

K 9 KREDSLØBSBESKRIVELSE

Indholdsfortegnelse

	Side
Tunere	5
MF-forstærker og demodulator	6 - 7
Luminanskanalen	8 - 9
Krominanskanalen	10 - 12
Lydkanalen	13
Synkroniseringskredsløb	14 - 15
Linieudgangstrin og højspændingsdel	16 - 22
Krominanskanalens diagram	20 - 21
Øst-vest-korrektion	23 - 26
Billedoscillator-kredsløbet	27 - 28
Billedudgangstrinet	29 - 30
Nord-syd-korrektion	31 - 32
Statisk og dynamisk konvergens	33 - 35
Netdel og øvrige forsyningskredsløb	36 - 39

Forord

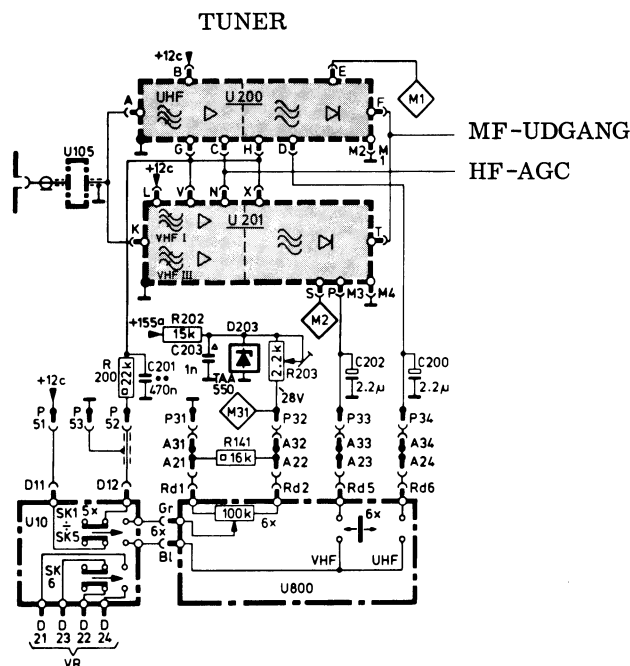
Med denne K 9-kredsløbsbeskrivelse har vi forsøgt at udarbejde et kursusunderlag, der ikke bare gør fyldest på selve kursusdagen, men også dækker det behov efter viden, der hyppigt melder sig efter et kursus.

I princippet er et modul i K 9 en "black box", men ud fra vort kendskab til teknikkens videbegærlighed har vi i dette hæfte valgt at "åbne" modulerne, og med tekst og diagrammer beskrevet virkemåden - uden dog at gå i detaljer med opbygningen af de integrerede kredsløb.

København, April 1973

L. Møller Madsen

B. Vessel



Tuner U200 (UD1) og U201 (VD1).

UHF og VHF-tunerne er specielt udviklede til modulteknikken. De er begge forsynede med sokkelstifter, og indgår som stik-moduler.

Tunernes ind- og udgangsimpedanser er valgt således, at de begge kan tilsluttes parallelt både med hensyn til 75Ω coax-antenneindgangen og overføring af MF-signal til MF-trinnet.

I tilfælde af fejl på en tuner, kan denne trækkes ud - modtageren vil da stadig kunne virke på den tilbageblevne tuners område.

Inden antennesignalet når tunerne, må det igennem U105, der er et højpasfilter med en ind- og udgangsimpedans på 75 Ω , opbygget af en ferrit transformator. Denne har til opgave, at isolere antenneindgangen fra chassis'et samt kraftigt at undertrykke signaler med frekvenser under 40 MHz, f.eks. LB- og MB-sendere, der kunne give anledning til krydsmodulation.

UHF-tuneren U200 er en selvstændig enhed i modsætning til tidligere UHF-enheder, der var opbygget således, at MF-forstærkningen skete i VHF-tunerens transistorer. UHF-tuneren har 3 afstemte kredse, og er bestykket med 2 x AF267 og 3 x BB105BP. Afstemningsreserve $\geq 2,5$ MHz.

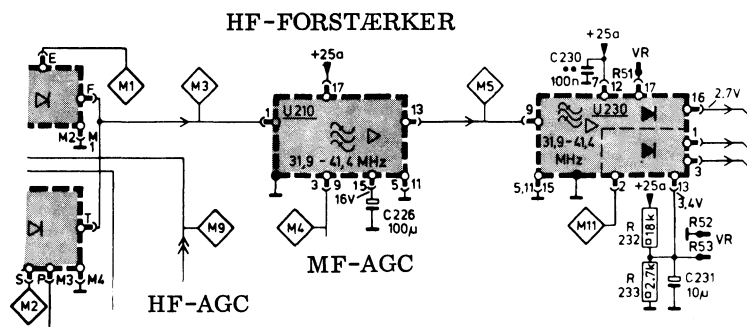
VHF-tuneren, hvis ind- og udgang som nævnt ligger parallelt over UHF-tuneren, er bestykket med 2 x AF267 som HF-forstærkere og 1 x AF267 som blander. Desuden til afstemning og båndomskiftning 2 x 3 stk. kapacitetsdioder af typen BB105BP.

Omskiftningen mellem bånd I og III foregår automatisk ved hjælp af afstemningsspændingen fra programvælgerskuffen. DC-spændingen for bånd I er fra 1 til 4,5V, og for bånd III fra 8 til 23V.

Afstemningsreserve for bånd I: ≥ 1 MHz, og for bånd III: $\geq 1,5$ MHz. Jævnspændingen til afstemning og båndomskiftning fås fra D203 (TAA550). Spændingen kan pre-justeres til 28V med R203 (M31).

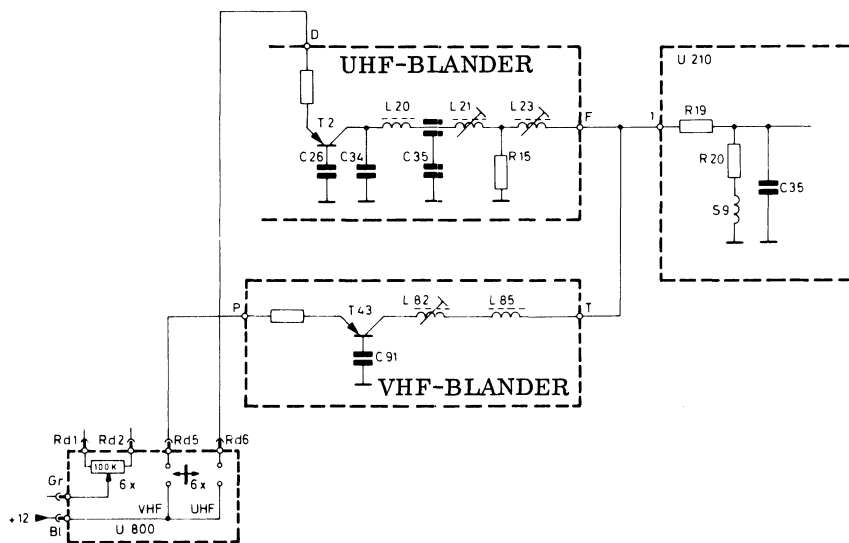
Knap 6 på programvælgerenheden modificerer automatisk ved indtrykning liniefasediskriminatoren til VCR-drift. Denne knap kan naturligvis stadig anvendes som almindelig programvælgertangent.

MF-forstærker og demodulator



MF-signalet fra tunerne forstærkes i U210 og U230.

Da begge tunere er parallelkoblede til punkt 1 på U210, må der tages højde for, at de to tunere ikke "kører" samtidig, da dette vil kunne give interferensforstyrrelser. MF-forstærkertransistoren, i den tuner der benyttes, får sin kollektorstrøm via punkt 1 på U210 og dermed gennem R19, R20 og S9. Derved opbygges en positiv DC-spænding i punkt 1 på U210. Denne spænding giver anledning til, at kollektor/basis-diodestrækningen i MF-transistoren i den ikke benyttede tuner bliver ledende, hvilket resulterer i, at den ikke benyttede tuners udgangskreds forstemmes fuldstændig. Der kan således ikke fremkomme forstyrrende signaler, der kan blande sig med den igangværende tuners signal.



U210 indeholder undertrykkelsesfiltre for følgende frekvenser:

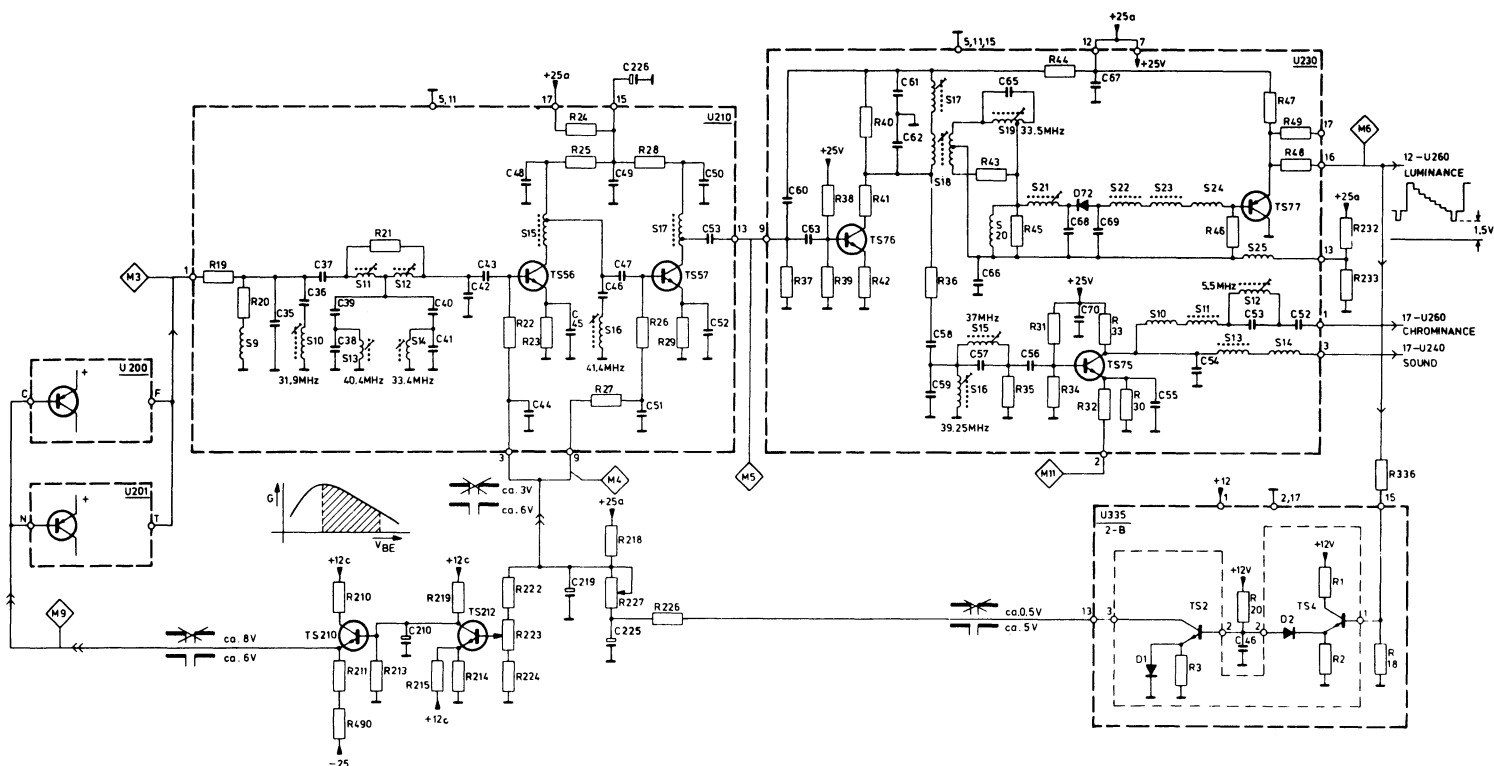
- 31,9 MHz - nabokanal billede
- 40,4 MHz - nabokanal lyd på VHF
- 41,4 MHz - nabokanal lyd på UHF
- 33,4 MHz - dæmpning af egen lyd MF.

MF-signalet forstærkes i TS56 og TS57, og overføres til punkt 9 på U230. I U230 forstærkes MF-signalet i TS76, hvorefter en opdeling af signalet til henholdsvis luminansdetektor, 4,43 MHz krominansdetektor og 5,5 MHz lyd-detektor finder sted.

Luminansdetektoren udgøres af D72. Det detekterede luminans-signal føres via emitterfølger TS77 til punkt 16 på U230.

I TS75 virker basis/emitter-overgangen som krominansdetektor, medens hele TS75 fungerer som krominansforstærker. Via 5,5 MHz dæmpekredsen S12/C53 føres krominanssignalet til U230's punkt 1.

Detekteringen af lyden til 5,5 MHz signal finder også sted i TS75. Dette signal tages ud til videre behandling på U230's punkt 3.



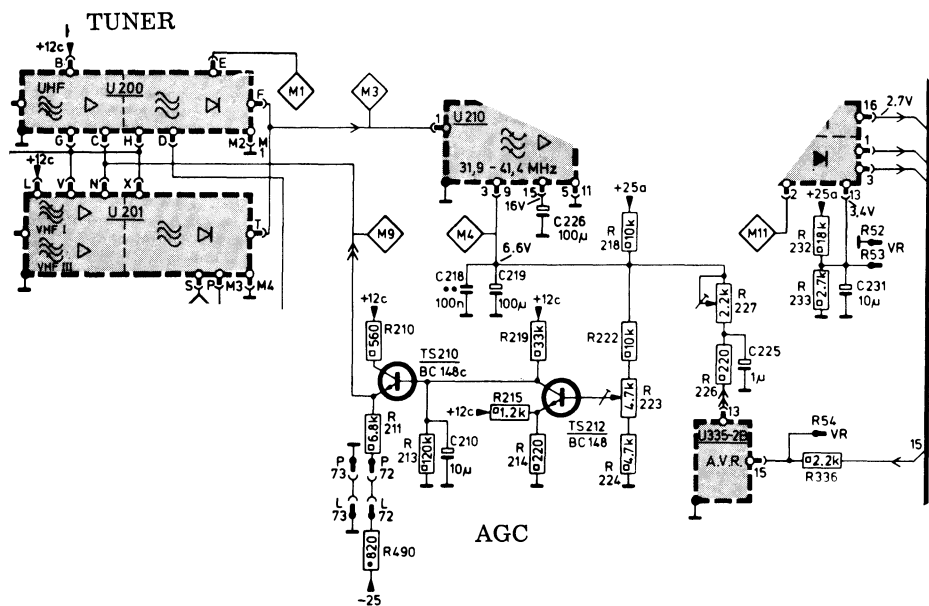
MF - AGC-kredsløbet.

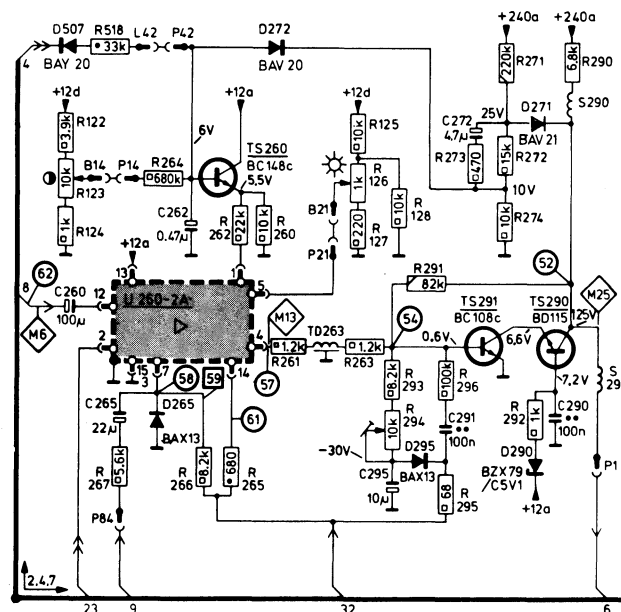
Luminanssignalet på punkt 16 på U230 skal holdes konstant, og desuden skal det undgås, at kraftige lokalsendere overstyrer HF- og MF-kredsene. Dette holdes under kontrol ved hjælp af AGC-styrespændinger til MF-kredsen og til tunerne.

Luminanssignalet fra punkt 16 på U230 føres til punkt 15 på U335. I denne enhed danner IC-TBA560 en jævnspænding, hvis størrelse beror på, hvor stor amplituden af luminanssignalets synk.-impulser er. Den frembragte DC-spænding føres til MF-forstærkerne via R226 og R227. R227 justeres til maksimal sne i billedet uden indgangssignal.

Hvis antennesignalet overstiger en vis styrke, bliver MF-reguleringsspændingen så høj, at TS212 begynder at lede. AGC-reguleringen til tunerne sker da via TS210.

Det niveau, ved hvilket den forsinkede AGC skal træde i funktion, bestemmes med R223.





Luminanskanalen.

Modul U260, med IC-kredsen TBA560, behandler både luminans- og krominanssignalet. I diagrammet er U260 delt op i 2 enheder: U260A og U260B, hvor U260A behandler luminanssignalet.

U260A har følgende funktioner:

- Luminansforstærker
- Kontrastkontrol
- Strålestrømsbegrænsning
- Fastholdelse af sortniveau
- Tilbageløbs-undertrykkelse.

Luminanssignalet føres til punkt 12 på U260. I dennes indgang er en kreds for undertrykkelse af 4,43 MHz (S11, C37), der har til opgave at dæmpe krominansinformationer i luminanssignalet så meget under farveudsendelser, at der ikke opstår interferens.

Undertrykkelseskredsen træder i funktion, når TS51 er ledende. TS51 bliver under farveudsendelse gjort ledende ved, at der fra colour-killer kredsløbet i U270 tilføres punkt 2 på U260 en positiv jævnspænding. Under sort/hvide udsendelser er transistoren blokeret, og 4,3 MHz fælden derfor ude af funktion.

Når kontrastkontrollen reguleres, føres en spændingsændring til luminansforstærkeren via TS260, og punkt 1 på U260. Denne DC-variation regulerer forstærkningen i differentialforstærkerne i IC-kredsen, og dermed opnås mulighed for kontrastkontrol.

Via D507 tilføres basis på TS260 DC-informationer, der svarer til den gennemsnitlige strålestrøm i billedrøret. Hvis strålestrømmen skulle blive for stor, nedsættes kontrasten automatisk på samme måde, som hvis kontrastkontrollen var blevet reguleret ned.

For at hindre at sort-niveau ændrer sig under kontrastindstillingen, tilføres punkt 14 linietilbage-løbsimpulser. Disse impulser differentieres og føres via en gate-kreds til et sort-niveau-clamp-kredsløb der sørger for, at sort-niveau holdes fast.

Lysstyrken reguleres med lysstyrkepotentiometret R126, ved at ændre DC-niveau'et i U260 og dermed hele vejen til billedrørets katoder. Samtidig ændres den referencespænding til hvilken sort-niveau er låst.

Tilbageløbsundertrykkelse opnås ved at linie- og billedfrekvente impulser føres til U260's punkt 7.

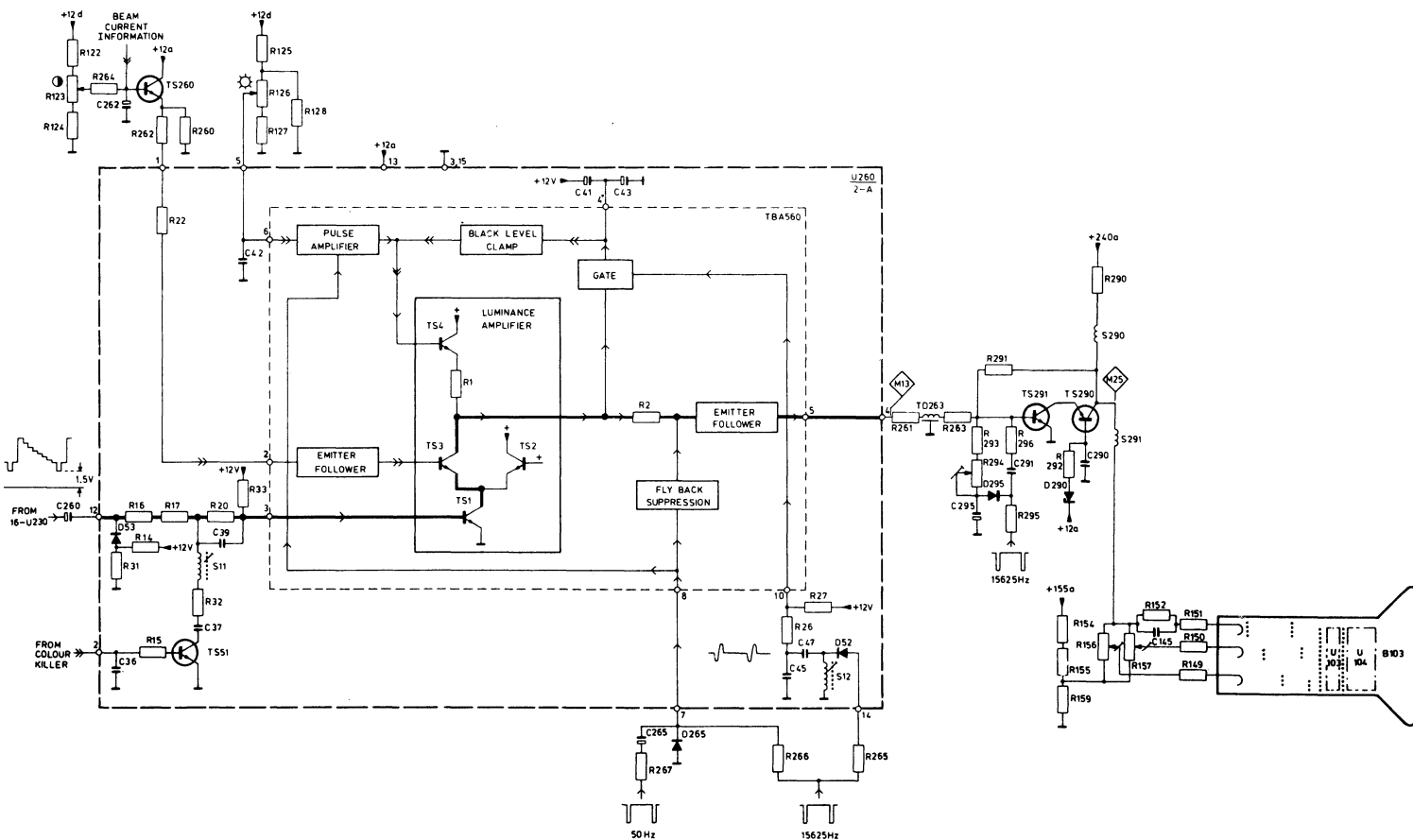
Fra punkt 4 på U260 føres det forstærkede luminanssignal til U-delay line TD263, og derfra til luminansudgangstrinnet TS291 og TS290.

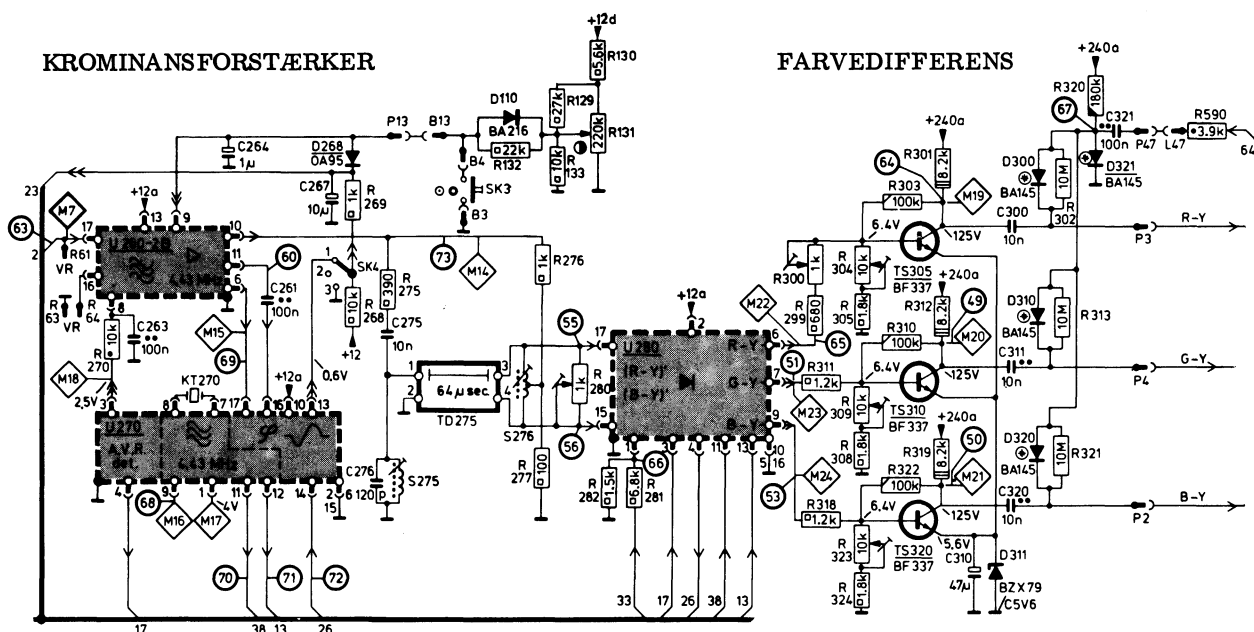
Y-delay line TD263 er af en ny type med forsinkelse på kun 0,36 nsek., der modsvarer den forskel, der er i løbetiderne i luminans- henholdsvis krominansforstærkerne.

På grund af videosignalet store båndbredde, anvendes TS290 i jordet basiskobling.

Dioden D295 og kondensatoren C295 ensretter linieimpulser, og den derved frembragte negative spænding benyttes som basisforspænding til TS291.

Med R294 justeres spændingen på TS291's basis på en sådan måde, at sort-niveau målt på kollektoren af TS290 låses til en værdi på 125 Vpp. Diode D290 holder, under apparatets opstart, TS290 blokeret indtil højspændingen er stabiliseret og billedrørets glødetråde tilstrækkeligt varme. Fra luminansudgangstransistoren TS290 føres Y-signalet til billedrørets katoder via drive-justeringspotentiometre R156 og R157.





Krominanskanalen.

I krominanskanalen U260, (detaildiagram - se midtersiden) bliver signalet fra krominansdetektoren i U230 forstærket, hvorefter det føres til PAL-delay line TD275, hvor (R-Y) og (B-Y) signalerne splittes. Disse signaler demoduleres og matriceres i U280, hvorefter farvedifferenssignalerne føres til billedrets gitre via farvedifferenstransistorerne.

Krominanssignalet fra punkt 1 på U230 føres til punkt 17 på U260B, hvor forstærkningen sker.

De forstærkende elementer er differentialforstærkere, der er integreret i IC-kredsen TBA650. Disse forstærkere (TS2 til TS15) tilføres 4,43 MHz signalet i 2 faser, og koblingerne er udformet sådan, at det er muligt at regulere krominanssignalet både med farvemætningskontrollen og med kontrastkontrollen (sporing), men det kan gøres uden samtidig at regulere på burstens amplitude, hvilket er vigtigt, da også bursten gates ud i dette IC.

Farvemætningen justeres med R131 ved at ændre DC-niveauet til punkt 9 på U260. Herved reguleres forstærkningen i differentialforstærkerne. Samtidig blokeres krominanssignalet under linie-tilbageløbet ved at tilføre linieimpulser til kredsens emitterfølger.

Serviceomskifteren SK4 har 3 stillinger:

1. altid farvegennemgang i krominansforstærkeren
2. aldrig farvegennemgang i krominansforstærkeren
3. normalstilling, hvor automatisk colour-killer er i funktion.

Denne omskifter anvendes af teknikere som en hjælp under fejlsøgning og justeringer i krominans-kredsløbet.

Sporing mellem kontrastkontrol og mætningskontrol sker automatisk, da kontrastkontrollen regulerer DC-niveauet og dermed forstærkningen i det ene sæt differentialforstærkere.

I U260 udsepareres desuden burstsignalet. Dette sker ved at linieimpulser ført til punkt 14 differencieres af D52, S12, C47. Den opståede ringning anvendes til burst gate. Burstten tages ud på punkt 6 og føres til punkt 17 på U270 til brug for burstdetektoren.

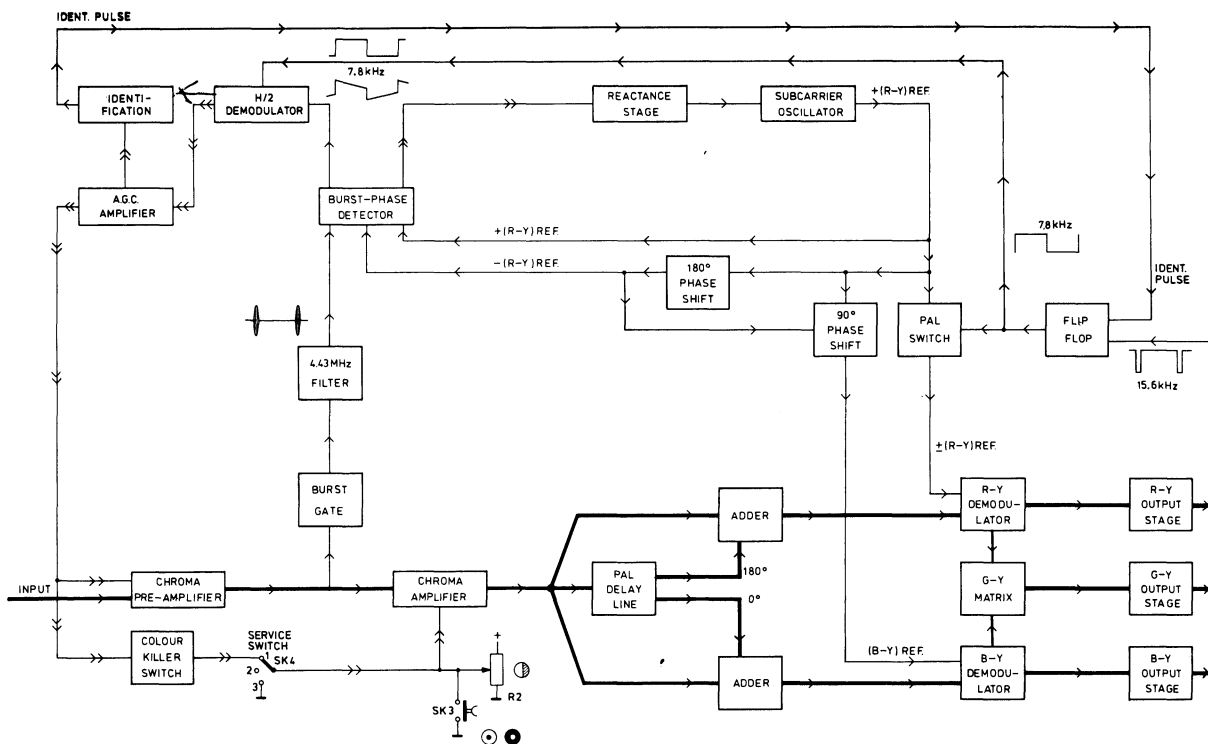
Det forstærkede krominanssignal tages ud fra punkt 10 på U260, og føres til U280 på to måder: Dels direkte og dels via PAL-delay line TD275.

I U280 demoduleres krominanssignalet i et IC af typen TA630S, der også indeholder matrix for (G-Y) signalet.

Før en demodulering kan finde sted, skal bl.a. farvebærebølgen genindsættes i signalet.

Bursten tilføres punkt 17 på U270 og føres til burstdetektoren. I detektoren sammenlignes burstsignalets faseleje med hjælpeoscillatorens fase.

Resultatet af denne sammenligning benyttes af reaktionstrinet til styring af hjælpeoscillatoren. Begge disse kredsløb er integreret i samme IC som burstfasedetektoren (TBA540).



Oscillatorspændingen justeres med R25 til 1,5 Vpp i punkt 9 på U270. Fra burstdetektoren fås endvidere et signal med halv liniefrekvens (identifikationssignal), der er opstået på grund af burstens faseskift for hver linie ($135^\circ - 225^\circ$). Identifikationssignalet sammenlignes i H/2-demodulatoren med impulser fra den bistabile multivibrator i U280. Resultatet af denne sammenligning føres til farve-AGC-detektoren i U270. Fra denne detektor fås følgende informationer:

- En jævnspænding til punkt 3 i U270. Via AGC-kredsen i U260 kontrollerer denne jævnspænding krominansforstærkerens forstærkningsgrad således, at der både opnås konstant amplitude fra denne, og det forhindres at forstærkerne overstyres. Størrelsen af denne AGC-styrespænding er afhængig af burstens amplitude, som igen er proportional med krominanssignalets amplitude.
Med R30 i U270 justeres AGC-spændingen på punkt 1 på U270 til 4V DC, når der ingen burst er i signalet (sort/hvis udsendelse). Når der er burst i signalet, justeres burstsignalets amplitude til 1,1 Vpp i punkt 17 (M15) på U270 ved hjælp af R18.
- Et signal som via colour-killer-kredsløbet blokerer krominansforstærkeren under sort/hvide udsendelser. Reguleringsspændingen fra colour-killeren føres fra punkt 13 i U270 til punkt 9 i U260.
- Et identifikationssignal der via punkt 4 i U270 føres til punkt 3 i U280, hvor det anvendes til synkronisering af PAL-multivibratoren. Derved opnås, at (R-Y) signalet altid er i korrekt fase.

Den signalspænding, som demodulatorerne skal have fra hjælpeoscillatoren for at kunne demodulere, tilføres U250 på punkterne 11 og 13.

Oscillatorsignalet på punkt 13 ligger i faseleje $-(R-Y)$, og må derfor fasedrejes 90° inden det føres til $(B-Y)$ demodulatoren. Dette faseskift udføres af korrektionskredsen C41/R20, hvor R20 er justerbar.

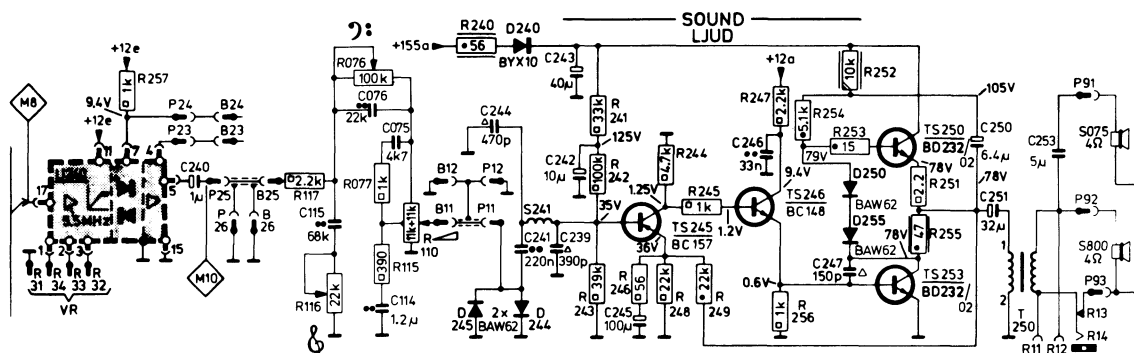
Oscillatorsignalet i punkt 11 ligger i faselejet $+(R-Y)$. Dette signal føres sammen med firkantimpulser fra multivibratoren til PAL-omskifteren. Resultatet fra PAL-omskifteren bliver, at demodulatoren forsynes med referencesignalet $+(R-Y)$ for første linie og $-(R-Y)$ for næste linie o. s. v. Multivibratoren styres foruden af identifikationssignalet på punkt 3 også af linieimpulser, der tilføres via punkt 1 på U280.

Hvis multivibratoren svinger med forkert fase, f. eks. under opstart af modtageren, styres den tilbage til rigtig fase via punkt 4 på U280 og H/2-demodulatoren i U270.

Med R280 og S275 justeres amplitude og faseleje for PAL-delay-line.

Fra punkt 6, 7 og 9 udtages $(R-Y)$, $(G-Y)$ og $(B-Y)$ - signalerne, derefter forstærkning i farvedifferenstransistorerne TS305, TS310 og TS320 føres tilbage til styregitrene på farvebilledrøret.

Ved hjælp af R304, R309 og R323, justeres kollektorspændingen på de tre farvedifferenstransistorer til 125V. Med R300 kan $(R-Y)$ signallets amplitude justeres til den rette farvebalance i forhold til $(B-Y)$ signalet.



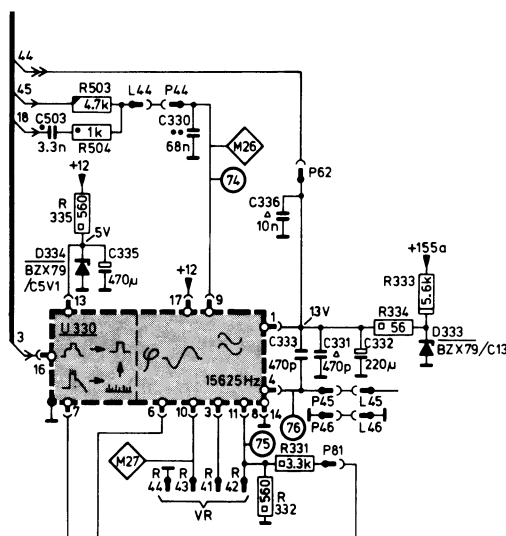
Lydkanal.

Lydsignalet (5,5 MHz) fra krominansdetektoren føres til punkt 17 på U240. I U240 behandles signalet af et båndpasfilter, afstemt til 5,5 MHz, før det føres til IC-kredsen. Denne kreds består af en 5-trins forstærker samt et amplitude-begrænsningstrin til AM-undertrykkelse. IC'et indeholder desuden en FM-detektor, som konverterer frekvensvariationerne til LF-amplitudevariationer.

Efter detektering forstærkes signalet af endnu en transistor, før det via C240 føres til lydstyrke-reguleringen R110. R116 er diskantkontrol og R076 er baskontrol.

LF-forstærkeren består af tre DC-koblede forstærkertrin TS245, TS246 og TS250/TS253, hvor selve udgangstransistorerne er koblete som klasse B-forstærker. Dioderne D245/D244 begrænser signalet og forhindrer udgangstrinnet i at blive overstyret.

TS246, der er koblet som emitterfølger, er indført for at opnå tilstrækkelig basisstrøm til udgangstrinnet. Dioderne D250/D255 stabiliserer TS250's arbejdsområde. C247 forhindrer parasitoscillationer.



Synk. separator, liniediskriminator og linieoscillator.

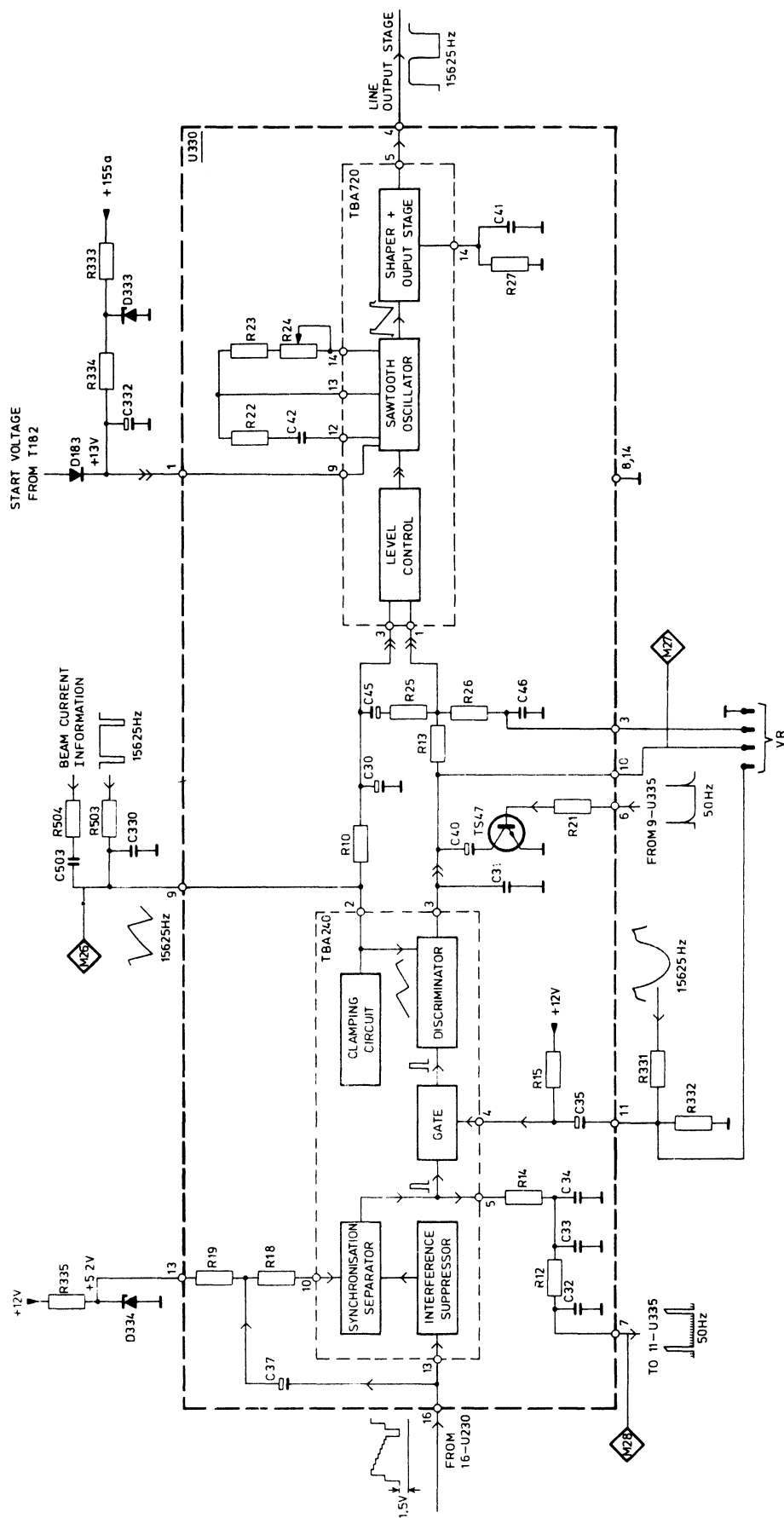
I modul U330 er inkluderet støjbegrænser, synk. separator, synk.-gate, fasediskriminator og linieoscillator.

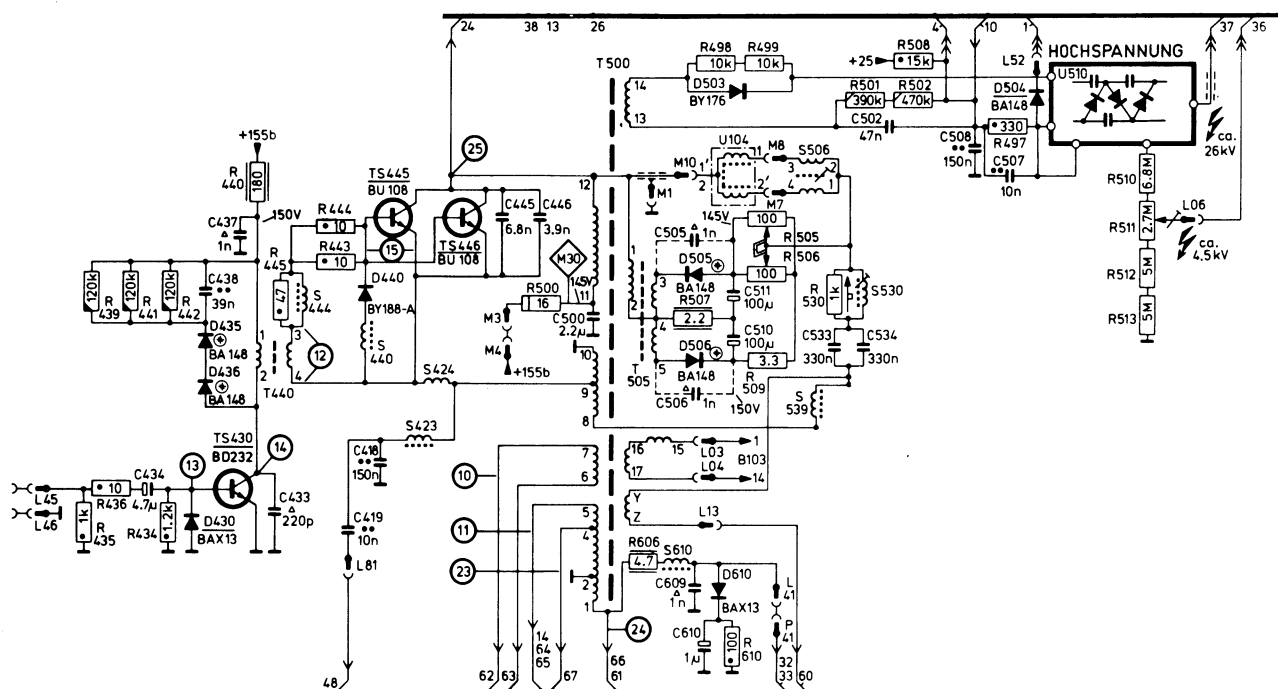
I modulet indgår 2 IC af typerne TBA240 og TBA720.

Via punkt 16 i U330 føres luminanssignalet til synk.-separator og støjinverter. Synk.-separatoren forstærker det kompletteret synk.-signal. Støjinverteren sørger for, at synk.-separatoren blokeres, hvis der i signalet optræder støj med større amplitude end synk.-signalet.

Signalerne fra synk. separatoren føres sammen med en parabel- og savtakformet spænding, som tages fra linietransformatoren, til liniediskriminatoren. En sammenligning i diskriminatoren resulterer i en jævnspænding, som via en jævnspændingsniveau-kontrol regulerer oscillatorens frekvens.

Linieoscillatoren er en savtak-generator, hvis udgangsspænding ændres til firkantimpulser. Udgangsspændingen til linieudgangstrinnets drivertransistor tages fra punkt 4 på U330. Med R24 reguleres liniefrekvensen.





For at kunne afbøje elektronstrålen horisontalt er det nødvendigt med en savtakformet strøm gennem afbøjningsspolerne. I Kredsløbet i fig. 1 holder transistor TS 1 spændingen konstant over afbøjningsspolerne LD1 og LD2, så at en savtakstrøm vil løbe gennem dem.

For lettere at forklare funktionen, deles kredsløbet i fire afsnit:

- a) Udgangstrin
- b) Drivertrin
- c) Billedcentrerings-kredsen
- d) Højspændingskredsløbet

a) Udgangstrin

Fig. 2 viser de væsentlige dele af hovedgeneratoren, der leverer ca. 90% af den nødvendige afbøjningsenergi.

De manglende 10% incl. en vis reserve leveres af øst-vest-modulatoren.

Til tidspunktet t_6 skifter styrespændingen på drivertransformatorens sekundærside polaritet (A). Dette polaritetsskift er så stort, at basis-emitter strækning i TS1 når op på zenerspændingen (B), hvorved kollektorspænding meget hurtigt bliver nul.

Til tidspunktet t_1 går parallelkredsen C_1 - L_D i sving. Som det ses af kurveformerne E og F, følger spændingen over C_1 (identisk med V_{CE}) en sinusfunktion, medens strømmen i L_D følger en cosinusfunktion. Ved tidspunktet t_3 har afbøjningsstrømmen nået sin negative maximalværdi og spændingen over C_1 bliver negativ, hvorved kollektor-basis diodestrækningen i TS1 leder og atter holder spændingen over afbøjningsspolen L_D konstant. Herved løber, p.g.a. induktansen i afbøjningsspolen, en savtakstrøm igennem denne.

Spændingen over C1 er i første del af liniefremløbet, når TS1 leder i den "gale" retning, ca. 8V (UCB+Uzener), og modsvares i anden del af fremløbet, når TS1 leder i rigtig retning, en kollektorspænding på 2V, hvorved utilladelige linearitetsfejl opstår. Parallel med TS1's basis-emitterstrækning er derfor lagt en diode D1, som 2μsek. efter tiden t₁ bliver ledende og overtager basis-emitter-strækningens funktion, hvorved spændingen over C1 i de to halvdele af liniefremløbet holdes noget nær det samme og linearitetsfejlen elimineres.

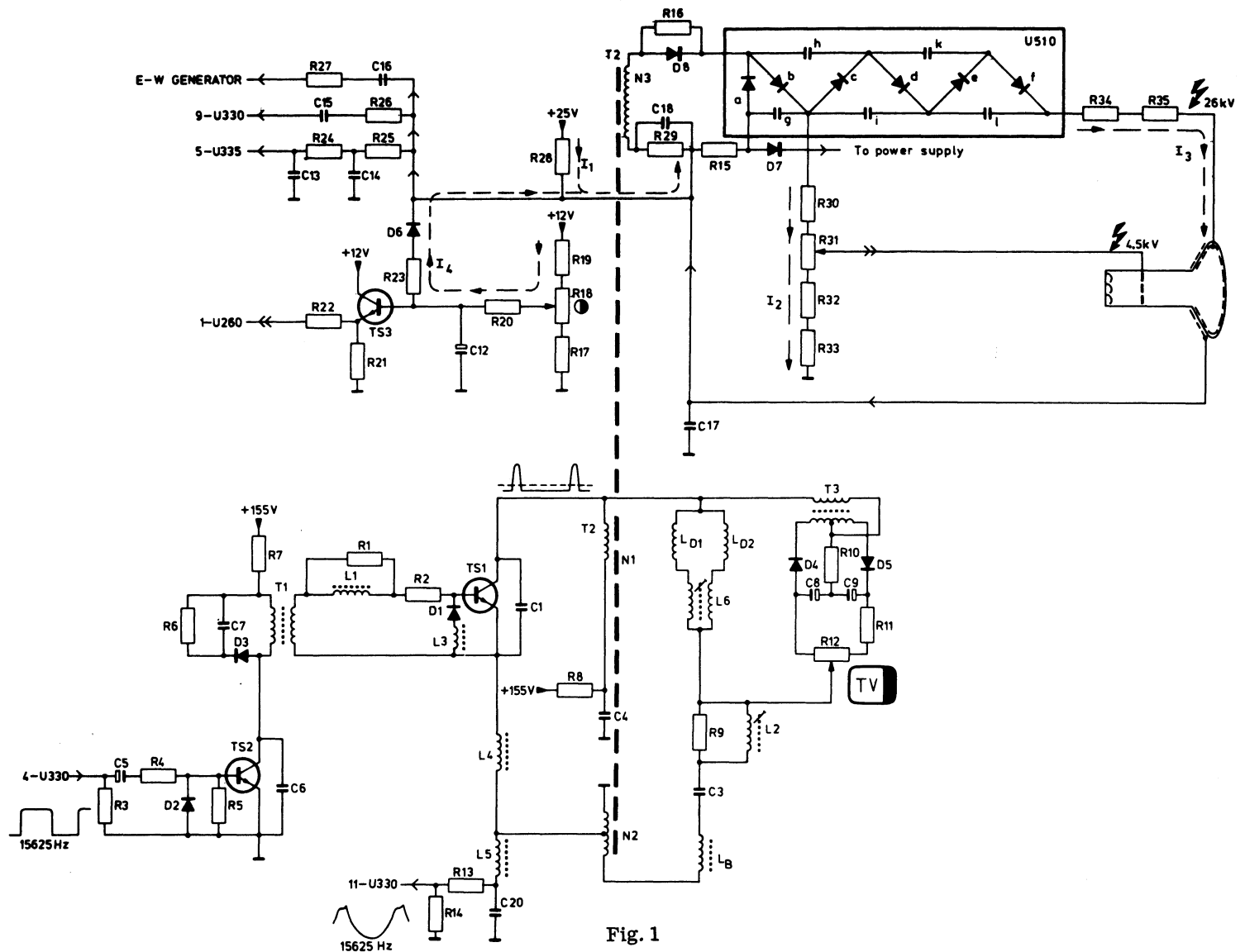


Fig. 1

I tidsrummet $t_3 - t_5$ løber afbøjningsstrømmen gennem D1, TS1's kollektor-basis og L_D til S-korrektionskondensatoren C3 (fuld optrukken linie i fig. 2).

Til tidspunktet t_4 skifter TS1's styrespænding atter polaritet, så at den savtakformede afbøjningsstrøm vil fortsætte efter t_5 , dog med den forskel at den nødvendige forsyningsspænding nu leveres af C3 og ikke som før af L_D 's magnetiske energi.

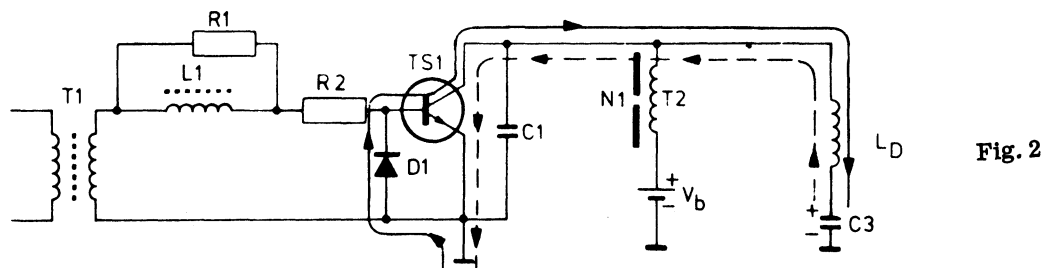


Fig. 2

I tiden $t_5 - t_7$ arbejder TS1 på normal vis; det betyder at afbøjningsstrømmen løber fra C3 gennem L_D og TS1's emitter-kollektor (stiblet linie i fig. 2).

Til tidsrummet t_6 skifter styresignalet atter polaritet, så at TS1 er spærret til tiden $t_7 - t_1$, der var udgangspunktet for denne forklaring.

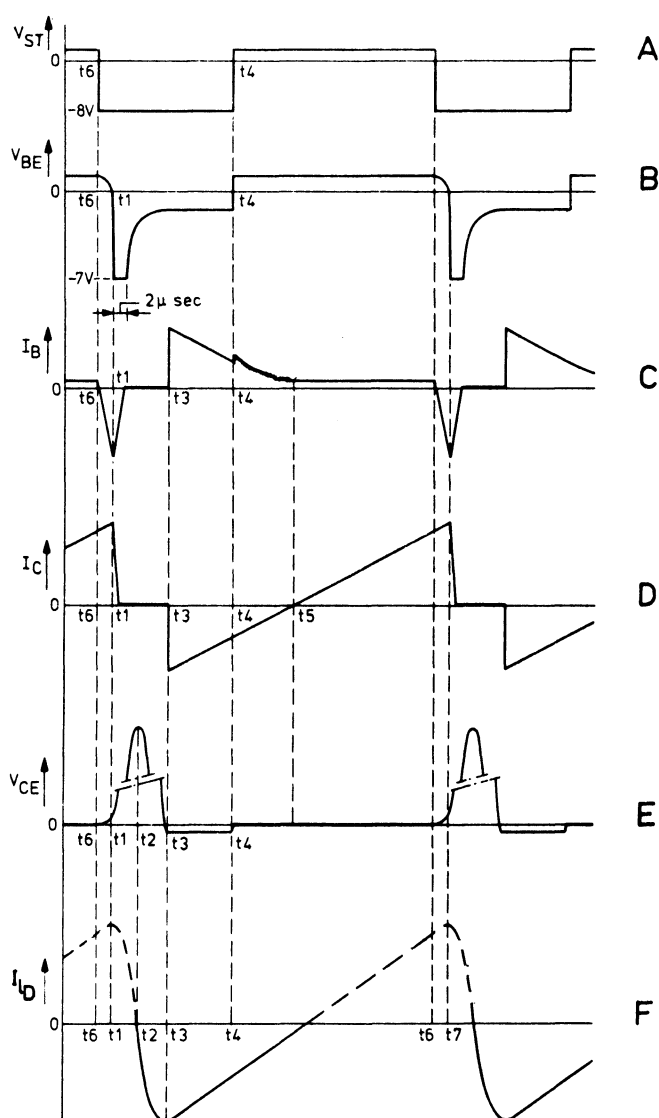


Fig. 3

Transistoren TS1 i fig. 2 består i virkeligheden af de to parallelkoblede transistorer TS445 - TS446 (2 x BU 108), hvorved en højere driftssikkerhed opnås.

Med symmetrispolen L6 er det muligt at fordele strømmen i de to afbøjningsspole-halvdele L_{D1} og L_{D2} , så at rød og grøn linie ikke krydses i midten af billedet. Den savtakformede afbøjningsstrøm løber gennem C3 og bevirker over denne en parabelformet spænding, der giver savtakstrømmen en S-formet korrektion (se også under afsnittet om øst-vest-korrektion).

Forsyningsspændingen til lineudgangstrinet tilføres over R8 (16 Ohm); herved opnås en strålestrømsafhængig korrektion af afbøjningsstrømmen, så at billedbredden holdes konstant uanset belastningsvariationer af højspændingen.

b. Drivertrin

Det fra modul U 330 kommende styresignal når over C2 og R4 basis på drivertransistor TS1. Med diode D3 clamps spændingen på TS1's basis til $-0,7V$ så at en sikker udstyring af transistoren er sandsynlig.

Når TS1 spærres, dæmpes de opståede svingninger over drivertransformatorvikling 1-2 af D1, D2, R2 og R5, så at den maximalt tilladelige kollektor-basis-spærrespænding ikke overskrides.

C3 forsinker stigningen af U_{CE} en smule, så tabet i TS1 nedsættes.

c. Billedcentreringskredsen

Ved hjælp af transformator T3 føres en del af spændingen over $L_{D1} - L_{D2} - L_6$ til dioderne D4 og D5. Ved at dioderne leder ved hvert fremløb, ensrettes TS3's sekundærspænding, så at der mellem TS3's punkt 4 og R12's arm dannes en jævnspænding, hvis størrelse og polaritet reguleres med R12. Det er herved muligt at sende en centreringsstrøm gennem $L_{D1} - L_{D2}$, så at billedet kan forskydes horisontalt.

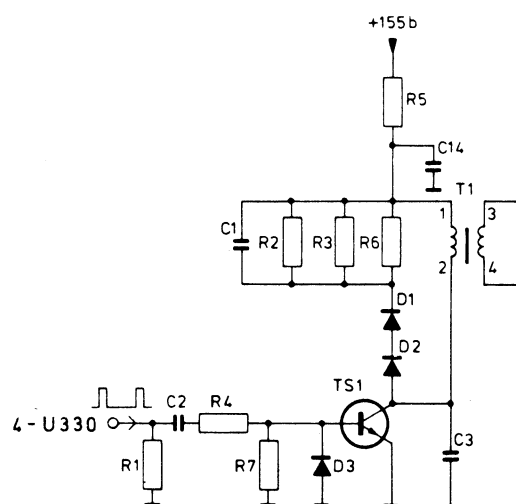


Fig. 4

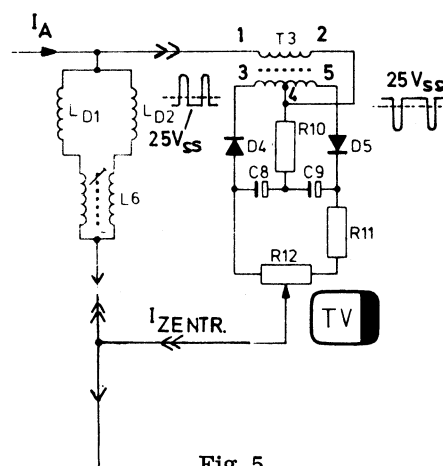
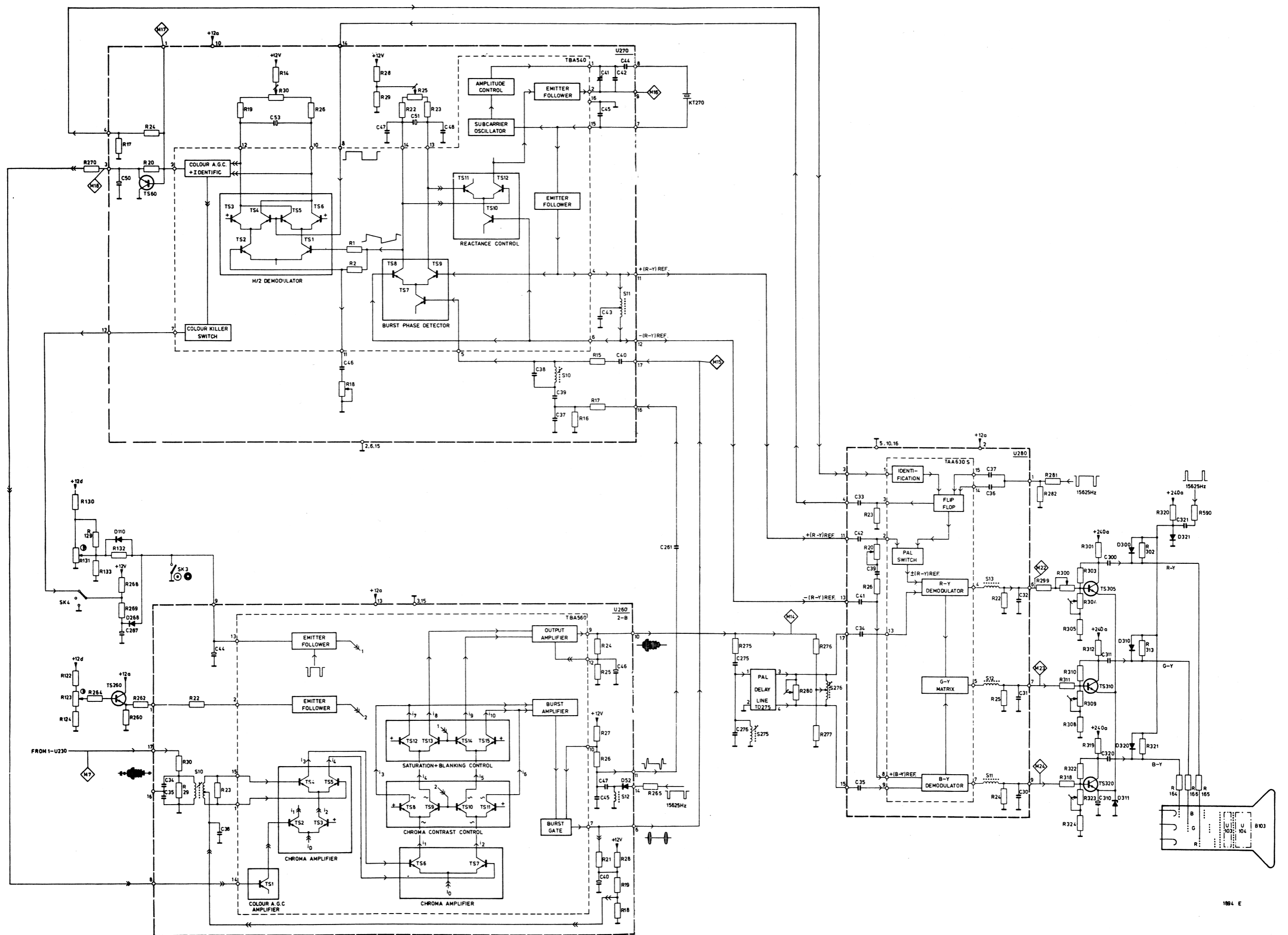


Fig. 5



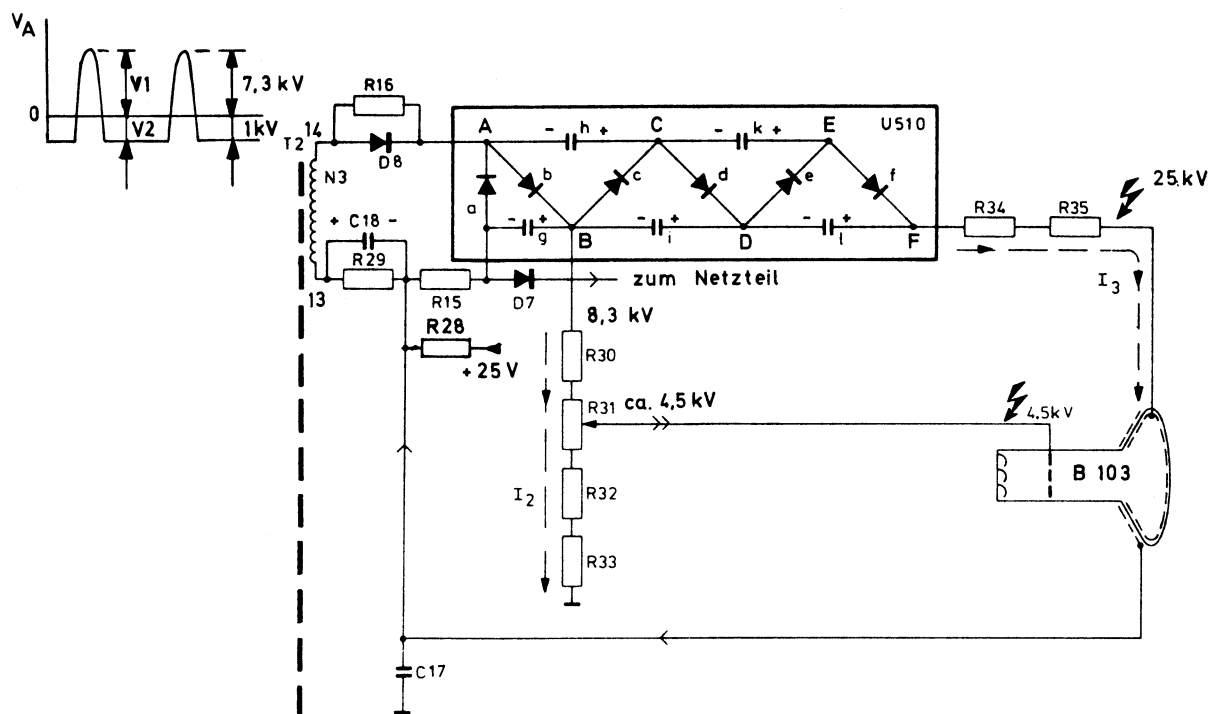


Fig. 6

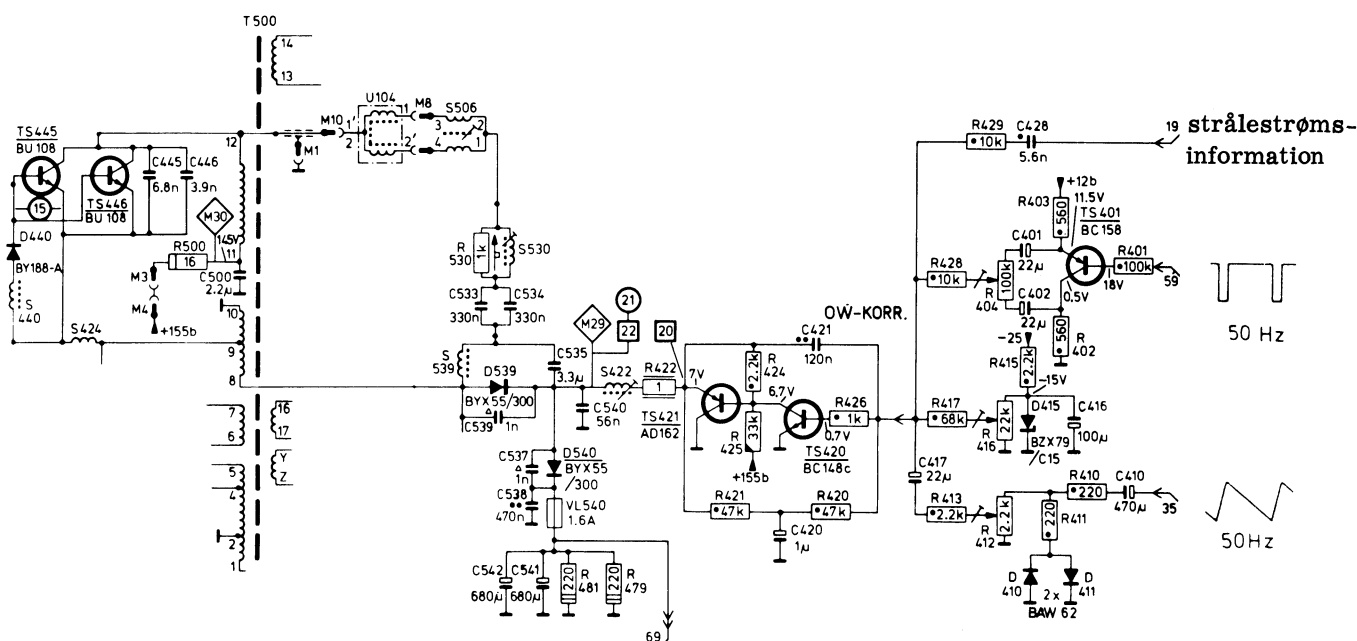
d. Højspændingskredsløbet

Højspændingen til farvebilledrør B103 dannes ved tredobling og ensretning af linietilbageløbsimpulserne over transformatorvikling N3. Dette sker i tripler U510.

Fra vikling N3 punkt 14 udtages tilbageløbsimpulsen med en amplitude på 8,3kV strækkende sig fra -1kV til +7,3kV. Diode a clamber impulserne positivt til OV, og de 8,3kV's impulser ensrettes og adderes tre gange, hvorved en jævnspænding på 24,9kV nås. Denne spænding ledes til B103 via R34 og R35, der sammen med kapaciteten i tripleren og i billedrøret udglatter spændingen.

Fra punkt B udtages en spænding på ca. 8,3kV, der via den regulerbare spændingsdeler R30-R31-R32-R33 føres til billedrørets G₃ som en fokusspænding på ca. 4,5kV.

Gennem spændingsdeleren løber en hvilestrøm på ca. 0,4mA, der giver tripleren en vis forbelastning, så at billedbredden holdes konstant uanset minimal strålestrøm. Ved anvendelse af selvhelende kondensatorer i tripleren, er der mulighed for, at der ved gennemslag kan opstå svingningsfænomener, som kan forårsage en overskridelse af grænsedata for linieudgangstransistorerne BU 108. Med diode D8 og modstand R16 dæmpes de opståede svingninger, så at tilbagevirkning til linieudgangstrinet forhindres. Samtidig med at et overslag i tripleren finder sted, sendes en positiv spænding via D7 til overspændingssikringen i netdelen, der herved afbryder.



Pudeforvrængningen i venstre og højre side af billedet (fig. 1) korrigeres med liniefrekvente tillægsstrømme, der er billedfrekvent modulerede. For at undgå at denne billedfrekvente modulation skal påvirke højspændingen og de øvrige spændinger, som tages fra linietransformatoren, indføres øst-vest-korrektionsstrømmen fra GEN 2 over et brokredsløb i afbøjningskredsløbet (fig. 2). Er broen i balance ($V_{N1} \times V_{LB} = V_{N2} \times V_{LD}$) er vekselspændingspotentialerne i punkterne A og B identiske, d. v. s. at punkt B ac-mæssigt ligger på stelniveau. Som det fremgår af fig. 2 er de magnetfelter, der frembringes af strømmene I_{2a} og I_{2b} i linietransformatoren T2, modsat rettede, så at modulation af højspændingen ikke finder sted.

Ved hjælp af tillægsstrømmene fra generator 2 (øst-vest-generatoren) korrigeres der ikke blot for pude- og trapezforvrængning, men også billedbredden bestemmes af generator 2, således at den samlede afbøjningsenergi fra denne andrager ca. 10% (incl. 3% reserve) af den samlede afbøjningsenergi.

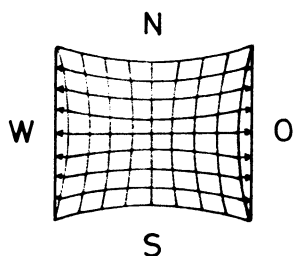
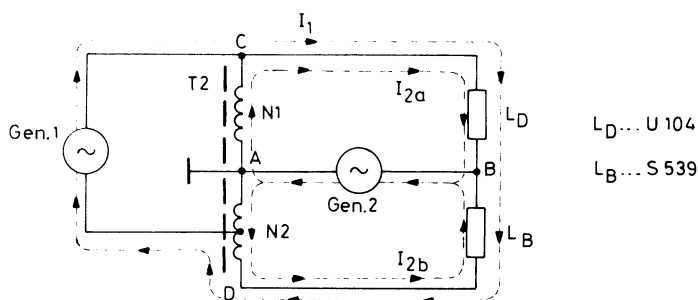


Fig. 1



$$I_{2a} \times N_1 = I_{2b} \times N_2$$

Fig. 2

Øst-vest-modulator

Fig. 3 viser øst-vest-modulatorens grundprincip. Ved at slutte omskifteren S lægges over spolen L_M en konstant spænding V_{LM} , hvis størrelse er differensen mellem V_{b1} og V_{b2} . Er $V_{b1} = V_{b2}$ (fig. 3a) vil der ingen strøm løbe i L_M og spændingen over kondensatoren C1 vil svare til forsyningsspændingen V_{b1} . Åbnes omskifteren S, vil der ikke opstå svingninger, da der ikke ligger nogen energi bundet i L_M ($V_{LM} = 0$ volt).

I det i fig. 3b viste ydertilfælde, hvor $V_{b2} = 0$ volt, er spændingen over spolen L_M lig med batterispændingen V_{b1} , så at der igennem L_M vil løbe en savtakformet strøm. Til tidspunktet t_1 åbnes omskifteren, og parallelkredsen $C1-L_M-L_B-L_D$ svinger med sin egenfrekvens, hvorved der over kondensatoren opstår en negativ tilbageløbsimpuls. $C1$ er dimensioneret således, at kredsen i tiden $t_1 - t_2$ (svarende til linietilbageløbstiden) vil foretage en negativ halvsvingning. Til tiden t_2 slutter S atter og hindrer, at svingningen fuldføres og overskrider batterispændingen V_{b1} (punktet linie i fig. 3b).

$C2$ overfører impulserne til afbøjningskredsen. Imellem impulserne holdes en konstant spænding, hvis størrelse er afhængig af impulsernes amplitude. Den konstante spænding forårsager en savtakstrøm gennem spolerne.

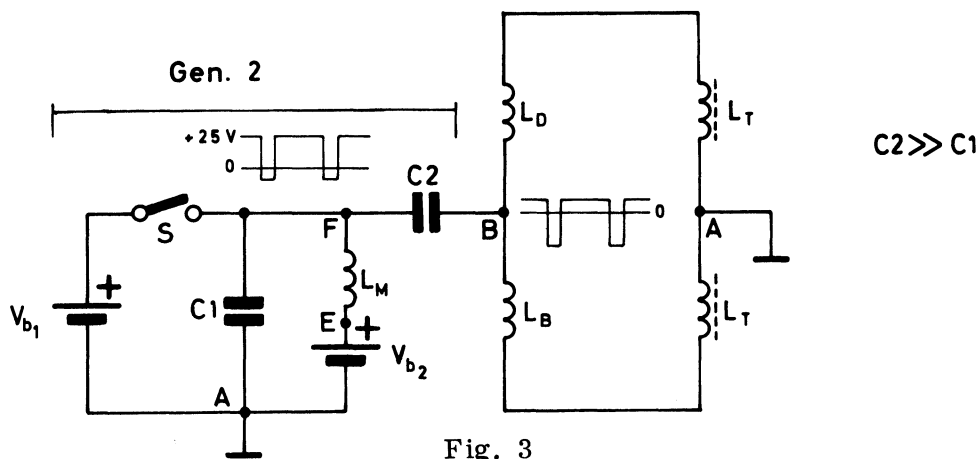


Fig. 3

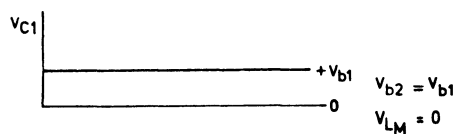


Fig. 3a

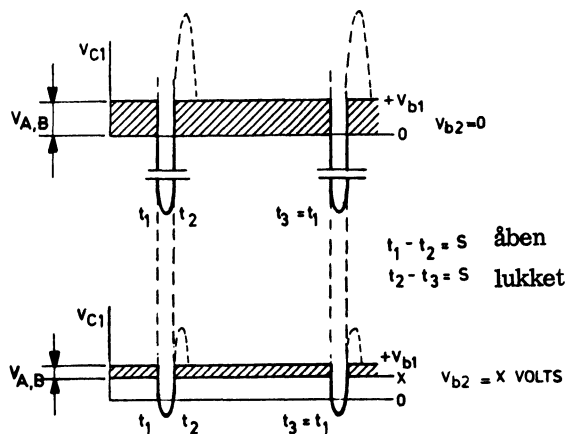


Fig. 3b

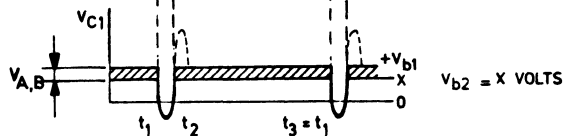


Fig. 3c

Er spændingen V_{b2} større end 0 volt, men dog mindre end V_{b1} (fig. 3c) vil også den korrektionsstrøm, som løber i afbøjningskredsen være mindre. Heraf ses, at korrektionsstrømmens amplitude er omvendt proportional med spændingen i punkt E og ligefrem proportional med strømmen gennem L_M .

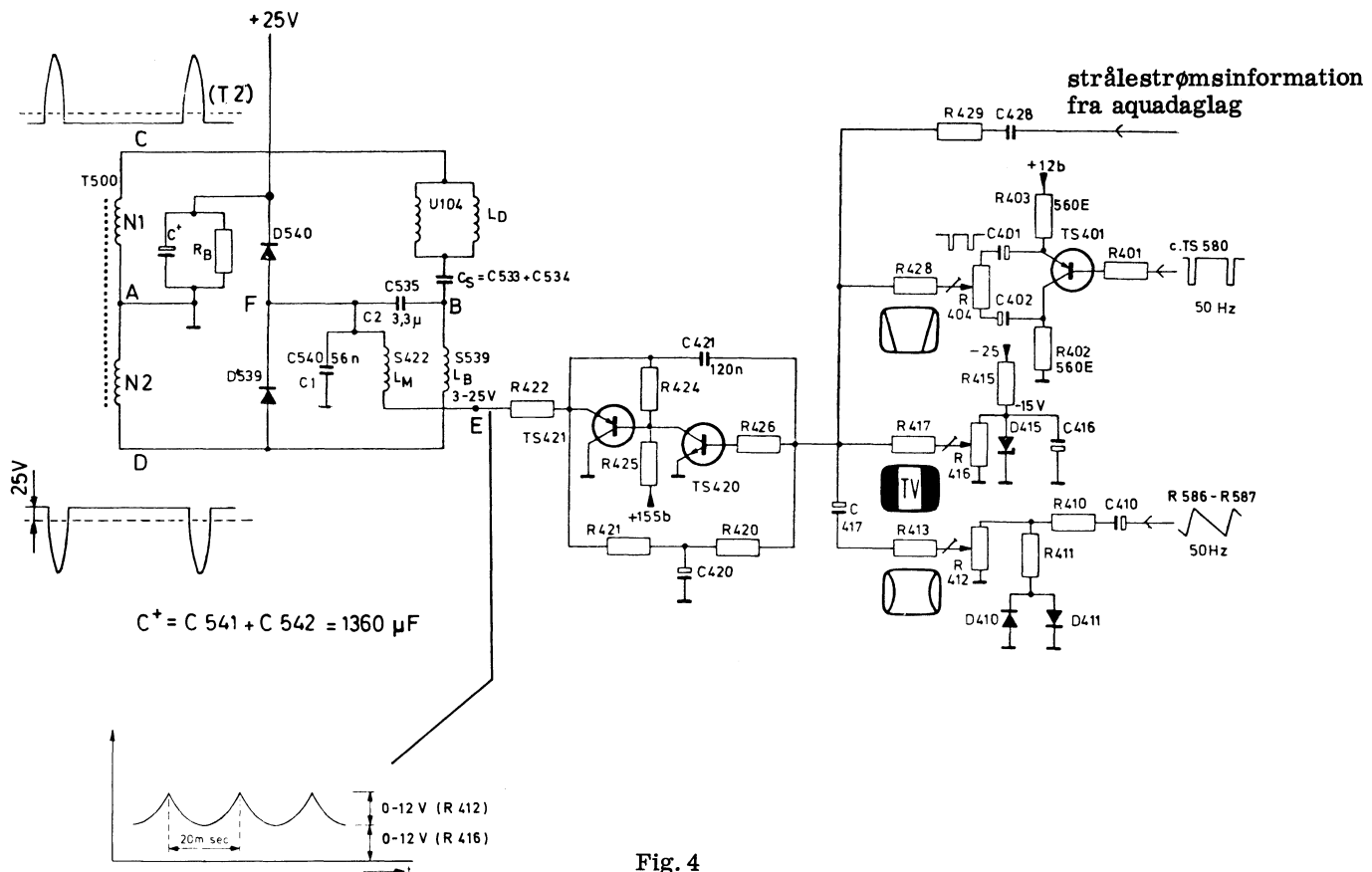


Fig. 4

Tilføres punkt E en billedfrekvent parabelspænding (se fig. 4), vil denne indhylle de opståede impulser, hvorved det er muligt at korrigere for pudeforvrængningen.

Da generator 2 skal arbejde synkront med hovedgeneratoren (linieudgangstrinet) erstattes omskifteren S i fig. 3 i praksis af to dioder D539 og D540. Ved en spænding fra linietransformatorvikling N2 gøres dioderne ledende under liniefremløbet og spærret under tilbageløbet. Den nødvendige belastning af diodeomskifteren (diodemodulatoren) sker ved at udtage +25V-forsynings-spændingen over C541//C542//R479//R481.

Det variable batteri V_{b2} i fig. 3 udgøres af en øst-vest-forstærker.

Øst-vest-forstærkeren-TS420, TS421 og millerkapaciteten C421 (integrator med lavohmig udgang) - får, for at korrigere for de i fig. 1 viste fejl, tilført tre styresignaler:

- En 50 Hz savtakspænding fra samlingen R586 - R587. Dioderne D410 - D411 klipper noget af savtakken, hvis amplitude justeres med R412.
- En 50 Hz firkantspænding fra TS580. Fasesplitteren TS401 lægger firkantspændinger af modsat polaritet over R404, med hvilket polaritet og amplitude af spændingen til TS420's basis bestemmes. Ved integrationen i TS420 - TS421 dannes en savtakspænding, der korrigerer for trapezforvrængningen.
- En jævnspænding til R416, hvor med billedbredden indstilles.

Den over C418 - R429 tilførte strålestrømsinformation tjener til dynamisk billedbreddekorrektion ved skiftende belastninger af linieudgangstrinet.

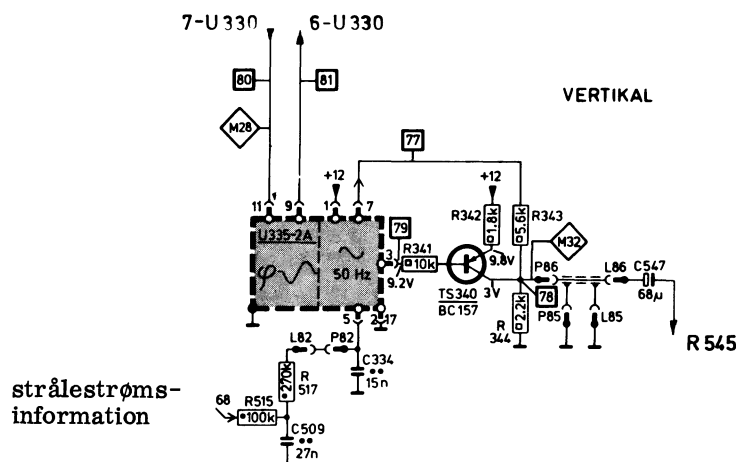
Moduleret S-korrektion

På grund af farvebilledrørets relativt flade billedskærm, er afstanden fra afbøjningspunktet til billedskærmens midte kortere end afstanden fra afbøjningspunktet til billedskærmens hjørner. Tilføres afbøjningsspolerne en ren savtakstrøm, vil billedet i hjørnerne blive skanderet hurtigere end på midten, hvilket giver linearitetsfejl.

Ved at sætte en kondensator i serie med afbøjningsspolerne opnås p.g.a. parabelspændingen over kondensatoren en S-formning af savtakstrømmen, som gør, at elektronstrålen afbøjes langsommere i kanterne end i midten af billedet; herved forbedres lineariteten. Imidlertid er det ved 110°-farvebilledrøret nødvendigt for at opnå optimal linearitet, at S-korrektionen moduleres billedfrekvent.

Denne modulerede S-korrektion opnås let ved foruden den oprindelige S-korrektionskondensator C_S at sætte en kondensator C_{535} i serie med øst-vest-modulatoren (se fig. 4). Korrektionsstrømmen vil da løbe gennem denne kondensator og bevirke størst S-korrektion i midten af billedet, hvor korrektionsstrømmen er størst.

Billedoscillatorkredsløbet



Såvel billedoscillatoren, som dens synkroniseringskredsløb findes i modul U335 (fig.1), der er anbragt på signalbehandlingsprintet.

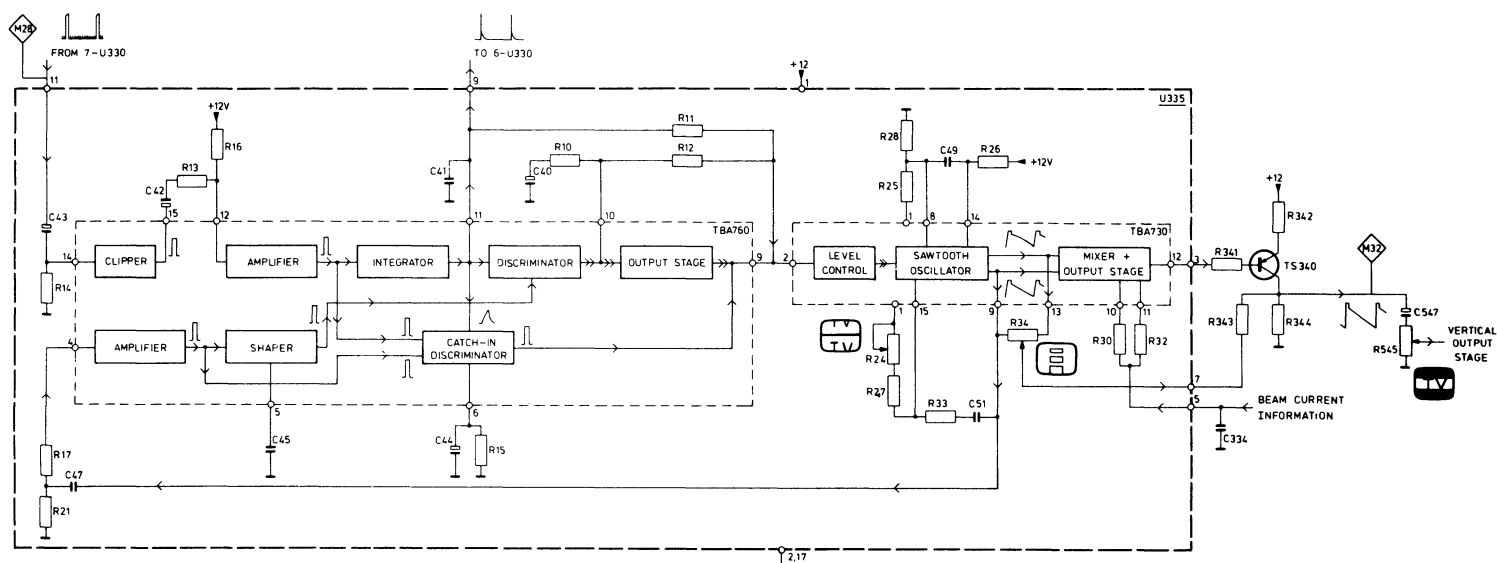
U335 indeholder de integrerede kredse TBA760 og TBA730. Synkroniseringen af billedoscillatoren sker ved hjælp af en jævnspænding, der føres fra TBA760's punkt 9 til TBA730's punkt 2.

For at opnå en sikker funktion af U335 må den tilføres to signaler:

- a) Et billedsynkroniseringssignal fra U330 punkt 7.
- b) En strålestrømsinformation fra R508//R497.

Udgangssignalerne er:

- a) På punkt 3 - en 50 Hz savtakspænding til billedudgangstrinet.
- b) På punkt 7 - en spænding til korrektion af lodret linearitet.
- c) På punkt 9 - billedsynkroniseringsimpulser til linieoscillatoren (U330 punkt 6).



1. Billedoscillatoren (TBA730)

Billedoscillatoren udgøres af IC-TBA730, der leverer den nødvendige savtakspænding til basis af TS340. Som oscillator bruges en miller-integrator, hvis tilbagekoblingskreds består af C51 - R33 - R24 og R27. Dette led er frekvensbestemmende. Oscillatorens grundfrekvens (45 Hz) indstilles med R24.

Oscillatorens udgangssignal føres til en forstærker, der er i stand til at ændre forstærkningen i forhold til information om strålestrømmens størrelse. Dette for at fastholde billedproportionerne uanset belastningsvariationer af linieudgangstrinet. Via R341 føres savtakssignalet til TS340, hvor det forstærkes og fasedrejes 180°. Over TS340's kollektormodstand R344 adderes til signalet et linearitetskorrektionssignal, der er justerbart med R34.

2. Billedsynkroniseringskredsløbet

Det integrerede kredsløb TBA760 har tre funktioner :

- 1) at indfange oscillatoren med senderens billedsynkroniseringsimpulser.
- 2) at efterregulere egenfrekvensen med en jævnspænding.
- 3) at synkronisere oscillatoren med små synkroniseringsimpulser.

For at synkroniseringssystemet kan fungere, er det nødvendigt med to signaler : en impuls fra senderen og en sammenligningsimpuls fra oscillatoren.

Senderens billedsynkroniseringsimpulser føres via C43 til et begrænsertrin, der fjerner eventuelle støjimpulser.

1. Indfangning.

Er der stor frekvensforskel mellem oscillatoren og senderens billedsynkroniseringsimpulser leder "fang-diskriminatoren" senderens impulser direkte til TBA760 punkt 9 og videre til oscillatoren som synkroniseres.

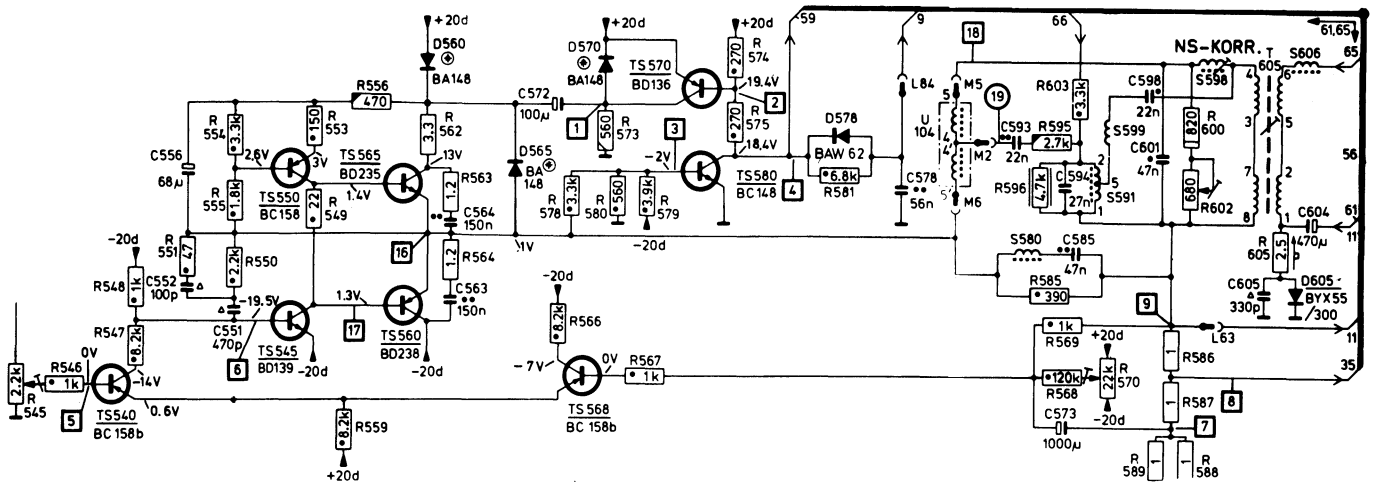
2. Efterregulering.

Fastholdelsen af synkroniseringen sker ved efterregulering af oscillatorfrekvensen ved hjælp af en jævnspænding, som fra TBA760 (9) sendes til TBA730 (2), hvor den styrer reaktans-trinet.

3. Med de to foregående kredsløb er det muligt at synkronisere oscillatoren med senderens synkroniseringsimpulser, men at korrigere for fasefejl (interlinieringsfejl) er ikke muligt.

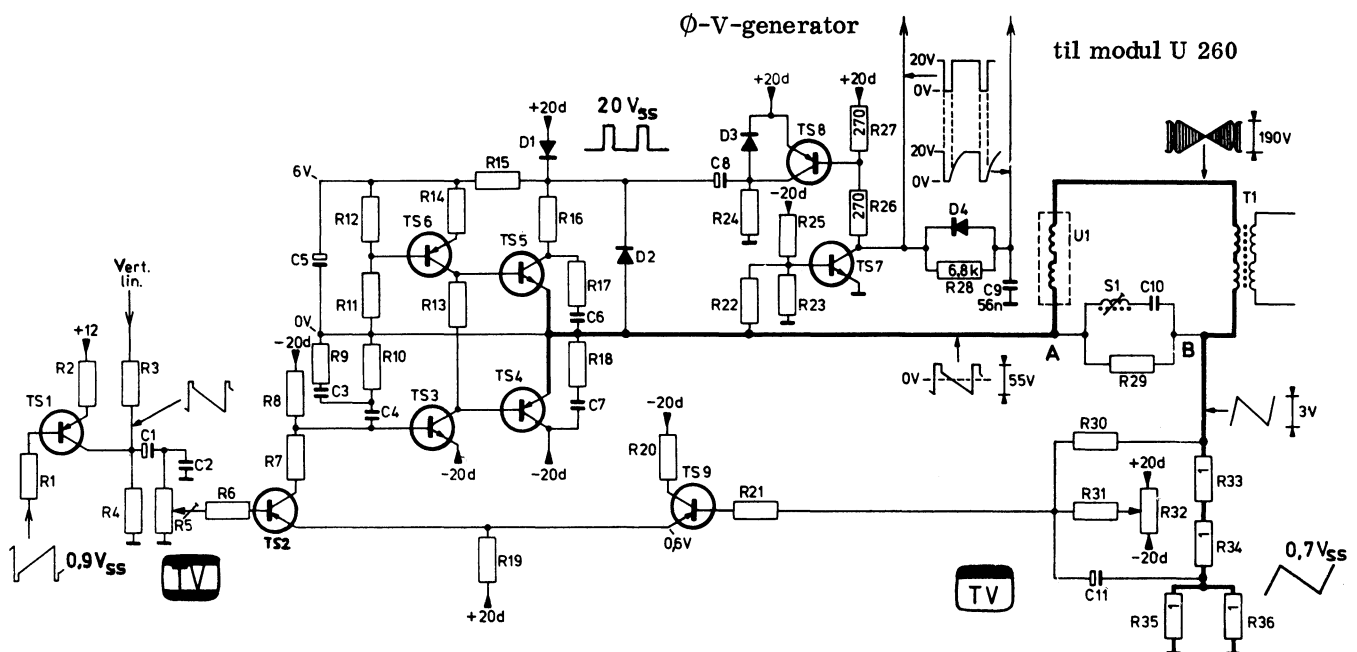
For at holde billedoscillatoren faselåst til senderen, ledes små synkroniseringsimpulser over R11 til reaktans-trinet. - Dette er nødvendigt for at opnå den rette forskydning mellem de to delbilleder.

Billedudgangstrinet



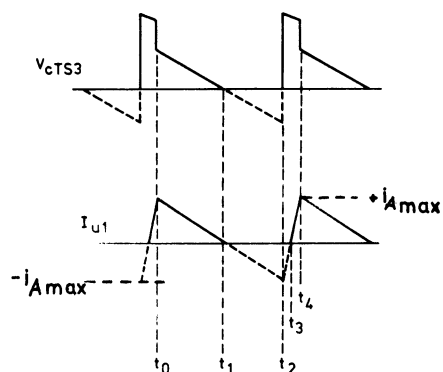
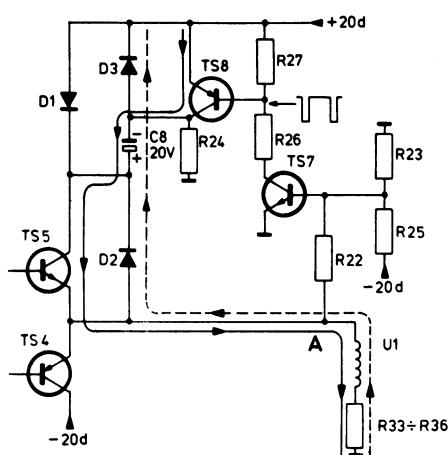
Billedudgangstrinet skal først og fremmest levere en savtakstrøm til det vertikale afbøjnings - spolesæt U 104. Desuden skal det levere en 50 Hz firkantspænding til øst - vest - generatoren samt billedslukimpulser til modul U 260.

Fra billedoscillatoren i U 335 føres en savtakspænding via R 1 til TS 1, der fasevender og forstærker signalet til 1,2 V_{pp}. Samtidig føres en blanding af en parabel- og savtakspænding til TS 16, kollektor, hvor den af hensyn til den vertikale linearitet adderes til den oprindelige savtakspænding. En del af det samlede signal udtages over billedhøjdekontrollen R 5 og forstærkes af TS 2, inden det udstyrer drivertransistor TS 3, der leverer den nødvendige signalstrøm til udgangstrinet med de to komplementære emitterfølgere TS 4 og TS 5.



TS 6 virker som konstantstrømsgenerator (modvirker cross - over - forvrængning) og giver en linearitetsforbedring i midten af billedet. For at stabilisere vertikale linearitet og billedhøjden, holdes vertikalafbøjningsstrømmens form og amplitude konstant ved hjælp af strømmodkobling. Afbøjningsstrømmen danner, når den løber igennem R35/R36, en spænding, som via C 11 føres til TS 9's basis.

TS 9 og TS 2 har fælles emittermodstand og udgør en differentialforstærker. Stiger strømmen gennem TS 9, falder den tilsvarende gennem TS 2; d.v.s. at viser afbøjningsstrømmen en faldende tendens, falder strømmen gennem TS 9, medens strømmen gennem TS 2 til gengæld stiger; på denne måde holdes afbøjningsstrømmen af konstant amplitude og form.



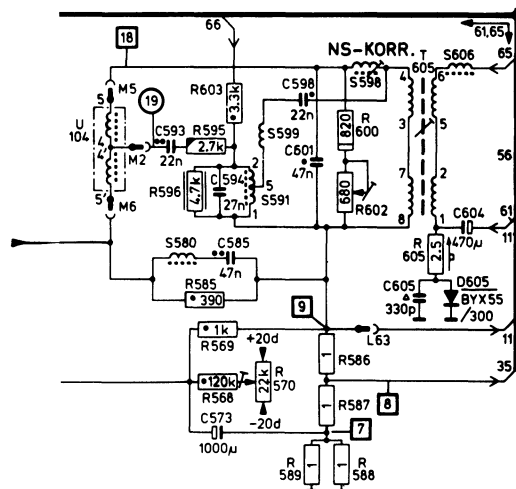
Da de vertikale afbøjningsspoler har en ohmsk modstand på 15Ω , en selvinduktion på 22 mH samt en vis spredningskapacitet, betyder det, at strømmen ikke øjeblikkelig kan blive nul.

Da D 2 eller TS 5 og D 3 eller TS 8 er ledende i tilbageløbstiden (kan betragtes som en kortslutning) opstår over afbøjningsspolerne en jævnspænding, som er lig med jævnspændingen over C 8 (20 V) og forsyningsspændingen "+20 D". Sumspænding er da $20\text{ V} + 20\text{ V} = 40\text{ V}$. Jævnspændingen over C 8 er 20 V, fordi D 1 er ledende i fremløbsperioden, medens TS 8 og D 3 er blokerede. Derved oplades C 8 via R 24 til 20 V, som forbliver næsten konstant i hele tilbageløbstiden.

Den vertikale billedcentrering udføres med R 32 ved hjælp af en positiv eller negativ spænding, der fra dette potentiometer føres til TS 9. Dette bevirker, at der kan gå en vis jævnstrøm gennem afbøjningsspolerne via TS 2 - TS 3 - TS 4 og TS 5.

Tilbageløbstiden bliver ved et spændingsspring på 20 V 1,6 m sek., hvilket er 0,8 m sek. for meget.

For således at halvere tilbageløbstiden er indsat et kredsløb med TS 7, TS 8, der fordobler forsyningsspændingen under tilbageløbet.



På grund af den flade billedskærm vil der ved afbøjningen af elektronstrålen med savtakstrømme opstå pudeforvrængning, som vist i fig. 1.

Nord-syd-korrektionskredsløbet har til opgave at udrette de horisontale linier. Dette sker med en vertikal afbøjningsstrøm som vist i fig. 2.

Fejlen er størst i øverste billedkant og aftager mod billedmidten, hvor der ingen fejl er. I nederste billedhalvdel tiltager fejlen atter, indtil den er maksimal i nederste billedkant.

Betragter man i fig. 1 den øverste horisontale linie, ses det, at billedafbøjningsstrømmen skal overlejres med en liniefrekvens parabelstrøm.

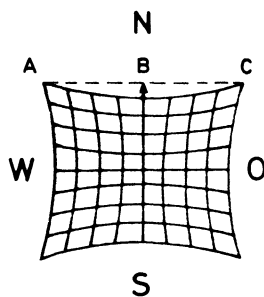


Fig. 1

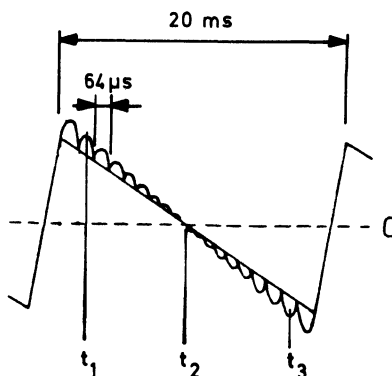


Fig. 2

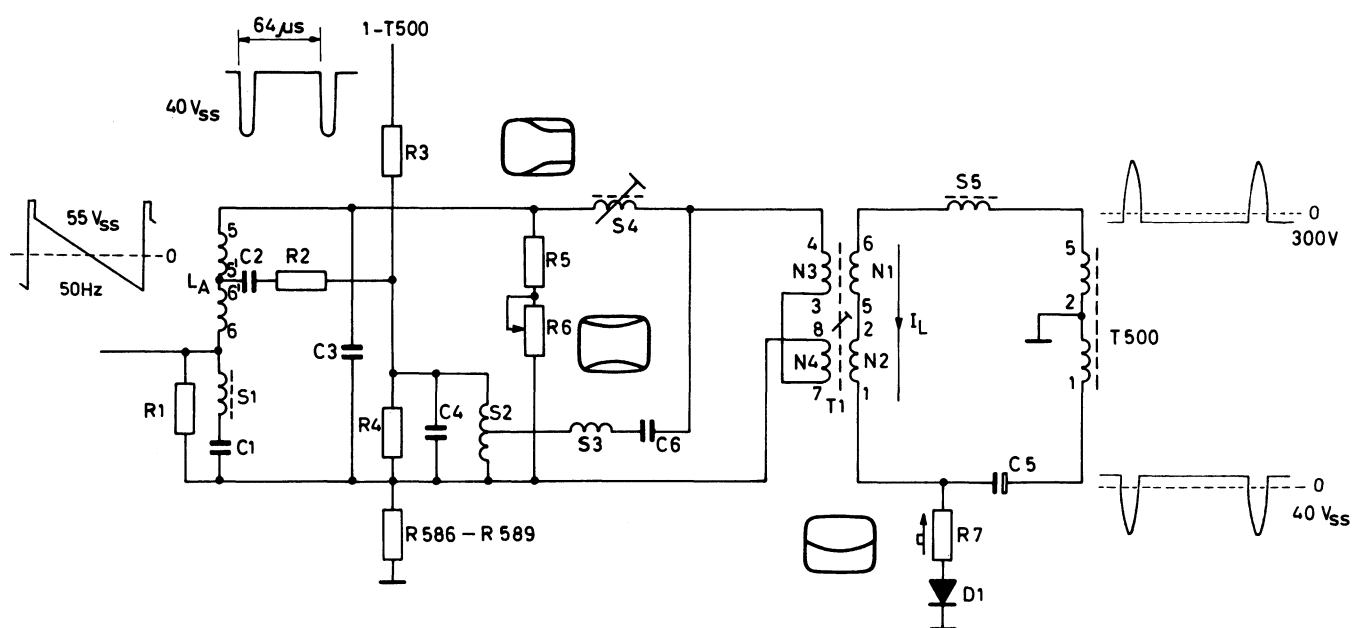


Fig. 3

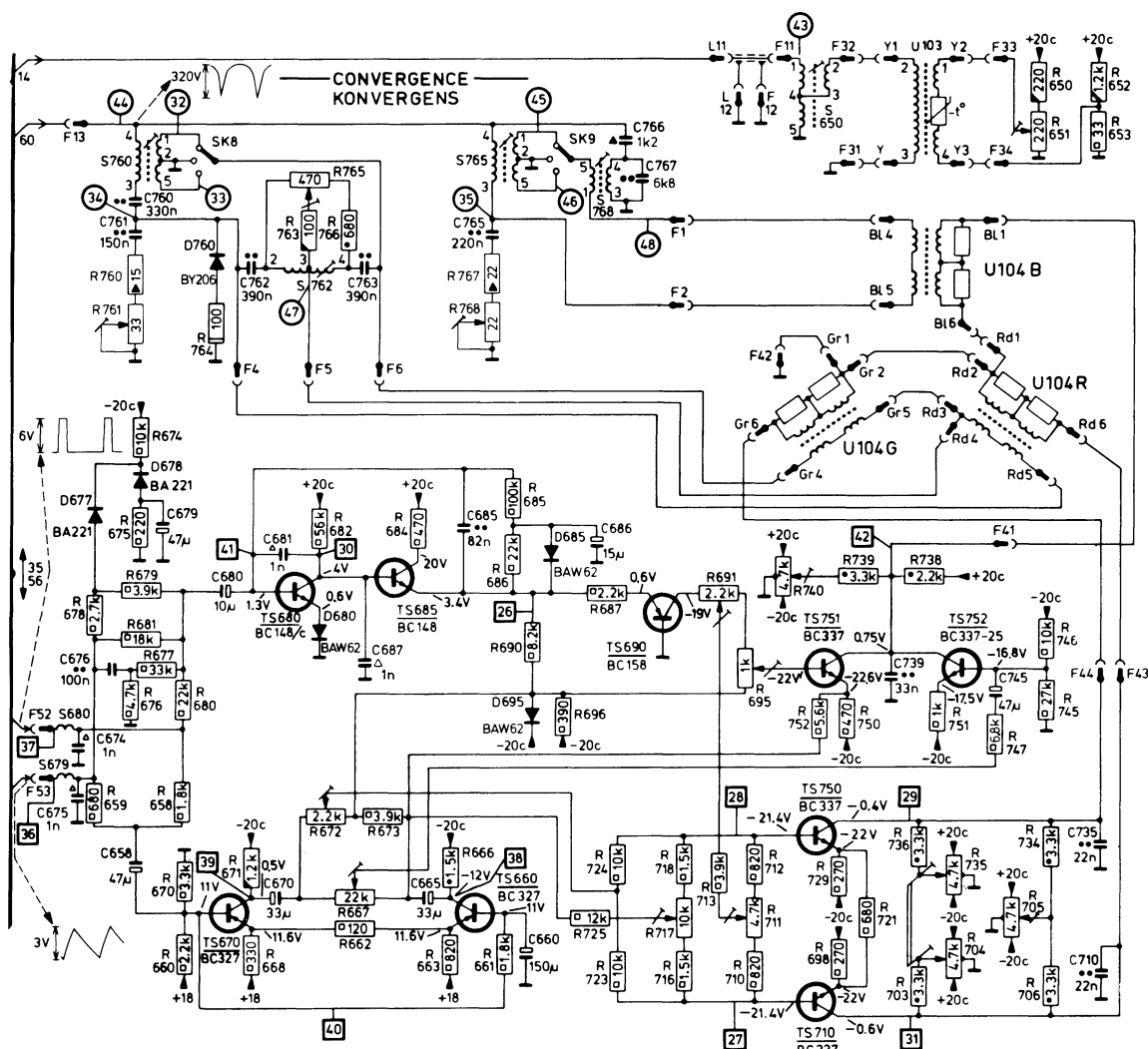
Nord-syd-korrektionskredsløbet (fig. 3)

Transdukteren T1 overfører analogt til amplituden af billedafbøjningsstrømmen linietilbageløbsimpulser til sekundærsiden (punkt 4 og 8). Disse impulser bliver ved hjælp af den til liniefrekvens afstemte kreds S4-C3 og den til den dobbelte liniefrekvens afstemte kreds S2-C4/S3-C6 omdannet til den nødvendige parabelformede korrektionsstrøm.

Transdukterkredsen ligger i serie med afbøjningsspolen og giver afbøjningsstrømmen den i fig. 2 viste form.

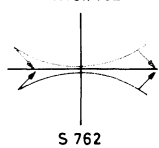
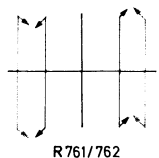
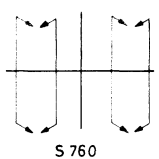
Korrektionsstrømmens amplitude indstilles med R6, der bestemmer dæmpningen.

I transdukter T1's primær kreds ligger dioden D1, der sørger for den nødvendige formagnetisering ($I=0,75A$). Kondensatoren C5 adskiller kredsløbet ac og dc - mæssigt.



1. Horisontal dynamisk konvergens

a.) Rød og grøn konvergens.

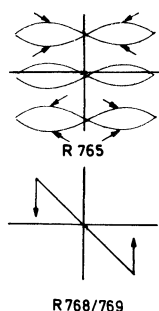


De liniefrekvente parabel-og savtakstrømme til de seriekoblede konvergensspoler U 104R og G tages via et passivt kredsløb fra linietransformatoren (ledning 60). Det er, analogt til øst-vest-korrektion, nødvendigt at modulere disse strømme med en billedfrekvent parabelform. For at opnå en modulationsgrad på ca. 20-25% (afhængig af billedbredden) bliver den billedfrekvente parabelmodulerede impuls spænding fra øst-vest-modulatoren udtaget i serie med de umodulerede impulser fra linietransformatorkvikling Y-Z.

Amplituden af denne parabelformige strøm i konvergensspolerne indstilles med S 760. Konvergensstrømmens savtakformede komponent reguleres med potentiometeret R 761.

Clampdiode D760 sørger for, at parabelstrømmens "nulpunkter" (svarende til billedmidte) altid ligger fast, så at statisk konvergens ikke påvirkes ved en indstilling af parabelamplituden.

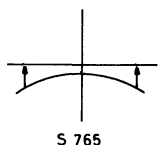
Balancestillingen, d. v. s. strømfordelingen i de to konvergensspoler sker ved justering af kernen i S 762.



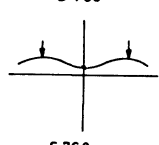
Det forhold, at den ohmske og induktive belastning parallelt over konvergensspolerne kan indstilles med R 765 gør, at S-formet rød-grøn-krydsning kan korrigeres med den dobbelte liniefrekvens. Den optimale indstilling af R 765 opnås med indvirken fra S 760, S 762 og R 761.

Fra S 760's sekundærside tilføres konvergensspolerne en liniefrekvent impuls-spænding (polaritetsvalg med SK 8), hvorved konvergensstrømmen overlejres med en savtakformet strøm, der kan korrigere for hvirvelstrømstab og feltforvrængning i polskoene og billedrøret.

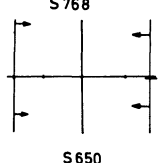
b.) Blå radial konvergens.



Den blå konvergensspole U 104B gennemløbes af en liniefrekvent parabelformet strøm, hvis amplitude indstilles med kernen i S 765. Ved hjælp af R 768 indstilles konvergensstrømmens savtakamplitude. En grovindstilling af den savtakformede strøm kan ske med omskifteren SK 9.



Til korrektion af S-formede konvergensfejl er det nødvendigt med en strøm med den dobbelte liniefrekvens gennem spolerne. Denne strømform fås ved indkobling af en ekstra korrektionsstrøm dannet af den justerbare kreds S 768, der er afstemt til liniefrekvensens 2. harmoniske.



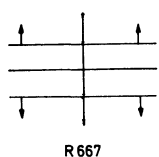
c.) Blå lateral konvergens.

Den savtakformede konvergensstrøm i blå lateralspole U 103 forårsages af en impulsspænding, hvis amplitude er justerbar med S 650. Savtakstrømmens polaritet kan vendes ved at bytte om på stikkene.

2. Vertikal dynamisk konvergens.

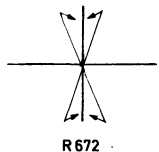
De billedfrekvente parabel- og savtakstrømme til konvergensspolerne U 104 leveres af et aktivt kredsløb. Ved billedfrekvensen 50 Hz er spolerens induktans lav, medens den ohmske modstand er relativ høj, hvorfor spolerne skal have en spænding over sig af samme form, som den strøm, der skal løbe gennem dem. Kun for at få en stejlere spændingsændring under tilbageløbet overlejres savtakspændingen på indgangen af differentialforstærker TS 670 - TS 660 med en impulsspænding via R 659.

Filtrene S 680 - C 674 og S 679 - C 675 afkobler indgangen for højfrekvent støj.



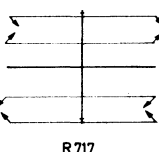
a.) Frembringelse af savtakstrømmen.

På kollektorerne af TS 670 og TS 660 findes i modfase forstærkede savtakspændinger, som kan udtages over potentiometer R 667 henholdsvis R 672. Med R 667 bestemmes polaritet og amplitude af savtakspændingen til udgangsforstærker TS 752, der udstyrer blå-konvergensspole.



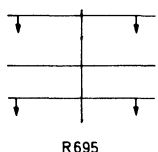
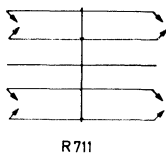
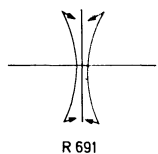
Konvergensspolerne for rød og grøn får deres savtakstrøm fra de to forstærkere TS 750 og TS 710, hvis savtakstyrespænding er justerbar med R 672.

Balanceindstillingen sker med R 717.



b.) Frembringelse af savtakstrømmen.

Ved hjælp af integratoren med transistorerne TS 680 og TS 685 omdannes savtakspændingen, der er korrigeret med en impulsspænding, til en parabelspænding. Indgangssignalet til integratoren korrigeres ved hjælp af dioden D 677, der skærer noget af savtakens positive del af. Den spænding, ved hvilken klipningen finder sted, bestemmes af spændingsdeleren R 674/R 675 i forbindelse med diode D678.



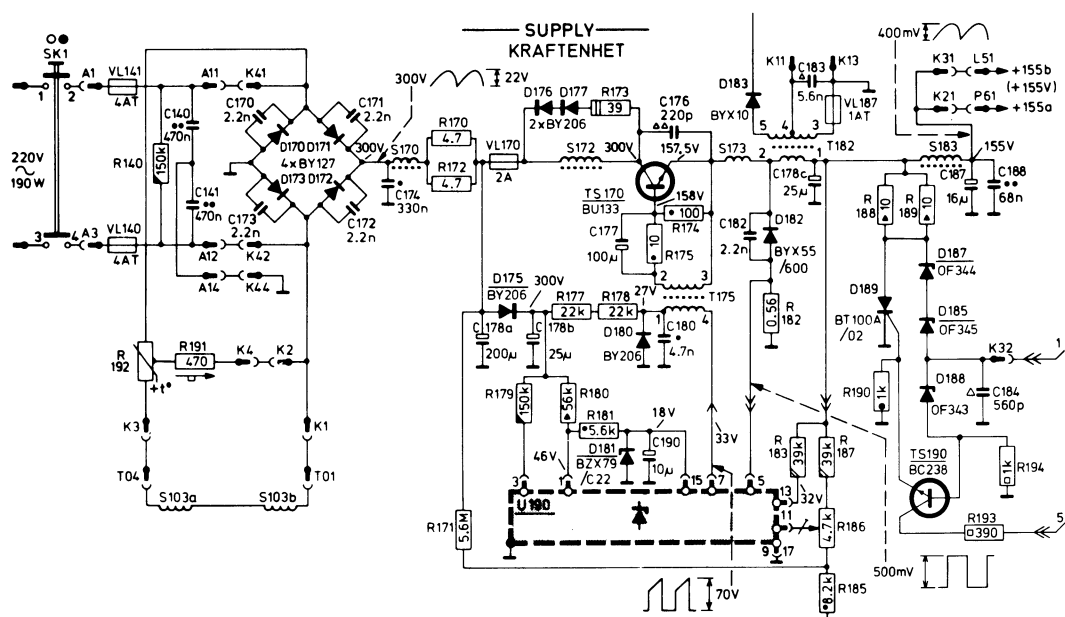
Grundet integrationen dannes den ønskede spændingsform over C 685. En del af dette signal ensrettes med D 685, udglattes af C 686 og føres tilbage til TS 680's basis, som en jævnspænding på 1,3V. Herved får TS 680, under hensyntagen til emitterspændingen på 0,6V, bestemt af D 680, en basisforspænding på 0,7V. Det betyder, at i parablens nulpunkt (billedmidten) vil TS 690 få en basis/emitter-forspænding på 0,6V og således være spærret. Herved opnås at statisk konvergens vil forblive upåvirket, når parabel-amplituden ændres.

Fra potentiometer R 691 føres parabelspændingen via balancepotentiometer R 711 til transistorerne TS 750 og TS 710 for rød og grøn konvergens. Fra potentiometer R 695 udtages parabelspændingen til blå konvergens.

Transistorerne TS 710, TS 750 og TS 751 får deres basisspænding gennem diode D 695, hvorved der kompenseres for temperaturdriften i transistorerne.

3. Statisk konvergens

Den statiske konvergens opnås ved hjælp af jævnstrømme gennem de vertikale konvergensspoler. Potentiometrene for den matriserede rød-grønne-konvergens ligger mellem spændingerne -20c og +20c. Med R 705 kan såvel retning som størrelse af strømmene gennem rød og grøn spole bestemmes. Balanceindstillingen sker med dobbeltpotentiometret R 735, R 704. Ved indstilling af potentiometret R 740 bestemmes størrelse og retning af strømmen gennem blå spole. Blå lateral konvergens opnås ved indstilling af strømmen gennem den tre-delte konvergensspole; dette sker med R 651. Strømmen gennem spolen, der indgår i en bro-opstilling med R 651, R 650 og R 652, R 653, kan vendes ved at bytte om om på stikkene Y 2 og Y 3.



Netdel

Da K9 har ustabiliseret lineudgang, der foruden at levere afbøjningsenergi også forsyner K9-chassis'et med lavspænding, må det kræves, at denne lineudgang forsynes fra en netdel, der er stabiliseret mod såvel netspændings- som belastningsvariationer samt kortslutningssikret.

Den anvendte netdel er en såkaldt switch-mode power supply, der impulsstyres af kredsløb i modul U190.

Switch-mode power supply

En graetz ensretter bestående af 4 stk. BY127 afgiver en pulserende 300V's jævnspænding til switch-transistoren TS170, der via transformator T175 styres i henholdsvis ledende og cut-off tilstand af en 18,5 kHz firkantspænding fra drivertransistor TS56 i U190. Er switch-transistoren ledende, kobles de 300V over på emitteren og til drosselspolen T182.

En konstant spænding over T182, bevirker, at der løber en stigende savtakstrøm til belastningen og C178c. En stigende strøm i den ohmske belastning R svarer til en stigende spænding. I næste øjeblik (8 T senere) afbryder TS170. Spolen T182, der vil modsætte sig strømafbrydelsen, skifter polaritet, og trækker nu en faldende savtakstrøm gennem D182 til belastningen. En faldende strøm svarer til en faldende spænding.

Ved nu inden for en periode af de 18,5 kHz at bestemme hvor længe TS170 skal være henholdsvis ledende og cut-off, er det efter udglatning muligt at opnå en overordentlig stabil jævnspænding på 155V. At omskiftningen finder sted med 18,5 kHz bevirker, at filtrene kan gøres langt mindre end de skulle have været ved 50 Hz eller 100 Hz.

Inden 155V's forsyningsspændingen sendes ud til kredsløbene frafilteres ripple-spænding på 18,5 kHz af S183 og C178c.

Styremodul U190

Firkantspændingen på 18,5 kHz dannes i U190 af oscillatoren og impulsdanneren (D53 og TS58). I impulsbreddemodulatoren (D55) ændres bredden af impulsens positive periode proportionalt med netdelens udgangsspænding, der i reguleringsforstærkeren TS59 måles i forhold til en fast referencespænding, dannet af IC'et TAA550 (D50).

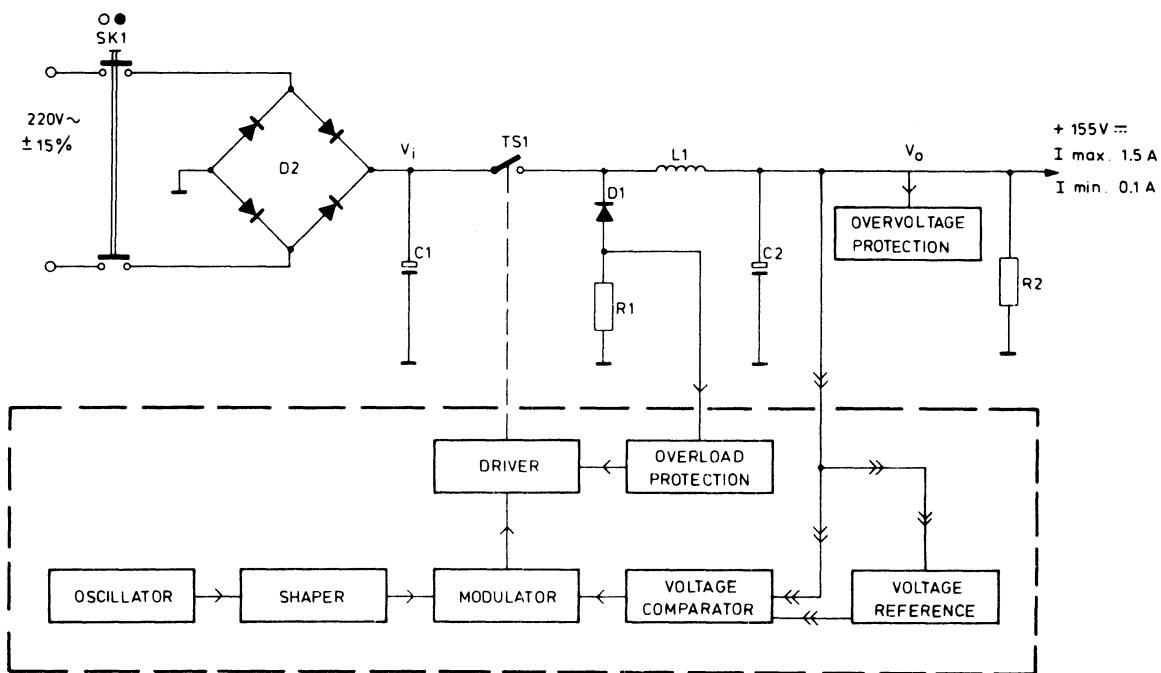


Fig. 1

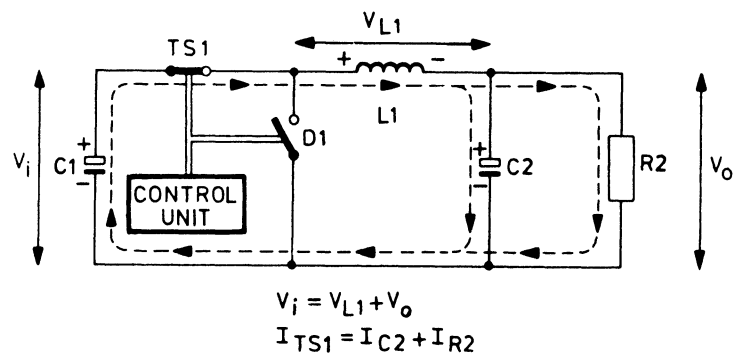
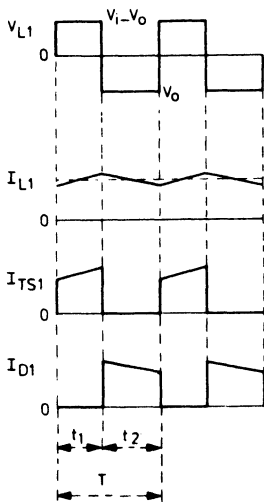


Fig. 2

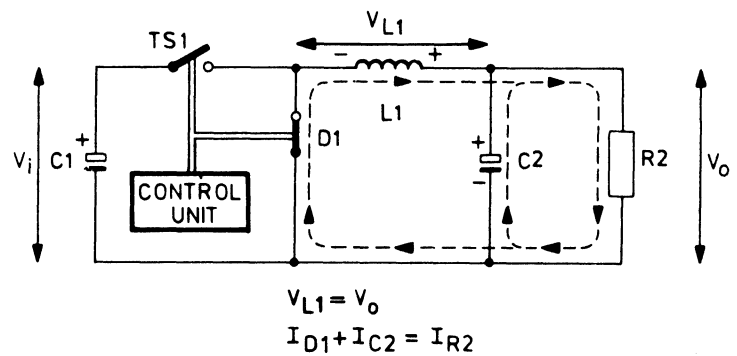
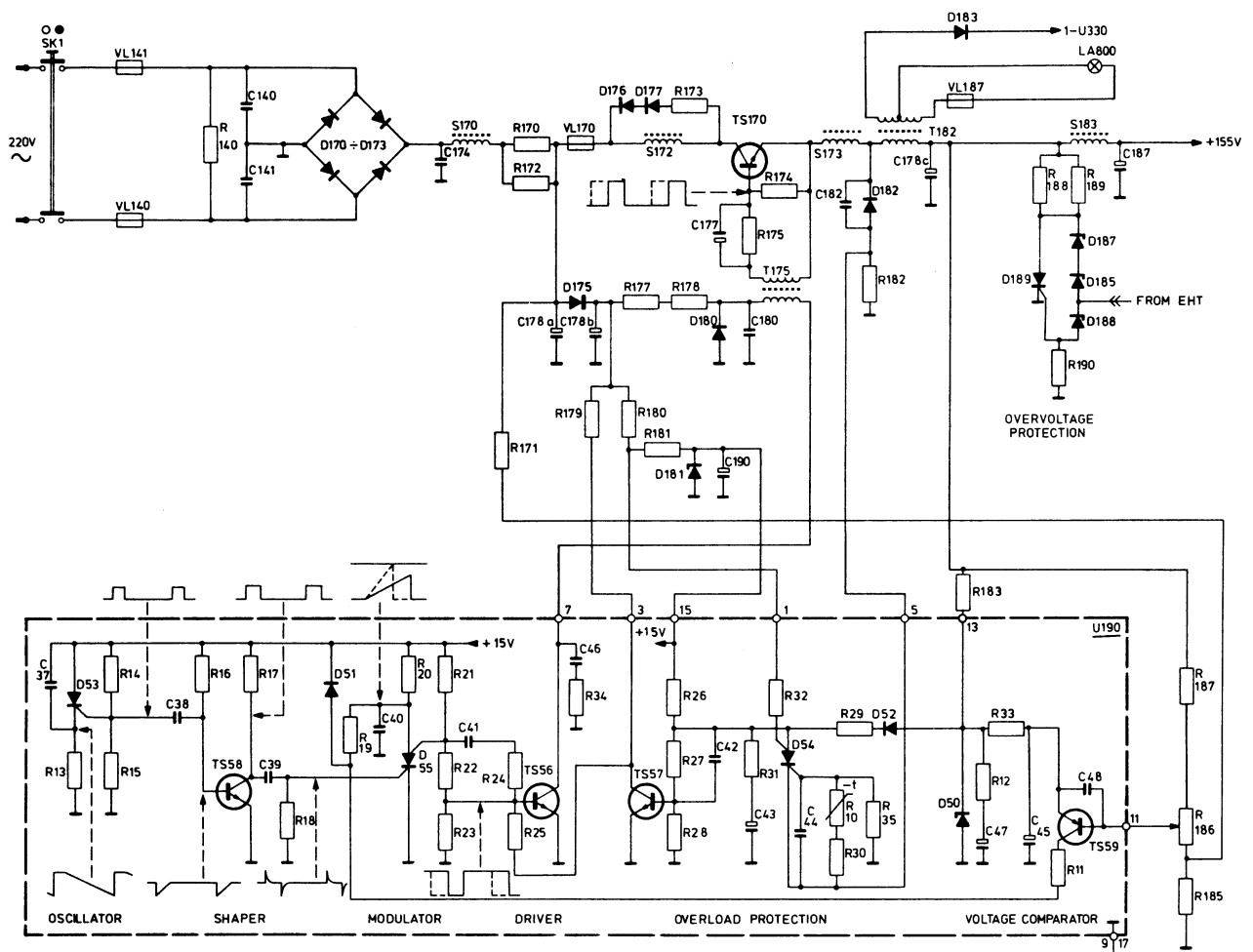


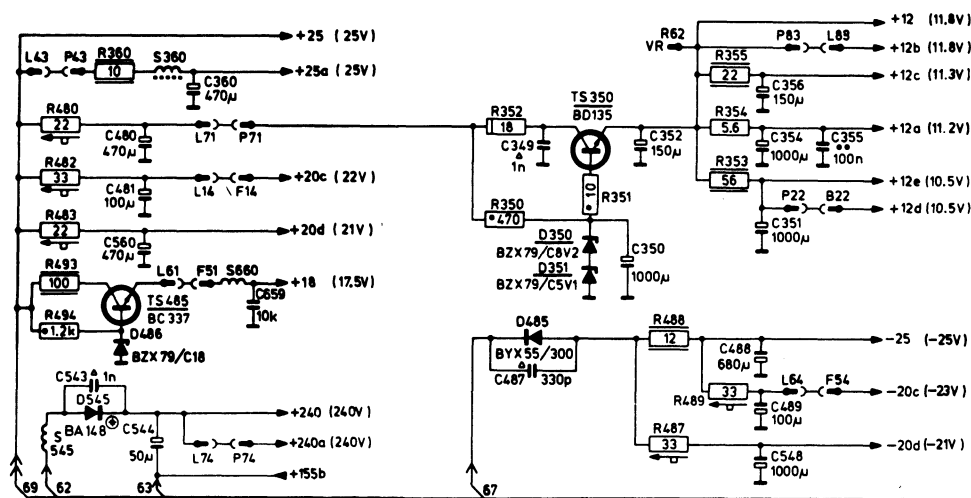
Fig. 3



Drivertrinet TS56 udstyrer derefter switch-transistoren tidsmæssigt omvendt proportionalt med udgangsspændingen, der herved holdes konstant. Overstiger strømmen fra netdelen 1,5 Amp. træder overstrømssikringen i funktion.

Ved normalt forbrug er spændingen målt over R182 (56Ω) 0,54 volt. Ved et strømforbrug på 1,5 Amp stiger spændingen til 0,84 volt. Denne spænding føres til U190's punkt 5 og gør D54, der normalt er spærret, ledende. At D54 bliver ledende betyder til gengæld at TS57, der normalt er ledende, bliver cut-off. Herved stiger TS56's basisspænding og gør TS56 ledende; TS170 afbryder strømmen. Kondensatorerne C43 og C47 aflades og holder D54 ledende i knap 1 sek.. Derefter spærres D54 atter og switch-transistoren arbejder med normal cyklus. Er strømforbruget stadig for stort, afbrydes atter. Stiger forsyningsspændingen, p.g.a. en fejl i TS170 eller i U190, til 165V, leder D189 og trækker en stor strøm gennem R188 // R189, hvorved overstrømssikringen træder i funktion. Er det en kortslutning i TS170, der er skyld i overspændingen, vil VL170 brænde.

For at hindre følgefæjl forårsaget af overslag i tripleren føres i tilfælde af overslag en positiv impuls via D504 til samlingen mellem D185 og D188. Herved tænder thyristoren D189 og overspændingsbeskyttelsen er trådt i kraft. For at eliminere 100 Hz brum føres en 100 Hz ripple-spænding via R171 til U190.



Øvrige forsyningskredsløb

25 volt spændingen fra øst-vest-modulatoren (ledning 69) fordeles til flere lavere forsyningsspændinger. En af de herved fremkomne spændinger +20a stabiliseres ved hjælp af serieregulatoren TS350 til +12. Ved hjælp af diode D545, positive linietilbageløbsimpulser og 155V-forsynings-spændingen dannes 240V-forsyningsspændingen til farvedifferensudgangen.

Negative linietilbageløbsimpulser ensrettes af D485 og danner forsyningsspændingerne -25 og -20.