem Breitbildempfänger mit progressiver Abtastung wird ermöglicht durch Anwendung eines Prozesses der Intravollbild-Mittelung im Sender und im Empfänger. Dieser Prozeß wird im Sendersystem der Figuren 1 und 1a durch die Elemente 38, 64 und 76 und im Empfänger durch zugeordnete Elemente durchgeführt, wie es noch erläutert wird. Die Intravollbild-Mittelung ist eine Signalbehandlungstechnik, bei welcher zwei gut sichtbar korrelierte Signale hergerichtet werden, um sie miteinander zu kombinieren. Sie können später wirkungsvoll und genau wiedergewonnen werden, z.B. mit Hilfe eines Teilbildspeichers, 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 beinhaltet im wesentlichen die Maßnahme, zwei Signale identisch auf einer Teilbildbasis zu machen, d.h. zwei Signalproben gleichen Wertes im Abstand einer Teilbildperiode zu erzeugen. Die Intravollbild-Mittelung ist eine bequeme Technik zur Erreichung dieses Ziels, es können jedoch auch andere Techniken angewandt werden. Eine Intravollbild-Mittelung ist im Grunde ein Prozeß linearer, sich zeitlich ändernder digitaler Vorfilterung und Nachfilterung, um die genaue Wiedergewinnung der beiden gut sichtbar korrelierten kombinierten Signale zu gewährleisten. Horizontal-Übersprechen wird durch Sicherheitsbänder zwischen Horizontal-Vorfiltern im senderseitigen Codierer und zwischen Horizontal-Nachfiltern im empfängerseitigen Decodierer eliminiert.
Der Prozeß der Intravollbild-Mittelung, wie er sich in der Zeitebene abspielt, ist allgemein in der Fig. 1c veranschaulicht, wo Paare von Teilbildern dadurch einander gleichgemacht werden, daß der Mittelwert jeweils zweier, um 262 Horizontalzeilenperioden (262 H) auseinanderliegender Bildpunkte (A, B und C, D) gebildet wird. Dieser Mittelwert ersetzt die ursprünglichen Werte in jedem Paar. Die Fig. 1d veranschaulicht den Prozeß der Intravollbild-Mittelung im Zusammenhang mit dem System nach Fig. 1. Beginnend mit der zweiten Komponente (Komponente 2) und der dritten Komponente (Komponente 3) werden Paare von Bildpunkten, die um 262 H innerhalb eines Vollbildes auseinanderliegen, gemittelt, und der Mittelwert (z.B. X1, X3 und Z1, Z3) ersetzt die ursprünglichen Bildpunktwerte. Diese vertikal-zeitliche Mittelung findet innerhalb jeweils eines Vollbildes statt und überschreitet nicht die Vollbildgrenzen.
Im Falle der ersten Komponente (Komponente 1) wird die Intravollbild-Mittelung nur am Informationsgehalt oberhalb ungefähr 1,5 MHz durchgeführt, um niedrigerfrequente Vertikaldetailinformation nicht zu beeinträchtigen. Im Falle der Komponenten 1 und 2 wird die Intravollbild-Mittelung an einem zusammengesetzten Signal durchgeführt, das Leuchtdichtekomponenten (Y) und Farbartkomponenten (C) enthält, und zwar über das ganze Farbartband. Die Farbartkomponente dieses zusammengesetzten Signals überlebt die Intravollbild-Mittelung, weil Bildpunkte, 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 Bildpunkte ist und somit anders ist als die Phase des Farbhilfsträgers, die sich von einem Teilbild zum nächsten nicht ändert. Wenn also die Komponenten 2 und 3 (nach der Quadraturmodulation) in der Einheit 40 mit der Komponente 1 addiert werden, haben um 262 H beabstandete Bildpunkte die Form (M + A) und (M − A), wobei M eine Probe des zusammengesetzten Hauptsignals oberhalb 1,5 MHz ist und A eine Probe des modulierten Zusatzsignals ist.
Mit der Intravollbild-Mittelung wird das vertikal-zeitliche Übersprechen praktisch eliminiert, auch wenn Bewegung im Bild vorhanden ist. In dieser Hinsicht führt der Prozeß der Intravollbild-Mittelung zu genau gleichen Proben im 262-H-Abstand.
Im Empfänger ist es eine einfache Sache, den Informationsinhalt dieser Proben genau wiederzugewinnen, d.h. frei von Übersprechen. Zur Wiedergewinnung der Information des Hauptsignals und der Zusatzsignale braucht man hierzu nur den Mittelwert und den Differenzwert von Bildpunktproben zu bilden, die innerhalb eines Vollbildes um 262 H auseinanderliegen. In einem Decodierer im Empfänger kann die nach Intravollbild-Mittelung übertragene Originalinformation durch einen Prozeß der

Intravollbild-Mittelung und Differenzbildung praktisch unversehrt wiedergewonnen werden, weil dafür gesorgt wurde, daß die gut sichtbar korrelierte Originalinformation von Teilbild zu Teilbild praktisch „identisch" erscheint.
Ebenfalls im Empfänger wird der HF-Kanal unter Verwendung eines HF-Synchrondetektors quadratur-demoduliert. Dadurch wird die vierte Komponente (Komponente 4) von den anderen drei Komponenten getrennt. Durch Anwendung einer Intravollbild-Mittelung und Differenzbildung wird die Komponente 1 von den modulierten Komponenten 2 und 3 getrennt, und unter Anwendung einer Quadratur-Demodulation werden die Komponenten 2 und 3 voneinander getrennt, wie es anhand der Fig. 13 noch beschrieben wird.
Nachdem die vier Komponenten im Empfänger wiedergewonnen worden sind, werden die zusammengesetzten Signale gemäß der NTSC-Norm decodiert und in Leuchtdichte- und Farbartkomponenten aufgetrennt. Es erfolgt eine Abbildungstransformation aller Komponenten in umgekehrtem Sinne, um das Breitbild-Seitenverhältnis wiederherzustellen, und die hochfrequenten Anteile der Seitenfeldinformation werden mit den niedrigfrequenten Anteilen kombiniert, um die volle Auflösung in den Seitenfeldern wieder zu erhalten. Die erweiterte hochfrequente Leuchtdichte-Detailinformation wird in ihren ursprünglichen Frequenzbereich verschoben und mit dem Leuchtdichtesignal addiert, welches dann unter Verwendung zeitlicher Interpolation und des Helfersignals in das Format progressiver Abtastung umgewandelt wird. Das Farbartsignal wird unter Verwendung einer ohne zusätzliche Hilfe durchgeführten zeitlichen Interpolation in das Format progressiver Abtastung umgewandelt. Schließlich werden die nun im Format progressiver Abtastung vorliegenden Leuchtdichte- und Farbartsignale in Analogform umgewandelt und matriziert, um die Farbbildsignale R, G und B für die Darstellung auf einem mit progressiver Abtastung arbeitenden Breitbild-Wiedergabegerät zu erzeugen.
Bevor das kompatible Breitbild-Codiersystem nach Fig. 1 a näher beschrieben wird, seien die Signalverläufe A und B in der Fig. 2 betrachtet. Das Signal A ist ein dem Bildseitenverhältnis 5:3 entsprechendes Breitbildsignal, das in ein mit dem NTSC-Standard kompatibles Signal für ein Bildseitenverhältnis 4:3 umgewandelt werden soll, dargestellt als Signal B. Das Breitbildsignal A enthält einen als Mittelfeld bezeichneten Teil, der primäre oder Haupt-Bildinformation enthält und einen Intervall TC belegt, und linke und rechte Seitenfelder, die sekundäre oder Zusatz-Bildinformation enthalten und Intervalle TS belegen. Beim hier beschriebenen Beispiel haben die beiden Seitenfelder im wesentlichen gleiche Seitenverhältnisse, jeweils kleiner als das Seitenverhältnis des zwischen ihnen liegenden Mittelfeldes.
Zur Umwandlung des Breitbildsignals A in das NTSC-Signal B werden bestimmte Informationen der Seitenfelder unter Komprimierung vollständig in die Horizontal-Überabtastbereiche gequetscht, die als Zeitintervalle TO dargestellt sind. Das NTSC-Standardsignal hat ein aktives Zeilenintervall TA (ungefähr 52,2 Mikrosekunden), das die Überabtastungsintervalle TO und ein Wiedergabeintervall TD umfaßt, welches die wiederzugebende Videoinformation enthält. Das gesamte Horizontalzeilenintervall (Zeilenperiode) TH des NTSC-Standardsignals hat eine Dauer von ungefähr 63,556 Mikrosekunden. Die Intervalle TA und TH sind für das Breitbildsignal genauso lang wie für das NTSC-Standardsignal.
Es wurde gefunden, daß fast alle Konsum-Fernsehgeräte ein Überabtastungsintervall haben, das mindestens 4% der gesamten aktiven Zeilenzeit TA belegt, also jeweils 2% Überabtastung an der linken und an der rechten Seite. Im Falle einer Abfrage- oder Probenfrequenz, die für das Zeilensprungformat gleich 4 · fsc ist (wobei fsc die Frequenz des Farbhilfsträgers darstellt), enthält jedes Horizontalzeilenintervall 910 Bildpunkte (Proben), von denen 754 Exemplare die wiederzugebende aktive Bildinformation einer Horizontalzeile darstellen.
Das EDTV-Breitbildsystem (Breitbildsystem mit erweiterter Auflösung) ist ausführlicher in der Fig. 1 a gezeigt. Bei dem in dieser Figur dargestellten Ausführungsbeispiel liefert eine progressiv (d.h. fortlaufend) abtastende Kamera 10, die mit 525 Zeilen und 60 Teilbildern pro Sekunde arbeitet, ein Farb-Breitbildsignal mit den Farbkomponenten R, G und B für ein breites Bildseitenverhältnis von 5:3. Es könnte stattdessen auch eine im Zeilensprung-Abtastformat arbeitende Signalquelle verwendet werden, jedoch liefert eine Signalquelle mit progressiver Abtastung bessere Ergebnisse. Eine Breitbildkamera hat ein größeres Bildseitenverhältnis und eine größere Videobandbreite als eine normale NTSC-Kamera. Die Videobandbreite einer Breitbildkamera ist proportional dem Produkt des Bildseitenverhältnisses und der Gesamtanzahl der Zeilen pro Vollbild, neben anderen Faktoren. Bei gleichbleibender Abtastgeschwindigkeit der Breitbildkamera führt eine Vergrößerung des Bildseitenverhältnisses zu einer entsprechenden Erhöhung ihrer Videobandbreite sowie auch zu einer größeren horizontalen Kompression der Bildinformation, wenn das Signal auf einem Standard-Fernsehempfänger mit einem Bildseitenverhältnis 4:3 wiedergegeben wird. Aus diesen Gründen ist es notwendig, das Breitbildsignal zu modifizieren, wenn es voll NTSC-kompatibel sein soll.
Das vom Codiersystem nach Fig. 1 verarbeitete Farbvideosignal enthält Leuchtdichte- und Farbartkomponenten. Die Leuchtdichte- und Farbartsignale enthalten ihrerseits sowohl niedrigfrequente als auch hochfrequente Information, in der nachstehenden Beschreibung verkürzt auch als „Tiefen" bzw. „Höhen" bezeichnet.
Die breitbandigen Breitbild-Farbvideosignale im Format progressiver Abtastung von der Kamera 10 werden in einer Einheit 12 matriziert, um die Leuchtdichtekomponente Y und die Farbdifferenzkomponenten I und Q aus den Farbsignalen R, G und B abzuleiten. Die breitbandigen, im Format progressiver Abtastung vorliegenden Signale Y, I und Q werden dann mit einer Frequenz gleich dem Achtfachen der Farbhilfsträgerfrequenz (8 · fsc) abgefragt und individuell aus der Analogform in (binäre) Digitalform umgewandelt, was durch getrennte Analog/Digital-Wandler (A/D) in einer A/D-Einheit 14 geschieht. Anschließend werden die Signale individuell durch getrennte vertikal-zeitliche Tiefpaßfilter in einer Filtereinheit 16 gefiltert, um gefilterte Signale YF, IF und QF zu erzeugen. Diese Signale haben jedes eine Form, wie sie mit der Wellenform A in Fig. 2 dargestellt ist. Bei den getrennten Filtern handelt es sich um 3 · 3 lineare zeitinvariante Filter eines Typs, wie er in Fig. 10 d dargestellt ist und weiter unten erläutert wird. Diese Filter reduzieren die vertikal-zeitliche Auflösung etwas, insbesondere die diagonale vertikal-zeitliche Auflösung, um unerwünschte Zeilensprung-Artefakte (wie Flimmern, gezackte Ränder und andere, auf Umfalteffekten beruhende Erscheinungen) zu verhindern, die im Hauptsignal (Komponente 1 in Fig. 1) nach der Umwandlung vom Format progressiver Abtastung in das Zeilensprungformat entstehen können. Die Filter bewahren nahezu die volle Vertikalauflösung in stillstehenden Teilen des Bildes.
Der für das Mittelfeld erforderliche Dehnungsfaktor (CEF) ist eine Funktion der Differenz zwischen der Breite eines auf einem Breitbildempfänger wiedergegebenen Bildes und der Breite eines auf einem Standardempfänger wiedergegebenen Bildes. Die Bildbreite eines Breitbildes mit dem Seitenverhältnis 5:3 ist 1,25mal größer als die Bildbreite eines Standardbildes mit dem Seitenverhältnis 4:3. Dieser Faktor von 1,25 ist ein vorläufiger Mittelfeld-Dehnungsfaktor, der noch etwas verändert werden muß, um dem Überabtastungsbereich eines Standardempfängers Rechnung zu tragen und um eine beabsichtigte leichte

Überlappung der Grenzbereiche zwischen dem Mittelfeld und den Seitenfeldern zu berücksichtigen, wie es noch erläutert wird. Diese Gesichtspunkte gebieten einen Mittelfeld-Dehnungsfaktor CEF von 1,19.
Die vom Filternetzwerk 19 kommenden Signale im Format progressiver Abtastung haben eine Bandbreite von 0–14,32 MHz und werden jeweils in ein 2:1-Zeilensprungformat gebracht. Dies geschieht mit Hilfe zugeordneter Progressiv/Zeilensprung-Formatwandler (P/Z-Wandler) 17a, 17b und 17c, deren Einzelheiten später in Verbindung mit den Figuren 22 und 23 erläutert werden. Die Ausgangssignale IF', QF' und YF' der P/Z-Wandler 17a bis 17c haben eine Bandbreite von 0–7,16 MHz, weil die Horizontalabtastfrequenz für Signale des Zeilensprungformats halb so hoch wie für Signale des Formats progressiver Abtastung ist. Bei der Formatumwandlung erfolgt eine Unterabtastung der progressiv abgetasteten Signale, bei welcher die Hälfte der verfügbaren Bildpunktproben genommen wird, um das Hauptsignal im 2:1-Zeilensprungformat zu erzeugen. Im einzelnen wird jedes progressiv abgetastete Signal dadurch in das 2:1-Zeilensprungformat gebracht, daß entweder nur die ungeradzahligen oder die geradzahligen Zeilen in jedem Teilbild beibehalten werden und die beibehaltenen Bildpunkte mit einer Frequenz von 4 · fsc (14,32 MHz) ausgelesen werden. Die gesamte anschließende digitale Verarbeitung der Zeilensprungsignale geht mit der Abfragefrequenz 4 · fsc vonstatten.
Das Netzwerk 17c enthält außerdem ein Fehlervorhersage-Netzwerk. Ein Ausgang YF' des Netzwerks 17c ist die unterabgetastete Zeilensprung-Version der vorgefilterten Leuchtdichtekomponente des Progressivabtastungs-Formats. Ein weiteres (Leuchtdichte-)Ausgangssignal YT des Netzwerks 17c enthält vertikal-zeitliche Information, abgeleitet aus der Teilbild-Differenzinformation, und repräsentiert einen zeitlichen Vorhersage- oder Interpolationsfehler zwischen tatsächlichen und vorhergesagten Werten von Leuchtdichteproben, die am Empfänger „fehlen", wie noch erläutert wird. Die Vorhersage stützt sich auf einen zeitlichen Mittelwert der Amplitude von „vorherigen" und „nachherigen" Bildpunkten, die am Empfänger verfügbar sind.
Das Signal YT ist ein Leuchtdichte-„Helfersignal", das beim Wiederaufbau des Signals progressiver Abtastung am Empfänger hilft; es dient im wesentlichen der Berücksichtigung eines Fehlers, den der Empfänger der Erwartung nach hinsichtlich nicht-stationärer Bildsignale machen kann, und es ermöglicht die Auslöschung eines solchen Fehlers am Empfänger. In stationären (stillstehenden) Teilen eines Bildes ist dieser Fehler gleich Null, und die Rekonstruktion am Empfänger wird perfekt durchgeführt. Es wurde gefunden, daß ein Farbart-Helfersignal in der Praxis nicht notwendig ist und daß ein Leuchtdichte-Helfersignal für die Erzielung guter Ergebnisse ausreicht, weil das menschliche Auge weniger empfindlich für fehlende vertikale oder zeitliche Details der Farbart ist. Die Fig. 2a veranschaulicht den Algorithmus, der für die Entwicklung des Helfersignals YT angewandt wird.
Die in der Fig. 2a dargestellten Bildpunkte A, X und B im Progressivabtastung-Signal belegen die gleiche räumliche Position in einem Bild. Schwarze Bildpunkte wie A und B werden als Hauptsignal übertragen und sind am Empfänger verfügbar. Ein weißer Bildpunkt wie X wird nicht übertragen und auf der Grundlage einer zeitlichen Vollbildmittelung (A + B)/2 vorhergesagt. Das heißt, am Codierer erfolgt eine Vorhersage für den „fehlenden" Bildpunkt X, indem die Amplituden des „vorherigen" und des „nachherigen" Bildpunktes A und B gemittelt werden. Der Vorhersagewert (A + B)/2 wird von dem tatsächlichen Wert X subtrahiert, um ein Vorhersage-Fehlersignal zu erzeugen, das dem Helfersignal entspricht und dessen Amplitude dem Ausdruck X-(A + B)/2 folgt. Dieser Ausdruck definiert eine Information über die zeitliche Teilbilddifferenz zusätzlich zur Information der zeitlichen Vollbildmittelung.
Das Helfersignal erfährt eine horizontale Tiefpaßfilterung in einem 750-kHz-Tiefpaßfilter und wird als Helfersignal YT weitergeleitet. Die Bandbegrenzung des Helfersignals auf 750 kHz ist notwendig, um zu verhindern, daß dieses Signal den nächst-niedrigeren HF-Kanal stört, nachdem es dem HF-Bildträger aufmoduliert worden ist.
Im Empfänger erfolgt eine ähnliche Vorhersage des fehlenden Bildpunktes X unter Verwendung eines Mittelwertes der Proben A und B, und der Vorhersagefehler wird mit der Vorhersage addiert. Das heißt, X wird dadurch wiedergewonnen, daß der Vorhersagefehler X-(A + B)/2 mit dem zeitlichen Mittel (A + B)/2 addiert wird. Somit erleichtert das vertikal-zeitliche Helfersignal die Umwandlung aus dem Zeilensprungformat in das Format progressiver Abtastung.
Das mit Hilfe des beschriebenen Algorithmus der zeitlichen Vorhersage erzeugte Helfersignal hat vorteilhafterweise geringe Energie im Vergleich zu einem Vorhersagesignal, das durch irgendwelche anderen Algorithmen erzeugt wird, z.B. durch den Algorithmus zur Erzeugung eines Zeilendifferenzsignals, wie er von M. Tsinberg in einem Artikel „ENTSC Two-Channel Compatible HDTV System" beschrieben ist, veröffentlicht in IEEE Transactions on Consumer Electronics, Band CE-33, No. 3, August 1987, Seiten 146–153. In stillstehenden Bereichen eines Bildes ist die Fehlerenergie gleich Null, weil die Vorhersage perfekt ist. Ein Zustand niedriger Energie manifestiert sich durch stillstehende und praktisch stillstehende Bilder (z.B. eine Nachrichtensendung mit einem Reporter vor einem stillstehenden Hintergrund).
Es hat sich gezeigt, daß der beschriebene Algorithmus die am wenigsten störenden Artefakte nach der Bildrekonstruktion am Empfänger verursacht, und daß das von diesem Algorithmus erzeugte Helfersignal seine Nützlichkeit behält, nachdem es auf etwa 750 kHz bandbegrenzt (gefiltert) worden ist. Das vom beschriebenen Algorithmus erzeugte Helfersignal hat vorteilhafterweise bei unbewegter Bildinformation eine Energie von Null, und infolgedessen wird ein zu einem stillstehenden Bild gehöriges Helfersignal durch Filterung nicht beeinträchtigt.
Auch wenn das Helfersignal nicht übertragen wird, ist die Rekonstruktion des Breitbildes viel besser. In einem solchen Fall erscheinen stillstehende Teile des Bildes viel schärfer als in einem NTSC-Standardbild, allerdings werden bewegte Teile etwas „weicher" und können einen „Schwebungs"-Artefakt enthalten. Ein Rundfunksender braucht also das Helfersignal nicht von Anfang an zu übertragen, sondern kann wählen, die HF-Übertragung zu einem späteren Zeitpunkt zu verbessern.
Das beschriebene System der zeitlichen Vorhersage ist nützlich sowohl für progressive Abtastung als auch für Zeilensprung-Abtastung mit höheren als den Standard-Zeilenfrequenzen, sie funktioniert jedoch am besten bei einer Quelle des Progressivabtastungs-Formats, wo Bildpunkte A, X und B die gleiche räumliche Position in einem Bild belegen, was zu einer perfekten Vorhersage für stillstehende Bilder führt. Die zeitliche Vorhersage wird jedoch auch in stillstehenden Bereichen eines Bildes unvollkommen sein, wenn das Original-Breitbild aus einer im Zeilensprungformat arbeitenden Signalquelle kommt. In einem solchen Fall hat das Helfersignal mehr Energie und wird geringe Artefakte in stillstehenden Teilen eines rekonstruierten Bildes einführen. Versuche haben gezeigt, daß die Verwendung einer Zeilensprung-Signalquelle zwar annehmbare Ergebnisse bringt mit Artefakten, die nur bei näherer Betrachtung wahrnehmbar werden, während eine Quelle von Signalen in Progressivabtastung weniger Artefakte bringt und bessere Ergebnisse liefert.

In der Anordnung nach Fig. 1 a werden die im Zeilensprungformat vorliegenden Breitbildsignale IF', QF' und YF' von den Formatwandlern 17 a und 17 c jeweils in einem zugehörigen Horizontal-Tiefpaßfilter 19 a bzw. 19 b bzw. 19 c gefiltert, um ein Signal IF" mit einer Bandbreite von 0–600 kHz, ein Signal QF" mit einer Bandbreite von 0–600 kHz und ein Signal YF" mit einer Bandbreite von 0–5 MHz zu erzeugen. Diese Signale werden anschließend einer Bildformat-Codierung unterworfen, wo jedes dieser Signale in das 4:3-Format gebracht wird. Dies geschieht mittels einer Bildformat-Codiereinrichtung, zu der eine Seitenfeld/Mittelfeld-Trenneinrichtung und eine Verarbeitungseinrichtung in der Einheit 18 gehört.
Kurz gesagt wird der mittlere Abschnitt einer jeden Breitbild-Zeile zeitlich gedehnt und in den wiedergegebenen Abschnitt der aktiven Zeilenzeit mit einem Bildseitenverhältnis 4:3 abgebildet. Die zeitliche Dehnung bewirkt eine Verminderung der Bandbreite, so daß die verkämmten Frequenzen des Original-Breitbildsignals kompatibel mit der Bandbreite des NTSC-Standards werden. Die Seitenfelder werden in Horizontalfrequenzbänder aufgespalten, so daß die Komponente, welche die hochfrequenten Anteile („Höhen") der Farbe des I- und des Q-Signals enthält, eine Bandbreite von 83 kHz bis 600 kHz hat (wie für das Signal IH in Fig. 7 gezeigt) und die Komponente, welche die „Höhen" des Leuchtdichtesignals Y enthält, eine Bandbreite von 700 kHz bis 5,0 MHz hat (wie für das Signal YH in Fig. 6 gezeigt). Die niedrigfrequenten Anteile („Tiefen") der Seitenfelder, d. h. die gemäß den Figuren 6 und 7 entwickelten Signale YO, IO und QO, enthalten eine Gleichstromkomponente und werden unter zeitlicher Komprimierung in den linken und rechten Horizontal-Überabtastungsbereich einer jeden Zeile abgebildet. Die „Höhen" der Seitenfelder werden gesondert verarbeitet. Einzelheiten dieses Bildformat-Codierungsvorgangs werden nachstehend erläutert.
Für die Betrachtung der nachstehend beschriebenen Einzelheiten der Codierung ist es hilfreich, auch die Fig. 1 e zu betrachten, die den Prozeß der Codierung der Komponenten 1, 2, 3 und 4 im Zusammenhang mit der wiedergegebenen Mittelfeld- und Seitenfeldinformation veranschaulicht. Die gefilterten Zeilensprungsignale IF", QF" und YF" werden von der Einheit 18 (Seitenfeld/Mittelfeld-Trenneinrichtung und Verarbeitungseinrichtung) verarbeitet, um drei Gruppen von Ausgangssignalen zu erzeugen: YE, IE und QE; YO, IO und QO; YH und QH. Die ersten beiden Signalgruppen (YE, IE, QE und YO, IO, QO) werden zu einem Signal verarbeitet, das eine Mittelfeldkomponente voller Bandbreite und die Leuchtdichte-Tiefen der Seitenfelder enthält, die in die Horizontal-Überabtastungsbereiche gepreßt sind.
Die dritte Signalgruppe (YH, IH, QH) wird zu einem Signal verarbeitet, das die Höhen der Seitenfelder enthält. Wenn diese Signale kombiniert werden, erhält man ein NTSC-kompatibles Breitbildsignal mit einem Bildseitenverhältnis 4:3. Einzelheiten der die Einheit 18 bildenden Schaltungen sind in den Figuren 6, 7 und 8 gezeigt und werden weiter unten in Verbindung mit diesen Figuren beschrieben.
Die Signale YE, IE und QE enthalten die vollständige Mittelfeldinformation und haben dasselbe Format, wie es in der Fig. 3 für das Signal YE gezeigt ist. Das Signal YE wird aus dem Signal YF" kurz gesagt wie folgt abgeleitet: Das Breitbildsignal YF" enthält Bildpunkte 1–754, die während des aktiven Zeilenintervalls des Breitbildsignals erscheinen und sowohl Seitenfeld- als auch Mittelfeldinformationen enthalten. Die breitbandige Mittelfeldinformation (Bildpunkte 75–680) wird als Mittelfeld-Leuchtdichtesignal YC mittels eines Zeit-Demultiplexverfahrens extrahiert. Das Signal YC wird zeitlich gedehnt, und zwar um den Mittelfeld-Dehnungsfaktor 1,19 (d. h. 5,0 MHz:4,2 MHz), um das NTSC-kompatible Mittelfeldsignal YE zu erzeugen. Das Signal YE hat eine NTSC-kompatible Bandbreite (0–4,2 MHz) infolge der zeitlichen Dehnung um den Faktor 1,19. Das Signal YE belegt das Bildwiedergabeintervall TD (Fig. 2) zwischen den Überabtastungsbereichen TO. Die Signale IE und QE werden aus den Signalen IF" bzw. QF" abgeleitet und in gleichartiger Weise verarbeitet wie das Signal YE.
Die Signale YO, IO und QO enthalten die niedrigfrequenten Anteile („Tiefen") der Seitenfeldinformation, die in den linken und den rechten Horizontal-Überabtastungsbereich eingefügt sind. Die Signale YO, IO und QO haben das gleiche Format, wie es für das Signal YO in der Fig. 3 gezeigt ist. Das Signal YO wird aus dem Signal YF" kurz gesagt wie folgt abgeleitet: Das Breitbildsignal YF" enthält linke Seitenfeldinformation in den Bildpunkten 1–84 und rechte Seitenfeldinformation in den Bildpunkten 671–754. Wie noch zu erläutern ist, wird das Signal YF" tiefpaßgefiltert, um ein Leuchtdichte-Tiefensignal mit einer Bandbreite von 0–700 kHz zu erzeugen, aus dem dann mittels eines Zeit-Demultiplexverfahrens ein linkes und ein rechtes Seitenfeld-Tiefensignal extrahiert wird (Signal YL' in Fig. 3).
Das Leuchtdichte-Tiefensignal YL' wird zeitlich komprimiert, um das Seitenfeld-Tiefensignal YO mit der komprimierten niedrigfrequenten Information in den Überabtastungsbereichen zu erzeugen, also in den Bildpunkten 1–14 und 741–754. Das komprimierte Seitenfeld-Tiefensignal hat eine proportional zum Maß der Zeitkompression erhöhte Bandbreite. Die Signale IO und QO werden aus den Signalen IF" bzw. QF" entwickelt und in gleichartiger Weise verarbeitet wie das Signal YO.
Die Signale YE, IE, QE und YO, IO, QO werden durch einen Seitenfeld/Mittelfeld-Kombinator 28, z. B. einen Zeitmultiplexer, miteinander kombiniert, um Signale YN, IN und QN mit einer NTSC-kompatiblen Bandbreite und einem Bildseitenverhältnis 4:3 zu erzeugen. Diese Signale haben die Form des in Fig. 3 dargestellten Signals YN. Der Kombinator 28 enthält ferner geeignete Signalverzögerungen, um die Laufzeiten der zu vereinigenden Signale einander anzugleichen. Solche ausgleichenden Signalverzögerungen befinden sich auch an anderen Stellen des Systems überall dort, wo es gilt, Signallaufzeiten anzugleichen.
Ein Modulator 30, ein Bandpaßfilter 32, ein Horizontal/Vertikal/Zeit-Bandsperrfilter 34 und der Kombinator 36 stellen einen verbesserten NTSC-Signalcodierer 31 dar. Die Farbartsignalkomponenten IN und QN werden mittels des Modulators 30 einem Hilfsträger SC der NTSC-Farbhilfsträgerfrequenz von nominell 3,58 MHz aufgegeben, um ein moduliertes Signal CN zu erzeugen. Der Modulator 30 ist herkömmlicher Bauart und wird weiter unten in Verbindung mit Fig. 9 beschrieben.
Das modulierte Signal CN erfährt eine Bandpaßfilterung in vertikaler (V) und zeitlicher (T) Dimension im zweidimensionalen „V-T"-Filter 32, das Übersprech-Artefakte im Zeilensprung-Farbartsignal entfernt, bevor dieses Signal als Signal CP auf einen Farbartsignaleingang des Kombinators 36 gegeben wird.
Das Leuchtdichtesignal YN erfährt eine Bandsperrfilterung in horizontaler (H), vertikaler (V) und zeitlicher (T) Dimension mittels des dreidimensionalen „H-V-T"-Bandsperrfilters 34, bevor es als Signal YP an einen Leuchtdichteeingang des Kombinators 36 gelegt wird. Die Filterung des Leuchtdichtesignals YN und der Farbdifferenzsignale In und QN soll sicherstellen, daß nach der anschließenden NTSC-Codierung das Übersprechen zwischen Leuchtdichte und Farbe wesentlich reduziert ist.
Mehrdimensionale räumlich-zeitliche Filter wie das H-V-T-Filter 34 und das V-T-Filter 32 in Fig. 1 a haben eine Struktur, wie sie in Fig. 10 gezeigt ist und nachstehend beschrieben wird.
Das H-V-T-Bandsperrfilter 34 in Fig. 1 a hat den in Fig. 10 b gezeigten Aufbau und entfernt die Frequenzkomponenten sich aufwärts bewegender Diagonalen aus dem Leuchtdichtesignal YN. Diese Frequenzkomponenten sind in ihrem Erscheinungsbild ähnlich wie Komponenten des Farbhilfsträgers und werden entfernt, um Lücke im Frequenzspektrum herzustellen, wo modulierte

Farbinformation eingefügt wird. Die Wegnahme der Frequenzkomponenten aufwärts bewegter Diagonalen aus dem Leuchtdichtesignal YN verschlechtert ein wiedergegebenes Bild nicht sichtbar, denn es wurde festgestellt, daß das menschliche Auge praktisch unempfindlich für solche Frequenzkomponenten ist. Das Filter 34 hat eine Grenzfrequenz von ungefähr 1,5 MHz, um die Vertikaldetailinformation in der Leuchtdichte nicht zu beeinträchtigen.
Das V-T-Bandpaßfilter 32 reduziert die Farbart-Bandbreite, so daß die modulierte Farbartinformation der Seitenfelder in die Lücke eingesetzt werden kann, die, wie oben beschrieben, vom Filter 34 im Leuchtdichtespektrum geschaffen ist. Das Filter 32 reduziert die vertikale und zeitliche Auflösung der Farbartinformation, so daß stille und bewegte Ränder leicht verwischt werden, was jedoch wenig oder gar keine Folgen hat, weil das menschliche Auge für solche Effekte unempfindlich ist.
Der Kombinator 36 liefert an seinem Ausgang ein Mittelfeld/Seitenfeld-Tiefensignal C/SL, das wiederzugebende NTSC-kompatible Information enthält, die aus dem Mittelfeld des Breitbildsignals abgeleitet worden ist, sowie komprimierte Seitenfeld-Tiefen (sowohl Leuchtdichte wie auch Farbart), die aus den Seitenfeldern des Breitbildsignals abgeleitet sind und sich nun in den linken und rechten Horizontal-Überabtastungsbereichen befinden, wo sie bei der Wiedergabe auf einem NTSC-Empfänger nicht zu sehen sind.
Die komprimierten Seitenfeld-Tiefen im Überabtastungsbereich bilden den einen Bestandteil der Seitenfeldinformation für eine Breitbildwiedergabe. Der andere Bestandteil, die Seitenfeld-Höhen, wird durch die Verarbeitungseinheit 18 entwickelt, wie es später beschrieben wird.
Die Seitenfeld-Höhensignale YH (Leuchtdichtehöhen), IH (I-Höhen) und QH (Q-Höhen) sind in der Fig. 4 gezeigt. Die Figuren 6, 7 und 8 zeigen eine Anordnung zur Entwicklung dieser Signale, wie es noch beschrieben wird. Die in Fig. 4 dargestellten Signale YH, IH und QH enthalten hochfrequente Informationen des linken Seitenfeldes in den Bildpunkten 1–84 und hochfrequente Information des rechten Seitenfeldes in den Bildpunkten 671–754.
Das Signal C/SL wird in der Intravollbild-Mittelungsschaltung 38 verarbeitet, um ein Signal zu erzeugen, das auf den Eingang des Addierers 40 gegeben wird. Das intravollbildlich gemittelte Signal N ist im wesentlichen identisch mit dem Signal C/SL wegen der gut sichtbaren Intravollbild-Korrelation der Information des Signals C/SL. Die Mittelungsschaltung mittelt das Signal C/SL oberhalb ungefähr 1,5 MHz und hilft, vertikal-zeitliches Übersprechen zwischen dem Hauptsignal und den Zusatzsignalen zu reduzieren oder zu eliminieren.
Der Hochpaß-Frequenzbereich von 1,5 MHz und darüber, in welchem die Intravollbild-Mittelungsschaltung 38 arbeitet, wurde deswegen gewählt, damit eine vollständige Intravollbild-Mittelung für Informationen bei 2 MHz und darüber stattfindet, um zu verhindern, daß Vertikaldetailiformationen der Leuchtdichte durch den Prozeß der Intravollbild-Mittelung beeinträchtigt wird. Horizontal-Übersprechen wird eliminiert durch ein 200-kHz-Sicherheitsband zwischen einem Filter, das zur Intravollbild-Mittelungsschaltung 38 im Codierer 31 gehört, und einem Filter, das zu einer Intravollbild-Mittelungs- und Differenzbildungseinheit im Decodierer nach Fig. 13 gehört. Die Figuren 11 a und 11 b zeigen Einzelheiten der für die Höhen vorgesehenen Intravollbild-Mittelungsschaltung 38. Die Figuren 11 a, 11 b und 13 werden weiter unten erläutert.
Die Signale IH, QH und XH werden mit Hilfe eines NTSC-Codierers 60, der dem Codierer 31 ähnlich ist, in das NTSC-Format gebracht. Im einzelnen enthält der Codierer 60 eine Einrichtung des in Fig. 9 gezeigten Typs sowie eine Einrichtung zur Quadraturmodulation der Höhen der Seitenfeld-Farbartinformation auf die Höhen der Seitenfeld-Leuchtdichteinformation bei 3,58 MHz, um ein Signal NTSCH zu erzeugen, welches die Höhen der Seitenfeldinformation im NTSC-Format darstellt. Dieses Signal ist in Fig. 5 gezeigt.
Die Anwendung einer mehrdimensionalen Bandpaßfilterung in den NTSC-Codierern 31 und 60 gestattet es in vorteilhafter Weise, daß die Leuchtdichte- und Farbartkomponenten praktisch frei von Übersprechen im Empfänger voneinander getrennt werden, wenn der Empfänger eine komplementäre mehrdimensionale Filterung zur Trennung von Leuchtdichte- und Farbartinformation benutzt. Die Verwendung komplementärer Filter für die Codierung und Decodierung von Leuchtdichte und Farbart nennt man „kooperative Verarbeitung", sie ist ausführlich von C. H. Strolle in einem Aufsatz „Cooperative Processing für Improved Chrominance/Luminance Separation" beschrieben, veröffentlich im SMPTE Journal, Band 95, No. 8, August 1986, Seiten 782–789. Selbst Standardempfänger, die herkömmliche Kerbfilter und Zeilenkammfilter benutzen, profitieren von der Verwendung einer solchen mehrdimensionalen Vorfilterung im Codierer, indem sie weniger Übersprechen zwischen Farbart und Leuchtdichte zeigen.
Das Signal NTSCH wird in einer Einheit 62 zeitlich gedehnt, um ein gedehntes Seitenfeld-Höhensignal ESH zu erzeugen. Im einzelnen erfolgt die Dehnung, wie in Fig. 5 gezeigt, durch einen „Abbildungs"-Prozeß, bei dem die linken Seitenfeldbildpunkte 1–84 des Signals NTSCH auf die Bildpunktpositionen 1–377 des Signals ESH abgebildet werden, d. h. die Höhen des linken Seitenfeldes im Signal NTSCH werden so ausgedehnt, daß sie die Hälfte der Zeilenzeit des Signals ESH belegen. Der dem rechten Seitenfeld zugeordnete Teil (Bildpunkte 671–754) des Signals NTSCH wird in ähnlicher Weise verarbeitet. Der Zeitdehnungsprozeß vermindert die horizontale Bandbreite der Information des Signals ESH (im Vergleich zu derjenigen des Signals NTSCH) um den Faktor 377/84.
Der Abbildungsprozeß, durch den die zeitliche Dehnung erfolgt, kann durch eine Einrichtung des Typs realisiert werden, wie er in den Figuren 12–12 d gezeigt ist und in Verbindung mit diesen Figuren weiter unten beschrieben wird. Das Signal ESH erfährt eine Intravollbild-Mittelung in einem Netzwerk 64 des in Fig. 11 b gezeigten Typs, um ein Signal X zu erzeugen, wie es in Fig. 5 dargestellt ist. Dieses Mittelwertsignal X ist im wesentlichen identisch mit dem Signal ESH, und zwar wegen der gut sichtbaren Korrelation der Bildinformationen des Signals ESH innerhalb eines Vollbildes.
Das Signal X wird auf einen Signaleingang eines Quadraturmodulators 80 gegeben.
Das Signal YF' wird außerdem durch ein Horizontal-Bandpaßfilter 70 mit einer Bandbreite von 5–6,2 MHz gefiltert. Das Ausgangssignal des Filters 70, horizontale Leuchtdichte-Höhen enthaltend, wird an einen Amplitudenmodulator 72 gelegt, wo es die Amplitude eines 5-MHz-Trägersignals f_c moduliert. Der Modulator 72 enthält ausgangsseitig ein Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von ungefähr 1,2 MHz, um am Ausgang des Modulators 72 ein Signal im Bandbereich 0–1,2 MHz zu erhalten. Das obere („umgefaltete") Seitenband (5,0–6,2 MHz) des Modulationsprozesses wird durch das 1,2-MHz-Tiefpaßfilter entfernt. Effektiv werden die horizontalen Leuchtdichte-Höhen (hochfrequente Komponenten in Horizontalrichtung) im Bereich von 5,0–6,2 MHz durch den Amplitudenmodulationsprozeß und die anschließende Tiefpaßfilterung in den Frequenzbereich 0–1,2 MHz verschoben. Die Trägeramplitude sollte hoch genug sein, damit die ursprünglichen Signalamplituden nach der Filterung durch das 1,2-MHz-Tiefpaßfilter erhalten bleiben. Das heißt, es erfolgt eine Frequenzverschiebung ohne Beeinflussung der Amplitude.

Das frequenzverschobene Signal der horizontalen Leuchtdichte-Höhen aus der Einheit 72 wird mittels eines Bildformat-Codierers 74 codiert, um es in räumliche Korrelation mit dem Hauptsignal C/SL zu bringen. Der Codierer 74 ist ähnlich den formatcodierenden Netzwerken in den Einheiten 18 und 28, um die Mittelfeldinformation zu dehnen und die Tiefen der Seitenfeldinformation in den horizontalen Überabtastungsbereich zu pressen. Das heißt, der Codierer 74 codiert die frequenzverschobenen horizontalen Leuchtdichte-Höhen in das 4:3-Standardformat unter Anwendung von Methoden, wie sie in Verbindung mit den Figuren 6–8 beschrieben werden.
Wenn der mittlere Abschnitt (Mittelfeld) des Eingangssignals des Codierers 74 zeitlich gedehnt wird, vermindert sich seine Bandbreite von 1,2 MHz auf etwa 1,0 MHz, und das Ausgangssignal des Codierers 74 kommt in räumliche Korrelation mit dem Hauptsignal. Die Seitenfeldinformation wird innerhalb der Einheit 72 auf 170 kHz tiefpaßgefiltert, bevor sie im Codierer 74 zeitlich komprimiert wird. Das Signal vom Codierer 74 erfährt, bevor es als Signal Z auf eine Einheit 80 gegeben wird, eine Intravollbild-Mittelung in einer Einrichtung 76, die ähnlich der in Fig. 11 b dargestellten Einrichtung ist. Dieses Intravollbild-Mittelwertsignal Z ist im wesentlichen identisch mit dem Signal vom Codierer 74 wegen der gut sichtbaren Korrelation der Bildinformationen innerhalb eines Vollbildes des vom Codierer 74 kommenden Signals. Das Modulationssignal X ist ein zusammengesetztes Signal, das Leuchtdichte- und Farbartinformation enthält, und das modulierte Signal Z hat im wesentlichen die gleiche Bandbreite, ungefähr 0–1,1 MHz.
Wie es in Verbindung mit Fig. 24 noch erläutert wird, führt die Einheit 80 an großen Amplitudenausschlägen der beiden Zusatzsignale X und Z eine nichtlineare Gammafunktions-Amplitudenpressung durch, bevor diese Signale in Quadraturmodulation dem alternierenden Hilfsträger ASC aufgeprägt werden. Es wird ein Gammawert von 0,7 benutzt, wodurch der Absolutwert einer jeden Probe auf die 0,7te Potenz gehoben und mit dem Vorzeichen des ursprünglichen Probenwertes multipliziert wird. Die Gammakompression reduziert die Sichtbarkeit eventuell störender Amplitudenausschläge der modulierten Signale in normalen Empfängern und erlaubt eine vorhersagbare Wiedergewinnung im Breitbildempfänger, weil die inverse Funktion der im Codierer benutzten Gammafunktion vorhergesagt ist und leicht im Decodierer des Empfängers realisiert werden kann.
Die amplitudengepreßten Signale werden dann in Quadraturmodulation dem phasengesteuerten alternierenden 3,1075-MHz-Hilfsträger ASC aufgeprägt, dessen Frequenz ein ungerades Vielfaches der halben Horizontalzeilenfrequenz ist (395 · H/2). Die Phase des alternierenden Hilfsträgers wird jeweils von einem zum nächsten Teilbild um 180° geändert, anders als die Phase des Farbhilfsträgers, die nicht von Teilbild zu Teilbild wechselt. Die teilbildweise wechselnde Phase des alternierenden Hilfsträgers erlaubt es, daß sich die modulierende Information der Zusatzsignale X und Z mit der Farbartinformation überlappen kann. Es entstehen komplementär-phasige Informationskomponenten A1, -A1 und A3, -A3 des modulierten Zusatzsignals. Dies ermöglicht es, im Empfänger die Zusatzinformation unter Verwendung eines relativ unkomplizierten Teilbildspeichers abzutrennen. Das quadraturmodulierte Signal M wird im Addierer 40 mit dem Signal N addiert. Das resultierende Signal NTSCF ist ein NTSC-kompatibles 4,2-MHz-Signal.
Die beschriebene, im Codierer benutzte nichtlineare Gammafunktion dient zur Komprimierung hoher Amplituden. Sie bildet einen Bestandteil eines nichtlinearen pressenden und dehnenden „Kompandierungs"-Systems (Kompression/Expansion), das als weiteren Bestandteil für die Dehnung (Expansion) der Amplitude eine komplementäre Gammafunktion im Decodierer eines Breitbildempfängers enthält, wie es weiter unten noch beschrieben wird. Es hat sich gezeigt, daß das beschriebene 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 benutzt eine nichtlineare Gammafunktion, um große Amplitudenausschläge der zusätzlichen, nicht zum Standard gehörenden hochfrequenten Breitbildinformation im Codierer zu pressen, und eine komplementäre nichtlineare Gammafunktion, um die besagte hochfrequente Information im Decodierer entsprechend wieder zu dehnen. Das Resultat ist, daß hohe Amplituden der hochfrequenten zusätzlichen Information die existierende Standard-Videoinformation im beschriebenen kompatiblen Breitbildsystem weniger stören, wo die nicht zum Standard gehörende zusätzliche Breitbildinformation in niedrigfrequente Teile und in hochfrequente Teile aufgespalten wird, die der Kompandierung unterworfen werden.
Im Decodierer führt eine nichtlineare Amplitudendehnung der gepreßten hochfrequenten Information nicht zu übermäßig merklichem Rauschen. Das heißt, hohe Amplituden hochfrequenter Information finden sich typischerweise an kontrastreichen Bildrändern, und das menschliche Auge ist für Rauschen an solchen Rändern unempfindlich. Der beschriebene Kompandierungsvorgang reduziert außerdem vorteilhafterweise Kreuzmodulationsprodukte zwischen dem alternierenden Hilfsträger und dem Farbhilfsträger, so daß auch damit zusammenhängende sichtbare Schwebungserscheinungen reduziert werden.
Das Leuchtdichte-Detailsignal YT in Fig. 1 a hat eine Bandbreite von 7,16 MHz und wird mittels eines Bildformat-Codierers 78 auf das 4:3-Bildformat codiert (in der gleichen Weise, wie es der Codierer 74 tut) und erfährt anschließend in einem Filter 79 eine horizontale Tiefpaßfilterung auf 750 KHz, um ein Signal YTN zu erzeugen. Die Seitenfeldteile werden von ihrer zeitlichen Komprimierung auf 125 KHz tiefpaßgefiltert, was in einem eingangsseitigen Tiefpaßfilter des Bildformat-Codierers 78 geschieht, das dem Eingangsfilter 610 der in Fig. 6 dargestellten Einrichtung entspricht, jedoch eine Grenzfrequenz von 125 KHz hat. Die Höhen der Seitenfeldteile werden unterdrückt. Somit ist das Signal YTN räumlich korreliert mit dem Hauptsignal C/SL.
Die Signale YTN und NTSCF werden mit Hilfe von Digital/Analog-Wandlern (D/A) 53 und 54 aus ihrer (binären) Digitalform in Analogform umgewandelt, bevor sie auf einen HF-Quadratmodulator 57 gegeben werden, um sie einem Fernseh-HF-Trägersignal aufzumodulieren. Das HF-modulierte Signal wird anschließend auf einen Sender 55 gegeben, um es über eine Antenne 56 abzustrahlen.
Der im Modulator 80 benutzte alternierende Hilfsträger HSC ist horizontal-synchronisiert, und seine Frequenz ist so gewählt, daß eine ausreichende Trennung von Seitenfeld- und Mittelfeldinformation sichergestellt ist (z. B. 20–30 db) und daß sich keine wesentlichen Auswirkungen auf ein Bild ergeben, das mit einem NTSC-Standardempfänger wiedergegeben wird. Die ASC-Frequenz sollte vorzugsweise eine verkämmte Frequenz gleich einem ungeraden Vielfachen der halben Horizontalzeilenfrequenz sein, so daß sie keine Störungen verursacht, welche die Qualität eines wiedergegebenen Bildes beeinträchtigen könnten.
Die auf diese Weise in der Einheit 80 durchgeführte Quadraturmodulation gestattet in vorteilhafter Weise die gleichzeitige Übertragung zweier schmalbandiger Signale. Die zeitliche Dehnung und Modulation hochfrequenter Signale führt zu einer Verminderung der Bandbreite, entsprechend den Schmalband-Erfordernissen der Quadraturmodulation. Je mehr die

Bandbreite vermindert ist, desto weniger wahrscheinlich ist es, daß Störwirkungen zwischen Träger und Modulationssignalen auftreten. Außerdem wird die typischerweise mit hoher Energie auftretende Gleichstromkomponente der Seitenfeldinformation in den Überabtastungsbereich gepreßt und nicht als modulierendes Signal verwendet. Somit ist die Energie des modulierenden Signals und deswegen die damit verbundene Störung sehr verringert.
Das codierte und über die Antenne 56 abgestrahlte NTSC-kompatible Breitbildsignal soll sowohl von NTSC-Empfängern als auch von Breitbildempfängern empfangen werden können, wie es die Fig. 13 zeigt.
Gemäß der Fig. 13 wird ein gesendetes kompatibles Breitbild-Fernsehsignal mit erweiterter Auflösung und im Zeilensprungformat an einer Antenne 1310 aufgefangen und dem Antenneneingang eines NTSC-Empfängers 1312 zugeführt. Der Empfänger 1312 verarbeitet das kompatible Breitbildsignal in normaler Weise, um ein Bild mit dem Seitenverhältnis 4:3 wiederzugeben, wobei die Seitenfeldinformation des Breitbildes zum Teil (d. h. die „Tiefen") in die Horizontal-Überabtastungsbereiche außerhalb der Sicht des Betrachters gepreß sind und zum Teil (d. h. die „Höhen") in der Modulation des alternierenden Hilfsträgers enthalten sind, wo sie den Betrieb des Standardempfängers nicht zerreißen.
Das an der Antenne 1310 aufgefangene kompatible Breitbildsignal erweiterter Auflösung (EDTV-Breitbildsignal) wird außerdem auf einen mit progressiver Abtastung arbeitenden Breitbildempfänger 1320 gegeben, der ein Bild mit einem großen Seitenverhältnis von z. B. 5:3 wiedergeben kann. Das empfangene Breitbildsignal erfährt eine erste Verarbeitung in einer Eingangseinheit 1322, die einen HF-Tuner und Verstärkerschaltungen, einen ein Basisband-Videosignal erzeugenden Synchron-Videomodulator (einen Quadratur-Demodulator) und Analog/Digital-Wandlerschaltungen (A/D-Wandler) enthält, um ein Basisband-Videosignal (NTSCF) in binärer Form zu erzeugen. Die A/D-Wandler arbeiten mit einer Probenrate gleich dem Vierfachen der Farbhilfsträgerfrequenz (4 · fsc).
Das Signal NTSCF wird einer Intravollbild-Mittelungs- und Differenzbildungseinheit 1324 zugeführt, in welcher in einem Frequenzbereich oberhalb 1,7 MHz Mittelwerte (additive Vereinigung) und Differenzwerte (subtraktive Vereinigung) von Bildzeilen erzeugt werden, die jeweils innerhalb eines betreffenden Vollbildes um 262 Horizontalzeilenperioden (262H) auseinanderliegen, um so das Hauptsignal N und das quadraturmodulierte Signal M praktisch frei von vertikalem und zeitlichem Übersprechen (V-T-Übersprechen) wiederzugewinnen. Zwischen der bei 1,7 MHz liegenden unteren Grenze der Betriebsfrequenz der Einheit 1324 und der bei 1,5 MHz liegenden unteren Grenze der Betriebsfrequenz der Einheit 38 im Decoder der Fig. 1 a befindet sich ein 200 kHz breites Sicherheitsband gegen horizontales Übersprechen. Das wiedergewonnene Signal N enthält Information, die in sichtbarer Hinsicht praktisch identisch mit der Bildinformation des Hauptsignals C/SL ist, und zwar wegen der guten Korrelation der sichtbaren Informationen innerhalb eines Vollbildes des Original-Hauptsignals C/SL, das die Vollbild-Mittelung im Codierer nach Fig. 1 a erfahren hat.
Das Signal M wird auf eine Quadraturdemodulator- und Amplitudendehnungseinheit 1326 gegeben, um die Zusatzsignale X und Z mit Hilfe eines alternierenden Hilfsträgers ASC zu demodulieren, dessen Phase von Teilbild zu Teibild wechselt, ähnlich wie bei dem in Verbindung mit Fig. 1 a beschriebenen Hilfsträgersignal ASC. Die demodulierten Signale X und Z enthalten Information, die in sichtbarer Hinsicht im wesentlichen identisch mit der Bildinformation des Signals ESH bzw. des Ausgangssignals der Einheit 74 in Fig. 1 a ist, und zwar wegen der guten Korrelation der sichtbaren Informationen innerhalb jeweils eines Vollbildes in diesen Signalen, die eine Intravollbild-Mittelung im Codierer der Fig. 1 a erfahren haben.
Die Einheit 1326 enthält außerdem ein 1,5-MHz-Tiefpaßfilter, um unerwünschte hochfrequente Demodulationsprodukte der zweifachen Frequenz des alternierenden Hilfsträgers zu entfernen, und eine Amplitudendehnungsschaltung um die (zuvor gepreßten) demodulierten Signale unter Verwendung einer Gammafunktion zu dehnen, die das Inverse der von der Einheit 80 in Fig. 1 a benutzten nichtlinearen Kompressionsfunktion ist (also einen Gammawert von 1/0,7 = 1,429 hat).
Eine Einheit 1328 bewirkt eine zeitliche Komprimierung der farbcodierten hochfrequenten Anteile der Seitenfeldinformation, so daß sie wieder ihre ursprünglichen Zeitschlitze belegen, wodurch das Signal NTSCH wiedererhalten wird. Die Einheit 1328 komprimiert das Signal NTSCH zeitlich um das gleiche Maß, um welches die Einheit 72 in Fig. 1 a das Signal NTSCH zeitlich gedehnt hat.
Ein Decoder 1330 decodiert das die horizontal-hochfrequenten Anteile der Leuchtdichte (Y-Höhen) enthaltende Signal Z in das Breitbildformat. Die Seitenfeldinformation wird zeitlich gedehnt (um das gleiche Maß, um welches der Codierer nach Fig. 1 a die Seitenfeldinformation zeitlich komprimiert hat), und die Mittelfeldinformation wird zeitlich komprimiert (um das gleiche Maß, wie sie im Codierer nach Fig. 1 a zeitlich gedehnt worden ist). Die Seitenfelder werden unter Bildung eines zehn Bildpunkte breiten Überlappungsbereichs zusammengefügt, wie es weiter unten in Verbindung mit Fig. 14 erläutert wird. Die Einheit 1330 ist gemäß der Fig. 17 ausgebildet.
Ein Modulator 1332 gibt das Signal vom Decodierer 1330 in Amplitudenmodulation auf einen 5,0-MHz-Träger f_c. Das amplitudenmodulierte Signal wird anschließend in einem Filter 1334 mit einer Grenzfrequenz von 5,0 MHz hochpaßgefiltert, um das untere Seitenband zu unterdrücken. Im Ausgangssignal des Filters finden sich die Frequenzen der Mittelfeldinformation von 5,0 bis 6,2 MHz und die Frequenzen der Seitenfeldinformation von 5,0 bis 5,2 MHz. Das vom Filter 1334 gelieferte Signal wird auf einen Addierer 1336 gegeben.
Das Signal NTSCH vom Zeitpresser 1328 wird einer Einheit 1340 angelegt, um die Leuchtdichte-Höhen von den Farbart-Höhen zu trennen und Signale YH, IH und QH zu erzeugen. Dies kann mit Hilfe der in Fig. 18 gezeigten Anordnung erfolgen.
Das Signal N von der Einheit 1324 wird in einem Leuchtdichte/Farbart-Separator 1342 in seine Leuchtdichte- und Farbart-Komponenten YN, IN und QN getrennt. Der Separator 1342 kann ähnlich der Einheit 1340 ausgebildet sein und eine Anordnung des in Fig. 18 gezeigten Typs benutzen.
Die Signale YH, IH, QH und YN, IN, QN werden auf die Eingänge eines Y-I-Q-Bildformatdecoders 1334 gegeben, der die Leuchtdichte- und Farbartkomponenten auf das Breitbildformat bringt. Die Seitenfeld-Tiefen werden zeitlich gedehnt, die Mittelfeldinformation wird zeitlich komprimiert, die Seitenfeld-Höhen werden mit den Seitenfeld-Tiefen addiert, und die Seitenfelder werden unter Bildung des zehn Bildpunkte breiten Überlappungsbereichs mit dem Mittelfeld zusammengefügt, unter Anwendung der in Fig. 14 veranschaulichten Prinzipien. Einzelheiten des Decoders 1344 sind in Fig. 19 dargestellt.
Das Signal YF' wird auf den Addierer 1336 gegeben, wo es mit dem vom Filter 1334 kommenden Signal summiert wird. Durch diesen Vorgang wird wiedergewonnene Information erweitert-hochfrequenter Horizontaldetails der Leuchtdichte mit dem decodierten Leuchtdichtesignal YF' addiert.

Die Signale YF', IF' und QF' werden mit Hilfe von Abtastformat-Wandlern 1350, 1352 und 1354 aus dem Zeilensprung-Abtastformat in das Format progressiver Abtastung umgewandelt. Der Abtastformat-Wandler 1350 für die Leuchtdichte spricht außerdem auf das „Helfer"-Leuchtdichtesignal YT aus dem Bildformat-Decoder 1360 an, der das codierte „Helfersignal" YTN decodiert. Der Decoder 1360 decodiert das Signal YTN in das Breitbildformat und hat einen Aufbau ähnlich dem in Fig. 17 gezeigten Aufbau.
Die Abtastformat-Wandler 1352 und 1354 für die I- bzw. Q-Komponente bringen die Zeilensprungsignale in das Format progressiver Abtastung, indem sie das zeitliche Mittel von Zeilen bilden, die um ein Vollbild auseinanderliegen, um so die Information für die jeweils fehlende Zeile der progressiven Abtastung zu erhalten. Dies kann mit Hilfe einer Einrichtung des in Fig. 20 gezeigten Typs geschehen.
Der Abtastformat-Wandler 1350 für die Leuchtdichte gleicht der in Fig. 20 dargestellten Anordnung, nur daß das Signal YT addiert wird, wie es bei der Anordnung nach Fig. 21 gezeigt ist. In dieser Einheit wird eine Probe des „Helfersignals" YT zu einem zeitlichen Mittelwert addiert, um bei der Rekonstruktion eines fehlenden Bildpunktes der progressiven Abtastung zu helfen. Die vollständigen Zeitdetails finden sich innerhalb des Bandes der Horizontalfrequenzen wieder, das im codierten Zeilendifferenzsignal (750kHz, nach der Codierung) enthalten ist. Oberhalb dieses Bandes von Horizontalfrequenzen ist das Signal YT gleich Null, so daß der fehlende Bildpunkt durch zeitliche Mittelung rekonstruiert wird.
Die nun im Format progressiver Abtastung vorliegenden Breitbildsignale YF, IF und QF werden mittels eines Digital/Analog-Wandlers 1362 in Analogform gebracht, bevor sie einer Videosignalprozessor- und Matrixverstärker-Einheit 1364 zugeführt werden. Der Videosignalprozessor in der Einheit 1364 enthält Schaltungen zur Signalverstärkung, Verschiebung des Gleichstrompegels, Versteilerung, Helligkeitsregelung, Kontrastregelung und anderer üblicher Videosignalbehandlungen. Der Matrixverstärker in der Einheit 1364 kombiniert das Leuchtdichtesignal YF mit den Farbdifferenzsignalen IF und QF, um die Videofarbsignale R, G und B zu erzeugen. Diese Farbsignale werden in der Einheit 1364 durch Treiberverstärker auf einen Pegel verstärkt, der sich zur direkten Ansteuerung einer farbtüchtigen Breitbild-Wiedergabeeinrichtung wie z.B. einer Breitschirm-Bildröhre eignet.

Die Fig. 6 zeigt eine in der Verarbeitungseinrichtung 18 der Fig. 1a enthaltene Anordnung zur Entwicklung der Signale YE, YO und YH aus dem breitbandigen Breitbildsignal YF. Das Signal YF" erfährt eine Horizontal-Tiefpaßfilterung in einem Eingangsfilter 610 mit einer Grenzfrequenz von 700kKHz, um das aus niedrigfrequenten Leuchtdichteanteilen bestehende Signal YL zu erzeugen, das auf einen Eingang einer subtraktiven Vereinigungsschaltung 612 gegeben wird. Das Signal YF" wird auch dem anderen Eingang der Vereinigungsschaltung 612 und einer Zeit-Demultiplexschaltung 616 zugeführt, 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 liefert das die hochfrequenten Leuchtdichteanteile enthaltende Signal YH am Ausgang der Vereinigungsschaltung 612.
Das verzögerte Signal YF" und die Signale YH und YL werden getrennten Eingängen der Demultiplexschaltung 616 zugeführt, die einzelne Demultiplexer-Einheiten (abgekürzt DEMUX) 618, 620 und 621 enthält, um die Signale YF", YH und YL zu verarbeiten. Die Einzelheiten der Demultiplexschaltung 616 werden in Verbindung mit Fig. 8 erläutert. Die Demultiplexer-Einheiten 618, 620 und 621 liefern das über die volle Bandbreite gehende Mittelfeldsignal YC, das Seitenfeld-Höhensignal YH und das Seitenfeld-Tiefensignal YL', wie sie in den Figuren 3 und 4 dargestellt sind.
Das Signal YC wird in einem Zeitdehner 622 zeitlich gedehnt, um das Signal YE zu erzeugen. Diese Dehnung erfolgt mit einem Mittelfeld-Dehnungsfaktor, der so bemessen ist, daß noch Raum für die linken und rechten Horizontal-Überabtastungsbereiche bleibt. Dieser Mittelfeld-Dehnungsfaktor (1,19) ist das Verhältnis der gewünschten „Breite" des Signals YE (Bildpunkte 15–740) zur „Breite" des Signals YC (Bildpunkte 75–680), wie in Fig. 3 gezeigt.
Das Signal YL' wird in einem Zeitpresser 628 um einen Seitenfeld-Kompressionsfaktor zeitlich komprimiert, um das Signal YO zu erzeugen. Der Seitenfeld-Kompressionsfaktor (6,0) ist das Verhältnis der Breite des entsprechenden Teils des Signals YL' (z.B. die linken Bildpunkte 1–84) zur gewünschten Breite des Signals YO (z.B. die linken Bildpunkte 1–14), wie in Fig. 3 gezeigt. Die Zeitdehner 622, 624 und 626 und der Zeitpresser 628 können von einem Typ sein, wie er in Fig. 12 gezeigt und weiter unten beschrieben wird.
Die Signale IE, IH, IO und QE, QH, QO werden aus dem Signal IF" bzw. aus dem Signal QF" in einer ähnlichen Weise entwickelt wie die Signale YE, YH und YE mit Hilfe der Einrichtung nach Fig. 6. Hierzu sei die Fig. 7 betrachtet, die eine Einrichtung zur Erzeugung der Signale IE, IH und IO aus dem Signal IF" zeigt. Die Entwicklung der Signale QE, QH und QO aus dem Signal QF" erfolgt in ähnlicher Weise.
Gemäß der Fig. 7 wird das breitbandige Breitbildsignal IF" nach Verzögerung in einer Einheit 714 auf eine Demultiplexschaltung 716 gegeben und außerdem in einer subtraktiven Vereinigungsschaltung 712 subtraktiv mit einem niedrigfrequenten Signal IL aus einem Tiefpaßfilter 710 vereinigt, um das hochfrequente Signal IH zu erzeugen. Das verzögerte Signal IF" und die Signale IH und IL werden durch gesonderte Demultiplexer 718, 720 und 721 in der Demultiplexschaltung 716 so entflochten, daß die Signale IC, IH und IL' erhalten werden. Das Signal IC wird in einem Zeitdehner 722 zeitlich gedehnt, um das Signal IE zu erhalten, und das Signal IL' wird in einem Zeitpresser 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 Seitenfeld-Kompressionsfaktor wie die beschriebene Komprimierung des Signals YL'.

Die Fig. 8 zeigt eine Demultiplexschaltung 816, wie sie für die Schaltung 616 in Fig. 6 und die Schaltung 716 in Fig. 7 verwendet werden kann. Die Fig. 8 zeigt die Schaltung in ihrer Anwendung als Demultiplexerschaltung 616 nach Fig. 6. Das Eingangssignal YF" enthält 754 Bildpunkte, welche die Bildinformation definieren. Die Bildpunkte 1–84 definieren das linke Seitenfeld, die Bildpunkte 671–754 definieren das rechte Seitenfeld, und die Bildpunkte 75–680 definieren das Mittelfeld, welches das linke und das rechte Seitenfeld etwas überlappt. Die Signale IF" und QF" zeigen ähnliche Überlappung. Wie noch beschrieben wird, wird es durch eine solche Feldüberlappung möglich, das Mittelfeld und die Seitenfelder im Empfänger so zusammenzufügen, daß Artefakte an den Feldgrenzen praktisch eliminiert werden.

Die Demultiplexschaltung 816 enthält eine erste, eine zweite und eine dritte Demultiplexer-Einheit (abgekürzt DEMUX) 810 bzw. 812 bzw. 814 für die Information des linken Seitenfeldes bzw. des Mittelfeldes bzw. des rechten Seitenfeldes. Jede Demultiplexer-Einheit hat einen Eingang „A", wo das Signal YH bzw. YF" bzw. YL angelegt wird, und einen Eingang „B" zum Anlegen eines Austaststsignals (BLK). Das Austaststsignal kann z. B. ein Logikwert 0 bzw. Massepotential sein.
Die Einheit 810 extrahiert das Ausgangssignal YH, das die Höhen des linken und des rechten Seitenfeldes enthält, aus dem Eingangssignal YH, solange der Wähleingang SEL von einem Zählwertvergleicher 817 ein erstes Steuersignal empfängt, welches die Gegenwart der Bildpunkte 1–84 des linken Seitenfeldes und der Bildpunkte 671–754 des rechten Seitenfeldes anzeigt. Zu anderen Zeiten bewirkt ein zweites Steuersignal vom Zählwertvergleicher 817, daß anstelle des Signals YH vom Eingang A das Austaststsignal BLK vom Eingang B auf den Ausgang der Einheit 810 gekoppelt wird.
Die Einheit 814 und ein Zählwertvergleicher 820 arbeiten in ähnlicher Weise, um das Seitenfeld-Tiefensignal YL' aus dem Signal YL abzuleiten. Die Einheit 812 koppelt das Signal YF" von ihrem Eingang A auf ihren Ausgang zur Erzeugung des Mittelfeldsignals YC nur dann, wenn ein Steuersignal von einem Zählwertvergleicher 818 die Gegenwart der Mittelfeld-Bildpunkte 75–680 anzeigt.
Die Zählwertvergleicher 817, 818 und 820 werden mit dem Videosignal YF" durch ein Impulssignal vom Ausgang eines Zählers 822 synchronisiert, der auf ein Taktsignal mit dem Vierfachen der Farbhilfsträgerfrequenz (4 · fsc) und auf ein Horizontalzeilen-Synchronsignal H anspricht, abgeleitet aus dem Videosignal YF". Jeder Ausgangsimpuls des Zählers 822 entspricht einer Bildpunktposition längs einer Horizontalzeile. Der Zähler 822 hat einen Anfangsversatz, indem er mit dem Zählwert –100 beginnt, entsprechend den 100 Bildpunkten vom Beginn des negativ gerichteten Horizontalsynchronimpulses zum Zeitpunkt T_{HS} bis zum Ende des Horizontalaustastintervalls, wo der Bildpunkt 1 am Anfang des Horizontalzeilen-Wiedergabeintervalls erscheint. Somit steht der Zähler 822 am Anfang des Zeilenwiedergabeintervalls auf dem Zählwert „1". Es können auch andere Zähleranordnungen entwickelt werden. Die von der Demultiplexschaltung 816 angewandten Prinzipien können auch bei Multiplexschaltungen für die Durchführung eines in umgekehrter Richtung laufenden Signalvereinigungsvorgangs benutzt werden, wie er z. B. im Seitenfeld/Mittelfeld-Kombinator 28 nach Fig. 1a abläuft.

Die Fig. 9 zeigt Einzelheiten des Modulators 30 in den Codierern 31 und 60 der Fig. 1a. Gemäß der Fig. 9 werden Signale IN und QN, die mit dem Vierfachen der Farbhilfsträgerfrequenz (4 · fsc) erscheinen, jeweils an den Signaleingang eines zugeordneten Zwischenspeichers (Latch-Schaltung) 910 bzw. 912 gelegt. Die Latch-Schaltungen 910 und 912 empfangen außerdem Taktsignale der Frequenz 4 · fsc, um die Signale IN und QN einzugeben, und ein Schaltsignal der Frequenz 2 · fsc, das einen invertierenden Schaltsignaleingang der Latch-Schaltung 910 und einem nicht-invertierenden Schaltsignaleingang der Latch-Schaltung 912 angelegt wird.
Die Ausgänge der Latch-Schaltungen 910 und 912 sind zu einer einzigen Ausgangsleitung vereinigt, auf der die Signale I und Q abwechselnd erscheinen und zu den Signaleingängen einer nicht-invertierenden Latch-Schaltung 914 und einer invertierenden Latch-Schaltung 916 gelangen. Diese Latch-Schaltungen werden mit der Frequenz 4 · fsc taktgesteuert, und jede von ihnen empfängt ein Schaltsignal der Farbhilfsträgerfrequenz fsc, die erste an einem invertierenden und die zweite an einem nichtinvertierenden Eingang. Die nicht-invertierende Latch-Schaltung 914 liefert an ihrem Ausgang in abwechselnder Folge Signale I und Q positiver Polarität, und die invertierende Latch-Schaltung 916 liefert an ihrem Ausgang in abwechselnder Folge Signale I und Q negativer Polarität, also Signale -I, -Q.
Die Ausgänge der Latch-Schaltungen 914 und 916 sind zu einer einzigen Ausgangsleitung zusammengefaßt, auf der die Signale I und Q in abwechselnder Folge und jeweils paarweise zwischen entgegengesetzten Polaritäten wechselnd erscheinen, also in der Folge I, Q, -I, -Q... usw., um so das Signal CN zu bilden. Dieses Signal wird im Filter 32 gefiltert, bevor es in der Einheit 36 mit einer gefilterten Version des Leuchtdichtesignals YN kombiniert wird, um das codierte NTSC-Signal C/SL zu erzeugen in der Form Y + I, Y + Q, Y – I, Y – Q, Y + I, Y + Q... usw.

Die Fig. 10 zeigt ein Filter für vertikale-zeitliche Filterung (vertikal-zeitliches Filter oder abgekürzt V-T-Filter), das durch Einstellung von Gewichtskoeffizienten a 1–a 9 zu einem V-T-Bandpaßfilter, einen V-T-Bandsperrfilter oder einem V-T-Tiefpaßfilter gemacht werden kann. Die Tabelle in Fig. 10a zeigt die Gewichtskoeffizienten für eine V-T-Bandpaßfilterung und eine V-T-Bandsperrfilterung, wie sie in dem hier beschriebenen System benutzt werden. Filter für die Dimensionen horizontal–vertikal–zeitlich (H-V-T-Filter) werden durch Kombinationen von V-T-Filtern mit Horizontalfiltern realisiert. So besteht ein H-V-T-Bandsperrfilter wie das Filter 34 in Fig. 1a aus der Kombination eines Horizontal-Tiefpaßfilters 1020 und eines V-T-Bandsperrfilters 1021 gemäß der Fig. 10b; H-V-T-Bandpaßfilter, wie sie im Decodersystem nach Fig. 13 enthalten sind, bestehen aus der Kombination eines Horizontal-Bandpaßfilters 1030 und eines V-T-Bandpaßfilters 1031 gemäß der Fig. 10c.
Im H-V-T-Bandsperrfilter nach Fig. 10b hat das Horizontal-Tiefpaßfilter 1020 eine gegebene Grenzfrequenz und liefert eine gefilterte niedrigfrequente Signalkomponente. Diese Komponente wird in einer Vereinigungsschaltung 1023 subtraktiv mit einer verzögerten Version des Eingangssignals aus einer Verzögerungseinheit 1022 kombiniert, um eine hochfrequente Komponente zu erzeugen. Die niedrigfrequente Komponente wird mittels eines Netzwerkes 1024 um eine Vollbildperiode verzögert, bevor sie an eine additive Vereinigungsschaltung 1025 gelegt wird, die an einem anderen Eingang das Ausgangssignal der subtraktiven Vereinigungsschaltung 1023 über ein V-T-Bandsperrfilter 1021 empfängt. Das Ausgangssignal der additiven Vereinigungsschaltung 1025 ist damit insgesamt der gewünschten H-V-T-Bandsperrfilterung unterworfen. Das V-T-Filter 1021 hat die in Fig. 10a für das V-T-Bandsperrfilter angegebenen Gewichtskoeffizienten.
Ein H-V-T-Bandpaßfilter, wie es z. B. im Decoder der Fig. 13 enthalten ist, besteht gemäß der Fig. 10c aus einem Horizontal-Bandpaßfilter 1030 mit einer gegebenen Grenzfrequenz in Kaskade mit einem V-T-Bandpaßfilter 1031, das die in der Tabelle der Fig. 10a für V-T-Bandpaßfilter angegebenen Gewichtskoeffizienten hat.
Das Filter nach 10 enthält eine Vielzahl kaskadengeschalteter Speichereinheiten (M) 1010a bis 1010h, um an einzelnen Anzapfungen t1–t9 fortschreitend längere Signalverzögerungen zu erhalten und eine Filter-Gesamtverzögerung zu liefern. Die an den Anzapfungen abgenommenen Signale werden jeweils einem Eingang zugeordneter Multiplizierschaltungen 1012a bis 1012i zugeführt. Ein weiterer Eingang jeder Multiplizierschaltung empfängt ein vorgeschriebenes Gewichtungssignal a 1–a 9, je nach der Natur des durchzuführenden Filterungsvorganges. Die Natur des Filterungsvorgangs schreibt auch die Verzögerungen vor, die von den Speichereinheiten 1010a bis 1010h eingeführt werden.

Filter für die horizontale Dimension enthalten Bildpunkt-Speicherelemente, so daß die Filter-Gesamtverzögerung kürzer ist als eine Horizontalzeilenperiode (1 H). Filter für die vertikale Dimension enthalten ausschließlich Zeilen-Speicherelemente, und Filter für die zeitliche Dimension enthalten ausschließlich Vollbild-Speicherelemente. Somit besteht ein dreidimensionales H-V-T-Filter aus einer Kombination von Bildpunkt-Speicherelementen (< 1 H), Zeilen-Speicherelementen (1 H) und Vollbild-Speicherelementen (> 1 H), während ein V-T-Filter nur die beiden letztgenannten Typen von Speicherelementen enthält. Die gewichteten angezapften (zueinander verzögerten) Z Signale von den Elementen 1012a bis 1012i werden in einem Addierer 1015 kombiniert, um ein gefiltertes Ausgangssignal zu liefern.
Solche Filter sind nicht-rekursive Filter mit endlicher Impulsantwort (sogenannte FIR-Filter). Die Natur der von den Speicherelementen eingeführten Verzögerung hängt vom Typ des zu filternden Signals ab, und bei dem vorliegenden Beispiel auch davon, welches Maß an Übersprechen zwischen der Leuchtdichte, der Farbart und den hochfrequenten Seitenfeldinformationen toleriert werden kann. Die Steilheit der Filterflanken und damit die Schärfe der Filterung wird verbessert, wenn man die Anzahl der kaskadengeschalteten Speicherelemente vergrößert.

Die Fig. 10d zeigt eines der gesonderten Filter im Netzwerk 16 der Fig. 1a. Dieses Filter enthält kaskadengeschaltete Speichereinheiten (Verzögerungseinheiten) 1040a bis 1040d und zugeordnete Multiplizierschaltungen 1042a bis 1042e, welche die Signale von Anzapfungen t1–t5 empfangen und jeweils bestimmte Gewichtsfaktoren a1–a5 einführen. Ferner ist eine Vereinigungsschaltung 1045 vorgesehen, welche die gewichteten Ausgangssignale der Multiplizierschaltungen empfängt, um daraus ein Ausgangssignal zu bilden.
Die Figuren 11a und 11b zeigen Einzelheiten der die hochfrequenten Anteile (Höhen) verarbeitenden Intravollbild-Mittelungsschaltung 38 der Fig. 1a. Die Mittelungsschaltung 38 enthält ein eingangsseitiges Horizontal-Tiefpaßfilter 1110, das eine Grenzfrequenz von ungefähr 1,5 MHz hat und das Signal C/SL empfängt. Am Ausgang des Filters 1110 erscheint also eine niedrigfrequente Komponente des Eingangssignals C/SL, und am Ausgang einer substraktiven Vereinigungsschaltung 1112, die in der gezeigten Weise angeschlossen ist, erscheint eine hochfrequente Komponente des Eingangssignals C/SL. Die niedrigfrequente Komponente wird in einer Einheit 1114 um 262 Horizontalzeilenperioden (262 H) verzögert, bevor sie auf einen Addierer 1120 gegeben wird. Die hochfrequente Komponente des Signals C/SL durchläuft ein V-T-Filter 1116, bevor sie ebenfalls auf den Addierer 1120 gegeben wird, um das Signal N zu erzeugen.
Das Filter 1116 ist in der Figur 11b näher dargestellt und enthält zwei 262-H-Verzögerungselemente 1122 und 1144 und angeschlossene Multiplizierschaltungen 1125, 1126 und 1127 mit zugeordneten Gewichtskoeffizienten a1, a2 und a3. Die Ausgänge der Multiplizierschaltungen werden einem Addierer 1130 zugeführt, um ein Ausgangssignal zu erzeugen, das die Höhen des Signals C/SL zeitlich gemittelt enthält. Der Gewichtskoeffizient a2 bleibt konstant, während die Koeffizienten a1 und a3 von einem Teilbild zum anderen zwischen ½ und 0 wechseln. Der Koeffizient a1 hat den Wert ½, wenn der Koeffizient a3 den Wert Null hat, und umgekehrt.

Die Fig. 12 zeigt eine Raster-Abbildungseinrichtung, die für die Zeitdehner und Zeitpresser in den Figuren 6 und 7 verwendet werden kann. Die Wellenformen in der Fig. 12a veranschaulichen den Abbildungsprozeß. Die Fig. 12a zeigt ein Eingangssignal S mit einem mittleren Teil zwischen Bildpunkten 84 und 670, der mittels eines Zeitdehnungsprozesses auf die Bildpunktpositionen 1–754 eines Ausgangssignals W abgebildet werden soll. Die End-Bildpunkte 84 und 670 aus dem Signal S werden direkt auf die End-Bildpunkte 1 und 754 des Signals W abgebildet. Die dazwischenliegenden Bildpunkte 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 Bildpunktposition 85,33 des Signals S der ganzzahligen Bildpunktposition 3 des Ausgangssignals W entspricht. Die Bildpunktposition 85,33 des Signals S enthält einen ganzzahligen Teil (85), und einen Bruchteil DX (0,33), und die Bildpunktposition 3 des Ausgangssignals W enthält einen ganzzahligen Teil (3) und einen Bruchteil (0).
In der Anordnung nach Fig. 12 liefert ein mit der Frequenz 4 · fsc arbeitender Bildpunktzähler 1210 ein ausgangsseitiges Adressensignal M, das Bildpunktpositionen (1 . . . 754) eines Ausgangsrasters repräsentiert. Das Signal M wird einem programmierbaren Festwertspeicher (PROM-Speicher) 1212 angelegt, der eine Nachschlagetabelle programmierter Werte enthält, die von der Natur der durchzuführenden Rasterabbildung abhängen, z. B. davon, ob die Abbildung komprimierend oder dehnend ist. Als Antwort auf das Signal M liefert der PROM-Speicher 1212 ein ausgangsseitiges Leseadressensignal N, welches eine ganze Zahl darstellt, und ein ausgangsseitiges Signal DX, das eine Bruchzahl darstellt, die gleich oder größer als Null ist, jedoch kleiner als 1. Im Falle eines 6-Bit-Signals DX ($2^6 = 64$), zeigt das Signal DX die Bruchteile 0, $^1/_{64}$, $^2/_{64}$, $^3/_{64}$ . . . $^{63}/_{64}$.
Der PROm 1212 erlaubt eine dehnende oder komprimierende Abbildung eines Videoeingangssignals S je nach den gespeicherten Werten des Signals N. So werden als Antwort auf ganzzahlige Werte des Bildpunkt-Positionssignals M ein programmierter Wert des Leseadressensignals N und ein programmierter Wert des Bruchteilsignals DX geliefert. Um beispielsweise eine Signaldehnung durchzuführen, ist der PROM-Speicher 1212 so ausgelegt, daß er die Signale N mit einer langsameren Geschwindigkeit liefert als die Signale M. Wenn umgekehrt eine Komprimierung erfolgen soll, liefert der PROM 1212 die Signale N mit einer größeren Geschwindigkeit als die Signale M.
Das Videoeingangssignal S wird durch kaskadengeschaltete Bildpunkt-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 auf Videosignaleingänge zugehöriger Doppelanschluß-Speicher 1216a–1216d gegeben, wie sie an sich bekannt sind. Das Signal M wird an den Schreibadresseneingang eines jeden der Speicher 1216a–1216d gelegt, und das Signal N wird an der Leseadresseneingang eines jeden der Speicher 1216a–1216d gelegt.
Das Signal M bestimmt, wo ankommende Videosignalinformation in die Speicher eingeschrieben werden soll, und das Signal N bestimmt, welche Werte aus den Speicher gelesen werden sollen. Die Speicher sind so ausgelegt, daß sich Information an eine Adresse einschreiben läßt, während gleichzeitig eine andere Adresse ausgelesen wird. Ausgangssignale S (N – 1), S (N), S (N + 1) und S (N + 2) aus den Speichern 1216a–1216d zeigen ein zeitlich gedehntes oder zeitlich komprimiertes Format, abhängig vom Lese/Schreib-Betrieb der Speicher 1216a–1216d, was seinerseits davon abhängt, wie der PROM-Speicher 1212 programmiert ist.
Die Signale S (N – 1), S (N), S (N + 1) und S (N + 2) von den Speichern 1216a–1216d werden in einem linearen Vierpunkt-Interpolator verarbeitet, der Versteilerungsfilter 1220 und 1222, einen PROM-Speicher 1225 und einen linearen Zweipunkt-Interpolator 1230 enthält; Einzelheiten dieser Teile sind in den Figuren 12b und 12c veranschaulicht.
Die Versteilerungsfilter 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 erhalten außerdem ein Versteilerungssignal PX. Der Wert des Versteilerungssignals PX ändert sich von 0 bis 1 als Funktion des Wertes des Signals DX, wie in Fig. 12d gezeigt, und wird vom PROM-Speicher 1225 als Antwort auf das Signal DX abgegeben. Der PROM-Speicher 1225 enthält eine Nachschlagetabelle und ist so programmiert, daß er als Antwort auf einen gegebenen Wert von DX einen gegebenen Wert von PX liefert.
Die Versteilerungsfilter 1220 und 1222 liefern zwei versteilerte, zueinander verzögerte Videosignale S' (N) und S' (N + 1) an den linearen Zweipunkt-Interpolator 1230, der auch das Signal DX empfängt. Der Interpolator 1230 liefert ein (komprimiertes oder gedehntes) Videoausgangssignal W, das definiert ist durch den Ausdruck

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

Die beschriebene Funktion der Vierpunkt-Interpolation und Versteilerung ist vorteilhafterweise angenähert eine (sin X)/X-Interpolationsfunktion mit guter Auflösung hochfrequenter Details.

Die Fig. 12b zeigt Einzelheiten der Versteilerungsfilter 1220 und 1222 und des Interpolators 1230. Gemäß der Fig. 12b werden die Signale S (N – 1), S (N) und S (N + 1) einer Gewichtungsschaltung 1240 im Versteilerungsfilter 1220 zugeführt, wo diese Signale (in der aufgezählten Reihenfolge) mit Versteilerungskoeffizienten $-1/4$, $1/2$ und $-1/4$ gewichtet werden. Wie in Fig. 12c gezeigt, enthält die Gewichtungsschaltung 1240 Multiplizierschaltungen 1241a–1241c, um die Signale S (N – 1), S (N) und S (N + 1) jeweils mit dem zugeordneten Versteilerungskoeffizienten $-1/4$ bzw. $1/2$ bzw. $-1/4$ zu multiplizieren.
Die Ausgangssignale der Multiplizierschaltungen 1241a–1241c werden in einem Addierer 1242 summiert, um ein versteilertes Signal P (N) zu erzeugen, das in einer weiteren Multiplizierschaltung 1243 mit dem Signal PX multipliziert wird, um ein versteiltes Signal zu liefern, das dann in einem Addierer 1244 mit dem Signal S (N) summiert wird, um das versteilerte Signal S' (N) zu liefern. Das Versteilerungsfilter 1222 hat gleichartige Struktur und Arbeitsweise.
Im Zweipunkt-Interpolator 1230 wird das Signal S' (N) mittels einer Substrahierschaltung 1232 vom Signal S' (N + 1) subtrahiert, um ein Differenzsignal zu erzeugen, das in einer Multiplizierschaltung 1234 mit dem Signal DX multipliziert wird. Die Ausgangsgröße der Multiplizierschaltung 1234 wird in einem Addierer 1236 mit dem Signal S' (N) summiert, um das Ausgangssignal W zu erzeugen.
Einzelheiten der Mittelungs- und Differenzbildungseinheit 1324 sind in der Fig. 15 dargestellt. Das Signal NTSCF wird in einer Einheit 1510 tiefpaßgefiltert, um eine die niedrigen Frequenzen enthaltende Komponente („Tiefen") zu liefern, die in einer Einheit 1512 substraktiv mit dem Signal NTSCF kombiniert wird, um eine die hochfrequenten Anteile enthaltende Komponente („Höhen") des Signals NTSCF zu liefern. Diese Höhen-Komponente wird in einer Einheit 1513 einer Mittelung (additive Kombination) und einer Differenzbildung (subtraktive Kombination) unterworfen, um an einem Mittelwertausgang (+) eine gemittelte Höhen-Komponente NH und an einem Differenzwertausgang (–) das Signal M zu erzeugen. Die Komponente NH wird in einem Addierer 1514 mit einer um 262H verzögerten Version des Ausgangssignals des Filters 1510 summiert, um das Signal N zu erhalten.

Die Fig. 16 zeigt Einzelheiten der Einheit 1513 in Fig. 15. Die in Fig. 16 gezeigte Anordnung ist ähnlich der weiter oben beschriebenen Anordnung nach Fig. 11b, nur daß zusätzlich Inverter 1610 und 1612 und ein Addierer 1614 vorgesehen sind.

Gemäß der Fig. 17, die Einzelheiten der Einheit 1330 in Fig. 13 zeigt, wird das Signal Z einem Seitenfeld/Mittelfeld-Separator (Demultiplexer) 1710 angelegt, der getrennt voneinander die Leuchtdichte-Höhen der Seitenfelder und des Mittelfeldes YHO bzw. YHE liefert, die im Codierer der Fig. 1a komprimiert bzw. gedehnt worden sind. Diese Signale werden durch Einheiten 1712 und 1714 zeitlich gedehnt bzw. zeitlich komprimiert, unter Anwendung der bereits beschriebenen Abbildungsmethoden, um Leuchtdichte-Höhen der Seitenfelder und des Mittelfeldes YHS bzw. YHC zu erzeugen, die in einer Einheit 1716 zusammengefügt werden (was z.B. durch die Anordnung nach Fig. 14 geschehen kann), bevor sie auf den Amplitudenmodulator 1332 gegeben werden.

In der Fig. 18 sind, wie bereits angedeutet, Einzelheiten des Leuchtdichte/Farbart-Separators 1340 bzw. 1342 für das Signal NTSCH bzw. für das Signal N dargestellt. Wie in dieser Figur gezeigt, wird das Signal NTSCH über ein H-V-T-Bandpaßfilter 1810, das den in Fig. 10c gezeigten Aufbau hat und ein Durchlaßband von 3,508 ± 0,5 MHz aufweist, an eine subtraktive Vereinigungsschaltung 1814 übertragen, die außerdem das Signal NTSCH nach Durchlaufen einer laufzeitausgleichenden Verzögerung 1812 empfängt. Am Ausgang der Vereinigungsschaltung 1814 erscheinen die abgetrennten Leuchtdichte-Höhen YH. Das gefilterte NTSCH-Signal vom Filter 1810 erfährt in einem Demodulator 1816 eine Quadratur-Demodulation mittels des Farbhilfsträgers SC, um die Farbart-Höhen IH und QH zu erhalten.

Gemäß der Fig. 19, die Einzelheiten des Decoders 1344 zeigt, werden die Signale YN, IN und QN mittels eines Seitenfeld/Mittelfeld-Separators (Zeit-Demultiplexer) 1940 in komprimierte Seitenfeld-Tiefen YO, IO, QO und in gedehnte Mittelfeldsignale YE, IE, QE getrennt. Der Demultiplexer 1940 kann nach den Prinzipien des weiter oben beschriebenen Demultiplexers 814 nach Fig. 8 arbeiten.
Die Signale YO, IO und QO erfahren mittels eines Zeitdehners 1942 eine zeitliche Dehnung um einen Seitenfeld-Dehnungsfaktor (entsprechend dem Seitenfeld-Kompressionsfaktor im Codierer der Fig. 1a), um die ursprüngliche Einordnung der Seitenfeld-Tiefen im Breitbildsignal wiederherzustellen; diese wiederhergestellten Seitenfeld-Tiefen sind mit YL, IL und QL bezeichnet. In ähnlicher Weise erfahren, um Raum für die Seitenfelder zu schaffen, die Mittelfeldsignale YE, IE und QE in einem Zeitpresser 1944 eine zeitliche Komprimierung um einen Mittelfeld-Kompressionsfaktor (entsprechend dem Mittelfeld-Dehnungsfaktor im Codierer nach Fig. 1a), um die ursprüngliche räumliche Einordnung des Mittelfeldsignals im Breitbildsignal wiederherzustellen; die wiederhergestellten Mittelfeldsignale sind mit YC, IC und QC bezeichnet. Der Zeitpresser 1944 und der Zeitdehner 1942 können von einem Typ sein, wie er weiter oben in Verbindung mit Fig. 12 beschrieben wurde.
Die räumlich wiederhergestellten Seitenfeld-Höhen YH, IH und QH werden mit den räumlich wiederhergestellten Seitenfeld-Tiefen YL, IL und QL in einer Vereinigungsschaltung 1946 kombiniert, um rekonstruierte Seitenfeldsignale YS, IS und QS zu erzeugen. Diese Signale werden mit den rekonstruierten Mittelfeldsignalen YC, IC und QC in einem Kombinator 1960 zusammengefügt, um ein vollständig rekonstruiertes Breitbild-Leuchtdichtesignal YF' und vollständig rekonstruierte Breitbild-

Farbdifferenzsignale IF' und QF' zu bilden. Die Zusammenfügung der Seitenfeld- und Mittelfeld-Signalkomponenten erfolgt in einer Weise, bei welcher ein sichtbarer Saum an den Grenzen zwischen dem Mittelfeld und den Seitenfeldern praktisch eliminiert wird, wie es aus der nachfolgenden Beschreibung des Kombinators 1960 hervorgeht, der in Fig. 14 gezeigt ist.

In der Fig. 20 sind Einzelheiten der Abtastformat-Wandler 1352 und 1354 dargestellt. Die im Zeilensprungformat vorliegenden Signale IF' (oder QF') werden durch ein Element 2010 um 263H verzögert, bevor sie auf einen Eingang eines Doppelanschluß-Speichers 2020 gegeben werden. Dieses verzögerte Signal erfährt eine weitere Verzögerung um 262H in einem Element 2012, bevor es in einem Addierer 2014 mit dem Eingangssignal addiert wird. Das Ausgangssignal des Addierers 2014 wird einer durch 2 teilenden Schaltung 2016 zugeführt, bevor es auf einen Eingang eines Doppelanschluß-Speichers 2018 gegeben wird. Die Auslesung von Daten an den Speichern 2020 und 2018 erfolgt mit einer Rate 8 · fsc, während die Einschreibung von Daten mit einer Rate 4 · fsc geschieht. Die Ausgangssignale aus den Speichern 2018 und 2020 werden einem Multiplexer 2022 zugeführt, um Ausgangssignale IF (QF) im Format progressiver Abtastung zu erzeugen. In der Fig. 20 sind auch die Wellenformen des im Zeilensprungsformat vorliegenden Eingangssignals (zwei Zeilen, deren eine die Bildpunktproben C und deren andere die Bildpunktproben X enthält) und des im Format progressiver Abtastung erscheinenden Ausgangssignals mit den gleichen Bildpunktproben C und X gezeigt.

Die Fig. 21 zeigt eine Anordnung, die als Wandler 1350 für das Signal YF' in Fig. 13 verwendet werden kann. Das Zeilensprung-Signal YF' wird durch Elemente 2110 und 2112 verzögert, bevor es mit der unverzögerten Version in einem Addierer 2114 vereinigt wird. Das verzögerte Signal vom Element 2110 wird auf einen Doppelanschluß-Speicher 2120 gegeben. Das Ausgangssignal des Addierers 2114 wird einer durch 2 teilenden Schaltung 2116 zugeführt, deren Ausgangssignal in einem Addierer 2118 mit dem Signal YT addiert wird. Das Ausgangssignal des Addierers 2118 wird einem Doppelanschluß-Speicher 2122 zugeführt. Die Speicher 2120 und 2122 werden mit einer Schreibfrequenz von 4 · fsc und mit einer Lesefrequenz von 8 · fsc betrieben und liefern Ausgangssignale an einen Multiplexer 2124, der die Signale YF im Format progressiver Abtastung liefert.

Die Fig. 14 zeigt einen Seitenfeld/Mittelfeld-Kombinator, der z. B. für das Element 1916 in Fig. 19 verwendet werden kann. Der in Fig. 14 dargestellte Kombinator enthält ein Netzwerk 1410, das aus der Seitenfeld-Leuchtdichtekomponente YS und aus der Mittelfeld-Leuchtdichtekomponente YC das Leuchtdichtesignal YF' voller Bandbreite erzeugt, und einen I-Signalkombinator 1420 und einen Q-Signalkombinator 1430, die in Aufbau und Arbeitsweise dem Netzwerk 1410 ähnlich sind. Das Mittelfeld und die Seitenfelder werden vorsätzlich über einige Bildpunkte einander überlappt, z. B. über 10 Bildpunkte. Somit haben die Mittelfeld- und die Seitenfeldsignale über den gesamten Codierungs- und Übertragungsvorgang vor ihrer Zusammenführung einige Bildpunkte in redundanter Weise gemeinsam.
Im Breitbildempfänger werden das Mittelfeld und die Seitenfelder aus den jeweils betreffenden Signalen wieder aufgebaut, jedoch sind wegen der erfahrenen zeitlichen Dehnung, zeitlichen Komprimierung und Filterung der den einzelnen Feldern zugeordneten Signale einige Bildpunkte an den Grenzen zwischen Seitenfeldern und Mittelfeld verfälscht oder verzerrt. Die in Fig. 14 dargestellten Wellenformen der Signale YS und YC zeigen die Überlappungsbereiche (OL) und die verfälschten Bildpunkte (CP, zur Veranschaulichung etwas übertrieben). Gäbe es keine Überlappungsbereiche der Felder, würden die verfälschten Bildpunkte aneinanderstoßen, so daß ein Saum sichtbar wäre. Es hat sich gezeigt, daß ein Überlappungsbereich von 10 Bildpunkten breit genug ist, um drei bis fünf verfälschte Grenz-Bildpunkte zu kompensieren.
Die redundanten Bildpunkte erlauben in vorteilhafter Weise ein gegenseitiges Überblenden von Seiten- und Mittelfeldern im Überlappungsbereich. Eine Multiplizierschaltung 1411 multipliziert das Seitenfeldsignal YS mit einer Gewichtsfunktion W in den Überlappungsbereichen, wie durch die zugeordnete Wellenform dargestellt, bevor das Signal YS auf eine Vereinigungsschaltung 1415 gegeben wird. In ähnlicher Weise multipliziert eine Multiplizierschaltung 1412 das Mittelfeldsignal YC mit einer komplementären Gewichtsfunktion (1 – W) in den Überlappungsbereichen, wie mit der zugeordneten Wellenform dargestellt, bevor das Signal YC auf die Vereinigungsschaltung 1415 gegeben wird. Die besagten Gewichtsfunktionen haben einen linearen rampenförmigen Verlauf in den Überlappungsbereichen und haben Werte zwischen 0 und 1. Nach der Gewichtung werden die Seitenfeld- und Mittelfeld-Bildpunkte in der Vereinigungsschaltung 1415 summiert, so daß jeder rekonstruierte Bildpunkt eine lineare Kombination von Seitenfeld- und Mittelfeld-Bildpunkten ist.
Die Gewichtsfunktionen sollten vorzugsweise nahe den inneren Grenzen des Überlappungsbereichs dem Wert 1 und nahe den äußeren Grenzen dem Wert 0 zustreben. Dies stellt sicher, daß die verfälschten Bildpunkte relativ wenig Einfluß auf die Grenzen der rekonstruierten Felder haben. Die dargestellte lineare rampenförmige Gewichtsfunktion erfüllt diese Forderung. Die Gewichtsfunktionen müssen aber nicht unbedingt linear sein, es können auch nichtlineare Gewichtsfunktionen verwendet werden, die in den Endabschnitten (d. h. in der Nähe der Gewichte 1 und 0) krummlinig oder gerundet sind. Eine solche Gewichtsfunktion läßt sich leicht dadurch erreichen, daß man eine lineare rampenförmige Gewichtsfunktion des dargestellten Typs filtert.
Die Gewichtsfunktionen W und 1 – W können leicht durch ein Netzwerk erzeugt werden, das eine Nachschlagetabelle, die auf ein Bildpunktpositionen angebendes Eingangssignal anspricht, und eine subtraktive Vereinigungsschaltung enthält. Die Bildpunktpositionen im Überlappungsbereich zwischen Seiten- und Mittelfeldern sind bekannt, und die Nachschlagetabelle kann entsprechend programmiert werden, 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, z. B. durch einen Zähler, der mit jedem Horizontalsynchronimpuls synchronisiert wird. Die komplementäre Gewichtsfunktion 1 – W läßt sich erhalten, indem man die Gewichtsfunktion W von 1 subtrahiert.

Die Fig. 22 zeigt eine Anordnung, die als Abtastformatwandler 17c für das Signal YF in Fig. 1a verwendet werden kann, um dieses Signal aus dem Format progressiver Abtastung in das Zeilensprungformat umzuwandeln. Die Fig. 22 zeigt außerdem ein Diagramm eines Teils des im Format progressiver Abtastung vorliegenden Eingangssignals YF mit Proben A, B, C und X der die vertikale (V) und zeitliche (T) Dimension enthaltenden Ebene, wie sie auch in Fig. 2a dargestellt ist. Das Signal YF des Formats progressiver Abtastung wird in Elementen 2210 und 2212 jeweils einer Verzögerung um 525H unterworfen, um aus der Probe B relativ verzögerte Proben X und A zu erzeugen. Die Proben B und A werden in einem Addierer 2214 summiert, bevor sie einem durch 2 teilenden Netzwerk 2216 angelegt werden.
Das Ausgangssignal der Schaltung 2216 wird in einer Schaltung 2218 subtraktiv mit der Probe X vereinigt, um das Signal YT zu

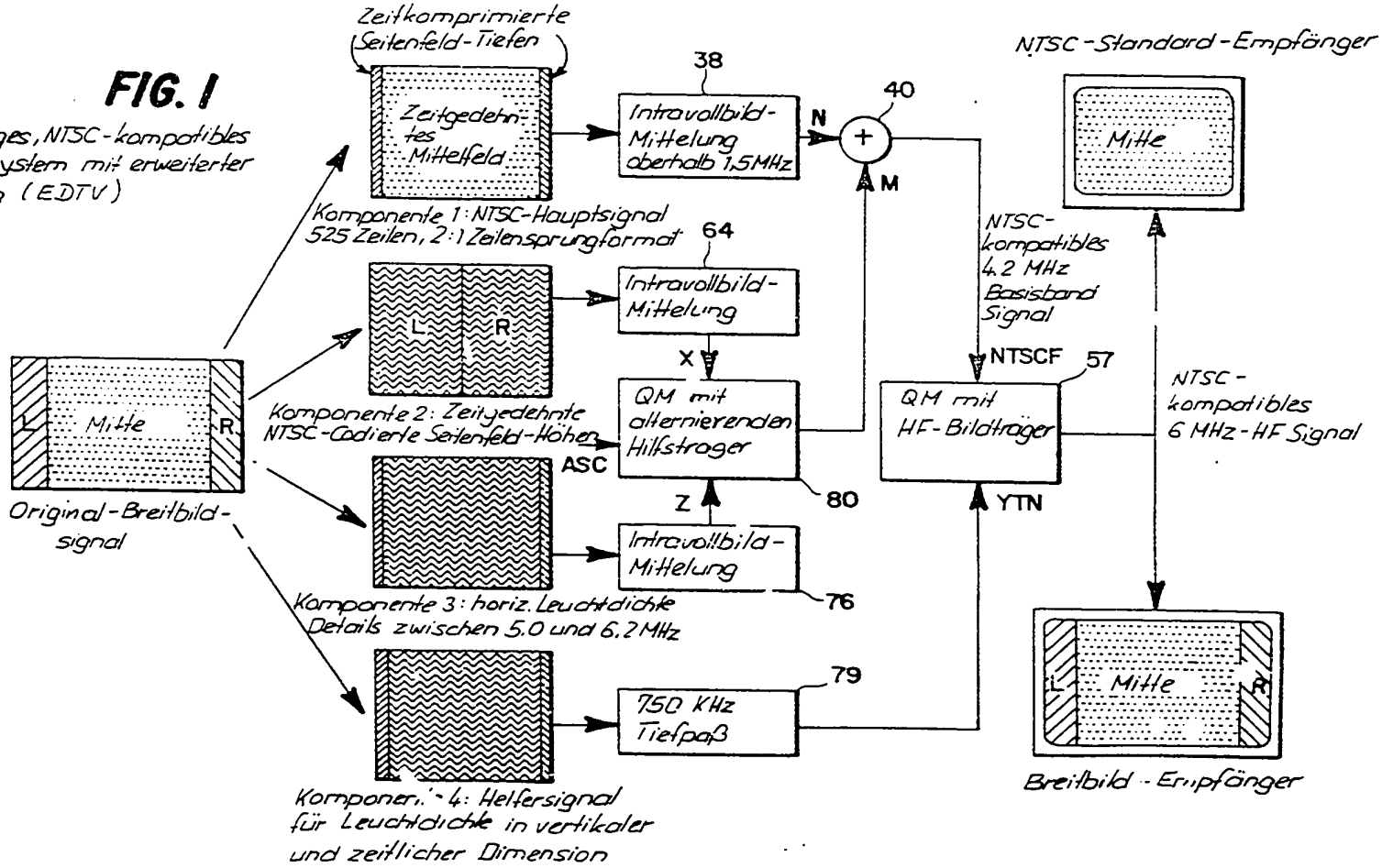
erzeugen. Dieses Signal wird an einen Eingang eines Umschalters 2220 gelegt, der mit einer Frequenz gleich der doppelten Zeilenfrequenz der Zeilensprung-Abtastung betrieben wird. Ein anderer Eingang des Umschalters 2220 empfängt das verzögerte Signal YF vom Ausgang des Verzögerungselements 2210. Das Ausgangssignal des Umschalters 2220 wird einem Doppelanschluß-speicher 2222 zugeführt, der mit einer Schreibgeschwindigkeit von 8 · fsc und einer Lesegeschwindigkeit von 4 · fsc betrieben wird, um an einem Ausgang die Signale YF' und YT im Zeilensprungformat zu liefern.

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

Die Fig. 24 zeigt Einzelheiten der Einheit 80 der Fig. 1a. Die Signale X und Z werden jeweils auf den Adresseneingang eines zugeordneten nichtlinearen Amplitudenpressers 2410 bzw. 2412 gegeben. Die Presser 2410 sund 2412 sind programmierbare Festwertspeicher (PROM-Speicher), deren jeder eine Nachschlagetabelle programmierter Werte enthält, entsprechend der gewünschten nichtlinearen amplitudenpressenden Gammafunktion. Diese Funktion ist in der Fig. 24 unter der Einheit 2412 durch eine Kurve dargestellt, welche die ausgangsseitigen Augenblickswerte abhängig von den eingangsseitigen Augenblickswerten zeigt.
Die gepreßten Signale X und Z von den Datenausgängen der Einheiten 2410 und 2412 werden jeweils an den Signaleingang einer zugeordneten Multiplizierschaltung 2414 bzw. 2416 gegeben. Die Referenzeingänge der Multiplizierschaltungen 2414 und 2416 empfangen den alternierenden Hilfsträger ASC in einer um 90° zueinander verschobenen Phasenlage (quadraturphasig), d.h. in Sinus- bzw. in Cosinusform. Die Ausgangssignale der Multiplizierschaltungen 2414 und 2416 werden in einer Vereinigungsschaltung 2420 kombiniert, um das quadratur-modulierte Signal M zu erzeugen. Im Decoder nach Fig. 13 werden die gepreßten Signale X und Z durch ein herkömmliches Verfahren der Quadratur-Demodulation wiedergewonnen und erfahren eine komplementäre nichtlineare Amplitudendehnung in zugeordneten PROM-Speichern mit Nachschlagetabelle, die mit Werten programmiert sind, welche komplementär zu den Werten in den PROM-Speichern 2410 und 2412 sind.

FIG. 1

einkanaliges, NTSC-kompatibles Breitbildsystem mit erweiterter Auflösung (EDTV)



2933703 17

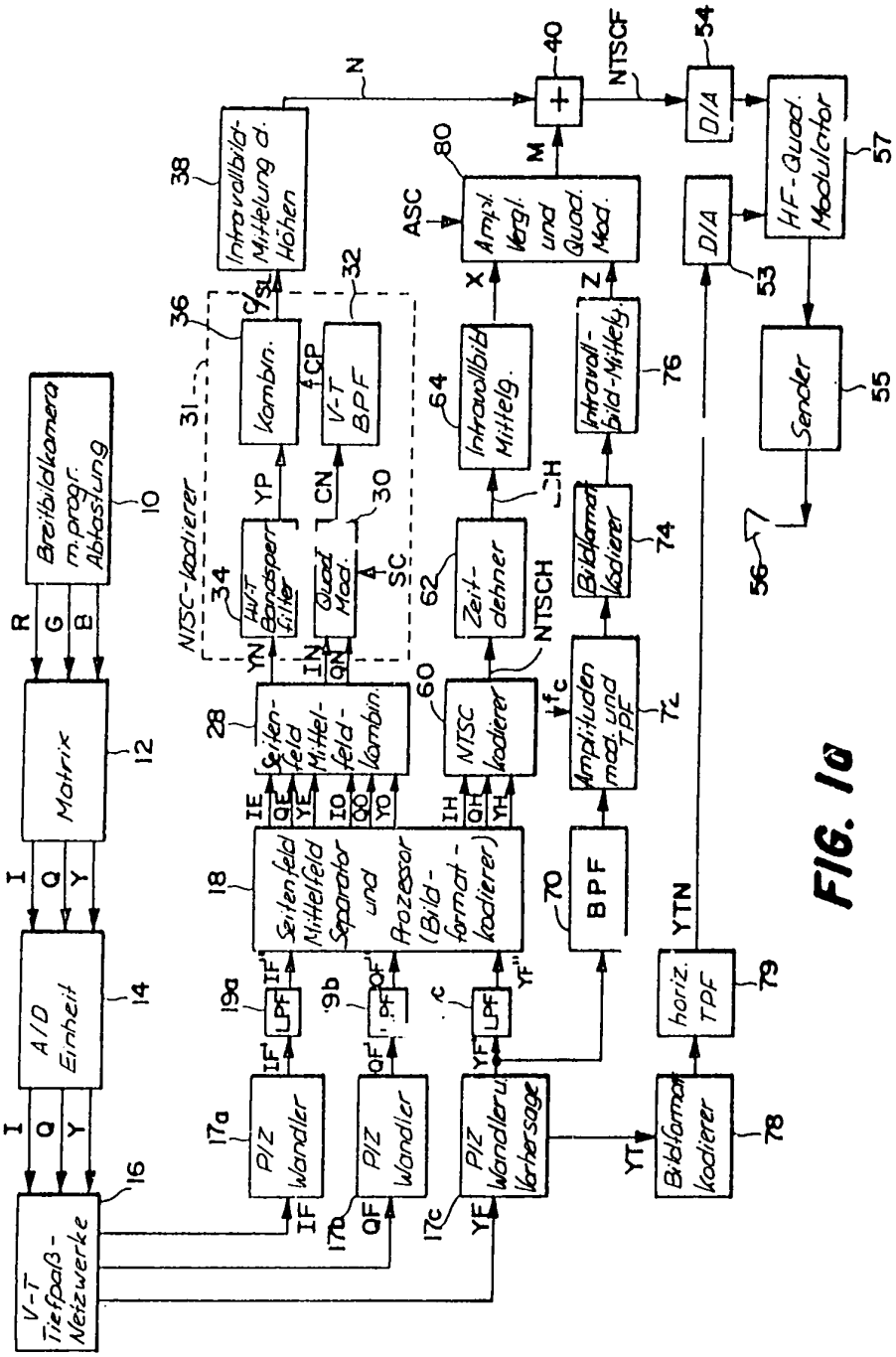

Breitbildkamera m. progr. Abtastung
10
R
G
B
Matrix
12
I
Q
Y
A/D Einheit
14
V-T Tiefpaß-Netzwerke
16
P/Z Wandler
17a
P/Z Wandler
17b
P/Z Wandler
17c
IF
QF
YF
LPF
19a
19b
19c
Seitenfeld Mittelfeld Separator und Prozessor (Bild-format-kodierer)
18
IE
QE
YE
IO
QO
YO
IH
QH
YH
Seiten-feld Mittel-feld-kombin.
28
NTSC Kodierer
60
fc
NTSCH
Zeit-dehner
62
Intravollbild Mittelg.
64
CH
Amplituden mod. und TPF
72
BPF
70
Bildformat Kodierer
74
Intravollbild-Bild-Mittelg.
76
Bildformat Kodierer
78
horiz. TPF
79
YTN
YT
Amplit. Vergl. und Quad. Mod.
80
ASC
X
Z
M
+
40
N
NTSCF
D/A
54
D/A
53
HF-Quad. Modulator
57
Sender
55
56
7
Intravollbild-Mittelung d. Höhen
38
NTSC-Kodierer
31
Kombin.
36
CP
V-T BPF
32
CN
Quad Mod.
30
SC
Zwischenspeicher
34
YP
YN
IN
QN

FIG. 1a

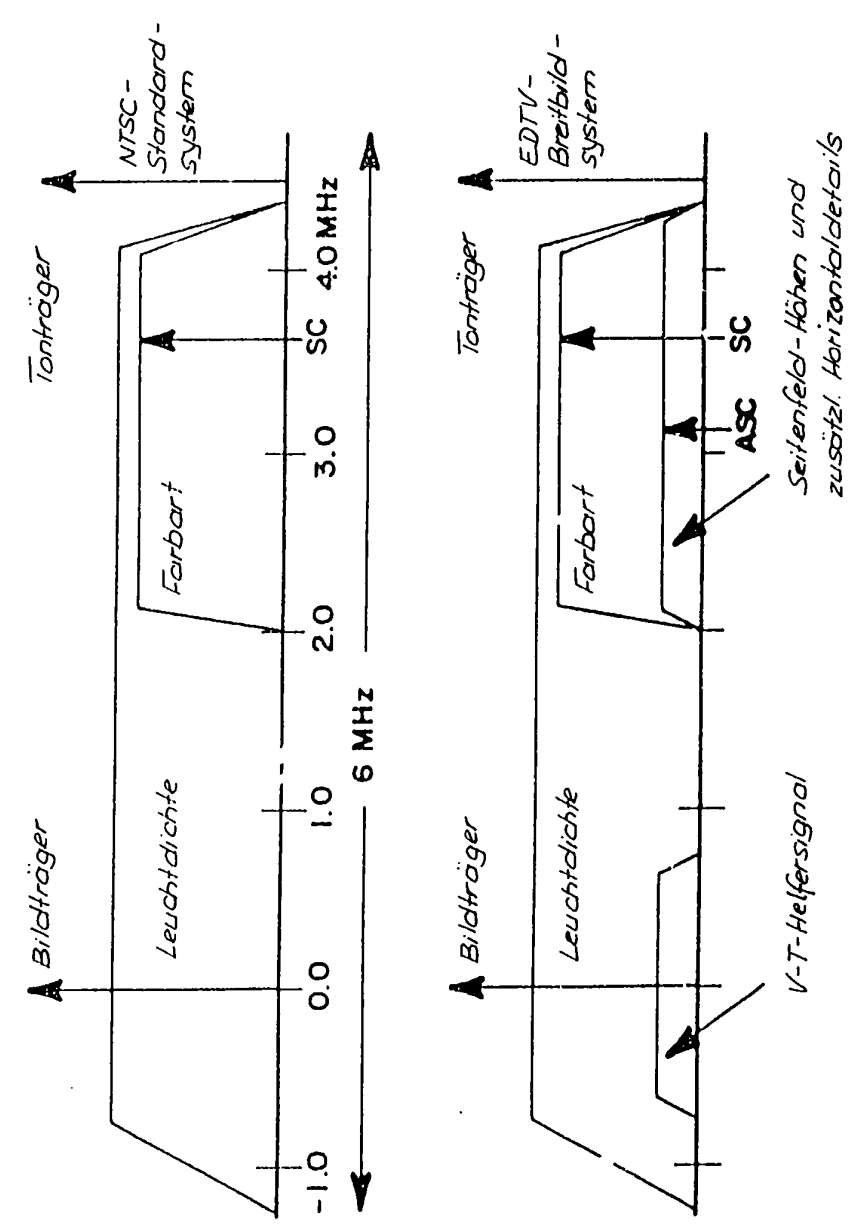

NTSC-Standard-System
Tonträger
Farbart
SC
4.0 MHz
3.0
2.0
1.0
6 MHz
Bildträger
Leuchtdichte
0.0
-1.0
EDTV-Breitbild-system
Tonträger
Farbart
SC
ASC
Seitenfeld-Höhen und zusätzl. Horizontaldetails
Bildträger
Leuchtdichte
V-T-Helfersignal

FIG. 1b

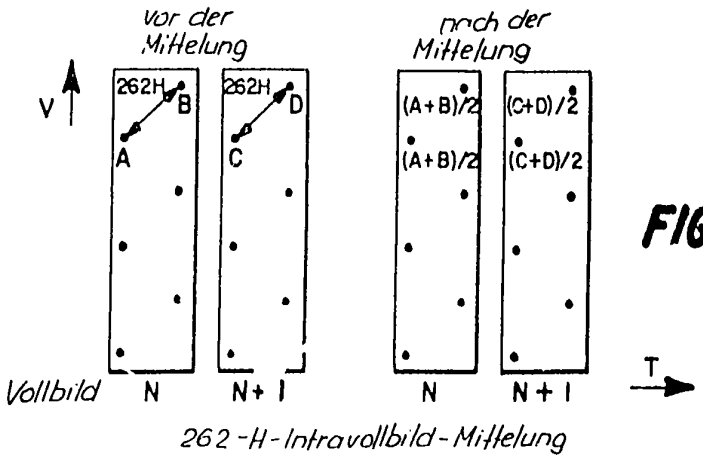


FIG. 1C

262-H-Intravollbild-Mittelung

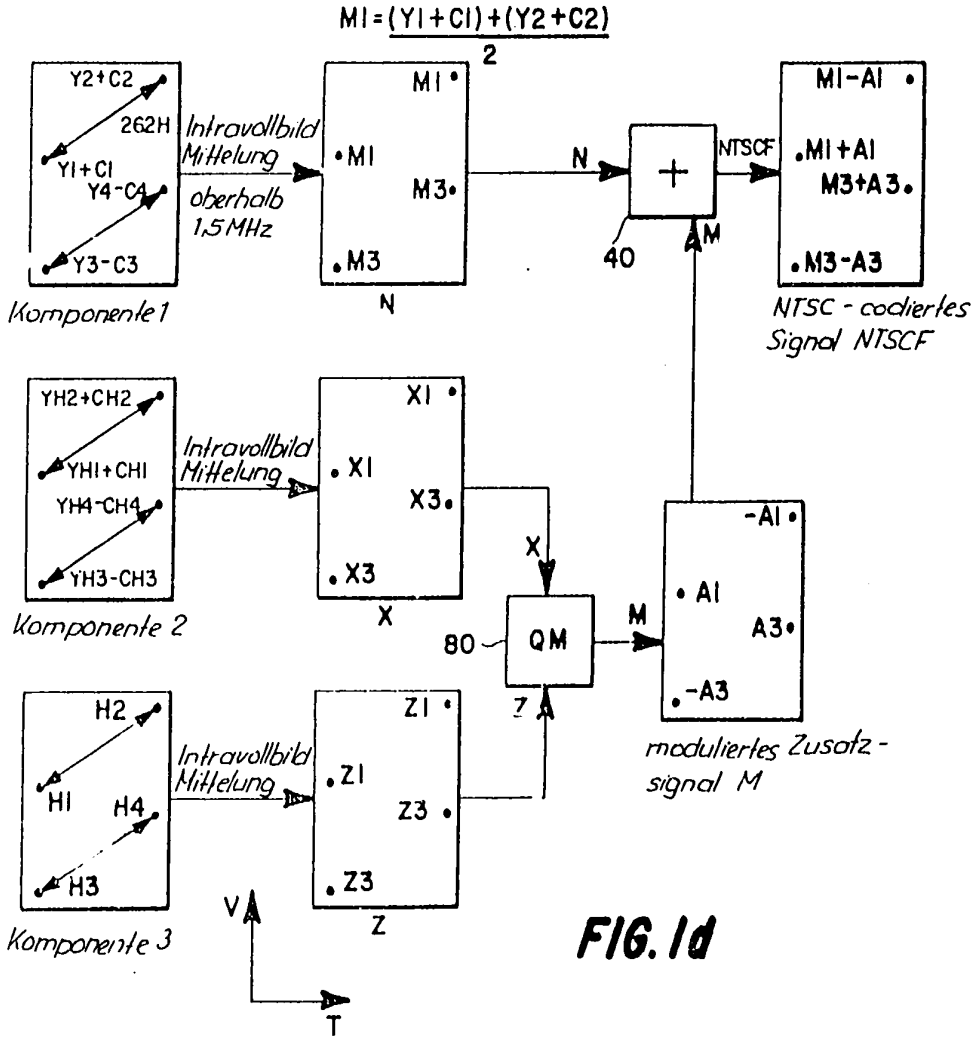


FIG. 1d

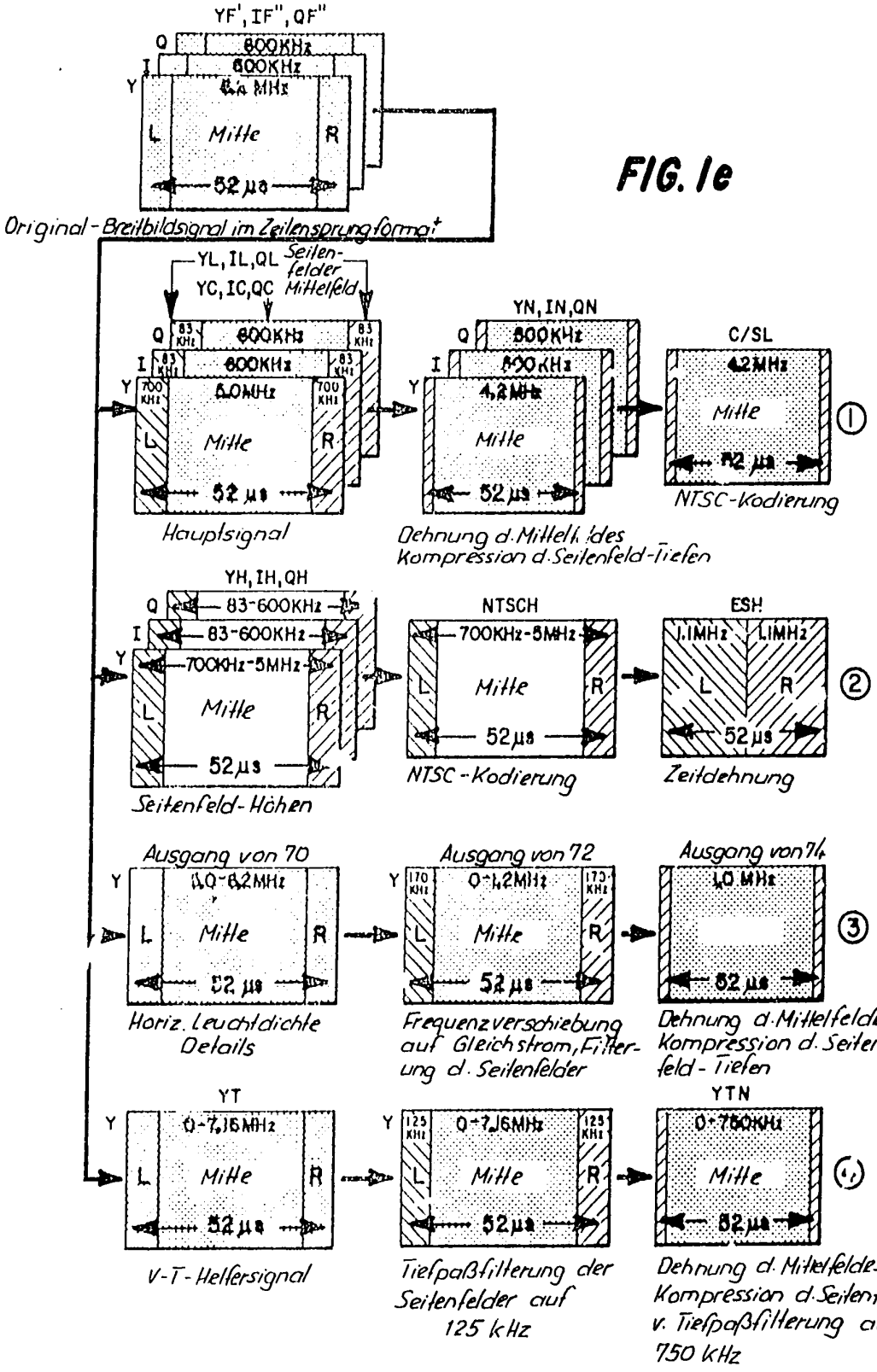

YF', IF", QF"
Q 600KHz
I 600KHz
Y 4,2 MHz
L Mitte R
52 µs
Original-Breitbildsignal im Zeilensprungformat
YL, IL, QL Seiten-
YC, IC, QC Mittelfeld
83 KHz
600KHz
700 KHz
5,0MHz
Hauptsignal
YN, IN, QN
4,2MHz
Dehnung d. Mittelfeldes
Kompression d. Seitenfeld-Tiefen
C/SL
NTSC-Kodierung
YH, IH, QH
83-600KHz
700KHz-5MHz
Seitenfeld-Höhen
NTSCH
ESH
1,1MHz
NTSC-Kodierung
Zeitdehnung
Ausgang von 70
0-6,2MHz
Horiz. Leuchtdichte Details
Ausgang von 72
170 KHz
0-4,2MHz
Frequenzverschiebung auf Gleichstrom, Filterung d. Seitenfelder
Ausgang von 74
4,0 MHz
Dehnung d. Mittelfeldes, Kompression d. Seitenfeld-Tiefen
YT
0-7,16MHz
V-T-Hellersignal
125 KHz
Tiefpaßfilterung der Seitenfelder auf 125 kHz
YTN
0-750KHz
Dehnung d. Mittelfeldes Kompression d. Seitenfelder v. Tiefpaßfilterung auf 750 kHz

FIG. 1e

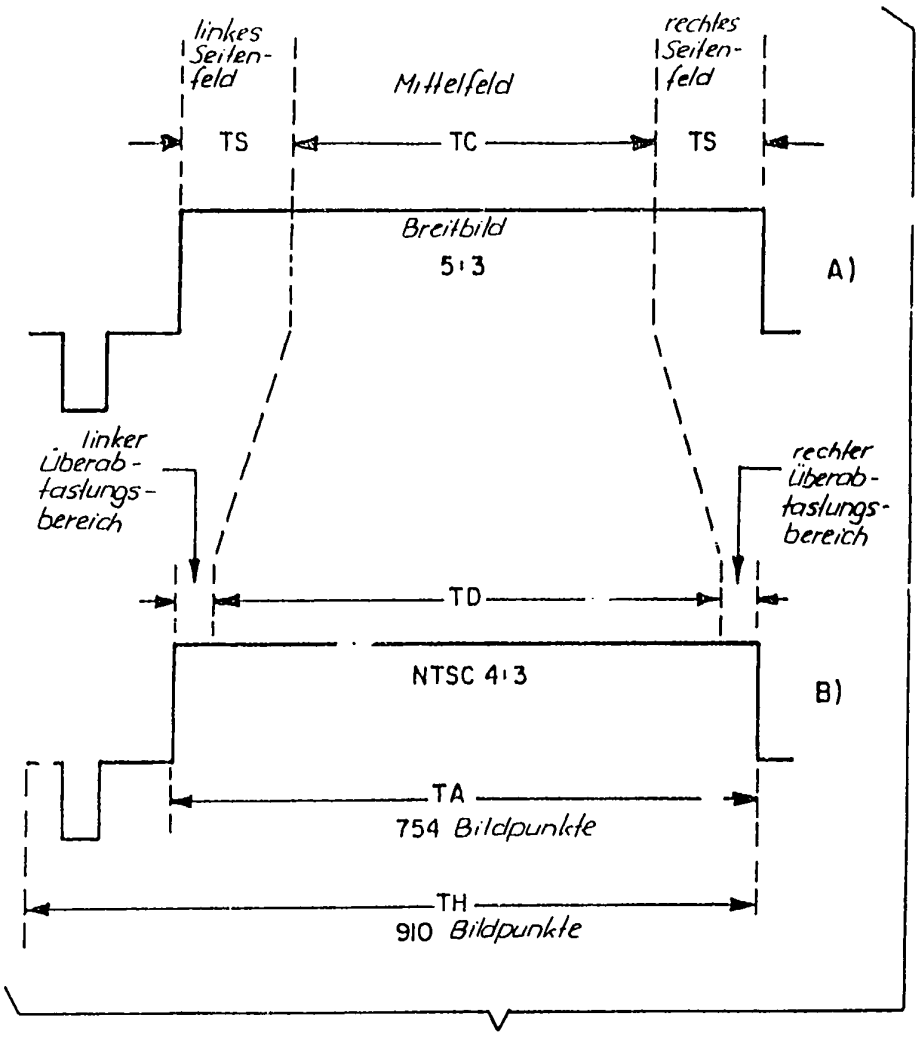

linkes Seiten-feld
Mittelfeld
rechtes Seiten-feld
TS
TC
TS
Breitbild
5:3
A)
linker Überab-tastungs-bereich
rechter Überab-tastungs-bereich
TD
NTSC 4:3
B)
TA
754 Bildpunkte
TH
910 Bildpunkte

FIG. 2

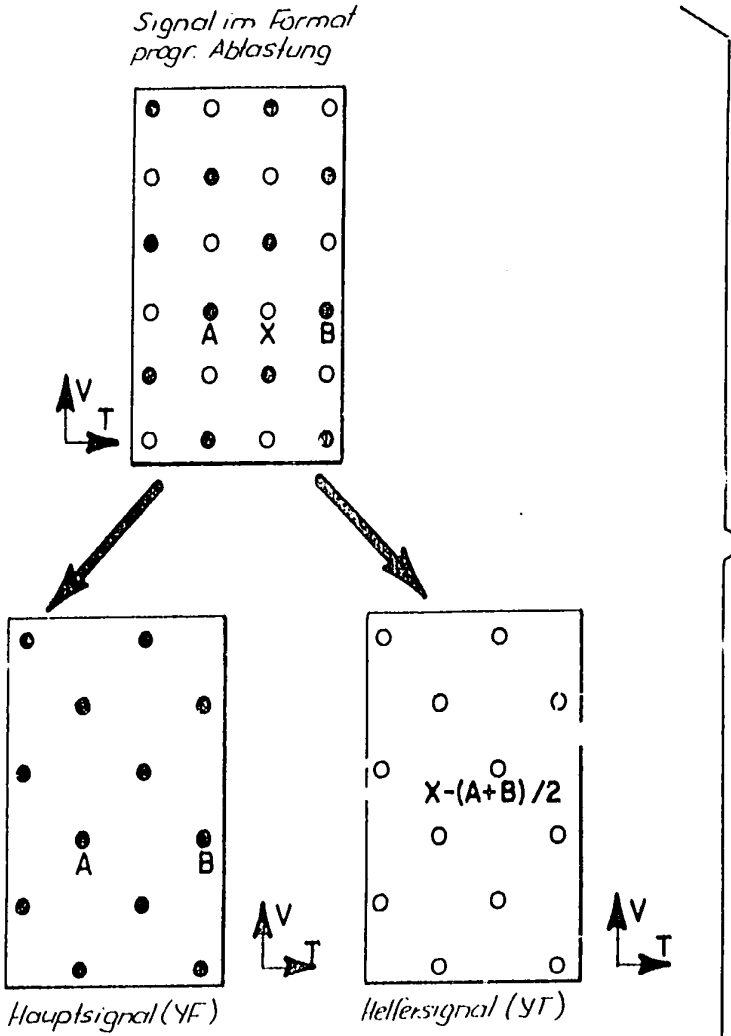


FIG.2a

Umwandlung von progressiver Ablastung in
2:1 Zeilensprung ablastung

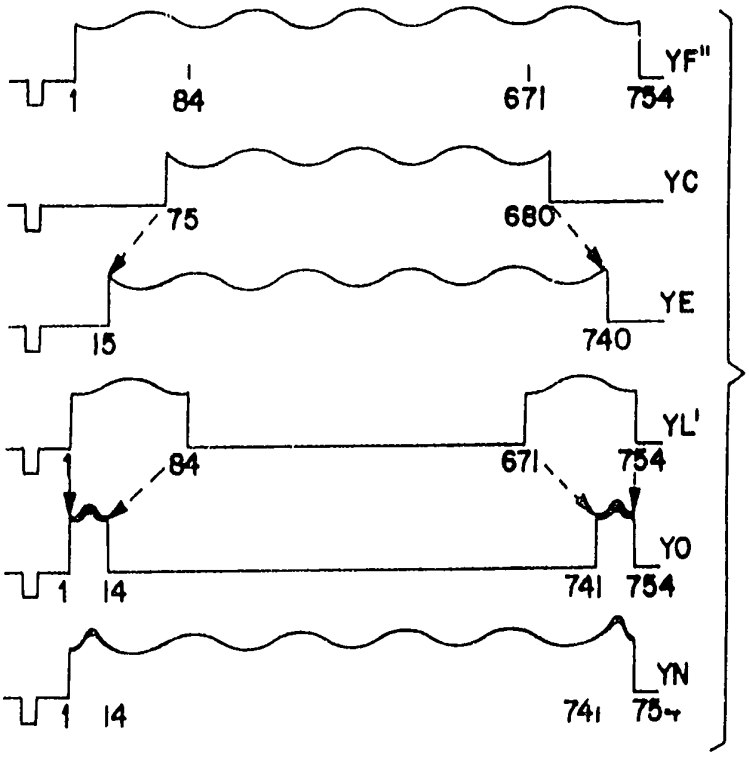

YF"
1
84
671
754
YC
75
680
YE
15
740
YL'
1
84
671
754
YO
1
14
741
754
YN
1
14
741
75

FIG. 3

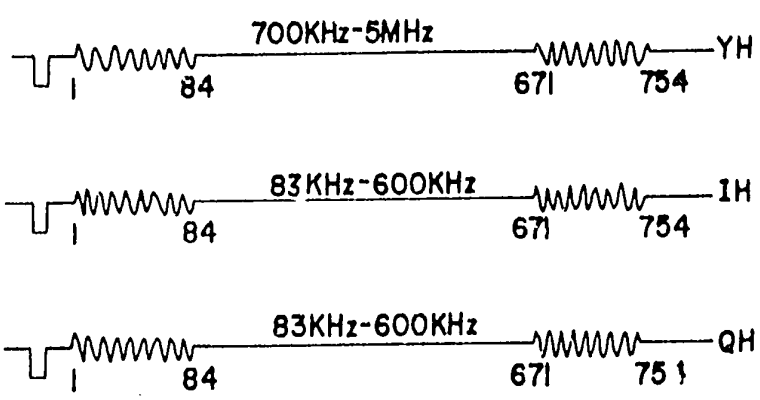

700KHz-5MHz
YH
1
84
671
754
83KHz-600KHz
IH
1
84
671
754
83KHz-600KHz
QH
1
84
671
75

FIG. 4

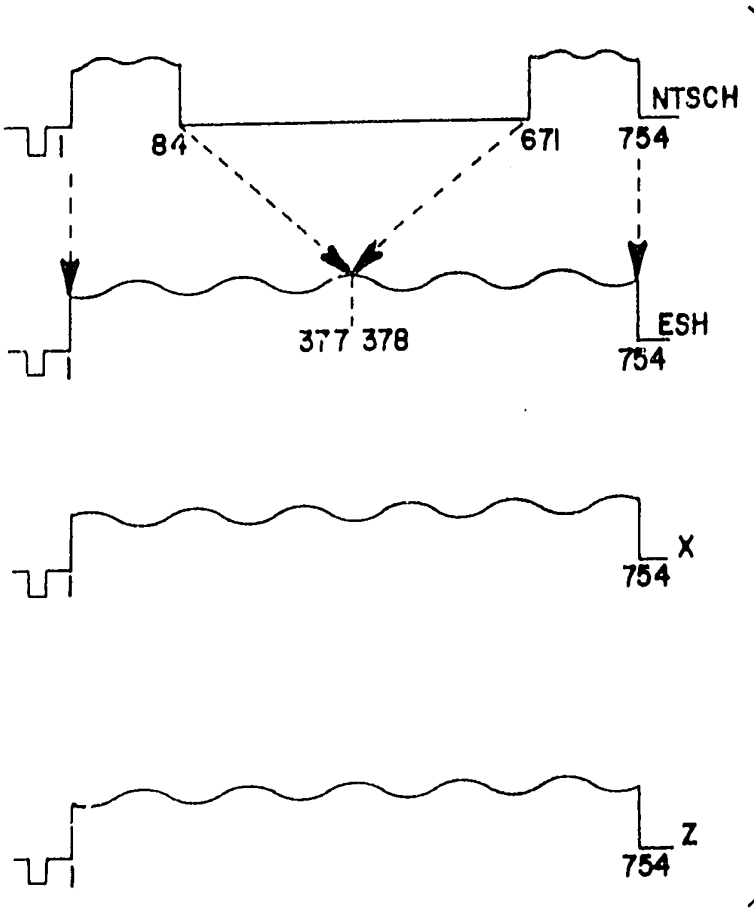


FIG.5

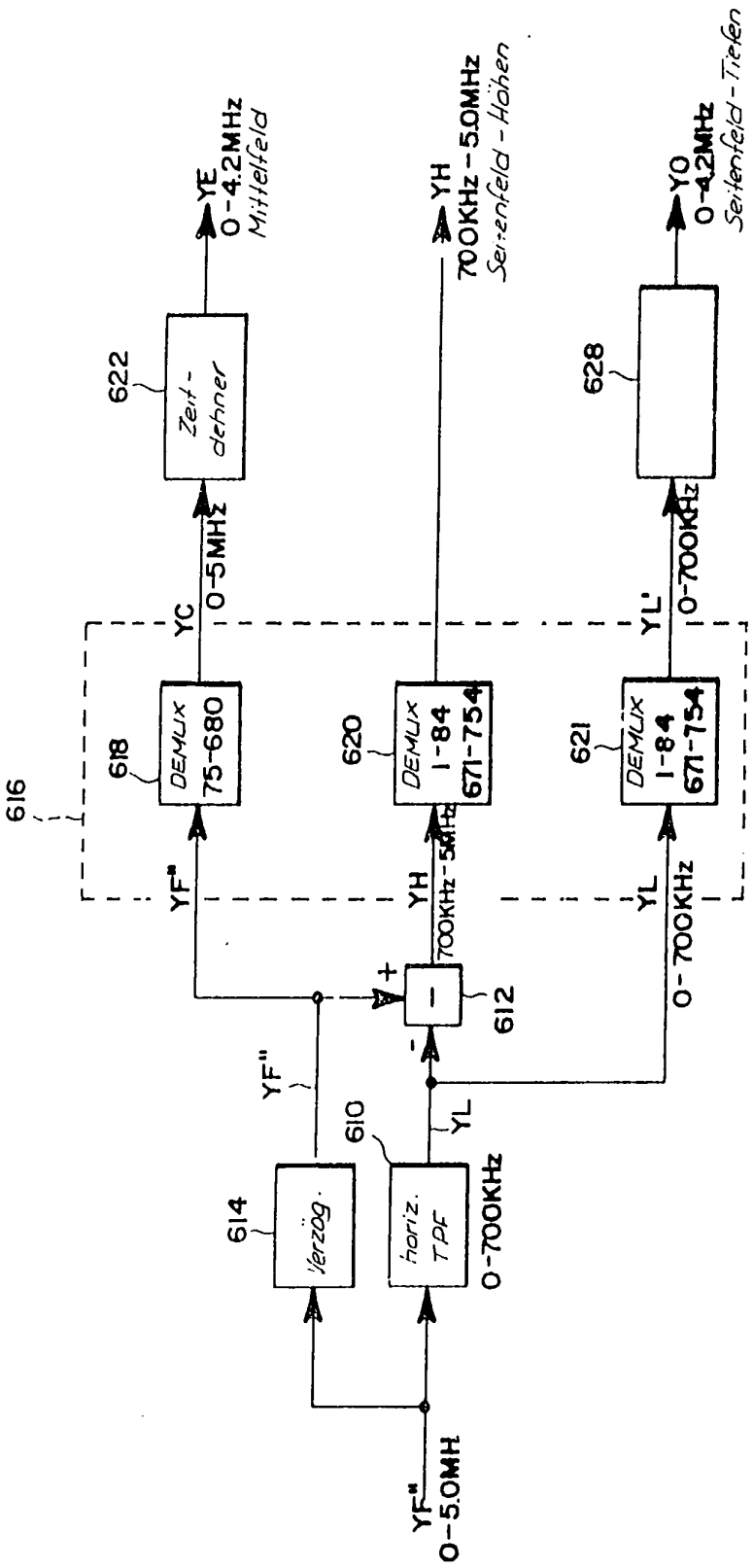

YF"
0-5.0MHz
614
Verzög.
610
horiz. TPF
0-700KHz
YF"
YL
612
+
-
YF"
YH
700KHz-5MHz
YL
0-700KHz
616
618
DEMUX 75-680
620
DEMUX 1-84 671-754
621
DEMUX 1-84 671-754
YC
0-5MHz
YH
700KHz-5.0MHz
Seitenfeld-Höhen
YL'
0-700KHz
622
Zeit-dehner
YE
0-4.2MHz
Mittelfeld
628
YO
0-4.2MHz
Seitenfeld-Tiefen

FIG. 6

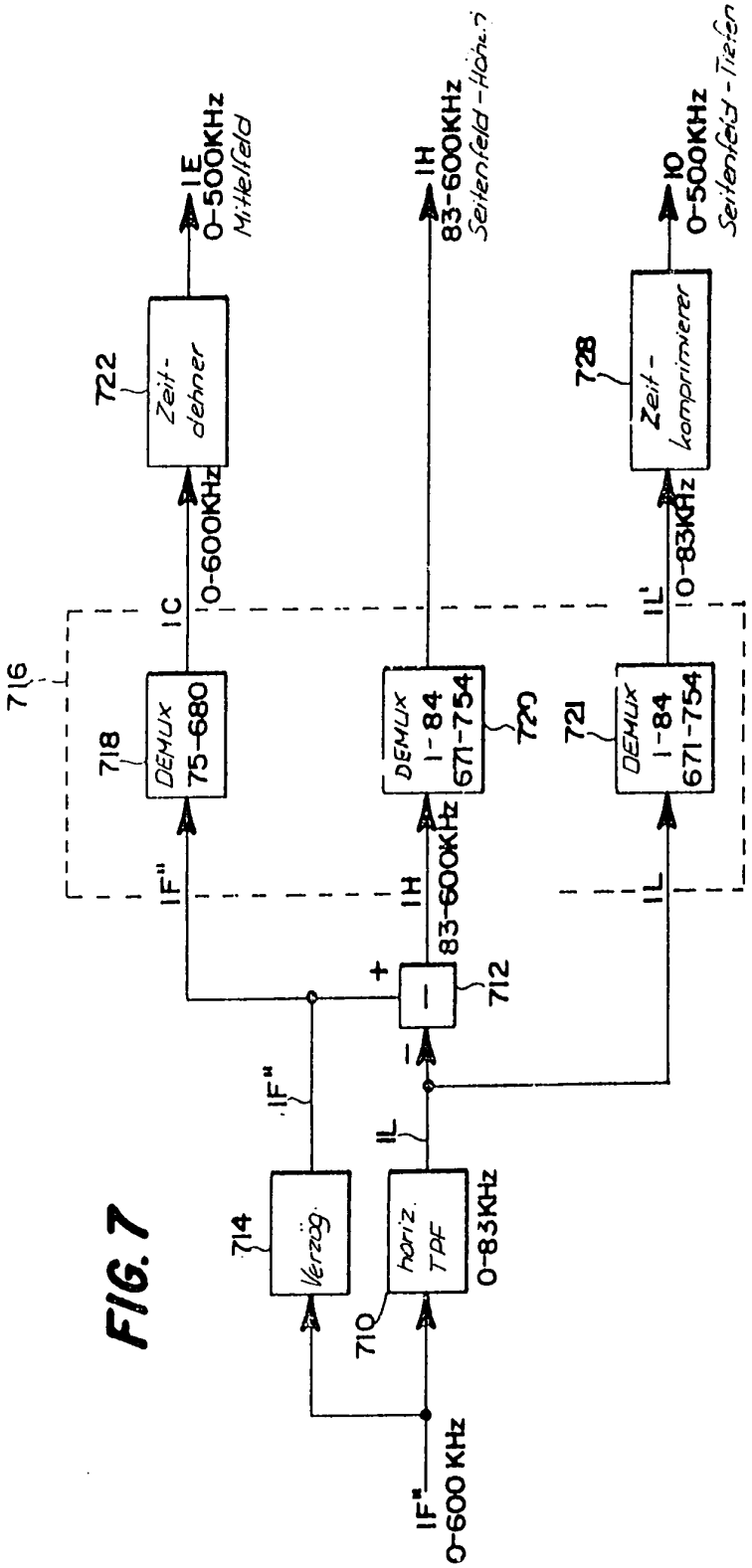
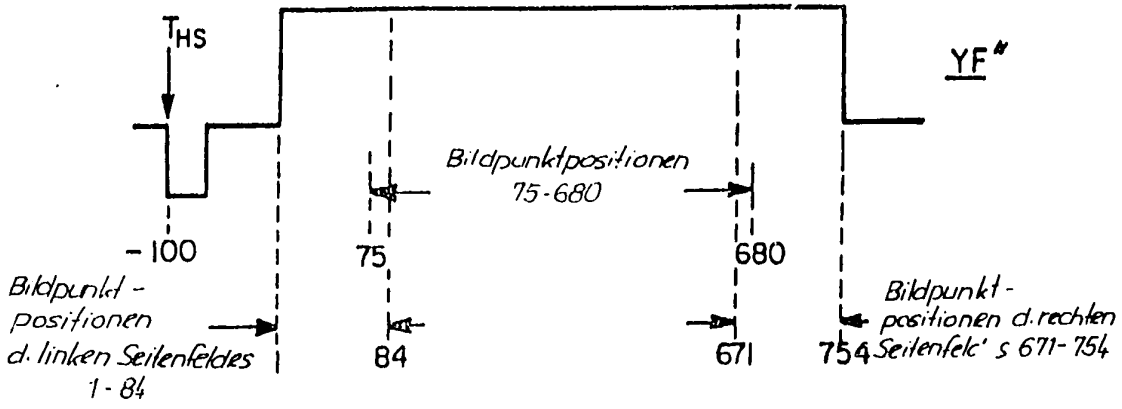

IF"
0-600 KHz
710
horiz. TDF
0-83KHz
IL
714
Verzög.
IF"
+
−
712
IH
83-600KHz
IF"
IL
716
718
DEMUX
75-680
722
Zeit-dehner
IC
0-600KHz
IE
0-500KHz
Mittelfeld
DEMUX
1-84
671-754
720
IH
83-600KHz
Seitenfeld-Höhen
721
DEMUX
1-84
671-754
728
Zeit-komprimierer
IL'
0-83KHz
IO
0-500KHz
Seitenfeld-Tiefen

FIG. 7


THS
YF''
Bildpunktpositionen
75-680
-100
75
680
Bildpunkt-
positionen
d. linken Seitenfeldes
1-84
84
671
754
Bildpunkt-
positionen d. rechten
Seitenfeld's 671-754

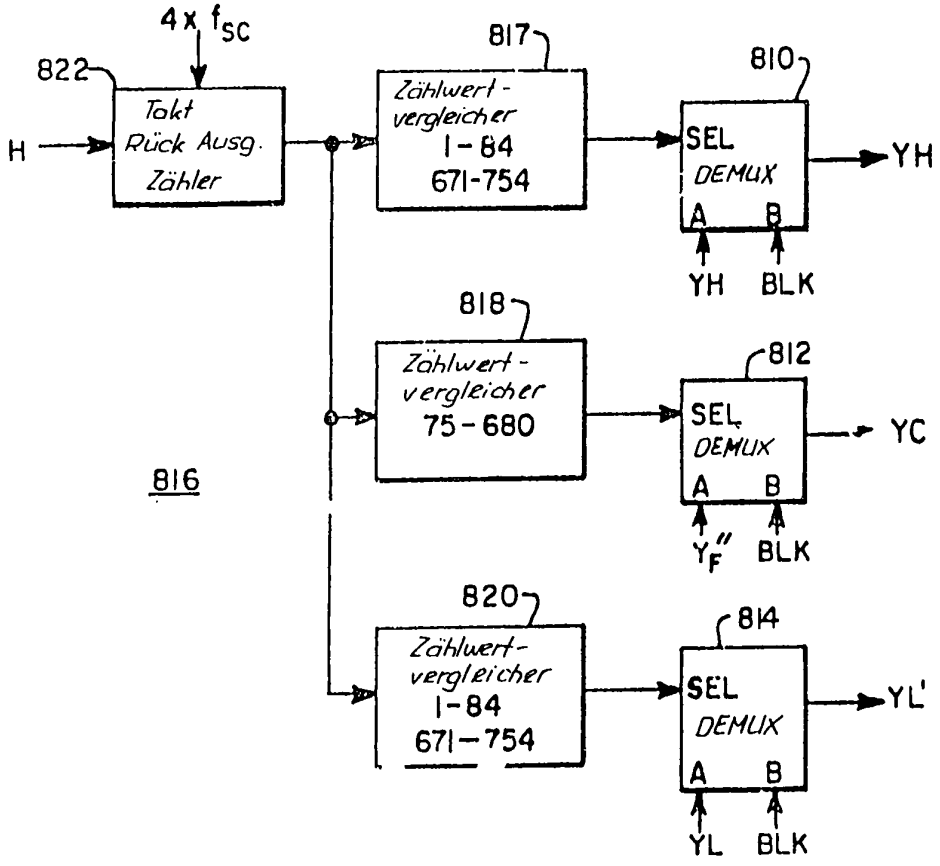

4x fSC
822
Takt
Rück Ausg.
Zähler
H
817
Zählwert-
vergleicher
1-84
671-754
810
SEL
DEMUX
A
B
YH
YH
BLK
818
Zählwert-
vergleicher
75-680
812
SEL
DEMUX
A
B
YC
YF''
BLK
816
820
Zählwert-
vergleicher
1-84
671-754
814
SEL
DEMUX
A
B
YL'
YL
BLK

FIG. 8

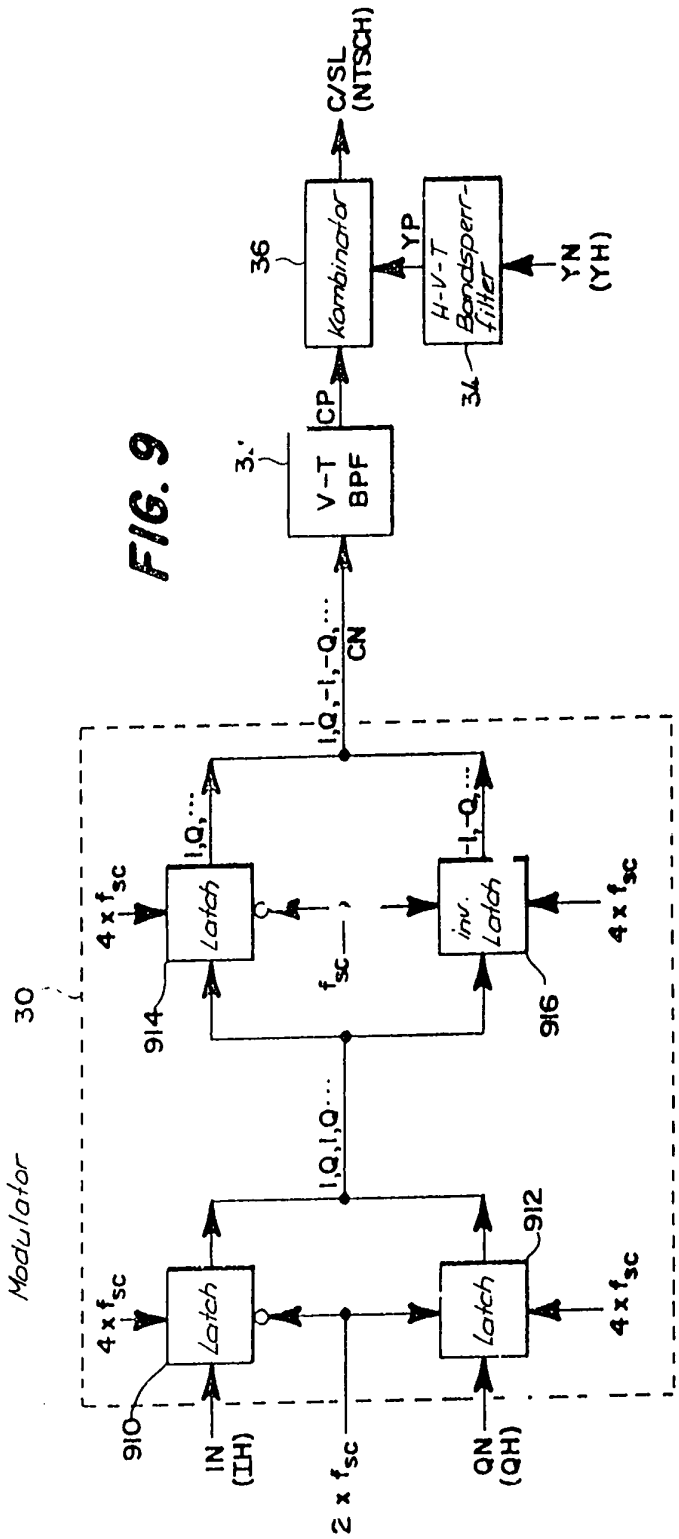

Modulator
30
910
IN (IH)
2 x f_{sc}
QN (QH)
912
914
916
4 x f_{sc}
Latch
inv. Latch
I,Q,I,Q...
I,Q,...
-I,-Q,...
I,Q,-I,-Q,...
CN
3'
V-T BPF
CP
36
Kombinator
YP
34
H-V-T Bandsperr-filter
YN (YH)
C/SL (NTSCH)

FIG. 9

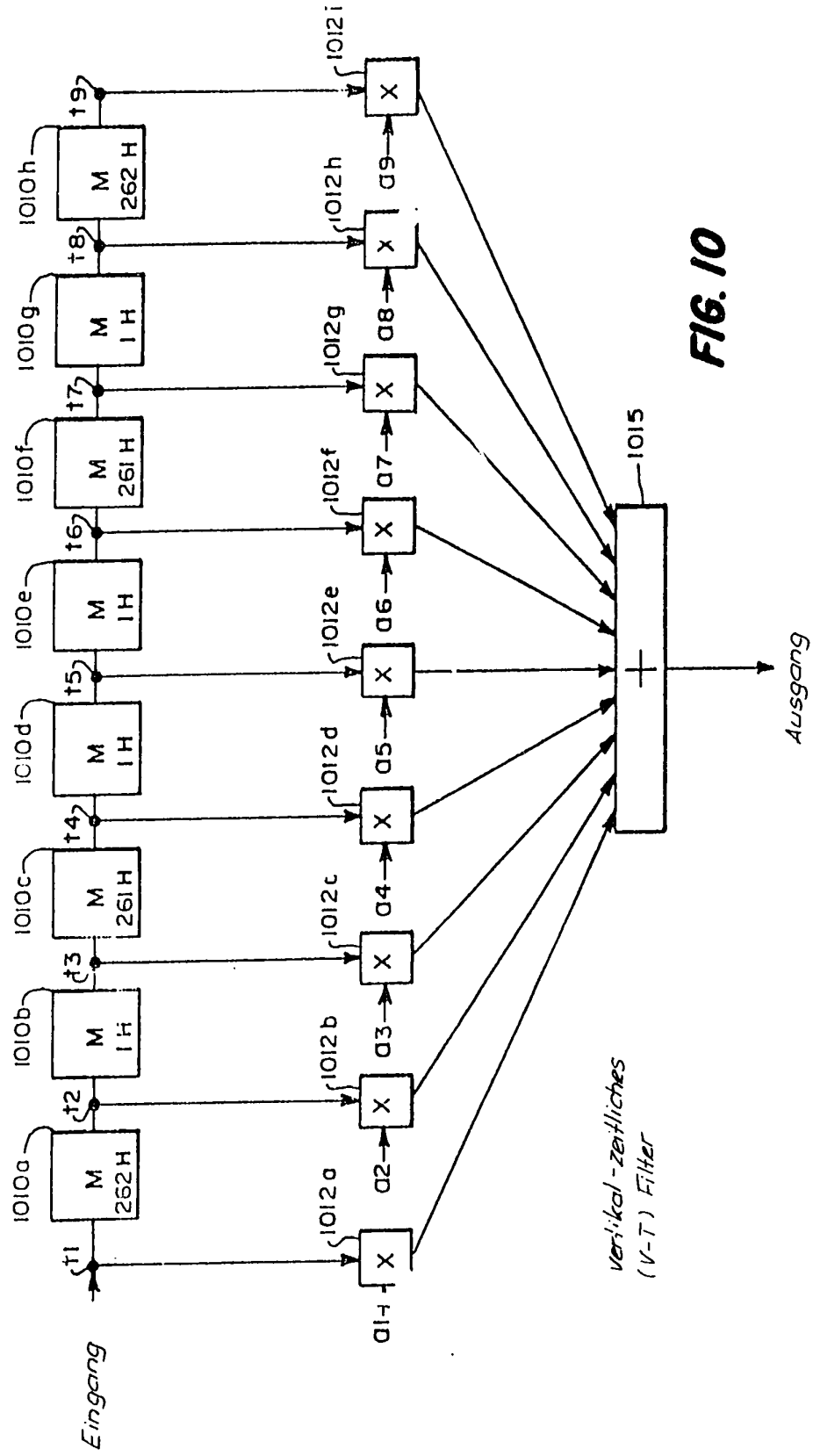

Eingang
t1
t2
t3
t4
t5
t6
t7
t8
t9
1010a
1010b
1010c
1010d
1010e
1010f
1010g
1010h
M 262 H
M 1 H
M 261 H
M 1 H
M 1 H
M 261 H
M 1 H
M 262 H
a1
a2
a3
a4
a5
a6
a7
a8
a9
1012a
1012b
1012c
1012d
1012e
1012f
1012g
1012h
1012i
X
1015
+
Ausgang
vertikal-zeitliches
(V-T) Filter

FIG. 10

	Gewichtskoeffizienten								
	a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7	a8	a9
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

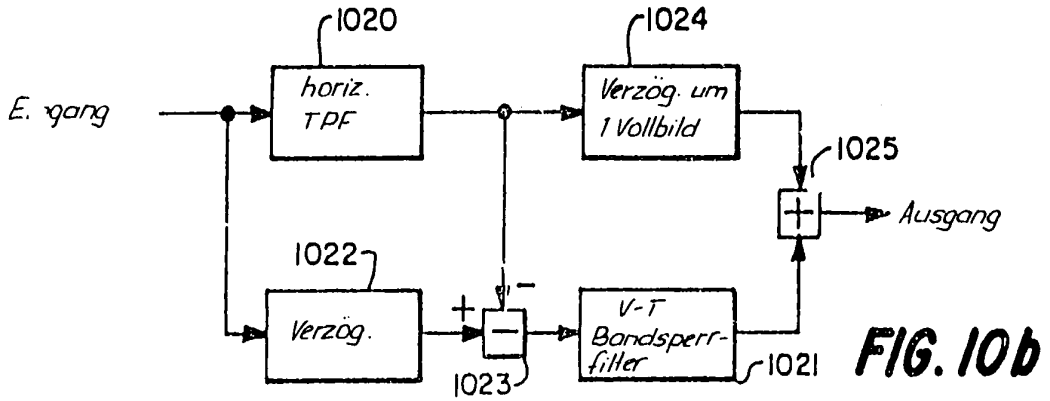


FIG. 10b

H-V-T Bandsperrfilter

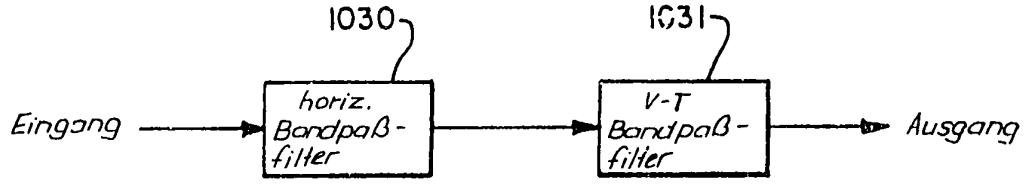


FIG. 10c

H-V-T Bandpaßfilter

FIG. 10d

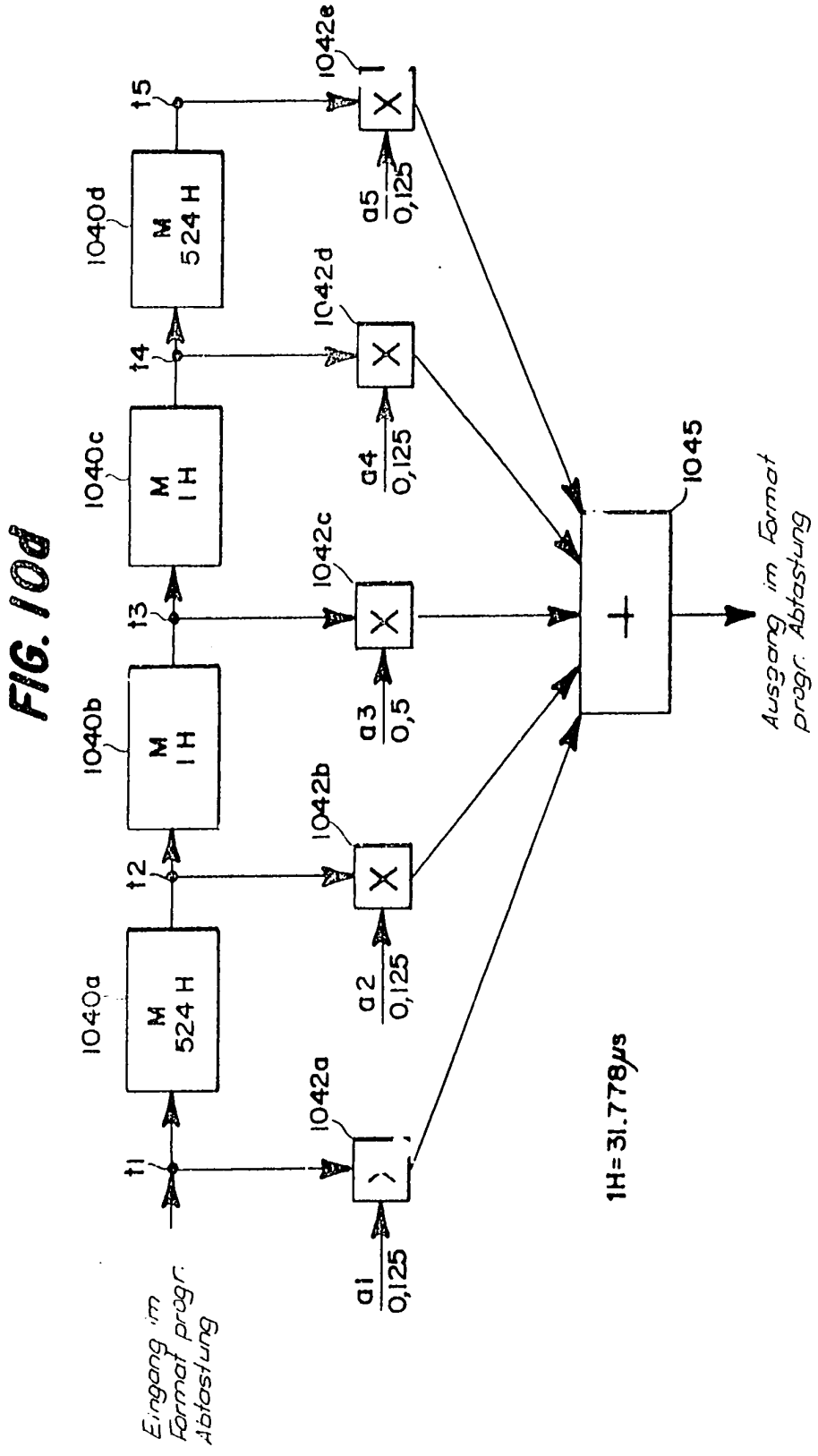

Eingang im Format progr. Abtastung
t1
t2
t3
t4
t5
1040a
M 524 H
1040b
M 1 H
1040c
M 1 H
1040d
M 524 H
1042a
1042b
1042c
1042d
1042e
a1 0,125
a2 0,125
a3 0,5
a4 0,125
a5 0,125
1045
1H=31.778µs
Ausgang im Format progr. Abtastung

FIG. 11a

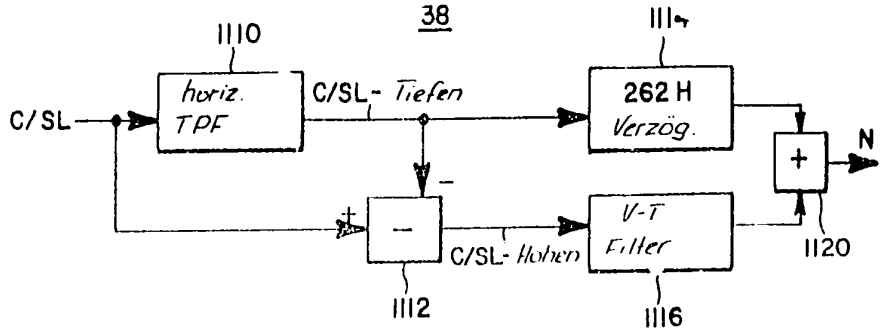
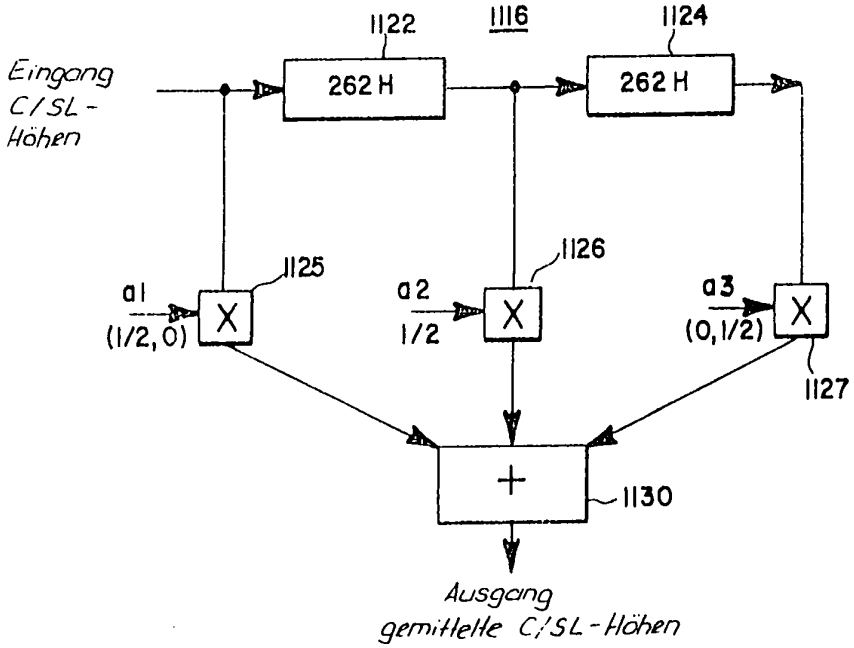


FIG. 11b



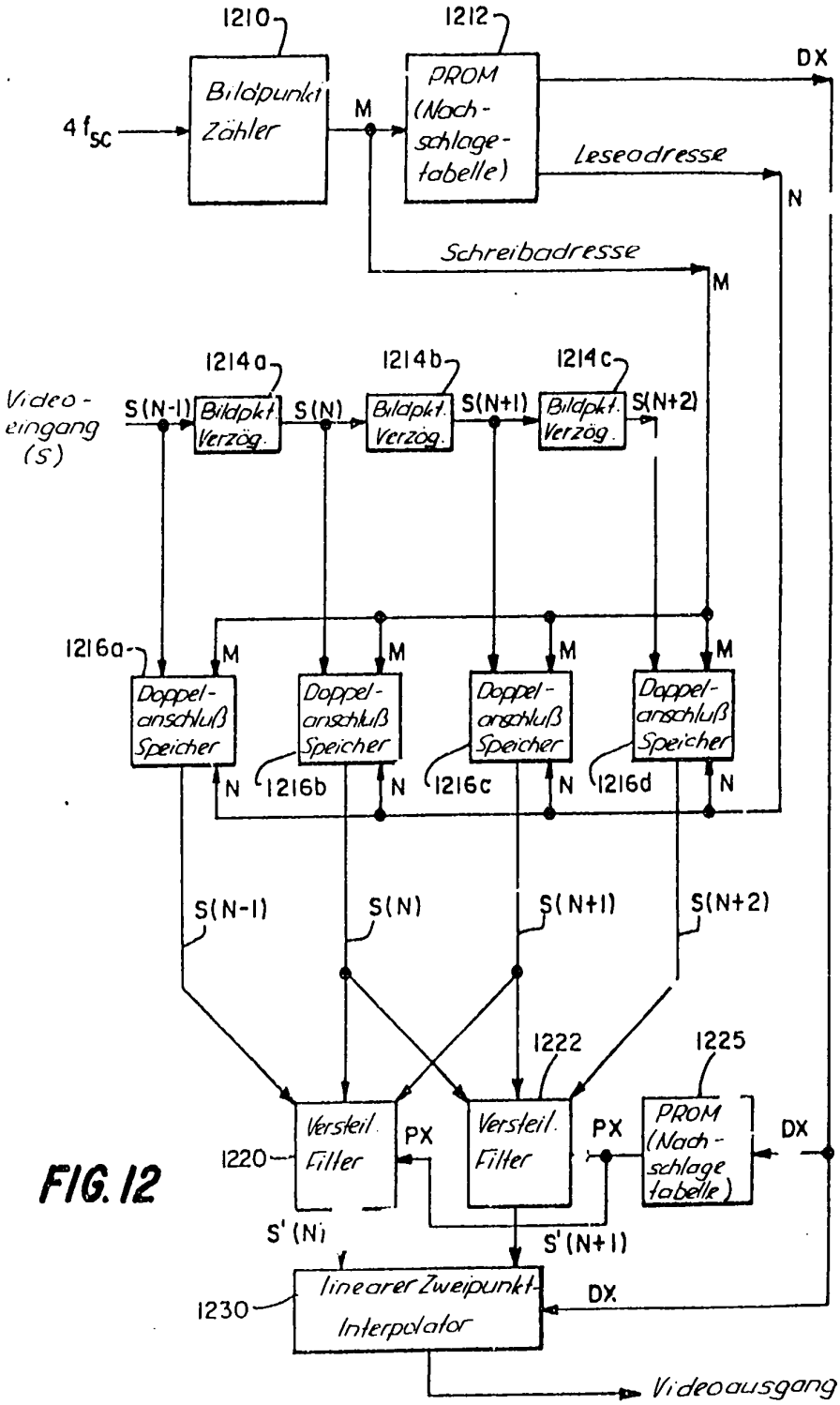

1210
1212
Bildpunkt Zähler
PROM (Nach-schlage-tabelle)
4 fSC
M
DX
Leseadresse
N
Schreibadresse
M
1214a
1214b
1214c
Video-eingang (S)
S(N-1)
Bildpkt. Verzög.
S(N)
Bildpkt. Verzög.
S(N+1)
Bildpkt. Verzög.
S(N+2)
1216a
Doppel-anschluß Speicher
1216b
1216c
1216d
S(N-1)
S(N)
S(N+1)
S(N+2)
1222
1225
1220
Versteil. Filter
PX
Versteil. Filter
PX
PROM (Nach-schlage tabelle)
DX
S'(N)
S'(N+1)
1230
linearer Zweipunkt-Interpolator
DX
Videoausgang

FIG. 12

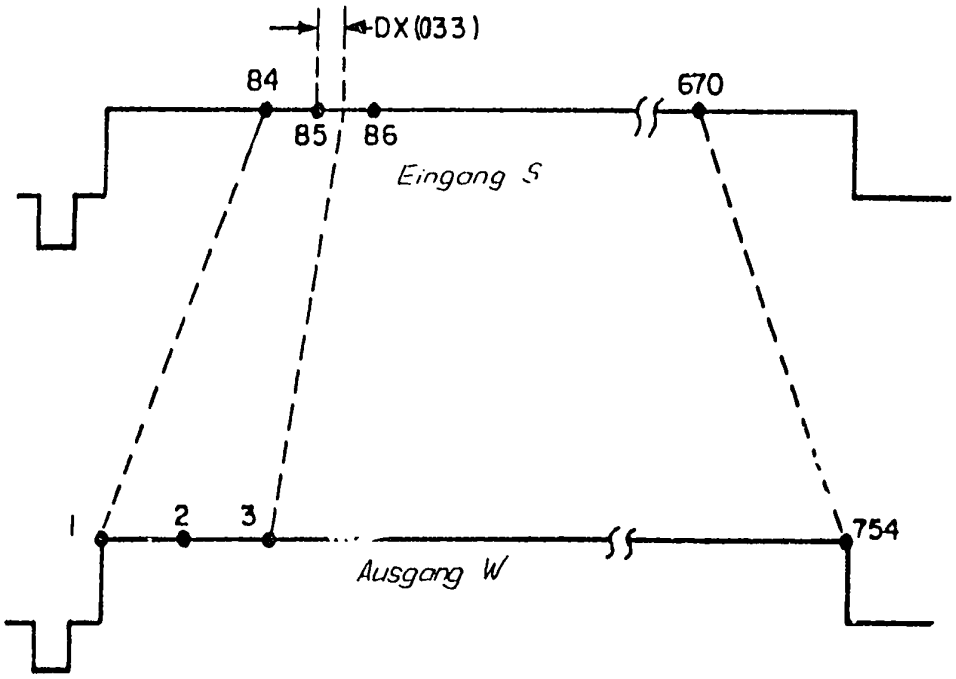


FIG. 12a

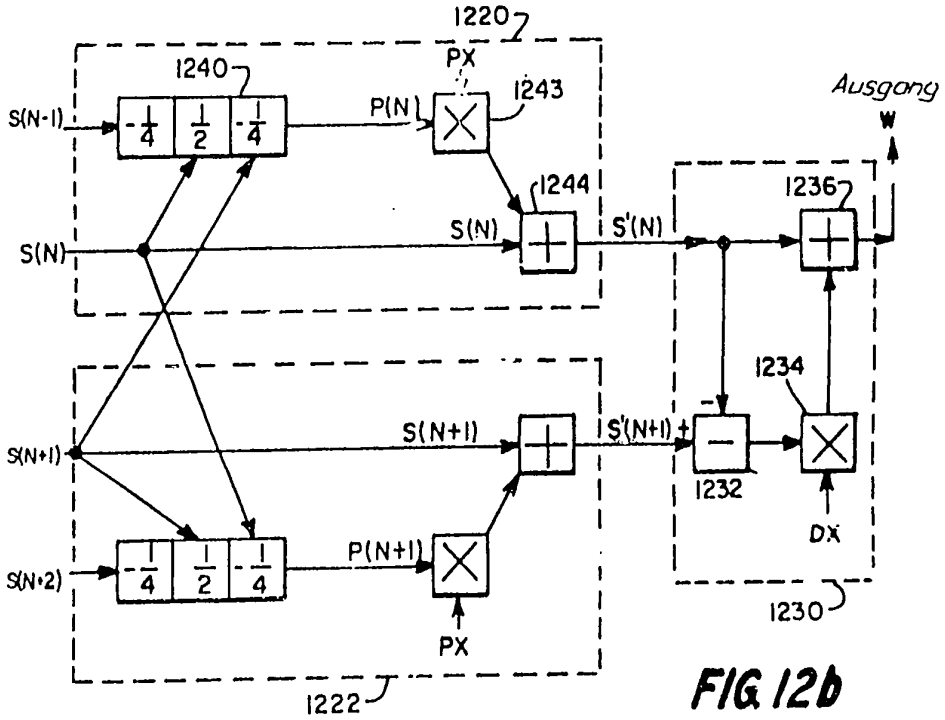


FIG. 12b

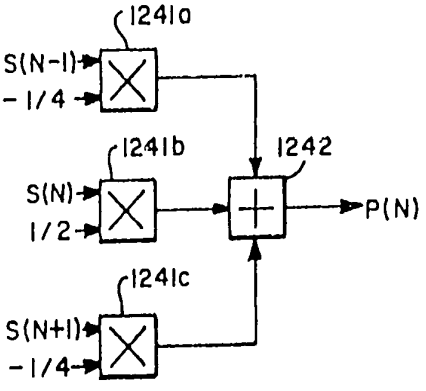


FIG. 12c

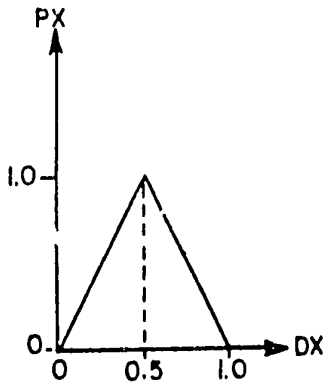


FIG. 12d

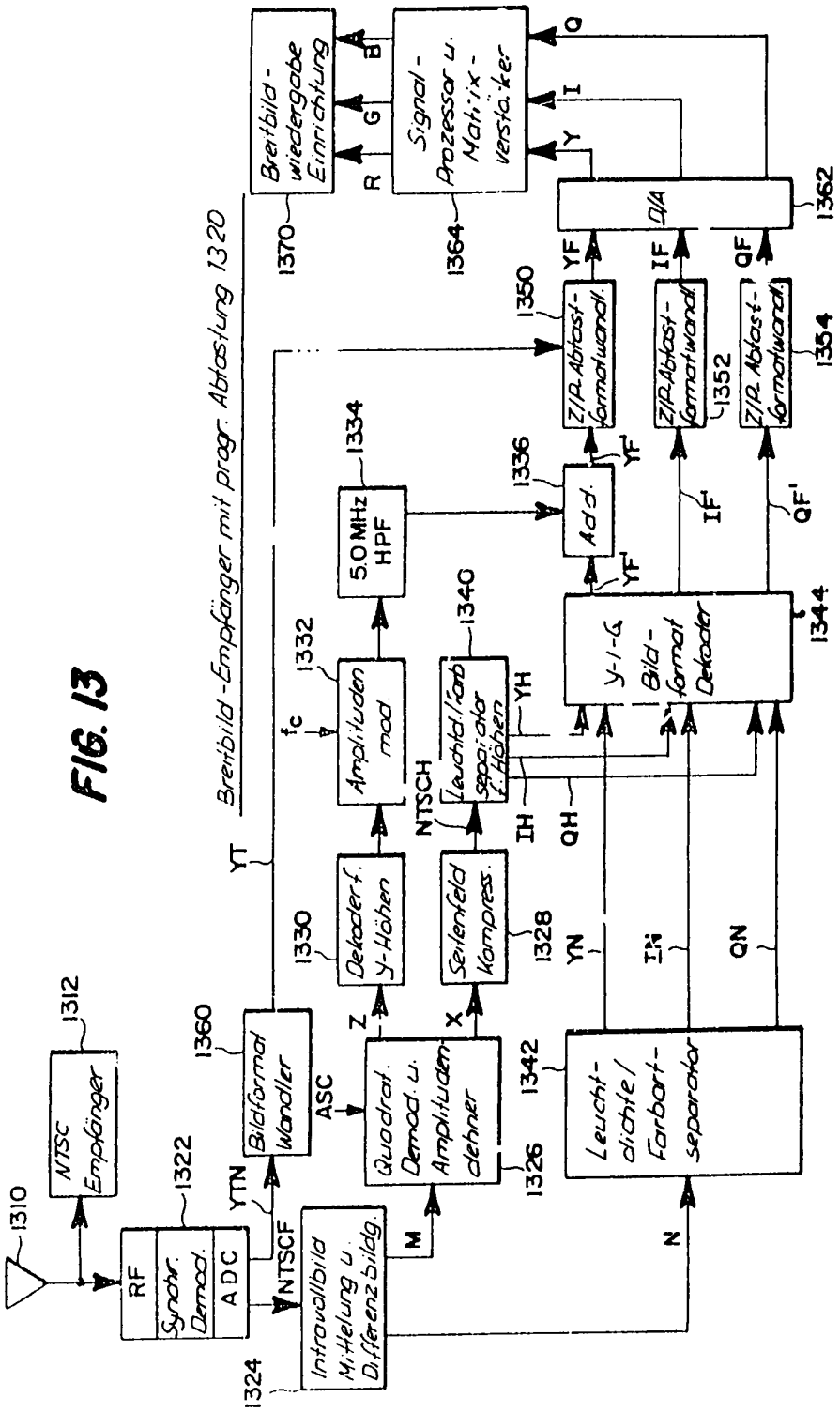

Breitbild-Empfänger mit progr. Abtastung 1320
1310
1312
NTSC Empfänger
1322
RF
Synchr. Demod.
ADC
NTSCF
YTN
1324
Introvallbild Mittelung u. Differenz Bildg.
1360
Bildformat Wandler
ASC
1330
Dekoder f. y-Höhen
Z
Quadrat. Demod. u. Amplituden dehner
M
X
1326
Serienfeld Kompress.
1328
YN
1342
Leucht-dichte/ Farbart-separator
IN
QN
N
YT
fc
1332
Amplituden mod.
NTSCH
Leucht/Farb separator f. Höhen
YH
IH
QH
1340
5,0 MHz HPF
1334
1336
Add.
YF'
y-I-Q Bild-format Dekoder
1344
IF'
QF'
Z/P Abtast-formatwandl.
1350
1352
1354
YF
IF
QF
D/A
1362
Breitbild-wiedergabe Einrichtung
1370
R
G
B
Signal-Prozessor u. Matrix-verstärker
1364
Y
I
Q

FIG. 13

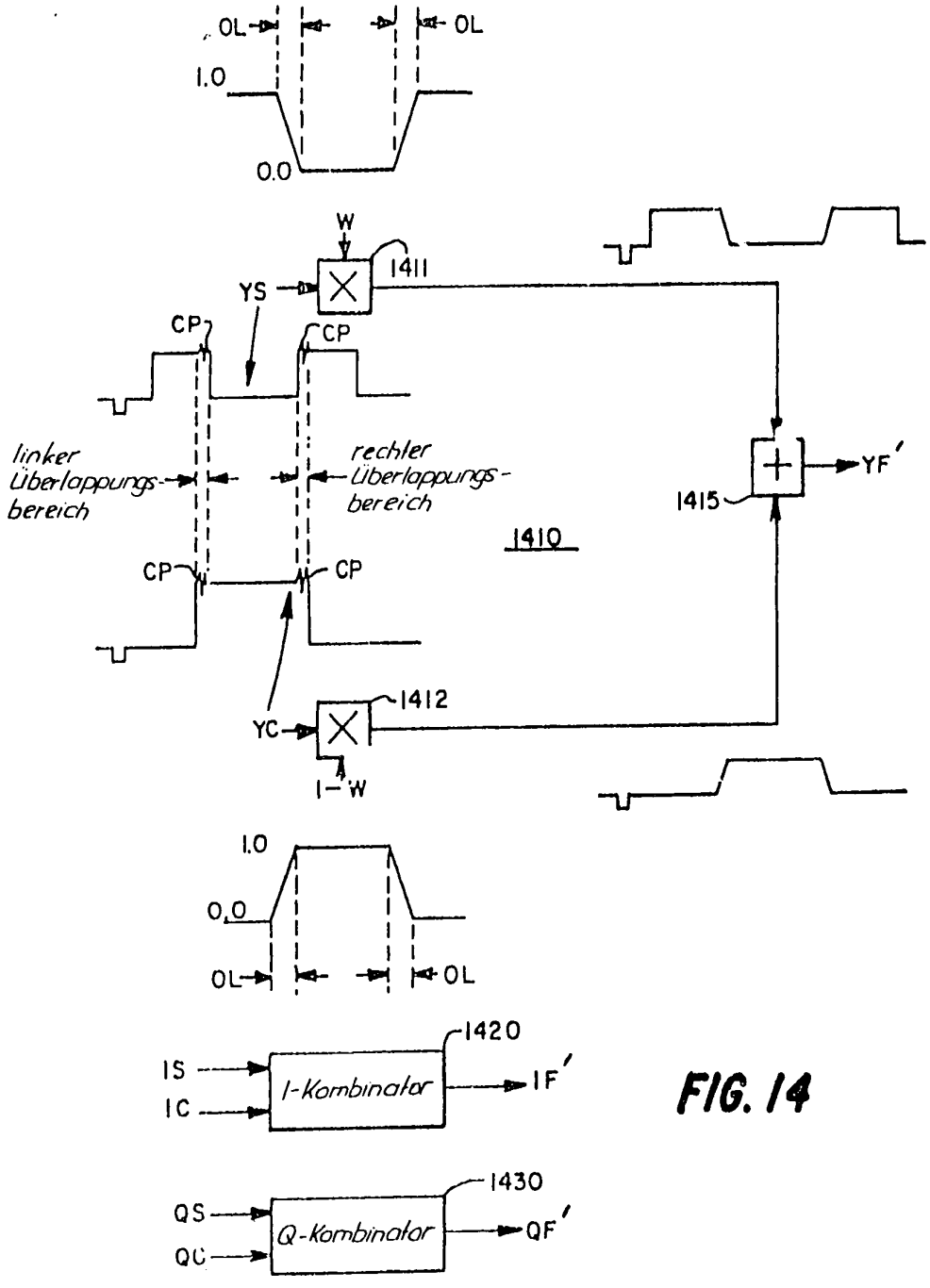

OL
OL
1.0
0.0
W
1411
YS
CP
CP
linker Überlappungs-bereich
rechter Überlappungs-bereich
1410
CP
CP
1415
YF'
1412
YC
1-W
1.0
0.0
OL
OL
1420
IS
IC
I-Kombinator
IF'
1430
QS
QC
Q-Kombinator
QF'

FIG. 14

FIG. 15

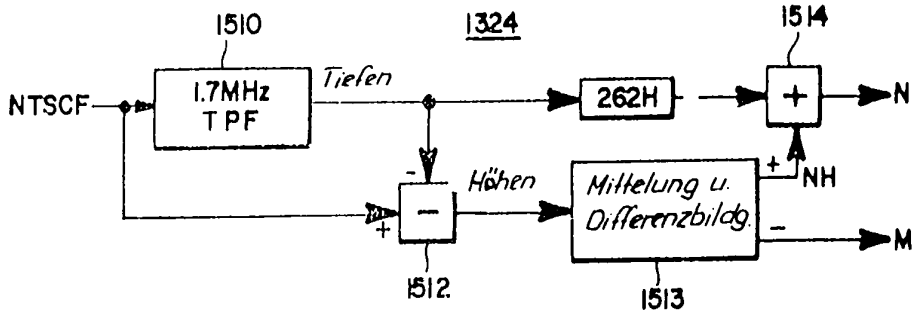

1510
1324
1514
NTSCF
1.7MHz
TPF
Tiefen
262H
N
Höhen
Mittelung u.
Differenzbildg.
NH
M
1512
1513

FIG. 16

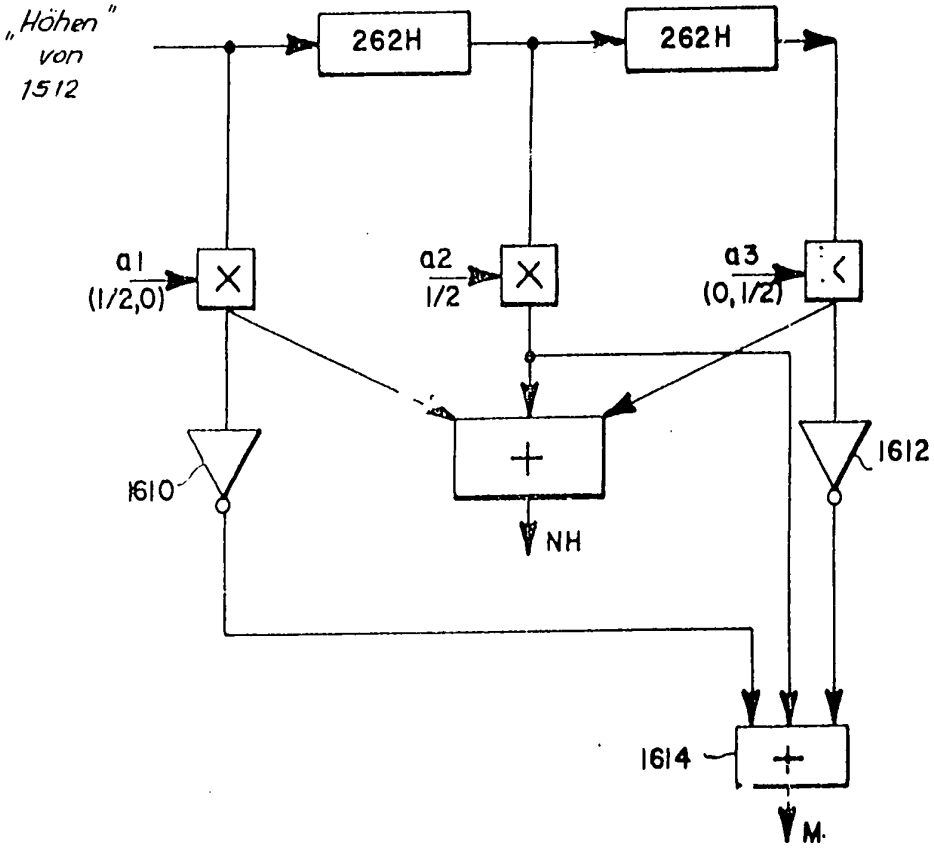
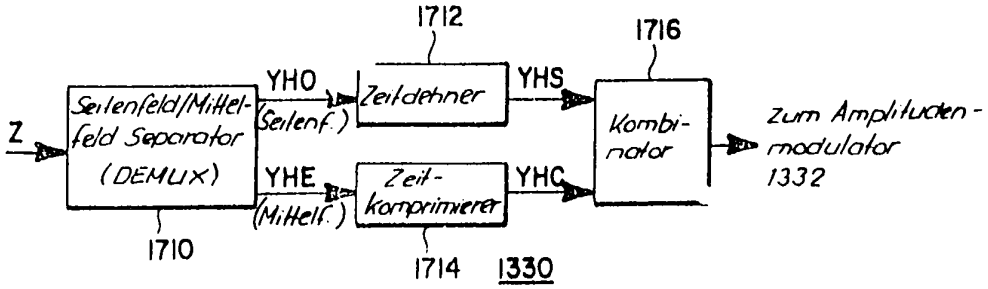

„Höhen"
von
1512
262H
262H
a1
(1/2,0)
a2
1/2
a3
(0,1/2)
1610
1612
NH
1614
M.

FIG. 17



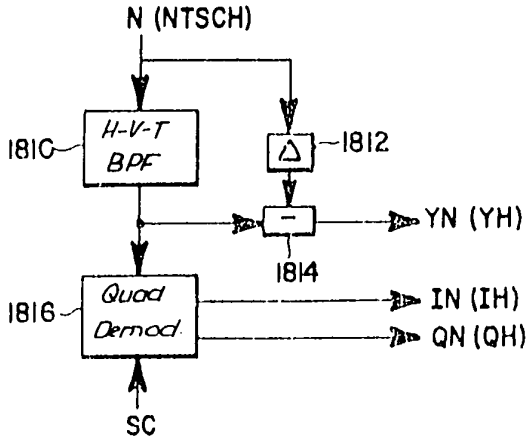


FIG. 18

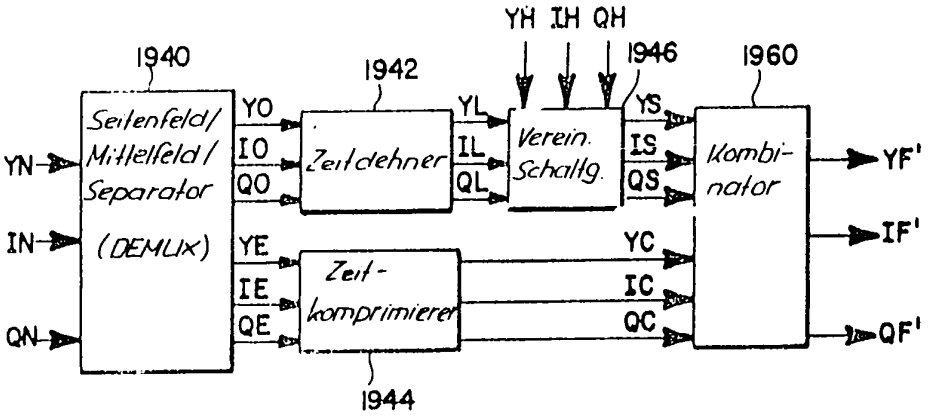


FIG. 19

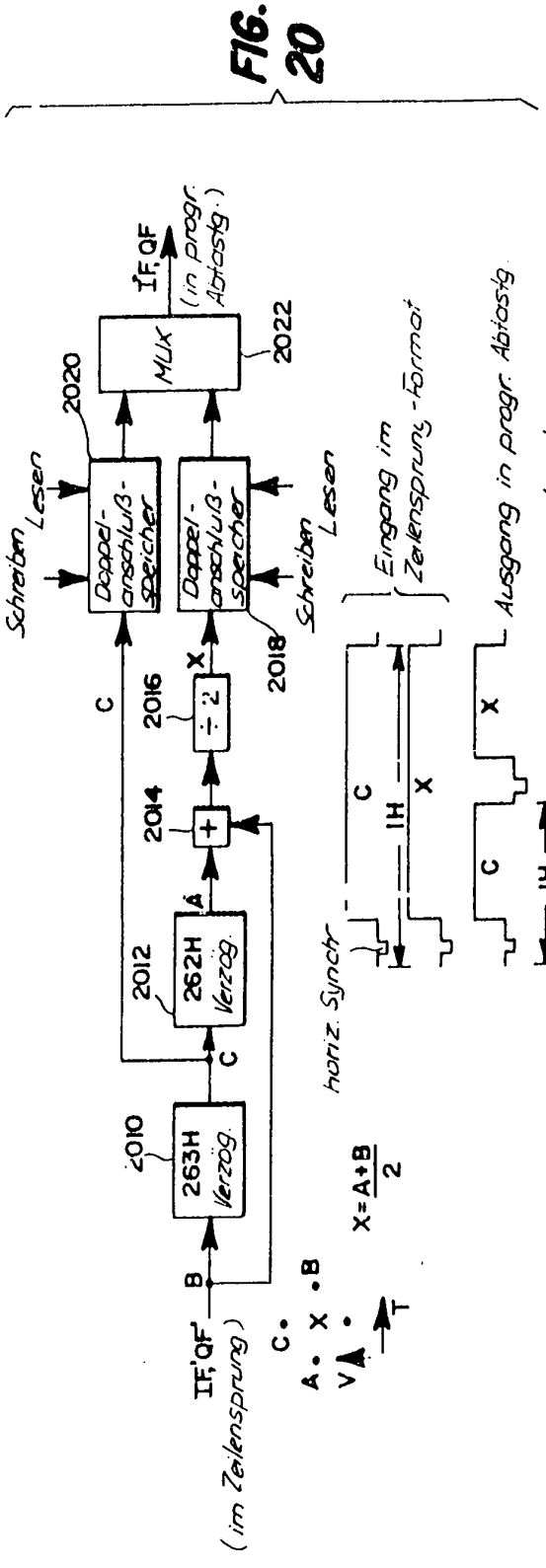

IF, QF
(im Zeilensprung)
B
263H Verzög.
2010
C
262H Verzög.
2012
A
+
2014
÷ 2
2016
X
C
2018
Doppel-anschluß-speicher
Schreiben
Lesen
2020
MUX
2022
IF, QF
(in progr. Abtastg.)
C
A
V
T
X = A+B / 2
horiz. Synchr
C
1H
X
Eingang im Zeilensprung-Format
X
C
1H
Ausgang in progr. Abtastg.

FIG. 20

YF'
(im Zeilensprung)
211C
263H Verzög.
2112
C
262H Verzög.
A
2114
+
2116
÷ 2
2118
X
YT
C
A
V
T
K = A+B / 2 + YT
Schreiben
Lesen
Doppel-anschluß-speicher
2120
Doppel-anschluß-speicher
2122
MUX
2124
YF
(in progr. Abtastg.)

FIG. 21

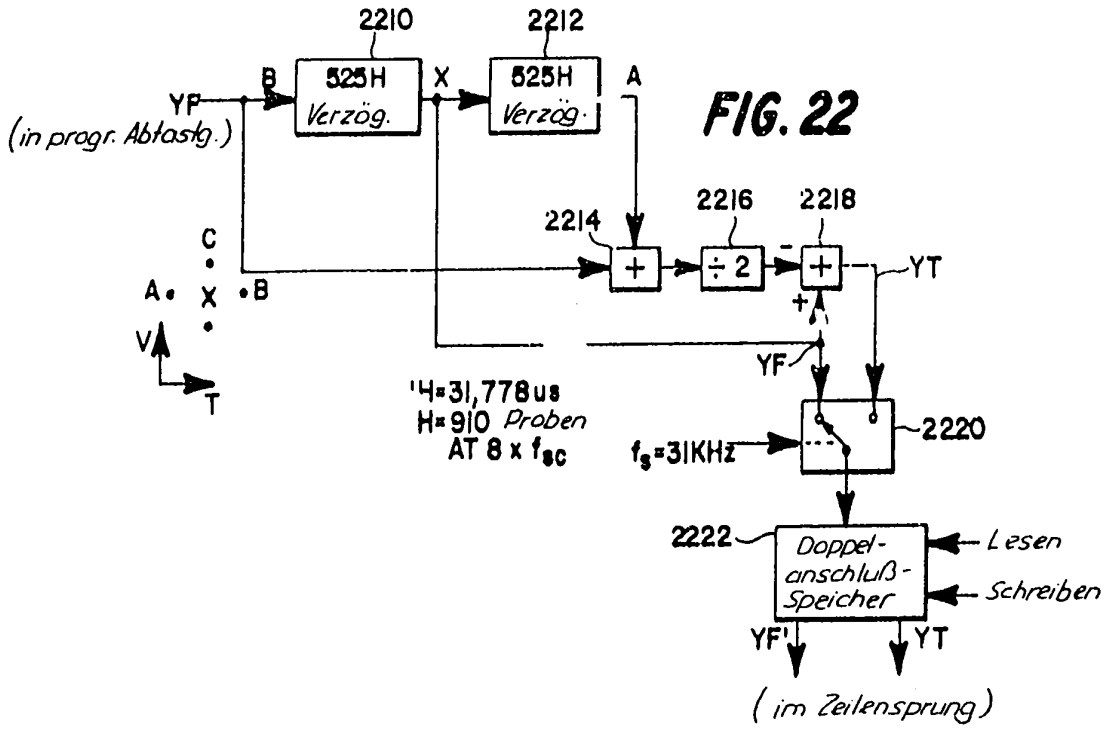
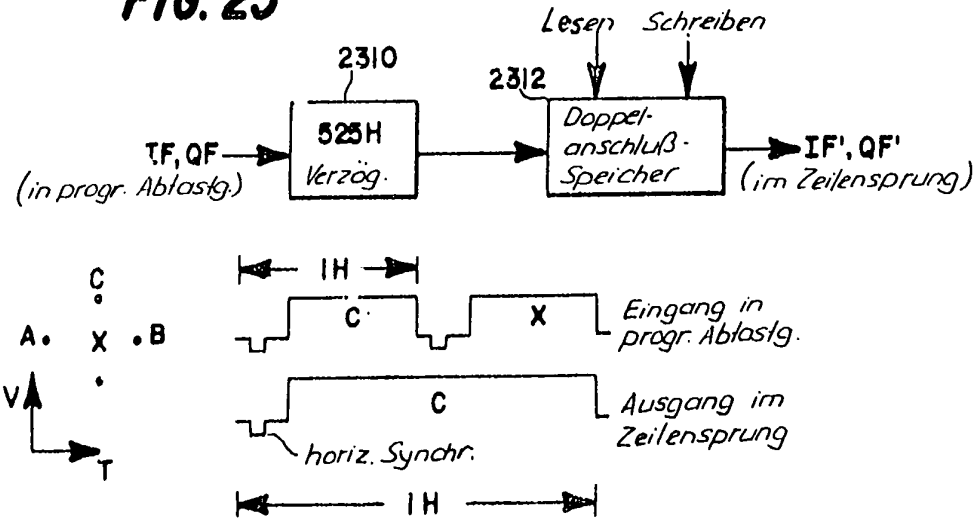

2210
2212
B
525H
Verzög.
X
525H
Verzög.
A
YF
(in progr. Ablastg.)
FIG. 22
2214
2216
2218
÷ 2
YT
C
A
X
B
V
T
YF
1H=31,778us
H=910 Proben
AT 8 x fsc
fs=31KHz
2220
2222
Doppel-
anschluß-
Speicher
Lesen
Schreiben
YF'
YT
(im Zeilensprung)

FIG. 23


Lesen
Schreiben
2310
2312
TF, QF
(in progr. Ablastg.)
525H
Verzög.
Doppel-
anschluß-
Speicher
IF', QF'
(im Zeilensprung)
C
A
X
B
V
T
1H
C
X
Eingang in
progr. Ablastg.
C
Ausgang im
Zeilensprung
horiz. Synchr.
1H

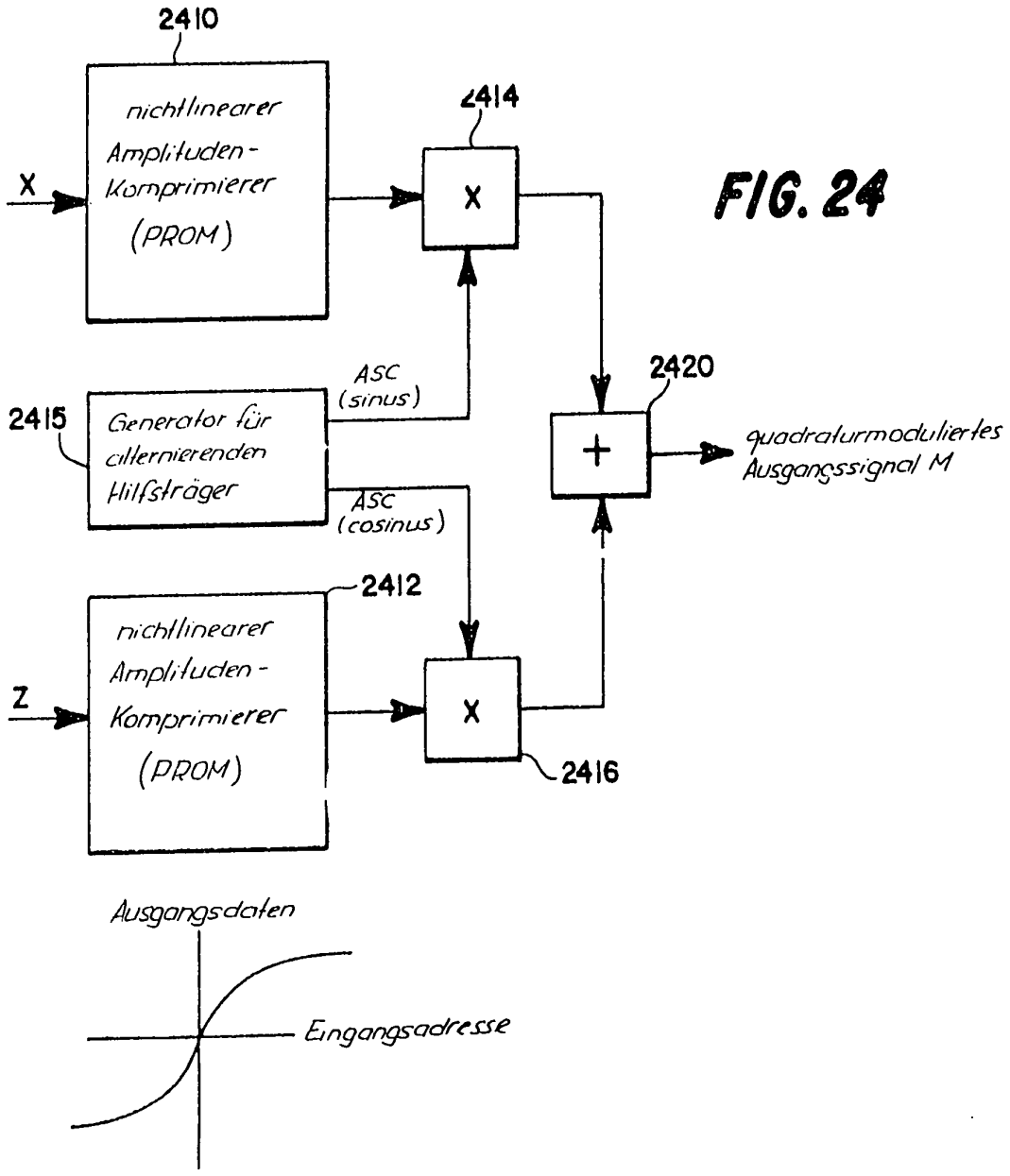

2410
nichtlinearer Amplituden-Komprimierer (PROM)
X
2414
X
2420
+
quadraturmoduliertes Ausgangssignal M
2415
Generator für alternierenden Hilfsträger
ASC (sinus)
ASC (cosinus)
2412
nichtlinearer Amplituden-Komprimierer (PROM)
Z
X
2416
Ausgangsdaten
Eingangsadresse

FIG. 24