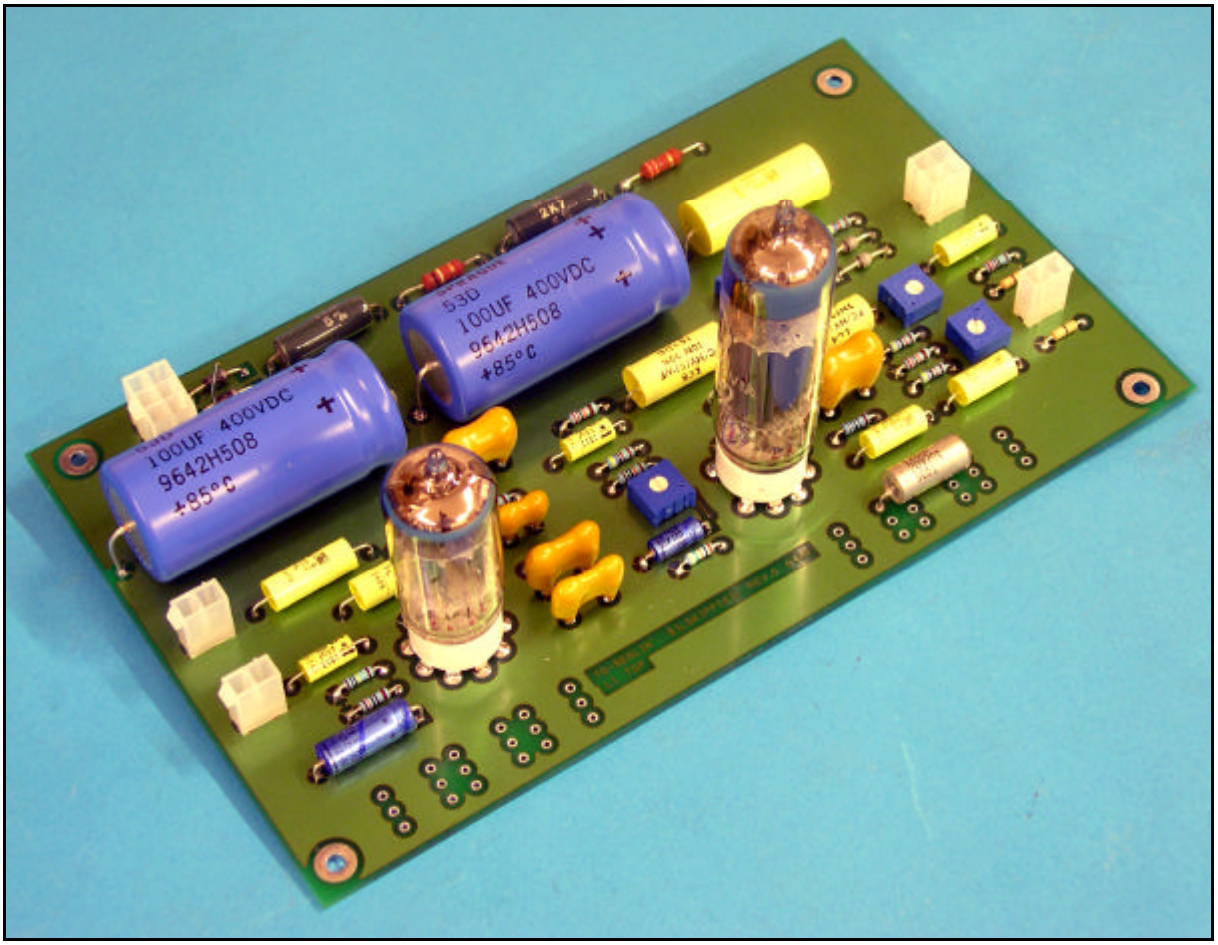
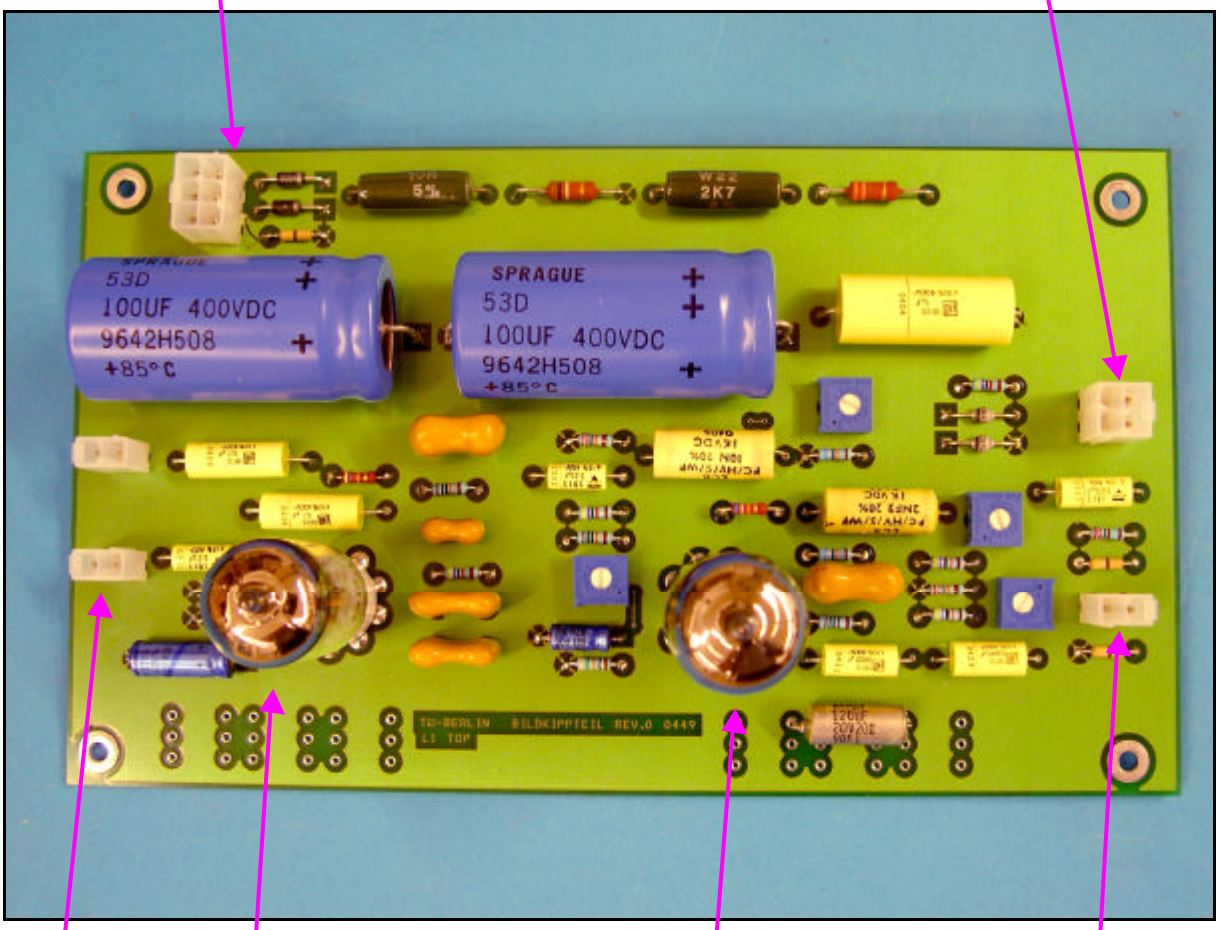
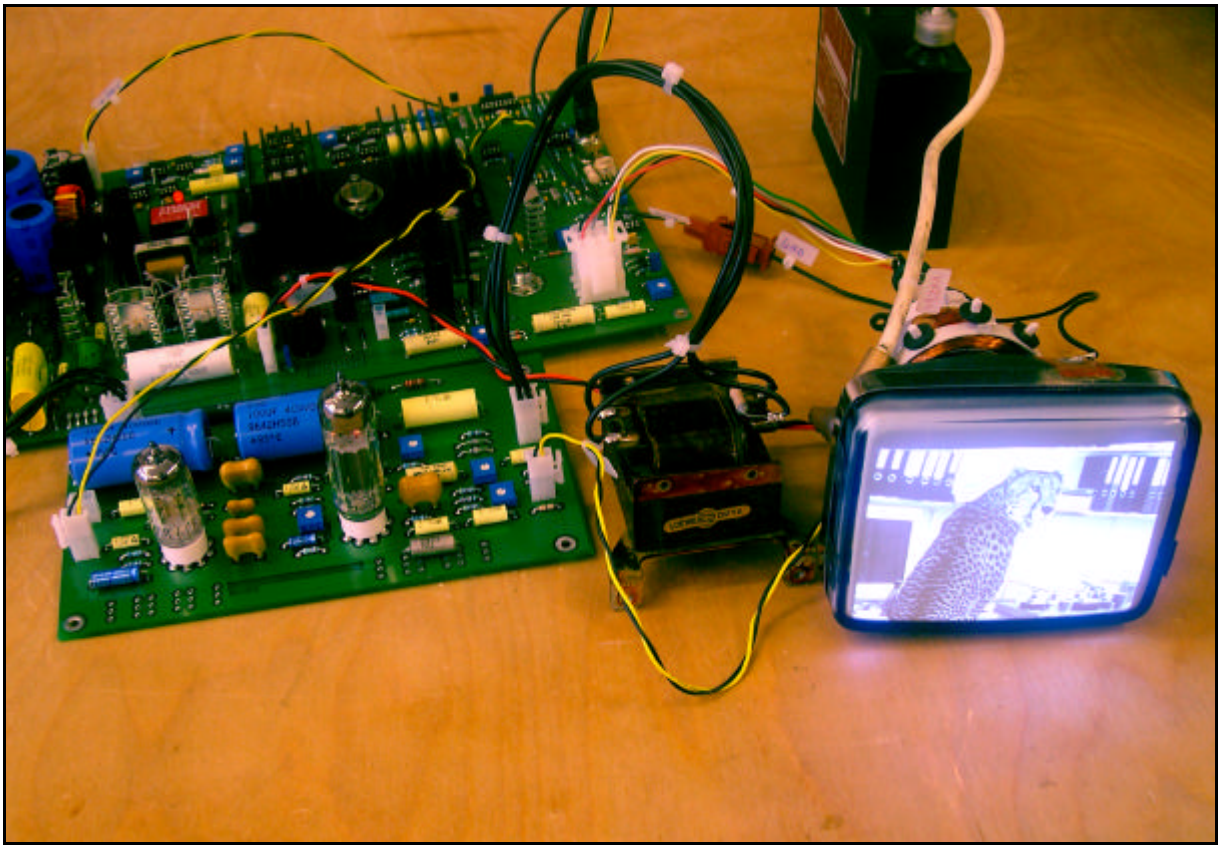
Bildkippteil mit Röhren

Von Dan Eichel



Fertiggestellter Bildkippteil mit Röhren


Anschluß Netztrafo
Anschluß Ausgangs - übertrager
SPRAGUE
53D
100UF 400VDC
9642H508
+85°C
Anschluß Synchronisation
Impulsverstärker (ECC83)
Multivibrator und Endstufe (ECL82)
Anschluß Ablenk - einheit



Bildkippteil im Testbetrieb

Grundlagen zu Elektronenröhren:

Prinzipiell funktionieren Elektronenröhren dadurch dass aus einem emissionsfähigem Metall oder einer Metalllegierung Elektronen durch Erhitzung, hohe Spannung oder Licht herausgelöst werden, welche dann für den Ladungstransport zur Verfügung stehen. Damit die Elektronen auf ihrem Weg von der Kathode zur Anode nicht behindert werden durch Stöße mit anderen Teilchen, bei denen sie Energie verlieren würden, womit praktisch kein Ladungstransport möglich wäre, wird der Röhrenkörper evakuiert.

Die einfachste Form der Elektronenröhre stellt die Diode dar, bei ihr wird durch eine positive Spannung (Plus-Pol an der Anode und Minus-Pol an Kathode) ein gerichteter Elektronenstrom hervorgerufen. Polt man die Spannung um, kommt es nicht zum Stromfluss, weil dann die Anode Elektronen freisetzen müsste, was aber aufgrund der niedrigen Temperatur der Anode nicht möglich ist.

Eine Erweiterung stellt die Triode dar, sie ist mit einem zusätzlichen Steuergitter ausgestattet, welches es ermöglicht den Elektronenstrom zu manipulieren. Je negativer das Gitter gegenüber der Kathode ist, umso stärker behindert es die Elektronen auf ihrem Weg von der Kathode zur Anode bis der Elektronenstrom irgendwann völlig unmöglich wird.
Wird das Steuergitter jedoch zu stark positiv fängt es an den Elektronenstrom abzusaugen und fungiert dann als Anode. Um eine verlustlose Steuerung zu realisieren sollte das Steuergitter kein positiveres Potential als –0,5V gegenüber der Kathode annehmen.

Weiterentwicklungen der Triode sind Tetroden, bei denen ein zusätzliches Steuergitter zwischen dem eigentlichen Steuergitter und der Anode angebracht ist, um die Rückwirkung von der Anode zum Steuergitter zu minimieren.
Dadurch ergeben sich verbesserte elektrische Eigenschaften wie Senkung der Anoden-Gitterkapazität und, dadurch bedingt, ein größerer Verstärkungsfaktor.

Die Pentode wiederum ist eine Weiterentwicklung der Tetrode, sie enthält ein zusätzliches Bremsgitter welches vor der Anode angebracht ist und dafür sorgt das aufgrund der hohen Beschleunigung von der Anode abprallende Elektronen nicht vom (zu manchen Zeitpunkten auf positiverem Potential als die Anode liegenden) Schirmgitter aufgenommen werden sondern an die Anode zurückgeführt werden. Mit Pentoden sind sehr große Verstärkungen möglich, deshalb werden sie vornehmlich als Endstufenröhren und für Stufen mit hoher Spannungsverstärkung eingesetzt.

Da zur Realisierung einer komplexen Schaltung mehrere Röhren nötig waren/sind, ging man dazu über so genannte Verbundröhren zu produzieren. Das heißt man bringt in einem Glaskolben mehrere Röhrensysteme unter. Diese waren von den Röhrenfabrikanten dann speziell auf die Anforderungen in großer Stückzahl produzierter Geräte wie Fernseher oder Radios zugeschnitten.

Eine typische Kombination ist zwei Trioden oder eine Triode und eine Pentode.

Geschichtliches zur Röhre:

Die Erfindung der Elektronenröhre geschah eher zufällig. Edison ärgerte sich das sich seine Glühlampen an der Oberseite immer schwarz färbten, wodurch ihre Lichtausbeute immer geringer wurde. Bei Experimenten um die Eigenschaften seiner Glühlampen zu verbessern, ergab sich ein Versuchsaufbau mit einer Elektrode an der Oberseite einer Glühlampe. Zu Edisons größer Überraschung konnte er einen Strom an dieser Elektrode messen, wenn die Lampe leuchtete, die Gleichrichterwirkung entdeckte er dabei aber nicht.
Das war die Geburtsstunde der Elektronenröhren mit Heißkatode so wie wir sie kennen. In den darauf folgenden Jahrzehnten beschäftigten sich viele Physiker mit den Elektronenröhren aber eine brauchbare Triode zum verstärken von Wechselspannungen ging zunächst nicht daraus hervor.

Erst in den Jahren 1996-1911 konstruierte der Schweizer Physiker Robert Lieben eine Triode welche zum Verstärken von Telefonsignalen konzipiert war.
Die AEG erwarb dieses Patent 1911 für 100000,- GM von Lieben und baute die Röhren in Berlin-Oberschöneweide. Diese erste noch in Handarbeit in Serie gebaute Triode verfügte über eine direkt beheizte Kathode und hatte für ihre geringe Verstärkung von 3.5-4 gigantische Ausmaße von ca. 25cm Kolbenlänge. Dafür soll sie sehr schön ausgesehen haben im Betrieb, da die Lieben-Röhre noch keine Hochvakuum Röhre war und mit Quecksilberdampf arbeitete, leuchtete sie blau.
Man konnte sich nicht vorstellen dass in einem Vakuum ein Stromfluss entstehen kann und füllte daher die Röhre mit Gas.

Bei den meisten Röhren ging man von direkter Kathodenbeheizung zu indirekter Heizung über. Indirekte Heizung bedeutet, daß der Heizfaden von der Kathode isoliert ist. Das brachte zwar den Nachteil mit sich, das nun mehr Energie für die Heizung nötig war und der Anheizvorgang länger dauerte, die Vorteile überwiegen jedoch, nämlich auf Schwankungen der Heizspannung/Heizstrom wird nicht mehr so sensibel reagiert und die Kathode ist mit dem Heizkreis elektrisch nicht mehr verbunden und die gesamte Kathodenfläche hat gleiches Potential, da sie nicht mehr vom Heizstrom durchflossen wird und an ihr somit nicht mehr die Heizspannung abfällt.
Direkte Heizung wurde dann nur noch für Gleichrichterröhren und in batteriegespeisten Geräten verwendet.



Die erste Triode der Welt, die Lieben-Röhre von 1911.

Nahezu alle Geräte, die uns heute allgegenwärtig sind, etwa Radios, Computer und Fernseher, wurden in ihren grundlegenden, ersten Ausführungen in Röhrentechnik realisiert. Die Entwicklung der Fernsehtechnik ist erst durch das Vorhandensein der Röhre als Bauelement möglich geworden.

Hierzu einige Beispiele:



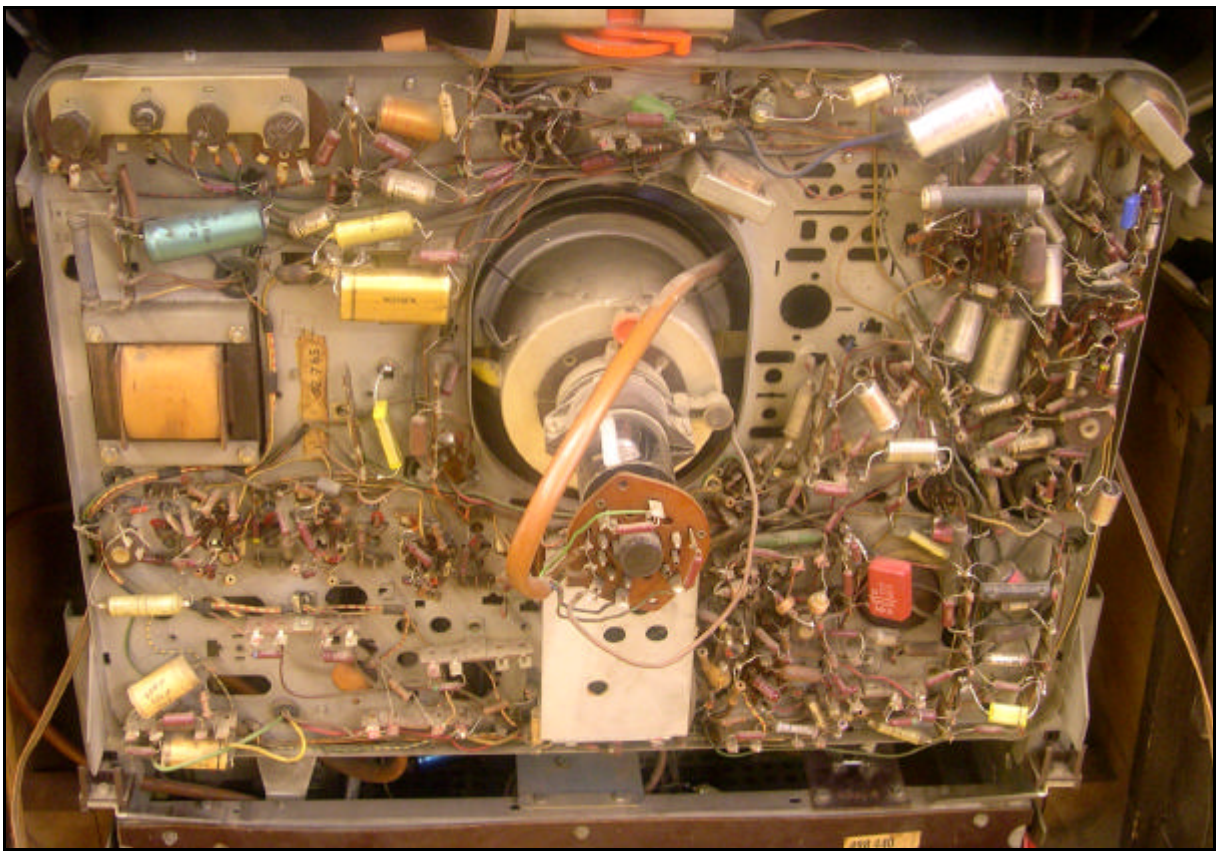
Anzeige für Röhrencomputer aus den 50-er Jahren mit Ansicht eines CPU-Schranks



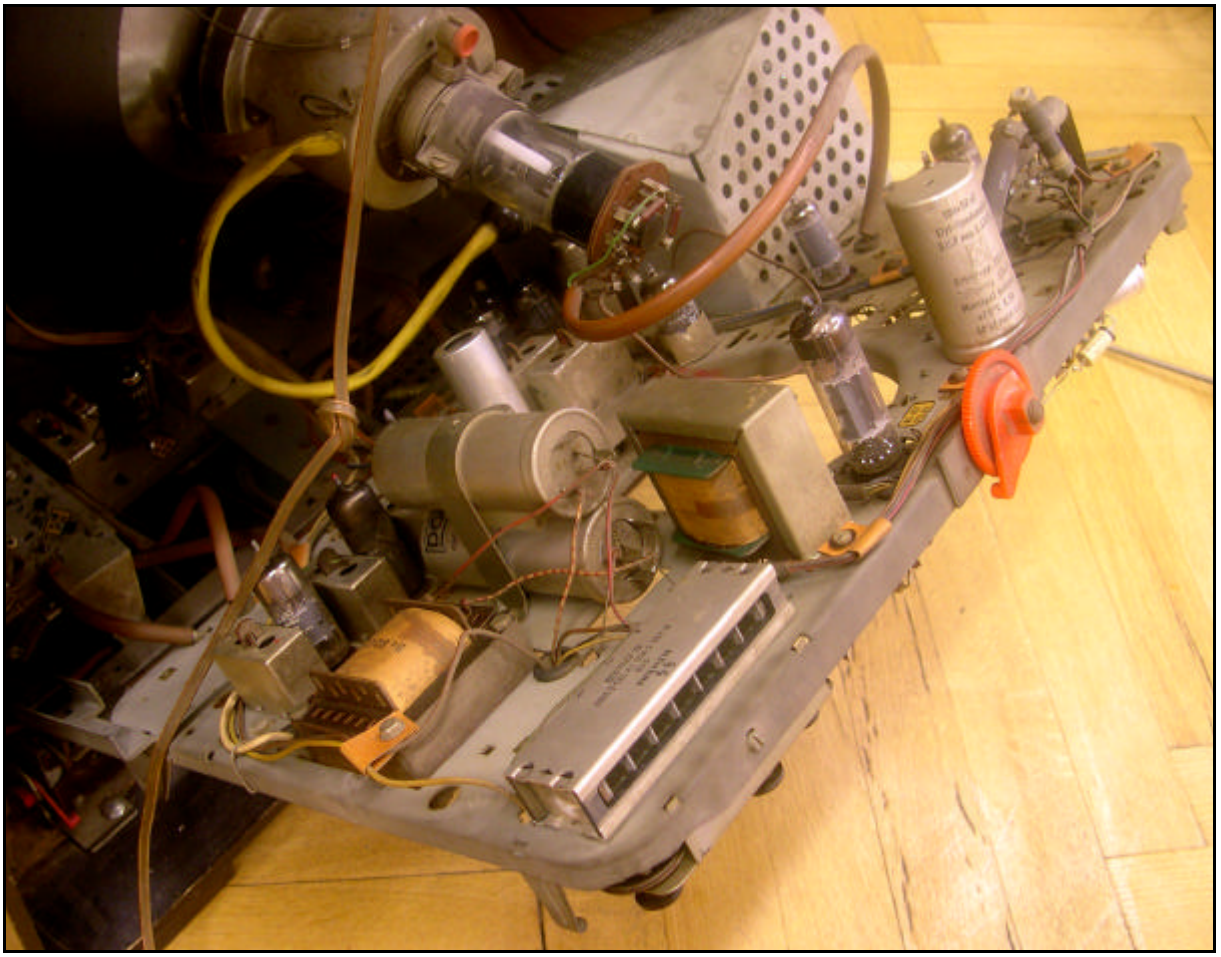
Anzeige für Röhrencomputer aus den 50-er Jahren mit Ansicht eines Flipflops



Radio-Fernsehkombination Graetz „Reichsgraf“ von 1959, zu seiner Zeit ein absolutes „High-End“-Produkt.



Radio-Fernsehkombination Graetz „Reichsgraf“ von 1959, Blick auf das für damalige Zeiten innovative Klappchassis, das aber noch ohne die Verwendung von Leiterplatten von Hand verdrahtet wurde.

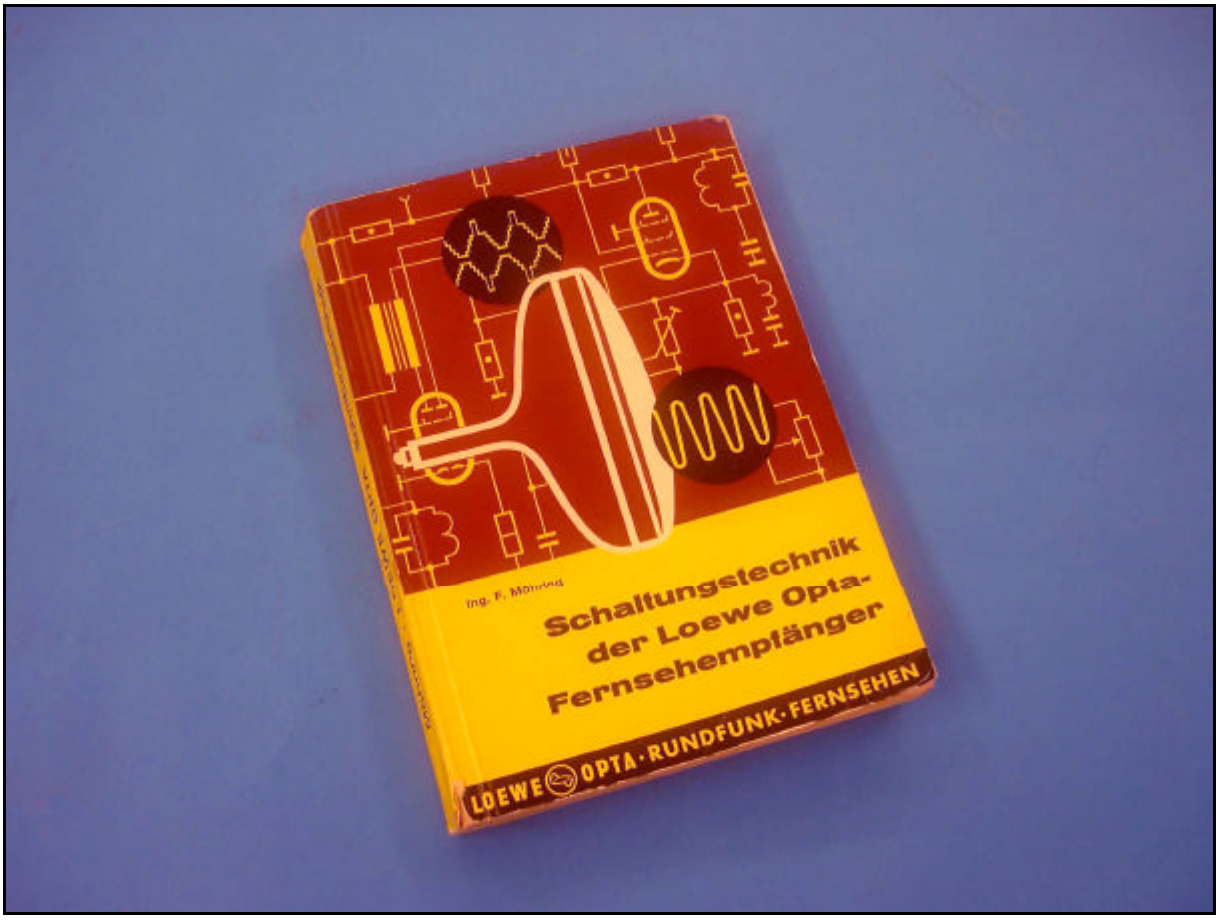


Radio-Fernsehkombination Graetz „Reichsgraf“ von 1959, Blick auf das ausgeklappte Klappchassis.

Entwurf und Realisierung unseres Bildkippteils:

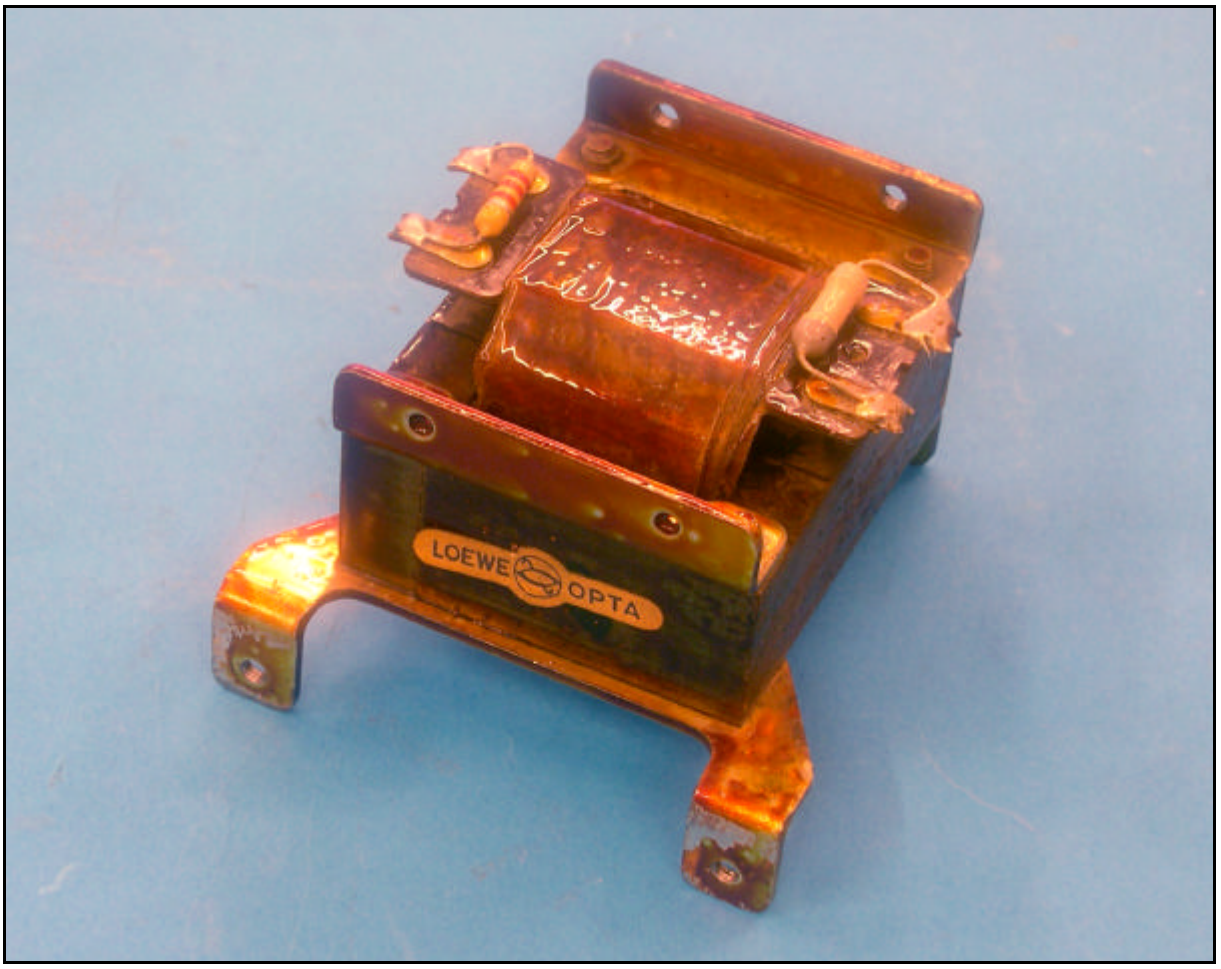
Inspiriert durch den Röhrenverstärker, den Herr Westphal im letzten Semester mit den damaligen Projektteilnehmern realisierte, wollten auch in diesem Semester einige aus unserer Gruppe so etwas bauen.

Glücklicherweise kann Herr Westphal ein altes Reparaturhandbuch für Fernsehgeräte der Firma Loewe sein eigen nennen.



Loewe-Opta-Buch von 1967

So bestand kein Mangel an Schaltplänen und technischen Beschreibungen und so entschieden wir uns für eine „einfache“ Schaltung einer Bildablenkeinheit aus einem frühen Modell mit der Bezeichnung 678 als Ausgangsbasis für unser Vorhaben. Bei Ebay konnte gerade rechtzeitig ein Fernseher ersteigert werden, der weitgehend eines dem in dem Buch beschriebenen Geräten entsprach, so standen uns dann die speziellen magnetischen Komponenten, wie etwa der Ausgangsübertrager, zur Verfügung.

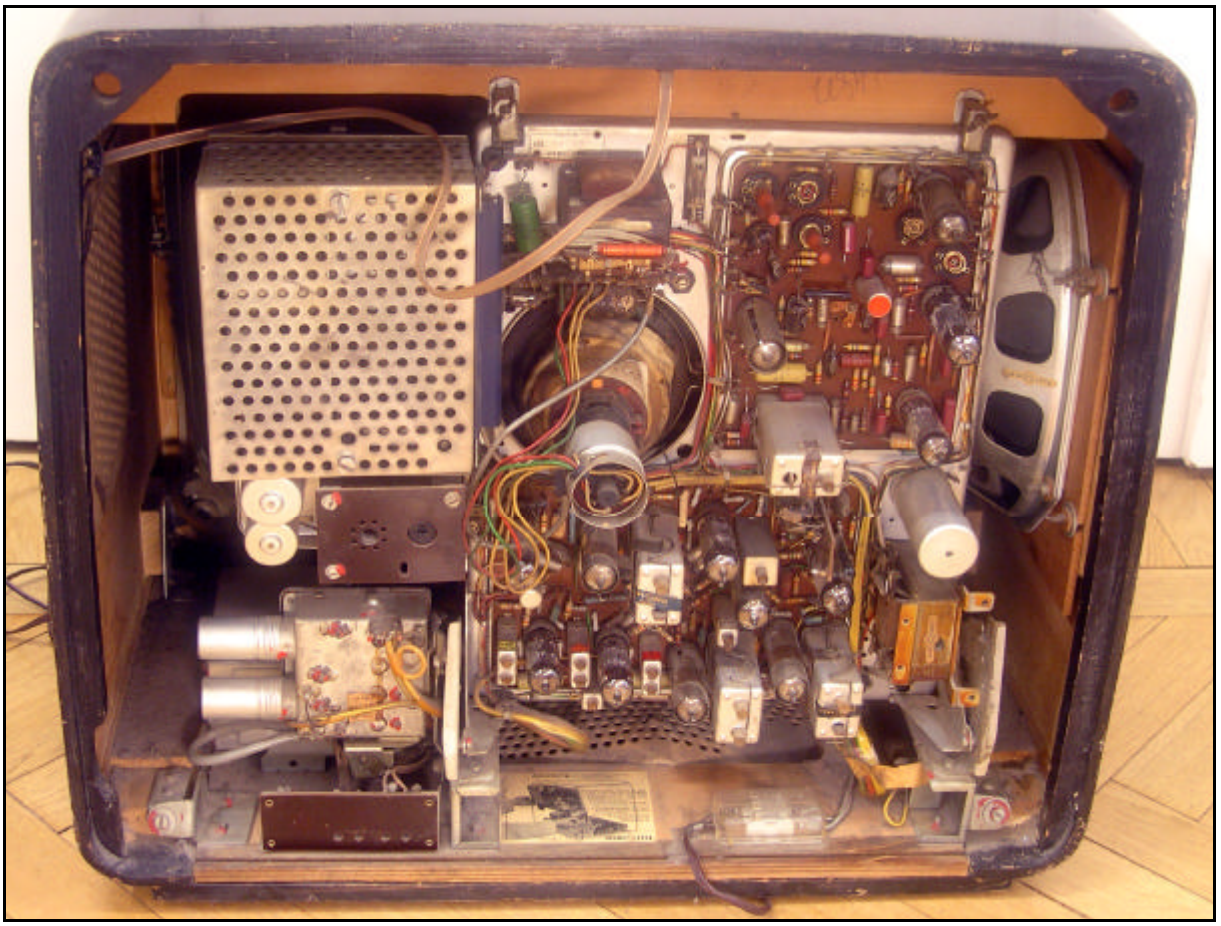


Ausgebauter Ausgangsübertrager

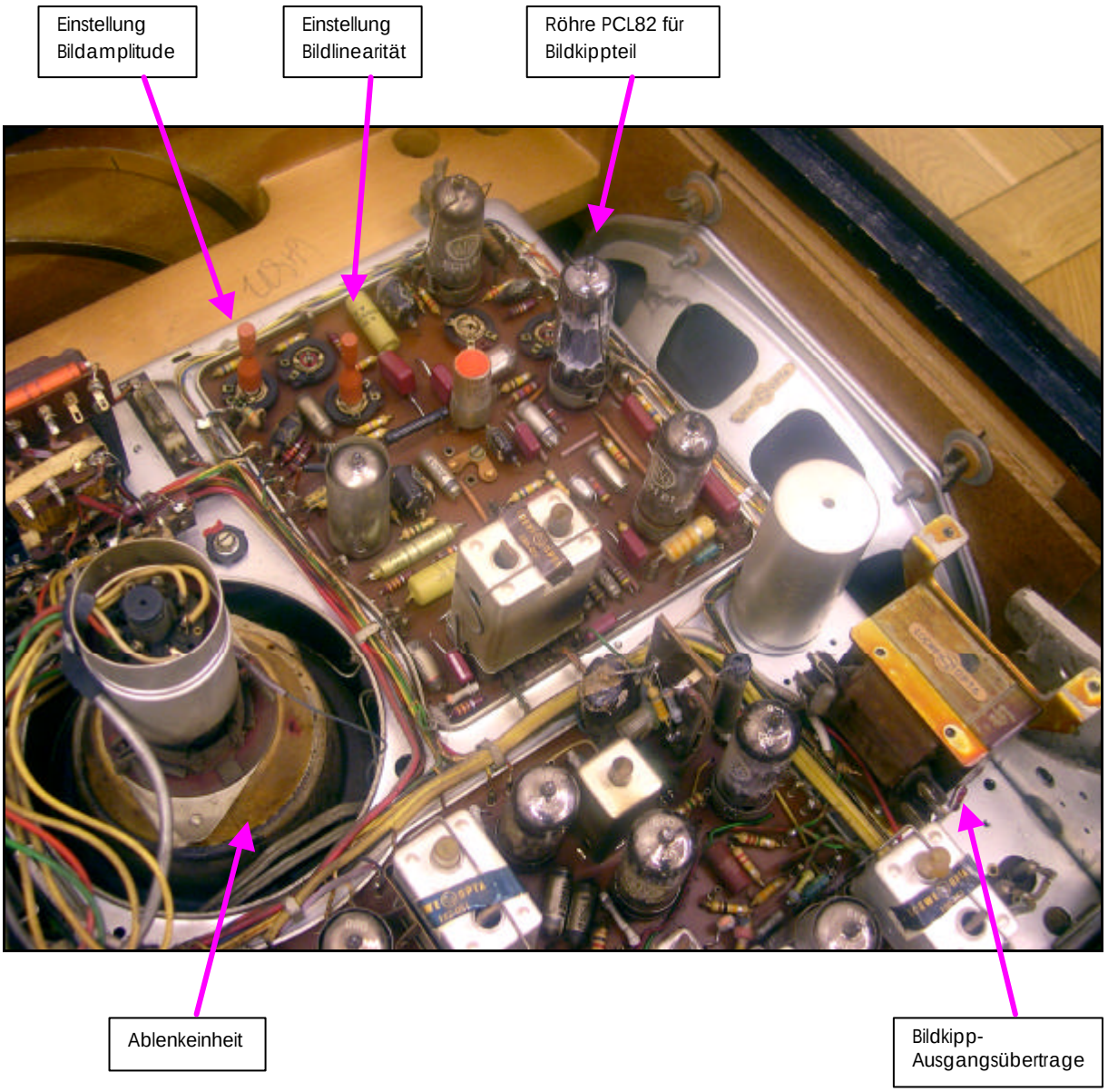
Zur „Einstimmung“ auf die folgende Schaltungsbeschreibung sollen noch einige Eindrücke des Originalgerätes „Ariadne 688“ von Loewe-Opta gegeben werden. (Keine Sorge, dies ist nicht das Gerät, das wir zur Teilegewinnung zerlegt haben, dieses war ein Gerät in wesentlich schlechterem Zustand)



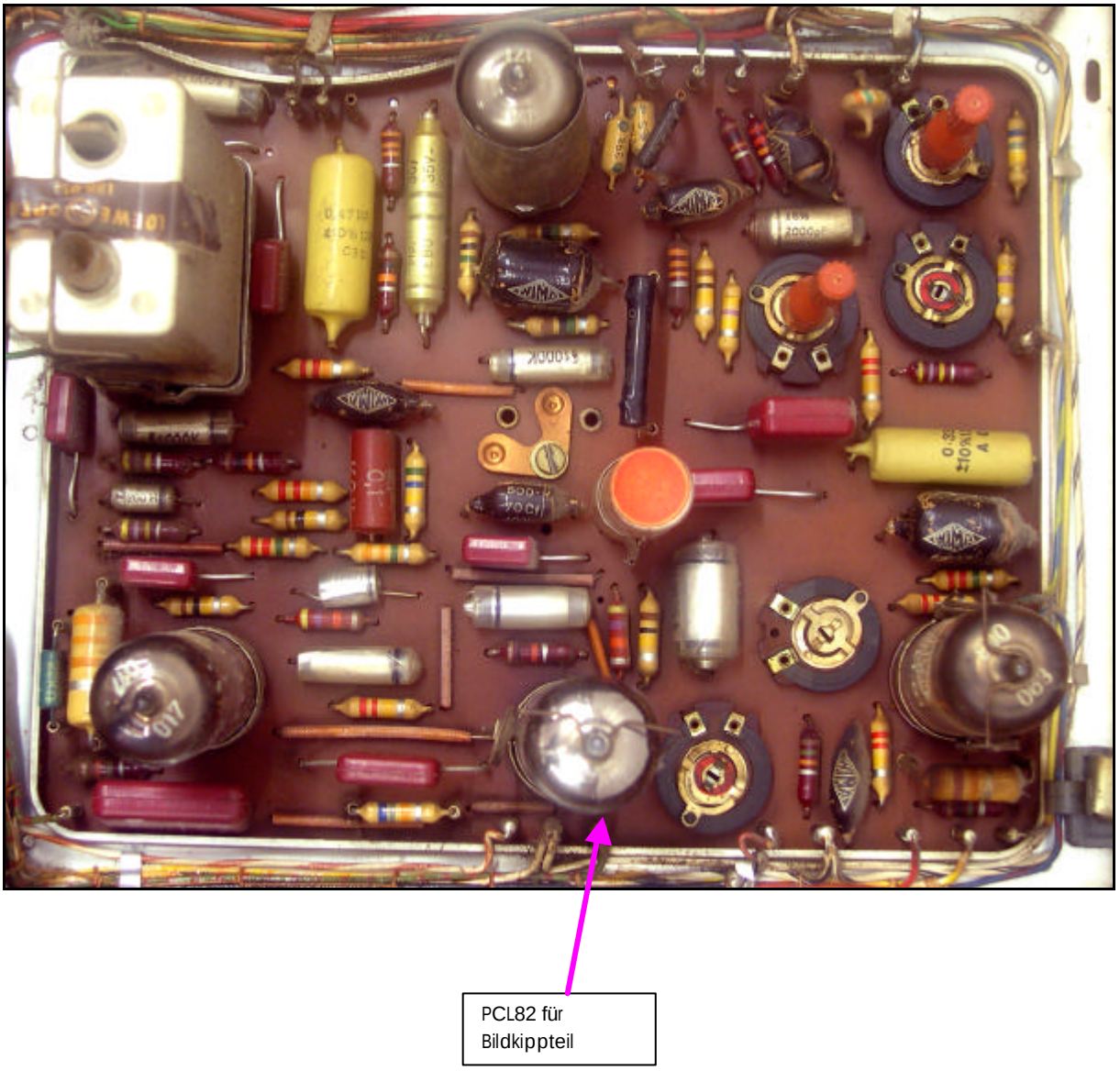
Originalgerät „Ariadne 688“ von Loewe-Opta



Originalgerät „Ariadne 688“ von Loewe-Opta, Blick auf das Chassis



Originalgerät „Ariadne 688“ von Loewe-Opta, Ausschnitt aus dem Chassis



Originalgerät „Ariadne 688“ von Loewe-Opta, Detailansicht der Kippteilplatte

Das folgende Bild zeigt die Originalschaltung als Auszug aus dem Loewe-Opta-Buch, ergänzt um die Spannungsverläufe an wichtigen Punkten der Schaltung:

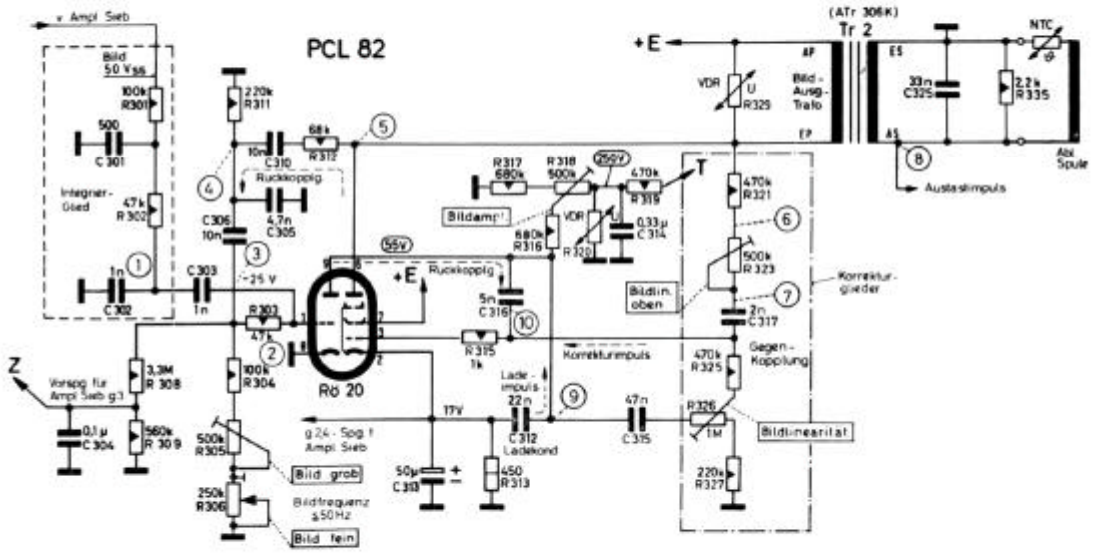


Bild 271 Schaltung der Bildkippendstufe der Gerätetype 678

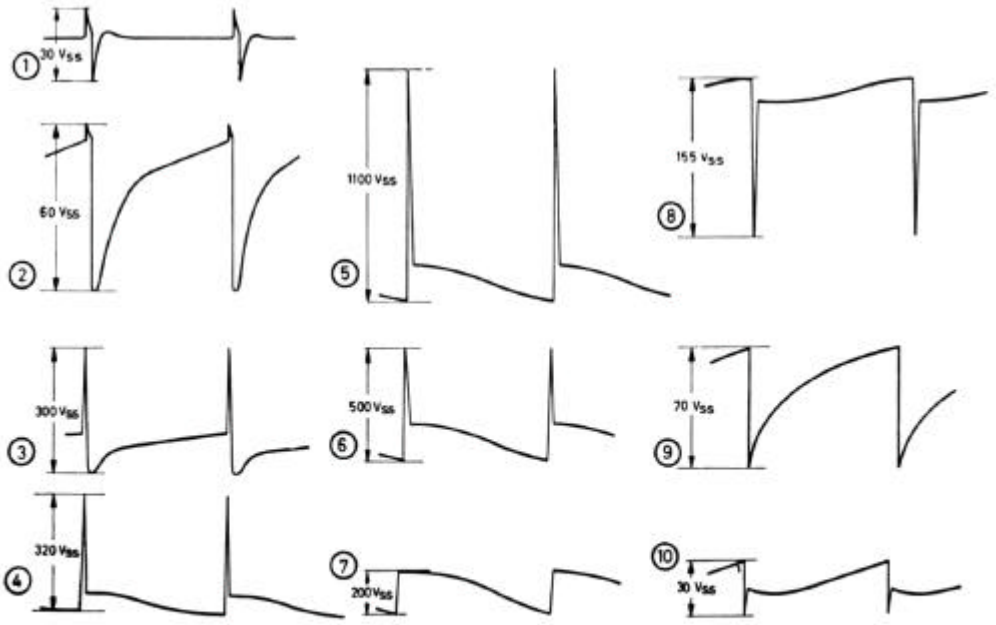
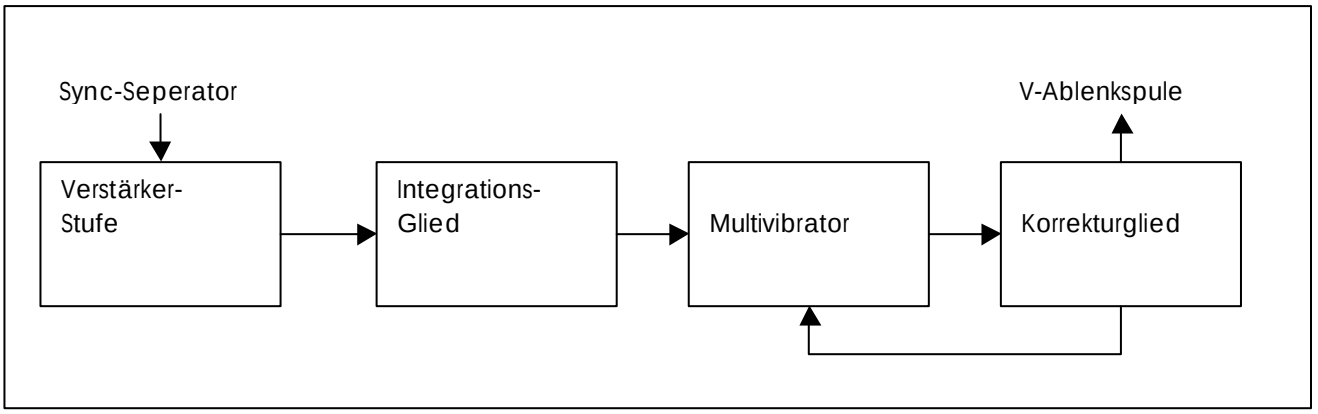


Bild 272 Impulsbilder des Bildkippteils der Gerätetype 678 (vgl. Schaltung nach Bild 271)

Originalschaltplan von Loewe-Opta

Die Originalschaltung wurde im wesentlichen übernommen, jedoch um eine Verstärkerstufe ergänzt, die den hier verfügbaren TTL-Pegel des Synchronimpulses auf den benötigten Eingangspegel dieser Schaltung verstärkt.

Es fällt auf, daß die Schaltung in beachtlicher Weise auf eine möglichst geringe Anzahl aktiver Bauelemente hin optimiert ist. Da die Schaltung als ganzes jedoch zu komplex ist um die Funktionsweise nachzuvollziehen sollen nun alle Schaltungsteile bzw. Funktionsgruppen nacheinander betrachtet werden.

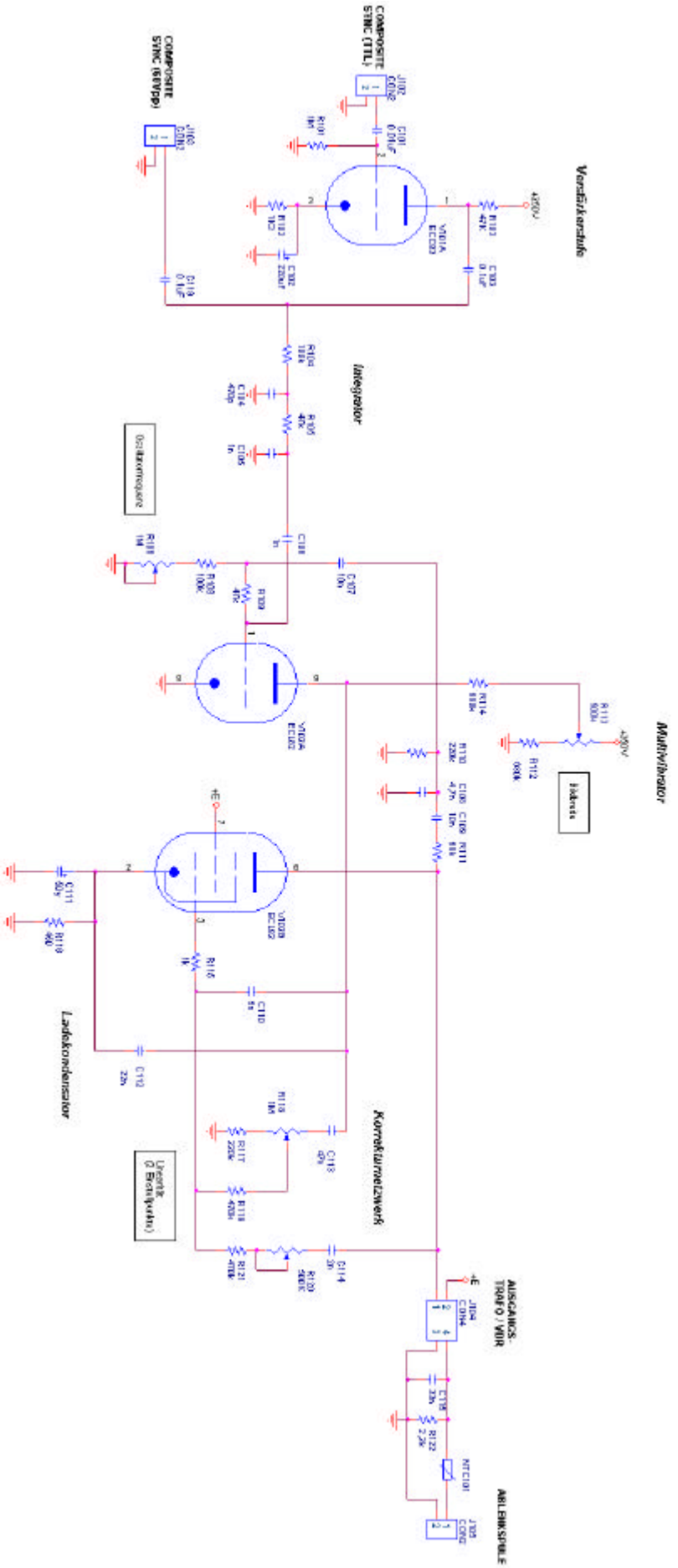


Blockschaltbild des Bildkippteils

Die Schaltung des Bildkippteils lässt sich folgendermaßen unterteilen:

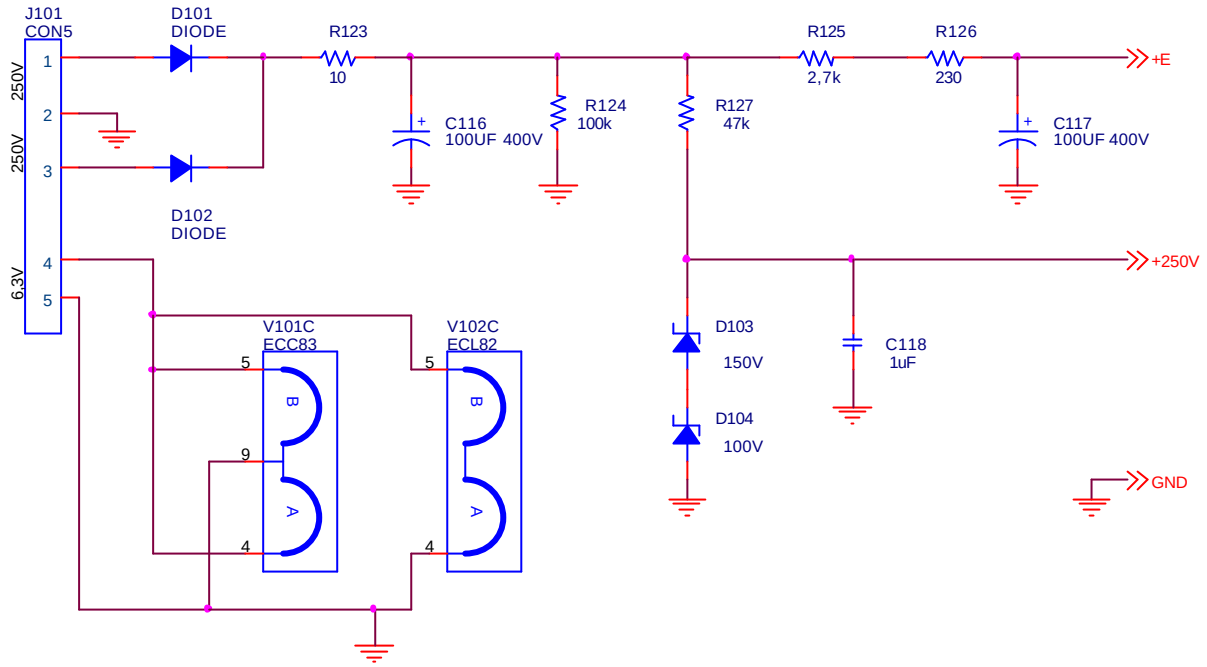
1. Verstärkerstufe
2. Integrationsglied
3. Multivibrator
4. Korrekturglied

Auf den Folgeseiten ist der komplette Schaltplan unserer Baugruppe zu sehen.



Schaltplan des in diesem Labor realisierten Bildkippteils (Teil 1 von 2)

Entwurf des Netzteils:



Schaltplan des in diesem Labor realisierten Bildkippteils (Teil 1 von 2, Netzteil)

Für unser Projekt eines Bildkippteils in Röhrentechnik musste ein separates Netzteil vorgesehen werden, da die hier benötigten Spannungen von denen der anderen Schaltungsteile abweichen. So benötigten wir unter anderem eine Spannung von 6,3V für die Röhrenheizung und zwei positive Anodenversorgungsspannungen von 250V und 230V.

Da die Röhren mit Wechselspannung beheizt werden können und diese nicht stabilisiert werden muss machten wir uns auf die Suche nach einem passenden Transformator, welcher sekundärseitig 6,3V zur Verfügung stellt. Die Sache stellte sich als schwieriger heraus als ursprünglich gedacht, da heute Spannungen von 6,0V üblicher sind. Nach einiger Suche stießen wir auf einen passenden Transformator der für solche Zwecke konzipiert ist und außer der Heizspannung von 6,3V auch noch 2 x 250V mit ausreichenden Strömen für die Anodenversorgung liefern kann.

Bei der ECL82 (unsere Multivibratorröhre) sind die Heizfäden beider Röhrensysteme in Serie geschaltet, so dass wir die beiden Anschlüsse f und f' direkt mit dem Transformator verbinden konnten.
Bei der ECC83 (unserer Verstärkerröhre) wurden die Heizfäden beider Röhrensysteme von uns parallel geschaltet. Diese Parallelschaltung wurde parallel zur Heizung der ECL82 angeordnet.

Für die Gleichspannungen von 230V und 250V war ursprünglich, entsprechend der Originalschaltung von Loewe-Opta, eine Einweggleichrichtung vorgesehen, da der Transformator jedoch zwei mal 250V (mit gemeinsamer Masse) zur Verfügung stellte entschieden wir uns für eine 2-Wege-Gleichrichtung.

Die beiden Gleichrichterdioden wandeln die 250V Wechselspannung in eine (noch) wellige Gleichspannung mit einem Spitzenwert von ca. 353V um, die 250V der Wechselspannung beziehen sich auf den Effektivwert, um den Spitzenwert zu bekommen muss dieser Wert noch mit Wurzel 2 bzw. 1,41 multipliziert werden. Die Frequenz dieser pulsieren Gleichspannung beträgt 100Hz, da die negative Halbwelle mit der Diode D102 „nach oben geklappt" wird. Mit Diode D101 wird dagegen nur die positive Halbwelle „durchgelassen".

R123 verhindert einen übermäßigen Stromfluß beim Einschalten des Netzteils, da der dann noch vollständig „leere" Kondensator C116 praktisch einen Kurzschluß darstellt.

C116 ist ein Glättungskondensator und reduziert die Restwelligkeit unserer Gleichspannung.
Er berechnet sich wie folgt:
Gewünschte Restwelligkeit der Spannung ur = 4V, ic = 40mA (Strombedarf unserer Schaltung, damit wird der Kondensator entladen.)
und dt = 10ms (da pulsierende Gleichspannung mit 100Hz)

ic = C * ur / dt.
Umstellen der Gleichung nach C ergibt:
C = ic * dt / ur.
Einsetzen: C = 40mA * 10ms / 4V.

Für C116 kommt ein Wert von 100uF heraus.

R124 (100 kOhm) stellt das Entladen von C116 sicher, wenn das Gerät nur kurzzeitig eingeschaltet wird. Die dann noch kalten Röhren stellen einen unendlich hohen Widerstand dar, der Kondensator bliebe ohne R124 über Stunden geladen, womit sich eine nicht unerhebliche Unfallgefahr ergäbe.

Danach teilt sich das Netzteil in zwei Pfade auf, einen für 230V und einen für 250V Gleichspannung.

Die 230V erhalten wir relativ einfach, indem wir die nicht benötigte Differenz von 353V – 230V über einem Widerstand abfallen lassen. Den Vorwiderstand bestimmt man recht einfach mit folgender Formel: I – Strombedarf unserer Schaltung 40mA (aus Loewe-Buch), U = 353V – 230V = 123V

R = U / I
R = 123V / 40mA
Ergibt einen Wert von 3k..

Die Leistung, welche im Widerstand umgesetzt wird, ist nicht unerheblich und muss berücksichtigt werden. Hier muss man evtl. auf einen Drahtwiderstand zurückgreifen.

Pw = I * U
Pw = 123V * 40mA
Ergibt 4,9W, also 5W.

Da ein 5W Widerstand mit 3k nicht auf einfache Weise erhältlich ist, ersetzen wir ihn durch eine Reihenschaltung eines 2,7k und eines 230Ohm Widerstandes.
Mit C117 wird die Welligkeit weiter reduziert. Über diesem Kondensator können wir die gewünschte Spannung von 230V abnehmen.

Da die benötigten 250V besonders stabil und welligkeitsarm sein müssen, da sie die Bildgeometrie beeinflussen, gingen wir hier einen anderen Weg.
Hier dient eine Reihenschaltung zweier Z-Dioden zur Spannungsstabilisierung (da keine Z-Dioden für 250V erhältlich sind, griffen wir auf eine mit 150V und eine mit 100V zurück).

Der erste Schritt ist die Bestimmung der Stromaufnahme. Aus der Originalschaltung von Loewe-Opta kann ein Spannungsabfall von ca. 250V – 55V = 195V an R316 (680k) entnommen werden. Das entspricht einem Laststrom von 195V / 680k = 287 uA.

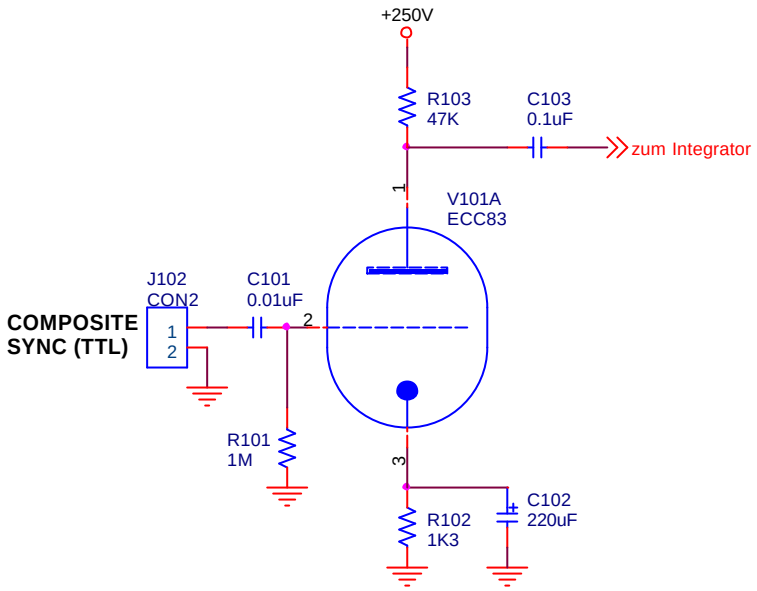
In nominalen Betriebszustand soll der Strom durch die Zenerdioden ungefähr dem Laststrom entsprechen. Damit wird eine Summe von Last- und Diodenstrom von 0,5mA als sinnvoll erachtet und als Grundlage für die folgende Berechnung des Vorwiderstands genommen:

(351V – 250V) / 0,5 mA = 101V / 0,5mA = 200 kOhm

Der nächstliegende Normwert ist 180 kOhm

Die Verlustleistung am Widerstand ist 101V2 / 180kOhm = 0,06W, womit ein üblicher 0207-Metallfimwiderstand verwendet werden kann.

Entwurf der Verstärkerstufe:



Verstärkerstufe

Die Verstärkerstufe hat die Aufgabe, den Synchronisationsimpuls, mit welchem wir vom Sync-Separator versorgt werden, auf das von dieser Schaltung benötigte Spannungsniveau von ca. 60Vss zu verstärken.

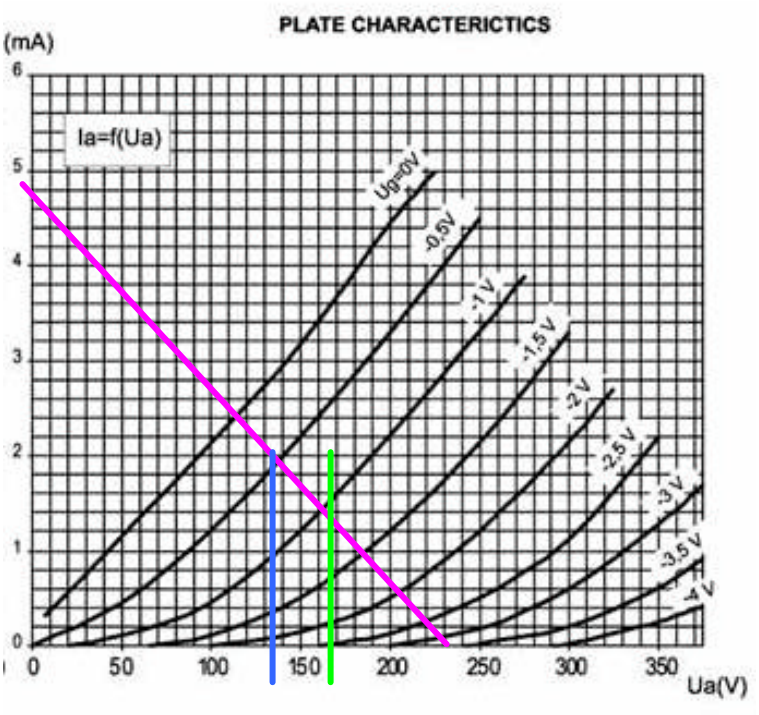
Der hier vorhandene Synchronimpuls kommt aus einem mit 5V versorgtem CMOS-Baustein und hat einen Spannungspegel von ca. 5Vpp. Die Synchronimpulse sind Low-aktiv, das bedeutet, daß der Synchronimpuls während der Übertragung des Bildinhalts auf ca. +5V ist und dann während der Zeilen- und Bildrückläufe kurzzeitig auf ca. 0V springt.

Es wird daher ein invertierender Verstärker benötigt, der die Amplitude des Pulses erhöht und gleichzeitig dessen Logikpegel invertiert, da unsere Bildkippschaltung „High-aktive“ Synchronisationsimpulse benötigt.

Der Integrator bzw. der Multivibrator benötigen eine Spannung von 60V um den Synchronimpuls zu „erkennen“. Mit diesen Eckdaten (Eingang zwischen 0V und 4V, Ausgang zwischen 0V und 60V) konnten wir eine passende Röhre finden, die über einen genügend großen Aussteuerbereich verfügt. Wir entschieden uns hier für die ECC83, dabei handelt es sich zwar um eine hier eigentlich nicht benötigte Doppeltriode, die aber im Gegensatz zu Einzeltrioden einfach beschaffbar ist. Die ECC83 sperrt zwar bereits bei einer Gitterspannung von -4V vollständig, das ist aber für unseren Impulsverstärker nicht weiter relevant.

Hier ist noch ein Zeichenfehler im Schaltplan, die Stufe muß auch, wie die Endstufe, mit 230V versorgt werden, der 250V-Regler wäre mit dieser Stufe in seiner gegenwärtigen Form überlastet. Dieser Fehler muß durch Nachverdrahtung auf der Leiterplatte korrigiert werden.

Als Anodenwiderstand R103 wählten wir (willkürlich auf Basis von Erfahrungswerten) 47k, damit konnten wir die Arbeitsgrade mit den Eckpunkten 4,9 mA und 230V bestimmen:



Arbeitsgerade im Kennlinienfeld

Es erscheint zunächst sinnvoll, die Gittervorspannung so einzustellen, daß das zu verstärkende Rechtecksignal (mit 4Vpp Amplitude) die Amplitudenwerte –0,4V und – 4,4V hat. Das vollständige Sperren der Röhre während der Synchronimpulse stellt hierbei kein Problem dar, da lediglich eine „digitale“ Information verstärkt werden soll.

Aus der Arbeitsgerade (violett) lassen sich dann die Werte 230V und ca. 135V (blau) ablesen. Damit hat man aber eine Amplitude des verstärkten Rechtecksignals von 230V – 135V = 95Vpp, was gegenüber den benötigten 60Vpp deutlich zu viel ist. Korrekt wäre eine „untere“ Spannung von 230V – 60V = 170V. (grün) Man kann aus dem Kennlinenfeld ablesen, das dies erreicht werden kann, wenn man dafür sorgt, daß die Amplitudenwerte des Rechtecksignals ca. -1,2 und –5,2V sind.

Dies wird durch eine entsprechende Dimensionierung der mittels dem Kathodenwiderstand R102 erzeugten Gittervorspannung erreicht. Zur Bestimmung dieser Spannung muß jedoch das Tastverhältnis des zu verstärkenden Rechtecksignals beachtet werden. Es hat ca. 90% H-Anteil (+4V) und ca. 10% L-Anteil (0V). C101 und R101 bilden einen Hochpaß, daher ist das Signal zwischen Gitter und Masse stets mittelwertfrei. Die vom Signalverlauf eingeschlossenen Flächen oberhalb und unterhalb der Nullinie müssen stets gleich groß sein. Daher ergeben sich die Amplitudenwerte +0,4V und – 3,6V. (Begründung: 0,4V * 0,9 = 0,36 und 3,9V * 0,1 = 0,36)

Um nun, zwischen Gitter und Kathode, die Amplitudenwerte –1,2V und –5,2V zu bekommen, muß die Kathode auf einer positiven Spannung von 0,4V – (-1,2V) = 1,6V liegen. Der Anodenstrom ist 90% der Zeit 1,4mA und 10% der Zeit 0 mA. Damit ergibt sich ein mittlerer Anodenstrom von 1,4mA * 0,9 = 1,26mA. Damit wird ein Kathodenwiderstand von 1,6V / 1,26mA = 1,27 kOhm benötigt. Es wird der nächstliegende Normwert 1,3 kOhm verwendet.

Die an der Kathode anliegende positive Spannung muß jedoch zeitlich konstant sein, da sich ansonsten eine unerwünschte Gegenkopplung ergeben würde. Um dies zu erreichen wählt man seine Kapazität so, das seine Zeitkonstante (Entladezeit) größer ist als die Dauer eines Bildes. Ein Übertragung eines Bildes dauert 20ms, wir setzen sicherheitshalber eine Zeitkonstante Tau = 200ms (für 10 Bilder) für R102 und C102 fest.

Tau = R * C
=> C = Tau / R.
C = 0,2s / 1300Ohm = 150uF.
Wir nehmen den nächst größeren Normwert 220uF für C102.

Nun wird der Koppelkondensator C103 bestimmt

C103 bildet mit dem Eingangswiderstand der folgenden Stufe einen Hochpaß. Dieser wird hier, um der groben Vereinfachung willen, mit dem Wert von R104 (100 kOhm) angesetzt. Das zu übertragende Signal hat einen tiefsten Frequenzanteil von 50 Hz. Das läßt eine Grenzfrequenz von 20 Hz als sinnvoll erscheinen. Der Scheinwiderstand von C103 soll bei 20 Hz 100 kOhm sein.

C = 1 / (2 * Pi * fg * R)
C = 1 / (6,28 * 20 * 100000) = 0,0796uF.

Es wird der Normwert 0,1uF für C103 gewählt.

Abschließend wird die Beschaltung des Gitterkreises dimensioniert:
R101 hat den üblichen Standardwert 1MOhm, der durch die Notwendigkeit, vom Gitter aufgenommene Elektronen abführen zu müssen gegeben ist.

Die Grenzfrequenz des Hochpasses aus C101 und R101 soll ebenfalls 20 Hz sein.

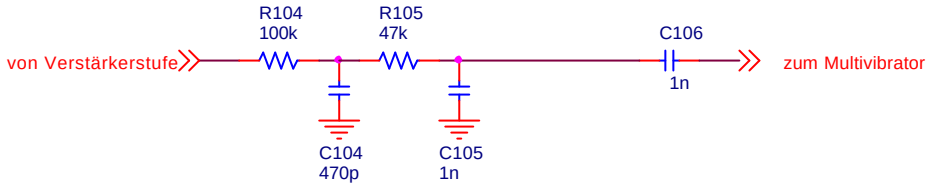
C = 1 / (2 * Pi * fg * R)
C = 1 / (6,28 * 20 * 106) = 0,00796uF.

Es wird der Normwert 0,01uF für C101 gewählt.

Damit sind alle Bauteile für die Verstärkerstufe bestimmt.

Betrachtung des Integrationsglieds:

Da zu der Zeit als unsere Ausgangsschaltung ursprünglich konzipiert wurde (ca. 1960) , natürlich noch nicht auf einen Sync-Separator in Form eines einfach zu beschaltenden Bausteins zurückgegriffen werden konnte, musste man Bildinhalt, Zeilensynchron- und Bildsynchron-Impulse mit einem sogenannten Amplitudensieb, einer begrenzenden Röhrenschaltung, voneinander trennen. Hierbei steht lediglich ein kombiniertes Synchronsignal, bestehend aus Bild- und Zeilenimpulsen, zur Verfügung. Das im folgenden besprochene Integrationsglied bewirkt die Ausfilterung des Bildsynchronimpulses aus dem kombinierten Synchronsignal. Da wir uns die Möglichkeit offen halten wollen evtl. noch weitere Baugruppen in Röhrentechnik zu entwerfen und dabei natürlich keine IC's verwenden wollen, haben wir diesen Schaltungsteil übernommen, obwohl er im Moment nicht nötig wäre für eine einwandfreie Funktion des Bildkippteils, da aus dem vorhandenen Synchronseparator bereits ein von Zeilenimpulsen befreites Bildsynchronsignal bereitgestellt wird.



zweistufiges Integrationsglied

Prinzipiell besteht das Integrationsglied aus zwei hintereinandergeschalteten Tiefpässen erster Ordnung, mit identischen Zeitkonstanten von jeweils 47 us (also etwa ¾ einer Zeile). Beide Tiefpässe haben jedoch unterschiedliche Impedanzen, die Impedanz des zweiten Tiefpasses ist die Hälfte der Impedanz des ersten Tiefpasses.

Am Ausgang des Integriergliedes steht ein von Zeilensynchronimpulsen befreites Bildsynchronsignal zur Verfügung. Dieses Signal löst dann, über C106 an das Steuergitter der ersten Multivibratorröhre gekoppelt, den Bildrücklauf aus.

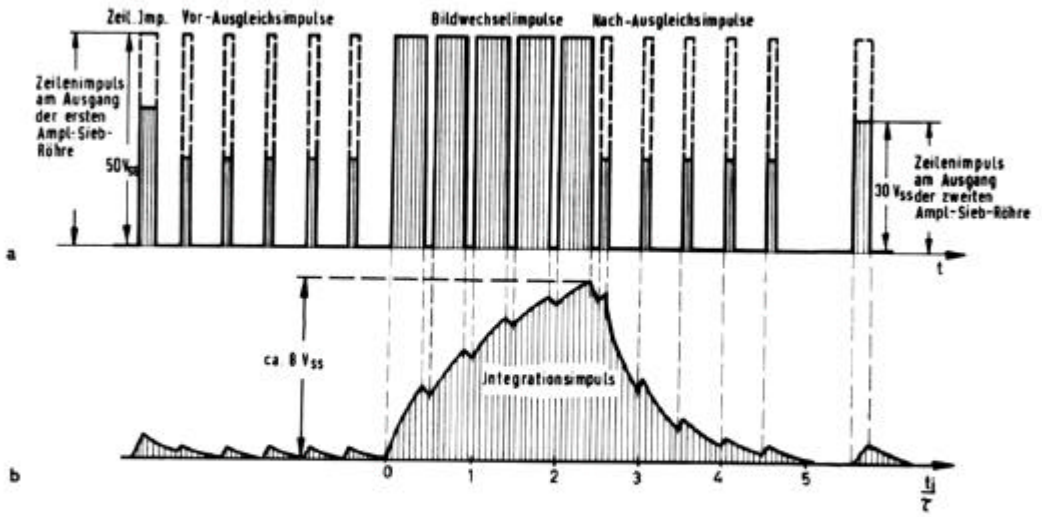
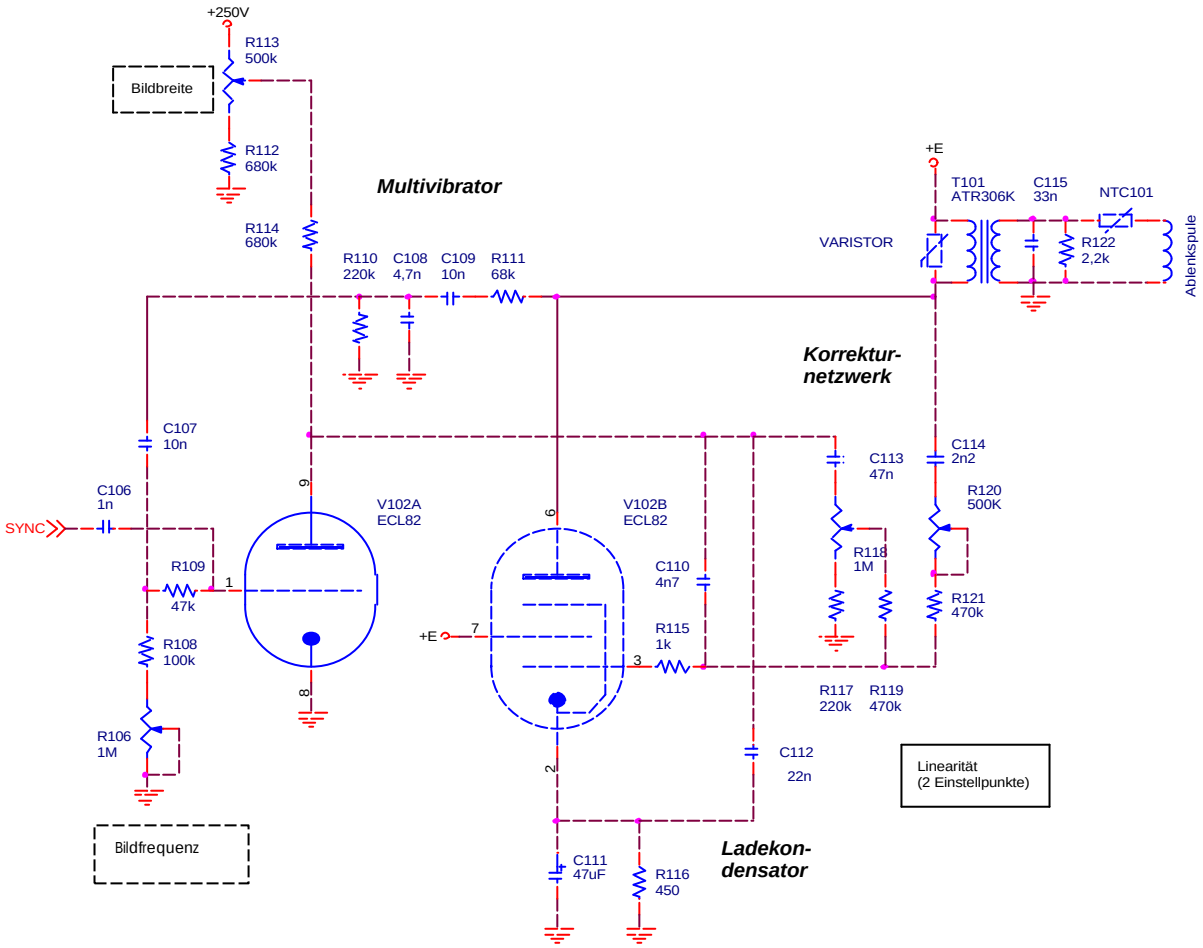


Bild 267 a) BAS-Signal am Eingang der Integrationskette
b) Bildung eines einzigen Integrationsimpulses aus fünf Bildwechselimpulsen an einem Integrationsglied

Beschreibung der Wirkungsweise des Integrationsgliedes im Loewe-Opta-Buch

Betrachtung von Multivibrator, Sägezahnerzeugung und Endstufe:

Diese Schaltung ist typisch für die auf absolute Minimierung der aktiven Bauteile hin ausgerichtete extrem optimierte Ausführung typischer Fernsehelektronikschaltungen. Angesichts der großen Stückzahlen, in denen die Geräte hergestellt wurden, war die sicherlich erhebliche Entwicklungszeit gegenüber der Bauteilkostenersparnis zweitrangig. Dies führte zu Schaltungen, wie der hier beschriebenen, bei denen die aktiven Bauteile (hier die Röhren) mehrere Aufgaben gleichzeitig erfüllen und die daher nur äußerst schwer zu analysieren sind.



Die Gesamtschaltung

Die beiden Röhrensysteme der ECL82 bilden einen klassischen, kreuzweise gekoppelten astabilen Multivibrator. Das Triodesystem (V102A) entlädt periodisch kurzzeitig den Ladekondensator C112. In der übrigen Zeit lädt sich C112 über R114 auf, womit über C112 ein nahezu sägezahnförmiger Spannungsverlauf entsteht. Die für den Aufladevorgang maßgebliche Spannung, und damit die Ablenkamplitude, wird mit R113 eingestellt.

Das Pentodensystem (V102B) dient gleichzeitig als Endröhre, die die zur Ablenkung benötigte Leistungsverstärkung aufbringt. Die Ablenkspule wird über den Anpassungstransformator T101 angesteuert.

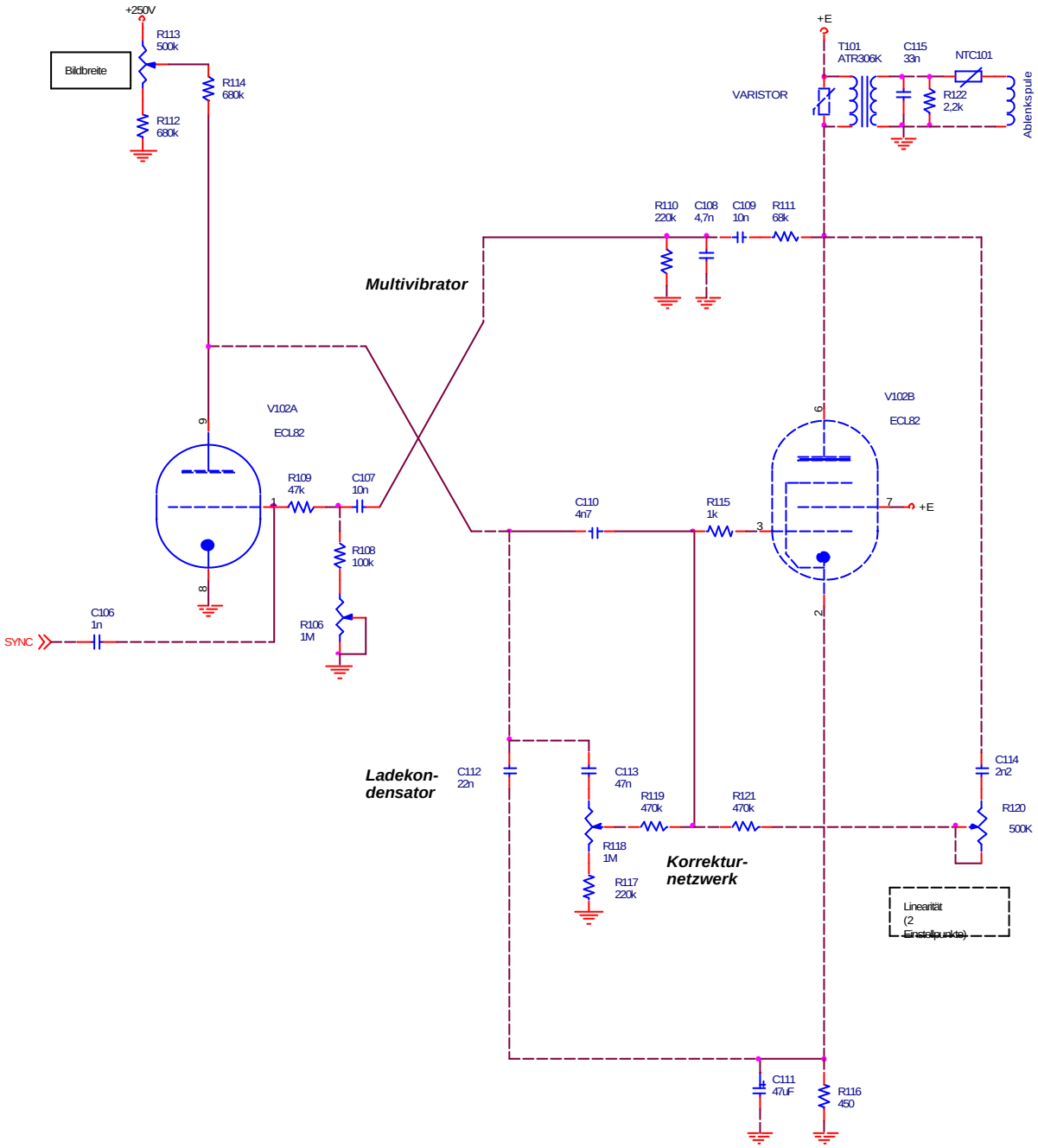
Der Strom durch die Ablenkspule soll jedoch nicht exakt sägezahnförmig sein, da aufgrund der gegenüber dem idealen Kreisbogen abgeflachten Bildschirmoberfläche die Winkelgeschwindigkeit der Ablenkung an der oberen und an der unteren Bildkante geringer als in der Bildmitte sein soll, um eine lineare Bilddarstellung zu erhalten. Die hierfür ideale Kurvenform wird durch die Summierung des

am Ladekondensator C112 abgegriffenen Sägezahnsignals mit dem von der Anode von V102B abgegriffenen Ausgangssignal, also durch eine (frequenzselektive und einstellbare) Gegenkopplung erzeugt.

Die Eigenfrequenz des Multivibrators ist ein wenig geringer als die tatsächliche Bildkippfrequenz. Daher wird der Übergang vom Hinlauf zum Rücklauf (entsprechend der Entladung des Ladekondensators C112) im praktischen Betrieb stets durch den über C106 eingekoppelten Bildsynchronimpuls eingeleitet.
Die Eigenfrequenz des Multivibrators wird durch eine Verschiebung des Arbeitspunktes von V102A (Triodensystem) mittels R106 eingestellt.

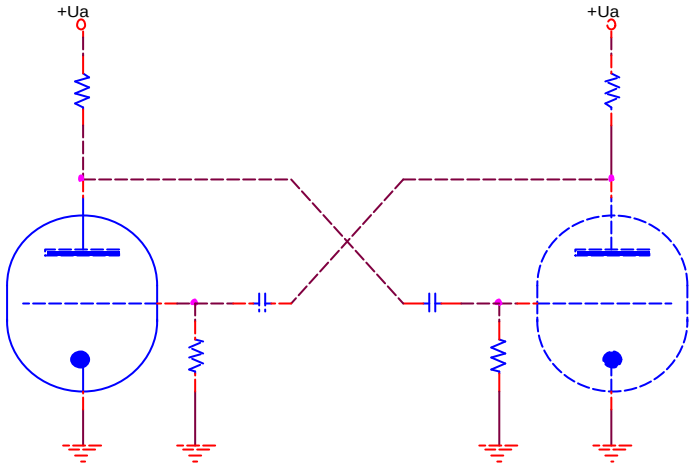
Im Folgenden wird die vorliegende, zunächst vergleichsweise unübersichtliche Schaltung in ihre Grundbestandteile zerlegt, um sie schrittweise verständlich zu machen.

Im ersten Schritt wird die Schaltung ohne inhaltliche Änderung noch einmal neu gezeichnet. Nun ist deutlich die Struktur des klassischen astabilen Multivibrators zu erkennen.



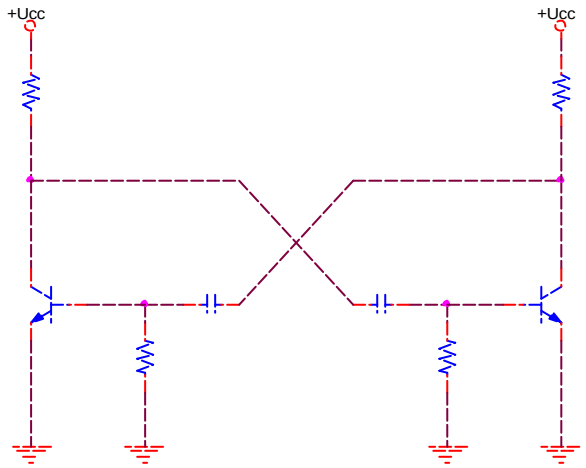
Umgezeichnete Schaltung, mit besserer Erkennbarkeit der Strukturen

Dessen Grundschaltung ist hier noch einmal gesondert dargestellt:



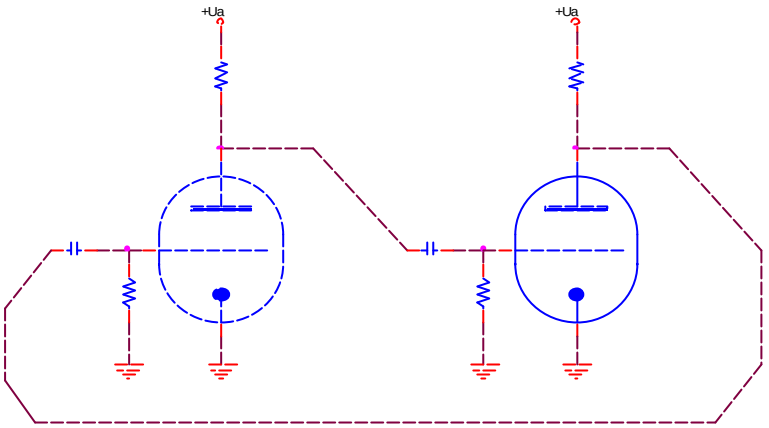
Grundschaltung des astabilen Multivibrators

Diese Schaltung entspricht in ihrer Wirkungsweise der allgemein bekannten Multivibratorschaltung mit Transistoren, die hier zum Vergleich noch einmal wiedergegeben ist:



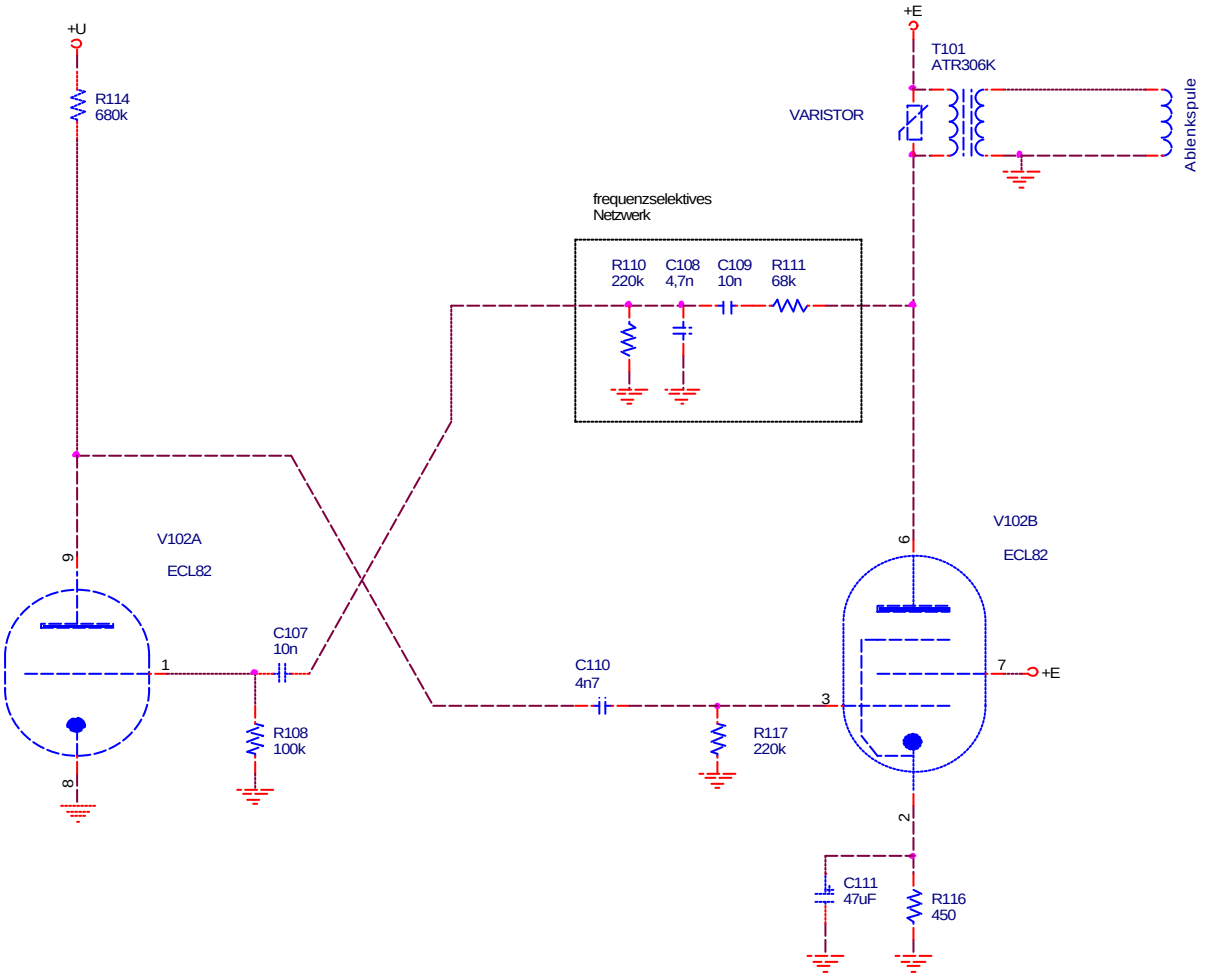
Astabiler Multivibrator in Transistortechnik

Wenn man die Schaltung umzeichnet, zeigt es sich, daß diese aus zwei hintereinandergeschalteten invertierenden Verstärkern besteht. Damit erreicht man eine Mitkopplung, die zum Schwingen führt, da die Verstärkung der Anordnung größer als eins ist.



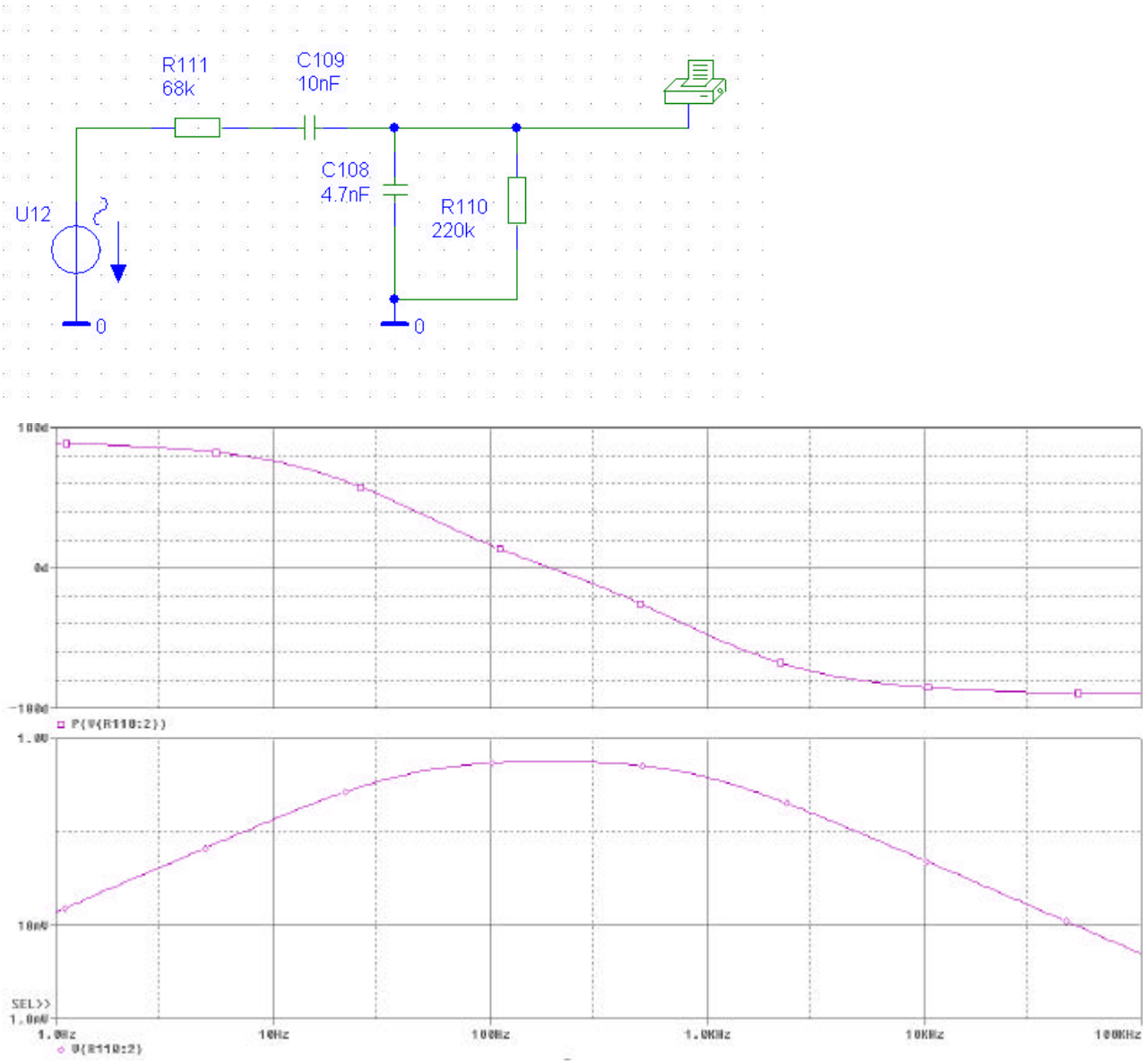
Umgezeichnete Grundschaltung des astabilen Multivibrators

Die folgende Zeichnung zeigt die aus der Schaltung des Bildkippteils „extrahierte“ Multivibratorstruktur:

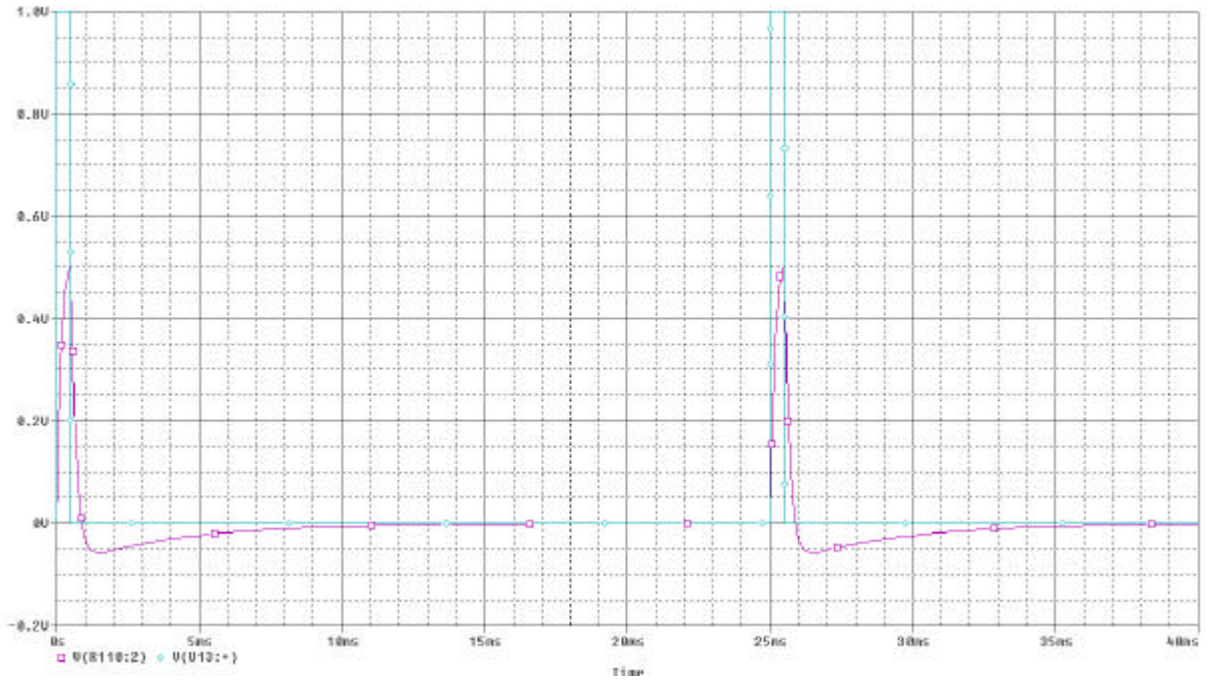


Vereinfachte Schaltung des Bildkippteils im Sinne einer Reduktion auf die Multivibratorstruktur

Auffällig ist hier das frequenzselektive Netzwerk. Sein Verhalten wurde mit Pspice untersucht:

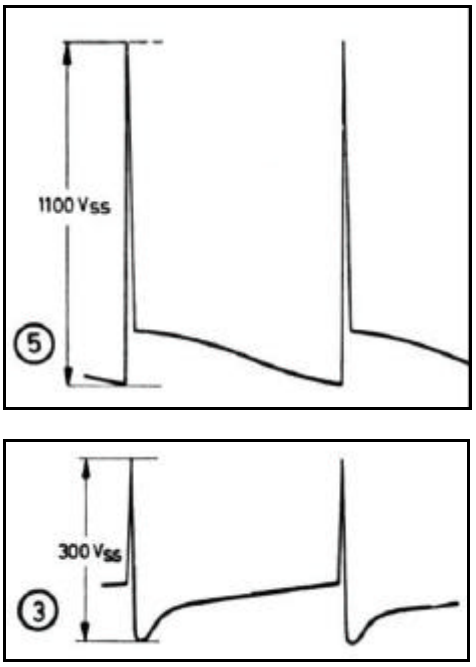


Simulation des frequenzselektiven Netzwerks im Frequenzbereich



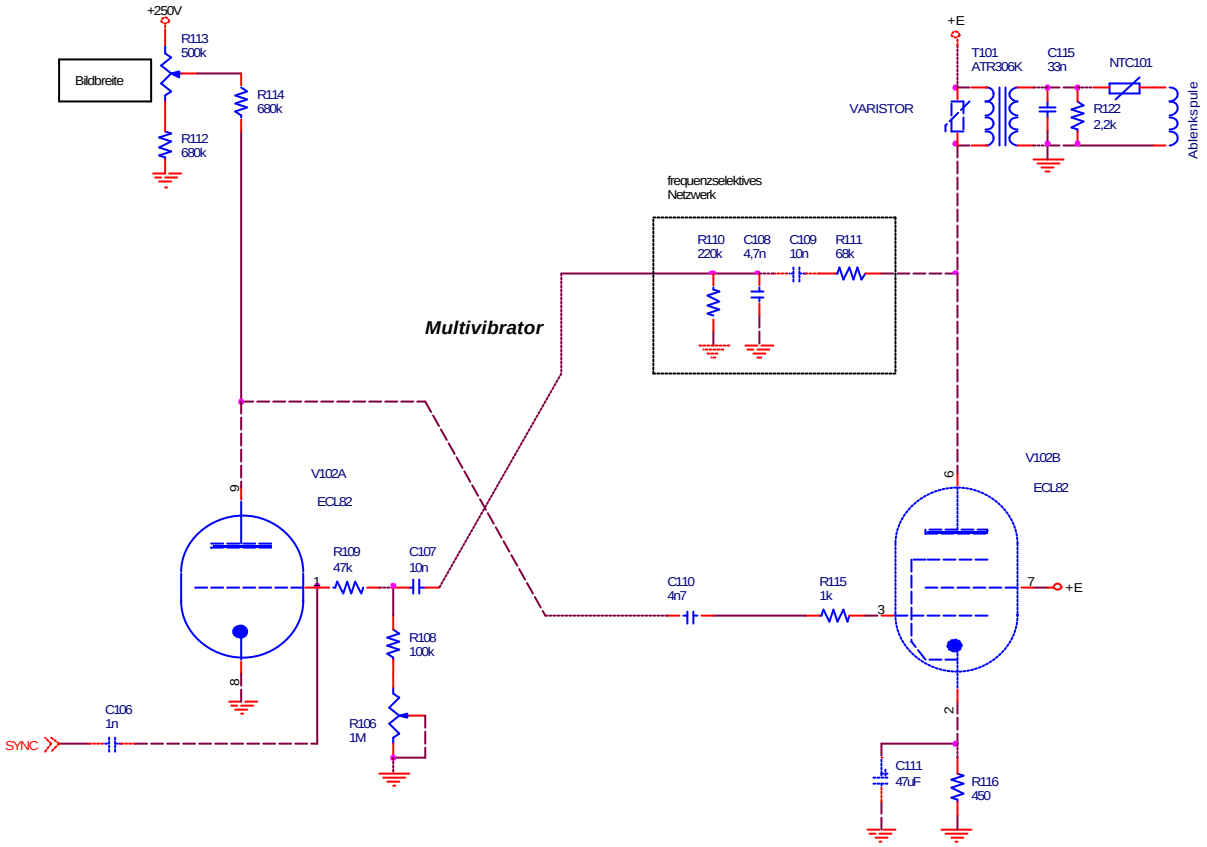
Simulation des frequenzselektiven Netzwerks im Zeitbereich

Es zeigt sich der erwartete Bandpaßcharakter, ohne daß man hieraus jedoch eine direkte Aussage auf seine Funktionsweise innerhalb der Schaltung ableiten kann. Zu beachten ist, daß das Netzwerk nach Beaufschlagung mit einem positiven Puls nach dem Abklingen dieses Pulses zunächst eine negative Ausgangsspannung abgibt.



Ein (5) und Ausgangssignal (3) des Netzwerks nach Loewe-Opta. (5) ist die Spannung an der Anode des Pentodensystems V102B, (3) ist die Spannung „hinter" C107.

Im folgenden Schritt wird der Multivibrator um die Synchronisationsmöglichkeit, die Eigenfrequenzeinstellung und die (für den nächsten Schritt relevante) Einstellbarkeit der Anodenspannung des Triodensystems erweitert:



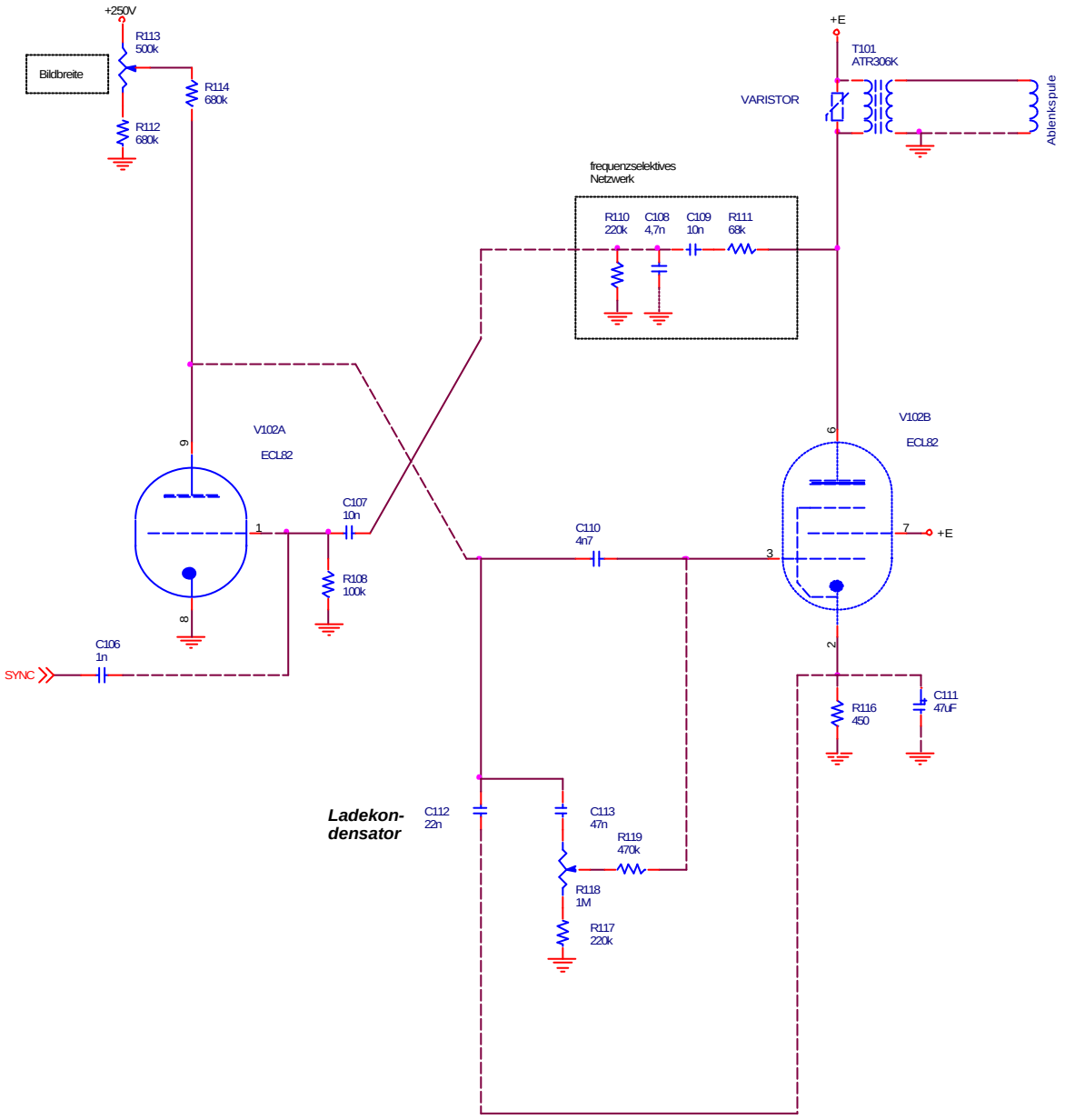
Erweiterte Multivibratorstruktur

Mit R106 wird der Arbeitspunkt des Triodensystems, und damit die Eigenfrequenz des Multivibrators, eingestellt. Über C106 wird der Synchronimpuls eingekoppelt. Der Synchronimpuls ist positiv gerichtet und führt zum „Kippen“ des Multivibrators in den Rücklaufzustand. Durch Gittergleichrichtung dieses Impulses entsteht die negative Gittervorspannung des Triodensystems.
Mit R113 wird die Anodenspannung des Triodensystems eingestellt, womit sich im folgenden Schritt die Einstellung der Ablenkamplitude ergibt.

Aus den in der Schaltungsbeschreibung der Originalschaltungen abgebildeten Oszillogrammen ist zu erkennen, daß das Durchsteuern des Triodensystems zum sofortigen Entladen des Ladekondensators C112 führt. Dies leitet den Bildrücklauf ein. Die hierbei entstehende Selbstinduktionsspannung an der Ablenkspule wird durch den Übertrager hochtransformiert und durch den dessen Primärwicklung parallelgeschalteten VDR-Widerstand auf ca. 1000V begrenzt. Dieser Impuls gelangt über das bereits besprochene frequenzselektive Netzwerk an das Gitter des Triodensystems, womit der Multivibrator wieder in den Hinlaufzustand kippt. Des wird durch das Sperren des Triodensystems bedingt, wenn die Ausgangsspannung des Netzwerks nach Beaufschlagung mit einem positiven Puls nach Abklingen dieses Pulses zunächst eine negative Ausgangsspannung liefert.(siehe Simulation)

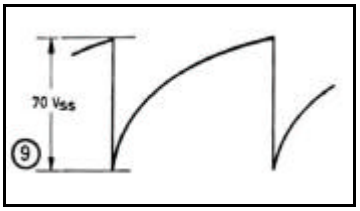
Damit ergibt sich das gewünschte asymmetrische Verhalten des Multivibrators.

Nun wird der Schaltung der Ladekondensator C112 hinzugefügt, an dem sich, bedingt durch das asymmetrische Verhalten des Multivibrators im Sinne eines nur kurzzeitigen Leitendwerden des Triodensystems, eine sägezahnähnliche Kurvenform einstellt.



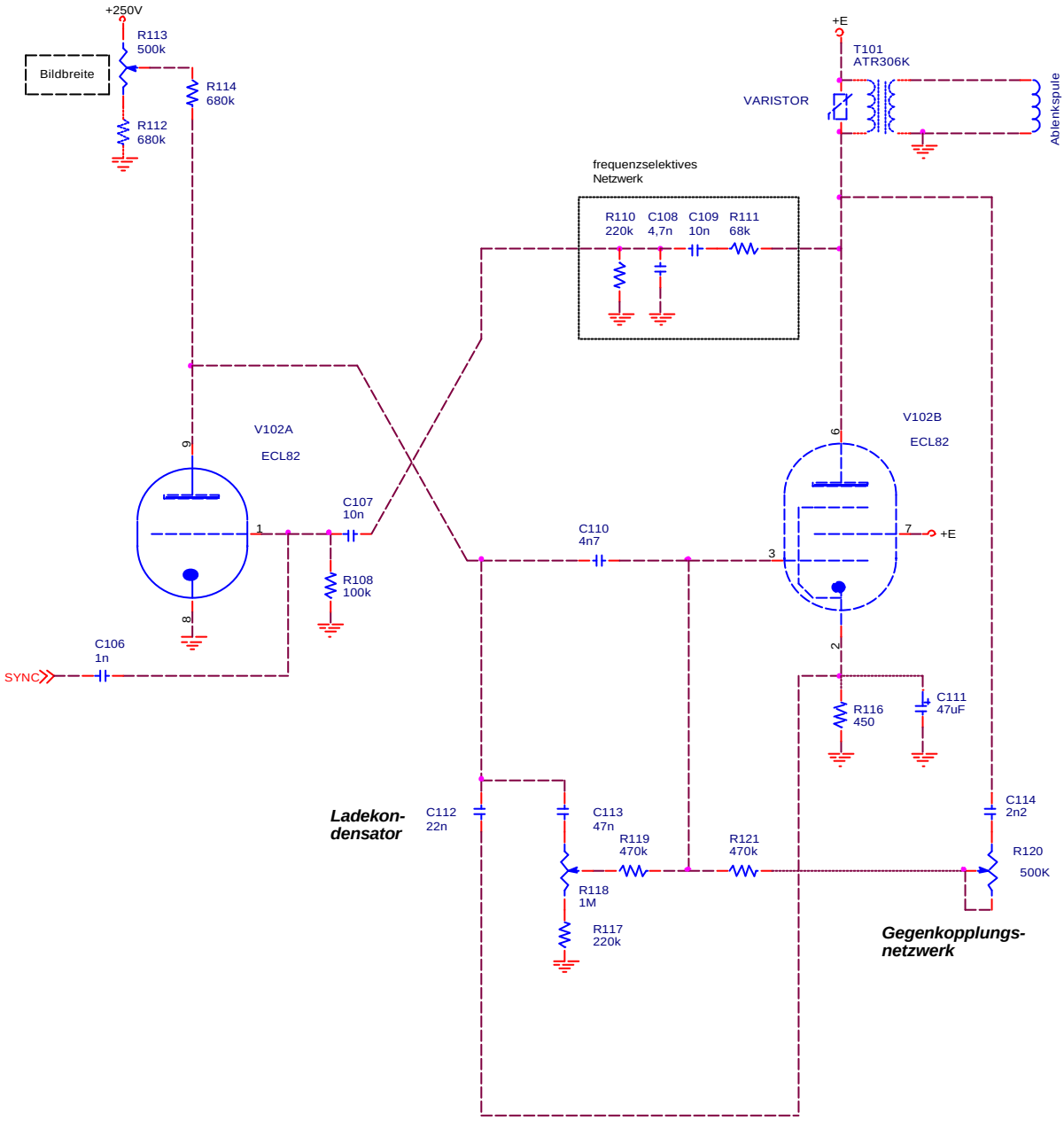
Um den Ladekondensator ergänzte Schaltung

Über C113, R118 und R119 gelangt das Sägezahnsignal an das Gitter von V102B. Die hier vorhandene Einstellmöglichkeit ist bereits ein Vorgriff auf den kommenden Schritt.



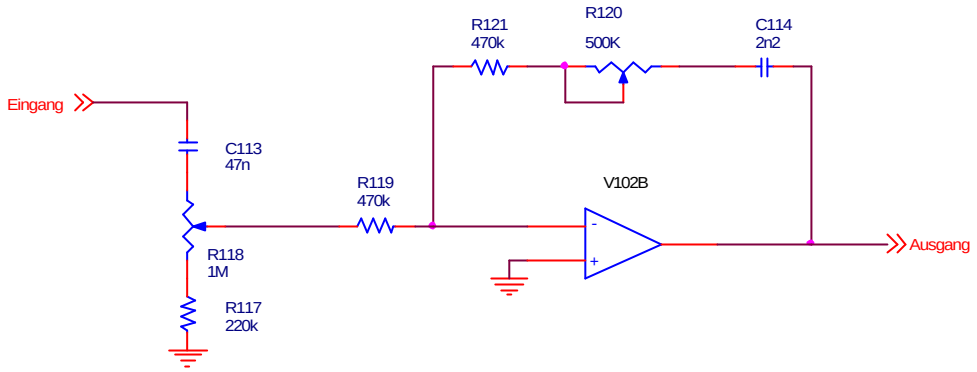
Impulsform am „oberen Ende“ des Ladekondensators (nach Loewe-Opta)

Im nun folgenden, abschließenden, Schritt wird ein Gegenkopplungsnetzwerk hinzugefügt, mit dem die gewünschte Gestalt der Kurvenform eingestellt wird.



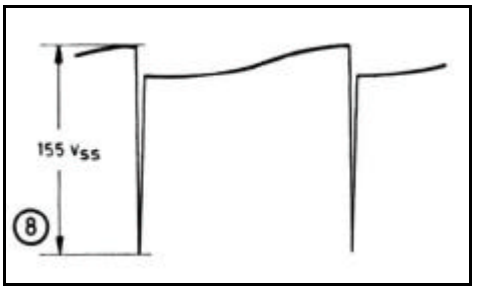
Um das Gegenkopplungsnetzwerk ergänzte Schaltung

Die Funktion des Gegenkopplungsnetzwerks wird durch eine etwas abstraktere Darstellung sofort einsichtig:

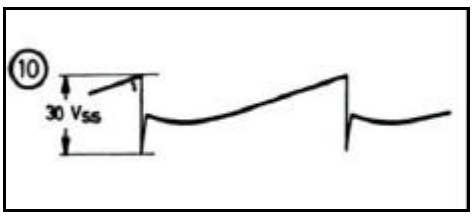


Abstrakte Darstellung des Gegenkopplungsnetzwerks

Man erkennt die bekannte Struktur eines invertierenden Regelverstärkers mit PI-Glied. Diese Darstellung ist allerdings grob vereinfacht, da die mit V102B aufgebaute Verstärkerschaltung als Stromquelle mit induktiver Last arbeitet.



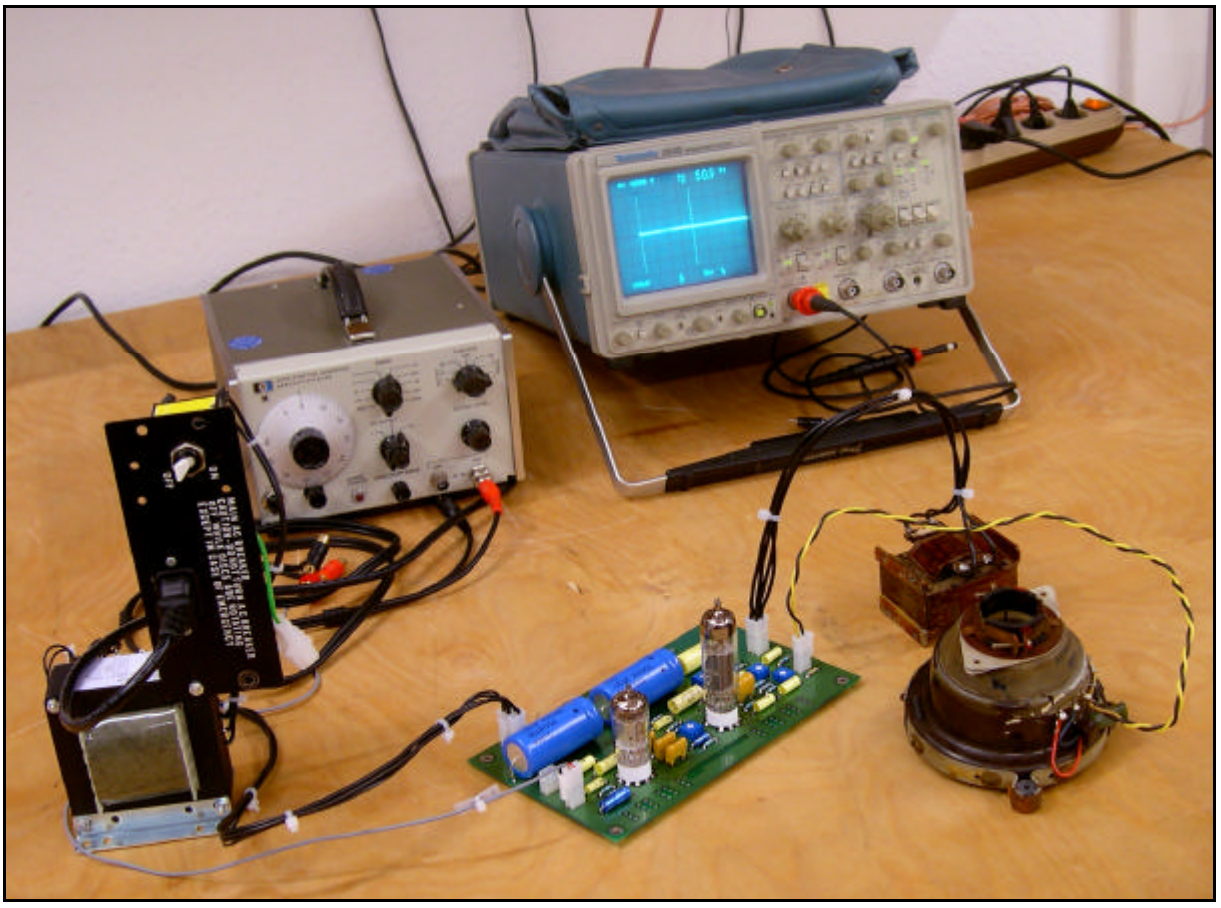
Spannung parallel zur Ablenkspule mit der gewünschten, modifizierten Sägezahnform



Steuergitterspannung von V102B nach Loewe-Opta.

Inbetriebnahme

Am 03.01.2005 wurde die Baugruppe „Bildkippteil“ in Betrieb genommen.
Zunächst wird die Baugruppe mit der Original-Ablenkeinheit des Loewe-Opta-Fernsehers betrieben.
Die folgende Abbildung zeigt den Prüfaufbau:



Prüfaufbau mit Original-Ablenkeinheit

Die Baugruppe funktionierte praktisch sofort. Nach einigen Sekunden Betriebszeit trat jedoch ein Funkenüberschlag von der Endkappe von R111 zur Massefläche auf. Die Rücklaufspitze (über 1kV) durchschlug den Schutzlack des Widerstands und den Lötstopplack. Der Widerstand wurde ausgetauscht und mit einigem Abstand zur Leiterplatte neu eingebaut. Danach arbeitete die Schaltung ohne Probleme.

Die Schaltung wurde zunächst freischwingend betrieben und dabei auf 49,0 Hz Schwingfrequenz abgeglichen.

Der Impulsverstärker wurde zunächst unabhängig von der Multivibratorschaltung überprüft.

Anschließend zeigte sich, daß der Oszillator problemlos auf den Funktionsgenerator synchronisiert werden konnte.

Alle folgenden Messungen und Oszillogramme wurden unter den folgenden Bedingungen aufgenommen:

Abgleich der Oszillatorfrequenz (freischwingend) auf 49,0 Hz
Synchronisation mit Funktionsgenerator auf 50,0 Hz

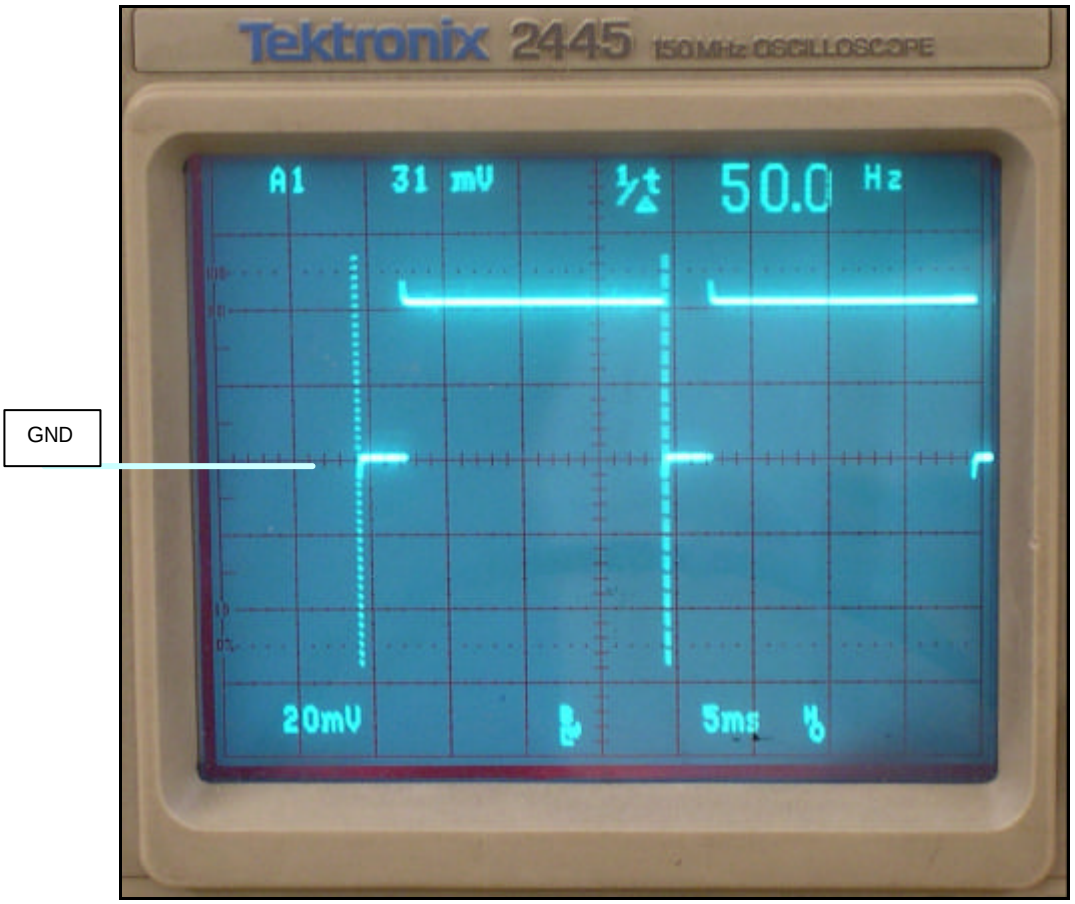
Alle Oszillogramme wurden mit Tastkopf 1 zu 100 aufgenommen. Alle Spannungsangaben auf dem Oszi-Bildschirm sind daher mit 100 zu multiplizieren.

Zunächst wurden einige DC-Meßwerte aufgenommen:

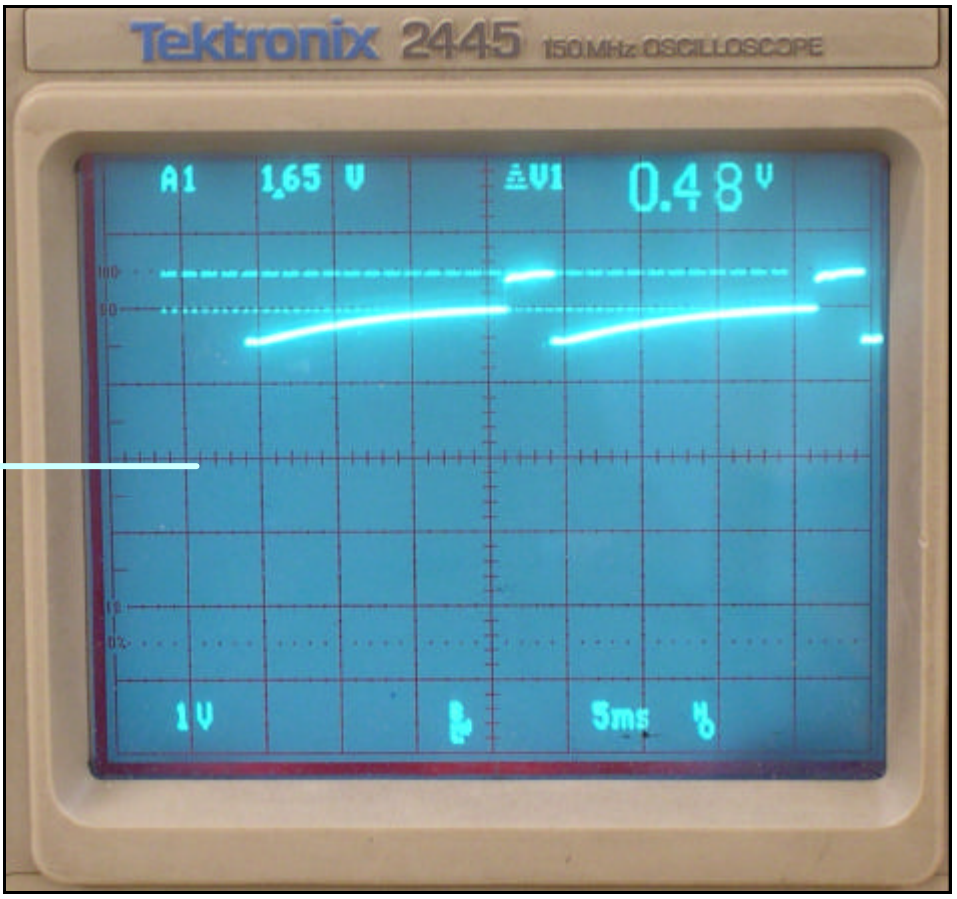
Spannung über R102 (Kathodenwiderstand Impulsverstärker ECC83):
- gemessen 1,44V
- mittlerer Anodenstrom ist dann 1,1 mA
- Berechnet war 1,26mA
- Abweichung: = -13%
- Gründe für Abweichung: Impulsdachverformung durch zu kleines C101 und größere Impulsbreite (Minimum von Funktionsgenerator) als für Berechnung der Schaltung angenommen.

Spannung + E: (Versorgungsspannung),
- gemessen: 240V,
- berechnet war 230V
- Abweichung im Rahmen der zu erwartenden Genauigkeit

Spannung über R116 (Kathodenwiderstand ECL82):
- gemessen 16,2V mit 2Vss Ripple.
- Mittlerer Anodenstrom 36mA
- Wert erscheint sinnvoll und plausibel



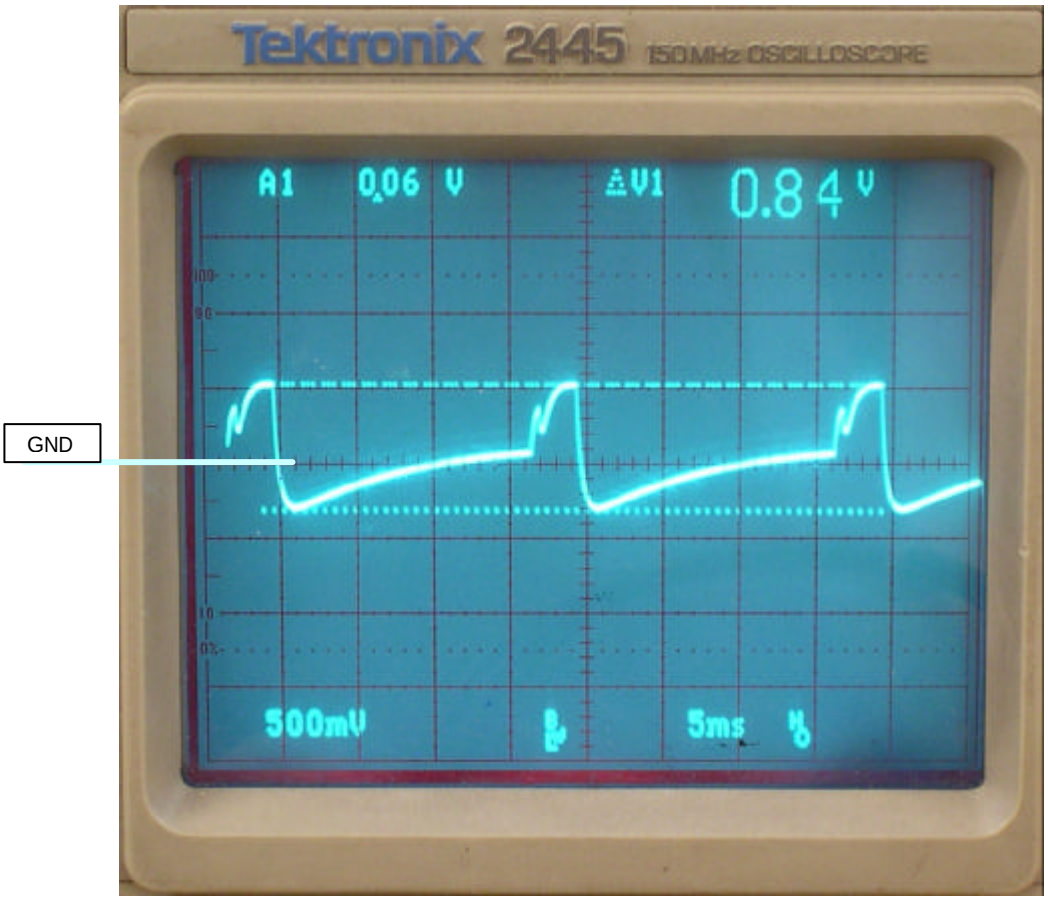
Spannungsverlauf an J102/1, Ausgangssignal des zur Synchronisation verwendeten Funktionsgenerators, der auf TTL-Pegel eingestellt wurde.



Spannungsverlauf an der Anode von V101A

- Gemessene Pulsamplitude: 48V
- berechnete Pulsamplitude 60V.
- Abweichung = -20 %
- Grund für Abweichung: C101 ist zu klein. Impulsdach fällt ab, daher zu geringe Amplitude der ansteigenden Flanke. Annahme fg 20 Hz war nicht korrekt, da Impulsdachverformung nicht bedacht wurde.

Aber: Korrektur zunächst nicht nötig, da Schaltung auch so einwandfrei synchronisiert. Bei später vorgesehen Betreib in reiner Röhrenumgebung ist die Stufe ohnehin nicht mehr aktiv.

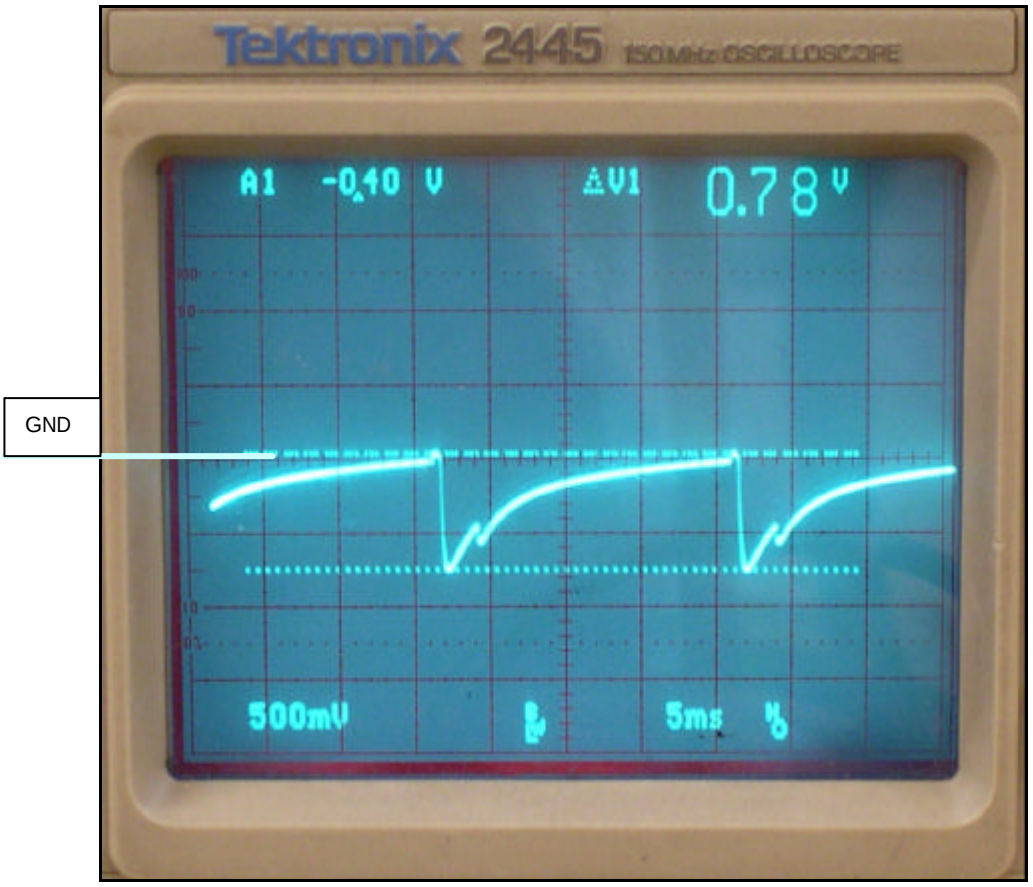


Spannungsverlauf über C105, entsprechend Meßpunkt „1“ in Loewe-Opta-Originalschaltung.

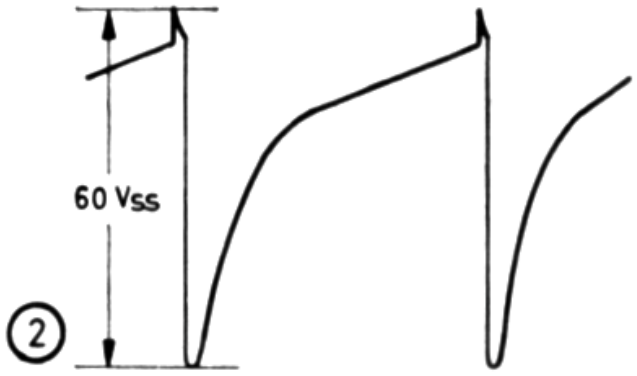


Entsprechendes Oszillogramm aus Schaltungsbeschreibung Loewe-Opta

Grund für Abweichung: Größere Pulsbreite der ansteuernden Synchronimpulse

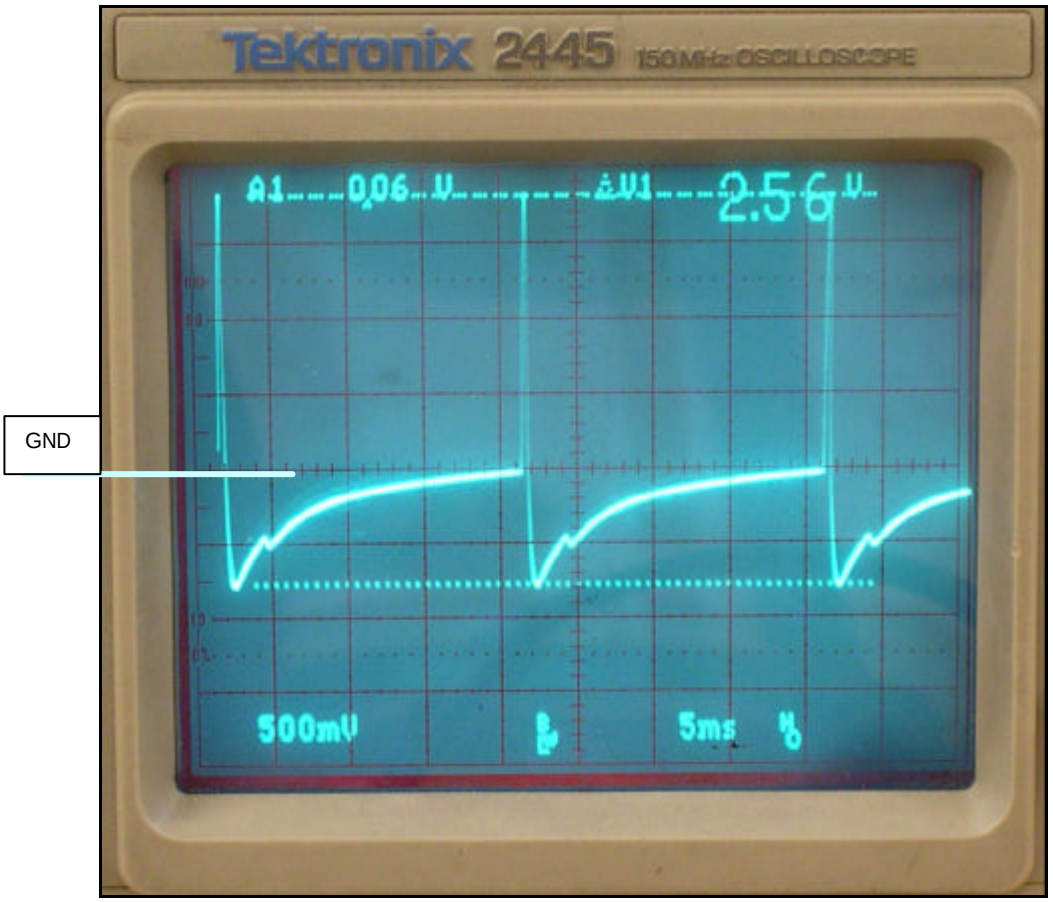


Spannungsverlauf am Steuergitter von V102A, entsprechend Meßpunkt „2“ in Loewe-Opta-Originalschaltung.



Entsprechendes Oszillogramm aus Schaltungsbeschreibung Loewe-Opta

Grund für Abweichung: Größere Pulsbreite des ansteuernden Synchronimpulses

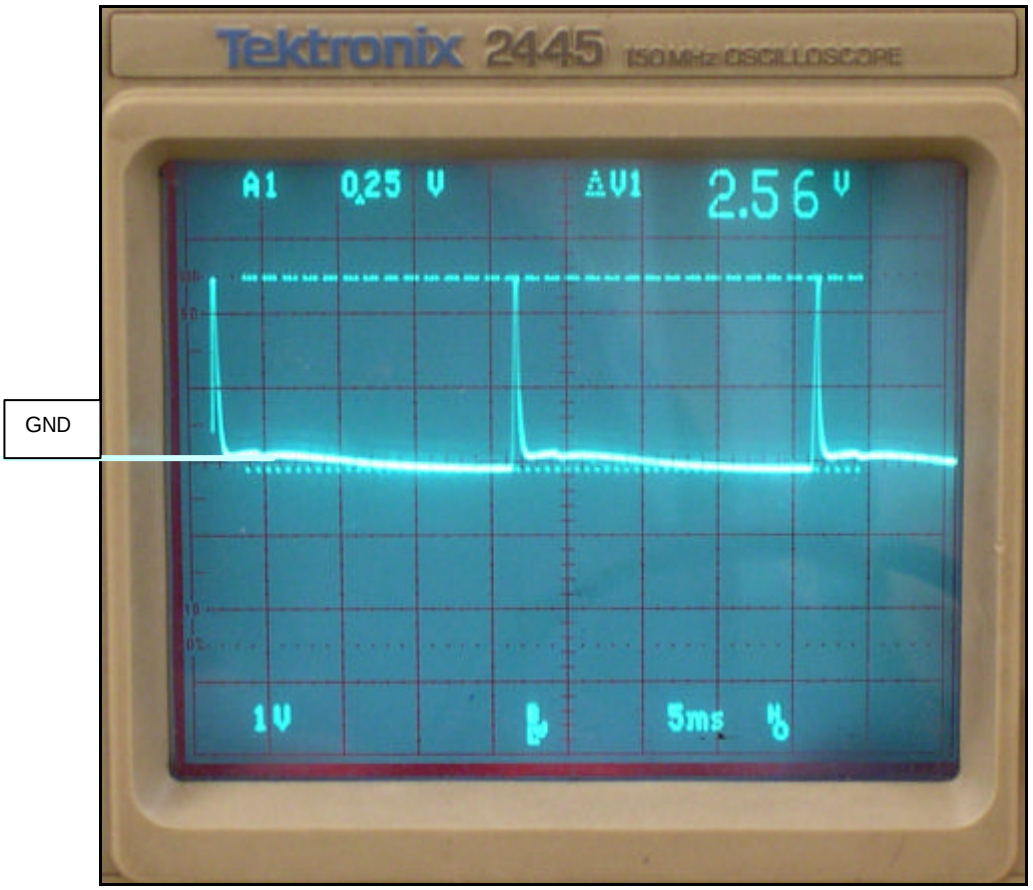


Spannungsverlauf an der Verbindung von C107 und R108 / R109, entsprechend Meßpunkt „3“ in Loewe-Opta-Originalschaltung.



Entsprechendes Oszillogramm aus Schaltungsbeschreibung Loewe-Opta

Grund für Abweichung: Größere Pulsbreite des ansteuernden Synchronimpulses

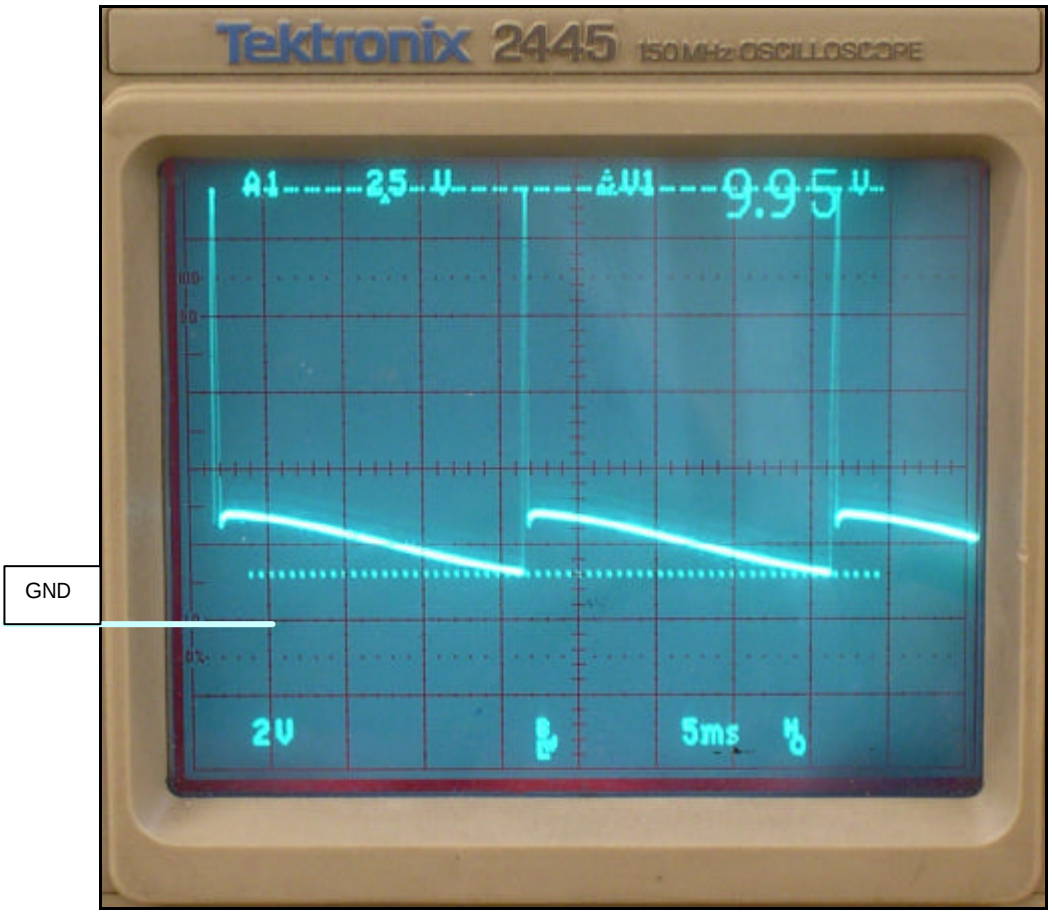


Spannungsverlauf über R110, entsprechend Meßpunkt „4“ in Loewe-Opta-Originalschaltung.

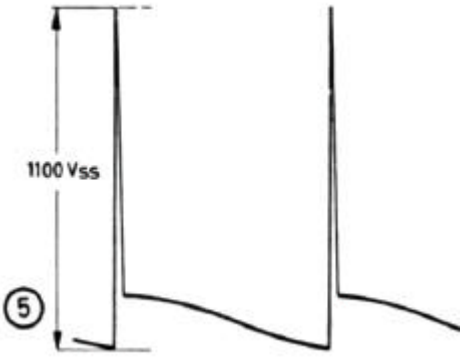


Entsprechendes Oszillogramm aus Schaltungsbeschreibung Loewe-Opta

Grund für Abweichung: Größere Pulsbreite des ansteuernden Synchronimpulses

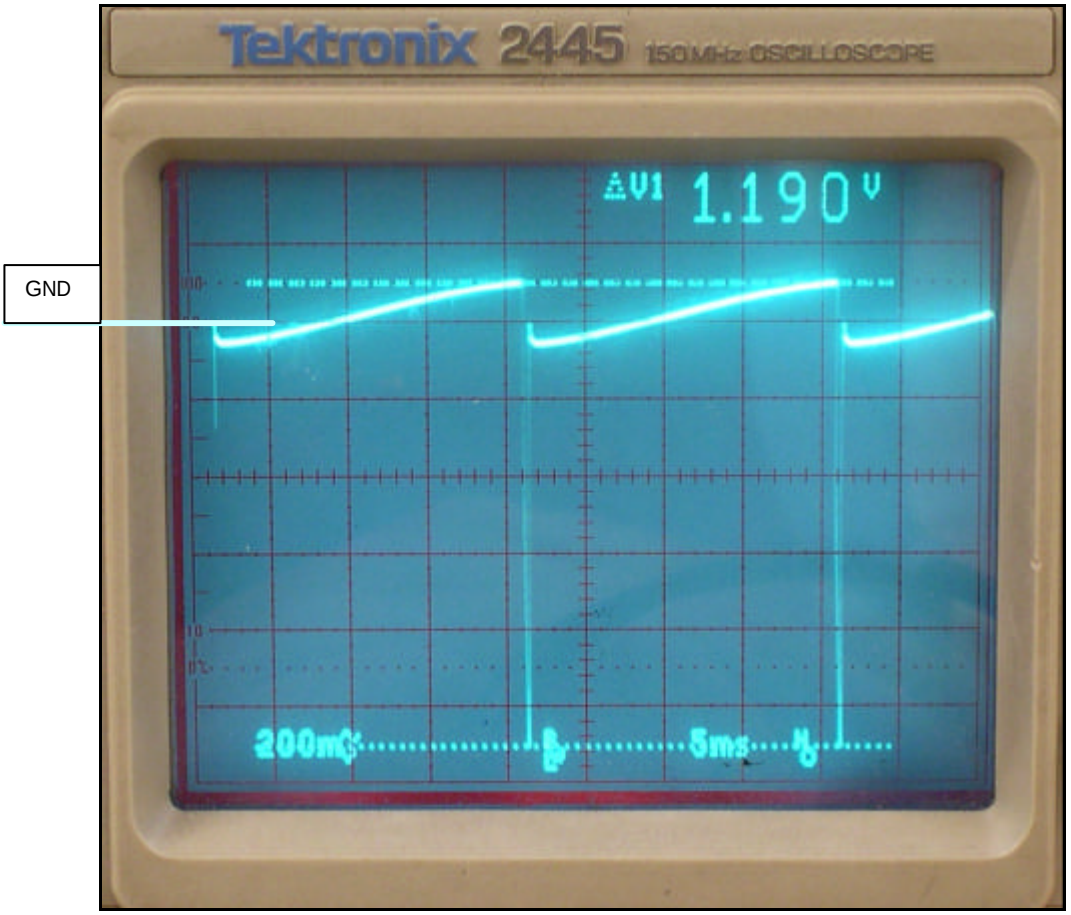


Spannungsverlauf an der Anode von V102B, entsprechend Meßpunkt „5“ in Loewe-Opta-Originalschaltung.

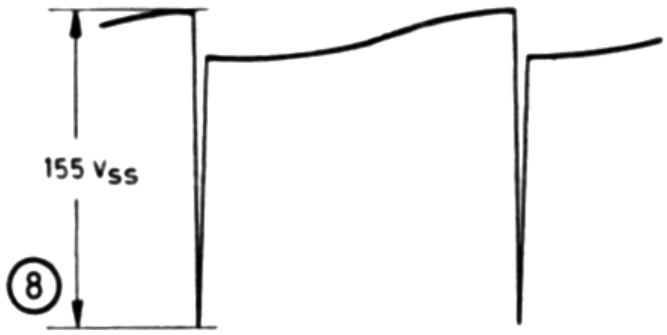


Entsprechendes Oszillogramm aus Schaltungsbeschreibung Loewe-Opta

Grund für Abweichung: Größere Pulsbreite des ansteuernden Synchronimpulses

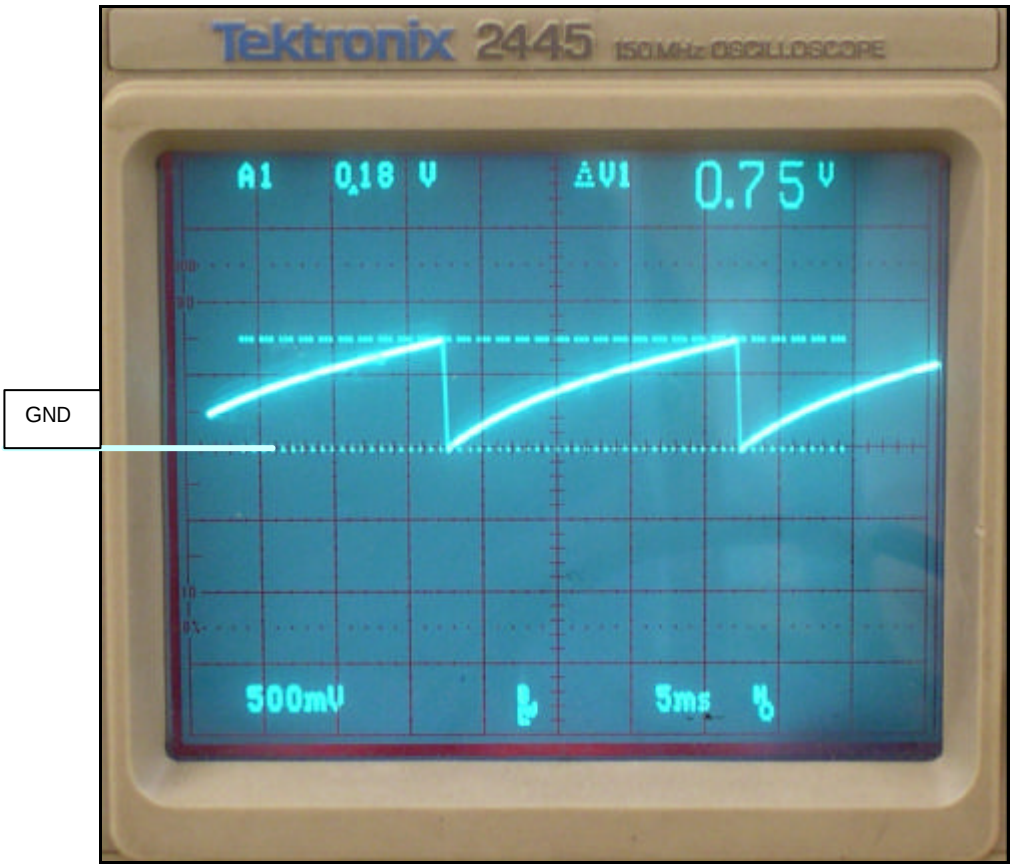


Spannungsverlauf über R122, entsprechend Meßpunkt „8“ in Loewe-Opta-Originalschaltung.

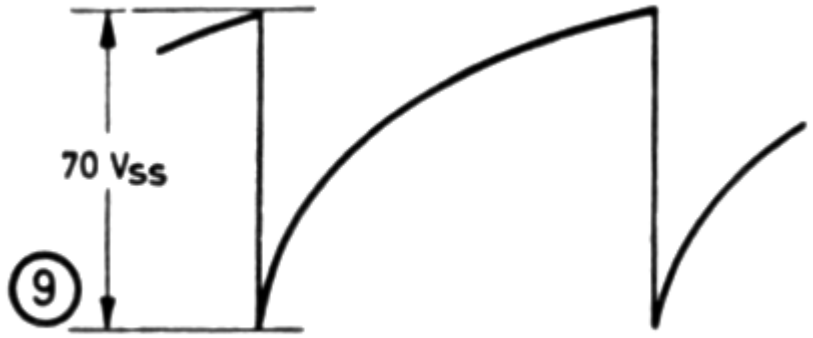


Entsprechendes Oszillogramm aus Schaltungsbeschreibung Loewe-Opta

Grund für Abweichung: Größere Pulsbreite des ansteuernden Synchronimpulses, andere Einstellung der Linearitätsregler.

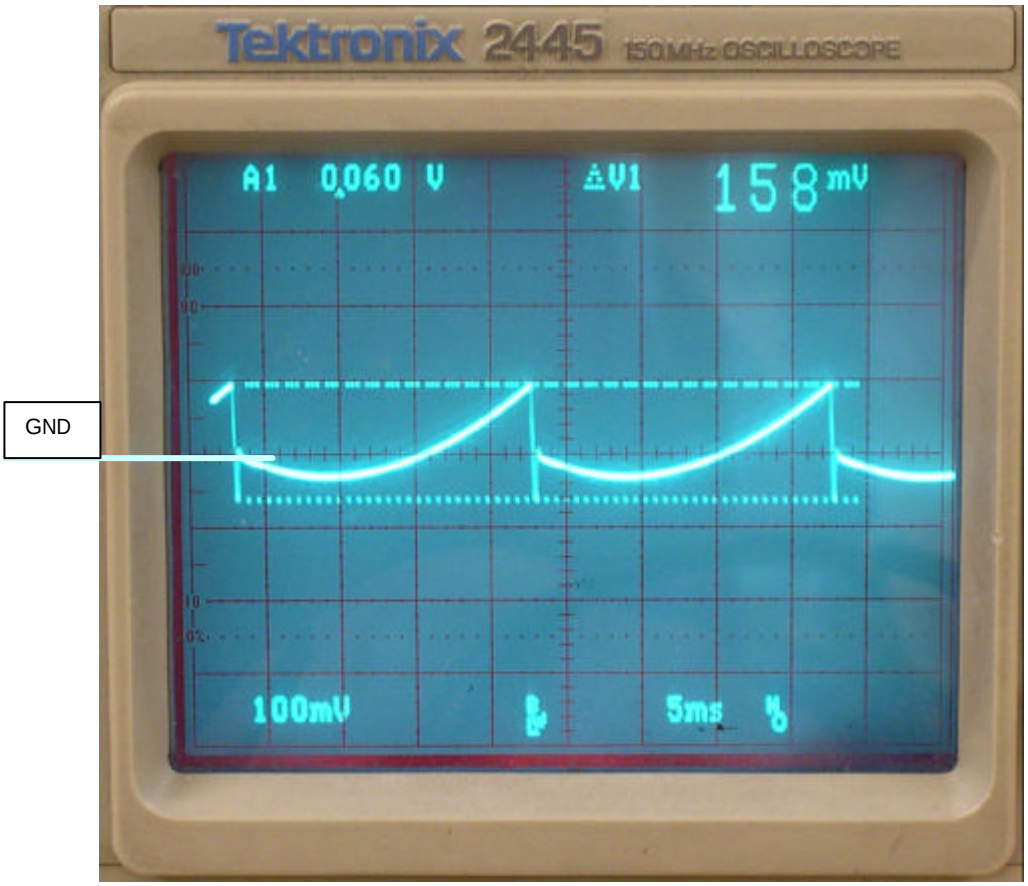


Spannungsverlauf an der Anode von V102A, entsprechend Meßpunkt „9“ in Loewe-Opta-Originalschaltung.



Entsprechendes Oszillogramm aus Schaltungsbeschreibung Loewe-Opta

Grund für Abweichung: Größere Pulsbreite des ansteuernden Synchronimpulses



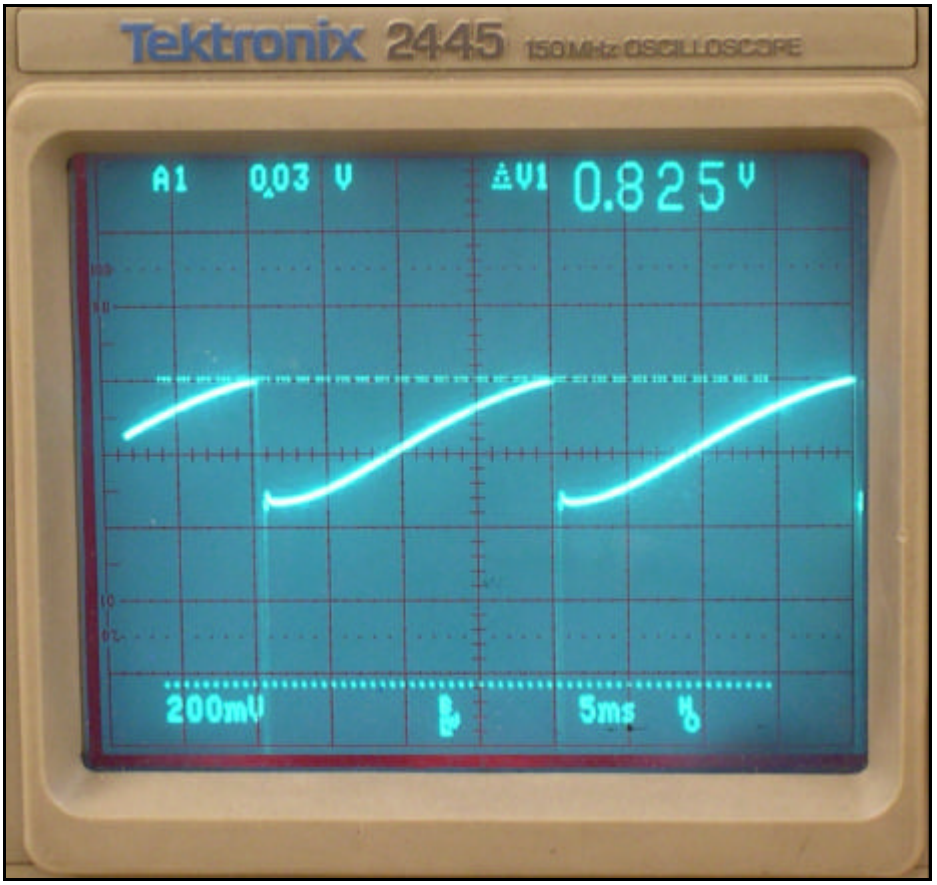
Spannungsverlauf an der Verbindung von C110 und R115, entsprechend Meßpunkt „10“ in Loewe-Opta-Originalschaltung.



Entsprechendes Oszillogramm aus Schaltungsbeschreibung Loewe-Opta

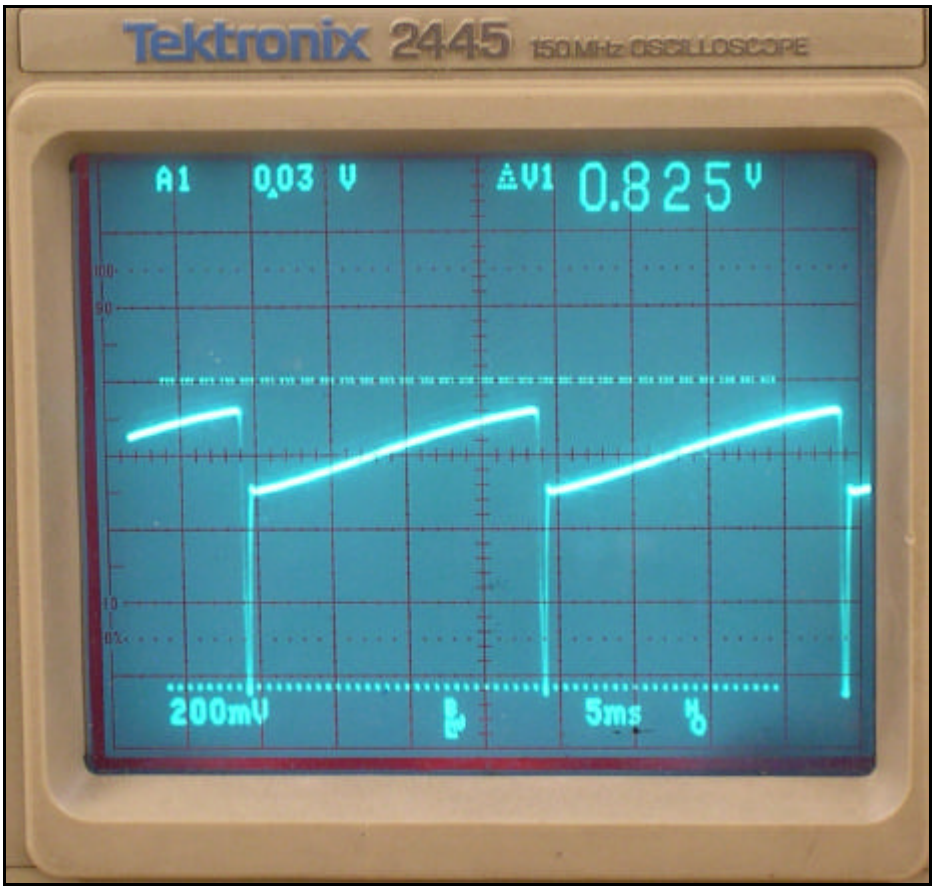
Grund für Abweichung: Größere Pulsbreite des ansteuernden Synchronimpulses, andere Einstellung der Linearitätsregler

Im folgenden wird die Wirkungsweise der beiden Linearitätsregler R118 und R120 demonstriert:



Spannungsverlauf über R122, entsprechend Meßpunkt „8“ in Loewe-Opta-Originalschaltung mit R118 und R120 in Extremstellung zur Erzeilung größtmöglicher Abflachung des Beginns und des Endes der Hinlauframpe. (R128 bewirkt die Abflachung des Beginns der Hinlauframpe, R120 bewirkt die Abflachung des Endes der Hinlauframpe)

(Hinweis: Ausgang bei dieser Messung unbelastet, es war keine Ablenkeinheit angeschlossen)



Spannungsverlauf über R122, entsprechend Meßpunkt „8“ in Loewe-Opta-Originalschaltung mit R118 und R120 in Extremstellung zur Erzielung eines möglichst linearen Sägezahns.

(Hinweis: Ausgang bei dieser Messung unbelastet, es war keine Ablenkeinheit angeschlossen)

Anpassung der Schaltung an die Ablenkeinheit der in diesem Projekt verwendeten Bildröhre.

Vorbemerkung:
Es zeigte sich im weiteren Verlauf der Arbeiten, daß die Messungen am EHS-Monitor zunächst falsch interpretiert wurden. Eine Ablenkamplitude von ca. 2,5Vpp ist bereits ausreichend, 3,9Vpp werden gar nicht benötigt. Daher wurden die nachfolgend beschriebenen die Maßnahmen wieder rückgängig gemacht. Lediglich die Veränderung des Einstellbereichs der Bildamplitude, durch Parallelschalten von 510K zu R112, wurde beibehalten. Die Beschreibung der Modifikation wird aber nicht aus dem Text genommen, da sie von allgemeinem Interesse ist.

Die Ablenkeinheit des Loewe-Opta-Originalgeräts hat einen ohmschen Widerstand von 54 Ohm und eine uns nicht bekannte Induktivität. An ihr wurde bei der im vorangegangenen beschriebenen Inbetriebnahme eine Amplitude der Ablenkspannung (ohne Rücklaufspitzen) von 18Vpp gemessen.

Die Ablenkeinheit des EHS-Monitors, die in diesem Projekt verwendet werden soll, hat einen ohmschen Widerstand von 4,5 Ohm und eine Induktivität von 7mH. An ihr wurde im Originalgerät eine Amplitude der Ablenkspannung (ohne Rücklaufspitzen) von 3,9Vpp gemessen.

Es stellte sich heraus, daß die Bildkippschaltung einen sehr hohen Ausgangswiderstand hat, sie arbeitet praktisch als Konstantstromquelle. Der von ihr gelieferte Strom reichte jedoch zunächst nicht aus, die zur Ablenkung erforderliche Spannung an der niederohmigen EHS-Ablenkspule aufzubauen.

Die „korrekte“ Lösung wäre natürlich, die hier vorhandene Fehlanpassung durch eine Korrektur des Windungsverhältnisses des Ausgangsübertragers zu beseitigen. Um diese aufwändige Prozedur zu umgehen, entschieden wir uns, die Fehlanpassung hinzunehmen und den Strom durch die Pentode der ECL82 zu erhöhen und die hierbei entstehende zusätzliche Verlustleistung hinzunehmen.

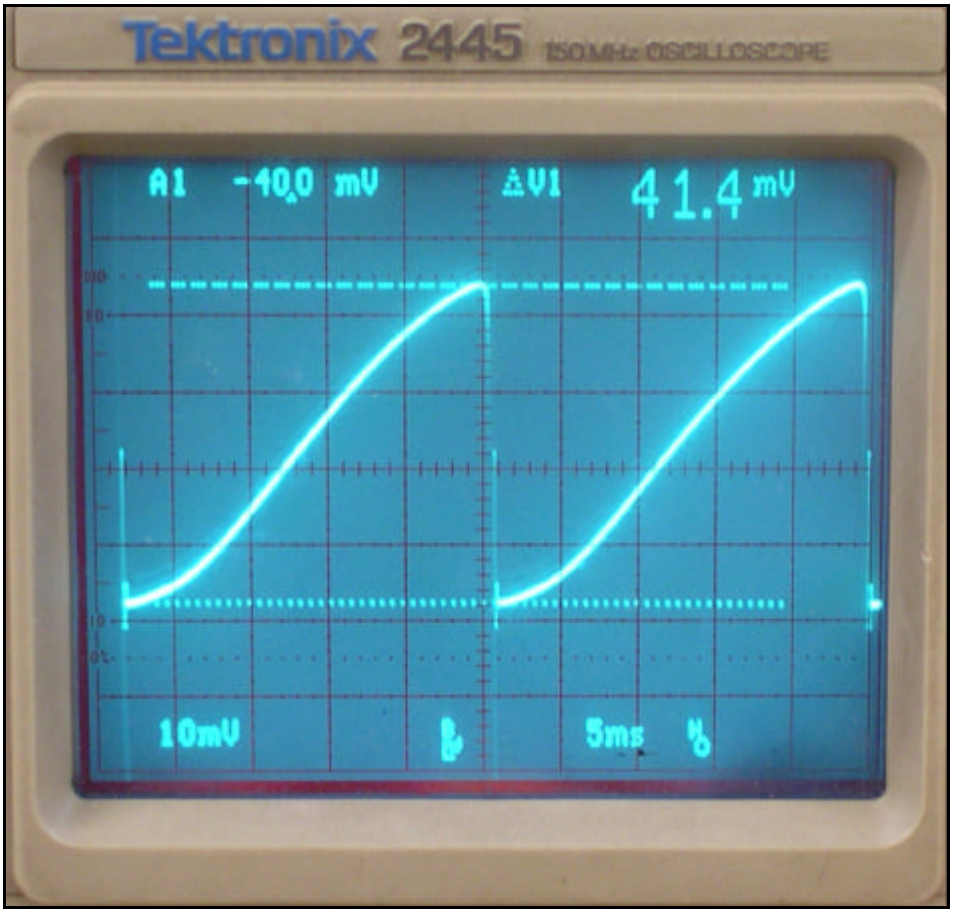
Hierzu wurde einerseits der Wert von R116 (450R) durch Parallelschaltung eines 680 R-Widerstands auf dann resultierende 270R reduziert. Um der damit entstehenden Verkürzung der Zeitkonstante R116/C111 entgegenzuwirken wurde der Wert von C111 durch Parallelschalten eines 120uF-Kondensators auf 167uF erhöht.

Andererseits wurde R125 durch Parallelschaltung von 4,7K auf 1,7K reduziert, um der durch den erhöhten Stromfluß bedingten Reduzierung der Versorgungsspannung entgegenzuwirken.

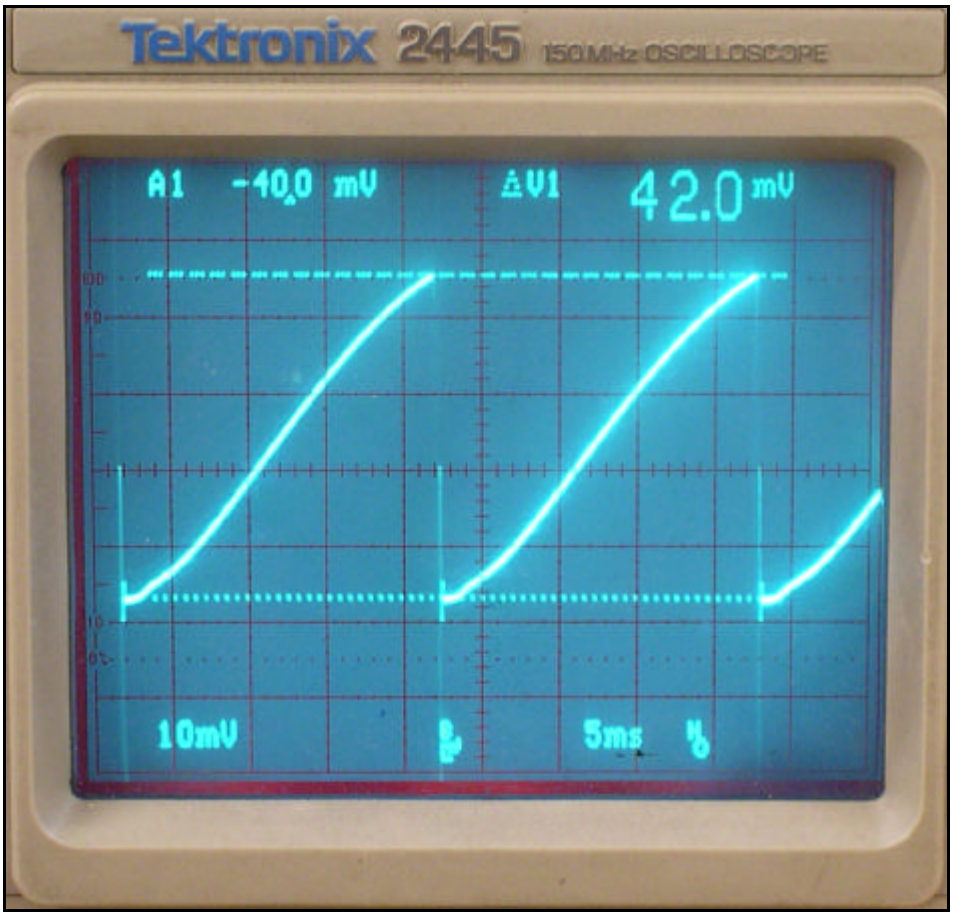
Mit der so modifizierten Schaltung konnte eine Amplitude der Ablenkspannung von ca. 4Vpp erreicht werden.

Die Spannung über R116 beträgt 15,4V (Mittelwert) bei einer Welligkeit von 2,8Vss
Damit fließt ein mittlerer Anodenstrom von 57mA (zuvor 36mA) durch die Pentode der ECL82.
Die Spannung +E beträgt nun 224V (zuvor 240V)

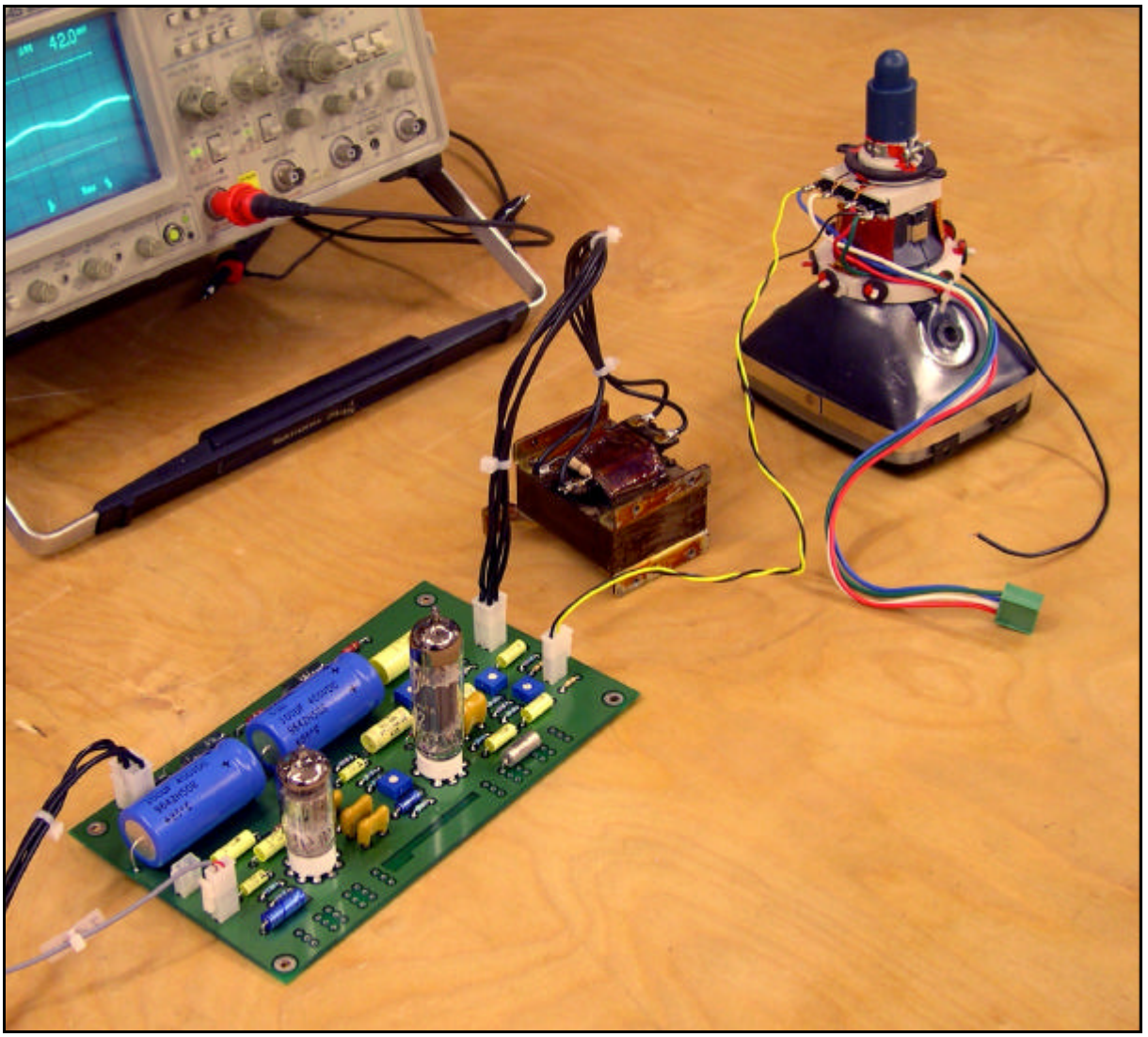
Diese Lösung ist jedoch nur im Rahmen der hier im Rahmen dieses Projekts vorgesehenen Demonstration des Prinzips sinnvoll einsetzbar, da die vorgesehenen Betriebswerte der ECL82 deutlich überschritten werden, womit mit einem erhöhten Verschleiß der Röhre zu rechnen ist.



Spannung parallel zu EHS-Ablenkspule ohne Synchronisation durch Funktionsgenerator (mit modifizierter Schaltung)



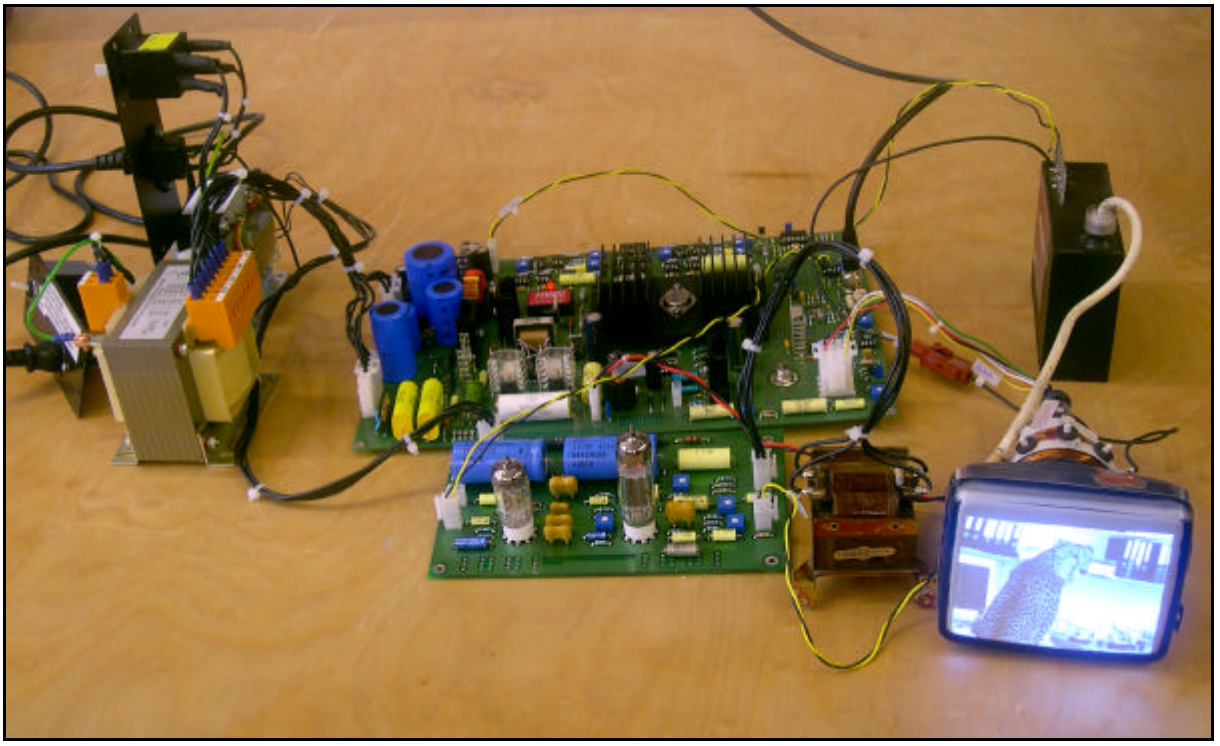
Spannung parallel zu EHS-Ablenkspule mit Synchronisation durch Funktionsgenerator, die zu einer leichten Verformung der Kurvenform zu Beginn der Hinlauframpe führt. (mit modifizierter Schaltung)



Betrieb des Bildkippteils mit der Ablenkspule des EHS-Monitors

Am 16.01.2005 wurde der Bildkippteil in Verbindung mit dem fertiggestellten „Mainstream“-Monitor abschließend in Betrieb genommen. Nach einigen iterativen Abgleichvorgängen von Amplitude, Frequenz und Linearität konnte eine gute Bilddarstellung erreicht werden. Die S-förmige Verzerrung des erzeugten Sägezahns ist jedoch für eine Bildröhre mit 110° Ablenkwinkel dimensioniert, bei der hier verwendeten 70°-Bildröhre kann man daher eine gewisse Verzerrung in der Bilddarstellung wahrnehmen, die bei der Ansteuerung mit „reinem“ Sägezahn beim „Mainstream“-Monitor nicht vorkommt.

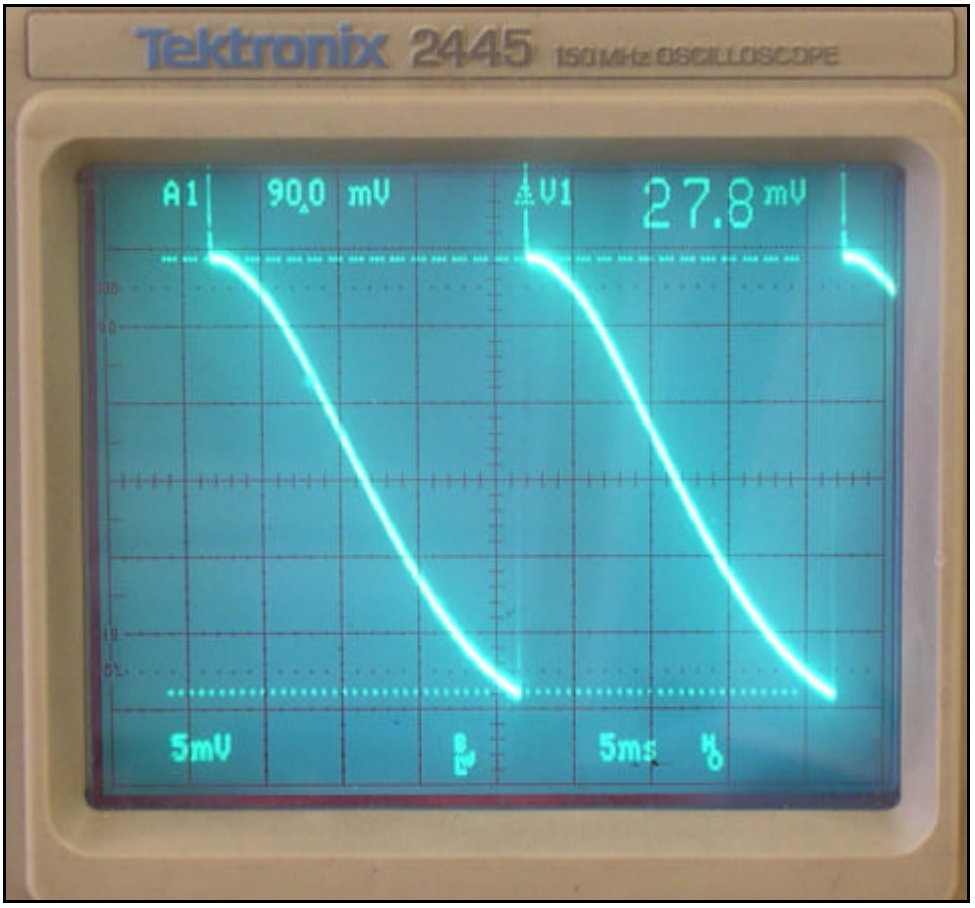
Der Synchronisationseingang des Bildkippgenerators wurde, unter Zwischenschaltung eines 1K-Schutzwiderstands, mit dem CSYNC-Ausgang des EL4583 verbunden.



Gesmtansicht des Versuchaufbaus



Detailansicht der Bilddarstellung



Spannungsverlauf parallel zur Ablenkspule nach abschließendem Abgleich, Tastkopf 1 zu 100, daher tatsächliche Spannung 2,78Vpp

Zusammenfassung der Ergebnisse

Die Schaltung konnte erstaunlich reibungslos in Betrieb genommen werden. Die Dokumentationsqualität von Loewe-Opta ist also hervorragend und die Schaltung wurde offensichtlich erfolgreich auf gute Reproduzierbarkeit in der Serie hin entwickelt.

Aus der Sicht der heutigen Zeit sind die vielen gegenseitigen Abhängigkeiten in der Schaltung ungewohnt. Jede Veränderung eines Parameters, etwa Frequenz, Amplitude oder Linearität, bleibt nicht ohne Einfluß auf die andere beiden Parameter. Die Komplexität der gegenseitigen Abhängigkeiten ist so tief, daß eine rechnerische Durchdringung der Schaltung unmöglich erscheint. Es ist aber auch mit allerhöchster Anerkennung zu beachten, daß die eigentliche Bildkippschaltung inklusive Leistungsverstärkung mit nur 2 (!) aktiven Bauelementen auskommt.

Eine nach heutigen Maßstäben entwickelte Schaltung mit gleicher Funktionalität, die rechnerisch einfach zu erfassen ist und bei der die Parameter unabhängig voneinander einstellbar sind, würde viele 100 aktive Elemente, in Form von in komplexeren Bausteinen wie etwa Operationsverstärker integrierten, Transistoren benötigen.

Da diese Vielzahl an aktiven Elementen heute wirtschaftlich herstellbar ist, hat das Ziel der Minimierung aktiver Bauelemente gegenüber anderen Zielsetzungen im Entwicklungsprozeß an Bedeutung verloren.