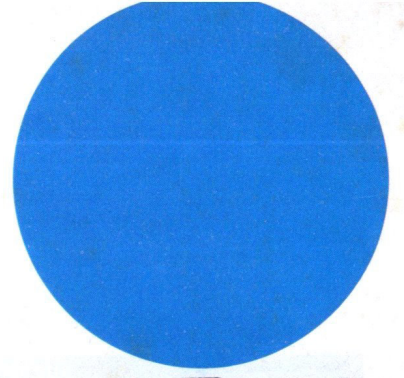


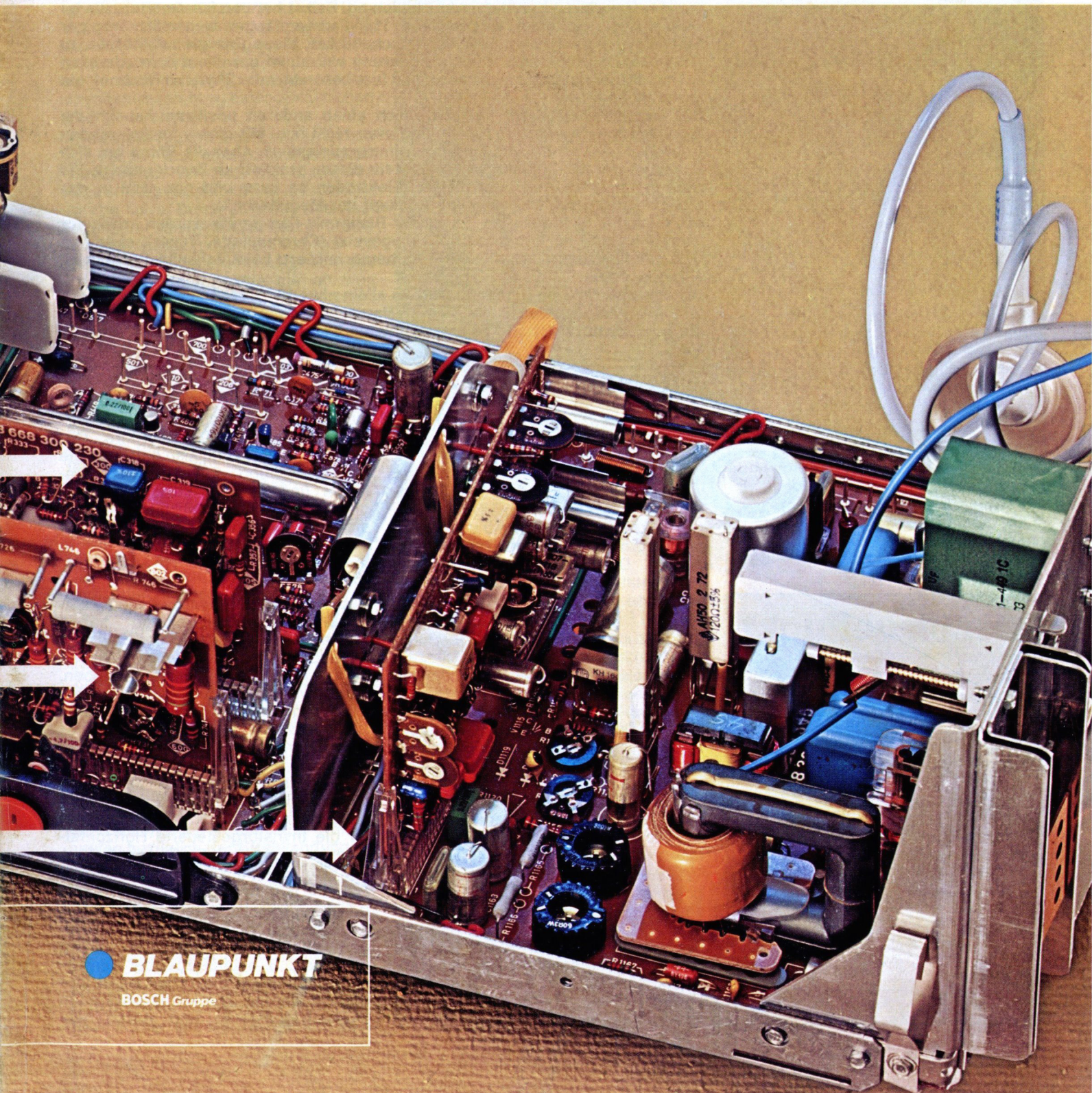
Dem Techniker serviert:

*Unser Ghneröhren-Dünnhals-
Toroid-Thyristor-Modul-Konzept*



Der blaue Punkt

Blaupunkt Informationen für den Fachhandel 17/72



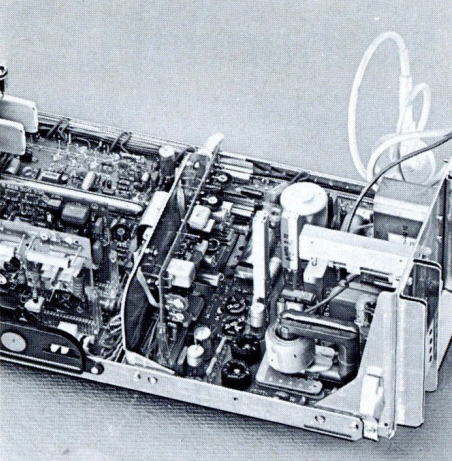
 **BLAUPUNKT**
BOSCH Gruppe

Dem Techniker serviert:

Unser Oberrohr-Dünnhals-Toroid-Thyristor-Modul-Konzept

Der blaue Punkt

Blaupunkt Informationen für den Fachhandel 17/72



Das Design bleibt — die Technik ist neu

Es gibt viele Vorteile, die für das Vollhalbleiterchassis sprechen: auch die Größe. Es ist nämlich kleiner als die Hybrid-Ausführung. Dadurch ergeben sich keine Probleme beim „Verpacken“ in vorhandenen Gehäusen.

Wenn Sie also einen neuen Santiago, Cortina, Manila oder Corona neben ihre Namensvettern aus der Frühjahrsreihe stellen, so ist äußerlich kein Unterschied festzustellen. Warum auch! Oder sollte man nur der neuen „Innereien“ wegen ein bewährtes Design verändern? Und — den Abverkauf der „Alten“ erschweren?

Der blaue Punkt

Herausgeber:

Marktforschung, Planung und Entwicklungsberatung (MPE) der Blaupunkt-Werke GmbH, 32 Hildesheim, Robert-Bosch-Straße 200.

Für den Inhalt verantwortlich:
Manfred Heyer.

Redaktion:

Jürgen Schlomski, Gottfried Wieland.

Gestaltung: Studio Warnke, Hamburg.

Fotos: Foto-Müller, Hildesheim; Kleinhempel, Hamburg.

Druck: Hildesheimer Druck- und Verlags-GmbH.

Nachdruck mit Quellenangabe „Der blaue Punkt, Blaupunkt-Werke GmbH“ ist bei Einsendung von Belegen gestattet.

„Der blaue Punkt“ erscheint in zwangloser Folge.

Vollständig mit Halbleitern bestücktes 67-cm-Farbgerät in 110°-Ablenktechnik

1. Teil

Noch vor wenigen Jahren konnte man sich kaum vorstellen, daß sogar Farbgeräte ausschließlich mit Halbleitern bestückt werden. Gegen diese Entwicklung spricht nämlich die benötigte Ablenkleistung. Selbst bei den 90°-Geräten, die im Vergleich zu dem hier vorgestellten 110°-Farbempfänger wesentlich weniger Ablenkleistung erfordern, war es wirtschaftlicher, diese Energie mit Röhren zu erzeugen. Daß hier eine schnelle Änderung eintrat, ist vor allem dem schnellen Fortschritt auf dem Halbleitersektor und hier besonders der Thyristor-Technologie zu verdanken.

Die Vollhalbleitertechnik hat aber noch einen anderen positiven Aspekt: die Modultechnik. Steckbare Moduln sind zwar nicht neu. Mit dieser faszinierenden Bauweise wird schon seit Jahren herumexperimentiert. Aber die Röhre hat sich immer wieder als ungünstiges Element für diesen praktischen Zweck gezeigt. Sie paßt ganz einfach mit ihren heißen Elektroden so ganz und gar nicht in das logische und vor allem kompakte Konzept der Modultechnik.

In den volltransistorisierten Teilen der Blaupunkt-Farbgeräte wurden schon vor Jahren Moduln mit großem Erfolg eingesetzt (Chromplatte, Tuner), aber den richtigen Durchbruch schaffte diese Aufbautechnik erst beim Vollhalbleiterchassis, Jahrgang 1972.

Mit den 4 steckbaren Einheiten werden allein etwa 40% der Bauteile abgedeckt. Rechnet man noch den Tuner, den ZF-Baustein und die Konvergenzplatte hinzu, die ja ebenfalls selbständige Steckeinheiten bilden, kommt man auf 80%.

Warum Vollhalbleiterkonzept?

Die Entwicklung der ersten Generation der 110°-Farbgeräte ist so gut wie abgeschlossen. Die verschiedenen Konzepte, z. B. Ein- oder Zweitrafo-Verfahren, sind noch in hybrider Technik ausgeführt. Die Leistungsendstufen, wie Horizontal- und Vertikalablenkung sowie Videoverstärker, waren größtenteils mit Röhren bestückt.

Zur Zeit beginnt jedoch der Übergang zum Vollhalbleitergerät. Die letzten Schlüsselstellungen der Röhre, die von ihr in den zuvor genannten Leistungsendstufen bis jetzt gehalten werden konnten, können nunmehr nach langer Entwicklungsarbeit mit Halbleitern aufgebaut werden. Damit ist es möglich, Geräte zu fertigen, die vor allem hinsichtlich Betriebssicherheit, Material- und Fertigungskosten herkömmlichen Röhren- oder Hybridschaltungen überlegen sind.

Bei der Entwicklung von Halbleitergeräten muß man heute von der Existenz zweier Bildröhren, der 110°-Dickhalsröhre und der 110°-Dünnhalsröhre, ausgehen. Für beide Bildröhren sind wiederum zwei spezielle Ablenkeinheiten vorgesehen. Für die Dickhalsröhre ist die jahrelang benutzte Sattelspule durch die Strangwickeltechnik so weit

modifiziert worden, daß mit ihr die gleichen Abbildungsfelder erzeugt werden, wie bei der 90°-Bildröhre. Der Eckengenerator kann also entfallen, die Ablenkschaltung wird dadurch einfacher und weniger kostspielig. Den gleichen Effekt erzielt man mit der elektrisch und mechanisch neuartigen Toroid-Ablenkspule. Sie wird nur in Verbindung mit der 110°-Dünnhalsröhre benutzt.

Neben den beiden verschiedenen „Bildröhren-Ablenkeinheit-Paketen“ haben sich außerdem im Laufe der Zeit zwei unterschiedliche Schaltungsprinzipien bei der Horizontal-Ablenkung ergeben, und zwar die Hochvolt-Transistor-Schaltung und die Thyristor-Schaltung. Eine Anpassung an Dickhals- oder Dünnhalsröhre ist bei beiden Ablenkeverfahren prinzipiell möglich, so daß es der Service in den nächsten Jahren mit allen möglichen Kombinationen zu tun haben wird. Blaupunkt hat sich vorerst für die thyristorgesteuerte Horizontalablenkung und die 110°-Dünnhalsröhre mit Toroid-Ablenkspule entschieden. Auf die Gründe gehen wir noch ein. Bewährte transistorisierte Schaltungen wurden vom bisherigen 110°-Hybridgerät übernommen. Wo es notwendig war, wie z. B. beim Farb- oder Konvergenzteil, mußten die Schaltungen modifiziert werden. Die schon erwähnten Leistungsendstufen sind jedoch neu.

110°-Dünnhalsröhre A 67-150 X

Allgemeines

Die ersten in Amerika verwendeten Farbbildröhren hatten einen Ablenkwinkel von 70° und einen Halsdurchmesser von 51 mm. Die hierfür benutzten Ablenkeinheiten wiesen sogar einen Innendurchmesser von 70 mm auf. Dieser große Durchmesser war notwendig, um Ablenkfehler infolge von Feldverzerrungen zu reduzieren. Dies alles erfolgte natürlich auf Kosten der Ablenkempfindlichkeit bzw. eines zusätzlichen Energieverbrauchs.

In Europa begann das Farbfernsehen mit der 90°-Bildröhre, die einen Halsdurchmesser von 36,5 mm und einen inneren Ablenkspulendurchmesser von 38 mm hatte. Durch eine bessere Auslegung der Ablenkspulen und eine verfeinerte Herstellungsmethode war es gelungen, die Ablenkleistung trotz des größeren Ablenk winkels nur so weit ansteigen zu lassen, daß man noch mit einer wirtschaftlichen Technik bei den Ablenkgeneratoren auskam.

Die 70°- und 90°-Ablenkspulen waren für eine astigmatische Abbildung der Konvergenzfehler auf den Hauptachsen ausgelegt. Bei diesen Deckungsfehlern stellt sich im Allgemeinen die Konvergenz in den Ecken immer dann automatisch ein, wenn die Abweichungen auf den beiden Hauptachsen korrigiert wurden.

Bei der 110°-Ablenktechnik, die bereits 1970 bei den Blaupunkt-Farbgeräten eingeführt wurde, behielt man das Verhältnis „Halsdurchmesser – Ablenkspulendurchmesser“ bei, d. h. der 36,5 mm dicke Hals der 90°-Bildröhre wurde übernommen.

Nicht zu übernehmen war dagegen die Ablenkeinheit. Durch die Vergrößerung des Ablenk winkels und durch die Verkürzung der Ablenkspule werden die von der Spule und von den Spulendestruierungen verursachten Konvergenzabweichungen bereits so groß, daß bei ihrer Korrektur Landungsfehler auftreten. Um jedoch die gleichen Landungsreserven zu erhalten wie bei der 90°-Technik, legte man die Ablenkspulen bezüglich der Strahl landung optimal aus, korrigierte dafür aber einen großen Teil der in den Ecken auftretenden Konvergenzfehler in der Ablenkebene. Es wurde also dafür gesorgt, daß die Konvergenzfehler nicht wie bisher ausschließlich in der Konvergenzebene, sondern auch in der Ablenkebene der Bildröhre beeinflußt wurden. Durch diese zusätzliche Korrekturtechnik, bei der ein Differenzstrom in

Warum Vollhalbleitergerät?

Es ist kein Geheimnis: Die gute alte Röhre schafft es einfach nicht mehr. Den vorhandenen Typen ist keine weitere Leistungssteigerung mehr zuzumuten. Eine weiter steigende Ausfallquote wäre die unvermeidliche Folge.

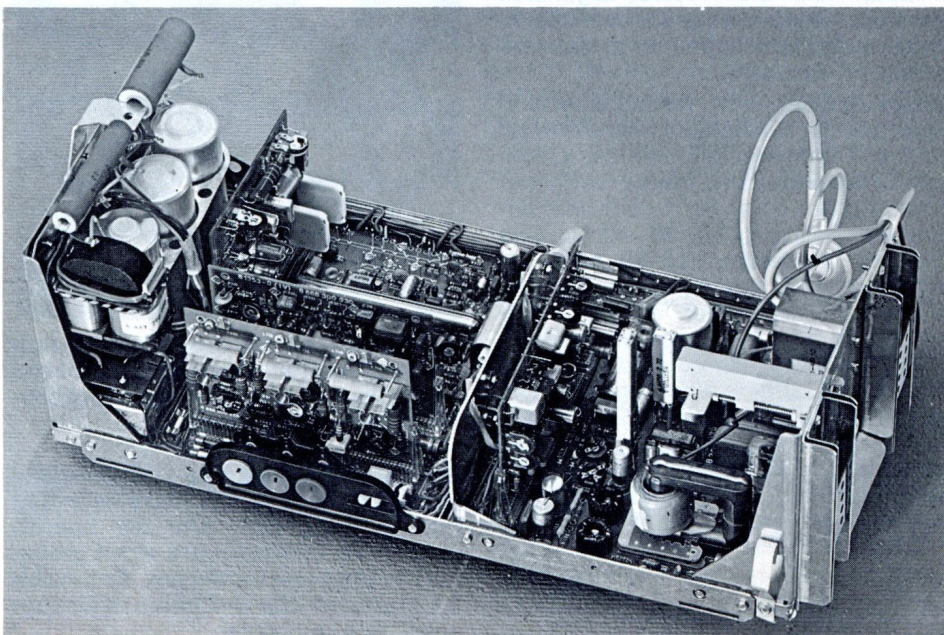
Abgesehen von der größeren Betriebssicherheit ist der Leistungsabgabe von Halbleiter-Ablenkstufen praktisch keine Grenze gesetzt. So kann man fast die gesamte Niederspannungs-Energie (mehr als 50 Watt!) der mit 2 Thyristoren bestückten Horizontalendstufe entnehmen. Ein großer und teurer Netztrafo, der außerdem durch sein Streufeld die Farbqualität beeinträchtigen würde, entfällt. Der Wirkungsgrad des Ablenk systems spielt nur noch eine untergeordnete Rolle, so daß man erstmals die Qualität der Toroid-Ablenkspule nutzen kann.

Die Leistungsaufnahme beträgt nur noch 240 W (früher 330 W), d. h. es wird auch weniger Wärme entwickelt. Lüftungsprobleme spielen nicht mehr die Rolle wie beim Hybridgerät. Außerdem entfallen die „Umweltschäden“, die heiße Röhren an den Nachbarbauteilen hervorriefen.

Als schönstes „Abfallprodukt“ des röhrenlosen Chassis ergibt sich aber die erhebliche Verkleinerung (rund 27 %) und die Gewichtsverminderung (über 40 %). Durch den Fortfall der Röhren ist einmal die Packungsdichte der Bauteile größer und die Bildung von Funktionsgruppen kann sinnvoller erfolgen. Liegt es da nicht auf der Hand, mehr als nur den Tuner und das Farbteil steckbar aufzubauen? Bei den Röhrenstufen war dies kaum möglich (oder können Sie sich einen steckbaren Vertikal-Modul mit 2 Röhren vorstellen?).

Alles steckbar zu machen, nur um in der Werbung imponieren zu können, wäre falsch, denn es gibt nun einmal stark belastete Leiterbahnen, die man einfach nicht über Kontakte führen darf.

Bei Blaupunkt sind rund 40 % der Chassisbauteile direkt austauschbar.



die H-Ablenkspulen eingespeist wird, konnten die verbleibenden astigmatischen Konvergenzfehler wie bei der 90°-Bildröhre durch Korrektur auf den beiden Hauptachsen beseitigt werden, und zwar ohne daß Landungsfehler die Folge waren. Dieses Konzept führt zwar hinsichtlich der Bildgüte zu dem gewünschten Ergebnis, der zusätzliche Schaltungsaufwand, der durch den Eckengenerator entsteht, ist aber sehr hoch und bedingt einen großen Teil der höheren Kosten eines 110°-Gerätes. Darüberhinaus sind die Einstell- und Prüfkosten in der Fabrik wesentlich höher als bei einem 90°-Farbempfänger. Inzwischen gibt es zwei Wege, die zur Verringerung der Konvergenz- und Landungsfehler bei 110°-Bildröhren führen:

1. Beibehaltung der 36,5-mm-Dickhalsröhre, dafür aber die Verwendung einer neuen Sattelspule in Strangwickeltechnik.
2. 29,1-mm-Dünnhalsröhre mit neuer Toroid-Ablenkspule.

Bei beiden Spulen wird durch eine neue Wickelverteilung und Verlängerung des Ablenkfeldes sowie durch Verringerung von Fertigungstoleranzen ein Konvergenzbild wie mit der 90°-Ablenkspule erreicht, allerdings sind die Farbreinheitsreserven geringer. Zur Konvergenzeinstellung werden bei beiden Verfahren daher auch nur die von der 90°-Ablenktechnik her bekannten Korrekturschaltungen benötigt. Der Eckenkonvergenzgenerator, der zur Differenzstromsteuerung diente, kann hier entfallen.

Blaupunkt hat sich vorerst zugunsten der Dünnhalsröhre mit Toroid-Ablenkspule entschieden, und zwar aus folgenden Gründen:

Infolge der kleineren Abstände der drei Elektronenstrahlensysteme voneinander sind die Konvergenzfehler der Dünnhalsröhre kleiner, und zwar in vertikaler Richtung um etwa 50 % und in horizontaler Richtung um 35–40 %. Das bedeutet wiederum, daß die nach der dynamischen Konvergenzkorrektur verbleibenden Restfehler an den Bildrändern und in den Ecken automatisch geringer sind. Außerdem ist die Empfindlichkeit der Konvergenzspulen größer, da sie näher an die Elektronenstrahlen heranrücken. Hierdurch werden also etwa 30 % kleinere zeilenfrequente und um ca. 20 % geringere vertikalfrequente Korrekturstrome benötigt als bei der 110°-Dickhalsröhre.

Die Blau-Lateralfehler sind dem Quadrat des Halsdurchmessers proportional. Durch die Verringerung des Hals-

durchmessers von 36,5 auf 29,1 mm werden diese Fehler auf maximal 1,65 mm reduziert (bei der Dickhalsröhre betragen sie dagegen maximal 3 mm!).

Der Elektronenstrahldurchmesser der neuen Miniatur-Elektronenkanone ist geringer als der des 110°-Dickhalssystems. Zusammen mit der neuen Lochmaske und der Toroid-Ablenkspule mit ihrem extrem niedrigen Einfluß auf die Strahlverformung ergibt sich auch ohne dynamische Fokussierungskorrektur eine Schärfeverteilung über den ganzen Bildschirm, die besser ist als die der 90°-Bildröhre.

Um eine größere Auflösung zu erreichen und dem Lochmasken-Moiré wirkungsvoll entgegenzuwirken, wurde die Leuchtpunktzahl von etwa 1,2 auf 1,8 Millionen heraufgesetzt (Bild 1).

Durch die Verringerung des Halsdurchmessers auf 29,1 mm erreicht man, wenn man eine der bekannten Sattelspulen benutzen würde, eine Einsparung an Ablenkenergie von etwa 25 %. Das wiederum gestattet den Einsatz

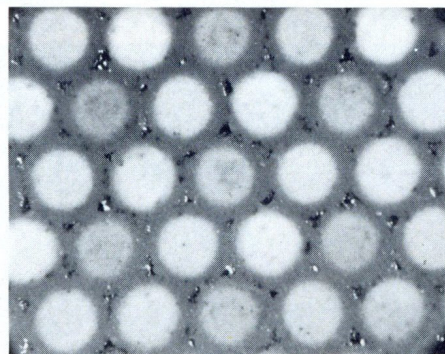
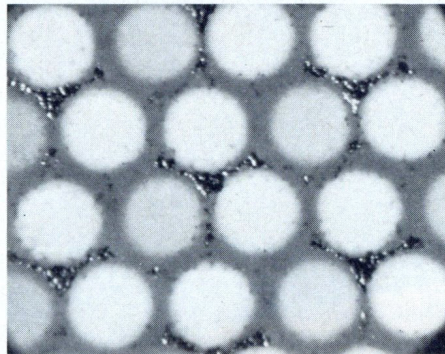


Bild 1. Die beiden Leuchtschirm-Aufnahmen wurden durch ein Mikroskop „geschossen“. Abstand und Vergrößerungsfaktor sind gleich.

Ein Vergleich zwischen 110°-Dickhalsröhre (oben) und 110°-Dünnhalsröhre (unten) zeigt, daß zwar die Leuchtpunkte der Dickhalsröhre einen größeren Durchmesser aufweisen, die Leuchtpunktzahl der Dünnhalsröhre dafür aber wesentlich größer ist.

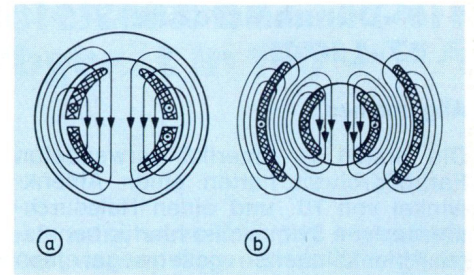


Bild 2. Feld und Querschnitt von Sattelspulen (a) und Toroid-Spulen (b).

der anderweitig vorteilhaften Toroid-Ablenkspule, die wegen ihres äußeren Streufeldes weniger empfindlich ist und daher im Vergleich mit einer Sattelspule mehr Ablenkleistung benötigt.

Da im Gegensatz zur Sattelspule (Bild 2a) bei der Toroid-Spule (Bild 2b) nur die Hälfte des Feldes, und zwar das innere Streufeld, zur Ablenkung benutzt wird, ist der Ablenkleistungsbedarf der Kombination „Dünnhalsröhre – Toroid-Ablenkspule“ erheblich größer als bei der Dickhalsröhre mit stranggewickelter Sattelspule. Trotz der Ablenkleistungersparnis (25 %) durch die Verringerung des Halsdurchmessers ist der Leistungsbedarf – im Vergleich zur Dickhalsröhre – für die Horizontalablenkung etwa 20 % größer und der für die Vertikalablenkung gar um das 2,2fache angewachsen. Wie noch beschrieben werden soll, bietet dafür die Toroid-Ablenkspule aber andere, wesentliche Vorteile. Der größere Leistungsbedarf spielt dagegen bei den verwendeten Halbleiterschaltungen nur noch eine untergeordnete Rolle. Sie können Leistungen dieser Größenordnung noch wirtschaftlich aufbringen.

Änderungen im Aufbau der 110°-Dünnhalsröhre

Durch die verkleinerten Dimensionen des Elektronenstrahlensystems ist eine verbesserte Fertigung unerlässlich, damit Hochspannungsüberschläge und statische Aufladungen im Hals vermieden werden. Das noch vor Jahren als kaum lösbar angesehene Problem ist aber durch die Anwendung neuer Techniken bei der Oberflächenbehandlung der Systemteile als erledigt zu betrachten. Der Grenzwert der Hochspannung beträgt wie bei der Dickhalsröhre 27,5 kV.

Das größere Streufeld der Toroid-Ablenkspule verursacht eine Übersprechen auf die Konvergenzspolische, was bestimmte Konvergenzfehler höherer Ordnung zur Folge hat. Zur Verringerung dieser Einflüsse haben die Polische eine neue Form bekommen.

Der verringerte Halsdurchmesser verlangt einen neuen Röhrensockel mit kleinem Teilkreisdurchmesser. Die Belegung der Sockelstifte wurde beibehalten, dafür wird aber ein neu entwickelter Innenkontaktsockel verwendet.

Die magnetische Abschirmung ist aus 4 Teilen zusammenschweißt und wie bei der 110°-Dickhalsröhre im Inneren des Kolbens angebracht (dazu werden weitere Erläuterungen bei der Beschreibung der Entmagnetisierungsschaltung gegeben).

Je größer der Ablenkwinkel einer Farb- bildröhre ist, desto stärker wirken sich Verschiebungen der Lochmaske nachteilig auf die Landung und damit auf Farbreinheit aus. Es ist daher verständlich, daß die 110°-Bildröhre auf Landungsverschiebungen auch um ca. 50% empfindlicher reagiert als eine vergleichbare 90°-Bildröhre.

Um Landungsverschiebungen zu verhindern, erhielt die neue A67-150X eine verbesserte Temperaturkompensation (Super-Perma-Color) und die bei europäischen Röhren bisher schon übliche 4-Punkt-Aufhängung der Lochmaske. Hierdurch ergibt sich eine gute Stabilität bei allen normalen Betriebszuständen und während der kritischen Anheizzeit. Wie die Typenbezeichnung „A67-150X“ schon besagt, beträgt die Diagonale 67 cm.

Toroid-Ablenkspule

Die 110°-PST-Ablenkeinheit (**P**recision, **S**tatic, **T**oroid) wurde speziell für die neue Dünnhalsröhre A67-150X entwickelt. Sie unterscheidet sich sowohl mechanisch als auch elektrisch von der bekannten Sattelspule.

Die beiden Zeilen- und Bildwicklungen sind auf dem äußeren Umfang des geschlossenen Ferritkerns aufgebracht. Jede einzelne Windung dieser einlagigen Spule liegt in der für sie bestimmten Nut des Wickelkörpers, der insgesamt mit ca. 250 solcher Kerben versehen ist. Durch diese Leiterfixierung erhält man fabrikatorisch eine bisher kaum erreichte Gleichmäßigkeit, d. h. Abweichungen vom Sollwert, die später umständlich und vor allem kostspielig kompensiert werden müssen, lassen sich von vornherein sehr klein halten. Darüber hinaus erreicht man durch die optimierte Leiterverteilung sehr genaue Ablenkfelder, womit geringe Streufelder der Konvergenz erreicht werden.

Obwohl das wirksame Ablenkfeld durch eine bessere Ausnutzung der Länge der Ablenkeinheit durch den Ferritkern und die wirksamen Ablenkleiter erheblich verlängert werden konnte, sind die äußeren Abmessungen um fast 3 cm kleiner als die einer vergleichbaren Sattelspule. Bei der Sattelspule wird nämlich nur etwa die Hälfte der Gesamtlänge durch den Ferritkern und die wirksam ablenkenden Drähte ein-

genommen. Der Rest geht durch die nicht ablenkenden Wickelköpfe verloren, die außerdem auch störende Randfelder erzeugen können. Bei der Toroid-Ablenkspule entfallen diese Wickelköpfe, die Gesamtlänge kommt also dem Ablenkfeld zugute, so daß die Elektronenstrahlen „sanfter“ und mit weniger Fehlern abgelenkt werden.

Jede Zeilen- und Bildwicklung besteht aus zwei Hälften, die so gegeneinander geschaltet sind, daß im Ferritkern entgegengesetzte Felder erzeugt werden. Bei der Toroid-Ablenkspule „drängt“ man also bewußt die magnetischen Feldlinien aus dem Ferritmaterial, damit man das gewünschte innere Streufeld bekommt. Es dient zur Ablenkung der Elektronenstrahlen (Bild 3).

Da die Toroid-Ablenkspule nur eine einzige Lage Kupferdraht enthält, ist nicht nur der Kupferbedarf mehr als 80 % geringer (was sich natürlich auf das Gesamtgewicht und die Kosten auswirkt), sondern auch die Impedanz außergewöhnlich niedrig (Tabelle).

Durch die geringe Impedanz ist die Ankopplung der Ablenkeinheit an den ebenfalls niedrigeren Generatorausgang der röhrenlosen Zeilen- und Bildkippendstufe einfacher und problemloser. Sie kann daher direkt von den Endstufen angesteuert werden, so daß sich eine transformatorische Anpassung erübrigt.

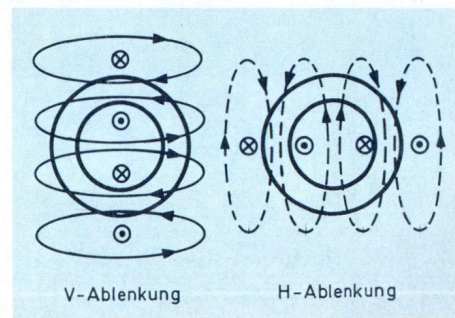
Als letztes bliebe zu erwähnen, daß nach Beendigung des Wickelvorganges keine Montage der Bild- und Zeilen spulen notwendig ist. Außerdem entfällt die Kompensation der Übersprechkomponente zwischen diesen beiden Spulen. Man kann daher erwarten, daß die in Großserien gefertigte Toroid-Ablenkspule eine verbesserte Bildgeometrie (H- und V-Linien stehen immer senkrecht aufeinander) und geringere Konvergenz- und Farbreinheitsrestfehler hat.

Toroid- und Sattelspulen

Spulenform	Dünnhals einlagige Toroid- spulen ¹⁾	Dickhals Sattel- spulen	
Spulenimpedanzen			
Horizontalspulen			
Serienschaltung L_{II}	1,25	4,4	mH
Serienschaltung R_{II}	1,76	3,4	Ω
Parallelschaltung L_{II}	0,311	1,1	mH
Parallelschaltung R_{II}	0,49	0,85	Ω
Vertikalspulen			
Serienschaltung L_V	0,91	25,4	mH
Serienschaltung R_V	1,5	15	Ω
Spitzenablenkstrom bei 25 kV			
Horizontal			
Serienschaltung i_s	2,95	1,65	A
Parallelschaltung i_s	5,9	3,3	A
Vertikal			
Serienschaltung i_s	2,7	0,6	A

¹⁾ Abmessungen und Volumen geringer.

Bild 3. Feldverteilung der Toroid-Spule.



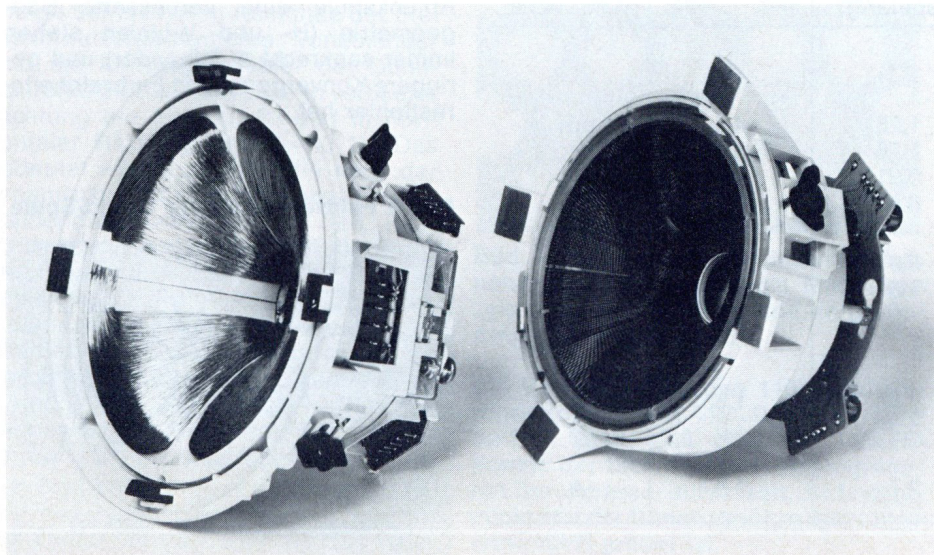
Fazit: Die geringe Empfindlichkeit der Toroid-Ablenkspule ist heute kein Nachteil mehr, da die modernen Halbleitergeneratoren den Mehrbedarf an Ablenkleistung ohne Problem liefern können.

Toroid-Spulen haben viele Vorteile, die vor allem im Bereich der Fertigung zu suchen sind. Abweichungen von dem im Labor ermittelten Sollwert sind durch die definierte Leiterfixierung des neuartigen Wickelkörpers sehr viel kleiner, so daß die reproduzierte Qualität wesentlich steigt.

Teure Qualitätskontrollen und umständliche Einstellvorgänge in der Spulenfertigung selbst sowie solche an der bereits eingebauten Spule werden verringert.

Die Nachteile der Sattelspule, die einmal viel Kupfer benötigt und darum auch viel schwerer ist, kompliziert gewickelt werden muß, nicht nur wegen der Wickelköpfe größere Abmessungen hat, eine große Impedanz aufweist und darüber hinaus mit einem relativ kurzen Ablenkkfeld die Elektronenstrahlen beeinflusst, werden von der Toroid-Spule umgangen. Sie produziert schon allein wegen des längeren Ablenkkfeldes geringere „Verfälschungen“ und damit weniger Konvergenzfehler. Weniger Konvergenzfehler bedeuten auch weniger Konvergenzleistung, was alles zu einem besseren Landungsbild führt. Auch ist die Verformung des Elektronenstrahls sehr klein. Der Schärfeverlauf ist daher auch in den oft vernachlässigten Ecken besser als bei einer 90°-Bildröhre.

Die Sattelspule (links) unterscheidet sich elektrisch, fertigungstechnisch und auch äußerlich ganz erheblich von der Toroid-Ablenkspule (rechts). Die Toroid-Spule ist um fast 3 cm kürzer, weist aber trotzdem ein wesentlich längeres Ablenkkfeld auf. Bei ihr entfallen die Wickelköpfe, die nicht an der Ablenkung beteiligt sind, dafür aber störende Randfelder erzeugen können.



Entmagnetisierung

Zur Abschirmung äußerer störender Magnetfelder, vor allem des magnetischen Erdfeldes, enthält die Dünnhalsröhre A67-150X eine innerhalb des Kolbens befindliche Abschirmhaube, wie dies bei 110°-Röhren heute üblich ist. Da die beiden außen angebrachten Entmagnetisierungsspulen keine optimale magnetische Verbindung zu der Abschirmhaube haben, muß bei der 110°-Dickhalsröhre die zur Entmagnetisierung erforderliche Anfangsdurchflutung mindestens 1000 Ampèrewindungen betragen. Die nach dem Abklängen des Entmagnetisierungsstroms vorhandene Restdurchflutung darf, um Farbreinheitsverschiebungen und „Schwabbeln“ des Rasters zu vermeiden, nicht größer als 0,5 Ampèrewindungen sein.

Beim 110°-Gerät mit Dickhalsröhre wurde die erforderliche Unterdrückung des Reststroms durch eine Kompensationsschaltung erreicht, in der ein aus dem Netztransformator entnommener gegenphasiger Strom den Reststrom des PTC-Widerstandes so weit kompensiert, daß die zulässige Restmagnetisierung nicht überschritten wird.

Diese Schaltungsmöglichkeit funktioniert aber nur dann optimal, wenn der Oberwellengehalt des Kompensationsstroms sehr gering ist, so daß für jeden Phasenwinkel eine ausreichende Kompensation erreicht werden kann.

Beim neuen Blaupunkt-Vollhalbleitergerät wird ein sehr kleiner Netztransformator mit einem EI-54-Kern verwendet, der an der Sekundärwicklung wegen der dort ebenfalls angeschlossenen Niedervolt-Brückengleichrichterschaltung keine exakt sinusförmige Ausgangsspannung für Kompensationszwecke abgibt. Es wurde daher die Kompensationsschaltung mit einem PTC-Widerstand verlassen und dafür eine Entmagnetisierungsschaltung mit einem Posistor eingeführt (Bild 4).

Ein Posistor besteht aus 2 thermisch eng miteinander gekoppelten Einzel-PTC-Widerständen, die deshalb auch beide in einem Gehäuse untergebracht sind. Während der PTC-Widerstand R1246 besonders spannungsfest ist (an ihm fällt sowohl während als auch nach der Entmagnetisierungszeit fast die volle Netzwechselspannung ab), wird der zweite PTC-Widerstand R1247 im warmen Zustand besonders hochohmig. Diese beiden Eigenschaften lassen sich nicht optimal mit einem einzigen PTC-Widerstand erreichen.

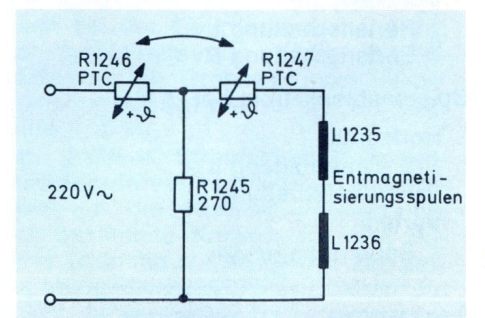
Beim Einschalten sind zunächst beide PTC-Widerstände sehr niederohmig ($< 50 \Omega$), und es fließt ein starker sinusförmiger Entmagnetisierungsstrom über die beiden in Serie geschalteten PTC-Widerstände R1246 und R1247 sowie die Entmagnetisierungsspulen L1235 und L1236. Ein weiterer Teilstrom fließt über den Widerstand R1245, der aber – wie noch erklärt wird – zur eigentlichen Entmagnetisierung nicht beiträgt.

Bei einem Kaltwiderstand von ca. 50Ω des Posistors und einem Spulenwiderstand von 54Ω ergibt sich ein Anfangsdurchflutungsstrom von

$$I_A = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{50 + 54} = 3 \text{ A}$$

Da die Windungszahl der Entmagnetisierungsspule 2×175 Windungen beträgt, ist die Anfangsdurchflutung $3 \times 350 = 1050$ Ampèrewindungen.

Bild 4. Elektronische Entmagnetisierungsschaltung nach dem Doppel-PTC-Verfahren.



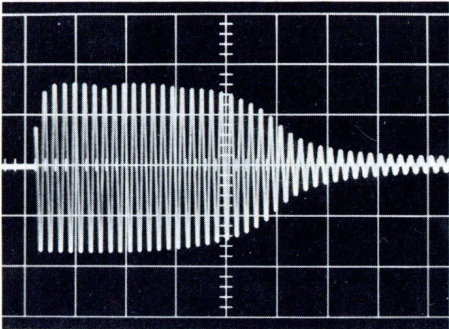


Bild 5. Entmagnetisierungsstrom durch die Entmagnetisierungsschleife (2 A/cm; Zeit: 100 ms/cm).

Der Posistor (R1246, R1247) wärmt sich in ca. 2 Sekunden bis auf seine Endtemperatur auf. In dieser Zeit klingt auch der Entmagnetisierungsstrom nach einer exponentiellen Funktion auf einen sehr kleinen Restwert ab (Bild 5). Nach der Entmagnetisierungsphase fließt sowohl der Teilstrom der Serienschaltung von R1247 und den beiden Entmagnetisierungsspulen, als auch der von R1245 über den netzseitigen PTC-Widerstand R1246. Da aber der spulenseitige PTC-Widerstand R1246 jetzt sehr hochohmig ist, fließt ca. 95 % des gesamten Stroms über R1245 und nur ca. 5 % (< 1 mA) als restlicher Magnetisierungsstrom durch die beiden Entmagnetisierungsspulen.

Der Gesamtstrom von ca. 5–10 mA, der über R1246 fließt, heizt den gesamten Posistor soweit auf, daß auch der spulenseitige PTC-Widerstand R1247 im stationären Betrieb entsprechend warm ist und darum sehr hochohmig bleibt (> 45 kΩ). Der Widerstand R1245 sorgt also für eine ständige „Beheizung“ des Posistors. Mit dieser Schaltung, die ebenfalls ohne mechanische Schaltkontakte auskommt und deshalb sehr zuverlässig arbeitet, wird ein sehr kleiner Reststrom erreicht, so daß die Landungsverschiebung nach ca. 30 Sekunden mit Sicherheit kleiner als 2 μm ist. Farbreinheit und Bildgeometrie werden also nach der Entmagnetisierung praktisch nicht mehr beeinflusst.

Die Anfangsdurchflutung von mehr als 1050 AW reicht aus, um sowohl starke Fremdfelder von Dauermagneten (Spielzeug, Haushaltsgeräten usw.) als auch erdmagnetische Einflüsse wirksam zu kompensieren. Die infolge einer 180°-Drehung des Gerätes auftretende Landungsverschiebung ist nach anschließender Entmagnetisierung kleiner als 5 μm.

Bei dieser Gelegenheit soll auf eine Eigenart hingewiesen werden, die im Servicefall auftreten kann. Betreibt man

Warum 110°-Dünnhalsröhre

Es gibt keinen Zweifel: Die Dünnhalsröhre mit 29,1 mm Halsdurchmesser ist das modernste Konzept auf dem Bildröhrensektor.

Noch vor wenigen Jahren schien es, als sei das Spannungsproblem bei dem gedrängten Kanonenaufbau nicht zu beherrschen. Heute ist die Dünnhalsröhre wie die Dickhalsröhre spannungsfest bis max. 27,5 kV.

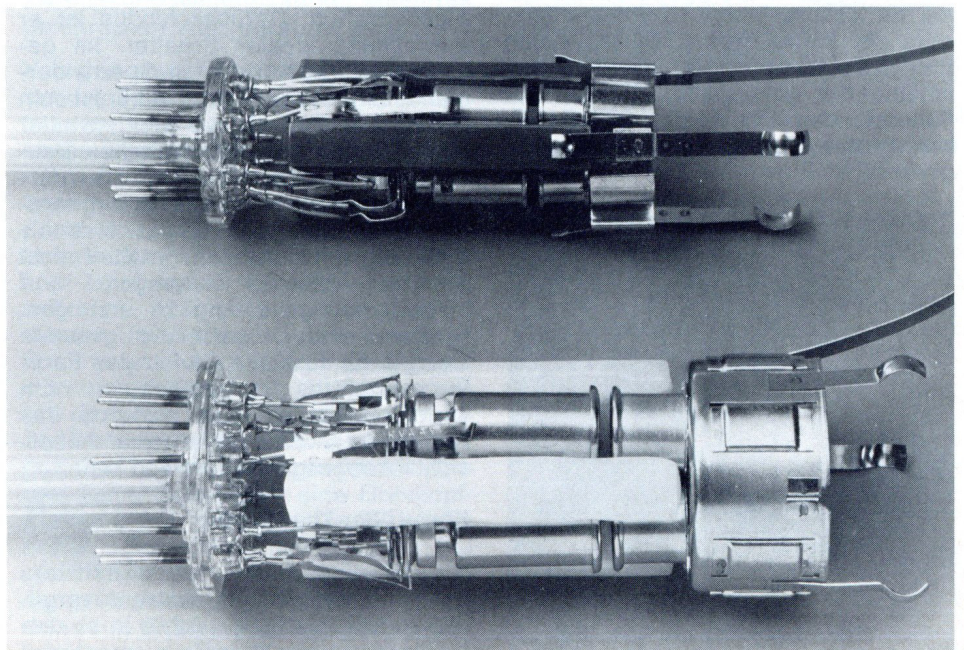
Warum nun Dünnhalsröhre, wenn mit ihr doch keine weitere Verringerung der Gehäusetiefe erzielt wird? Hauptgrund für ihren Einsatz ist zweifellos die Möglichkeit, sich der hervorragenden Toroid-Ablenkspule bedienen zu können, deren erhöhter Leistungsbedarf nur dadurch wirtschaftlich zu decken ist, daß bei der Dünnhalsröhre Ablenk- und Konvergenzsystem dichter an die 3 Elektronenstrahlen heranrücken. Diese sind daher mit weniger Energie zu beeinflussen. Bei der Ablenkleistung macht die Einsparung etwa 25 % aus. Die Einsparung bei der Konvergenz beträgt in vertikaler ca. 20 % und in horizontaler Richtung ca. 30 %. Vorteil: Entweder einfache (passive) Konvergenzschaltung oder größere Reserven bei aktiver Konvergenzschaltung.

Infolge der kleineren Abstände der 3 Elektronenkanonen verringern sich die Konvergenzfehler in vertikaler um ca. 50 % und in horizontaler Richtung um ca. 35–40 %. Das bedeutet: Die nach der Korrektur verbleibenden Restfehler in den Ecken und Bildrändern sind ebenfalls kleiner.

Die Blau-Lateralfehler sind dem Quadrat des Halsdurchmessers proportional. Sie werden also bei der Dünnhalsröhre praktisch halbiert und damit auf max. 1,65 mm reduziert.

Der Elektronenstrahldurchmesser ist kleiner. Zusammen mit der Lochmaske und der Toroid-Spule ergibt sich auf dem Bildschirm eine Schärfeverteilung, die besser ist als die der 90°-Bildröhre. Die dynamische Fokussierung entfällt.

Die von 1,2 auf 1,8 Mill. heraufgesetzte Leuchtpunktzahl ermöglicht ein größeres Auflösungsvermögen und vermindert gleichzeitig die Gefahr von Lochmasken-Moiré.



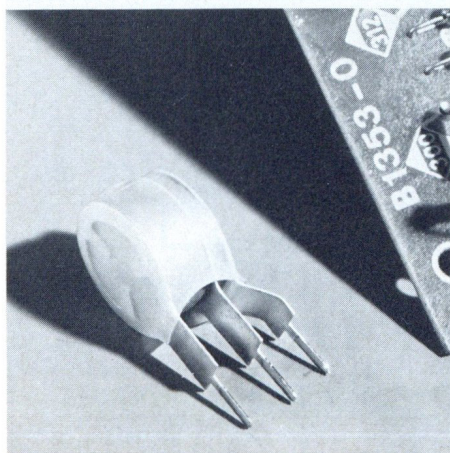
das Vollhalbleitergerät an einem Trenntransformator von 500 bis 1000 VA, so funktioniert die automatische Entmagnetisierung nicht einwandfrei. Das hat folgenden Grund: Praktisch unmittelbar nach dem Einschalten, während die Entmagnetisierung noch wirksam ist, „läuft“ schon das Netzteil an und es fließt ein großer Ladestrom in die noch leeren Elektrolytkondensatoren. Hierdurch ist eine leichte Sättigung des Trenntransformators und damit eine Verzerrung der Kurvenform der Netzwechselfspannung nicht zu vermeiden. Eine Verzerrung der Netzspannung bedeutet aber auch eine Verzerrung des Entmagnetisierungsstroms, d. h. seine positive Halbwelle kann eine andere Amplitude aufweisen als die negative. Bei der Entmagnetisierung wirkt diese Unsymmetrie aber wie eine Gleichstromkomponente, die eine gewisse Aufmagnetisierung hervorruft. Die auf diese Weise erzeugten Landungsfehler betragen 10–15 μm und sind damit bereits so groß geworden, daß starke Farbreinheitsstörungen die Folge sind.

Wird nun die Ursache für diese Farbreinheitsfehler vom Service-Techniker falsch diagnostiziert und trotzdem die Farbreinheit korrigiert, so dürften diese spätestens beim Netz-Direkt-Betrieb, nämlich beim Kunden, wieder auftreten.

Die Farbreinheit darf also beim Betrieb an einem Trenntransformator nur dann eingestellt werden, wenn das Gerät vorher mit einer externen Entmagnetisierungsspule behandelt wurde!

*

So sieht ein Posistor aus, das neue Bauteil für unkomplizierte Entmagnetisierung der Farbblödröhre. Dieses kleine Bauteil besteht aus zwei thermisch eng miteinander gekoppelten Einzel-PTC-Widerständen. Die beiden PTC-Scheiben werden durch Federn aufeinandergepreßt.



Horizontalablenkung

Allgemeines

Prinzipiell sind als Zeilenschalter Röhren, Transistoren und auch Thyristoren geeignet. In den 110°-Farbgeräten werden jedoch Ströme und Spannungen verarbeitet, die von den zur Verfügung stehenden Röhren PL 509, PL 519 usw. nur noch schwer beherrscht werden. Außerdem führen die hohen Verluste dieser Röhren zu einer großen Wärmeentwicklung, deren nachteilige Folgen auf Lebensdauer, Aufstellmöglichkeiten usw. allgemein bekannt sind.

Hochvolttransistoren, besonders für diesen Anwendungsfall entwickelt (!), müssen an der Grenze ihrer Spannungsbelastung betrieben werden. Bei Hochspannungsüberschlägen oder stark abweichender Zeilenfrequenz können jedoch Spannungsspitzen auftreten, bei denen die zulässige Grenze leicht überschritten wird. Der Transistor kommt also sehr leicht in den Bereich des „zweiten Durchbruchs“ und wird dadurch zerstört. Darüber hinaus benötigt ein Transistor in diesem Einsatzbereich schon eine relativ hohe Steuerleistung.

Um die bei Transistorablenkschaltungen gegebenen Beschränkungen der Strom- und Spannungsbelastbarkeit zu umgehen, wurden schon vor Jahren in den USA Thyristoren mit Erfolg in Horizontalablenkschaltungen eingesetzt. Der Thyristor weist nämlich entscheidende Vorteile auf. Minimale Steuerenergie und eine große Unempfindlichkeit gegenüber Strom- und Spannungsspitzen sind seine wichtigsten Erfolgseigenschaften. Darüber hinaus ist er ein nahezu idealer Schalter. Im gesperrten Zustand ist sein Sperrwiderstand fast unendlich groß, dafür ist sein Durchlaßwiderstand der kleinste aller bisher bekannten elektronischen Bauteile. Die Größe des Durchlaßstroms spielt daher nur noch eine untergeordnete Rolle. Man kann es sich erstmals erlauben, mit dem Horizontalteil nicht nur die Ablenk-, Konvergenz- und Hochspannungsleistung zu erzeugen, sondern diesem auch die gesamte Energie für fast alle Stufen des Fernsehgerätes zu entnehmen. Ein wichtiger Vorteil, weil dadurch das Netzteil wesentlich einfacher und übersichtlicher ausgeführt werden kann.

Etwas über Thyristoren

Die Wirkungsweise eines Thyristors kann mit der eines Thyratrons verglichen werden. Das zunächst in beiden Richtungen sperrende Bauelement wird

durch einen Stromimpuls an der Steuerelektrode – auch Gate genannt – gezündet und dadurch in Schalthrichtung leitend. Der wesentliche Unterschied zum Transistor liegt darin, daß ein Thyristor nur dadurch abgeschaltet, d. h. gesperrt werden kann, daß Gate und Anode Nullpotential aufweisen oder negativ vorgespannt sind. Die Zusammenhänge wurden bereits im Rahmen dieser Publikation¹⁾ beschrieben.

Darüber hinaus bestehen noch weitere Unterschiede zum Transistor, wobei besonders die Effekte gemeint sind, durch die ein Thyristor ungewollt in den leitenden Zustand versetzt werden kann. Zum besseren Verständnis dieser unerwünschten Zündvorgänge soll zunächst das Ersatzschaltbild des Thyristors herangezogen werden (Bild 6). Aus dieser Ersatzschaltung ist ersichtlich, daß die Vierschichtanordnung aus zwei in positiver Rückführung gekoppelten pnp- und npn-Transistoren besteht. Legt man ein positives Potential an die Anode (Emitter von T 1), so bleibt die aus zwei Transistoren bestehende Anordnung gesperrt. Erst nach dem Einspeisen eines Steuerstroms in die Basis von T 2 beginnt ein Kollektorstrom zu fließen, der auch gleichzeitig der Basisstrom von T 1 ist. Damit wird auch T 1 leitend gesteuert und es beginnt in ihm ebenfalls ein Kollektorstrom zu fließen, der aber jetzt – als Basisstrom von T 2 – für eine stabile Durchschaltung der Anordnung sorgt. Zwischen beiden Transistoren tritt also eine Rückkopplung auf, die nach dem Zünden zu einer permanenten Durchschaltung führt. Diese „selbsthaltende“ Durchschaltung eines Thyristors kann nur dadurch abgebrochen werden, daß die Anodenspannung zu Null bzw. der Haltestrom unterschritten wird.

Die Auslösung des Rückkopplungsprozesses durch einen Steuerimpuls an der Gate-Elektrode ist der angestrebte Normalfall. Der Zündvorgang kann aber auch ungewollt durch einen zu hohen Sperrstrom I_{CO} des Transistors T 1 eingeleitet werden. Verlieren z. B. die Sperrschichten durch eine zu hohe Temperatur ihr Sperrvermögen, so wirkt sich der anwachsende Sperrstrom von T 1 für den Transistor T 2 wie ein von außen zugeführter Steuerstrom aus. Die Anordnung nach Bild 6 kippt also durch einen zu großen Sperrstrom in den Durchlaßzustand um. In dieser Eigenschaft ist darum auch der Grund zu sehen, warum Thyristoren bei niedrigeren Temperaturen als Dioden und Transistoren betrieben werden müssen.

¹⁾ „Der blaue Punkt“ Heft 11/1968, Seite 10–12.

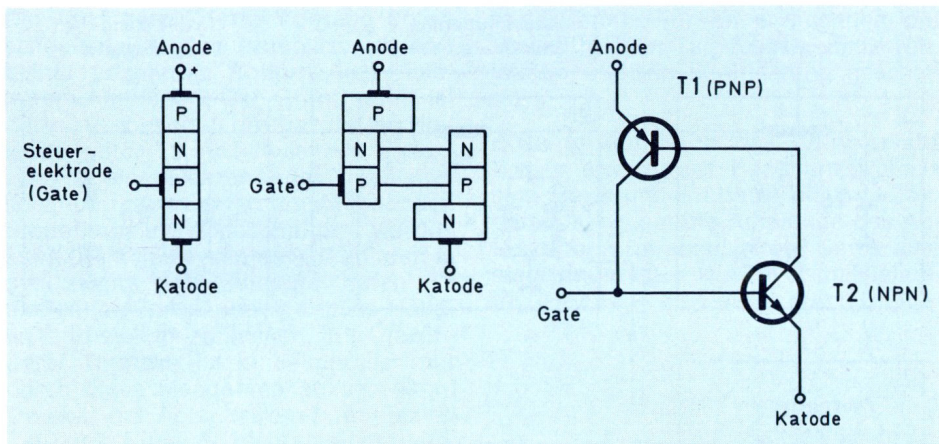


Bild 6. Transistor-Analog des Thyristors.

Eine weitere unerwünschte Zündmöglichkeit besteht beim Überschreiten der Nullkippspannung. Steigt z. B. bei einem gesperrten Thyristor die positive Anodenspannung über einen bestimmten Wert, so werden die freien Ladungsträger der Sperrschicht so stark beschleunigt, daß sie durch Stoßionisation weitere Ladungsträger los-schlagen. Dieser Vorgang schaukelt sich lawinenartig auf, so daß ein Umkippen des Thyristors vom Sperr- in den Durchlaßbereich auch ohne Steuerimpulse erfolgt. Den Spannungswert, bei dem dieses Umkippen geschieht, bezeichnet man als „Nullkippspannung“.

Die dritte Möglichkeit der ungewollten Zündung tritt dann auf, wenn eine nach dem Sperren wieder angelegte positive Spannung zu schnell ansteigt. Das Verhältnis du/dt , die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit du pro Zeiteinheit dt , also, führt auch bei Amplituden unterhalb des Nullkippswertes stets zu einem Stromfluß über die Streukapazitäten des pn-Überganges.

Wie jeder pn-Übergang stellt auch die mittlere Sperrschicht von T1 (Bild 6) eine spannungsabhängige Kapazität dar. Dieser kapazitive Strom

$$i_c = C \cdot \frac{du}{dt}$$

ist der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit proportional. Es kommt also darauf an, durch geeignete RC-Glieder, die parallel zur Anoden-Katoden-Strecke des Thyristors geschaltet werden, den Anodenspannungsanstieg zu begrenzen. Durch diese Beschaltung der Thyristoren werden derartige „Überkopfzündungen“ bei den bei Zeilenfrequenz vorherrschenden Spannungs- und Stromanstiegsflanken mit Sicherheit vermieden.

Als weitere Charakteristik ist die Stromanstiegsgeschwindigkeit zu beachten. Mit der Beziehung di/dt wird die Stromsteilheit im Durchlaßbereich bezeichnet.

Beim „Zünden“ eines Thyristors sinkt die Anodenspannung nicht sofort, sondern mit einer vom jeweiligen Arbeitswiderstand abhängigen Verzögerung gegen Null. Während dieser Zeit wird im Thyristor eine relativ hohe Leistung umgesetzt, deren Wert vom Stromanstieg abhängig ist (Bild 7). In den ersten Nanosekunden nach dem Zünden ist die leitende Oberfläche sehr klein, d. h. bei großer Stromsteilheit di/dt ist die Stromdichte sehr groß. Dabei kann es zu einer örtlichen Überhitzung des Kristalls kommen, die zur Zerstörung des Thyristors führt. Diese Erscheinung kann man vermeiden, wenn anodenseitig durch eine Induktivität die Stromanstiegsgeschwindigkeit auf einen ungefährlichen Wert begrenzt wird.

Von den zuvor genannten Eigenschaften des Thyristors spielen die drei letzten eine besondere Rolle. Die bei Hochspannungsüberschlägen an der Thyristor-Anode auftretenden positiven Spannungsimpulse liegen bei der Blaupunkt-Horizontalablenkschaltung unterhalb der Nullkippspannung. „Überkopfzündungen“ können also nicht auftreten. Außerdem werden die bei diesen Überschlägen vorkommenden Spannungs- und Stromanstiegsgeschwindigkeiten durch RC-Glieder sowie durch die in der Schaltung vorhandenen Induktivitäten soweit begrenzt, daß der Thyristor nicht ungewollt zünden kann. Sollte aber eine Überkopfzündung bei Störungen (z. B. bei zu hoher Betriebsspannung und bei gleichzeitig auftretenden Hochspannungsüberschlägen) nicht zu vermeiden sein, so verhindert die äußere Beschaltung eine thermische Überlastung

des Kristalls. In Punkte Betriebssicherheit ist das ein großer Vorteil gegenüber Transistor-Endstufen.

Als letztes soll noch auf eine Besonderheit beim Abschalten des Thyristors hingewiesen werden. Nachdem zum Zeitpunkt t_1 der äußere Schaltkreis abgeschaltet, d. h. die positive Anodenspannung zu Null wird, fließt trotzdem noch ein Anodenstrom durch den Thyristor (Bild 8a). Bei t_2 durchläuft dieser Anodenstrom die Nulllinie und wird anschließend negativ. Die von diesem Strom erzeugte Anodenspannung (Bild 8b) ist bereits kleiner geworden, liegt aber vorerst noch im positiven Bereich. Bei t_3 erreicht der Strom – man nennt ihn auch Ausräumstrom – sein Maximum. Danach klingt er sehr schnell ab und erzielt bei t_4 fast seinen endgültigen Wert. Wäre der Thyristor ein idealer Schalter, so würde er spätestens beim Nulldurchgang des Anodenstroms (t_2) in den Sperrzustand gefallen sein. Tatsächlich fließt aber – wie bereits erklärt – noch bis zum Zeitpunkt t_4 ein so großer Ausräumstrom, daß der Thyristor praktisch wie ein

Bild 7. Verlustleistung des Thyristors in der Schaltphase.

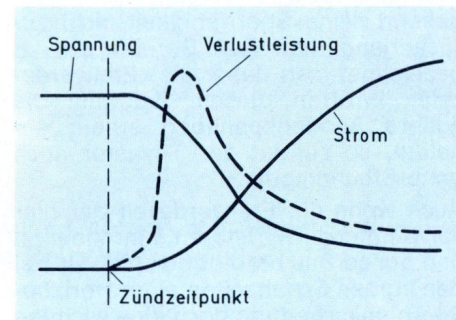
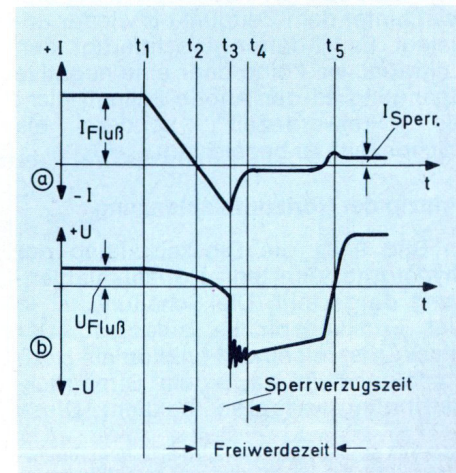


Bild 8. Zeitlicher Verlauf des Anodenstroms und der Anodenspannung beim Abschalten des äußeren Schaltkreises.



Kurzschluß wirkt. Erst zum Zeitpunkt t_4 kann man von einem gesperrten Thyristor sprechen. Daher bezeichnet man den Bereich $t_2 - t_4$ auch als Sperrverzugszeit.

Die Ursache für dieses typische Verhalten eines Thyristors ist in der hohen Ladungsträger-Konzentration zu sehen, die während der Durchlaßpause herrschte. Diese Konzentration muß nach dem Abschalten der Anodenspannung erst abgebaut sein, bevor der eingangs beschriebene Stromrückkopplungsmechanismus aussetzt. Am Ende der Sperrverzugszeit (t_4) hat der Thyristor aber noch nicht seine endgültige Sperrfähigkeit wiedererlangt. Die Konzentration von Ladungsträgern im Bereich des 1. pn-Übergangs (Bild 6) ist noch so groß, daß dieser noch nicht sperren kann.

Erst zum Zeitpunkt t_5 sind die Ladungsträger auch hier soweit rekombiniert, daß der Thyristor endgültig gesperrt ist. Die vom Ausräumstrom hervorgerufene Anodenspannung durchläuft jetzt ebenfalls die Nulllinie. Ein Zeichen dafür, daß kein Ausräumstrom mehr fließt! Die nach dem Zeitpunkt t_5 anliegende positive Anodenspannung stammt vom äußeren Schaltkreis.

Es wird also gezeigt, daß der Thyristor noch über die Sperrverzugszeit hinausgehend seine Sperrfähigkeit nicht zurückerlangt hat. Den Bereich $t_2 - t_5$ bezeichnet man daher als „Freiwerdezeit“. Wird in diesem Zeitraum die äußere Anodenspannung erneut angelegt, so zündet der Thyristor auch ohne Steuerimpuls.

Auch wenn die Freiwerdezeit der hier verwendeten Thyristoren sehr klein ist und nur ca. $3\mu\text{s}$ beträgt, so spielt sie bei den kurzen Schaltzeiten einer Horizontal-Ablenkschaltung doch eine wichtige Rolle. Damit in der Blaupunkt-Schaltung jedenfalls ein Wiedereinschalten mit Sicherheit nicht vorkommen kann, wird die positive Anodenspannung erst weit hinter dem Zeitpunkt t_5 wieder angelegt. Es ist daher gerechtfertigt, den Zeitraum, wo keine oder eine negative Spannung an der Anode anliegt, nicht als „Freiwerdezeit“, sondern als „Schonzeit“ zu bezeichnen.

Prinzip der Horizontalablenkung

In Bild 9 ist die Blockschaltung der thyristorgesteuerten Horizontalablenkung dargestellt. Die Schaltung ist in vier Funktionsblöcke aufgeteilt. Der Block C ist in seiner Funktion als Horizontalendstufe nach dem Stromrückgewinnungsverfahren¹ bekannt. Diese

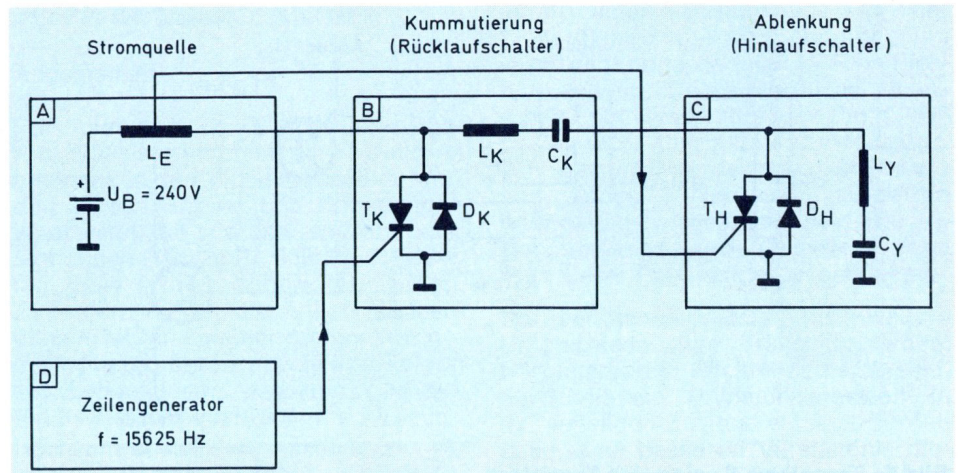


Bild 9. Blockschaltung der thyristorgesteuerten Horizontal-Ablenkung.

Schaltung besteht im wesentlichen aus dem Hinlaufschwingkreis L_Y/C_Y , wobei L_Y aus der Induktivität des Ablenksystems und des Zeilentransformators gebildet wird. Der Kondensator C_Y dient gleichzeitig zur Tangensentzerrung des Ablenkstroms. Der bipolare Hinlaufschafter besteht aus einem Thyristor mit einer antiparallel geschalteten Diode. Der Block C ist also als Hinlaufkreis zu verstehen. Er ist für die Erzeugung des sägezahnförmig ansteigenden Hinlaufstroms zuständig.

Die Funktion von Block B ergibt sich aus der Verwendung eines Thyristors im Hinlaufschafter. Wie schon beschrieben, kann ein Thyristor zwar am Gate ein- aber nicht mehr ausgeschaltet werden. Dazu ist es notwendig, daß die Katoden-Anoden-Strecke für eine bestimmte Zeit (die sog. Freiwerdezeit) stromlos gemacht wird. Diese Aufgabe übernimmt die Kommutierungsschaltung von Block B. Sie besteht aus dem Speicherkondensator C_K , der Kommutierungsspule L_K und einem bipolaren Schalter, der ebenfalls aus einem Thyristor und einer Diode in Antiparallelschaltung aufgebaut ist.

Zur Stromversorgung bzw. zur Deckung der auftretenden Verluste dient der Block A. Über die Drossel L_E wird dem Kommutierungskreis während des Zeilenhinlaufs aus der Gleichspannungsquelle, nämlich dem Netzteil, die notwendige Energie zugeführt. Der Kondensator C_K wird dabei positiv aufgeladen.

Der Kommutierungsschalter T_K erhält seine Zündimpulse vom Zeilengenerator (Block D). Wird z. B. der Thyristor T_K leitend, so entlädt sich C_K über L_K nach Masse, wobei der Stromkreis über den ebenfalls leitenden Hinlaufthyristor T_H geschlossen ist. Da aber Kommutierungs- und Hinlaufstrom im Hin-

laufthyristor T_H entgegengesetzte Richtung aufweisen, heben sich beide auf und T_H wird stromlos. Durch das Zünden von T_K wird also der Hinlaufthyristor abgeschaltet und damit die Rücklaufphase eingeleitet. Die exakten Zusammenhänge werden in den folgenden Ausführungen erläutert.

Erste Hinlaufhälfte

Wenn man einmal davon ausgeht, daß am Hinlaufbeginn, zum Zeitpunkt t_0 also, die Spule L_Y aus der vorangegangenen Rücklaufperiode magnetische Energie gespeichert hat, so verursacht das jetzt zusammenbrechende Magnetfeld einen Ablenkstrom I_Y , der den Kondensator C_Y auflädt (Bild 10). Der Hinlaufthyristor T_H ist während des Zeitraumes $t_0 - t_2$ gesperrt, so daß dieser Ablenkstrom über die in Flußrichtung gepolte Hinlaufdiode D_H fließt. Zum Zeitpunkt t_2 erreicht I_Y die Nulllinie, D_H wird gesperrt und die Ablenkenergie „steckt“ im Hinlaufkondensator C_Y .

Zweite Hinlaufhälfte

Wie Bild 11 zeigt, ist dieser Zeitraum in die 3 Abschnitte $t_2 - t_5$ aufgeteilt, wobei im Bereich $t_3 - t_4$ die Rücklaufeinleitung erfolgt.

Nachdem die Hinlaufdiode D_H zum Zeitpunkt t_2 gesperrt und dafür der Hinlaufthyristor T_H aufgesteuert wird, erfolgt die Umladung der im Kondensator C_Y gespeicherten Energie. Das bedeutet, daß jetzt der Ablenkstrom I_Y in umgekehrter Richtung durch L_Y fließt (Bild 11). Dieser bis zum Hinlauf-Ende (t_5) in positiver Richtung ansteigende Strom fließt aber nicht in der gesamten zweiten Hinlaufhälfte durch den Thyristor T_H . Zum Zeitpunkt t_3 beginnt nämlich bereits die Einleitung des Rücklaufs.

¹ Bei der Scout-Beschreibung Heft 14/70 wurde dieses Prinzip auf den Seiten 14–17 erklärt.

Der jetzt geschilderte Vorgang unterscheidet sich ganz erheblich von den bisher bekannten Röhren- und Halbleiterschaltungen. Der Grund dafür ist darin zusehen, daß der gezündete Hinlaufthyristor T_H nicht wie der Zeilenschalter einer Röhren- oder Transistor-schaltung durch einen entsprechenden Steuerimpuls abgeschaltet werden kann. Es kommt also darauf an, den in der zweiten Hinlaufhälfte durch T_H fließenden Strom unter seinen Halte-wert absinken zu lassen. Ein gezündeter Thyristor ist ja bekanntlich nur durch diese Maßnahme abzuschalten! Da aber der Ablenkstrom I_Y im letzten Teil des Hinlaufs nicht kleiner wird, sondern im Gegenteil weiter ansteigt und sogar zum Zeitpunkt t_5 sein positives Maximum erreicht, muß zur Abschaltung des Hinlaufthyristors ein Schaltungstrick angewendet werden.

Für die Abschaltung des Hinlaufthyristors sorgt der Kommutierungs-Kreis. Während des Zeitraumes $t_0 - t_3$ sind die beiden Kommutierungsschalter T_K und D_K geöffnet (Bild 10 und 11), d. h. die positive Betriebsspannung an der Eingangsdrossel L_E konnte über die Kommutierungsspule L_K den Kondensator C_K aufladen. Dieser Ladungsvorgang hat auf die Ablenkung keinen Einfluß, da der Ladestrom über die geschlossenen Hinlaufschalter D_H bzw. T_H fließt und damit während des Zeilenhinlaufs nicht in den Ablenkstromkreis gelangt.

Der Rücklauf wird nun dadurch eingeleitet, daß zum Zeitpunkt t_3 der Rücklaufthyristor T_K gezündet, er also in den Durchlaßbereich gesteuert wird. Dadurch entlädt sich der Kondensator C_K über L_K und die beiden durchgeschalteten Thyristoren T_K und T_H .

Die Rücklaufinduktivität L_K und der Kondensator C_K bilden dabei jedoch einen Resonanzkreis, dessen Schwingfrequenz wesentlich höher ist, als die des Ablenkkreises L_Y/C_Y . Der Resonanzstrom I_R steigt – wie Bild 12 zeigt – sehr schnell an.

Wie wird nun T_H abgeschaltet? Zum Zeitpunkt t_4 übersteigt der gegenläufige Resonanzstrom I_R den Ablenkstrom I_Y . Beide Ströme heben sich auf, der Haltestrom wird unterschritten und T_H schaltet ab.

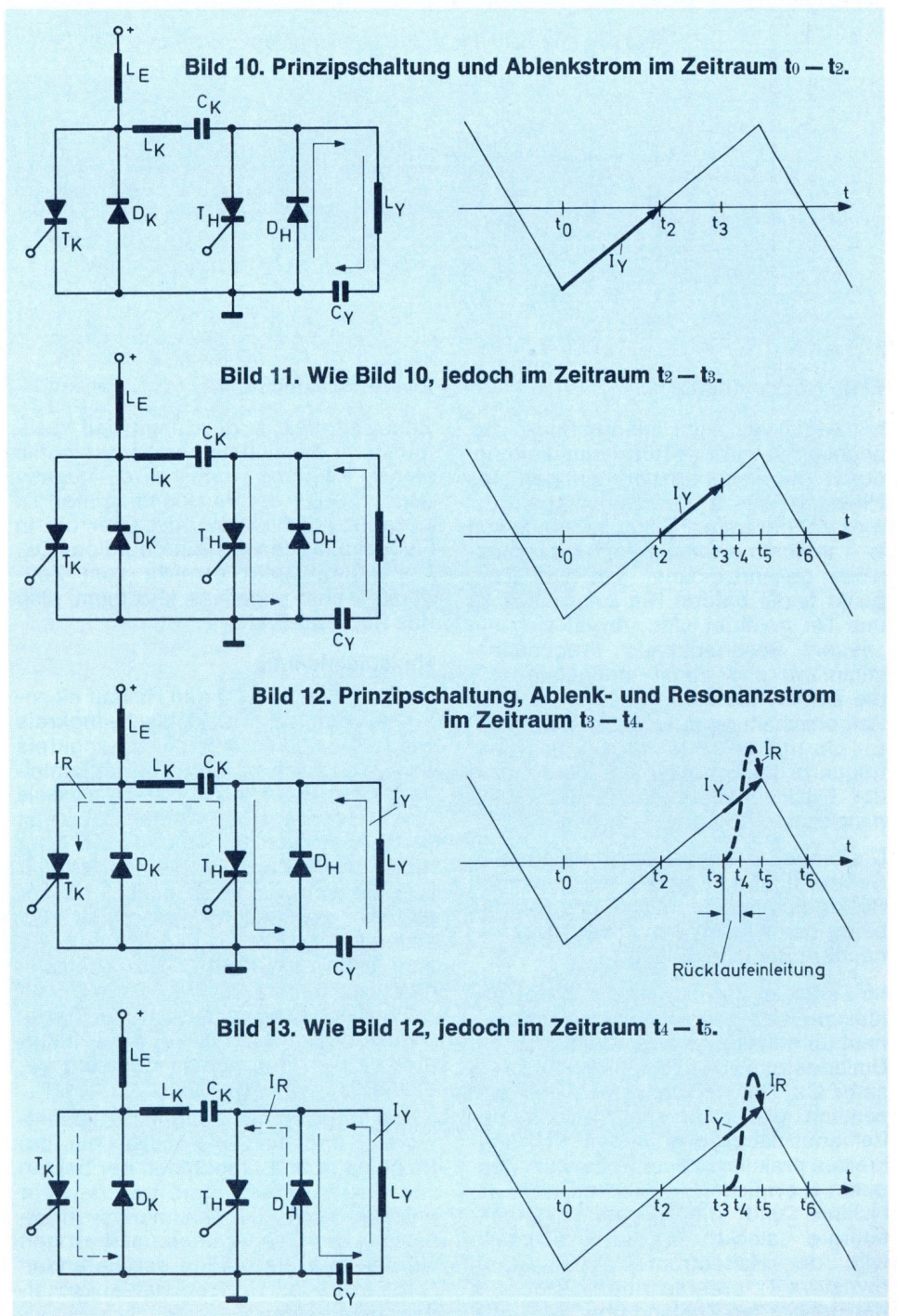
Damit nun der Ablenkstrom I_Y nicht unterbrochen, sondern am Hinlauf-Ende sein positives Maximum erreichen kann, fließt er ein zweites Mal über die Hinlaufdiode D_H (Bild 13). Für die Öffnung von D_H sorgt aber jetzt der Reso-

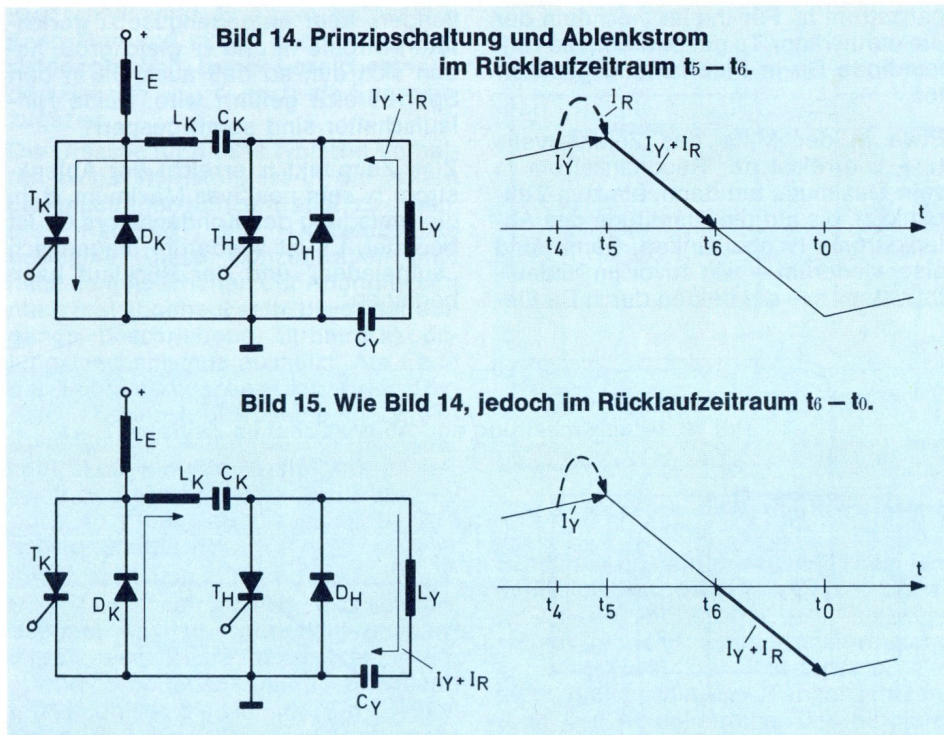
nanzstrom I_R . Für ihn ist, nachdem der Hinlaufthyristor T_H gesperrt ist, die Hinlaufdiode D_H in Flußrichtung geschaltet.

Etwa in der Mitte des Zeitintervalls $t_4 - t_5$ erreicht der Resonanzstrom I_R sein Maximum, um dann, bis zum Zeitpunkt t_5 , bis auf die Amplitude des Ablenkstroms I_Y abzusinken. Damit sind also wiederum – wie zuvor im Hinlaufthyristor T_H – die beiden durch D_H flie-

henden, aber entgegengesetzt gerichteten Ströme I_R und I_Y gleichgroß, heben sich auf, so daß auch D_H in den Sperrbereich geführt wird. Beide Hinlaufschalter sind somit gesperrt.

Zum Zeitpunkt t_5 erreicht der Ablenkstrom I_Y sein positives Maximum, d. h. die Umladung des Kondensators C_Y ist beendet, L_Y ist wiederum magnetisch „aufgeladen“ und der Rücklauf kann beginnen.





Erste Rücklaufhälfte

Im Gegensatz zur Hinlaufperiode, die, abgesehen von der Rücklaufeinleitung, durch die Resonanzbedingungen des Hinlaufkreises L_Y/C_Y bestimmt wurde, wird der gesamte Rücklaufzeitraum von $t_5 - t_0$ durch andere Resonanzverhältnisse gekennzeichnet. Da zum Zeitpunkt t_5 die beiden Hinlaufschalter T_H und D_H geöffnet sind, ergibt sich ein „neuer“ Resonanzkreis. Frequenzbestimmend und damit maßgebend für die Dauer des Rücklaufs ist jetzt die Reihenschaltung aus den Bauteilen C_Y , L_Y , C_K und L_K (Bild 14). Die Schwingfrequenz beträgt etwa 42,5 kHz, d. h. in der Rücklaufzeit vollführt der Resonanzkreis eine halbe Schwingung.

Die bisher voneinander abweichenden Ströme I_Y und I_R sind in der gesamten Rücklaufphase identisch, da sie ja beide gemeinsam durch die zuvor genannten Bauteile fließen.

Im Zeitraum $t_5 - t_6$ wird die in der Ablenkspule L_Y gespeicherte Energie erneut umgeladen, d. h. es fließt jetzt ein Umladestrom vor allem in den Kondensator C_K . Der Kondensator C_Y ist wesentlich größer, er spielt also in der Reihenschaltung des „neuen“ Schwingkreises praktisch keine Rolle. Zum Zeitpunkt t_6 erreicht der Rücklaufstrom die Nulllinie und die gesamte Ablenkenergie „steckt“ in C_K . Gleichzeitig wird der Haltestrom des Rücklaufthyristors T_K unterschritten. Er geht in den gesperrten Zustand über.

Zweite Rücklaufhälfte

Zum Zeitpunkt t_6 durchläuft der Rücklaufstrom die Nulllinie, er wechselt also seine Richtung und wird negativ (Bild 15). Da der Rücklaufthyristor T_K gesperrt ist, fließt I_Y jetzt über die in Flußrichtung gepolte Rücklaufdiode D_K . Der Ablenkstrom erreicht zum Zeitpunkt t_0 sein negatives Maximum, also das Rücklauf-Ende.

Hinlaufeinleitung

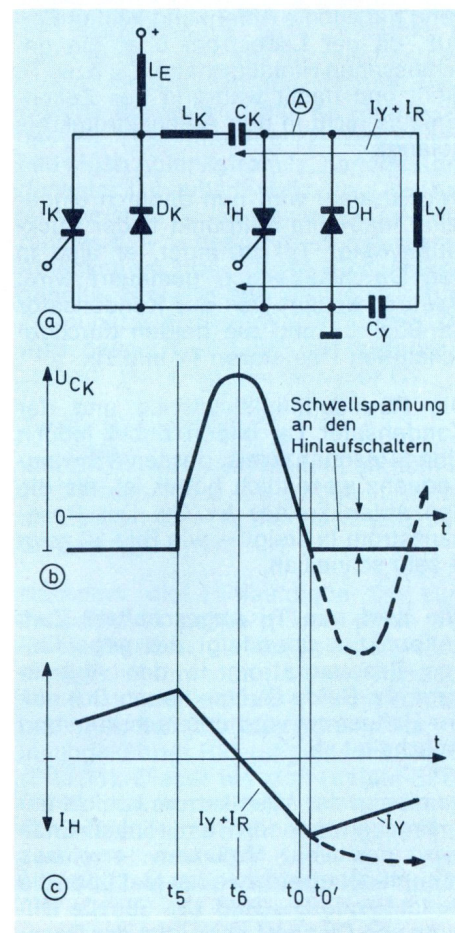
Um zum Zeitpunkt t_0 den Hinlauf einzuleiten, muß der Rücklaufschwingkreis wieder in einen Hinlaufschwingkreis L_Y/C_Y und den von der Rücklaufeinleitung her bekannten Resonanzkreis L_K/C_K aufgespalten werden. Dazu ist es aber notwendig, daß die Hinlaufdiode D_H in den Durchlaßbereich geschaltet wird. Sie sorgt dafür, daß einmal die gewünschte Verbindung zwischen L_Y und C_Y zustande kommt und zum anderen C_K über die ebenfalls durchgeschaltete Rücklaufdiode D_K mit L_K verbunden wird. Darum die Frage: Wie wird zum Zeitpunkt t_0 die Hinlaufdiode D_H in den Durchlaßbereich gesteuert?

Diese Frage ist nicht dadurch zu beantworten, daß man wie bisher nur die Richtungen und Amplituden der beiden Ströme I_Y und I_R betrachtet. Vielmehr müssen auch die Spannungsverhältnisse in die Überlegungen einbezogen werden, die die beiden oszillierenden Ströme in der Horizontalablenkschaltung hervorrufen.

Wie man den Bildern 10 bis 13 entnehmen kann, ist während des gesamten Hinlaufs immer einer der beiden Hinlaufschalter geschlossen. Dadurch ist der Punkt A (Bild 16a) praktisch mit Masse verbunden, d. h. bis auf die an den beiden Hinlaufschaltern abfallende Flußspannung kann sich hier kein Potential ausbilden (Bild 16b).

Anders sieht es jedoch während des Rücklaufs aus, dann sind nämlich die beiden Hinlaufschalter geöffnet und der Punkt A von Masse getrennt. Wie Bild 16c zeigt, steckt zum Zeitpunkt t_5 die gesamte Energie in der Spule L_Y . In der ersten Rücklaufhälfte (t_5 bis t_6) beginnt nun ein Umladestrom zu fließen, der den Kondensator C_K am Punkt A positiv auflädt (Bild 16b). Das Maximum dieser Spannung liegt in der Rücklaufmitte (t_6), dann nämlich durchläuft der Rücklaufstrom $I_Y + I_R$ die Nulllinie, d. h. die gesamte Energie steckt im Kondensator C_K . In der zweiten Hinlaufhälfte ($t_6 - t_0$) pendelt die Ablenkenergie in die Spule L_Y zurück

Bild 16. a) Prinzipschaltung; b) Rücklaufspannung am Punkt A; c) Horizontalablenkstrom.



und C_K wird wieder entladen. Seine Spannung erreicht damit zum Zeitpunkt t_0 die Nulllinie.

Aus dem bisher Gesagten ist zu schließen, daß der Rücklaufresonanzkreis während des Zeitraums t_5 bis t_0 einen halben Schwingungszug vollendet hat. Nun kann man sich aber gut vorstellen, daß dieser Resonanzkreis bestrebt ist, eine weitere Halbwelle folgen zu lassen. Das bedeutet aber, daß der Ablenkstrom $I_Y + I_R$ nicht nur die im Zeitraum $t_5 - t_0$ eingeschlagene Richtung auch nach t_0 beibehalten möchte, sondern sein Maximum erst weit hinter dem Zeitpunkt t_0' zu erreichen versucht (gestrichelte Linie in Bild 16c).

Da die Spannung am Punkt A bereits zum Zeitpunkt t_0 die Nulllinie erreicht hat, bewirkt das bis zum Zeitpunkt t_0' weitere Anwachsen des Ablenkstroms jetzt eine negative Spannungsbildung an C_K . Oder anders ausgedrückt: Der noch bis zum Zeitpunkt t_0' von C_K in Richtung L_Y fließende Strom sorgt dafür, daß die Spannung an A die Nulllinie unterschreitet. Zum Zeitpunkt t_0' ist das negative Potential an A aber bereits so weit angestiegen, daß es die Schwell- oder Schleusenspannung der Hinlaufdiode D_H übersteigt, d. h. D_H wird zum Zeitpunkt t_0' leitend. Das bedeutet: Die in L_Y zum Zeitpunkt t_0' bereits gespeicherte Ablenkenergie kann sich jetzt nicht mehr auf Kosten einer weiteren negativen Entladung von C_K vergrößern, sondern sie muß sich „zwangsweise“ über D_H in den Hinlaufkondensator C_Y umladen. Damit beginnt der Hinlauf, wie bereits beschrieben, von neuem.

Exakt gesehen ist also t_0' das eigentliche Rücklauf-Ende bzw. der Hinlaufbeginn. Da aber das Verhältnis „Rücklaufspannung/Schwellspannung“ in Wirklichkeit viel größer ist als in Bild 16b dargestellt, ergibt sich praktisch zum Zeitpunkt t_0 eine senkrecht abfallende Spannungsflanke, d. h. t_0 und t_0' fallen in der Praxis zeitlich zusammen. Die in Bild 16 gezeigten Verhältnisse dienen darum nur zur Erklärung des Einschalt-effektes von D_H .

Nachdem der Hinlaufkreis L_Y/C_Y über D_H geschlossen ist bleibt noch zu klären, wie sich jetzt der Resonanzkreis L_K/C_K verhält. Wie Bild 15 zu entnehmen ist, fließt in der 2. Rücklaufhälfte der Resonanzstrom $I_Y + I_R$ über die in Durchlaßrichtung gepolte Rücklaufdiode D_K . Damit nun aber C_K bis zum Zeitpunkt t_3 (Einleitung des Rücklaufs) wiederum von der positiven Betriebsspannung über L_E und L_K aufgeladen werden kann, muß vorher der „Masseschluß“ über die geschlossene Diode

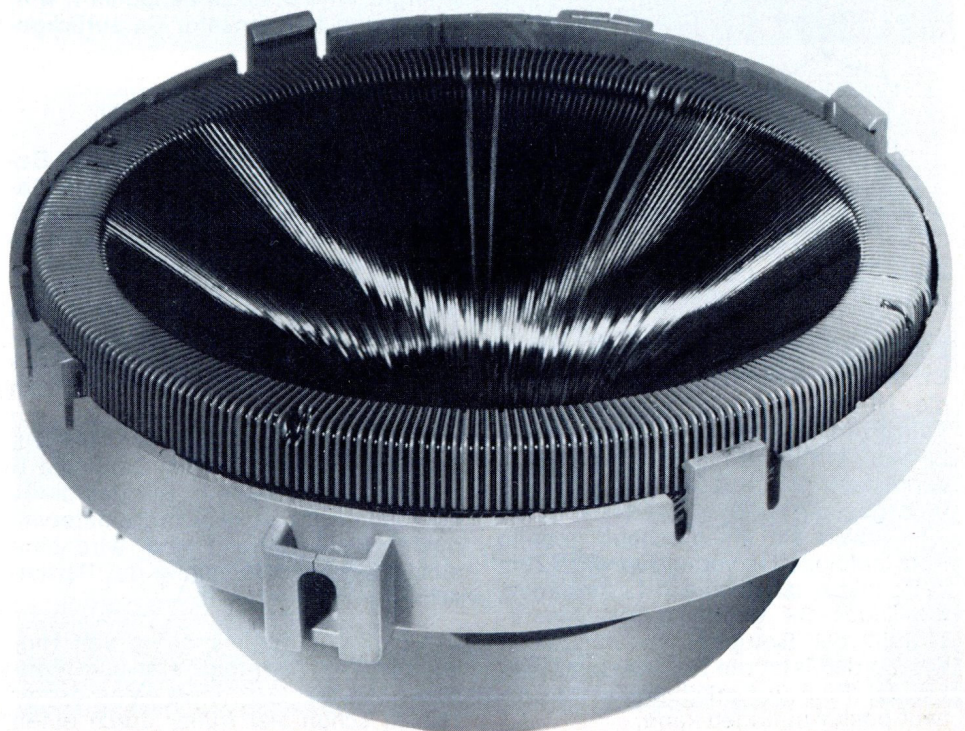
Warum Toroid-Ablenkspule?

Das Prinzip der Toroid-Ablenkspule ist nicht neu. Sie wurde bisher nicht eingesetzt, weil sie wesentlich mehr Ablenkleistung benötigt als eine Sattelspule. Ihr Einsatz ist nur in Verbindung mit der Dünnhalsröhre sinnvoll, da diese Röhre mit weniger Ablenkenergie auskommt als eine Dickhalsröhre. Auch wenn bei dieser Kombination insgesamt mehr Ablenkleistung benötigt wird, so überwiegen doch wichtige Vorteile:

Da jede einzelne Windung der einlagigen Spule in eine Nut des Wickelkörpers eingelegt ist, erhält man durch diese exakte Leiterfixierung eine bisher nicht erreichte Fertigungsgleichmäßigkeit. Außerdem ergibt sich bei dieser Bauart (die Wickelköpfe der Sattelspule entfallen) ein wesentlich längeres und vor allem sehr genau ausgebildetes Ablenkkfeld.

Alles zusammen, also die höhere Fertigungsgüte, das längere und genauere Ablenkkfeld (die Elektronenstrahlen werden „sanfter“ abgelenkt) wirken sich positiv auf die Punktverformung, die Geometrie- und Konvergenzabweichungen und damit auch auf das Landungsbild und den Schärfeverlauf aus. Weitere Pluspunkte sind in der geringen Impedanz (die Anpassung an die Halbleiterendstufen wird erleichtert) und in den kleineren Rückschlagimpulsen zu sehen.

Die Nachteile der Sattelspule, die nicht nur ca. 400% mehr Kupfer benötigt, schwerer wickelbar ist, eine größere Impedanz hat und ein kürzeres Ablenkkfeld aufweist, werden von der Toroid-Spule umgangen. Wegen ihrer geringen „Verfälschungen“ wird nicht nur weniger Konvergenzleistung benötigt, was ja zu einem optimalen Landungsbild führt, sondern auch der Schärfeverlauf in den Ecken ist sogar besser als bei der „besten“ 90°-Bildröhre!



D_K beseitigt werden. Die Diode D_K muß also geöffnet und außerdem die magnetische Ladung, die ja zum Zeitpunkt t_0' auch in L_K steckt, abgebaut werden. Wie wird dieses erreicht?

Bis zum Zeitpunkt t_0' bilden laut Bild 16a die Bauteile L_Y , C_Y , C_K und L_K den Rücklaufresonanzkreis. Erst zum Zeitpunkt t_0' — nachdem die Hinlaufdiode D_H durchgeschaltet ist —, ergibt sich neben dem Hinlaufkreis L_Y/C_Y auch der von der Rücklaufeinleitung her bekannte Resonanzkreis L_K/C_K .

Wenn man einmal davon ausgeht, daß durch den gemeinsamen Resonanzstrom $I_Y + I_R$ zum Zeitpunkt t_0' nicht nur in L_Y , sondern auch in L_K magnetische Energie steckt, so dient die Ladung von L_K dazu, den Resonanzkreis L_K/C_K jetzt ebenfalls mit seiner Eigenfrequenz schwingen zu lassen (Bild 17). Mit anderen Worten: Die in L_K zum Zeitpunkt t_0' gespeicherte Energie wird umgewandelt, so daß sich der in Bild 17 gezeigte Stromfluß I_R in Richtung Nulllinie ergibt.

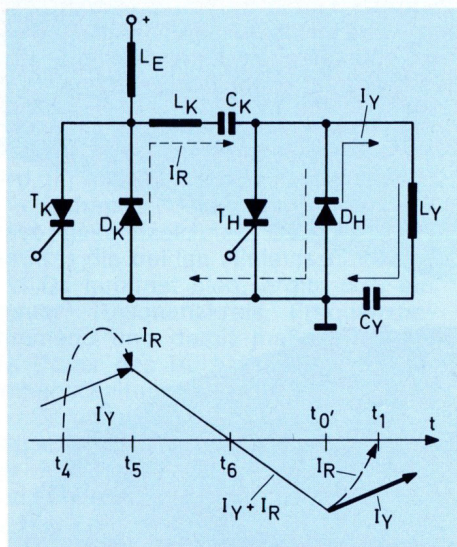


Bild 17. Prinzipschaltung; Ablenk- und Resonanzstrom im Zeitraum $t_0' - t_1$.

Zum Zeitpunkt t_1 steckt die Energie in C_K und der Resonanzstrom I_R erreicht die Nulllinie. Ein Zurückpendeln der Energie in die Schwingkreisinduktivität L_K kann jetzt aber nicht mehr erfolgen, denn dazu müßte der Resonanzstrom I_R in geänderter Richtung fließen, was aber durch die entsprechend gepolte Rücklaufdiode D_K verhindert wird. Zum Zeitpunkt t_1 ist demnach L_K entladen, die Diode D_K geöffnet, der „Massenschluß“ der Betriebsspannung beseitigt, so daß jetzt die Betriebsspannung bis zur Rücklaufeinleitung (t_3) C_K erneut positiv aufladen kann.

Energiezuführung

Die Schwingbedingung einer Horizontalablenkschaltung ist dann konstant, wenn keine Verluste auftreten oder diese durch Energiezuführung ausgeglichen werden. Bei der Erläuterung des Prinzips wurde gezeigt, daß Hin- und Rücklauf nicht erzwungen werden müssen, sondern durch geschickte Schaltungstechnik ein Hin- und Herpendeln der Energie erreicht wird. Es sind daher verhältnismäßig geringe Eigenverluste zu decken, wobei der Energieentzug für die Hochspannungserzeugung in der Summierung aller Verluste den Hauptanteil ausmacht.

Die Energiezufuhr erfolgt durch die Ladung des Rücklaufkondensators C_K . Während des Hinlaufzeitraumes $t_1 - t_3$ ist C_K über L_K und L_E mit der positiven Betriebsspannung verbunden (Bild 11 und 12). Seine Energie geht im Hinlaufzeitraum $t_3 - t_5$ zuerst in den Rücklauf-Einleitungs-Schwingkreis C_K/L_K ein (Bild 12 und 13). Da dieser Schwingkreis aber im Zeitintervall $t_5 - t_0$ in den Rücklaufschwingkreis aufgeht (Bild 14 und 15), addiert sich seine Energie zu der verbliebenen Energie des Hinlaufkreises L_Y/C_Y , d. h. die vom Schwingkreis L_K/C_K eingebrachte Energie dient zur Verlustdeckung.

Am Ende des Rücklaufs, also zum Zeitpunkt t_0' , wird der Rücklaufkreis in den Hinlaufkreis L_Y/C_Y und den Resonanzkreis L_K/C_K aufgespalten (Bild 17). Die nicht benötigte, also überschüssige Energie, wird bis zum Zeitpunkt t_1 wieder in den Kondensator C_K zurückgeführt.

Zusammenfassung

Zur Unterstützung der bisherigen Betrachtungen dient Bild 18a bis i. In dieser Darstellung sind die Spannungs- und Stromverläufe zeitlich untereinander geordnet.

Zu Beginn des Hinlaufs, während des Zeitraums $t_0 - t_1$, setzt sich der Ablenkstrom (Bild 18a) aus dem der Hinlaufdiode D_H (Bild 18b) und dem Strom der Rücklaufdiode D_K (Bild 18g) zusammen. Es ist zu erkennen, daß D_H den Ablenkstrom bis zum Zeitpunkt t_1 kontinuierlich von der Rücklaufdiode übernimmt. Da in diesem Zeitintervall beide Dioden leitend sind, wird eine ausgezeichnete Dämpfung der Partial-schwingungen erreicht.

Die Stromübernahme durch den Hinlaufthyristor T_H erfolgt erst zum Zeitpunkt t_2 (Bild 18c), auch wenn dieser zeitlich schon viel früher durch einen

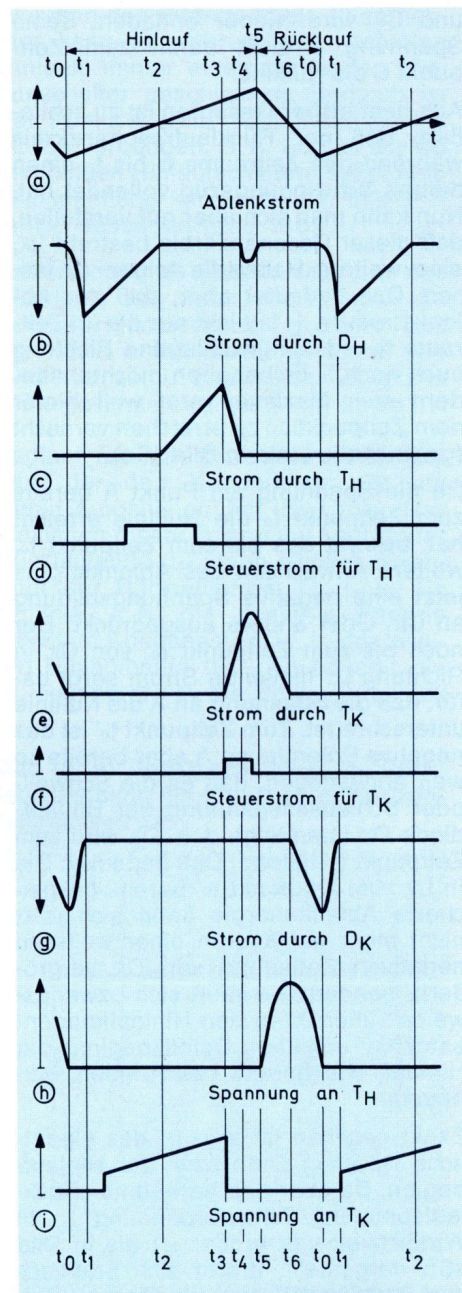


Bild 18. Spannungs- und Stromverläufe in der Prinzipschaltung.

positiven Impuls am Gate zum „Schalten“ vorbereitet ist (Bild 18d). Daß T_H nicht früher durchschaltet, liegt daran, daß im Zeitraum $t_0 - t_2$ ein Strom durch die Hinlaufdiode fließt und somit an D_H eine negative Flußspannung abfällt. Erst zum Zeitpunkt t_2 wird die Ablenkspannung zu Null, die negative Flußspannung an D_H entfällt und T_H kann durchschalten. Da T_H schon vor seinem Einschaltzeitpunkt durch den Gate-Impuls vorbereitet ist, ergibt sich keine „starre“ Einschaltung, T_H schaltet sich also förmlich von selbst ein, d. h. für

eine exakte Stromübernahme von D_H im Bereich der Hinlaufmitte (t_2) ist somit gesorgt.

Anders verhält sich in dieser Hinsicht der Rücklaufthyristor T_K (Bild 18e). Er soll nicht nur im Zeitraum $t_3 - t_5$ den Strom vom Hinlaufthyristor T_H (Bild 18c) übernehmen, sondern er muß zu einem vom Sender bestimmten Zeitpunkt den Rücklauf einleiten. Um diese Bedingungen zu erfüllen, kommt einmal sein positiver Steuerimpuls vom synchronisierten Zeilengenerator (Bild 18f), zum anderen muß er sofort durchschaltbereit sein. Das ist auch der Fall, da seine Anode über L_E mit der positiven Betriebsspannung verbunden ist. Die vordere Flanke des Steuerimpulses führt ihn daher sofort in den Durchlaßbereich.

Wie wird nun die bei Thyristoren wichtige Freierzeit eingehalten? Im voraus kann schon gesagt werden, daß die vorgeschriebenen Mindestzeiten bei beiden Thyristoren weit überschritten werden. Es ist daher zweckmäßig, nicht mehr von „Freierzeit“, sondern schon von „Schonzeit“ zu sprechen.

Der Zeitraum $t_4 - t_5$ steht dem Hinlaufthyristor als Schonzeit zur Verfügung (Bild 18c). In diesem Zeitintervall fällt an der zum zweiten Mal geöffneten Hinlaufdiode D_H (Bild 18b) eine negative Flußspannung ab. Erst zum Zeitpunkt t_5 baut sich an der T_H -Anode die positive Rücklaufspannung auf (Bild 18h).

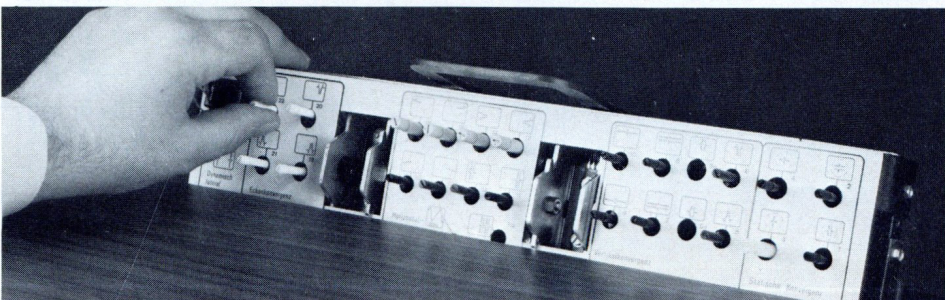
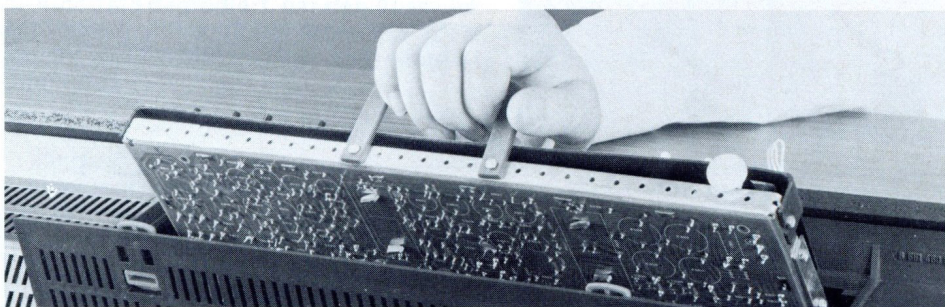
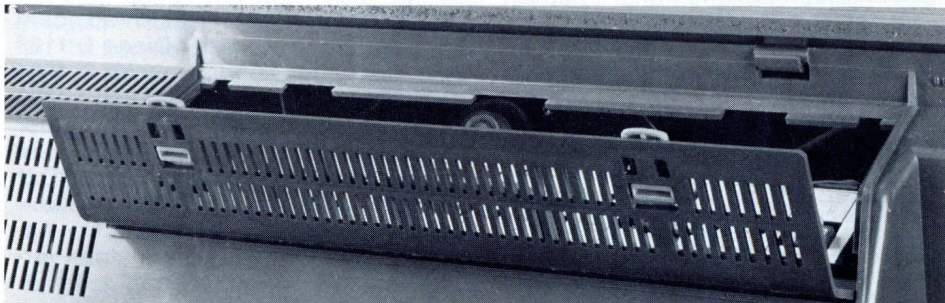
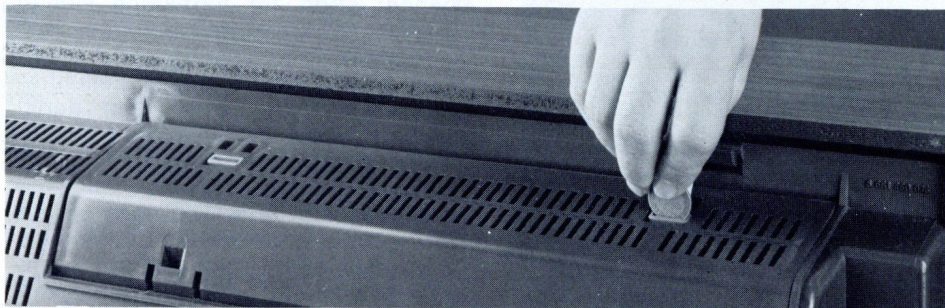
Die Schonzeit des Rücklaufthyristors T_K liegt im Zeitraum $t_6 - t_1$ (Bild 18e). In diesem Intervall ist die Rücklaufdiode D_K leitend (Bild 18g), es fällt an ihr eine negative Flußspannung ab und außerdem ist die an L_E abfallende positive Betriebsspannung bis t_1 über D_K nach Masse kurzgeschlossen (Bild 18i).

Schaltungsbeschreibung

Bild 19 zeigt die Schaltung der Horizontalablenkung mit Ablenkkreis aber ohne Ost-West-Kissenentzerrung und ohne sekundärseitige Beschaltung. Die Betriebsspannung U_1 beträgt + 240 V. Diese gegen Netz- und Belastungsschwankungen stabilisierte Spannung wird dem Thyristor-Netzteil entnommen. Die Energiezufuhr erfolgt über den Siebwiderstand R 1130. Der Kondensator C 1130 dient zur Unterdrückung von HF-Schwingungen. Die Eingangsinduktivität L 1130 (L_E) ist mit der Kommutierungsspule L 1131 (L_K) zur sogenannten Kombispule zusammengefaßt.

Konvergenzeinstellung ohne Rückwandabnahme?

Zum Einstellen der Konvergenz braucht die Rückwand nicht abgenommen zu werden. Mit einem Geldstück zum Beispiel wird die Verriegelung geöffnet (1), so daß die Rückwandklappe abgehoben werden kann (2). Mit der Griffflasche wird nun die Konvergenzplatte einfach hochgezogen (3) und so in die Einstellposition gebracht (4). Auch dann, wenn das Fernsehgerät in einem knapp bemessenen Regal steht, ergeben sich keine Probleme bei der Konvergenzeinstellung.



Der Kondensator C_K besteht aus der Serienschaltung der beiden Kondensatoren C 1141 und C 1151. Im Verbindungspunkt dieser beiden Bauteile ist im Gegensatz zur vorher benutzten Prinzipschaltung der Kondensator C 1150 eingefügt. C 1150 ist über die mit R 1150 bedämpfte Spule L 1150 mit Masse verbunden. Dieses Glied, d. h. L 1150 und R 1150, verhindert Entladestromspitzen sowie die damit verbundenen Einschwingvorgänge bei der Stromübernahme der Hinlaufdiode zu Beginn des Hinlaufs. Außerdem dient es zur Begrenzung der Stromanstiegsgeschwindigkeit (d_i/d_t) und schützt darüber hinaus den Hinlaufschalter vor Überlastungen, die bei Fehlsteuerungen auftreten können.

Da alle im vorhergehenden Absatz genannten Bauteile zusammen mit L 1131 maßgebend die Rücklaufzeit bestimmen, können deren Toleranzen mit L 1131 ausgeglichen werden. L 1131 ist daher als abgleichbare Induktivität ausgeführt. Die Bildbreiteneinstellung wird durch Zu- bzw. Abschalten der parallel zu C 1150 liegenden Kondensatoren C 1143 und C 1144 erreicht. Die so erzielte Bildbreitenänderung beträgt ± 15 mm.

Der Rücklauf- oder Kommutierungsschalter besteht aus dem Thyristor D 1182 und der Paralleldiode D 1181. Beide sind mit dem RC-Glied C 1131 und R 1131 beschaltet, um die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit d_u/d_t auf das notwendige Maß zu begrenzen. Da beim Ein- oder Ausschalten

des Rücklaufschalters hochfrequente Schwingungen entstehen, die auf dem Bildschirm als senkrechte Streifen störend in Erscheinung treten können, ist dem Rücklaufschalter noch der Kondensator C 1133 parallelgeschaltet. Außerdem verhindern die Ferritperlen L 1133 und L 1137 ein Austreten dieser HF-Störfrequenz.

Die Steuerimpulse für D 1182 liefert der Horizontaloszillator, dessen Funktion im wesentlichen der bekannten Scout-Schaltung¹ entspricht. Dem Oszillator sind jedoch zwei Impulsformer- bzw. Verstärkerstufen nachgeschaltet, damit die Steuerimpulse am Gate von D 1182 genügend niederohmig und in entsprechender Form zur Verfügung stehen (Bild 20). Die am Kommutierungsschalter bzw. an L 1130 abfallende Spannung zeigt Bild 21. Dieser zeilenfrequente Spannungsimpuls, der durch das periodische Schalten des Kommutierungsschalters entsteht, spielt in der Blaupunkt-Schaltung eine wichtige Rolle. So dient er – wie noch erklärt wird – unter anderem als Zündimpuls für den Hinlaufthyristor und zur Spannungsgewinnung der Betriebsspannung U₃.

Der Hinlaufschalter setzt sich aus dem Thyristor D 1184 und der Diode D 1183 zusammen. Der Zündimpuls für D 1184 (Bild 22) wird einem Anzapf von L 1130 entnommen und zwecks Formung über das Netzwerk C 1132, R 1132, L 1134 der Steuerelektrode zugeführt. Der Hinlaufschalter ist über den Hinlaufkondensator C 1152 (C_Y) mit dem Anzapf 10 des Zeilentransformators ver-

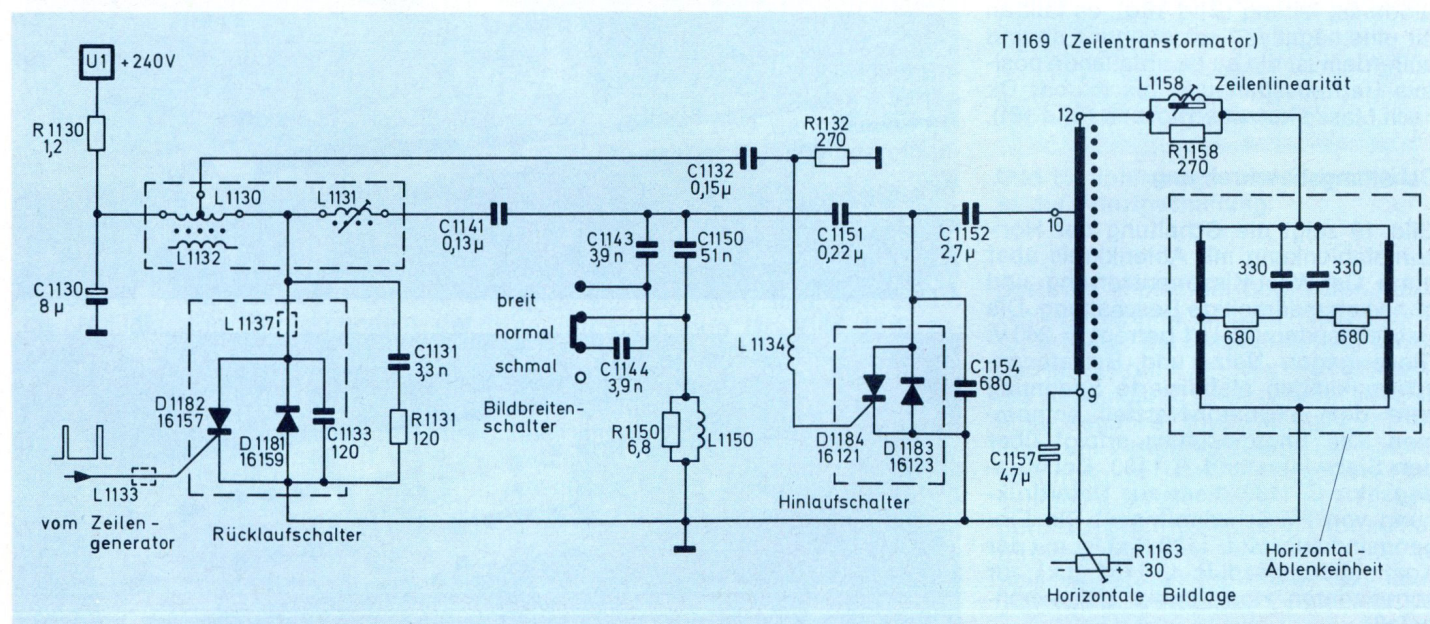
bunden. Neben der im Prinzip erklärten Funktion wirkt C 1152 auch zur Tangens- bzw. S-Korrektur des Hinlaufstroms (Anpassung des Ablenkstroms an den sphärischen Verlauf des Bildschirms).

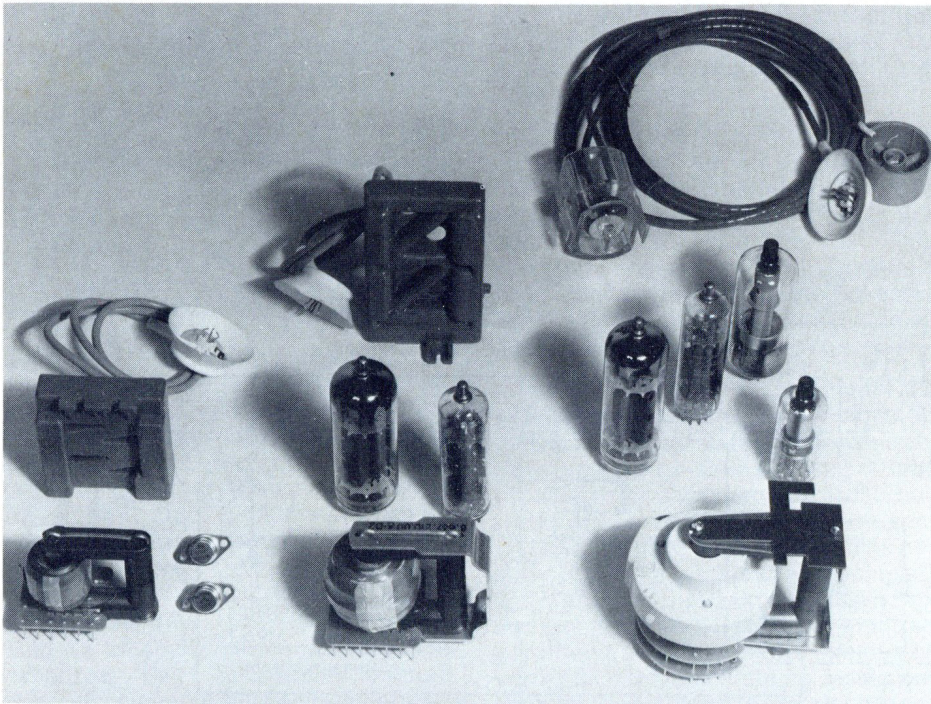
Der Ausdruck „Zeilentransformator“ hat in der vorliegenden Thyristor-Schaltung eigentlich keine Berechtigung mehr. Aufgrund der niederohmigen Impedanz von Primärkreis und Toroid-Ablenkspule ist eine quasi-direkte Ankopplung sinnvoll. Der Zeilentransformator ist also in Wirklichkeit ein Sparttransformator, d. h. der Ablenkkreis ist über eine kleine Zusatzwicklung (Anzapf 12) fast direkt mit dem Primärkreis verbunden. Das Übersetzungsverhältnis beträgt nur etwa 1:1,2, so daß die Übertragungsverluste sehr klein sind.

Durch die geringe transformatorische Ankopplung der Ablenkeinheit an die Zeilenendstufe wird nicht nur ein großer Wirkungsgrad erreicht, auch die Rückschlagimpulse werden primärseitig kleiner. Die somit an dem Hinlaufschalter auftretende Rückschlagspannung liegt weit unterhalb des maximal zulässigen Wertes. Darüber hinaus sorgt die Streuinduktivität dieser Zeilentrafowicklung für einen gewissen Schutz bei Hochspannungsüberschlägen. Die hierbei auftretenden steilen Strom- und Spannungsimpulse werden in ihren Anfangsgeschwindigkeiten so weit begrenzt, daß Überkopfzündungen des Hinlaufthyristors mit Sicherheit vermieden werden.

¹ „Der blaue Punkt“ Heft 14/70, Seite 14–18.

Bild 19. Primär- und Ablenkkreis der Horizontalschaltung.





Die stürmische Entwicklung der Schaltungstechnik kann man am besten an diesem fotografischen Vergleich erkennen. Wurden 1967 allein im Horizontalteil noch vier Röhren benutzt, so waren es ein Jahr später nur noch zwei. Anstelle der Ballasttriode und der Hochspannungsgleichrichterröhre trat ein neues Bauelement – die Hochspannungskaskade. Mit ihr konnte man wesentlich einfacher die 25-kV-Hochspannung erzeugen, und zwar durch Verdreifachung der Rückschlagimpulse.

Das Jahr 1972 wird wiederum in die Geschichte der Farbfernsehtechnik eingehen. Das Röhren-Chassis gehört der Vergangenheit an. Die letzte Schlüsselstellung der Röhren – das Horizontalteil – wird nun auch mit Halbleiterelementen – mit Thyristoren – bestückt.

Die fünfjährige Entwicklungsgeschichte hat nur der Zeilentransformator mehr schlecht als recht überstanden. Er wurde vom Anpassungsübertrager mit der großen Hochspannungswicklung zum Mini-Autotrafo degradiert, der den Ausdruck „Zeilentransformator“ wegen der quasi-direkten Ankopplung eigentlich nicht mehr verdient. Der neue Blaupunkt-Trafo für die Halbleiter-Farbgeneration ist kleiner als ein üblicher Schwarzweiß-Zeilentrafo.

Die mit R 1158 bedämpfte sowie vorgemagnetisierte Spule L 1158 dient zur Einstellung der Zeilenlinearität. Das kalte Ende der Toroid-Ablenkspule ist einmal direkt mit Masse, zum anderen über C 1157 wechsellspannungsmäßig mit dem unteren Ende des Zeilentransformators verbunden. Bild 23 zeigt die Ablenkspannung und den Ablenkstrom. Mit dem Regler R 1163 wird der positive bzw. negative Verschiebestrom über den Anzapf 9 in den Ablenkkreis eingespeist. C 1157 dient zur galvanischen Trennung und ist wegen der möglichen Polaritätsänderung der Verschiebespannung bipolar ausgeführt.

Eine Thyristor-Horizontalablenkschaltung besitzt im Gegensatz zu den be-

kannten Röhrenschaltungen große Leistungsreserven. Man kann es sich erlauben, außer der Ablenk-, Konvergenz- und Hochspannungsenergie hier auch die gesamte Leistung für die übrigen Stufen zu entnehmen.

Doch zunächst zur Spannungsgewinnung aus der Eingangsinduktivität. Bild 24 zeigt die Schaltung. Durch das zeilenfrequente Schalten des Rücklaufschalters D 1181 und D 1182 fällt hinter L 1130 die bereits in Bild 21 gezeigte Spannung ab. Dieser Spannungsabfall bzw. der damit verbundene Stromfluß in L 1130 kann zur Spannungsgewinnung herangezogen werden. Dazu ist L 1130 mit der Sekundärwicklung L 1132 verbunden.

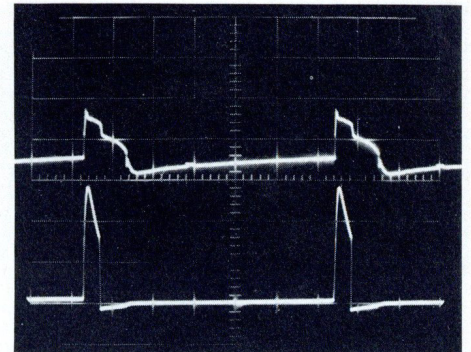


Bild 20. Triggerspannung und -strom des Kommutierungs-Thyristors D 1182.

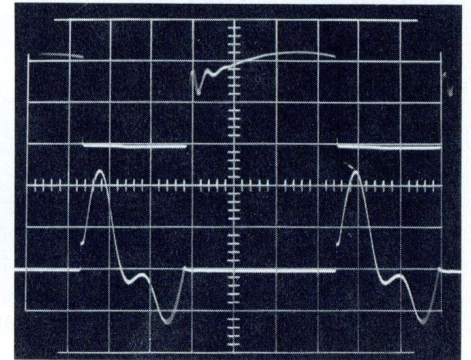


Bild 21. Signalverlauf am Kommutierungsschalter.

oben: 200 V/cm; unten: 4 A/cm

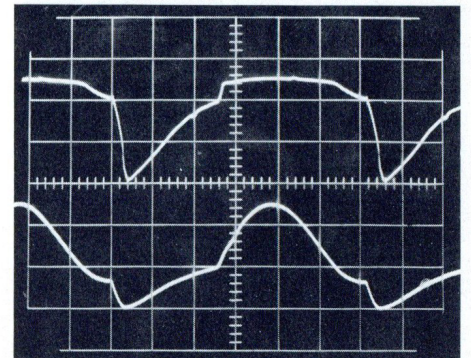


Bild 22. Triggerspannung und -strom des Hinlauf-Thyristors D 1184.

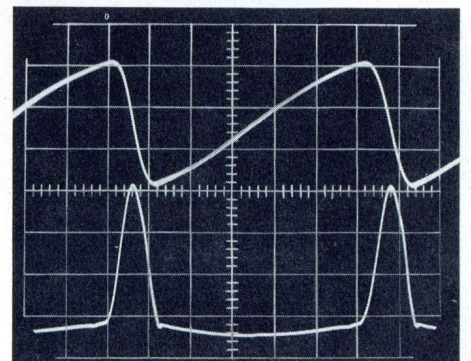


Bild 23. oben: Ablenkstrom 4 A/cm
unten: Ablenkspannung 200 V/cm

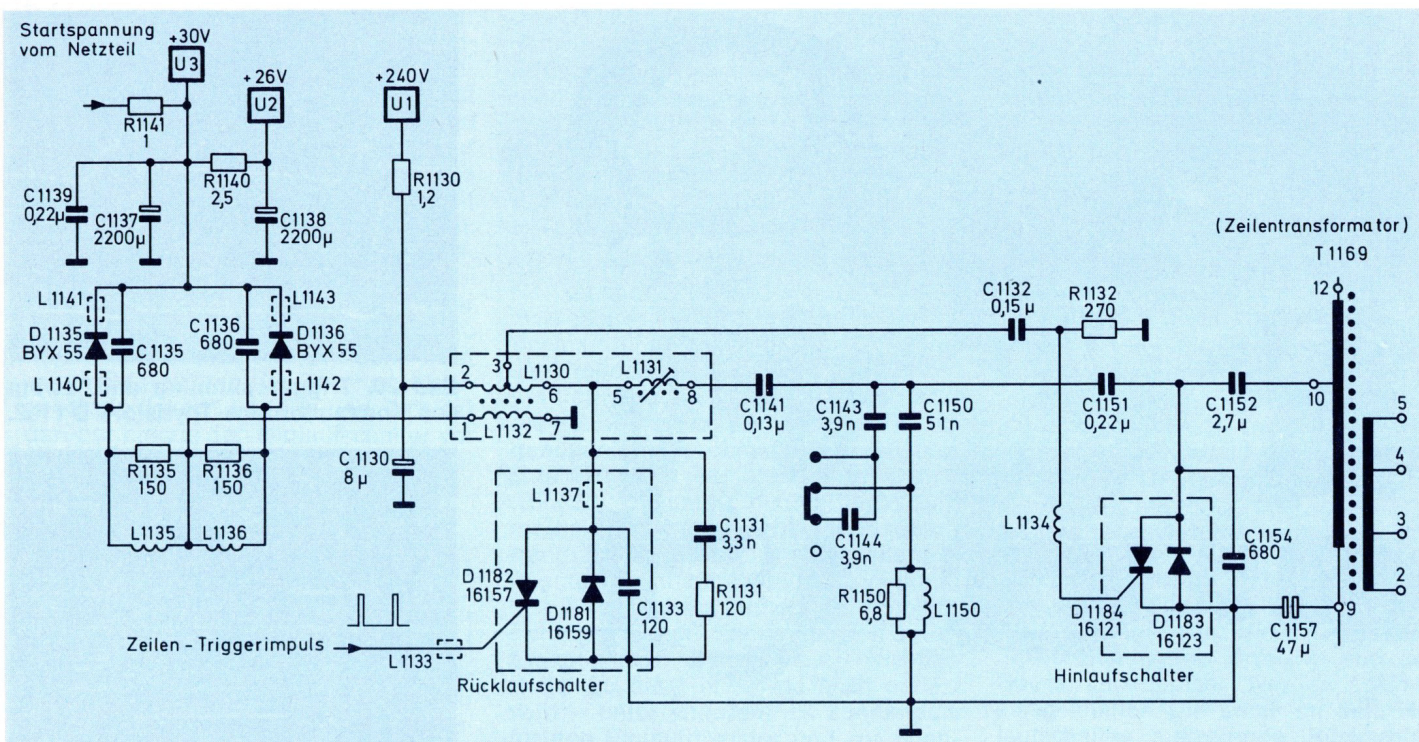


Bild 24. Schaltung zur Spannungsgewinnung aus der Eingangsspule L 1130.

Den am Verbindungspunkt L 1135/ L 1136 stehenden Spannungsimpuls sowie den in beiden Spulen fließenden Strom zeigt Bild 25. Prinzipiell genügt zur Gleichrichtung der von L 1132 kommenden Impulse nur eine Diode. Wegen der großen Stromentnahme hat es sich als zweckmäßig erwiesen, hierfür zwei Dioden zu verwenden. Die Dioden D 1135 und D 1136 sind daher über L 1135 und L 1136 parallelgeschaltet.

Die Aufgabe der beiden Induktivitäten ist einmal darin zu sehen, daß die Gleichrichter auch bei unterschiedlichem Schaltverhalten gleiche Belastung erfahren, zum anderen verhindern sie einen zu großen Ladestrom im Einschaltmoment. Letzteres ist deshalb besonders wichtig, weil durch den vorerst leeren Ladecondensator C 1137

(2200 μ F) ein so großer Ladestrom hervorgerufen würde, daß die Eingangsspule L 1130 sofort in den Sättigungsbereich gesteuert wird. Das würde aber wiederum bedeuten, daß die Horizontalablenkschaltung nach dem Einschalten nicht sicher oder erst mit starker Verzögerung anschwingen kann.

Da aber andererseits die Induktivitäten L 1135 und L 1136 wegen der zeilenfrequenten Impulse nicht beliebig groß gemacht werden können, sorgt man mit R 1141 für eine Teilaufladung des Ladecondensators C 1137.

Der Widerstand R 1141 ist – wie an anderer Stelle erklärt – mit der Niederspannungsquelle U 4 verbunden. Da diese Betriebsspannung für die Tonendstufe bestimmt und im Gegensatz zur Betriebsspannung U 1 bzw. U 3 sofort nach dem Einschalten „da“ ist

(Bild 26), wird der Ladecondensator C 1137 sofort auf 10 V aufgeladen. Die erst nach 150 ms hochlaufende Betriebsspannung U 1 bewirkt also ein sofortiges Anschwingen der Horizontalendstufe, da der Ladestromstoß durch L 1135 und L 1136 sowie durch den Schaltungstrick mit R 1141 wesentlich gemildert wird. Daß die Schaltung sofort anschwingt, ist im übrigen daran zu erkennen, daß synchron zu U 1 auch die Betriebsspannung U 3 ansteigt. Ein Zeichen dafür, daß die zeilenfrequenten Spannungsimpulse an L 1130/ L 1132 praktisch zur gleichen Zeit vorhanden sind. Nach etwa 200 ms werden die Sollwerte erreicht.

R 1135, R 1136, C 1135, C 1136 sowie die Ferriterlen L 1140 bis L 1143 dienen zur Unterdrückung von störenden HFSchwingungen, die bei der Gleichrichtung der zeilenfrequenten Impulse entstehen können.

Durch geschickte Dimensionierung dieser Gleichrichterschaltung ist es möglich, eine Betriebsspannung zu erzeugen, die von den unterschiedlichen Belastungen der Zeilenendstufe fast unabhängig ist. Die an der Eingangsinduktivität zur Verfügung stehende magnetische Energie ist so groß, daß man der Gleichrichterschaltung ohne Schwierigkeiten eine Leistung bis zu 50 W entnehmen kann! Die große Stabilität dieser Energiequelle bei verschiedenen Belastungsströmen zeigt Bild 27. Natürlich ist diese Spannung

Bild 25. Strom- und Spannungsverlauf in den Spulen L 1135 und L 1136.

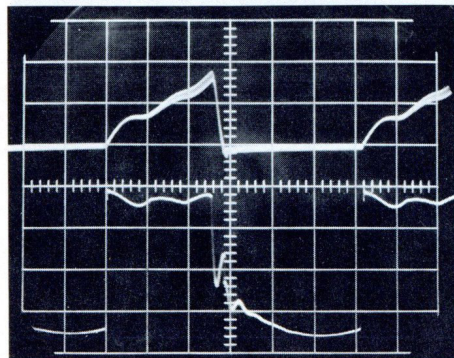
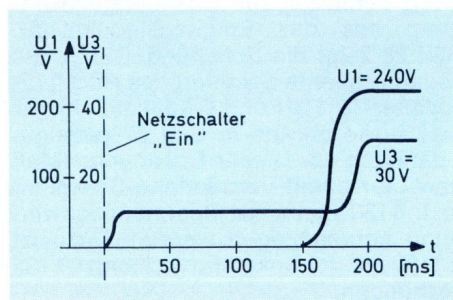


Bild 26. Einschaltfolge der Betriebsspannungen U 1 und U 3.



Prinzip und Schaltung der Vertikalablenkung

In den neuen Farbfernsehgeräten wird die moderne 110°-Dünnhalsröhre A 67–150 X sowie die vorteilhafte Toroid-Ablenkspule eingesetzt. Die beiden Bauteile erfordern aber – wie bereits erläutert wurde – gegenüber der bekannten 110°-Dickhalsröhre eine größere Ablenkleistung. Muß z. B. die Vertikalablenkschaltung für das Dickhalskonzept nur eine Leistung von 1,8 W aufbringen, so benötigt die 110°-Dünnhalsröhre mit Toroid-Ablenkspule die doppelte Leistung, also 3,6 W.

Ein weiteres gravierendes Merkmal der Toroid-Ablenkspule ist ihre geringe Impedanz. Der Wirkwiderstand erreicht nur 1,5 Ω und die Induktivität beträgt nur 0,9 mH, d. h. es ergibt sich ein relativ großes R/L-Verhältnis. Für ein vollausgeschriebenes Bildraster ergibt sich daher ein Ablenkspitzenstrom von 5,7 A.

Im Gegensatz zu Röhren-Verstärkern, wo mit der Ausgangsleistung aus den bekannten Gründen „geknausert“ werden muß, spielt die Höhe der Ausgangsleistung bei Transistor-Verstärkern nur noch eine untergeordnete Rolle. Im Gegenteil, die niedrige Impedanz der Toroid-Ablenkspule ist bei Transistor-Verstärkern aus Anpassungsgründen besonders vorteilhaft. Das gilt auch für den induktiven Widerstand. Eine geringe Induktivität kommt – wie noch erläutert wird – der For-

derung nach möglichst kleiner Betriebsspannung entgegen. Außerdem kann dadurch die Verlustleistung der Endtransistoren günstig beeinflusst werden.

Von allen möglichen Halbleiterschaltungen scheidet Transistor-A-Endstufen wegen der teuren Ausgangstransformatoren und deren anderweitigen Nachteilen von vornherein aus. Das gleiche gilt für komplementäre Endstufen, bei denen als Komplementärtypen zu den relativ preiswerten npn-Si-Leistungstransistoren teure pnp-Typen verwendet werden müssen.

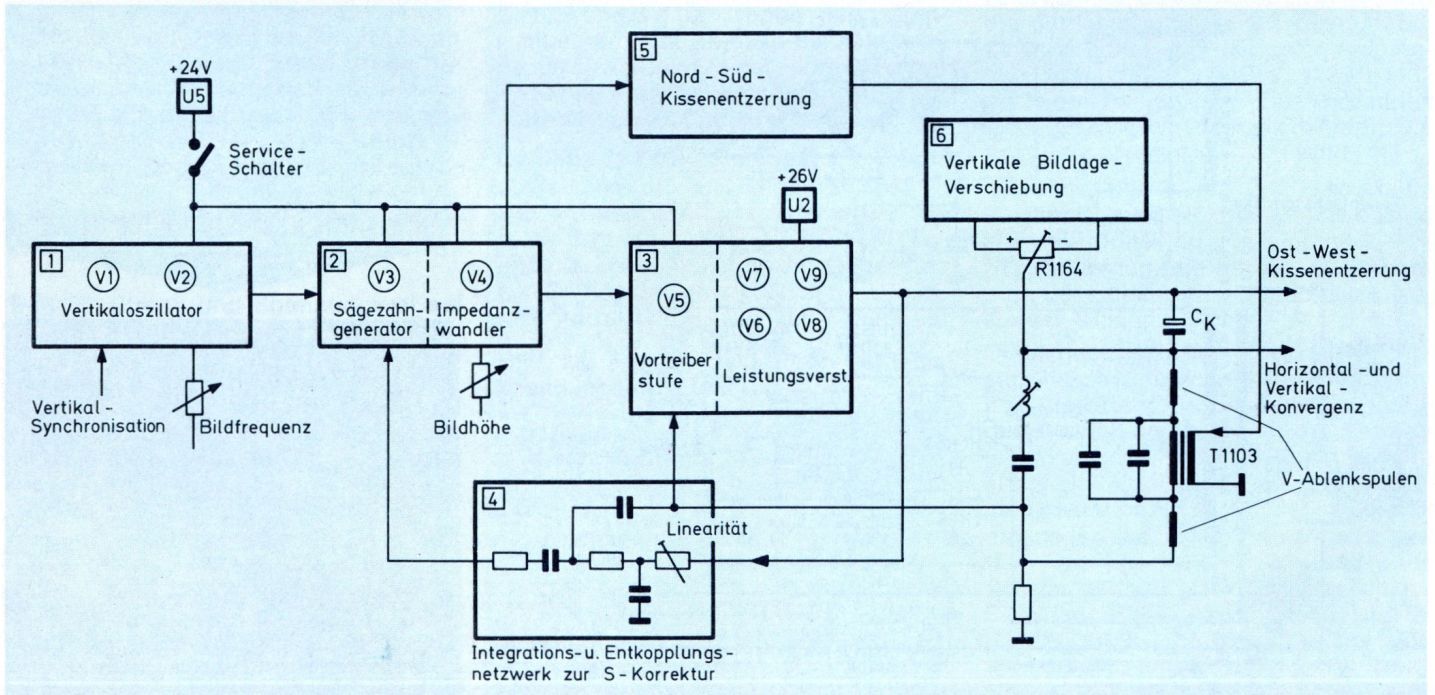
Blaupunkt hat sich darum für das Quasi-Komplementär-Prinzip entschieden. Dieses Verfahren weist die Vorteile der eisenlosen Komplementär-Endstufen auf, kommt aber ohne pnp-Transistoren aus. Außerdem zeichnen sich diese Leistungsverstärker durch übersichtliche Funktion und große Betriebssicherheit aus, wie der Einsatz in vielen Hi-Fi-Verstärkern beweist.

In Bild 29 ist die Blockschaltung des Vertikalteils dargestellt. Es ist zu erkennen, daß die einzelnen Stufen in sich geschlossene Funktionsgruppen bilden. Unübersichtliche Verknüpfungen, die den Service enorm erschweren, werden dadurch vermieden. Der Vertikal-Oszillator (1) ist nicht als Lieferant der sägezahnförmigen Hin-

laufspannung zu verstehen. Er erzeugt vielmehr 50-Hz-Rechteckimpulse, die im Sägezahngenerator (2) erst zu den bekannten Hinlaufspannungen „umgeformt“ werden. Durch diese Trennung von Rechteck- und Sägezahngenerator wird eine sichere Synchronisation und eine stabile Freifrequenz erreicht. Der Sägezahngenerator ist nach dem Miller-Prinzip aufgebaut, d. h. er liefert exakt zeitlinear ansteigende Hinlaufimpulse. Um Rückwirkungen der nachfolgenden Stufen zu verhindern, folgt dem Sägezahngenerator ein Impedanzwandler. Dieser Impedanzwandler (V4) sorgt nicht nur für eine ausreichende Entkopplung, sondern an seinem Ausgang stehen auch genügend niederohmige Signale für die Aussteuerung der N-S-Kissenentzerrung (5) und des Leistungsverstärkers (3) zur Verfügung.

Der Endverstärker (3) liefert den erforderlichen Ablenkstrom. An seinem Ausgang werden außerdem die Steuerspannungen für die O-W-Kissenentzerrung und O-W-Mittendurchbiegung sowie für die Vertikal- und Horizontal-Konvergenz-Schaltungen ausgekoppelt. In der Linearitätskette (4) wird die Ausgangsspannung durch Doppelintegration umgeformt und anschließend dem Sägezahngenerator zugeführt. Diese Umformung und Rückführung zum Sägezahngenerator dient zur Vorverzerrung des Ablenkstroms zur S-Korrektur bzw. zur Linearitätseinstellung.

Bild 29. Blockschaltung der Vertikalablenkung.



Damit es dem Techniker nicht um die Ohren schlägt!

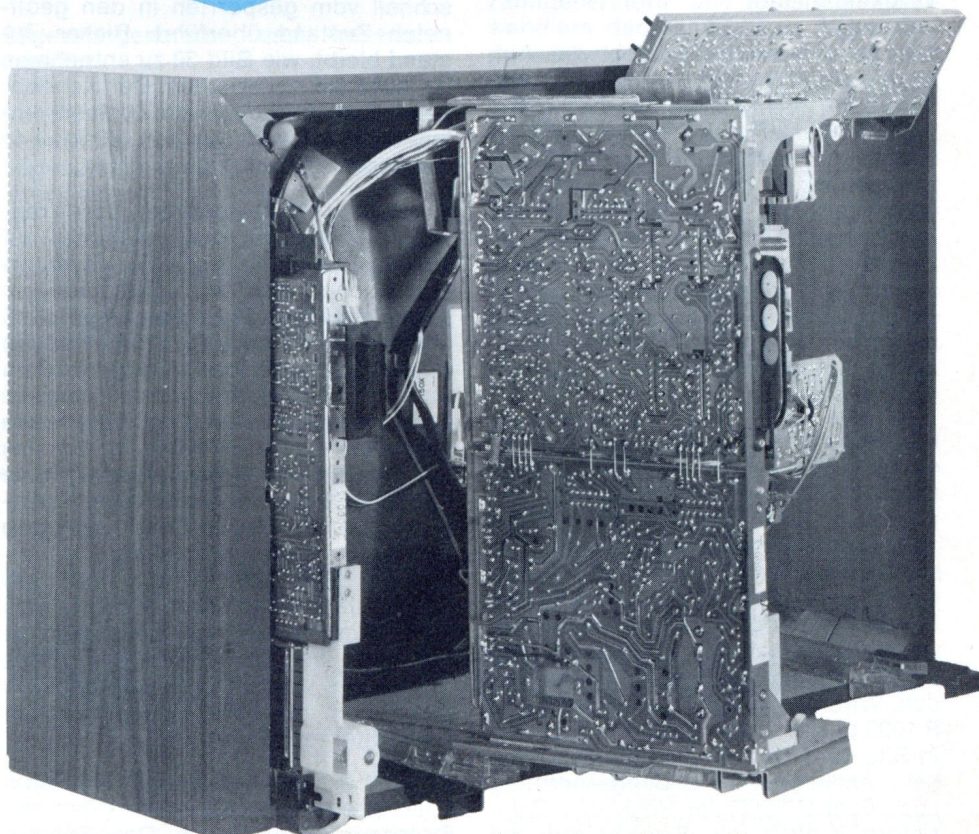
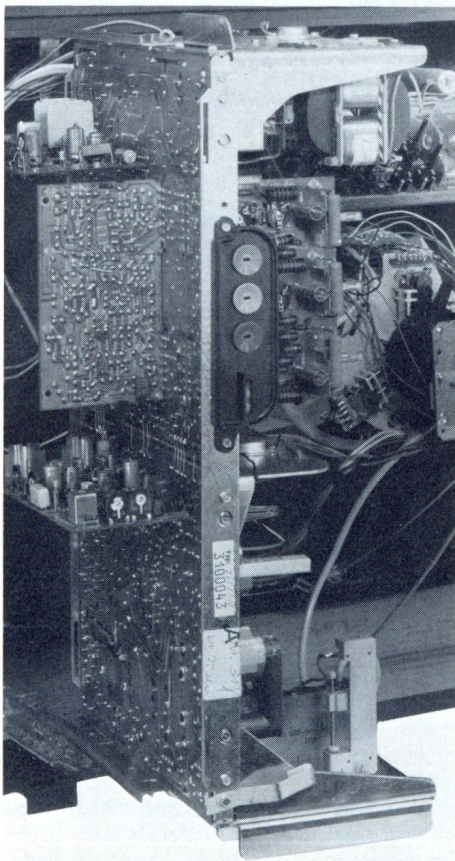
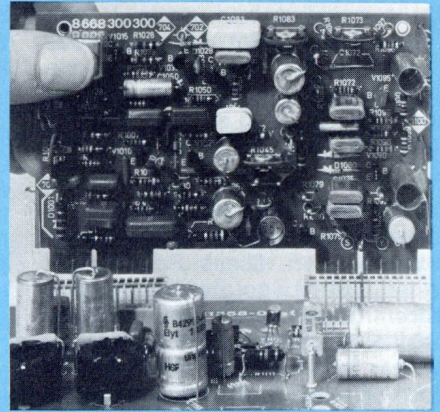
Es gibt viele große und kleine Sünden bei Konstruktions-Entwürfen, die einem Service-Techniker die Arbeit an Fernsehgeräten vergällen können. Eine der wohl unverzeihlichsten Sünden ist es, wenn überhaupt keine oder nur eine mangelhafte Möglichkeit besteht, das Chassis in eine vernünftige Service-Position zu bringen. Wie soll ich dabei – fragt man sich – effektiv arbeiten, d. h. messen, löten oder gar Bauteile austauschen können, wenn das Chassis so einfach an seinen diversen Verbindungsstrippen auf dem Tisch herumliegt.

Daß es auch anders gehen kann, zeigen diese Bilder. Im unteren linken z. B. wird demonstriert, wie das Blaupunkt-Chassis senkrecht in einer eigens hierfür vorgesehenen Halterung aufgehängt werden kann. Dadurch sind Leiterbahn- und Bestückungsseite sehr gut zugänglich. Aber noch mehr: Damit das Chassis nicht schon bei leiser Berührung mit einer Meßspitze gleich gegen den Bildröhrenhals schlägt, sind im unteren Aufstützpunkt Arretierungskerben vorhanden. Sie halten das Chassis sicher fest, so daß man die Hände für andere Arbeiten frei hat. Insgesamt sind 3 Kerben vorhanden, damit man sich die günstigste Schwenkposition aussuchen kann.

Der HF-ZF-Baustein, der bei den Blaupunkt-Farbgeräten schon immer in Gleitschienen befestigt war, kann, wie unten rechts zu sehen, ebenfalls herausgezogen und so in eine günstige Service-Position gebracht werden.

Den Clou an Servicefreundlichkeit gibt aber die Modul-Technik mit ihrer beidseitigen Steckmöglichkeit ab. Wie das linke untere Bild zeigt, können die Moduln auch von der Printseite her eingesteckt werden. Will man z. B. den Vertikal-Modul überprüfen, so wird er einfach aus seiner Halterung gezogen und durch einen Schlitz in der

Printplatte von der anderen Seite wieder in die gleiche Fassung eingesteckt. Unverwechselbar und richtig herum natürlich, dafür sorgt ein spezieller Kodierstift. Unbeabsichtigte elektrische und mechanische Defekte sind also ausgeschlossen.



Die Einspeisung der Korrekturspannung für die N-S-Kissenentzerrung erfolgt symmetrisch, d. h. Übertrager T1103 ist zwischen die beiden V-Ablenkspulen geschaltet. Der positive bzw. negative Strom für die vertikale Bildlageverschiebung (6) wird in einer Gleichrichterschaltung erzeugt, die ihre Impulse aus dem Zeilentransformator bezieht.

Die Betriebsspannung U_2 für den Endverstärker wird der Horizontal-Ablenkstufe entnommen. Diese Spannungsquelle ist in der Lage, den relativ großen Strom ohne wesentliche Schwankungen zu liefern. Der Vertikal-Oszillator (1), der Sägezahngenerator (2) sowie der Vortreiber V 5 werden aus der Betriebsspannung U_5 versorgt. Diese Spannung ist stabilisiert, so daß sich Netz- und Belastungsschwankungen nicht auswirken können.

Um einen exakten Weißabgleich zu ermöglichen, muß sich auf dem Bildschirm ein horizontaler Strich ausbilden. Der Ausfall der Ablenkung wird dadurch erreicht, daß die Betriebsspannung U_5 mit dem Serviceschalter abgeschaltet wird. Damit fällt nicht nur die gesamte Ablenkung aus, sondern auch die Kissenentzerrung, weil sie nicht mehr vom Sägezahngenerator angesteuert wird.

Vertikaloszillator

Wie bereits erklärt, besteht die Aufgabe des Vertikaloszillators darin, bildfrequente Rechteckimpulse zu liefern. Diese in Bild 30 gezeigten Impulse werden einmal zur Steuerung des Sägezahngenerators benötigt, dienen aber auch gleichzeitig zur Austastung des Bildrücklaufes im Videoverstärker. Die Oszillatorschaltung (Bild 31) arbeitet als Transistor-Sperrschwinger, wobei die phasendrehende Funktion nicht wie üblich von einem Transformator, sondern von einem zweiten Transistor (V 1015) übernommen wird.

Die Schaltung arbeitet so: Zunächst sind beide Transistoren gesperrt, d. h. die Basis-Emitter-Spannungen reichen nicht aus, sie in die Durchlaßbereiche zu steuern. Eine Änderung dieses Zustandes wird durch die Ladung von C 1010 erreicht. Dazu ist C 1010 einmal über R 1005 und R 1006 mit der positiven Betriebsspannung und über R 1019 und R 1010 mit Massepotential verbunden. Wird nun C 1010 über R 1005 und R 1006 positiv aufgeladen (Bereich a-b in Bild 32a), so teilt sich die exponentiell ansteigende Ladungsänderung auch über R 1007 der Basis des Transistors V 1010 mit. Erreicht nun die

Ladespannung ein bestimmtes Niveau (Punkt b), so wird V 1010 vom Sperr- in den Durchlaßbereich überführt und es beginnt ein Kollektorstrom durch die Widerstände R 1015 und R 1016 zu fließen.

Da die beiden Widerstände R 1015 und R 1016 gleichzeitig als Basisspannungsteiler für den zweiten Transistor V 1015 fungieren, bewirkt der ansteigende Kollektorstrom von V 1010 einen negativ gerichteten Spannungsabfall an R 1016. Das bedeutet aber, daß die größer werdende Basis-Emitter-Spannung den pnp-Transistor V 1015 in den Durchlaßbereich steuert und hier ebenfalls einen ansteigenden Kollektorstrom zur Folge hat.

Der Kollektorstrom von V 1015 erzeugt an den einzelnen Widerständen der Reihenschaltung R 1018, R 1019 und R 1010 entsprechend positiv gerichtete Spannungsabfälle. Für den Rückkopplungseffekt ist jedoch der positive Spannungssprung am Verbindungspunkt R 1018 / R 1019 wichtig (Bild 32b). Er wird nämlich über C 1010 der Basis des Transistors V 1010 mitgeteilt, so daß dieser jetzt schlagartig geöffnet wird. Der positive Spannungssprung ist in Bild 32a in der Strecke b-c dargestellt. Es ergibt sich also über V 1015 und C 1010 ein Rückkopplungsweg, der die Schaltung - wie gefordert - blitzschnell vom gesperrten in den geöffneten Zustand überführt. Dieser Zustand bleibt, wie Bild 30 zu entnehmen ist, etwa 0,5 ms erhalten. Der Kondensator C 1010, der diesen Zustand einleitet, sorgt auch für den Rückfall in die Ausgangsstellung.

Durch den Kollektorstrom des Transistors V 1015 ist der annähernd auf Massepotential liegende Kondensatorbelag von C 1010 schlagartig auf ein hohes positives Potential angehoben worden. Damit ist natürlich die Ladung über R 1005 und R 1006 unterbrochen und C 1010 wird sehr schnell umgeladen, d. h. die basisseitige Plattenseite verändert - wie Bild 32a im Bereich c-d zeigt - ihr Potential in negativer Richtung. Es erfolgt also eine Entladung über die Diode D1009 und den mit ihr in Serie geschalteten Widerstand R 1009. Der Öffnungswert von D 1009 liegt wegen des Widerstandes R 1009 mindestens auf dem gleichen Potential wie der Öffnungswert des Transistors V 1010 (sonst würde V 1010 nicht durch den bereits beschriebenen Lade-Effekt zu öffnen sein).

Erreicht die Basisspannung den Punkt d, so wird der Transistor V 1010 in den Sperrbereich gesteuert. Das Sperr-

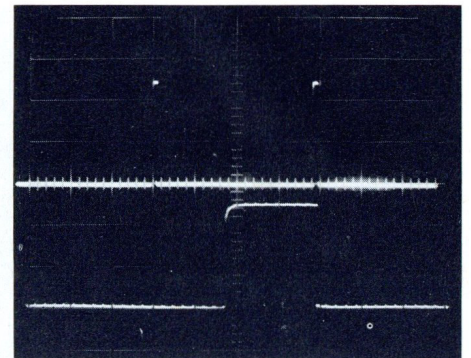


Bild 30. Rechteckförmiger Ausgangsimpuls am Kollektor von V 1015. Im oberen Bildteil sind zwei dieser fast nadelförmigen Impulse zu erkennen. Unten ist einer der Impulse stark ge-dehnt abgebildet.

Bild 31. Schaltung des Vertikaloszillators.

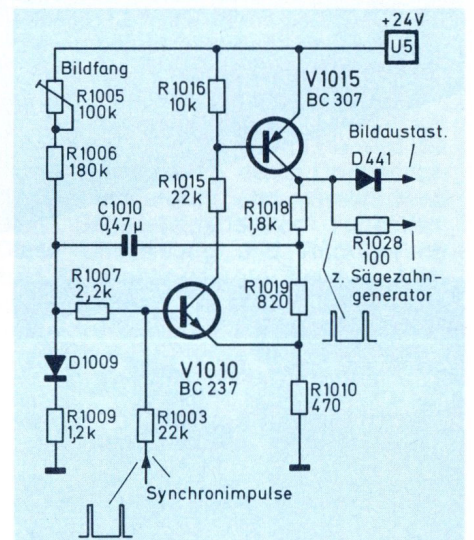
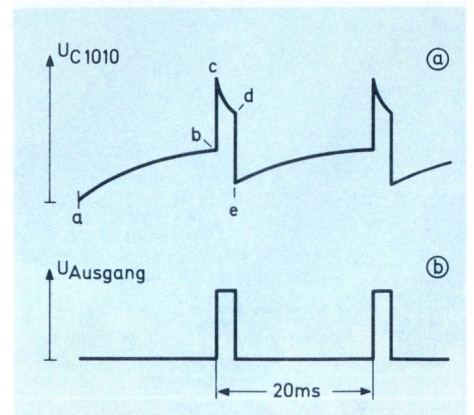
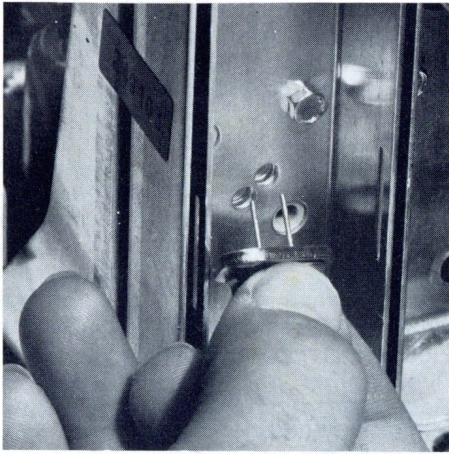


Bild 32. Zeitlicher Zusammenhang zwischen der Ladespannung (a) am Kondensator C 1010 (basisseitig) und der Ausgangsspannung (b) am Kollektor von V 1015.





Die beiden Thyristoren des Horizontalteils sind denkbar einfach auszuwechseln. Sie sind nämlich in Steckfassungen montiert.

Bei einem Thyristoraustausch muß darauf geachtet werden, daß die Glimmerscheibe zwischen Thyristor-Gehäuse und Kühlkörper nicht vergessen wird. Diese Scheibe verhindert einen Kurzschluß zwischen dem auf Anodenpotential liegenden Thyristor-Gehäuse und dem geerdeten Kühlkörper. Darüber hinaus sollten beide Flächen der Glimmerscheibe zwecks guter Wärmeableitung immer dünn mit Wärmeleitpaste eingerieben sein.

trotz der relativ hohen Basisspannung ist dadurch zu erklären, daß durch den Kollektorstrom von V 1015 an R 1010 ein positiver Spannungsabfall (ähnlich Bild 32b) zustande kommt. Da dieser Spannungsabfall aber gleichzeitig die Emitterspannung von V 1010 darstellt, kommt diese der Basisspannung „entgegen“. Das bedeutet wiederum, daß trotz relativ hoher Basisspannung zum Zeitpunkt d die aus Basis- und Emitterspannung resultierende Steuerspannung unter den Schwellwert von V 1010 fällt. Der Transistor V 1010 wird demnach vom Durchlaß- in den Sperrbereich geführt und auch V 1015 verläßt wegen der bereits erklärten Verkopplung den Durchlaßbereich.

Damit nun die Überführung der beiden Transistoren in den Sperrzustand genauso schlagartig erfolgt wie zuvor die Überführung in den Durchlaßbereich, wird der negativ gerichtete Spannungssprung am Verbindungspunkt R 1018 / R 1019 über C 1010 auf die Basis von V 1010 rückgekoppelt. Dieser Spannungssprung ergibt sich durch den kleiner werdenden Kollektorstrom in der Widerstandsreihenschaltung R 1018, R 1019 und R 1010. Basisseitig zeigt sich dieser Spannungssprung in der Strecke d – e. Die Schaltung wech-

selt also durch den Rückkopplungseffekt schlagartig vom Durchlaß- in den Sperrbereich. Nach der Sperrung beginnt der Ladevorgang von neuem, so daß am Kollektor von V 1015 die geforderte Rechteckspannung mit einer Impulsfolgefrequenz von 50 Hz zur Verfügung steht.

Der Widerstand R 1005 dient zur Einstellung der Oszillator-Freiquenz. Die Frequenzvariation, d. h. die Länge des Hinlaufs, wird durch Verändern der Ladezeitkonstante erreicht. Die Einspeisung der positiv gerichteten Synchronimpulse erfolgt über den Widerstand R 1003. Mit dem Widerstand R 1007 wird dieser Einspeisepunkt vom niederohmigen Ladekreis genügend entkoppelt. Außerdem dient R 1007 zur Basisstrombegrenzung während der Durchlaßphase von V 1010. Die Diode D 1009 und der Widerstand R 1009 sorgen neben der bereits erläuterten Umladefunktion auch für die Temperaturkompensation der Oszilatorschaltung. Der Temperaturgang dieser Kombination wirkt nämlich dem Temperaturgang der Schwellspannung des Transistors V 1010 entgegen. Am Emitter des Transistors V 1015 werden die bildfrequenten Rechteckimpulse ausgekoppelt, und zwar über D 441 zur Bildrücklaufaustastung und über R 1028 zur Ansteuerung des Sägezahngenerators.

Sägezahngenerator und Impedanzwandler

Bei der Erläuterung des Blockschaltbildes wurde bereits erklärt, daß der Sägezahngenerator vom Vertikaloszillator gesteuert wird. Der Oszillator liefert also die Auslöse- bzw. Startsignale. Er ist demnach als synchronisierter Schalter aufzufassen.

Zur Erzeugung der bildfrequenten Sägezahnimpulse wird ein Miller-Integrator benutzt. Dieses Schaltungsprinzip ist als Erzeuger hochlinearer Sägezahnimpulse bekannt. Da diese Generatorart im Rahmen dieser Hauszeitschrift¹ bereits ausführlich beschrieben wurde, soll nur noch kurz darauf eingegangen werden.

In Bild 33 ist die Prinzipschaltung eines Miller-Generators dargestellt. Bei geschlossenem Schalter S ist die Basis mit Massepotential verbunden und der Transistor gesperrt. In diesem Fall weist der Kollektor praktisch U_B -Potential auf, da kein Kollektorstrom durch R 2 fließt. Wird nun der Schalter S geöffnet, lädt sich C_M positiv auf. Da die Ladespannung von C_M gleichzeitig die Steuerspannung des Transistors

ist, wird dieser entsprechend dem Spannungsanstieg mehr und mehr in den Öffnungsbereich gesteuert. Mit dem Aufsteuern des Transistors wird aber auch der Spannungsabfall am Arbeitswiderstand R 2 größer.

Der Miller-Effekt beruht nun darauf, daß zwischen Kollektor (Verstärkerausgang) und Basis (Verstärkereingang), der Kondensator C_M geschaltet ist. Dieser Kondensator überträgt jedoch jede Kollektorspannungsänderung auf die Basis. Versucht die Basisspannung in positiver Richtung anzusteigen, so wirkt über C_M die sich in negativer Richtung verändernde Kollektorspannung dem Ladevorgang entgegen. Über C_M wird also eine Gegenkopplungsspannung in den Basiskreis übertragen, die den Ladevorgang von C_M verlangsamt. Die Größe dieser Beeinflussung wird auch durch den Verstärkungsfaktor V der Schaltung bestimmt ($T = R_1 \cdot C_M \cdot V$).

Natürlich folgt auch der Sägezahnimpuls des Miller-Integrators der exponentiell verlaufenden Ladekurve eines „einfachen“ RC-Glieds. Nur besteht hier – wie Bild 33 zeigt – die Möglichkeit, den Anstieg sehr stark zu dehnen, so daß die Ausgangsspannung des Miller-Integrators praktisch zeitlinear ansteigt.

In Bild 34 ist die Schaltung des Sägezahngenerators und des Impedanzwandlers dargestellt. Zum Sägezahn-generator gehört der Transistor V 1025,

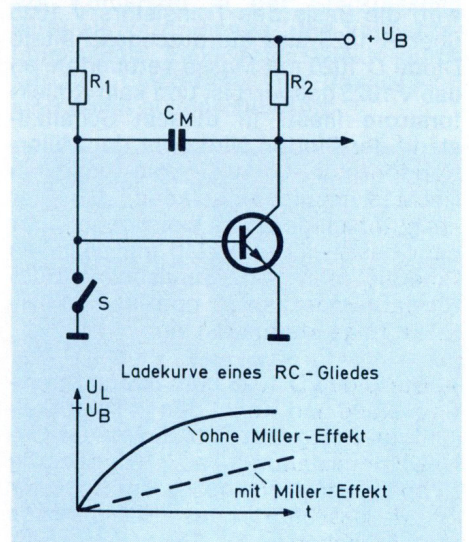


Bild 33. Prinzipschaltung eines Miller-Integrators sowie verschiedene Ladekurven eines RC-Glieds.

¹ Der Miller-Integrator wurde bereits mit Erfolg beim Blaupunkt-Alltransistor-Portabel „Scout“ eingesetzt. Die Beschreibung erfolgte in Heft 14/70, Seiten 8 bis 14.

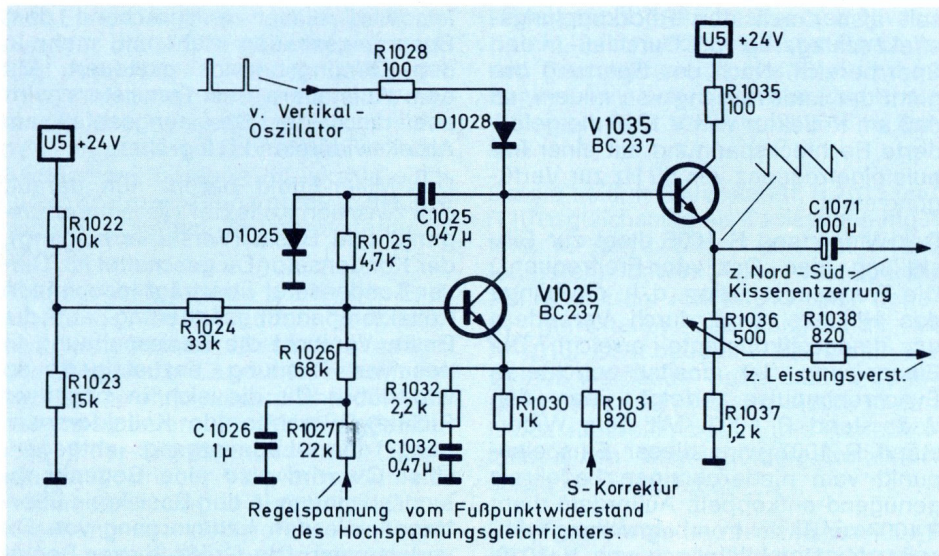


Bild 34. Schaltung des Sägezahngenerators und Impedanzwandlers.

der wiederum den Impedanzwandler V 1035 ansteuert. Wenn auch der Sägezahn-generator in einigen Punkten vom bereits erklärten Miller-Generator abweicht, bleibt das Prinzip auch hier gewahrt.

Der positive Rechteckimpuls des Oszillators erreicht über den Schutzwiderstand R 1028 die Diode D 1028, öffnet sie und gelangt an die zweite Diode D 1025. Diese Diode wird ebenfalls geöffnet und verbindet die basisseitige Plattenseite des Miller-Kondensators C 1025 mit Massepotential. Außerdem wird die Basis des Transistors V 1025 über R 1025 und die durchgeschaltete Diode D 1025 mit Masse verbunden, so daß V 1025 gesperrt ist und kein Kollektorstrom fließt. In diesem Schaltzustand der Dioden wird aber der Miller-Kondensator C 1025 vom positiven Rechteckimpuls aufgeladen, d. h. der kollektorseitige Belag weist gegenüber dem basisseitigen Belag ein positives Potential auf. Am Impulsende (Bildrücklauf-Ende) setzt nun der Miller-Effekt folgendermaßen ein:

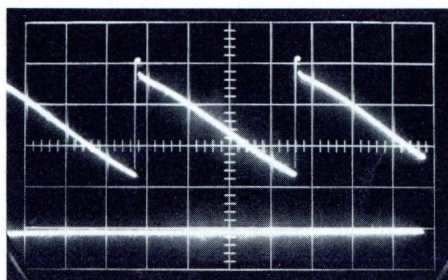
- Die Diode D 1028 geht in den Sperrzustand und trennt den kollektorseitigen Belag von C 1025 von der Oszillatorschaltung ab. Gleichzeitig sperrt auch D 1025, so daß der „Masseschluß“ des Basiskreises aufgehoben ist.
- Über den Spannungsteiler R 1022, R 1023 und R 1024 erhält V 1025 eine solche Basisvorspannung, daß dieser Transistor leitend wird.
- Der Kollektorstrom versucht jetzt den zuvor positiv aufgeladenen

Miller-Kondensator C 1025 zu entladen und es entsteht ein entsprechender Spannungsabfall am Kollektor.

- Der negativ gerichtete Spannungsabfall am Kollektor wird über C 1025 und R 1025 der Basis mitgeteilt. Die Basisspannung wird also negativer, so daß der Kollektorstrom entsprechend dem Miller-Effekt abgebremst wird und die Ladespannung von C 1025 nur langsam – zeitlinear – absinkt.

Am Kollektor des Transistors V 1025 kann also der Basis des folgenden Transistors V 1035 ein Sägezahnimpuls zugeführt werden, dessen Abfall über den gesamten Bildhinlauf fast geradlinig verläuft. In Bild 35 wird der Sägezahnimpuls gezeigt. Am Hinlauf-Ende wird der Kollektorstrom durch den Oszillatorimpuls unterbrochen und der Miller-Kondensator nach dem zuvor beschriebenen Mechanismus wieder aufgeladen.

Bild 35. Sägezahnförmiger Spannungsverlauf am Kollektor von V 1025 (Miller-Integrator).



Damit der Einfluß des Strahlstroms auf die Bildhöhe sehr gering bleibt und der berüchtigte Lupeneffekt nicht auftritt, erhält der Sägezahn-generator über R 1027 und R 1026 eine Regelspannung. Diese Regelspannung wird mit einem Widerstand am Fußpunkt des Hochspannungsgleichrichters erzeugt. Man erhält auf diese Weise eine lastabhängige Verknüpfung zwischen Strahlstrom (Ablenkempfindlichkeit) und Vertikalablenkung. Wird z. B. bei größerem Strahlstrom, d. h. sinkender Hochspannung auch die Regelspannung größer, so sorgt die steigende Regelspannung für eine kleinere Sägezahn-Amplitude.

Auf die S-Korrektur des Sägezahnimpulses, die zur Anpassung an den sphärischen Verlauf des Bildschirms notwendig ist, wird später noch eingegangen.

Der Emitterverstärker V 1035 hat die Aufgabe, den Miller-Kreis von den nachfolgenden Schaltungen hochohmig zu trennen. Außerdem dient er dazu, den Leistungs-Verstärker sowie den N-S-Kissen-generator mit niederohmigen Sägezahnimpulsen zu versorgen. Der Modulator des N-S-Kissen-generators ist über den Koppelkondensator C 1071 direkt mit dem Emitter verbunden. Mit dem Schleifer des Potentiometers R 1036 werden die Sägezahnimpulse für den Leistungsverstärker abgegriffen. R 1036 dient zur Einstellung der Bildhöhe, wobei R 1037 den Regelumfang dieses Potentiometers begrenzt.

Leistungsverstärker

Um die erforderliche Ablenkleistung zu erzeugen, ist die Endstufe nach dem quasi-komplementären Schaltungsprinzip aufgebaut. Dieses bei Hi-Fi-Verstärkern weitverbreitete Verfahren ist dadurch gekennzeichnet, daß man einmal ohne Treiber- und Ausgangstransformatoren auskommt und zum anderen im oberen und unteren Verstärkerzweig zwei Endtransistoren desselben Typs (npn) verwendet (Bild 36).

Da die Endtransistoren gegenphasig angesteuert werden müssen, ist eine Phasenumkehrstufe notwendig. Diese Phasenumkehr- oder Treiberstufe ist mit den komplementären Transistoren V 1060 und V 1061 aufgebaut. Die erforderliche Eintaktsteuerung für die Treiberstufe wird vom Vorverstärker V 1050 geliefert. Das Ausgangssignal wird zwischen dem oberen und unteren Verstärkerzweig abgenommen und über den Kondensator C 1107 dem Lastwiderstand R_L zugeführt.

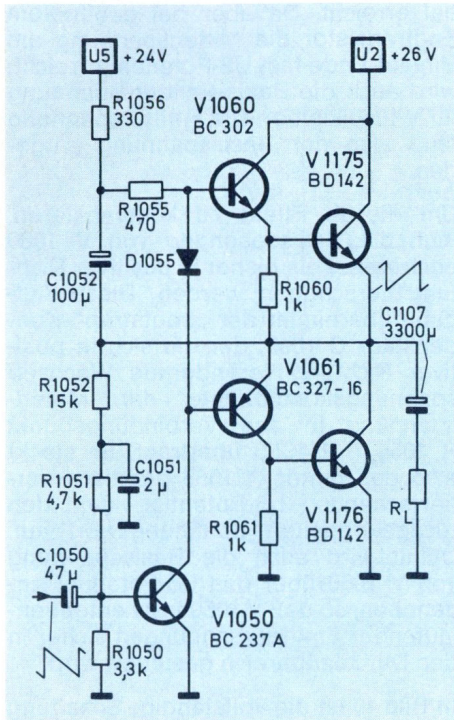


Bild 36. Prinzipschaltung des Leistungsverstärkers.

Der Vorverstärker V 1050 arbeitet im A-Betrieb, d. h. über D 1055, R 1055 und R 1056 fließt ein mittlerer Kollektorstrom. Der Arbeitspunkt für V 1050 wird durch den Basisspannungsteiler R 1052, R 1051 und R 1050 festgelegt. Da dieser Spannungsteiler aber nicht mit U 5, sondern mit der sogenannten Mittenspannung verbunden und außerdem der Vortreiber mit den beiden Verstärkerzügen galvanisch gekoppelt ist, ergibt sich eine wirkungsvolle Gleichspannungsgegenkopplung. Durch diese Gegenkopplung wird die Mittenspannung und damit der Arbeitspunkt des gesamten Endverstärkers stabilisiert. Schwankungen der Betriebsspannung U 2 können sich demnach nicht auf die Höhe der Mittenspannung und somit letztlich auch nicht auf die Amplitude des Ausgangssignals auswirken. Die große Wechselspannungskomponente der Mittenspannung wird zu diesem Zweck mit C 1051 herausgesiebt.

Normalerweise fließt in den meisten Endstufen nach dem quasi-komplementären Prinzip kein Ruhestrom. Sie arbeiten im Gegentakt-B-Betrieb, so daß die Endtransistoren bei fehlendem Signal gesperrt sind. Dieses ist aber bei einem Leistungsverstärker, der linear ansteigende Sägezahnimpulse liefern soll, nicht zweckmäßig. In dem Bereich nämlich, wo vom „unteren“

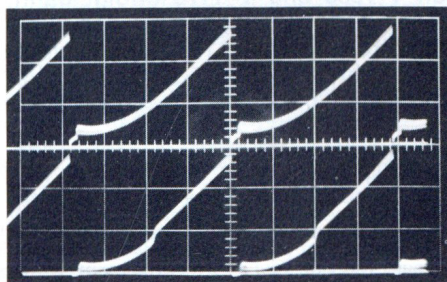
auf den „oberen“ Endtransistor umgeschaltet wird – und das ist in der Hinlaufmitte der Fall –, kann es zu dem gefürchteten Übernahmeknick im Ablenkstrom kommen. Auf dem Bildschirm macht sich dieser Effekt in einer Linearitätsverschlechterung bemerkbar, d. h. die Zeilen werden in der Bildmitte zusammengedrängt.

Die Ursache eines Übernahmeknicks liegt in der Schwell- oder Schleusenspannung eines Transistors. Sie muß erst von der Steuerspannung überwunden werden, bevor ein Transistor stromführend wird. Bei Si-Transistoren beträgt die Schwellspannung 0,6 V. Sie kann aber auch höher sein. Es kommt auf die Kombination der Transistoren an. So beträgt z. B. die Schwellspannung des „oberen“ Verstärkerzugs – eine Darlington-Schaltung – nicht wie beim „unteren“ Verstärker 0,6 V, sondern 1,2 V.

Normalerweise spielt die Schwellspannung bei Funktionsbeschreibungen dieser Art eine untergeordnete Rolle. Sie ist für das Verständnis der Schaltung nicht wichtig. Anders verhält es sich jedoch im vorliegenden Fall. Hier muß nämlich die gemeinsame Steuer-spannung verschieden große Schwellspannungen überwinden. Die Folge: Der obere Verstärker, der ab Hinlaufmitte den Ablenkstrom vom unteren Verstärker übernehmen soll, wird zu spät in seinen Stromführungsbereich gesteuert. Es kommt zum Stromaus-satz, zum Übernahmeknick also, und damit zur Linearitätsbeeinflussung im Bereich der Bildmitte. Im unteren Os-zillogramm von Bild 37 ist der dabei entstehende Sprung in der Ablenkspannung dargestellt.

Beim unteren Verstärker spielt die Schwellspannung insofern keine Rolle, da die Basisspannung von V 1061 so-wieso um 0,6 V negativer ist als seine Emitterspannung bzw. die Mittenspannung. Dieser feste oder automatische

Bild 37. Verlauf der Mittenspannung bei kurzgeschlossener Diode D 1055 (unten) und bei in Flußrichtung geschalteter Diode (oben).

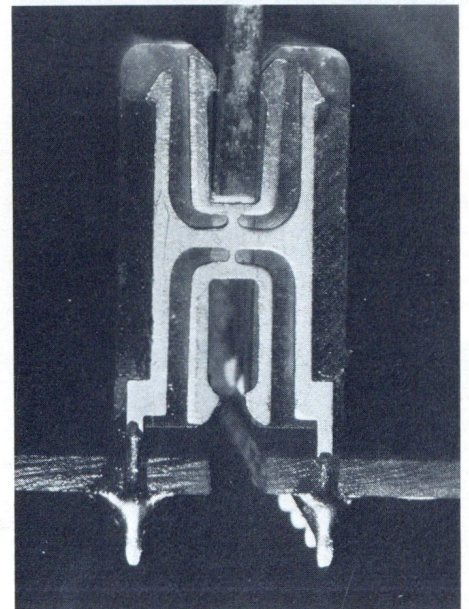


Spannungsunterschied ergibt sich durch die bereits beschriebene Ableitung der Basisspannung des Vortreibers V 1050 aus der Mittenspannung (Gleichspannungsgegenkopplung). Die Basis von V 1061 ist demnach um 0,6 V „vorgespannt“ so daß das Steuersignal hier keine Schwellspannung zu überwinden hat. Der untere Verstärkerzug bleibt somit in seinem gesamten Arbeitsbereich – der ersten Hinlaufhälfte also – stromführend. In Bild 38 a bis e wird dieses noch grafisch verdeutlicht.

Anders sieht es jedoch beim oberen Verstärkerzug aus. Hier beträgt, wie bereits festgestellt, die Schwellspannung 1,2 V. Zu diesen 1,2 V kommt aber – wie im rechten Teil von Bild 38 b dargestellt – noch die Schwellspannung von 0,6 V des unteren Verstärkers. Das bedeutet, daß die Steuerspannung insgesamt 1,8 V überwinden muß, bevor

Was nützt die beste Modul-Technik, wenn es bei den Kontakten hapert. Wie dieser Querschnitt durch eine Kontakt-leiste zeigt, werden keine Kelch-, sondern nur die zuverlässigen Gabelfedern benutzt. Gabelfedern garantieren nämlich auch nach mehrjähriger Betriebszeit eine sichere Kontaktgabe zu den verzinnnten Randkontakten der Steck-einheit.

Dank der H-förmigen Gabelfedern können die Moduln sowohl von oben als auch von unten eingesteckt werden. Ein Kodierstift in der Steckfassung wirkt als Verdrehungs- und Verwech-selungsschutz. Elektrische Defekte durch falsches Einstecken von Baugruppen sind damit ausgeschlossen.



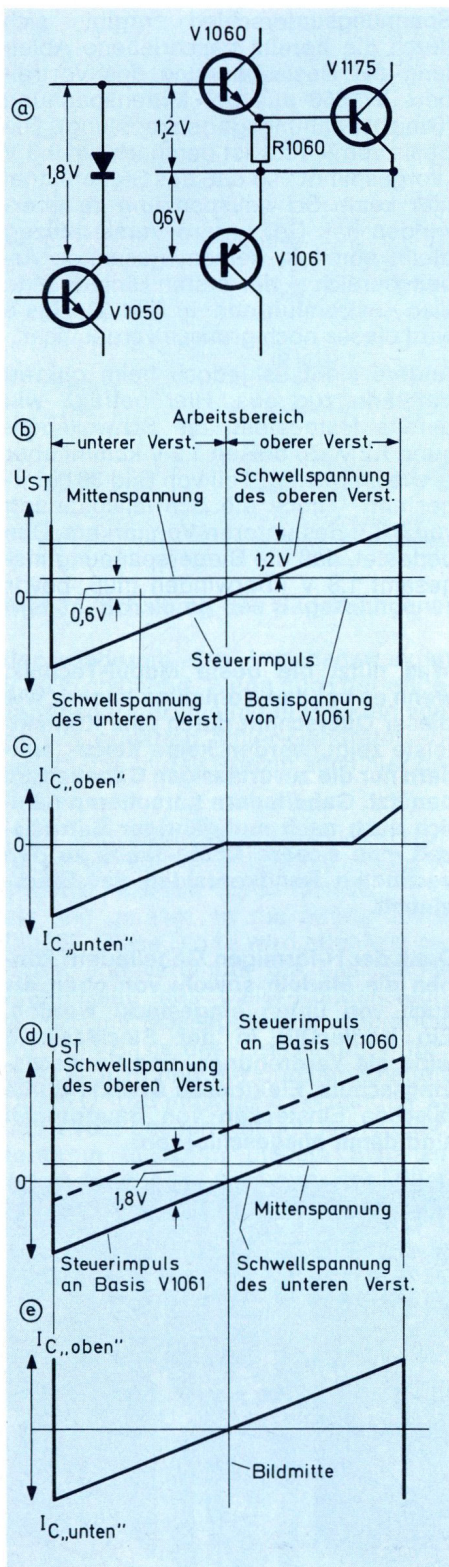


Bild 38. Prinzipielle Darstellung zur Erklärung des Stromaussatzes sowie dessen Beseitigung.

¹ Wenn auch D 1055 wie eine Diode gezeichnet wurde und auch nur 2 Drähte herausführen, so trägt der Schein. D 1055 ist in Wirklichkeit eine Zusammenschaltung von 3 Transistoren, die aber die Eigenschaften einer „echten“ Diode aufweist. Der Unterschied besteht nur darin, daß an dieser

der obere Verstärker in seinem Arbeitsbereich – der zweiten Hinlaufhälfte – stromführend wird. Der hierdurch entstehende Stromausatz wird in Bild 38 c gezeigt.

Um diese Unterbrechung des Stromflusses zu vermeiden, muß die Basisvorspannung des oberen Transistors von der des unteren Transistors getrennt und auf ein anderes Potential gehoben werden.

Diese Trennung und Verschiebung besorgt die Diode D 1055, die zwischen die beiden Basen der Treibertransistoren eingefügt ist. An ihr fällt, da sie in Flußrichtung betrieben wird, eine Schleusenspannung von 1,8 V¹ ab. Das bedeutet, daß die Basisspannung von V 1060 um den „Festwert“ von 1,8 V in positiver Richtung verschoben ist. Bezieht man nun dieses „neue“ Basispotential auf die Mitten- bzw. Emitterspannung, so ergibt sich die geforderte Vorspannung von 1,2 V (Bild 38 a).

Mit anderen Worten: Durch D 1055 wird der gemeinsame Steuerimpuls auf verschiedenen hohen Potentialen gehoben, eben der abweichenden Schwellspannung des oberen Verstärkers angepaßt. Wie in Bild 38 d dargestellt, durchläuft der um 1,8 V verschobene Steuerimpuls jetzt die Schwellspannung des oberen Verstärkers wie gefordert exakt in der Hinlaufmitte. Für eine „nahtlose“ Stromübernahme ist somit gesorgt (Bild 38 e und 39). Die Funktion der Diode D 1055 zur Temperaturkompensation des Leistungsverstärkers versteht sich von selbst.

Durch die Beseitigung des Stromübernahme-Effekts ist allerdings ein Ruhestrom in den Endstufen nicht zu vermeiden. Er ist aber im Verhältnis zur Stromaufnahme bei Vollaussteuerung sehr klein und erreicht nur 50 bis 100 mA.

Der Kondensator C 1052 (Bild 36) ist für die „bootstrap“-Wirkung² verantwortlich. Bei Leistungsverstärkern dieser Art ist es nicht möglich, den „oberen“ Verstärkerzweig während der negativen Phase vollständig durchzuschalten. Grund: die größtmögliche Aussteuerung von V 1060 und V 1175 erfolgt dann, wenn der Kollektorstrom des Vorstufentransistors V 1050 am Hinlaufende sehr klein wird, d. h. die Basisspannung von V 1060 fast U₅-Poten-

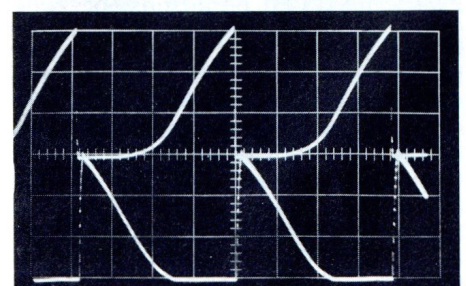
tial erreicht. Da aber bei geöffnetem Endtransistor die Mittenspannung am Hinlauf-Ende fast U₂-Potential erreicht, wird auch die Basis-Emitter-Spannung für V 1060 kleiner. Die Emitterspannung läuft also der Basisspannung entgegen.

Um diesen Effekt zu kompensieren, muß die Basisspannung von V 1060 noch weiter als bisher in positiver Richtung verschoben werden. Diese Aufgabe übernimmt der „bootstrap“-Kondensator C 1052, der die sich in positiver Richtung verändernde Wechselspannungskomponente der Mittenspannung in den Verbindungspunkt R 1056 / R 1055 überträgt. Er stockt also das hinter R 1056 praktisch vorherrschende U₅-Potential um den rückgekoppelten Spannungswert auf. Damit wird auch die Basisspannung von V 1060 über das U₅-Potential angehoben, so daß V 1060 trotz entgegenlaufender Emitterspannung sicher in den Durchlaßbereich gesteuert wird.

In Bild 40 ist die vollständige Schaltung des Leistungsverstärkers dargestellt. Über R 1038 und C 1050 gelangen die Sägezahnimpulse vom Bildhöhenregler R 1036 an die Basis des Vorstufentransistors V 1050. Hier werden sie verstärkt und den Basen der komplementären Treibertransistoren V 1060 und V 1061 zugeführt. Der Widerstand R 1053 verlängert die Kennlinie der Diode D 1055. Der weitere Signalweg dürfte von der NF-Technik her genügend bekannt sein. Die Kombination R 1059 / D 1059 bzw. R 1062 / D 1062 dient zur Einengung der Kennlinien-Toleranzen der beiden Endtransistoren.

Die mit C 1107 ausgekoppelte Spannung wird über einen Widerstand/NTC-Kombination den V-Ablenkspulen zugeführt. Diese Kombination dient zur Temperaturkompensation des Kupferdraht-Widerstandes der Ablenkspulen.

Bild 39. Kollektorströme der Transistoren V 1175 (oben) und V 1176 (unten). V 1176 liefert den Ablenkstrom für die erste und V 1175 den für die zweite Hinlaufhälfte.



¹ „Diode“ nicht die übliche Flußspannung von 0,6 V, sondern eine von 1,8 V abfällt.

² „Bootstrap“ sind die Laschen an Schafstiefeln. Diese etwas seltsame Bezeichnung für ein Schaltungsprinzip erklärt sich aus der Redensart „er hat sich an den eigenen Stiefellaschen aus dem Sumpf gezogen, oder – er hat sich selbst geholfen“.

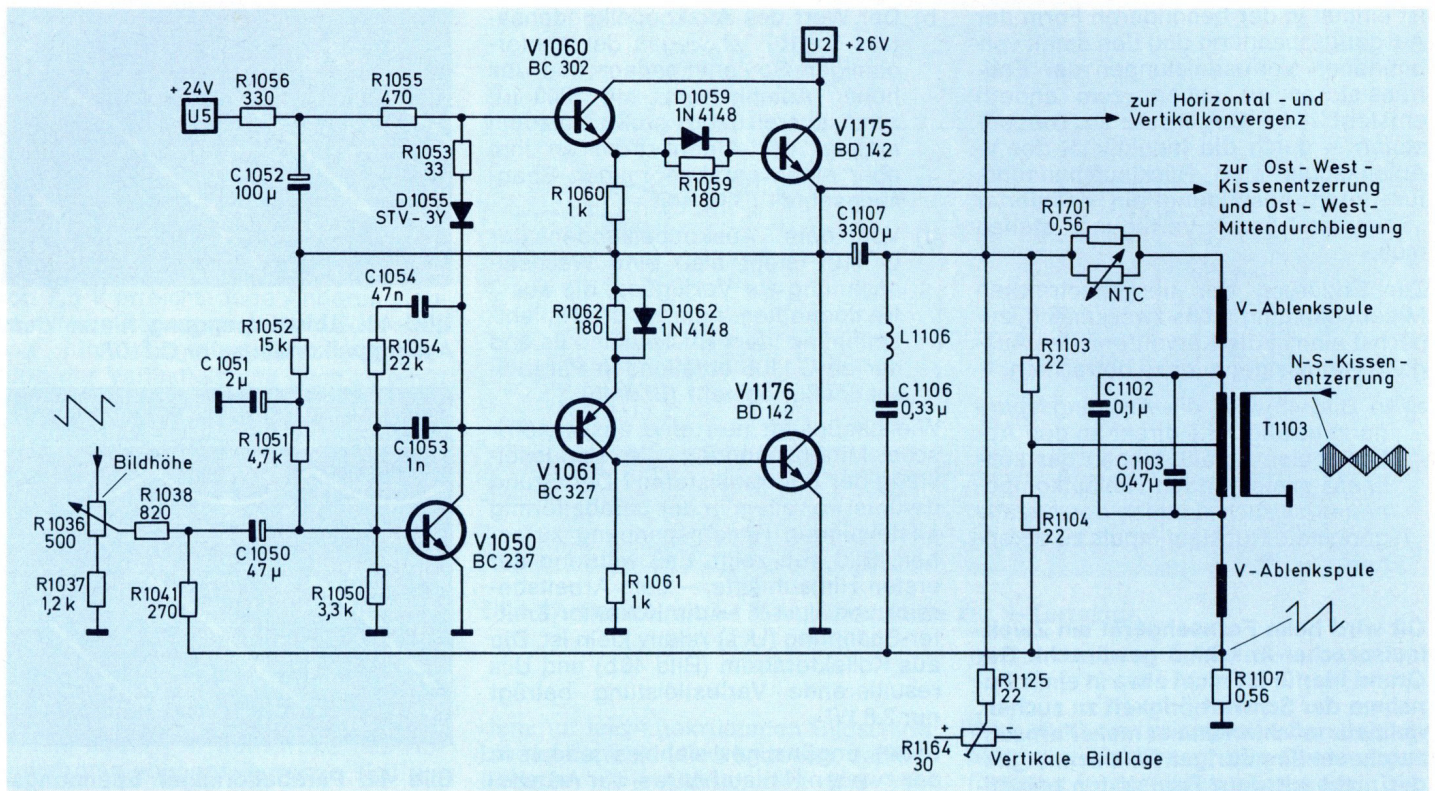


Bild 40. Schaltung des Leistungsverstärkers und des Ablenkreises.

Zur Erzielung einer exakten Mitlaufeigenschaft ist dem NTC-Widerstand R 1701 parallelgeschaltet.

Zur Symmetrierung der N-S-Kissenentzerrung wird die „schmetterlingsförmige“ Spannung über T 1103 in die Mitte der beiden Spulenhälften eingespeist. Die beiden Kondensatoren C 1102 und C 1103 haben mit der V-Ablenkung nur mittelbar etwas zu tun. Sie dienen der Spannungsüberhöhung der N-S-Kissenimpulse. Für die N-S-Kissenentzerrung wird der Stromkreis über den Serienresonanzkreis L 1106, C 1106 geschlossen. Er ist auf „Zeilenfrequenz“ abgestimmt und verhindert gleichzeitig ein Eindringen dieser Impulse in den Leistungsverstärker. Darüber hinaus werden eingedrungene Restwerte in der Vorverstärkerstufe mit dem RC-Glied C 1054 / R 1054 stark gegengekoppelt, so daß sich Unstabilitäten in Form von Zeilensprungfehlern usw. nicht ausbilden können. Der Kondensator C 1053 unterdrückt hochfrequente Einstreuungen.

Die Ablenkspannung sowie den dazugehörigen Ablenkstrom zeigt Bild 41. Beide verhalten sich in ihrem Verlauf annähernd proportional, was beweist, daß die Induktivität der Ablenkspulen während des Hinlaufs kaum eine Rolle spielt. Die Spulen sind also praktisch als ohmscher Verbraucher aufzufassen. Am Fußpunkt der Ablenkspulen ist der

Widerstand R 1107 eingefügt. Er wird vom gesamten Ablenkstrom durchflossen, so daß an ihm eine proportionale Spannung abfällt. Diese Sägezahnspannung (Bild 42) wird zur Stromgegenkopplung benötigt und daher über R 1041 auf den Verstärkereingang zurückgeführt. Aufgrund des Phasenunterschiedes von 180° zwischen Steuer- und Gegenkopplungssignal ergibt sich eine wirkungsvolle Gegenkopplung. Die Folge dieser Rückführung zeigt sich daher nicht nur in einer sehr guten Linearität, sondern auch in einer stabilen Amplitude (Bildhöhe) der Ausgangsimpulse. Bauteile-Toleranzen sowie Streuungen und Erwärmungseinflüsse der Transistoren usw. werden so genügend kompensiert.

Die Widerstandsreihenschaltung R 1103 / R 1104 bedämpft den Ausgangskreis, d. h. sie verhindert sichtbare Ausschwingvorgänge am Rücklauf-Ende. Über den Einstellregler R 1164 wird der vertikale Bildlageverschiebestrom in den Ablenkkreis eingespeist. Die hierfür benötigte positive bzw. negative Spannung erzeugt eine Gleichrichterschaltung am Zeilentransformator.

Im Gegensatz zu Hi-Fi-Verstärkern, wo die Mittenspannung etwa die halbe Betriebsspannung ausmacht, liegt die Mittenspannung dieses Leistungsverstärkers nicht bei $U_B/2 = 13 \text{ V}$, sondern bei etwa 7,5 V. Der Grund hierfür

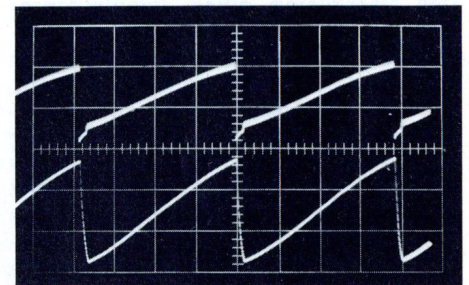
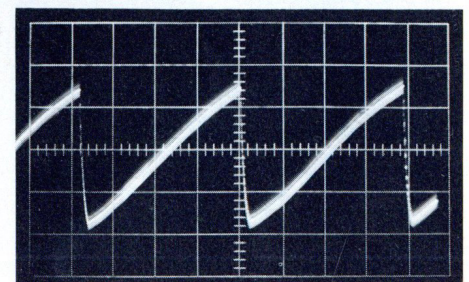


Bild 41. Verlauf der Ablenkspannung (oben) und des Ablenkstroms (unten).

*

Bild 42. Spannungsabfall am Widerstand R 1107. Dieser Sägezahnimpuls ist dem Ablenkstrom proportional, d. h. er eignet sich besonders zur Stromgegenkopplung des Leistungsverstärkers.



ist einmal in der besonderen Form der Ausgangsspannung und den damit verbundenen Verlustleistungen der Endtransistoren zu sehen; zum andern entsteht – im Gegensatz zu Tonendstufen – durch die Induktivität der V-Ablenkspule eine Rücklaufspannung, für deren Ausbildung ein definierter „Spielraum“ zur Verfügung stehen muß.

Zur Erklärung der unsymmetrischen Mittenspannung ist es zweckmäßig, zunächst einmal die Kurvenform des Ausgangssignals genauer zu betrachten:

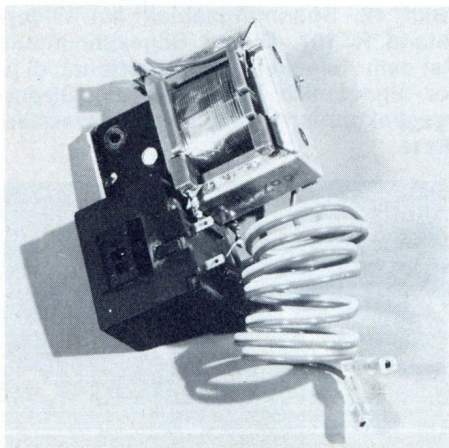
a) In Bild 43 wird die Ausgangsspannung gezeigt, die direkt an den Ablenkspulen abfällt. Neben der zeitlinear ansteigenden Hinlaufkomponente ist auch deutlich der negativ gerichtete Rücklaufimpuls zu erkennen.

*

Oft wird beim Fernsehgerät ein Zweitlautsprecher-Anschluß gewünscht. Der Grund hierfür ist nicht etwa in einer Zunahme der Schwerhörigkeit zu suchen, vielmehr möchten immer mehr Fernsehzuschauer ihre übrigen Familienmitglieder nicht mit dem Fernsehton belästigen. Sie setzen Kopfhörer auf!

Das Nachrüsten eines Zweitlautsprecher-Anschlusses ist bei Blaupunkt-Geräten sehr einfach, da hierfür ein kompletter Bausatz zur Verfügung steht. Der Bausatz enthält auch den Sicherheitstransformator, der zur Einhaltung der VDE-Bestimmungen unbedingt erforderlich ist. Mit 2 Blechschrauben wird der Nachrüstsatz am Metallrahmen des HF-ZF-Bausteins befestigt. Für die Herstellung der elektrischen Anschlüsse ist kein Lötkolben notwendig. Alle Verbindungen sind steckbar. Selbst das Loch in der Rückwand ist schon vorgestanzt!

Übrigens: dieser Nachrüstsatz hat die Bestellnummer 7 661 950.



b) Der Wert des Auskoppelkondensators C 1107 ist wegen der niederohmigen Spulenimpedanz und des hohen Ablenkstroms mit 3300 µF zwar ausreichend groß, trotzdem erzeugt der Ablenkstrom an ihm aber einen parabelförmigen Spannungsabfall (Bild 44).

c) Vor dem Auskoppelkondensator C 1107 steht also eine Wechselspannung zur Verfügung, die aus 3 Komponenten, nämlich der Hinlaufspannung, dem Rücklaufimpuls und der an C 1106 abfallenden Parabelspannung, besteht (Bild 45).

Wie begünstigt nun eine unsymmetrische Mittenspannung die Verlustleistung der Endtransistoren? Der Grund dafür ist vor allem in der parabelförmig ansteigenden Hinlaufspannung zu sehen. Bild 46a zeigt, daß während der ersten Hinlaufhälfte – dem Arbeitsbereich von V 1176 – die Kollektor-Emitter-Spannung (U_{CE}) relativ klein ist. Die aus Kollektorstrom (Bild 46b) und U_{CE} resultierende Verlustleistung beträgt nur 2,8 W!

Etwas ungünstiger sieht es jedoch in der zweiten Hinlaufhälfte – der Arbeitsphase des oberen Endtransistors V 1175 – aus. An ihm fällt aufgrund des Signalverlaufs eine höhere Kollektor-Emitter-Spannung ab. Seine mittlere Verlustleistung liegt daher bei etwa 8,5 W. Summiert man nun beide Werte, so ist einzusehen, daß das Ergebnis wesentlich günstiger ist als bei einer Mittenspannung von $U_B/2$. Hier würden zwar die Endtransistoren mit etwa der gleichen, aber insgesamt fast mit der doppelten Verlustleistung belastet werden. Außerdem müßte man, bei gleicher Signalamplitude natürlich, die Betriebsspannung U_2 erhöhen.

Nun zum Einfluß der Mittenspannung auf die Rücklaufzeit. Nach der CCIR-Norm ist für die Austastung zwischen 2 Halbbildern eine Zeit von 1,2 ms festgelegt. Die Rücklaufzeit der neuen Blaupunkt-Ablenkaltung ist aber kürzer, nämlich 0,9 ms, so daß unerwünschte Videosignalaustastungen sowie sichtbare Ausschwingvorgänge am Rücklaufende mit Sicherheit vermieden werden.

Während der kurzen Rücklaufzeit von 0,9 ms entsteht bekanntlich durch die Induktivität der Ablenkspule eine Rücklaufspannung. In dieser Zeit verändert sich der Ablenkstrom von seinem positiven zu seinem negativen Maximum. Die Höhe der Rücklaufspannung berechnet sich nach der Formel

$$U_L = L \frac{di}{dt}$$

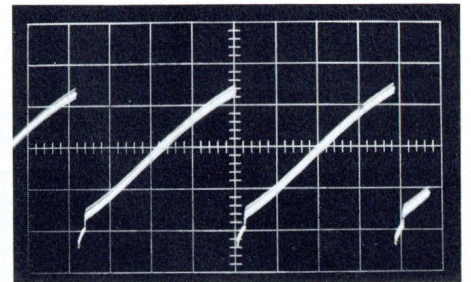


Bild 43. Ablenkspannung hinter dem Auskoppelkondensator C 1107.

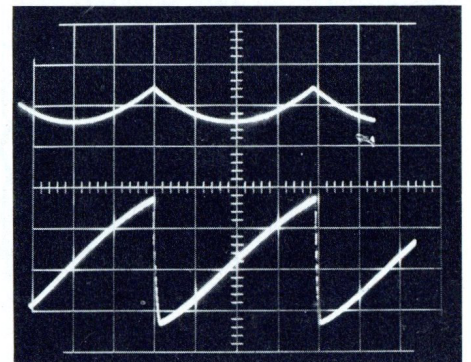


Bild 44. Parabelförmiger Spannungsabfall über dem Auskoppelkondensator C 1107.

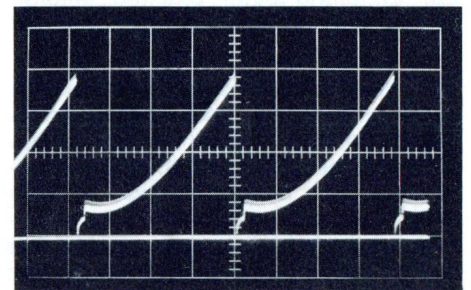


Bild 45. Spannungsverlauf der Mittenspannung.

Sie wird also nicht nur von der Spuleninduktivität L , sondern auch von der Stromänderung di und der Rücklaufzeit dt bestimmt. Oder anders ausgedrückt: Die von der Selbstinduktivität gebildete Rücklaufspannung steht im umgekehrten Verhältnis zur Rücklaufzeit (kleine Rücklaufzeit = große Rücklaufspannung oder umgekehrt).

Aus der soeben erwähnten Verknüpfung zwischen Rücklaufzeit und -spannung kann man wiederum ableiten, daß durch bewußte Beeinflussung der Rücklaufspannungsbildung auch die Rücklaufzeit verändert wird. Mit anderen Worten: Es kommt darauf an, der Rücklaufspannung einen genau definierten „Spielraum“ zur Verfügung zu stellen, sie also so weit zu begrenzen, bis die geforderte Rücklaufzeit erreicht

wird. Da die Rücklaufspannung gegen Masse gerichtet ist (Bild 46a), ergibt sich dieser „Spielraum“ aus dem Spannungsunterschied „Mittenspannung – Masse“. In Bild 46c sind diese Zusammenhänge im Prinzip dargestellt.

Bei der vorliegenden Schaltung soll die Rücklaufzeit bei 0,9 ms liegen und diese wird eben bei einer Mittenspannung von 7,5 V erreicht. Jede Änderung, sei es durch Störungen in der Schaltung usw., führt also neben einer Vergrößerung der Verlustleistung auch zu einer Veränderung der Rücklaufzeit. Die Kontrolle der Mittenspannung und der sie bestimmenden Glieder bedarf daher im Servicefall besonderer Aufmerksamkeit.

Integrationskette zur S-Korrektur

Der Sägezahn-generator erzeugt exakt zeitlinear abfallende Hinlaufimpulse, deren Verlauf auch im Leistungsverstärker nicht „verschlechtert“ wird. Da aber die Ablenkung des Elektronenstrahls direkt von der Größe des Ablenkstroms abhängt, ergeben sich auf

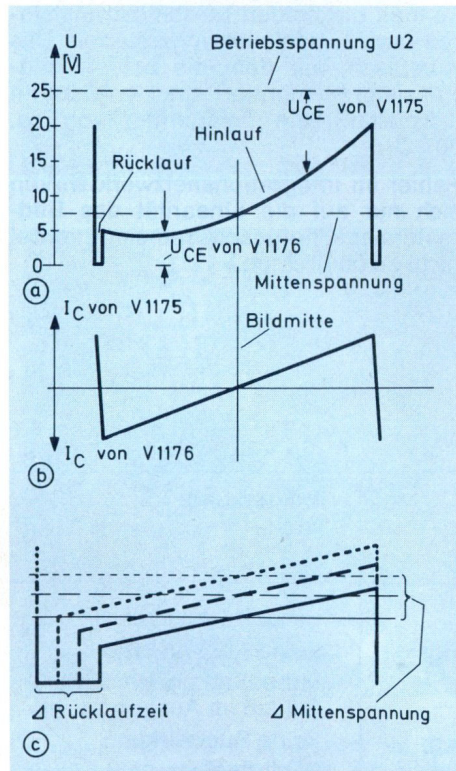


Bild 46. Darstellung der Ausgangsspannung (a) und des Kollektorstroms (b) zur Erklärung der unsymmetrischen Mittenspannung des Leistungsverstärkers. In c) werden die Zusammenhänge zwischen Mittenspannung und Rücklaufzeit verdeutlicht.

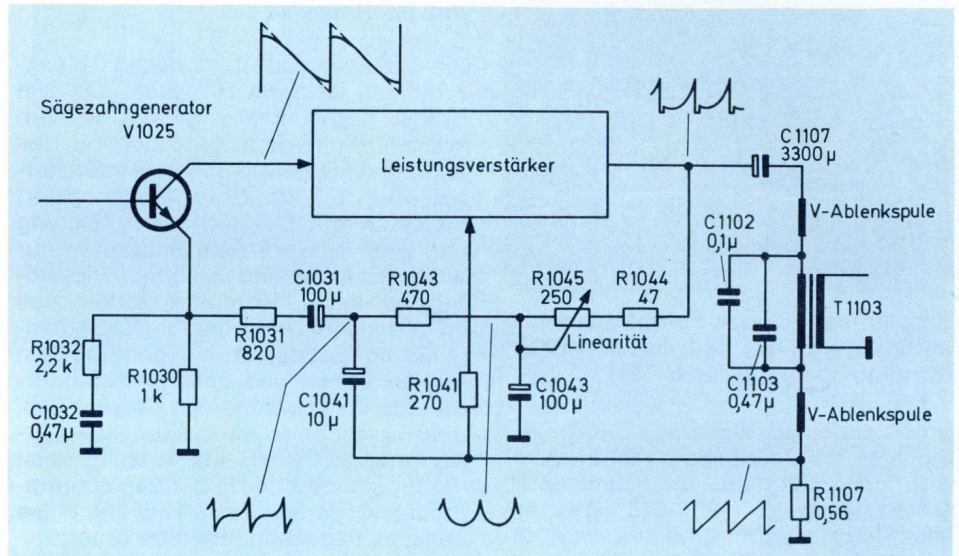


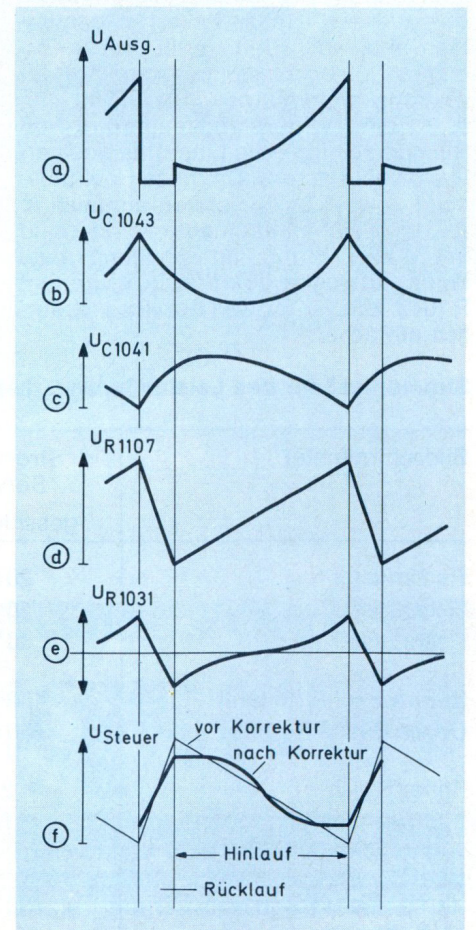
Bild 47. Schaltung der Integrationskette zur S-Korrektur.

dem nur leicht gekrümmten Bildschirm Linearitätsfehler. Das bedeutet, daß bei linearem Ablenkstrom das Bild verzerrt wird und am oberen und unteren Bildrand gedehnt erscheint. Zur Vermeidung dieser Tangens- oder S-Fehler muß der Ablenkstrom im ersten und letzten Teil des Hinlaufs weniger steil verlaufen als z. B. im Bereich der Bildmitte, d. h. der Sägezahn muß einen S-förmigen Verlauf aufweisen.

Die Vorverzerrung der Hinlaufimpulse erfolgt zweckmäßigerweise im Sägezahn-generator. Dazu wird die Ausgangsspannung des Leistungsverstärkers in einer Integrationskette (Bild 47) verändert und dann dem Sägezahn-generator zugeführt.

Die Integration der Ausgangsspannung (Bild 48a) erfolgt mit dem Integrationsglied R 1044, R 1045 und C 1043. Am Kondensator C 1043 fällt eine parabel-förmige Spannung ab (Bild 48b). Diese Parabelspannung wird über R 1043 zur zweiten Integration dem Kondensator C 1041 zugeführt, so daß an C 1041 die in Bild 48c gezeigte Spannung abfällt. C 1041 ist aber nicht direkt, sondern über R 1107 mit Masse verbunden. Da aber an R 1107 bekanntlich eine Sägezahnspannung (Bild 48d) abfällt, ergibt sich an C 1041 eine Überlagerung zwischen den beiden Impulsen (Bild 48e). Diese S-förmig verlaufende Spannung gelangt über C 1031 und den Entkopplungswiderstand R 1031 an den Emitter des Transistors V 1025 (Sägezahn-generator). C 1031 dient zur gleichspannungsmäßigen Trennung.

Bild 48. Diese prinzipielle Darstellung dient zur Erklärung der Spannungsformung in der Integrationskette. Die Ausgangsspannung (f) wird zur Tangens- und Linearitätskorrektur benötigt.



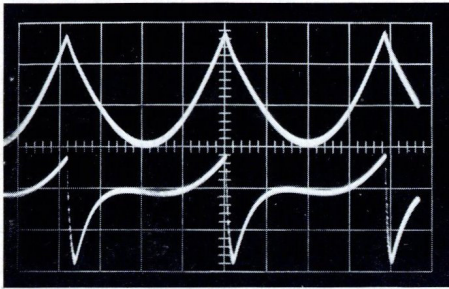


Bild 49. Verlauf der Parabelspannung an C 1043 (oben) und der s-förmigen Korrekturspannung an C 1041.

Durch die Einspeisung des S-förmigen Signals in den Sägezahngenerator wird der zeitlineare Spannungsabfall am Kollektor von V 1025 bzw. am Miller-Kondensator in der gewünschten Weise „abgebremst“. Er verläuft am Hinlaufbeginn (oberer Bildrand) und am Hinlauf-Ende (unterer Bildrand) weniger steil als ohne Korrektur (Bild 48f).

Der Widerstand R 1045 ist als Einstellregler ausgebildet. Mit ihm kann die Integration und damit nicht nur die Amplitude, sondern auch die Lage des negativen Scheitelwertes der an C 1043 abfallenden Parabelspannung verändert werden. Beide Faktoren bestimmen aber auch den Verlauf der s-förmigen Korrekturspannung am 2. Integrationskondensator C 1041 (Bild 49), d. h. eine Widerstandsänderung von R 1045 beeinflusst die Linearität des vertikalen Bildrasters. Da diese Beeinflussung sowohl in der ersten als auch in der zweiten Hinlaufhälfte wirkt, sind bei dieser Blaupunkt-Schaltung zwei Linearitätsregler überflüssig, es genügt R 1045. Das ist für den Service wesentlich einfacher.

Service-Hinweise

Ein wichtiger Vorteil der neuen Ablenk-schaltung ist darin zu sehen, daß alle Stufen nacheinander geprüft werden können. Außerdem kann anhand des Schirmbildes bereits mit großer Sicherheit die gestörte Stufe diagnostiziert werden. Fehlt z. B. jegliche Ablenkung und zeigt sich auf dem Bildschirm nur ein horizontaler Strich, so muß die Störung vor dem Leistungsverstärker, also im Vertikaloszillator oder im Sägezahngenerator liegen. Ist dagegen noch ein breites, rechts und links eingeschnürtes Band (Fischmuster) vorhanden, dürfte ein Fehler im Leistungsverstärker vorliegen. Die Restablenkung weist darauf hin, daß der N-S-Kissengenerator intakt ist und noch Steuerimpulse aus dem Sägezahngenerator erhält.

Nachstehend einige Fehlermöglichkeiten:

Oszillator-Impuls nicht vorhanden

Hier gibt es nur zwei Zustände, entweder der Kollektor von V 1015 liegt annähernd auf U 5 oder auf Massepotential. In beiden Fällen verharrt die Schaltung im statischen Zustand, so daß man durch einfache Gleichspannungsmessung herausfinden kann, in welcher der beiden miteinander verkoppelten Stufen die Ursache liegt.

Oszillator-Impuls vorhanden, Sägezahn-signal fehlt

Nach Überprüfung des Miller-Kondensators C 1025, der Transistoren V 1025 und V 1035 ist es zweckmäßig, den Basisspannungsteiler R 1022, R 1023

und R 1024 zu kontrollieren. Sollte der Sägezahnimpuls am Hinlauf-Ende begrenzt werden (Bild klappt unten um), stimmt der Arbeitspunkt von V 1025 nicht.

Fehler im Leistungsverstärker

Das wichtigste Hilfsmittel bei Reparaturen im Leistungsverstärker ist ein normales Ampèremeter. Es dient zur Messung des Ruhestroms bzw. zur Kontrolle der Stromaufnahme der einzelnen Stufen. Ist jedoch nur ein Röhrenvoltmeter vorhanden, genügt auch die Messung des Spannungsabfalls über einem Widerstand. Da die Betriebsspannung U 2 über den Widerstand R 1140/2,5 Ω zugeführt wird, eignet sich der Spannungsabfall an R 1140 zur Berechnung der Stromaufnahme des Leistungsverstärkers. In der Tabelle ist die Stromaufnahme des Leistungsverstärkers bei verschiedenen Störungsmöglichkeiten aufgezeigt.

Die Endstufe ist sehr robust. Trotzdem darf bei Fehlern, bei denen die Stromaufnahme auf über 1,2 A ansteigt, das Gerät nur kurze Zeit in Betrieb sein. Eine Verdopplung der Verlustleistung können die beiden Leistungstransistoren nur ca. 5 Minuten überstehen. Das Kühlblech, auf dem die beiden Endtransistoren montiert sind, erreicht im Normalfall eine Temperatur von ca. 80° C.

Fehler im Integrationsnetzwerk wirken sich nur auf die Linearität des Bildrasters aus. Folgeschäden sind hierbei nicht zu befürchten.

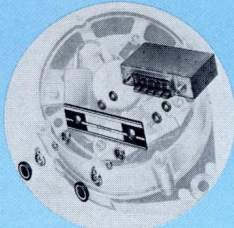
Stromentnahme des Leistungsverstärkers bei verschiedenen Störungsmöglichkeiten.

Bildschirmfehler	Stromaufnahme bei Service-Schalter		Fehlermöglichkeit	Bemerkung
	geschlossen	offen		
Fischmuster	20 mA	0	V 1050 – Schluß	keine Rückwirkung
Fischmuster	0	0	V 1050 – Unterbrechung	keine Rückwirkung
Fischmuster	0	0	V 1060, V 1061 – Unterbrechung	unbedingt prüfen, ob Schluß im Ausgangskreis
Untere Bildhälfte fehlt	450 mA	0	V 1060 – Unterbrechung	keine Rückwirkung
Obere Bildhälfte fehlt	450 mA	0	V 1061 – Unterbrechung	Fehler sehr selten
Heller Strich	> 2 A	0	V 1061 – Schluß	V 1060 fällt nicht mit aus
Bild weit überschrieben und unten umgeklappt	> 1,4 A	0	R 1041 unterbrochen	Gegenkopplung fehlt. Bahnriß zwischen R 1041 – R 1107
Horizontales Band ca. 2 cm hoch	480 mA	0	Unterbrechung im Ablenkkreis	Stecker prüfen

GUTER RAT IST BILLIG

1

Autoradioeinbau und Entstörung

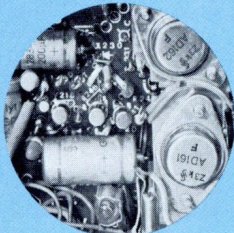


BLAUPUNKT WERKE GMBH · HILDESHEIM

GUTER RAT IST BILLIG

2

Transistor-Radio-Reparatur



BLAUPUNKT WERKE GMBH · HILDESHEIM

GUTER RAT IST BILLIG

3

Grundlagen der Tonbandtechnik



BLAUPUNKT WERKE GMBH · HILDESHEIM

– unter diesem Titel erschienen bei Blaupunkt bisher drei Broschüren. Die Hefte 1 und 2 wurden dem heutigen Stand der Technik angepaßt. Neu ist Heft 3, das sich mit den Grundlagen der Tonbandtechnik befaßt. Fragen der Vormagnetisierung von Tonköpfen und den Frequenzgang beeinflussende Faktoren werden behandelt. Zu beziehen gegen 2,22 DM Schutzgebühr bei Blaupunkt, Abt. KDB, 32 Hildesheim.

Der dritte Blick entfällt!

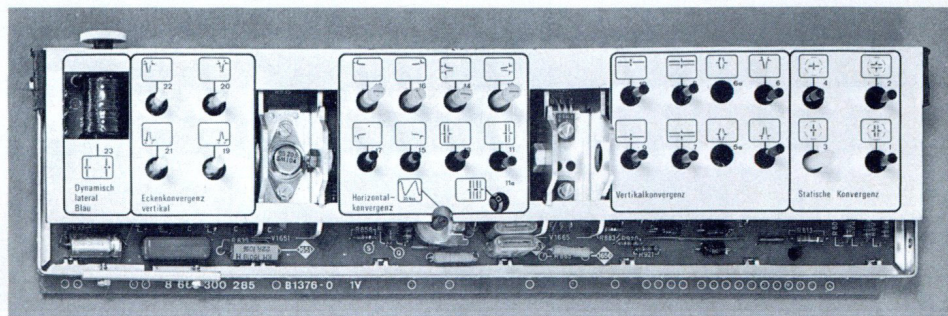
Auffallendes Merkmal der neuen Blaupunkt-Farbfernseher ist die Einstellanweisung, die jetzt die Potentiometer der Konvergenzplatte abdeckt.

Diese mit Zahlen sowie mit roten, grünen und blauen Symbolen bedruckte Anweisung erleichtert die Konvergenzeinstellung ganz erheblich. Der Vorteil liegt aber nicht nur darin, daß man durch die von 1 bis 23 fortlaufend numerierten Regler jetzt automatisch die richtige Einstell-Reihenfolge einhält – also zuerst die statische Konvergenz, dann die Vertikal-Konvergenz usw. –, sondern daß nun endlich auch der lästige „dritte“ Blick auf die Kundendienstschrift entfällt.

Gerade in dem Zeitraum, in dem sich der Techniker ganz auf die kleinsten Bewegungen in den verschiedensten Bildschirm-Bereichen konzentrieren muß, ist die Sucherei im Schaltbild nach den richtigen Reglern ungemein ablenkend und zeitraubend. Das Suchen – zumindest bei einfacher Nachstellarbeit – gehört jetzt der Vergangenheit an.

Noch ein paar Zeilen zur Konvergenzeinstellung: Alle drei Konvergenzschaltungen, also die statische, vertikale und horizontale, sind in Brückenschaltung aufgebaut. Was bedeutet das? Es bedeutet, daß die Beeinflussungen zwischen den vier „Himmelsrichtungen“ minimal sind. Korrigiert man im Norden (oberer Bildrand), so wird die Einstellung im Süden (unterer Bildrand) dadurch nicht beeinflusst. Diese Entkopplung gilt natürlich auch für Osten und Westen. Damit aber nicht genug: Durch die Brückenschaltungen ist eine matrizierte Einstellung gegeben, d. h. die sichtbare Verschiebung der Rot-Grün-Linien erfolgt in horizontaler und vertikaler Richtung und zwar so, daß eine vertikale Verschiebung unabhängig von der horizontalen Verschiebung vorgenommen werden kann. Entkopplung und Matrixierung sind wichtige Qualitätsmerkmale, die auch bei den Vollhalbleitergeräten beibehalten wurden.

Beibehalten wurde auch die Schaltung für die Konvergenz der vertikalen Linien in den Ecken. Diese Schaltung war schon beim 110°-Hybridgerät eine Blaupunkt-Besonderheit. Was die Konvergenz in den Ecken angeht, scheint man eben mancherorts großzügiger zu sein. Es hat sich nämlich gezeigt, daß durch Streuungen Deckungsfehler der senkrechten Rot-Grün-Linien nicht immer zu vermeiden sind. Um auch diese Eckenfehler in den oft „abgeschriebenen“ Gebieten zu beseitigen, ist auf der Blaupunkt-Konvergenzplatte jedenfalls für jede Ecke ein spezieller Regler vorhanden!



Das vernünftige Konzept!

Moduln sind nicht neu. Blaupunkt setzte schon bei der ersten Farbgeneration (1967) eine solche Steckeinheit – die Chromplatte – mit Erfolg ein. Das neue Chassis weist 4 Steckeinheiten auf, ein Fortschritt übrigens, den erst die Vollhalbleitertechnik ermöglichte.

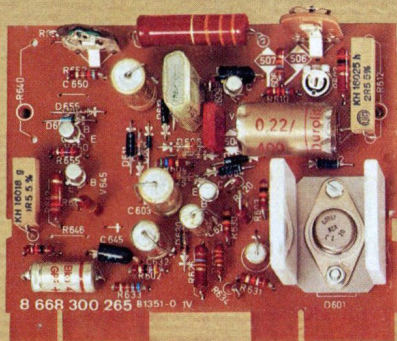
Wie die Chromplatte jetzt und damals, stellen auch die anderen neuen Moduln nicht nur einfache Steckkarten mit ein paar Widerständen, Kondensatoren, IC's usw. dar, sondern echte, logisch aufgebaute Funktionsgruppen.

Die Netzteileneinheit (1) umfaßt das gesamte Triggerteil für den Thyristor, die Abschaltstufe sowie die Regelschaltung für das Niederspannungsnetzteil. Der Chromateil (2) ist mit einer neuartigen PAL-Identifikationsstufe (kein Abgleich; nur vom Burst einschaltbar) und einem modifizierten Farbträgergenerator (großer Nachstimmfaktor) versehen. Der RGB-Baustein (3) weist stark gekoppelte Endstufen auf (stabiler Grauwert). Auf der Vertikal-Steckkarte (4) befindet sich der gesamte Ablenkteil sowie die Schaltung der Nord-Süd-Kissenentzerrung.

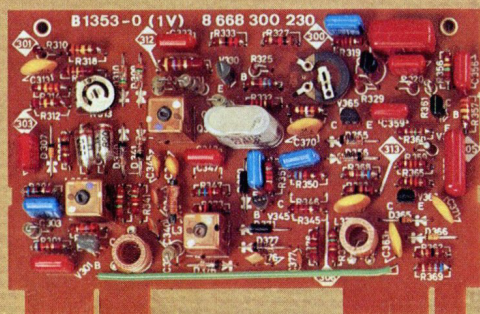
Sie sehen: Keinesfalls erwartet den Techniker eine „Flut“ von Moduln, trotzdem werden mit diesen 4 Steckkarten aber ca. 40 % der Chassisbauteile abgedeckt.

Noch ein Wort zu den Modul-Kontakten: Die beste Modul-technik nützt nichts, wenn man mit billigen Kontakten gleichzeitig neue Fehlerquellen schafft. Aufgrund der Erfahrungen bei Röhrenfassungen werden keine Kelch-, sondern nur Gabelfedern verwendet. Und noch ein Clou: Jede Steckkarte kann im Servicefall auch von der unteren Chassisseite eingesteckt werden. Unverwechselbar – dafür sorgen die Kodierstifte.

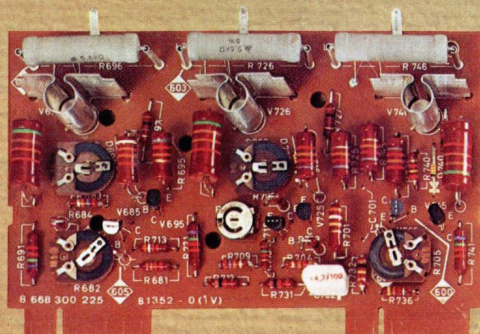
1



2



3



4

