



LOEWE OPTA KURIER





LOEWE OPTA KURIER

August 1967

Heft 29

Jahrgang 12

Inhaltsverzeichnis

LOEWE OPTA-Farbfernsehempfänger Typ 94 063/94 163	2
Besonderheiten des Mehrnorm-Fernseh- empfänger-Programms 1968	22
Mitteilungen an die Freunde unseres Hauses	23

*Titel- und Rückseitenabbildung zeigen die bei-
den Farbfernsehempfängermodelle*

LOEWE F 900 Color, 94063

LOEWE S 920 Color, 94163

DER LOEWE OPTA-KURIER erscheint in zwang-
loser Folge • Herausgeber und für den Inhalt verant-
wortlich: Werbeabteilung LOEWE OPTA GmbH,
864 Kronach/Ofr., Industriestraße 11 • Druck: Karl
Thiemig KG, München • Nachdruck nur mit Quellen-
angabe und Zustimmung des Herausgebers • An-
fragen bitten wir an die Werbeabteilung LOEWE
OPTA GmbH, 864 Kronach/Ofr., Industriestraße 11,
zu richten • Selbstwählnummer 09261/Telefon-Sa.-
Nr. 65 51-55; Fernschreiber: 06 42 620.

LOEWE OPTA- FARBFERNSEH- EMPFÄNGER TYP 94 063/94 163

Dipl.-Ing. W. Engel
Dipl.-Ing. H. Landeck
Ing. R. Länger

Markante Schaltungsdetails

VHF/UHF-Eingangsteil

Bei den vorangegangenen Überlegungen über das Farbfernsehsystem war einer der grundlegenden Gesichtspunkte die Kompatibilität. Dazu kommt, daß die das Farbprogramm ausstrahlenden Sender in den gleichen Frequenzgebieten bzw. Kanälen arbeiten, in denen die Schwarzweißprogramme übertragen werden. Das hatte entwicklungstechnisch zur Folge, daß der Eingangsteil der Schwarzweißgeräte auch für Farbfernsehempfänger verwendet werden konnte. Wichtig ist in erster Linie bei der Farbfernsehtechnik die hohe Wiederkehrgenauigkeit des Abstimmaggregates, da aus bekannten Gründen die Feinabstimmung beim Farbfernsehempfänger genauer durchgeführt werden muß. Die Auswahl traf ein 4 + 4-Tastenaggregat, das aus der Schwarzweißtechnik her bereits über 2 Jahre erprobt wurde. Die Schaltungstechnik dieses Abstimmteils für den VHF- und UHF-Bereich kann als bekannt vorausgesetzt werden. Im VHF-Bereich wird die geläufige Diodenabstimmung verwendet, die auf Grund der Schaltungstechnik eine hohe Wiederkehrgenauigkeit garantiert. Der UHF-Tuner ist mit einem bewährten 4-Sendertasten-Aggregat ausgerüstet. Die Entwicklung der Mechanik hat inzwischen Genauigkeitsgrade in der Wiederkehr erreicht, die sich in dem Bereich < 300 kHz bewegen. Dadurch eignete sich dieses Aggregat besonders für den Einsatz im Farbfernsehempfänger. Beide Aggregate sind volltransistorisiert. Der UHF-Tuner ist in $\lambda/4$ -Technik ausgeführt; Einzelheiten über die Schaltungstechnik können aus dem beiliegenden Schaltbild entnommen werden.

Der Bild-ZF-Verstärker (Abb. 1)

Wie in der Schwarzweißtechnik allgemein üblich, besteht auch der Bild-ZF-Verstärker des Farbfernsehempfängers aus drei Verstärkerstufen. Sie sind bestückt mit den Transistoren AF 200, AF 201 und AF 202.

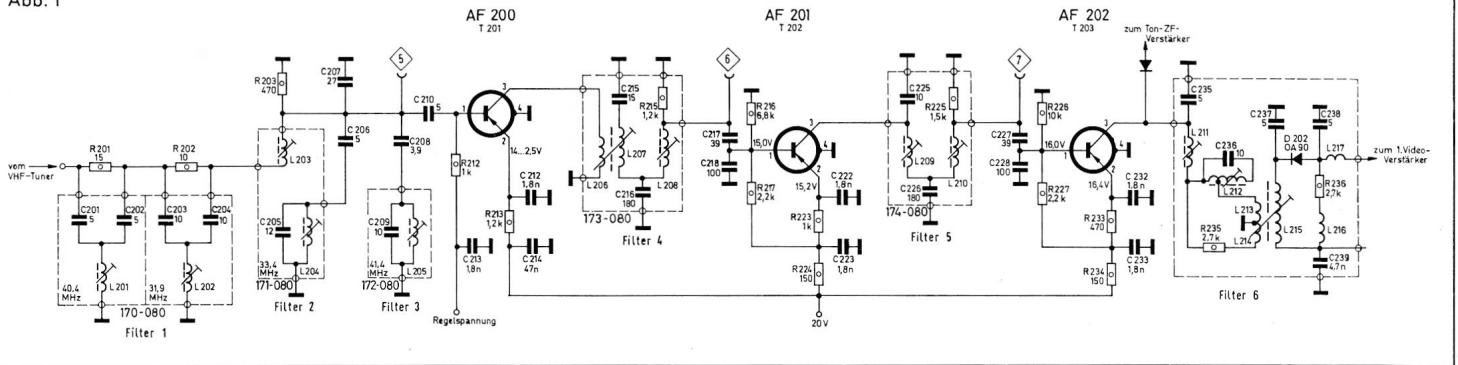
Die erste Stufe (AF 200) wird in der Verstärkung geregelt. Der Transistor wird in Aufwärtsregelung betrieben, d. h., mit steigendem Kollektorstrom nimmt die Verstärkung ab. Die Verstärkung wird also um so kleiner sein, je näher die Basisvorspannung gegen Null geht. Die Stufe arbeitet mit maximaler Verstärkung bei einer Basisvorspannung von etwa +12 V gegenüber dem Kollektor.

Vor der ersten Verstärkerstufe liegen vier Fallen für Eigentöne (33,4 MHz), Bildträger des Nachbarkanals (31,9 MHz), Tonträger des Nachbarkanals bei VHF (40,4 MHz) und bei UHF (41,4 MHz). Die Fallen 31,9 MHz und



Bitte, besuchen Sie uns auf der Großen Deutschen Funkausstellung, Halle F (Ostpreußen), Stand 607.

Abb. 1



40,4 MHz sind als T-Fallen ausgeführt, man erzielt mit ihnen eine besonders große Falltiefe.

Am Ausgang des ZF-Verstärkers wird mit zwei Dioden demoduliert. An der ersten Diode gewinnt man das Videosignal (Leuchtdichtesignal) und das Farbträgersignal (Farbsignal), an der zweiten Diode wird der Ton-Intercarrier (5,5 MHz) entnommen. Die zweite Diode liegt direkt am Kollektor des dritten ZF-Verstärkers. Zwischen beiden Dioden befindet sich eine weitere tiefe Falle für den Eigentonträger (33,4 MHz). Dadurch erreicht man, daß der Tonträger an der Diode für das Video- und Farbsignal sehr tief abgesenkt wird (> 46 dB). Intermodulationserscheinungen zwischen Farbträger und Tonträger an der Videodiode (1,1 MHz Moiré auf dem Bildschirm) werden also, setzt man richtige Abstimmung voraus, mit Sicherheit vermieden.

Der Ton-ZF-Verstärker (Abb. 2) besteht aus zwei Stufen, als Verstärkungselement wird jeweils der Transistor AF 201 verwendet.

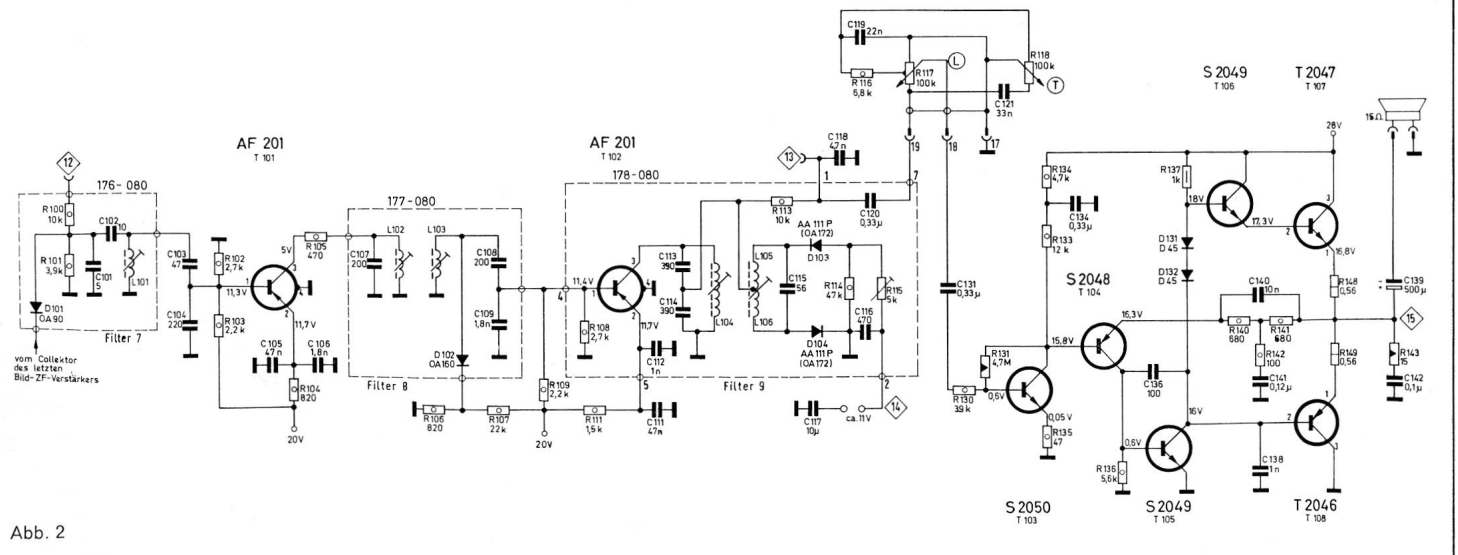
Der Ton-NF-Verstärker ist volltransistorisiert und von der Vorstufe bis zur Endstufe gleichstromgekoppelt. Die Endstufe gibt eine Leistung von ca. 3 W an den 15- Ω -Lautsprecher ab.

Der Video-(Leuchtdichtesignal-)Verstärker (Abb. 3)

Das Videosignal durchläuft drei Verstärkerstufen, die mit den Transistoren AF 118, BC 107 und der Röhre PCL 200 bestückt sind. Vom Emitter des ersten Videoverstärkers (AF 118) wird das Farbsignal über den Koppelkondensator C 253/180 pF dem Farbverstärker zugeführt. Am Kollektor dieses Transistors werden die Ansteuersignale für die Tastregelröhre (C-System der PCL 200) und das Amplitudensieb (PCH 200) entnommen.

Zwischen erster und zweiter Videostufe liegt die Verzögerungsleitung für das Leuchtdichtesignal. Das Leuchtdichtesignal zeigt bei schnellen Übergängen, z. B. zwischen einer hellen und einer dunklen Farbe, wegen der größeren Bandbreite (4,3 MHz) steilere Anstiegsflanken als das Farbdifferenzsignal, das nur eine Bandbreite von etwa 1 MHz besitzt. Würde man einen Farbfernsehempfänger ohne Video-Verzögerungsleitung betreiben, so erschiene die Mitte der Anstiegsflanke des Videosignals früher als die Mitte der Flanke des Farbdifferenzsignals (Abb. 4). Das Auge würde also auf dem Bildschirm des Empfängers einen Versatz zwischen Schwarzweißbild und Farbbild registrieren. Mit Hilfe der Video-Verzögerungsleitung wird nun das Leuchtdichtesignal so weit verzögert (etwa 800 μ sec), daß die Mitten der Flanken von Leuchtdichtesignal und Farbdifferenzsignal

Abb. 2



LOEWE OPTA- FARBfernseh- Empfänger Typ 94063/94163

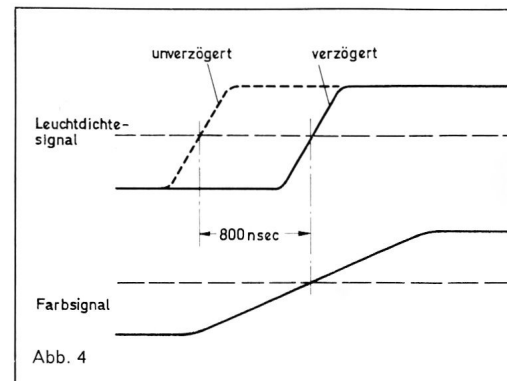
zeitlich zusammenfallen. Auf dem Bildschirm liegen jetzt Farbübergänge und Schwarzweißübergänge direkt übereinander. Die hier verwandte Video-Verzögerungsleitung besitzt einen Wellenwiderstand von etwa $1,6\text{ k}\Omega$. Sie muß also am Eingang und Ausgang mit einem Wechselstromwiderstand dieses Wertes abgeschlossen sein.

Am Kollektor des zweiten Videoverstärkers (BC 107) liegt der Kontrastregler. Die Kontrastregelung erfolgt durch Teilung des Videosignals (ähnlich Lautstärkeregelung). Der Kontrastregler besteht aus einem Tandempotentiometer, besitzt also zwei Regler, die auf einer Achse gleichsinnig laufen. Mit dem zweiten Regler wird das Farbsignal mitgeregelt. Durch diesen Gleichlauf zwischen Videosignal und Farbsignal bei Betätigung des Kontrastreglers erreicht man, daß das Verhältnis zwischen Schwarzweißanteilen und Farbanteilen auf dem Bildschirm gleich bleibt. Die exakt eingestellte Farbwiedergabe bleibt also bei Kontraständerungen erhalten; Über- oder Untersättigungen der Farbe sind ausgeschlossen. Da die Ankopplung zur letzten Videostufe mit einem Kondensator erfolgt, wird der Schwarzwert abhängig vom Bildinhalt. Er muß deshalb am Gitter der

Videoendstufe (PCL 200) wieder eingeführt werden. Mit Hilfe einer Klemmschaltung (Abb. 5) wird die hintere Schwarzscherle jeder Zeile unabhängig vom Bildinhalt auf den durch den Helligkeitsregler vorbestimmten Wert festgelegt.

Zum besseren Verständnis wollen wir die Arbeitsweise der Klemmschaltung zunächst ohne Videosignal betrachten. Über die Kondensatoren C 274 und C 275 liegen Zeilenimpulse gleicher Amplitude, aber gegensätzlicher Polarität an den Dioden. Diese Impulse öffnen während ihres Maximalwerts die Dioden, dadurch werden die Dioden auf den Scheitelwert der Impulsspannung vorgespannt (Abb. 6 a). Da die Schaltung symmetrisch ist und mit symmetrischen Klemmimpulsen betrieben wird, muß während der Öffnungszeit das Potential am gemeinsamen Punkt der Dioden immer gleich dem am gemeinsamen Punkt der $1\text{-M}\Omega$ -Widerstände durch den Helligkeitsregler eingestellten Potential sein. Die am Schleifer des Helligkeitsreglers liegende Spannung wird also während der Klemmzeit auf das Gitter der PCL 200 übertragen.

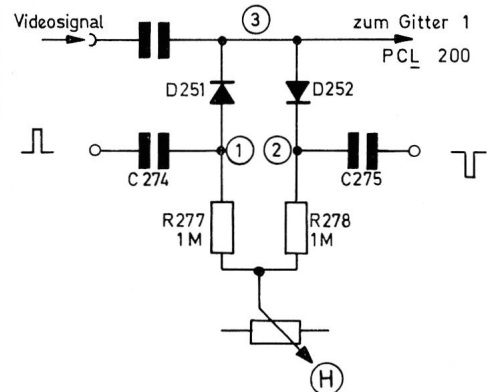
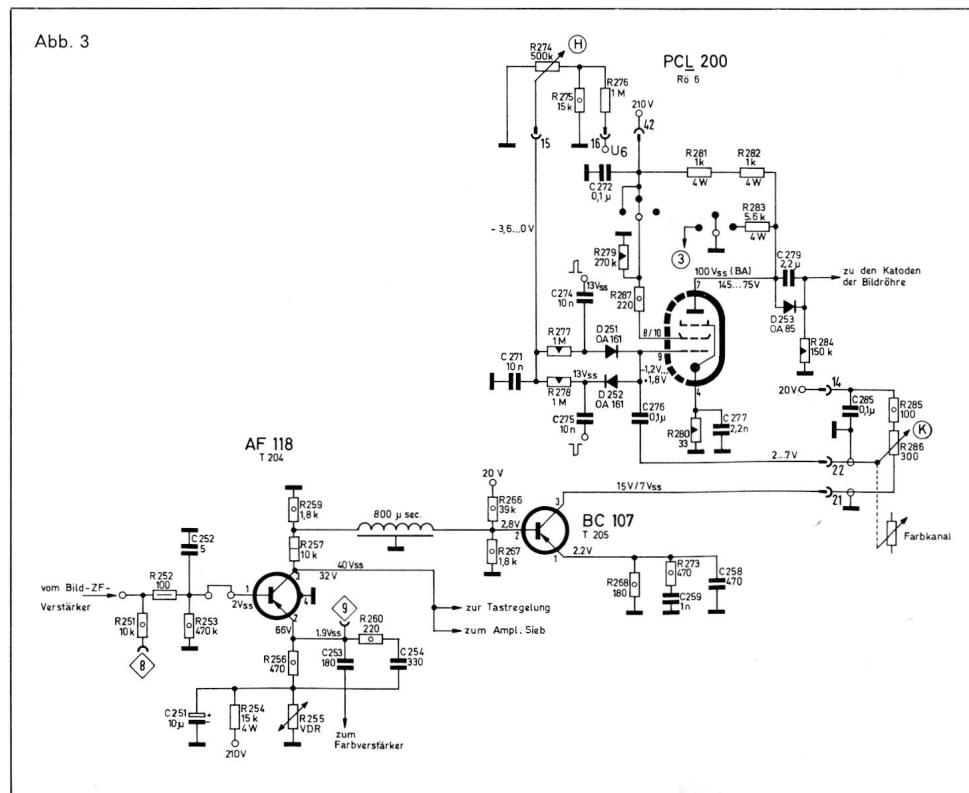
Die Klemmimpulse sind so geformt, daß ihr Maximalwert zeitlich mit der hinteren Schwarz-



schulter zusammenfällt (Abb. 6 b). Somit wird der Schwarzwert unabhängig vom Bildinhalt festgehalten. Liegt kein Videosignal am Gitter der Videoendstufe, so bleibt der Wert der Spannung auf Schwarz stehen, d. h., die Bildröhre wird dunkel sein.

Diese Schaltung garantiert also bei Senderausfall oder wenn man versäumt hat, den Empfänger nachts auszuschalten, eine größtmögliche Schonung der teuren Bildröhre, da der Bildschirm ohne Signal am Empfänger- eingang stets dunkel bleibt.

Abb. 3



Die Helligkeitsregelung muß über die Kathoden der Bildröhre (und über die Videoendstufe) vorgenommen werden, da die Gitter der Bildröhre durch die Farbdifferenzsignale besetzt sind.

Der Farbteil

Der Farbteil hat die Aufgabe, das Farbtägersignal (Farbartsignal) zu demodulieren

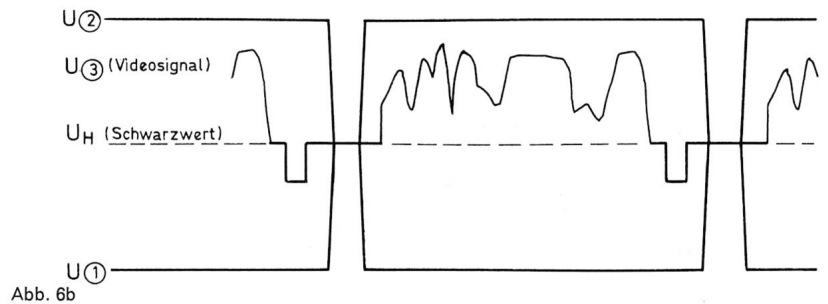
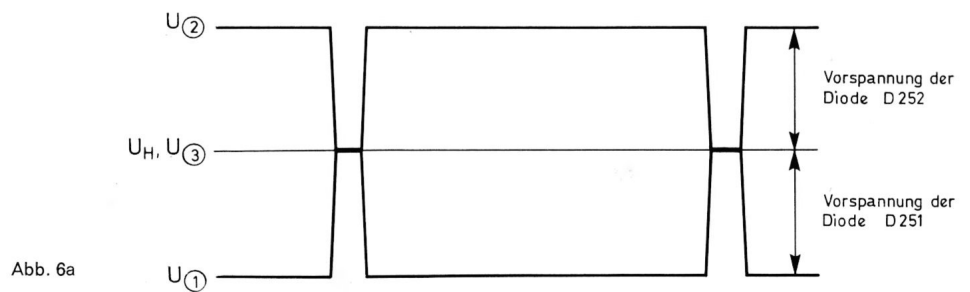


Abb. 7 Videosignal mit Burst

und die entstehenden Farbdifferenzsignale (»Farb-NF«) mit der geforderten Amplitude den Gittern der Bildröhre zuzuführen. Das Farbrägersignal besteht aus drei Anteilen: dem Burst (Farbsynchronsignal), dem Fu- und Fv-Signal. Der Burst ist der hinteren Schwarzscher überlagert (Abb. 7); er besteht aus 12 bis 14 Schwingungen der Farbrägersfrequenz (4,43 MHz) und dient zur Synchronisierung des Farbrägersoszillators. Er bestimmt also Frequenz und Phase des Oszillators.

Die trägerfrequenten Fu- und Fv-Signale tragen die Modulation der (B-Y)- und (R-Y)-Farbdifferenzsignale. Wir wollen die Modulationsart dieser Trägersignale an Hand der Beziehung zwischen Fu-Signal und (B-Y)-Farbdifferenzsignal kurz ins Gedächtnis zurückrufen (Abb. 8).

Die Amplitude des Fu-Signals ist proportional der Amplitude des (B-Y)-Signals. Ist (B-Y) Null, so ist das trägerfrequente Fu-Signal überhaupt nicht vorhanden. Positive und negative Werte von (B-Y) werden durch die Phasenlage des Fu-Signals unterschieden. Bei einem positiven Wert von (B-Y) hat Fu die Phasenlage Null, bei einem negativen Wert die Phasenlage 180°. Die Bezugsphase ist dabei durch den Burst vorgegeben. Da der Farbrägersoszillator des Empfängers durch den Burst phasensynchronisiert wird, kann im Demodulator, der die Phasenlage des Farbrägersoszillators mit der Phasenlage des Fu-Signals vergleicht, festgestellt werden, ob (B-Y) positiv oder negativ sein muß. Zwischen (R-Y) und Fv besteht genau die gleiche Beziehung wie zwischen (B-Y) und Fu. Die Frequenz beider Träger beträgt also 4,43 MHz. Das Fv-Signal ist außerdem gegenüber dem Fu-Signal um 90° in der Phase versetzt und wird von Zeile zu Zeile um 180° geschaltet.

Zur kurzen Erklärung der Funktion der einzelnen Stufen des Farbteils benutzen wir zunächst das Blockschaltbild (Abb. 9).

Der erste Farbverstärker erhält das Signal aus dem Videoteil. Der Durchlaßbereich dieses Verstärkers liegt etwa zwischen 3,5 und 5,2 MHz; dies entspricht der Bandbreite des Farbsignals. Das Signal wird jetzt dem PAL-Laufzeitdecoder zugeführt. Er besitzt zwei Ausgänge. Am ersten Ausgang erscheint nur das Fu-Signal, am zweiten Ausgang nur das Fv-Signal, dessen Phasenlage von Zeile zu Zeile noch um 180° alternierend ist. Da das Bezugssignal für die Phase (4,4-MHz-Oszillator des Empfängers) im Demodulator für beide Kanäle gleichphasig vorhanden ist, muß die Phasenlage des Fu- und Fv-Signals noch auf diese Be-

zugsphase angepaßt werden. Deshalb wird das Fu-Signal um 90° in der Phase gedreht, das Fv-Signal von Zeile zu Zeile um 180° geschaltet. Somit gelangen beide Signale phasenrichtig an die Eingänge des Demodulators. Die daraus gewonnenen Farbdifferenzsignale (B-Y) und (R-Y) werden in den Farbstufen verstärkt und den Gittern der Bildröhre zugeführt. Aus (B-Y) und (R-Y) gewinnt man das dritte Farbdifferenzsignal (G-Y), das ebenfalls verstärkt und dem Gitter der Bildröhre zugeführt wird.

Auf dem zweiten Signalzweig zwischen erstem Farbverstärker und Demodulator liegen die Stufen: Burstverstärker, Phasenvergleich und 4,43-MHz-Oszillator. Der Burstverstärker wird durch einen Zeilenrücklaufimpuls nur während der hinteren Schwarzscher geöffnet. Von dem an seinem Eingang liegenden Farbsignal wird also nur der

Burst verstärkt, alle anderen Anteile erscheinen nicht mehr am Ausgang des Verstärkers. Die Phasenvergleichsschaltung vergleicht die Phase des empfängerseitigen 4,4-MHz-Oszillators mit der des Burst und erzeugt daraus die Regelspannung, die den 4,4-MHz-Oszillator auf die richtige Phase nachregelt. Zwischen Demodulator und Oszillator liegt noch ein Verstärker für das Oszillatorsignal. Da die Phasenlage des Burst von Zeile zu Zeile senderseitig um + bzw. -45° geschaltet wird, schwankt auch die Regelspannung am Ausgang des Phasenvergleichs von Zeile zu Zeile um einen Mittelwert. Es entsteht also eine mäanderförmige Spannung, die im Verstärker für die PAL-Synchronisierung verstärkt und dem PAL-Schalter zugeführt wird. Damit ist die richtige Schaltphase des PAL-Schalters für das Fv-Signal festgelegt. Für die Nachreglung des 4,4-MHz-Oszillators

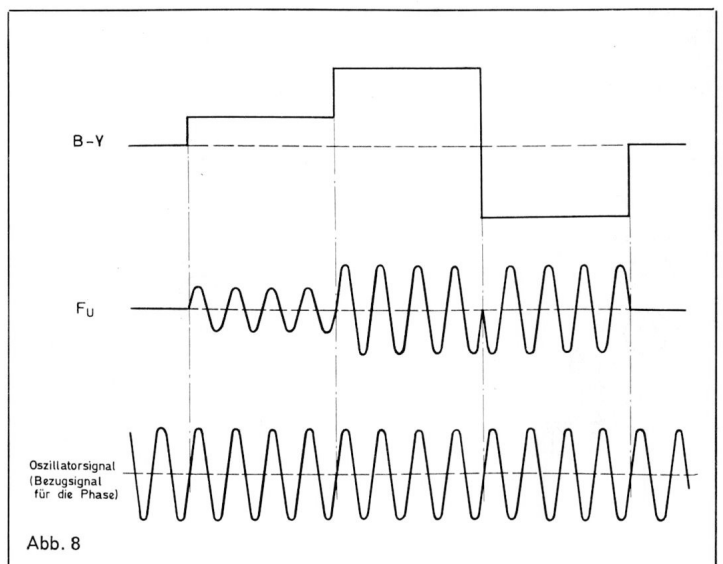


Abb. 8

LOEWE OPTA- FARBfernseh- Empfänger Typ 94063/94163

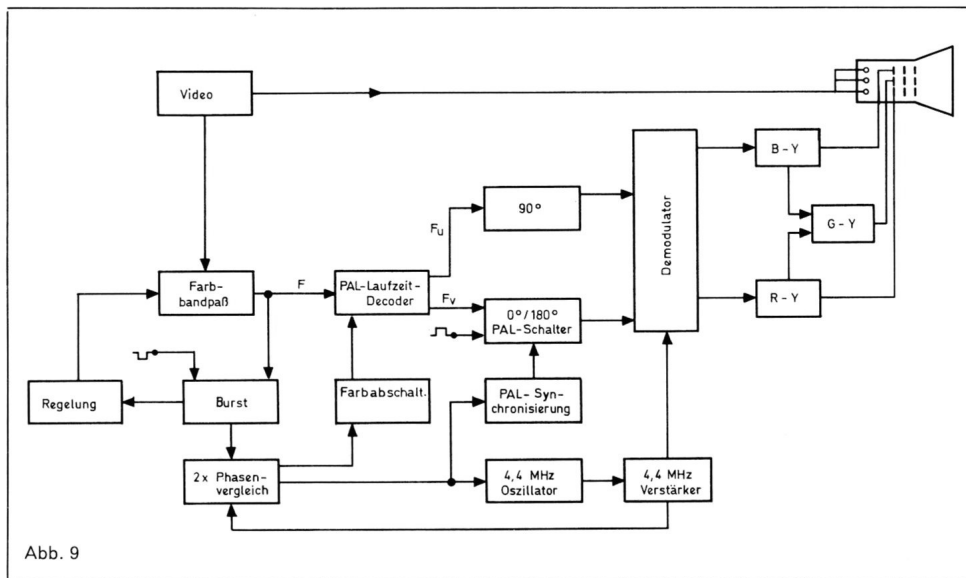


Abb. 9

wird die im Rhythmus der halben Zeilenfrequenz schwankende Regelspannung aus dem Phasenvergleich gesiebt, so daß nur der Mittelwert für die Nachregelung der Phase wirksam wird.

Ein weiterer Phasenvergleich zwischen Burst und 4,4-MHz-Oszillatorsignal liefert das Kriterium, ob der Farbkanal des Empfängers zu öffnen oder zu schließen ist. Bei Schwarzweißsendung oder wenn Synchronisierung des 4,4-MHz-Oszillators im Empfänger wegen Störung oder zu starken Rauschens nicht möglich ist, soll der Farbkanal des Empfängers gesperrt sein. Dieser Phasenvergleich gibt also nur dann eine Spannung zum Öffnen des Farbkanals an seinem Ausgang ab, wenn der Farbträgerschwingung des Empfängers mit einem vorhandenen Burst in Phase ist. Diese Spannung wird in den Stufen des Farbabschalters verstärkt und steuert den Eingang des PAL-Laufzeitdecoders.

Schließlich dient der Burst noch als Maß für die Verstärkungsregelung im ersten Farbverstärker. Die Amplitude des Burst ist unabhängig vom Bildinhalt und soll am Ausgang des Burstverstärkers konstant sein. Bei zu kleinem Burst z. B. soll also die regelspannungserzeugende Stufe, die der Tastregelstufe im Schwarzweißteil des Empfängers entspricht, eine Spannung liefern, die die Verstärkung des ersten Farbverstärkers erhöht. Diese Regelung sorgt dafür, daß das Größenverhältnis zwischen Leuchtdichtesignal und Farbsignal im Empfänger konstant bleibt. Ohne sie wäre es möglich, daß durch Fehler auf dem Übertragungswege oder bei ungenauer Tunerabstimmung das Farbsignal gegenüber dem Leuchtdichtesignal zu groß oder

zu klein ist. Die Abstimmung des Tuners wäre bei Farbempfang sehr kritisch, denn der Farbträger (34,5 MHz) liegt ja auf der steil abfallenden Flanke des Bild-ZF-Verstärkers zur Tonfalle (33,4 MHz) hin. Selbst bei Verstimmung des Tuners um wenige 100 kHz könnte sich die Amplitude des Farbträgers beträchtlich ändern. Die getrennte Verstärkungsregelung des Farbkanals erleichtert also die Bedienung des Empfängers beträchtlich.

zu klein ist. Die Abstimmung des Tuners wäre bei Farbempfang sehr kritisch, denn der Farbträger (34,5 MHz) liegt ja auf der steil abfallenden Flanke des Bild-ZF-Verstärkers zur Tonfalle (33,4 MHz) hin. Selbst bei Verstimmung des Tuners um wenige 100 kHz könnte sich die Amplitude des Farbträgers beträchtlich ändern. Die getrennte Verstärkungsregelung des Farbkanals erleichtert also die Bedienung des Empfängers beträchtlich.

Der Farbverstärker (Abb. 10)

Das Signal zur Ansteuerung des 1. Farbverstärkers wird dem Emitter des 1. Videotransistors (AF 118) entnommen. Dabei wirken der Koppelkondensator C 253/180 pF und der Widerstand R 302/47 Ω an der Basis des Farbverstärkers (AF 200) als Hochpaß. Die tiefen Frequenzanteile des Videosignals gelangen also nicht an den Eingang des Verstärkers. Vor dem Transistor AF 200 wird der Ton durch eine überbrückte T-Falle sehr tief abgesenkt. Die Falle besteht aus Filter 11, C 301, R 301 und C 302. Sie wird mit L 303 auf 5,5 MHz abgestimmt.

Bei der Verstärkungsregelung des Transistors AF 200 wird der Teil der Regelkennlinie benutzt, bei dem die Verstärkung mit abnehmendem Strom über die Kollektor-Emitterstrecke kleiner wird (Abwärtsregelung). Maximale Verstärkung wird bei einer Spannung von etwa +15 V an der Basis erzielt. Nach höheren Basisspannungen hin nimmt die Verstärkung ab, bei etwa 20 V ist die Verstärkung kleiner als 1. Der Kreis des Verstärkers (Filter 12) ist auf 4,7 MHz, also asymmetrisch zur Farbträgerfrequenz, abgestimmt. Dadurch gelingt es, die Neigung der Bild-ZF-Durchlaßkurve an dieser Stelle auszugleichen. Die Gesamt-Durchlaßkurve für das Farbsignal wird also annähernd symmetrisch. Die Sekundärseite von Filter 12 ist der Belastung durch Kontrastregler und Farbsättigungsregler angepaßt. Wie bereits erwähnt, besteht der Kontrastregler aus zwei Potentiometern auf der gleichen Achse (R 286/300 Ω und R 312/100 Ω). Bei Betätigung des Reglers werden also Schwarzweißkontrast und Farbkontrast gleichsinnig mitgeregelt. Mit dem Farbsättigungsregler (R 314/1 k Ω) kann die gewünschte Intensität der Farbe auf dem Bildschirm eingestellt werden.

Vom Sättigungsregler gelangt das Farbsignal in den 2. Farbverstärker (BFY 39 III, T 303), der die PAL-Verzögerungsleitung ansteuert (VL 1). An der Basis des Verstärkers wird der Burst durch einen negativen Zeilenimpuls ausgetastet; das ist notwendig, weil am Aus-

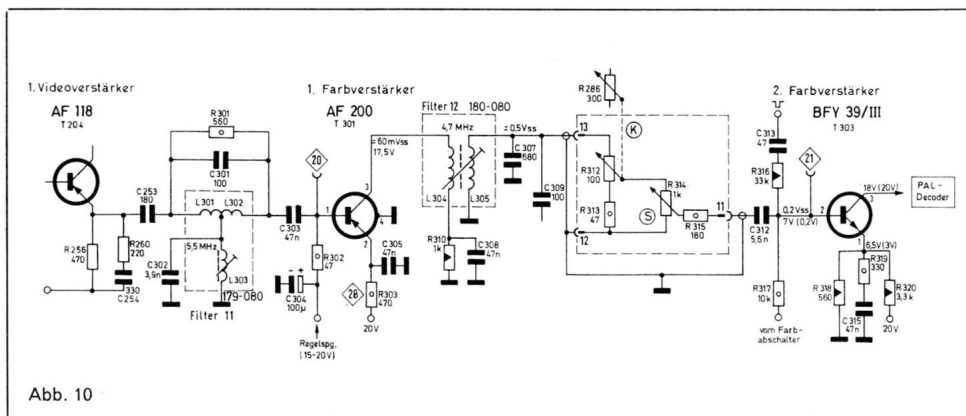
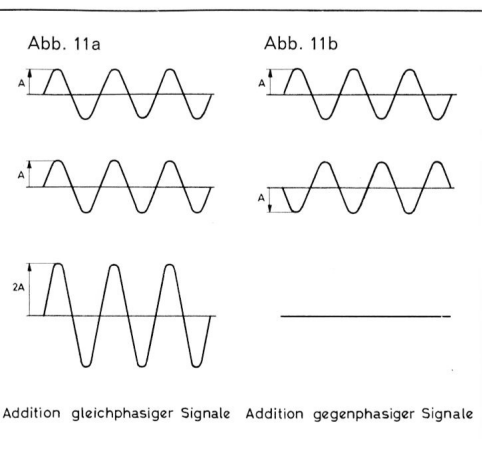


Abb. 10



gang des Farbteils die Null-Linie der Farbdifferenzsignale durch Dioden-Klemmschaltungen während des Zeilenrücklaufs festgelegt werden soll. Ohne Austastung würde der Burst im Demodulator mitdemoduliert werden, und die Farbdifferenzsignale hätten während der Klemmzeit nicht den Wert Null. Bei Farbempfang beträgt die Spannung an der Basis des Transistors etwa 7 V (Arbeitspunkt bei geöffnetem Farbkanal).

Bei Schwarzweißempfang liegen nur 0,2 V an der Basis des Transistors. Er ist in diesem Fall gesperrt, da der Emitter durch den Spannungsteiler R 320/3,3 kΩ und R 318/560 Ω auf etwa 3 V vorgespannt ist. Die Abschaltung des Farbkanals bei Schwarzweißempfang ist notwendig, da sonst Frequenzanteile des Schwarzweißsignals, die innerhalb der Durchlaßkurve des Farbkanals liegen, im Farbdemodulator demoduliert würden; dadurch entstünden auf dem Bildschirm an allen scharfen vertikalen Kanten des Bildes leichte Farbsäume, die sich in einem reinen Schwarzweißbild sehr störend auswirken.

Der PAL-Laufzeitdecoder

Fundamentale Voraussetzung für das Farbfernsehsystem PAL ist die Tatsache, daß sich die Farbinformation von Zeile zu Zeile nur sehr wenig ändert. Der wesentlich größere Teil der Information bleibt von Zeile zu Zeile gleich. Das ist leicht einzusehen. Würde sich der Inhalt jeder Zeile von dem der vorhergegangenen stark unterscheiden, müßte sich die Farbe auf dem Bildschirm nach jeder Zeile vollkommen ändern. Das ergäbe ein unvorstellbares Bild. Deshalb kann man ruhigen Gewissens annehmen, daß der weitaus größere Anteil der Farbinformation von Zeile zu Zeile gleich bleibt.

Wir dürfen also zur Erklärung des PAL-

Decoders voraussetzen, daß die F_u - und F_v -Signale von Zeile zu Zeile gleich sind. Am Eingang des Decoders liegen die trägerfrequenten Signale F_u und F_v . Die Polarität des F_v -Signals wird senderseitig von Zeile zu Zeile umgeschaltet. Wir wollen die Polarität der Signale dadurch kennzeichnen, daß wir für normale Phasenlage (0°) ein positives und für umgekehrte Phasenlage (180°) ein negatives Vorzeichen verwenden. Die Addition zweier gleichphasiger Signale gleicher Amplitude ergibt ein Signal dieser Phasenlage mit doppelter Amplitude (Abb. 11a). Die Addition zweier gegenphasiger Signale gleicher Amplitude ergibt Null (Abb. 11b).

Im PAL-Decoder (Abb. 12) wird das Signal auf einem Weg über die PAL-Verzögerungsleitung um $64 \mu\text{sec}$ (entspricht $283\frac{1}{2}$ Perioden) verzögert und zwei Addierstufen zugeführt. Über den zweiten Weg liegt das Signal direkt an der ersten Addierstufe und um 180° gedreht an der zweiten Addierstufe. Die Verzögerung um $283\frac{1}{2}$ Perioden bedeutet, daß das Signal am Ausgang der Verzögerungsleitung mit umgekehrter Polarität erscheint. Aus $+F_u + F_v$ am Eingang wird also $-F_u - F_v$ am Ausgang. Die Drehung um 180° im direkten Zweig macht aus $+F_u + F_v$ ebenfalls $-F_u - F_v$ und umgekehrt.

Liegen am Eingang des PAL-Decoders die Signale:

1. Zeile: $F_u + F_v$
2. Zeile: $F_u - F_v$
3. Zeile: $F_u + F_v$
4. Zeile: $F_u - F_v$ usw.

so entsteht am Ausgang I des PAL-Decoders während der

2. Zeile: $+F_u - F_v$ (auf direktem Weg)
 $-F_u - F_v$ (Signal aus der 1. Zeile über die Verzögerungsleitung)
 $+F_u - F_v - F_u - F_v = -2 F_v$

Für die 3. Zeile ergibt sich am Ausgang I:

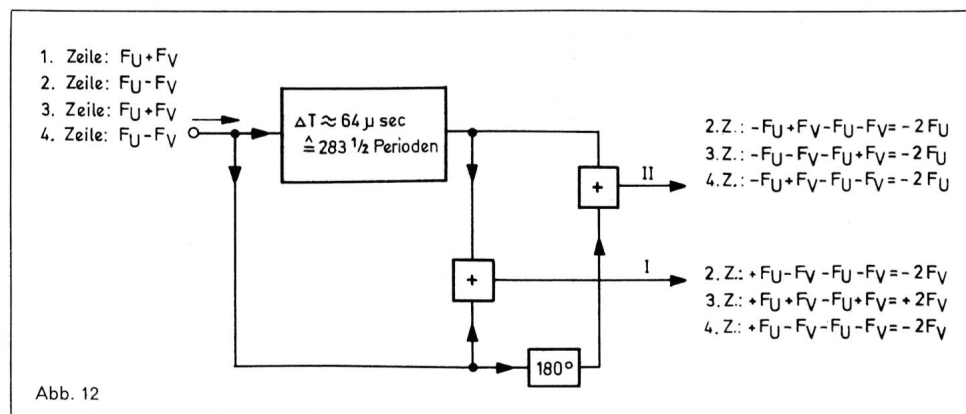
- $+F_u + F_v$ (auf direktem Weg)
- $-F_u + F_v$ (Signal aus der 2. Zeile über die Verzögerungsleitung)
- $+F_u + F_v - F_u + F_v = +2 F_v$

An den Ausgängen I und II des PAL-Decoders entstehen somit die Signale gemäß Abb. 12.

Der PAL-Decoder ermöglicht also eine Trennung der beiden Trägersignale F_u und F_v . Am Ausgang I sind nur noch F_v -Signale vorhanden, am Ausgang II nur noch F_u -Signale. Die Polarität des F_v -Signals wechselt von Zeile zu Zeile. Will man im Demodulator mit konstanter Bezugsphase demodulieren, so muß man beide Trägersignale an diese Bezugsphase anpassen. Das F_v -Signal ist also während jeder zweiten Zeile um 180° zu drehen. Das F_u -Signal muß konstant um 90° in der Phase gedreht werden, da F_u und F_v um 90° gegeneinander versetzt gesendet werden. Die Schaltung dieses Empfängerteils zeigt Abb. 13.

Anpassung an den niedrigen Eingangswiderstand der Verzögerungsleitung (etwa 50Ω) erfolgt durch den Übertrager L 091. Von der Sekundärseite des Übertragers wird das Signal auf direktem Weg den beiden Addierstufen zugeführt. Sie bestehen aus je zwei $2,2\text{-k}\Omega$ -Widerständen. An Addierstufe I liegt also über R 096 das unverzögerte Signal, über R 097 das verzögerte Signal. An Addierstufe II liegt über R 095 das unverzögerte Signal, das durch die Spule L 095 um 180° gedreht wurde, und über R 098 das verzögerte Signal. L 094, das auf R 094 gewickelt ist, dient zur Korrektur des Frequenzganges.

Da es fertigungstechnisch schwierig ist, die Verzögerungszeit der Glas-Verzögerungsleitung VL 1 genau einzuhalten, wählt man die Verzögerungszeit dieser Leitung etwas klei-



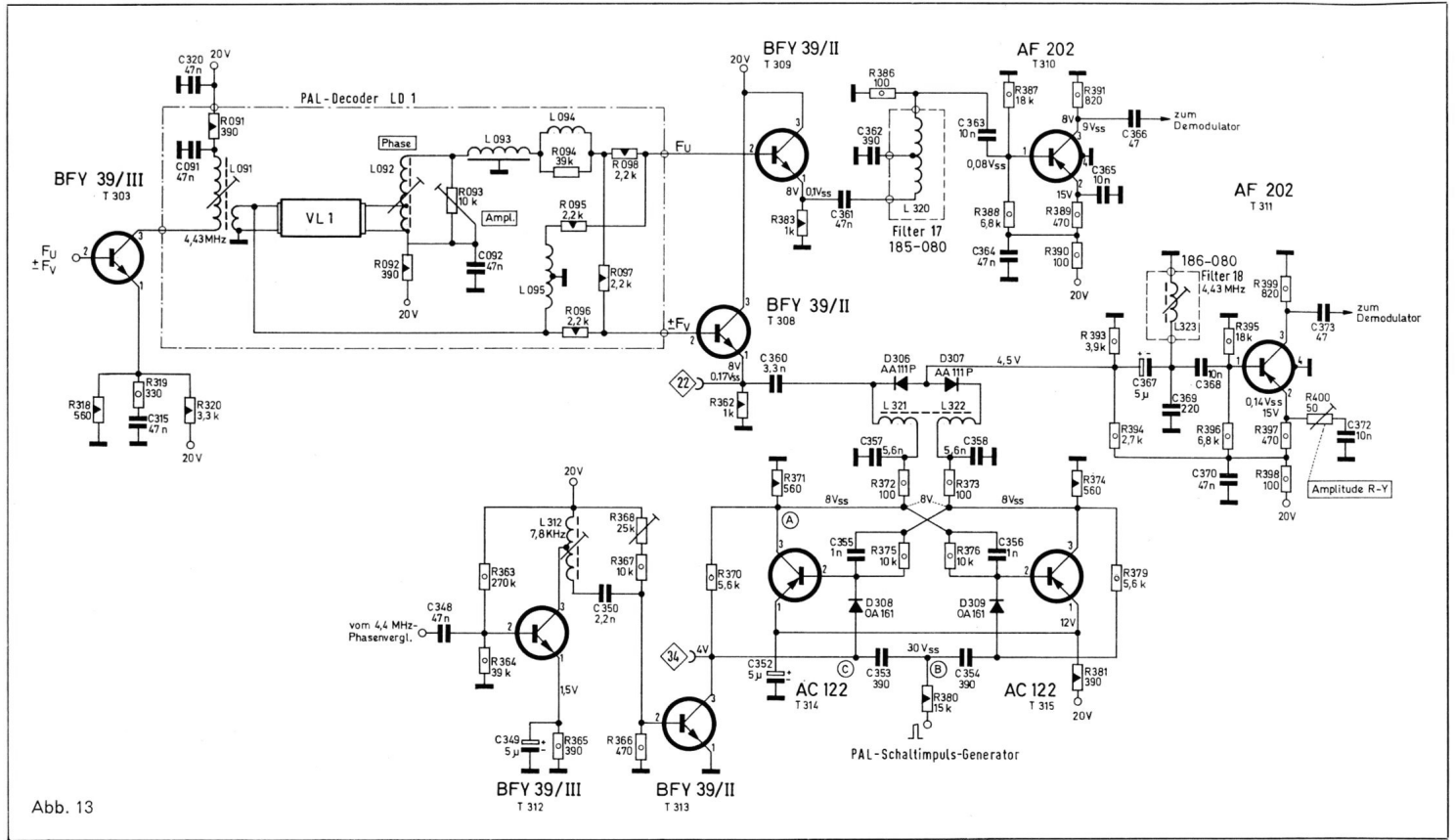


Abb. 13

ner und gleicht den verbleibenden Rest an erforderlicher Verzögerungszeit mit der elektrischen Verzögerungsleitung L 093 aus. L 093 wird dabei für jede vorgegebene Glasleitung VL 1 so ausgewählt, daß die Gesamtverzögerungszeit stimmt. Die Spule L 092 am Ausgang der Verzögerungsleitung transformiert die Signalspannung hinauf und gleicht dadurch die Dämpfung der Glas-Verzögerungsleitung aus. Gleichzeitig dient L 092 zur Anpassung der Phase des verzögerten Signals an die Phase des unverzögerten Signals. Mit dem Einstellregler R 093/10 k Ω wird schließlich die Anpassung der Amplitude zwischen verzögertem und unverzögertem Signal vorgenommen.

Die Videoplatte ist bei neueren Geräten so aufgebaut, daß sowohl die Verzögerungsleitung VL 1 von Telefunken als auch die Verzögerungsleitung DL 1c von Valvo eingebaut werden kann. Die Toleranzen der Verzögerungszeit sind bei der DL 1c so gering, daß auf eine Zusatzverzögerungsleitung verzichtet werden kann. Es ergibt sich daher ein etwas einfacherer Schaltungsaufbau als

bei der VL 1. Die Eingangsimpedanz der DL 1c wird mit dem Übertrager L 315/316 an den zweiten Farbartverstärker angepaßt. Am Potentiometer R 321 nimmt man das unverzögerte Signal ab, das über C 322 an die Mittelanzapfung des bifilaren Ausgangsübertragers der Verzögerungsleitung gelegt wird. In der einen Teilwicklung werden das verzögerte und das unverzögerte Signal addiert, wobei als Summe das F_{B-Y} -Signal entsteht, in der anderen Teilwicklung werden die beiden Signale subtrahiert, wobei F_{R-Y} entsteht. Die Widerstände R 323 und R 324 dienen zur Einstellung des Arbeitspunktes der Emitterfolger.

Der Abgleich der Dekodierschaltung geschieht nur mit R 321, wobei das unverzögerte und das verzögerte Signal auf gleiche Amplitude eingestellt werden. Ein Phasenabgleich entfällt bei dieser Schaltung.

Die Transistoren T 308 und T 309 an den beiden Ausgängen des PAL-Decoders fungieren als Impedanzwandler. Im Fu-Kanal folgt Filter 17, das die Phase des Fu-Signals in Verbindung mit C 362 und R 386 um 90° dreht. Im Fv-Kanal liegt der PAL-Schalter, der die Phasenlage des Fv-Signals während jeder zweiten Zeile um 180° dreht. Er besteht aus dem Diodenpaar D 306 und D 307 und dem Übertrager L 321/L 322. Geschaltet durch einen Multivibrator, werden von Zeile zu Zeile abwechselnd die Dioden D 306 und D 307 geöffnet. Ist D 306 geöffnet (D 307 gesperrt), so gelangt das Signal über die Diode D 306 direkt zur nächsten Stufe. Ist während der nächsten Zeile D 307 geöffnet (D 306 gesperrt), so führt der Weg des Fv-Signals über den Übertrager L 321/L 322. Seine Phasenlage wird dabei umgepolt. Der Übertrager muß mit sehr fester Kopplung arbeiten, damit keine Phasen- oder Amplitudenfehler zwischen Primär- und Sekundärseite auftreten. Man verwendet deshalb einen Schalenkern. Die Schalt-

spannung wird den Dioden jeweils vom Kollektor der Multivibratortransistoren AC 122 (T 314/T 315) über die 100- Ω -Widerstände R 372 und R 373 und den Übertrager zugeführt (Abb. 13). Die Steuerung des bistabilen Multivibrators erfolgt durch positive Zeilenimpulse über R 380/15 k Ω . Im Rhythmus der Zeilenfrequenz wechselnd, führt also einmal der linke, einmal der rechte Transistor Strom. Am Kollektor eines jeden Transistors entsteht so eine mäanderförmige Spannung der halben Zeilenfrequenz. Würde man den Multivibrator nur mit Zeilenimpulsen steuern, so wäre die Schaltphase des PAL-Schalters nicht eindeutig festgelegt. Es muß also dafür gesorgt werden, daß die Spannung am Kollektor des 1. Transistors während der Zeile, in der Fv normale Phasenlage besitzt, Null ist (Transistor 314 geschlossen), damit die Diode D 306 geöffnet wird. Hätte der Kollektor des 1. Transistors während dieser Zeile positive Spannung, so würde die zweite Diode D 307 geöffnet und das Fv-Signal jeweils gerade falsch gepolt werden. Man benötigt also zur phasenrichtigen Synchronisierung des bi-

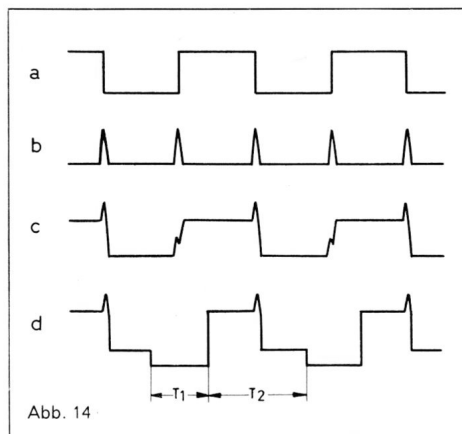


Abb. 14

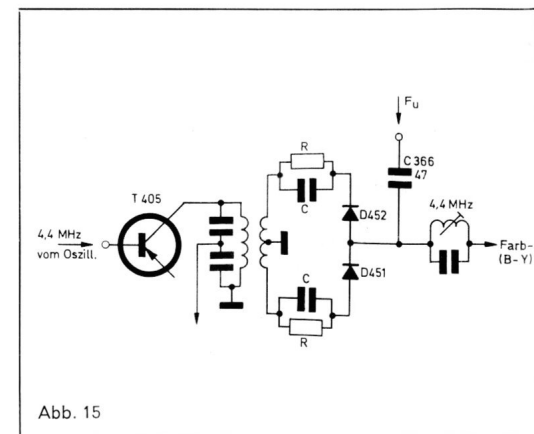


Abb. 15

stabilen Multivibrators einen Zusatzimpuls im Rhythmus der halben Zeilenfrequenz. Dieser wird aus dem 4,4-MHz-Phasenvergleich geliefert und über zwei Verstärkerstufen (T 312 und T 313) dem Multivibrator zugeführt. Um die Wirkungsweise dieser Synchronisation verständlich zu machen, wollen wir einige Spannungsverläufe in der linken Hälfte der Multivibratorschaltung (Transistor 314) betrachten (Abb. 14).

Am Kollektor des Transistors liegt die mäanderförmige Spannung gemäß Abb. 14 a. Die steuernden Zeilenimpulse an Punkt B der Schaltung zeigt Abb. 14 b. Wäre der Transistor T 313 an den Punkt C der Schaltung nicht angeschlossen, so entstünde dort ein Spannungsverlauf entsprechend Abb. 22 c. Die mäanderförmige Spannung wird vom Kollektor des gleichen Transistors über den Widerstand R 370/5,6 k Ω an diesen Punkt übertragen. Sie ist mit Zeilenimpulsen überlagert, die über C 353/390 pF anliegen. Durch jeden zweiten Zeilenimpuls wird die Diode D 308, die von Punkt C zur Basis des Transistors führt, geöffnet. Der Multivibrator kippt dabei in seine zweite stabile Lage um. Durch die PAL-Zusatzsynchronisation wird der Transistor T 313 während der Zeit T_1 voll geöffnet, er bildet also praktisch einen Kurzschluß zwischen Kollektor und Emitter. Die Schaltphase des Multivibrators kann sich also niemals ändern, da der Zeilenimpuls an Punkt C während der Zeit T_1 kurzgeschlossen wird und an der Basis des Transistors T 314 nicht wirksam werden kann. Den Spannungsverlauf an Punkt C der Schaltung zeigt jetzt Abb. 22 d. Die zeitliche Phasenlage des Impulses wird eingestellt mit L 312, die Impulsbreite mit R 368/25 k Ω (Verhältnis $T_1:T_2$). Es ist dabei darauf zu achten, daß die Flanken des Austastimpulses (T_1) symmetrisch zum Zeilenimpuls liegen; T_2 sollte etwas größer sein als T_1 .

Die Steuerung des PAL-Schalters ließe sich auch ohne Zuhilfenahme von Zeilenimpulsen verwirklichen. Die nötige Impulsspannung der halben Zeilenfrequenz wird ohnehin aus dem 4,4-MHz-Phasenvergleich geliefert. Die hier angewandte Schaltung besitzt aber den Vorzug wesentlich größerer Unempfindlichkeit gegen Störungen. Auch wenn die PAL-Impulse mit Rauschen oder Störungen überlagert sind, garantiert diese Schaltung größtmögliche Schaltsicherheit, solange Zeilensynchronisation des Empfängers möglich ist. Nach dem PAL-Schalter gelangt das Fv-Signal über einen Parallel-Resonanzkreis zur letzten Verstärkerstufe für die Trägerfrequenz. Der Resonanzkreis besteht aus Filter 18 und C 369, er ist auf 4,4 MHz abgestimmt. Die

Impulse des PAL-Schalters werden dort ausgesiebt. Die beiden letzten Verstärker in den trägerfrequenten Kanälen sind als RC-Verstärker ausgeführt. Während der Verstärker im Fu-Kanal (T 310) immer mit voller Verstärkung läuft, besitzt der Verstärker im Fv-Kanal (T 311) eine regelbare Gegenkopplung (R 400/50 Ω). Damit kann man das gewünschte Amplitudenverhältnis zwischen beiden Kanälen einstellen. Wie wir uns erinnern, wurde (B—Y) auf der Senderseite in der Amplitude stärker reduziert als (R—Y), deshalb benötigt man im Empfänger für das Fu-Signal stets eine etwas größere Verstärkung als für das Fv-Signal. Nach diesen Stufen werden die Signale demoduliert.

Der Demodulator

Wir wollen die Wirkungsweise des Demodulators anhand von Abb. 15 kurz ins Gedächtnis zurückrufen. Das 4,4-MHz-Signal des Farbträgersoszillators wird durch den Transistor T 405 verstärkt und einem Übertrager zugeführt. Die Sekundärseite dieses Übertragers gibt das Signal gegenphasig über je ein RC-Glied an eine Diode. Über C 366 wird das zu demodulierende Trägersignal z. B. Fu zugeführt. Wir wollen zunächst annehmen, daß es überhaupt nicht vorhanden sei. Die Dioden D 451 und D 452 werden während der Maximalwerte des Oszillatorsignals (Bezugssignal) leitend (Abb. 16 a). In der Zeit zwischen den Maximalwerten sind die Dioden in entgegengesetzter Richtung symmetrisch vorgespannt. Die Vorspannung wird jeweils durch das RC-Glied aufrechterhalten. Da die Mittelanzapfung der Sekundärseite des Übertragers an Masse liegt, wird während der Öffnungszeit der Dioden (T 1) der gemeinsame Punkt beider Dioden jeweils auf Masse gelegt. Der Demodulator arbeitet also wie eine Klemmschaltung. Liegt nun über C 366 das Fu-Signal am gemeinsamen Punkt der Dioden, so wird je nach Phasenlage dieses Signals zum Bezugssignal entweder der positive oder der negative Extremwert auf Masse gelegt (Abb. 16 b—c). Voraussetzung ist dabei, daß das klemmende Signal (Bezugssignal) stets eine wesentlich größere Amplitude besitzt als das zu demodulierende Signal. Der Mittelwert des Fu-Signals wird bei einer Phasenlage entsprechend Abb. 16 b positiv, bei einer Phasenlage gemäß Abb. 16 c negativ. Die Phasenlage ist also maßgebend für die Polarität des Mittelwertes. Die Amplitude des Fu-Signals bestimmt die Größe des Mittelwertes. An den Ausgang des Demodulators ist ein auf 4,4 MHz abgestimmter Sperrkreis ge-

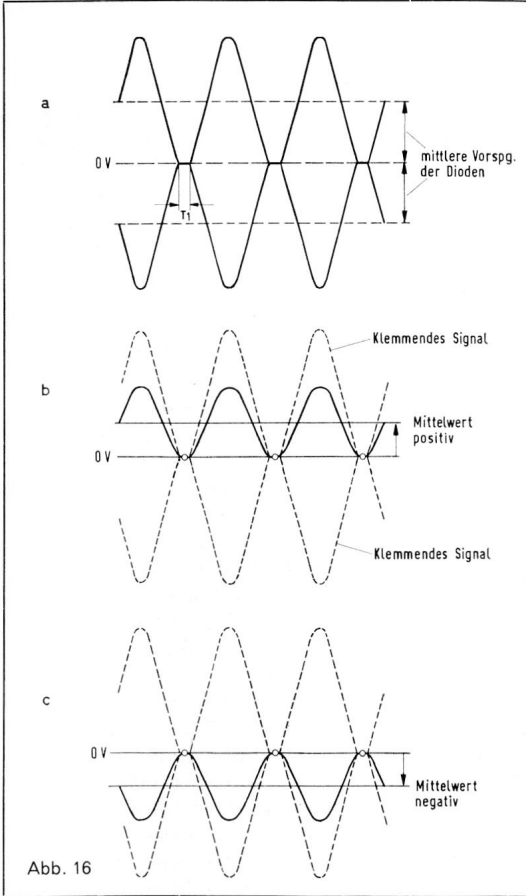


Abb. 16

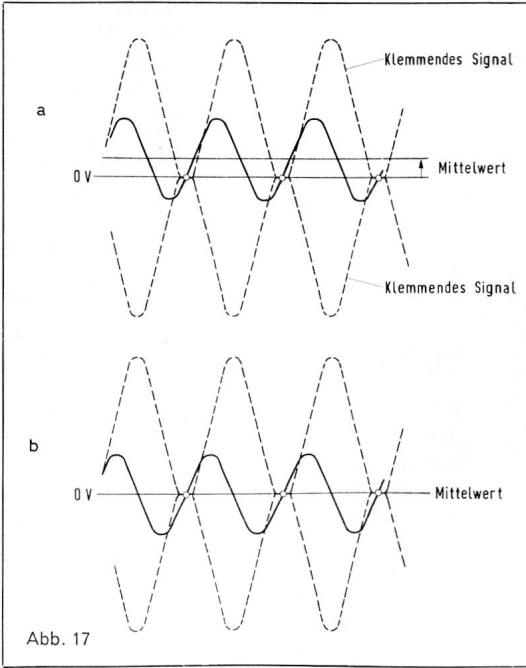


Abb. 17

LOEWE OPTA- FARBFERNSEH- EMPFÄNGER TYP 94063/94163

schaltet; dieser sperrt die Trägerfrequenz, so daß nur die Modulation des Mittelwertes übrigbleibt. Es entsteht also in unserem Fall das niederfrequente (B-Y)-Signal.

Der Demodulator arbeitet optimal, wenn die Extremwerte des F_U -Signals mit den Extremwerten des Bezugssignals zeitlich zusammenfallen. Die Phasenverhältnisse müssen also genau aufeinander abgestimmt sein. Abb. 17 zeigt zwei Beispiele schlecht eingestellter Phasenlage. Im Fall Abb. 17b weicht die Phase um 90° vom Sollwert ab. Am Ausgang des Demodulators entsteht die Spannung Null, obwohl das F_U -Signal in beträchtlicher Amplitude vorhanden ist.

Die im Empfänger angewandte Schaltung zeigt Abb. 18. Es liegen zwei Diodenpärchen parallel, das erste zur Demodulation des F_U -Signals, das zweite zur Demodulation des F_V -Signals. Der Demodulator ist zusätzlich auf eine Gleichspannung vorgespannt; sie wird durch den Gleichspannungsteiler $10\text{ k}\Omega/1\text{ k}\Omega$ auf jeder Seite festgelegt. Durch diese Vorspannung des Demodulators ist es möglich, die Endverstärker der Farbdifferenzsignale gleichstrommäßig anzukoppeln. Die über Widerstände gewickelten HF-Drosseln sorgen dafür, daß im Demodulator entstehende Oberwellen nicht in die Verstärkerkanäle gelangen. Die Endverstärker für die Farbdifferenzsignale (Abb. 19) sind mit den Transistoren BF 179 bestückt. Durch eine Widerstandsmatrix, bestehend aus R 405, R 425, R 411 und R 412, wird aus (B-Y) und (R-Y) das (G-Y)-Signal gewonnen. Drei Klemmschaltungen am Ausgang der Verstärker legen den Nullwert der Farbdifferenzsignale fest. Die Wirkungsweise dieser Klemmschaltungen wurde bereits in Abschnitt »Videoverstärker« beschrieben. Auch hier wird während des Zeilenrücklaufs der Gleichspannungswert der Farbdifferenzsignale durch die am Fußpunkt jeder Schaltung einstellbaren Spannungen U_{G1B} , U_{G1G} und U_{G1R} festgelegt. Damit können die drei ersten Gitter der Bildröhre passend vorgespannt werden.

Die Farbsynchronisation

Vom Schwarzweißfernsehen ist die Synchronisation ein vertrauter Begriff. Es gibt dort eine Zeilensynchronisation und eine Bildsynchronisation. Beim Farbfernsehen gibt es zusätzlich zu diesen beiden noch eine Farbsynchronisation. Zur Zeilensynchronisation brauchen wir einen Zeilensynchronimpuls, zur Bildsynchronisation einen Bildsynchronimpuls und zur Farbsynchronisation braucht man natürlich einen Farbsynchronimpuls. Da die-

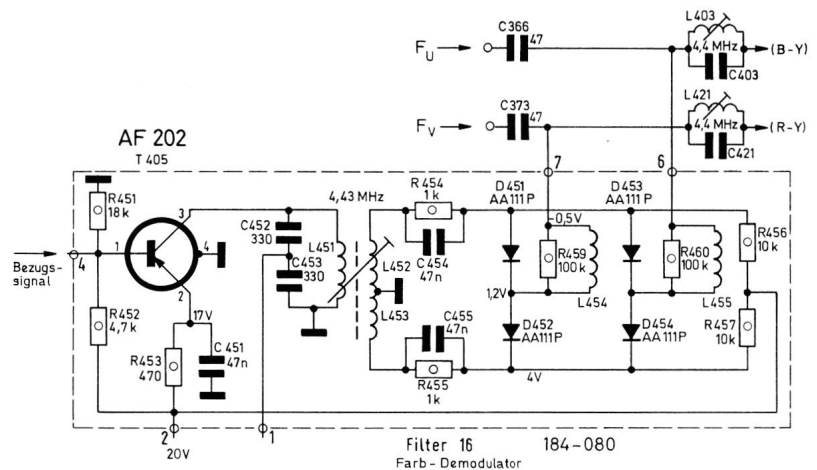


Abb. 18

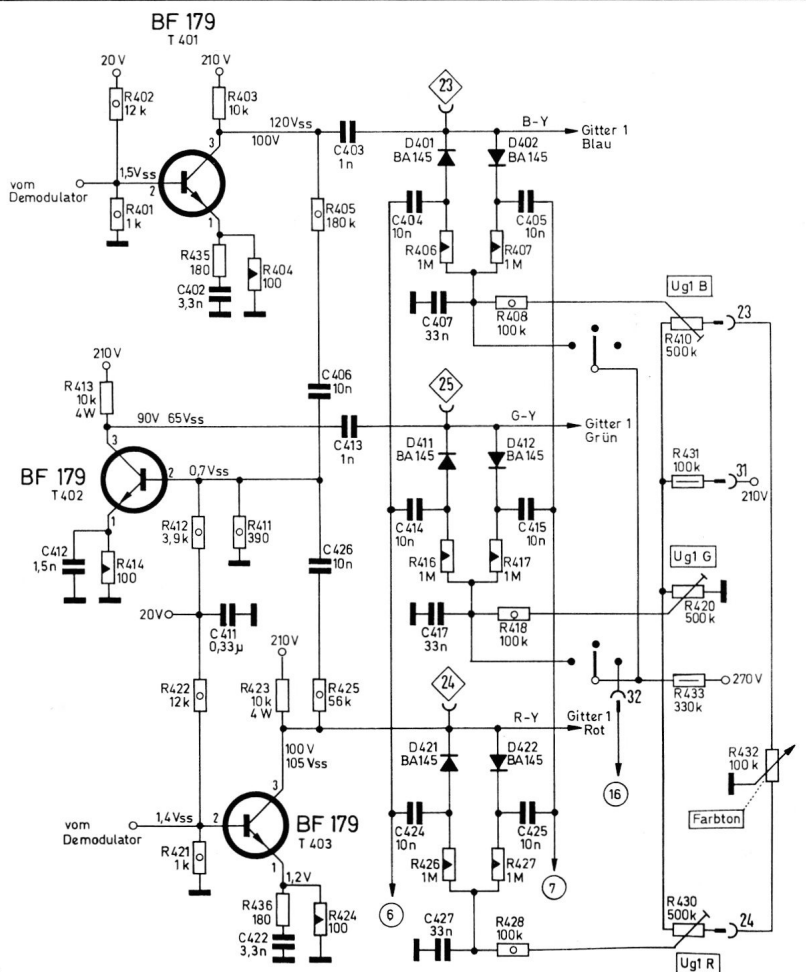


Abb. 19

ser Begriff im Farbfernsehen wichtig ist und oft gebraucht wird, verwenden wir statt des langen Wortes Farbsynchronimpuls den englischen Ausdruck »Burst«.

Der Burst ist ein Schwingungszug von 12 bis 14 Schwingungen, der auf der hinteren Schwarzscher übertragen wird. Seine Frequenz ist gleich der Farbträgerfrequenz von 4433618,75 Hz, und seine Amplitude ist gleich einem Viertel der Zeilensynchronimpulsamplitude. Ein weiteres Merkmal des Burstes ist seine Phasenlage, die folgendermaßen festgelegt ist:

In Zeilen, in denen das positive (R-Y)-Signal übertragen wird, hat der Burst eine Phasenlage von $+135^\circ$ gegenüber der positiven (B-Y)-Achse.

In Zeilen, in denen das negative (R-Y)-Signal übertragen wird, hat der Burst eine Phasenlage von $+225^\circ$ gegenüber der positiven (B-Y)-Achse. Die Phasenlage des Burstes wird also von Zeile zu Zeile um 90° umgeschaltet, wobei die mittlere Phasenlage $+180^\circ$ gegenüber der positiven (B-Y)-Achse beträgt.

Aus diesen Merkmalen des Burstes — Amplitude, Frequenz und Phasenlage — werden einige Signale abgeleitet, die zur Verarbeitung des Farbsignals benötigt werden.

Es handelt sich dabei um folgende Signale:

1. Farbträgerschwingung für die Demodulatoren

2. Synchronisationsspannung für die zeilenweise Umschaltung des (R-Y)-Signals

3. Steuerspannung für den Farbabschalter

Außerdem wird aus der Amplitude des Burstes eine Regelspannung für den Farbartverstärker abgeleitet.

Das Zentrum der Farbsynchronisationsschaltung ist der Farbträgerschwingung. Es ist ein quarzstabilisierter Oszillator, dessen Frequenz gleich der Farbträgerfrequenz ist. Die Phase dieser Schwingung muß auf 5° genau mit der Farbträgerschwingung des Senders übereinstimmen. Da auch ein Quarzoszillator seine Frequenz nicht so genau einhalten kann und da vom Sender her mit kleinen Frequenzschwankungen gerechnet werden muß, ist eine Nachregelung des Oszillators auf die vom Sender ausgestrahlte Farbträgerfrequenz, das ist die Frequenz des Burstes, notwendig. Die Regelung erfolgt nach dem gleichen Prinzip wie die Zeilensynchronisation mit Phasenvergleich.

Der Oszillator enthält eine Kapazitätsvariationsdiode, mit welcher die Frequenz abhängig von einer anliegenden Gleichspannung verändert werden kann. Diese Gleichspannung liefert ein Phasenvergleich, der die Phasenunterschiede zwischen dem vom Farb-

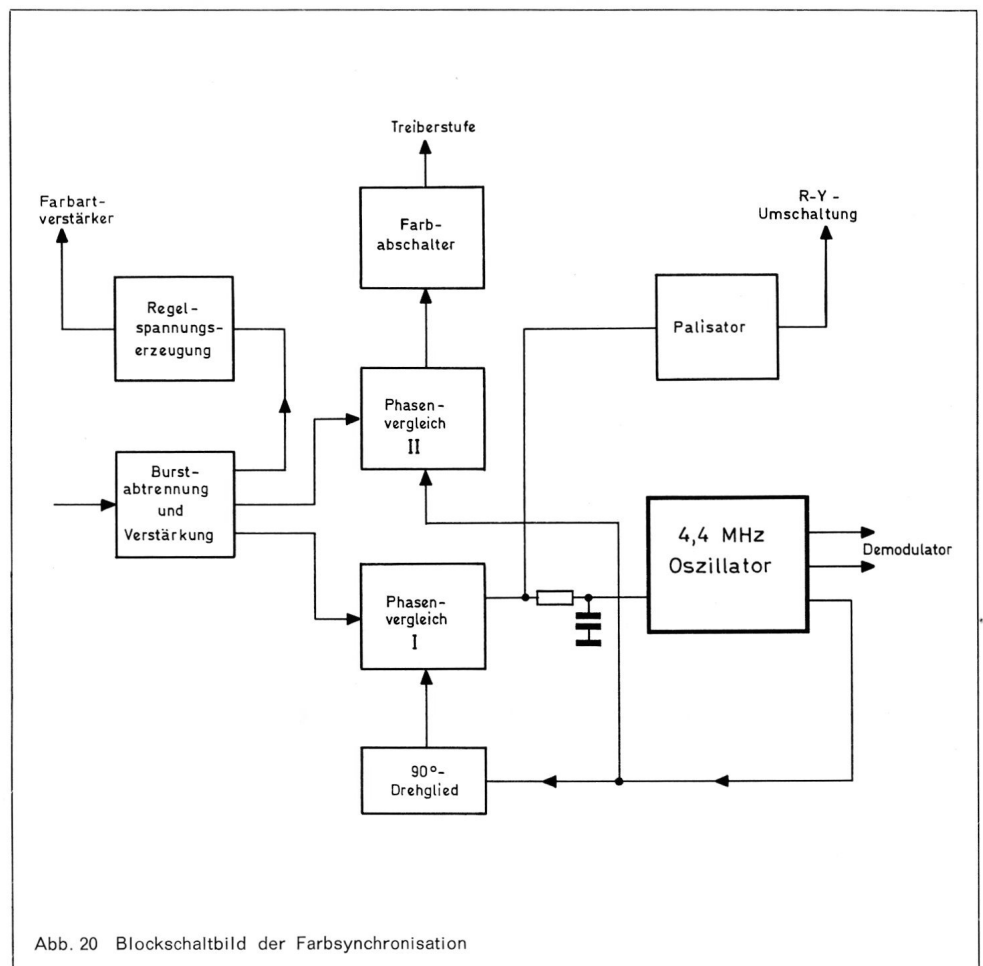


Abb. 20 Blocksaltbild der Farbsynchronisation

signal abgetrennten und verstärkten Burst und der Oszillatorspannung mißt.

Beträgt die Phasenverschiebung zwischen diesen beiden Sinusschwingungen 90° , dann ist die Ausgangsspannung des Phasenvergleiches 0 Volt. Bei Abweichungen von der 90° -Verschiebung ergibt sich eine positive oder negative Ausgangsspannung, die ihr Maximum bei einer Phasenverschiebung von 0° oder 180° erreicht. Mit dieser Regelspannung kann man die Frequenz und die Phase des Oszillators so beeinflussen, daß er auf die Phase des Burstes nachgeregelt wird, wobei im abgeglichenen Zustand eine Phasenverschiebung von 90° bestehen bleibt. Die Oszillatorspannung ist also gegenüber dem Burst um -90° verschoben. Durch das $+90^\circ$ -Drehglied zwischen Oszillator und Phasenvergleich I wird diese Phasenverschiebung wieder rückgängig gemacht, so daß bei dieser Schaltung Oszillatorspannung und Burst in Phase sind, wenn die Schaltung richtig abgeglichen ist. Die verstärkte Oszillatorspannung steuert die beiden Demodulatoren.

Am Phasenvergleich II wird die Steuerspannung für den Farbabschalter gewonnen. An ihm liegt wieder der Burst und die Oszillatorspannung an, jedoch liegt die Oszillatorspannung direkt an und ist nicht wie bei Phasenvergleich I um $+90^\circ$ verschoben. Wenn der Oszillator synchronisiert ist, besteht zwischen Burst und Farbträger am Phasenvergleich II eine Phasenverschiebung von 0° , und der Phasenvergleich liefert die maximale Steuerspannung. Diese Spannung wird im Farbabschalter gesiebt und verstärkt und öffnet den Farbkanal. Wenn der Oszillator nicht synchronisiert ist, liefert der Phasenvergleich

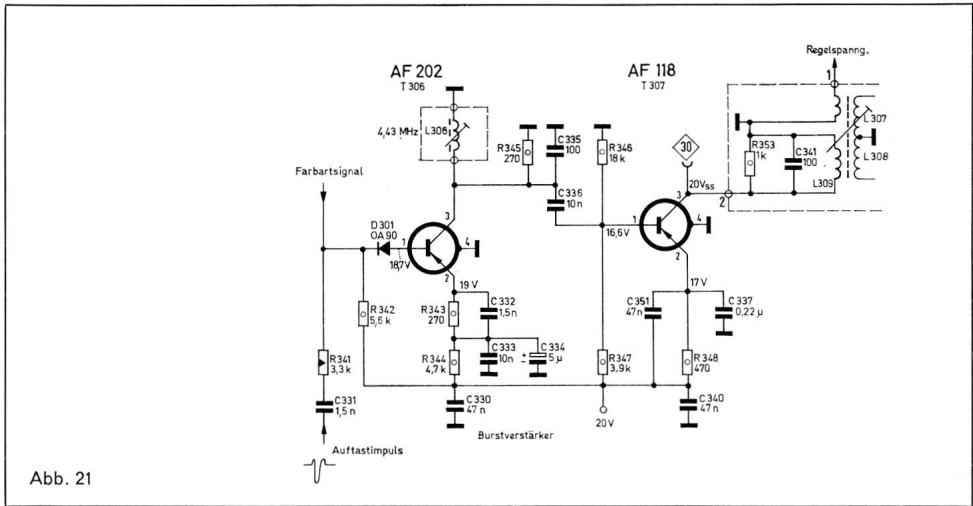
keine Steuerspannung, und der Farbabschalter schaltet den Farbkanal ab.

Da die Phasenlage des Burstes von Zeile zu Zeile um 90° schwankt, ist die Ausgangsspannung der Phasenvergleichsschaltung mit einer Wechselspannung von halber Zeilenfrequenz überlagert. Bevor die Regelspannung dem Oszillator zugeführt wird, muß diese Wechselspannung ausgesiebt werden, damit am Oszillator eine Gleichspannung anliegt und dieser mit konstanter Phasenlage schwingt. Vor dem Siebglied wird der Wechselspannungsanteil der Regelspannung ausgekoppelt und im sogenannten »Palisator« zu einer Rechteckspannung mit halber Zeilenfrequenz und $20 V_{ss}$ aufbereitet. Diese Rechteckspannung synchronisiert die Umschaltung des (R-Y)-Signals.

Die Regelspannung für den Farbartverstärker wird aus der Burstamplitude abgeleitet. Am zweiten Burstverstärker koppelt man mit einer zusätzlichen Wicklung das Burstsinal aus, das im Regelspannungsverstärker gleichgerichtet und verstärkt wird.

Der Burstverstärker (Abb. 21)

Die Stelle, an welcher der Burst aus dem Farbsignal ausgetastet wird, liegt von vornherein fest, denn er muß nach dem geregelten Farbartverstärker ausgetastet werden, damit er mitgeregelt wird. Andererseits muß seine Amplitude unabhängig sein von der Stellung des Kontrast- oder Sättigungsreglers, so daß er unmittelbar vor dem Regler R 312 über den Kondensator C 309 ausgekoppelt wird. Der Arbeitspunkt des ersten Burstverstärkers ist während des Zeilenhinaufes über den Widerstand R 342 so stark



zur Einstellung der maximalen Ausgangsspannung. Die gesamte Oszillatorschaltung besteht aus einem Regelspannungsverstärker, dem eigentlichen Oszillator und einem 4,4-MHz-Verstärker. Der frequenzbestimmende Schwingkreis ist die Reihenschaltung von Quarz, Kapazitätsvariationsdiode D 441 und den beiden Kondensatoren C 441 und C 447.

Die Frequenz ist abhängig von der Gesamtkapazität, die in Reihe zum Quarz liegt. Bei Reihenschaltung von Kapazitäten hat die kleinste Einzelkapazität den größten Einfluß auf die Gesamtkapazität. Dies ist in unserem Fall die Diode, so daß die Gesamtkapazität und somit die Frequenz des Oszillators hauptsächlich von der Kapazität der Diode abhängt. Diese ist wiederum eine Funktion der anliegenden Sperrspannung, welche annähernd gleich der Spannung am Kollektor des T 406 ist, da R 445 klein ist im Vergleich zum Sperrwiderstand der Diode. Die Kollektorspannung ist nur von der Basisspannung abhängig, wenn wir Temperaturabhängigkeit und Versorgungsspannungsschwankungen vernachlässigen, so daß schließlich die Spannung an der Basis des T 406 die Frequenz des Oszillators bestimmt.

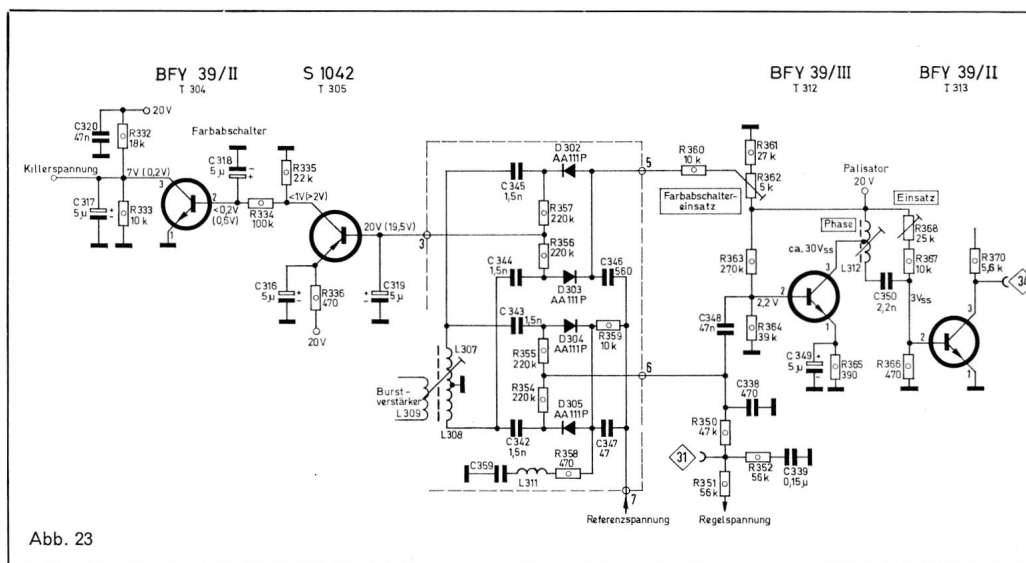
Die Frequenzänderung bei einem Spannungshub von $\pm 1\text{ V}$ an der Basis soll zwischen 800 und 1200 Hz liegen. Bei einem kleineren Frequenzbereich als 800 Hz ist der Regelbereich des Oszillators zu gering, so daß der Fangbereich der gesamten Synchronisationschaltung den Forderungen nicht genügt. Bei einem Frequenzbereich über 1200 Hz ist dagegen die Regelsteilheit zu groß, so daß die Gefahr der Selbstregung des Regelkreises besteht. Beim Vorabgleich des Oszillators wird dieser Regelbereich durch Verändern des Widerstandes R 444 eingestellt. Bei zu großem Regelbereich vergrößert man R 444 auf 5,6 k Ω , bei zu kleinem Regelbereich ersetzt man die 4,7 k Ω durch 3,9 k Ω oder 2,7 k Ω . Die Basisspannung und somit die Sollfrequenz stellt man mit Potentiometer R 442 ein. Die abgegriffene Spannung gelangt auf dem Umweg über den Phasenvergleich, wo ihr die Regelspannung dazuaddiert wird, an die Basis des T 406. Der Kollektorkreis des T 404, bestehend aus C 444, L 441 und der Auskoppelwicklung L 443 ist durch den Widerstand R 449 sehr stark bedämpft. Damit erreicht man einerseits einen geringen Einfluß des Kreises auf die Frequenz, andererseits eine sehr geringe Rückwirkung der nachgeschalteten Stufe auf den Oszillator. Diese Stufe mit T 405 verstärkt die Oszillatorspannung und steuert über den Gegentaktübertrager L 452 und L 453 die beiden Demodula-

toren. Die Vergleichsspannung für den Phasenvergleich wird über den kapazitiven Spannungsteiler C 452 und C 453 ausgekoppelt.

Der Phasenvergleich (Abb. 23)

Der Phasenvergleich liefert eine Gleichspannung, deren Größe eine Funktion der Phasenlage der beiden anliegenden Wechselspannungen ist. Die am Phasenvergleich I entnommene Spannung dient zur Nachregelung des Oszillators, die Spannung am Phasenvergleich II steuert den Farbabschalter. Die Wirkungsweise ist ähnlich der des Klemmdemodulators. Dabei ist allerdings zu berücksichtigen, daß der Burst nur während einer verhältnismäßig kurzen Zeit an den Dioden anliegt und daß nur während dieser Zeit eine Regelspannung entsteht. Durch ge-

positiv und C 343 negativ aufgeladen wird. Wenn die beiden Dioden genau gleiche Kennlinien im Durchlaß- und Sperrbereich haben, dann sind die Spannungen an C 343 und C 342 dem Betrag nach gleich groß, und da sie entgegengesetzt gerichtet sind, ist die Spannung am Ausgang A null Volt, vorausgesetzt, R 354 ist gleich R 355. Abb. 26 zeigt den Spannungsverlauf an den Dioden D 304 und D 305. Die Kondensatoren werden während der Stromflußzeit über den Durchlaßwiderstand der Dioden und den an L 307 und L 308 wirksamen Innenwiderstand des Burstverstärkers aufgeladen. Sie entladen sich während der übrigen Zeit über den Sperrwiderstand der Dioden und über die Widerstände R 354 und R 355. Da die Entladezeit sehr viel größer ist als die Ladezeit, muß die Entladung wesentlich langsamer erfolgen als



eignete Auslegung der Schaltung kann man aber erreichen, daß die Regelspannung fast genauso groß ist, wie wenn der Burst dauernd anliegen würde. Anhand der Abb. 24 wollen wir uns die Vorgänge am Phasenvergleich genauer betrachten. Nehmen wir zunächst an, daß nur der Burst anliegt. Der Burstkreis besteht aus L 307, C 343, D 304, D 305, C 342 und L 308. Parallel zu den Dioden liegen noch die Widerstände R 354 und R 355, die allerdings gegenüber den Durchlaßwiderständen der Dioden groß sind. Durch den Burst entsteht an den beiden Dioden eine Richtspannung, wobei C 342

die Aufladung. Das bedeutet einen sehr kleinen Durchlaßwiderstand der Dioden und kleinen Innenwiderstand des Burstverstärkers, andererseits einen hohen Sperrwiderstand und einen großen Wert für R 354 und R 355. Es ist nämlich unbedingt erforderlich, daß die Kondensatoren C 342 und C 343 ihre Spannung während des gesamten Zeilenhinlaufes behalten, damit die Dioden während dieser Zeit sicher gesperrt bleiben und nur durch den Burst geöffnet werden. Anhand der Abb. 27 soll die Wirkungsweise des Phasenvergleiches betrachtet werden, wenn die Oszillatorspannung, auch Referenzspannung genannt, am Punkt M des Phasenvergleiches anliegt.

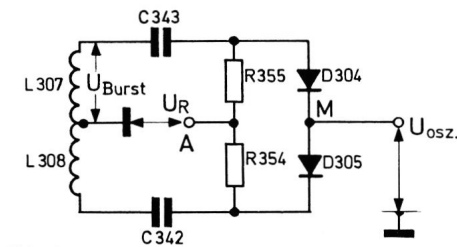


Abb. 24

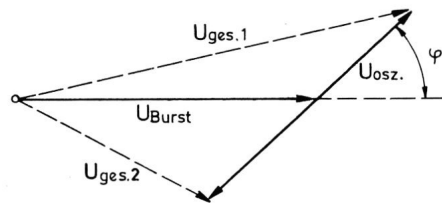
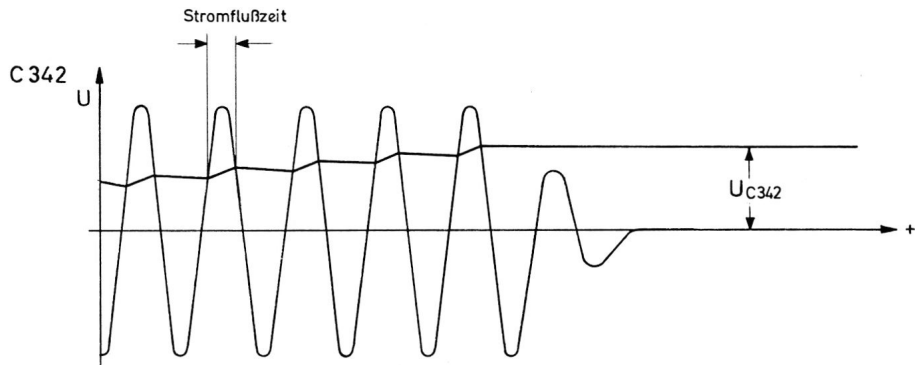


Abb. 25



$$U_{C342} - U_{C343}$$

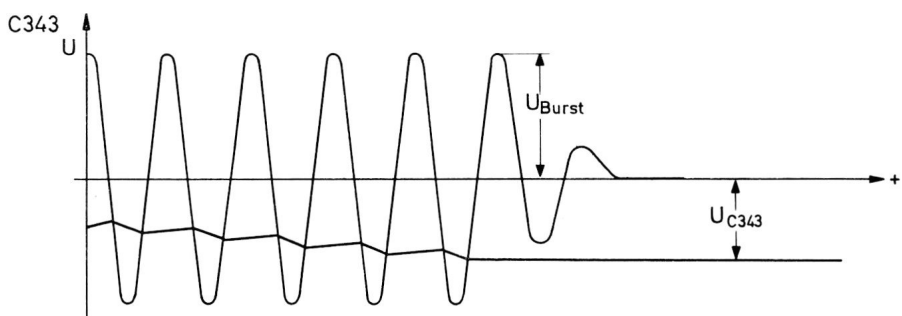
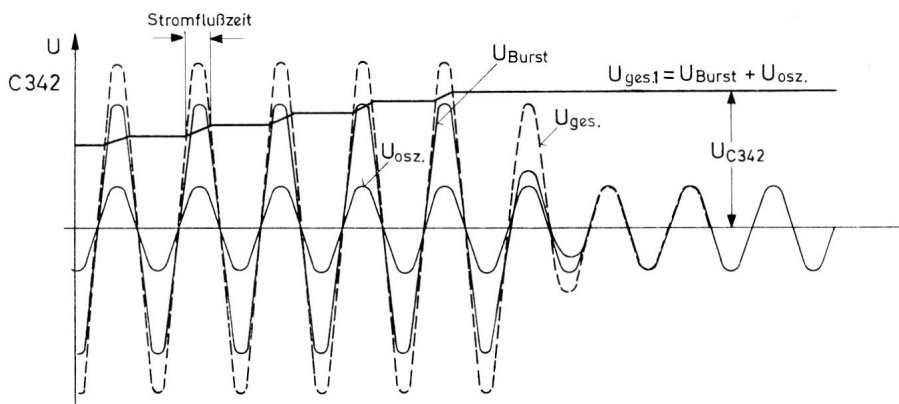
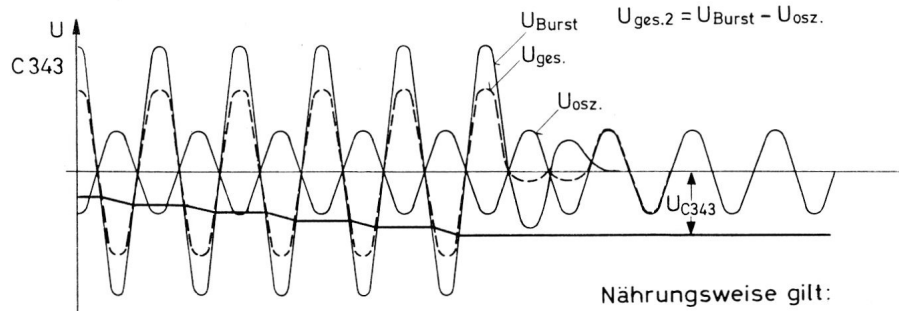


Abb. 26



$$2U_R = U_{C342} - U_{C343}$$



Näherungsweise gilt:

$$U_{C342} \sim U_{ges.1}$$

$$U_{C343} \sim U_{ges.2}$$

Phasenvergleich bei einer Phasenverschiebung von 0° zwischen U_{Burst} und $U_{osz.}$

Abb. 27

Die beiden Spannungen U_{Burst} und $U_{osz.}$ addieren sich an den Dioden zu zwei Gesamtspannungen, die im allgemeinen verschiedene Amplituden haben. Bei einer Phasenverschiebung von 0° ergeben sich die in Abb. 7 aufgetzeichneten Verhältnisse. Die Addition zweier sinusförmiger Wechselspannungen ergibt

$$U_{ges.} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 \pm 2 U_1 \cdot U_2 \cos \varphi}$$

Dabei gilt das positive Vorzeichen für die Spannung an der einen, das negative Vorzeichen für die Spannung an der anderen Diode.

Die Ladespannung der Kondensatoren C 342 und C 343 ist annähernd proportional der Spitzenspannung an den Dioden, so daß sich für die Spannung am Ausgang A folgendes ergibt:

$$U_A \sim \frac{1}{2} (\sqrt{U_{Burst}^2 + U_{osz.}^2 + 2 U_{Burst} \cdot U_{osz.} \cos \varphi} - \sqrt{U_{Burst}^2 + U_{osz.}^2 - 2 U_{Burst} \cdot U_{osz.} \cos \varphi})$$

Zur Vereinfachung sei nun angenommen, daß die Burstamplitude wesentlich größer ist als die Amplitude der Referenzspannung. Dann ergibt sich näherungsweise die Formel

$$U_A \sim U_{osz.} \cdot \cos \varphi$$

Die Ausgangsspannung ist dann nur noch von der Größe der Referenzspannung und der Phasenlage von Burst und Oszillator abhängig. Bei einer Phasenverschiebung von 90° ist die Ausgangsspannung 0 V, bei $+0^\circ$ ergibt sich die maximale positive, bei 180° die maximale negative Ausgangsspannung. Aus der Abb. 27 ist weiterhin zu ersehen, daß die Ladespannung der Kondensatoren immer größer sein muß als die Amplitude der Referenzspannung, damit die Dioden während des Zeilenhinlaufes sicher gesperrt sind und nicht von der Referenzspannung in den Durchlaßbereich gesteuert werden können.

Der Regelkreis für die Oszillator-synchronisierung

Der Regelkreis für die Synchronisierung des Oszillators besteht aus dem Oszillator, dem Phasenvergleich und dem Regelspannungsglied. Dieser Regelkreis hat einige charakteristische Größen, die sein Verhalten bestimmen. Zunächst definieren wir zwei wichtige Größen, die Regelsteilheit β des Oszillators und die Phasensteilheit μ des Phasenvergleichs.

Die Regelsteilheit des Oszillators gibt an, um wieviel sich die Frequenz des Oszillators abhängig von der anliegenden Regelspannung

verändern läßt. Dieser Wert soll möglichst groß sein und liegt bei unserer Schaltung unter Einbeziehung des Regelspannungsverstärkers bei 400 bis 600 Hz pro Volt. Die Phasensteilheit des Phasenvergleiches ist gleich der maximal möglichen Regelspannung am Ausgang des Phasenvergleiches. Ihre Größe ist abhängig von der Amplitude der zugeführten Referenzspannung und von der Belastung des Phasenvergleiches. Die Phasensteilheit ist bei unserer Schaltung etwa 2 V. Das Produkt von β und μ ist maßgebend für das Verhalten der Regelung, wenn der Oszillator und Burst gleiche Frequenz haben, wenn also der Oszillator synchronisiert ist. Die Vorgänge im Regelkreis sind für diesen Fall sehr einfach anhand der Abb. 28 zu überblicken.

Dort ist einmal die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Spannung aufgetragen und in einem zweiten Diagramm die Abhängigkeit der Phasenvergleichsausgangsspannung von der Phasenverschiebung zwischen Burst und Referenzträger.

Nehmen wir an, der Oszillator weicht mit seiner Eigenfrequenz um 200 Hz von der Sollfrequenz ab. Wir können diese Abweichung rückgängig machen, indem wir die Regelspannung um einen bestimmten Betrag, in diesem Fall 0,4 V, verkleinern. Dieser Änderung der Regelspannung entspricht im zweiten Diagramm eine Phasenverschiebung von etwa 11,5°.

Wenn also der Oszillator in seiner Eigenfrequenz von der Burstfrequenz abweicht, dann bleibt im synchronisierten Zustand eine Phasenverschiebung zwischen Burst und Referenzträger bestehen. Sie ist um so größer, je weiter die Oszillatorfrequenz abliegt, und um so kleiner, je größer das Produkt β mal μ ist.

Aus der Zeichnung ergibt sich die einfache Formel

$$\frac{\Delta f}{\beta \cdot \mu} = \sin \varphi \text{ oder } \varphi = \arcsin \frac{\Delta f}{\beta \cdot \mu}$$

Δf = Abweichung der Oszillatorfrequenz

Bei gegebenen β und μ kann man also die Phasenverschiebung berechnen. Als Beispiel nehmen wir an, daß der Oszillator um 200 Hz abweicht und daß β gleich 500 Hz pro Volt und μ gleich 2 V ist. Die bleibende Phasenverschiebung ist dann

$$\varphi = \arcsin \frac{200}{1000} \quad \varphi = 11,5^\circ$$

Aus der Formel ergibt sich auch der sogenannte Haltebereich der Regelschaltung. Dar-

unter versteht man die Frequenzabweichung, bei welcher der Oszillator außer Synchronisation fällt. Dies ist der Fall, wenn $\Delta f/\beta\mu$ größer als 1 wird oder, anders ausgedrückt, wenn die Frequenzabweichung größer als das Produkt $\beta \cdot \mu$ wird. Rein theoretisch sieht man es daran, daß für Werte größer als 1 die Gleichung keine Lösung hat. Anschaulich kann man es sich so vorstellen, daß der Oszillator eine größere Regelspannung benötigen würde, als sie vom Phasenvergleich geliefert werden kann. Der Oszillator schwingt dann frei. Praktisch hat dieser Haltebereich aber keine Bedeutung, da die Frequenzabweichungen beim Quarzoszillator nicht so groß werden können. Außerdem wäre dann die Phasenverschiebung des Referenzträgers so groß, daß der Farbabschalter den Farbkanal schon längst abgeschaltet hätte.

Nun wollen wir die Verhältnisse im Regelkreis betrachten, wenn der Oszillator zunächst frei schwingt und von der Regelschaltung eingefangen werden soll. Dies ist am einfachsten zu erklären, wenn wir uns vorstellen, daß der Regelkreis am Ausgang des Phasenvergleiches aufgetrennt wird. Als Regelspannung erscheint eine Wechselspannung mit einer Frequenz, die gleich ist der Differenz zwischen Burst und Oszillator. Schließen wir nun den Regelkreis, dann nimmt der Oszillator die Frequenz an, welche durch die gerade anliegende Regelspannung gegeben ist. Da die Regelspannung sich ändert, wird sich die Oszillatorfrequenz ebenfalls ändern. Eine Änderung der Oszillatorfrequenz wirkt aber auf die Regelspannung zurück, und zwar auf die Frequenz der Regelspannung. Wenn die Oszillatorfrequenz innerhalb des Haltebereiches liegt, wird die Regelspannung einmal während einer Periode die Sollspannung erreichen. Bei Annäherung der Regelspannung an die Sollspannung wird sich die Oszillatorfrequenz der Sollfrequenz nähern. Dadurch wird die Differenz zwischen Burstfrequenz und Referenzträgerfrequenz kleiner und die Frequenz der Regelspannung somit auch um so niedriger, je kleiner die Frequenzdifferenz wird. Wenn die Regelspannung ihren Sollwert erreicht, hat auch die Oszillatorfrequenz ihren Sollwert erreicht, und in diesem Moment ist die Frequenz von Burst und Referenzträger gleich und somit die Frequenz der Regelspannung Null. Das bedeutet, daß die Regelspannung jetzt eine Gleichspannung geworden ist und daß die Oszillatorfrequenz auf ihrem erreichten Wert, dem Sollwert, stehenbleibt.

Diese etwas umständlich mit Worten erklärten Verhältnisse lassen sich rechnerisch viel übersichtlicher zeigen. Die Abhängigkeit der

Regelspannung von der jeweiligen Frequenz des Oszillators ist durch folgende Formel bestimmt:

$$U_R = \mu \cdot \sin 2\pi f (f - f_{\text{Burst}})$$

f = momentane Oszillatorfrequenz

f_{Burst} = Burstfrequenz

Die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Regelspannung ist gegeben durch die Beziehung

$$f = f_{\text{Osz.}} - \beta \cdot \mu$$

$f_{\text{Osz.}}$ = Frequenz des frei laufenden Oszillators

Aus beiden Gleichungen ergibt sich

$$\Delta f = \Delta f_{\text{Osz.}} - \beta \cdot \mu \cdot \sin (2\pi f \cdot \Delta f)$$

$$\Delta f = f - f_{\text{Burst}}$$

$$\Delta f_{\text{Osz.}} = f_{\text{Osz.}} - f_{\text{Burst}}$$

Durch diese Formel ist der Zusammenhang zwischen Oszillatorfrequenz und der Zeit festgelegt, wenn der Oszillator von der Regelschaltung eingefangen wird. In der Abb. 29 ist der Verlauf der Frequenzabweichung dargestellt, wenn die Oszillatorfrequenz ursprünglich 100 Hz oberhalb der Sollfrequenz liegt. Im Zeitpunkt $t = 0$ wird der Regelkreis geschlossen, und in diesem Moment ist die Abweichung noch 100 Hz. Der Sollwert wird, wie zu erwarten war, erst nach unendlich langer Zeit erreicht, denn es ist ein häufiger Vorgang in der Natur, daß die Annäherung an den Sollwert asymptotisch geschieht. Wir sehen aber aus der Zeichnung, daß der Sollwert nach einer Zeit von 1 sec praktisch erreicht ist.

Die Formel liefert nur dann brauchbare Lösungen, wenn $\Delta f_{\text{Osz.}}$ kleiner ist als $\beta \cdot \mu$. Das bedeutet, daß die Oszillatorfrequenz nur dann eingefangen werden kann, wenn die Abweichung kleiner ist als $\beta \cdot \mu$.

Das bisher Gesagte gilt für den Fall, daß kein Regelspannungssiebglied vorhanden ist. Dann sind Fangbereich und Haltebereich gleich groß. Bei Einführung eines Regelspannungssiebgliedes bleibt der Haltebereich gleich, da das Siebglied die Gleichspannung nicht beeinflusst.

Der Fangbereich der Schaltung wird in diesem Fall aber kleiner, da während des Einfangens die Regelspannung eine Wechselspannung ist und diese vom Siebglied heruntergeteilt wird. Dadurch ändert sich auch das dynamische Verhalten des Regelkreises. Durch das Siebglied wird aus dem ursprünglich proportio-

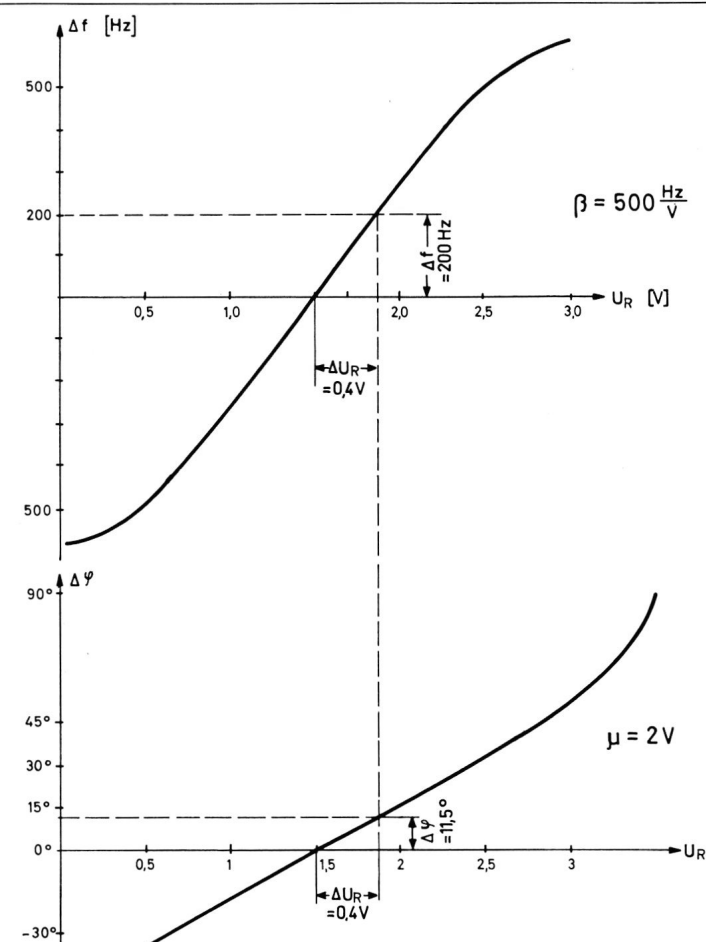


Abb. 28

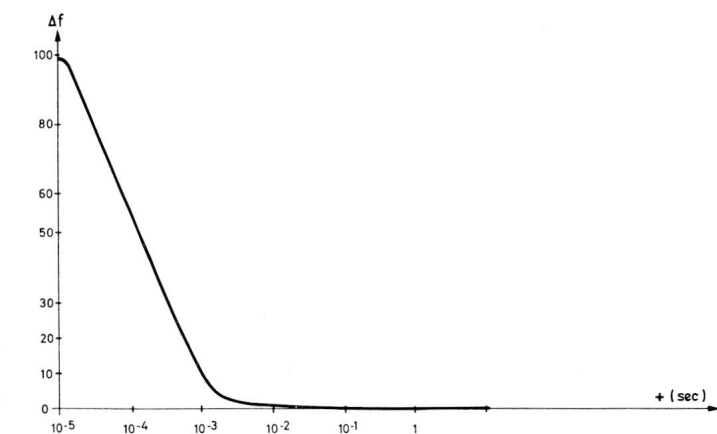


Abb. 29

nalen ein integrierender Regelkreis, wodurch Überschwinger der Regelspannung und der Oszillatorphase beim Einfangen auftreten können.

Das Siebglied muß so dimensioniert werden, daß sich ein ausreichender Fangbereich ergibt. Darunter versteht man, daß die maximal auftretende Frequenzabweichung noch mit Sicherheit erfaßt wird. Größere Abweichungen des Oszillators können durch seine Temperaturabhängigkeit und durch die Alterung der Quarze entstehen. Insgesamt muß man mit Frequenzabweichungen bis zu 150 Hz rechnen. Daraus ergibt sich, daß für den Fangbereich ein Wert von 200 bis 250 Hz erforderlich, aber auch ausreichend ist. Ein größerer Fangbereich nützt praktisch nichts, hätte aber eine Verzögerung der Rauschband-

breite zur Folge, was im folgenden näher erklärt wird.

Das Siebglied soll zunächst die der Regelschaltung überlagerte Wechselspannung mit halber Zeilenfrequenz aussieben. Allerdings ist es nicht allzu kritisch, wenn Reste dieser Wechselspannung an den Oszillator gelangen. Wegen der Quarzstabilisierung ist dieser so schmalbandig, daß man ihn mit einer Regelspannung von 7,8 kHz kaum beeinflussen kann. Wichtiger für die Dimensionierung des Siebgliebes ist der Einfluß von Störungen, die dem Burst überlagert sind, auf das Verhalten der Regelschaltung. Am Siebglied findet eine Integration der Regelspannung statt, wodurch insbesondere die durch Rauschanteile hervorgerufenen Störungen abgeschwächt werden. Ein Maß für die Störunter-

drückung ist die oben erwähnte Rauschbandbreite, die um so kleiner ist, je größer die Zeitkonstante des Siebgliebes gemacht wird. Die Zeitkonstante ist somit immer ein Kompromiß zwischen großem Fangbereich und kleiner Rauschbandbreite.

Der Farbabschalter

Bei Schwarzweißsendungen muß der Farbkanal abgeschaltet werden, da sonst die höherfrequenten Anteile des Helligkeitssignals in den Farbkanal gelangen und auf dem Bildschirm Störungen hervorrufen. Bei Farbsendungen tritt dieser Effekt, man nennt dies »Cross Color«, natürlich auch auf, doch wirkt er da nicht so störend wie bei einer Schwarzweißsendung. Das Auftreten des »Cross Color« ist bei Farbsendungen sowieso unvermeidlich, da Teile des Helligkeitssignals und das Farbartsignal im gleichen Frequenzbereich übertragen werden. Der Farbabschalter muß somit den Farbkanal immer dann abschalten, wenn eine Schwarzweißsendung empfangen wird, d. h. wenn kein Farbsynchronimpuls im Signal vorhanden ist.

Einfachere Farbabschalterkonzepte leiten die Steuerspannung aus der Burstamplitude ab. Der Farbkanal wird immer dann geöffnet, wenn die Burstamplitude eine bestimmte Größe erreicht. Bei unserer etwas aufwendigeren Schaltung wird die Steuerspannung für den Farbabschalter von einem Phasenvergleich geliefert. Der Farbkanal wird nur dann geöffnet, wenn der Referenzträgeroszillator synchronisiert ist und wenn die Phasenabweichung nicht zu groß ist.

Die erste Stufe des Farbabschalters mit Transistor T 305 ist gesperrt, wenn die Basisspannung 20 V beträgt. Dann ist die Spannung am Kollektor des T 305 nahezu 0 Volt, und T 304 ist ebenfalls gesperrt. Am Kollektor des T 304 liegen dann etwa 7 V, wodurch der Transistor T 303 geöffnet wird und das Farbsignal verstärken kann. Verringert man die Basisspannung an T 305 mit R 362, dann wird bei einem Wert von etwa 19,5 V T 305 in den Durchlaßbereich gesteuert. T 304 wird dann ebenfalls geöffnet, wodurch seine Kollektorspannung auf etwa 0,2 V zurückgeht und T 303 und somit den Farbkanal sperrt. Bei Synchronisation des Referenzträgeroszillators besteht am Phasenvergleich II eine Phasenverschiebung von 0° zwischen Burst und Referenzträger, so daß der Phasenvergleich eine positive Spannung liefert. Diese wird zu der an R 362 abgegriffenen Spannung addiert. R 362 ist so einzustellen, daß der Farbabschalter sperrt, wenn der Phasenvergleich keine Spannung liefert, daß er aber

öffnet, wenn der Phasenvergleich eine positive Ausgangsspannung hat.

Bei einem Fehler der Farbsynchronisation arbeitet das Gerät als Schwarzweißempfänger, ohne daß man zunächst sieht, wo der Fehler liegt. Daher ist immer der erste Schritt, wenn bei einem Gerät die Farbwiedergabe ausfällt, »Farbabschalter auf«, also R 362 auf Linksanschlag. Wenn Sie diesen Grundsatz beherzigen, wird Ihnen die Fehlersuche im Farbteil keine Schwierigkeiten bereiten.

Der 7,8-kHz-Verstärker

Durch die zeilenweise Umschaltung der Burstphase um 90° wird die Regelspannung einen von Zeile zu Zeile verschiedenen Wert annehmen. Sie ist somit von einer Wechselspannung mit halber Zeilenfrequenz überlagert. Diese Wechselspannung wird über den Kondensator C 348 ausgekoppelt und dem Palisator zugeführt. Die erste Stufe des Palisators mit T 312 ist ein Resonanzverstärker für 7,8 kHz und verstärkt die vom Phasenvergleich gelieferte Spannung auf etwa $40 V_{ss}$.

In der zweiten Stufe mit T 313 wird das Signal in eine Rechteckspannung umgeformt, die zur Synchronisation der (R-Y)-Umschaltung verwendet wird.

Amplitudensieb

Die für die Impulsabtrennung vorgesehene Stufe ist mit der Röhre PCH 200 (Rö 7) bestückt. Die Schaltung ist in der gleichen Technik ausgeführt wie im Schwarzweißempfänger.

Dem Gitter 3 der Heptode wird das Helligkeitssignal mit den Synchronimpulsen über die Widerstands-Kondensator-Kombination (R 472, C 472) zugeführt. Durch die Wirkung der Gittergleichrichtung sinkt die negative Vorspannung dieses Gitters so weit, daß nur noch die positiv gerichteten Synchronimpulse das System steuernd beeinflussen. Die Synchronimpulse erscheinen dann an der Anode des Heptodensystems vom Bildinhalt abgetrennt. In dem nachfolgenden Triodensystem der PCH 200 werden die Synchronimpulse weiter verstärkt und begrenzt.

Phasenvergleich des Horizontal-Ablenkgenerators

Die abgetrennten Synchronimpulse werden über einen Differenzierkreis L 501, C 501 und R 502 S-förmig an den Zeilenphasenvergleich geführt. Die zum Vergleich erforderlichen symmetrischen Impulse werden direkt aus dem Sinus-Steuergenerator des Ablenkgenerators gewonnen. Die vom Gitter des Pentodensystems der Röhre 11 (PCF 802) ab-

genommene Sinusschwingung wird im 1. Triodensystem der Röhre 10 (ECC 81) verstärkt und begrenzt und im 2. Triodensystem über halbierte Außenwiderstände zwischen Katode und Anode symmetrisch und gegenseitig an den Phasenvergleich weitergeleitet. Der Regler R 524 ermöglicht durch Veränderung der Gittervorspannung des 1. Triodensystems eine Beeinflussung der Phasenlage der Vergleichsimpulse.

Der Phasenvergleich liefert über den Symmetrieregler R 508 seine Korrekturspannung an das als variable Kapazität wirkende Triodensystem der Röhre 11 (PCF 802) und hält die Sollfrequenz des in Dreipunktschaltung zwischen Gitter 1 und 2 des Pentodensystems arbeitenden Sinusgenerators fest. Durch die hohe negative Vorspannung des Gitter 1 wirkt die Gitter1-Anodenstrecke als Begrenzer. Das RC-Glied (C 519, R 519, R 520) verformt den Steuerimpuls und gibt ihm die erforderliche Anstiegsform.

Getrennter Ablenk- und Hochspannungsgenerator

Hier sprechen einige wichtige Punkte für die Trennung in zwei Generatoren:

1. höhere Konstanz der vom Ablenkgenerator entnommenen Impulspegel
2. netzspannungs- und strahlstromunabhängige Größe der Rasterabmessungen
3. die etwa bei 40 W liegende Strahlleistung
4. der Einfluß bei schwankender mittlerer Bildhelligkeit auf den Ablenkstrom, Konvergenz und Hochspannung
5. erforderliches höheres U_B bei einem kombinierten Generator

Die übliche Schaltung mit einem Transformator würde die Schwankungen durch den hohen Anteil der Hochspannungsleistung mit den üblichen Arbeitspunkt beeinflussenden Regeleinrichtungen nicht mehr voll ausgleichen.

Ablenkgenerator

Der Ablenkgenerator ist in der bekannten Technik als fremdstesteuerter Impulsgenerator mit Energierückgewinnung aufgebaut. Bei diesem Transformator ist die Hochspannungsspule weggelassen worden. Die an der Anode der Röhre R 3 (PL 504) auftretende Impulsspitzenspannung liefert durch Gleichrichtung (D 621) mit nachfolgendem Ladekondensator C 622 die erforderliche Spannung für das Fokussierungsgitter der Farbbildröhre. Durch den Widerstand R 623 ist die Spannung zwischen 4 und 5 kV variierbar. Am Fußpunkt dieses Teilers kann mit dem Potentiometer

R 815 die G2-Spannung der Farbbildröhre eingestellt werden.

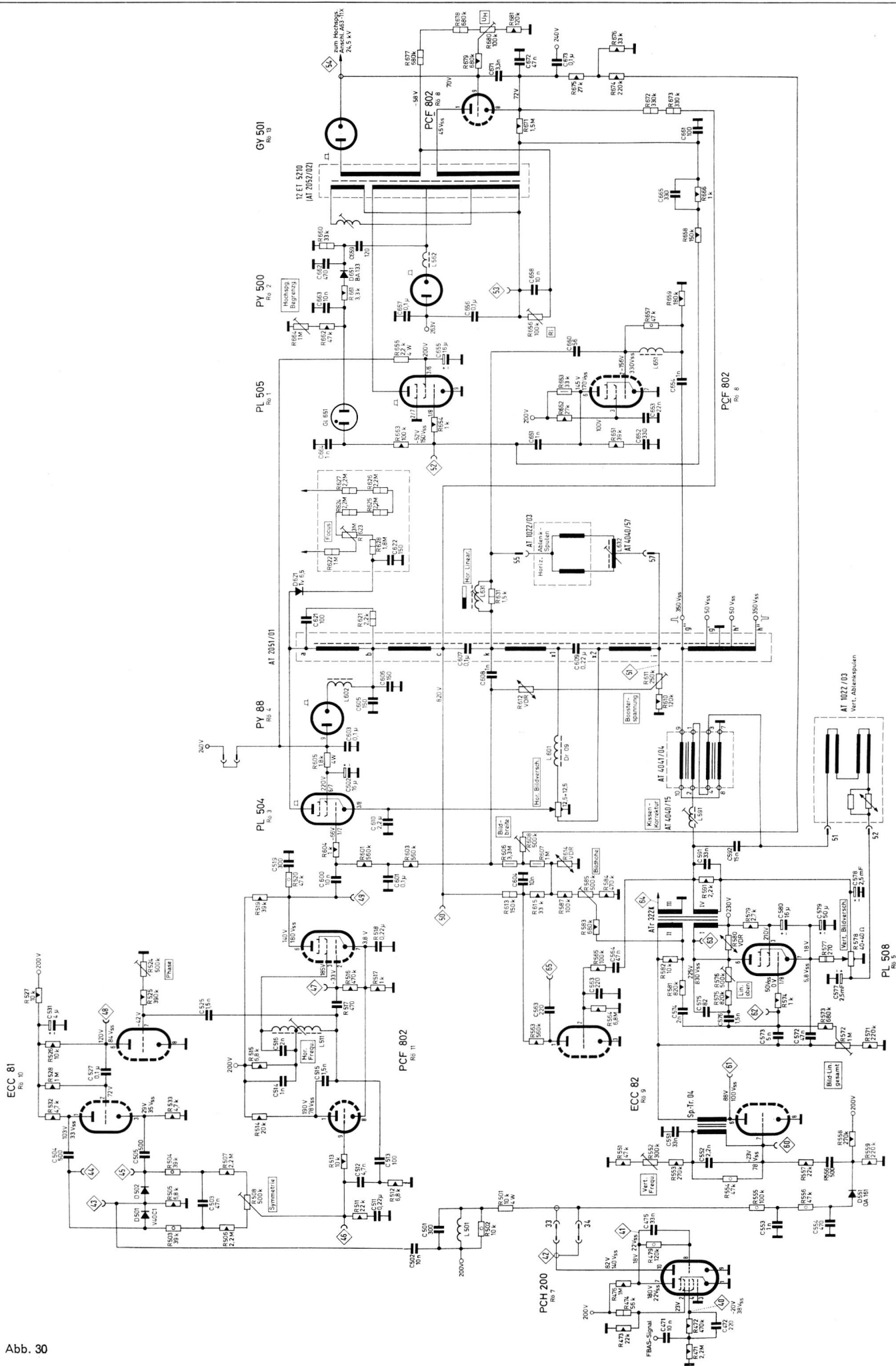
Die Regelung des Arbeitspunktes der Schalt-röhre PL 504 erfolgt in einer zur Schwarzweißtechnik etwas geänderten Schaltung. Der VDR-Widerstand R 612 liegt an den beiden Anschlüssen zur Ablenkeinheit. Die entgegengesetzten Impulse addieren sich. Durch das Potentiometer R 611 kann der negativ gerichtete Impuls in seiner Größe verändert werden. Dadurch wird die negative Richtspannung des VDR-Widerstandes beeinflusst. Damit kann in Verbindung mit einer positiven Teilspannung der Boosterspannung die richtige Boosterspannung eingestellt werden. Die erforderliche Betriebsspannung für den Bildsperrschwinger wird ebenfalls von einer Teilspannung der Boosterspannung abgenommen und zusätzlich mit einem VDR-Widerstand (R 614) stabilisiert.

Von einer Hilfswicklung des Transformators (g'' , g' , h'' , h') werden die Schaltimpulse für die Klemmschaltungen im Y-Kanal, in den Farbdifferenzkanälen, der Tastimpuls zur Hoch-tastung des Burstverstärkers, der Laufimpuls für den bistabilen Multivibrator, der Burst-austastimpuls über C 313 und R 316 im Farbartverstärker, der Impuls für die Tast-röhre Rö 6 (PCL 200), für die Rasterkorrektur durch den Transduktor und der Steuerimpuls für die angeschlossene Impulsformerstufe des Hochspannungsgenerators geliefert.

Die Regelung ist so ausgelegt, daß bei 10 % Netzunterspannung der erforderliche Spitzenstrom noch geliefert wird. Aus Gründen guter Linearität ist die Ansteuerungsform am G 1 der Schalt-röhre PL 504 so gewählt, daß die Boosterdioden PY 88 (Rö 4) bis zum Ende des Hinlaufs Strom führt. Die Horizontalverschiebung des Rasters wird elektrisch über die horizontalen Ablenkspulen durchgeführt. Durch den Kondensator C 609, der zur S-förmigen Beeinflussung des Ablenkstromes dient, sind die beiden Wicklungsteile des Transformators, die der Ablenkeinheit gegenüberliegen, galvanisch getrennt. Dieser Punkt wird zum Einschleusen des verschiebenden Gleichstromes benutzt. Den Korrekturgleichstrom liefert die Schalt-röhre PL 504. In der Katodenleitung liegt ein mittelanzapftes Potentiometer von $2 \times 12,5 \Omega$. Passiert der Schleifer die geerdete Mittelanzapfung, so kehrt der Gleichstrom seine Richtung um, d. h., der Raster kann von seiner Mittellage links oder rechts verschoben werden.

Um einen Kurzschluß der am Kondensator C 609 stehenden S-Korrekturspannung zu vermeiden, ist eine Induktivität L 601 in den Gleichstromkreis geschaltet.

Abb. 30



Im Ablenkkreis zwischen den beiden Hälften der Zeilensattelspulen der Ablenkeinheit ist eine Symmetrierspule geschaltet, die zur genauen Konvergenzeinstellung erforderlich ist. Ihre Funktion wird im Abschnitt »Konvergenzschialtung« noch genauer beschrieben.

Der Hochspannungsgenerator

Die Aufbauart gleicht im Prinzip der des Ablenggenerators. Er arbeitet als fremdgesteuerter Impulsgenerator mit Energierückgewinnung. Die hohe Strahlleistung erfordert leistungsfähige Röhren, hier waren Neukonstruktionen erforderlich. Es kommen zu den bekannten Röhren PL 504 und PY 88 die Röhre PL 509 als Schalter des Hochspannungsgenerators, PY 500 als Boosterdiode und die Röhre GY 501 als Hochspannungsgleichrichter neu hinzu.

Um beim Ausfallen des Ablenggenerators ein Einbrennen zu vermeiden, sind die beiden Generatoren in ihrer Ansteuerung hintereinandergeschaltet, d. h., der Ablenggenerator erstellt nach Umformung die Steuerspannung für den Hochspannungsgenerator. Die Hilfswicklung des Ablenktransformators liefert an Punkt g'' eine Spitzenspannung von 350 V_s an das Gitter 1 des Pentodensystems der Röhre PCF 802 (Rö 8). Durch Gitterstrom baut sich an diesem Gitter eine hohe negative Spannung auf, so daß nur noch die hohen positiven Impulsspitzen die Röhre steuern. An der Anode erscheinen schmale negativ gerichtete Rechteckimpulse, die durch die RC-Kombination (R 651, C 652) die erforderliche Kurvenform zur Ansteuerung des Hochspannungsgenerators erhalten. Der Transformator besitzt eine Hochspannungsspule, die die Hochspannung von 25 kV voll liefert. (Bei den üblichen Zeilentransformatoren ist diese Spule mit ihrem unteren Ende auf der Primärwicklung des Transformators an dem Anschlußpunkt für die Schaltöhre aufgestockt.) Das masseitige Ende ist an die Widerstände R 677, R 678, R 680 und R 681 angeschlossen. Der schwankende Strahlstrom hat Spannungsänderungen an diesen Widerständen zur Folge und kann deshalb als Steuergröße für die Hochspannung am Gitter 1 der Regeltriode verwendet werden.

Das Triodensystem der Röhre PCF 802 (Rö 8) arbeitet als gesteuerter Gleichrichter. Der Anode werden die positiven Rückschlagimpulse der Wicklung g—h des Hochspannungstransformators zugeführt. An der Katode liegt die Boosterspannung des Ablenggenerators, die über die Widerstände R 672, R 673, R 675 und R 676 mit einer Teilspannung von 72 V das Katodenpotential festlegt.

Über die Widerstandskette R 656, R 677, R 678, R 679, R 680 und R 681 wird dem Gitter 1 des Triodensystems die Boosterspannung des Hochspannungsteils zugeführt. Durch das gemeinsame Einwirken der beiden Boosterspannungen auf den Regelgleichrichter werden unterschiedliche Wirkungen auf Ablenkung und Hochspannung durch Spannungsschwankungen des Netzes ausgeglichen. Mit dem Potentiometer R 680 kann die Hochspannung in ihrem Wert geregelt werden.

Mit dem Regler R 608 kann, ohne das Katodenpotential am Triodensystem (Rö 8) zu beeinflussen, der Arbeitspunkt der Schaltöhre PL 504 (Rö 3) und damit die Bildbreite verändert werden. Die Schaltung ist nun derart dimensioniert, daß bei höherem Strahlstrom der Spannungswert am Gitter 1 des Triodensystems sinkt, dadurch verkleinert sich die negative Spannung an der Anode des Systems und steuert die Röhre PL 509 über den Widerstand R 666, R 658 und R 654 so weit hoch, bis sie wieder den erforderlichen Spitzenstrom liefert. Von der Boosterspannung des Hochspannungsgenerators ist über den regelbaren Widerstand R 656 die Verbindung zum Fußpunkt der Hochspannungspole geschaffen. Dadurch fließt ein Teil des Strahlstromes durch diesen Widerstand. Durch Verändern des Widerstandswertes kann nun die Wirkung des Strahlstromes auf die Regeleinrichtung so verändert werden, daß der Innenwiderstand der Hochspannungsquelle von positiven Werten über Null zu negativen Werten eingestellt werden kann. Um auch sehr schnelle Änderungen des Strahlstroms ausregeln zu können, werden über die Kondensatorkombination Hochspannungskabel und C 671 die Stöße dem Gitter des Triodensystems zugeführt. Durch das spontane Absinken der Spannung an diesem Gitter wird für diese Zeit die Schaltöhre hochgeregelt und die geringere Hochspannung wieder auf ihren Sollwert gebracht. Schnelle Netzspannungsstöße bewirken über C 673 eine Veränderung des Katodenpotentials und beeinflussen die negative Regelspannung des Regelgleichrichters, so daß keine Hochspannungsänderung eintritt.

Spannungsbegrenzerschialtung der Hochspannung

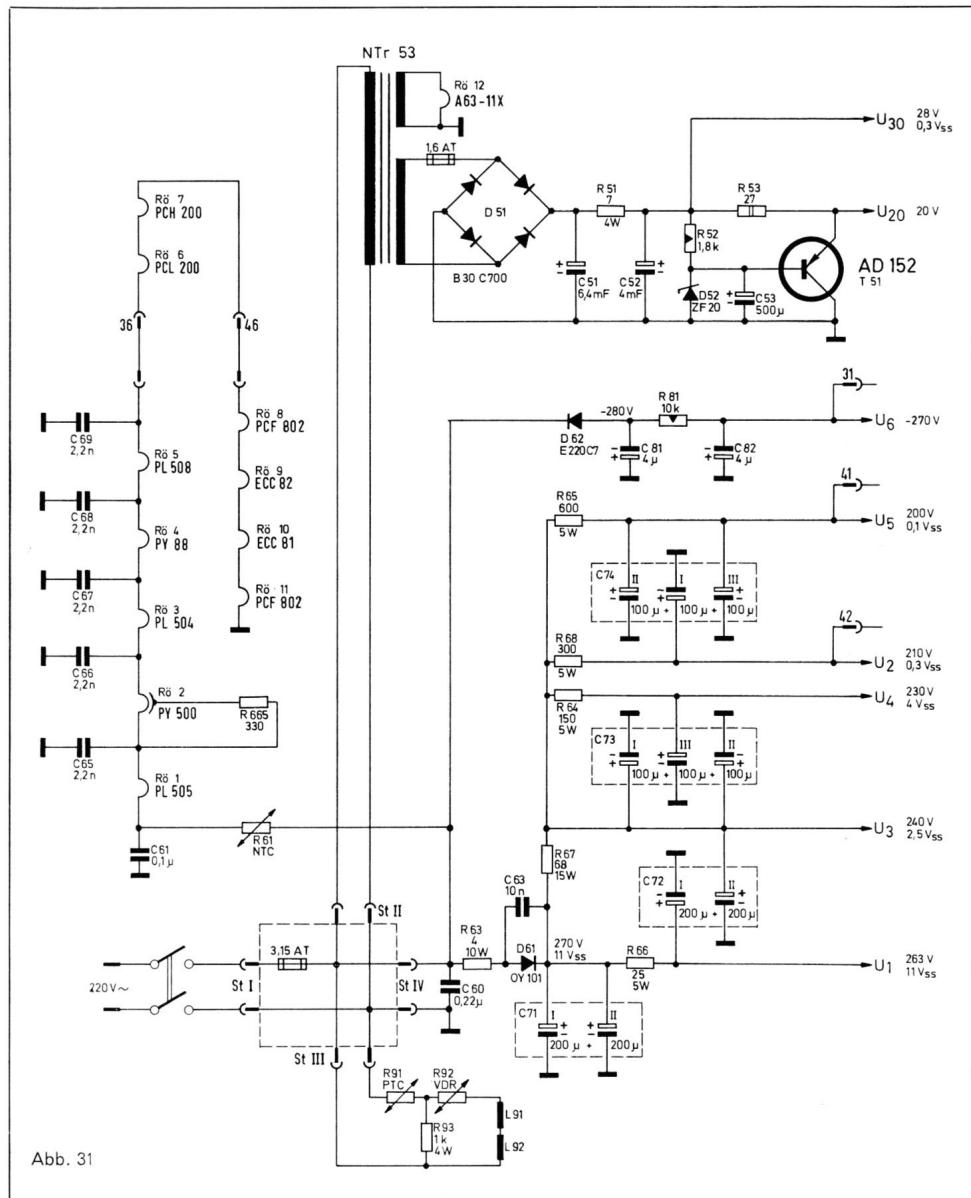
ÜbereinenkapazitivenSpannungsteilerwird die Diode D 651 mit den positiven Rückschlagimpulsen der Boosterdiode PY 500 beaufschlagt. An der Anode der Diode entsteht eine negative Spannung. Der Pegel dieser Spannung kann mit dem Potentiometer R 664 verändert werden. Sie wird

einer Glimmlampe (Gl 651) zugeführt. Die Gegenelektrode der Glimmlampe liegt auf dem Potential des Steuergitters der Schaltöhre PL 509. Beim Ansteigen der Hochspannung verändert sich die Korrekturspannung am Gitter 1 der Schaltöhre zu positiven Werten. Die von der Diode gelieferte negative Spannung wird gleichzeitig negativer, d. h., die Spannung an den Elektroden der Glimmlampe steigt gegenläufig, bis der Zündpunkt erreicht ist. Beim Zünden wird durch den kleinen Innenwiderstand der Glimmröhre das Steuergitter an die negative Spannung geschaltet und begrenzt damit das Ansteigen der Hochspannung. Diese Schaltung wird auf 27,5 kV eingestellt. Der Einstellvorgang wird folgendermaßen durchgeführt:

Zuerst ist mit dem Helligkeits- und Kontrastregler der maximale Strahlstrom einzustellen. Mit dem Potentiometer R 664 ist die Glimmlampe zum Zünden zu bringen. Dann wird der Regler R 680 zur höheren Hochspannung an den Anschlag gedreht. Mit dem Regler R 664 wird die Hochspannung von 27,5 kV eingestellt. Nun ist mit dem Regler R 680 die Hochspannung auf ihren Normalwert zu bringen, dabei erlischt die Glimmlampe. Die Schaltung arbeitet so, daß bei Erreichen der Grenzspannung die Glimmlampe zündet und damit der Hochspannungsanstieg begrenzt wird.

Bildkippgenerator

Der Steuergenerator ist in Sperrschwingerschialtung ausgeführt und arbeitet mit mitlaufender Ladespannung. Über das Integrationsglied R 555, R 556, C 553 und C 554 erhält der Sperrschwinger den Synchronimpuls. Der bereits vorverzerrt verlaufenden Sägezahnspannung des Sperrschwingers wird mit dem Regler R 572 der für die Ansteuerung des Pentodensystems erforderliche Parabelanteil regelbar hinzugesetzt. Der Regler R 576 verändert die Gegenkopplung der hohen Frequenzen und damit die Linearität am oberen Bildrand. Eine Hilfswicklung am Ausgangstransformator liefert für die Konvergenzschialtung die Korrekturspannung. Da die Rücklaufaustastung über das Gitter 2 der Farbbildröhre erfolgt, werden auf Grund des höheren Spannungsbedarfs für eine wirksame Austastung die Rücklaufimpulse im zweiten Triodensystem der Röhre 9 (ECC 82) verstärkt. Im Ablenkkreis liegt der für die Kompensation des Kissenfehlers vorhandene Transduktor (LOEWE OPTA-KURIER 26/66). Die Rasterverschiebung ist in der gleichen Weise wie beim Ablenggenerator für die Zeile ausgeführt. Der Röhrenstrom der Röhre



PL 508 (Rö 5) durchfließt ein in die Katodenleitung geschaltetes mittelangezapftes Potentiometer ($2 \times 40 \Omega$). Dieses Potentiometer liegt im Ablenkkreis. Durch den Schleifer wird der Gleichstrom in Größe und Richtung beeinflusst, so daß der Raster von seiner Mittel­lage nach oben oder unten verschoben werden kann.

Konvergenzschaltung – statische Konvergenz

Bei der endgültigen Ausführung (Abb. 32) werden anstelle der Dauermagnete zur Einstellung der statischen Konvergenz Elektromagnete verwendet. Die elektrische Lösung ermöglicht es, über Verbindungsleitungen und Regler die Einstellung der statischen Konvergenz ebenfalls nach vorn zu verlegen. Zu den elektrischen Möglichkeiten kommt dazu, daß die Schaltung eine kombinierte Beeinflussung der beiden Farben Rot und Grün möglich macht. So kann mit dem Regler (R 705) der horizontale Abstand verändert werden, d. h., die senkrechten Linien Rot und Grün werden aufeinander zu bewegt. Elektrisch bedeutet das, die Gleichströme beeinflussen die Elektromagnete gleichsinnig. Mit dem Tandemregler (R 704, R 703) werden die Vertikalabstände der beiden Farben Rot und Grün verändert, d. h., die horizontalen Linien können mit diesem Regler zur Deckung

gebracht werden, das bedeutet wiederum elektrisch: die beiden Elektromagnete erhalten Ströme, die gegensinnig verlaufen. Für die Farbe Blau liegen die Verhältnisse schon durch die Lage des Strahlerzeugungssystems günstiger. Zur Verschiebung ist, da das System symmetrisch über der Mitte der Röhrenachse liegt, ein Strom nötig, der nur in seiner Größe variiert zu werden braucht (R 706). Der seitliche Blauverschiebemagnet ist in der ursprünglichen Art als Dauermagnet hinter der Konvergenzeinheit angeordnet. Über die beiden Dioden (D 702, D 703) werden aus positiv und negativ gerichteten Zeilenrücklaufimpulsen die zur statischen Korrektur nötigen Gleichströme erzeugt.

Dynamische Konvergenz

In dem Schaltbild Abb.33 ist die gesamte Konvergenzschaltung wiedergegeben. Das rechts oben in der Schaltung liegende, mit gestrichelten Umrandungslinien gekennzeichnete Feld zeigt die Schaltung für die statische Konvergenz und ihre Einordnung in die dynamische Konvergenzschaltung.

Dynamische Horizontalkonvergenz

Die Schaltung für die horizontale dynamische Konvergenz wird vom Zeilenablenkgenerator mit den Rücklaufimpulsen versorgt. Ähnlich der statischen Konvergenzschaltung ist für

Rot und Grün eine gemeinsame matrizierte Beeinflussung vorgesehen. Mit der Induktivität L 701 kann eine kombinierte parabel-förmige gegenläufige Durchbiegung der horizontalen Mittellinien für Rot und Grün durchgeführt werden. Der Regler R 701 und die Induktivität L 702 verändern die Amplitude und verschieben die Lage des Parabelscheitels. Es werden dadurch im linken und rechten äußeren Bereich des Bildschirmes die senkrechten roten und grünen Linien zur Deckung gebracht.

Bei der Deckung des blauen Rasters mit Rot und Grün wird in gleicher Weise verfahren. Die Regelorgane R 702 und L 703 verändern die Amplitude und Lage der Parabel. Hinzu kommt die Beeinflussung über den Kreis L 704/C 705, der an die Rücklaufimpulse über C 704 angekoppelt ist. Der Kreis ist auf die zweifache Zeilenfrequenz abgestimmt. Das bedeutet in der Wirkung eine Verflachung des Scheitels und einen steileren Verlauf der Äste im Vergleich zur quadratischen Parabelform.

Im Zusammenwirken Feinregler L 705 und Schalter kann eine Anpassung an toleranzbedingte mechanische Ablagen der Zeilenspulen beim Bau der Ablenkeinheit für eine gute Blaudeckung durchgeführt werden. Der Wirkungsbereich dieser Korrekturregler umfaßt die senkrechten blauen Linien im linken und rechten Bildabschnitt. Zusätzlich ist die Symmetriespule L 632 in den Ablenkkreis geschaltet. Durch die Angleichung der Induktivitäten der beiden Sattelspulen ist auch der Ablenkstrom in den Teilspulen gleich, d. h., das Ablenkkfeld bewegt den Strahl symmetrisch zu den Konvergenzkorrekturfeldern und schafft eine der Voraussetzungen zur optimalen Deckung der drei Raster. Um eine rückwirkende Beeinflussung auf die statische Konvergenzeinstellung bei dynamischen Korrekturen zu vermeiden, sorgt die Diode D 701 für die Trennung dieser beiden Vorgänge.

Dynamische Vertikalkonvergenz

Die Wicklung III des Bildausgangstransformators liefert die Sägezahnspannung für die dynamische Vertikalkorrektur. Mit Hilfe der Dioden D 704, 705, 706 findet durch Begrenzung der Sägezahnspannung in der zweiten Hinlaufhälfte eine Trennung der Beeinflussung für den oberen Bereich statt. Andererseits begrenzt die Diode D 708 die erste Hinlaufhälfte, sie läßt also den negativen Anteil der Sägezahnspannung in der zweiten Hälfte des Hinlaufs hindurch. Die den Dioden D 704, 705, 706 zugeführte Sägezahnspannung durchläuft den Kondensator C 711, der die

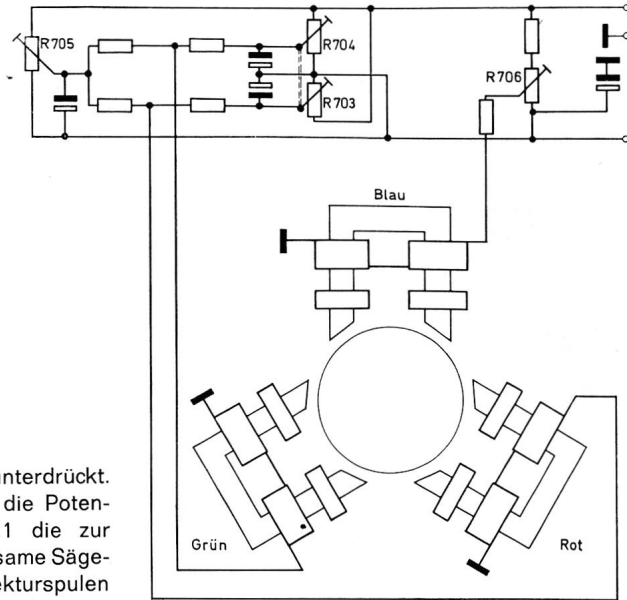


Abb. 32

Netzteil (Abb. 31)

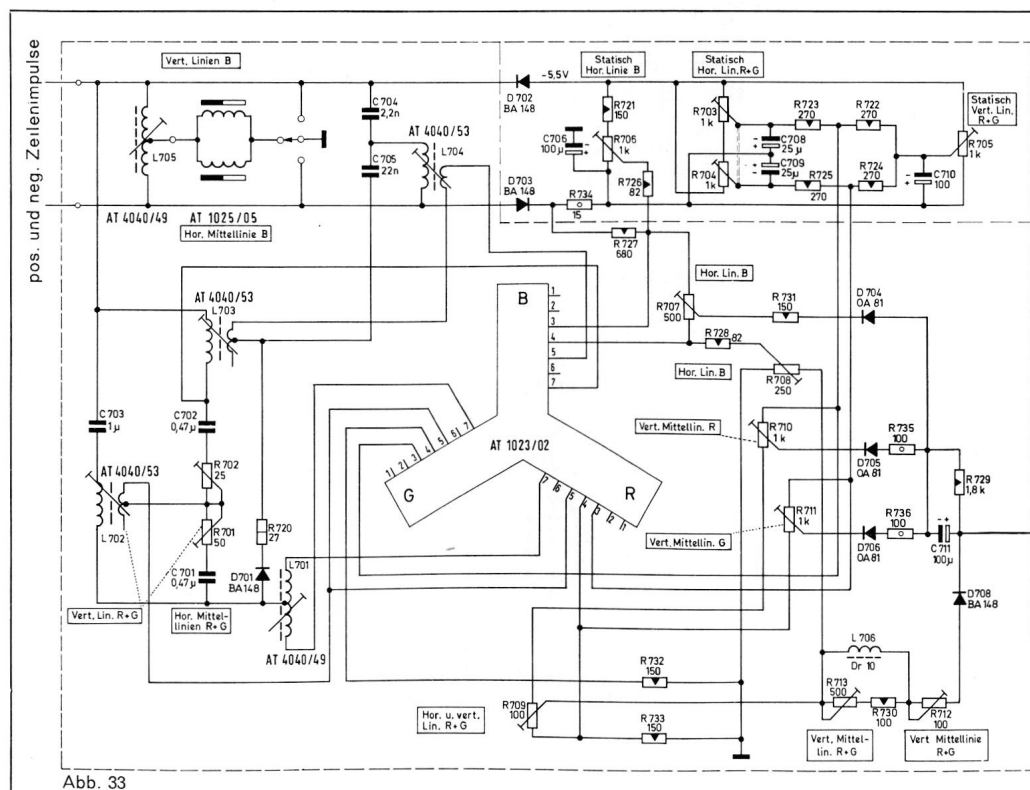
Der für den Transistornetzteil erforderliche Netztransformator liefert gleichzeitig die Heizspannung für die Farbbildröhre. Die Betriebsspannung für die Transistoren wird über eine elektronische Stabilisierungsschaltung konstant gehalten. Eine Zenerdiode (D 52) liefert die konstante Bezugsspannung, die an der Basis des Quertransistors AD 152 liegt.

Die Leistungsaufnahme des Gerätes beträgt etwa 280 W. Die Betriebsspannung des Ablenk- und Hochspannungsgenerators liegt durch die Trennung der beiden Einheiten bei nur etwa 260 V.

Die negative Spannung von -270 V wird für den Serviceschalter in Stellung »Farbreinheit – roter Raster« und für die Helligkeitsregelung verwendet.

Automatische Entmagnetisierung (Abb. 31)

Das Abschirmblech der Farbbildröhre zum Schutz vor magnetischen Einflüssen trägt die das Entmagnetisierungsfeld erzeugende Spule. Die Entmagnetisierung der Lochmaske und des Abschirmbleches findet beim Einschalten des Gerätes automatisch statt. Vor den beiden hintereinandergeschalteten Teilschaltungen (2 x 150 Wdg.) ist eine Kombination aus PTC- und VDR-Widerständen geschaltet. Der Spitzenwert der Spulendurchflutung im Moment des Einschaltens liegt bei etwa 350 AW. Die eintretende Erwärmung des PTC-Widerstandes vergrößert den Widerstandswert desselben. Die an dem VDR-Widerstand anliegende Spannung wird kleiner, dadurch vergrößert sich ebenfalls bei diesem Widerstand der Wert. Durch das gemeinsame Ansteigen auf einen hohen Längswiderstand sinkt der Strom steil auf einen kleinen Bruchteil seines Anfangswertes. Die verbleibende zulässige Durchflutung der Entmagnetisierungsspule ist < 0,12 AW. Den Widerstand R 93 durchfließen im Endzustand etwa 10 mA. Der Wärmezustand des PTC-Widerstandes bzw. sein hoher Widerstandswert werden dadurch während des Betriebes aufrechterhalten.



MITTEILUNGEN AN DIE FREUNDE UNSERES HAUSES



Es gehört zur Geschichte des Hauses LOEWE OPTA, daß die verantwortlichen Herren, die nach Erreichen der Altersgrenze in den Ruhestand treten, mehrere Jahrzehnte dem Unternehmen angehörten. Dies trifft auch bei Herrn Prokurist Erich Müller zu.

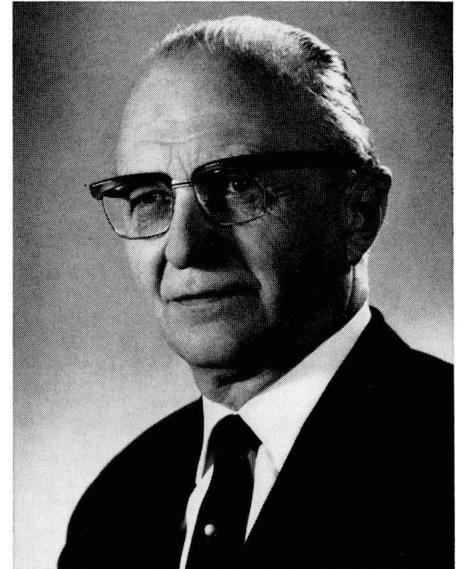
1947 trat er als technischer Betriebsleiter in das Werk Berlin ein und war hier fast zwanzig Jahre für die Produktion verantwortlich. Er war der vielseitige Typ des praktischen Ingenieurs. Für seine Aufgaben brachte er reiche Erfahrungen mit und schuf aus dem kriegszerstörten Berliner Werk wieder die leistungsfähige Produktionsstätte für die erfolgreichen LOEWE OPTA-Rundfunkgeräte.

Die schweren Aufbaujahre verlangten Fleiß, Ausdauer und Verantwortungsbewußtsein. Diese Eigenschaften besitzt Herr Müller in reichem Maße.

Wenn er nun in den wohlverdienten Ruhestand getreten ist, so wünschen wir ihm in erster Linie gute Gesundheit und viel Freude bei seinen Hobbys.

Zu den Männern, die LOEWE OPTA ein Leben lang dienten und sich jetzt zur wohlverdienten Ruhe setzen, zählt auch Direktor Hanns Goldberg. Von 43 Berufsjahren hat er allein 40 Jahre diesem Firmenverband angehört.

Er hatte das seltene Glück, das Entstehen eines völlig neuen Industriezweiges nicht nur mitzuerleben, sondern auch mitzugestalten.



Als junger Diplomingenieur machte er sich in den 30iger Jahren einen Namen als erfolgreicher Konstrukteur von hervorragenden Rundfunkempfängern.

Der Bogen seines erfolgreichen Lebens überspannt alle Stationen unserer Technik: vom Kristalldetektor bis zum Farbfernsehempfänger.

Während seiner Tätigkeit als Entwicklungsleiter und technischer Direktor war er gleichzeitig Mitglied verschiedener technischer Ausschüsse des Fachverbandes Rundfunk und Fernsehen im ZVEI.

Seine Stellung brachte es mit sich, daß er sich auch in Wirtschafts- und Organisationsfragen bewähren mußte. Sein Rat wurde von der Geschäftsführung immer geschätzt. Die Mitarbeiter lobten Herrn Direktor Goldberg als Chef besonders wegen seines hohen Einfühlungsvermögens in alle menschlichen und fachlichen Probleme. Wir wünschen Herrn Goldberg für die Zukunft gute Gesundheit, damit er sich den Dingen widmen kann, die er bisher aus beruflichen Gründen zurückstellen mußte.

Das beigelegte Gesamtschaltbild des Farbfernsehempfängers zeigt als Ergänzung zu den Schaltungsauszügen im Heft die Ausrüstung des Gerätes mit der Valvo-Verzögerungsleitung DL1c.

wertstufe und Amplitudensieb bei positiver Bildmodulation verwendet. Anstelle der früher verwendeten, mit der Videoendstufe katodenverkoppelten Gittergrundstufe, deren Gittervorspannung umgekehrt proportional der Videoamplitude verschoben wurde, wird bei der Serie 93081 die Signalumkehrstufe als Katodengrundstufe geschaltet. Neben der proportional der Videoamplitude erfolgenden automatischen Arbeitspunkteinstellung besitzt diese Schaltung den Vorzug, daß das von der Anoden- und Schaltkapazität verursachte »Verschleifen« (Integration) der Synchronimpulsflanken mittels einer frequenzabhängigen Katodenstromgegenkopplung (Differentiation) kompensiert wird (s. Abb. 3). Infolge der großen Bildröhrenkapazität $C_{g2, g1}$ bildet sich am Wehneltzylinder ein Teil der dem Schirmgitter zugeführten Rücklaufaustastimpulse ab, die sich bei positiver Bildmodulation dem Videosignal überlagern. Diese Überlagerung stört besonders bei kleinem Kontrastumfang die Synchronisation. Sie läßt sich jedoch durch Rückkopplung der um 180° phasenverschobenen Rücklaufimpulse auf den Wehneltzylinder oder das Steuergitter der Signalumkehrstufe kompensieren.

Amplitudensieb

Gegenüber Serie 83081 wird bei Geräten der Serie 93081 der Impulsabtrennpegel je nach Polarität der Bildmodulation umgeschaltet. Um bei schwachen Signalen und bei Signalen, die mit Reflexionen überlagert sind, eine optimale Synchronisationsstabilität zu erzielen, muß der Impulsabtrennpegel auf der halben Amplitude der Synchronimpulse liegen. Dagegen wird bei französischen Sendern vielfach die vordere Schwarzschiene vom Bildinhalt her bis zur halben Synchronimpulshöhe durchmoduliert, so daß dann der Impulsabtrennpegel entsprechend höher liegen muß. Um für beide Normen eine optimale Synchronisationsstabilität zu erzielen, wird bei Norm E mittels D 200 der Widerstand R 182/1,5 M Ω in Serie mit R 202 dem Widerstand R 201 parallelgeschaltet. Die entsprechende Zeitkonstantenverkürzung bewirkt eine Absenkung des Impulsabtrennpegels auf den optimalen Wert. Durch das Hinzufügen von R 224 wird das »Mitlaufen« der Schirmgitterspannung der PCH 200 mit der Kontrastspannung reduziert und damit der Impulsabtrennpegel gegenüber Kontraständerungen konstant gehalten.

Die Geräte der Serie 93081 enthalten zusätzlich eine 4. UHF-Speichertaste.

[1] M. Andreas, 5-Norm-Fernsehempfängerprogramm 1967, LOEWE OPTA-Kurier, Heft 28, Jahrgang 12, April 1967, S. 10 . . . 16

