

(19) DANMARK



PATENTDIREKTORATET
TAASTRUP

(12) FREMLÆGGELSESSKRIFT

(11) 156868 B



(21) Patentansøgning nr.: 1022/70

(51) Int.Cl.⁴ H 04 N 3/16

(22) Indleveringsdag: 02 mar 1970

(41) Alm. tilgængelig: 04 sep 1970

(44) Fremlagt: 09 okt 1989

(86) International ansøgning nr.: -

(30) Prioritet: 03 mar 1969 GB 11212/69

(71) Ansøger: *RCA Licensing Corporation; 2 Independence Way; Princeton; New Jersey, 08540, US

(72) Opfinder: *George Schiess; CH

(74) Fuldmægtig: Ingeniørfirmaet Budde, Schou & Co.

(54) Transistoriseret afbøjningskredsløb

(56) Fremdragne publikationer

DE freml. skrift nr. 1140230

US pat. nr. 2810024, 2950346, 2964673, 3329859

DK 156868 B

Opfindelsen angår transistoriserede lodrette afbøjningskredsløb for fjernsynsmodtagere med et som inverterende forstærker koblet drivtrin og et udgangstrin, som indbefatter to serieforbundne komplementære transistorer, som ved det af de to transistores indbyrdes forbundne emittere tilvejebragte udgangspunkt er serieforbundet med afbøjningsspolerne, en første kondensator og en modstand og derved med et punkt med referencepotentiale, idet forbindelsespunktet mellem den første kondensator og modstanden over en tilbagekoblings-
sløjfe er forbundet med basisindgangen på drivtransistoren. I de fleste hidtil fremstillede fjernsynsmodtagere har de lodrette afbøjningsviklinger været drevet igennem et rør- eller transistorbestykt effektudgangstrin over en impedans-tilpasningstransformator. Det har imidlertid været kendt ifølge den tidligere teknik, at et lodret afbøjningsudgangstrin i form af et klasse B-modtakttrin med komplementær-symmetriske transistorer frembyder den fordel, at den sædvanlige udgangstransformator kan undlades. I et kredsløb af denne art, som er beskrevet i en artikel af G.C. Sziklai, et al, med titlen "A Study Of Transistor Circuits For Television", i junimummeret, 1953 af Proceedings of the IRE, er de sammenføjede emittere af NPN- og PNP udgangstransistorerne forbundet direkte med den lodrette afbøjningsspole, og uønsket, decentrerende, jævnstrøm igennem viklingerne undgås ved at føre transistorernes kollektorer til strømforsynings-spændinger af samme størrelse, men med modsat polaritet. En sådan indretning har til stuemodtagere den ulempe, at den kræver en særlig omkring jord symmetrisk strømforsyning.

I fravær af en jordsymmetrisk strømforsyning, kan uønsket decentrering undgås ved at anvende en jævnstrømsblokeringskondensator i forbindelsesgrenen mellem afbøjningsspolerne og det komplementære transistorpars emittere. En sådan opstilling er f.eks. vist i det amerikanske patentskrift nr. 2 950 346. I denne opstilling må blokeringskondensatoren imidlertid have en forholdsvis stor kapacitetsværdi, dvs. 1000 microfarad eller mere, hvis den ikke skal

påvirke afbøjningsstrømmens savtandbølgeform på uønsket vis.

Det amerikanske patentskrift nr. 2 964 673 omhandler et lodret transistorafbøjningskredsløb, hvori en Millerintegrator anvendes til savtandbølgefrembringelse, idet der er tilvejebragt et komplementær-symmetrisk udgangstrin og savtandkondensatoren er indeholdt i en modkoblingsforbindelse mellem afbøjningsspølsens højspændingsside og indgangen på en afbøjningsforstærker. I denne opstilling er modkoblingens linieariserende virkning så stor, at der kan anvendes en jævnstrømsblokeringskondensator med en forholdsvis lille kapacitet uden alvorlig forvrængning af afbøjningsstrømbølgeformen.

I DE fremlæggelsesskrift nr. 1 140 230 er yderligere omtalt et vandret afbøjningskredsløb, hvor den ene ende af linietransformatoren, som vender væk fra linieudgangsrøret over en integrationskondensator er forbundet med jord, i hvilken kondensator den savtandformede afbøjningsstrøm integreres til en parabelformet spænding. Denne parabelformede spænding føres herefter til gitteret på et ligeledes med linietransformatoren forbundet korrektionsrør, hvilket medfører, at den i linieafbøjningsspølen til slut løbende afbøjningsstrøm forforvrænges til en S-form.

Endeligt er der i DE offentliggørelsesskrift 1 462 870 et lodret afbøjningskredsløb af den indledningsvist omhandlede art, hvori tilbagekoblingsforbindelsen skal virke ved at udjævne det ved ikke fuldstændig identitet mellem de to udgangstransistorer tilvejebragte spring ved overtagelse af strømledningen ved nulgennemgang af afbøjningsstrømmen. Til dette formål modkobles de dele af den savtandsformede afbøjningsstrøm, som indeholder de højere frekvenser, kraftigere, end delene med de lavere frekvenser, således at der tilvejebringes en kraftigere dæmpning af de højfrekvente komponenter, og de springagtige overgange i udgangssignalet dæmpes bort.

Det er formålet med den foreliggende opfindelse at

tilvejebringe et transistorbestykt lodret afbøjningskredsløb under anvendelse af et komplementærsymmetrisk udgangstransistorpar, som er således udformet, at en egnet dimensioneret vertikalfrekvent spændingskomponent af form som en parabel kan aftages fra den i serie med afbøjningsspølen 5 forbundne kondensator, og at denne kondensators kapacitet skal være så lille som muligt. En sådan parabolisk svingning kan eksempelvis være påkrævet til de dynamiske konvergenstrin i et farvefjernsynsmodtageapparat. Svingningskilder, som på sædvanlig vis er til rådighed i rørafbøjningstrin for tilve- 10 jebringelse af konvergenssvingninger (f.eks. ved katoden på det lodrette afbøjningsrør eller ved sekundærviklingen på vertikalafbøjningstransformatoren), har ikke umiddelbart modsvarende indretninger ved komplementærsymmetriske transistortrin. 15

Det angivne formål opnås med et kredsløb af den indledningsvis omhandlede art, som ifølge opfindelsen er ejendommelig ved den i krav 1's kendetegnende del angivne udformning.

20 Den ved modkoblingen tilvejebragte linearisering gør det muligt at anvende en første kondensator med en forholdsvis lille kapacitet uden forvrængning af afbøjningssvingningerne.

Yderligere udførelsesformer af opfindelsen er anført i underkravene. Således kan de afledte paraboliske svingninger ved den ved opfindelsen tilvejebragte dimensionering af kondensatoren, for yderligere tilvejebringelse af en S-form af afbøjningssvingningerne, ledes til indgangen på den lodrette afbøjningsforstærker.

30 Opfindelsen forklares i det følgende nærmere under henvisning til tegningen, på hvilken

fig. 1a, 1b og 1c viser skematisk afbøjningskredsløbsopbygninger, der ifølge den tidligere teknik anvender et komplementær-symmetrisk udgangstrin,

35 fig. 2 et lodret transistorafbøjningskredsløb ifølge opfindelsen vist delvis skematisk og delvis i blokdiagram-

form,

fig. 3 i skematiske detaljer en udførelsesform for kredsløbet ifølge fig. 2 til anvendelse i en farvefjernsynsmodtager ifølge en yderligere udførelsesform for opfindelsen,

5 og

fig. 4 i skematiske detaljer en anden udførelsesform for kredsløbet i fig. 2 til anvendelse i en farvefjernsynsmodtager i overensstemmelse med en yderligere udførelsesform for opfindelsen.

10 Fig. 1a viser forenklet et lodret afbøjningskredsløb, der anvender et komplementært udgangspar, ifølge den tidligere teknik, idet kredsløbet er af den tidligere omtalt art, der er vist i Sziklais artikel. En savtandspænding, der er fremkaldt af en savtandbølgegenerator 10 føres fælles
15 til de respektive basiselektroder på en NPN-transistor 20 og en PNP-transistor 30. Emitterelektroderne på transistorerne 20 og 30 er koblet sammen og ført til jord gennem en belastning, der dannes af et åg 40, idet åget er vist skematisk som indeholdende en induktiv komponent L_Y og en
20 modstandskomponent R_Y og repræsenterer de lodrette afbøjningsviklinger i en fjernsynsmodtager. Kollektorelektroden på NPN transistoren er koblet til en passende ensrettet spændingsforsyning med positiv polaritet i forhold til jord, medens kollektorelektroden på PNP-transistoren 30 er koblet
25 til en ensrettet spændingsforsyning med negativ polaritet i forhold til jord. Med passende sammenpassede organer og forsyninger vil jævnstrømspotentialen ved de sammenføjede emittere svare til jordpotential, og der vil ikke løbe nogen uønsket jævnstrøm i belastningen.

30 Fig. 1b viser en anden fremgangsmåde ifølge den tidligere teknik, der er belyst gennem det tidligere nævnte amerikanske patentskrift nr. 2 950 346, og som indebærer en jævnstrømspotentialforsyning af kun en polaritet. Atter føres spændingsudgangen fra en savtandbølgegenerator 10
35 fælles til det komplementære transistorpar 20 og 30's respektive basiselektroder. PNP-transistoren 30's kollektor er

jordet, medens kollektoren på NPN-transistoren 20 er koblet til et punkt med positiv forsyningspotential. Det komplementære par emittere er koblet sammen og er gennem en elektrolytkondensator 50 koblet til belastningen, der dannes af
5 åget 40. Selv om de sammenkoblede emittere nu ligger på et hævet jævnstrømspotential i forhold til jord, hindres jævnstrøm i at løbet i åget 40 på grund af den indkoblede kondensator 50's blokerende virkning.

Fig. 1c viser en anden fremgangsmåde ifølge den tidligere teknik, ved hvilken en form for Millerintegratorvirkning virker sammen med anvendelsen af et komplementært udgangspar, som i tidligere nævnte amerikanske patentskrift nr. 2 964 673. Her er indretningen af jævnstrømsforsyningen, de komplementære transistorer 20 og 30, blokeringskondensatoren 50 og åget 40 magen til det i fig. 1b viste. Imidlertid er savtandbølgegeneratoren, der leverer et indgangssignal til udgangsparret, vist mere detaljeret og indeholder en tilbagekoblingskondensator 63, der er koblet til forbindelsen mellem kondensatoren 50 og åget 40. En opladningskilde
20 til kondensatoren 63 indeholder en lademodstand 61, der er koblet til den positive forsyningspotentialkilde. Et afladningstrin 65 er koblet til forbindelsen mellem modstanden 61 og kondensatoren 63, og under passende styring af lodrette synkroniseringsimpulser tjener afladningstrinet 65 til periodisk at kortslutte modstand-kondensatorforbindelsen til
25 jord og aflade kondensatoren 63.

Savtandspændingsbølgeformen, der fremkaldes ved modstand-kondensatorforbindelsen ved den successive opladning og afladning af kondensatoren 63, føres gennem en fasevendende forstærker 67 til basiselektroderne på udgangstransistorerne 20 og 30. Som følge af vekselstrømsmodkoblingens lineariserende virkning på bølgeformen i dette kredsløb, kan kondensatoren 50 have en mindre kapacitetsværdi end den, der kan tillades for kondensatoren 50 i det i fig. 1b
35 viste kredsløb, uden at indføre væsentlig forvrængning af afbøjningsbølgeformen.

Fig. 2 viser i forenklet form en udførelsesform for opfindelsen. Som i fig. 1c arbejder en lademodstand 61 og et synkroniseret afladningstrin 65 sammen med tilbagekoblingskondensatoren 63 for at fremkalde en savtandbølgeform, 5 der gennem en fasevendende forstærker 67 føres til basis-elektroderne på komplementære udgangstransistorer 20 og 30. Imidlertid uddrages tilbagekoblingsspændingen fra en strøm-eksempleringsmodstand 64, og elektrolytkondensatoren 50 flyttes til åget 40's jordtilbageløbsside, så den er indskudt 10 i serie med åget 40 og eksempleringsmodstanden 64. Forbindelsen mellem kondensatoren 50 og modstanden 64 tilvejebringer et udtagspunkt for vekselstrømsmodkobling til den inverterende forstærker 67's indgang. I kraft af vekselstrømsmodkoblingens lineariserende virkning, kan der anvendes en 15 forholdsvis lav kapacitetsværdi for elektrolytkondensatoren 50 uden væsentlig forvrængning af afbøjningsstrømbølgeformen. Ved valg af en sådan forholdsvis lav værdi, dvs. 250 microfarad, vil afbøjningsstrømmen af savtandbølgeform i belastningskredsløbet resultere i fremkaldelsen af en parabolisk 20 spænding med lodret afbøjningsfrekvens af passende størrelse over kondensatoren 50. Et udnyttelseskredsløb 70 for parabolisk spænding er følgelig koblet over kondensatoren 50 og reagerer på en sådan fremkaldt spænding.

Som tidligere nævnt kan udnyttelseskredsløbet 70 25 omfatte f.eks. det dynamiske konvergeringskredsløb med lodret frekvens til en farvefjernsynsmodulator. Fig. 3 viser i temmelig skematiske detaljer det lodrette afbøjningskredsløb til en farvefjernsynsmodtager omfattende opfindelsen, og som anvender den uddragne paraboliske spænding til de før- 30 nævnte konvergeringsformål.

Hvor det er muligt, er de samme henvisningstal, som er anvendt i fig. 2, anvendt igen i fig. 3 til betegnelse af komponenter med lignende funktion.

Som i fig. 2 er det komplementære udgangstransistorpar 35 20 og 30's sammenkoblede emittere ført tilbage til jord af en vej, der i serie indeholder de lodrette afbøjningsvik-

linger, elektrolykondensatoren 50 og strømeksempleringsmod-
standen 64. Afbøjningsviklingsopbygningen er vist skematisk
i fig. 3 ved adskilte spoler 40A og 40B svarende til de
respektive halvdele af den lodrette afbøjningsvikling. Shunt-
5 dæmpningsmodstande henholdsvis 41 og 43 virker sammen med
de respektive virkningshalvdele 40A og 40B. Dæmpningsmod-
standene 41 og 43's forbindelsespunkt er koblet til ågmidt-
punktet ved hjælp af et reguleringsapparat for konkavfor-
vrængning foroven og forneden. Konkavforvrængningskorrekti-
10 onsapparatet 120 er vist skematisk, idet der anvendes formen
med en mættelig reaktor, der f.eks. er beskrevet i det ame-
rikanske patentskrift nr. 3 329 859. I et sådant apparat
indeholder en mættelig reaktor 121 en indgangsvikling, der
aktiveres af en bølgeform med vandret afbøjningsfrekvens
15 fra en passende kilde H, H' i modtagerens ikke vist vandrette
afbøjningskredsløb. Udgangsviklinger fra den mættelige reak-
tor 121 er koblet i serie med en indstillelig selvinduktion
123 for at danne en seriekombination, over hvilken der shun-
tes parallelkombinationen af en afstemningskondensator 125
20 og en variabel modstand 127. Dette netværk er koblet til de
vandrettet afbøjningsviklingshalvdele 40A og 40B, så den
lodrette afbøjningsstrøm krydser reaktorudgangsviklingerne.
I kraft af reaktorens funktion tjener netværket som en kilde
for bølger med vandret frekvens med en første polaritet og
25 stadig aftagende amplitude under første halvdel af det lod-
rette gennemløb og med modsat polaritet og med en kontinu-
erlig voksende amplitude under den anden halvdel af det lod-
rette gennemløb og med modsat polaritet og med en kontinu-
erlig voksende amplitude under den anden halvdel af det lod-
30 rette gennemløb. Kombinationen af reaktorudgangsviklingerne,
selvinduktionen 123 og kondensatoren 125 har resonans ved
vandret frekvens, hvorved den leverede bølgeform er i hoved-
sagen sinusformet. Selvinduktionen 123 skaber en mulighed
for indstilling af den vandrette bølgeforms faseforløb,
35 medens den Q-styrende modstand 127 skaber en mulighed for
indstilling af korrektionsbølgeformens størrelse.

Som i fig. 2 indeholder kredsløbet i fig. 3 en tilbagekoblingskondensator 63, der kobles mellem forbindelsespunktet mellem kondensatoren 50 og modstanden 64 og indgangen til en inverterende forstærker, der styrer basiselektroderne på udgangstransistorerne. Den inverterende forstærker indeholder tre kaskadekoblede, emitterjordede forstærkertrin, der anvender transistorerne henholdsvis 80, 90 og 100. Indgangstransistoren 80's basis-emittervej er shuntet med en indgangsmodstand 81. Transistoren 80's kollektor er direkte koblet til basen på transistoren 90 og er ført tilbage til en positiv jævnstrømsforsyning gennem kollektormodstanden 85. Transistoren 90's kollektor er direkte koblet til transistoren 100's base og er ført tilbage til den positive jævnstrømsforsyning ved hjælp af en kollektormodstand 91. Kollektoren på transistoren 100 er direkte koblet til udgangstransistorparret 20 og 30's respektive basiselektroder og er ført tilbage til den positive jævnstrømsforsyning ved serieforbindelsen af modstandene 101 og 103.

En kondensator 107 med lille værdi, der er koblet imellem kollektor- og basiselektroden på transistoren 100, skaber en dæmpning ved høje frekvenser, og tjener til at udelukke uønskede højfrekvensssvingninger i den kraftige forstærker.

En "bootstrap"-kondensator 109 er koblet mellem den emitterjordede udgangsterminal 0 og forbindelsespunktet mellem modstandene 101 og 103. Den positive tilbagekobling, der bevirkes af denne forbindelse, støtter virkningsgraden af signaloverførselen mellem transistoren 100 og udgangstransistorparret, som nærmere beskrevet i det amerikanske patentskrift nr. 2 810 024. Stabiliseringen af arbejdspunktet for udgangstransistorparret sikres ved hjælp af en jævnstrømsmodkobling, der tilvejebringes ved at skabe en jævnstrømsvej mellem den emitterjordede udgangsterminal og basisindgangen til transistoren 80, hvor denne jævnstrømsvej indeholder modstande 111, 113 og 119 i serie. En yderligere funktion i forbindelse med denne tilbagekoblingsvej skal

beskrives senere.

Som i fig. 2 anvendes Millerintegratorvirkning til frembringelse af savtandbølger i kredsløbet i fig. 3. Tilbagekoblingskondensatoren 63 oplades ad en vej, der i serie
5 omfatter en fast lademodstand 61A, en variabel lademodstand 61b og en koblingskondensator 62. Et afladningstrin 65, der er koblet til forbindelsepunktet mellem modstanden 61B og kondensatoren 62, tjener til periodisk at aflade kondensatorerne 62 og 63 under passende lodret synkroniseringsimpulsstyring. Den variable modstand 61B skaber en højdestyringsmulighed til indstilling af størrelsen af den frembragte savtandbølge. Kredsløbet i fig. 3 tilvejebringer desuden en mulighed for lodret centreringsindstilling. Til dette formål er der tilvejebragt en jævnstrømsvej mellem forbindelsen
10 mellem spolen 40B og kondensatoren 50 og en indstillelig jævnstrømskilde, der er tilvejebragt ved hjælp af et potentiometer 131, medens jævnstrømsvejen indeholder en strømbe- grænsende modstand 133. Indstilling af udtaget på poten- tiometeret 131 tillader en valgt lille del af jævnstrømmen
15 at løbe igennem de lodrette afbøjningsviklingshalvdele 40A og 40B.

S-formning af den lodrette afbøjningsstrømbølgeform opnås i kredsløbet ifølge fig. 3 ved at tillade en passende formet udgave af udgangsbølgeformen ved den emitterjordede
25 udgangsterminal 0 at blive ført tilbage til basen til indgangstransistoren 80, foruden den stabiliserende jævnstrøms- tilbagekobling, ad den tidligere nævnte tilbagekoblingsvej, der indeholder modstandene 111, 113 og 119. For at bevirke den ønskede vekselstrømtilbagekoblingsbølgeformning, er en
30 kondensator 115 koblet parallelt med modstanden 113, og en kondensator 117 koblet mellem jord og forbindelsepunktet mellem modstandene 113 og 119. Shuntkondensatoren 117 virker sammen med seriemodstandselementerne 111 og 113 til inte- grering af udgangsspændingen og til at skabe en resulterende
35 spænding med parabolisk bølgeform. Kondensatoren 115 indfører en faseforskydning af paraboltoppen for at opnå korrekt

symmetri. Modstanden 119 tilvejebringer sammen med kondensatoren, der er vist ved den inverterende forstærkers indgang, en efterfølgende integration for at indføre den S-formede komponent.

5 Elektrolytkondensatoren 50 i de lodrette afbøjningsviklingers returforbindelse til jord fremkalder en parabolisk spænding over sine terminaler, når savtandafbøjningsstrømmen føres igennem kondensatoren. Denne parabolske bølgeform med lodret frekvens anvendes til aktivering af det lodrette
10 konvergeringskredsløb 70', der er koblet tværs over kondensatorens terminaler. Der henvises til amerikansk patentskrift nr. 3 491 261 som eksempel på lodret konvergeringskredsløb, der med fordel kan aktiveres på denne måde.

Et sæt værdier for de forskellige komponenter i fig.
15 3 er givet som eksempel i nedenstående tabel 1. Anvendelsen af sådanne værdier har skabt tilfredsstillende funktion af det viste kredsløb til 90° afbøjning i forbindelse med en jævnstrømsforsyning på +50 volt til transistorforstærkertrinene, og med en stabiliseret +15 volt forsyning som lade-
20 strømkilde for kondensatoren 63.

Tabel 1Komponentværdier i fig. 3

Modstand 41	220 ohm
Modstand 43	220 ohm
Modstand 61A	220.000 ohm
Modstand 61B	100.000 ohm
Modstand 64	3,3 ohm
Modstand 81	10.000 ohm
Modstand 85	470.000 ohm
Modstand 91	68.000 ohm
Modstand 101	820 ohm
Modstand 103	1.200 ohm
Modstand 111	150.000 ohm
Modstand 113	220.000 ohm
Modstand 119	100.000 ohm
Modstand 127	15.000 ohm
Modstand 131	5.000 ohm
Modstand 133	1.800 ohm
Kondensator 50	100 μ F
Kondensator 62	2,2 μ F
Kondensator 63	0,47 μ F
Kondensator 107	300 pF
Kondensator 109	10 μ F
Kondensator 115	0,01 μ F
Kondensator 117	0,33 μ F
Kondensator 125	0,068 μ F
Spole 40A	18,5 ohm, 23,5 mH
Spole 40B	18,5 ohm, 23,5 mH
Transistor 20	Type TA7290
Transistor 30	Type TA7271
Transistor 80	Type 2N5183
Transistor 90	Type BC108
Transistor 100	Type 2N5184

Fig. 4 viser en anden udførelsesform for kredsløbet ifølge fig. 3. En væsentlig del af kredsløbet i fig. 4 er i hovedsagen identisk med det i fig. 3 viste og behøver ikke at beskrives i detaljer igen.

5 I fig. 4 adskiller tilbagekoblingsnetværket, der er anbragt imellem den emitterjordede udgangsterminal 0 og basen på indgangstransistoren 80, sig fra tilbagekoblingsnetværket i fig. 3. Netværket indeholder et par modstande 140 og 143 i serie mellem terminalen 0 og basen på transistoren
10 80, og en kondensator 141, der er koblet imellem jord og seriemodstandenes forbindelsespunkt. Værdierne af modstanden 140 og kondensatoren 141 er valgt således, at de bevirker en kraftig filtrering af vekselstrømodgangsbølgeformen, og derved effektivt begrænser tilbagekoblingen gennem dette
15 netværk til en jævnstrømskomponent alene. Netværket udviser således en arbejds punktstabiliseringsfunktion som i fig. 3, men tjener ikke som en yderligere S-formende kapacitet, som det var tilfældet i fig. 3.

I fig. 4 bevirkes den ønskede S-formning af afbøjningsstrømbølgeformen ved en teknik, der viser en anden
20 form for anvendelse af den paraboliske spændingsbølgekomponent, der fremkaldes over elektrolytkondensatoren 50. I den foreliggende udførelsesform, er kondensatoren 50 anbragt i jordreturvejen for ågviklingerne, 40A og 40B, i serie med
25 strømeksempleringsmodstanden 64, og spændingsbølgeformen, der optræder over modstanden 64, kobles tilbage til indgangen til afbøjningsforstærkeren gennem kondensatoren 63. Man benytter sig atter af vekselstrømsmodkoblingens lineariserende virkning til at tilvejebringe en forholdsvis lav værdi
30 for kondensatoren 50, hvorved der fremkaldes en parabolisk spændingskomponent af betydelig størrelse over kondensatoren 50, når den krydses af afbøjningsstrømmen. Spændingen ved forbindelsespunktet J mellem spolen 40B og kondensatoren 50 udviser i forhold til jord summen af denne paraboliske komponent og savtandspændingskomponenten, der fremkaldes over
35 modstanden 64. Med en passende lille værdi for eksemple-

ringsmodstanden 64, dvs. 1 ohm, er bølgeformen af den sammensatte spænding ved forbindelsespunktet J en let hældende parabel, og tilbagekobling af denne spænding til forstærkerindgangen til integrering vil indføre den ønskede S-formning af afbøjningsstrømmen.

Parabeltilbagekoblingsnetværket omfatter en modstand 144, en koblingskondensator 146 og en modstand 147 koblet i serie mellem forbindelsespunktet J og indgangstransistoren 80's base, og en kondensator 145, der er forbundet mellem jord og forbindelsespunktet mellem modstanden 144 og kondensatoren 146. Seriemodstanden 144 og shuntkondensatoren 145 tilvejebringer en faseforskydning af den parabolske komponent, hvilket tillader en optimering af symmetrien af S-formningsvirkningen. Kondensatoren 146 tjener blot til jævnstrømsspærring, og har fortrinsvis en tilstrækkelig stor værdi til at have forsvindende indflydelse på S-formningens bølgeform. Modstanden 147 arbejder sammen med kondensatoren, der findes ved forstærkerens indgang, for at tilvejebringe den parabelintegration, der er nødvendig for S-komponentens indførsel, og værdien af modstanden 147 er overvejende bestemmende for størrelsen af den resulterende korrektion.

Bortset fra de ovennævnte forskelle i tilbagekoblingsnetværk adskiller afbøjningskredsløbet i fig. 4 sig kun lidt fra det i fig. 3 viste. I fig. 4 er tilbagekoblingskondensatoren 107's undertrykkende virkning på højfrekvent svingning suppleret af kondensatoren 92, der ved høje frekvenser skaber en degenerativ tilbagekobling mellem kollektor og basis på transistoren 90. Stabiliseringen af udgangsstyretransistoren 100's arbejds punkt opnås ved en yderligere jævnstrømsmodkobling, der tilvejebringes ved hjælp af en modstand 105, der er koblet imellem kollektor og basis på transistoren 100.

Skematiske detaljer af den lodrette konvergeringskredsløb 70's, der er koblet over en elektrolytkondensatoren 50, er vist i fig. 4 for at fuldstændiggøre billedet af et praktisk kredsløb ifølge opfindelsen. Det indses, at der

kan indsættes andre former for konvergeringskredsløb uden at bortvige fra opfindelsens principper.

Den særlige kredsløbsopstilling, der er valgt til illustration, er den i det amerikanske patentskrift nr. 3 491 261 beskrevne. Spoler 170R, 170G og 170B er de lodrette konvergeringsviklinger, der selektivt påvirker henholdsvis den røde, grønne og blå stråle i modtagerens farvebilledrør. En variabel modstand 171 danner en hovedamplitudestyring for rød/grønne viklingsstrømme i den sidste halvdel af det lodrette afsøgningsinterval, og tilvejebringer således en mulighed for rød/grøn lodret linietilretning ved rasterets nederste del. Et potentiometer 177 danner en hovedamplitudestyring for rød/grønne virklingsstrømme i den første halvdel af det lodrette afsøgningsinterval, idet det muliggør lodret linietilretning ved rasterets øverste del. Et potentiometer 175 danner en differential-amplitudestyring for rød/grønne viklingstrømme i afsøgningsperiodens begyndelse og giver således en mulighed for vandret, rød/grøn linietilretning ved rasterets øverste del, medens et potentiometer 175 skaber en differential styring til vandret linietilretning ved gennemløbets slutning ved rasterets nederste del. Retningen og størrelsen af blå stråleudsving langs den lodrette akse ved rasterets øverste del styres ved indstilling af udtaget på et potentiometer 178, medens et potentiometer 179 skaber en lignende styring ved rasterets nederste del. Principperne for kredsløbets funktion er beskrevet i det amerikanske patentskrift nr. 3 491 261 og vil ikke blive beskrevet yderligere her.

Også skematisk er der for fuldstændighedens skyld i fig. 4 vist en form, som afladningstrinet 65 kan antage. Den viste udførelsesform er en art selvsvingende afladningstrin, der kan karakteriseres som en transformatorløs blokeringsoscillator med den sædvanlige fasevendende transformator erstattet af en transistor.

Afladningstrinet 65 indeholder en NPN-transistor med jordet emitter, basen ført til jord gennem en modstand

182 og koblet til en indgangsterminal for synkroniseringsimpulser gennem en kondensator 181, og med kollektoren forbundet til en positiv jævnstrømsforsyning gennem seriekombinationen af modstande 183, 184 og 185. Modstanden 185
5 udgør en PNP-transistor 190's emittermodstand. Basen af transistoren 190 er koblet til den positive jævnstrømsforsyning gennem seriekombinationen af en diode 192 og en modstand 191 og føres tilbage til jord gennem en modstand 193 i serie med en variabel modstand 194. En kondensator 196
10 kobler et indre punkt i transistoren 180's kollektorkredsløb, dvs. forbindelsepunktet mellem modstandene 183 og 184, til basen på transistoren 190, medens en modstand 195 kobler kollektoren på transistoren 190 til basen på transistoren 180.

15 I begyndelsen af tilbageløbsperioden er begge transistorerne 180 og 190 ledende. Kondensatoren 196 lades hurtigt fra jævnstrømsforsyningen ad to parallelle veje: (a) modstanden 191 i serie med dioden 192, og (b) modstanden 185 i serie med transistoren 190's basis-emittervej. Lade-
20 kredsløbet fuldstændiggøres gennem modstanden 183 og den ledende transistor 180. Når kondensatoren 196 bliver opladet, bliver spændingen ved transistoren 190's base i positiv retning indtil transistoren 190 og dioden 192 afskæres. På grund af koblingen, der tilvejebringes gennem modstanden
25 195, driver spærringen af transistoren 190 også transistoren 180 til afskæring, og fremløbsintervallet begynder.

Fremløbsintervallet fortsætter med transistorerne 180 og 190 ikke ledende, medens kondensatoren 196 aflades ad en vej indeholdende modstanden 193 og 194. Som bestemt
30 ved afladningstidskonstanten, der kan indstilles ved ændring af holdestyringsmodstanden 194, vil spændingen på transistoren 190's base til sidst falde til et niveau, der tillader transistoren 190 at genoptage ledningen og atter drive transistoren 180 til ledning. Transistoren 180's kollektorstrøm
35 frembringer et spændingsfald over modstanden 185, hvilket sænker transistoren 190's emitterpotential tilstrækkelig

til at gøre dioden 192 ledende. Dioden 192 tjener ved at lede en del af ladestrømmen til kondensatoren 196 til at forhindre transistoren i at gå til mætning og forblive i mættet tilstand.

5 Transistoren 180's ledning under hvert tilbageløbs-interval tjener til at tilvejebringe en ledningsvej over koblingsdioden 199 til periodisk afladning af savtandskon-
densatoren. Under fremløbsintervallet er dioden 199 ikke-
ledende således, at afbøjningsforstærkeren er isoleret fra
10 oscillatorkredsløbet. Synkroniseringen af afledningstrinets
svingninger bevirkes bekvemt ved at påføre lodrette synkro-
niseringsimpulser gennem kondensatoren 181 til basen på
transistoren 180.

Et sæt værdier for de forskellige komponenter i fig.
15 4 er angivet som eksempel i tabel II. Anvendelsen af sådanne
værdier har skabt tilfredsstillende virkning af det viste
kredsløb ved 110° afbøjning i forbindelse med en jævnstrøms-
forsyning på +40 volt til afbøjningsforstærkertrinene, og
med en stabiliseret +30 volt forsyning til afladningstrin-
20 transistorerne og også tjenende som ladestrømkilde til kon-
densatoren 63.

Tabel II Komponentværdier i fig. 4

Modstand 41	220 ohm
Modstand 43	220 ohm
Modstand 61A	330.000 ohm
Modstand 61B	100.000 ohm
Modstand 64	1,0 ohm
Modstand 81	10.000 ohm
Modstand 85	470.000 ohm
Modstand 91	68.000 ohm
Modstand 101	560 ohm
Modstand 103	680 ohm
Modstand 105	15.000 ohm
Modstand 131	2.200 ohm
Modstand 133	1.000 ohm

0

Tabel II Komponentværdier i fig. 4

	Modstand 140	220.000 ohm
	Modstand 143	150.000 ohm
5	Modstand 144	22.000 ohm
	Modstand 147	180.000 ohm
	Modstand 150	2.200 ohm
	Modstand 182	10.000 ohm
	Modstand 183	15.000 ohm
10	Modstand 184	680 ohm
	Modstand 185	220 ohm
	Modstand 191	820 ohm
	Modstand 193	150.000 ohm
	Modstand 194	50.000 ohm
15	Modstand 195	22.000 ohm
	Kondensator 50	250 μF
	Kondensator 62	2,2 μF
	Kondensator 63	1,0 μF
	Kondensator 92	470 μF
20	Kondensator 107	1000 pF
	Kondensator 109	50 μF
	Kondensator 141	1,6 μF
	Kondensator 145	0,1 μF
	Kondensator 146	0,82 μF
25	Kondensator 151	00,01 μF
	Kondensator 181	0,22 μF
	Kondensator 196	0,47 μF
	Spole 40A	7,5 ohm, 12,5 mH
	Spole 40B	7,5 ohm, 12,5 mH
30	Transistor 20	Type 2N5293 eller Type 2N5294
	Transistor 30	Type 40626
	Transistorer 80, 90	Type BC108A eller Type BC183A
	Transistor 100	Type 2N5184
	Transistor 180	Type BC107A eller Type 2N3704
35	Transistor 190	Type BC177 eller Type 2N3702

P a t e n t k r a v .

1. Transistoriseret, transformatorløst lodret afbøjningskredsløb til en fjernsynsmodtager, omfattende et inverterende drivtrin og et udgangstrin indeholdende to serie-

5 koblede komplementære transistorer, hvis emitterelektroder er sammenføjet til dannelsen af en udgangsterminal, der ved seriekobling af afbøjningsspolerne, en første kondensator og en modstand i den nævnte rækkefølge er koblet til et punkt med referencepotential, hvorhos forbindelsespunktet

10 mellem den nævnte første kondensator og modstanden ved en tilbagekoblingssløjfe er koblet tilbage til drivtransistorens indgang, k e n d e t e g n e t ved, at tilbagekoblingssløjfen indeholder et Miller-integrationskredsløb, der indeholder en anden kondensator (63), der periodisk aflades af et afladningskredsløb (65), der er koblet til drivtrinets (80,

15 90, 100) indgang, hvor den anden kondensator (63) er mindre end den første kondensator (50), og bølgeformende organer (70), der har en indgang koblet til den første kondensator og reagerer på en parabolisk spændingskomponent fremkaldt

20 over den første kondensator.

2. Lodret afbøjningskredsløb ifølge krav 1 til en farvebilledgengiver, der anvender et dynamisk strålekonvergeringsapparat, k e n d e t e g n e t ved, at fjernsynsmodtageren indeholder midler (70'), der fra den paraboliske

25 spænding udtager konvergeringsstrømbølgeformer til forsyning af strålekonvergeringsapparatet.

3. Lodret afbøjningskredsløb ifølge krav 1 eller 2, k e n d e t e g n e t ved, at fjernsynsmodtageren indeholder midler (144, 145, 146) der reagerer på den paraboliske spænding til S-formning af afbøjningsbølgen.

30

Fig. 1a.

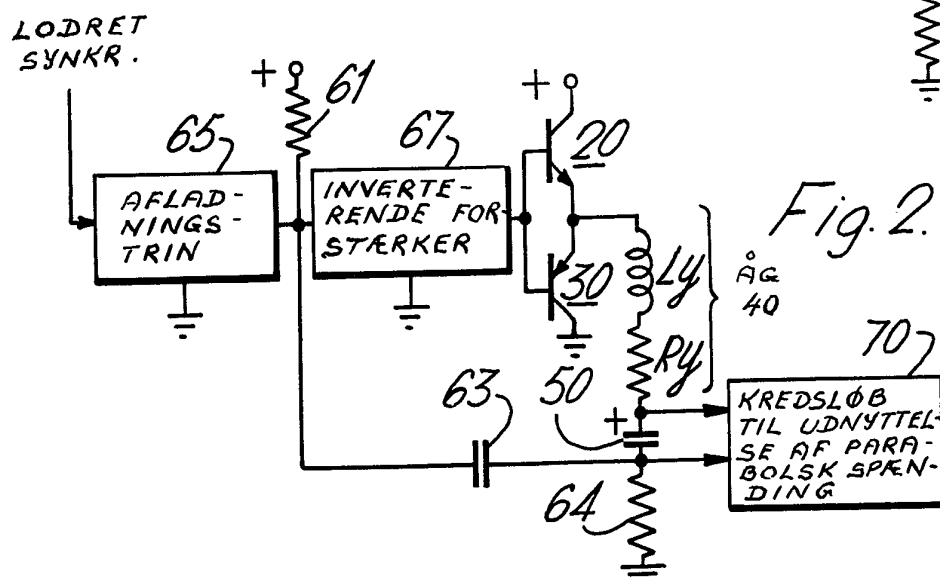
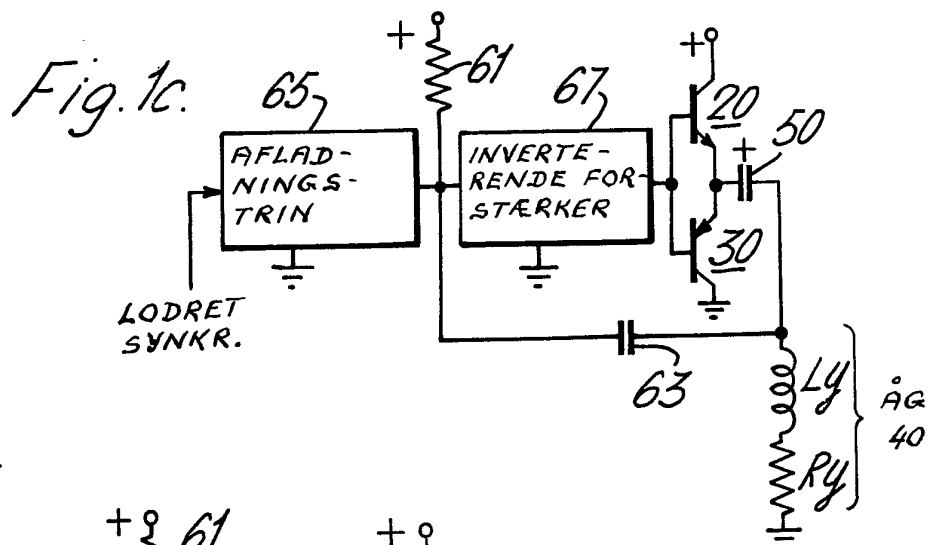
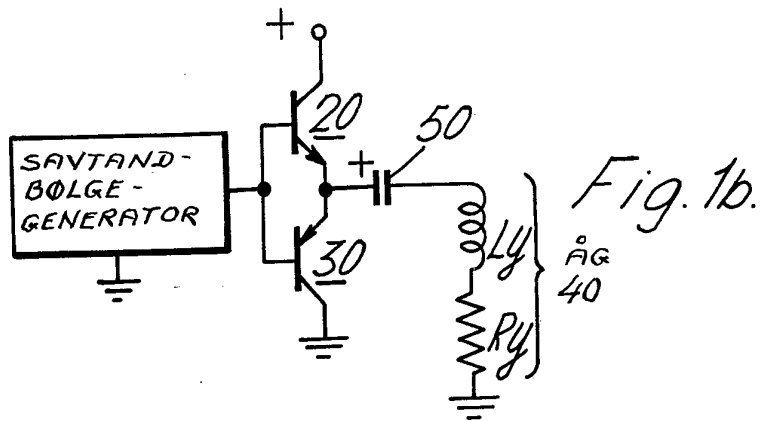
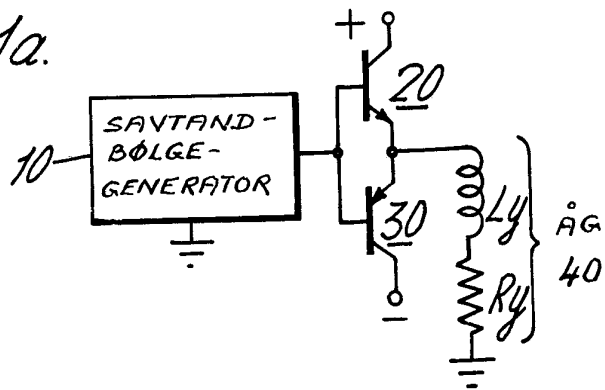


Fig. 3.

