

Anwendung der Fernsehtechnik für die Planimetrierung farbiger Vorlagen

VON DER
EIDGENÖSSISCHEN TECHNISCHEN HOCHSCHULE IN ZÜRICH
ZUR ERLANGUNG DER
WÜRDE EINES DOKTORS DER TECHNISCHEN WISSENSCHAFTEN
GENEHMIGTE
PROMOTIONSARBEIT

VORGELEGT VON
Aldo Mandozzi
dipl. El.-Ing. ETH
von Campo Blenio (Tessin)

Referent: Herr Prof. Dr. E. Baumann
Korreferent: Herr Prof. H. Weber

Erscheint als Publikation Nr. 12 der
Abteilung für industrielle Forschung am Institut für technische Physik der
Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich

Diese Arbeit wurde an der Abteilung für industrielle Forschung des Instituts für technische Physik an der Eidgenössischen Technischen Hochschule unter der Leitung von Herrn Prof. Dr. E. Baumann durchgeführt. Ich bin ihm für seine großzügige Unterstützung und sein förderndes Interesse zu großem Dank verpflichtet.

Leer - Vide - Empty

Zusammenfassung

Durch die Kombination eines Fernsehabtastsystems und einer Integrationseinrichtung ist es prinzipiell möglich, Planimetrieraufgaben zu lösen, vorausgesetzt, daß die zu messenden Vorlagen gewissen Anforderungen genügen. Von der Abtasttheorie ausgehend, werden im ersten Teil die Grenzen solcher Verfahren und die speziellen Integrationsmethoden erörtert. Im zweiten Teil wird eine Meßapparatur beschrieben, welche auf Grund der gewonnenen Ergebnisse realisiert wurde. Mit dieser Apparatur ist es möglich, schwarz-weiße und farbige Vorlagen sehr rasch und mit Prozentgenauigkeit auszuwerten.

Inhaltsverzeichnis

1. Problemstellung	7
2. Die Planimetrierung mit Fernsehsystemen	10
2.1. Das Prinzip	10
2.2. Die Abtastung	12
2.3. Die Auswertung	17
2.3.1. Digitalmethoden	18
2.3.2. Analogmethoden	23
2.3.3. Vergleich der Auswertemethoden	27
3. Spezielle Auswertprobleme der Analogmethoden	28
3.1. Die Integration	28
3.2. Das Hochfrequenzverhalten des Integrators	29
4. Die Versuchsapparatur	38
4.1. Wahl der Systemnormen	38
4.2. Beschreibung der Apparatur	41
4.2.1. Der elektrooptische Teil	41
4.2.2. Die Videoverarbeitung	43
4.2.3. Der Integrator	44
4.3. Eichung und Einstellung	45
4.4. Meßresultate	46

1. Einleitung und Problemstellung

Die Fernsehtechnik hat, besonders in den letzten Jahren, nebst ihrer klassischen Anwendung im Rundfunk sich auch auf andersartigen Gebieten mit Erfolg durchsetzen können. Am stärksten ist diese Entwicklung in einer Richtung geschehen, die unter dem Sammelbegriff industrielles Fernsehen bekannt ist. Daneben, vorläufig in bescheidenem Maß, wurden Versuche unternommen, Geräteeinheiten aus der Fernsehentwicklung für Zwecke anzuwenden, die nicht direkt mit einer stetigen sichtbaren Übertragung eines Bildes in Zusammenhang stehen. Diese Anwendungen, zu denen auch die vorliegende Arbeit gehört, haben meistens spezielle meßtechnische Probleme zum Ausgangspunkt, die nicht direkt mit der Fernsehtechnik verwandt sind.

Durch Herrn Prof. Dr. E. Heß, Leiter des Veterinärbakteriologischen Institutes der Universität Zürich, sind wir auf ein aktuelles Problem der Wursthistologie aufmerksam gemacht worden. Zwecks Kontrolle der Qualität einer Wurst wird deren Zusammensetzung quantitativ analysiert. Die Fleisch- und Kollagen-Anteile (Sehnen, Drüsen usw.), welche als Hauptbestandteile vorkommen, dürfen von einem idealen Verhältnis nicht zu stark abweichen. Ein zu großer Kollagenanteil wird einerseits als unzulässig erklärt; aber andererseits muß eine minimale Menge davon vorhanden sein, weil diese zu dem charakteristischen Geschmack der Wurst maßgebend beiträgt.

Bei dieser quantitativen Analyse geht man von histologischen Schnitten aus, die mit speziellen Farbstoffen eingefärbt werden. Die Bestandteile der Wurst können durch die verschiedene Einfärbung voneinander unterschieden werden, wobei für Routineuntersuchungen lediglich die zwei obenerwähnten Komponenten von Bedeutung sind. Die kollagene Substanz erfährt eine blaue, das Fleisch eine orange Färbung. Aus der Annahme, daß das Flächenverhältnis der gefärbten Komponenten das Gewichtsverhältnis der Wurstbestandteile eindeutig kennzeichnet, können durch Planimetrierung Schlüsse über die Zusammensetzung gezogen werden.

Die Flächenmessung der Farbanteile erfolgt unter dem Mikroskop, zum Beispiel anhand eines Strichrasters. Eine solche Auswertung ist mit systematischen und subjektiven Fehlern behaftet sowie mit großem Zeitaufwand verbunden. Letzterer Umstand fällt um so mehr ins Gewicht, als von einem Prüfling mehrere Schnitte ausgemessen werden müssen.

Verzichtet man auf die Mannigfaltigkeit zusätzlicher Informationen, die ein geübter Operateur aus der visuellen Betrachtung am Mikroskop gewinnen kann und beschränkt man sich lediglich auf die farbmäßige Trennung und Planimetrierung, so sind auch Auswertemethoden denkbar, die weitgehend automatisiert werden können und damit das ganze Verfahren auch für Reihenmessungen sinnvoll gestalten.

Die Grundlagen einer solchen Automatisierung sind hauptsächlich durch die optischen Eigenschaften der Präparate gegeben, die zusammenfassend wie folgt beschrieben werden können:

- a) Die Spektraleigenschaften der Präparate sind in Abb. 1 dargestellt. Die Absorptionskurven, die überhaupt vorkommen können, liegen in den schraffierten Bereichen. Aus den Kurven ist das starke Übersprechen der Farbstoffe ersichtlich.
- b) Durchschnittlich liegt die Absorption der orangen Anteile um fast eine Größenordnung tiefer als diejenige der blauen.
- c) Die Transmissionsminima können bis 1 : 100 variieren.
- d) Zwischen den bereits erwähnten orange- und blaugefärbten Kompo-

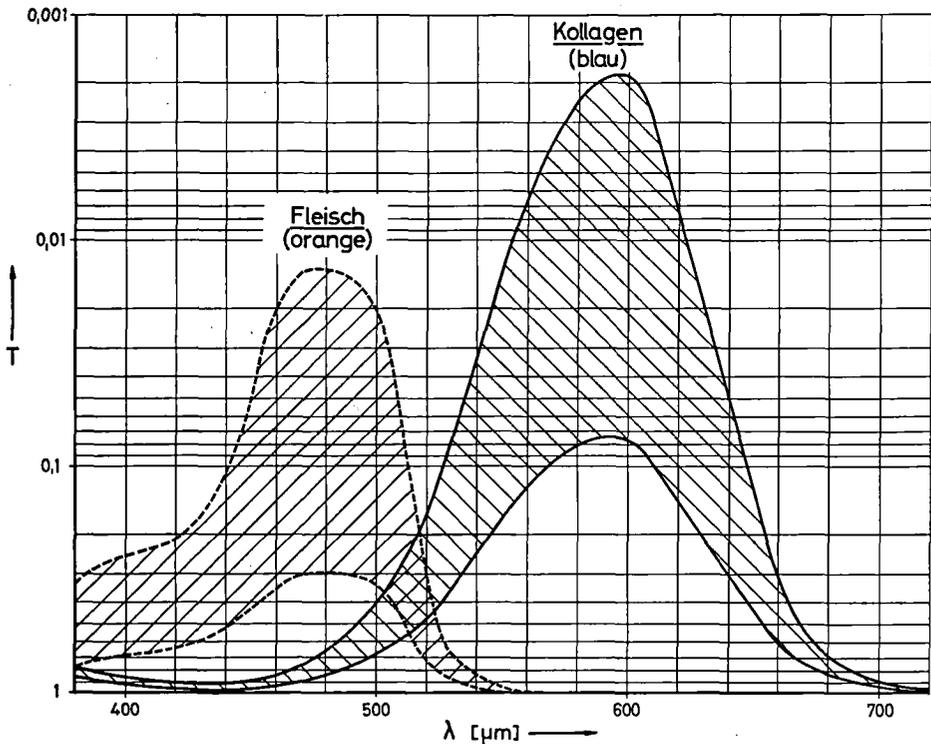


Abb. 1. Spektralcharakteristik der Präparate.

nenten treten im Präparat viele durchsichtige Lücken auf. Praktisch undurchsichtige Flecken kommen ebenfalls wegen einer zu starken Einfärbung der blauen Anteile oder infolge Überlappung der Komponenten vor. Im folgenden werden wir die Lücken als „weiß“ und die undurchsichtigen Teile als „schwarz“ bezeichnen.

Unter diesen Umständen kann von einer Auswertemethode, welche auf der Messung der Absorption des ganzen Präparates (Integralverfahren) durch Lichtstrahlen verschiedener Wellenlänge basiert, keine annehmbare Genauigkeit erwartet werden.

Die Suche nach auf Schwankungen der Einfärbeverhältnisse unempfindlichen Auswerteverfahren führt zu Methoden, die auf einer punkweisen Erkennung der Anteile beruhen. Ist man auf eine solche Abtastmethode angewiesen, so sind verschiedene Lösungen möglich, die jedoch gegenüber dem Integralverfahren durch einen wesentlich größeren Aufwand gekennzeichnet sind.

Von Studien und Vergleichen verschiedener Möglichkeiten ausgehend, haben wir uns vorgenommen, ganz allgemein zu überprüfen, inwieweit ein Fernseh-abtastsystem für Planimetrierzwecke geeignet ist, insbesondere für die Auswertung von farbigen Vorlagen. Zu diesem Entschluß haben uns Überlegungen geführt, an welchen die folgenden Feststellungen maßgebend beteiligt sind:

- a) Die Mittel zur Zerlegung eines Bildes in eine relativ große Anzahl Punkte sind bereits vorhanden.
- b) Die Geschwindigkeit, mit welcher diese Operation ausgeführt wird, ist relativ groß.
- c) Die Bildinformation steht als elektrisches Signal zur Verfügung.
- d) Das wieder zusammengesetzte Bild kann unmittelbar an einem Monitor visuell beobachtet werden.

In Anbetracht der inhärenten Grenzen solcher Systeme ist bei der Wahl einer Ausführung ein vernünftiger Kompromiß zwischen Qualität und Aufwand von primärer Bedeutung. Beim Versuchsaufbau haben wir uns deswegen bemüht, nur kommerzielle Bestandteile zu verwenden.

Ein solches Planimetrierverfahren, welches prinzipiell für alle durch ein Fernsenaufnahmesystem erfaßbaren Vorlagen brauchbar ist, kann überall angewendet werden, wo die verlangte Genauigkeit im Rahmen seiner grundsätzlichen Grenzen liegt. Der apparative Aufwand wird jedoch das Anwendungsgebiet auf die Lösung spezieller Probleme einschränken. Das Verfahren könnte für die Planimetrierung von Objekten angewendet werden, welche sich langsam bewegen (zum Beispiel Blutzellen), nur kurzzeitig sichtbar sind oder sich an unzugänglichen Orten befinden. Anwendungen als Fühler für Steuerungen, Überwachungen und Fernmessungen sind ebenfalls denkbar.

2. Die Planimetrierung mit Fernsehsystemen

2.1. Das Prinzip

Die Rückführung der Planimetrierung einer allgemeinen Fläche auf die Summe von geometrisch einfachen Teilelementen ist eine Methode, die ihrer Einfachheit wegen oft angewendet wird. Für ihre Ausführung stehen zwei grundsätzliche Möglichkeiten offen: die Approximation der Umrisse durch Polygonzüge und anschließende Aufteilung in eine möglichst kleine Anzahl geometrisch einfacher Elemente, oder die Aufteilung der Gesamtfläche in eine möglichst große Anzahl gleicher Anteile. Obwohl für die erste Methode praktische Lösungen möglich waren, weist die zweite Methode im Hinblick auf eine Automatisierung wesentliche Vorteile auf. Von besonderer Bedeutung ist die Tatsache, daß diese im wesentlichen auf einem einfachen Ja-/Nein-Kriterium basiert und daß ihre Genauigkeit lediglich durch die Anzahl der Teilelemente begrenzt ist. Für die weiteren Betrachtungen werden wir uns auf die Behandlung der zweiten Methode beschränken.

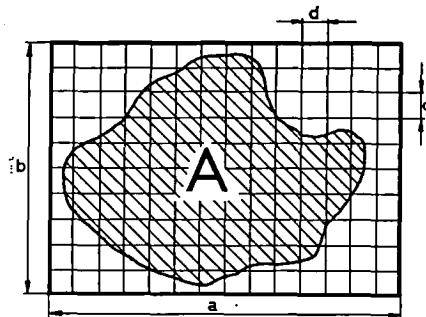


Abb. 2. Erfassung einer Fläche durch Maschennetz.

Wir betrachten eine ebene Fläche A (Abb. 2) und teilen sie durch ein rechteckiges Raster mit quadratischen Maschen der Fläche d^2 auf. Anschließend tasten wir alle Elemente hintereinander ab, um davon die Anzahl n zu bestimmen, die zur Fläche A gehört. Es gilt:

$$A = n d^2.$$

Das hier angewandte Planimetrierungsprinzip umfaßt also die folgenden Punkte:

a) *Aufteilung der unbekanntes Fläche durch ein Raster*

Es ist selbstverständlich, daß im Interesse einer Erhöhung der Genauigkeit dieses Rasters möglichst feinmaschig und knapp der Fläche umschrieben sein soll und daß die quadratischen Maschen nur geometrisch isotropen Flächen angepaßt sind.

b) *Abtastung aller Teilelemente des Rasters*

Die einzige Bedingung ist dabei ein eindeutig definiertes Abtastprogramm. Die Art der Ausführung ist vollkommen frei.

c) *Bestimmung der Teilelemente, die zur Fläche gehören*

Für die Elemente, die ganz in die Fläche eingeschrieben sind, genügt ein einfaches Ja-/Nein-Kriterium. Anders wird es in den Übergangszonen, wo die Zugehörigkeit der Fläche gesondert zu untersuchen und zu definieren ist. Später wird dieses Problem ausführlich behandelt, weil damit die größten systembedingten Fehler verbunden sind.

d) *Ermittlung der Fläche d^2 des Teilelementes*

Je feiner die Aufteilung des Rasters, desto schwieriger wird eine direkte genaue Messung von d^2 . Es besteht dann nur die Möglichkeit, d aus dem Verhältnis der Rasterabmessungen zur Elementenzahl zu bestimmen. Es gilt dann (Abb. 2):

$$d^2 = \frac{ab}{N} \quad \text{und} \quad A = \frac{ab}{N} n = A_R \frac{n}{N},$$

wobei N die totale Anzahl der Rasterelemente und $A_R = ab$ die Rasterfläche sind.

e) *Bestimmung der Summe aller Elemente, die zur Fläche gehören*

Vom Additionsvorgang sind keine prinzipiellen Schwierigkeiten zu erwarten. Erst bei hohen Abtastgeschwindigkeiten kann die Anwendung analoger Integrationsmethoden zu einer Reduktion der Genauigkeit führen.

Da in einem Fernsehsystem nur die Ordinate quantisiert wird, weicht das tatsächlich angewandte Prinzip vom oben beschriebenen leicht ab, indem die Fläche durch ein Zeilenraster zerlegt wird. Ihre Gleichung lautet dann (Abb. 3):

$$A = \frac{A_R}{a} \sum_{z=1}^Z a_z, \quad (2.1)$$

wobei a_z der Zeilenausschnitt von A in der z -ten Teile und Z die Zeilenanzahl sind.

Die Überlegungen bleiben natürlich die gleichen, falls mehrere Flächen oder verschiedene Gruppen davon auszuwerten sind. Von besonderem Interesse ist der Fall, der im Rahmen dieser Arbeit speziell behandelt wird, in welchem nur das Verhältnis der Totalflächen zweier verschiedener Gruppen verlangt ist. Im Resultat ist dann die Rasterfläche A_R nicht mehr enthalten, und die praktische Ausführung der Messung wird dadurch bedeutend vereinfacht.

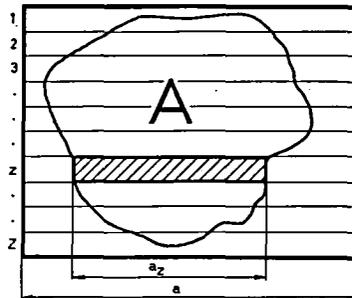


Abb. 3. Erfassung einer Fläche durch Zeilennetz.

2.2. Die Abtastung

Im Gegensatz zu seiner üblichen Anwendung besteht hier die Aufgabe des Fernsehsystems nicht lediglich in der Abbildung der Vorlage, sondern mehr in seiner Auswertung. Für die eigentliche Messung genügt infolgedessen schon der Aufnahmeteil der Fernsehkette; der Rest ist nur bei der Einstellung und Überwachung nützlich. Sobald die Information als Videosignal vorliegt, führen rein impulstechnische Methoden zur Anzeige des Resultates.

Es liegt nicht in der Natur unseres Problems, nach Verbesserungen der bereits vorhandenen und für die Fernsehtechnik speziell gezüchteten Elemente zu streben; wir begnügen uns damit, die günstigsten darunter auszuwählen und diese durch zusätzlichen schaltungstechnischen Aufwand auf eine genauere und stabilere Art zu betreiben.

Gegenwärtig werden in der Fernsehtechnik zwei Aufnahmesysteme gebraucht: die Kamera und der Abtaster. Sie unterscheiden sich grundsätzlich durch die Art der Beleuchtung der Vorlage und sind in fast allen für unser Problem maßgebenden Eigenschaften praktisch gleichwertig. Merklich verschieden sind nur der Rauschabstand und die Definition des Schwarzwertes; jener ist für die Kamera, dieser für den Abtaster günstiger.

Zur Wahl des Systems haben uns fast ausschließlich Gründe des apparativen Aufwandes geführt. Eine Simultan-Farbkamera (und wir sind von der

Problemstellung aus auf ein Farbsystem angewiesen) ist heute immer noch ein recht kompliziertes Gerät. Abgesehen von den hohen Anschaffungskosten muß sie unbedingt von Fachleuten bedient und unterhalten werden, und ihre Stabilität ist, besonders was die Deckung der Einzelbilder anbelangt, für unsere Anwendung eventuell knapp. Nachteilig sind auch die lange Anwärmungszeit, die beschränkte Lebensdauer sowie der hohe Preis der Aufnahmeöhren.

Eine Sequenzkamera kommt ebenfalls nicht in Frage, weil infolge des unerwünschten spektralen Farbübersprechens der einfärbenden Farbstoffe eine Matrizierung (siehe Abschnitt 1) unerlässlich ist.

Weil die Farbabspaltung erst nach der Abtastung erfolgt, ist ein Leuchtpunktfarbabtaster nicht wesentlich komplizierter als einer für schwarz-weiß. Sein Hauptnachteil ist das verhältnismäßig große Rauschen im Signal, das die Genauigkeit der Planimetrierung beeinflusst, lange bevor es im Bilde störend erscheint. Durch die Reduktion des verarbeiteten Frequenzbandes, die man deswegen vornehmen muß, geht ein Teil seines Auflösungsvermögens leider verloren.

Daß wir unsere Wahl für das zweite System getroffen haben, schließt natürlich nicht aus, zu einem späteren Zeitpunkt oder bei anderen Meßobjekten Vor- und Nachteile der beiden, unter den neuen Voraussetzungen, wieder zu vergleichen. Im speziellen Fall der Planimetrierung von Schwarzweißvorlagen wird man sehr wahrscheinlich mit einer Kamera ebenso gute, wenn nicht bessere Resultate erreichen.

Ein Leuchtpunktabtaster (Abb. 4) ist im Grunde genommen nichts anderes als eine schnellarbeitende Transparenzmeßeinrichtung, bei welcher man die Vorlage *V* punktwise belichtet und die durchgelassene Lichtmenge mit einer Photozelle *P* mißt.

Als Lichtquelle dient der Leuchtfleck einer Kathodenstrahlröhre *K*, der mittels eines Objektivs *O* auf die Vorlage abgebildet wird. Durch passende Ablenkung des Elektronenstrahls kann man die Bewegung des Leuchtflecks als Fernsehraster ausbilden und dadurch ein Signal an der Photozelle erzeugen, dessen Momentanwert der Transparenz des abgetasteten Punktes entspricht.

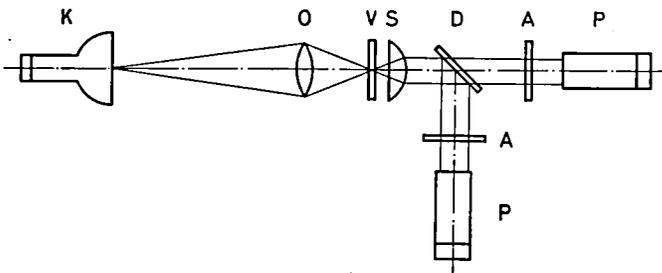


Abb. 4. Leuchtpunktabtaster für zwei Farben (optische Anordnung).

Will man die Abtastung auf einen Spektralbereich begrenzen, so kann ein Absorptionsfilter A vor der Photozelle eingeschaltet werden. Mittels eines oder mehrerer dichroitischer Filter D können auch zwei oder mehrere Spektralbänder aufgespaltet und simultan verarbeitet werden. Für die Details verweisen wir auf die einschlägige Literatur [2, 5].

Die optische Vergrößerung des Rasters, die dank der Abbildung frei wählbar ist, ermöglicht in weiten Grenzen eine optimale Anpassung des Rasters an die zu planimetrierende Fläche. Je nach Struktur und gewünschter Genauigkeit wird die Abbildung des Rasters die gesamte Vorlage oder nur einen Teil davon decken. In diesem zweiten Fall muß für die Erhöhung der Genauigkeit eine zeitraubende Auswertung in Kauf genommen werden, weil die Meßoperationen entsprechend der Anzahl der Teilfelder zu wiederholen sind. Die untere Grenze der Vergrößerung ist hauptsächlich durch die Objektiveigenschaften und den Rauschabstand, die obere durch die Größe der Sammelloptik S bestimmt.

Von dem im Abschnitt 2.1 idealisierten Fall ausgehend, wird im folgenden eine schrittweise Annäherung an die tatsächlichen Verhältnisse eines Fernsehabtastsystems unternommen. Dabei ist jedoch zu bemerken, daß nicht alle an der Abtastung beteiligten und zum Teil sehr verwickelten Vorgänge berücksichtigt werden können. Da die meisten Fehler durch unvollkommene Wiedergabe der Übergänge an den Flächenrändern entstehen, wird zuerst aus dem Spannungsübergang bei der Abtastung einer Schwarzweißkante entlang einer Zeile die Wirkung der äußeren Einflüsse berechnet.

Für diese Betrachtungen wird vorausgesetzt:

- a) Eine zeitlich lineare Abtastung entlang der Zeile.
- b) Ein kreisförmiger Querschnitt des Abtaststrahls.
- c) Ein idealer Schwarzweißübergang mit senkrecht zur Abtastrichtung stehender Trennkante.
- d) Proportionalität zwischen Lichtfluß und elektrischem Strom bei der elektrooptischen Umwandlung im Photovervielfacher.

Vorerst fassen wir kurz die Resultate der eindimensionalen Abtasttheorie zusammen, indem wir auf der Ebene der beleuchteten Vorlage die Bewegung einer kreisförmigen Lochblende über einer idealen Schwarzweißkante verfolgen, um den entsprechenden Verlauf des Photozellenstromes zu berechnen (2).

Links von der Trennkante AB von Abb. 5 hat die Vorlage definitionsgemäß eine Transparenz null, rechts davon ist sie durchsichtig. Die Lochblende, welche als Schnittfigur des abtastenden Lichtstrahls mit der Ebene der Vorlage resultiert, bewegt sich während der Abtastung von links nach rechts entlang einer Zeile mit konstanter Geschwindigkeit. Solange die Blende

sich ganz links von der Trennlinie befindet, kann kein Licht hindurchgehen. Durch die Photozelle fließt ein Strom, der für diese Betrachtungen als null definiert wird. Schneidet aber der Kreis die Trennlinie, so geht ein Teil des Lichtstromes hindurch und nimmt bei weiterer Verschiebung der Blende nach rechts allmählich zu, bis letztere zur Trennlinie tangential wird. Von diesem Moment an bleibt der Photozellenstrom auf dem Maximalwert J_{max} konstant.

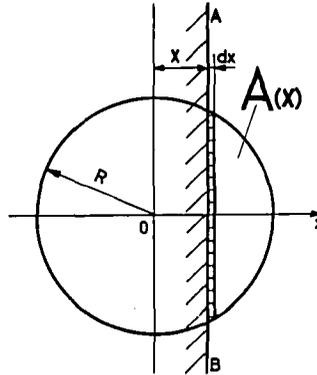


Abb. 5. Verhältnisse an einer Schwarzweißkante bei homogener Stromverteilung des Abtaststrahles.

Bei einer homogenen Verteilung des Lichtstromes im Strahl ist der Photozellenstrom J der nichtabgedeckten Fläche $A(x)$ der Blende proportional. Diese ist nach Abb. 5:

$$\begin{aligned}
 A(x) &= 2 \int_x^R \sqrt{R^2 - x^2} dx = 2 \left(\frac{x}{2} \sqrt{R^2 - x^2} + \frac{R^2}{2} \arcsin \frac{x}{R} \right) \Big|_x^R = \\
 &= \frac{\pi R^2}{2} - x \sqrt{R^2 - x^2} - R^2 \arcsin \frac{x}{R},
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

und der relative Photozellenstrom:

$$\begin{aligned}
 \frac{J(x)}{J_{max}} &= \frac{A(x)}{A_{max}} = \frac{1}{\frac{\pi R^2}{2}} \left(\frac{\pi R^2}{2} - x \sqrt{R^2 - x^2} - R^2 \arcsin \frac{x}{R} \right), \\
 \frac{J(x)}{J_{max}} &= 1 - \frac{2}{\pi R^2} x \sqrt{R^2 - x^2} - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{x}{R}.
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Ist die Verteilung des Lichtstromes im Abtaststrahl nicht homogen, aber durch eine Funktion $S(r)$ darstellbar (Abb. 6), so ist:

$$\frac{J(x)}{J_{max}} = \int_x^R \int_{-\varphi(x)}^{+\varphi(x)} S(r) dr r d\varphi. \tag{2.4}$$

Die Integration über φ liefert, bei $\varphi_x(r) = \arccos \frac{x}{r}$:

$$\frac{J(x)}{J_{max}} = 2 \int_x^R \arccos \frac{x}{r} S(r) r dr. \quad (2.5)$$

Wird die tatsächliche Stromverteilung im Strahl (Abb. 6) durch eine \cos^2 -Funktion approximiert:

$$S(r) = S_m \cos^2 \left(\frac{\pi r}{2R} \right), \quad (2.6)$$

dann folgt:

$$\frac{J(x)}{J_{max}} = 2 S_m \int_x^R r \cos^2 \left(\frac{\pi r}{2R} \right) \arccos \frac{x}{r} dr. \quad (2.7)$$

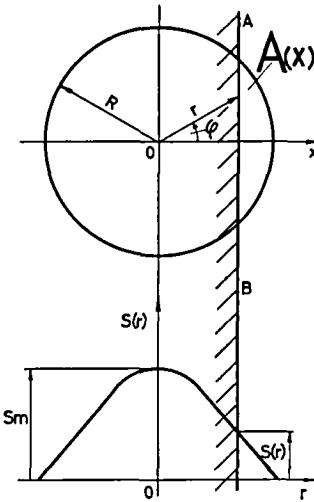


Abb. 6. Verhältnisse an einer Schwarzweißkante bei inhomogener Stromverteilung des Abtaststrahles.

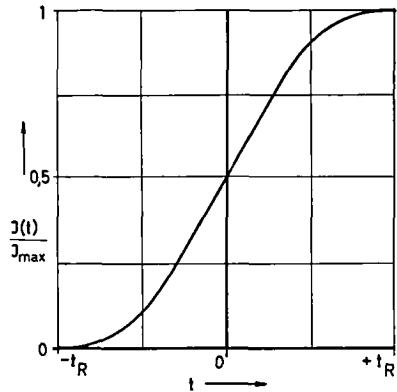


Abb. 7. Verlauf des Photozellenstromes bei der Abtastung einer Schwarzweißkante.

S_m läßt sich aus den Randbedingungen ermitteln:

$$S_m = \frac{2\pi}{R^2(\pi^2 - 4)}. \quad (2.8)$$

Nach Einsetzen bekommt man den Anstieg des Photozellenstroms aus der Integralgleichung:

$$\frac{J(x)}{J_{max}} = \frac{2\pi}{R^2(\pi^2 - 4)} \int_x^R r \cos^2 \left(\frac{\pi r}{2R} \right) \arccos \frac{x}{r} dr, \quad (2.9)$$

die man durch Reihenentwicklung lösen kann. Für unsere Anwendungen ist es vollkommen genügend, mit dem folgenden Ausdruck zu operieren, der eine sehr gute Näherung des Stromanstiegs darstellt.

$$\frac{J(x)}{J_{max}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{x}{R} + \frac{1}{\pi} \sin \pi \frac{x}{R} \right). \quad (2.10)$$

Dank der zeitlich linearen Abtastung darf man die Zeitabszisse $t = \frac{t_R}{R} x$ einführen, wobei t_R die Hälfte der equivalenten Bildpunktdauer ist. Der zeitliche Stromanstieg ist dann durch die folgende Gleichung gegeben:

$$\frac{J(t)}{J_{max}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{t}{t_R} + \frac{1}{\pi} \sin \pi \frac{t}{t_R} \right). \quad (2.11)$$

Sein Verlauf ist in Abb. 7 dargestellt.

2.3. Die Auswertung

Für die folgenden Ausführungen idealisieren wir die zu planimetrierende Fläche durch die Annahme, daß sie völlig durchsichtig ist und sich in einer völlig undurchsichtigen Umgebung befindet und daß sie in der Breite einer Zeile durch scharfkantige senkrechte Trennlinien begrenzt ist (Abb. 8). Der Photozellenstrom weist während der Abtastung eine zeitliche Folge von Übergängen von null auf J_{max} und umgekehrt auf. Die Impulsbreite t_z zwischen zwei aufeinanderfolgenden Übergängen der z -ten Zeile (Abb. 8) ist der

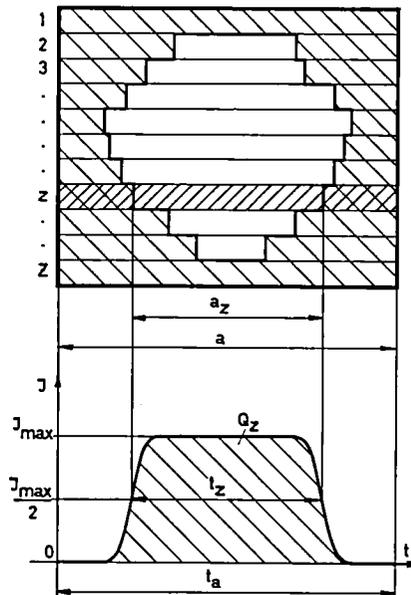


Abb. 8. Verlauf des Photozellenstromes bei der Abtastung einer Zeile.

Länge a_z des Zeilenausschnittes proportional, falls t_z beim Wert $J_{max}/2$ definiert wird. Wenn t_a die aktive Zeilendauer und v_a die konstante Ablenkgeschwindigkeit sind, wird die Gleichung (2.1) bei

$$a = v_a t_a \quad \text{und} \quad a_z = v_a t_z:$$

$$A = \frac{A_R}{t_a Z} \sum_{z=1}^Z t_z, \quad (2.12)$$

das heißt, die Planimetrierung reduziert sich auf die Messung der verschiedenen t_z und deren Addition.

2.3.1. Digitalmethoden

Soweit möglich pflegt man heute Zeitmessungen mit digitalen Methoden durchzuführen, meistens mittels eines Tores, das im Takt mit dem zu messenden Impuls geöffnet wird und Tastimpulse mit hochkonstanter Repetitionsfrequenz zu einem Zähler hindurchläßt. Die Genauigkeit des Verfahrens hängt in erster Linie vom Verhältnis zwischen Tast- und Torimpulsen und, sofern man die Flanke dieser letzteren nicht als unendlich steil annehmen darf, von den Eigenschaften des Tores selber, beziehungsweise des Signales ab.

Ist die Anzahl Tastimpulse genügend groß, so können Fehler nur während der Übergangszeiten des Signales entstehen. Besonders aus Gründen eines anzustrebenden eindeutigen Vergleichs mit anderen Meßmethoden wird im folgenden der Fehler pro Übergang zugrunde gelegt, vorläufig ohne die Länge des Torimpulses zu berücksichtigen. Dies stellt den ungünstigsten Fall einer Schachbrettvorlage dar, mit einer Aufteilung, die der Auflösungsgrenze des Abtastsystems entspricht.

Wir betrachten einen Übergang des Signals zwischen $-t_R$ und $+t_R$. Von einem bestimmten Schwellenwert J_t an wird ein ideales Tor geöffnet (Abb. 9). Von den n Tastimpulsen, die zwischen $-t_R$ und $+t_R$ liegen, geht nur ein Teil n_2 durch das Tor hindurch zum Zähler. Aus Symmetriegründen sollte im Idealfall $n_2 = n/2$ werden, und dies geschieht für $J_t = J_m/2$.

Der relative Meßfehler ist nur durch die Unbestimmtheit des Tastimpulses gegeben, der mit der Torflanke zusammenfallen kann, das heißt:

$$\delta_{rel} = \frac{1}{n} = \frac{\tau}{t_R}, \quad (2.13)$$

wobei τ die Periode des Tastimpulses ist.

Ist aber zusätzlich mit der Festsetzung des Wertes J_t eine Unsicherheit verbunden, sei es wegen Schwankungen des Schwellwertes, sei es wegen Änderungen des Maximalstromes J_m , so kann der Fehler auch bei einer Vergrößerung von n nicht mehr beliebig klein gemacht werden. Die beiden Effekte

addieren sich; schwerwiegend ist im allgemeinen aber nur der zweite, der sich auf die folgenden Ursachen zurückführen läßt:

- a) Inhomogenitäten der Abtast-Lichtquelle und des optischen Abbildungssystems.
- b) Dichteschwankungen der Vorlage.
- c) Inhomogenitäten der optisch-elektrischen Wandler.

Um den Einfluß dieser Änderungen von J_m im Meßresultat quantitativ zu erfassen, wird im folgenden der Fehler bei einer Variation von J_m untersucht. Als Referenz dient der kleinste Wert J_b des Parameters; als Schwellwert ist $J_t = J_b/2$ gewählt worden (Abb. 10).

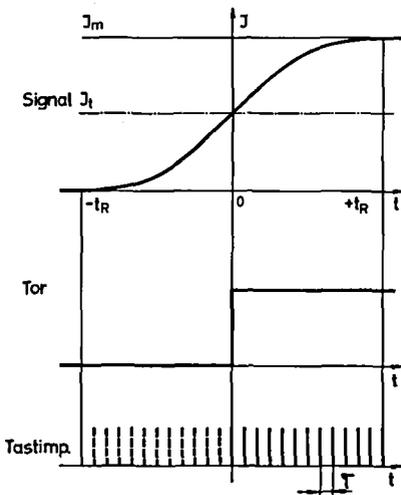


Abb. 9. Auswertung einer Kante mit einer digitalen Meßmethode.

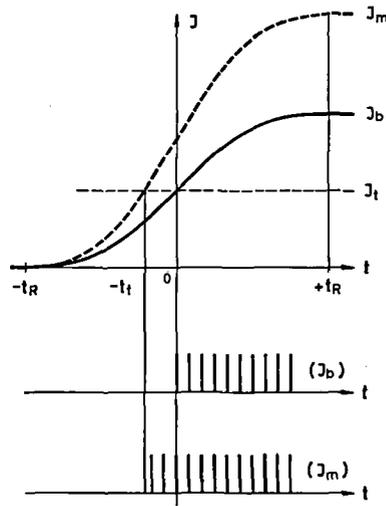


Abb. 10. Meßfehler welcher von einer Änderung des maximalen Abtaststromes hervorgerufen wird.

Die Zunahme von J_m bewirkt eine Verschiebung des Einsatzpunktes des Torimpulses nach links um t_t . Der dabei entstehende Gesamtfehler kann unter Berücksichtigung von Gleichung (2.13) folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$\delta_{rel} = \frac{|t_t|}{t_R} + \frac{\tau}{t_R}. \quad (2.14)$$

Für $J(t) = J_t = \frac{J_b}{2}$ ist $t = -t_t$;

somit kann t_t aus der Gleichung (2.11) bestimmt werden:

$$\frac{J_b}{J_m} = 1 - \frac{t_t}{t_R} - \frac{1}{\pi} \sin \pi \frac{t_t}{t_R}. \quad (2.15)$$

Aus Gleichung (2.14) erkennt man, daß der Gesamtfehler aus zwei Anteilen zusammengesetzt ist, wobei der erste durch die Eigenschaften der Abtasteinrichtung, der zweite durch die Anzahl Tastimpulse n bedingt ist.

Für eine praktische Realisierung ist es natürlich interessant, zu wissen, mit welcher kleinsten Anzahl n_{min} von Tastimpulsen man auskommen kann. Wegen der Unvollkommenheit des Abtastsystems läßt sich $\frac{J_m}{J_b}$ nicht unter eine gewisse Grenze reduzieren. Infolgedessen können wir n_{min} aus der Bedingung ermitteln, daß $\frac{\tau}{t_R}$ genügend klein im Vergleich zu $\frac{|t_t|}{t_R}$ sein muß. Ist: $S = \frac{t_t}{\tau}$ das Teilfehlerverhältnis, so wird:

$$\delta_{rel} = \frac{|t_t|}{t_R} \left(1 + \frac{1}{S} \right). \quad (2.16)$$

Die Abhängigkeit zwischen $\frac{J_m}{J_b}$ und n haben wir der besseren Übersicht wegen aus den Gleichungen (2.15), (2.16), (2.13) graphisch für $S = 10$ konstruiert (Abb. 11). Das schraffierte Feld stellt die n -Werte dar, bei welchen $\frac{\tau}{t_R} \leq 0,1 \frac{t_t}{t_R}$ ist. Für die dazugehörige Impulsfolgefrequenz gilt:

$$f_1 \geq \frac{n_{min}}{2 t_R}. \quad (2.17)$$

Wird die Planimetrierung mit Fernsehnormen durchgeführt, so kann die Flankensteilheit der Übergänge Werte bis $0,1 \mu\text{sek.}$ erreichen; es ergeben sich deswegen Werte der Impulsfolgefrequenz, die heutzutage schwer zu verarbeiten sind. Man kann sich behelfen mit einer mehrmaligen Abtastung des Signals durch Impulsreihen gleicher Frequenz, aber verschiedener Phasenlage. Diese Methode, die sich in den letzten Jahren erfolgreich in der Oszillographie sehr schneller Vorgänge eingeführt hat, ermöglicht die Impulsfolgefrequenz weitgehend zu reduzieren. Mit der Annahme eines Phasensprungs τ/m zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsreihen wird die neue Frequenz:

$$f_m \geq \frac{n_{min}}{2 t_R m} = \frac{n_{min}}{2 t_R f_B T_0}, \quad (2.18)$$

wobei m die Anzahl Wiederholungen, f_B die Bildwechselfrequenz und T_0 die gesamte Meßzeit bedeuten.

Zu günstigeren Werten der Frequenz kommt man durch eine statistische Betrachtung des Vorganges. Wir verweisen hier auf eine am Institut für Fernmeldetechnik der ETH durchgeführte und in den PTT-Mitteilungen veröffentlichte Arbeit [9], in welcher die Lösung ähnlicher Aufgaben diskutiert wird. Den Meßfehler, der als Summe statistisch unabhängiger Teilfehler gleicher Verteilungsdichte angenommen wurde, kann man für unseren Fall und unter der schon gemachten Voraussetzung eines idealen Tores in gleicher Weise berechnen.

Der relative Meßfehler, der bei der Messung einer statistisch zwischen 0 und 1 schwankenden Rechteckwelle mittels Impulsreihen gleicher Frequenz, aber verschiedener Phasenlage entsteht, wurde in der obgenannten Publikation berechnet zu:

$$\delta_{rel} = \frac{4\tau\sqrt{k}}{a_0 T_0}, \quad (2.19)$$

wobei τ die Periode der Impulsreihe, k die Anzahl der während der Meßzeit auftretenden 1 Zustände, a_0 der Mittelwert der Rechteckwelle und T_0 die gesamte Meßzeit bedeuten.

Für eine Schachbrettvorlage, ohne Berücksichtigung der Austastzeiten, gilt in unserem Fall:

$$k = \frac{T_0}{2t_R}, \quad a_0 = 0,5$$

in (2.19) eingesetzt:
$$\delta_{rel} = \frac{4\tau}{\sqrt{3} T_0 t_R}. \quad (2.20)$$

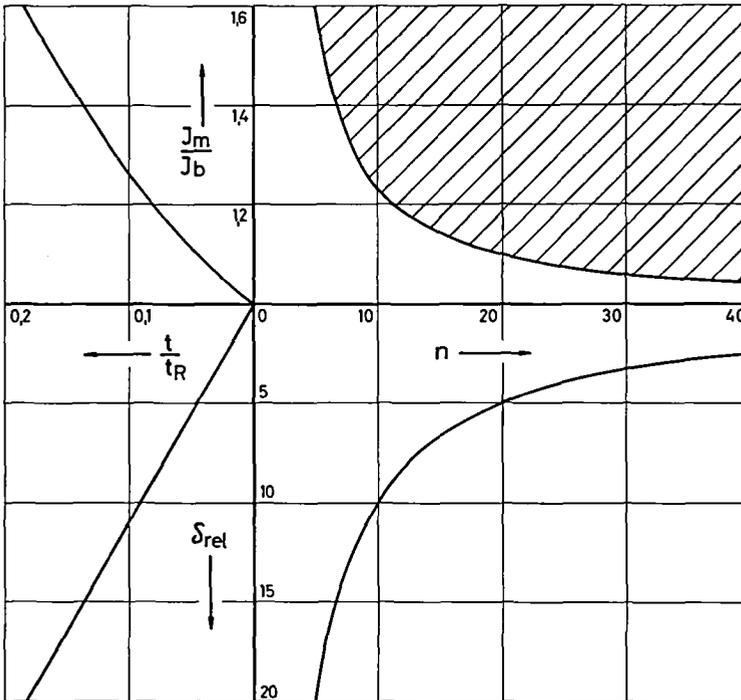


Abb. 11. Bestimmung der Minimalzahl von Tastimpulsen unter den im Text angegebenen Bedingungen.

Wird wie vorher das Teilfehlerverhältnis S angenommen, so gilt:

$$\delta_{rel} \leq \frac{1}{S} \frac{|t_l|}{t_R}. \quad (2.21)$$

Aus dieser Bedingung folgt die Impulsfolgefrequenz:

$$f_m \geq \frac{4S}{\sqrt{3} |t_l|} \sqrt{\frac{t_R}{T_0}}. \quad (2.22)$$

Werden die Austastzeiten berücksichtigt, dann erfahren sowohl k als a_0 den Korrekturfaktor $(1-\alpha)(1-\beta)$ (siehe Abschnitt 4.1). Die korrigierte Impulsfolgefrequenz wird dann:

$$f_m \geq \frac{4S}{\sqrt{3} |t_l|} \sqrt{\frac{t_R}{T_0(1-\alpha)(1-\beta)}}. \quad (2.23)$$

Anhand eines numerischen Beispiels können wir die Größenordnungen abschätzen und die zwei Resultate miteinander vergleichen. Dafür brauchen wir auch Resultate, die im Zusammenhang mit den gewählten Normen stehen und erst im Abschnitt 4.1 berechnet werden. Die Annahme der mittleren Schwankungen von J_m stützt sich auf experimentelle Werte, die an der Apparatur gemessen wurden, und zwar nicht im optimalen Zustand, sondern im normalen Betrieb. Es wurden die folgenden Werte angenommen:

$$\begin{array}{llll} \alpha = 0,2 & \beta = 0,1 & S = 10 & f_B = 25 \text{ Hz,} \\ t_R = 5 \cdot 10^{-8} \text{ s.} & T_0 = 1 \text{ s.} & J_m/J_b = 1,3, & \\ \text{daraus folgt:} & t_l = 6 \cdot 10^{-9} \text{ s.} & n_{min} = 8 & m = 25 \end{array}$$

Eingesetzt in die Gleichung (2.18) ergibt dies:

$$f_m \geq \frac{8}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-8} \cdot 25 \cdot 1} \cong 3,2 \text{ MHz} \quad (2.24)$$

und in die Gleichung (2.23):

$$f_m \geq \frac{4 \cdot 10}{\sqrt{3} \cdot 6 \cdot 10^{-9}} \sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-8}}{1 \cdot 0,8 \cdot 0,9}} \cong 1,0 \text{ MHz.} \quad (2.25)$$

Für die Messung ist ein Zähler mit 7 Dekaden erforderlich.

Der Unterschied zwischen den zwei Resultaten erklärt sich aus der relativ kurzen Meßzeit, weil in der Berechnung von f_m nach der ersten Methode T_0 , nach der zweiten dagegen $\sqrt{T_0}$ vorkommt. Mit zunehmender Meßzeit werden infolgedessen die Differenzen kleiner, bis die zwei f_m bei einem T_0^* den gleichen Wert erreichen. Mit unseren Annahmen ist $T_0^* \cong 10 \text{ s}$.

2.3.2. Analogmethoden

Eine weitere Möglichkeit zur Messung von t_z bietet die Integration des Impulses. Aus Abb. 8 folgt:

$$t_z = \frac{\int J(t) dt}{J_{max}} = \frac{Q_z}{J_{max}}; \quad (2.26)$$

in (2.12) eingesetzt:
$$A = \frac{A_R}{t_a Z J_{max}} \sum_{z=1}^Z Q_z. \quad (2.27)$$

Vom Standpunkt der Elektronik aus gesehen, stellt diese Formel eine interessante Tatsache dar, indem neben der einmaligen Messung von vier Größen nur die Summierung von Ladungen durchzuführen ist. Dank der Periodizität des Videosignals und der relativ hohen Bildwechselfrequenz besteht die einfache Möglichkeit, die Integration durch Auf- oder Entladung von Kondensatoren zu vollziehen. Die Realisierung eines solchen Integrators wird dadurch noch weiter vereinfacht, daß nach jeder Abtastung des Bildes eine Austastphase für die entsprechende Umladung des Kondensators in seine Anfangssituation zur Verfügung steht.

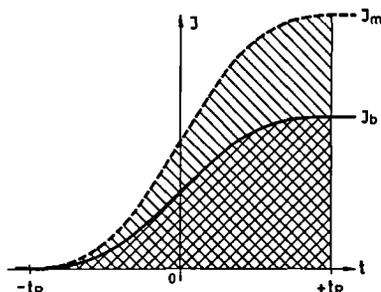


Abb. 12. Hilfsfigur zur Bestimmung der Ladung im Falle der direkten Integration.

Analog wie vorher können durch Annahme einer Änderung von J_m die Schwankungsfehler erfaßt werden; für diesen Fall wird die Abhängigkeit der einem Übergang entsprechenden Ladung Q_m untersucht. Dabei wird die Integration des Signals in drei Fällen verglichen, und zwar: Direkt, nach einer Amplitudenbegrenzung und nach einer Verschärfung des Überganges durch einen Schmitt-Trigger. Als Referenz sind der kleinste Wert J_b des Parameters J_m und die dazugehörige Ladung Q_b angenommen.

Die Integration während des Überganges liefert dank der Symmetrie ein sehr einfaches Resultat (Abb. 12):

$$Q_m = \int_{-t_R}^{+t_R} J(t) dt = J_m t_R. \quad (2.28)$$

Analog gehört zum minimalen Sättigungsstrom J_b

$$Q_b = J_b t_R. \quad (2.29)$$

Daraus folgt:
$$\delta_{rel} = \frac{Q_m - Q_b}{Q_b} = \frac{J_m - J_b}{J_b} \quad (2.30)$$

Eine Begrenzung des Stromes auf den Wert J_b (Abb. 13) ergibt:

$$Q_m = \int_{-t_R}^{t_i} J(t) dt + J_b (t_R - t_i). \quad (2.31)$$

Unter Anwendung von Formel (3.11) liefert die Integration:

$$Q_m = \frac{1}{2} J_m \left[t_i + \frac{t_i^2}{2 t_R} - \frac{t_R}{\pi^2} \cos \pi \frac{t_i}{t_R} + t_R \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi^2} \right) \right] + J_m (t_R - t_i). \quad (2.32)$$

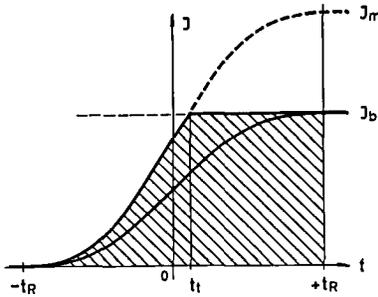


Abb. 13. Hilfsfigur zur Bestimmung der Ladung im Falle der Integration mit Amplitudenbegrenzung.

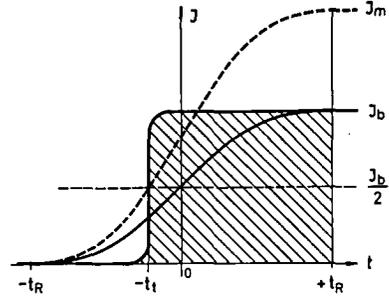


Abb. 14. Hilfsfigur zur Bestimmung der Ladung im Falle der Integration mit Schmitttriggerbegrenzung.

Als Funktion von J_m/J_b wird dann Gleichung (2.30) zu:

$$\delta_{rel} = \frac{1}{4} \frac{J_m}{J_b} \left[\left(\frac{t_i}{t_R} + 1 \right)^2 - \frac{2}{\pi^2} \left(\cos \pi \frac{t_i}{t_R} + 1 \right) \right] - \frac{t_i}{t_R}, \quad (2.33)$$

wobei t_i/t_R sich aus der Gleichung (2.11) bestimmen läßt:

$$1 + \frac{t_i}{t_R} + \frac{1}{\pi} \sin \pi \frac{t_i}{t_R} = 2 \frac{J_b}{J_m}. \quad (2.34)$$

Wird mit dem Signal vor der Integration ein Schmitttrigger ohne Hysterese gesteuert, bei welchem die Ansprechgrenze $J_b/2$ und der Ausgangssättigungsstrom J_b betragen, so gehört zum Stromwert J_m das in Abb. 14 schraffierte Signal. Analog wie im ersten Fall ist:

$$Q_m = J_b (t_R + t_t) \quad (2.35)$$

und:
$$\delta_{rel} = \frac{J_b (t_R + t_t) - J_b t_R}{J_b t_R} = \frac{t_t}{t_R}. \quad (2.36)$$

Bei $J(t) = J_0/2$ muß $t = -t_t$. Es folgt aus Gleichung (3.11)

$$\frac{J_b}{2} = \frac{1}{2} J_m \left[1 - \frac{t_t}{t_R} - \frac{1}{\pi} \sin \pi \frac{t_t}{t_R} \right]. \quad (2.37)$$

δ_{rel} läßt sich nicht explizit darstellen, sondern nur in der Form:

$$1 - \delta_{rel} - \frac{1}{\pi} \sin \pi \delta_{rel} = \frac{1}{\frac{J_m}{J_b}}. \quad (2.38)$$

Die drei Resultate (2.30), (2.33), (2.38) sind in Abb. 15 zusammengestellt. Aus diesem Vergleich lassen sich die folgenden Schlüsse ziehen:

- Eine direkte Integration des Signals kommt wegen der großen Amplitudenabhängigkeit gar nicht in Frage.
- Auch nach einer Begrenzung des Signals vor der Integration sind die Amplitudenschwankungen des Maximalstroms stark störend. Eine Verdoppelung der Amplitude von J_m ergibt Fehler von $\sim 30\%$ pro Übergang.
- Ein Schmitt-Trigger als Begrenzelement liefert unter den hier getroffenen Annahmen keine wesentlich besseren Resultate als eine gewöhnliche Amplitudenbegrenzung.

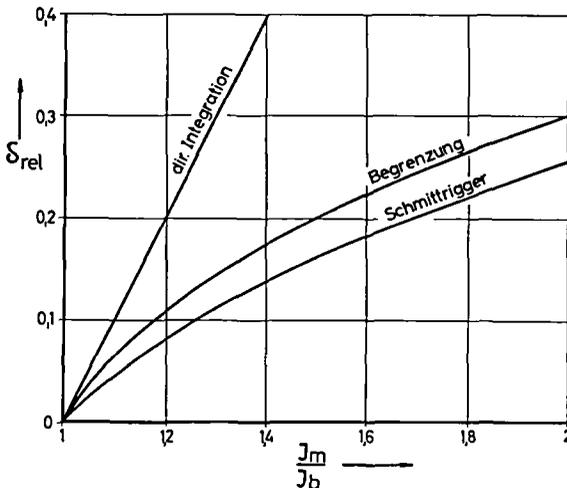


Abb. 15. Vergleich der Fehler bei verschiedenen Integrationsverfahren.

Trotz dieser letzten Feststellung ist eine Schmitt-Triggerbegrenzung vorzuziehen, weil sie neben einer Reduktion der Stömpfindlichkeit, besonders im Schwarzen, eine konstante Flankensteilheit des Ausgangssignals liefert, die sich, wie wir später sehen werden, für die Hochfrequenzkompensation des Integrators sehr günstig auswirkt. Im folgenden wird also nur diese Lösung betrachtet, welche auch auf Grund experimenteller Vergleiche sich als die günstigste erwiesen hat.

Beim begrenzten Signal werden die Verhältnisse natürlich günstiger, wenn über den ganzen Impuls integriert wird, weil aus dem konstanten Teil kein Fehler entsteht. Gemäß den vorherigen Definitionen seien Q_{mt} und Q_{bt} die dem ganzen Impuls entsprechenden Ladungen und Q_n diejenige des konstanten Anteils.

Der relative Fehler ist in diesem Fall:

$$\Delta_{rel} = \frac{Q_{mt} - Q_{bt}}{Q_{bt}} = \frac{2 Q_m - 2 Q_b}{2 Q_m + Q_n}. \quad (2.39)$$

Mit (Abb. 16):

$$Q_b = J_b t_R, \quad Q_n = J_b (t_z - 2 t_R), \quad Q_m = J_b t_R (\delta_{rel} + 1)$$

folgt:

$$\Delta_{rel} = \frac{\delta_{rel}}{\frac{t_z}{2 t_R}}. \quad (2.40)$$

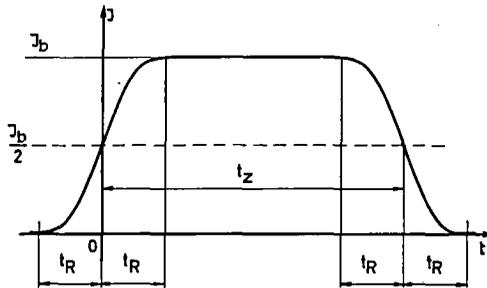


Abb. 16. Hilfsfigur zur Bestimmung des mittleren Fehlers.

Der Abtastung einer Gesamtfläche A entspricht im Videosignal eine Anzahl P von Impulsen, deren mittlere Breite:

$$\bar{t}_z = \frac{\sum_{z=1}^Z t_z}{P} \quad (2.41)$$

beträgt. Setzt man die Gleichung (2.12) in diese ein, so wird:

$$\bar{t}_z = \frac{A}{A_R} \frac{t_a Z}{P}. \quad (2.42)$$

Der mittlere relative Fehler läßt sich somit berechnen als:

$$\bar{\Delta}_{rel} = \frac{\delta_{rel}}{\frac{\bar{i}_z}{2t_R}} = \delta_{rel} \frac{2t_R P A_R}{t_a Z A}. \quad (2.43)$$

$t_a/2t_r$ ist die Anzahl unabhängiger Bildpunkte einer Zeile. Werden horizontale und vertikale Auflösung gleichgesetzt und das Seitenverhältnis der aktiven Rasterfläche 1 : 1 angenommen (siehe Abschnitt 4.1), so wird:

$$\bar{\Delta}_{rel} = \delta_{rel} \frac{1}{Z^2} \frac{P A_R}{A}. \quad (2.44)$$

Dieser mittlere Fehler setzt sich aus drei Faktoren zusammen, welche je eine Funktion der Amplitudenkonstanz des Signals (δ_{rel}), der Auflösung ($1/Z^2$) und der Qualität der zu planimetrierenden Fläche ($\frac{P A_R}{A}$) sind. Dieses Resultat ist natürlich für die digitalen Meßmethoden ebenfalls gültig.

2.3.3. Vergleich der Auswertemethoden

Wie aus dem Vergleich der in den vorangehenden Abschnitten behandelten Verfahren hervorgeht, sind sowohl die digitale Tastmethode als auch die analoge Integrationsmethode mit Schmitt-Triggerbegrenzung den anderen überlegen. Aus den Gleichungen (2.13), (2.15), (2.36), (2.38) erkennt man ferner, daß diese zwei Verfahren bezüglich der Meßgenauigkeit unter sich praktisch gleichwertig sind.

Der wesentliche Unterschied liegt nur in der nötigen Meßzeit, indem bei der analogen Meßmethode das Resultat unmittelbar nach jeder Bildabtastung zur Verfügung steht. Dieser Vorteil wäre zwar illusorisch, wenn man die relativ lange Vorbereitungszeit für die Einjustierung der Präparate im Abtaster und für die korrekte Einstellung der Pegel, der Matrizen und der Referenzgrößen bedenkt. Nützt man aber diese Eigenschaften für die Mittelwertbildung einer großen Anzahl in sich abgeschlossener und unabhängiger Messungen aus, so kann dadurch die Meßgenauigkeit erhöht werden. Von diesem Vorteil haben wir Gebrauch gemacht, um die zufällige relative Lage des Präparates zum Raster als Fehlerquelle auszuschalten. Dies kann am einfachsten durch eine stetige langsame Verschiebung der Zeilen in vertikaler Richtung und Mittelwertbildung der Anzeige erreicht werden. Auf einer Verbesserung des Verfahrens durch zentrische Drehung des Präparates in seiner Ebene wurde im Versuchsaufbau wegen der mechanischen Komplikation verzichtet.

Bezüglich des apparativen Aufwandes ist die analoge Meßmethode, selbst wenn eine digitale Anzeige verlangt wird, entschieden überlegen.

Aus diesen Gründen haben wir uns für die Anwendung der Integrationsmethode nach Abb. 17 entschlossen.

3. Spezielle Auswertprobleme der Analogmethoden

3.1. Die Integration

Die Integration erfolgt durch die Entladung eines Kondensators mittels eines durch das Signal gesteuerten Schalters. Damit die gewünschte Genauigkeit erreicht werden kann, sind verschiedene Maßnahmen getroffen worden, einerseits um die statischen und dynamischen Kondensator- und Schaltungsverluste zu kompensieren, andererseits um die Entladung des Kondensators durch einen möglichst konstanten und vom Meßwert unabhängigen Strom zu erreichen. An diesen Teil der Apparatur wurden absichtlich schärfere Forderungen als unbedingt nötig gestellt, erstens weil Kontrolle und Einstellung der Kompensationen relativ kompliziert sind und zweitens damit die Meßgenauigkeit trotz der unvermeidlich langfristigen Verschlechterung der Integratorcharakteristik nicht wesentlich beeinflusst wird.

In Abb. 17 ist ein Prinzipschema des Integrators dargestellt. Vor der Messung bewirkt ein kurzes Schließen von Schalter S_2 die Aufladung des Kondensators C auf die Speisespannung U_b . Das ankommende Signal steuert den Schalter S_1 und entlädt damit C über seinen Eigenwiderstand R_1 . Nach beendigter Abtastung des Rasters wird durch den Gleichrichter G der Spitzenwert der Spannung über C gemessen und an J angezeigt. Nachher wird S_2 wieder kurz geschlossen und der ganze Vorgang wiederholt.

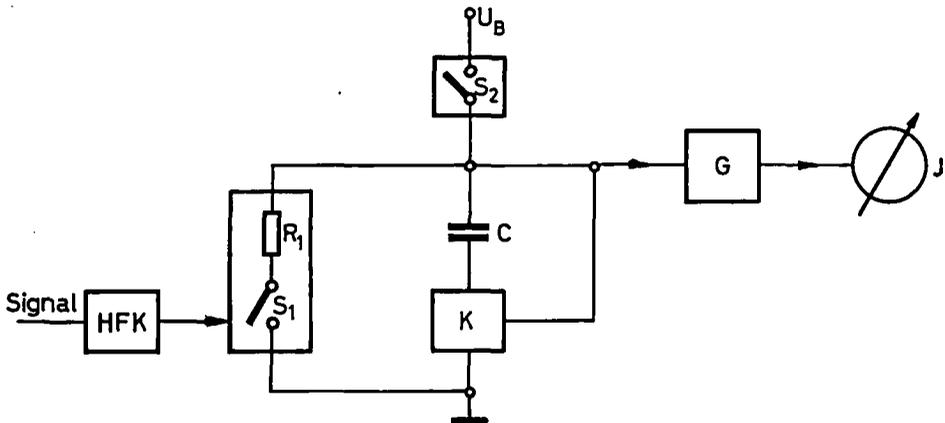


Abb. 17. Prinzipschema des Integrators.

Am Ende der Abtastung beträgt die auf U_B bezogene Spitzenspannung des Kondensators:

$$U_c = \frac{\sum_{z=1}^Z Q_z}{C}, \quad (3.1)$$

wobei Q_z die Ladung, die während der Dauer der z -ten Zeile vom Kondensator abgenommen wird, C die Kapazität und Z die Zeilenzahl bedeuten. Bleibt während der ganzen Abtastzeit T_R eines Rasters der Schalter S_1 geschlossen, so wird die Spitzenspannung:

$$U_{c \max} = \frac{J_{\max} t_a Z}{C}, \quad (3.2)$$

wobei J_{\max} der Entladestrom des Kondensators über R_1 und t_a die aktive Zeilenzeit sind. Dann folgt aus Gleichung (2.27):

$$\frac{U_c}{U_{c \max}} = \frac{\sum_{z=1}^Z Q_z}{J_{\max} t_a Z} = \frac{A}{A_R}; \quad (3.3)$$

das heißt das Verhältnis der planimetrierten Flächen ist gleich demjenigen der Spitzenwerte der Spannung am Kondensator C .

Mittels K (Abb. 17) werden die Fehler statisch und dynamisch kompensiert, welche durch die unvollkommene Sperrung von S_1 und S_2 , die Kondensator- und Schaltungsverluste sowie die endliche Eingangsimpedanz des Meßgleichrichters entstehen.

S_1 , welcher natürlich wegen den hohen Schaltfrequenzen elektronisch sein muß, ist im Hinblick einer sicheren Sperrung weit über seine minimale Sperrspannung auszusteuern. Bei einer endlichen Anstiegszeit des Steuerimpulses wird deswegen bei jedem Übergang ein Fehler entstehen, der durch eine Verzerrung des Signals im HFK weitgehend kompensiert werden kann.

3.2. Das Hochfrequenzverhalten des Integrators

Die oben beschriebene Schaltung ist grundsätzlich konventionell ausgelegt. Auf Grund der gestellten Forderungen ist eigentlich nur sein Hochfrequenzverhalten nicht unmittelbar aus einfachen Vorstellungen über seine Funktionsweise ableitbar. Deswegen werden wir uns hier lediglich auf die Behandlung der Hochfrequenzkompensation (HFK) beschränken, um Dimensionierungsgrundlagen für seine optimale Gestaltung zu gewinnen.

Der Schalter S_1 , dessen Verhalten für die HFK eine primäre Rolle spielt, wird für die folgenden Ausführungen durch die in Abb. 18 dargestellte Kennlinie idealisiert. Steuert man mit dem ankommenden Videosignal S_1 , dann entsteht infolge der vorher erwähnten Sicherheitsmarge U_u des Umschalt-niveaus ein Ladungsverlust pro Übergang entsprechend der in Abb. 19a

schraffierten Fläche. Der dabei entstandene Fehler, der sich erst bemerkbar macht, wenn die Anstiegszeit vergleichbar mit der Impulsdauer wird, bewirkt bei zunehmender Abtastgeschwindigkeit und wenn die anderen beteiligten Faktoren gleichbleiben eine stetige Abnahme der Anzeige.

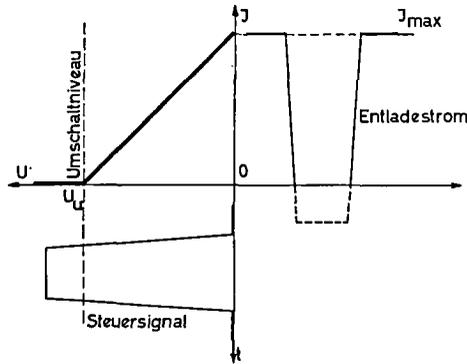


Abb. 18. Verhältnisse am idealisierten Schalter S_1 des Integrators.

Es ist naheliegend, diese Ladungsverluste durch ein Überschwingen des Steuerimpulses zu kompensieren. Dies läßt sich am einfachsten durch Anhebung der hohen Frequenzen mittels einer Induktivität verwirklichen.

Das Verhalten dieser Kompensation kann man in großen Zügen wie folgt beschreiben: das Anhebungsnetzwerk von Abb. 20 verursacht bekanntlich bei jedem Impuls ein Überschwingen der Art wie es in Abb. 19b dargestellt ist. Aus dieser Figur ist auch augenscheinlich, daß durch passende Dosierung dieses Überschwingens eine Gleichheit der schraffierten Flächen Q_1 und Q_2 erreicht werden kann. Somit ist durch Q_2 eine Kompensation für die verlorene Ladung Q_1 geschaffen.

Im folgenden werden wir versuchen, nachstehende Fragen zu beantworten:

- a) Wie ist der Zusammenhang zwischen der Lage des Umschaltniveaus und der optimalen Kreisgüte des Kompensationsnetzwerkes?

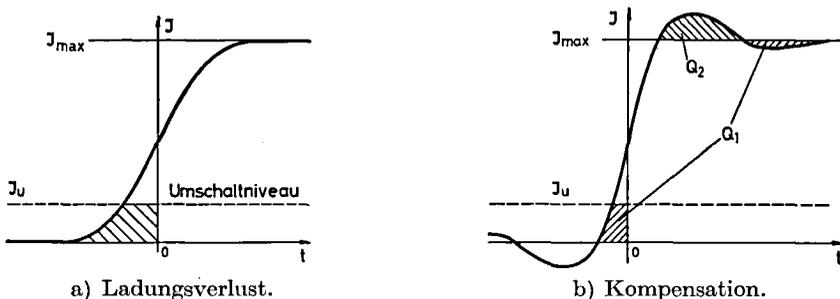


Abb. 19. Verhältnisse am Integrator infolge nichtlinearer Umschaltcharakteristik:

- b) Wie groß sind die Fehler, welche durch Schwankungen des Umschalt-niveaus um seinen Sollwert entstehen können?
- c) In welchem Zeitintervall kann die Kompensation als vollzogen betrachtet werden, beziehungsweise wie groß muß das minimale Verhältnis der Impulsbreite zur Flankensteilheit des Steuerimpulses für eine vorgeschriebene Genauigkeit sein?

Um die Rechnung zu vereinfachen, haben wir für die Behandlung der ersten zwei Fragen eine Sprungfunktion als Steuerimpuls angenommen. An sich würde zwar eine Schrittfunktion den tatsächlichen Verlauf des Steuersignals besser approximieren; es läßt sich jedoch zeigen (8), daß die durch die getroffene Annahme bedingten Fehler für die hier verfolgten Ziele nicht ins Gewicht fallen.

Eine Videoverstärkerstufe mit Anhebungsspule kann, bezüglich der Sprungcharakteristik, mit guter Näherung durch den Resonanzkreis von Abb. 20 dargestellt werden (3). Wird durch eine Stromquelle eine Sprungfunktion eingespeist, so gilt:

$$L \frac{di_1}{dt} + i_1 R = \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad (3.4)$$

mit
$$i = i_1 + i_2.$$

Daraus folgt:
$$L \frac{d^2 i_2}{dt^2} + R \frac{di_2}{dt} + \frac{i_2}{C} = 0. \quad (3.5)$$

Die Lösung dieser Gleichung für den unterkritisch gedämpften Fall lautet:

$$i_2 = e^{-\frac{R}{2L}t} (A \cos \omega t + B \sin \omega t). \quad (3.6)$$

Die Sprungcharakteristik H des Systems ist definiert als Verhältnis U/U_∞ des Momentanwertes der Spannung U zum Spannungswert U_∞ bei $t = \infty$. Nach Einführung der Randbedingungen gelangt man zum folgenden Ausdruck für H :

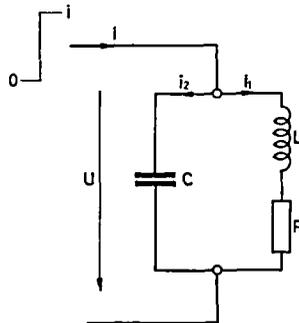


Abb. 20. Hilfsfigur zur Bestimmung der Kompensation des Integratorfehlers mittels Anhebungsspule.

$$H = \frac{U}{U_\infty} = 1 - e^{-\frac{1}{2G^2} \frac{t}{RC}} \sqrt{\frac{4G^4}{4G^2-1}} \cos \left[\frac{t}{RC} \sqrt{\frac{4G^2-1}{4G^4}} + \arcsin \left(1 - \frac{1}{2G^2} \right) \right]. \quad (3.7)$$

Dabei ist $G = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ die Kreisgüte des Netzwerkes. Setzt man $t_0 = RC$ und $G^* = \sqrt{\frac{4G^2-1}{4G^4}}$, so wird die Sprungfunktion:

$$H \left(\frac{t}{t_0} \right) = 1 - e^{-\frac{1}{2G^2} \frac{t}{t_0}} \frac{1}{G^*} \cos \left(G^* \frac{t}{t_0} + \arccos G^* \right). \quad (3.8)$$

Sein Verlauf ist für verschiedene Werte von G in Abb. 21 dargestellt.

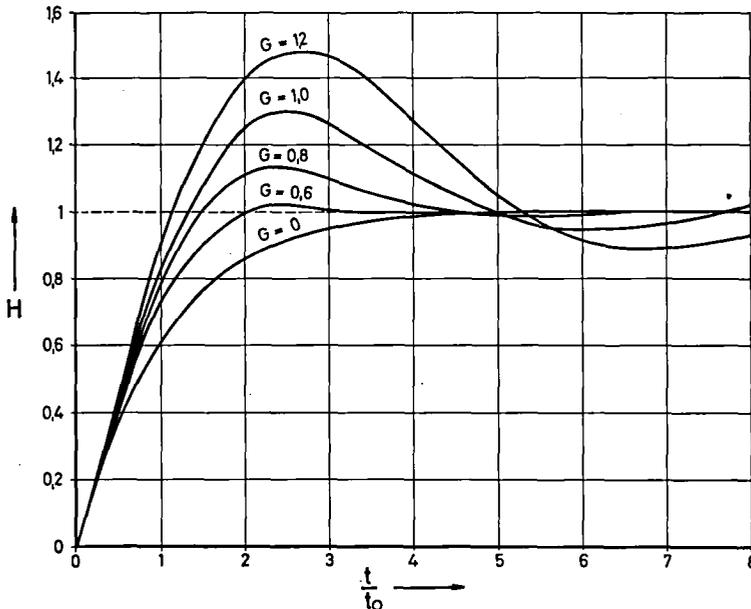


Abb. 21. Die Wirkung der Anhebungsspule an der Sprungfunktion.

Die optimale Kompensation läßt sich leicht bestimmen für den einfachen Fall, bei welchem das Umschaltniveau genau in der Mitte des Steuerimpulses liegt (Abb. 22). Diese Bedingung kann so formuliert werden:

$$\int_0^{t/t_0} H \left(\frac{t}{t_0} \right) d \left(\frac{t}{t_0} \right) = 1 \cdot \frac{t}{t_0}, \quad (3.9)$$

und dementsprechend errechnet sich der relative Fehler zu:

$$\delta_{rel} = \frac{\frac{t}{t_0} - \int_0^{t/t_0} H \left(\frac{t}{t_0} \right) d \left(\frac{t}{t_0} \right)}{\frac{t}{t_0}}. \quad (3.10)$$

δ_{rel} wird bei wachsendem t/t_0 immer kleiner. Im Interesse einer genauen Verarbeitung kurzer Impulse ist jedoch eine möglichst rasche Konvergenz zu null erwünscht. Die Integration von H (Gleichung (3.8)) liefert den folgenden Ausdruck:

$$\int H\left(\frac{t}{t_0}\right) d\left(\frac{t}{t_0}\right) = \frac{t}{t_0} + \frac{1}{G^*} e^{-\frac{1}{2G^2} \frac{t}{t_0}} \left[\cos\left(G^* \frac{t}{t_0} + \arccos G^*\right) - 2G^* \sin\left(G^* \frac{t}{t_0} + \arccos G^*\right) \right] + \text{konst.}, \quad (3.11)$$

den man auf die folgende Form reduzieren kann:

$$\begin{aligned} \int H\left(\frac{t}{t_0}\right) d\left(\frac{t}{t_0}\right) &= \frac{t}{t_0} + \frac{G}{G^*} e^{-\frac{1}{2G^2} \frac{t}{t_0}} \cos\left(G^* \frac{t}{t_0} + \arccos G^* + \arcsin G G^*\right) + \text{konst.} = \\ &= \frac{t}{t_0} + F\left(\frac{t}{t_0}\right) + \text{konst.} \end{aligned} \quad (3.12)$$

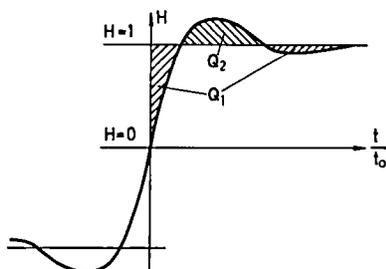


Abb. 22. Spezialfall der Kompensation. (Umschaltniveau bei Flankenmitte.)

Integriert man zwischen 0 und t/t_0 , so wird:

$$\int_0^{t/t_0} H\left(\frac{t}{t_0}\right) d\left(\frac{t}{t_0}\right) = \frac{t}{t_0} + F\left(\frac{t}{t_0}\right) - F(0), \quad (3.13)$$

wobei:

$$F(0) = F\left(\frac{t}{t_0}\right) \Big|_{t/t_0=0}.$$

Der relative Fehler errechnet sich dann aus Gleichung (3.10):

$$\delta_{rel} = \frac{-F\left(\frac{t}{t_0}\right) + F(0)}{\frac{t}{t_0}}. \quad (3.14)$$

Bei wachsendem t/t_0 strebt $F(t/t_0)$ wegen des Exponentialfaktors schnell gegen null. Der größten Konvergenzgeschwindigkeit von δ_{rel} gegen null entspricht dann die Bedingung $F(0) \rightarrow 0$. Für den Grenzwert folgt aus Gleichung

$$\cos(\arccos G^* + \arcsin G G^*) = 0, \quad (3.15)$$

erfüllt für:

$$\underline{G = 1}. \quad (3.16)$$

Dieses Resultat wird durch die graphische Darstellung der Fehlerkurven (Gleichung (3.14), Abb. 23) bestätigt. Schon ab $t/t_0 = 2$ ist für $G = 1$, δ_{rel} kleiner als 0,2%.

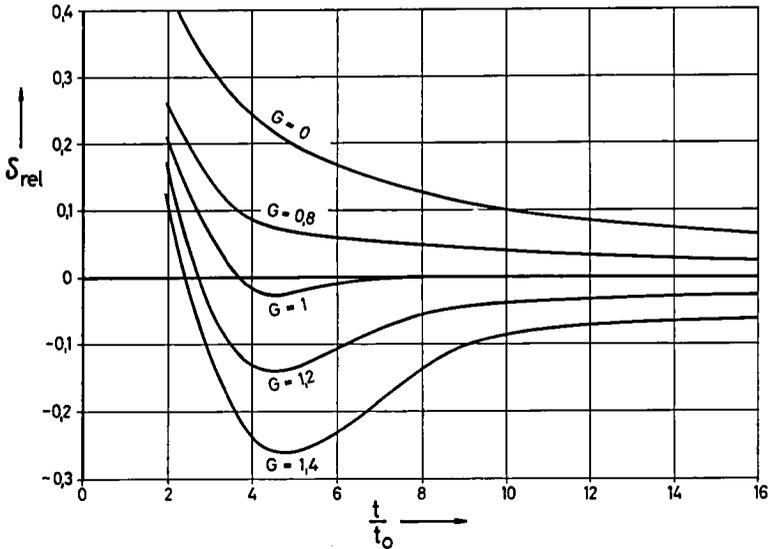


Abb. 23. Integrationsfehler als Funktion der relativen Integrationsdauer bei verschiedenen Kompensationsgraden.

Wird die Umschaltlinie von der Mitte des Impulses aus so verschoben (Abb. 24), daß ein immer größerer Teil des Impulses durch den Schalter hindurchgeht, so wird eine immer kleinere Kompensation notwendig sein. Die Kurvenschar von Abb. 23 wird leicht verformt und nach unten verschoben. Zu jeder Stellung der Umschaltlinie gehört ein optimales G : Um die Beziehung zwischen G und H_u zu ermitteln, integriert man wie vorher die Funktion oberhalb H_u . Anschließend kann aus der Konvergenz zu null des daraus ermittelten Fehlers die optimale Kreisgüte G bestimmt werden.

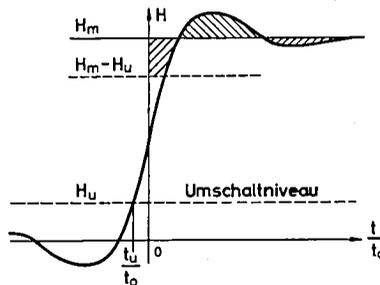


Abb. 24. Allgemeiner Fall der Kompensation.

Der relative Fehler ist:

$$\delta_{rel} = \frac{(H_m - H_u) \frac{t}{t_0} - \int_{t_u/t_0}^{t/t_0} H \left(\frac{t}{t_0} \right) d \left(\frac{t}{t_0} \right)}{(H_m - H_u) \frac{t}{t_0}}. \quad (3.17)$$

Da t_u/t_0 nicht explizit vorliegt und außerdem G als Parameter einzusetzen ist, wird diese Integration sehr zeitraubend. Es wird hier lediglich das Endresultat in Abb. 25 dargestellt. Der prinzipielle Verlauf wurde experimentell

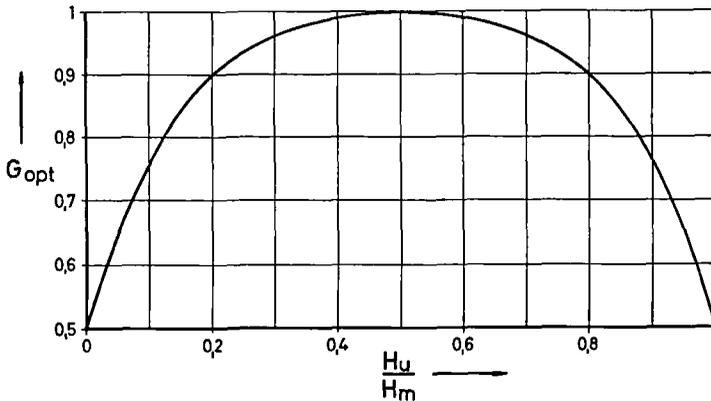


Abb. 25. Die optimale Kompensation als Funktion der relativen Lage des Umschalt-niveaus.

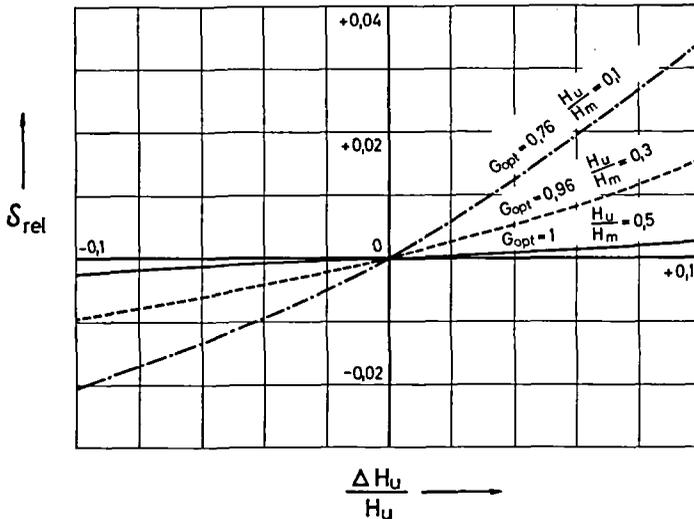


Abb. 26. Fehler, welche bei optimaler Kompensation infolge der Schwankungen des Umschalt-niveaus entstehen.

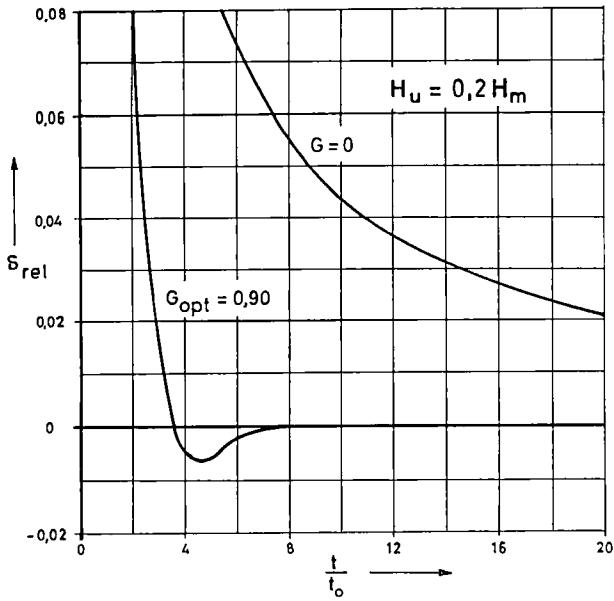


Abb. 27. Vergleich der Integrationsfehler mit und ohne Kompensation für $H_u = 0,2 H_m$.

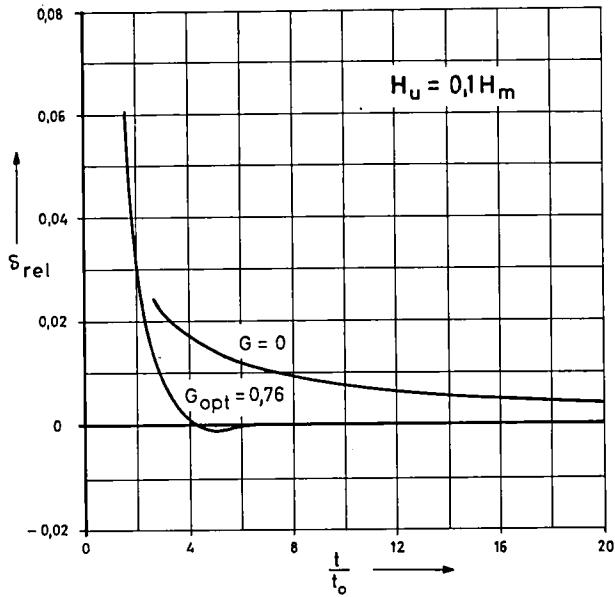


Abb. 28. Vergleich der Integrationsfehler mit und ohne Kompensation für $H_u = 0,1 H_m$.

bestätigt. Den G -Werten, die unterhalb 0,5 liegen, entspricht kein Überschwingen des Impulses mehr. Infolgedessen ist die optimale Kompensation nur bei $H = 0$ möglich.

Langfristige Instabilitäten (Alterung der Elemente, Änderung des Sollwertes der Speisespannungen, Temperatureinflüsse usw.) können durch wiederholte Eichungen unschädlich gemacht werden. Mit bescheidenem Aufwand ist es ebenfalls möglich, Schwankungen zu beseitigen, die vergleichbar oder schneller als die Abtastzeit sind. Die Fehler, die durch mittelschnelle Schwankungen ΔH_u der Umschaltlinie H_u entstehen, können ähnlich wie vorher aus der Integration der Sprungcharakteristik ermittelt werden. Wiederum sind von dieser Integration nur die Resultate in Abb. 26 für einige Werte von $\Delta H_u/H_u$ und bei einer optimalen Kompensation dargestellt. Es ist daraus ersichtlich, daß die Verhältnisse am günstigsten liegen, wenn sich die Umschaltlinie in der Mitte des Impulses befindet. Die Fehler sind aber auch in den ungünstigsten Fällen bescheiden.

Zur Beantwortung der dritten Frage ist eine relativ grobe Abschätzung der Verhältnisse sicher genügend, da es eigentlich nur interessant ist, zu wissen, ob eine konventionelle Ausführung des Schmitttriggers noch anwendbar ist. Approximieren wir den Verlauf des Schmitttriggerausgangssignals durch eine Schrittfunktion der Breite $t = 2t_0$, so dürfen wir für unsere Abschätzung die vorher gewonnenen Ergebnisse ohne weiteres anwenden.

Bei einem gegebenen H_u können wir aus Abb. 25 die dazugehörige optimale Kreisgüte G_{opt} ermitteln. Setzt man diesen Wert in die Gleichung (3.17) ein, so bekommt man den Verlauf von δ_{rel} als Funktion von t/t_0 bei optimaler Kompensation. Wir haben diesen Fehler für zwei Spezialfälle berechnet, und zwar für $H_u = 0,2 H_m$ (Abb. 27) und für $H_u = 0,1 H_m$ (Abb. 28). Im gleichen Diagramm sind die Kurven für $G = 0$ (unkompensierter Fall) ebenfalls eingetragen. Die bedeutende Verbesserung, die man durch diese Kompensation erreichen kann, besonders wenn man eine größere Sicherheitsmarge läßt, ist offensichtlich. Setzen wir als Fehlergrenze 1% ein, so kann bei $t/t_0 \cong 4$ die Kompensation als vollzogen betrachtet werden. Dies bedeutet, daß man auch mit einer Anstiegszeit des Schmitt-Triggers auskommen kann, die zweimal kleiner ist als die Impulsbreite. Bei den hier festgesetzten Normen (Abschnitt 4.1.) ist infolgedessen eine minimale Anstiegszeit von 50 ns. erforderlich, die mit normalen Mitteln sehr leicht zu realisieren ist. Im unkompensierten Fall wäre dagegen für $H_u = 0,2 H_m$ eine Flankensteilheit von ~ 5 ns. nötig.

4. Die Versuchsapparatur

4.1. Wahl der Systemnormen

Unter dem Begriff von Fernsehnormen, wie er in den vorangehenden Abschnitten gebraucht wurde, sind natürlich nicht die vom CCIR festgelegten Größen und Toleranzen zu verstehen, sondern eine Abstimmung der Bild-, Zeilen- und Grenzfrequenz zueinander derart, daß eine normale Fernsehkette ohne bedeutende Änderungen für unsere Zwecke angewendet werden kann. Es wäre nicht sinnvoll, in einem geschlossenen Fernsehsystem sich an Werte zu halten, die aus anderen Kriterien entstanden sind als diejenigen, welche durch unsere speziellen Forderungen bestimmt werden. Was in unserem Falle im Vordergrund steht, ist die Aufteilung der Gesamtfläche in eine möglichst große Zahl unabhängiger Einzelelemente. Wenn man für isotrope Vorlagen die Gleichheit der horizontalen und der vertikalen Auflösung postuliert, stellt ein Formatverhältnis 1 : 1 der aktiven Rasterfläche die optimale Ausnutzung des Systems dar.

Infolge der unvermeidlichen endlichen Rücklaufzeiten des Abtaststrahles muß ein Teil der Rasterfläche ausgetastet werden; der übrigbleibende aktive Teil ist in Abb. 29 schraffiert, und die entsprechenden Austastfaktoren sind mit α und β bezeichnet. Die Bedingung des Formatverhältnisses für diese aktive Rasterfläche lautet dann:

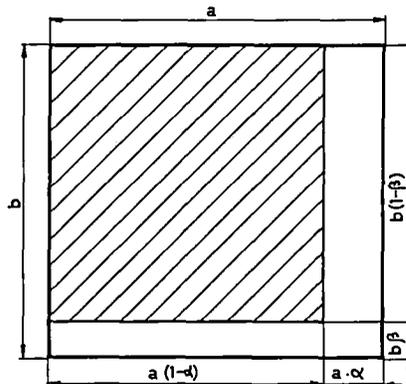


Abb. 29. Hilfsfigur zur Definition der aktiven Rasterfläche.

$$a(1-\alpha) = b(1-\beta). \quad (4.1)$$

Definiert man nach *Schwartz* [2] die vertikale Auflösung als Produkt der aktiven Zeilenzahl und des Formatfaktors und die horizontale Auflösung als die Anzahl von Intensitätshalbschwingungen einer Sinuswelle der Grenzfrequenz f_{max} , die innerhalb einer aktiven Zeile Platz finden, so verlangt die Gleichsetzung dieser zwei Größen einen Kellfaktor $K = 1$ in der Grundbeziehung zwischen Bild-, Zeilen- und Grenzfrequenz:

$$f_{max} = \frac{f_Z^2}{2f_B} K R \frac{1-\beta}{1-\alpha}. \quad (4.2)$$

Dabei sind f_Z Zeilenfrequenz, f_B die Bildwechselfrequenz, K der Kellfaktor, $R = a/b$ der Formatfaktor. Setzt man die Gleichung (4.1) in (4.2) ein, so wird die Grenzfrequenz:

$$f_{max} = \frac{f_Z^2}{2f_B} \frac{(1-\beta)^2}{(1-\alpha)^2}. \quad (4.3)$$

Daraus läßt sich die optimale Zeilenzahl bestimmen:

$$Z_{opt} = \frac{f_Z}{f_B} = \frac{1-\alpha}{1-\beta} \sqrt{\frac{2f_{max}}{f_B}}. \quad (4.4)$$

Abb. 30 stellt diese Beziehung mit der Annahme:

$$\alpha = 0,2 \quad \beta = 0,1 \quad f_B = 25 \text{ Hz}$$

dar.

Auf die Frage nach der optimalen Grenzfrequenz, die hier nicht von der Breite des Übertragungskanal, sondern vom Rauschabstand regiert ist, muß man sich mit einer qualitativen Antwort begnügen, weil sie auch von Eigenschaften der Vorlage abhängt, die stark variieren und nur summarisch erfaßt werden können. Durch die Überlagerung einer Rauschkomponente zum Videosignal kommt zu dem im Abschnitt 2 behandelten, zur Grenzfrequenz f_{max} umgekehrt proportionalen Fehler ein rauschabhängiger Anteil hinzu. Bei einer linearen Überlagerung im mittleren Teil der Signalübergänge kann mit guter Annäherung Proportionalität zwischen Fehler und Rauschamplitude angenommen werden (vgl. Abb. 26). Da in einem Leuchtpunktastaster das Photovervielfacherrauschen überwiegt, nimmt dieser zusätzliche Fehler angenähert mit der Wurzel von f_{max} zu. Die optimale Grenzfrequenz entspricht dann der minimalen Summe der Absolutwerte der zwei Fehlerkomponenten.

Die Schwierigkeit einer genügend genauen Berechnung der Proportionalitätsfaktoren hat uns veranlaßt, die optimale f_{max} experimentell an der Apparatur zu ermitteln, nachdem alle Maßnahmen getroffen wurden, um den Rauschabstand möglichst zu vergrößern. Es hat sich dabei gezeigt, daß dieses Optimum für ein durchschnittliches Präparat bei ca. 3 MHz liegt, ein Wert, welcher sich auf den Rotkanal bezieht, der bedeutend schlechter als der blaue

ist. Dies ist leicht verständlich, weil im langwelligen Spektralgebiet sowohl die Lichtausbeute des Phosphors als auch die Empfindlichkeit der Photokathode des Vervielfachers stark abnehmen. Dazu überwiegt in diesem Bereich die größere Phosphorzeitkonstante, und durch die deswegen erforderliche stärkere Nachleuchtkompensation wird der Rauschabstand nochmals verschlechtert. Eine Anpassung der Einfärbung der Vorlage an die Spektralcharakteristik des Abtasters würde eine bedeutende Verbesserung bringen. Leider ist es nicht möglich, an den auszumessenden Präparaten derartige Farbverschiebungen vorzunehmen.

Mit dieser Grenzfrequenz ist (Abb. 30) die Auflösung des Systems bei einer Bildwechselfrequenz von 25 Hz noch keineswegs völlig ausgenutzt. Von einer Herabsetzung dieser letzteren wurde aber abgesehen, weil es sich gezeigt hat,

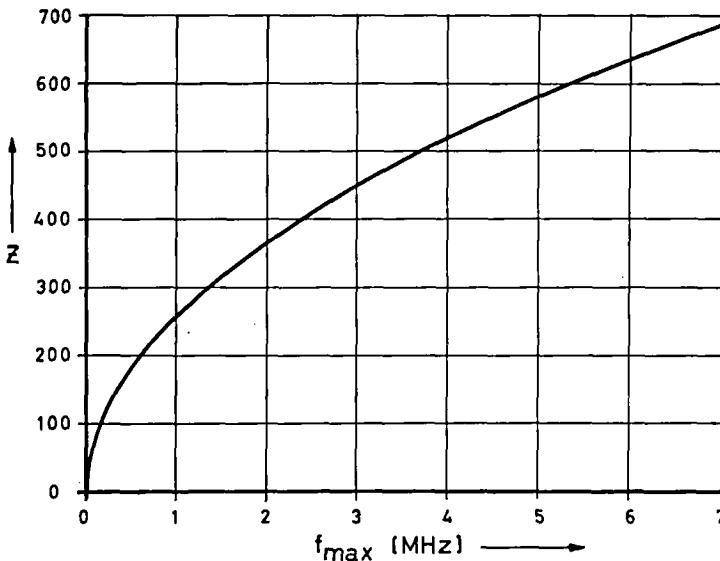


Abb. 30. Beziehung zwischen Zeilenzahl und Grenzfrequenz. (Bildfrequenz 25 Hz, Zeilenaustastung 20 %, Bildaustastung 10 %.)

daß man unter den vorliegenden Verhältnissen kaum auf einen Fernsehmonitor verzichten kann. Dieser Wert von f_B , der bekanntlich in der Fernsehtechnik als Flimmergrenze festgelegt ist, kann nicht wesentlich unterschritten werden, ohne daß die Einstellung am Monitor ermüdend wird, es sei denn, dieser werde mit speziellen Bildröhren mit größerer Nachleuchtdauer ausgerüstet.

Um zusätzliche Komplikationen zu vermeiden, wurde vorläufig ebenfalls auf die Ausweichmöglichkeit verzichtet, Einstellung und Messung mit zwei verschiedenen Bildwechselfrequenzen vorzunehmen.

Bei den festgelegten Frequenzen wurde als nächstliegende Zeilenzahl 441 gewählt. Somit sind für die Anlage die folgenden Normen festgelegt:

Bildwechselfrequenz	25 Hz
Zeilenzahl	441
Grenzfrequenz	3 MHz
Bildaustastzeit	1,8 msec.
Zeilenaustastzeit	18 μ sek.
Bildpunktzahl	ca. 200 000

4.2. Beschreibung der Apparatur

Die Versuchsapparatur besteht grundsätzlich aus einem Leuchtpunktastaster, einer Signalverarbeitungseinheit und einem Integrator (Abb. 31). Ein Raster wird auf der Frontplatte einer Kathodenstrahlröhre K erzeugt und mittels eines Objektivs O auf der Vorlage V abgebildet. Der durchtretende Lichtstrom wird mittels eines dichroitischen Spiegels D und zwei Absorptionsfiltern F_o , F_b in die orange und blaue Komponente aufgespalten, welche die Photovervielfacher P_o , P_b steuern. Nach Verstärkung, Nachleuchtkompensation und Matrixierung der Photozellensignale wird ein Amplitudenfilter gesteuert, welches das im Abschnitt 2.3 behandelte Referenzniveau einführt. Durch ein Diodennetzwerk können anschließend die Signale, welche zu den verschiedenen Farbkomponenten gehören, separat integriert werden. Das Resultat der Integration wird am Instrument J abgelesen.

Ein separater Taktgeber liefert die Zeilen- und Bild-Synchronimpulse sowie die nötigen Austastsignale; er kann mit verschiedenen Normen betrieben werden. Neben den Überwachungs- und Einstellvorrichtungen ist die Anlage durch die nötigen Schutzeinrichtungen ergänzt.

Weil es sich gezeigt hat, daß die gleichzeitige Beurteilung der verschiedenen Kanäle oder der verschiedenen Stufen der Videoverarbeitung in einem Kanal mit einem Doppelmonitor schwierig ist, wurde eine Mischeinrichtung hergestellt, welche mittels Einblendung von rechteckigen Bildausschnitten variabler Lage und Größe diese Beobachtungen an einem einzigen Monitor erlaubt.

4.2.1. Der elektrooptische Teil

Wie bereits erwähnt sind die Dimensionierungsgrundlagen des elektrooptischen Teils aus den Spektralcharakteristiken der Präparate abgeleitet worden (Abb. 1). Anhand dieser Ergebnisse sind die Kathodenstrahlröhre, die dichroitischen Trennfilter, die Absorptionsfilter und die Photovervielfacher ausgelesen worden.

Wie wir im Abschnitt 2.3 gesehen haben, hängt die Genauigkeit des Verfahrens in erster Linie von der Homogenität des Weißfeldes ab, das heißt von der Konstanz des Spitzenwertes J_m des einem weißen Punkt entsprechenden Stromes. J_m wird durch die Lichtausbeute der Kathodenstrahlröhre, die

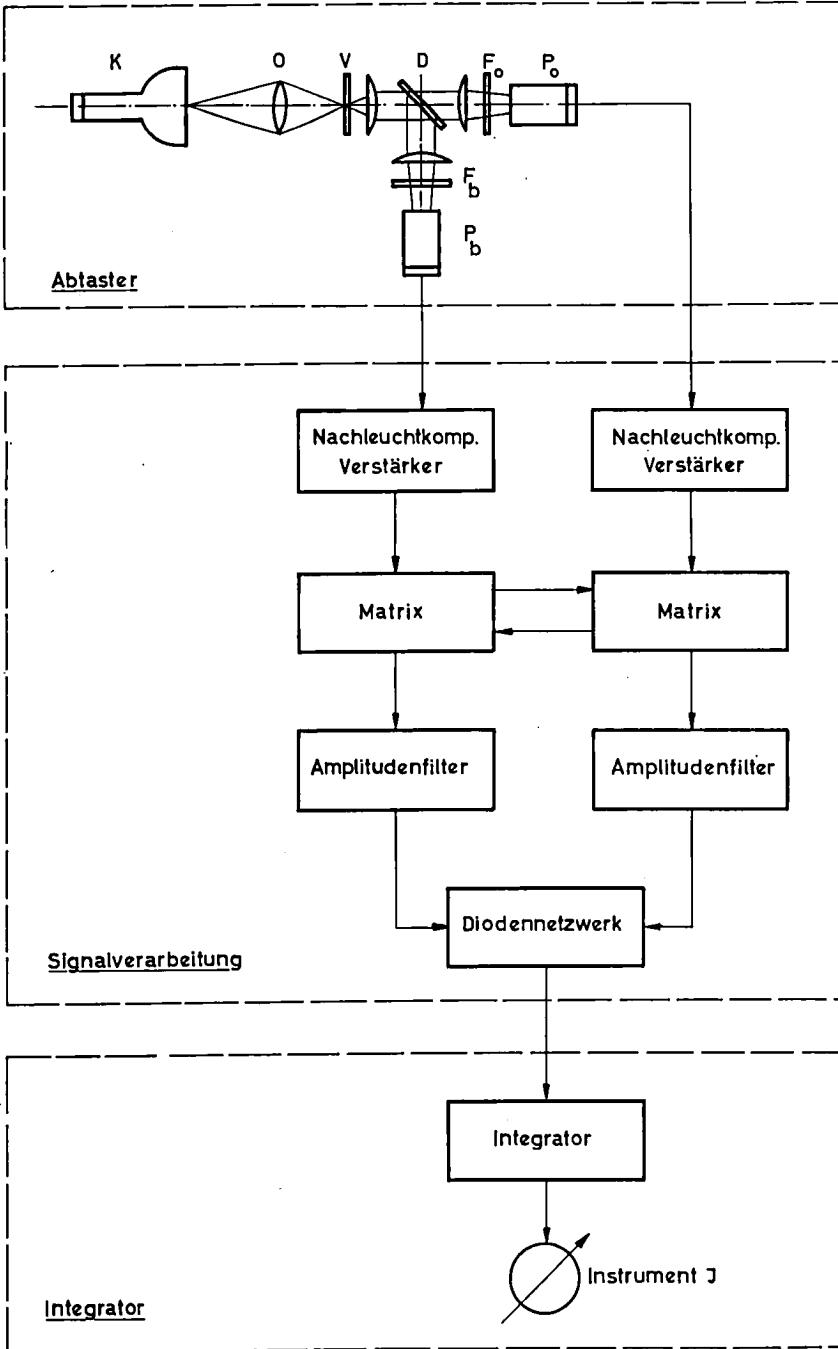


Abb. 31. Prinzipschema der Versuchsanordnung.

Verluste im optischen Weg und den Umwandlungsfaktor Licht/Strom der Photozelle bestimmt. Durch sorgfältige Auswahl und Anordnung der Abtaster-elemente wurde eine möglichst gute Homogenität angestrebt, die jedoch nicht in genügender Weise erreicht werden konnte. Eine dynamische Korrektur der restlichen Weißfeldfehler wurde durch Beeinflussung der Vervielfacherverstärkung vorgenommen. Diese Modulation nimmt in Zeilen- und Bildrichtung die Form von Sägezahn, Parabel und Parabel dritten Grades an. Sie ist natürlich nur sinnvoll, wenn die aus der Bildröhre herrührenden Fehler konstant sind. Dies bedingt insbesondere konstante Fokussier- und Beschleunigungsspannung.

Die Abhängigkeit zwischen Weißfeldhomogenität und Speisespannungen der Abtaströhre wurde deswegen untersucht, um daraus die Stabilitätsforderungen abzuleiten. Es hat sich herausgestellt, daß die einzuhaltende Konstanz der Hochspannungen höher als die im normalen Fernsehbetrieb geforderte ist; sie bietet aber keine spezielle Realisierungsschwierigkeiten.

Durch Drehung der Abtaströhre um ihre Achse bei feststehenden Ablenkspulen ist auch die Weißfeldhomogenität als Funktion der Rasterlage überprüft worden. Sie ändert im gleichen Sinne wie die Streuungen zwischen verschiedenen Kathodenstrahlröhren vom gleichen Typ mehr in der Form als in der Amplitude; sie ist in der Zeit konstant und liegt im Kompensierbereich der dynamischen Korrekturen. Der Beitrag der Kathodeninhomogenität der Vervielfacherröhre ist dank der Abbildung der Objektivpupille auf der Kathodenfläche nicht von Bedeutung.

Bei einer optimalen Justierung der dynamischen Korrekturen kann die Inhomogenität des Weißfeldes auf ca. 3% reduziert werden. Bei nicht überwachtem Betrieb ist jedoch mit einem größeren Fehler zu rechnen. Glücklicherweise bietet uns die HFK (Abschnitt 3.2) die Möglichkeit, größere Inhomogenitätsfehler zuzulassen.

4.2.2. Die Videoverarbeitung

Der Videoteil der Anlage ist nach den klassischen Methoden der Fernseh-technik dimensioniert und ausgeführt. Die Toleranzen der Signalverarbeitung entsprechen sinngemäß den CCIR-Empfehlungen.

Zuerst werden die Photovervielfachersignale verstärkt, und anschließend wird das Phosphornachleuchten der Kathodenstrahlröhre elektrisch kompensiert. Diese Kompensation kann man soweit führen bis ein am Gitter der Abtaströhre eingespeister Rechteckimpuls mit ausreichender Flankensteilheit und weniger als 3% Überschwingen wiedergegeben wird.

Wegen dem bereits erwähnten Übersprechen der Farbstoffe sowie der unvollkommenen Trennung der Farbkomponenten im optischen Weg des Abtasters ist eine Matrixierung der Signale unerlässlich. Wie im Fernsehen üblich, haben wir einfachheitshalber eine lineare Matrix angewendet, in welcher ein

Teil des Signales eines Kanals von demjenigen des anderen subtrahiert wird. Diese Matrix ist so ausgelegt, daß über das angewendete Frequenzband nur Restfehler von weniger als 1% vorkommen können.

Das Amplitudenfilter besteht aus zwei hintereinandergeschalteten stabilisierten Schmitt-Triggerern mit kleiner Hysterese. Das am ersten angelegte Signal wird mittels einer gesteuerten Pegelung vor jedem Zeilenanfang auf ein genau definiertes Potential geklemmt; dadurch wird das Referenzniveau vom Signalmittelwert unabhängig gemacht. Das Ansprechniveau dieses Schmitt-Triggerers kann wahlweise entweder auf einen konstanten Wert oder proportional zur Videosignalamplitude eingestellt werden. Die Hysterese beträgt ca. 3% der Signalamplitude und ist praktisch frequenzunabhängig. Der zweite Schmitt-Trigger verbessert die Flankensteilheit und liefert zwei Gegentaktsignale, die mit den entsprechenden Signalen des anderen Farbkanales digital verarbeitet werden. Damit wird die Farbe jedes abgetasteten Impulses bestimmt.

Die eingestellten Referenzniveaus bleiben auf 2% stabil bei Speisespannungsschwankungen von $\pm 5\%$ und Änderungen des Signalmittelwertes zwischen 0 und 100%; die Frequenzabhängigkeit liegt unter 1% bis 3 MHz und steigt auf 4% bei 10 MHz.

4.2.3. Der Integrator

Der Integrator ist anhand der Ergebnisse von Abschnitt 3 dimensioniert und nach dem dort beschriebenen Blockschema (Abb. 17) aufgebaut. Ihm werden die den verschiedenen Farbkomponenten entsprechenden Signale wahlweise zugeführt. Die Spannung am Spitzengleichrichter G wird mit einem Präzisionsvoltmeter gemessen, welches die Anteile der Farbkomponenten bezogen auf die abgebildete Rasterfläche direkt in Prozent anzeigt. Die Empfindlichkeit, welche durch Umschalten des Ladekondensators C in Stufen von 1 : 3 : 10 variiert werden kann, beträgt im Maximum 3% bei Vollausschlag.

Für eine einmalige Kalibrierung des Integrators hat man vor dem Referenz-Schmitt-Trigger sehr steile periodische Impulse passender Amplitude und Frequenz eingespeist, deren Breite genau bekannt ist. Die Anpassung der Meßbereiche aneinander sowie die Kalibrierung der empfindlichsten Bereiche konnten mit vorwahlzählergesteuerten Impulsreihen verbessert werden. Damit wird die integrierte Ladung proportional zur Impulszahl statt zur Impulsbreite.

Zwecks Überprüfung der Abhängigkeit zwischen Anzeige und Lage der Farbflächen im Präparat wurde der Integrator mit elektronisch simulierten horizontalen und vertikalen Balken variabler Lage und Breite getestet. Diese Messungen haben die Erwartungen bestätigt, daß die Abweichungen unterhalb der Ablesegenauigkeit liegen.

Für die Eichung der HFK hat man folgendermaßen operiert: Eine ausgetastete Sinuswelle von ca. 100 kHz wird eingespiessen und das Referenzniveau so eingestellt, daß das Meßinstrument 50% anzeigt. Anschließend wird die Frequenz erhöht und die Anhebungsspule der HFK so abgestimmt, daß die Anzeige innerhalb der vorgeschriebenen Toleranzen konstant bleibt. Dies ist bis zu Frequenzen von über 10 MHz möglich.

4.3. Eichung und Einstellung

Die vorher erwähnten Justierungen sind, abgesehen von eventuellen Defekten an kritischen Schaltelementen, nicht zu wiederholen. Vor jeder Messung oder bei Routinemessungen, vor der Auswertung einer Reihe ähnlicher Präparate sind jedoch einige einfache Vorbereitungsoperationen vorzunehmen.

Sie umfassen die Wahl der optischen Vergrößerung zwecks Anpassung des Rasters an die Größe der Vorlage (siehe Abschnitt 2.2) sowie die bei jedem Fernsehabtastsystem übliche Einpegelung.

Je nach Einfärbung der Vorlage kann auch eine Nachjustierung der Matrix nötig sein, welche man an den kritischen Stellen sowohl mit dem Monitor als auch mit dem Oszillographen überprüfen kann.

Ferner ist die Einstellung des Amplitudenfilters vorzunehmen. Diese stellt zweifellos die heikelste Operation des Meßvorganges dar, besonders bei Mikroskoppräparaten, die in der Einfärbung sehr schwanken. Zur Erreichung möglichst genauer, objektiver und reproduzierbarer Messungen wurden mehrere Kriterien verglichen.

Es hat sich dabei herausgestellt, daß kein Kriterium bedeutend überlegen ist. Die Wahl ist vom Vorlagetyp abhängig, und manchmal führt erst die Zuhilfenahme mehrerer Kriterien zu befriedigenden Resultaten. Am geeignetsten haben sich die folgenden erwiesen:

a) Das Referenzniveau wird auf die Hälfte des Signalspitzenwertes eingestellt. Dieses Verfahren eignet sich speziell für kontrastreiche Vorlagen.

b) Das Referenzniveau wird von null bis zum Spitzenwert des Signales variiert; dann ist im nichtlinearen Verlauf der Integratoranzeige ein Wendepunkt erkennbar, welcher die beste mittlere Einstellung kennzeichnet (Abschnitt 2). Diese Methode eignet sich besonders für schwierige Vorlagen.

c) Anhand eines Präparates bekannter Zusammensetzung wird an der Apparatur das dazugehörige Ergebnis einreguliert. Anschließend wird das unbekannte Präparat untersucht und das Resultat als Abweichung zum bekannten Wert bestimmt. Die Auswahl der Referenzpräparate muß praktisch visuell durchgeführt und die Messung kann subjektiv beeinflusst werden. Die Meßgenauigkeit ist natürlich um so größer, je mehr das Testpräparat dem Unbekannten in jeder Hinsicht ähnlich ist.

d) Mittels der Einblendeinrichtung werden die Bilder am Monitor vor und nach dem Amplitudenfilter verglichen. Im zweiten Bild sind die ausgewerteten Partien deutlich erkennbar. Diese Methode ist prinzipiell ungenau und dient bei guten Vorlagen nur als zusätzliche Kontrolle. Hingegen ist sie bei der Messung schwieriger Präparate sehr nützlich. Trotzdem die ermittelten Resultate von reduzierter Genauigkeit sind, liefert in manchen Fällen diese Einstellung als einzige brauchbare Ergebnisse.

Die experimentellen Untersuchungen, welche ebenfalls der Überprüfung der Ergebnisse von Abschnitt 3.2 dienten, wurden auf die folgenden wichtigen Vorlagen beschränkt:

- a) elektrisch simuliertes Testmuster,
- b) durchsichtige geometrische Muster auf undurchsichtiger Unterlage, mit einem Kontrast von mehr als 1 : 100,
- c) Mikroskoppräparate, bestehend aus eingefärbten histologischen Schnitten von verschiedenen Stoffen,
- d) geometrische Figuren mit gleicher Einfärbung wie die obenerwähnten Präparate.

4.4. Meßresultate

Die Betriebserfahrungen haben bestätigt, daß Angaben über die erreichbare Meßgenauigkeit nur sinnvoll sind, wenn sie auf einen bestimmten Vorlagetyp bezogen werden.

Dieser Umstand ist auf verschiedene Ursachen zurückzuführen: Erstens sind Form und Größe der Bestandteile der Vorlage von entscheidender Bedeutung, da bekanntlich die größten Meßfehler in den Übergangszonen entstehen. Ist das Verhältnis der Fläche zum Umfang der Details ungünstig oder liegt die mittlere Feinheit der Struktur nahe an der Auflösungsgrenze des Abtastsystems, so können unter Umständen stark differierende Resultate ermittelt werden. Auch eine stark inhomogene Verteilung der Teilelemente kann wegen der Nichtlinearität der Ablenkung vom Abtaststrahl zu merkbareren Fehlern führen, es sei denn, daß die Messung für verschiedene Lagen der Vorlage wiederholt wird.

Wie bereits betont, ist die Einfärbung des Präparates ebenfalls sehr wichtig. Neben Forderungen nach Homogenität und Reproduzierbarkeit sind bei der Wahl von Farbstoffen und Einfärbungsmethoden sowohl die unvollkommene Trennung der Komponenten im optischen Weg als auch die begrenzte, zur Verfügung stehende Lichtmenge zu berücksichtigen.

Als weiterer wichtiger Faktor ist die Art der Messung zu verzeichnen. Für große Meßreihen kann man sich, nach einer einmaligen Einstellung der Apparatur, lediglich auf das Einschieben der Vorlagen im Bildfenster und an-

schließende Ablesung der Resultate beschränken. Damit ist es möglich, bis zu rund 40 Präparate pro Stunde auszuwerten. Sind dagegen nur wenige Vorlagen vorhanden, so kann man durch eine individuelle Behandlung die Meßgenauigkeit erhöhen. Dabei spielt auch die Geschicklichkeit des Operateurs eine gewisse Rolle.

Gut kontrastierte Vorlagen eignen sich für eine allgemeine Kontrolle der Apparatur am besten. Solche Testbilder werden vorteilhafterweise als Diapositiv durch Photoaufnahme von Papierausschnitten bekannter Flächen hergestellt. Durch passende Wahl der Größe, Form und Verteilung der Ausschnitte kann man Testreihen anfertigen, die eine getrennte Ermittlung der verschiedenen Meßfehler gestatten.

Die Linearitäts-Testreihen, welche zur Überprüfung der Proportionalität zwischen Anzeige und Flächengröße dienen, bestehen aus rechteckigen Ausschnitten, deren Flächen zwischen 100% und 1% abgestuft sind. Die Vorlagen für die Bestimmung der Fehler, welche durch die relative Lage Flächen/Raster entstehen können, sind aus Ausschnitten konstanter Gesamtfläche zusammengesetzt, die verschieden aufgeteilt und angeordnet sind. Weitere Testreihen dienen zur Ermittlung der gegenseitigen Beeinflussung der zwei Meßkanäle und bestehen aus zwei-, drei- und vierfarbigen Diapositiven variablen Inhaltes.

Auflösungstestreihen (zwecks Bestimmung der Meßgenauigkeit von feinsten Flächen) könnten sich zum Beispiel durch eine immer feinere Aufteilung einer konstanten Fläche bilden. Diese Aufteilung sollte man soweit treiben, bis die Teilflächen vergleichbar mit der Bildpunktgröße werden. Da aber der auf das Diaformat umgerechnete Bildpunktdurchmesser nur ca. $30\ \mu\text{m}$ beträgt, ist es schwierig, das photographische Verfahren so zu beherrschen, daß die Konstanz der Gesamtfläche über eine Testreihe gewährleistet wird. Wir haben uns deswegen mit speziellen optischen Rastern beholfen.

Die Auswertung der insgesamt 320 Testdiapositive hat die folgenden Resultate ergeben:

- a) Die Nichtlinearitätsfehler, bezogen auf die gesamte Rasterfläche, betragen im Maximum 0,6%. Sie sind in Abb. 32 dargestellt.
- b) Die Lagenabhängigkeitsfehler sind fast ausschließlich durch die Nichtlinearität der Strahlablenkungen bedingt. Sie betragen im Maximum 3% und können durch wiederholte Messungen unter 1% reduziert werden.
- c) Es wurde keine gegenseitige Beeinflussung der Meßwerte zwischen den zwei Kanälen festgestellt.
- d) Die Genauigkeit, mit welcher die kleinsten Flächen erfaßt werden, entspricht im ganzen den Erwartungen. Kleine Abweichungen von den theoretisch ermittelten Werten sind vermutlich den in der Rechnung nicht berücksichtigten Rauschkomponenten im Signal zuzuschreiben.

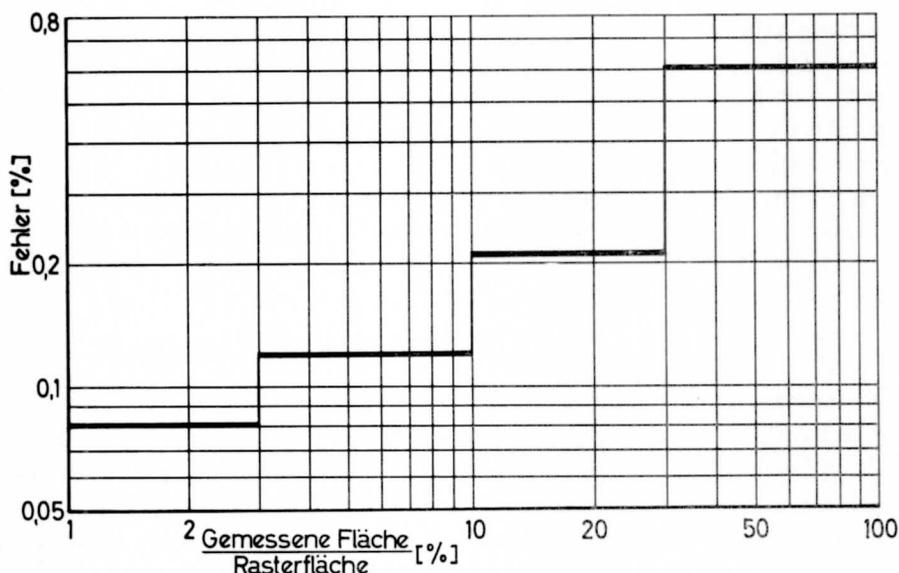


Abb. 32. Nichtlinearitätsfehler der Anzeige.

Wurstschnitte könnten jedoch nicht mit der obenerwähnten Genauigkeit ausgewertet werden. Dies ist besonders darauf zurückzuführen, daß die Feinheit der Struktur oft unter der Auflösungsgrenze der Abtasteinrichtung liegt. Dieser Umstand ist in Abb. 33 dargestellt, wo in einer dreihundertfachen linearen Vergrößerung des Fleischgewebes die Fläche eines Bildpunktes als Vergleich eingezeichnet ist. Je nach Beschaffenheit des Präparates können Meßfehler von 5% bis 15% auftreten. Nur durch eine Verbesserung des Abtastsystems, insbesondere durch die Verwendung von hochauflösenden Kathodenstrahlröhren ist es denkbar, so feine Strukturen besser zu erfassen.

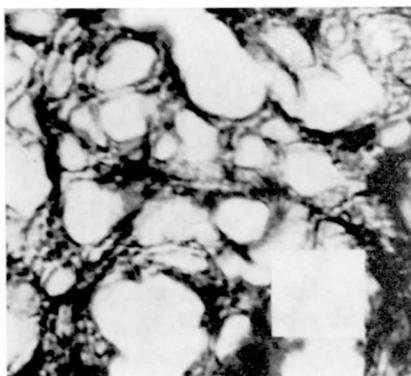


Abb. 33. Dreihundertfache lineare Vergrößerung eines Präparatausschnittes. Die weiße Fläche stellt die Größe eines Bildpunktes dar.

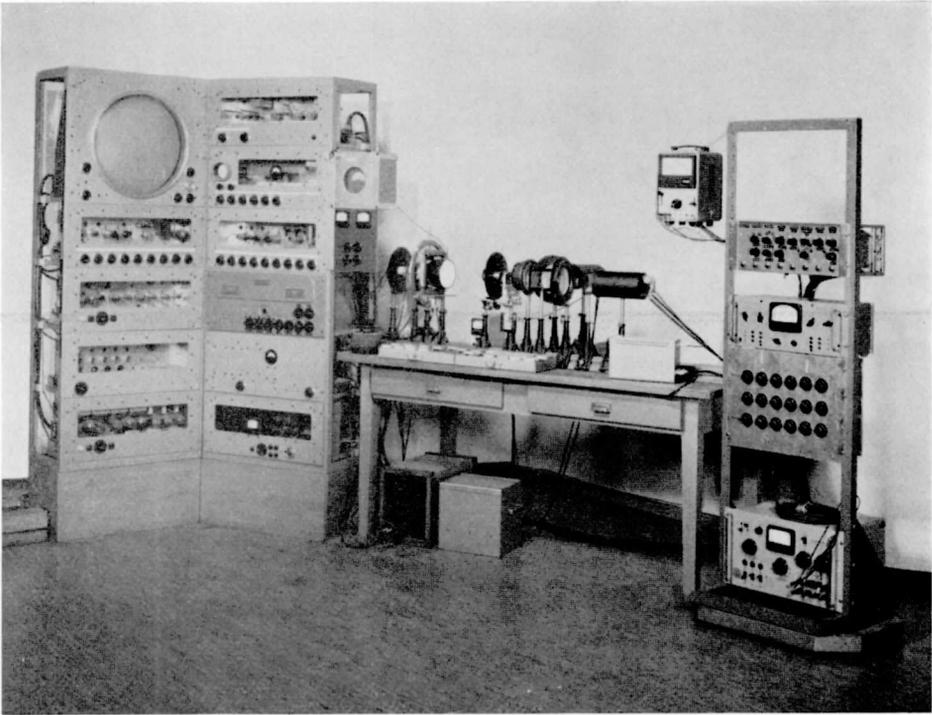


Abb. 34. Die Versuchsapparatur.

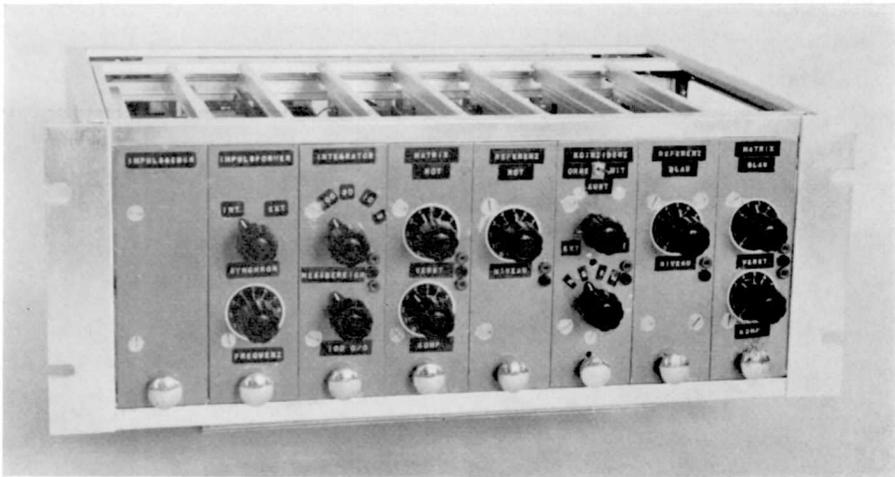


Abb. 35. Impulsgeber, Videoeinheit und Integrator.

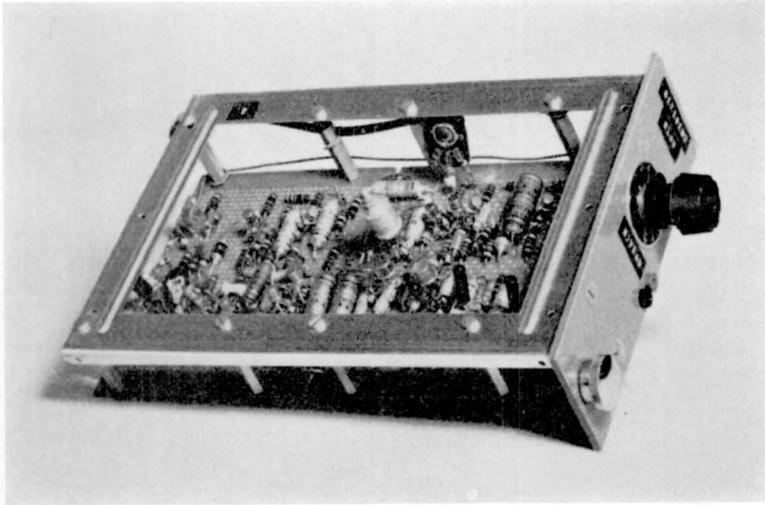


Abb. 36. Amplitudendiskriminator.

Für seine Unterstützung und wertvollen Anregungen bei der Durchführung dieser Arbeit möchte ich Herrn Prof. Dr. E. Baumann, Leiter des Institutes für technische Physik der Eidgenössischen Technischen Hochschule, meinen aufrichtigen Dank aussprechen.

Für die Anregung zu dieser Arbeit sowie für die Überlassung von zahlreichen histologischen Präparaten danke ich Herrn Prof. Dr. E. Heß, Leiter des Veterinär-bakteriologischen Institutes der Universität Zürich, bestens.

Den Herren Dr. T. Celio, Dr. A. Ammann und Dipl.-Ing. A. Greuter bin ich für die freundliche Durchsicht des Manuskriptes zu besonderem Dank verpflichtet. Dank gebührt auch Herrn Dipl.-Ing. G. Hirsch für seine Mithilfe bei der Ausführung und Inbetriebnahme des ersten Prototypes.

Literaturverzeichnis

1. *P. Bellac*: Das Fernsehen, Hallwag-Taschenbücher Band 37. Verlag Hallwag, Bern 1960.
2. *F. Schröter*: Lehrbuch der drahtlosen Nachrichtentechnik Band V, Fernsehtechnik, I. und II. Teil. Springer-Verlag, Berlin 1956 und 1963.
3. *K. Kerkhof* und *W. Werner*: Fernsehen. N. V. Philips Gloeilampenfabrieken, Eindhoven 1951.
4. *V. K. Zworykin* and *G. A. Morton*: Television. John Wiley & Sons, New York 1954.
5. *K. McIlwain* and *C. E. Dean*: Principles of Color Television. John Wiley & Sons, New York 1956.
6. *V. K. Zworykin*, *E. G. Ramberg* and *L. E. Flory*: Television in Science and Industry. John Wiley & Sons, New York 1958.
7. *C. Rose*: Industrielles Fernsehen. Verlag R. Oldenbourg, München 1959.
8. *K. Küpfmüller*: Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. Verlag S. Hirzel, Zürich 1949.
9. *A. Müller*: Die Bestimmung des zeitlichen Mittelwertes einer statistischen Rechteckwelle mittels Abtastung. Technische Mitteilungen PTT, Oktober 1961 (346—350).
10. *H. Linke*: Ein Beitrag zur quantitativen Auswertung in der Wursthistologie. Archiv für Lebensmittelhygiene, Februar 1960 (31—33).
11. *T. Stutz*: Ein neues Verfahren zur Fernsehabtastung von Filmen. Prom.-Nr. 2273, Eidgenössische Technische Hochschule, Zürich 1954.
12. *H. A. Dell*, *D. S. Hobbs* und *M. S. Richards*: Ein Gerät zur Zählung mikroskopischer Teilchen und zur Bestimmung ihrer Größenverteilung. Philips' Technische Rundschau, November 1960 (1—17).

Lebenslauf

Am 25. Januar 1930 in Osogna (Tessin) geboren, besuchte ich in Bodio die Gemeindeschulen und anschließend während vier Jahren das Ginnasio Cantonale in Biasca. Im Jahre 1945 trat ich ins Liceo Cantonale Lugano ein und schloß 1949 mit dem Maturitätszeugnis ab.

Nach einem vierjährigen Studium an der Eidgenössischen Technischen Hochschule erlangte ich im Dezember 1953 das Diplom eines Elektroingenieurs.

Seit 1. Januar 1954 bin ich als Assistent, später als Mitarbeiter am Institut für technische Physik der Eidgenössischen Technischen Hochschule tätig. Im Oktober 1958 wurde ich zum Chef der Sektion für Elektronik der angegliederten Abteilung für industrielle Forschung ernannt.

Die vorliegende Arbeit wurde im Herbst 1958 angefangen und nach längeren Unterbrüchen infolge wiederholten Auslandsaufenthalten im Jahre 1963 abgeschlossen.