

Diplom-Arbeit

Name: Rainer Hoffmann

Thema der Arbeit:

Entwurf und Aufbau einer Mehrnormen Schwarz-Weiß-
Vidikon Kamera.

Betreuer Dozent: Prof. Dipl.-Ing. G. Schmidt

Fachhochschule Giessen

Fachbereich: Elektrische Nachrichtentechnik

Datum: Juni 1983

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1. Einleitung	1
1.1 Das Vidikon	2
2. Aufbau der Kamera	6
2.1 Blockschaltbild	6
2.2 Impulsgeber	8
2.2.1 Blockschaltbild	8
2.3 Vertikalablenkung	21
2.4 Horizontalablenkung	27
2.5 Videoverstärker	34
2.6 Netzteil und Austastung	38
3. Berechnung der verwendeten Schaltung	42
3.1 Impulsgeber	42
3.2 Vertikalablenkung	45
3.3 Horizontalablenkung	48
3.4 Videoverstärker	52
3.5 Netzteil und Austastung	64
4. Mechanischer Aufbau	69
5. Abgleichanweisungen	72
6. Bestückungspläne	75
7. Anhang	79

Schaltpläne

Impulsgeber	9
Vertikalablenkung	21
Horizontalablenkung	26
Videoverstärker	34
Netzteil	38

1. Einleitung

Aufgabe war es, eine Schwarz-Weiß Vidikon Kamera zu entwickeln, die Bildsignale mit unterschiedlichen Zeilenzahlen und Bildfrequenzen liefert. Für den Anschluß an einen bereits vorhandenen Monitor müssen ein Bildsignal, Horizontal- und Vertikalsynchronimpulse und Austastimpulse getrennt zur Verfügung stehen.

Die abgetastete Fläche der lichtempfindlichen Schicht des Vidikons und damit des Bildformates müssen bei Änderung von Zeilen- und Bildfrequenzen konstant sein.

Um die bestehenden Fernsehnormen untereinander vergleichen zu können, werden von der Kamera Bilder mit 819, 625 und 405 Zeilen geliefert, bei denen jeweils 20, 25 und 30 Bilder pro Sekunde übertragen werden. Dabei arbeitet die Kamera nach dem Zeilensprungverfahren, d. h. es werden für jedes Bild zwei Teilbilder übertragen, die ineinander verkehmt sind.

In Verbindung mit einem entsprechend ausgerüsteten Monitor lassen sich mit der Kamera Versuche durchführen, die über die Bildqualität bei Verändern von Zeilen- und Bildfrequenz Aufschluß geben.

1.1 Das Vidikon

Für die Kamera wurde als Bildaufnahmeröhre ein 1 Zoll Vidikon verwendet, dessen Aufbau und Wirkungsweise kurz erklärt werden soll.

Der schematische Aufbau eines Vidikons ist in Abb. 1 dargestellt.

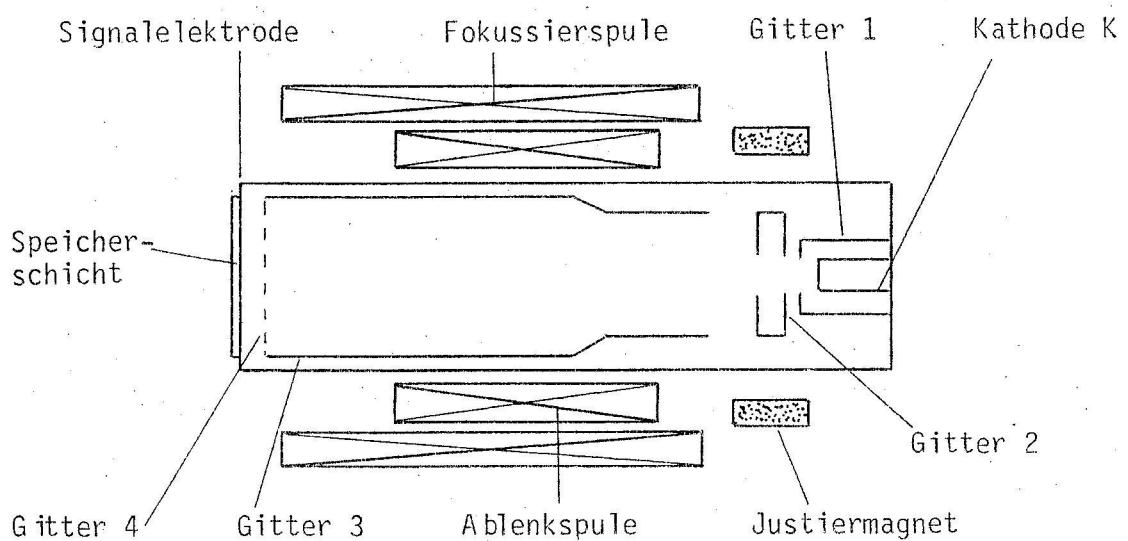


Abb. 1

Es besteht im wesentlichen aus drei Teilen:

1. dem Strahlsystem, der aus der Kathode, der Steuerblende (Gitter 1), womit der Strahlstrom geregelt werden kann, der Beschleunigungselekrode (Gitter 2), dem Anoden-

zylinder (Gitter 3) und dem Netz (Gitter 4) besteht.

Es erzeugt den Elektronenstrahl und sorgt dafür, daß er möglichst senkrecht auf der Signalplatte auftrifft.

2. den Ablenk- und Fokussierspulen, die mit ihren Magnetfeldern den Elektronenstrahl beeinflussen. Die Ablenkspulen führen ihn zeilenweise über die Speicherschicht und die Fokussierspule bündelt den Elektronenstrahl durch ein konstantes Magnetfeld.

3. der Fotoschicht, die aus einer lichtdurchlässigen leitenden Signalplatte und einer halbleitenden Fotoschicht zum Röhreninneren hin besteht.

Die Funktionsweise der optisch-elektrischen Wandlung, die in der Fotoschicht erfolgt, soll anhand eines Bildpunktes erklärt werden.

In Abb. 2 ist ein solcher Bildpunkt vereinfacht dargestellt.

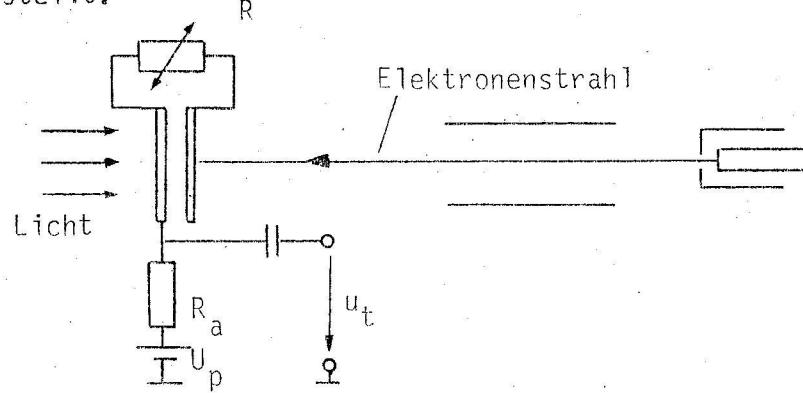


Abb. 2

Die Fotoschicht kann man sich aus einem Kondensator mit einem parallelgeschalteten lichtempfindlichen Widerstand R_a vorstellen. Die eine Seite liegt über R_a an der Platten Spannung U_p , die andere Seite wird während jeder Abtastung über den Elektronenstrahl auf Kathodenpotential gelegt, so daß sich der Kondensator auf die Spannung U_p auflädt. In der übrigen Zeit entlädt sich der "Kondensator" über R_a , wobei die Eintladung proportional zum Lichteinfall ist. Bei einer erneuten Abtastung fließt der Nachladestrom, dessen Größe dem Lichteinfall proportional ist, über R_a und kann hier als Signalspannung abgegriffen werden.

Damit der Elektronenstrahl während des Rücklaufs nicht auf der Fotoschicht auftrifft muß er ausgetastet werden. Dies ist durch einen negativen Impuls von ca. 75 V auf g_1 (Anodenaustastung) oder einem positiven Impuls von 25 V auf die Kathode (Kathodenaustastung) möglich.

Die Größe und Polarität der Betriebsspannungen sind aus dem Datenblatt (Seite 80) zu entnehmen.

Der Wert der Ablenkströme für die Horizontal- und Vertikalablenkung hängt von der Größe der Gitterspannungen

mit Ausnahme der Steuerblende (Gitter 1) ab. Eine Erhöhung der Gitterspannungen hat auch eine Erhöhung der Ablenkströme zur Folge, um die gleiche Fläche auf der Fotoschicht abzutasten.

Nachfolgend sind die Stromstärken für die folgenden Gitterspannungen angegeben:

Gitter 2: $U = 300 \text{ V}$

Gitter 3: $U = 275 \text{ V}$

Gitter 4: $U = 350 \text{ V}$

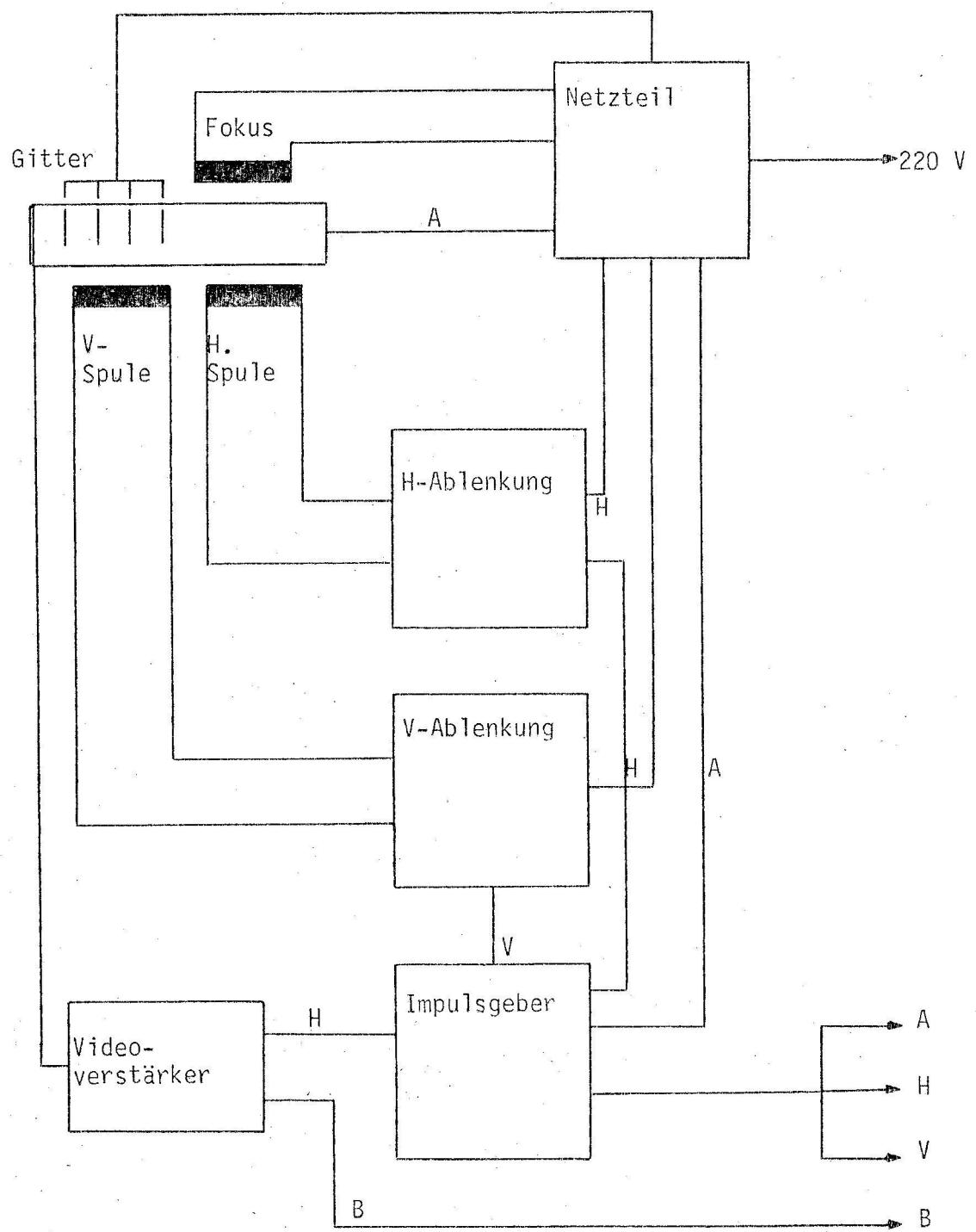
H-Ablenkung: $I_H = 150 \text{ m A}_{ss}$

V-Ablenkung: $I_V = 33 \text{ m A}$

Auf nähere Einzelheiten soll nicht eingegangen werden.
Es wird auf die Literaturangaben im Anhang verwiesen.

2. Aufbau der Kamera

2.1 Blockschaltbild



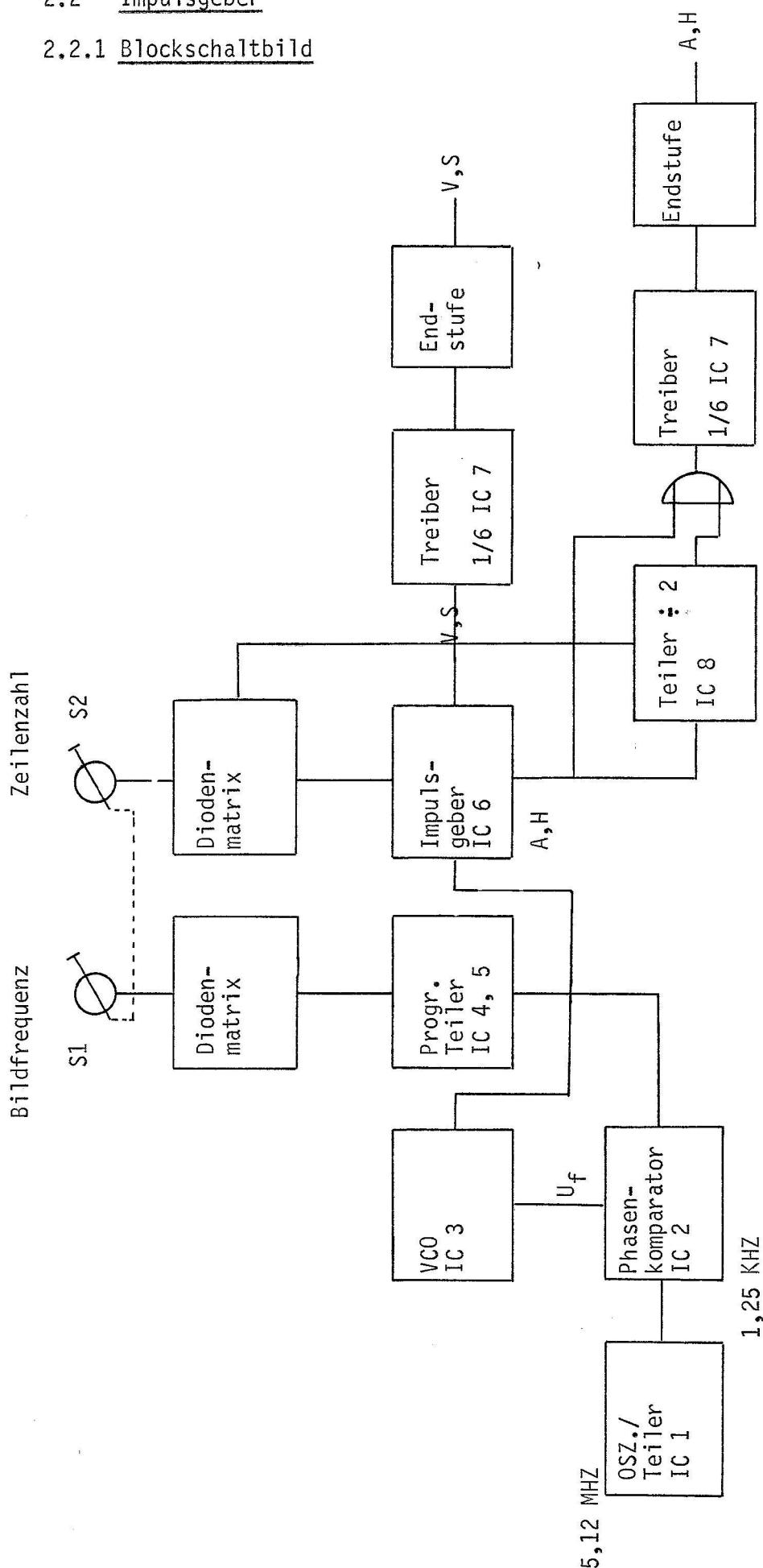
Die Kamera besteht aus folgenden Baugruppen:

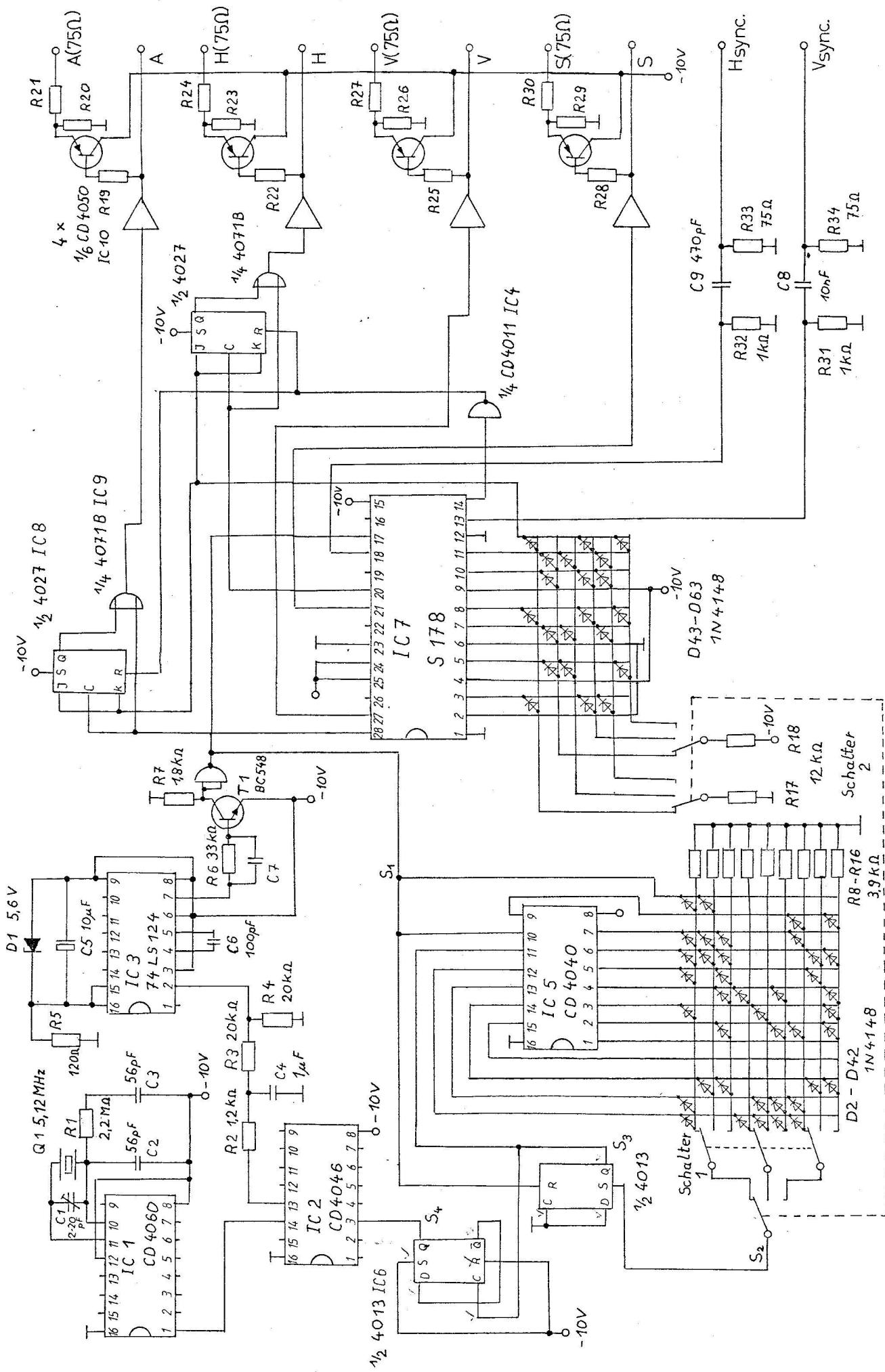
- Impulsgeber
- Vertikalablenkung
- Horizontalablenkung
- Netzteil

Der Impulsgeber liefert die Synchron- und Austastimpulse für den Monitor, mit denen auch die Horizontal- und Vertikalablenkung der Kamera gesteuert werden.

Da bei einem Ausfall der Ablenkströme eine Zerstörung der Fotoschicht und damit des Vidikons unvermeidlich wären, sorgt eine Schutzschaltung dafür, daß bei einem Ausfall der Ablenkung oder einem unzulässigen unterschreiten der Ablenkamplitude der Elektronenstrahl ausgetastet wird.

Das Netzteil liefert neben den Betriebsspannungen für die einzelnen Stufen und das Vidikon auch das Austastsignal.

2.2 Impulsgeber2.2.1 Blockschaltbild



Die Synchronimpulse bestimmen durch die Dauer die Bildfrequenz und Zeilenzahl des zu übertragenden Bildes. Dabei legen die V-Impulse mit ihrer Frequenz die Anzahl der Bilder pro Sekunde und die Zahl der H-Impulse innerhalb zweier V-Impulse die Zeilenzahl fest.

Das Blockschaltbild (Seite 8) gibt das Schaltungsprinzip wieder, das Schaltbild (Seite 9) zeigt die verwendete Schaltung.

Als Impulsgeber wurde ein integrierter Baustein von Typ S 178 eingesetzt. Dabei besteht die Möglichkeit, durch Anlegen eines Binär-Codes die Zeilenzahl im Bereich von 512 bis 1535 Zeilen zu programmieren. Hierzu wird im IC das Taktsignal durch 32 geteilt und auf einen Vertikalszähler gegeben, der aus der Zeilenzahl die Frequenz des V-Signals ableitet. Die durch 64 geteilte Taktfrequenz ergibt die Dauer des H-Signals. Damit ergibt sich folgende Beziehung zwischen Taktfrequenz, Zeilenzahl und Vertikalfrequenz:

$$f_T = 32 \cdot \text{Zeilenzahl } z \cdot \text{Vertikalfrequenz } f_V$$

$$\text{Vertikalfrequenz } f_V = 2 \cdot \text{Bildfrequenz } f_B$$

Daraus folgt, daß zu jeder Zeilenzahl und Bildfrequenz eine entsprechende Taktfrequenz angelegt werden muß.

Damit ergeben sich für drei unterschiedliche Zeilenzahlen bei drei möglichen Bildfrequenzen neun verschiedene Frequenzen.

Die Frequenzen werden in einem Oszillator erzeugt, der als Frequenzvervielfacher mit Nachlaufsynchronisation (PLL) arbeitet. Den prinzipiellen Aufbau zeigt das Blockschaltbild in Abb. 3.

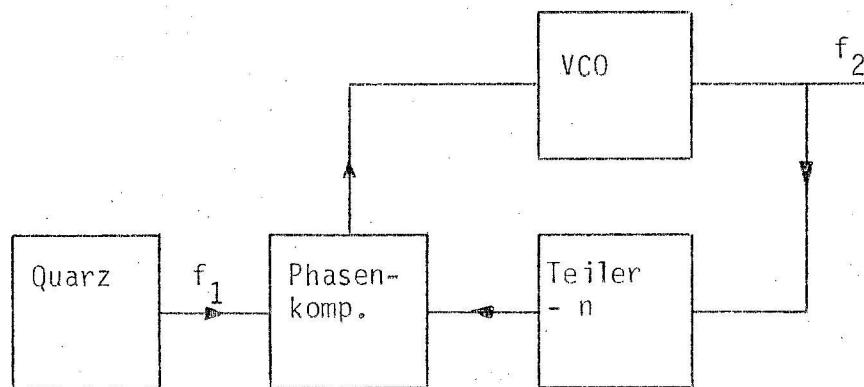


Abb. 3: Prinzip eines PLL-Oszillators

Der Phasendetektor vergleicht das Bezugssignal mit dem durch n geteilten Ausgangssignal und liefert eine Regelspannung an den spannungsgesteuerten Oszillator (VCO).

Die Regelspannung ändert sich so lange, bis die Frequenz

f_2 ein um den Teilungsfaktor n vielfaches der Bezugsfrequenz f_1 ist.

Bei der verwendeten Schaltung, alle Angaben beziehen sich auf das Schaltbild (Seite 9), liefert das IC 1 aus einem Signal mit $F = 5,12 \text{ MHZ}$ nach Teilung durch $2^{12} = 4096$ das Bezugssignal mit einer Frequenz von $f = 1,25 \text{ KHZ}$, die an dem Phasenkomparator IC 2 anliegt.

Der VCO ist in IC 3 integriert und liefert das Taktsignal für den Impulsgeber IC 6. Der Transistor T_1 dient zur Anpassung des Signals von IC 3 mit TTL-Pegel an den MOS-Pegel der übrigen IC's, der bei 10 V liegt. Das Nand-Gatter entkoppelt das Signal und es gelangt auf den programmierbaren Teiler. Der Teiler besteht aus einem 12 Bit-Binär Zähler IC 5 und zwei D-Flip-Flop IC 6. Zur Programmierung werden die Ausgänge des Zählers, die für das Binär ausgedrückte Teilungsverhältnis H-Pegel annehmen, über Dioden UND verknüpft. Hierzu liegen die Dioden mit der Kathode an den Ausgängen des Zählers und mit der Anode über den Widerständen R 8 bis R 16 an positiver Spannung. Solange die beschalteten Ausgänge

L-Pegel haben, liegt an den Anoden L-Signal. Nach erreichen des Zählerstandes, der durch die Dioden vorgegeben ist, steht ein positiver Impuls S_2 an den Anoden an. Dieser gelangt auf den Set-Eingang von Flip-Flop 1 und liefert an Q ein H-Signal S_3 solange der Reset-Eingang L-Pegel hat. An dem Reset-Eingang liegt das zu teilende Signal S_1 an. Dadurch hat der Q-Ausgang von Flip-Flop 1 für die Dauer der halben Taktperiode von S_1 H-Pegel. Mit diesem Signal wird der Zähler zurückgesetzt und gleichzeitig Flip-Flop 2 angesteuert. An dessen Ausgang liegt der durch 2 geteilte Resetimpuls mit einem Tastverhältnis von 0,5. Das Ausgangssignal S_4 von Flip-Flop 2 gelangt zu dem zweiten Eingang des Phasenkomparators IC 2. In Abb. 4 sind die entsprechenden Impulse in ihrer zeitlichen Zuordnung dargestellt.

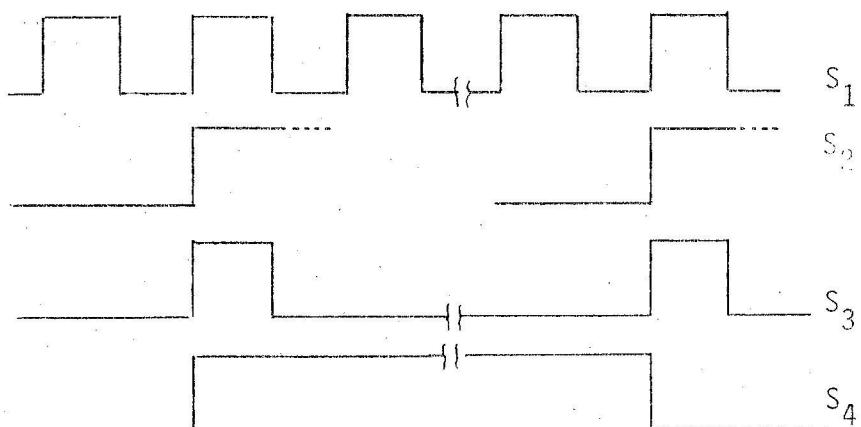


Abb. 4: Impulsdiagramm zur Frequenzteilung

Der Zähler verarbeitet die halbe Taktperiode des Eingangssignales, so daß im Prinzip das doppelte Teilungsverhältnis zu programmieren wäre. Da allerdings Flip-Flop 2 den Rücksetz-Impuls S_3 durch 2 teilt, muß die Codierung durch die binäre Form des Teilungsverhältnisses erfolgen.

Vom Ausgang des Phasenkomparators (IC 2) wird die Regelspannung über einen Tiefpaß (R_2, C_4) und einen Spannungsteiler (R_3, R_4) auf den Regel-Eingang des VCO (IC 3) gegeben. Mit C_6 ist der Regelbereich für den VCO festgelegt, so daß alle nötigen Frequenzen im Bereich von 800 KHZ bis 1,57 MHZ einstellbar sind.

Über ein NAND-Gatter gelangt das Taktsignal von T_1 auf den Eingang des Impulsgeber-Bausteins IC 7.

Zur Steuerung der Kamera und Synchronisierung des Monitors werden folgende Signale aus dem IC gewonnen:

Vertikal-Synchronsignal: (V-Signal)

Horizontal-Synchronsignal: (H-Signal)

Vertikal- und Horizontal-Austastsignal: (A-Signal)

Die drei Signale sind in Abb. 5 in ihrer zeitlichen Zuordnung dargestellt, wobei sich die Angabe der Impulsdauer auf 625 Zeilen bei 25 Bildern pro Sekunde beziehen.

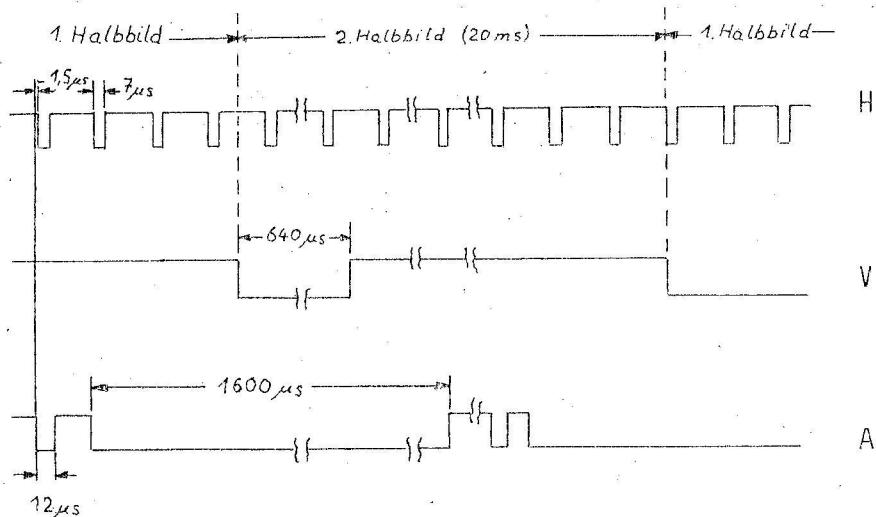


Abb. 5: Zeitdiagramm von Horizontal-, Vertikal- und Austästsignalen

Der IC wurde für die folgenden drei Zeilenzahlen programmiert:

450 Zeilen

625 Zeilen

819 Zeilen

Eine Änderung des Bildfrequenz bei konstanter Zeilenzahl ist durch Verändern der Taktfrequenz möglich.

Zur Programmierung der Zeilenzahl werden die Anschlüsse 2 - 11 von IC 7 an H- oder L-Pegel gelegt. Die Codierung ergibt sich durch die binäre Form der gewünschten Zeilenzahl. Die Umschaltung erfolgt über S_2 und eine Diodenmatrix, die entsprechend der binären Zeilenzahl beschaltet ist. Hierzu liegen die Dioden in Durchlaßrichtung an den Eingängen des Impulsgebers und der andere Anschluß wird über Schalter 2, R_{17} und R_{18} an H-Pegel $\cong 0V$ oder L-Pegel $\cong -10V$ gelegt. Dieser bestimmt zusätzlich die drei Taktfrequenzen für die Umschaltung der Bildfrequenz mit Schalter 1. Dazu wird das RESET-Signal über Schalter 2 von jeweils einem der drei mechanisch gekoppelten Schalter 1 auf den Zähler gegeben. Mit Schalter 1 läßt sich somit bei konstanter Zeilenzahl die Bildfrequenz verändern.

Da die niedrigste mit dem Impulsgeber-IC erreichbare Zeilenzahl bei 513 Zeilen liegt, wurde für die Einstellung

von 405 Zeilen der Impulsgeber auf die doppelte Zeilenzahl programmiert und das H- und Austastsignal am Ausgang geteilt.

Das Impulsschema in Abb. 6 zeigt für den H-Impuls die Funktionsweise der Ausgangsteilung, bei der die Impulsdauer des Ausgangssynchronimpulses der des Eingangssignales entsprechen soll.

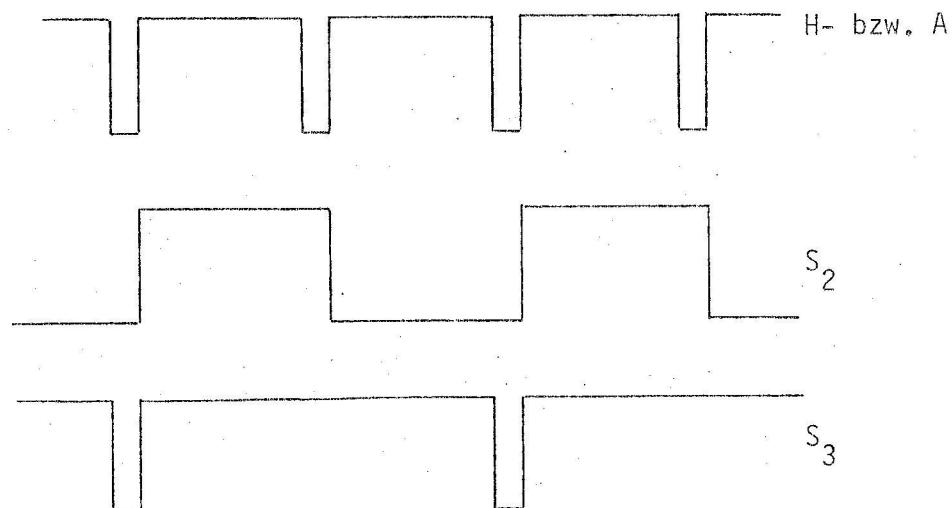


Abb. 6: Impulsschema der Ausgangsteilung für H-Impuls.

Das H- bzw. A-Signal liegt an dem Takteingang eines J-K Flip-Flop (IC 8), das als Teiler geschaltet ist. Das Aus-

gangssignal S_2 (Abb. 6) wird nun gemeinsam mit dem Eingangssignal auf ein ODER-Gater (IC 9) gegeben, an dessen Ausgang das geteilte Eingangssignal S_3 mit unveränderter Synchronimpulsdauer anliegt.

Um einen definierten Anfangszustand zum Setzen der Teiler zu erhalten, werden diese zu gleichen Zeiten zurückgesetzt. Als Rücksetz-Impuls wurde der invertierte V_R -Impuls verwendet, der bei gerader Zeilenzahl zu Beginn jedes Vertikal-Austastimpulses für 1/4 der Zeilendauer L-Pegel annimmt.

Der Ausgangsteiler wird über die J- und K-Eingänge angewählt. Bei L-Pegel an den Eingängen ist der Teiler ausgeschaltet und der Q-Ausgang nimmt ebenfalls L-Pegel an. Damit erscheint am Ausgang des ODER-Gatters das ungeteilte Eingangssignal. Bei H-Pegel an J und K arbeitet das Flip-Flop in der beschriebenen Weise als Teiler.

Die benötigten Signale werden über Ausgangstreiber (IC 10) einmal direkt zur Steuerung der Kamera sowie über Kollek-

torstufen bestehend aus R_{19} bis R_{30} und T_2 bis T_5 zur Steuerung des Monitors ausgegeben. Dabei liefern die Kollektorstufen negative Austast- und Synchronisier- signale mit einer Spannung von 4 V an 75

Zusätzlich besteht die Möglichkeit, den Impulsgeber mit H- oder V-Signalen extern zu synchronisieren. Hierzu werden von den Vorderflanken der Synchronsignale über die Differenzierer R_{31} , C_8 und R_{32} , C_9 kurze Impulse abgeleitet und damit die Horizontal- und Vertikalzähler gesetzt.

Die Synchronisierung ist allerdings nur möglich, wenn die Zeilenzahlen und Bildfrequenzen der beiden Impulsgeber übereinstimmen.

In Tabelle 1 sind zu den jeweiligen Zeilenzahlen und Bildfrequenzen die nötigen Taktfrequenzen, das Teiler- verhältnis des Taktgebers für eine Referenzfrequenz von 1,25 KHZ, sowie die Codierung von Frequenzteiler und Impulsgeber zusammengefaßt.

Von der Möglichkeit einer Impulsschema-Programmierung wurde kein Gebrauch gemacht, da sich die Dauer und die zeitliche Zuordnung der Ausgangssignale ändert. Sie wurde fest eingestellt, so daß sich für 625 Zeilen und einer Bildfrequenz von 25 Hz die Impulslängen nach der CCIR-Norm ergeben.

Tabelle 1: Programmierung von Taktfrequenz und Zeilenzahl

Zeilenzahl	Vertikal- frequenz f_V /Hz	Takt- frequenz f_t /MHz	Teilver- hältnis	Zeilenprogrammierung								Frequenzprogrammierung													
				2^9	2^8	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0	2^{-1}	2^{11}	2^{10}	2^9	2^8	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1
405 (810)	40	1,0368	829												L	L	H	L	L	H	H	H	H	L	H
	50	1,2960	1037	H	H	L	L	H	L	L	H	L	H	L	L	L	L	L	H	H	H	H	L	H	
	60	1,5552	1244												L	H	L	L	H	L	H	H	H	L	L
625	40	0,8000	640												L	H	L	L	H	L	L	L	L	L	L
	50	1,0000	800	H	L	L	H	H	L	L	H	L	H	L	H	L	H	L	H	L	L	L	L	L	
	60	1,2000	960												L	H	L	L	H	L	L	L	L	L	L
819	40	1,0433	838												L	H	L	H	L	H	L	H	L	H	L
	50	1,3104	1048	H	H	L	H	H	L	L	H	L	H	L	H	L	L	H	L	H	L	H	L	L	
	60	1,5725	1258												L	H	L	L	H	L	H	H	L	H	L

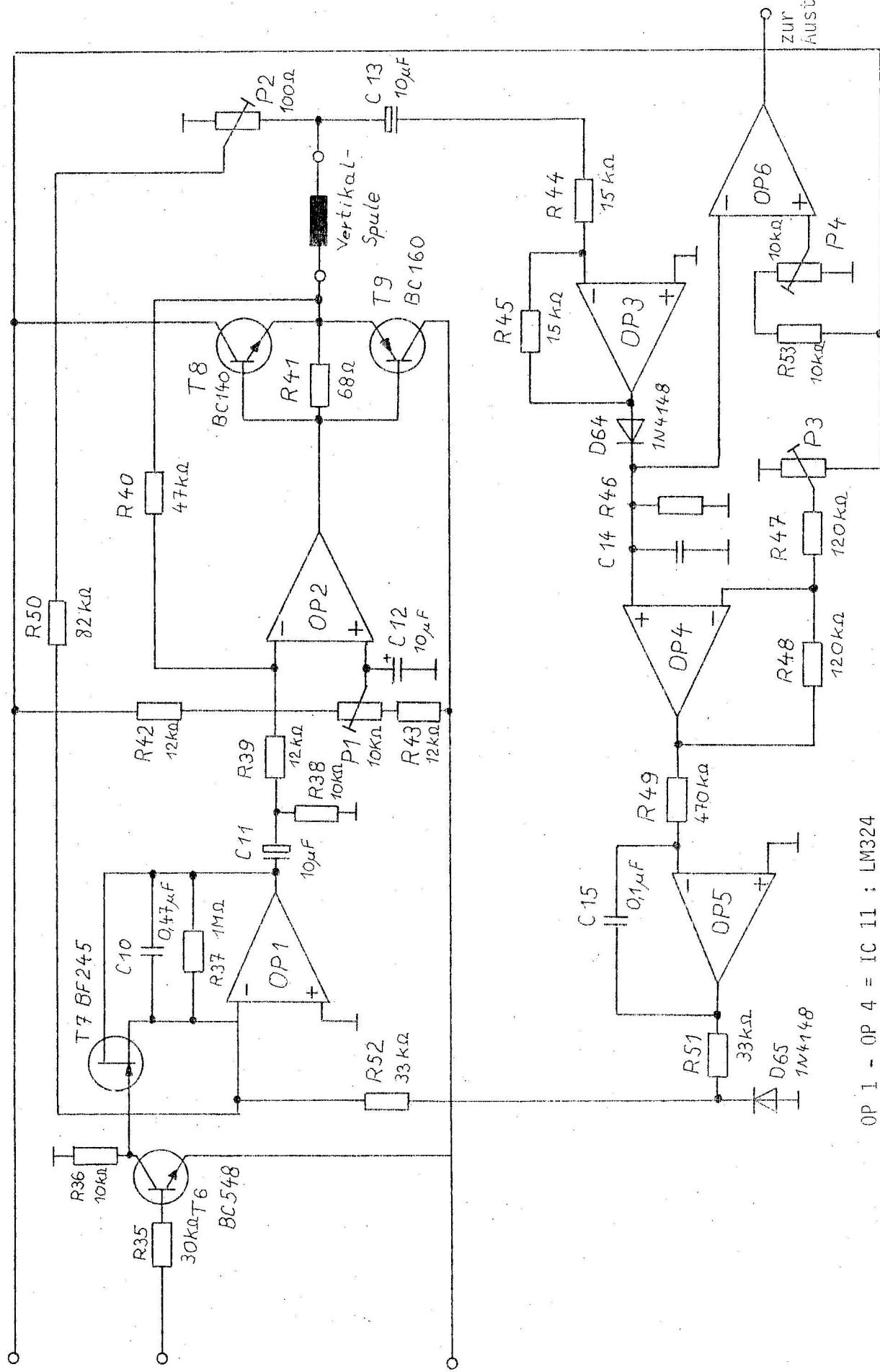
Impulsschema: $N_A : L$ Taktfrequenz $f_t = 32 \cdot$ Zeilenzahl $Z \cdot$ Vertikalfrequenz f_V
 $N_B : L$ $f_V = 2 \cdot$ Bildfrequenz f_B
 $N_C : H$

Bei der Programmierung von 810 Zeilen muß die

Zeilenzahl um 1 erniedrigt werden und bei der
Binären Form das Bit 2^0 invertiert anliegen.

Bei der Zeilenprogrammierung steht das Bit 2^{-1}
für den Ausgangsteiler.

2.3 Vertikalablenkung



OP 1 - OP 4 = IC 11 : LM324
 OP 5, 6 = IC 12 : 1/2 RC 4136

Zur Abtastung eines Bildes wird der Elektronenstrahl in vertikaler und horizontaler Richtung über die Fotoschicht geführt. Da die Kraft auf den Elektronenstrahl im Magnetfeld proportional zur Stromstärke ist, wird ein sägezahnförmiger Strom durch die Ablenkspulen benötigt.

Bei den Werten für die Vertikal-Ablenkspulen, $R = 120\Omega$ und $L = 70\text{ mH}$ und einer Vertikalfrequenz zwischen 40 und 60 Hz kann der Einfluß der Induktivität vernachlässigt und die Spule als Ohm'sche Belastung für den Generator betrachtet werden. Somit liefert eine sägezahnförmige Spannung an der Spule den nötigen Stromverlauf für die Ablenkung.

Die folgenden Angaben beziehen sich auf das Schaltbild der Vertikalablenkung (Seite 21).

Zur Erzeugung der Sägezahn-Spannung wurde ein geschalteter Integrator ($OP\ 1$, T_7 , R_{51}, C_{10}) verwendet. Für die Ausgangsspannung gilt folgende Beziehung:

$$U_a = -\frac{1}{RC} \int U_e(t) dt + U_a(t=0)$$

Mit $U_a (t = 0)$ und $U_e = \text{konst.}$ liefert der Integrator eine negativ ansteigende Ausgangsspannung, solange der Transistor T_7 gesperrt ist.

T_7 wird während des Vertikal-Synchronimpulses über T_6 mit dem invertierten V-Impuls durchgeschaltet und entlädt C_{10} . Damit steht am Ausgang von OP 1 eine Vertikalfrequente Sägezahn-Spannung zur Verfügung.

Die Amplitude der Ausgangsspannung ist abhängig von der Eingangsspannung U_e , $T_v = \frac{1}{f_v}$ und $T = R_{51}, R_{52}$ und C_{10} .

Über OP 2 und T_8, T_9 wird die Spannung verstärkt und gelangt an die Vertikal-Ablenkspule.

Mit P_1 läßt sich die Null-Lage des Ablenkstromes verändern. Damit für unterschiedliche Vertikalfrequenzen die Amplitude des Ablenkstromes konstant bleibt, wird über P_2 eine Stromstärke proportional der Spannung abgegriffen und auf eine Regelschaltung (OP 4, OP 5) gegeben. Um den Einfluß der Lage-Änderung des Sägezahnstromes auf die

Regelung zu verhindern, wird die Spannung über C_{13} und einen Operationsverstärker (OP3) gleichspannungsfrei einem Spitzenwertgleichrichter (D 64, C_{14} , R_{46}) zugeführt.

Ein als Komparator geschalteter Operationsverstärker (OP 4) vergleicht den Spitzenwert der Ablenkamplitude mit einem über P_3 einstellbaren Soll-Wert. Der Ausgang von OP 4 liegt am Eingang eines Integrators (OP 5, R_{49} , C_{15}), der die Eingangsspannung U_e für den Sägezahn- generator liefert.

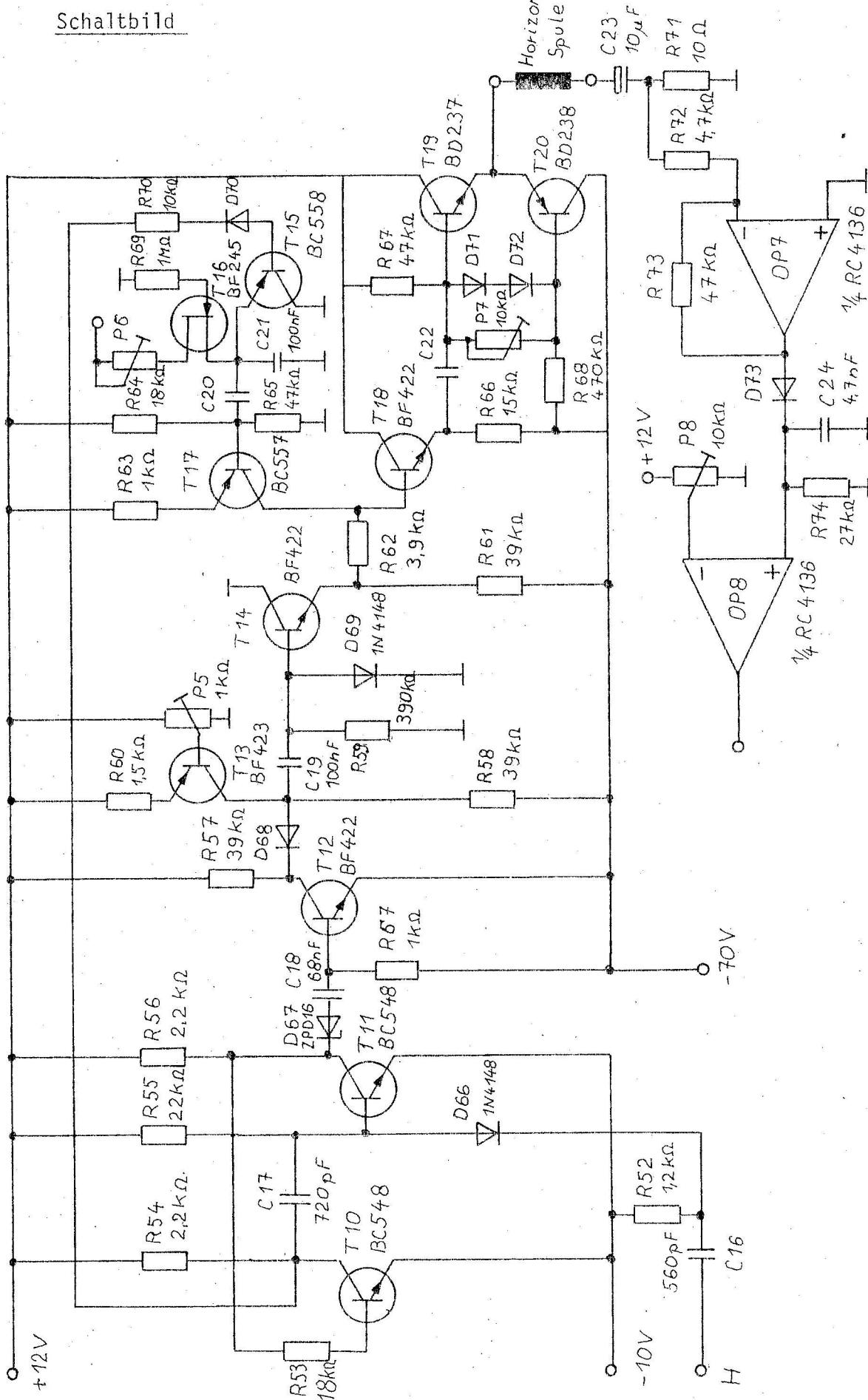
Die Ausgangsspannung des integrierenden Reglers ändert sich solange, bis der Spitzenwert der Ablenkamplitude gleich dem mit P_3 eingestellten Soll-Wert ist und die Spannung am Ausgang des Komparators 0 Volt beträgt. Eine Änderung der Ablenkamplitude liefert nun eine entsprechende Spannungsänderung am Ausgang des Komparators und über den Integrator eine Änderung der Eingangsspannung für den Sägezahngenerator. Die Diode D 65 verhindert, daß die Regelspannung negativ wird. Über P_3 kann die Amplitude der Sägezahnspannung eingestellt werden.

Die Zeitkonstante der Regelung wird durch den Widerstand R_{49} und C_{15} bestimmt. Zur Einstellung der Linearität des Ablenkstroms wird ein Teil der Ausgangsspannung addiert. Der Widerstand R_{41} zwischen Basis und Emitter der Komplementär-Endstufe verringert die Übernahmeverzerrungen und verbessert die Linearität der Bildmitte.

Damit bei Ausfall der Vertikal-Ablenkung der Elektronenstrahl ausgetastet wird, muß eine negative Spannung an die Austast-Schaltung gelegt werden. Hierzu wird der Spitzenwert über einen Komparator (OP 6) mit dem durch P_4 eingestellten Sollwert verglichen. Liegt der Spitzenwert der Ablenkamplitude unter dem Sollwert, so geht die Ausgangsspannung des Komparators auf - 10 V. Mit P_4 läßt sich der Einsatzpunkt der Schutzschaltung einstellen.

2.4 Horizontalablenkung

Schaltbild



2.4 Horizontalablenkung

Für die Frequenz, mit der die Ablenkung in horizontaler Richtung erfolgt, gilt folgende Beziehung:

$$\text{Horizontalfrequenz } f_H = \text{Bildfrequenz } f_B \cdot \text{Zeilenzahl } Z$$

Bei den möglichen Normen mit $f_B = 20 \text{ Hz} - 30 \text{ Hz}$ und $Z = 405 - 819$ ergeben sich Frequenzen im Bereich von $f_H = 8,1 \text{ KHZ} - 24,57 \text{ KHZ}$.

Mit den Werten für die H-Ablenkspule

$$R = 4,4 \Omega \quad L = 1,6 \text{ mH}$$

ist hierbei auch die induktive Komponente für die Kurvenform der Ausgangsspannung zu berücksichtigen. Der Strom durch eine Induktivität in Abhängigkeit von der angelegten Spannung ergibt sich nach der Beziehung:

$$i_L(t) = -\frac{1}{L} \int u_L(t) dt$$

Damit der in Abb. 7 dargestellte Stromverlauf durch die Ablenkspule erreicht wird, werden negative Impulse während des Zeilenrücklaufs an die H-Spule gelegt.

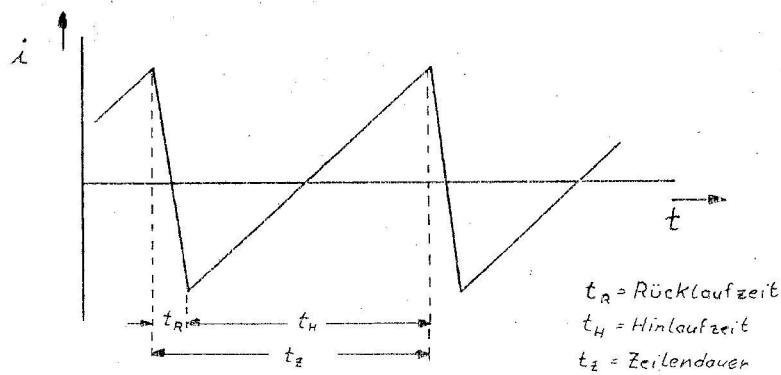
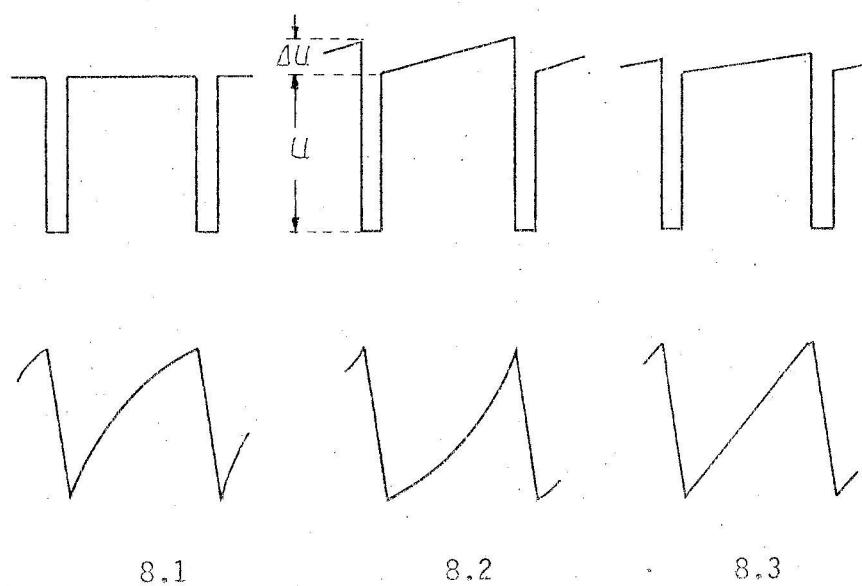


Abb. 7

Bei einer idealen Spule würde sich ein Linear ansteigender Stromverlauf ergeben.

Durch die Ohm'sche Komponente der Ablenkspule steigt der Strom nicht mehr Linear, sondern nach einer e-Funktion an. Eine Korrektur des Stromverlaufs ist durch ein Rechtecksignal mit einer Dachschräge möglich, da sich der Strom durch Integration der an der Spule anliegenden Spannung ergibt. Dabei hängt die Linearität von dem Verhältnis $\frac{\Delta U_2}{U_2}$ ab.

In Abb. 8 sind für drei unterschiedliche Rechtecksignale die zugehörigen Stromverläufe dargestellt.

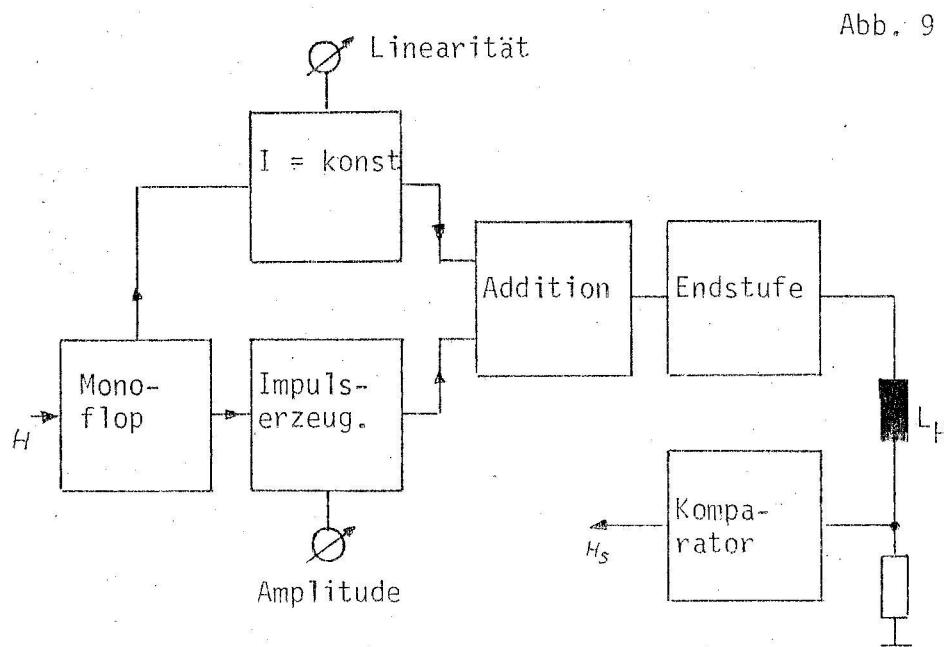


Ohne Dachschräge ergibt sich ein Stromverlauf nach Abb. 8.1.

Der Fall einer Überkompensation ist in Abb. 8.2 dargestellt. Hierbei ist das Verhältnis $\frac{\Delta U_2}{U_2}$ nicht exakt gewählt.

Ein Linear ansteigender Sägezahnverlauf, wie in Abb. 8.3 gezeigt, kann durch entsprechende Einstellung von $\frac{\Delta U_2}{U_2}$ erreicht werden.

Die verwendete Horizontalablenkung besteht im Wesentlichen aus drei Stufen, der Impulserzeugung, einem Sägezahngenerator und einer Additionsschaltung. Das Blockschaltbild in Abb. 9 gibt das Schaltungsprinzip wieder.



Die folgenden Angaben beziehen sich auf das Schaltbild der Horizontalablenkung (Seite 26)

Das H-Synchronsignal gelangt über einen Differenzierer (C_{16} , R_{52}) und die Diode D 66 auf die Basis von T_{11} der mit T_{10} ein Mondflop bildet. Die negative Flanke des H-

Signals triggert das Monoflop und liefert an R_{56} positive H-Impulse mit konstanter Impulsdauer, die über R_{55} und C_{17} bestimmt wird. Damit wird erreicht, daß eine Änderung der Impulsdauer des H-Synchronimpulses keinen Einfluß auf die Amplitude des Sägezahns hat. Die Dauer des positiven H-Impulses darf dabei die Impulsdauer t_{AH} des H-Austastimpulses nicht überschreiten, der sich für die höchste Taktfrequenz ergibt. Für 819 Zeilen und $f_B = 30$ Hz ist $t_{AH} = 7\mu s$, so daß eine Impulsdauer von 6 μs gewählt wurde. Aus dem nötigen Ablenkstrom $I_H = 160$ mA und $L_H = 1,6$ mH kann die Impulsspannung nach folgender Beziehung errechnet werden:

$$u_L = L \cdot \frac{di}{dt}$$

Mit den Werten : $L = 1,6$ mH

$$di = 160$$
 mA

$$dt = 6 \mu s$$

wird $U_{L \max} = 43$ V

Über C_{18} und die Z-Diode D 67 gelangen die positiven H-Impulse zu T_{12} , an dessen Kollektor negative Impulse mit einer Spannung von 80 V anliegen. Die Z-Diode mit $U_Z = 16$ V

dient zur Potentialtrennung zwischen der Basis von T_{12} und dem Kollektor von T_{11} .

Die Amplitude des H-Impulses kann durch Verändern von U_{ce} am Kollektor von T_{13} mit P_5 eingestellt werden. Über C_{19} und D.69 gelangt der Impuls mit einer Spannung zwischen - 0,7 V und - 70 V auf die Basis von T_{14} .

Der Sägezahngenerator besteht aus Konstantstromquelle (T_{16}), Kondensator C_{20} , C_{21} und T_{15} , der mit Impulsen aus dem Monoflop geschaltet wird. Mit P_6 ist die Amplitude der Sägezahnspannung und somit die Linearität des Ablenstromes einstellbar. Über die Emitterstufe (T_{17}) wird die Sägezahnspannung verstärkt und zu der am Emitter von T_{14} anliegenden Impulsspannung aufaddiert.

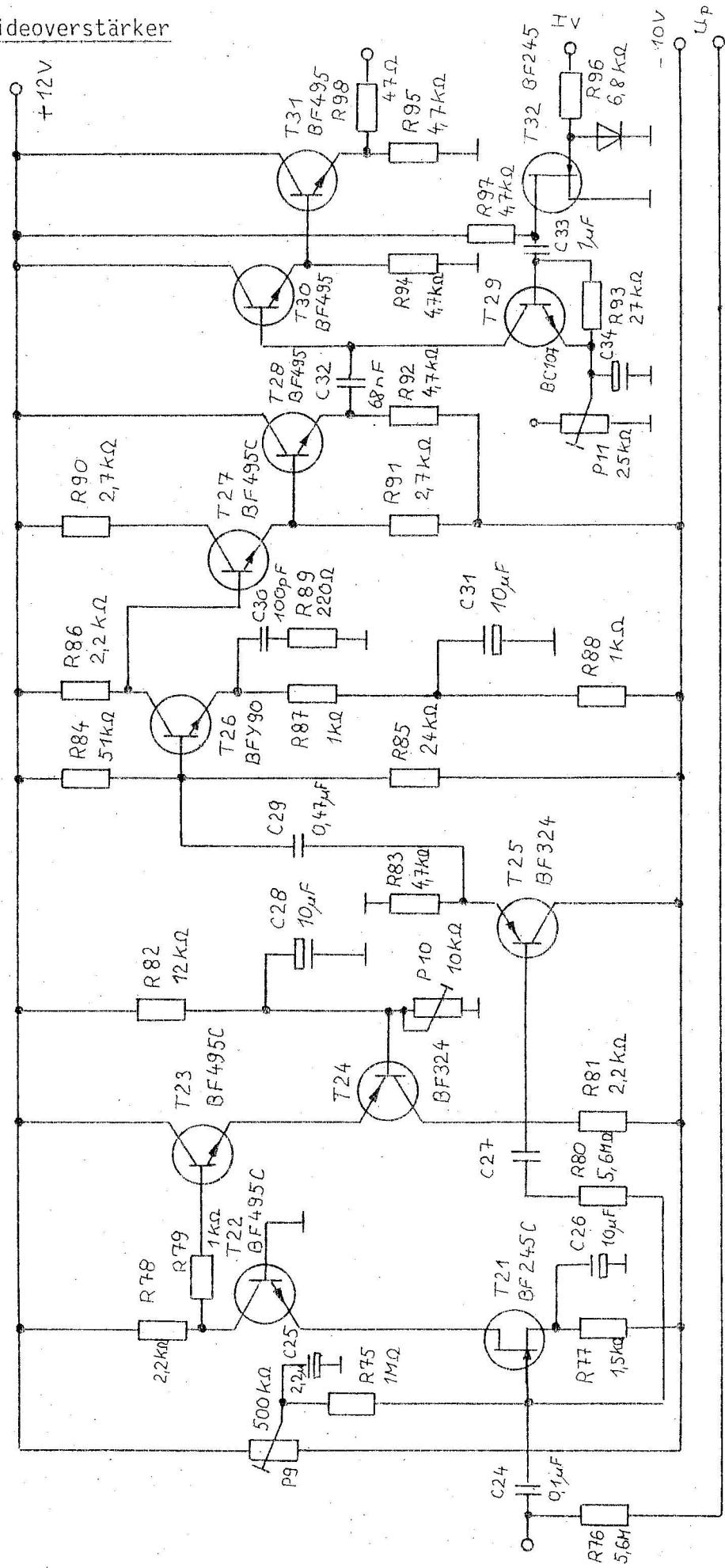
Nach einer Kollektorstufe (T_{18}) gelangt das Signal auf eine Gegentakt-Endstufe mit Komplementär-Transistoren (T_{19} , T_{20}). Mit P_7 lässt sich die Stufe auf geringste Übernahmeverzerrung einstellen.

Über C_{23} und R_{72} ist die H-Ablenkspule an den Ausgang

der Endstufe angeschlossen. Damit bei einem Ausfall der Horizontalablenkung eine Austastung des Elektronenstrahls möglich ist, wird die Spannung an R_{72} über OP 7 verstärkt und einem Spitzenwertgleichrichter (D73, C₂₄) zugeführt. Die von der Ablenkamplitude abhängige Gleichspannung wird durch den Komparator OP 8 mit einem über P₈ eingestellten Sollwert verglichen. Bei Unterschreiten dieses Wertes schaltet der Ausgang des Komparators auf - 10 V womit die Austastschaltung angesteuert wird.

2.5 Videoverstärker

34



Die Aufgabe des Viedoverstärkers besteht darin, den vom Vidikon gelieferten Signalstrom $I_s = 0,2 \mu A$ auf eine Spannung von 0,7 V an 75 zu verstärken. An den Verstärker werden dabei bestimmte Anforderungen gestellt. Wegen des kleinen Signalstroms muß die erste Stufe des Vorverstärkers rauscharm sein und einen möglichst großen Eingangswiderstand besitzen, da das Vidikon als Stromquelle mit $R_i = 100 M\Omega$ betrachtet werden kann. Die Verstärkung der ersten Stufe sollte so hoch sein, daß das Rauschen der nachfolgenden Stufe keinen wesentlichen Einfluß auf den Signal-Rauschabstand im Ausgangssignal hat. Bei 5 MHZ und einer Eingangskapazität von 15 pF beträgt die Eingangsimpedanz $2,1 K\Omega$. Damit eine Frequenzgangkompensation möglich ist, sollte der dynamische Eingangswiderstand des Vorverstärkers zwischen 10 - 20 $K\Omega$ liegen.

Der verwendete Verstärker besteht im Wesentlichen aus drei Stufen, dem Vorverstärker für das Vidikon mit Frequenzgangkompensation, einer Klemmschaltung zur Festlegung des Schwarzwertes und einer Ausgangsstufe.

Die folgenden Angaben beziehen sich auf das Schaltbild des Videoverstärkers (Seite 34).

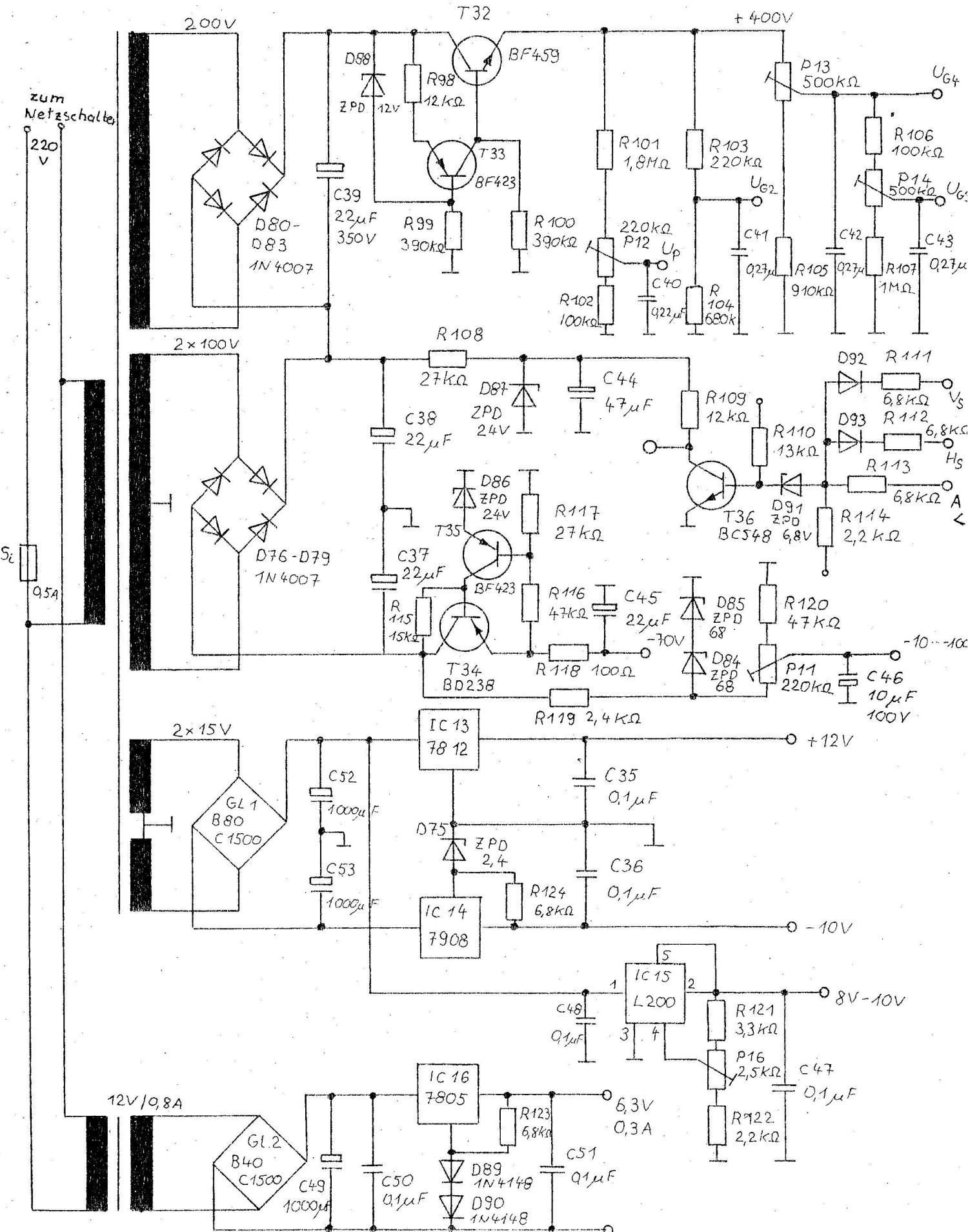
Die erste Stufe besteht aus einer Kaskode-Schaltung mit einem Feldeffekt-Transistor T_{21} in Drain- und einem Bipolar-Transistor T_{22} in Basisschaltung. Über eine Kollektorstufe T_{23} als Impedanzwandler gelangt das Signal auf den in Basisschaltung betriebenen Transistor T_{24} . Der Widerstand R_{80} bewirkt eine Gegenkopplung und reduziert den Eingangswiderstand auf etwa $20\text{ k}\Omega$.

Über den Transistor T_{25} , der zur Entkopplung dient, wird das Signal einer Emitter-Stufe T_{26} mit frequenzabhängiger Serie-Serie-Gegenkopplung zugeführt. Nach einer weiteren Emitter-Stufe T_{27} wird das Bildsignal mit einer Kollektorstufe T_{28} niederohmig auf eine Klemmschaltung gegeben. Die Klemmschaltung wird mit den negativen H-Impulsen angesteuert, die mit einem Feldeffekt-Transistor T_{31} invertiert werden. Der so gewonnene positive H-Impuls schaltet den Transistor T_{28} durch, so daß die Kollektorspannung gleich der am Emitter anliegenden Spannung wird. Mit P_{11} läßt sich das Potential am Emitter und somit der Schwarzwert für das Ausgangssignal einstellen. Das geklemmte Signal wird über die Kollektorstufe mit T_{30} dem Ausgang zugeführt.

Als Ausgangsstufe wird eine Kollektorschaltung mit T_{31} verwendet, wobei der Ausgangswiderstand 75Ω beträgt.

Auf den Einbau einer Gradationsentzerrung und einer horizontalen Aperturkorrektur wurde aus Zeitgründen verzichtet.

2.6 Netzteil und Austastung



Das Netzteil liefert die nötigen Spannungen für den Betrieb des Vidikons und der übrigen Schaltung. Im einzelnen werden folgende Spannungen benötigt:

Vidikon

Gitter-1-Spannung	U_{G1}	- 25 bis - 100 V
Gitter-2-Spannung	U_{G2}	300 V
Gitter-3-Spannung	U_{G3}	270 V
Gitter-4-Spannung	U_{G4}	300 V
Austastspannung an der Kathode		25 V
Signalplattenspannung	U_p	25 bis 65 V
Heizspannung	U_F	6,3 V
Fokussierspannung		8 bis 10 V

Die übrigen Schaltungen werden mit + 12 V, - 10 V und - 70 V betrieben.

Alle folgenden Angaben beziehen sich auf das Schaltbild von Netzteil und Austastung (Seite 38).

Die Betriebsspannungen + 12 V und - 10 V werden aus - 20 V Gleichspannung mit je einem integrierten Spannungsregler (IC 13, IC 14) gewonnen. Die z-Diode D 75 erhöht die Aus-

gangsspannung von IC 14 auf 10,4 V. Für die Gitterspannung wird die Sekundärspannung mit D 76 - D 83 gleichgerichtet, so daß + 420 V, + 240 V und - 140 V Gleichspannung zur Verfügung stehen. Die Transistoren T_{32} , T_{33} und die Diode D 88 stabilisieren die Spannung auf + 400 V und über ein Widerstandsnetzwerk können die positiven Gitterspannungen und die Plattenspannung U_p abgenommen werden. Mit P_{13} läßt sich die Gitter-4-Spannung und mit P_{12} die Platten- spannung verändern.

Die negative Gitter-1-Spannung wird mit den Z-Dioden D 84 und D 85 stabilisiert und kann über P_{15} eingestellt werden.

Die Stabilisierung der negativen Spannung von - 70 V für die Horizontalablenkung erfolgt mit T_{34} , T_{35} und D 86. Der Widerstand R 118 dient zur Strombegrenzung und verhindert bei Kurzschluß eine Zerstörung von T_{34} .

Der nötige Fokussierstrom beträgt 90 mA, so daß sich bei einem Widerstand der Fokussier-Spule von $100 \pm 10\%$ eine Spannung von 8 bis 10 V ergibt. Mit dem integrierten Spannungsregler L 200 (IC 15) wird die Fokussierspannung stabilisiert und kann über P_{12} verändert werden.

Zur Vermeidung von Strahlstromänderungen bei Netzsspannungsschwankungen wird die Heizspannung mit einem
5 V-Spannungsregler und den Dioden D 89, D 90 auf
6,3 V stabilisiert. Dadurch wird zugleich verhin-
dert, daß Heizspannungsschwankungen das Betriebs-
verhalten und die Lebensdauer der Röhre beeinträch-
tigen.

Die Austastung des Elektronenstrahls während des Zeilenrücklaufs sowie bei Ausfall von Horizontal- oder Vertikalablenkung erfolgt mit + 24 V an der Kathode des Vidikons. Der Transistor T_{36} wird über die Basis mit den negativen Austastimpulsen angesteuert. Die Z-Diode D 91 dient zur Potentialverschiebung zwischen Basis von T_{36} und den negativen A-Impulsen. Über D 92 werden die Ausgänge der Schutzschaltungen an die Basis von T_{36} gelegt. Geht die Spannung an einer der Dioden auf ~ 10 V, so wird T_{36} gesperrt und der Strahlstrom unterbrochen. Die nötige Spannung von + 24 V liefert die Z-Diode D 87 aus der 140 V Gleichspannung.

3. Berechnung der verwendeten Schaltungen

3.1 Impulsgeber

Die Berechnungen beziehen sich auf das Schaltbild auf
Seite 9

Berechnung der 5 V-Stabilisierung für den VCO (IC 3)

$$I_{Dmax} = \frac{P_V}{U_Z} = \frac{0,4 \text{ W}}{5,6 \text{ V}}$$

$$I_{Dmax} = 70 \text{ mA}$$

$$I_{Dmin} = 0,1 I_{Dmax}$$

$$I_{Dmin} = 7 \text{ mA}$$

$$R_{5max} = \frac{U_B - U_Z}{I_{Dmin} + I_{2max}}$$

I_2 = Stromaufnahme von IC 3

Mit $I_{2max} = 22 \text{ mA}$

und $U_B = 10 \text{ V}$ ist

$$R_{5max} = 150\Omega \text{ (120}\Omega\text{)}$$

Da für den Spannungsgesteuerten Oszillator keine Angaben für die Dimensionierung des Tiefpaßfilters aus dem Datenblatt zu entnehmen waren, wurde für die Zeitkonstante 1 ms gewählt.

Damit ergeben sich folgende Werte für R_2 und C_4 :

$$R_2 = 1,2 \text{ k}\Omega \text{ (gewählt)}$$

$$C_4 = \frac{1 \text{ ms}}{1,2 \text{ k}\Omega}$$

$$C_4 = 0,8 \mu\text{F} (1\mu\text{F})$$

Der Spannungsteiler ist so dimensioniert, daß der maximale Eingangsstrom für den VCO auf $250 \mu\text{A}$ begrenzt wird.

$$R_3 + R_4 = \frac{U_B}{I_e} = \frac{10 \text{ V}}{250 \mu\text{A}}$$

$$R_3 + R_4 = 40 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 20 \text{ k}\Omega$$

Damit sich die nötigen Taktfrequenzen im Regelbereich des Phasenkomparators befinden, wurde für C_6 ein Wert von 100 pF verwendet.

Der Kollektorwiderstand von T_1 ergibt sich mit

$$I_{CT1} = 5 \text{ mA} \text{ (gewählt) zu}$$

$$R_7 = \frac{10 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_7 = 2 \text{ k}\Omega$$

Das Übersteuerungsmaß m für T_1 wurde mit 3 gewählt, so daß sich R_6 errechnet zu:

$$R_6 = \frac{U_e \cdot B}{I_C \cdot m}$$

$$R_6 = \frac{5 \text{ V} \cdot 100}{5 \text{ mA} \cdot 3} = 33 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 33 \text{ k}\Omega$$

Die Zeitkonstanten der Differenzierer für die externe Synchronisierung des Impulsgebers sollten für die H-Komponente $<$ Taktperiode und für die V-Komponente $t_{H/2}$

$$\frac{1}{f_{T_{max}}} = 0,64 \text{ }\mu\text{s}$$

$$\frac{t_H}{2_{max}} = 21 \text{ }\mu\text{s}$$

Mit $R_{31} = R_{32} = 14 \text{ k}\Omega$ ergibt sich

$$C_8 \frac{21 \text{ }\mu\text{s}}{1 \text{ k}} = 21 \text{ nF}$$

$$C_8 = 10 \text{ nF}$$

$$C_9 \frac{0,64 \text{ }\mu\text{s}}{1 \text{ k}} = 640 \text{ pF}$$

$$C_9 = 470 \text{ pF}$$

3.2 Vertikalablenkung

Die folgenden Berechnungen beziehen sich auf das Schaltbild auf Seite 21.

Berechnung des geschalteten Integrators

Für die Ausgangsspannung U_a bei konstanter Eingangsspannung U_e gilt die Beziehung:

$$u_a(t) = -\frac{1}{\tau} \int U_e dt \quad \tau = (R_{51} + R_{52}) \cdot C_{10}$$
$$dt = \frac{1}{f_v}$$

Die Zeitkonstante wurde so gewählt, daß sich bei einer Eingangsspannung von 5 V und $t = 25$ ms eine maximale Ausgangsspannung von - 5 V ergibt.

$$C_{10} = 4,7 \mu F \quad (\text{gewählt})$$

$$R_{51} + R_{52} = 54 k\Omega$$

$$R_{51} = R_{52} = 33 k\Omega$$

Damit der nötige Ablenkstrom $I_v = 33$ mA erreicht wird, muß an der Reihenschaltung P_2 und dem Widerstand der Ablenkspule eine Sägezahnspannung von U_{amin} anliegen.

$$U_{a min} = (R_L + P_2) \cdot I_v$$

$$R_L = 120 \Omega$$

$$P_2 = 100 \Omega \quad (\text{gewählt})$$

$$U_a = 220 \Omega \cdot 33 \text{ mA}$$

$$U_{a \min} = 7,3 \text{ V}$$

Für den nachfolgenden Verstärker wurde eine 4-fache Spannungsverstärkung gewählt.

Für die Spannungsverstärkung von OP 2 gilt:

$$V_{\mu} = \frac{R_{40}}{R_{39}}$$

$$R_{39} = 12 \text{ k}\Omega \text{ (gewählt)}$$

$$R_{40} = 4 \cdot 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_{40} = 48 \text{ k}\Omega \quad (47 \text{ k}\Omega)$$

Die Zeitkonstante für die kapazitive Kopplung auf den Entkoppelverstärker (OP 3) wurde groß gegenüber der Periodendauer des Sägezahnsignals gewählt.

Mit: $R_{44} = 15 \text{ k}\Omega$

$C_{13} = 10 \mu\text{F}$

ergibt sich $\tau = 150 \text{ ms}$ ($t_{V \text{ max}} = 25 \text{ ms}$ bei $f_B = 20 \text{ Hz}$)

Für die Zeitkonstante τ_R des integrierenden Reglers (OP 5) gilt, daß sie größer sein muß als die maximale Periodendauer des geregelten Signals, um ein Schwingen des Reglers zu vermeiden. Andererseits darf sie nicht zu groß werden, damit der Regelvorgang nicht zu lange dauert.

Mit $t_{V \text{ max}} = 25 \text{ ms}$ und $R = 2 \cdot t_{V \text{ max}}$ ergibt sich bei:

$C_{15} = 100 \text{ nF}$ (gewählt)

$R_{48} = \frac{50 \text{ ms}}{0,1 \mu\text{F}}$

$R_{49} = 500 \text{ k}\Omega$ (470 k Ω)

3.3 Horizontalablenkung

Die Berechnungen beziehen sich auf das Schaltbild auf Seite 26.

Berechnung des Monoflops:

$I_{C\max}$ von T_{10} T_{11} ist mit 10 mA angesetzt worden.

$$R_{54} = R_{56} = \frac{20 \text{ V}}{2 \text{ mA}}$$

$$R_{54} = R_{56} = 2 \text{ k}\Omega \ (2,2 \text{ k}\Omega)$$

Die Dauer des quasistabilen Zustands t_Q für das Monoflop wurde bereits mit 6 μ s festgelegt (siehe Seite 31).

Für t_Q gilt:

$$t_Q = C_{17} \cdot R_{55} \cdot \ln 2$$

Mit $C_{17} = 720 \text{ pF}$ (gewählt) ergibt sich:

$$R_{55} = 22 \text{ k}\Omega$$

Die Verlustleistung für die Z-Diode D 67 errechnet sich nach folgender Gleichung:

$$P_V = U_Z \cdot I_Z \quad \text{mit} \quad I_Z = \frac{U_B - (U_Z + U_{BET12})}{R_{56}}$$

Für $U_B = 20 \text{ V}$; $U_Z = 16 \text{ V}$; $U_{BET12} = 0,7 \text{ V}$ wird

$$P_V = 24 \text{ mW}$$

Es wurde eine Z-Diode mit $P_V = 0,4 \text{ W}$ verwendet.

Für die Impulsstufen (T_{12} , T_{13} , T_{14}) wurde gewählt:

$$I_{C \max} = 2 \text{ mA}$$

Damit wird

$$R_{57} = \frac{70 \text{ V}}{2 \text{ mA}}$$

$$R_{57} = 35 \text{ k}\Omega \quad (39 \text{ k}\Omega) = R_{58} = R_{61}$$

Die Erzeugung der Sägezahnförmigen Spannung erfolgt mit T_{16} als Konstantstromquelle. Damit der Strom konstant ist, muß $U_{DS} > 4 \text{ V}$ sein.

Folgende Werte wurden gewählt:

$$I_D = 1 \text{ mA}; U_{GS} = -1 \text{ V}$$

Daraus folgt:

$$P_5 = \frac{1 \text{ V}}{1 \text{ mA}}$$

$$P_5 = 1 \text{ k}\Omega$$

Für die Spannung an C_{21} gilt:

$$u_c = \frac{1}{C} \int i(t) dt$$

Die Kapazität von C_{21} muß dabei so groß sein, daß auch für die längste Zeilendauer (405 Zeilen, $f_v = 40$ Hz) die Spannung U_{DS} nicht kleiner wird als 4 V.

$$C_{21 \text{ min}} = \frac{i \cdot dt}{u_c}$$

$$\text{mit } dt = t_{H \text{ max}} = 123 \mu\text{s}$$

$$\text{und } u_c = U_D - (U_{DS} + U_{P6}) = 10 \text{ V} - (4 \text{ V} + 1 \text{ V})$$

wird

$$C_{21 \text{ min}} = \frac{1 \text{ mA} \cdot 123 \mu\text{s}}{5 \text{ V}}$$

$$C_{21 \text{ min}} = 25 \text{ nF}$$

Der Wert für C_{21} wurde größer gewählt, um eine bessere

Linearität zu erreichen.

$$C_{21} = 100 \text{ nF}$$

Damit ergibt sich eine maximale Spannung $u_c = 1,3 \text{ V}_{ss}$.

Für die Emitterstufe wurde eine 5-fache Spannungsverstärkung angesetzt.

Mit $I_{CT17} = 1 \text{ mA}$ und $U_{R62} = 4 \text{ V}$ wird

$$R_{62} = \frac{4 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 4 \text{ k}\Omega$$

$$R_{62} = 3,9 \text{ k}\Omega$$

$$V_u = \frac{R_{62}}{R_{63}}$$

$$R_{63} = \frac{3,9 \text{ k}\Omega}{5} = 780$$

$$R_{63} = 1 \text{ k}\Omega$$

Der Spannungsabfall an $R_{71} = 10$ beträgt bei 160 mA_{ss}

$$u_{R72} = 1,6 \text{ V.}$$

Zur Gleichrichtung wird die Spannung mit OP7 um den Faktor 10 verstärkt.

Mit $R_{72} = 4,7 \text{ k}\Omega$

und $V_u = 10 = \frac{R_{73}}{R_{72}}$

wird $R_{73} = 47 \text{ k}\Omega$

3.4 Videoverstärker

Die Angaben zu den Bauteilen beziehen sich auf das Schaltbild auf Seite 34.

Als Eingangsstufe ist eine Kaskode-Schaltung mit T_{21} und T_{22} verwendet worden.

Gleichstrommäßige Dimensionierung der 1. Stufe
(Abb. 10)

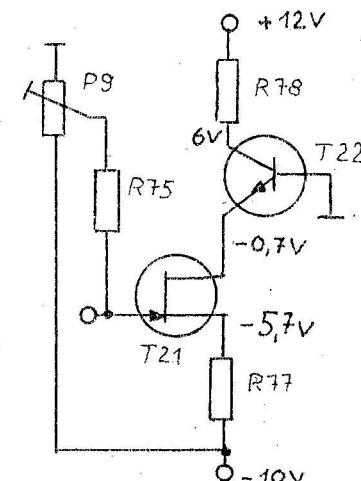
$$\text{Gewählt: } I_D = I_e = 3 \text{ mA}$$

$$U_{DS} = 5 \text{ V} \quad (U_{GS} = -4 \text{ V})$$

$$U_a = 6 \text{ V}$$

$$R_{77} = \frac{5 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 1,6 \text{ k}\Omega \quad (1,5 \text{ k}\Omega)$$

$$R_{78} = \frac{6 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega \quad (2,2 \text{ k}\Omega)$$



Der gewählte Arbeitspunkt kann mit $P_9 = 500 \text{ k}\Omega$ eingestellt werden.

Die Spannungsverstärkung für niedrige Frequenzen kann aus dem Wechselstromersatzschaltbild Abb. 11 berechnet werden.

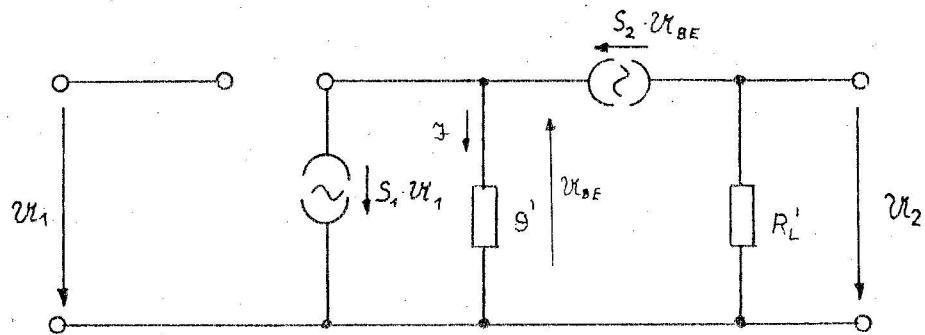


Abb. 11: Vereinfachtes Wechselstrom-ESB nach Giacoletto für die Kaskode Schaltung. Die Transistorkapazitäten sind nicht berücksichtigt.

$$g' = g_{22T1} + g_{22T2}$$

$$\frac{1}{R'_L} = G_L + g_{22T2}$$

$$V_u = \frac{U_2}{U_1}$$

$$U_2 = -S_2 \cdot U_{BE} \cdot R'_L$$

$$U_{BE} = -\frac{f}{g'} = \frac{-S_2 \cdot U_{BE} + S_1 \cdot U_1}{g'}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{S_1 \cdot S_2}{g' + S_2} \cdot R'_L$$

T_{21} : BF 245C

$$g_{22} = 25 \mu\text{s}$$

$$s_1 = 3 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \quad (I_D = 3 \text{ mA})$$

T_{22} : BF 495C

$$g_{22} = 0,96 \text{ mS}$$

$$s_2 = 100 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \quad (I_c = 3 \text{ mA})$$

$$g_{22} = 13,5 \mu\text{s}$$

Da g_{22} klein gegen s_2 ist, ergibt sich die Spannungsverstärkung zu:

$$V_u = -s_1 \cdot R_L$$

Mit $s_1 = 3 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ und $R_L = 2,2\text{k}\Omega/74\text{k}\Omega$ ergibt sich eine Verstärkung von

$$V_u = -s_1 \cdot R_L$$

$$V_u = 6,3$$

Gleichstrommäßige Dimensionierung der folgenden Stufen
(Abb. 12)

Gewählt: $I_c (T_{23}, T_{24}) = 2 \text{ mA}$

Für die in Abb. 12 angegebenen Spannungen ergeben sich folgende Widerstandswerte:

$$B_{T24} = 50$$

$$I_B = \frac{2 \text{ mA}}{50} = 40 \mu\text{A}$$

$$I_q = 10 I_B = 400 \mu\text{A}$$

$$R_{82} + P_{10} = \frac{10 \text{ V}}{0,4 \text{ mA}} = 25 \text{ k}\Omega$$

$$P_{10} = \frac{4,6 \text{ V}}{12 \text{ V}} \cdot 25 \text{ k} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_{82} = 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_{81} = \frac{U_{R81} + 5,7 \text{ V}}{I_c} = \frac{-10 \text{ V} + 5,7 \text{ V}}{2 \text{ mA}}$$

$$R_{81} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

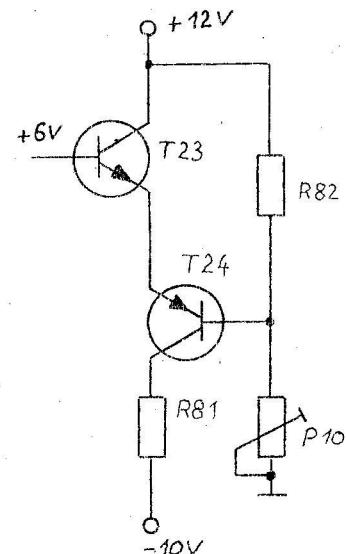


Abb. 12

Wechselstrommäßige Betrachtung der Stufe.

Das vereinfachte Wechselstromersatzschaltbild.

(Giacchetto) der Kollektorstufe ist in Abb. 13 dargestellt.

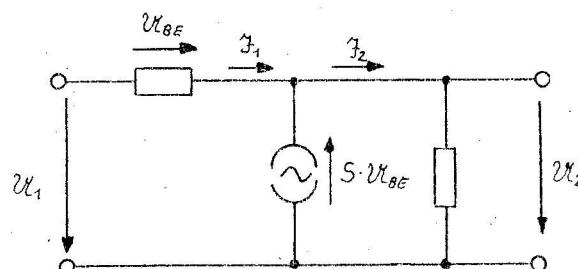


Abb. 13

Spannungsverstärkung

$$v_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{S \cdot R_L}{1 + S \cdot R_L}$$

Ausgangswiderstand

$$R_a = \frac{S \cdot R_L}{(1 + S \cdot R_L) \cdot S}$$

Für die Basisschaltung ergeben sich nach Abb. 14 folgende Gleichungen:

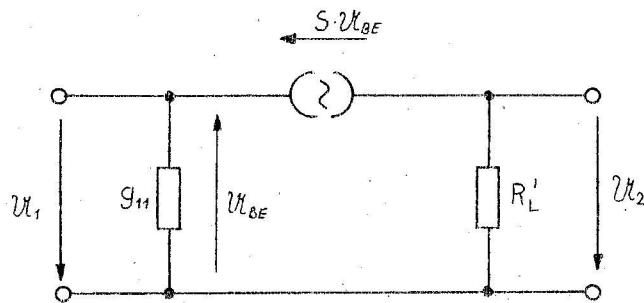


Abb. 14 Vereinfachtes Wechselstrom-Ersatzschaltbild
für die Basisschaltung (Giacaleotto)

Spannungsverstärkung

$$v_u = S \cdot R_L \quad \frac{1}{R_L} = G_L + g_{22}$$

Eingangswiderstand

$$R_e = \frac{1}{g_{11} + S}$$

Daten der verwendeten Transistoren:

(Kollektorstufe)

BF495C : $S = 80 \frac{mA}{V}$

$g_{22} = 22 \mu S$

(Basissstufe)

BF324 : $S = 100 mS$

$g_{11} \leq 0,64 mS$

Spannungsverstärkung der Kollektor und Basisschaltung

$$v_{un} = \frac{S \cdot R_L}{1 + S \cdot R_L}$$

Mit R_L = Eingangswiderstand der Basissstufe

$$R_{eB} = \frac{1}{g_{11} + S} = 10 \Omega$$

$$R_{eB} = 10 \Omega$$

$$v_{uk} = \frac{80 \frac{mA}{V} \cdot 10}{1 + 80 \frac{mA}{V} \cdot 10} = 0,44$$

$$R_{ak} = \frac{S \cdot R_L}{(1 + S \cdot R_L) \cdot S}$$

$$R_{ak} = 5,5 \Omega$$

Spannungsteilung zwischen Ausgangswiderstand der Kollektorstufe und Eingangswiderstand der Basissstufe.

$$k = \frac{R_{eB}}{R_{eB} + R_{ak}} = \frac{10}{15,5}$$

$$k = 0,65$$

Spannungsverstärkung der Basisstufe

$$V_{uB} = S \cdot R_L = 100 \frac{mA}{V} \cdot 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$V_{uB} = 220$$

Die Gesamtverstärkung des Vorverstärkers ergibt sich als Produkt der einzelnen Verstärkungsfaktoren und des Teilverhältnisses.

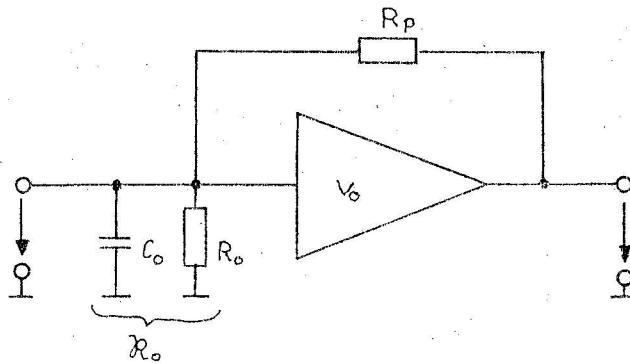
$$V_{ges} = V_u \cdot V_{uk} \cdot k \cdot V_{uB}$$

$$V_{ges} = 6,3 \cdot 0,44 \cdot 0,65 \cdot 220$$

$$V_{ges} = 396$$

Die gemessene Verstärkung betrug $V_{ges} = 300$

Verstärker mit Gegenkopplung (Abb. 15)



Eingangswiderstand

$$R_{e} = \frac{R_p}{\frac{R_p}{R_o} + V_o - 1}$$

Der Eingangswiderstand wurde mit $20 \text{ k}\Omega$ gewählt, so daß in der nachfolgenden Stufe eine einfache Frequenzgang-anhebung möglich ist.

Mit $R_o = 1 \text{ M}\Omega$ $C_e = 300$ errechnet sich R_P zu:

$$R_P = \frac{R_e \cdot R_o (v_o - 1)}{R_o - R_e}$$

$$R_P = 5,6 \text{ M}\Omega$$

Das Eingangssignal zeigt wegen der parasitären Kapazität C_e am Eingang einen Frequenzgang entsprechend

$$\frac{1}{1 + j\omega CR}$$

Die Kompaensation erfolgt in einer Emitterstufe mit Frequenzabhängiger Serie-Serie-Gegenkopplung.

Gleichstrommäßige Betrachtung der Emitterstufe:

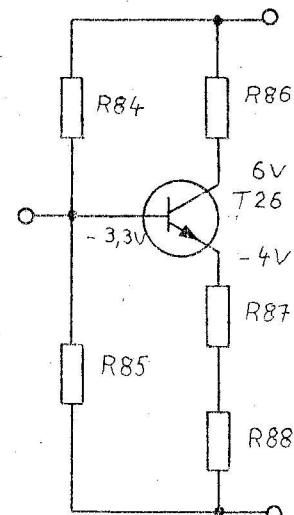
$$\text{Gewählt: } I_c = 3 \text{ mA}$$

$$U_{ce} = 10 \text{ V}$$

$$R_{86} = \frac{12 \text{ V} - 6 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{86} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{87} + R_{88} = \frac{10 \text{ V} - 4 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega$$



Basisspannungsteiler

$$I_B = \frac{t_C}{B} \quad B = 50$$

$$t_B = 40 \mu A$$

$$I_q = 8 \quad I_B = 0,32 \text{ mA}$$

$$R_{85} = \frac{10 \text{ V} - 3,3 \text{ V}}{0,32 \text{ mA} - 0,04 \text{ mA}} = 23,9 \text{ k}\Omega$$

$$R_{85} = 24 \text{ k}\Omega$$

$$R_{84} = \frac{12 \text{ V} + 6 \text{ V}}{0,2 \text{ mA}}$$

$$R_{84} = 51 \text{ k}\Omega$$

Wechselstrommäßige Betrachtung

Für tiefe Frequenzen wurde eine 2-fache Spannungsverstärkung gewählt.

Mit $R_{86} = 2,2 \text{ k}\Omega$ und $R_{87} = 2 \text{ k}\Omega$

ergibt sich R_{88} durch

$$v_u = \frac{R_{86}}{R_{87}} = 2$$

$$R_{87} = 1 \text{ k}\Omega = R_{88}$$

Die Frequenzabhängigkeit der Impedanz von R_{87} und C_{30}

liefert eine Verstärkung der Form

$$u = j\omega C_{30} \cdot R_{86} + \frac{R_{86}}{R_{87}}$$

mit $C_{30} \cdot R_{86} = \tau_e$

Für den Eingang ist $\tau_e = 20 \text{ k}\Omega \cdot 15 \text{ pF}$

damit ergibt sich eine Grenzfrequenz von

$$f_{gr} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_e} = 530 \text{ KHZ}$$

Aus der Bedingung der gleichen Zeitkonstanten errechnet

sich C_{30} :

$$C_{30} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{gr} \cdot R_{86}} = \frac{1}{2\pi \cdot 530 \text{ KHZ} \cdot 2,2 \text{ k}}$$

$$C_{30} = 136 \text{ pF} \quad (100 \text{ pF})$$

Dimensionierung der Klemmschaltung:

Der Transistor T_{29} wird während des Horizontalimpulses durchgeschaltet. Die Aufladezeitkonstante für C_{32} muß so bemessen sein, daß der Umladevorgang innerhalb der Aus-tastlücke abgeschlossen ist.

Für 819 Zeilen und $f_B = 30 \text{ Hz}$ ist $t_{AH} = 7 \mu\text{s}$

Daraus ergibt sich eine Zeitkonstante von

$$\tau_{auf} = \frac{1}{3} \cdot t_{AH} = 2,3 \mu\text{s}$$

Für die Aufladezeitkonstante ist der Ausgangswiderstand der Kollektorstufe mit T_{28} sowie der Durchlaßwiderstand von T_{29} maßgebend.

$$a_{\text{auf}} = C (R_{ik} + R_D)$$

$$R_{ik} = \frac{1}{S T_{28}}$$

Mit $I_c = 1 \text{ mA}$ ist $S = 40 \text{ mS}$

$$R_{ik} = 25 \Omega$$

Der Durchlaßwiderstand von T_{29} liegt bei etwa 1Ω .

$$\text{Für } C_{32} = \frac{2,3}{26} \mu\text{s}$$

$$C_{32} = 88 \text{ nF} (68 \text{ nF})$$

Die Entladezeitkonstante ergibt sich aus dem Sperrwiderstand R_{sp} von T_{29} und dem Eingangswiderstand R_i der Kollektorstufe mit T_{30} .

$$\tau_{\text{ent}} = C (R_{sp} \parallel R_e)$$

Wenn eine maximal zulässige Dachschräge von 2 % über eine Zeile angenommen wird, ergibt sich aus der e-Funktion eine minimale Entladezeitkonstante von $50 \cdot t_{H \text{ max}}$.

Mit $t_{H \max} = \frac{1}{f_{H \min}} = 123 \mu\text{s}$

wird $\tau_{\text{ent}} = 6,15 \text{ ms}$

Damit gilt für R_{sp} und R_e

$$R_{\text{sp}} \parallel R_e \min = \frac{6,15 \text{ ms}}{68 \text{ nF}} = 90 \text{ k}\Omega$$

Durch Verwendung einer Kollektorstufe am Ausgang und des hohen Sperrwiderstandes ($> 0,5 \text{ M}\Omega$) von T_{29} wird obige Bedingung erfüllt.

Der Ausgangswiderstand der Endstufe ergibt sich zu

$$R_a = \frac{1}{S} \quad S_{T31} = 40 \text{ mS}$$

$$R_a = 25\Omega$$

Der geforderte Ausgangswiderstand wird durch zuschalten von 47Ω erreicht.

3.5 Netzteil und Austastung

Alle Angaben beziehen sich auf das Schaltbild Seite 38.

Stabilisierung der Gitterspannungen

Die vom Gleichrichter gelieferte Spannung von 424 V wird mit T_{32} , T_{33} auf 400 V stabilisiert.

An dem Widerstand R_{99} liegt eine Spannung von

$$U_{R95} = 424 \text{ V} - 12 \text{ V} = 412 \text{ V}$$

Mit $I_D = 1 \text{ mA}$ gilt

$$R_{99} = \frac{412 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 412 \text{ k}\Omega$$

$$R_{99} = 390 \text{ k}\Omega$$

Der Spannungsabfall an R_{98} beträgt:

$$U_{R98} = U_B - U_{BET33}$$

$$U_{R98} = 11,3 \text{ V}$$

Mit $I_{CT33} = 1 \text{ mA}$ gilt für R_{98}

$$R_{98} = \frac{11,3 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 11,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{98} = 12 \text{ k}\Omega$$

Die Spannung an R_{100} beträgt:

$$U_{R100} = 400 \text{ V} + U_{BET32} = 400,7 \text{ V} - 400 \text{ V}$$

$$R_{100} = \frac{400 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 400 \text{ k}\Omega$$

$$R_{100} = 390 \text{ k}\Omega$$

Die einzelnen Gitterspannungen und die Plattenspannung werden durch Spannungsteilung an Widerständen gewonnen.

Wegen der Forderung, daß die Gitter-3-Spannung stets kleiner sein soll als die Gitter-4-Spannung, wird U_{a3} am Schleifer von P_{10} über R_{105} , R_{106} und P_{11} abgenommen.

Die Spannungsteiler können sehr hochohmig dimensioniert werden, da kein Gitter-Strom fließt. Für die Bestimmung der Widerstandswerte gilt die Spannungsteilerregel.

Stabilisierung der Gitter-1-Spannung

$$R_V = \frac{U_e - U_z}{I_z + I_L}$$

$$I_{z \max} = \frac{P_V}{U_z} = \frac{0,5 \text{ W}}{68 \text{ V}}$$

$$I_{z \max} = 0,1 \cdot z \max = 0,7 \text{ mA}$$

$$I_z = 2 \text{ mA} \text{ (gewählt)}$$

$$I_L = \frac{U_{G1}}{R_{120} + P_{11}}$$

$$U_{G1} = 2 \cdot U_z = 136 \text{ V}$$

$$R_{120} = 47 \text{ k}\Omega$$

$$P_{11} = 220 \text{ k}\Omega$$

$$I_L = \frac{136 \text{ V}}{267 \text{ k}\Omega} = 0,5 \text{ mA}$$

Mit $U_e = 142 \text{ V}$ und $U_z = 136 \text{ V}$ gilt

$$R_V = \frac{142 \text{ V} - 136 \text{ V}}{2,5 \text{ mA}} = 2,4 \text{ k}\Omega$$

Berechnung der ~ 70 V Spannungsversorgung

Strom durch die Z-Diode

$$I_{z \max} = \frac{P_V}{U_z} = \frac{0,4 \text{ V}}{24 \text{ V}} = 17 \text{ mA}$$

$$I_{z \min} = 0,1 \cdot I_{z \max} = 1,7 \text{ mA}$$

$$I_z = 5 \text{ mA}$$

$$R_{118} = \frac{U_e - U_a - U_{BET34}}{I_z}$$

$$R_{115} = 14,6 \text{ k}\Omega \quad (15 \text{ k}\Omega)$$

$$R_{116} = \frac{U_a - U_{BET35} - U_z}{I_q}$$

$$\text{Mit } I_q = \frac{I_c}{B} \cdot 20 = 1 \text{ mA}$$

$$R_{116} = 45 \text{ k}\Omega \quad (47 \text{ k}\Omega)$$

$$R_{117} = \frac{U_z + U_{BET35}}{U_a - U_{BET35} - U_z} \cdot R_{118}$$

$$R_{117} = 26 \text{ k}\Omega \quad (27 \text{ k}\Omega)$$

Stabilisierung der Fokussierspannung

Für die Ausgangsspannung des Spannungsreglers L 200 gilt:

$$U_a = 2,75 \text{ V} \left(1 + \frac{P_{13} + R_{121}}{R_{122}} \right)$$

$$\text{Mit } R_{122} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$U_{a\max} = 10 \text{ V}$$

$$P_{13} + R_{121} = R_{121} \cdot \left(\frac{10 \text{ V}}{2,75 \text{ V}} - 1 \right)$$

$$P_{13} + R_{121} = 5,8 \text{ k}\Omega$$

$$U_{\min} = 8 \text{ V}$$

$$P_{13} + R_{121} = 4,2 \text{ k}\Omega$$

$$P_{12} = 5,8 \text{ k}\Omega - 4,2 \text{ k}\Omega = 1,6 \text{ k}\Omega$$

$$P_{12} = 2,5 \text{ k}\Omega \text{ (gewählt)}$$

$$R_{121} = 5,8 \text{ k}\Omega - 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{121} = 3,3 \text{ k}\Omega$$

Austastschaltung

Der Kollektorstrom von T_{36} wurde mit 2 mA gewählt.

Mit $U_B = 24 \text{ V}$ folgt für R_{109}

$$R_{109} = \frac{24 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 12 \text{ k}\Omega$$

Die Basisspannung von T_{36} wird ohne Anlegen eines Signals auf ~ 1 V eingestellt.

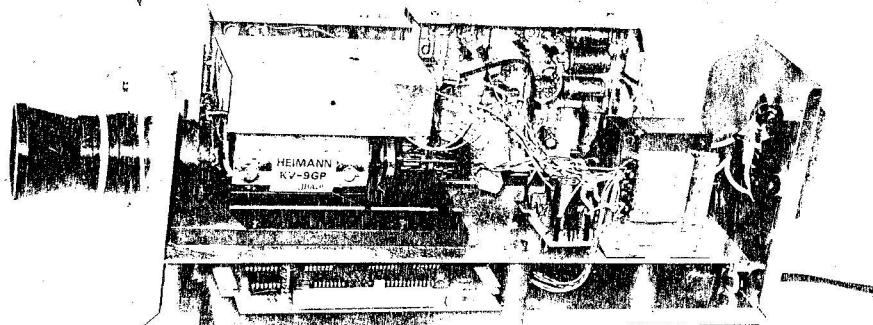
$$R_{110} = \frac{13 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 13 \text{ k}\Omega$$

Mit $U_z = 6,8 \text{ V}$ ergibt sich R_{114} zu

$$R_{114} = \frac{-1 \text{ V} - 6,8 \text{ V} + 10 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

4. Mechanischer Aufbau

Die Kamera mit abgenommenen Gehäusedeckel ist in Abb. 16 dargestellt.



Die Schaltungen, mit Ausnahme der Heizspannungsstabilisierung und des Videoverstärkers, sind auf Steckkarten montiert. Die Anordnung der Platinen ist so gewählt, daß ein Verändern der Gitterspannungen und Einstellungen an der H- und V-Ablenkung von außen möglich ist. Die Diodenmatrix wurde ebenfalls auf einer Steckkarte untergebracht, so daß die Möglichkeit einer festen Programmierung ohne Schaltungsänderung durchgeführt werden kann.

Zur Einstellung der Schärfe wird der Abstand zwischen Objektiv und Fotoschicht durch Verschieben des Vidikons in axialer Richtung verändert. Der Videoverstärker wurde auf die Ablenkeinheit montiert, so daß eine kapazitätarme Zuleitung zur Fotoschicht möglich ist.

An der Rückseite der Kamera sind die folgenden Signale über BNC-Buchsen herausgeführt:

Austast-Signal (A)

Vertikal-Signal (V)

Horizontal-Signal (H)

Bildsignal (B)

Auf der Rückseite ist auch der Netzschalter mit Sicherung und Kontrolleuchte sowie die Einstellung für die Schärfe untergebracht. Die Einstellregler für Vertikal- und

Horizontalablenkung, Gitterspannungen und Fokussierung sind auf der Längsseite zugänglich. Die Lage der Einstellregler sind aus Abb. 17 ersichtlich.

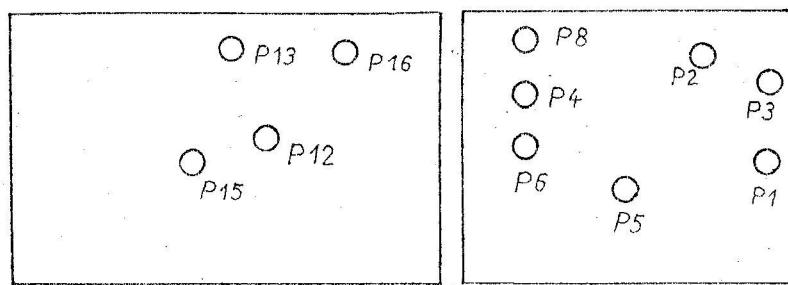


Abb. 17: Lage der Einstellregler

5. Abgleichanweisungen

Die Bezeichnung der Einstellregler und der Meßpunkte geht aus den Schaltbildern der jeweiligen Stufen hervor.

Vertikalablenkung

P_1 : Einstellen der Nullage des Ablenkstromes

P_2 : Korrektur der Linearität in vertikaler Richtung

P_3 : Verändern der Ablenkamplitude. Der Wert des Ablenkstromes kann als Spannungsabfall an $P_2 = 100\Omega$ (MP 1) gemessen werden. Er sollte bei Inbetriebnahme der Kamera etwa $30 \text{ mA}_{ss} \cong 3 \text{ V}$ betragen.

P_4 : Einstellung des Einsatzpunktes der Vertikalschutzschaltung zur Austastung des Elektronenstrahls.

Horizontalablenkung

P_5 : Einstellen der Ablenkamplitude in horizontaler Richtung. Der Ablenkstrom kann an MP 2 als Spannungsabfall an $R_{71} = 10\Omega$ gemessen werden. Er sollte bei Inbetriebnahme der Kamera etwa $160 \text{ mA}_{ss} \cong 1,6 \text{ V}$ betragen.

P_6 : Korrektur der Linearität des Horizontalssägezahns über die Zeit.

P_7 : Linearitätskorrektur in Bildmitte.

P_8 : Einstellung des Einsatzpunktes der Horizontalsschutzschaltung.

Videoverstärker

P_9 : Einstellen des Arbeitspunktes der 1. Stufe. Dabei müssen am Kollektor von T_{22} (MP 3) 6 V anstehen.

P_{10} : Der Arbeitspunkt der 2. Stufe wird mit P_{10} eingestellt, so daß die Spannung am Emitter von T_{25} (MP 4) - 5 V beträgt.

P_{11} : Einstellen des Schärzwertes für das Bildsignal.

Netzteil

P_{12} : Einstellen der Platten Spannung für das Vidikon.

P_{13} : Verändern der Gitter-4-Spannung.

P_{14} : Einstellen des günstigsten Verhältnisses zwischen U_{G4} und U_{G3}

P_{15} : Mit P_{15} kann die negative U_{a1} Spannung und damit der Strahlstrom eingestellt werden.

P_{16} : Einstellung der Fokussierspannung zur Veränderung
des magnetischen Fokussierfeldes.

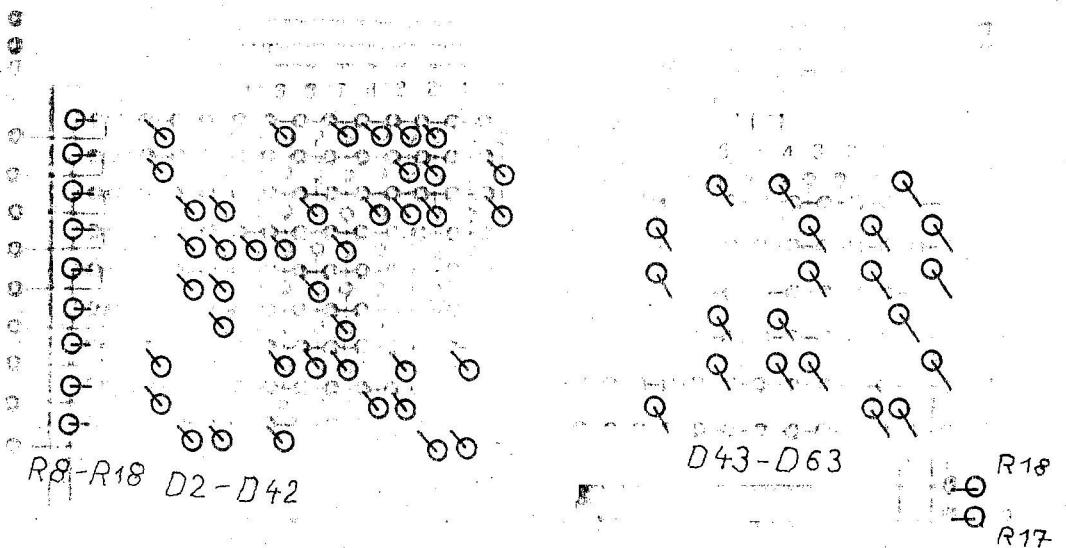
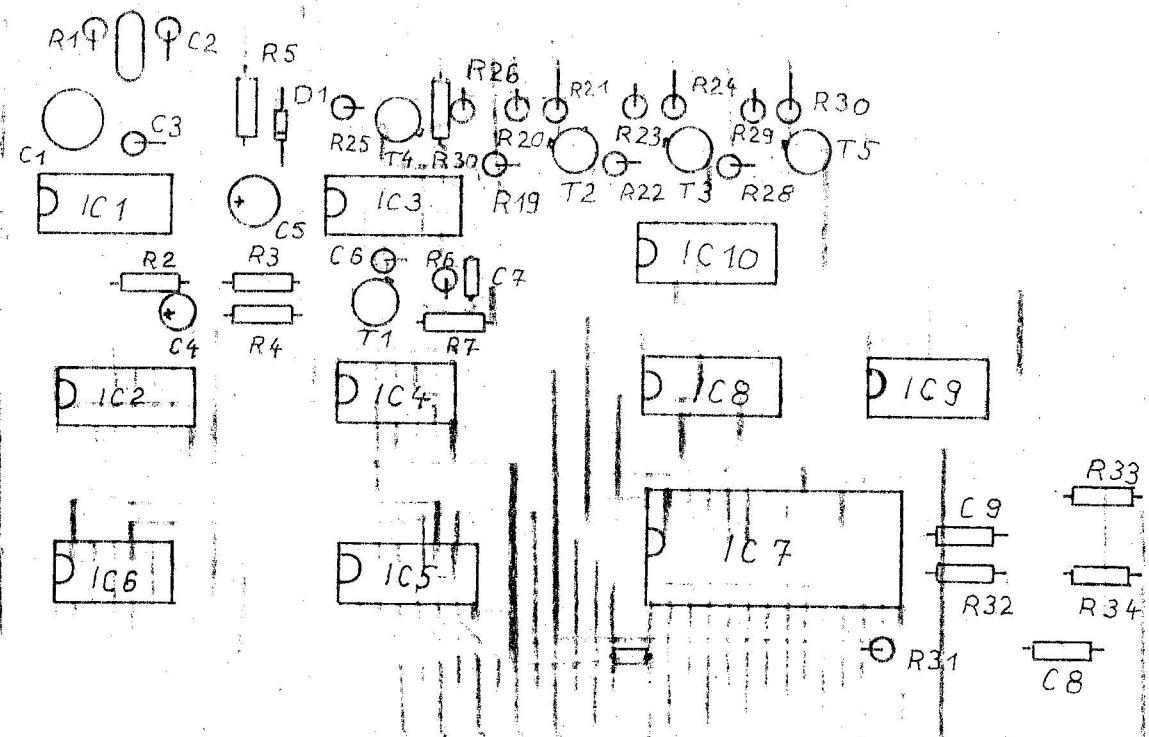
Zum Abgleich der Kamera ist folgendermaßen vorzugehen:

1. Kontrolle der Ablenkströme und Einstellen der nötigen Amplitude. Dabei ist der Einsatz der Schutzschaltung soweit zu verringern, bis an der Kathode die Austastsignale anliegen.
2. Einstellen der Gitterspannungen, wobei U_{G1} soweit negativ sein soll ($U_{G1} \approx -50$ V), daß der Strahlstrom gesperrt ist. Die Plattenspannung auf einen möglichst kleinen Wert einstellen ($U_p \approx 25$ V) und die Heizspannung anschließen.

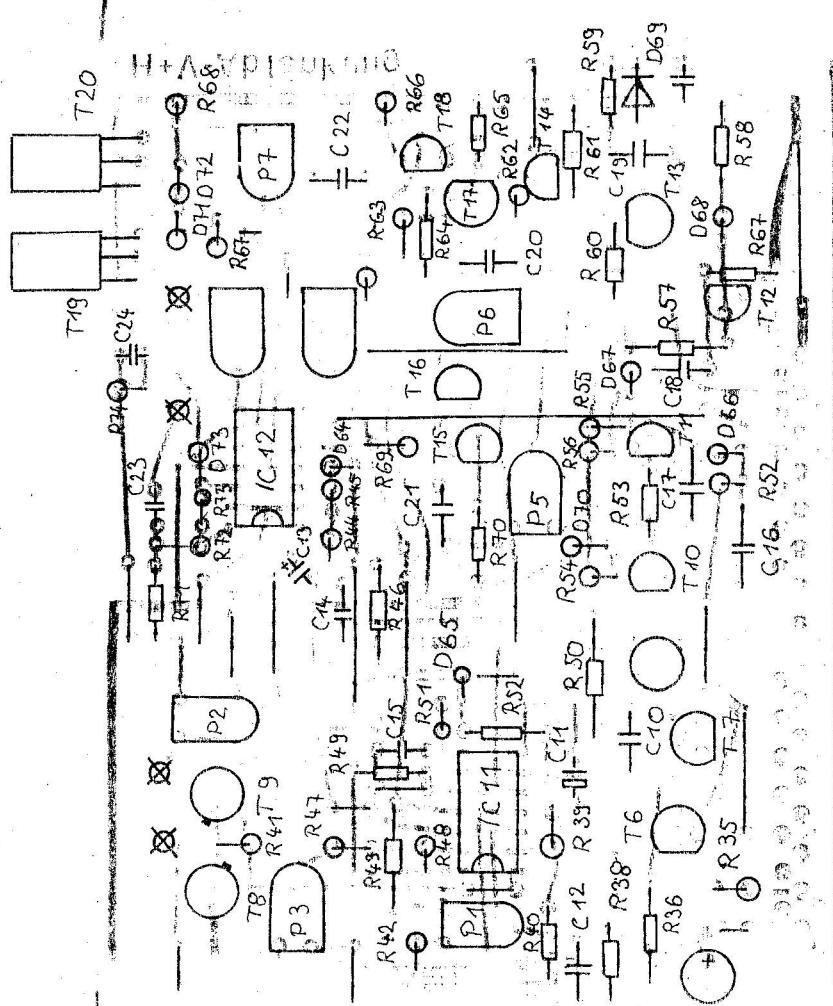
Bei einer kleinen Blendenöffnung wird nur die Gitter-1-Spannung soweit vermindert, daß auch die hellsten Stellen des Bildes noch umgeladen werden.

Eine Verbesserung der Bildschärfe ist durch Einstellen des Korrekturfeldes mit den Permanentmagneten möglich. Bei schlechter Beleuchtung sollte nicht die Plattenspannung vergrößert, sondern die Blende weiter geöffnet werden.

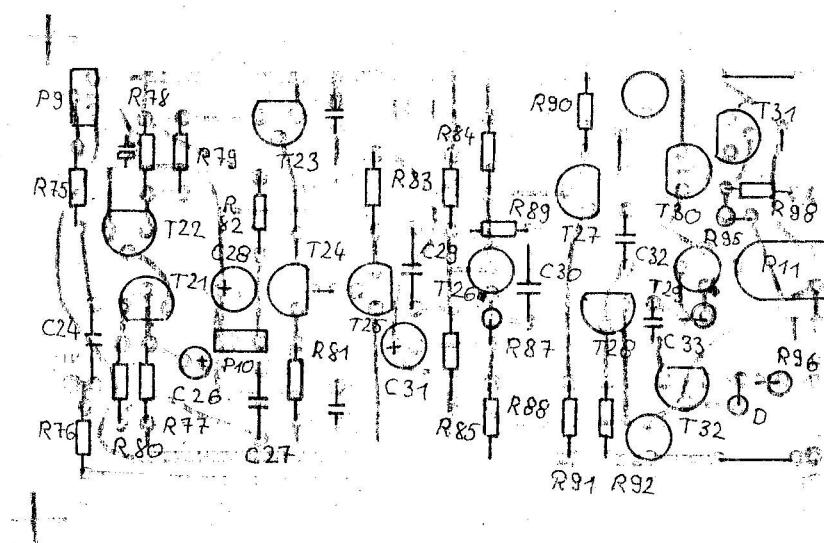
Bestückungsplan: Impulsgeber und Diodenmatrix



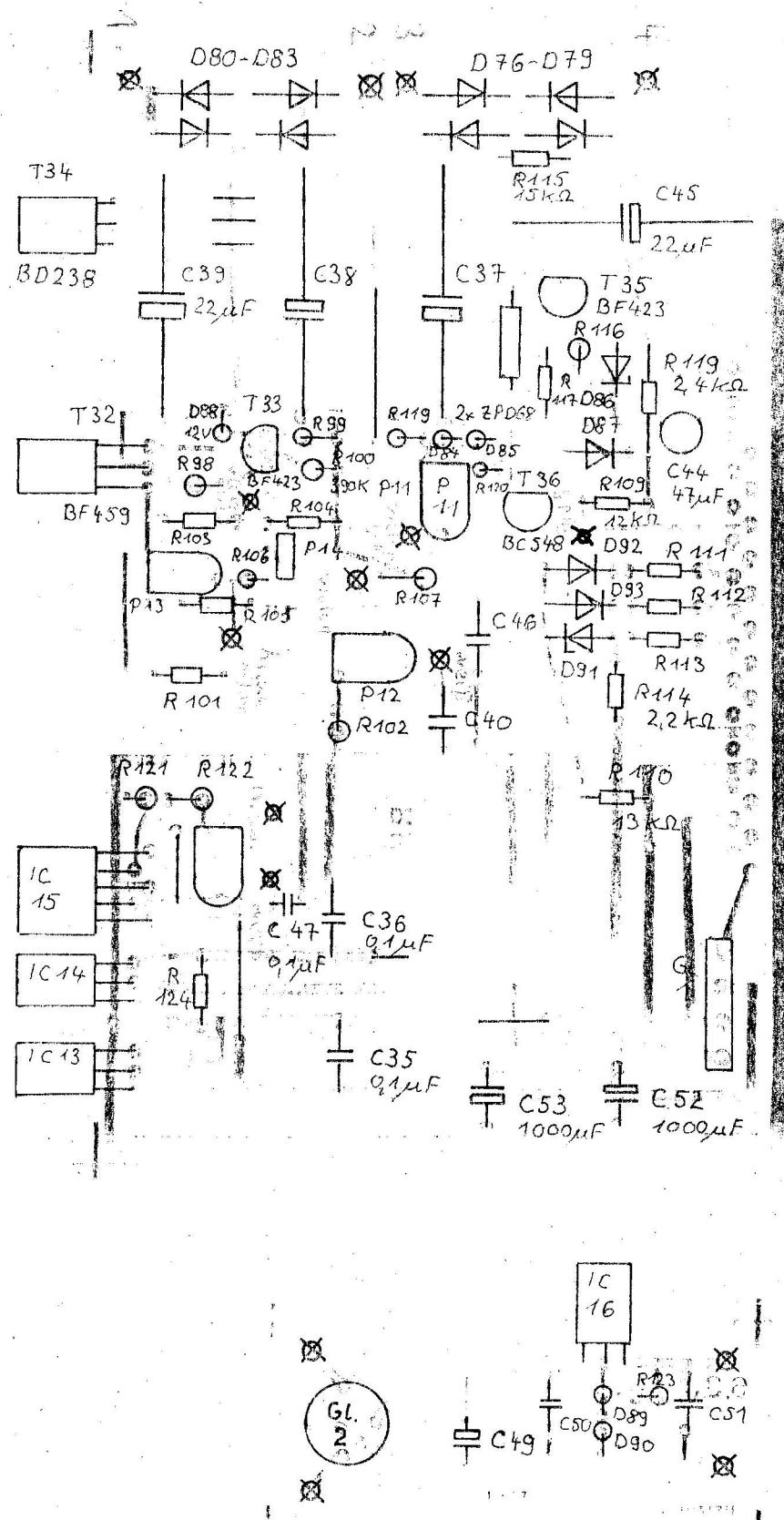
Bestückungsplan: Vertikal- und Horizontalableitung

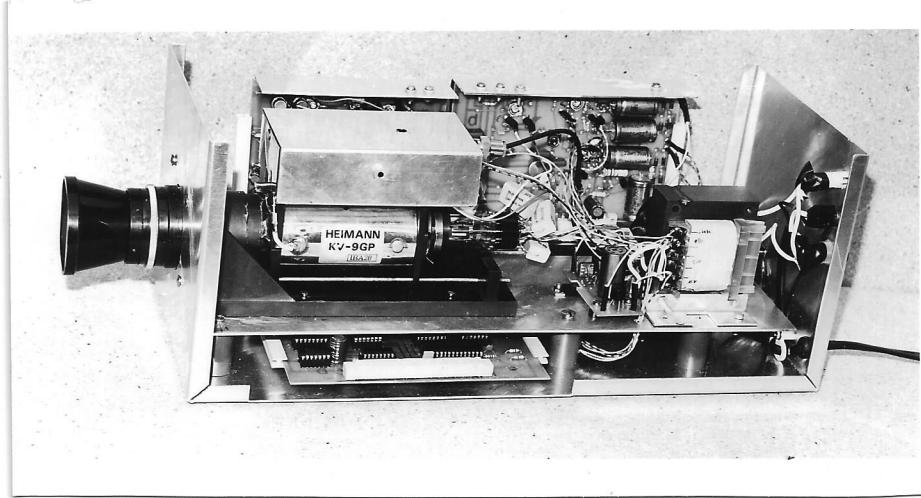


Bestückungsplan: Videoverstärker



Bestückungsplan: Netzteil

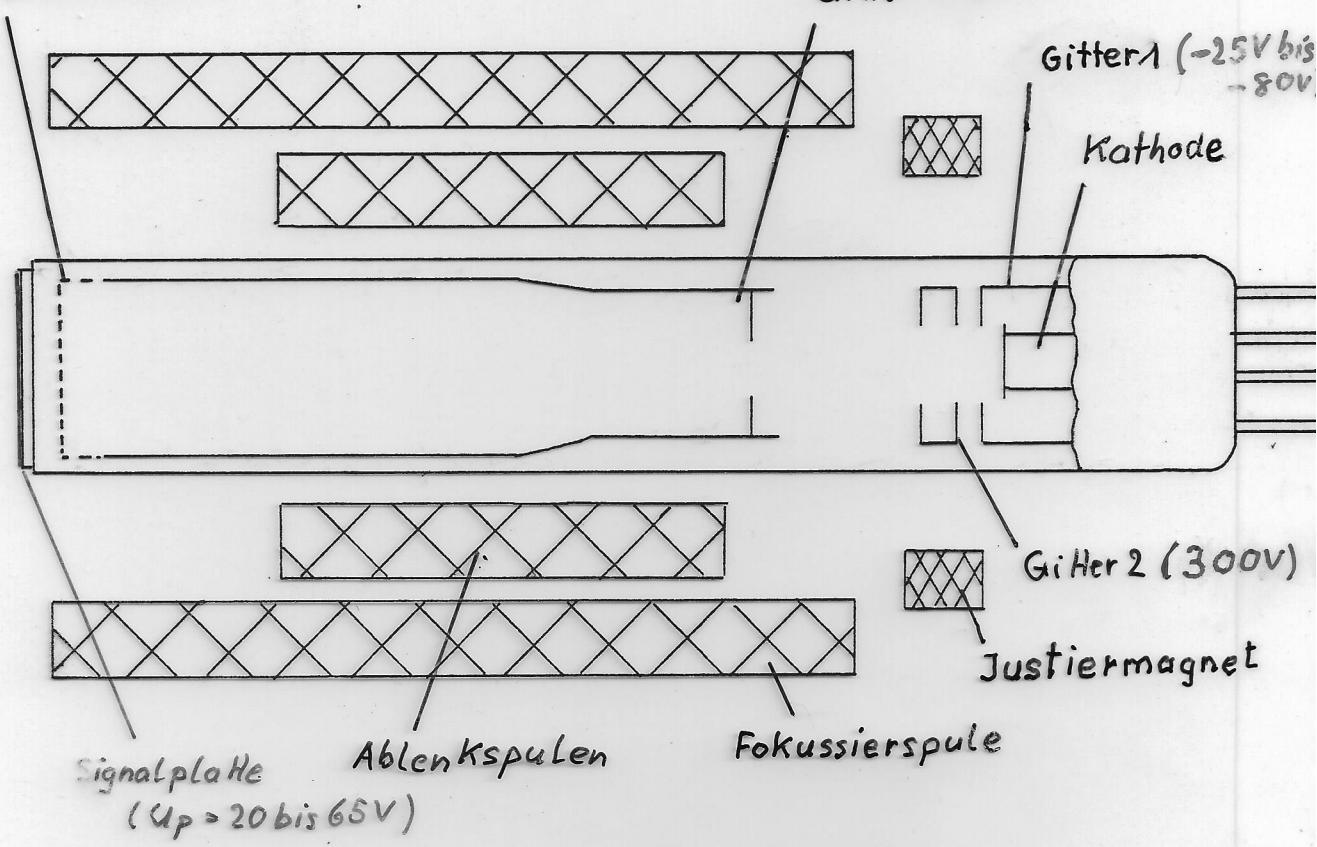




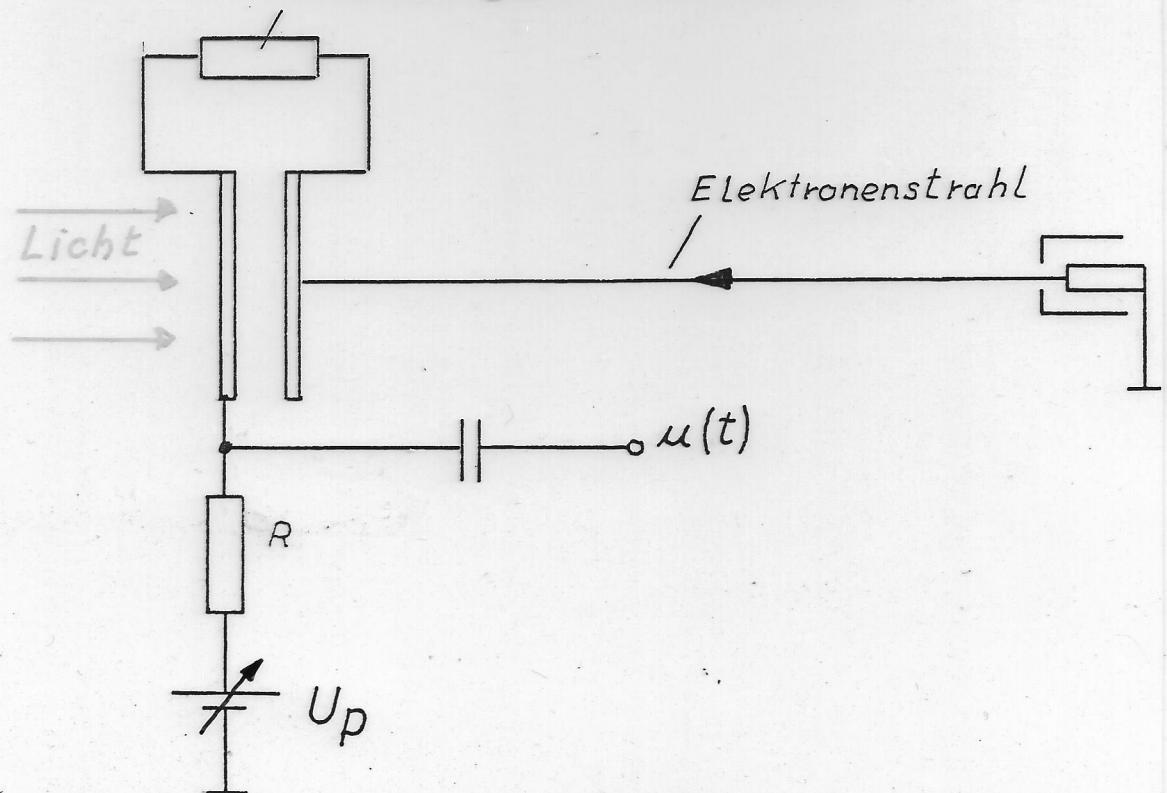
Gitter 4 (300V)

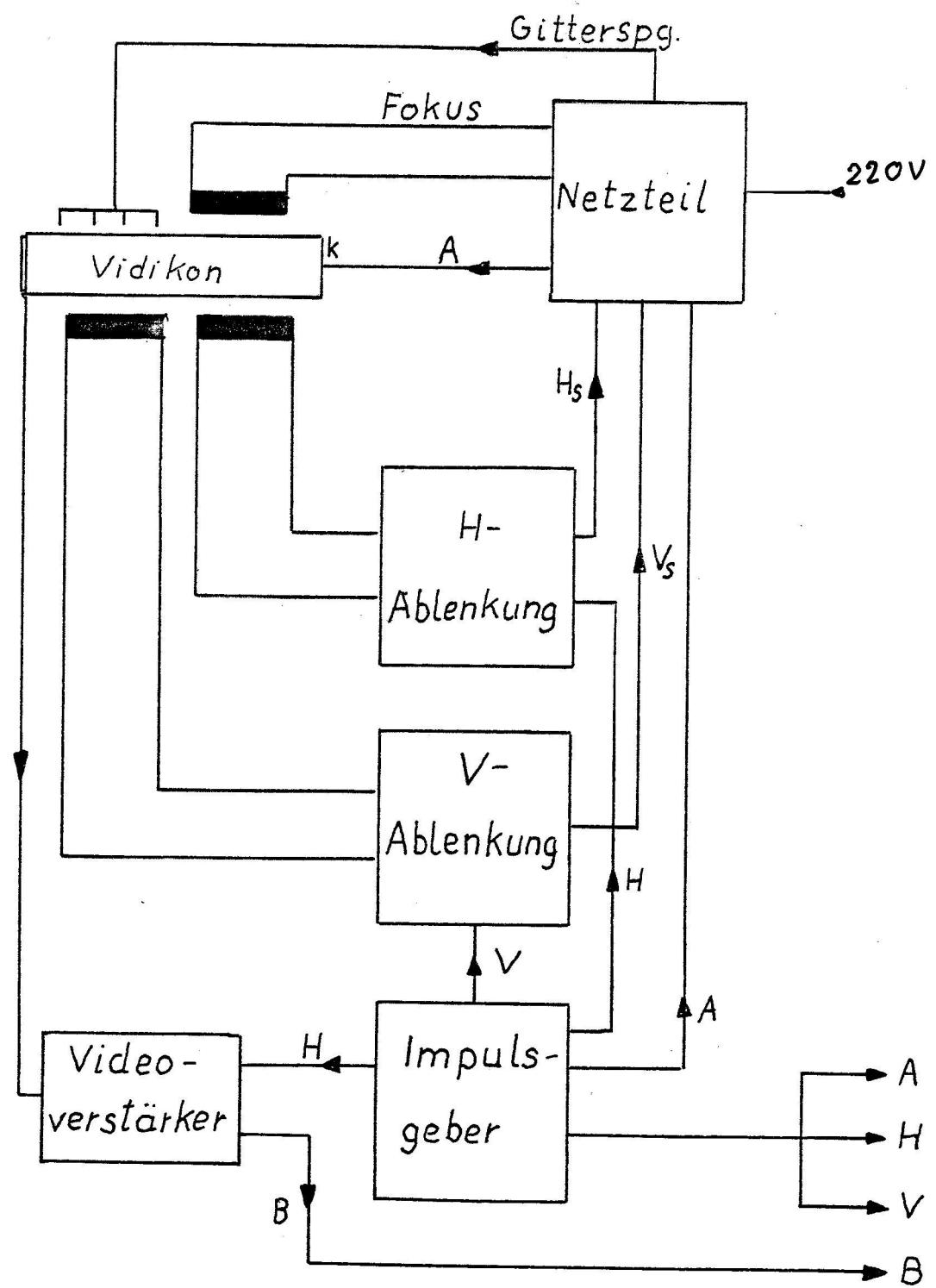
Gitter 3 (270V)

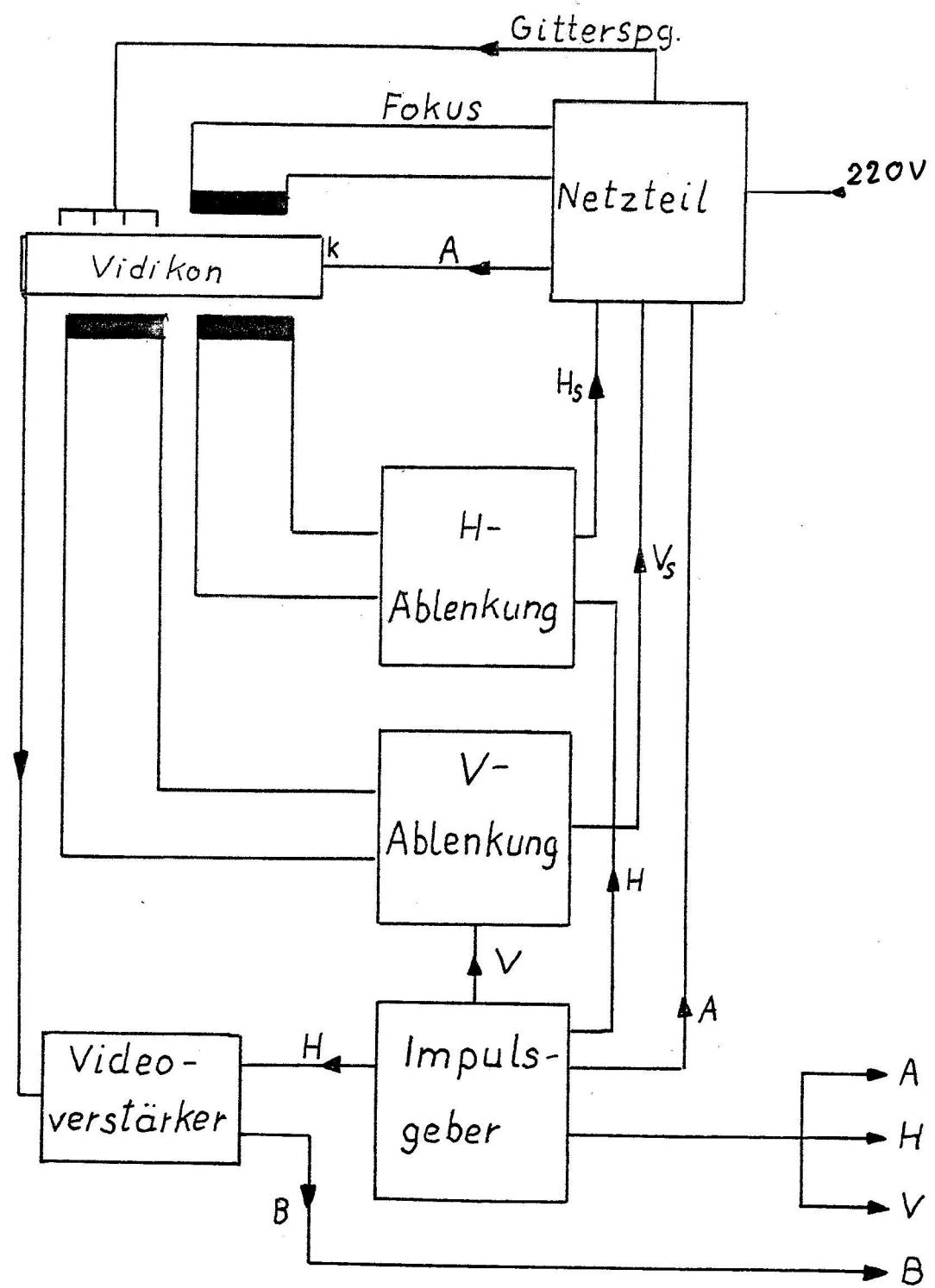
Gitter 1 (-25V bis -80V)

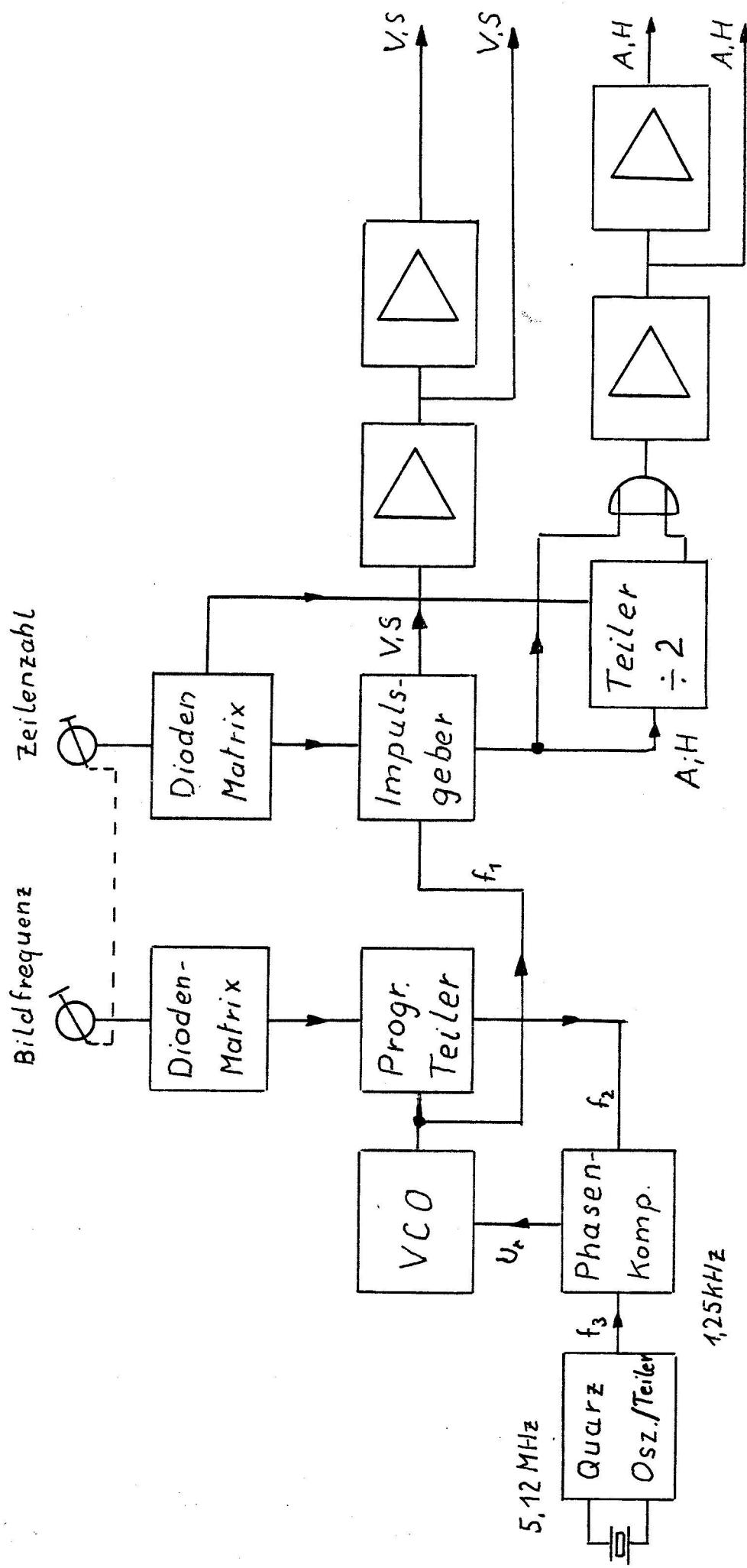


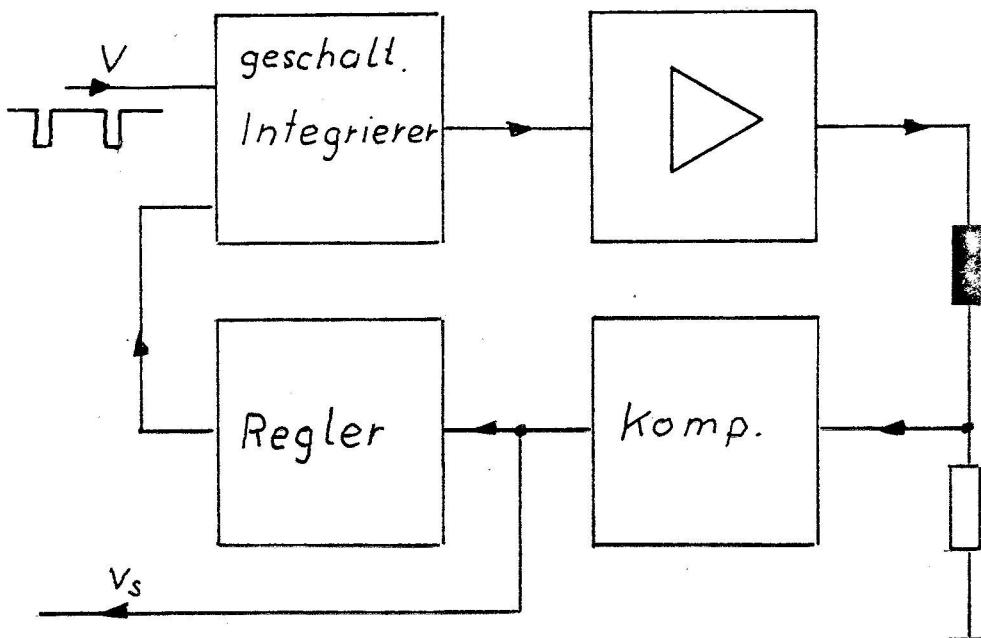
Lichtabhängiger Widerstand



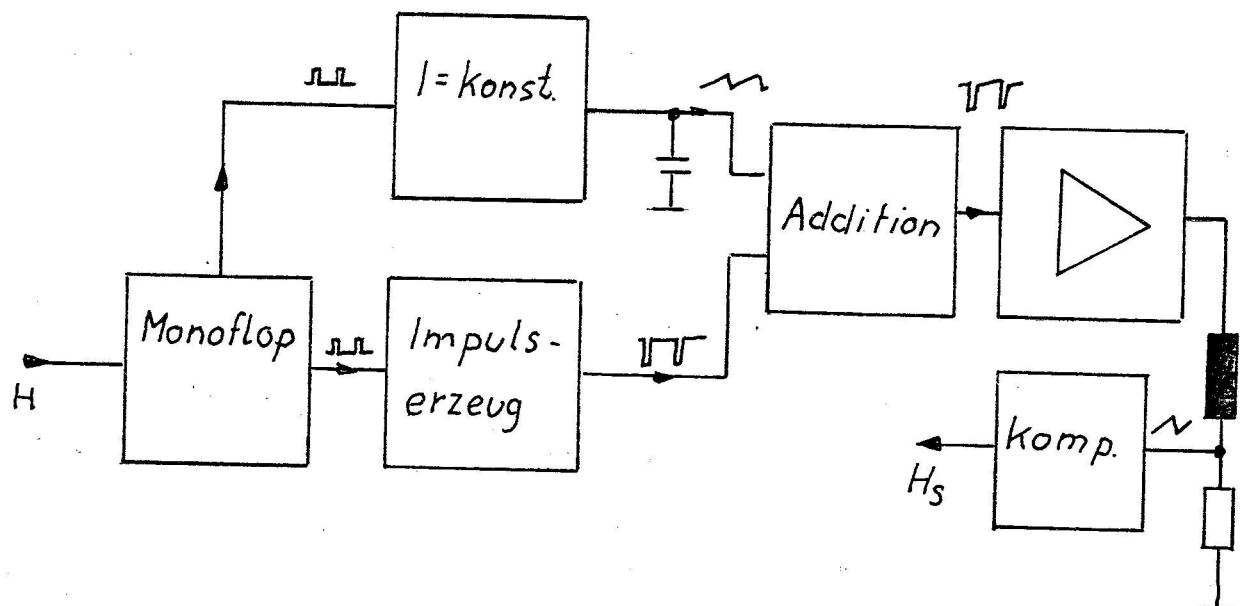
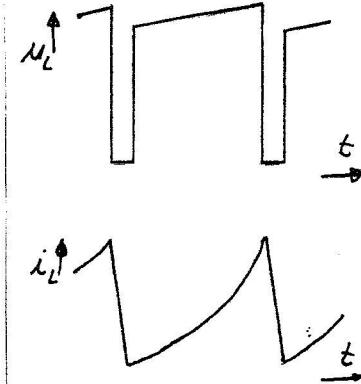
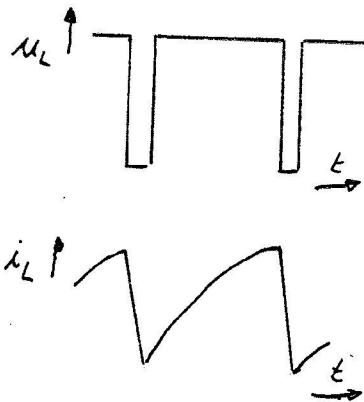




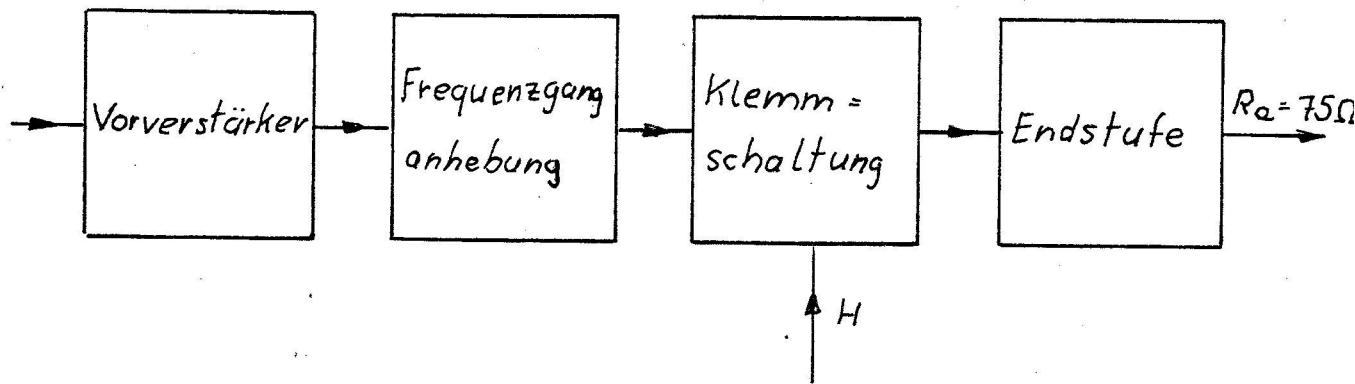




$$i_L = \frac{1}{L} \int u_L(t) dt$$



Videoverstärker



Kaskode-Schaltung

