(19) **Bundesrepublik Deutschland**
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 695 34 069 T2** 2006.04.13

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 211 889 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **695 34 069.7**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **02 100 170.6**
(96) Europäischer Anmeldetag: **02.06.1995**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **05.06.2002**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **09.03.2005**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **13.04.2006**

(51) Int Cl.[8]: ***H04N 5/44*** (2006.01)

(30) Unionspriorität:
269389 **30.06.1994** **US**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, GB

(73) Patentinhaber:
Agfa-Gevaert N.V., Mortsel, BE

(74) Vertreter:
derzeit kein Vertreter bestellt

(72) Erfinder:
Jennes, Jos, 2640, BE; Wouters, Paul, 2640, BE; Canters, Paul, 2640, BE; Van Goubergen, Herman, 2640, BE; Debeerst, Geert, 2640, BE

(54) Bezeichnung: **Videoeinzelbildabspeichervorrichtung mit System zur Analyse von analogen Videosignalen**

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

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

Beschreibung

ERFINDUNGSGEBIET

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft ein System zur Digitalisierung analoger Videosignale, das zum Digitalisieren und Analysieren der Videosynchronisationssignale geeignet ist, um die Analogvideosignal-Taktabläufe abzuleiten. Das analoge Videosignal kann ein Schwarzweißbild, ein Farbbild, das drei Monochromkanäle – je einen für Rot, Grün und Blau – umfasst, verkörpern und kann ein analoges Videosignal mit einer geringen, mittleren oder hohen Zeilenfrequenz sein.

ALLGEMEINER STAND DER TECHNIK

[0002] Ein System zur Digitalisierung von analogen Videosignalen wird als ein Videobildabnehmer bezeichnet. Die analogen Videosignale übertragen die Informationen über ein Bild in einer solchen Weise, dass das Bild auf einem Bildschirmgerät unmittelbar visualisiert werden kann. Die Digitalisierung ist nötig, um das Bild im Digitalformat zu erhalten. Im Digitalformat kann das Bild leichter verarbeitet und gespeichert werden, und es kann genauer übertragen sowie auf verschiedenen Typen von Hartkopiegeräten reproduziert werden. Eine Vielzahl von Systemen einschließlich medizinischer Systeme zur Strahlendiagnose, wie z.B. Computertomographen und Kernspintomographen sowie Ultraschallgeräte, erzeugen ein elektronisches Abbild des beobachteten Objekts und geben die Bilder zur Betrachtung durch den Menschen auf einem Bildschirmgerät wieder. Gewöhnlich verfügen sie nicht über digitale Bildübertragungsmittel zu einem Hartkopiegerät. In diesen Fällen ist es möglich, die analogen Videosignale einem Videobildabnehmer zuzuleiten, der die analogen Videodaten in eine digitale Darstellung des Bildes umwandelt. Die so erhaltenen digitalen Bildsignale können verwendet werden, um das Bild des beobachteten Objekts auf einer Hartkopie, wie z.B. einem fotografischen Schwarzweiß-Transparentfilm, aufzuzeichnen.

[0003] Ein Videobildabnehmer tastet die analoge Spannung an einem bipolaren Bauteil oder einem physikalischen Übertragungsmedium, wie z.B. einem BNC-Koaxialkabel mit einer charakteristischen Impedanz von 75 Ohm oder einem Lichtleiterkabel, ab und speichert die digitalen Bildsignale, deren Wert zum Beispiel proportional zur Spannungsamplitude des Signals auf dem bipolaren Bauteil ist. Die analogen Videosignale verkörpern ein Bild. Im einfachsten Fall ist das Gesamtbild durch die analogen Videosignale Zeile für Zeile, die oberste Zeile zuerst, gegeben. Für jede Bildzeile werden zuerst die Daten links außen eingegeben, gefolgt von den Daten rechts von den eingegebenen Daten. Dasselbe Bild wird kontinuierlich immer wieder übertragen, hauptsächlich um es kontinuierlich auf einem Bildschirmgerät darzustellen. Um anzuzeigen, wo die Daten für ein vollständiges Bild beginnen und wo eine neue Zeile für das Bild beginnt, werden zusammen mit den analogen Daten, welche das Bild verkörpern, zusätzliche Signale übertragen. Diese zusätzlichen Signale werden als Synchronisationssignale, kurz „Sync-Signale", bezeichnet. Wie in Fig. 1 dargestellt ist, gibt es im wesentlichen als VSYNC bezeichnete Vertikalsync-Signale zur Anzeige, dass die erste Zeile des Bildes nachfolgt, und als HSYNC bezeichnete Horizontalsync-Signale zur Anzeige, dass die Videodaten der nächsten Bildzeile nachfolgen. Es ist möglich, dass die VSYNC-Signale über ein anderes physikalisches Übertragungsmedium, das als Vertikalansteuerung bezeichnet wird, übertragen werden. Gewöhnlich ist das ein Binärsignal, das konstant einen hohen Spannungspegel, eine abfallende Flanke, die mit dem Zeitpunkt der Vertikalsynchronisation zusammenfällt, und eine Anstiegsflanke kurz nach der abfallenden Flanke aufweist. Die Zeit zwischen zwei abfallenden Flanken des Vertikalsync-Signals wird als Rahmenperiode bezeichnet. Die Zeit zwischen der abfallenden Flanke des Vertikalsync-Signals und der Anstiegsflanke, die kurz nach der abfallenden Flanke folgt, wird als die Vertikalsync-Pulsbreite bezeichnet.

[0004] Im Falle einer separaten VSYNC werden auch die HSYNC-Signale über noch ein weiteres physikalisches Übertragungsmedium, das als Horizontalansteuerung bezeichnet wird, übertragen. Die HSYNC ist auch ein Binärsignal, das eine abfallende Flanke, die mit dem Moment der Horizontalsynchronisation zusammenfällt, und eine Anstiegsflanke kurz nach der abfallenden Flanke aufweist. Die Zeit zwischen zwei abfallenden Flanken des Horizontalsync-Signals wird als Zeilenperiode bezeichnet. Die Zeit zwischen der abfallenden Flanke des Horizontalsync-Signals und der Anstiegsflanke, die kurz nach der abfallenden Flanke folgt, wird als die Horizontalsync-Pulsbreite bezeichnet. Die analogen Videosignale, die das Bild verkörpern, werden dann auf ein drittes physikalisches Übertragungsmedium übertragen, das digitalisiert werden kann, um die digitalen Bildsignale zu erzeugen. Beide Sync-Signale werden verwendet, um den Abtastvorgang der analogen Videosignale zu synchronisieren.

[0005] Die HSYNC- und VSYNC-Signale können auch auf einem physikalischen Übertragungsmedium zusammengefasst werden und werden dann als CSYNC-Signale (Verbundsync) bezeichnet. Der Unterschied zwischen einem HSYNC- und einem VSYNC-Signal auf einem CSYNC-Signal wird durch den Breitenunterschied zwischen der Vertikal- und der Horizontalsync-Pulsbreite angezeigt. In industriellen Videoformaten kann die Vertikalsync-Pulsbreite bis zu drei Zeilenperioden groß sein. Gewöhnlich weist die Vertikalsync-Pulsbreite eine minimale Dauer von einer halben Zeilenperiode auf, weil Säge-

zahnpulse bei der halben Zeilenperiode eingebaut werden, während die Horizontalsync-Pulsbreite eine Dauer aufweist, die nur einen kleinen Bruchteil der Zeilenperiode beträgt. Ein Videobildabnehmer muss in der Lage sein, die HSYNC-Signale von den VSYNC-Signalen zu unterscheiden. Der Videobildabnehmer muss deshalb über Informationen über die Dauer der verschiedenen Sync-Pulsbreiten verfügen. Im Falle einer separaten CSYNC und reiner Analogvideosignale werden zwei physikalische Übertragungsmedien erforderlich, um das Videobild vollständig festzulegen.

[0006] Die CSYNC-Signale können auch mit den reinen Analogvideosignalen kombiniert werden. In diesem Falle trägt nur ein physikalisches Übertragungsmedium die gesamte benötigte Videoinformation, welche als „Verbundvideo" bezeichnet wird. Der verfügbare Spannungsbereich wird deshalb in zwei Unterbereiche unterteilt. Ein erster Unterbereich – üblicherweise niedrigere Spannungen von 0 mV bis 300 mV – ist für die Sync-Signale reserviert. Der andere Unterbereich – üblicherweise höhere Spannungen von 300 mV bis 1000 mV – ist für die reinen Analogvideosignale reserviert. Wenn ein Verbundvideosignal angeboten wird, ist es wichtig, dass der Videobildabnehmer das CSYNC-Signal vom Videosignal abtrennen kann, so dass eine abfallende Flanke in den Videodaten nicht für ein Horizontal- oder Vertikalsync-Signal gehalten wird. Deshalb muss der Videobildabnehmer einige Kenntnisse über die oben erwähnten Spannungs-Unterbereiche haben.

[0007] Die meisten analogen Videosignale in medizinischen Anwendungen werden aus einem Digitalbild in einem Rahmenspeicher abgeleitet, das zur visuellen Interpretation kontinuierlich auf einer Bildschirmeinheit dargestellt werden muss. Ein Rahmenspeicher erzeugt Analogsignale mit einer Frequenz, die von einem festen Basistakt im Rahmenspeicher abgeleitet wird. Dieser Basistakt wird als der Pixeltakt des Systems bezeichnet. Innerhalb einer Zeile des analogen Videobildes wird in jeder Periode des Pixeltakts das nächste Pixel in der entsprechenden Zeile im Digitalbild durch einen Digital-Analog-Umsetzer von einem Digitalsignal mit z.B. 8 Bit in ein Analogsignal, d.h. eine Analogspannung, umgewandelt. In Abhängigkeit von der Bandbreite des Gesamtsystems erreicht das Analogsignal seinen Zielwert in einem Bruchteil der Pixeltaktperiode, nachdem der neue Pixelwert dem Analog-Digital-Umsetzer übergeben wurde. Für einige analoge Videosignale, z.B. solche, die für aufeinander folgende Pixel ein On/Off-Muster über den vollen Bereich verkörpern, können wegen der begrenzten Bandbreite die vorliegenden Minimal- und Maximal-Zielwerte nicht erreicht werden, wohingegen die Zielwerte für ein Muster erreicht werden können, bei dem zwei On-Pixel auf zwei Off-Pixel folgen.

[0008] Gewöhnlich leitet der Rahmenspeicher die Synchronisationssignale HSYNC und VSYNC aus demselben Basistakt ab. Deshalb ist die Zeilenperiode in den meisten Fällen ein ganzzahliges Vielfaches der Pixeltaktperiode und die Rahmenperiode ein ganzzahliges Vielfaches der Zeilenperiode, obwohl es auch Systeme gibt, die analoge Videosignale erzeugen, in denen die Zeilenperiode kein solches Vielfaches der Pixelperiode ist.

[0009] Wie oben erörtert wurde, muss der Videobildabnehmer Kenntnisse über die Sync-Pulsbreiten, die Spannungs-Unterbereiche für die CSYNC und die reinen Analogvideosignale usw., haben. Für einen speziellen Videostandard, z.B. CCIR 625, sind alle diese Parameter wohl definiert und können in einem Videobildabnehmer fixiert werden. Ein solcher Typ eines Videobildabnehmers würde lediglich dazu geeignet sein, analoge Videosignale zu digitalisieren, die diesem Standard entsprechen. In medizinischen Anwendungen weisen die analogen Videosignale und die Sync-Signale – hauptsächlich abhängig von den Bildcharakteristiken – spezifische Einstellungen für die oben erwähnten Parameter auf. Deshalb müssen diese Parameter angepasst, eingegeben oder dem Videobildabnehmer bekannt gemacht werden. Einige dieser Parameter sind vom Hersteller des Rahmenspeichers her bekannt, einige sind tatsächlich von der Installation abhängig. Außerdem ist es ziemlich unbequem, die Informationen über die Rahmenspeicher von verschiedenen Herstellern zusammentragen zu müssen und diese Informationen den Technikern, die den Videobildabnehmer installieren, übergeben zu müssen. Gewöhnlich wird die Festlegung der Video-Taktabläufe mit Hilfe eines Universaloszillografs, der zum Triggern der gebräuchlichen Videosignale geeignet ist, manuell vorgenommen. Das ist eine sehr umständliche Tätigkeit, erfordert ein beträchtliches Geschick des Bedieners und benötigt für einige Videosignale eine Bandbreite von 400 MHz für den Oszillografen. Um die am besten geeigneten Einstellungen für einige Parameter zu finden, war es oft nötig, ein digitalisiertes Bild auf einer Hartkopie hoher Güte, wie z.B. einem fotografischen Transparentfilm, zu reproduzieren. Etliche Versuche waren nötig, um die optimale Einstellung zu finden. Würde die Anzahl der Versuche reduziert, so könnte daraus eine nicht ganz optimale Parametereinstellung resultieren. Das macht es unter bestimmten Umständen sehr schwierig oder zu kostspielig, zu den korrekten Einstellungen zu gelangen, woraus sich eine schlechte Qualität der digitalisierten Bilder ergibt. Werden diese Bilder auf einer sehr empfindlichen Hartkopie, wie z.B. einem fotografischen Schwarzweiß-Transparentfilm, reproduziert, dann liefern die falschen Parametereinstellungen deutlich sichtbare Artefakte, welche die diagnostische Qualität des Bildes mindern können.

[0010] In Patent Abstracts of Japan, Band 017, Nr. 287 (E-1374), Juni 1993, JP05 014731 von Canon,

22.1.1993, wird ein mögliches Verfahren zum Einstellen der Abtasttaktverzögerung in einem Bildverarbeitungssystem angegeben, es werden aber nicht die Probleme des Abrufens der verschiedenen Taktfrequenzen angesprochen, wenn sie nicht im voraus bekannt sind.

AUFGABEN DER ERFINDUNG

[0011] Eine erste Aufgabe der Erfindung ist deshalb die Bereitstellung eines Verfahrens zur Bestimmung der optimalen Abtastverzögerung eines Abtasttakts in bezug auf Synchronisationssignale, die Videosignalen entsprechen, mit denen in einem System die Videozeitsteuerungen für eine große Skala analoger Videoformate bestimmt werden können.

[0012] Andere Aufgaben werden aus der nachfolgenden Beschreibung ersichtlich.

KURZDARSTELLUNG DER ERFINDUNG

[0013] Die oben erwähnten vorteilhaften Effekte werden durch ein Verfahren mit den in Anspruch 1 dargelegten spezifischen Merkmalen realisiert.

[0014] Weitere Vorzüge und Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung werden aus der folgenden Beschreibung und den Zeichnungen ersichtlich.

AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG DER ERFINDUNG

[0015] Die Erfindung wird nachstehend in Form eines Beispiels mit Bezug auf die beigefügten Zeichnungen beschrieben, wobei:

[0016] Fig. 1 die Wellenformen von analogen Verbundvideosignalen und die Taktabläufe in den HSYNC-, VSYNC- und CSYNC-Signalen zeigt;

[0017] Fig. 2 ein Blockdiagramm für das Videobildabnahmesystem gemäß vorliegender Erfindung zeigt;

[0018] Fig. 3 ein Detail eines Abtasttaktgebers zeigt;

[0019] Fig. 4 die analogen Verbundvideosignale bei unterschiedlichen Verstärkungseinstellungen zeigt;

[0020] Fig. 5 den Einfluss der Synchronisationsverzögerung auf die Nummerierung der Abtastungen zeigt.

[0021] In Fig. 2 wird ein Blockdiagramm für das Videobildabnahmesystem entsprechend der vorliegenden Erfindung gezeigt. Die beiden bedeutendsten Funktionsbausteine sind der Analogvideodigitalisierer **33** und der Sync-Signaldigitalisierer **43**. Der Analogvideodigitalisierer **33** empfängt analoge Videosignale, die abgetastet und digitalisiert werden müssen, um digitale Bildsignale zu liefern. An den analogen Videosignalen, die dem Videobildabnahmesystem übergeben werden, werden vorzugsweise einige Transformationen ausgeführt, die durch die Blöcke in der oberen Hälfte von Fig. 2 ausgelöst werden. Vor allem müssen die analogen Videosignale auf einen Bereich zurückgeführt werden, der von dem Analogvideodigitalisierer **33** bearbeitet werden kann. Der Digitalisierer erwartet eine untere Spannung von –2 V und eine obere Spannung von 0 V. Ist der Spannungsbereich der reinen Analogvideosignale nicht 2 Volt, dann kann der Videoverstärkerschaltkreis **30** so eingestellt werden, dass er die reinen Analogvideosignale in diesen Bereich bringt. Vorzugsweise kann der Videoverstärkerschaltkreis **30** die Amplitude der analogen Videosignale verstärken oder reduzieren. Der Videoverstärkungsfaktor muss somit variabel sein. In einer bevorzugten Ausführungsform kann der Videoverstärkungsfaktor durch ein Acht-Bit-Register, das Werte von 0 bis 255 speichern kann, elektronisch eingestellt und mit einem Digital-Analog-Umsetzer verbunden werden, um eine Spannung zu liefern, die linear mit dem Digitalwert variiert. Beim Wert 0 wird an einen (nicht dargestellten) Verstärker im Videoverstärkerschaltkreis **30** eine Spannung von 0,3 V angelegt, und bei 255 wird ein Spannung von 1,3 V angelegt. Die durch den Videoverstärkerschaltkreis **30** größenangepassten analogen Videosignale werden dann zu einem Analogfilterschaltkreis **31** übertragen. Abhängig von der nutzbaren Bandbreite der analogen Videosignale kann ein spezifisches analoges Tiefpassfilter ausgewählt werden, um die größenangepassten analogen Videosignale zu filtern. In einer bevorzugten Ausführungsform kann die Filterauswahl kurzgeschlossen werden, so dass es keinen Filtereffekt gibt, und ein Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 80 MHz, 40 MHz oder 12 MHz kann ausgewählt werden. Die nutzbare Bandbreite eines Videosignals kann vorzugsweise aus der abgeschätzten Pixeltaktfrequenz abgeleitet werden, mit welcher die analogen Videosignale erzeugt werden. Der Vorteil des Filterns analoger Videosignale liegt in der Tatsache, dass ein zum System hinzugefügtes Hochfrequenzrauschen beträchtlich verringert werden kann. Die gefilterten analogen Videosignale werden dann zu einer Baugruppe übertragen, welche die niedrigsten analogen Videopegel einklammert. Das wird durch den Hinterschwarzschulter-Klammerschaltkreis **32** angedeutet. Dieser Schaltkreis empfängt die gefilterten analogen Videosignale und ein Signal, das aus den Synchronisationssignalen abgeleitet ist. Das letztere Signal ist nutzbar, um anzuzeigen, zu welchem Zeitpunkt die hintere Schwarzschulter des Videosignals abgetastet werden kann. Der Pegel der hinteren Schwarzschulter ist der absolute Pegel, auf den die anderen analogen Videopegel bezogen werden müssen. In dem Hinterschwarzschulter-Klammerschaltkreis sind zwei (nicht dargestellte)

Register eingerichtet, von denen das erste die Verzögerung bezüglich des HSYNC-Signals anzeigt, welches vor dem Abtasten der hinteren Schwarzschulter eingegeben werden muss, und das zweite das Zeitintervall anzeigt, in dem das Abtasten stattfinden muss. Wie vom Stand der Technik her bekannt ist, weisen einige Videoformate einen Schwarzabhebungspegel über dem Austastpegel auf, der das absolute Schwarz kennzeichnet. Um alle aktiven Videosignale auf den Schwarzabhebungspegel zu beziehen, kann ein Video-Offsetfaktor in den Hinterschwarzschulter-Klammerschaltkreis **32** eingegeben werden. Vorzugsweise enthält ein Digitalregister von acht Bits einen Wert von 0 bis 255. Ein mit dem Register verbundener Digital-Analog-Umsetzer wandelt den Digitalwert in einen Schwarzabhebungspegel um, der für die gefilterten analogen Videosignale angewendet werden kann. Der Hinterschwarzschulter-Klammerschaltkreis **32** gibt reine Analogvideosignale aus, die durch den Analogvideodigitalisierer **33** digitalisiert werden können. Vorzugsweise ist das ein Acht-Bit-Analog-Digital-Umsetzer mit einer maximalen Abtastfrequenz von 120 MHz. Die Abtastfrequenz des Analogvideo-Digitalisierungsschaltkreises **33** wird durch einen Abtasttaktgeber **42** vorgegeben, der zu jedem Zeitpunkt ein Anstiegstaktsignal erzeugt, an dem ein analoges Videosignal digitalisiert werden muss. Die Ausgabe des Analogvideo-Digitalisierungsschaltkreises besteht vorzugsweise in digitalen Acht-Bit-Bildsignalen, die in einer Digitalspeichereinheit **35** zur weiteren Verarbeitung gespeichert werden können. Die Digitalspeichereinheit **35** kann ein Direktzugriffsspeicher (RAM), Festplattenspeicher, Magnetband usw. sein. Die in dem Digitalspeicher **35** gespeicherten digitalen Bildsignale können an ein Hartkopiegerät, wie z.B. an das Agfa-LR-3000-Laserrekordersystem, das von Agfa-Gevaert N.V. in Mortsel, Belgien, vertrieben wird, gesendet werden, um das Bild, das durch die analogen Videosignale verkörpert wird, auf einer Hartkopie, wie z.B. einem fotografischen Film, zu reproduzieren.

[0022] Die Synchronisationssignale durchlaufen einen anderen Weg. Sie können aus den analogen Videosignalen abgeleitet werden, falls diese Signale Verbundvideosignale, wie z.B für die herkömmlichen Schwarzweißbildschirme, sind. Diese Signale können nach einer Größenanpassung durch Videoverstärkung im Videoverstärkerschaltkreis **30** erhalten werden. In diesem Falle kann der Videoverstärkerschaltkreis auch als ein Sync-Verstärkerschaltkreis verwendet werden. Im Falle von drei separaten Analogvideosignalen für RGB-Farbbilder können die Sync-Signale auf dem grünen Kanal liegen, während der rote Kanal digitalisiert werden muss. In diesem Falle können die grünen Analogvideosignale einen anderen Verstärkungsfaktor als der rote Kanal benötigen, was in dem externen Sync-Verstärkerschaltkreis **36** erfolgt. Auch Vertikalansteuersignale oder separate HSYNC- und VSYNC-Signale können in dem Sync-Auswahl- und Abtrennschaltkreis **37** ausgewählt werden, um eine einheitliche CSYNC zu erzeugen. Die analogen CSYNC-Signale können vorzugsweise durch ein (nicht dargestelltes) Tiefpassfilter, das sich von den analogen Tiefpassfiltern **31** unterscheidet, gefiltert werden, um das Hochfrequenzrauschen zu beseitigen. Das analoge CSYNC-Signal wird einem Komparatorschaltkreis **38** zugeführt, um das analoge CSYNC-Signal in ein binäres Digitalsignal umzuwandeln, das die Werte 0 oder 1 aufweist. Niedrige analoge CSYNC-Pegel werden in einen Pegel 0 überführt, während hohe analoge CSYNC-Pegel in einen Pegel 1 überführt werden. Die Unterscheidung, ob ein analoger CSYNC-Pegel niedrig oder hoch ist, wird von einer Sync-Schwellwerteinstellung in dem Komparatorschaltkreis vorgenommen. Vorzugsweise kann der Sync-Schwellwert durch ein Acht-Bit-Register gesetzt werden, das die Werte von 0 bis 255 enthält. Dieses Register ist an einen Analog-Digital-Umsetzer angeschlossen, der den Digitalwert in einen Schwellwertpegel umwandelt, mit dem die analogen CSYNC-Werte verglichen werden. Die digitalen Signale vom Komparatorschaltkreis **38** können einem Sync-Signaldigitalisierer **43** zugeführt werden. Dieser Digitalisierer wird von einem Abtasttaktgeber **42** angesteuert und speichert bei jeder Anstiegsflanke des Abtasttaktsignals den Digitalwert aus dem Komparatorschaltkreis **38** im Digitalspeicher **35**. Um den Digitalspeicher **35** zu instruieren, welche Digitalwerte gespeichert werden müssen, wird ein Video- oder Sync-Digitalisierungsauswahlschaltkreis **34** zwischen dem Analogvideo-Digitalisierungsschaltkreis und dem Sync-Signaldigitalisierer eingebaut.

[0023] Alternativ können die analogen CSYNC-Signale auch direkt dem Analogvideo-Digitalisierungsschaltkreis **33** zugeleitet werden, wo ein Selektor auswählt, ob die reinen Analogvideosignale oder die analogen CSYNC-Signale digitalisiert werden müssen.

[0024] Der Sync-Schwellwert für den Komparatorschaltkreis **38** und der Sync-Verstärkungsfaktor für den externen Sync-Verstärkerschaltkreis **36** können, wie weiter unten dargelegt wird, so eingestellt werden, dass der Schwellwert in der Mitte einer ansteigenden oder abfallenden Flanke der analogen CSYNC-Signale liegt. Die freie Wahl des Sync-Verstärkungsfaktors und des Sync-Schwellwerts hat den Vorteil, dass die analogen Synchronisationspegel so abgetastet werden können, dass die Synchronisationszeitpunkte äußerst genau bekannt sind. Das ist vorteilhaft für die Abtastung der Sync-Signale im Sync-Signaldigitalisierer und für den Abtasttaktgeber **42** des Analogvideodigitalisierers **33**, der seinen Basistakt aus den HSYNC-Signalen herleitet, die aus den digitalen CSYNC-Signalen erhalten werden. Die digitalisierten CSYNC-Signale werden auch einem digitalen Sync-Analysatorschaltkreis **39** zugeführt,

der vorwiegend HSYNC-Signale erzeugt, welche die abfallende Flanke der HSYNC-Signale anzeigen. Diese HSYNC-Signale können vom Basistakt-Auswahlschaltkreis **40** ausgewählt werden, um als Basistaktsignale für den Abtasttaktgeberschaltkreis **42** zu dienen. Der Basistakt-Auswahlschaltkreis **40** kann auch einen festen Systembasistakt **41** auswählen, der in der vorliegenden Ausführungsform eine feste Frequenz von etwa 60 kHz aufweist. Dieser feste Basistakt **41** dient vorwiegend dann als Basistakt, wenn Sync-Signale digitalisiert werden müssen. Die Basistaktsignale können durch einen programmierbaren Verzögerungsschaltkreis **27** verzögert werden, um – wie weiter unten beschrieben wird – die analogen Videosignale zur optimalen Zeit abzutasten. Um Speicherplatz und Übertragungszeit für die digitalen Bildsignale zu sparen, wird ein Aktivfenster-Vermessungsschaltkreis **44** eingesetzt, der die Abtasttaktsignale aus dem Abtasttaktgeber **42** zum Analogvideodigitalisierer **33** hin sperrt, so lange wie die analogen Videosignale außerhalb des aktiven Fensters liegen. Das gilt insbesondere für die Periode, in der die HSYNC- und VSYNC-Signale in den analogen Videosignalen auftreten. Der Aktivfenster-Vermessungsschaltkreis **44** muss einen Pixelzähler jedes Mal zurücksetzen, wenn in den HSYNC-Signalen eine abfallende Flanke vorkommt. Da der Zeitpunkt der abfallenden Flanke und der Zeitpunkt der Anstiegsflanke eines Abtasttaktsignals zusammenfallen oder kritisch nahe beieinander liegen können, kann durch den HREF-Abstimmschaltkreis **45** eine HREF (Horizontalreferenz)-Verzögerung in das HSYNC-Signal eingeführt werden. Vorzugsweise kann der HREF-Abstimmschaltkreis das HSYNC-Signal um variable Verzögerungszeiten verzögern, die im Bereich zwischen 7 und 14 Nanosekunden mit Schrittweiten von 1 Nanosekunde liegen. In den folgenden Abschnitten wird diskutiert, wie basierend auf verschiedenen Videotaktabläufen die verschiedenen Einstellungen optimal gewählt werden können, um digitale Bildsignale hoher Qualität zu erhalten.

[0025] Zur Bestimmung der verschiedenen Videotaktabläufe ist es vorteilhaft, die Sync-Signale zu digitalisieren und zu analysieren. Wie oben beschrieben wurde, können die Sync-Signale als VSYNC und HSYNC getrennt, als ein HSYNC und VSYNC kombinierendes Verbund-CSYNC oder zusammen mit den analogen Videodaten in einem Verbundvideosignal vorgegeben sein. In einer bevorzugten Ausführungsform werden die getrennten VSYNC und HSYNC zu einer CSYNC zusammengefasst, eine vorgegebene CSYNC bleibt unverändert, und die Sync-Signale in einem Verbundvideosignal werden durch einen Sync-Abtrennschaltkreis **37** isoliert oder abgetrennt. Das Verbundvideosignal wird in den Sync-Abtrennschaltkreis eingegeben, ausgegeben wird ein CSYNC-Signal.

[0026] Somit werden vorzugsweise die drei möglichen Situationen in dem Sync-Auswahl- und Sync-Abtrennschaltkreis **37** auf eine Situation zurückgeführt, in der ein CSYNC-Signal verfügbar wird.

[0027] Das System umfasst einen Abtasttaktgeber **42**, der vorzugsweise so realisiert wird, wie es in Fig. 3 dargestellt ist. Ein Abtasttaktgeber ist ein System, das ein niederfrequentes Basistaktsignal, das eine Frequenz fB aufweist, empfängt und ein hochfrequentes Abtasttaktsignal mit einer Frequenz fS ausgibt. Die Abtasttaktfrequenz fS ist ein ganzzahliges Vielfaches der Basistaktfrequenz fB: $fS = N \cdot fB$. In dem System gemäß vorliegender Erfindung kann das Basistaktsignal durch einen festen Basistakt **41** oder durch die abfallenden Flanken der HSYNC-Signale erzeugt werden. Der Abtasttaktgeber **42** kann vorzugsweise durch ein Phasenverriegelungsschleifensystem nach Fig. 3 realisiert werden, das einen spannungsgesteuerten Oszillator VCO **21**, einen wahlfreien Frequenz-Vorskalierungsschaltkreis **22**, einen Abtastzählschaltkreis **23** und einen Phasendifferenz- und Frequenzdetektor **24** umfasst. Der Abtasttaktgeberschaltkreis **42** arbeitet wie folgt. Wie unten dargelegt wird, erzeugt der Phasendifferenz- und Frequenzdetektor **24** eine Spannung ΔV. Diese Spannung wird an den VCO **21** angelegt. Entsprechend der an den VCO **21** angelegten Spannung erzeugt der VCO an seinem Ausgang ein oszillierendes Signal, dessen Frequenz proportional zur angelegten Spannung ΔV ist. Diese Frequenz liegt üblicherweise zwischen 60 und 120 MHz. Das oszillierende Ausgangssignal aus dem VCO **21** wird in den wahlfreien Frequenz-Vorskalierungsschaltkreis **22** eingegeben. Dieser Schaltkreis empfängt die oszillierenden Signale bei einer feststehenden Eingangsfrequenz und gibt Ausgangssignale aus bei einer Frequenz gleich der Eingangsfrequenz oder gleich der Eingangsfrequenz geteilt durch einen Faktor 2, 4 oder 8. Die Abtasttaktsignale weisen somit eine Frequenz fS auf, die im Bereich zwischen 60/8 = 7,5 MHz und 120 MHz liegt. Der wahlfreie Frequenz-Vorskalierungsschaltkreis **22** verbreitert somit den Bereich für den VCO-Schaltkreis zu niedrigeren Frequenzen hin. Der Teilungsfaktor kann vorzugsweise einfach zwischen den möglichen Werten 1, 2, 4 oder 8 verändert werden. In einer bevorzugten Ausführungsform kann der Teilungsfaktor für die Frequenz vorzugsweise gesteuert durch ein Mikroprozessorhilfsmittel elektronisch festgelegt werden. Die Abtasttaktsignale fS werden dann in den Schaltkreis über einen Abtastzählschaltkreis **23** rückgekoppelt. Dieser Schaltkreis zählt die Anzahl der oszillierenden Impulse oder die Anzahl der seinem Eingang zugeführten Anstiegsflanken und erzeugt an seinem Ausgang eine Anstiegsflanke, sobald eine vorgegebene Zahl N erreicht ist, und setzt dann den Zähler auf Null zurück. Das Ausgangssignal wird kurz nach der Anstiegsflanke eingestellt. Die Ausgangssignale A vom Abtastzähler **23** sind sehr ähnlich zu den Basistaktsignalen B am Eingang des Abtasttaktgebers **42** und treten bei

einer Frequenz von genau fA = fS/N auf. Der Zählwert N zeigt die Anzahl der Abtastperioden in einer Zeilenperiode an. Vorzugsweise kann dieser Wert durch ein Mikroprozessorhilfsmittel gesteuert frei festgelegt werden. Der Phasendifferenz- und Frequenzdetektor **24** empfängt sowohl die dividierten Abtasttaktsignale A als auch die Basistaktsignale B und verändert seine Ausgabespannung ΔV, wenn die Anstiegsflanke des dividierten Abtasttaktsignals A nicht mit der Anstiegsflanke des Basistaktsignals B übereinstimmt. Die Spannung ΔV verändert die Ausgabefrequenz des VCO dahingehend, dass die Zeitdifferenz zwischen den beiden Anstiegsflanken abnimmt. Sobald jedoch die beiden Anstiegsflanken zusammenfallen, bleibt die Frequenzausgabe des VCO **21** unverändert, und demzufolge ist fA = fB. Wegen fA = fS/N ist dann fS = N·fB.

[0028] In dem System gemäß vorliegender Erfindung können die Basistaktsignale durch die HSYNC-Signale oder durch einen festen Basistakt erzeugt werden. Das letztere wird vorzugsweise verwendet, wenn die Videotaktabläufe nicht bekannt sind. Zunächst werden die Sync-Signale mit einer vorgegebenen Abtasttaktfrequenz abgetastet und auf einen Einbit-Digital- oder Binärwert je Abtastung digitalisiert. Wie oben beschrieben wurde, weisen die Sync-Signale einen hohen Spannungspegel und einen niedrigen Pegel auf. Die Kennwerte des Elektronikschaltkreises sind zum Beispiel derart, dass der Binärwert für einen hohen Signalpegel 1 und für einen niedrigen Signalpegel 0 ist. Ein Übergang von 1 nach 0 in den digitalisierten Binärsignalen zeigt dann eine abfallende Flanke des Sync-Signals an. In dem Elektronikschaltkreis ist ein Hilfsmittel zum Anpassen der Sync-Verstärkung des Sync-Signals und ein Hilfsmittel zum Anpassen des Sync-Schwellwertpegels enthalten. Die Sync-Verstärkung ist in Fig. 2 an zwei Stellen eingebaut. Werden die CSYNC-Signale durch den Sync-Auswahl- und Abtrennschaltkreis **37** aus den analogen Videosignalen abgeleitet, dann wird die Sync-Verstärkung durch den Videoverstärkerschaltkreis **30** vorgenommen. Das Einstellen eines guten Verstärkungsfaktors für die analogen Videosignale liefert einen guten Verstärkungsfaktor für die Verbundsync-Pegel. Werden die CSYNC-Pegel durch den Sync-Auswahl- und Abtrennschaltkreis **37** aus einer äußeren Quelle abgeleitet, wie es in einem Farb-RGB-Signal der Fall sein kann, dann muss das rote Signal digitalisiert werden und die Verbundvideosignale liegen nur auf den grünen Analogvideosignalen vor. In diesem Falle kann es notwendig sein, dass durch den externen Sync-Verstärkerschaltkreis **36** ein spezifischer Verstärkungsfaktor der äußeren Verbundvideosignale vom grünen Signal eingestellt wird. Das Hilfsmittel zur Anpassung der Verstärkung bringt die Pegel der unterschiedlichen Arten von Sync-Signalen in einen Standardbereich von 0 mV bis 600 mV. Wie oben beschrieben wurde, lassen sich die Sync-Signale, welche den analogen Videosignalen beigefügt sind, aus einem Verbundvideosignal, aus einem separaten Verbundsync-Signal CSYNC oder aus einem Horizontalansteuersignal HSYNC wiedergewinnen. In einem Verbundsync-Signal ist der untere Sync-Pegel meist 0 V, und der obere Sync-Pegel beträgt üblicherweise 300 mV. In diesem Falle muss das Sync-Signal nicht gedämpft werden, und ein maximaler Verstärkungswert wird eingerichtet. Das Hilfsmittel zum Anpassen der Verstärkung umfasst ein 8-Bit-Register. Auf diesem Wege können Werte von 0 bis 255 in dieses Register eingegeben werden. Ein Wert 255 bedeutet, dass das Sync-Signal nicht gedämpft ist. Einem (nicht dargestellten) Multiplizierschaltkreis im Videoverstärkerschaltkreis **30** wird eine Spannung von 1,3 V zugeführt. Für einen Digitalwert 0 wird dem Multiplizierschaltkreis eine Spannung von 0,3 V zugeführt. Ein beliebiger anderer Wert N bedeutet, dass das Sync-Signal gedämpft ist. Ein separates CSYNC-Signal oder ein Horizontalansteuersignal ist gewöhnlich ein TTL-Signal. Dieses liegt im Bereich von 0 V bis 5 V. Um diesen Bereich auf 0 V bis 600 mV zu reduzieren, kann ein Wert N = 30 in dem externen Sync-Verstärkerschaltkreis **36** eingestellt werden. Es ist auch möglich, dass kein externes Sync-Signal für die Digitalisierung des Bildes verwendet wird. In diesem Falle kann der Verstärkungswert gleich Null gesetzt werden. Die Nulleinstellung reduziert das Rauschen, das durch die Sync-Signale in das System herein gebracht werden kann.

[0029] Nachdem der Verstärkungswert N festgelegt ist, kann der Schwellwert im Komparatorschaltkreis **38** für die Sync-Pegel bestimmt werden. Der Schwellwert entspricht einem bestimmten Spannungspegel. Abgetastete verstärkungskorrigierte Sync-Signale oberhalb dieser Schwellwertspannung werden auf einen Wert 1 digitalisiert, während Sync-Signale unterhalb dieses Pegels auf einen Wert 0 digitalisiert werden. Vorzugsweise kann die Schwellwertpegelspannung zwischen 0 mV und 400 mV verändert werden. Die exakte Einstellung kann durch ein weiteres 8-Bit-Register erfolgen, das es erlaubt, Werte von 0 bis 255 einzustellen. Ein Wert 0 entspricht einem Schwellwertpegel von 0 mV, während ein Wert 255 einem Schwellwertpegel von 400 mV entspricht. Gewöhnlich wird der Wert 96 eingestellt, der einem Schwellwertspannungspegel von 150 mV entspricht. Dieser Wert macht das System praktisch unempfindlich gegenüber dem Rauschen vorwiegend der oberen und unteren Teile der Sync-Flanken. Für Sync-Impulse mit einer Höhe von 300 mV liegt der Schwellwertspannungspegel von 150 mV bei der Hälfte dieser Höhe.

[0030] Vorzugsweise wird nach dem folgenden automatisierten Verfahren vorgegangen, um den Sync-Schwellwertpegel im Komparatorschaltkreis **38** und den Sync-Verstärkungsfaktor im Videoverstärkerkreis **30** oder im externen Sync-Verstärkerkreis **36**

zu bestimmen. Ein fester Schwellwertpegel wird eingerichtet, vorzugsweise entsprechend dem Wert 96. Dieser Schwellwertpegel wird den ganzen Vorgang über konstant gehalten. Der Verstärkungsfaktor wird von dem größten Faktor aus zu einem kleineren Faktor hin verändert, bis der Verstärkungsfaktor gefunden ist, der den Schwellwertpegel mit dem Austastpegel in Übereinstimmung bringt. Der Vorgang beginnt mit einem maximalen Verstärkungsfaktor, der z.B. einer Verstärkungszahl 255 entspricht. Dieser hohe Verstärkungsfaktor gain1, der in Fig. 4 dargestellt ist, hält die niedrigste Spannung der Sync-Pulse bei etwa 0 Volt, sicher unter dem festen Schwellwert, während der Austastpegel, der Schwarzabhebungspegel und die aktiven Videopegel über dem festen Schwellwertpegel liegen. Die Sync-Signale werden mit einem Abtasttakt abgetastet, der von einem festen Basistakt abgeleitet ist. In der vorliegenden Ausführungsform weist der feste Basistakt eine Frequenz von etwa 60 kHz auf. Vorzugsweise werden der feste Basistakt, der Frequenz-Vorskalierungswert (1, 2, 4 oder 8) und der Wert des Abtastzählers im Abtasttaktgeber **42** so ausgewählt, dass der Abtasttakt etwa eine Million Abtastungen in einer Rahmenperiode erzeugt. Eine Rahmenperiode beträgt gewöhnlich 1s/25 oder 40 ms. Mit einem Abtasttakt von 25 MHz kann eine Abtastung pro 40 Nanosekunden erreicht werden. Alle verstärkungskorrigierten analogen Sync-Signale unter dem Schwellwert ergeben beim Digitalisieren einen Digitalwert 0, und alle Signale über dem Schwellwert ergeben einen Wert 1. Mit der hohen Sync-Verstärkungseinstellung gain1 in Fig. 4 ergeben nur die Sync-Pulse eine 0, während alle anderen Pegel eine 1 ergeben, wie es durch den schraffierten Bereich dargestellt ist. Mit dieser maximalen Verstärkungseinstellung gain1 wird ein erster Prozentanteil P1 der Abtastungen, die den Wert 1 ergeben, erfasst. In Fig. 4 ist dieser Prozentanteil zum Beispiel 91,6%. Dieser Prozentanteil P1 wird als absolute Bezugsgröße für die anderen Prozentanteile registriert. Wie im nächsten Diagramm von Fig. 4 dargestellt ist, wird die Verstärkungseinstellung auf gain2 verringert, die Sync-Signale werden wieder digitalisiert, und ein zweiter Prozentanteil P2 von Abtastungen, welche den Wert 1 ergeben, wird registriert. Da die Verstärkung auf gain2 abnimmt, nimmt der Austastpegel der Sync-Signale ab und erreicht den Schwellwertpegel. Ist der Austastpegel für eine Verstärkungseinstellung gain2 immer noch höher als der Schwellwertpegel, dann kann der zweite Prozentanteil P2 wegen der abgeschrägten Sync-Flanken kleiner sein, so z.B. 91,3%, wird sich aber nicht sehr von dem ersten Prozentanteil P1 unterscheiden. In diesem Falle wird die Verstärkungseinstellung weiter bis auf einen Verstärkungsfaktor gain3 verringert, und nach dem Digitalisieren der Sync-Signale wird ein dritter Prozentanteil P3 berechnet. Liegt der Austastpegel unter dem Schwellwert, dann führen nicht nur die Sync-Pulse zu Digitalwerten gleich Null, sondern auch die analogen Videosignale, bei denen der Pegel am Austastpegel liegt, wie z.B. die vordere und die hintere Schwarzschulter der Horizontalsync-Signale. Sowohl die vordere als auch die hintere Schwarzschulter sind in der Regel ziemlich grob und nehmen zusammen etwa 4% der gesamten Zeilenperiode ein. In diesem Falle wird der Prozentanteil P3 der Digitalwerte 1 beträchtlich geringer als P1 sein. Im dritten Diagramm von Fig. 4 beträgt dieser Prozentanteil 50%. Wenn dieser Prozentanteil P3 um 4% kleiner als P1 ist, dann wird angenommen, dass der verstärkungskorrigierte Austastpegel unter dem Schwellwertpegel liegt. Durch Binärsuche, welche durch die Diagramme zu gain4 und gain5 veranschaulicht wird, findet man den Verstärkungspegel GC, bei dem sich der Prozentanteil PC das erste Mal beträchtlich ändert. Diese Verstärkungseinstellung wird dann mit einem Faktor 1,67 multipliziert, woraus sich die „Sync-Verstärkung" in Fig. 4 ergibt, um den Schwellwertpegel irgendwo zwischen dem verstärkungskorrigierten Sync-Pulspegel und dem Austastpegel einzuordnen.

[0031] Nach dem Einrichten einer brauchbaren Sync-Verstärkung und eines Sync-Schwellwertes können die digitalisierten Sync-Signale verwendet werden, die Zeilenperiode und die Rahmenperiode zu finden. Zu diesem Zwecke werden die abfallenden Flanken oder die Übergänge von 1 nach 0 in den digitalisierten Sync-Abtastwerten lokalisiert, und der Abstand zwischen zwei aufeinander folgenden Übergängen wird in Abstandsklassen registriert. Der Abstand ist die Anzahl von Abtastungen zwischen zwei Übergängen. Eine Abstandsklasse erfasst alle Abstände zwischen zwei Grenzwerten. Die am meisten gefüllte Klasse ist die mit den Abständen, die durch die Horizontalsync-Signale erzeugt werden. Der mittlere Abstand in dieser Klasse liefert zusammen mit der Abtastperiode der Abtasttaktsignale eine gute Näherung für die Zeilenperiode oder das Reziproke der Zeilenfrequenz des Videosignals. Der Beginn der Horizontalsync liegt bei dem Übergang von 1 nach 0, der einen Abstand zu dem vorhergehenden und dem nächsten Übergang, die zu dieser Klasse gehören, aufweist. Auf diese Weise können alle Horizontalsync-Signale lokalisiert werden. Die Vertikalsync-Signale weisen einen Vertikalsync-Puls auf, der erheblich größer ist als der Horizontalsync-Puls. Die Breite eines Horizontalsync-Pulses kann durch Suche nach dem ersten Übergang von 0 nach 1 gefunden werden. Die Gesamtbreite eines Vertikalsync-Pulses ist zumindest der Abstand von der Vertikalsync zum nächsten Übergang von 0 nach 1. Es ist möglich, dass in den Niedrigpegel-Verticalsync-Puls zu Stabilisierungszwecken des Videobildschirmgeräts schmale Hochpegel-Sägezahnpulse eingefügt werden. Diese kommen bei der halben oder einer ganzen Zeilenperiodendauer nach der Vertikalsync vor. Werden zwei oder mehr Rahmen digitalisiert, dann können zwei Vertikalsync-Signale lokalisiert werden, und die Rahmenperiode kann dementsprechend ab-

geleitet werden. Die durch die Zeilenperiode dividierte Rahmenperiode ergibt die Anzahl von Zeilen pro Rahmen im Videoformat. Für ein industrielles Videoformat, das aus einem 625/50 Hz CCIR-Standardformat abgeleitet wurde, liefert das System gemäß vorliegender Erfindung eine ungefähre Zeilendauer von 64,2 Mikrosekunden, was eine Zeilenfrequenz von 15 kHz ergibt. Die Messung des HSYNC-Pulses liefert eine Breite von 4,8 Mikrosekunden. Aus der Abwesenheit von Sägezahnpulsen während der Vertikalsync schließt das System, dass das Videoformat ein Industrietyp ist, wohingegen das Standard-CCIR-Format Sägezahnpulse mit der doppelten Zeilenfrequenz während der Vertikalsync-Periode aufweist. Je nach Vorhandensein oder Nichtvorhandensein von Sägezahnpulsen wird ein (nicht dargestellter) Schaltkreis in den Abtasttaktgeber **42** eingesetzt, um den Frequenzkorrekturschaltkreis im Abtasttaktgeberschaltkreis weiter zu aktivieren oder zu sperren. Liegen keine Sägezahnpulse vor, dann wird der Abtasttaktgeber **42** in den „Halt-Modus" gebracht, d.h., der spannungsgesteuerte Oszillator wird von dem Moment an, in dem die Vertikalsync-Periode aufgefunden wurde, bis zum Ende dieser Periode nicht hinsichtlich Frequenzabweichungen korrigiert. Die Anzahl der Zeilen, die aus der Zeilenperiode und der Rahmenperiode errechnet wird, ergibt 624 Zeilen mit einer Genauigkeit besser als 0,1%. Eine weitere Untersuchung zeigt, dass das Videoformat nicht verschachtelt ist und zwei Rahmen mit 312 Zeilen pro Rahmen aufweist. Die beste Abschätzung der Zeilendauer ergibt 64,135 Mikrosekunden und dementsprechend eine Zeilenfrequenz von 15,592 kHz. Die beobachtete Rahmendauer beträgt 20,010 Millisekunden. Ferner kann das System aus den digitalisierten Sync-Signalen ableiten, dass das Videoformat eine VSYNC-Pulsbreite von 192,4 Mikrosekunden aufweist, was drei Zeilen entspricht.

[0032] Die Anzahl der Zeilen pro Rahmen liefert einen Hinweis auf das Videoformat. Je höher die Zahl der Zeilen pro Bild ist, desto höher ist der Pixeltakt, mit dem die Videodaten erzeugt wurden. Die Anzahl der Zeilen kann in aufeinander folgenden, sich ausschließenden Gruppen angeordnet werden. Jeder Gruppe kann ein Frequenzintervall [fLOW, fHIGH] zugeordnet werden. Es wird angenommen, dass ein Videoformat mit einer spezifischen Anzahl von Zeilen pro Rahmen nur eine Pixelfrequenz aus dem zugeordneten Frequenzintervall aufweist. Die Frequenzintervalle ungleicher Gruppen können überlappende Frequenzen aufweisen. Die Gruppen und Frequenzintervalle können in einer internen Tabelle gespeichert werden, und das Frequenzintervall kann wieder abgerufen werden, sobald die Anzahl der Zeilen pro Rahmen bekannt ist. In dem obigen Beispiel wurde festgestellt, dass die Zeilenzahl 624 war. Dementsprechend wurde abgeschätzt, dass die Zahl der Abtasttaktsignale, die pro horizontaler Zeilenperiode zu erzeugen sind, im Intervall [481, 1100] liegt. Zusammen mit der Zeilenfrequenz von 15 kHz liefert das mögliche Abtastfrequenzen im Intervall [7,2 MHz, 16,5 MHz].

[0033] Die Kenntnis der Horizontalsync-Pulsbreite und der Zeilenperiode erlaubt es, in dem Sync-Analysatorschaltkreis **35** die Bedingungen vorzugeben, wenn ein Sync-Puls als eine Horizontalsync und wenn er als eine Vertikalsync angesehen werden muss. Für das oben beschriebene Beispiel kann die Einstellung zum Auffinden der VSYNC bei 11,6 Mikrosekunden erfolgen. Das bedeutet, dass der Sync-Analysatorschaltkreis **35** den Sync-Puls als eine Vertikalsync eher als eine Horizontalsync ansieht, wenn der Sync-Puls eine Breite größer als 11,6 Mikrosekunden aufweist, was nahezu 2,5 mal größer ist als die abgeschätzte Horizontalsync-Pulsbreite. Ein weiterer Parameter, der in dem Sync-Analysatorschaltkreis **35** eingestellt werden kann, ist die Halbzeilen-Sperrperiode. Die meisten Videoformate weisen vor und nach der Vertikalsync direkt in der Mitte zwischen zwei Horizontalsync-Signalen eine Anzahl von Vorausgleichs- und Nachausgleichs-Sync-Signalen auf. Um zu vermeiden, dass diese Sync-Signale als Horizontalsync-Signale angesehen werden und das Verhalten des Abtasttaktgebers stören, wird der Nachweis von Sync-Signalen für einen bestimmten Teil der Zeilenperiode, der als Halbzeilen-Sperrperiode bezeichnet wird, unterbrochen. Im vorliegenden Beispiel wurde die Zeilenperiode zu 64,2 Mikrosekunden abgeschätzt. Die Halbzeilen-Sperrperiode wurde dementsprechend auf 50,4 Mikrosekunden festgelegt.

[0034] Nach dem Festlegen der oben erwähnten Parameter für den Videotaktablauf kann ein Bild erfasst und in einer synchronisierten Weise digitalisiert werden, obwohl der genaue Pixeltakt nicht bekannt ist. Die Videoverstärker- und Video-Offset-Schaltkreise haben den Zweck, den Analog-Digital-Umsetzer (ADC) im Analogvideo-Digitalisierungsschaltkreis **33** in seiner vollen Breite auszunutzen. Wird die festgelegte Minimalspannung VMIN an den ADC angelegt, dann gibt er einen Digitalwert 0 aus. Wird die festgelegte Maximalspannung VMAX an den ADC angelegt, dann gibt er bei einem 8-Bit-ADC einen Digitalwert 255 aus. Die Spannung U der analogen Videosignale liegt jedoch im Bereich von UMIN bis UMAX, was sich von den oben festgelegten Spannungen für den ADC unterscheiden kann. Das Intervall [UMIN, UMAX] muss linear auf den Bereich [VMIN, VMAX] abgebildet werden. Vorzugsweise wird die Videoverstärkung unmittelbar am Eingang des Bildabnahmesystems eingefügt, wohingegen das Video-Offset vorzugsweise in den Hinterschwarzschulter-Klammerschaltkreis eingebaut wird. Die im Sync-Analysatorschaltkreis **39** durch Analyse der Sync-Signale erhaltenen HSYNC-Signale zeigen zusammen mit den programmierbaren Verzögerungen an, wo die hintere Schwarzschulter beginnt. Der Austastpegel wird über

eine programmierbare Mittelungsperiode abgetastet und durch den Hinterschwarzschulter-Klammerschaltkreis gespeichert, welcher die Schwarzwerterhaltung ausführt. Alle analogen Videosignale werden auf diesen Pegel bezogen. Wenn das Videoformat einen Schwarzabhebungspegel von 0 V über dem Austastpegel aufweist, dann kann in dem Hinterschwarzschulterschaltkreis **32** ein Null-Video-Offset gesetzt werden. Weist jedoch das Videoformat einen Schwarzabhebungspegel größer als 0 V auf, dann hat das Nullsetzen des Video-Offsets zur Folge, dass nur ein Teilbereich des ADC genutzt wird. In der vorliegenden Ausführungsform werden die schwächsten Videosignale auf Digitalwerte größer als Null digitalisiert. Ergibt die Digitalisierung der analogen Videosignale, welche ein Bild verkörpern, unter Nutzung des vollen Aussteuerbereichs der Videoquelle ein Digitalbild, das ein Minimum größer als Null aufweist, dann ist das ein Hinweis darauf, dass das Videoformat einen beträchtlichen Schwarzabhebungspegel aufweist, der durch den Video-Offsetfaktor korrigiert werden muss.

[0035] Um die optimalen Einstellungen für den Videoverstärkungsfaktor und das Video-Offset zu erhalten, ist es erforderlich, dass die analogen Videosignale, die dem Videobildabnehmer übermittelt werden, den vollen Bereich der Videopegel abdecken. Dies kann zum Beispiel dadurch erreicht werden, dass ein schwarzes Bild mit weißem Text oder Graphik oder umgekehrt wiedergegeben wird oder indem ein Testbild ähnlich einem SMPTE-Testbild wiedergegeben wird, das die höchsten und niedrigsten Videopegel enthält.

[0036] Das aktive Fenster des Videoformats wird zusammen mit den optimalen Einstellungen für die Videoverstärkung im Videoverstärkerschaltkreis **30** und dem Video-Offset in der Hinterschwarzschulter-Klammereinheit **32** in einem iterativen Prozess ermittelt. Das aktive Fenster wird durch diejenigen Videozeilen und diejenigen Pixel in den Videozeilen festgelegt, die tatsächlich relevante Bildinformationen tragen. Gewöhnlich werden die analogen Videosignale der Zeilen, die nicht zum aktiven Fenster beitragen, auf eine Schwarzanzeige gesetzt, was einem Pegel entspricht, der gleich dem Schwarzabhebungspegel des Videoformats ist. Ebenso weisen die Videosignale in jeder Zeile, die vor und nach den aktiven Videosignalen liegen, einen Pegel nahe dem Schwarzabhebungspegel auf. Deshalb werden alle Daten außerhalb des aktiven Fensters auf einem Videobildschirm schwarz dargestellt. Außerdem müssen zum Auffinden des aktiven Fensters analoge Videosignale erzeugt werden, die zu einem Bild gehören, welches das aktive Fenster ausfüllt. Die obersten und untersten Bildzeilen müssen wenigstens einige graue oder weiße Pixel enthalten. Auch das Pixel links außen und das Pixel rechts außen mindestens einer Zeile von den aktiven Zeilen muss grau oder weiß sein. Das Bild muss völlig dunkle Flächen und völlig weiße Flächen enthalten, um die richtigen Einstellungen der Videoverstärkung und des Video-Offsets zu finden.

[0037] Zuerst wird das Bild mit den größtmöglichen Einstellungen für die Anzahl der aktiven Videozeilen und die Anzahl der aktiven Videopixel erfasst. Diese Einstellungen werden in dem Aktivfenster-Vermessungsschaltkreis **44** installiert. In dem Hinterschwarzschulter-Klammerschaltkreis **32** wird ein Video-Offset 0 eingestellt, und in dem Videoverstärkerschaltkreis **30** wird eine Videoverstärkung 0 eingerichtet, was einer am Multiplizierschaltkreis anliegenden Spannung von 0,3 V entspricht. Das Bild wird in Digitalwerte digitalisiert, und der Maximalwert der Digitalwerte wird gesucht. In dem oben erwähnten Beispiel wurde für diese Einstellungen ein maximaler Digitalwert von 104 gefunden. Eine neue Videoverstärkungseinstellung wird so berechnet, dass der maximale Digitalwert nahe bei 220 liegt. Es wurde eine Videoverstärkungseinstellung von 81 erhalten, wobei berücksichtigt wurde, dass bei einer Einstellung von 255 eine Spannung von 1,3 V an den Multiplizierschaltkreis im Videoverstärkerschaltkreis **30** angelegt wird, während das Video-Offset noch bei 0 ist. Dieselben analogen Videosignale werden mit diesen neuen Einstellungen digitalisiert, und es wird nun der maximale Digitalwert 219 gefunden. Für eine erste Iteration von Videoverstärkung und Offset sind diese Werte zufriedenstellend. Dann wird eine erste Iteration zum Auffinden des aktiven Videofensters gestartet. In den digitalen Bildsignalen werden die Digitalwerte der ersten Videozeile geprüft. Enthält die erste Zeile des Digitalbildes nicht mindestens drei Pixel mit einem Digitalwert 73, was ein Drittel des Maximalwerts (219) im Bild ist, dann wird diese Zeile aus dem aktiven Fenster ausgelassen. Das gleiche Verfahren wird auf die folgenden Zeilen angewendet, bis eine Zeile gefunden ist, in der mindestens drei Digitalwerte größer als 73 sind. Es wurde gefunden, dass die 32 oberen Zeilen nicht zum aktiven Videofenster gehören. Ausgehend von den unteren Zeilen wird das gleiche Verfahren eingesetzt. Für das vorliegende Beispiel wurde gefunden, dass 28 untere Zeilen außerhalb des aktiven Fensters liegen. Aus einem Rahmen von 312 Zeilen ergeben sich in diesem Falle 252 aktive Zeilen. In jeder dieser verbleibenden aktiven Zeilen wird die erste Pixelnummer aufgesucht, die einen Wert größer als 73 aufweist. Der Minimalwert dieser Nummern über alle aktiven Videozeilen hinweg wird genommen, um das erste aktive Pixel einer jeden Zeile zu bilden. Das obige Beispiel ergibt 232 Startpixel, die nicht zum aktiven Fenster gehören. Das gleiche Verfahren wird auf die Abschlusspixel einer jeden Videozeile angewendet, und es ergibt sich, dass 84 Pixel außerhalb des aktiven Fensters liegen. Die gefundenen Werte, die das aktive Fenster vermessen, werden in den Aktivfenster-Vermessungsschaltkreis **44** eingegeben, und in dem aktiven Videofenster werden

dieselben analogen Videosignale beim höchsten Frequenzwert fHIGH aus dem oben festgelegten Frequenzintervall mit dem Videoverstärkungsfaktor gainl und dem Video-Offset offset 1 erfasst, die in der ersten Iteration gefunden wurden. Die digitalisierten Daten werden analysiert, um den minimalen digitalisierten Wert DMIN und den maximalen digitalisierten Wert DMAX zu finden. Basierend auf den Einstellungen gainl und offset1 sowie den Werten DMIN und DMAX werden neue Einstellungen für gain2 und offset2 berechnet und in den Videobildabnehmer eingegeben, so dass bei einer neuen Erfassung des Bildes DMIN näher am kleinstmöglichen Ausgabewert des ADC liegt, aber noch größer als dieser ist, und DMAX näher am höchstmöglichen Ausgabewert des ADC liegt, aber noch kleiner als dieser ist. Dieser Prozess kann wiederholt werden, bis eine Videoverstärkung und ein Video-Offset so eingestellt sind, dass DMIN und DMAX exakt mit den minimal und maximal möglichen Ausgabepegeln des ADC übereinstimmen. In dem obigen Beispiel ist mit einem Video-Offsetwert 0 und einem Videoverstärkungsfaktor von 107 der maximale Digitalwertpegel gleich 253, und der minimale Pegel ist 0. Diese Einstellungen der Videoverstärkung und des Video-Offset sind für die nächsten Schritte im Verfahren zum Festlegen der Videoparameter geeignet.

[0038] Mit den nächsten Schritten wird beabsichtigt, die Pixelfrequenz zu bestimmen, mit der die analogen Videosignale erzeugt werden. Durch Auswahl der HSYNC-Signale im Basistakt-Auswahlschaltkreis **40** als Basistaktsignale erzeugt der Abtasttaktgeber **42** Abtasttaktsignale, die eine Periode aufweisen, die ein Vielfaches der Zeilenfrequenz ist. Wie oben diskutiert wurde, wird dies durch Eingeben eines ganzzahligen Wertes N in den Abtastzählschaltkreis erreicht. Wenn die Zeilenperiode der analogen Videosignale genau gleich einem ganzzahligen Vielfachen M der durch den Rahmenspeicher, der die analogen Videosignale erzeugt, erzwungenen Pixeltaktperiode ist und der eingegebene Zählwert N gleich M ist, dann wird die Abtasttaktperiode des Videobildabnehmers gleich der Pixeltaktperiode des Rahmenspeichers gesetzt, und analoge Videosignale können korrekt abgetastet werden. Wenn der ganzzahlige Wert N, der in den Zählschaltkreis im Abtasttaktgeber eingegeben wird, eins weniger ist, N = M – 1, dann werden einige der analogen Signale in einer Bildzeile während ihrer Anstiegszeit – bevor sie stabilisiert sind – digitalisiert, wohingegen andere Signale zum richtigen Zeitpunkt und weitere Signale in der abfallenden Flanke abgetastet werden. Das erzeugt Artefakte, die gewöhnlich als Moiré-Bilder bezeichnet werden. Diese Artefakte treten in einer Bildzeile häufiger auf, wenn sich der ganzzahlige Wert N um zwei Einheiten von dem richtigen Wert M unterscheidet. Um diese Artefakte zu vermeiden, ist es von größter Bedeutung, diesen ganzzahligen Wert exakt zu bestimmen, der als die Zahl der Pixel pro Zeile bezeichnet wird.

[0039] Deshalb muss ein Bild übermittelt werden, das eine beträchtliche Anzahl von schnellen Übergängen in einer Zeile oder in aufeinander folgenden Zeilen aufweist. Schnelle Übergänge im Videosignal gibt es in den Textzeilen, spezifischen Teilen von Testbildern und Grafiken im Bild. Diese Zeilen, die schnelle Übergänge oder große Flanken aufweisen, können automatisch lokalisiert werden durch Abtasten der analogen Videosignale des gesamten Bildes oder eines Bildteils, vorzugsweise im aktiven Videofenster, bei einer relativ hohen Frequenz, vorzugsweise fHIGH, und durch Zählen, pro Videozeile der Menge von digitalisierten Pixelgruppen, die aus vier aufeinander folgenden Pixeln bestehen, welche innerhalb der Gruppe eine über einer bestimmten Schwelle liegende Differenz zwischen dem Minimal- und dem Maximalwert aufweisen. Die Zeilen, welche die größte Menge solcher Pixelgruppen aufweisen, werden als repräsentativ dafür ausgewählt, die meisten Übergänge aufzuweisen. Für die analogen Videosignale des vorliegenden Beispiels wurde gefunden, dass die Zeilen 5, 8, 248, 249 und 250 die meisten Übergänge aufweisen.

[0040] Das Abtasten wird im Gleichlauf mit dem Videosignal ausgeführt. Deshalb wird in Fig. 2 das HSYNC-Signal als Basistaktsignal für den Abtasttaktgeber **42** ausgewählt. Die tatsächliche Abtasttaktfrequenz fS wird durch die Einstellungen des Frequenz-Vorskalierungsschaltkreises **22** und den Abtastzählschaltkreis **23** in Fig. 3 bestimmt. Der Videobildabnehmer umfasst ferner einen programmierbaren Verzögerungsschaltkreis **27**, der das Basistaktsignal um einige Nanosekunden verzögert. Die Aufgabe dieses Verzögerungsschaltkreises **27** besteht darin, die Phase der intern erzeugten Abtasttaktsignale an die Phase der einlaufenden analogen Videosignale anzupassen, sobald der optimale Abtasttakt eingestellt wurde. Vorzugsweise kann das Basistaktsignal um mehrere Verzögerungszeiten verzögert werden, die von 0 Nanosekunden bis zu 128 Nanosekunden in Schritten von 0,5 Nanosekunden reichen. Der programmierbare Verzögerungsschaltkreis **27** erlaubt virtuell auch ein Anwachsen der Abtasttaktfrequenz, selbst wenn dies nicht zur Pixeltaktfrequenz passt. Erzeugt der Abtasttaktgeber **42** zum Beispiel einen Abtasttakt bei 50 MHz, dann wird alle 20 Nanosekunden ein Abtastwert von den reinen Analogvideosignalen in eine erste Gruppe digitaler Bildsignale digitalisiert. Ist der programmierbare Verzögerungsschaltkreis auf eine Verzögerung der Basistaktsignale um 10 Nanosekunden eingestellt, dann werden die Abtasttaktsignale auch um 10 Nanosekunden verzögert und dieselben analogen Videosignale werden in eine zweite Gruppe digitaler Bildsignale digitalisiert, worauf die erste und die zweite Gruppe digitaler Bildsignale in einer Gruppe kombiniert werden können, die alle 10 Nanosekunden einen Abtastwert liefert und so digitale Bildsignale wiedergibt, die virtuell bei 100 MHz abgetastet wurden. Durch Einstellen der

Zeitverschiebungen auf 5 und 15 Nanosekunden, um eine dritte und eine vierte Gruppe digitaler Bildsignale zu erhalten, können die digitalen Bildsignale dieser letzten beiden Gruppen mit den ersten beiden Gruppen kombiniert werden, um Signale wiederzugeben, die virtuell bei 200 MHz abgetastet wurden. Vorzugsweise wird die Anzahl der Phasenverschiebungen so ausgewählt, dass die virtuelle Frequenz etwa zwanzig mal höher ist als die tatsächliche Abtasttaktfrequenz fHIGH. Obwohl die Phasenverschiebung mit einer Genauigkeit von 0,5 Nanosekunden eingestellt werden kann, ist der tatsächliche Zeit-Offset zwischen den Abtastungen unterschiedlicher Gruppen nicht genau gleich der Phasenverschiebungsdifferenz gemäß Einstellung. Das ist auf die genaue Zeit, bei der die Horizontalsync einen bestimmten Schwellwertpegel kreuzt, und auf geringfügige Frequenzschwankungen des Abtasttaktgebers zurückzuführen. Um diese Zufallsschwankungen zu verringern, werden die ausgewählten Videozeilen mehrmals mit der gleichen Einstellung der Phasenverschiebung digitalisiert. Die in einer jeden Gruppe erhaltenen Digitalwerte werden über die Gruppe Bemittelt. In dem vorliegenden Beispiel wird das Videobild durch Einstellen eines Wertes von 1082 im Abtasttaktgeber abgetastet. Da die Zeilenfrequenz 15,592 kHz beträgt, entspricht das einer Abtasttaktfrequenz von 16,87 MHz oder einer Pixelperiode von 59,27 Nanosekunden.

[0041] In der kombinierten Gruppe digitaler Bildsignale werden die schnellen Übergänge lokalisiert, indem die Orte mit dem steilsten Anstieg aufgesucht werden. In jeder Anstiegsflanke wird der Ort eines spezifischen mittleren Digitalwerts, z.B. 128, abgeschätzt. Vorzugsweise werden der minimale und der maximale digitale Pixelwert DMIN bzw. DMAX in der Bildzeile aufgesucht, und als dazwischen liegender Digitalwert wird der Mittelwert von DMIN und DMAX gewählt. Aus der Kenntnis der Abtasttaktfrequenz und der verschiedenen eingeführten Phasenverschiebungen kann der Abstand in Pixeln zwischen den Anstiegsflanken auf ein Zeitintervall zurückgeführt werden. Alternativ werden die Zeitintervalle zwischen den abfallenden Flanken der Übergänge festgestellt. Jedes aufgefundene Zeitintervall muss ein ganzzahliges Vielfaches der Pixelperiode sein, welche sich aus dem Kehrwert der Pixelfrequenz fP ergibt. Aus diesen Vielfachen kann eine Liste von Frequenzkandidaten fi für die genaue Pixelfrequenz fP abgeleitet werden. Diese Liste enthält üblicherweise fi = fP, fP·2 und manchmal – vorwiegend abhängig von den grafischen Mustern in der Zeile – fP/2, 3·fP/2 usw. mit kleinen Schwankungen des exakten Werts. Für das vorliegende Beispiel wurden 67 ansteigende Übergangsflanken und 67 abfallende Übergangsflanken gefunden. Der erste Frequenzkandidat wies 720 Abtasttaktsignale pro Zeilenperiode auf, ein weiterer Kandidat lag zwischen 1072 und 1086 oder etwa bei 3/2·720. Da die Schwankung zu groß war, wurden diese letzten Frequenzkandidaten bereits aus den weiteren Betrachtungen ausgeschlossen.

[0042] Wegen dieser kleinen Schwankungen muss der Wert für den Frequenzkandidaten – im obigen Beispiel 720 Abtasttaktperioden pro Zeilenperiode – optimiert werden. Jeder Frequenzkandidat fi (z.B. 720 und 1080) wird getrennt optimiert, indem der Frequenz-Vorskalierungsschaltkreis **22** eingestellt und der Zählwert im Abtastzählschaltkreis **23** verändert wird. Wenn der Frequenzkandidat bei mehr als 60 MHz liegt, dann wird in den Frequenz-Vorskalierungsschaltkreis der Teilerwert 1 eingegeben. Liegt fi im Bereich [30 MHz, 60 MHz], dann wird der Teilerwert 2, im Bereich [15 MHz, 30 MHz] der Wert 4 und im Bereich [7,5 MHz, 15 MHz] der Vorskalierungswert 8 eingesetzt. Der Kandidat für den Zählwert Ni wird aus der bekannten HSYNC-Frequenz fH und dem Kandidaten für die Pixelfrequenz fi abgeleitet: Ni = fi/fH. Ein verbesserter Zählwert N'i wird aus dem Zählwertkandidaten Ni wie folgt abgeleitet. Für eine Anzahl von angrenzenden Zählwerten Ni + j mit j positiven und negativen ganzzahligen Werten wird eine Funktionstüchtigkeitspunktzahl Sj berechnet. Dazu wird der Zählwert Ni + j in den Abtastzählschaltkreis **23** eingegeben. Es wird auch ein erster Phasenverschiebungswert in den programmierbaren Verzögerungsschaltkreis **27** eingegeben. Mit diesen Einstellungen werden eine oder mehrere Videozeilen digitalisiert, welche die größte Anzahl schneller Übergänge aufweisen. Aus den so erhaltenen digitalen Bildsignalen wird eine erste Graupunktzahl berechnet. Die Graupunktzahl ist eine Zahl, die einen hohen Wert aufweist, wenn in den digitalen Bildsignalen die Zahl der mittleren Graustufenwerte über der Zahl der hohen und niedrigen Graustufenwerte liegt. Diese Graupunktzahl GS kann vorzugsweise als eine Summe von transformierten digitalen Graustufenwerten berechnet werden. Die transformierten digitalen Graustufenwerte erhalten einen hohen Wert, wenn sie einer mittleren Graustufe entsprechen, und einen niedrigen Wert, wenn sie einer außerordentlich hohen oder niedrigen Graustufe entsprechen. Deshalb werden der minimale und der maximale Digitalwert DMIN bzw. DMAX für das gesamte digitalisierte Bild oder die digitalisierte Zeile aufgesucht. Da das Bild unabhängig davon, wie der Abtasttakt und die Phasenverschiebung eingestellt sind, in einer Videozeile wahrscheinlich aufeinander folgende Pixel enthält, die den größten Signalwert aufweisen, und das gleiche für den niedrigsten Signalwert gilt, sind die digitalisierten Werte DMIN und DMAX für das gesamte Bild repräsentativ, was auch immer der Abtasttakt und die Phasenverschiebung für das Digitalisieren sind. Vorzugsweise wird DMIN um einen bestimmten Prozentsatz des Intervalls [DMIN, DMAX] vergrößert und DMAX wird um den gleichen Wert verringert, um zu vermeiden, dass Pixel, die selbst bei einer optimalen Phaseneinstellung den Maximal- oder Minimalpegel nicht erreichen, eine schlechte Punktzahl erhal-

ten. Dieser Prozentsatz kann zum Beispiel 12 betragen. Es wird auch der Mittelwert DMID = (DMIN + DMAX)/2 berechnet. Für digitale Bildsignale, die von DMIN bis zu DMAX reichen, werden die Pegel L von DMIN bis DMID dann linear auf 0 bis 100 transformiert, und die Pegel DMID bis DMAX werden linear auf 100 bis 0 transformiert. Alle Digitalpegel kleiner als DMIN oder größer als DMAX werden 0 gesetzt. Die Graupunktzahl GS kann vorzugsweise unter Verwendung einer Nachschlagetabelle errechnet werden, die zum Transformieren der digitalen Bildsignale entsprechend den oben beschriebenen Regeln erzeugt wurde. Die Nachschlagetabelle transformiert alle Digitalwerte, die nicht größer als DMIN sind, zu 0, alle Digitalwerte, die nicht kleiner als DMAX sind, zu 0, einen Digitalwert (DMIN + DMAX)/2 zu 100 und alle Digitalwerte zwischen DMIN und DMAX derart, dass zwei lineare Funktionen erzeugt werden. Die Nachschlagetabelle ist so eingerichtet, dass kleine Abweichungen von DMIN und DMAX, die durch Rauschen, Über- und Unterschwingen, erzeugt werden, nicht so kritisch sind wie große Differenzen infolge eines Abtastens in der ansteigenden oder abfallenden Flanke. Auf die gleiche Weise, wie die erste Phaseneinstellung Φ1 eine erste Graupunktzahl GS1 ergibt, folgt aus einer zweiten Phaseneinstellung Φ2 eine zweites Graupunktzahl GS2 usw.. Über die Abtastperiode hinweg, die reziprok zur Abtastfrequenz ist, sind etwa zwanzig Phaseneinstellungen gleichmäßig verteilt. Es werden die größte GSMAX und die kleinste GSMIN der Graupunktzahlen GS, die für die etwa zwanzig unterschiedlichen Phaseneinstellungen ermittelt wurden, ausgesucht. Die Funktionstüchtigkeitspunktzahl Sj für den ausgewählten Zählwert Ni + j wird als Differenz zwischen der größten und der kleinsten Graupunktzahl berechnet, Sj = GSMAX – GSMIN. Der Zählwert Ni + k, der die größte Funktionstüchtigkeitspunktzahl Sk ergibt, wird als optimale Wahl für die angrenzenden Zählwerte entsprechend dem Frequenzkandidaten fi herausgegriffen. Die optimierte Frequenz ist somit f'i = (Ni + k)·fH, wobei fH die Horizontalsync-Frequenz ist. Dieses Kriterium kann mit der Beobachtung begründet werden, dass für den korrekten Pixeltakt eine große Differenz im Grauaufkommen auftritt, wenn das Abtasten der schnellen Übergänge mit der richtigen Phase (nahezu kein Grau) oder in der schlechtesten Phase (Grau an jeder Flanke) erfolgt. Werden die schnellen Übergänge mit dem falschen Pixeltakt abgetastet, dann wird bei jeder Phaseneinstellung etwas Grau vorkommen, und der Unterschied zwischen der „besten" und der „schlechtesten" Phase wird nicht sehr ausgeprägt sein. In dem Beispiel waren die Punktzahlen, die für 717 ... 723 Abtastungen pro Zeilenperiode jeweils gefunden wurden, gleich 4068, 6247, 6741, 24714, 10836, 6432 und 4771. Die höchste Punktzahl von 24714, die 720 Abtastungen pro Zeilenperiode entspricht, ist definitiv die beste Wahl. Mit einer Zeilenfrequenz von 15,592 kHz ist die Abtastfrequenz somit 11,2 MHz. Wenn ein Zählwertbereich [1072, 1086] bearbeitet worden wäre, dann hätte sich wahrscheinlich 1080 als bester Zählwert herausgestellt.

[0043] Sobald die Reihe der optimierten Frequenzen f'i festgelegt ist (d.h. 720 und 1080 Abtastungen), muss eine von diesen als die wahrscheinlichste Pixelfrequenz festgeschrieben werden. Dazu werden die Videozeilen, welche die schnellsten Übergänge aufweisen, für eine erste ausgewählte optimierte Frequenz f'1 und für eine feste Menge von unterschiedlichen, gleichmäßig über die Abtastperiode verteilten Phaseneinstellungen noch einmal digitalisiert. Für jede Phaseneinstellung Φj wird in der gleichen Weise wie oben beschrieben eine Graupunktzahl GSj berechnet. Die minimale Graupunktzahl GSMIN,1 gehört für diese optimierte Frequenz f'1 zu der Phaseneinstellung, die mit größter Wahrscheinlichkeit richtig ist. Dieser Wert GSMIN,1 wird durch die Zahl der Abtastungen N'i in der laufenden Zeile dividiert, woraus sich das mittlere Grauaufkommen pro Abtastung ergibt: GSMIN,1/N'1. Dieses Verfahren wird für alle anderen optimierten Frequenzen f'i wiederholt, und die Frequenz f'i, welche das geringste Grauaufkommen pro Abtastung GSMIN,i/N'i aufweist, wird als optimale Wahl für die Abtasttaktfrequenz ausgewählt. Es ist wichtig, das Grauaufkommen pro Abtastung zu berechnen, da sich die Frequenzkandidaten fi gewöhnlich stark unterscheiden, so dass die Anzahl von Abtastungen pro Zeile und das mögliche Gesamtgrauaufkommen für jede Frequenz ganz unterschiedlich ist. Die durch dieses Verfahren herausgefundene Abtastfrequenz passt am besten zur Pixeltaktfrequenz, mit der die analogen Videosignale erzeugt werden. Im Weiteren wird diese Abtastfrequenz zum Abtasten der analogen Videosignale verwendet. Selbst in dem Fall, in dem die Zeilenperiode kein ganzzahliges Vielfaches der Pixelperiode ist, sondern z.B. M = 728,333 ..., werden mit dem Verfahren der vorliegenden Erfindung zwei Kandidaten N1 = 728 und N2 = 729 gefunden. Der erste Kandidat N1 liefert die höchste Punktzahl und ist tatsächlich die beste Wahl, die für das Abtasten der analogen Videosignale getroffen werden kann.

[0044] Wie oben dargestellt wurde, erreicht das analoge Videosignal seinen Zielwert in einem Bruchteil der Pixeltaktperiode nach dem Eingeben eines jeden neuen Pixelwerts in den Analog-Digital-Umsetzer im Rahmenspeicher, der das analoge Videosignal erzeugt. Deshalb ist es wichtig, das analoge Videosignal im Bildaufnehmer zum richtigen Zeitpunkt während der Abtasttaktperiode abzutasten. Dieser Zeitpunkt oder die Zeitverzögerung bezüglich der Anstiegsflanke des Abtasttakts wird gewöhnlich als die Phase bezeichnet. Wird die Phase für das Abtasten des analogen Signals falsch eingestellt, dann ist es möglich, dass das analoge Signal während seiner Anstiegszeit abgetastet wird. Schnelle Übergänge im Bild, die z.B. durch das Vorkommen scharfer Ränder,

durch weiße Graphik auf schwarzem Untergrund oder umgekehrt oder insbesondere durch Text im Bild erzeugt werden, werden beeinträchtigt, wenn sie in der Anstiegszeit oder in der abfallenden Flanke abgetastet werden. Anstatt ausschließlich einen hohen Analogpegel oder einen niedrigen Pegel abzutasten, werden mittlere Pegel abgetastet, wodurch sich im digitalisierten Bild Werte ergeben, die statt einem Schwarzweißkontrast Grautönen entsprechen. Vorzugsweise werden alle Abtastungen mit der gleichen Phasenverzögerung vorgenommen. Der in Fig. 2 dargestellte programmierbare Schaltkreis **27** ermöglicht eine feste Phasenverschiebung für alle Abtastungen. Das Phasenschieberegister kann die Abtasttaktsignale um eine Zeitverzögerung bis zu 128 Nanosekunden mit einer Schrittweite von 0,5 Nanosekunden verzögern. Die optimale Phaseneinstellung wird durch ein iteratives Verfahren herausgefunden. Es ist wieder notwendig, dass analoge Videosignale übermittelt werden, die mindestens eine Videozeile mit schnellen und erheblichen Übergängen enthalten. Vorzugsweise müssen mindestens fünf Zeilen solche Übergänge enthalten. Das kann entweder dadurch erreicht werden, dass analoge Videosignale übermittelt werden, die ein Testbild mit On/Off-Mustern verkörpern, oder die ein Bild darstellen, das Grafik oder Text enthält. Vorzugsweise werden die fünf Videozeilen, welche die größte Menge von Übergängen aufweisen, durch ein Verfahren, wie es oben beschrieben wurde, ausgewählt. Diese Zeilen werden durch den Analogvideodigitalisierer **33** mit einer Abtastfrequenz digitalisiert, die durch den Abtasttaktgeber **42** vorgegeben wird. Die digitalisierten Bildsignale werden in dem Digitalspeicher **35** gespeichert, der an den digitalen Ausgang des Digitalisierers **33** angeschlossen ist. Von den digitalen Bildsignalen im Speicher **35** werden der niedrigste Digitalwert DMIN und der höchste Digitalwert DMAX bestimmt. Diese Werte werden sich üblicherweise stark unterscheiden. Werden die schnellen Übergänge mit einer guten Phaseneinstellung in dem programmierbaren Verzögerungsschaltkreis **27** digitalisiert, dann werden die Digitalwerte DMIN und DMAX im Digitalspeicher **35** vorherrschen. Bei einer schlechten Phaseneinstellung werden einige dieser Übergänge in den ansteigenden oder abfallenden Flanken zwischen DMIN und DMAX digitalisiert werden, woraus sich digitale Signalwerte zwischen DMIN und DMAX ergeben.

[0045] Um die optimale Phase automatisch auszulesen, werden die ausgewählten Videozeilen wie oben beschrieben einige Male mit unterschiedlichen Phaseneinstellungen digitalisiert, und für jede Phaseneinstellung wird eine Graupunktzahl GS berechnet. Die Phase mit der niedrigsten Graupunktzahl GS wird als die optimale Phaseneinstellung ausgewählt.

[0046] Eine erste Phaseneinstellung mit einer Verzögerung von 0 Nanosekunden (keine Phasenverzögerung) wird im programmierbaren Verzögerungsschaltkreis **27** eingestellt. Zur Bestimmung der anderen Phaseneinstellungen wird die Abtastperiode, die der Kehrwert der Abtastfrequenz ist, durch einen Faktor 20 dividiert. Diese Zeit wird bis zur nächst höheren halben Nanosekunde aufgerundet und als die Phasenzunahme für die unterschiedlichen Phaseneinstellungen Φi festgelegt, woraus sich jeweils eine Graupunktzahl GSi ergibt, die wie oben beschrieben berechnet wird. Nach dem Digitalisieren der ausgewählten Videozeilen durchlaufen alle digitalen Bildsignale die Nachschlagetabelle zur Bestimmung der Graupunktzahl für die einzelnen digitalen Signale, und die Ausgabewerte werden aufsummiert. Für eine spezifische Phase Φi ist diese Summe die Graupunktzahl GSi. Diese Graupunktzahl zeigt die Menge von Grauübergängen an, die digitalisiert wurden. Für jede Phaseneinstellung Φi wird die zugehörige Graupunktzahl GSi gespeichert.

[0047] In der Theorie ist die beste Phase Φi diejenige mit der niedrigsten Graupunktzahl GSMIN. In der Realität jedoch gibt es ein gewisses Zittern in den Horizontalsync-Signalen, so dass eine Phaseneinstellung nur innerhalb weniger Nanosekunden korrekt ist. Wird die niedrigste Graupunktzahl GSMIN genommen, so könnte sich daraus eine erste Phaseneinstellung Φ1 ergeben, die sich nur um wenige Nanosekunden von einer zweiten Phaseneinstellung Φ2 unterscheidet, die eine große Graupunktzahl GS2 aufweist, so dass ein kleines Zittern in den Horizontalsync-Signalen ein sehr schlechtes Bild zur Folge haben wird. Um dieses Problem zu lösen, werden auch die Graupunktzahlen angrenzender Phaseneinstellungen betrachtet. Für jede Phaseneinstellung wird die Phasenpunktzahl, die eine gewichtete Summe der Graupunktzahlen ist, berechnet. Zur Berechnung der Phasenpunktzahl für die Phaseneinstellung Φx nimmt das Gewicht einer Graupunktzahl GSi, die bei einer Phaseneinstellung Φi erhalten wurde, mit der absoluten Phasendifferenz $\Delta\Phi = |\Phi x - \Phi i|$ ab. Eine bevorzugte Gewichtsfunktion ergibt sich aus $wi = 2 [\Delta\Phi]$, wobei ΔΦ in Nanosekunden ausgedrückt wird und [x] den größten ganzzahligen Wert bedeutet, der nicht größer als x ist. Das Gewicht ist somit 1 für eine Phasendifferenz zwischen 0 und 1 Nanosekunde, 1/2 zwischen 1 und 2 Nanosekunden usw.. Für eine Phasendifferenz größer als 7 Nanosekunden können die Graupunktzahlen vernachlässigt werden. Diese Gewichte sichern, dass eine hohe Graupunktzahl, die nur wenige Nanosekunden von der Phase Φx weg ist, mehr zur Phasenpunktzahl beiträgt als Phasen weiter weg von der Phase Φx. Wenn die schnellen Übergänge steil sind und viele aufeinander folgende Phaseneinstellungen eine gute Graupunktzahl aufweisen, dann erhalten Phasen, die am nächsten zum Zentrum des Streifens mit guten Graupunktzahlen liegen, die niedrigsten Phasenpunktzahlen.

[0048] Für jede Phaseneinstellung Φx wird die Pha-

senpunktzahl gemäß obiger Beschreibung berechnet und gespeichert. Sobald die Phasenpunktzahlen für alle Phaseneinstellungen berechnet worden sind, wird die niedrigste Phasenpunktzahl ausgewählt und die zugehörige Phaseneinstellung wird als die optimale Phase angesehen. Diese optimale Phaseneinstellung wird im programmierbaren Verzögerungsschaltkreis **27** eingestellt. Für das oben beschriebene Beispiel wird für 20 unterschiedliche Phaseneinstellungen, die über eine Abtastperiode von 90 Nanosekunden gleichverteilt sind, eine Graupunktzahl berechnet. Für jede Neuberechnung wird die Abtastverzögerung oder Phase um 4,5 Nanosekunden vergrößert, was einem Digitalwert von 9 entspricht. Es wurden die folgenden Punktzahlen gefunden: 18, 9, 2, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 6, 18, 28, 54, 76, 100, 91, 78, 39, 23. Die Phaseneinstellung, die der vierten Null entspricht, wird ausgewählt, was 6·4,5 = 27 Nanosekunden entspricht. Die optimale Phaseneinstellung zum Abtasten der analogen Videosignale ist somit im vorliegenden Beispiel 27 Nanosekunden.

[0049] Wie oben beschrieben wurde, werden die analogen Videosignale bei jeder Anstiegsflanke des Abtasttaktsignals abgetastet. Die analogen Signale werden jedoch solange nicht abgetastet, wie sie außerhalb der aktiven Zeilenzeit sind. Die aktive Zeilenzeit beginnt immer eine feste Zeitspanne nach der abfallenden Flanke des HSYNC-Signals. Da das Zeitintervall zwischen zwei aufeinander folgenden Abtasttaktsignalen konstant ist, kann das Abtasten eine feste Zahl von Abtasttaktzyklen nach der abfallenden Flanke des Horizontalsync-Signals begonnen werden. Dazu wird ein Zähler im Aktivfenster-Vermessungsschaltkreis **44** durch ein Signal, das durch die abfallende Flanke des Horizontalsync-Signals erzeugt wird, neu gestartet. Der Zähler zählt die Anstiegsflanken des Abtasttaktsignals. Sobald eine feste Zahl von Anstiegsflanken durch den Zähler registriert wurde, gibt der Zähler das Abtasttaktsignal an den Analogvideo-Digitalisierungsschaltkreis **33** aus, der das erste Signal in der aktiven Videozeile digitalisiert. Liegt eine Anstiegsflanke des Abtasttaktsignals sehr nahe an der abfallenden Flanke des Horizontalsync-Signals, dann ist es möglich, dass der Zähler entweder kurz vor oder kurz nach dieser Anstiegsflanke des Abtasttaktsignals startet. Im linken Teil von Fig. 5 ist der Zähler kurz vor der Anstiegsflanke **91** des Abtasttaktsignals zurückgesetzt worden, und dieser Anstiegsflanke wird die Abtastnummer 1 gegeben. Beginnt die aktive Zeilenzeit bei der Abtastnummer 4, dann wird der erste Niedrigpegelwert **92** abgetastet. Auf der rechten Seite von Fig. 5 hat die fette Linie, die das SYNC-Signal anzeigt, die gleiche Lage bezüglich der Abtasttaktsignale. Jedoch ist es infolge von kleinen Veränderungen der Signalform des Horizontalsync-Signals, einer kleinen Zeitverzögerung Δt in diesem Signal oder einer aufsummierten geringfügigen Veränderung der Abtasttaktperiode möglich, dass die abfallende Flanke des HSYNC-Signals an der gestrichelten Linie **93** detektiert wird, etwas später als die theoretische Lage. Der Zähler wird demzufolge kurz nach der Anstiegsflanke **94** des Abtasttaktsignals zurückgesetzt, und der Zähler beginnt an der nächsten Anstiegsflanke des Abtasttaktsignals zu zählen. Es ist klar, dass das vierte Pixel, wo der Beginn der aktiven Videozeile angenommen wurde, eine Abtasttaktperiode zu spät angeordnet ist. Dieser Effekt kann auch von einem anderen Standpunkt aus betrachtet werden. Alle die Abtasttaktsignale, die vor der abfallenden Flanke der HSYNC-Signale liegen, erzeugen zur Videozeile N gehörende digitale Pixelwerte, wohingegen alle die Abtasttaktsignale, die nach der abfallenden Flanke des HSYNC-Signals liegen, zur Videozeile N + 1 gehörende Pixelwerte erzeugen. Liegt die abfallende Flanke des HSYNC-Signals in der Nähe der Anstiegsflanke eines Abtasttaktsignals, dann enthält die Zeile N in Abhängigkeit von kleinen, oft als Zittern bezeichneten Zeitverschiebungen an der abfallenden Flanke des HSYNC-Signals M = 10 oder M + 1 = 11 Pixel. Werden die Zeile N und die Zeile N + 1 auf einem Videobildschirm wiedergegeben oder auf einer Hartkopie abgebildet, dann ist die Pixelverschiebung deutlich zu sehen. Bei aufeinander folgenden Zeilen kann dieser Effekt sehr offensichtlich werden, wenn das Signal zum Zurücksetzen des Zählers manchmal kurz vor und manchmal kurz nach der Anstiegsflanke des Abtasttaktsignals erfolgt. Vertikale Linien und Text erscheinen in einem solchen Bild sehr gezackt. Zur Lösung dieses Problems wird ein HREF-Abstimmschaltkreis **45** eingerichtet, um ein verzögertes Horizontalsync-Signal **95** zu erzeugen. Das verzögerte Sync-Signal triggert den Zähler, so dass die abfallende Flanke **96** des verzögerten HSYNC-Signals genügend weit weg (**98**) von der Anstiegsflanke **97** der Abtasttaktsignale gehalten wird. In Fig. 5 sind die gleichen Signale dargestellt, woraus ersichtlich wird, dass sogar beträchtliche Veränderungen **88**, **89** in der relativen Lage der abfallenden Flanke des Horizontalsync-Signals bezüglich der Anstiegsflanke des Abtasttaktsignals die Nummerierung der Abtasttaktsignale durch den Zähler nicht beeinflussen. In den obigen Abschnitten wurde beschrieben, dass durch den programmierbaren Verzögerungsschaltkreis **27** auch die relative Lage oder Phase der Abtasttaktsignale bezüglich der abfallenden Flanke der Horizontalsync-Signale verändert werden kann. Das bedeutet, dass sich in Fig. 5 die Abtasttaktsignale nach rechts verschieben können, und die in Verbindung mit Fig. 5 kurz dargestellte Situation wird wieder möglich. Deshalb kann in einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung das HREF-Phasenschieberegister eine veränderliche HREF-Phasenverschiebung, vorzugsweise von 7 bis 14 Nanosekunden mit einer Genauigkeit von 1 Nanosekunde, einführen. Diese HREF-Phasenverschiebung muss nun so festgesetzt werden, dass das oben beschriebene Problem nicht auftreten kann. Die Lage der abfallenden Flanke der HSYNC-Signale bezüglich der Lage der

Anstiegsflanke der Abtasttaktsignale wird durch mehrere Parameter, wie z.B. die Abtastfrequenz, die Vorskalierungseinstellung usw., beeinflusst, so dass diese relative Lage kaum theoretisch zu berechnen ist. Deshalb ist es besser, eine optimale Einstellung für die HREF-Verschiebung experimentell festzulegen.

[0050] Sind die Abtastfrequenz und die Phaseneinstellung optimal festgelegt, dann wird ein analoges Videosignal, das vorzugsweise schnelle Übergänge aufweist, mit allen möglichen Einstellungen der HREF-Phasenverschiebung digitalisiert. Für eine erste Einstellung der HREF-Phasenverschiebung wird das analoge Videosignal zwei- oder mehrmals digitalisiert, und die auf diese Weise erhaltenen Digitalbilder werden miteinander verglichen. Jede digitalisierte Videozeile aus dem ersten Bild wird mit der zugehörigen Videozeile des zweiten Bildes und – wenn machbar – mit den anderen digitalisierten Bildern verglichen. Sie werden auch mit der zugehörigen digitalisierten Videozeile verglichen, die ein Pixel weit verschoben ist. Ist die Übereinstimmung zumindest bei einigen der zusammengehörigen Zeilen mit Pixelverschiebung besser als die Übereinstimmung ohne Pixelverschiebung, dann erhält die HREF-Phasenverschiebungseinstellung eine niedrige Punktzahl. Die höchste Punktzahl wird erreicht, wenn alle Zeilen des zweiten und weiterer Bilder mit den zugehörigen nicht verschobenen Zeilen des ersten Bildes übereinstimmen. Für jede mögliche HREF-Phaseneinstellung wird eine Punktzahl berechnet, und die maximale Punktzahl oder alternativ die Punktzahl, die den größten Abstand von der minimalen Punktzahl hat, wird bestimmt. Die zugehörige Phaseneinstellung wird in dem HREF-Phasenschieberegister eingestellt.

[0051] Alternativ werden die analogen Videosignale, die eine erhebliche Menge schneller Übergänge aufweisen, ein erstes Mal mit der niedrigsten HREF-Phaseneinstellung digitalisiert, um ein erstes Digitalbild zu liefern, und dieselben analogen Videosignale werden ein zweites Mal mit der höchsten HREF-Phaseneinstellung digitalisiert, um ein zweites Digitalbild zu liefern. Die zueinander gehörenden Bildzeilen des ersten und zweiten Digitalbildes werden miteinander einzeln ein erstes Mal ohne Pixelverschiebung und ein zweites Mal mit einer Pixelverschiebung verglichen. Wenn für einige Videozeilen die Übereinstimmung beim ersten Vergleich weniger genau ist als beim zweiten Vergleich, dann ist es nahezu sicher, dass für eine mittlere Einstellung der HREF-Phase die Anstiegsflanken des Abtasttaktsignals nahezu mit den abfallenden Flanken des HREF-Signals übereinstimmen. Um diese kritische HREF-Phaseneinstellung herauszufinden, werden dieselben analogen Videosignale ein drittes Mal digitalisiert, und es wird unter dem ersten und zweiten Bild nach einer Übereinstimmung gesucht. Wenn das dritte Bild am besten mit dem zweiten Bild übereinstimmt, dann wird die kritische HREF-Phasenverschiebung weiter zwischen der ersten und dritten HREF-Phasenverschiebungseinstellung gesucht. Sobald die am meisten kritische HREF-Phaseneinstellung lokalisiert ist, wird die HREF-Phaseneinstellung eingestellt, welche die größte Zeitdifferenz zur kritischen HREF-Phaseneinstellung aufweist. Es ist auch die Tatsache zu berücksichtigen, dass die kritische HREF-Phaseneinstellung durch die Abtastperiode wiederholt wird, welche der Kehrwert der Abtasttaktfrequenz ist.

[0052] Ein drittes Verfahren zur experimentellen Bestimmung der optimalen HREF-Phaseneinstellung besteht darin, sie bei einer bestimmten Einstellung HREF1 zu fixieren, die Verzögerungseinstellung in dem programmierbaren Verzögerungsschaltkreis **27** zu verändern und die analogen Videosignale, die schnelle Übergänge enthalten, zu digitalisieren, bis die kritische Phasenverschiebungseinstellung Φ1 gefunden wird, die zur fixierten HREF-Phaseneinstellung HREF1 gehört. Um zu beurteilen, ob eine Verzögerungseinstellung kritisch ist, werden die Digitalwerte einer Videozeile, welche die größte Zahl von Übergängen in dem Bild enthält und die mit einer vorherigen Phaseneinstellung digitalisiert wurde, mit den Digitalwerten derselben Videozeile verglichen, die mit der vorliegenden Phaseneinstellung digitalisiert wurde. Vorzugsweise wird die Abtastperiode in etwa zwanzig gleichkurze Perioden unterteilt. Wenn solche kurzen Perioden kleiner sind als das Auflösungvermögen des Phasenverzögerungsschaltkreises, dann wird die kurze Periode gleich diesem Auflösungsvermögen gesetzt. Eine erste Phasenverschiebung von 0 Nanosekunden wird eingestellt, und die analogen Videosignale einer Videozeile, die eine große Menge von Übergängen enthält, werden mit der optimalen Abtasttaktperiode, die durch die obigen Verfahren gefunden wurde, in eine erste digitale Zeile DL1 digitalisiert. Dann wird eine Phasenverzögerung, die gleich der oben erwähnten kurzen Periode ist, eingestellt, und dieselbe Videozeile wird nun in eine zweite digitale Zeile DL2 digitalisiert. Die Digitalwerte von Zeile DL1 und Zeile DL2 werden miteinander verglichen, indem eine erste Summe SUM1 über alle entsprechenden Pixel der Digitalwertdifferenz zwischen DL1 und DL2 gebildet wird. Eine zweite Summe SUM2 wird berechnet, indem die Absolutwerte der Differenz zwischen Pixel 1 von Zeile DL1 und Pixel 2 von Zeile DL2, Pixel 2 von Zeile DL1 und Pixel 3 von Zeile DL2 usw. addiert werden. Ist SUM1 kleiner als SUM2, dann ist keine Pixelverschiebung aufgetreten. Im anderen Falle ist eine Pixelverschiebung aufgetreten, und die vorliegende Phase wird als kritisch bezüglich der festgehaltenen Phaseneinstellung HREF1 gekennzeichnet. Eine dritte Phasenverzögerung wird eingestellt, und dieselbe Videozeile wird in DL3 abgetastet, die Summe wird mit Bezug auf die Abtastwerte in DL2 berechnet, woraus sich neue Werte SUM1 und SUM2 ergeben. Beide Sum-

men können infolge einer vorliegenden Phaseneinstellung, welche die analogen Videosignale in aufeinander folgenden Pixelübergängen abtastet, ziemlich groß sein. Deshalb wird, wie unten beschrieben wird, auch eine zweite fixierte Phaseneinstellung HREF2 eingestellt.

[0053] Für HREF1 = 7 Nanosekunden findet man bei dem oben beschriebenen Videoformat eine kritische Phaseneinstellung von 51,5 Nanosekunden. Um die Genauigkeit der Phasenübereinstimmung abzuschätzen, wird eine zweite Einstellung HREF2 fixiert, die sich vorzugsweise möglichst stark von der ersten HREF-Phaseneinstellung HREF1 unterscheidet, und wieder wird die kritische Phasenverschiebungseinstellung Φ2, die zur HREF-Phaseneinstellung HREF2 gehört, aufgesucht. Für dasselbe Videoformat wurde für HREF2 = 14 Nanosekunden eine kritische Phaseneinstellung von Φ2 = 60,5 Nanosekunden gefunden. Wegen HREF2 – HREF1 = 7 Nanosekunden und Φ2 – Φ1 = 9 Nanosekunden werden die Messungen als richtig eingeschätzt. Da die optimale Phaseneinstellung zum Abtasten der analogen Videosignale **27** Nanosekunden beträgt und HREF2 die am meisten entfernte kritische Phaseneinstellung Φ2 = 60,5 Nanosekunden liefert, wird die HREF-Phaseneinstellung auf den Wert HREF2 gesetzt.

[0054] Nachdem der Abtasttakt und die Abtastverzögerung optimal eingestellt sind, werden das aktive Fenster der analogen Videosignale und die optimalen Einstellungen von Verstärkung und Offset auf dem gleichen Wege wie zuvor erneut und genauer bestimmt. Die Anzahl der Abtastungen, die dem aktiven Fenster vorausgehen, wird nun mit Bezug auf die optimale Abtasttaktperiode ausgedrückt. Es muss das breiteste Bild mit Bereichen minimaler und maximaler Helligkeit übertragen werden. Die schwarzen Ränder um das Bild herum, d.h. die analogen Videosignale, die nahe am Video-Schwarzabhebungspegel liegen, vermessen die Anteile, die von jedem nachfolgenden Bild, das abzutasten ist, abgeschnitten werden. Die erste Digitalisierung wird mit dem Videoverstärkungspegel 0 ausgeführt, der einem Verstärkungsfaktor 0,3 V und einem Video-Schwarzabhebungspegel 0 entspricht. Im vorliegenden Beispiel wird gefunden, dass der maximale Digitalwert im Digitalbild gleich 100 ist. Aufbauend auf diesem Maximum wird ein neuer Verstärkungspegel berechnet, um einen Maximalpegel von ungefähr 214 zu erreichen. Mit einem Multiplizierer im Videoverstärkerschaltkreis **30**, an den für einen digitalen Verstärkungsfaktor 0 eine Spannung von 0,3 V angelegt wird, und mit 1,3 V für einen digitalen Verstärkungsfaktor 255 muss der Verstärkungsfaktor somit 0,3 V·214/100 = 0,642 V betragen, was einem Video-Verstärkungspegel von (0,642 – 0,30)·255 = 87 entspricht. Der Video-Verstärkungspegel **87** und das Video-Offset 0 werden eingestellt, die analogen Signale werden digitalisiert, und es wird ein neuer maximaler Digitalwert 218 gefunden. Wieder wird die erste Videozeile gesucht, die mindestens drei Pixel mit einem Digitalwert größer als 218/3 = 72 oder einem Drittel des maximalen Digitalwerts im Bild aufweist. Das gleiche wird für die unteren Videozeilen ausgeführt. Damit wird abgeschätzt, dass 29 Zeilen oben und 29 Zeilen unten aus dem aktiven Fenster herausfallen. Für die Zeilen innerhalb des aktiven Fensters werden die am meisten links und am meisten rechts liegenden Pixel gesucht, die einen Digitalwert größer als 72 aufweisen. Diesmal wurde gefunden, dass 146 Pixel am linken Rand und 51 Pixel am rechten Rand außerhalb des aktiven Fensters liegen. Diese Werte liegen beträchtlich unter den oben gefundenen Werten 232 und 84, vor allem weil die Anzahl der Abtastungen für eine horizontale Zeilenperiode hier 720 ist, wohingegen sie vorher etwa 1100 betrug.

[0055] Die für das aktive Fenster gefundenen Werte werden in den Aktivfenster-Vermessungsschaltkreis **44** eingegeben, und die aufgenommenen Digitalwerte sind nun auf die Abtastungen innerhalb des aktiven Fensters beschränkt. Die analogen Videosignale werden wieder mit dem Videoverstärkungsfaktor **87** und der Video-Offseteinstellung 0 digitalisiert. Der maximale Digitalwert ist nun 217. Es wird ein neuer Verstärkungsfaktor berechnet, um einen maximalen Digitalwert von 255 zu erreichen. Mit dem Wissen, dass der Verstärkungspegel 0 einen maximalen Digitalwert 100 und der Verstärkungspegel **87** einen maximalen Digitalwert 217 zur Folge hat, kann durch einfache lineare Extrapolation gefunden werden, dass der Verstärkungspegel 117 zu einem maximalen Digitalwert 255 führen sollte. Dieser Videoverstärkungspegel 117 wird zusammen mit einem Offset-Pegel 0 eingestellt, und die analogen Videosignale werden erneut digitalisiert, woraus sich ein umfassender minimaler Digitalwert 0 und ein maximaler Digitalwert 255 ergibt.

[0056] In verschachtelten Videoformaten ist zu Beginn der aktiven Horizontalzeilenzeit ein erstes Pixel zu erfassen, zum Ende dieser Horizontalzeilenzeit ist ein letztes Pixel zu erfassen, welches für beide Rahmen das gleiche ist. Der vertikal aktive Rahmen liefert eine erste und eine letzte zu erfassende Zeile. Diese Zeilennummern können für das erste und das zweite Feld eines verschachtelten Bildes unterschiedlich sein. Dementsprechend werden Zähler in dem Aktivfenster-Vermessungsschaltkreis **44** eingerichtet, damit nur die analogen Videosignale innerhalb des aktiven Fensters digitalisiert werden.

[0057] Wenn einmal eine optimale Einstellung für einen oder mehrere der oben beschriebenen Parameter gefunden wurde, die entsprechend der vorliegenden Erfindung elektronisch in den Videobildabnehmer eingeführt werden kann, dann kann diese Einstellung unmittelbar in den Schaltkreis eingebaut werden, und die ein Bild verkörpernden analogen Vi-

deosignale können digitalisiert, und die entsprechenden digitalen Bildsignale können im Digitalspeicher zur weiteren Verarbeitung gespeichert werden. Alternativ können diese Parametereinstellungen in einem nichtflüchtigen Speichermittel digital gespeichert und jedes Mal abgefragt werden, wenn ein Bild oder eine Reihe von Bildern, die durch analoge Videosignale dargestellt werden, durch den Videobildabnehmer zu erfassen sind.

[0058] Die vorliegende Erfindung wurde zwar mit Bezugnahme auf die bevorzugten Ausführungsformen beschrieben, Fachleute werden jedoch anerkennen, dass Abänderungen in Form und Einzelheiten ausgeführt werden können, ohne den Gedanken und den Geltungsbereich der Erfindung zu verlassen.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Bestimmung der optimalen Abtastverzögerung eines Abtasttakts (**42**) in bezug auf Synchronisationssignale, die Videosignalen entsprechen, in einem Videobildabnehmer mit den folgenden Schritten:
(a) Erzeugen von Videosignalen mit schnellen Transienten in dem analogen Videosignal;
(b) Einstellen einer Abtastverzögerung des Abtasttakts (**42**) in bezug auf die Synchronisationssignale;
(c) Abtasten der Videosignale mit einer vorbestimmten Frequenz des Abtasttakts zu digitalen Bildsignalen;
(d) Berechnen einer Graubewertung aus den digitalen Bildsignalen;
(e) Wiederholen der Schritte (b) bis (d) für mindestens zwei verschiedene Abtasttaktverzögerungseinstellungen; und
(f) Auswählen als optimale Abtasttaktverzögerung derjenigen, die der besten Graubewertung entspricht,
dadurch gekennzeichnet, daß die Graubewertung mit der Anzahl von Grau-Zwischenstufenwerten und mit der Anzahl von Niedrig- und Hoch-Graustufenwerten in den digitalen Bildsignalen für die Phaseneinstellung zusammenhängt und
wobei der Schritt des Berechnens einer Graubewertung für die digitalen Bildsignale den folgenden Schritt umfaßt:
Berechnen einer Graubewertung für jede der verschiedenen Abtasttaktverzögerungseinstellungen als eine Summe verschieden gewichteter Graustufenwerte.

Es folgen 5 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

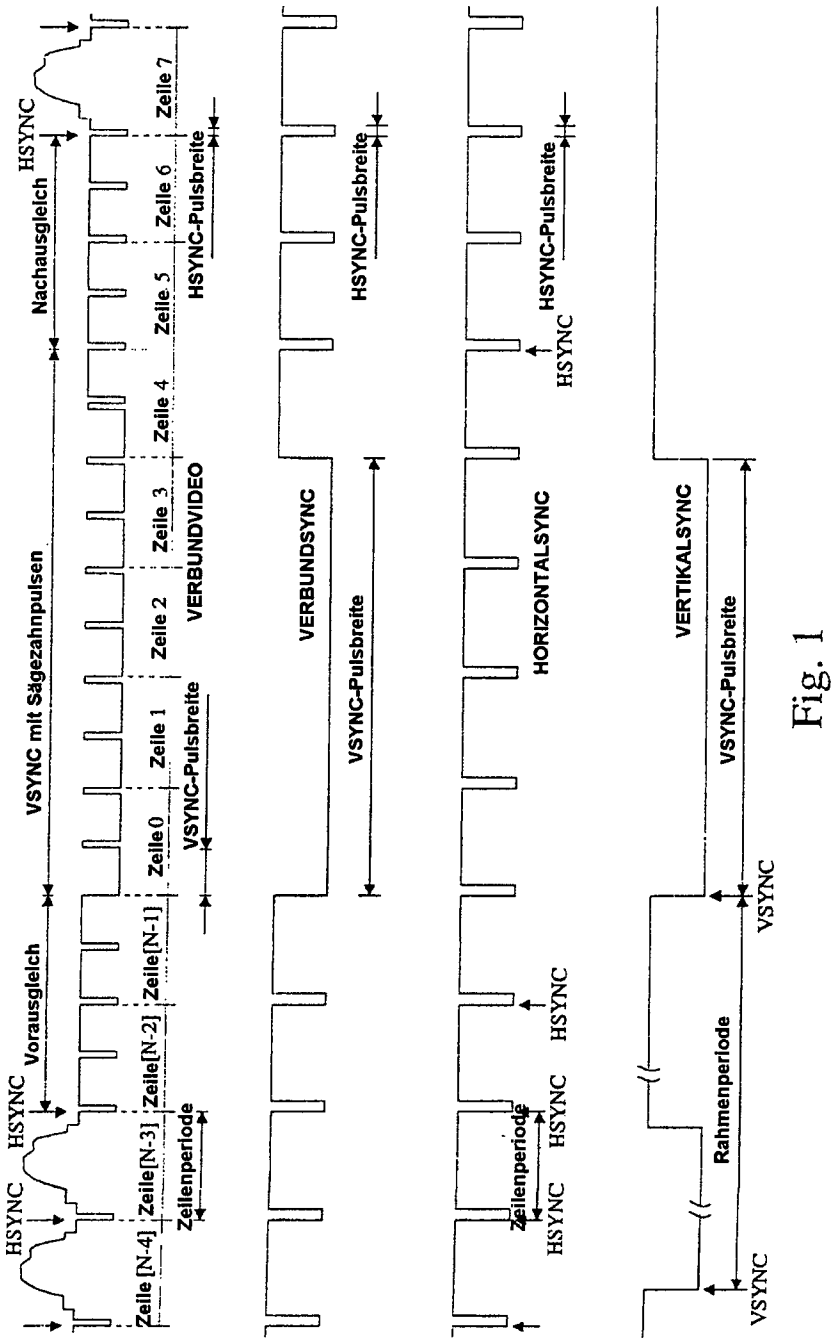


Fig. 1

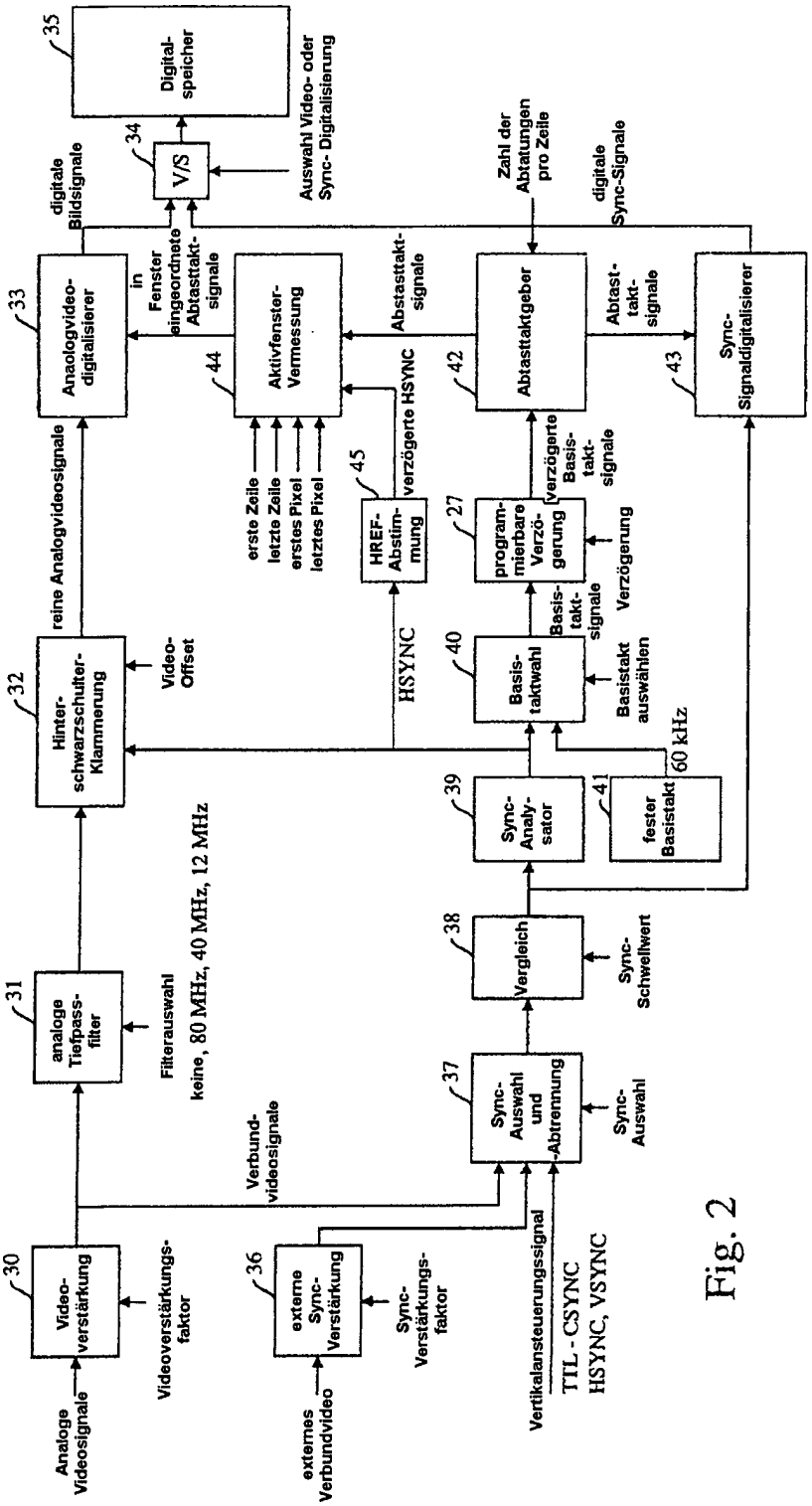

35
Digital-speicher
34
V/S
Auswahl Video- oder Sync- Digitalisierung
digitale Bildsignale
Zahl der Abtatungen pro Zeile
digitale Sync-Signale
33
Anaologvideo-digitalisierer
in Fenster eingeordnete Abtasttakt-signale
44
Aktivfenster-Vermessung
Abstasttakt-signale
42
Abtasttaktgeber
Abtast-takt-signale
43
Sync-Signaldigitalisierer
erste Zeile
letzte Zeile
erstes Pixel
letztes Pixel
45
HREF-Abstim-mung
verzögerte HSYNC
27
program-mierbare Verzö-gerung
verzögerte Basis-takt-signale
reine Analogvideosignale
32
Hinter-schwarzschulter-Klammerung
Video-Offset
HSYNC
40
Basis-taktwahl
Basis-takt-signale
Verzögerung
Basistakt auswählen
60 kHz
39
Sync-Analy-sator
41
fester Basistakt
38
Vergleich
Sync-Schwellwert
31
analoge Tiefpass-filter
Filterauswahl
keine, 80 MHz, 40 MHz, 12 MHz
37
Sync-Auswahl und -Abtrennung
Sync-Auswahl
Verbund-videosignale
30
Video-verstärkung
Videoverstärkungs-faktor
36
externe Sync-Verstärkung
Sync-Verstärkungs-faktor
Analoge Videosignale
externes Verbundvideo
Vertikalansteuerungssignal
TTL - CSYNC
HSYNC, VSYNC

Fig. 2

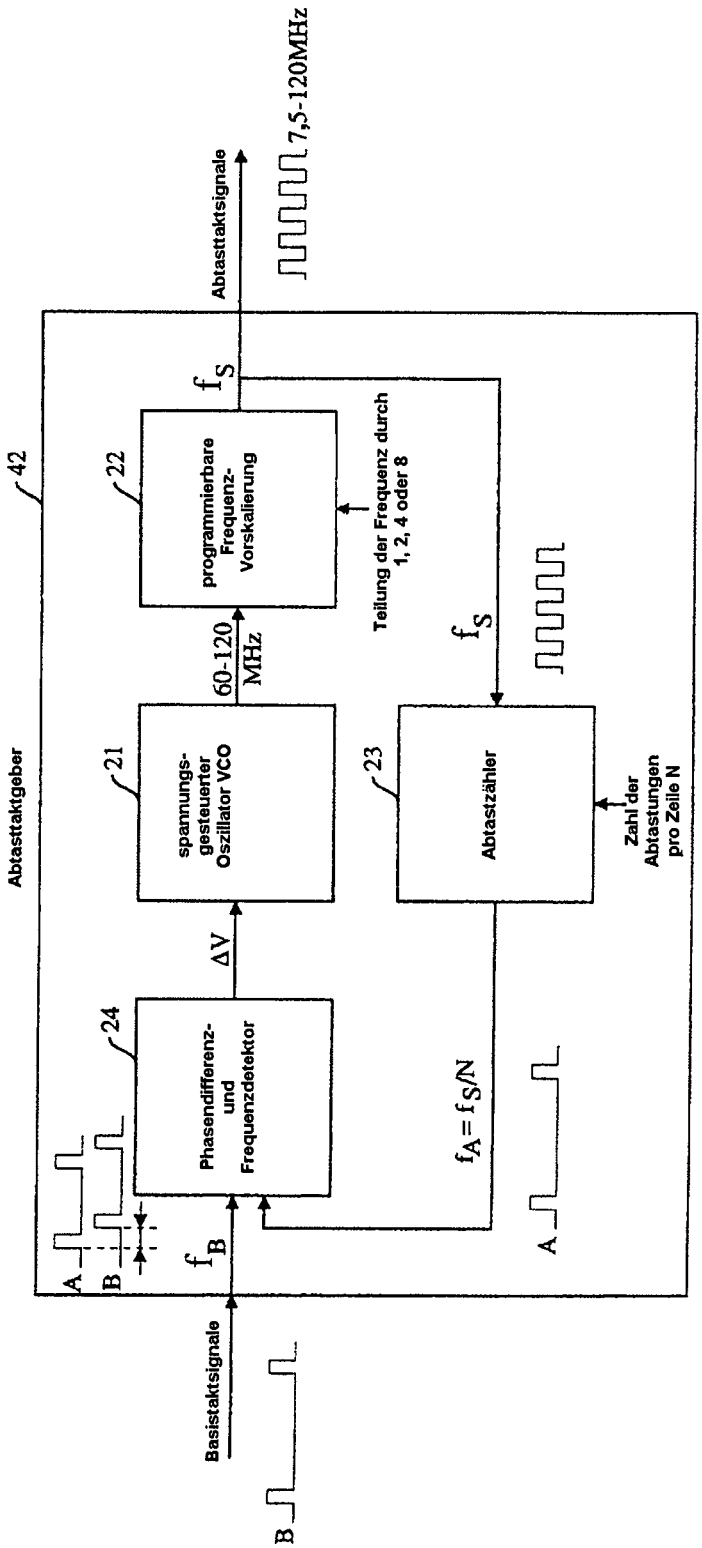
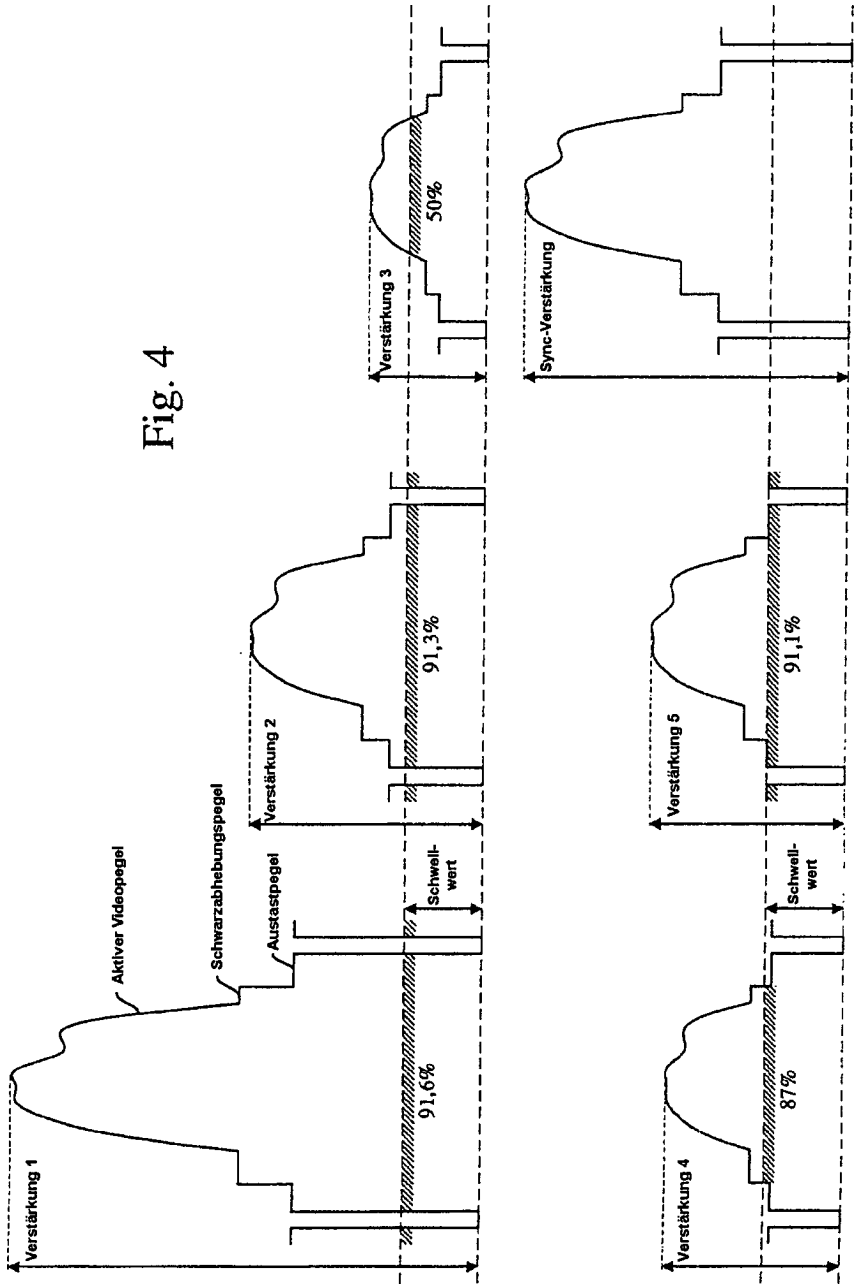

Abtasttaktgeber
42
Abtasttaktsignale
7,5-120MHz
f_S
22
programmierbare Frequenz-Vorskalierung
Teilung der Frequenz durch 1, 2, 4 oder 8
60-120 MHz
21
spannungs-gesteuerter Oszillator VCO
23
Abtastzähler
Zahl der Abtastungen pro Zeile N
f_S
ΔV
24
Phasendifferenz- und Frequenzdetektor
$f_A = f_S/N$
A
B
f_B
A
B
Basistaktsignale

Fig. 3

Fig. 4


Verstärkung 1
Aktiver Videopegel
Schwarzabhebungspegel
Austastpegel
Schwell-wert
91,6%
Verstärkung 2
91,3%
Verstärkung 3
50%
Verstärkung 4
87%
Verstärkung 5
91,1%
Sync-Verstärkung

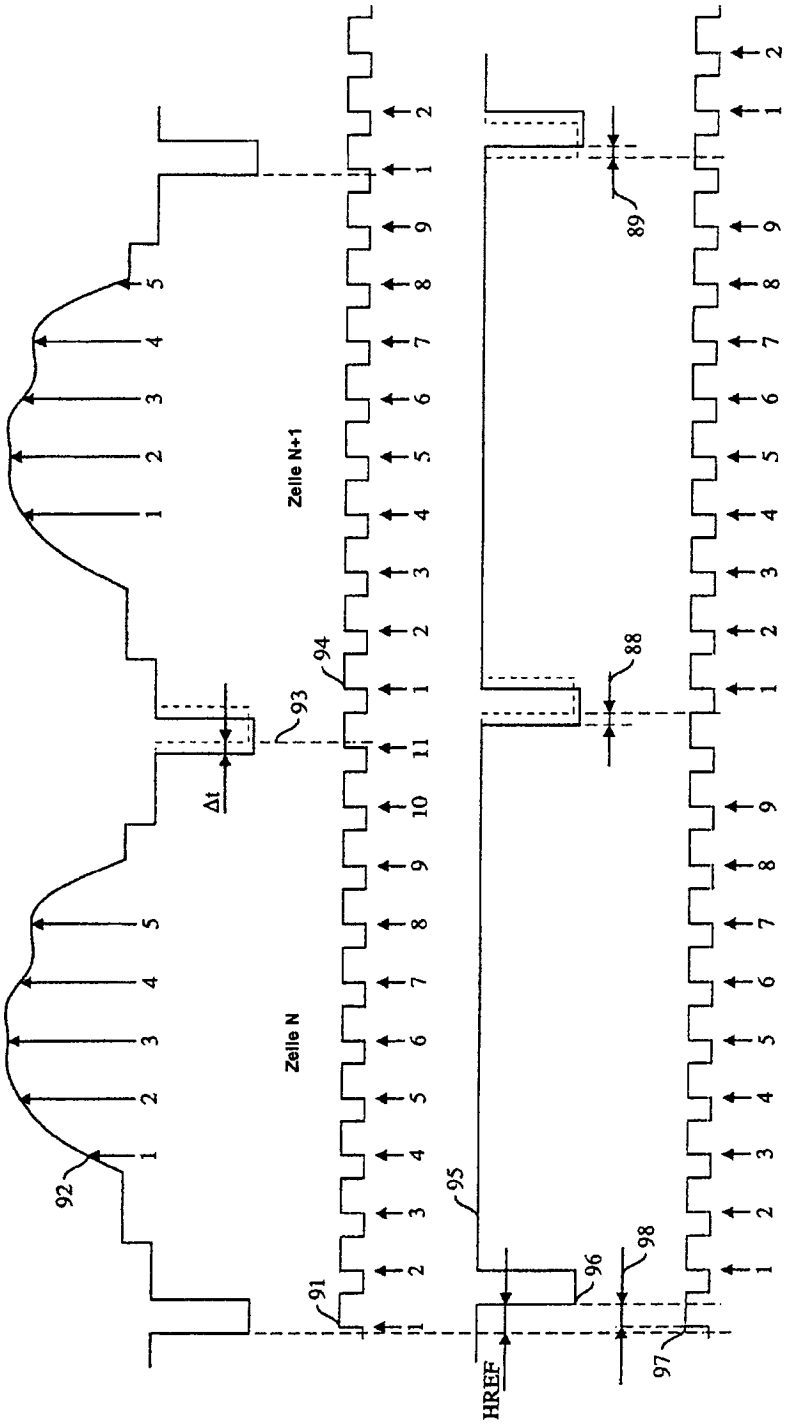


Fig. 5