

TV - teknik (B.4.i.I)

Kursusplan efteråret 1957.

Dato		Lokale	Lærere
Ti. 22.okt. To. 24. "	Teori "	se opslagstavle 2.sal " " " "	
Ti. 29. " To. 31. "	" "	" " " " " " " "	
M. 4.nov. Ti. 5. " O. 6. " To. 7. "	Øvelser: hold A. " " B. " " A. " " B.	404 (Radiolaboratoriet) " " " " " " " " "	
M. 11. " Ti. 12. " O. 13. " To. 14. "	" " A. " " B. " " A. " " B.	" " " " " " " " " " " "	
Ti. 18. " To. 20. "	Teori "	se opslagstavle 2.sal " " " "	
M. 25. " Ti. 26. " O. 27. " To. 28. "	Øvelser: hold A. " " B. " " A. " " B.	404 (Radiolaboratoriet) " " " " " " " " "	
M. 2.dec. Ti. 3. " O. 4. " To. 5. "	" " A. " " B. " " A. " " B.	" " " " " " " " " " " "	
M. 9. " Ti. 10. " O. 11. " To. 12. "	" " A. " " B. " " A. " " B.	" " " " " " " " " " " "	

Mødetid: Alle aftener kl. 19 - 22.

Lærere: Teori: Afdelingsingeniør N. S. Vestergaard.  
 Øvelser: (Afdelingsingeniør N. S. Vestergaard,  
 (Laboratoriemester W. Høj,  
 (Radiotekniker E. Crillesen

--oOo--

17/10-57.

—= T E L E V I S I O N . =—  
(Fjernsyn).

GRUNDPRINCIP FOR TELEVISION.

Ved television eller fjernsyn forstås en elektrisk overføring af billedsignaler på en sådan måde, at der på modtagersiden frembringes et billede, der nøje svarer til det objekt, der befinder sig foran kammeraet på sendersiden, og overføringen skal foregå på en sådan måde, at når der sker ændringer i eller bevægelse af objektet, skal dette straks registreres i billedet på modtagersiden.

Det billede, der ønskes overført ved television, kan enten være et billede af noget, der foregår i virkeligheden foran television-kameraet, eller billeder, der i forvejen er optaget på film.

For at få billedet dannet, så man har indtrykket af, at der foregår en bevægelse eller ændring i det - så det virker som et levende billede - har man indenfor televisionstekniken benyttet sig af de fra filmstekniken kendte forhold, at når en række billeder efterhånden dannes oven i hinanden på en sådan måde, at det ene billede forsvinder, når det andet dannes, og dette sker med en hastighed på over ca. 16-20 billeder pr. sekund, da er øjets træghed så stor, at det ikke opfatter billedet som bestående af en serie enkelte billeder, men som et billede, hvori de optrædende personer eller genstande er i stand til at bevæge sig, en foreteelse, der er kendt af alle, som har set en filmforevisning.

I teknikken er der endnu ikke gjort nogen opfindelse, hvorved man er i stand til ad elektrisk vej at oversende et billede som helhed, og man griber derfor endnu en gang til udnyttelse af øjets træghed, idet man opdeler et billede i en serie billedpunkter på tilsvarende måde, som det sker i et avisbillede, hvor man jo let ved hjælp af en lup vil kunne se, at billedet er sammensat af en mængde småpunkter. En måske endnu bedre sammenligning er et mosaikbillede, hvor man lettere er i stand til at se de enkelte smådele, hvoraf billedet er sammensat.

Princippet med opdeling i billedpunkter er iøvrigt det samme ved almindelig telegrafisk billedoverføring, men her kan man være flere minutter om at overføre billedet, hvorimod man ved television skal

kunne overføre det i løbet af en brøkdél af et sekund.

Ved de første anlæg skete denne opdeling i billedpunkter ad mekanisk vej (se fig.1.01). På sendersiden dannede en linse i et kamera et billede på en hulskive (nippkow-skive), hvor hullerne lod lyset slippe igennem til en bagved liggende fotocelle, som derved omsatte lysimpulserne til elektriske impulser. Disse blev videreført til en forstærker og forstærket op til en passende værdi, hvorefter de blev ført ind på en sender for at modulere denne, for derefter at udstråles i verdensrummet som højfrekvente svingninger.

På modtagersiden var forholdene tilsvarende - blot i omvendt orden (se fig.1.02). Fra antennen førtes signalerne til en modtager, hvor de blev behandlet på ganske normal måde som i enhver anden radiomodtager. I stedet for at føres til en højttaler, blev signalerne ført til en lysgiver (lampe) eller andet, der omsatte de elektriske svingninger til lysændringer. Det gjaldt nu om at få disse lysændringer sammensat på samme måde, som da de tilsvarende lysvariationer ramte fotocellen. Dette blev foretaget ved hjælp af en hulskive af ganske samme art som den, der fandtes på sendersiden. Hvis de to skiver løb nøjagtig ens, således at når hul nr.1 på sendersiden begyndte at af-taste billedet, skulle også hul nr.1 på modtagersiden vise sig i begyndelsen af billedvinduet, så vil der jo - med den rigtige forstærkning af signalerne - vise sig samme lysintensitet i billedvinduet som den, der ramte fotocellen på sendersiden.

De omtalte huller i hulskiven var anbragt i en spiral på en sådan måde, at når skiven kørte rundt, blev billedet i virkeligheden opdelt i linier, hvor lysstyrken (eller intensiteten) på hvert sted i den enkelte linie varierede efter de nuancer, der fandtes på vedkommende del af billedet. Til at begynde med stillede man ikke ret store krav til billedkvaliteten, men efterhånden blev kravene større.

De første lysgivere, man benyttede på modtagersiden, var glimlamper, hvor man kunne udforme den lysende elektrode som en flade, der svarede til det billedfelt, man ville have dannet. Snart steg kravet til et større og mere lysstærkt billede. Man gik derfor over til at anvende polariseret lys. På modtagersiden blev fremgangsmåden da følgende (se fig.1.03):

Fra en lysgiver, der kunne være en kraftig glødelampe eller en buelampe, blev lyset sendt ind i et polarisationsprisme - et NICOLS-PRISME - hvor det blev polariseret; det vil på en måde sige, at lyset blev ensrettet. Fra dette prisme gik lyset igennem en CAROLUS-

eller KERR-CELLE, som også var i stand til at polarisere lys. Når nu der faldt polariseret lys ind på en sådan polarisationscelle, skete der det, at hvis lysets polarisation faldt sammen med cellens polarisation, fik lyset lov at passere, men faldt de to polarisationer ikke sammen, blev der ingen lysgennemgang. Polarisationscellens polarisering var afhængig af den elektriske spænding, der blev sat på pladerne i cellen. Når disse plader derfor blev sat i forbindelse med modtageren, ville cellens polarisering af lyset variere i takt med de modtagne radiosignaler og dermed lukke mer eller mindre op for det polariserede lys fra polarisationsprismet. Lyset passerede derefter to spejltromler, der dels sørgede for en vandret vandring over billedskærmen, dels for en lodret forskydning af den gennem prisme og celle kommende lysstråle, som jo - hvis spejlene ikke fandtes - ville give en stillestående plet på en skærm. Ved hjælp af spejlene blev man i stand til at bevæge lyspletten på samme måde, som hullerne i en hulskive aftastede billedfeltet.

Samtidig med kravet om større lysstyrke voksede også kravet om bedre billedkvalitet, og det vil i første omgang sige krav om billedets opdeling i flere billedpunkter eller linier. Med disse krav volder det meget stor vanskelighed at få denne mekaniske opdelingsmetode til at gå tilstrækkelig nøjagtigt, og man er derfor nu gået over til en rent elektronisk opdeling af billedet, såvel på sendersiden som på modtagersiden.

På sendersiden anvendes et kamera, hvor billedet f.eks. kan dannes på en glimmerplade eller anden isolationsplade, som er belagt med et utal af lysfølsomme korn (se fig.1.04). Disse korn virker som et lige så stort antal fotoceller. Forbindelsen til disse fotoceller enkeltvis (eller gruppevis) fremkommer ved hjælp af en elektronstråle, der udsendes fra en elektronkanon som i et almindeligt katodestruerør og afbøjes på tilsvarende måde, så man kommer til at aftaste billedet på samme måde, som man f.eks. læser en bog, d.v.s. man begynder på øverste linie i venstre side og går ad linien til højre side for derefter at springe tilbage til venstre side, men denne gang på linien nedenunder. Når man på denne måde har læst en side, begynder man forfra på næste blad. På samme måde her, når man har aftastet billedet een gang, begynder man forfra igen og får derved de forandringer, der er sket i mellemtiden. Sådanne kamera-rør går under betegnelsen IKONOSKOP, ORTIKON, o.l.

På ganske tilsvarende måde dannes et billede på et katodestruerørs billedskærm. Fra en elektronkanon udsendes en elektronstråle,



hvis intensitet er styret af signalerne fra en modtager. Strålen passerer et afbøjningsfelt (elektrostatisk eller magnetisk), hvorved man på billedskærmen får dannet et billedfelt (se fig.1.05). Ved denne afbøjning skal billedfeltet opdeles i lige så mange linier som aftastes på kamerarøret.

De data, der er fastlagt som standard her i landet, svarer til vesteuropæisk standard (anbefalet af C.I.R) er følgende:

antal linier pr.billede: 625

antal billeder pr.sek.: 50 halve (svarende til 25 hele billeder)

billedmodulation: negativ

lyd: FM

I England har man valgt:

antal linier pr.billede:405

antal billeder pr.sek.: 50 halve

billedmodulation: positiv

lyd: AM

I Frankrig findes:

antal linier pr.billede:441 og 819

antal billeder pr.sek.: 50 halve

billedmodulation: negativ

lyd: FM

I USA er valgt:

antal linier pr.billede:525

antal billeder pr.sek.: 60 halve

billedmodulation: negativ

lyd: FM

Som det ses, er linieantallet meget forskelligt. Billedtallet er derimod i det store og hele ens, idet der er valgt en værdi, som svarer til netfrekvensen på vekselstrømsforsyningen.

Udregnes det antal linier, der tegnes pr.sekund, vil man finde, at for 625 liniers billedet bliver liniefrekvensen  $625 \times 25 = 15\ 625$  og for 525 liniers billedet efter USA standard  $525 \times 30 = 15\ 750$ . Dette vil sige, at USA og vesteuropæisk standard ligger så tæt op ad hinanden, at en amerikansk TV-modtager uden nævneværdig omstilling skulle kunne anvendes i Europa - og omvendt. Det må dog bemærkes, at der kan blive nogen vanskelighed med lydkanalen - især ved intercarrier-lyd - da afstanden mellem billede og lydsender er 4,5 MC i USA og 5,5 MC i Europa.

### Antal billedpunkter.

Det billedfelt, der anvendes, har forholdet mellem højde og bredde som 3:4. Regner man nu, at man har 600 linier til at tegne billedet (idet der altid falder nogle linier bort under tilbageløbsprocessen), og man ønsker tilsvarende finhed i opdelingen af en linie i afvekslende lyse og mørke punkter, kan man skønsmæssigt foreslå, at der skal være 700 punkter på en linie (i praksis bliver det nærmere 560 linier a 750 punkter), fås pr.billede ialt  $ca. 600 \cdot 700 = 420\ 000$  billedpunkter. Tager man nu i betragtning, at der skal sendes 25 billeder pr.sek., vil det antal billedpunkter, der skal kunne overføres pr.sekund, komme op på indtil  $420\ 000 \cdot 25 = 10\ 500\ 000$  billedpunkter.

Betragter man det antal punkter, der er tegnet på en linie, vil man se, at afvekslende lyse og mørke punkter på en linie bevirker strømme i den fotoelektriske belægning, hvor et lyst og et mørkt punkt svarer til en periode (se fig.1.06). Dette vil altså sige, at den højeste frekvens, der bliver tale om med den nævnte punktopdeling af billedet, bliver  $\frac{1}{2} \cdot 10\ 500\ 000 = 5\ 250\ 000$  per./sek. Som anden ydergrænse må man regne med, at et helt billede kan være fuldstændig sort og det efterfølgende hvidt. Den laveste frekvens, man derved kommer ud for, bliver da 25 per./sek.

Dette vil altså sige, at den forstærker, som skal forstærke impulserne fra kamerarøret - og tilsvarende for signalerne efter dektoren i modtageren - skal spænde over et område fra ca.25 til ca.5 000 000 Hz. Denne frekvens kaldes VIDEO-FREKVENSEN (VF-frekvensen).

Foruden disse signalspændinger fra kamerarøret moduleres også synkroniseringssignaler ind på senderen. Ved hjælp af disse signaler kan man blive i stand til at styre afbøjningen af elektronstrålen i billedrøret, så den nøje følger den tilsvarende stråle i kamerarøret. Når VF-frekvenserne kan komme op på så høje værdier, er det naturligt, at bærefrekvensen for den højfrekvente svingning kommer endnu højere op, hvorfor TV-udsendelsen kommer til at foregå i området over ca.40 MC (eller under ca.7 m bølgelængde).

### Modtagerens opdeling.

Princippet i en TV-modtager bliver herefter følgende (se fig. 1.07).

Modtagerne fremstilles i almindelighed som supermodtagere. For at oscillatoren ikke skal sende for kraftigt signal ud i antennen og derved genere nabomodtagere, er der i de fleste modtagere sat et HF-trin som buffertrin foran blandingsrøret.

Fra HF-forstærkeren går man ind på blandingstrinnet og derfra videre til mellemfrekvensen.

Til et billede hører også en ledsagende lyd. I den første del af modtageren følges billede og lyd ad (de ligger, som foran nævnt, i en afstand af 5,5 MC). Et sted i mellemfrekvensen kan man adskille de to signaler, så lydsignalerne føres til en særlig lydkanal, indrettet for FM på normal måde.

Billedsignalerne fortsætter gennem mellemfrekvensdelen til en detektor, som efterfølges af en VF-forstærker, hvor de ensrettede signaler - VF-signalerne - forstærkes op, idet de tilføres billedrøret på tilsvarende måde, som lf-signalet i en alm. radiomodtager forstærkes, inden det tilføres højttaleren.

Hidtil har forskellen mellem TV-modtageren og en almindelig radiomodtager ikke været påfaldende, idet den væsentligste forskel er den, at billedrøret i TV-modtageren erstatter højttaleren i en almindelig modtager. Ved at gå videre i TV-modtageren vil man finde, at afbøjningen af elektronstrålen er noget nyt, som ikke findes i almindelige radiofonimodtagere. Generatorer til denne afbøjningsproces skal findes i TV-modtageren, og ved fortsættelse af gennemgangen af modtageren, vil man finde følgende:

Fra VF-delen grenes der fra til en synkroniseringsseparator med forstærker, hvor synkroniseringssignalerne skilles fra billedsignalerne. Synkroniseringssignalerne føres efter passende forstærkning ind på generatorerne for henholdsvis vertikal og horisontal afbøjning for at holde disse generatorer i synkronisme med de tilsvarende afbøjningsgeneratorer på senderen. Afbøjningsgeneratorerne er normalt indrettet for magnetisk afbøjning af strålen i billedrøret, da dette giver et noget kortere billedrør end et rør med statisk afbøjning. I den horisontale afbøjningsgenerator opstår der meget høje spændinger under dens funktion. Disse spændinger kan føres til en særlig højspændingsensretter, som ensretter impulserne, så de kan nyttiggøres som anodespænding for billedrøret (ved alm. rør 8-12 kV, strømforbrug ca. 20-50  $\mu$ A).

### Betjeningsknapper.

Da en TV-modtager er en del mere kompliceret end en almindelig radiomodtager, er det naturligt, at der også vil komme en del flere betjeningsknapper. En del af disse vil dog ikke være tilgængelige for publikum. Betjeningsknappernes antal vil selvfølgelig også kunne variere fra et fabrikat til et andet.

Af betjeningsknapper kan nævnes følgende:

Kanalvælger. Denne svarer til bølgelængdeomskifteren på en almindelig radiomodtager. Der er dog den forskel, at mens man ved radiomodtageren vælger området, vælger man ved TV-modtageren stationen, som herefter kan indstilles ved hjælp af en finindstillingsanordning. Kanalvælgeren skifter i såvel HF-delen som oscillatoren.

Tuneren. er den ovenfor nævnte finindstilling. Den finindstiller i almindelighed kun oscillatoren. ("Tuneren" er også betegnelsen for den sammenbyggede HF-forstærker og oscillator).

Kontrast. Denne indstilling regulerer forstærkningen i billedkanalen. Forstærkningen i billedkanalen er jo afgørende for, hvor kraftige signaler, der når frem til billedrøret, og dermed hvor stor forskel, der bliver mellem de spændinger, der skal give henholdsvis lyse og mørke detaljer i billedet. Da den således ændrer det, man indenfor fotografién betegner som kontrasten i billedet, får den naturligt navnet kontrastkontrol, idet man stadig ønsker at fastholde "styrke" som noget, der har med lyd at gøre. Kontrastkontrollen kan undertiden være delt i en grov- og en finregulering. Grovreguleringen er da anbragt, så den kun kan betjenes af den, der installerer modtageren på brugerens bopæl. Grovreguleringen er iøvrigt i moderne modtagere ofte erstattet med en automatisk regulering (A.G.C. svarende til A.V.C. for en almindelig radiomodtager).

Intensitet eller lys. Denne betjeningsknap regulerer middelbelysningen af billedet. Den største vanskelighed for brugeren (og iøvrigt også for mange teknikere) er vel nok at lære at skelne mellem nødvendigheden af at betjene "lys" og "kontrast" for at få det bedst mulige billede frem. Mange er i begyndelsen tilbøjelige til at give for megen kontrast, da dette ved overfladisk betragtning af billedet giver et mere besnærende udseende, men en nærmere undersøgelse vil vise, at en del af mellemløst mangler i billedets nuancer.

Vertikal hold ("lodret" eller "ramme") er en indstillingsknap, der skal regulere kippingfrekvensen for den vertikale kippinggenerator. Undertiden ser man, at såvel denne som den efterfølgende betjeningsknap er skjult bag en lille lem, så man ikke uforvarende kan komme til at stille på den. (Det samme kan være tilfældet med "lys" og "kontrast").

Horisontal hold ("vandret" eller "linie") er en indstillingsknap, der skal regulere kippingfrekvensen for den horisontale kippinggenerator.

Lyd er en volumenkontrol, som den findes i almindelige radicmodtagere. Ofte findes også en tonekontrol, som dog ikke er nævnt særskilt på fig.1.07.

For teknikeren findes yderligere nogle betjeningsknapper, der ikke er tilgængelige for brugeren. Disse kan være:

Billedhøjde og billedbredde. Disse kan enten være indkoblede på kippinggeneratoren eller mellem denne og den efterfølgende forstærker.

Linearisering lodret eller vandret. Disse reguleringer kan enten være indskudt mellem kippinggeneratorerne eller på udgangsforstærkeren eller efter denne. Dette vil blive omtalt senere.

# BILLEDSIGNALETS UDSEENDE. MODULATION.

Modulation af en sender for udsendelse af TV-signaler er indenfor de almindelige TV-områder altid AM.

For de vesteuropæiske udsendelser er følgende kanaler forbeholdt TV-udsendelser:

<u>kanal</u>	<u>frekvens</u>	<u>kanal</u>	<u>frekvens</u>
2	47-54 MC	5	174-181 MC
3	54-61 "	6	181-188 "
4	61-68 "	7	188-195 "
		8	195-202 "
		9	202-209 "
		10	209-216 "

(De amerikanske kanaler har andre frekvenser).

Ved almindelig radiofoni er det ikke noget problem at foretage en modulation, idet man i dette tilfælde i det store og hele kun beskæftiger sig med sinusformede svingninger, og i dette tilfælde er det nogenlunde ligegyldigt, om en positiv halvbølge giver anledning til en formindskelse eller en forøgelse af bæreølgen.

Helt anderledes stiller forholdene sig ved TV-signaler. Her skal det nødvendigvis være således, at når kamerarøret får en hvid impuls, skal dens påvirkning af bæreølgen være en sådan, at den efter at have passeret modtageren skal påvirke billedrøret på en sådan måde, at der også på dettes skærm fremkommer en hvid impuls.

Man skelner derfor ved TV-udsendelser mellem to forskellige modulationsformer: positiv modulation og negativ modulation.

Men forinden disse to modulationsformer omtales, må vi først se lidt på billedsignalernes udseende. Skal et billede bestå af lyse og mørke partier, må der under aftastningen af en linie af dette billede komme strømme fra kamerarøret, som vist fig.1.06 eller 1.08, hvor der i fig.1.08 er vist niveau svarende til henholdsvis hvidt, gråt og sort. Når nu elektronstrålen skal kippe tilbage og begynde at tegne næste linie, må man være sikker på, at der ikke tegnes noget på skærmen, da dette vil give slørede billeder. Man tilsætter derfor fra en særlig generator en ekstra sort-impuls (blanking pulse). Denne impuls indeholder samtidig en synkroniseringsimpuls, som skal kunne skilles fra billedimpulserne og påvirke kipgeneratorerne. Dette signal går ud over signalets begrænsning, således at dette yderligere medvirker til at slukke strålen. (I engelsk og amerikansk litteratur anvendes ofte udtrykket: blacker than black - sortere end sort).

POSITIV MODULATION.(fig.1.09).

Ved positiv modulation ordnes forholdene på en sådan måde, at hvide impulser giver kraftig modulation af bærebølgen og sort impuls giver svag modulation.

Når synkroniseringsimpulserne udsendes, er senderen kun ca.10% moduleret.

Denne modulationsmetode anvendes ved de Britiske udsendelser.

NEGATIV MODULATION. (fig.1.10).

Ved den negative modulation er forholdene lige omvendt af, hvad de er ved positiv modulation.

Et "hvidt" signal giver en svag bærebølge - dog ikke under 10% modulation - og et "sort" signal giver kraftig bærebølge. Synkroniseringssignalerne giver kraftigst bærebølge. Billedsignalerne giver normalt en modulation fra 10-75%, synkroniseringssignalerne 75-100% modulation.

Fordelene ved negativ modulation er følgende:

1. Støjimpulsen giver altid forøgelse af signalet svarende til større modulation. Sådanne signaler giver derfor sorte pletter på billedskærmen, hvilket ikke virker nær så generende som hvide forstyrrelser i billedet.
2. Maximalværdien af bærebølgen er kun afhængig af synkroniseringssignalet og ikke af den tilfældige gennemsnitsbelysning i billedet. Dette kan være en fordel, når der ønskes indført automatisk forstærkningsregulering, svarende til AVC i almindelige radiomodtagere.

## BILLEDRØRET.

Opbygningen af billedrøret er i princippet som opbygningen af et almindeligt katodestrålerør (se fig.1.05). Rørets hoveddele benævnes KOLBEN og HALSEN. Kolben, der ender i billedfladen, var i de første rør altid af glas. I nyere og større rør er kolbens sideflader undertiden udført af stål, og røret benævnes da derefter. Billedfladen er altid af glas og indvendig i røret belagt med flourescerende stoffer, der ved bombardement med elektroner giver et hvidligt lys. Forskellige firmaer anvender forskellige stoffer, så nogle rør viser en lidt blålig tone, andre en lidt sepia tone, o.s.v. Stoffet må have en ganske kort efterlysnings-tid, helst ikke over  $1/25$  sekund. Halsen på billedrøret er altid af glas og bærer tilslutningssøklen. I halsen er elektronkanonen anbragt nærmest søklen. Nærmest kolben findes afbøjningsfeltet. Dette kan enten være afbøjningsplader (statisk afbøjning) eller afbøjningsspoler (magnetisk afbøjning). I moderne rør anvendes næsten altid magnetisk afbøjning, da dette bl.a. giver kortere billedrør for en given størrelse af billedfladen.

Når man ved større rør undertiden udfører kolben af stål, skyldes dette bl.a., at der på dens yderside virker et overordentligt stort tryk. Røret er pumpet lufttomt og overalt på yderfladen ligger derfor en trykforskel på 1 kg pr.  $\text{cm}^2$ . Ved et rør som MW43 (17" rør), der har en billedflade på ca. 400 x 300 mm, har billedskærmen et areal på ca.  $1200 \text{ cm}^2$ . Denne flade er derfor underkastet et tryk på ca. 1200 kg (1,2 ton). Påvirkningen af fladen er derfor den samme, som vil fremkomme, dersom man anbragte billedfladen på skinner, der understøttede den i kanterne og derefter anbragte de 1200 kg jævnt fordelt over fladen. De øvrige sider påvirkes tilsvarende. Man forstår derfor, at kolben må udføres af tykt glas eller andet materiale med stor styrke. Store billedrør vil derfor altid blive forholdsvis tunge.

Sådanne billedrør må derfor behandles med stor forsigtighed, for sker der brækage på røret, kan glassplinter fare med stor kraft rundt i rummet. Det anbefales derfor fra forskellig side, at man arbejder med beskyttelsesbriller og eventuelt svære gummihandsker ved udskiftning af billedrør. Ligeledes anbefales det at lægge røret på et blødt underlag, når man lægger det fra sig, for at et sandkorn ikke skal ridse glasset og dermed øge faren for en implosion ("implosion" er betegnelsen for en form for



"eksplosion". Implosion fremkommer som følge af udvendigt tryk. Eksplosion forårsages af tryk indvendig fra).

Skal man løfte eller holde et billedrør i vandret stilling, bør man altid holde på kolben eller på kolbe og hals, aldrig på halsen alene, da der derved kommer meget stærke påvirkninger af materialet på det sted, hvor halsen går over i kolben. Man vil derfor risikere brud på dette sted.

Billedrør findes i forskellige størrelser og former. De ældste rør var forsynet med en rund billedskærm og derfor også rund kolbe. De krævede stor plads i modtageren, men det er den mest hensigtsmæssige konstruktion i styrkemæssig henseende. Af pladshensyn gik man derefter over til at fremstille rektangulære rør, d.v.s. rør med rektangulær billedskærm, da man herved kunne komme ned på mindre dimensioner af modtagerens kabinet. Senere er man - som foran nævnt - gået over til at fremstille den koniske del af kolben af stål.

I billedrørets hals, nærmest soklen, findes som foran nævnt elektronkanonen. Den består af følgende dele (se fig.2.01).

K er en katode, der opvarmes af glødetråden, hvorved den bliver i stand til at udsende elektroner, som skal skydes hen på billedskærmen for at få denne til at lyse.

G betegner gitteret (også kaldet wehneltcylinderen), der i forhold til katoden skal have en større eller mindre negativ spænding. Man bliver derved i stand til at regulere den elektronstrøm, der kommer fra katoden og går ud af elektronkanonen. Dette gitter styrer altså strømmen i røret på samme måde, som et styregitter i et almindeligt forstærkerrør styrer anodestrømmen i dette.

$A_1$  er en cylindrisk hjælpeanode eller fokuseringsanode, der skal have en spænding på +250 til +450 volt. Dens elektriske felt danner sammen med det elektriske felt fra gitteret og hovedanoden et elektronlinsesystem. Ved at give hjælpeanoden en passende spænding er man derved i stand til at samle elektronstrålen i et meget smalt bundt på billedskærmen (strålen fokuseres statisk). I almindelighed giver man dog hjælpeanoden en fast spænding og foretager den endelige fokusering ad magnetisk vej, således som det lidt senere vil blive omtalt.

$A_2$  er en del af hovedanoden bygget op som en cylinder på samme måde som hjælpeanoden. Dens spænding skal være 6 - 12 kV eller

endnu større, alt efter de forskellige rør. Denne anode står i forbindelse med rørets indvendige grafitbelægning, som dermed også virker som anode og er med til at accellerere elektronerne, samt opsamle dem, der rammer billedskærmen. For de almindelige billedrør ligger anodestrømmen på 25 - 50  $\mu\text{A}$ , men retter sig selvfølgelig i allerhøjeste grad efter strålens intensitet, eller sagt på anden måde - strømmens størrelse er bestemmende for lyset på skærmen. Selv om denne effekt (100  $\mu\text{A}$  ved 10 kV giver 1 W) jo ikke er nogen synderlig stor effekt, er den dog tilstrækkelig til, selv om den kun virker 1 sekund eller så på samme sted, at ødelægge den flourescerende belægning på skærmen. Hvis der er fare for, at strålen kan komme til at stå stille, må man derfor altid sørge for, at dens intensitet nedsættes til det mindst mulige. Helst bør man slukke strålen for ikke at "brænde hul" i skærmen.

Dersom røret ikke er fuldstændig lufttomt, kan der under elektronernes vej gennem røret ske sammenstød mellem disse og de tilbageværende luftpartikler. Ved disse sammenstød kan der dannes ioner. Sker dette i nærheden af katoden, vil ionerne accellereres sammen med elektronerne. Ioner har meget større masse og indeholder meget større effekt end elektronerne. Anvendes der i røret statisk afbøjning - og dette sker yderst sjældent - vil ionerne afbøjes på tilsvarende måde som elektronerne, hvorfor deres tilstedeværelse normalt ikke vil opdages. Anvendes derimod magnetisk afbøjning, vil ionerne ikke afbøjes så meget som elektronerne, og man vil derfor iagttage, at i midten af billedskærmen kommer en udbrændt rund plet på ca. 20 - 50 mm i diameter.

En sådan ionplet kan undgås på flere måder, f.eks. ved, at man på bagsiden af det flourescerende lag udfælder en ganske tynd metalhinde (aluminiumhinde), som er i stand til at lade elektronerne slippe igennem, men vil opfange ionerne (denne rørtype går i USA under betegnelsen metal-backed-tubes).

En anden metode er at bygge elektronkanonen på en sådan måde, at der kan anvendes en ionfælde - herom senere.

## MAGNETISK AFBØJNING.

Dersom elektroner passerer ind i et magnetisk felt, vil de påvirkes af dette.

Fra elektrotekniken er det jo kendt, at en strømførende leder vil påvirkes af et magnetfelt (højttaler, amperemeter o.s.v.). Hvis ledningen står vinkelret på magnetfeltet, vil ledningen bevæge sig vinkelret på såvel sin egen længderetning som magnetfeltets retning. En elektronstråle er at opfatte som en elektrisk strøm, der ganske vist ikke er bundet til nogen ledning, men den vil alligevel afbøjes, og afbøjningen vil foregå vinkelret på såvel strålens retning som magnetfeltets retning (se fig.2.02).

Lægges derfor en spole på hver sin side af katodestrålerørets hals (se fig.2.03), og sendes der strøm gennem spolerne, vil der gå et vandret magnetisk felt gennem røret. En elektronstråle, der passerer gennem dette felt, vil derfor bøjes enten opad eller nedad, alt efter strømmens retning gennem spolerne. Afbøjningsvinklen afhænger af såvel feltets styrke som længden af den vej, elektronerne passerer gennem feltet, eller nærmere præciseret: afbøjningsvinklen afhænger af det antal amperevindinger, der præsteres af spolerne og af længden af magnetfeltet. For at få et magnetfelt så homogent og så kraftigt som muligt, lægges afbøjningsspolerne ikke som "stive" spoler på hver sin side af røret, men smyges omkring rørets hals, som antydnet fig.2.04. Spolerne gives normalt en rektangulær form, som antydnet fig.2.03 og 2.04.

Spolerne for den vertikale afbøjning lægges lodret. Spolerne for den horisontale afbøjning lægges vandret og smyges, som nævnt for de andre spoler, om rørets hals (se fig.2.05).

For dels at skærme mod ydre felter, dels for at gøre spolefeltet kraftigere, lægges der ofte en bandage af jerntråd udenom spolerne (specialjern). Undertiden ser man også, at der anvendes sammensintret materiale (FERROXCUBE el.lign.), der har form som en cylinder med indvendig fortanding, hvori afbøjningsspolerne er nedlagt i noter på tilsvarende måde, som viklingerne på en elektromotor er nedlagt i noter.

Strømmen til afbøjningsspolerne kommer fra udgangstransformatorer indskudt i de respektive udgangsrør for afbøjningsgeneratorerne.

### IONFÆLDE.

Den foran omtalte afbøjning af elektronstrålen i et magnetfelt udnyttedes i ionfælden. Det viser sig nemlig, at i et magnetfelt afbøjes ionerne ikke så meget som elektronerne. Hvis man derfor laver en skæv kanon, som antydtes fig.2.06, vil såvel elektroner som ioner ramme ind i den cylinderformede del af anoden, som vist med den punkterede linie.

Anbringer man nu på tværs af den bøjede kanon et magnetfelt fra en lille permanent magnet (se fig.2.08), vil dette søge at rette såvel elektronernes som ionernes baner op, men da elektronerne afbøjningsvinkel er større end ionernes, vil kun elektronstrålen afbøjes så meget, at den kommer ud af kanonen, hvorimod ionerne rammer mod cylinderens vægge og derved opfanges, så de ikke kan nå frem til billedskærmen og ødelægge denne. Anvendt på denne måde kaldes magneten en ionfælde.

I stedet for at lave en skæv kanon kan man skære cylinderen skråt over, hvorved såvel elektroner som ioner vil få en retning, der søger at gå vinkelret på de skrå flader (se fig.2.07). På samme måde som ved den skrå elektronkanon retter man derefter elektronstrålen op ved hjælp af ionfælden, så kun elektronstrålen kommer ud af elektronkanonen.

### Ionfældens indstilling.

Når ionfælden er indstillet korrekt, skal der gå **så stor** elektronstrøm som muligt ud af elektronkanonen. Dette giver sig til kende som så meget lys som muligt på billedskærmen.

Ved indstilling på ionfælden må man derfor arbejde med tændt billedrør. Der lukkes passende op for "lyset" (intensitetskontrol) til billedskærmen, idet der frembringes et raster på billedskærmen, der skal intet signal være på modtageren. Ionfælden skubbes frem og tilbage på rørets hals og drejes eventuelt også, indtil det dannede raster er så lysstærkt som muligt. Fremkommer der under denne operation skygger af rørets hals på billedskærmen, må denne skygge søges fjernet ved indstilling af fokuseringsspolen.

Er linierne i rastret ikke vandrette, må dette korrigeres ved hjælp af afbøjningsspolernes drejning omkring rørets akse.

### FOKUSERINGSSPOLE.

Lægges der en spole omkring billedrørets hals, således at rørets akse og spolens akse falder sammen, vil de elektroner, som ikke kommer ind nøjagtig parallelt med kraftlinierne, påvirkes af disse og få en afbøjning, således at en stråle, der spredes vifteformet ud til alle sider, igen vil samles på samme måde som lys, der passerer en samlelinse, vil bøjes i denne og påny samles (se fig.2.09).

Det magnetiske felt i en sådan spole vil derfor - ligesom det elektriske felt om hjælpeanoden - virke som en elektronlinse. Magnetfeltets styrke bestemmer elektronlinsens brændvidde. Man kan derfor fokusere elektronstrålen ved at ændre på strømmen igennem spolen. Ved at omgive spolen med jern, kan man også ændre magnetfeltets form og styrke, og for at bruge så få amperevindinger som muligt til fokuseringen, er spolen derfor ofte omgivet af en jernkappe med et passende luftrum.

Spolen kan selvfølgelig også erstattes med en eller to passende ringformede permanente magneter, hvor man ved at ændre det magnetiske kredsløb ad mekanisk vej kan frembringe det passende felt til fokuseringen.

Drejes fokuseringsspolens - eller fokuseringsmagnetens - akse, vil der ske en afbøjning af elektronstrålen i aksens retning, hvorfor man ved at vippe fokuseringsanordningens akse op eller ned - eller til den ene eller anden side - vil kunne få billedet til at følge med på billedskærmen. Med fokuseringsspolen kan man altså centrere rasteret på skærmen. Hælder linierne i rasteret derimod, er det en drejning af afbøjningsspolerne, der skal rette denne hældning op.

### AFBØJNINGSGENERATORER (SAVTAKGENERATORER).

Gennem afbøjningsspolerne - horisontal såvel som vertikal - tilstræbes at få en strøm, der varierer savtakformet, så lyspletten vandrer jævnt over skærmen for derefter at springe tilbage til udgangsstillingen og begynde forfra. Da disse afbøjningsspoler er tilkoblet anodekredsen i et udgangsrør, ligger det nær at antage, at et sådant udgangsrørs gitter skal have tilført en savtakformet spænding. Forskellige savtakgeneratorer vil derfor blive omtalt i det følgende.

I stedet for betegnelsen savtakgeneratorer anvendes ofte udtrykket kipgenerator eller sweep-generator.

Fælles for alle savtakgeneratorer er, at den savtakformede spænding fremkommer som spændingsvariation over en kondensator.

Serieforbindes en kondensator og en modstand og tilsluttes en spændingskilde, vil kondensatoren oplades efter en eksponentialkurve (se fig.3.01). Den første del af denne kurve er nogenlunde retlinet. Hvis man derfor kortslutter - eller på anden måde aflader kondensatoren - når spændingen er kommet op på en vis værdi, vil spændingen blive nul for derefter påny at begynde at vokse.

Den hastighed, hvormed spændingen ændrer sig, d.v.s. hældningen af eksponentialkurven ved dennes begyndelse, er bestemt af tidskonstanten for den anvendte kombination af modstand og kondensator. Tidskonstanten er bestemt som  $T = R \cdot C$ ,

hvor  $T$  = tid i sekunder

$R$  = modstand i ohm

$C$  = kapacitet i farad

### THYRATRON eller GASTRIODE som savtakgenerator.

En thyatron eller en gastriode er opbygget som et almindeligt forstærkerrør, men glaskolben er ikke lufttom. Dette bevirker, at når der kommer til at gå strøm i røret, danner dette i det store og hele en kortslutning - i hvert fald er der en relativt ringe indre modstand i røret. Strømmen gennem røret standses ved, at anodespændingen reduceres til nul eller til en meget lav værdi. Sammenlignet med et vakuumrør vil man altså finde, at medens man ved vakuumrøret er i stand til at regulere anodestrømmen jævnt fra en værdi til en anden, kan man ved gasfyldte rør ikke få mellemliggende værdier mellem strømmen nul og fuld værdi, d.v.s. at et gasfyldt rør i det store og hele kan virke som kontakten i fig.3.01.

De spændinger, der afgør, hvornår røret (fig.3.02) skal være strømførende, er dels anodespændingen, dels gitterspændingen.

Holder man gitterspænding fast på en bestemt fastlagt værdi, skal der en bestemt anodespænding til, før røret bliver strømførende (røret tænder). Havde man valgt gitterspændingen dobbelt så stor, skulle anodespændingen også være ca. dobbelt så stor, for at røret kunne tænde. Dette vil altså sige, at man ved at ændre på gitterspændingen kan ændre kipspændingens størrelse.

Betragter man nu en opstilling som fig.3.02, vil man se, at der i den sker følgende:

Vi går ud fra, at katoden er opvarmet, og at kondensatoren C har spændingen nul. Der vil følgelig ingen strøm gå i røret. Kondensatoren vil derfor oplades gennem modstanden R. Hvor hurtigt opladningen foregår, afhænger af tidskonstanten for kombinationen RC.

Når kondensatorens opladning - og dermed spændingen på rørets anode - er steget til en vis værdi afhængig af gitterforspændingen, vil røret tænde og omtrent kortslutte kondensatoren, så denne hurtigt aflades.

Ladetiden for kondensatoren anvendes til at føre elektronstrålen frem over katodestrålerørets billedskærm, medens billedet tegnes. Den hertil brugte tid kaldes fremløbstiden  $T_f$  (se fig. 3.03a).

Når røret tænder, vil det som nævnt omtrent kortslutte kondensatoren, så denne hurtigt aflades. Da anodestrømmen i røret ikke

så gerne må overstige en vis værdi, for at dets levetid ikke skal blive for kort, er der indskudt en begrænsningsmodstand  $R_a$  i anoden for at nedsætte spidsværdien (peak-værdien) af afladestømmer. Afladetiden (tilbageløbstiden  $T_t$ ) er derfor ikke uendelig kort, den strækker sig over en vis tid, som ikke må overstige ca. 10% af hele den tid, der medgår til en periode.

Gør man nu tidskonstanten større ved at forøge enten  $R$  eller  $C$ , vil der medgå længere tid, inden kondensatorens spænding kommer op på rørets tændspænding. Kipfrekvensen vil falde i samme forhold som ladetiden forøges (se fig. 3.03b).

Dersom gitterforspændingen (spændingsforskellen mellem katode og stel) forøges, vil tændspændingen for røret også blive tilsvarende større. Kipspændingen - og dermed billedhøjde eller billedbredde - vil derfor ændres i tilsvarende forhold. Kipfrekvensen ændrer sig ganske vist også, men den kan korrigeres ved ændring af modstanden  $R$ .

Dette vil altså i det store og hele sige, at skal man ændre på kipfrekvensen, må man ændre  $R$ . Skal man ændre kipspændingens størrelse (d.v.s. billedhøjde eller billedbredde), må man ændre på  $R_k$ .

Ligeegyldigt, hvor nøjagtigt man laver en sådan opstilling, vil man ikke kunne få den til at kippe med nøjagtig samme frekvens som den, der anvendes på kamerarøret. Man tilføjer derfor synkroniseringsspændinger, der skal være positive impulser, på gastriodens gitter. Når synkroniseringsimpulsen pludselig kommer, vil gitterets spænding gå mod nul, ja formentlig blive positiv. Røret vil derfor tænde, selv om anodespændingen ikke er kommet op på den til den faste gitterspænding svarende værdi.

Gastrioderne anvendes næsten ikke mere, da man med andre koblinger i forbindelse med vakuumrør kan opnå større præcision.



### BLOCKING-OSCILLATOREN. (den blokerede oscillator fig.3.04).

En blocking-oscillator består af et almindeligt trioderør (vakuumrør) i forbindelse med en transformator (spec. lf-transformer), "gitterkondensator" C og afledningen R. Transformeren skal være forbundet på en sådan måde, at når strømmen i anodeviklingen tiltager, vil der i gitterviklingen induceres en spænding, der giver en positiv værdi på gitteret.

Hvis katoden er varm og spændinger ellers normalt til stede på opstillingen, vil der ske følgende, idet anoden i røret begynder at trække strøm (se fig.3.05):

Så længe strømmen er voksende i primærviklingen, vil der i sekundærviklingen induceres en spænding, der som ovenfor omtalt skal være positiv mod gitteret. På et eller andet tidspunkt må strømmen nå til en værdi, da den ikke kan vokse mere. Når strømmen ikke mere ændrer sig, vil der ikke mere induceres nogen spænding i sekundærviklingen.

For nu at se, hvad der yderligere sker, må man gå lidt tilbage og se på, hvad der er sket i mellemtiden.

Under anodestrømmens opvoksen induceredes der en positiv spænding på gitteret. Dette har selvfølgelig medført, at der er kommet til at gå en gitterstrøm, som har opladet kondensatoren C til en negativ spænding. Når der derfor ikke mere induceres nogen spænding i transformerens sekundærvikling, vil gitteret komme til at stå med en negativ spænding, og dette vil selvfølgelig bevirke, at anodestrømmen nu vil aftage. Dette medfører, at det magnetiske felt i transformeren ændrer sig, så der nu induceres en spænding i modsat retning i transformerens sekundærvikling, altså en spænding med minus mod gitteret. Dette bevirker selvfølgelig, at anodestrømmen yderligere aftager. I løbet af et øjeblik er anodestrømmen i røret nul. Anodestrøm og induceret spænding i transformeren er vist fig.3.05  $i_a$  og  $e_{Tr}$ .

Har de rigtige forhold været til stede, er kondensatoren C i den periode, da der gik gitterstrøm, blevet opladet til så stor en (negativ) spænding, at røret nu er blokeret (spændingen  $e_C$ ). Herefter vil kondensatoren C aflades gennem modstanden R. Hvor hurtigt dette sker, er afhængig af tidskonstanten for R og C. Når kondensatoren er afladet så meget, at røret lige netop kan begynde at trække strøm, udvikler forholdene sig forfra, som foran beskrevet.

Den gitterspænding, der har en sådan værdi, at anodekredsen befinder sig på grænsen mellem strømførende og ikke strømførende tilstand, kaldes ofte med den engelske og amerikanske betegnelse for cut-off værdien - afskæringsværdien. Det er denne værdi, der på fig.3.05  $e_C$  og  $e_g$  er vist med punkteret linie. Den på kondensatoren C fremkomne spænding vil altså blive en savtakspænding, som vist fig.3.05  $e_C$ . I de fleste tilfælde benyttes så langt et stykke af eksponentialkurven, at man ikke kan se bort fra kurvens krumning. Ønskes denne del af kurven mere retlinet, kunne man derfor tænke sig den med et udseende som antydnet fig.3.07. Dette vil jo i virkeligheden sige, at kondensatoren ender med at få en positiv værdi, hvis det hele får lov til at udvikle sig, som antydnet på tegningen. At få kondensatoren til at ende med at få en positiv værdi opnås jo meget let ved at forbinde modstanden R til plusledningen i stedet for til katode- eller stelledningen. Frekvensen for savtakspændingen vil ganske vist stige, idet den tid, der hengår fra fuldt opladet kondensator til cut-off værdien nås, formindskes, men en ændring af frekvensen lader sig let korrigere ved ændring af R eller C. Strømskemaet for opstillingen vil da blive som vist fig.3.06.

Som nævnt under gastrioden vil også her kipfrekvensen ændres ved at ændre værdien for C eller R. Modstanden R er altid opdelt i to dele, hvis R skal være variabel, for at man ikke fuldstændig kan kortslutte kondensatoren (fig.3.04) eller sætte fuld positiv spænding på gitteret (fig.3.06)

I anodekredsløbet på gitteret er næsten altid indskudt et R-C led, som vist ved  $R_1C_1$  (fig.3.04). Dette led kan selvfølgelig være en ganske almindelig afkobling. Tidskonstanten skal da være meget stor sammenlignet med tiden for den enkelte kipsvingning. Er tidskonstanten derimod mindre, d.v.s. 2-10 gange så stor som tiden for den enkelte svingning, vil der ske følgende:

I det korte tidsrum, da røret er strømførende, vil der tages en del af kondensatoren C's ladning, så dens spænding falder. Når røret derefter er blokeret, vil  $C_1$  oplades gennem  $R_1$ , og dens spænding stiger. Over  $C_1$  vil der derfor også optræde en kipspænding. Dens frekvens er bestemt af gitterkredsløbet i røret, men spændingsstørrelse er bestemt af værdien af  $R_1C_1$ . Hvis man derfor tager kipspændingen fra  $C_1$  og gør såvel R som  $R_1$  variable, vil R i det store og hele bestemme kipfrekvensen og  $R_1$  kipspændingens størrelse.

Ønskes den frembragte kipspænding synkroniseret med en anden frekvens, kan en positiv synkroniseringsimpuls indføres på gitteret eller en negativ impuls på anoden.

Transformeren i den vertikale kipgenerator minder i udseende meget om en almindelig lf-transformer. Ved den horisontale kipgenerator er transformeren meget mindre, da det er nødvendigt at såvel selvinduktion som selvkapacitet af viklingen er begrænset af hensyn til den korte tid, der er til rådighed for gitterstrømmen til opladning af kondensatoren C (ca. 6  $\mu$ sek.).

### MULTIVIBRATOR.

En multivibrator er opbygget som en modstandskoblet forstærker (se fig.3.08), hvor udgangen på det sidste rør er koblet til indgangen på det første rør. Der er derfor en meget kraftig tilbagekobling i systemet, idet en eventuel impuls på gitteret i det ene rør vil forstærkes i dette rør og derfor komme til det andet rørs gitter i forstærket form og med modsat fase. I det andet rør bliver impulsen nu yderligere forstærket og påny drejet i fase, så impulsen kommer tilbage til det første rør med den oprindelige fase, men forstærket i to trin. Forstærkeren vil derfor være instabil og frembringe svingninger. Disse svingninger er normalt så kraftige, at de fuldstændig overstyrer rørene, så man derved kan få trekant- og firkantimpulser frem.

Kurveformen de forskellige steder vil man kunne få frem ved et øjeblik at tænke sig, at f.eks. gitteret i rør 2 har fået så stor negativ spænding, at røret er blokeret, så anodestrømmen i dette rør er nul. Da spændingerne på de to gitre ligger i modfase, går vi ud fra, at  $g_1$  er positiv. Sidstnævnte er ikke nogen tilfældig antagelse, da der jo ved blokering af rør nr.2 ikke går nogen anodestrøm i dette, så kondensatoren  $C_1$  lades op gennem  $R_{a2}$  og  $R_{g1}$ , og denne ladestrøm vil over  $R_{g1}$  give positiv spænding på dette gitter. Der vil gå gitterstrøm i dette gitter. Gitteret i rør nr.2 vil ikke kunne blive stående med den store negative spænding til stadighed, idet kondensatoren  $C_2$  jo vil aflades gennem  $R_{g2}$ . På et tidspunkt vil spændingen over  $R_{g2}$  komme til rørets cut-off værdi, og der begynder at gå lidt anodestrøm i røret. Dette bevirker, at spændingen på  $A_2$  falder. Denne spændingssænkning forplanter sig gennem kondensatoren  $C_1$  til gitteret i rør 1

som derved får en lille negativ impuls. Dette rør har som før nævnt stået med en spænding nul eller eventuelt en lille positiv spænding. Den fra rør nr.2 kommende negative impuls vil derfor få anodestrømmen i rør nr.1 til at aftage og dermed spændingen på dets anode til at stige. Denne spændingsstigning vil gennem kondensatoren  $C_2$  forplante sig som en positiv impuls til gitteret i rør nr.2, hvorved anodestrømmen i dette rør yderligere vil stige. Forholdene udvikler sig lavineagtigt, og i løbet af næsten ingen tid går der så stor en strøm gennem rør nr.2, at det sammenlignet med  $R_{a2}$  omtrent danner en kortslutning til stel. Da kondensatoren  $C_1$  var blevet ladet op til en stor spænding, og den nu med plusenden bliver omtrent stelforbundet, vil dens anden belægning få en stor negativ spænding mod stel, hvorfor dens ladning vil blokere rør nr.1.

Som foran beskrevet vil derfor nu det ene rør være blokeret og det andet strømførende. Kondensatoren  $C_1$  aflades og  $C_2$  oplades, som foran beskrevet, blot for rørene i omvendt rækkefølge.

De på rørene fremkomne spændinger er vist fig.3.09. Opstillingen er her betragtet som fuldstændig symmetrisk, d.v.s.  $R_{a1} = R_{a2}$ ;  $R_{g1} = R_{g2}$ ;  $C_1 = C_2$ . Vælges tidskonstanten forskellig for de to kredsløb, vil blokeringstiden blive forskellig for de to rør, og multivibratoren kan anvendes til styring af en kipgenerator.

En sådan opstilling, hvor en multivibrator anvendes som kipgenerator, kan da se ud som vist fig.3.10. Her er anodemodstanden (12 k $\Omega$ ) i rør nr.2 anvendt som lademodstand for kondensatoren (1500 pF), hvorfor spændingen på denne vokser jævnt, medens rør nr.2 er blokeret. Når røret er ledende, vil denne kondensator aflades. Tidskonstanten for  $R_{g2} C_2$  og  $R_{g1} C_1$  er meget forskellige (mindst 10:1), således at kipspændingen får det rette forhold mellem fremløbstid og tilbageløbstid.

Modstanden  $R_{g2}$  består her af en fast og en variabel modstand, så man hermed kan variere kipfrekvensen. At de to rør er forskellige spiller ingen rolle, og der er intet til hinder for, at begge rørsystemer kan være indbygget i samme glaskolbe.

En sådan opstilling anføres bl.a. af PHILIPS med en ECL60. De anførte værdier svarer til kipgenerator for horisontal afbøjning.

## KATODEKOBLET MULTIVIBRATOR.

I stedet for at anvende den sædvanlige koblingsmetode med kobling fra anode gennem kondensator til gitter på det efterfølgende rør, kan man anvende sammenkobling gennem en fælles katodemodstand. Opstillingen er vist fig.3.11 og virker på følgende måde:

Kondensatoren  $C_g$  har fået så stor ladning, at gitteret blokerer rør nr.2. Herved sker følgende:

Kondensatoren C oplades gennem R.

Rør nr.1 indstiller sig på en ligevægtstilstand bestemt ved katodemodstandens størrelse (det er jo kun rør nr.1, der sender strøm gennem modstanden, da rør nr.2 er blokeret). Anoden i rør nr.1 har en passende lav spænding.

Efterhånden vil  $R_{g2}$  aflade kondensatoren  $C_g$  samtidig med, at kondensatoren C oplades. Spændingen på anoden vil altså stige mod større positive værdier samtidig med, at gitterets spænding aftager mod nul.

På et eller andet tidspunkt vil rør nr.2 derfor begynde at trække strøm. Spændingen over katodemodstanden bliver større. Dette vil bevirke, at der kommer til at gå mindre strøm i rør nr.1, og spændingen på anoden i dette rør stiger. Denne spændingsstigning forplanter sig gennem kondensatoren  $C_g$  som en positiv spændingsimpuls til gitteret i rør nr.2, hvorved strømgennemgangen gennem dette rør bliver større. I løbet af ganske kort tid vil derfor rør nr.1 blive blokeret, rør nr.2 få så stor positiv impuls, at kondensatoren C aflades gennem røret, og kondensatoren  $C_g$  oplades på grund af gitterstrømmen. Når nu kondensatoren C er afladet, og anodestrømmen i rør nr.2 ophører, vil rør nr.1 igen få den oprindelige gitterforspænding, og anodens spænding derfor falde. Da  $C_g$  er blevet opladet og dens positive belægning lægges fast på en ret lav værdi, vil dens negative belægning blive stærkt negativ i forhold til katoden og rør nr.2 dermed blokeret, d.v.s. den tilstand, der før blev betragtet som udgangstilstanden er nu igen til stede, og forholdene udvikler sig som foran beskrevet.

Ønsker man at synkronisere denne kipgenerator med en synkroniseringsimpuls, kan denne indføres som negativ gående synkroniseringsimpuls på gitteret i rør nr.1, idet der i dette tilfælde må indskydes en gitterafledning mellem gitter og stel. Denne afledning er ikke nødvendig, når opstillingen virker som fritløbende kipgenerator.

### TRANSITRONEN som kipgenerator.

Forbinder man i et pentoderør bremsegitteret til skærmgitteret igennem et passende batteri, som vist fig.3.12, så bremsegitteret bliver negativt i forhold til skærmgitteret, og forbindes skærmgitteret til den positive spænding gennem en modstand, vil der ske følgende:

Hvis man ændrer anodens spænding fra nul og opefter mod en positiv værdi, vil der for små anodespændinger overhovedet ingen anodestrøm gå, idet det negative bremsegitter blokerer anoden, så hele emissionen går over til skærmgitteret. Når anodens spænding kommer op på en vis størrelse, vil bremsegitteret ikke mere være i stand til at holde hele emissionsstrømmen tilbage. Nogle af elektronerne vil komme over på anoden og derved gå fra skærmgitterstrømmen. Skærmgitterspændingen vil derved stige, da skærmgitterstrømmen jo bliver mindre. Med skærmgitterspændingen følger bremsegitterets spænding, og når denne går i positiv retning, vil den ikke opretholde den kraftige blokering af anoden, så denne trækker endnu flere elektroner, som derved yderligere går fra skærmgitteret o.s.v. Anodestrømmen vil derfor pludselig sætte ind og skærmgitterstrømmen falde til en ret lav værdi, hvorfor skærmgitterets spænding kommer op på en noget større værdi. Bremsegitteret følger disse spændingsændringer og vil derfor ikke mere søge at blokere anoden, selv om spændingen på denne falder. Endres anodens spænding derfor i nedadgående retning, vil der ikke ske noget pludseligt fald i anodestrømmen, men denne vil aftage jævnt med anodespændingen, som vist fig.3.13.

Denne egenskab ved pentoderøret kan udnyttes til anvendelse som kipgenerator, hvis anoden forbindes gennem en modstand  $R$  til plus-spændingen og gennem en kondensator  $C$  til minusspændingen (katode eller stel), som vist fig.3.14. Forbindes skærmgitteret gennem en kondensator  $C_{g3}$  til  $G_3$  samtidig med, at det røres til plusledningen gennem en modstand  $R_{g2}$ , og forsynes  $G_3$  med en afledning til katode, vil der ske følgende:

Går vi ud fra, at kondensatoren  $C$  er afladet, og kondensatoren  $C_{g3}$  er opladet til en stor spænding med minus mod  $G_3$ , vil dette bevirke, at strømmen gennem modstanden  $R$  oplader kondensatoren  $C$ , da spændingen fra  $G_3$  blokerer anodestrømmen.

Spændingen fra kondensatoren  $C$  stiger altså jævnt samtidig med, at kondensatoren  $C_{g3}$  aflades. På et givet tidspunkt er spændingen

på anoden vokset så meget, og den negative spænding på  $G_3$  aftaget så meget, at  $G_3$  ikke mere er i stand til at blokere anoden. og denne begynder at trække strøm. Dette forårsager, at skærmgitterstrømmen aftager, og skærmgitterspændingen stiger. Denne stigning forplanter sig gennem kondensatoren  $C_{g3}$  som en positiv impuls til  $G_3$ , hvorved der sker følgende:

- a. Kondensatoren C aflades hurtigt af den store anodestrøm.
- b.  $G_3$  bliver så positivt, at det trækker strøm, så kondensatoren  $C_{g3}$  påny oplades til en stor spænding.
- α. Når kondensatoren C er blevet afladet, vil skærmgitteret påny tage hele emissionsstrømmen og dets spænding derfor falde.  $G_3$ , som jo er forbundet til skærmgitteret gennem den nu opladede kondensator  $C_{g3}$ , vil dermed få en stor negativ spænding, som vil blokere anoden, og forholdene udvikler sig forfra, som foran beskrevet.

Ønskes kippingfrekvensen varieret, kan dette gøres ved ændring af modstanden R.

Ønskes kippingfrekvensen synkroniseret, kan et positivt gående synkroniseringssignal indføres på et udtag på  $R_{g3}$ .

### VERTIKAL AFBØJNING. UDGANGSTRIN.

Det, man tilstræber at opnå med afbøjningsspolerne, er at få en ensartet og jævn bevægelse over skærmen under elektronstrålens fremløb og en tilpas hurtig tilbagetrækning af strålen under tilbageløbet.

Ved den vertikale afbøjning skal frekvensen være 50, og man må bruge ca. 90% af tiden til fremløbet og 10% til tilbageløbet. Dette er relativt lange tider, der her er tale om, sammenlignet med den horisontale afbøjning, hvorfor forholdene bliver noget forskellige for de to generatorer.

Fælles for de to tilfælde er dog, at strømmen gennem afbøjningsspolerne skal variere savtakformet, og det vil derfor være hensigtsmæssigt at se på, hvilke spændinger, der da kan fremkomme over spolerne.

En afbøjningsspole indeholder selvfølgelig både selvinduktion og modstand. I fig. 3.15 er vist de spændinger, der vil opstå, når strømmen skal være savtakformet.

Betragtes først en spole uden modstand, ved man fra den almindelige elektroteknik, at når strømmen gennem en spole ændres, vil der i den induceres en spænding. Er strømindringen pr. tidsenhed konstant, vil den inducerede spænding være konstant. Under fremløbet må derfor induceres en forholdsvis lille spænding i spolen og under tilbageløbet en tilsvarende større spænding, men med modsat polaritet.

Tænker man sig nu den virkelige spole erstattet med en tænkt (ideel) spole uden modstand i serie med en udvendig modstand af samme størrelse som den virkelige spoles modstand, vil man, når der sendes en savtakformet strøm gennem opstillingen, over denne få en spænding, der er sammensat af en firkantsspænding og en trekantsspænding, altså en trapez lignende spænding, som vist fig. 3.15 nederst. En sådan spænding skal derfor helst tilføres styregitteret på udgangsrøret, for at strømmen gennem spolen kan blive den idelle.

Omformningen af en trekantsspænding til en trapezspænding volder normalt ikke vanskelighed. Hvis man i serie med en kondensator anbringer en modstand og sender en ladestrøm ind i denne serieforbindelse, vil der ske følgende, idet vi forudsætter ladestrømmen konstant (se fig. 3.16).



1. Ved konstant ladestrøm i kondensatoren vil spændingen over den stige jævnt med tiden (vist ved  $e_c$ ).
2. Under kondensatorens opladning bliver spændingen over modstanden konstant, når ladestrømmen er konstant, som vist kurve  $e_R$ .
3. Under kondensatorens afladning bliver spændingen over modstanden ligeledes konstant, men betydelig større end ladestrømmen (afladestrømmen betragtes som konstant). Afladningen vil da ske med jævn hastighed. Afladetiden forkortet i samme forhold til ladetiden som afladestrømmen er større end ladestrømmen.
4. Under afladningen vil spændingen over modstanden få modsat polaritet af den, der fremkom under opladningen. Spændingen er forøget i samme forhold som forholdet mellem afladestrøm og ladestrøm.
5. Spændingen over kondensator og modstand tilsammen vil blive, som vist kurve  $E_{R+G}$ . Denne spænding stemmer fuldstændig overens med den spænding,  $E_G$  der er ønsket.

Et sådant kredsløb sammensat af en serieforbindelse af modstand og kondensator og indkoblet på passende måde kaldes ofte et peaking-kredsløb og modstanden  $R$  en peaking-modstand (peak = spids).

Som det vil forstås af forannævnte fremstilling, er spidsens størrelse afhængig af modstandens størrelse. Ønskes mulighed for regulering af spidsens størrelse, gøres modstanden derfor variabel. Spidsen får selvfølgelig ikke den kantede form som vist, da overgangen mellem lade- og afladestrøm ikke sker så brat, som vist. Ligeledes vil afladestrømmen formentlig heller ikke forløbe så retlinet, som vist, men dette spiller ingen rolle, da strålen jo er slukket under tilbageløbet, så der intet lys fremkommer på billedskærmen under denne del af perioden. Der kræves blot, at tilbageløbet skal være fuldført indenfor den fastlagte tid.

I fig.3.17 er vist et eksempel på en vertikal afbøjningsgenerator, som den har været anvendt i en engelsk modtager. Som det ses, er det en blocking-oscillator, der er anvendt. Modstanden mrk. "1" tjener til kontrol af kipfrekvensen. Kipspændingen tages fra anodekredsen, hvor modstanden mrk. "2" tjener til at

regulere kipspændingens størrelse og dermed billedhøjden.

Modstanden "3" er en peaking-modstand, der tjener til at regulere lineariteten i den øverste del af billedet. Katodemodstanden "4" for udgangsrøret er variabel. Ved at ændre gitterforspændingen på udgangsrøret med denne modstand, kan man ændre lineariteten i billedets vertikale del. I cirkler er anført den kurveform, der vil fremkomme på en oscillograf tilsluttet vedkommende steder.

I fig.3.18 er vist en lignende form for vertikal afbøjningsanordning angivet af PHILIPS. Som man vil se, er kipspændingen til udgangsrøret taget fra gittersiden af blocking-generatoren. Frekvensen bestemmes af modstanden "1". Den frembragte kipspænding er ikke så lineær som ønskelig, hvorfor et lineariseringsled "2" bestående af modstand og kondensator er indskudt. Yderligere er der indskudt et lineariseringsfilter "3" (peaking-led) for fremskyndelse af tilbageløbet, så den øverste del af billedet kan blive korrekt. "4" regulerer billedhøjden. Den "nederste" del af gitterafledningen er fast, for at billedhøjden ikke skal kunne reguleres på nul, hvorved der fremkommer en vandret linie på billedskærmen, og billedskærmen derved udsættes for overlast.

I katodeledningen er ved "5" indført en ret kraftig modkobling for at modvirke indvirkningen af karakteristikkens krumning (og en eventuel kurvedeformation på grund af for ringe selvinduktion i udgangstransformerens primærvikling).

I fig.3.19 er vist en anden form for vertikal afbøjningsgenerator, hvor kipspændingen er ført fra anoden af blocking-oscillatoren ind på gitteret i udgangsrøret. I udgangsrøret er dels katodespændingen variabel, dels indført en modkobling for linearisering. RC-leddet over primæren af udgangstransformeren er indskudt for at dæmpe overspændingen ved tilbageløbet.

I fig.3.20 er vist en kipgenerator hentet fra en amerikansk modtager. Opstillingen minder noget om en multivibrator, hvori det ene rør er udgangsrøret. Det første rør holdes blokeret af katodekomplekset, hvor modstanden på 125 k $\Omega$  regulerer kipping-frekvensen. Spændingen på kondensatoren 25 nF mellem de to rør vil oplades gennem modstandene til plus (2 M $\Omega$  + 3 M $\Omega$  variabel). Denne modstand bestemmer kipspændingens størrelse, altså billedhøjden. Modstanden 4,7 k $\Omega$  og kondensatoren 5 nF er et lineariseringsled. Den variable katodemodstand i udgangsrøret er ligeledes for linearisering.

### HORISONTAL AFBØJNING.

Som omtalt under den vertikale afbøjning opstår der induktionsspændinger under strømgennemgangen gennem afbøjningsspolerne. Skønt selvinduktionen i de horisontale afbøjningsspoler er væsentlig mindre end selvinduktionen i de vertikale afbøjningsspoler, er tiderne for strømændringerne så meget kortere, at de fremkomne spændinger bliver væsentlig større.

Tag som et eksempel en afbøjningsspole med en selvinduktion på 3 mH. Denne skal udsættes for en strømændring på ca. 1 amp. for at give en afbøjning svarende til billedfeltets bredde. Tiden for en periode af den horisontale afbøjningssvingning er  $\frac{1}{15625}$  sek. = 64  $\mu$ sek. Regnes nu for nemheds skyld fremløbstiden til 60  $\mu$ sek. og tilbageløbstiden til 4  $\mu$ sek., findes de nedenfor udregnede spændinger, idet den inducerede spænding er bestemt ved  $E = L \cdot \frac{di}{dt}$ , hvor  $\frac{di}{dt}$  betyder strømvariation pr. tidsenhed.

$$\text{Spænding under fremløb } E_f = \frac{3}{1000} \cdot \frac{1 \cdot 10^6}{60} = 50 \text{ volt}$$

$$\text{Spænding under tilbageløb } E_t = \frac{3}{1000} \cdot \frac{1 \cdot 10^6}{4} = 750 \text{ volt}$$

Da de almindelig anvendte forstærkerrør ikke kan præstere en strømvariation på 1 amp., må der mellem udgangsrør og afbøjningsspoler indskydes en transformer med et omsætningsforhold på ca. 6. På denne transformers primærvikling vil der da under fremløb fremkomme en spænding på ca. 300 volt og under tilbageløbet en spænding på ca. 4500 volt.

Forholdene ved den horisontale afbøjning bliver derfor en del forskellig fra forholdene ved den vertikale afbøjning. Da den ene ende af udgangstransformereren jo er fast forbundet til anodespændingen, vil den anden ende kunne få en spænding på mindst 4500 volt. Denne ende er i forbindelse med udgangsrørets anode, som må kunne stå for denne store spænding. Anoden er derfor i almindelighed ført ud i rørets top.

Nu er det jo ikke noget krav, at tilbageløbet skal forløbe lineært. Man må af denne grund kunne vente, at tilbageløbsspændingen kan blive 2-3 gange så stor som anført. Før den horisontale afbøjning behandles i enkeltheder, vil det dog være formålstjenligt at betragte en spole nærmere, når den udsættes for forskellige påvirkninger.

1. (fig.3.21). Påtrykkes en spole en konstant spænding et kort stykke tid og forudsættes, at den ohmske modstand i spolen (tabet i spolen) er så ringe, at den er uden nævneværdig betydning, samt at den tid, spolen påvirkes af spændingen meget ringe i forhold til den tid, strømmen ville være om at vokse op til den endelige værdi, vil strømmen vokse lineært, som vist i figuren.

Lægges omskifteren pludselig om i den anden viste stilling, så spolen kortsluttes, vil strømmen aftage eksponentielt mod nul.

Var der i stedet for kortslutningen indskudt et batteri med modsat polaritet af det første, som vist punkteret til højre for spolen, ville strømmen være faldet til nul med samme hastighed som den, hvormed den før voksede. Dersom afbryderen åbnedes, når strømmen blev nul, ville der ikke ske mere, men forbliver afbryderen lukket, vil strømmen vokse i modsat retning, indtil der påny afbrydes.

2. (fig.3.22). Er spolen forsynet med en parallelforbundet kapacitet, og sættes der igen spænding på et lille øjeblik, så strømmen vokser op til en passende værdi, som vist på figuren, hvorefter afbryderen åbnes, vil der herefter ske følgende: Den i spolen gående strøm kan ikke pludselig ophøre at eksistere. Efter at afbryderen er åbnet, vil den løbe over i den med spolen parallelforbundne kondensator og lade denne op. Strømmen vil selvfølgelig efterhånden aftage samtidig med, at spændingen tiltager. Når strømmen er faldet til nul, er spændingen vokset op til en værdi bestemt ved

$$\frac{1}{2}L \cdot i^2 = \frac{1}{2}C \cdot e^2$$

$L$  er spolens selvinduktion

$C$  er kondensatorens kapacitet

$i$  er strømmen i afbrydningsøjeblikket

$e$  er den maksimale spænding, der fremkommer over kondensatoren.

Spolen er nu strømløs, og kondensatoren står med en stor spænding. Denne tilstand er selvfølgelig ikke holdbar, og kondensatoren vil udlades gennem spolen, hvor strømmen nu vil gå i modsat retning af før. Der vil opstå en svingning, som på grund af spolens modstand - og øvrige tab kredsen - vil være dæmpet.

En sådan dæmpet svingning vil altid opstå i en spole, når forbindelsen til spolen afbrydes, selv om der tilsyneladende ikke e

nogen kondensator forbundet over den, idet en spole altid har en vis selvkapacitet bestående af kapaciteten mellem de enkelte vindinger. Jo større tab, spolen har, desto hurtigere vil svingningen dæmpes. Jo større selvkapacitet spolen besidder, desto langsommere forløber de opståede svingninger.

3. (fig.3.23). Anbringes en diode parallelt med afbryderen, som vist på figuren, vil der ske følgende:

Med lukket afbryder vil strømmen vokse op som før, indtil afbryderen åbnes. Når denne åbnes, vil en dæmpet svingning påbegyndes, men der vil kun forløbe ca.  $\frac{1}{2}$  periode af denne svingning, idet den nederste ende af spolen (den ende, der er i forbindelse med katoden af dioden) da vil få lige så stor eller større negativ spænding end den negative ende af batteriet. Dette bevirker, at dioden bliver ledende, og ser man bort fra modstanden i dioden, vil dette derfor svare til, at afbryderen lukkes. Strømmen gennem spolen vil derfor ændre sig med samme hastighed som tidligere, men den har modsat retning og aftager derfor mod nul. I det øjeblik, strømmen gennem dioden ophører, vil strømmen gennem spolen skifte retning og vokse som vist, indtil afbryderen igen åbnes, og det hele påny forløber som forklaret.

Anvendes strømmen gennem spolen til afbøjning af elektronstrålen i et billedrør, vil der i de forskellige tilfælde ske følgende: Tilfælde nævnt under 1: Bevægelsen under fremløb og under tilbæløb vil være af nogenlunde samme størrelsesorden. Tilbæløbet foregår alt for langsomt.

Tilfælde nævnt under 2: Bevægelsen under fremløbet vil i venstre side af billedskærmen foregå i svingninger frem og tilbage, så billedet vil få et udseende, som om det var tegnet på en gennemsigtig plade, der var foldet sammen nogle gange svarende til de svingninger, der fremkommer i spændingen.

Tilfælde nævnt under 3: Bevægelsen under fremløbet foregår nu over en større strækning, end før dioden blev tilkoblet, og det til trods for, at der ikke tages større strøm fra spændingskilden. De svingninger, der under 2 fremkom på grund af den opsamlede magnetiske energi i spole (og jernkerne) er i dette tilfælde bleve udnyttet til at give en større afbøjning på billedskærmen. Strømmen gennem dioden oplader batteriet, hvorved en del af den i spolen oplagrede magnetiske energi nu omsættes til elektrisk energi der tilbageleveres spændingskilden, hvorfra den oprindeligt er

taget i stedet for som før at gå tabt i egensvingninger.

Da en sådan diode dels dæmper den opståede svingning, dels forøger nyttevirkningen (effektiviteten) for den optagne strøm, betegnes den undertiden som dæmpediode, undertiden som effektivitetsdiode (efficiency-diode).

#### AFBØJNINGSKREDSLØBET.

Indskydes en udgangstransformer for den horisontale afbøjning (linieafbøjningen) i et udgangsrør, som vist fig.3.24, skal der derfor til rørets gitter føres en sådan spænding, at gitteret under fremløbstiden er i nærheden af nul, hvorved modstanden i røret bliver meget lille. Forstærkeret vil i det store og hele komme til at virke på omtrent samme måde som afbryderen omtalt i fig.3.21-3.25. Den hastighed, hvormed strømmen vokser op gennem transformeren bliver derfor i det væsentligste bestemt af anodespændingens størrelse.

Under tilbageløbet skal gitteret have så stor negativ spænding, at røret blokeres. Når strømmen gennem røret således afbrydes, vil der derfor opstå en egensvingning i transformeren, som vist i figuren, og gøres der intet for at dæmpe denne svingning, vil elektronstrålen i billedrøret selvfølgelig påvirkes af svingningen, hvorfor billedets venstre side vil fortegnes.

#### ANVENDELSE AF DÆMPEDIODE.

Indkobles en diode som vist fig.3.25, svarer forholdene nu i det store og hele til dem, der er omtalt med fig.3.23, idet afbryderen er erstattet med forstærkeret. Dioden vil, som foran nævnt, give passage for strømmen gennem transformeren, når strømmen vender efter den første halve periode af egensvingningen, hvor anoden i forstærkeret har været oppe på den meget høje positive spænding og nu vender for derefter at blive negativ. Strømmen gennem dioden udnyttes for så vidt ikke ud over, at den giver et tillæg i afbøjningsstrøm.

### BOOSTERDIODE.

Der er intet til hinder for, at dioden kan indskydes et andet sted end lige netop over udgangsrøret. Transformeren kan udformes som en autotransformer, således at dioden kan indskydes med katoden på et udtag af autotransformeren og anoden på et passende sted af anodespændingskilden. Der vil da stadig ske det, at når den første halve periode af egen-svingningen er forløbet under tilbageløbet, og strømmen er vendt i transformerviklingen, vil denne strøm samtidig med, at den passerer dioden, have en sådan retning, at den leverer energi tilbage til den øverste del af spændingskilden (se fig.3.26 og 3.27).

Ved rigtig dimensionering har det sidst nævnte tilfælde mulighed for at give en forøgelse af anodespændingen, hvilket er meget påkrævet ved modtagere, hvori der ikke anvendes net-transformer, som f.eks. ved modtagere for universaldrift.

Anvendes et strømskema som vist fig.3.27, vil det ses, at der i dette sker følgende:

Dersom kondensatoren  $C_B$  forudsættes at have en ladning med polaritet, som vist på figuren, vil der ved strømgennemgang gennem udgangsrøret gå strøm gennem transformerviklingen, svarende til en spænding, der er summen af netspændingen og spændingen over kondensatoren  $C_B$ . Der vil dog også gå nogen strøm i kredsløbet fra netspændingen (+200 V) gennem boosterdioden  $D_B$ , den nederste del af transformerviklingen og udgangsrøret til stel. Spændingen er i det store og hele konstant, så strømmen gennem viklingen stiger jævnt, som forklaret i tilslutning til fig.3.21-3.23.

Når der nu tilføres styregitteret i udgangsrøret en stor negativ spænding, så strømmen i røret stopper, vil der påbegyndes en dæmpet svingning, som omtalt i forbindelse med fig. 3.22 og 3.24. Under denne egen-svingning vil såvel anode i udgangsrør som katode i boosterdiode under den første halvperiode af egen-svingningen udsættes for en stor positiv spænding. Under den anden halvperiode af egen-svingningen vil begge de nævnte elektroder blive negative. I udgangsrør sker der intet, når anoden bliver negativ, men i boosterdioden vil der kunne gå strøm, når katoden bliver negativ i forhold til dette

rørs anode. Strømmen i boosterdiode vil derfor - som omtalt i forbindelse med dæmpedioden fig.3.25 - dæmpe egensvingningen og som omtalt i forbindelse med fig.3.26 oplade kondensatoren  $C_B$ , idet dennes kapacitet må være så stor, at spændingen over den er nogenlunde konstant i den korte tid, opladningen varer. Strømmen - der jo har modsat retning af den strøm, der under slutningen af fremløbet gik gennem udgangsrøret - vil derfor aftage jævnt mod nul, som omtalt i forbindelse med fig.3.23. Når strømmen bliver nul, må gitteret i udgangsrøret ikke mere have den store negative spænding. Blokeringen skal være ophævet, så der kan komme til at gå anodestrøm, når anoden går fra den negative spænding over til den positive spænding, svarende til, at strømmen i viklingen skal vende. Hele processen gentager sig påny som foran forklaret. Forholdene er måske noget mere indviklede end her forklaret, men til forståelse af boosterdiodes funktion i det omfang, det kræves for reparationer, må den her givne forklaring være tilstrækkelig.

Den spænding, som fremkommer på  $C_B$ , kan alt efter dimensioneringen beløbe sig til ca. 200-300 volt, som sammen med den ensrettede netspænding på kondensatoren  $C_F$  giver en spænding på 400-500 volt, der under normal drift står til rådighed i udgangsrøret. Denne spænding anvendes også ofte som spænding til hjælpeanoden i billedrøret og som spænding til anoden i generatoren for lodret afbøjning.

Kondensatoren  $C_B$  kan vælges så stor, at spændingsvariationen under en periode af kipfrekvensen er så ringe, at den intet betyder, men den kan også vælges noget mindre, således at spændingsvariationen får indflydelse på kipspændingens forløb, idet en strøm, der ændrer sig fuldstændig lineært, vil give en afbøjningsvinkel, der ændrer sig lige meget pr. tidsenhed. En sådan afbøjning af en stråle, der rammer en plan skærm, vil give et billede, der bliver en smule for "åbent" i siderne i forhold til midten. Fra forskellig side anbefales derfor, at der anvendes en forholdsvis lille kondensator (ca. 22-56 nF).



### GLØDESTRØM TIL BOOSTERDIODEN.

Boosterdioden er et indirekte opvarmet rør. Katoden vil under tilbageløbet komme op på meget store positive spændinger. Dersom modtageren er en universalmodtager, bliver glødetrædene lagt i serie. Glødetrædens spænding vil da ligge et sted mellem 0 og 220 volt.

I den senere tid er der fremkommet en Boosterdiode (PY81), der kan tåle en spænding på ca. 5 kV mellem glødetråd og katode. Ved ældre rør har man været nødt til at holde spændingsforskellen mellem glødetråd og katode på meget mindre værdier, hvilket kunne gøres ved, at glødestrømstilledningerne blev ført gennem en særlig vikling på udgangstransformeren, så der i hver af disse tilledninger induceres samme spænding som på katoden (se fig.3.28). Er disse ledninger bifilart viklede, giver den inducerede spænding jo ikke nogen ændring i glødestrømmen, men sørger for, at begge glødetrædens ender hæves i spænding. Da der kan være mulighed for uønskede svingninger i disse viklinger, kan spændingsforskellen mellem katode og glødetråd fikseres vekselstrømsmæssigt ved hjælp af en kondensator (ca. 2,2 nF), forbundet mellem katode og glødetrædens ene ende.

### HØJSPÆNDINGSFORSYNING TIL BILLEDRØR.

Da man under tilbageløbet har meget store positive spændinger på udgangsrøret for den horisontale afbøjning, kan man ensrette disse højspændingsimpulser og anvende denne ensrettede spænding til drift af billedrøret. Dette kan lade sig gøre, da strømforbruget kun er ganske ringe. Normalt bliver spændingen dog ikke tilstrækkelig stor, hvorfor der lægges en "forlængelse" af viklingen på transformeren for at få tilstrækkelig spænding til højspændingsdioden (se fig.3.28, hvor højspændingsdioden er mærket EHT).

Glødestrømmen til ensretterrøret tages normalt fra en særlig vikling og ført på udgangstransformeren for den horisontale afbøjning.

### EKSEMPLER PÅ LINEAFBØJNING.

Fig.3.29 viser et eksempel på en ældre lineafbøjningsgenerator (angivet af PHILIPS). Som man ser, er generatoren en blocking oscillator, hvor en variabel modstand finindstiller frekvensen. Udgangstrinnet er forsynet med en dæmpediode (effektivitetsdiode EA40), og på sekundærdiden er koblet en diode EA50, ligeledes for dæmpning af egensvingninger.

I fig.3.30 er ligeledes vist en horisontal afbøjningsgenerator med udgangstrin, som den anvendes af flere. Som det ses, er der her anvendt en multivibrator som kipgenerator. Den variable del af gitterafledningen ( $0,5 \text{ M}\Omega$ ) anvendes til indstilling af kippingfrekvensen. Den er ført tilbage til anoden i et rør, hvorved man opnår at kunne ændre kippingfrekvensen ved at ændre vedkommende rørs anodestrøm og dermed anodespændingen. (se under blocking oscillatorer fig.3.07).

Synkroniseringen vil blive nærmere omtalt i et senere afsnit.

I anoden på det ene af rørene i multivibratoren er indskudt en svingningskreds afstemt til kippingfrekvensen  $15625 \text{ Hz}$ . En sådan svingningskreds vil medvirke til at holde kippingfrekvensen på den rigtige frekvens, hvis støjimpulser vil søge at trække kipgeneratoren over i utide.

I udgangstrinnet er anbragt en boosterdiode, der oplader en kondensator, så den spænding, der påvirker udgangsrøret, bliver ca.  $450\text{--}480 \text{ volt}$ , selv om den tilførte spænding kun er ca.  $170\text{--}180 \text{ volt}$ .

En højspændingsdiode er tilkoblet udgangstrinnet for at ensrette de højspændte impulser under tilbageløbet, hvorved disse udnyttes som højspænding til billedrøret.

## TV-MODTAGERENS BILLEDKANAL.

### HF-TRIN og BLANDINGSTRIN.

Om HF-delen og blandingsdelen af en TV-modtager gælder i det store og hele det samme, som er omtalt under FM-modtagere. Om HF-trinnet gælder dog, at dets frekvensområde skal være væsentligt større end ved FM, idet FM-signalerne fra en station jo kun omfatter en frekvensvariation på  $\pm 75$  kHz, hvorimod man ved TV skal have såvel lydsender som billedsender samtidig, og disse ligger med en afstand på 5,5 MHz (se fig. 4.01).

Normalt anvendes et HF-forstærkertrin foran blandingsrøret, og såvel indgangskredsen som kredsen mellem hf- og blandingsrør skal derfor kunne spænde over denne båndbredde og må derfor i de fleste tilfælde dæmpes med en modstand.

Oscillatoren lægges i almindelighed højere i frekvens end det modtagne signal. Da bærefrekvensen for lyden ligger højere end bærefrekvensen for billedsignalerne (lyd 67,75 MC, billede 62,25 MC for kanal 4, den nuværende kanal for københavnsenderen), vil lydkanalen efter omdannelsen i blandingsrøret ligge på en lavere mellemfrekvens end billedkanalen.

### MF-DELEN FOR BILLEDKANALEN.

Normalt vil såvel billedsignaler som lydsignaler følges ad gennem en del af mellemfrekvensforstærkeren for billedsignalerne - undertiden følges dog de to signaler ad gennem hele billedkanalen. Mellemfrekvensforstærkeren må derfor have så stor bredde, at den kan tage begge signaler. For resonanskurven for billedmellemfrekvensen tilstræbes et udseende som vist fig.4.02.

TV-senderen indrettes i almindelighed til kun at udsende det ene sidebånd. Nu kan filtrene jo kun ved meget store bekostninger indrettes til at afskære skarpt, hvorfor noget af det andet sidebånd beliggende i nærheden af bærebølgen også vil sendes med ud, således at man i området omkring bærebølgen får for stor effekt sendt ud. Derfor tilstræbes et fald i modtagerens resonanskurve, som vist i fig.4.02 omkring bærebølgen for billedet.

Da mellemfrekvensresonanskurven skal have stor båndbredde, må man vælge mellemfrekvensen med en forholdsvis høj værdi. I de ældste modtagere var den undertiden nede i nærheden af 7-8 MHz i USA (hvor modulationsfrekvensen ikke er så høj som hos os). Ved de her i landet først fremstillede kommercielle modtagere var mellemfrekvensen for lyden ca. 10 MHz og mellemfrekvensen for billedet fra denne frekvens og ca. 5,5 MHz højere.

I USA har mellemfrekvensen i nogle år ligget omkring ca. 20-22 for lyden og tilsvarende fra denne værdi og ca. 4,5 MHz højere for billedet. I dag går tendensen imod endnu højere mellemfrekvensværdier (35-40 MHz), væsentligst for at undgå forstyrrelser fra andre stationer (FM-TV), der kan optræde som spejlfrekvenser.

Undertiden ser man mellemfrekvensforstærkeren udført som båndfilter med to afstemte kredse mellem hvert af mellemfrekvensrørene, men denne metode har hidtil ikke været anvendt herhjemme med undtagelse af ELTRA's ret-modtager.

Den almindeligste form for koblinger i mellemfrekvensen er dog en enkelt kreds mellem hvert af rørene. For at få tilstrækkelig bredde dæmper man dels kredsene og dels afstemmes de til lidt forskellige frekvenser. Denne metode kaldes forskudt afstemning eller stagger tuning.

Da båndbredden for mellemfrekvensen skal være forholdsvis stor, skal godheden for den enkelte kreds være relativ ringe og impedansen <sup>bliver</sup> derfor ikke særlig stor. Ved anvendelse af pentoder med en stejlnhed på ca. 1 mA/volt (sædvanlige pentoder fra radiofonimodtagere) bliver forstærkningen i det enkelte trin ringe. For at få en rimelig forstærkning må der derfor anvendes specialrør (bredbåndsforstærkere) med stor stejlnhed (6-10 mA/V).

Ved stagger tuning må de enkelte mellemfrekvenskredses godhed som nævnt ikke være for stor. Bliver en svingningskreds udsat for en øjeblikkelig kraftig påvirkning, og dens godhed er stor, vil der i kredsen kunne opstå en dæmpet egensvingning, som kan interferere med bærefrekvensen eller andre egensvingninger og derved fremkalde forstyrrelser i billedet. Forstyrrelserne fremkommer især ved gengivelsen af skarpe streger i billedet, hvor billedet går over fra mørke til lyse partier,

idet interferensen her vil bevirke dobbeltkonturer, der kan gentages 3-4 gange, men som selvfølgelig aftager i styrke, efterhånden som den dæmpede svingning dør ud (se fig.4.03). Fænomenet er særligt udpræget, dersom der er tendens til instabilitet i forstærkeren, idet den dæmpede svingning da vil være længere tid om at dø bort. Ved en mellemfrekvensforstærker med 5 afstemte kredse i stagger tuning kan kredsene ligge med resonansfrekvenserne, som vist fig.4.04 punkteret. Den resulterende frekvenskurve kan da få udseendet, som vist med fuldt optrukket linie.

Ved stagger tuning kan koblingen mellem de enkelte trin være udført som vist fig.4.05 og 4.06. Ved kobling mellem blandingstrin og 1' mf-trin dog undertiden som vist fig.4.07.

I fig.4.05 er vist, at der er indskudt en modstand i anodekredsen. Afstemningsspolen er da indskudt i gitterkredsen på det efterfølgende rør, og som afstemningskapacitet fungerer anodekapaciteten på det første rør og gitterkapaciteten på det andet rør. Da disse kapaciteter kan være noget afhængig af signalets størrelse og størrelsen af den eventuelle regulerings-spænding, der tilføres røret, foretrækkes ofte, som vist fig. 4.06, at lade en del af katodemodstanden være uafkoblet, hvorved der fremkommer en modkobling, som vil formindske kapacitetsvariationen i røret. Anodemodstand og afstemningsspole ligger iøvrigt i vekselstrømmæssig henseende i parallelforbindelse, så anodemodstanden dæmper afstemningskredsen. Det er derfor lige så almindeligt, at man bytter om på anodemodstand og afstemningsspole, som vist fig.4.06. Spolen vil være forsynet med jernkernestift for forøgelse af selvinduktionen eller med en messingstift for formindskelse af selvinduktionen ved inddrejning i spolen.

Om afkoblingskondensatorerne er at bemærke, at disse - ved den høje mellemfrekvens, der her er tale om - skal være så induktionsfri som muligt. Den selvinduktion, der her kan være tale om, kan være såvel kondensatorens indre selvinduktion (selvinduktion i rulleblok) som selvinduktion i tilledningerne. Nu til dags anvender man derfor altid keramiske kondensatorer og afkorter tilledningerne så meget som muligt. Ofte ser man, at hvis den neutrale ende af kondensatoren

flyttes blot 10-20 mm, vil modtageren virke på anden måde. Det gælder derfor om ved udskiftning af dele (især kondensatorer) at anvende samme type som den defekte del og at anbringe den på nøjagtig samme måde, hvis man ikke vil udsættes for overraskelser med hensyn til modtagerens virkemåde.

Undertiden ser man i stedet for de angivne koblinger, at der anvendes en "seriespole", som vist fig.4.07, hvor spolen jo kan siges at ligge i serie med gitterkapaciteten. Denne koblingsmetode er fundet i et par amerikanske strømskemaer og anvendes desuden i TOROTORS billedkanal som sammenkobling mellem blandingsrør og 1' mf-rør.

Ved trimning af en stagger tuned mellemfrekvensforstærker er det absolut nødvendigt at rette sig efter fabrikkens opgivelser ved indstillingen af de enkelte kredse, dersom man skal have et ordentligt billede på billedskærmen. En smule vejledning har man dog i de i tidsskrifterne ELECTRONICS og ELECTRONIC ENGINEERING opgivne værdier, som er følgende:

Mellemfrekvensforstærkerens samlede båndbredde kaldes  $F$  og midtpunktet for frekvenskurven kaldes  $f_0$ . Anvendes der i mellemfrekvensforstærkeren 5 afstemte kredse, skal afvigelsen fra  $f_0$  for de to af kredsene være  $f = \pm 0,19 F$  og for de to andre kredse  $f = \pm 0,46 F$ . Anvendes derimod kun 4 kredse i forstærkeren, skal de to kredse afvige  $f = \pm 0,29 F$  og de øvrige to kredse  $f = \pm 0,48 F$  fra nævnte midtfrekvens  $f_0$ , men som foran nævnt, det vigtigste er at få fabrikkens oplysninger om mellemfrekvenserne og trimme efter disse.

### BØLGEFÆLDER I MF-DELEN.

Som regel kan mellemfrekvensdelen ikke fremstilles med så stor stejlehed på flankerne af resonanskurven, at udenfor liggende frekvenser ikke vil kunne genere. De frekvenser, der her kan være tale om, er følgende:

1. Lydsignalet hørende til billedet. Såfremt der kommer lyd med i billedet, vil dette give sig til kende som vandrette lyse og mørke striber i billedet. Disse striber vil variere i takt med lyden.
2. Lydsignaler fra sender i nabokanal.
3. Billedsignaler fra sender i nabokanal.

Af disse forstyrrende signaler har kun de under (1) nævnte frekvenser interesse herhjemme endnu, men derfor anbringes som regel alligevel de øvrige bølgefælder i modtageren.

Bølgefælderne kan tilkobles på følgende måde:

#### a. Induktiv tilkobling.

I fig.4.08 er vist en almindelig induktiv tilkobling af bølgefælde til svingningskreds. I de fleste tilfælde er de to spoler anbragt på samme spolerør i hinandens forlængelse og med en afstand på 10-20 mm. Ved tilkobling af bølgefælden vil man få en frekvenskurve som vist fig.4.09.

For at få fjernet den top, der skyder sig op udenfor den egentlige frekvenskurve, må der til en efterfølgende kreds kobles en anden bølgefælde afstemt til den frekvens, der svarer til toppunktet på kurven.

Den induktive tilkobling kan også udføres ved, at de to spoler anbringes i hver sin spolespand og en enkelt vinding af den ene spole føres over og kobles på den anden spole, eller ved at der kobles med en lukket sløjfe (link-kobling) mellem de to spoler, der kan være anbragt i hver sin spolespand, som vist fig. 4.10.

#### b. Kapacitiv tilkobling.

I fig.4.11 er vist en kapacitiv kobling mellem bølgefælde og afstemningsspole. De to spoler er der anbragt i hver sin spolespand, og sammenkoblingen sker gennem en lille kondensator på ca.0,5-2 pF mellem de spændingsførende ender af spolerne.

#### c. Modkobling.

Bølgefælden - eller en del af denne - kan anbringes i katoden

på forstærkerret, som vist fig.4.12. Derved vil der opstå en modkobling og deraf følgende fald i forstærkning for den frekvens, bølgefælden er afstemt til. I almindelighed anvendes en sådan bølgefælde kun i et enkelt trin, hvorimod en induktiv eller kapacitivt tilkoblet bølgefælde anvendes i flere på hinanden følgende trin.

Dersom lydkanalen er tilkoblet billedkanalen i mf-delen, udtages signalerne til lydkanalen fra et udtag på den bølgefælde, der er indskudt for at hindre lydsignalerne i at gå videre i billedkanalen.



## DETEKTOR og VF-DEL.

### DETEKTOREN.

Som detektor anvendes en diode, der kan tilkobles på en af de almindelig kendte metoder. Almindeligvis anvendes enten fig. 5.01 eller fig. 5.02. Forskellen på de to strømskemaer er, at i det ene tilfælde fremkommer der over kondensatoren i diodekredsløbet en spænding, der er positiv i forhold til stel, hvorfor synkroniserings- og billedsignaler vil være positiv gående, som vist fig. 5.01.

Vendes dioden som vist fig. 5.02, vil spændingen på kondensatoren blive negativ i forhold til stel og signalerne negativ gående.

At et signal er positiv gående betyder, at det indført på gitteret i et rør vil bevirke en forøgelse af anodestrømmen i dette rør. Anvendt på billedrøret vil dette sige, at et positiv gående signal tilført gitteret i billedrøret vil foranledige mere lys på billedskærmen og et negativ gående signal mindre lys. Om et signal er positiv eller negativ gående, har man ikke behovet at bekymre sig om ved almindelige radiomodtagere, men dette forhold er af største betydning ved TV-modtagere.

Da modulationsfrekvensen kan komme op på ca. 5 MHz, må kondensator og afledning i diodekredsen vælges med en tidskonstant svarende til, at kondensatorens ladninger kan følge denne høje frekvens. Kondensatoren vælges ofte ca. 10 pF og modstanden 5-10 k $\Omega$ .

### VIDEO-FORSTÆRKEREN (VF-forstærkeren).

I en almindelig radiofonimodtager efterfølges detektoren af en LF-forstærker. Noget tilsvarende finder sted i en TV-modtager, men da modulationsfrekvensen her går langt udenfor de lavfrekvente svingningers område, kaldes disse frekvenser videofrekvenser og forstærkeren en video-forstærker.

Som tidligere nævnt (se side 5) går videofrekvenserne fra ca. 25 til ca. 5 000 000 Hz, altså op til ca. 5 MHz. Videoforstærkeren må derfor kunne forstærke dette frekvensområde nogenlunde ensartet for alle frekvenser, også uden nævneværdig fase-

forskydning, hvis billedkvaliteten skal blive tilfredsstillende. For at kunne tilfredsstille dette krav, må videoforstærkeren være en modstandskoblet forstærker. Nu ved man jo af erfaring, at en almindelig modstandskoblet forstærker som regel ikke går over 20 000 - 30 000 Hz. Grunden hertil er, at anodens kapacitet (kapacitet fra anode til stel og mellem anode og gitter) begynder at gøre sig gældende, så anodens impedans falder for stigende frekvens. Antages f.eks., at anodens kapacitet til stel - incl. monteringskapacitet - er ca. 5 pF, vil en udregning af denne kondensators impedans vise, at ved 5 MHz er impedansen  $Z = \text{ca. } 6 \text{ k}\Omega$ .

Hvis impedansen i anodekredsen ikke må ændre sig væsentligt med frekvensen i området 25 Hz til 5 MHz, må anodemodstanden derfor ikke være væsentligt over 6 k $\Omega$ . Da man er i stand til at kompensere for dette fald i forstærkning, kan der tillades en anodemodstand på 10-15 k $\Omega$ .

Som bekendt er forstærkningen i et pentoderør i det store og hele bestemt som  $F = S \cdot R$ ,  
hvor  $F$  = forstærkningen

$S$  = rørets stejlehed

$R$  = modstanden (impedansen) indskudt i anodekredsen

Skal man have en nogenlunde ordentlig forstærkning af et VF-trin, må man derfor anvende et rør med stor stejlehed (EF42, EF80, PL83 el.lign.).

### KOMPENSERINGSSPOLER.

For at kompensere for frekvenskurvens fald ved de højeste frekvenser (området 4-5 MHz) på grund af kapaciteten mellem elektroder og stel, kan der i anodekredsen indskydes en spole, som sammen med rørkapaciteten udgør en parallelkreds, der giver en ekstra impedans i det område, hvor frekvenskurven falder, hvorved dette fald i nogen grad vil kompenseres. Indskudt på denne måde siges spolen at udgøre en parallelkompensation (se fig.5.03).

Indskydes spolen i ledningen, der fører videre fra anoden til det efterfølgende rør, vil der i forbindelse med det efterfølgende gitters kapacitet fremkomme en seriekreds. Afstemmes denne til resonans, hvor frekvenskurven falder, er der også

her mulighed for at kompensere for faldet. Denne compensation kaldes en seriekompensation.

Ofte anvendes begge kompensationsmetoder, men for ikke at få "overkompensation", så der fremkommer en stigning som vist fig.5.04 - hvilket kan medføre overshoot - er det ofte nødvendigt at dæmpe spolen med en modstand, som vist fig.5.03.

UDLIGNINGSDIODE eller jævnspændingsgenindsætter (betegnes også ofte som fikseringsdiode eller DC-restorer).

Findes der i videosignalet et signal med udseende, som vist fig.5.05, vil dette sige, at linien efter det første synkroniseringssignal er hvidt, den næste linie grå og den sidste linie sort.

Den angivne spænding er en negativ jævnspænding, hvor hver af synkroniseringsimpulserne har en sådan højde, at de indført på gitteret af et billedrør, lige netop vil slukke røret ved signalstyrken mærket sort. Ved den største styrke af synkroniseringsimpulsen (største negative værdi) vil røret med sikkerhed være slukket.

Hvis dette signal passerer en kondensator, inden det tilføres billedrørets gitter, vil signalet blive et rent vekselspændingssignal. Dette betyder, at det areal, der i hver periode ligger over nullinien, skal være lige så stort som det areal, der ligger under linien (se fig.5.06). Resultatet heraf vil være, at hvis modtageren indstilles således, at den første linie bliver hvid, vil de efterfølgende linier også i det store og hele blive hvide. Der bliver altså meget ringe kontrast i billedet.

Ved synkroniseringsimpuls nr.2 vil man se, at toppen af synkroniseringsimpulsen lige netop når at slukke tilbageløbet, hvorimod synkroniseringsimpuls nr.3 ikke når at få slukket tilbageløbet. Sådanne forhold bør ikke indtræffe ved et kvalitetsmæssigt godt billede.

Er jævnspændingsværdien blevet fjernet ved signalets gennemgang gennem en kondensator og synkroniseringssignalerne bragt ud af niveau, må jævnspændingen påny tilsættes, så synkroniseringssignalernes niveauforskelle påny udlignes.

Til dette formål kan f.eks. anvendes en diode. I fig.5.07 er vist en transformervikling, der giver en sinusformet vekselspænding. Fra den almindelige ensretterteori (universalensretteren, dioden) vides, at en kondensator indskudt i kredsløbet, som vist, vil blive opladet til en jævnspænding, hvis størrelse er bestemt af maximalværdien for den positive halvperiode. Polariteten er bestemt ved, at kondensatorens negative klemme vender mod diodens anode. Set fra dioden vil man derfor finde en spænding sammensat af en jævnspænding og en vekselspænding, som vist fig.5.07c.

Tilkobling af dioden med afledning har altså bevirket, at de positiv gående signaler er lagt fast på nulværdien og de negativ gående signaler er blevet tilsvarende mere negative, så signalet er lagt fast under nullinien. Af kondensator og modstand kræves, at tidskonstanten skal være stor sammenlignet med impulstiden, d.v.s. tidsforskellen mellem to toppe.

Vendes dioden om, som vist fig.5.08, så katoden vender opad og anoden nedad, vil den indskudte kondensator lades op med en positiv spænding mod dioden. Kondensatorens spænding er bestemt af den negative halvbølges maximalværdi. Signalet set fra dioden bliver positiv med de negative værdier som fikseringspunkter på nulværdien.

En sådan diode kaldes, som nævnt, en udligningsdiode, fixeringsdiode eller jævnspændingsgenindsætter (DC-restorer). Det er ikke nødvendigt, at dioden findes som selvstændig diode. Gitteret i et forstærkerør kan udmærket virke som jævnspændingsgenindsætter, hvis der ingen gitterforspænding findes på røret. I denne form anvendes den i det trin (clipperen), hvor synkroniseringsimpulserne udtages fra det sammensatte signal, bestående af såvel synkroniseringsimpulser som billedimpulser. Skal dette rør fungere efter hensigten, må synkroniseringsimpulserne være positiv gående.

Af det foran anførte fremgår, at skal synkroniseringsimpulsernes niveauforskelle udlignes, kan dette ske på følgende måde:

1. For positiv gående synkroniseringssignaler vendes diodens anode mod den spændingsførende (den varme) ledning. Signalspændingen bliver en negativ spænding med synkroniseringssignalerens toppe fikseret på nulværdien.

2. For negativ gående synkroniseringsimpulser vendes diodens katode mod den spændingsførende ledning. Signalspændingen bliver en positiv spænding med synkroniseringssignalernes toppe fikseret på nulværdi.

Eksempel på sammenkobling af videodetektor, udligningsdiode, videoforstærker og billedrør er vist fig.5.09.

Videodetektoren er ved bærefrekvens med negativ modulation vendt med katoden mod hf-signalet og giver en negativ spænding med negativ gående synkroniseringsimpulser. Disse signaler kan direkte overføres til VF-rørets gitter, men dette giver visse ulemper, som vil blive omtalt i det efterfølgende.

Signalerne overføres derfor gennem kondensator til VF-rørets gitter, idet der efter kondensatoren indkobles en udligningsdiode med katoden mod "varm" ledning, hvorved de negative synkroniseringsimpulser fikseres på nul, og signalet iøvrigt bliver positivt. Gitterforspændingen på VF-røret fastlægges med så stor en værdi, at arbejds punktet på karakteristikken kommer til at ligge på den del, hvor krumningen går over i en ret linie. Herved opnås for VF-rørets vedkommende, at uden signal tilført gitteret vil anodestrømmen kun få en lille værdi.

Var signalet blevet overført direkte uden indkobling af kondensator, skulle VF-røret ikke have haft katodemodstand, således at anodestrømmen uden signal var blevet meget stor. (Selv om gitterforspændingen er nul, er der ingen fare for forvrængning, da signalspændingen er negativ, hvorfor denne går nedad på karakteristikken.

Som en mellemvej kunne man tænke sig den udvej, at man simpelt hen indkoblede kondensatoren og undlod udligningsdioden i dette kredsløb for at indføre den på et senere tidspunkt. Hertil kræves et noget større VF-rør, idet man da må formode, at karakteristikens rette del må være væsentlig længere, idet såvel den positive som den negative del vil kunne variere stærkt efter indholdet af "lyse" og "mørke" impulser i billedet.

Spolerne mellem dioderne er henholdsvis shunt-peaking og serie-peaking spoler for compensation af faldet i frekvensgangen ved de højeste frekvenser. Af samme grund er kondensatoren over katodemodstanden i VF-røret kun ca. 500-700 pF, idet den da kun vil afkoble de højeste frekvenser. Herved opnås, at VF-røret

for de laveste og mellemste frekvenser fungerer med modkobling og derfor har noget reduceret forstærkning, hvorimod det ved de højeste frekvenser virker med fuld forstærkning og derved giver mulighed for opretning af frekvenskurven i det højeste frekvensområde (MHz-området).

Efter forsterkning i VF-røret vil signalerne optræde med modsat fase af den, hvormed de føres ind på rørets gitter. Dette vil sige, at synkroniseringssignalerne nu bliver positiv gående og derfor må påtrykkes billedrørets katode for at slukke lyset på billedrørets skærm. Der <sup>skal</sup> ikke indskudt kondensator mellem VF-rørets anode og billedrørets katode for derved at undgå indførelsen af endnu en udligningsdiode. Da gitteret i billedrøret jo skal have en passende negativ værdi i forhold til katoden, må gitteret tilføres en positiv spænding, som er noget mindre end katodens spænding. Dette gøres ved potentiometer, som vist. Er katodens spænding f.eks. 180 volt og gitterets spænding 130 volt, vil elektronstrømmen opfatte det, som om gitteret har en negativ spænding på 50 volt i forhold til katode. Man vil lægge mærke til, at når signalerne forsvinder, vil følgende ske:

1. VF-røret står med stor negativ gitterforspænding.
2. Dette medfører lille anodestrom i VF-rør, ringe spændingsfald i anodemodstand og derfor stor spænding på rørets anode.
3. Stor positiv spænding på VF-rørets anode er samtidig stor positiv spænding på billedrørets katode og dermed ringe eller ingen elektronstrøm gennem billedrør. Intet eller kun ringe lys på billedrørets skærm.

Havde man valgt at udelade kondensator og udligningsdiode mellem VF-diode og VF-forstærker var følgende sket.

1. Når signalerne udebliver, får VF-røret ingen gitterforspænding.
2. Anodestrom i VF-rør antager en stor værdi, spændingsfaldet i anodemodstanden bliver stor og spændingen på anoden derfor lille.
3. Den positive spænding på billedrørets katode bliver derfor så ringe, at dette rørs katode og gitter nærmer sig hinanden i spænding. Dette medfører stor emissionsstrøm gennem billedrør og dermed kraftigt lys på billedskærmen.

### SYNKRONISERINGS-SEPERATOR eller CLIPPER.

For at få afbøjningsgeneratorerne på modtageranlægget til at følges med de tilsvarende afbøjningsgeneratorer på senderanlægget må synkroniseringsimpulserne udskilles fra det sammensatte signal, så kun synkroniseringssignalerne og ikke billedsignalerne tilføres afbøjningsgeneratorerne.

Til afklipning af synkroniseringsimpulser kan anvendes opstillinger, der er meget nær beslægtede med dem, der anvendes til udligning af synkroniseringsimpulserne.

### DIODE-CLIPPER.

Den simpleste anordning for afklipning af synkroniseringssignalerne er en diode-clipper. Forbindes en diode, som vist fig. 5.10, gennem en kondensator til signalledningen, og er synkroniseringssignalerne positiv gående, vil de positive signaler (synk-pulser) give anledning til strøm gennem dioden. Den indskudte kondensator vil oplades til en sådan spænding, at anoden i dioden er negativ, når signalerne ikke er til stede. Kondensator og afledning skal have så stor tidskonstant, at kondensatoren ikke når at aflades længere end til synkroniseringsimpulsens fod, inden næste synkroniseringsimpuls kommer, da man ellers kan risikere at få billedsignaler overført. Synkroniseringsimpulserne aftages fra en modstand indskudt i katoden i diodekredsløbet, idet strømmen gennem dioden vil give spændingsfald i denne modstand.

Har det sammensatte signal modsat fase, skal dioden vendes, som vist fig. 5.11. De afklippede synkroniseringssignaler vil da også få modsat fase.

### TRIODE- eller PENTODE-CLIPPER (BEGRÆNSERRØR)

Er synkroniseringssignalerne positiv gående, kan et almindeligt forstærkerrør i særlig kobling anvendes til udskillelse af synkroniseringssignalerne.

Indføres det sammensatte signal (med positiv gående synk-pulser) på styregitteret i et forstærkerrør uden gitterforspænding (se fig. 5.12), vil der gå gitterstrøm, hvorved gitterkondensatoren oplades under de positive impulser. Spændingen på kondensatoren oplades til en spænding, der er bestemt af impulsernes størrelse. Spændingen er negativ mod gitter.

Resultatet af dette bliver, at kondensatorens spænding indstiller sig således efter impulsernes spænding, at den resulterende spænding på gitteret lige netop når at blive så stor, at der under den positiv gående synkroniseringsimpuls' indvirken fremkommer tilstrækkelig gitterstrøm til at vedligeholde kondensatorens ladning i den tid, gitterstrømmen ikke forekommer (se fig. 5.13).

Forholdet er altså ganske tilsvarende de forhold, der er omtalt under udligningsdioden, samt under begrænseren ved FM-modtagere.

Afkorter man samtidig karakteristikkens længde ved at give røret en meget lille skærmgitterspænding - ved trioder ved at reducere den tilførte anodespænding - vil der i anodekredsen kun forekomme strømme forårsaget af synkroniseringsimpulserne. Det anvendte rør bør være et rør med stejl karakteristik og ikke et rør med eksponentialkarakteristik.

Da impulserne er af meget kort varighed - nogle få mikrosekunder - og skal stå så skarpt afskårne som muligt, gøres anodemodstanden ret lille, ca. 5-10 k $\Omega$ .



### RC-LEDS FORHOLD VED FIRKANTIMPULSER.

Forbindes et RC-led, som vist fig.5.14 og tilføres en konstant jævnspænding  $E$  til indgangen på RC-leddet, ved at den viste omskifter slutter kontakt i stilling (1), vil der i kredsløbet gå en ladestrøm, der efterhånden oplader kondensatoren  $C$  til spændingen  $E$ , som vist på kurven mrk.  $e_C$  fig.5.15. Ladestrømmen, der passerer modstanden  $R$ , vil i denne forårsage et spændingsfald i overensstemmelse med strømmen, som vist ved kurve  $e$  fig.5.14. Det er denne spænding, der er udgangsspændingen fra RC-leddet.

Under opladningen skal summen af spændingerne  $e_C$  og  $e$  til hvert tidspunkt være den samme som den tilførte spænding  $E$ .

Når kondensatoren er opladet, skifter omskifteren pludselig over i stilling (2). Kondensatoren  $C$  vil derved komme i parallelforbindelse med modstanden  $R$ .

Spændingen  $e$  over  $R$  vil nu pludselig få samme værdi som den oprindelige tilførte spændings værdi  $E$ , men med modsat polaritet af før. Kondensatoren vil efterhånden aflades gennem modstanden, og spænding og strøm vil aftage, som vist fig.5.15  $e_C$  og  $e$ .

Ventes der ikke med omskiftningen mellem stilling (1) og (2), til spændingen og strømme har antaget de endelige værdier, vil der ske følgende, som vist fig.5.16:

Den værdi, kondensatoren  $C$  er blevet opladet til, vil efter omskiftningen findes som spænding over modstanden  $R$ , men med modsat fortegn af den tidligere spænding. Spændingskurven vil derfor foretage et spring på størrelsen  $E$  (d.v.s. den oprindelige tilførte spænding eller spændingsspringet i den tilførte firkantimpuls).

Kondensatoren vil derefter påbegynde en afladning, og hvis omskiftningen til stilling (1) foregår, inden kondensatoren er helt afladet, vil spændingen påny foretage et spændingsspring til modsat polaritet og med et spring bestemt af den tilførte spændings størrelse.

Det vil ses, at ligegyldigt hvornår omskiftningen mellem kontakt (1) og (2) foregår, vil spændingsspringet altid være lige så stort som den tilførte spænding.

### DIFFERENTIERINGSLED.

Ved et differentieringsled forstås et RC-led, som det i fig.5.14 omtalte, hvor tidskonstanten er mindre end impulsens varighed. Spændingen på udgangen vil nå at komme ned på nul, inden indgangsspændingen skifter. Når udgangsspændingen er en firkantspænding, som vist fig.5.15 (E), vil udgangsspændingen få et udseende, som vist fig.5.15 (e). Et sådant led - eller RC-filter - vil man indenfor den almindelige forstærkertechnik kalde et "high-pass" filter.

### DAVIES-LED.

Er tidskonstanten for et RC-led som differentieringsleddet noget større end impulstiden, så forholdene bliver, som vist fig.5.16, kaldes leddet undertiden et Davies-led.

### INTEGRERINGSLED.

Ombyttes modstand og kondensator i et differentieringsled, så "filteret" får udseende, som vist fig.5.17, kaldes det et integreringsled. Kondensatoren vil her oplades langsomt gennem modstanden, som vist fig.5.18, hvor man har tænkt sig, at man som foran forklaret, frembringer firkantspændingen ved hjælp af den omskifter, som det ene øjeblik er i forbindelse med den spændingsførende ende af et batteri og i det næste øjeblik i forbindelse med "nulledningen" for batteriet. Når omskifteren lægges over til nulledningen, vil den på kondensatoren værende spænding langsomt aflades til nul. Et sådant filter vil man indenfor den almindelige forstærkertechnik kalde et "low-pass" filter.

De forannævnte led anvendes i separator kredsløbet for adskillelse af synkroniseringsimpulser, men før dette forhold omtales nærmere, vil det være hensigtsmæssigt at se lidt nærmere på synkroniseringsimpulserne i video-signalet.

### SYNKRONISERINGSIMPULSER.

De hidtil omtalte synkroniseringsimpulser har kun omfattet de impulser, der er blevet indskudt efter en fuldført linie, altså de synkroniseringsimpulser, der normalt går under betegnelsen linie-synkroniserings-impulser eller kort line-synk-pulser. Foruden disse skal der også indføjes synkroniseringsimpulser for den vertikale afbøjning, og disse skal have et sådant udseende, at der kan skelnes mellem dem af synkroniserings-separatoren og de dertil koblede led.

Ved den negative modulation er synkroniseringsimpulserne for den horisontale afbøjning eller linieafbøjningen, som allerede antydte, firkantede spændingsimpulser, der udsendes 15625 gange i sekundet. De modulerer bæreølgen fra 75% modulation ved foden af synkroniseringsimpulsen til 100% ved toppen af impulsen.

Synkroniseringsimpulsen for den vertikale eller lodrette afbøjning (eng. og amerik: frame = ramme) er ligeledes en firkantet impuls, men dens længde er væsentlig større end liniesynkroniseringsimpulsen, idet den strækker sig over 3-6 linier (se fig.5.19 øverst). For at linien ikke skal falde ud af synkronisme og derfor måske være vanskelig at få i synkronisme igen i rette tid, inden næste billede påbegyndes, er den vertikale synkroniseringsimpuls hugget i stykker i takt med de horisontale synkroniseringsimpulser, som vist fig.5.19 nederst.

### ADSKILLELSE AF SYNKRONISERINGSIMPULSER.

For adskillelse af synkroniseringsimpulser anvendes i almindelighed RC-led under en af de foran beskrevne former.

Betragtes først differentieringsleddets behandling af impulser med et udseende, som vist fig.5.19 nederst, vil man se, at når tidskonstanten for RC-leddet er mindre end impulstiden for en enkelt synkroniseringsimpuls for linieskrift (ca.4  $\mu$ sek.), vil synkroniseringsimpulserne efter at have passeret differentieringsleddet have et udseende, som vist fig. 5.20. Som det af denne figur fremgår, har man for hver linie-synkroniseringsimpuls - med den viste polaritet af impulserne - fået en positiv gående spids impuls for hver linieimpuls,

uafhængig af, om impulserne er selvstændige linieimpulser eller sådanne, der er indfældet i den lange rammeimpuls. De negative impulsspidsar, der ikke kommer med samme regelmæssighed, når rammeimpulsen begynder og ender, behøver man ikke at tage hensyn til, da disse har forkert polaritet til at kunne foranledige synkronisering af kipgeneratoren.

Med et davies-led indskudt efter synkroniseringsimpulserne vil man på udgangen af RC-leddet finde impulserne omdannet, som vist fig.5.21. Som det heraf fremgår, vil der ved begyndelsen af rammesynkroniseringsimpulsen fremkomme negative impulser og anvendt på rigtig måde, f.eks. som vist fig.3.18, vil disse impulser kunne påvirke kipgeneratoren til skift.

Med et integreringsled, som vist fig.5.17, vil synkroniseringsimpulserne få et udseende, som vist fig.5.22, på udgangen af filteret. Som det vil ses, giver liniesynkroniseringsimpulserne kun anledning til ganske små spændingsimpulser, der enten er for små til at kunne påvirke kipgeneratoren, eller som eventuelt kan lortskæres i et forstærkertrin, der drives i klasse B eller klasse C. Et sådant integreringsled er vist i fig.3.17 og 3.19. I sidste tilfælde er integreringsleddet dog gentaget 2 gange, hvorved de foran nævnte små impulser fra liniesynkroniseringen forsvinder.

#### UDLIGNINGSIMPULSER.

Som det tidligere er omtalt, består et fuldstændigt billede af 625 linier, og der sendes pr. sekund 25 hele billeder. I praksis deles de 25 hele billeder dog op i 50 halve billeder, hvor man i det ene delbillede sender f.eks. de ulige nummerede linier og i det efterfølgende billede de med lige numre angivne linier. Det første billede kan således bestå af linierne 1, 3, 5, 7 o.s.v. og det efterfølgende billede af linierne 2, 4, 6, 8 o.s.v. De to delbilleder vil derfor kunne få et udseende, som antydnet i fig.5.23 a og b. På grund af det ringe antal linier, der er tegnet i de to tilfælde, er linierne kommet til at ligge mere skråt, end de i virkeligheden gør under fremløbet. Som det fremgår af de to delbilleder, er det nødvendigt, at der skiftes om ved en halv linie, for at de to

billeder kan falde sammen, så linierne med lige numre kan passes ind mellem linierne med ulige numre.

Det er derfor nødvendigt, at der ved slutningen af hvert delbillede indskydes nogle impulser for hver halve linie - de såkaldte udligningsimpulser - til at markere, hvornår ramme-synkroniseringsimpulserne skal begynde for de to delbilleder. Vi vil dog her nøjes med at konstatere, at disse udligningsimpulser findes og iøvrigt ikke beskæftige os mere med dem.

### RASTERETS UDSEENDE.

Starter man en TV-modtager, uden at der er billedsignaler til stede for styring af elektronstrålen, skal der fremkomme en jævn belysning af billedskærmen. Normalt vil man dog se en tegning, som vist fig.5.24, hvor de viste skrålinier hidrører fra den vertikale kipgenerators tilbageløb fra den nederste til den øverste kant af billedet. I en del moderne modtagere findes disse tilbageløbslinier imidlertid ikke, da man her tilbagefører impulser fra en vikling på linieudgangstransformereren (horisontal afbøjning) til f.eks. gitteret i billedrøret på en sådan måde, at lyset automatisk slukkes under tilbageløbet, selv om synkroniseringsimpulsen ikke er til stede for at udføre denne slukning.

Det "billede", der fremkommer på skærmen uden tilstedeværelse af billedsignaler, kaldes et raster.

Lysplettens aftastning af billedskærmen kaldes ofte at skandere skærmen.

Skanderingen udført ved, at der først tegnes det ene sæt linier (linierne med ulige numre), derefter det andet sæt (linierne med lige numre) kaldes at udføre en mellemskandering (eng.: interlaced scanning).

### SVINGHJULS-KREDSLØB (FLYWHEEL-SYNKRONISATION).

Under forhold, hvor der er svag signalstyrke, er støjimpulser i udstrakt grad i stand til at slå billedet ud af synkronisme. Man har derfor bestræbt sig for at finde frem til kredsløb, hvor støjimpulserne kun i ringe grad vil påvirke synkroniseringen. Princippet i sådanne kredsløb er, at synkroniseringen ikke påvirker kipgeneratorerne direkte, men derimod en styreanordning, der summerer synkroniseringsimpulsernes indvirken. Støjen, der kan optræde som falske synkroniseringsimpulser vil derved næsten ingen virkning få på kipgeneratoren. Der skal i denne forbindelse nævnes to forskellige former.

### COINCIDENCE-DETEKTOREN.

Ved denne detektoranordning benytter man sig af, at linesynkroniseringsimpulserne skal falde sammen med tilbageløbsimpulser fra kipgenerator eller udgangstransformer for linieafbøjning. Begge impulser - synkroniseringsimpulser såvel som tilbageløbsimpulser - ledes ind på et rør, hvor de er i stand til at styre anodestrømmen og dermed anodespændingen på røret. Trods impulserne i røret er anodens spænding en ren jævnspænding, idet der fra anode til stel er anbragt en ret stor kondensator for "stabilisering" af spændingen. Gitterafledningen for styringen af kipgeneratorens frekvens føres ind på den nævnte anodespænding, hvorved man bliver i stand til at ændre kipfrekvensen, som antydnet i fig.6.01 og tidligere omtalt i forbindelse med fig.3.07.

Røret, der får tilført synkroniseringsimpulserne og linieimpulserne er et flergitterrør (pentode, hexode, oktode), hvor røret er indstillet således, at to gitre skal have spændingsimpulser samtidig for at anodestrømmen skal ændre sig nævneværdigt.

I de viste eksempler fig.6.02-6.04 er impulserne for simpelhedsskyld vist som firkantimpulser, men i praksis vil dette som regel ikke være tilfældet. Kommer impulserne med en tidsforskel, som vist fig.6.03 a og b, vil impulsen i anodestrømmen få et udseende, som vist fig.6.03 c. Denne impuls vil tage en del af ladningen fra kondensatoren indkoblet mellem anode og stel. Førrykkens impulsernes tidsforskel, vil anodestrømsimpulsen få anden varighed og kondensatorens ladetilstand bliver en anden. Det vil i henhold til fig.6.01 bevirke, at kipfrekvensen ændres, og ved rigtig dimensionering vil tidsforskellen søges holdt konstant og kipgeneratoren derfor i syn-

kronisme med de fra senderen kommende linieimpulser.

I fig.6.02 er røret ECH42 vist som coincidence detektor på den omtalte måde. Synkroniseringsimpulsen tilføres  $G_3$ , og en impuls fra linieudgangstransformereren er tilført  $G_1$  (da  $G_3$  ikke er ført ud, må impulsen tilføres gitter i triodedelen, hvis anode stel-forbindes, da triodedelen ikke anvendes). Det viste RC-led parallelforbundet med kondensatoren fra anode til stel er indkoblet for at hindre kipgeneratoren i at "pendle".

Punktet A (fig.6.02) skal kobles sammen med gitterafledningen  $0,5 \text{ M}\Omega$  i kipgeneratoren fig.3.30. Med den viste opstilling vil kipgeneratoren påvirkes meget lidt af støjimpulser, dels fordi støjimpulserne ikke kommer til kipgeneratoren som impulser, således som det kan være tilfældet ved fig.3.29, dels fordi impulserne kun får indflydelse på kipgeneratoren, når denne selv sender en impuls tilbage til detektoren og "lukker op" for dennes anodestrøm.

En tilsvarende coincidence-detektor er vist fig.6.04, hvor røret ECL80 er anvendt. Her bliver synkroniseringsimpulserne forstærket i rørets triodedel og derefter tilført pentodedelens skærmgitter. Impulsen fra kipgeneratoren er som tidligere tilført styregitteret i coincidence-detektoren.

#### SVINGHJULSGENERATOR efter RCA.

I fig.6.05 er vist en anden form for en svinghjulsgenerator. Princippet i denne, der kan anvendes under flere forskellige former, er følgende:

Den kraftigt optrukne svingningskreds midt i strømskemaet er en svingningskreds, der i forbindelse med pentoden til højre for kredsen frembringer frekvensen  $15625 \text{ Hz}$  ved, at katoden i røret er koblet ind på et udtag på svingningskredsen (elektronkobling). Den frembragte svingning er meget nær sinusformet, som vist ved (1) fig.6.07. Røret har nu en sådan skærmgitterspænding, at strømmene i anodekredsen er begrænset (røret er overstyret). Svingningen målt på anoden, som vist ved (2) er da i det store og hele blevet en firkantspænding. Denne firkantkurve passerer et RC-led, der er dimensioneret som et differentieringsled, så udseendet bliver som vist ved (3). Spændingen passerer derefter en kondensator, inden den kommer ind på gitteret i det efterfølgende rør. Dette har ikke nogen gitterforspænding, hvorfor der vil gå gitterstrøm. Da det er

ret store spændinger, der tilføres gitteret, vil der på kondensatoren fremkomme så stor negativ spænding, at røret blokeres undtagen i de korte tider, da de positive spidser fra differentieringsleddet er til stede. Kondensatoren i rørets anodekreds (vist ved (5)) vil derfor oplades, når røret er blokeret, og aflades, når rørets gitter får de positive impulser. Der vil altså over kondensatoren fremkomme en savtakspænding, som vist ved (5), med samme frekvens som frekvensen i svingningskredsen og styret af denne. Ved at indskyde en modstand (peaking-modstand) i serie med kondensatoren ved (5) vil der fremkomme de i (6) viste spidser, som tidligere omtalt.

Inde i svingningskredsen er vist et pentoderør, der er koblet som et reaktansrør, idet dette rørs anodekreds ligger parallelt på svingningskredsen, og rørets gitterkreds påvirkes af spændingen over en lille modstand indskudt i serie med svingningskredsens kapacitet. Gitterkredsen i reaktansrøret vil derfor påvirkes af en spænding, der er  $1/4$  periode forskudt i forhold til spændingen over svingningskredsen. Røret vil derved optage en strøm, der er forskudt  $1/4$  periode i forhold til spændingen og derfor virke som en reaktans (selvinduktion), der er parallelforbundet med svingningskredsen. Andres reaktansen, vil frekvensen ligeledes ændres.

Rørets reaktans - der er ensbetydende med rørets strømoptagelse fra svingningskredsen - kan ændres ved at give røret forskellige gitterforspændinger. Disse jævnspændinger kommer fra de to dioder, der er tilsluttet en spole, hvori der induceres spændinger fra svingningskredsen. Vekselspændingen på de to dioders anoder ligger i modfase. Indføres der nu en synkroniseringsimpuls i diodekredsløbet, som vist fig. 6.06, vil man se, at alt efter, hvorledes synkroniseringsimpulserne kommer i forhold til svingningen fra svingningskredsen, vil den ene eller den anden diode få størst spænding. Da den ensrettede spænding fra de to dioder er vendt mod hinanden som ved Foster-Seeley detektoren, vil man på styreledningen, der fører tilbage til reaktansrørets gitter, få en positiv eller en negativ spænding, dersom den frembragte svingning i svingningskredsen kommer foran eller bliver bagefter synkroniseringsimpulserne.

Synkroniseringsimpulserne er således i stand til indirekte at påvirke svingningskredsen og derved kipspændingen. Denne anordning er meget lidt påvirkelig af støjimpulser og holder derfor særdeles god fast på billedet, selv om signalerne er meget fyldt med støj.



Tillæg til side 59.

### SVINGHJULSKREDSLØB.

Som det fremgår af det foregående, består en svinghjulsgenerator af to principielle enheder.

1. En generator, der uafhængig af synkroniseringssignaler holder en nogenlunde konstant og korrekt liniefrekvens.
2. Et rør (reaktansrør eller styrerør), der ved passende tilkobling til generatoren påvirker denne.
3. En fasedetektor (diskriminator), der under synkroniseringsimpulsernes tilstedeværelse konstaterer, om synkroniseringspulserne og tilbageløbspulserne er sammenfaldende. Såfremt dette ikke er tilfældet, skal fasedetektoren give en korrektionsspænding, der korrigerer den af generatoren frembragte frekvens ved at ændre reaktansrørets strømoptagelse.

I de nyere TV-modtagere anvendes fortrinsvis generatorer, der frembringer en sinusformet spænding, som overstyrer generatorrøret, så der i anodekredsen fremkommer en pulsformet spænding, som vist i forbindelse med fig. 6.08.

### SINUS-GENERATOREN.

Den nu anvendte sinusgenerator er baseret på samme princip, som vist i fig. 6.05, men har en udformning, som vist fig. 6.08. I en pentode ( $V_1$ ) anvendes styregitter og skærmgitter som oscillator, idet skærmgitteret virker som anode i oscillator, hvortil svingningskredsen er koblet som en colpitt-kobling.

Gitterafledningen  $R_{g1}$  er dog ført til anoden i stedet for til katoden i generatorrøret, idet der herved fremkommer en tilbagelkobling, som er med til at forme de frembragte pulser.

Skærmgitteret får nedsat jævnspænding ved modstanden  $R_{sg}$ . Den fulde vekselspænding fra svingningskredsen påvirker derimod skærmgitteret gennem kondensatoren  $C_{sg}$ . Dette i forbindelse med den store anodemodstand bevirker, at anodens spænding får et udseende, som vist fig. 6.08.

Den frembragte frekvens er afhængig af kredsens selvinduktion og kapacitet - heri også indbefattet reaktansrørets andel. Frekvensen kan varieres på to principielt forskellige måder:

- a. Ved ændring af spolens selvinduktion gennem en mekanisk styring af en kortslutningsbøjle, der skydes mere eller mindre ind på svingningskredsens jernkernestift.
- b. Ved ændring af reaktansrørets gitterforspænding, hvorved rørets anodestrøm ændres og påvirker svingningskredsens frekvens. Styringen af denne jævnspænding sker ved hjælp af et potentiometer (P fig. 6.11).

#### REAKTANSRØRETS VIRKEMÅDE.

I fig. 6.08 er vist en triode ( $V_2$ ), der er parallellforbundet med den øverste af afstemningskondensatorerne ( $C_1$ ) i svingningskredsen. Dersom røret kan bringes til at optage en strøm, der er faseforskudt f.eks.  $1/4$  periode forud for spændingen, virker dette derfor, som om kapaciteten i kondensatoren  $C_1$  er blevet forøget, og frekvensen ændrer derfor værdi.

Hvis man et øjeblik tænker sig, at kondensatoren  $C_3$  er kortsluttet, vil kondensatoren  $C_g$  i serie med modstanden  $R_g$  være påvirket af samme vekselspænding som reaktansrøret.  $C_g$  og  $R_g$  gennemløbes af samme strøm, og vælges nu kondensatoren af en sådan størrelse, at dens impedans ved den forhåndenværende frekvens er mange gange større end modstandsværdien af  $R_g$ , vil det i det store og hele være kondensatoren, der bestemmer strømmens størrelse og fase, d.v.s. strømmen vil være faseforskudt ca.  $1/4$  periode forud for spændingen (se fig. 6.09a). Når denne strøm nu gennemløber modstanden  $R_g$ , vil der over denne fremkomme en spænding i fase med strømmen, d.v.s. strømkurven  $I_C$  kan - bortset fra, at der skal vælges et andet målestoksforhold - også angive spændingen over modstanden. Føres denne spænding ind på rørets gitter, vil strømmen i røret ændres sig i takt med gitterets spænding, d.v.s. den punkterede kurve viser også faseforholdene for strømvariationen  $I_{ar}$  gennem røret.

Som det fremgår af fig. 6.09a, vil derfor strømmen  $I_{ar}$  gennem reaktansrøret være forskudt  $1/4$  periode forud for spændingen  $E_{g2}$  på dette rørs anode. Røret optager altså en kapacitiv strøm.

I praksis er kondensatoren  $C_3$  ikke kortsluttet, men dens impedans er så lille, at man kan se bort fra dens virkning med hensyn til vekselstrømme og spændinger i kredsløbet. Hvis man derfor - som antydnet i fig. 6.08 - fører en jævnspænding (korrektionspænding) ind på gitteret i reaktansrøret gennem modstanden  $R_g$ , vil man derved være i stand til at ændre rørets stejlehed og dermed størrelsen af den strøm (vekselstrøm), der går i dette. En ændring af jævnspændingen vil derfor bevirke, at den "kapacitive" strøm gennem røret ændres og dermed også den frembragte frekvens.

Dersom reaktansrørets anode forbindes til den modsatte ende af svingningskredsen - altså til den ende, der fører ind gennem  $C_{g1}$  til  $G_1$  i generatorrøret, vil reaktansrørets anode nu få en vekselspænding  $E_a = E_{g1}$ , der ligger i modfase med den tidligere anodespænding (se fig. 6.09b). Det ses heraf, at reaktansrøret nu optager en strøm, der er forskudt  $1/4$  periode bagud for spændingen, hvorfor røret virker som en selvinduktion. Ganske som før vil man her kunne ændre rørets "induktive" strøm ved at ændre jævnspændingen på gitteret. Resultatet heraf vil derfor være det samme, som om man havde ændret lidt på spolens selvinduktion (som om der var ændret på jernkernen i spolen).

## FASEDETEKTOREN eller DISKRIMINATOREN.

### 1. Fasedetektor fødet fra transformer.

Fig. 6.10 viser en fasedetektor, hvor synkroniseringsimpulserne fremkommer i modfase på hver sin ende af sekundærviklingen af en transformer. De to modsat rettede pulser ledes gennem hver sin kondensator  $C_1$  og  $C_2$  til to dioder  $D_1$  og  $D_2$ , der er vendt således, at de ensretter hver sin af pulserne. Da disse er lige store, vil de to kondensatorer  $C_1$  og  $C_2$  oplades til lige store spændinger, men kondensatoren  $C_3$  får ingen ladning.

Indføres på midtpunktet af sekundærsiden af transformeren en spænding fra tilbageløbspulsen fra linieudgangstransformeren, efter at denne puls har påvirket et integreringsled bestående af modstanden  $R_5$  og kondensatoren  $C_5$  og derfor er blevet omdannet til en jævnt stigende puls under tilbageløbet, kan der ske følgende:

1. Tilbageløbspulsen kommer samtidig med synkroniseringspulsen. Spændingen på sekundærviklingens midtpunkt er nul. Pulserne på de to dioder er lige store. Kondensatoren  $C_3$  får ingen ladning, d.v.s. at korrektionsspændingen er nul.
2. Tilbageløbspulsen kommer en smule tidligere end synkroniseringspulserne. Spændingen på midtpunktet af sekundærsiden af transformeren vil have en positiv spænding under synkroniseringspulsernes tilstedeværelse. Herved vil dioden  $D_1$  få en forøget spænding og dioden  $D_2$  en formindsket spænding. Kondensatoren  $C_3$  vil derved få en positiv ladning, og en positiv korrektionsspænding vil påvirke reaktansrøret, som derved ændrer liniefrekvensen, så denne vil ankomme til dioderne samtidig med synkroniseringspulserne.
3. Tilbageløbspulsen kommer en smule senere til diskriminatoren end synkroniseringspulserne. Spændingen på midtpunktet af transformerens sekundærside vil derved have en negativ værdi under synkroniseringspulsernes tilstedeværelse. Diode  $D_1$  vil derved få mindre positiv spænding, diode  $D_2$  en større negativ spænding, og resultatet bliver, at kondensatoren  $C_3$  får en negativ ladning, der som en negativ korrektionsspænding påvirker reaktansrøret, som derved vil korrigere frekvensen, så tilbageløbspulserne kommer til at falde sammen med synkroniseringspulserne.

Dersom tilbageløbspulserne havde passeret et differentieringsled i stedet for et integreringsled, ville den differentierende spænding have fået et udseende som antydnet fig. 6.10b. Resultatet heraf var blevet ganske tilsvarende det, der er beskrevet for integreringsleddet, idet dog bemærkes, at tilbageløbspulsen skal have negativt forløb, for at den differentierende spænding kan blive jævnt stigende.

## 2. Fasedetektor fødet fra fasesplittorrør.

Synkroniseringspulsernes indføring på dioderne svarer i den førømtalte diskriminator til den gammeldags push-pull forstærker med push-pull transformer. Denne bruges indenfor LF-teknikken nu kun sjældent, idet man er gået over til fasevenderør. Tilsvarende er man nu også indenfor TV-teknikken gået over til at anvende lignende koblinger til at føde fasedetektoren med synkroniseringspulser. Man vil derfor oftere se kobling i fig. 6.11 anvendt i TV-modtagere, idet den anførte opstilling kun må betragtes som rent principiel, idet koblinger med andre detaljer kan forekomme.

I fig. 6.11 er vist et fasesplittorrør, hvor der på henholdsvis anode og katode fremkommer lige store synkpulser af modsat fase. Disse pulser føres gennem kondensatorerne  $C_1$  og  $C_2$  til dioderne  $D_1$  og  $D_2$  på tilsvarende måde som i fig. 6.10 og giver anledning til opladning af kondensatorerne  $C_1$  og  $C_2$ , men ingen opladning af  $C_3$ .

Formålet med opstillingen er jo, at synk-pulserne skal sammenlignes med tilbageløbspulsen fra linieudgangstransformereren. Dette foregik i den foran beskrevne opstilling ved at indføre tilbageløbspulsen (integreret eller differentieret) på midtpunktet af transformerens sekundærside, så dioderne blev påvirket af synk-pulser og tilbageløbspulser samtidigt.

Dette at få dioderne påvirket samtidig af synk-pulser og tilbageløbspulser opnås i fig. 6.11 ved at tilføre disse pulser på hver sin side af dioderne. Det er almindeligt, at man i kredsløbet for tilbageløbspulserne her indfører et differentieringsled bestående af kondensatoren  $C_5$  og modstanden  $R_5$ . Kondensatoren  $C_3$ , som herved også indgår i kredsløbet, er i denne forbindelse uden nævneværdig betydning, da den i det store og hele virker som en kortslutning for de kortvarige tilbageløbspulser.

Denne fasedetektors virkemåde er herefter følgende: Når tilbageløbsspændingen kommer til korrekt tid - altså sammenfallende med synk-pulsen - forrykkes balancen ved dioderne ikke.

Spændingen på kondensatoren  $C_3$  er stadig nul. Kommer den differentierede tilbageløbspuls ikke rettidigt, vil samlingspunktet for dioderne få en spænding, der afviger fra nul, d.v.s. f.eks. en positiv spænding, når tilbageløbspulsen kommer for tidligt, eller en negativ spænding, når tilbageløbspulsen kommer for sent. De to dioder vil derfor få forskellige påvirkninger, så der slipper mere gennem den ene af dem, og kondensatoren  $C_3$  vil få en korrektionsspænding, der kan ledes til reaktansrøret. Man vil lægge mærke til, at dioderne her vil påvirkes af forskellen i de to pulser i modsætning til før-omtalte tilfælde, hvor pulserne blev lagt i serie.

I fig. 6.10 vil en positiv værdi fra tilbageløbspulsen bevirke, at  $D_1$  får større spænding end  $D_2$ . I fig. 6.11 vil den positive værdi for tilbageløbspulsen bevirke, at  $D_1$  får mindre påvirkning end  $D_2$ . (Hvis synk-pulsen f.eks. er 20 V og den positive værdi fra tilbageløbspulsen f.eks. 5 V, vil  $D_1$  i fig. 6.10 påvirkes af  $20 + 5 = 25$  V,  $D_2$  vil påvirkes af  $\div 20 + 5 = \div 15$  V, hvorimod  $D_1$  i fig. 6.11 vil påvirkes af  $+20$  V på den ene side og  $+5$  V på den anden side, d.v.s. en spændingsforskel på 15 V, og  $D_2$  vil påvirkes af  $\div 20$  V på den ene side og  $+5$  V på den anden side, d.v.s. en spændingsforskel på 25 V).

Som det fremgår af fig. 6.11, er forbindelsespunktet mellem modstandene  $R_1$  og  $R_2$  ikke ført til stel, men til et potentiometer P, hvor potentiometerarmen kan bibringes spændinger op til ca. 12 V. Potentiometerarmens spænding vil findes igen på afgangssiden fra dioderne (altså på kondensatoren  $C_3$ ), så denne jævnspænding ikke forrykker diodernes forhold til impulsspændingerne. Med potentiometret P vil man derfor kunne regulere reaktansrørets gitterforspænding og dermed generatorens frekvens.

Sidstnævnte fasedetektor kan også udføres efter strømskemaet fig. 6.12, hvor reaktansrørets gitterforspænding fra håndreguleringen føres den "modsatte" vej gennem fasedetektoren. Virkemåden er iøvrigt ganske tilsvarende, som forklaret i fig. 6.11.

Fælles for de her beskrevne svinghjulsgeneratorer er, at når man ved håndbetjeningen bringer generatorerne i synkronisme, vil fasedetektoren selv sørge for - indenfor et vist område - at holde linien i synkronisme med signalerne fra senderen. Man taler derfor om FANGOMRÅDET som det område, hvor fasedetektoren er i stand til at få fat i synkroniseringen, så billedet står stille på skærmen, og HOLDEOMRÅDET som det område, hvor fasedetektoren er i stand til at holde synkronismen, selv om man betjener håndreguleringen udenfor fangområdet. Man vil derved se, at billedet kan tvinges til at flytte sig lidt til højre eller venstre på skærmen, alt efter indstillingsknappens (linieholdets) stilling. Indstillingen bør dog altid ligge indenfor fangområdet, så apparatet af sig selv falder i synkronisme ved modtagerens start.

Som allerede nævnt er sinusgeneratoren nu den almindeligst anvendte svinghjulsgenerator. Før dennes fremkomst var den katodekoblede multivibrator mest anvendt som svinghjulsgenerator. Den er opbygget som vist fig. 3.11, idet gitterafledningen  $R_{g2}$  for linieholdet dog er ført til stel i stedet for, som vist, til katode. Herved opnås, at spændingsfaldet over  $R_k$  (jævnspænding på grund af "hvilestrøm" gennem det første rør) er medbestemmende for, hvornår blokeringen af det andet rør ophæves. Ved at give det første rør forskellige jævnspændinger på gitteret, kan man derfor ændre spændingsfaldet over  $R_k$  og dermed påvirke kipfrekvensen.

Enhver af de nævnte fasedetektorer kan benyttes til at levere korrektionsspændinger til gitteret i det første rør, som derved virker som styrerør i forbindelse med den katodekoblede multivibrator som svinghjulsgenerator.

Ved undersøgelser af fasedetektorer vil man iagttage, at ved svinghjulsgeneratorer, hvor man regulerer frekvensen ved indstilling af svingningskredsens eller kipgeneratorens konstanter, vil fasedetektoren afgive forskellige spændinger til styrerøret (reaktansrøret), hvorimod man ved opstillinger, hvor frekvensen varieres ved hjælp af spændinger på styrerøret, ser, at fasedetektoren kompenserer for ændringer i den tilførte spænding, så gitterforspændingen på styrerøret derved holdes konstant.

### AUTOMATISK KONTRASTREGULERING (AGC).

Som man ved en almindelig radiomodtager forsyner denne med en automatisk forstærkningsregulering (AVC) ved at lade det forstærkede højfrekvente signal (mf-signalet) ensrette og den derved fremkomne jævnspænding regulere stejlheden (og dermed forstærkningen) i mf- og eventuelt hf-rør, kan man også i TV-modtagere udføre en tilsvarende regulering, som man til forskel fra AVC-reguleringen kalder en AGC-regulering (automatic gain control).

Ved den almindelige AVC i radiomodtagere møder man ingen særlige problemer ved fremstilling af reguleringsspændingen, idet denne udelukkende kan gøres afhængig af bærebølgens størrelse, da bærebølgen under modulationen tiltager og aftager lige meget i amplitude.

Ved TV-signaler vil man se, at middelværdien af bærebølgen er afhængig af lyset i billedet. Nøjagtig de samme metoder, som de kendes fra almindelige radiomodtagere, kan derfor ikke anvendes her, da gennemsnitsværdien af bærebølgen ikke ligger på et forud fastlagt niveau.

Ved TV-modtagere må man endvidere skelne mellem, om der anvendes positiv eller negativ modulation.

Ved negativ modulation (se fig.1.10) vil man se, at her er maksimalværdien af bærebølgen uafhængig af lyset i billedet (modulation for synk-pulser), hvorimod man ved positiv modulation (fig.1.09) vil finde, at maksimalværdien for bærebølgen varierer med billedets indhold af lys og mørke.

Ved negativ modulation har man derfor mulighed for at anvende en jævnspænding fremkommet ved ensretning af synkroniseringsimpulserne, idet disse har en fast værdi, uafhængig af billedsignalerne, hvorimod man ved positiv modulation må gå andre veje, hvor det ikke er bærebølgen direkte, der anvendes. Her vil dog først blive omtalt forholdene ved negativ modulation, da det som foran omtalt er denne form, der anvendes såvel her i landet som de fleste andre steder, England undtaget.

Som allerede nævnt, er det maksimalværdien af bærebølgen, der skal udnyttes til AGC-spænding, dersom man ønsker at anvende den ensrettede spænding som reguleringsspænding. Man vil derfor normalt ikke kunne anvende den fra den normale VF-diode fremkomme



jævnspænding, da dennes middelværdi efter videofrekvensens fjernelse afhænger af billedets indhold af lys og mørke. Man må derfor tilkoble en særlig AGC-diode, som vist fig.7.01 og 7.02. Hvad enten, der anvendes den ene eller anden form ved de viste forbindelseskemaer, skal tidskonstanten for RC-leddet i forbindelse med dioden være af en sådan størrelsesorden, at kondensatoren ikke kan nå at aflades mellem to synkroniseringsimpulser for linien.

I fig.7.03, der er en udvidelse af fig.7.02, er den automatiske regulering kombineret med håndreguleringen, idet AGC-diodens anode kan gives en større eller mindre negativ spænding gennem diodestrukturen, ved at katoden bringes en negativ spænding gennem den håndbetjente kontrastregulering.<sup>x)</sup> Virkemåden er derfor i store træk følgende: Uden signal vil mf-røret få en forspænding bestemt af kontrastreguleringens stilling. Kommer der nu signal fra sidste mf-spole, vil de negative signaltoppe kunne forøge strømmen gennem dioden og give en ekstra ladning på kondensatorens anodekreds, afhængig af signaltoppenes størrelse.

De her nævnte principper lider dog alle af den mangel, at støjimpulserne vil gøre sig så strækt gældende, at de er i stand til at forøge AGC-spændingen, hvilket selvfølgelig er uønskeligt.

Et andet princip til frembringelse af reguleringsspænding er vist fig.7.04.<sup>xx)</sup> Her benyttes videosignalet, der i det foreliggende tilfælde skal have positiv gående synkroniseringsimpulser. Når det tilføres clipperen (se fig.5.12 og 5.13), vil der gå en gitterstrøm, der oplader kondensatoren i gittertilledningen, hvorved der over gitteraflederen fremkommer en jævnspænding svarende til impulsernes størrelse. Varierer disse på grund af hf-signalets styrkeændring, vil også reguleringsspændingen ændre sig. Den fremkomne reguleringsspænding filtreres gennem et RC-led med stor tidskonstant.

I fig.7.05 er vist et noget andet princip, hvor man lader en positiv jævnspænding fra en diode, efterfulgt af et RC-led med stor tidskonstant, forsyne et rør med særlig gitterforspænding samtidig med, at det får tilført en impulsspænding fra kipgene-

<sup>x)</sup> fa.GAROD, USA. Radio News jan.1949.

<sup>xx)</sup> fa.TELE-KING, Radio News jan.1949.

ratoren for horisontal afbøjning. Reguleringsspændingen fra dioden vil således være medbestemmende for, hvor meget impulsspændingen fra kipgeneratoren forstærkes. De forstærkede impulser føres derefter til en diode, i hvilken de ensrettes, og den derved fremkomne jævnspænding anvendes til automatisk reguleringspænding.

Dette sidstnævnte princip er i store træk en mellemtag mellem den foran beskrevne AGC og den i det følgende omtalte keyed AGC.

#### GRUNDPRINCIP VED KEY'ED AGC.

Key'ed eller nøglet AGC er en automatisk kontrastregulering, hvor man frembringer en jævnspænding ved at "ensrette" spændingsimpulser fra tilbageløbet i linieudgangstransformereren, idet man gør "ensretningen" afhængig af synkroniseringsimpulserne (d.v.s. signalets) størrelse. Fordelen ved dette princip er, at det anvendte rør kun er strømførende, når der er spænding på anode og gitter samtidig. AGC-spændingen bliver derfor i det store og hele uafhængig af støjimpulser.

Et eksempel på en sådan key'ed AGC er vist fig.7.06. Hvis røret har en sådan gitterforspænding (og skærmgitterspænding), at der vil gå anodestrom i røret, når de positive spændingsimpulser fra linietransformereren kommer, vil denne anodestrom oplade den i anoden indskudte kondensator til en spænding, der er negativ mod anoden. Kondensatoren vil aflades gennem modstandene  $R_1$  og  $R_2$ , og den på ledningen mrk. AGC fremkomne spænding vil være negativ.  $R_1$  og  $R_2$  virker som spændingsdelere, og  $R_1$ -C virker som filter for udglatning af den "ensrettede" spænding.

Nu er røret normalt således indstillet, at det har så stor en forspænding på gitteret, at det ligger på cut-off værdien eller udenfor denne. Der vil derfor ikke fremkomme nogen anodestrom i røret, før dette får tilført en positiv gående spænding på gitteret. Alt efter, hvor stor denne spænding er, vil der gå mer eller mindre strøm i røret.

Den spænding, der tilføres gitteret, er signalerne fra videodelen i modtageren. Signalet skal have en sådan karakter, at synkroniseringssignalerne er positiv gående.

Fordelen ved dette princip er, som foran nævnt, at AGC-røret kun er ledende i den tid, tilbageløbssignalerne fra linieudgangstransformereren er til stede, og dette er kun ca. 5-10% af tiden. Eventuelle støjimpulser vil derfor kun kunne gøre sig gældende i denne tid. Endvidere oplyses der, at denne regulering skulle være hurtigere virkende, end den foran omtalte AGC.

#### EKSEMPLER PÅ KEY'ED AGC.

Fra en USA modtager (Zenith) er hentet det i fig. 7.07 viste eksempel. AGC-røret er i dette tilfælde en triode, der kan gives en passende stor gitterforspænding gennem de viste katodemodstande. Ved disse er man i stand til at bibringe røret en vis "forsinkelse" på tilsvarende måde, som man forsinker en reguleringsdiode i almindelige radiomodtagere.

AGC-rørets gitter får signalspændingen direkte fra VF-rørets anode. Gitteret bliver derfor positivt i forhold til stel. Da det skal være negativt i forhold til katoden, må katoden bringes på en højere spænding end gitteret. For at reducere såvel den positive jævnspænding på gitteret som signalspændingen er der indskudt en spændingsdelers mellem VF-rørets anode og AGC-rørets gitter. Med passende spænding på AGC-rørets anode vil de positive synkroniseringssignaler være i stand til at regulere anodestrømmen i røret.

Anodespændingen på AGC-røret er en impulsspænding, der er taget fra liniekipgeneratoren (i det foreliggende eksempel det punkt, der svarer til (3) i fig. 6.05). Den fremkomne anodestrøm vil oplade kondensatoren i rørets anodekreds, og denne kondensator vil derefter aflades gennem en afledning mellem anode og stel (eller anode og katode). Den fremkomne spænding filtreres derefter gennem RC-leddet, inden de anvendes til AGC.

Et andet eksempel på key'ed AGC - ligeledes hentet fra en TV-modtager fra USA - er vist i fig. 7.08. Her er signalspændingen til gitteret i AGC-røret taget over anodemodstanden i VF-røret, idet AGC-rørets katode er anbragt på positiv spænding og gitteret på en noget lavere spænding. For at der kan komme til at gå strøm i AGC-røret, må impulserne fra linieudgangstransformereren tilføres en væsentlig større impulsspænding end den spænding, der ligger på AGC-rørets katode.

Den "ensrettede" spænding vil nedsættes og filtreres, som foran omtalt.

I fig.7.09 er vist en AGC, hvor der for reguleringspændingen til hf-røret er udført en forsinkelse, ved at spændingen over modstanden er kortsluttet af en diode, indtil strømmen fra AGC'en d.v.s. strømmen gennem  $R_1$  og  $R_2$  bliver større end strømmen fra plusledningen gennem  $R_4$ . Når strømmen gennem  $R_4$  er størst, vil dioden få en positiv spænding på anoden og derfor så godt som kortslutte modstanden  $R_3$ . HF-røret får derfor ingen reguleringspænding og mf-rørene en nedsat spænding. Bliver strømmen gennem  $R_1$  og  $R_2$  størst, vil diodens anode få en negativ spænding. Den vil derfor ikke være ledende og spændingsfaldet over  $R_3$  virke som reguleringspænding for hf-røret samtidig med, at mf-rørene vil få en forøget reguleringspænding. Begge spændinger filtreres gennem RC-led.

LYDKANAL for TV-modtagere.

Som tidligere nævnt er bærebølgen for TV-lyden frekvensmoduleret. Det er ligeledes nævnt, at mellemfrekvensen for lyden kan udtages et sted i billedkanalen. Alt efter det sted lyden udtages taler man om en almindelig lydkanal eller om en intercarrier lydkanal.

ALMINDELIG LYDKANAL.

Ved den "almindelige" lydkanal udtages bærefrekvensen for lyden et sted i den højfrekvente del af billedkanalen (se f.eks. fig.1.07). Det er underordnet, om modtageren er en ret-modtager eller en super, men da supermodtageren er den almindeligste, vil kun denne modtager-type blive omtalt her.

Da der som regel er koblet en bølgefælde til hvert af mellemfrekvenstrinnene for dæmpning af uvedkommende signaler - herunder også lyden (se side 42) - er det nærliggende at anvende bølgefælden for lydens bærefrekvens som udtag for signaler til lydkanalen, der er opbygget efter nøjagtig de samme principper som en almindelig FM-modtager (se fig.8.01).

Om lydkanalens mellemfrekvens kan nævnes, at dens værdi efter omformning i blandingstrinnet kommer til at ligge lavere end billedets mellemfrekvens, når oscillatorens frekvens ligger højere end den modtagne frekvens, et forhold man let kan overbevise sig om ved et regneeksempel.

Som regneeksempel kan tages forholdene for kanal 4.

BILLEDE.

Oscillatorfrekvens .....	104,00 MHz
Billedets bærefrekvens .....	62,25 "
Billedets mellemfrekvens .....	<u>41,75 MHz</u>

LYD.

Oscillatorfrekvens .....	104,00 MHz
Lydens bærefrekvens .....	67,75 "
Lydens mellemfrekvens .....	<u>36,25 MHz</u>

AFSTAND mellem billede og lyd.

Mellemfrekvens for billede ....	41,75 MHz
Mellemfrekvens for lyd .....	36,25 "
Afstand .....	<u>5,50 MHz</u>

### OSCILLATORENS NØJAGTIGHED, betydning af frekvensdrift.

Hvad enten diskriminatoren er en foster-seeley detektor, en ratio-detektor eller et flergitterrør (som EQ80), vil man altid få en S-kurve som arbejdslinie for detektoren. Den rette del af S-kurvens område er som ved FM-modtagere nogle få hundrede kilohertz. Hvis oscillatorens frekvens derfor driver lidt bort fra den oprindeligt indstillede værdi, eller eventuelt ikke er indstillet helt rigtigt, vil lyden ikke blive gengivet korrekt.

Billedet strækker sig derimod over et område på ca. 5 MHz. Skulle oscillatoren derfor drive lidt eller indstilles den en smule forkert, vil dette ikke influere nævneværdigt på billedkvaliteten. Lyden stiller derfor langt større krav til oscillatoren, end billedet gør. Kan man derfor gøre lyd mellemfrekvensen uafhængig af oscillatoren og samtidig opnå en større forstærkning af lyden i billedkanalen, kan man spare et eller to rør i lydkanalen og derved opnå fordele. Det er dette, man har opnået i intercarrierkanalen. Før denne omtales, skal der dog nævnes et par ord om den i fig.8.01 viste lydkanal, hvor der som detektor er anvendt et EQ80.

I "bunden" af den svingningskreds, der er tilsluttet gitter 3 på EQ80, er der indskudt et par klemmer, der normalt er kortsluttede. Disse klemmer er beregnet på, at man under trimningen af lydkanalen kan indskyde et mikroamperemeter for måling af gitterstrømmen for gitter 3. Ofte ser man dog, at der i stedet for de viste bøsninger er indskudt en modstand på ca. 18 k $\Omega$  shuntet med en kondensator på ca. 1500 pF, så man i stedet for det anførte mikroamperemeter kan anvende et rørvoltmeter for måling af den jævnspænding, gitterstrømmen frembringer over modstanden.

I overføringsledningen mellem anoden på EQ80 og volumenkontrollen til udgangsrøret er der som modbetoningsfilter indskudt en modstand efterfulgt af en kondensator til stel.

### INTERCARRIER LYDKANAL.

Ved intercarrier lyd følges billede og lyd ad gennem hele mellemfrekvensforstærkeren og ensrettes sammen i VF-detektoren, hvorefter lyden udtages i Vf-delen, som vist fig.8.02. Ved ensretningen vil der mellem de to bærefrekvenser fremkomme en interferensfrekvens, der er forskellen mellem de to oprindelige frekvenser,

altså 5,5 MHz, som det vil fremgå af regneeksempler i lighed med det, der er vist på side 65, og denne interferensfrekvens er uafhængig af oscillatorens frekvens. Interferensfrekvensen vil variere sammen med begge de oprindelige svingninger, d.v.s. den vil være såvel FM- som AM-moduleret. Da den er frekvensmoduleret i takt med lyden, vil den blive anvendt som mellemfrekvens for lyden. Den føres derfor på normal måde gennem en mellemfrekvensforstærker, der afsluttes med en FM-detektor som i enhver anden FM-modtager. Da bæreølgen også er AM-moduleret, må den anvendte detektor være ufølsom for AM-modulation, eller der må foran den være indskudt en begrænser, som fjerner AM-modulationen.

I fig.8.03 er vist, hvorledes bæreølgen udtages fra anoden på VF-røret, idet en bølgefælde afstemt til 5,5 MHz er koblet kapacitivt til anoden i VF-røret. I lydkanalen er kun anvendt eet mellemfrekvensrør, der efterfølges af en ratio-detektor. Bølgefælden er dels indkoblet for at udtage lyden til lydkanalen, dels for at dæmpe svingningen på de 5,5 MHz, som kan give anledning til prikker på hver enkelt linie (ca.300 prikker på hver linie - eller for en skærm med en bredde på 300 mm (MW 36) ca.1 prik pr. millimeter).

I fig.8.04 er vist en lydkanal, hvor lyd mellemfrekvensen på de 5,5 MHz er udtaget fra VF-dioden. Her er bølgefælden koblet induktivt til peaking-spolen i detektorkredsløbet. Som rør nr.2 i lydkanalen er der indkoblet en begrænser, hvorfor den efterfølgende FM-detektor kan være en foster-seeley detektor.

Når det gælder trimming af en intercarrier-kanal, må man altid være fuldstændig sikker på, at den anvendte målesender er rigtig i frekvens. Ved almindelig lydkanal vil man altid kunne rette mellemfrekvensens værdi op ved efterindstilling af oscillatoren, da det er denne sammen med den modtagne frekvens, der giver mellemfrekvensen.

Ved intercarrier-kanal er mellemfrekvensen som foran nævnt kun afhængig af frekvensforskellen mellem bærefrekvensen for henholdsvis billede og lyd, hvorfor man ikke har nogen mulighed for med oscillatoren at korrigere mellemfrekvensen. Stoler man derfor ikke fuldstændig på sin målesender, kan man kontrollere lydkanalens trimming ved at benytte sig af signaler fra stationen, når blot man har en nogenlunde rimelig signalstyrke.

### ANTENNEFORHOLD.

Ved almindelige radiomodtagere er man i mange tilfælde blevet indlevet i den misforståelse, at en modtager ofte kan virke nogenlunde tilfredsstillende uden antenne eller med en lille stump tråd som antenne.

Et sådant sløseri med antennen må ikke forventes at kunne give tilfredsstillende resultat ved TV-modtagere, da eventuelle refleksioner af bølgen fra tårne, jernbetonbygninger o.l. vil kunne gøre sig sædende på modtagerens billedskærm. Kommer et signal til modtagerens indgangskreds med forsinkelse på f.eks. 1  $\mu$ sek., vil dette tegne et billede forskudt ca. 1/60 af billedskærmens bredde fra det oprindelige billede. Alt efter den vejstrækning, det reflekterede signal har gennemløbet længere end det direkte signal, vil forskydningen kunne blive større eller mindre. Et sådant billede fremkaldt af refleksionerne kaldes et spøgelsesbillede (ghost) og vil i de fleste tilfælde kunne undgås, dersom antennen forsynes med en reflektor, så den får retningsvirkning.

En ting, man også må have opmærksomheden nøje henledt på, er impedanstilpasning ved antenne og antennekabel. Hvis man ikke vil risikere uheldige refleksioner nogen af stederne, må modtagerens indgangsimpedans, antennekablets impedans og antennens impedans passe sammen, da nævnte refleksioner kan bevirke "ghost" i så ringe afstand fra det oprindelige billede, at man har det indtryk, at billedet er uskarpt.

### Slutbemærkninger.

Når man har sat sig ind i en TV-modtagers virkemåde, vil man se, at selv om der i modtageren findes en mængde forskellige kredsløb, kan man dog ved at betragte billedrørets skærm i tilfælde af, at modtageren er ophørt at fungere normalt, hurtigt kunne danne sig et skøn over, i hvilken del af anlægget fejlen skal søges. Det vil derfor være en god skik at lære tegningen fig. 1.07 udenad for hurtigst muligt at finde frem til den del af kredsløbet, hvor fejlen findes.



Om trimning af en TV-modtager kan bemærkes følgende:

Såfremt man ikke råder over det nødvendige måleudstyr til trimning af TV-modtagere, bør man ikke indlade sig på at stille på de forskellige spoler (eller kondensatorer) i hf- og mf-kredse. Endvidere bør man have de nøjagtige trimmeforskrifter for modtageren - eller i hvert fald oplysning om mellemfrekvenskurvens udseende eller resonansfrekvenser for samtlige kredse og bølgefælder.

Det til trimning nødvendige måleudstyr er

A. Når modtagerens mellemfrekvens er udført med forskudt afstemning (stagger tuning):

1. Almindelig målesender, der dækker området op til ca. 225 MHz eventuelt en testgenerator (mønstergenerator), der dækker mellemfrekvensområdet og de forskellige kanaler. Såfremt sidstnævnte ikke også har en frekvens på nøjagtig 5,5 MHz, må der til rådighed være en målesender med denne frekvens.
2. Et rørvoltmeter med et måleomsåde for vekselspænding, hvor en spænding på ca. 3 V kan aflæses med god nøjagtighed. Dette rørvoltmeter kan eventuelt erstattes af et ventil-instrument med en modstand på ikke under 1000 ohm/volt.

B. For stagger-tuned mellemfrekvens eller mellemfrekvens med båndfilter:

1. En sweep-generator med et frekvensssving på ikke under 10 MHz og et frekvensområde, der dækker de forskellige mellemfrekvensområder (ca. 20-45 MHz), samt kanalerne 2-11.
2. En oscillograf, hvor Y-forstærkeren ikke giver nævneværdig faseforvrængning (fasedrejning) ved ca. 50 Hz.

Fremgangsmåden ved trimningen bliver følgende:

A. Almindelig målesender og rørvoltmeter. Mellemfrekvens stagger-tuned.

1. Målesenderen tilsluttes gitterkredsløbet i blandingsrøret.
2. Rørvoltmeteret tilsluttes udgangen på VF-forstærkeren. I rørvoltmeterets måleledning (den varme ledning) bør indskydes en modstand på 1-2 Mohm eller et passende RC-filter (2-5  $\mu$ sek.) for afkobling af de højeste frekvenser (frekvenser i MHz-området).

3. Målesenderen stilles efterhånden på de frekvenser, der hører til de enkelte kredse i mellemfrekvensdelen. Afstemningskredsene trimmes til maximum, bølgefælderne til minimum. Foruden at iagttage udslaget på rørvoltmeteret, bør der også holdes øje med billedet på skærmen for at se, at der ikke kommer uønskede signaler i form af instabilitet, brum el.lign. (400 Hz giver normalt 8 sæt afvekslende lyse og mørke bånd vandret hen over skærmen, brum giver een mørk og een lys stribe). De fremkomne bånd skal gå jævnt over fra lyst til mørkt. Står overgangen skarpt mellem lyst og mørkt, er eet eller flere trin i billedkanalen overstyret.

#### B. Sweep-generator og oscillograf.

1. Sweep-generatoren forbindes til gitterkredsløbet i blandingrøret.
2. AGC-ledningen skal eventuelt forbindes med et 1,5 til 4,5 V batteri for fiksering af reguleringsspændinger.
3. Oscillografens Y-forstærker forbindes til VF-forstærkerens udgangsklemmer.
4. De enkelte afstemningskredse og bølgefælder indstilles, så mf-kurven får det af fabriken opgivne udseende, idet der samtidig anvendes en markeringsgenerator (evt. indbygget sammen med sweep-generatoren) for fastlæggelse af de forskellige punkter på kurven.
5. Sweep-generatoren forbindes med modtagerens antenneklemmer, oscillografen forbliver tilsluttet, hvor den hele tiden har været. Oscillatorkredsen kan indstilles til de for vedkommende kanal foreskrevne frekvenser. Frekvenskurverne for de forskellige kanaler kan kontrolleres.

Som foran nævnt bør de forskellige kredse - mf-kredse såvel som hf-kredse - ikke røres, såfremt man ikke har erfaring for at kunne udføre trimningen sikkert.

### Fremgangsmåde ved fejlfinding.

Ved fejlfinding på TV-modtagere gælder det om - som ved fejlfinding på radiomodtagere i almindelighed - at lokalisere fejlen til en bestemt del af modtageren, for dernæst at finde frem til selve fejlen.

Ligesom man ved almindelige radiomodtagere finder frem til det trin, hvori fejlen forekommer, ved at lytte efter, hvorledes højttaleren reagerer ved påvirkning af de forskellige trin ved hjælp af signal fra en tonegenerator, målesender el.lign., eventuelt ved berøring af gitrene med en finger eller skruetrækker, må man ved TV-modtagere iagttage billedskærmens udseende (i forbindelse med højttalerens reaktioner).

Af det fremkomne - eller manglende - lys på skærmen kan man som regel meget hurtigt danne sig et overblik over, i hvilken del af modtageren fejlen skal søges, idet man til stadighed må have modtagerens principskema fig. 1.07 i klar erindring.

Som eksempler skal her fremføres:

1. Intet lys på skærmen. Fejlen kan skyldes:
  - a. Højspænding mangler (liniegenerator eller udgangstrin i uorden, højspændingsdiode defekt).
  - b. Gitterforspænding på billedrør for stor (kan skyldes fejl i VF-forstærker).
  - c. Ionfælde ude af indstilling.
  - d. Billedrør defekt.
2. Vandret linie på skærm.  
Fejl må opsøges i den vertikale afbøjningsdel (afbøjningsspoler, generator eller forstærker).
3. Raster, men intet billede eller eventuelt for svagt billede.  
Fejl i VF-trin. VF-detektor, mellemfrekvensforstærker, blandingstrin, oscillator, HF-trin, feeder eller antenne.
4. Billede kan ikke synkroniseres.  
Fejl i begrænser (clipper), synk- eller separator, evt. overstyring i billedel, så synkroniseringsimpulsen beskæres. Fejl kan også fremkomme ved, at afbøjningsgeneratorerne har forkert frekvens.

5. Billede fortegnet (billede sammentrykt på den ene del af skærmen).

Fejl i en af afbøjningsenhederne.

6. Billede med dobbeltkonturer.

Hvis det forudsættes, at billedet oprindeligt har været i orden, kan fejlen skyldes forkert anbringelse af antennen, forkert indstilling af oscillator, eller at hf- eller mf-delen ikke mere er trimmet korrekt.

7. "Sildebensmønster" i billedet.

Interferens eller tilløb til instabilitet i hf- eller mf-del.

Vedrørende anvendelse af de forskellige måleinstrumenter erindres om følgende:

1. Målesender (moduleret med 30% modulation 400 Hz) anvendes for at indføre et højfrekvent signal i hf- eller mf-delen i modtageren. Det på billedskærmen fremkomne billede består af 8 sæt vandrette striber, der skal gå jævnt over fra lys til mørke. Anvendes testgenerator, skal billedet på skærmen selvfølgelig svare til det på den anvendte testgenerator anførte mønster.
2. Tonegenerator eller VF-signal fra en testgenerator kan anvendes til indføring af signal på VF-delen. Ved anvendelse af tonegenerator skal på billedskærmen fremkomme et antal vandrette striber, hvis antal afhænger af den anvendte frekvens. Ved normal styring skal lyset gå jævnt over fra lyst til mørkt gennem grå toner. Ved overstyring bliver striberne skarpe og går pludseligt over fra lyse til mørke. Ved anvendelse af VF-signal fra en testgenerator må man passe på at anvende signal med rigtig "fase", så synkroniseringsimpulserne ellers vil få forkert polaritet og billedet iøvrigt blive "negativt", d.v.s. der sker ombytning af sort og hvidt.
3. Oscillograf anvendes til undersøgelse af VF-signal, afbøjningsspændingers udseende og størrelse. På grund af oscillografens indgangskapacitet vil billedkvaliteten (skarphed) forringes, når den tilsluttes VF-delen.

4. Sweep-generator anvendes sammen med oscillograf til at undersøge billeddelens frekvenskurve. Hvis ikke sweep-generatoren er forsynet med indbygget marker-generator, kan en almindelig målesender anvendes til at markere de forskellige frekvenser på frekvenskurven.
5. Rørvoltmeter kan anvendes til måling af såvel jævnspændinger som vekselspændinger. Man bør erindre, at spændingsværdier, der opgives for video-signaler og afbøjningskredsløb, ofte er "spids"-værdierne, og at justeringen for rørvoltmeteret gælder effektivværdier for sinusformede spændinger. Der findes ikke noget simpelt forhold mellem spidsværdierne og effektivværdierne for de mange forskellige kurveformer, man kan komme ud for i en TV-modtager.
6. Signaltraceren er et apparat, der virker som en forstærker for de signalspændinger, der findes i modtagere. Den må nærmest betegnes som en form for et rørvoltmeter, hvor meteret er erstattet af en højttaler, hvorved det bliver muligt rent høremæssigt at følge signalet fra antenne til udgangstrin.

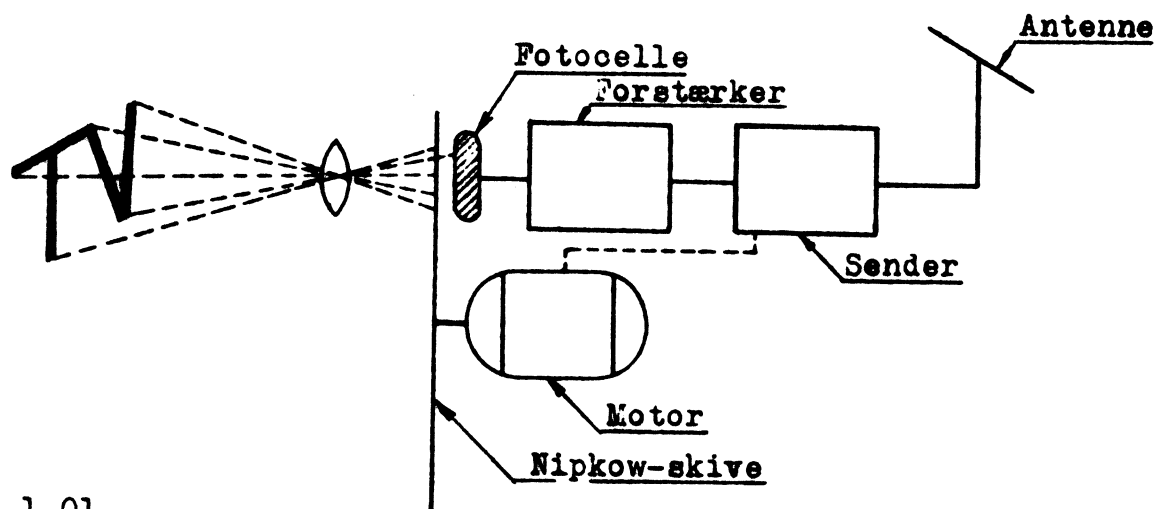


Fig. 1.01  
Princip for billedsender med Nipkow-skive for aftastning af billedfelt.

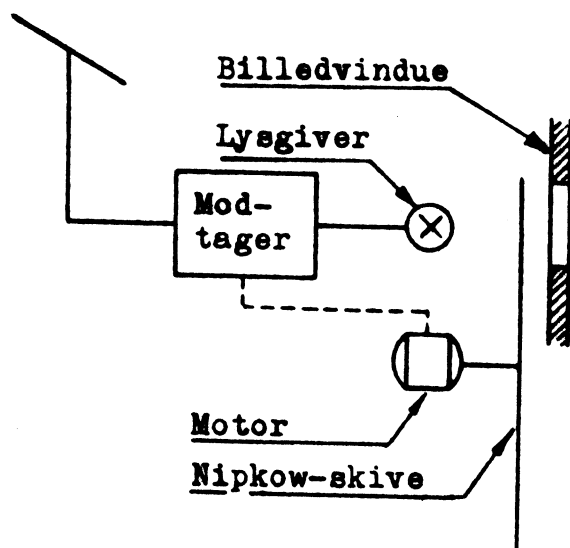


Fig. 1.02  
Princip for modtager med Nipkow-skive.

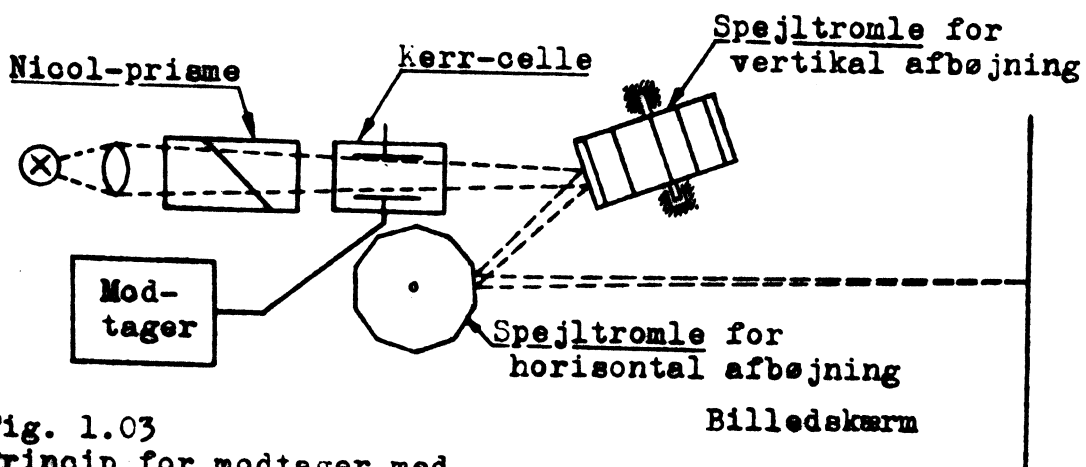


Fig. 1.03  
Princip for modtager med polariseret lys og spejltromler.

Fig. 1.04  
Princip (skematisk) for  
ikonoskop.

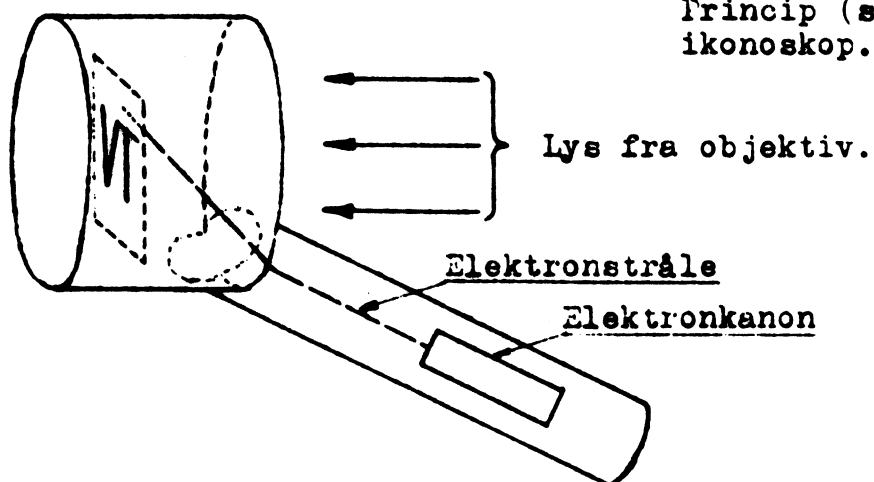


Fig. 1.05  
Princip i billedrør  
(skematisk).

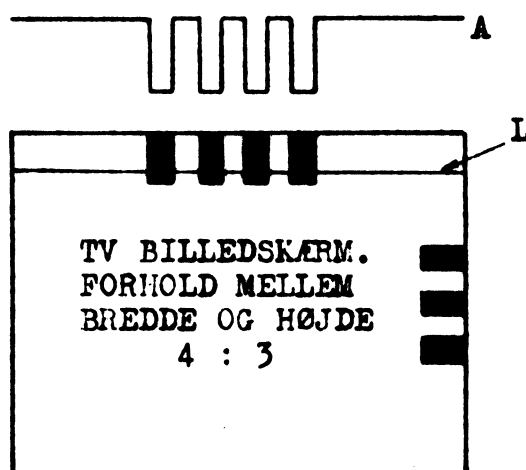
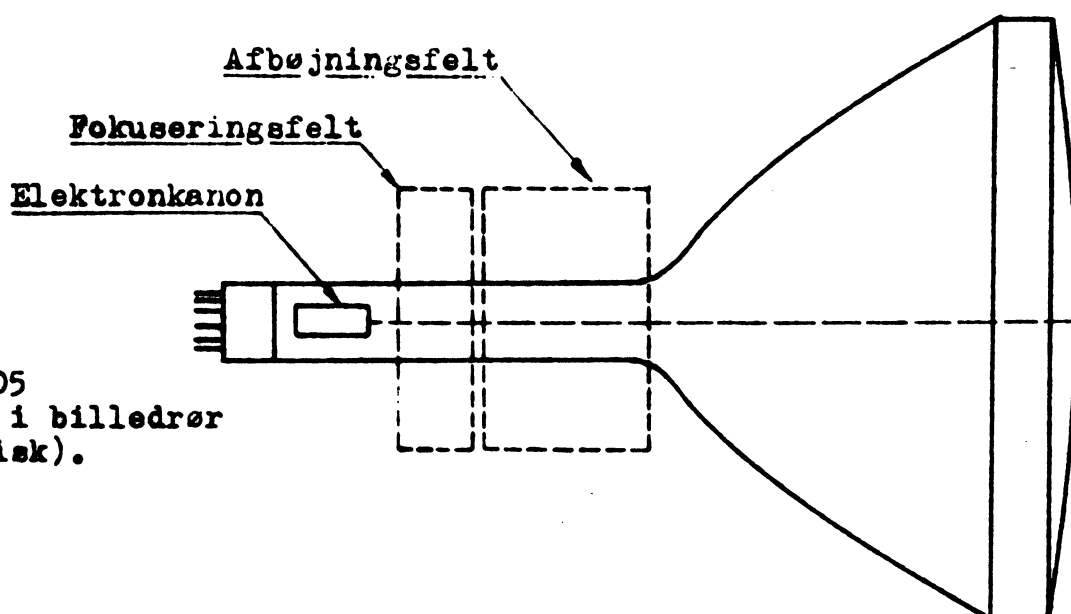
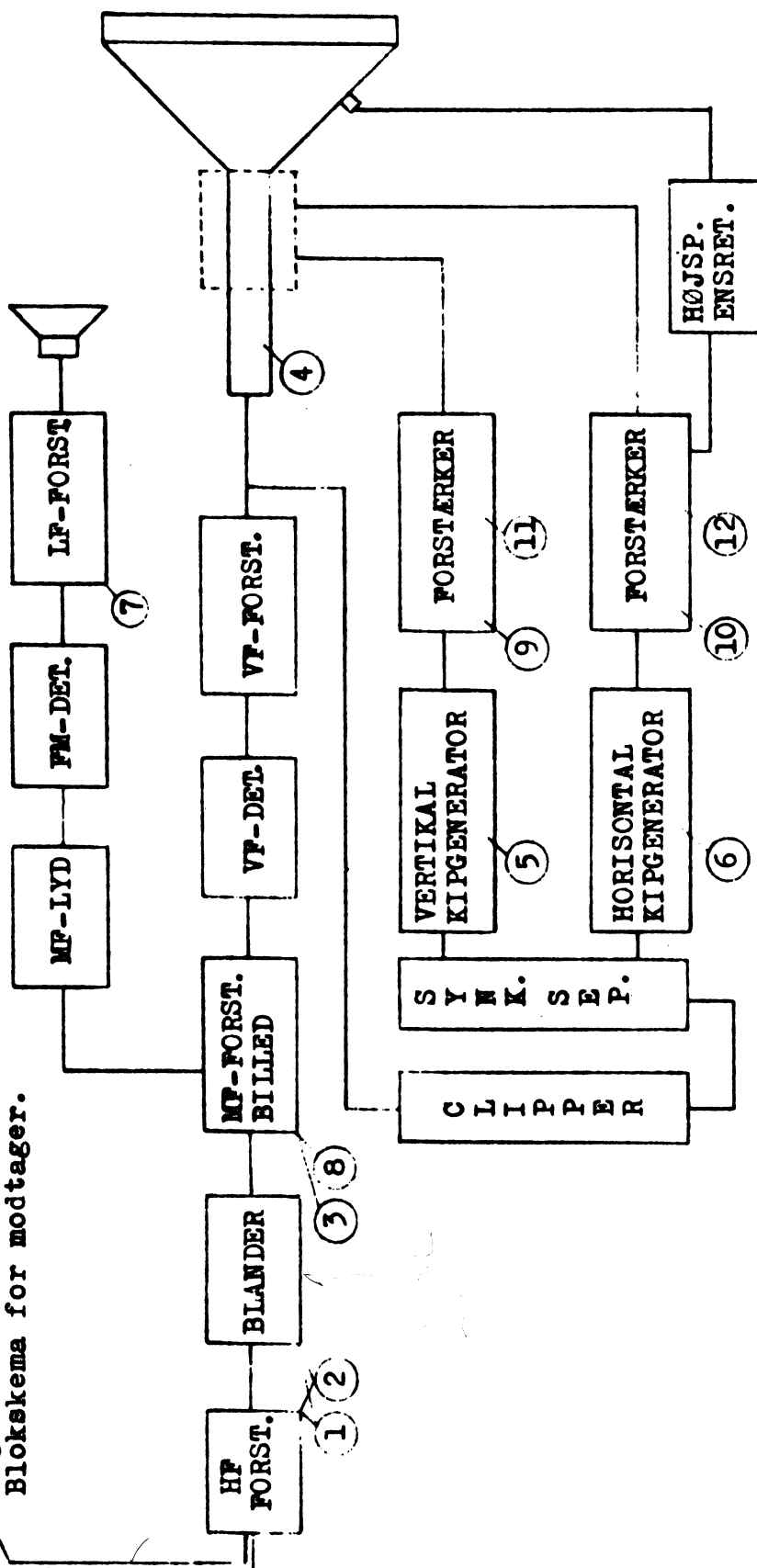


Fig. 1.06  
Billedfelt med angivelse  
af video signal for en  
enkelt linie.  
L: Linie under aftastning  
A: Strøm gennem kamerare  
under aftastningen af  
linien L.

Fig. 1.07  
Blokskema for modtager.



Indstillling for publikum

1. Kanalvælger.
2. Finindstilling (tuner).
3. Kontrast (finindstilling).
4. Intensitet (lysstyrke).
5. Vertikal hold (ramme).
6. HORIZONTAL hold (linie).
7. Lyd.

Indstillling for tekniker.

8. Kontrast (grov).
9. Billedhøjde.
10. Billedbredde.
11. Linearisering lodret.
12. Linearisering vandret.



Fig. 1.08  
Video-signal for tilfældig  
linie. Video-signalet sam-  
mensat med synkroniserings-  
impulser.

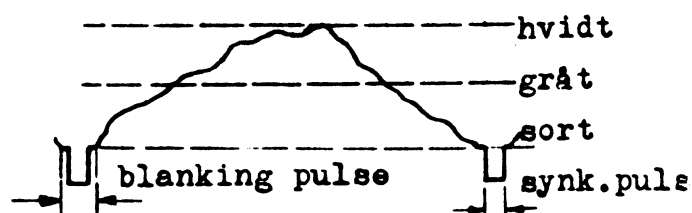


Fig. 1.09  
Bærebølge med positiv  
modulation. (Anvendes  
i England).

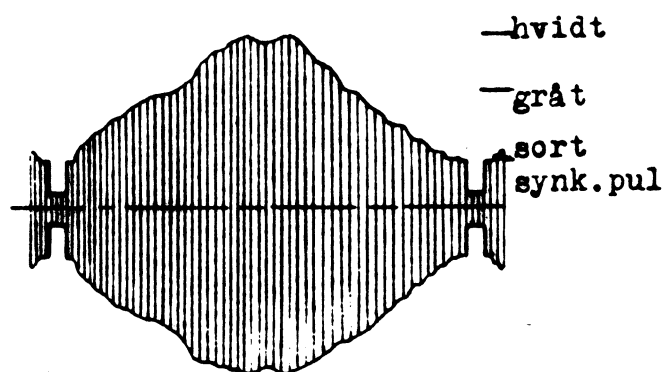


Fig. 1.10  
Bærebølge med negativ  
modulation. (Anvendes  
i største delen af  
Europa og U.S.A.).

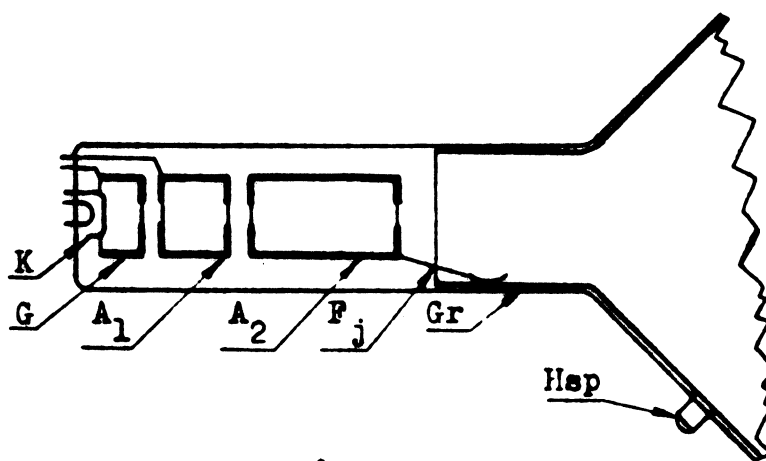
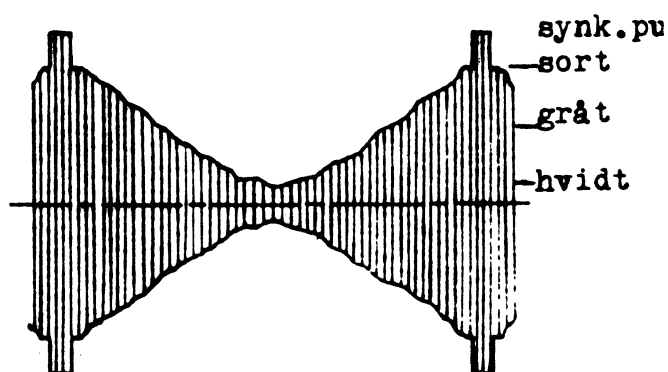


Fig. 2.01  
Elektronkanon (skematisk).  
K = Katode.  
G = Gitter.  
A<sub>1</sub> = Fokuseringsanode.  
A<sub>2</sub> = Accelerationsanode.  
F<sub>j</sub> = Fjedrende kontakt  
for kontaktdannelse  
mellem A<sub>2</sub> og Gr.  
Gr = Indvendig grafit-  
belægning.  
Hsp = Tilslutning for  
spænding til A<sub>2</sub>.

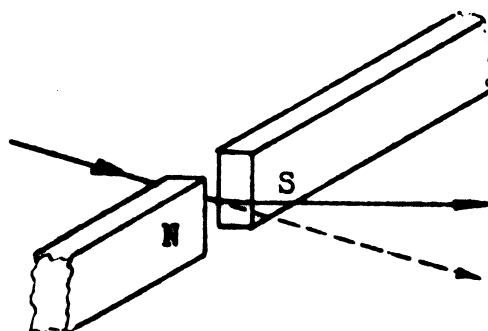


Fig. 2.02  
Elektronbanes afbøjning  
i magnetfelt.

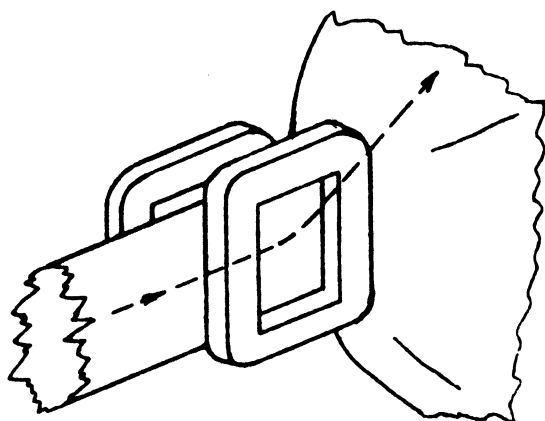


Fig. 2.03  
Afbøjningsspoler for  
lodret afbøjning.

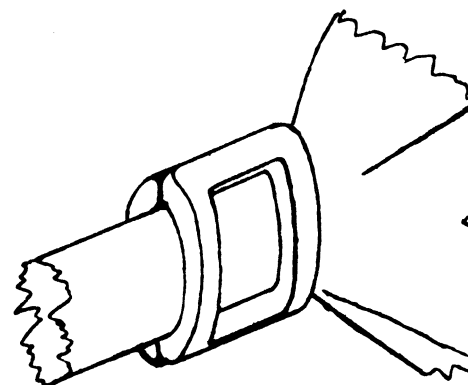


Fig. 2.04  
Afbøjningsspolernes anbrin-  
gelse omkring rørets hals.

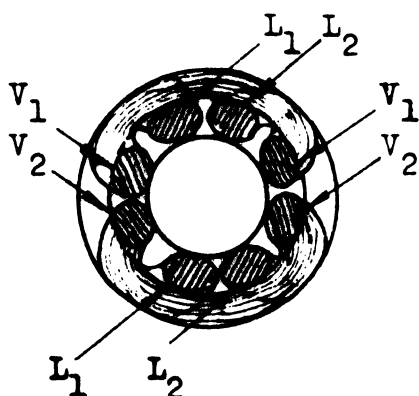


Fig. 2.05  
Snit gennem billedrørets hals med  
påmonterede afbøjningsspoler.  
 $L_1 L_2$  Afbøjningsspoler for lodret  
afbøjning.  
 $V_1 V_2$  Afbøjningsspoler for vandret  
afbøjning.

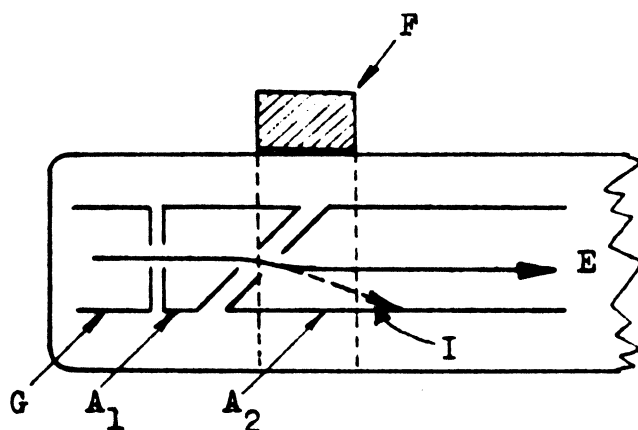


Fig. 2.06  
Billedrør med "diagonalskåret"  
elektronkanon.

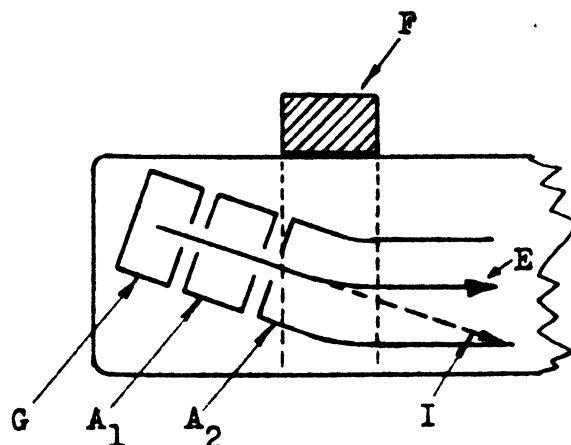


Fig. 2.07  
Billedrør med "skævt"  
elektronkanon.

G = Gitter  
 $A_1$  = Hjelpeanode (Fokuseringsanode)  
 $A_2$  = Hovedanode  
 F = Ion-fælde  
 E = Elektronstråle  
 I = Ion-stråle

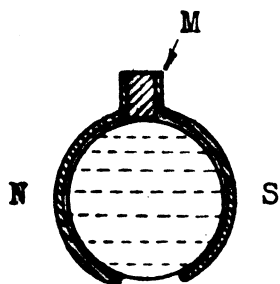


Fig. 2.08  
Ionfældens anbringelse  
på billedrørrets hals.

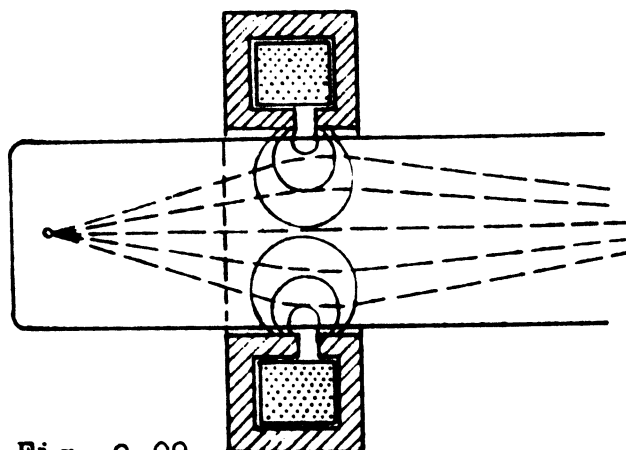


Fig. 2.09  
Fokuseringspole anbragt på  
billedrørrets hals. Magnetiske  
kraftlinier og elektronbaner  
indtegnet.

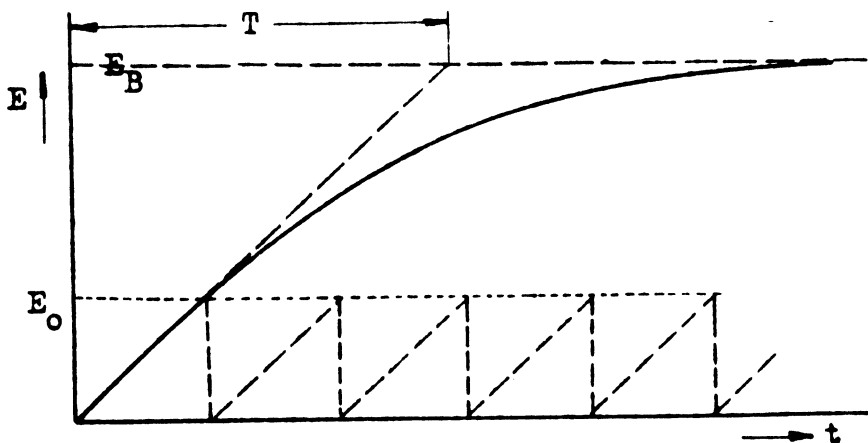
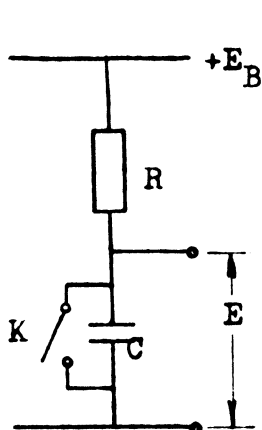


Fig. 3.01  
Grundprincip for savtakgenerator.  
 $E_B$  = Tilført spænding.  
 $E_0$  = Spændingen hvorved K kortslutter kondensatoren C.  
 $T$  = Tidskonstant for RC-led.

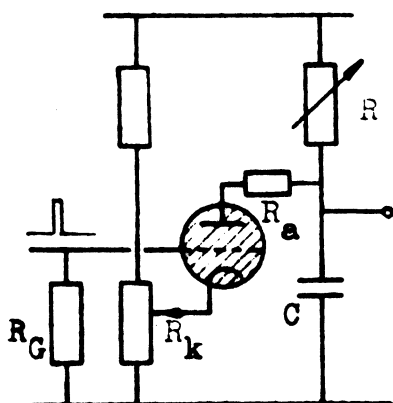


Fig. 3.02  
Thyratron (gastriode) som  
savtakgenerator (kipgene-  
rator).

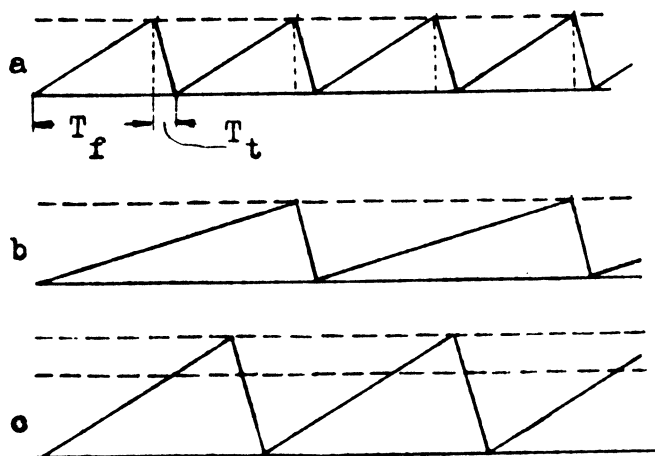


Fig. 3.03  
Savtakspænding under forskellige  
a = Normale savtakspænding med frem-  
løbstid  $T_f$  og tilbageløbstid  $T_t$ .  
b = Modstand R forøget.  
c = Modstand  $R_k$  forøget.

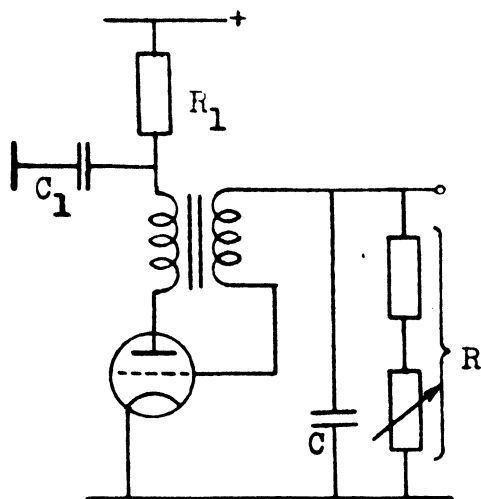


Fig. 3.04  
Strømskema for blocking-oscillator.

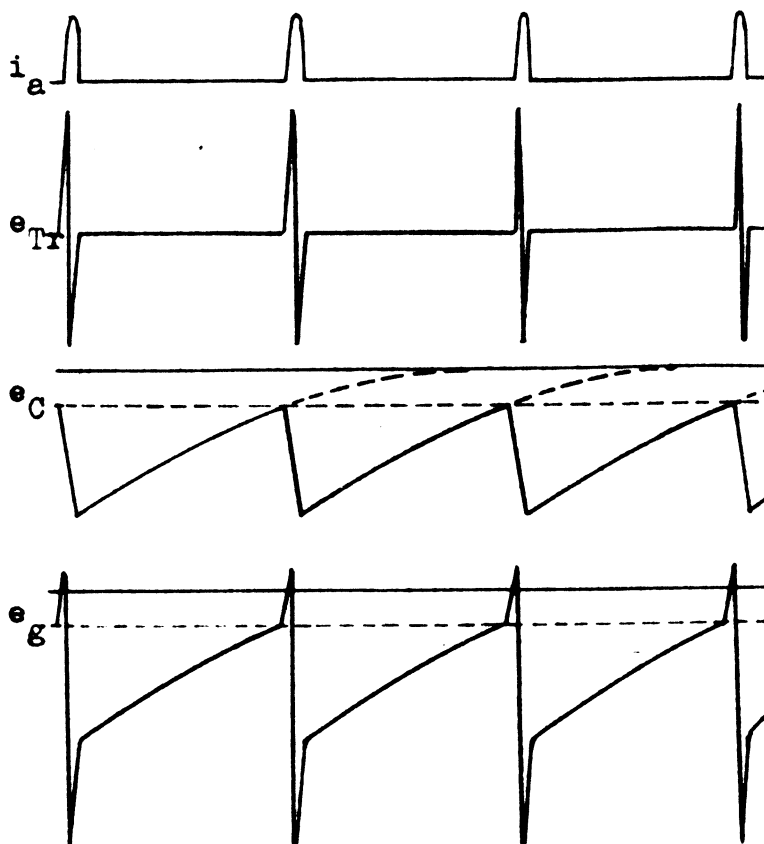


Fig. 3.05  
Strømme og spændinger for blocking-oscillator.

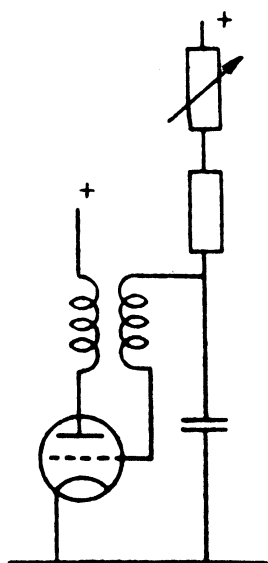


Fig. 3.06  
Anden form for blocking-oscillator. (Gitterafledning ført til positiv spænding).

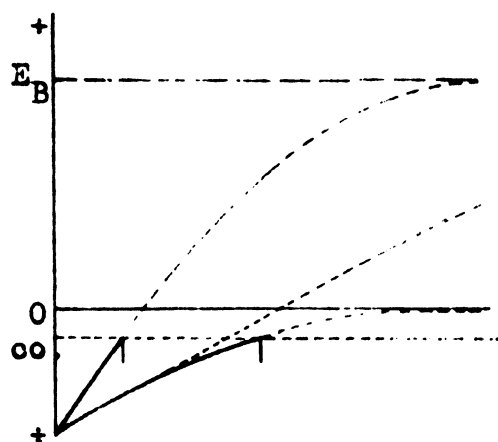


Fig. 3.07  
Kondensators aflade- og lade-forhold med gitterafledning til henholdsvis positiv spænding eller katode. (co = cut off spænding).

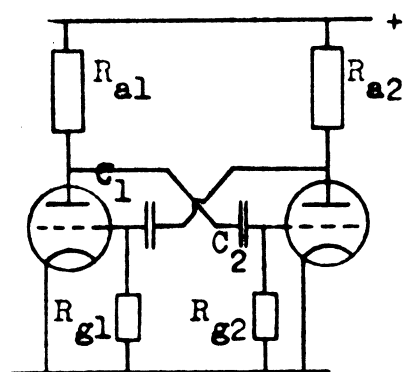


Fig. 3.08  
Strømskema for multivibrator.

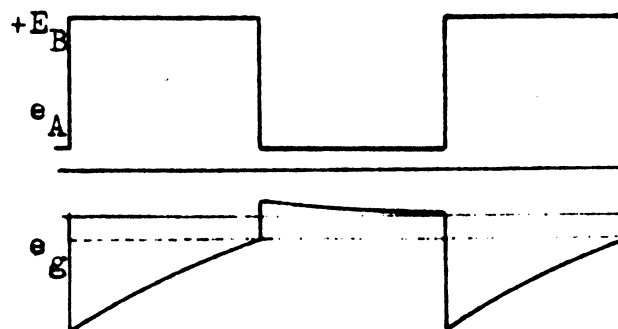


Fig. 3.09  
Anode spænding og gitterspænding for multivibrator.

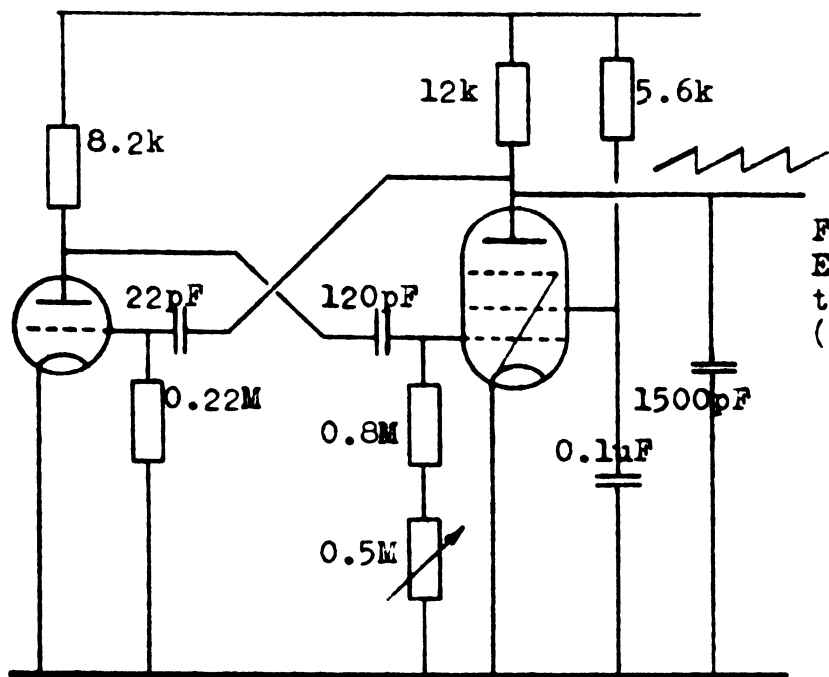


Fig. 3.10  
Eksempel på multivibrator  
til liniekipgenerator.  
(Philips. Mullard)

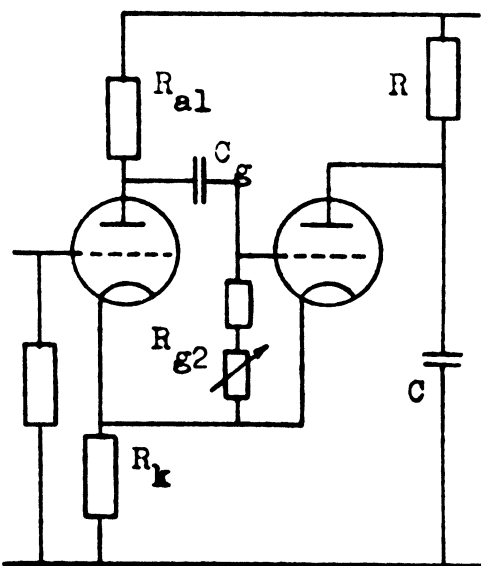


Fig. 3.11  
Katodekoblet multivibrator.

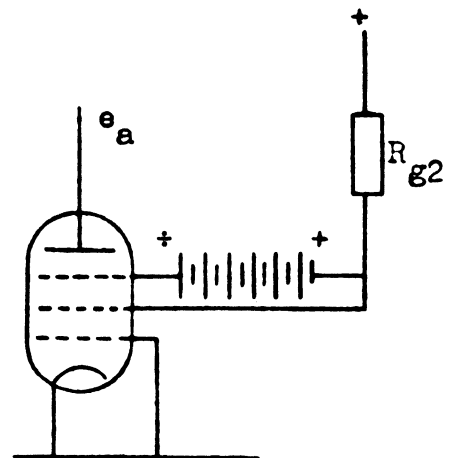


Fig. 3.12  
Hovedprincip for transitron.

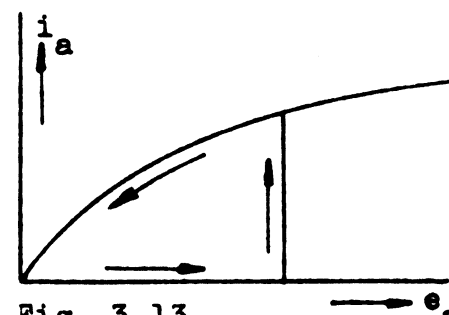


Fig. 3.13  
Strøm- og spændingsforhold ved  
pentoden vist fig. 3.12.  
Spændingen  $e_a$  variabel.

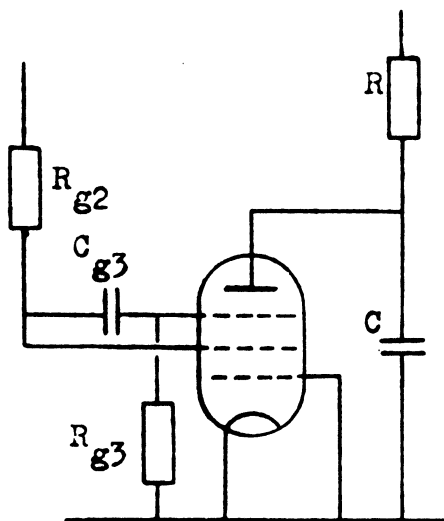


Fig. 3.14  
Principskema for transitron.

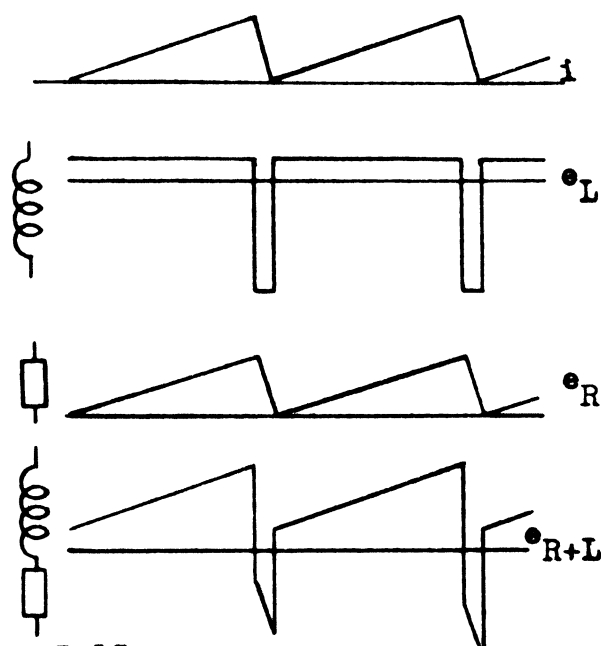


Fig. 3.15

$i$  = Strøm gennem spole og modstand.  
 $e_L$  = Spænding over spole med uendelig lille modstand.  
 $e_R$  = Spænding over modstand.  
 $e_{L+R}$  = Spænding over spole med modstand.

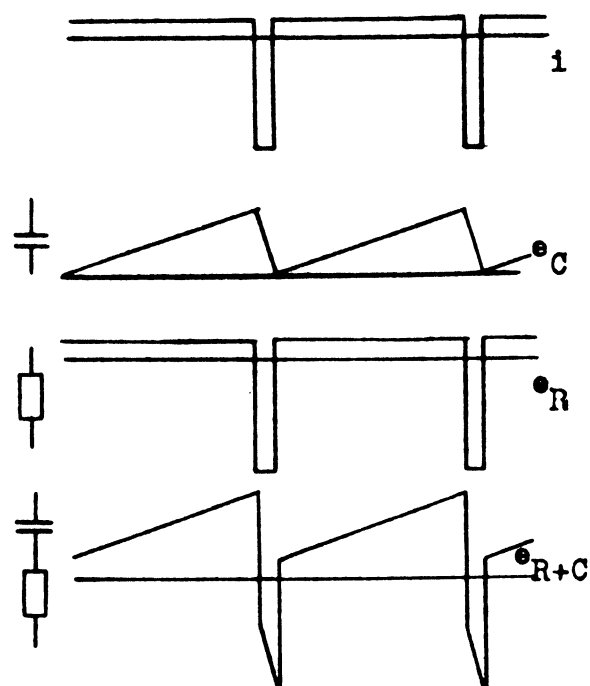


Fig. 3.16

$i$  = Lade- og afladestøm for kondensator.  
 $e_C$  = Spænding over kondensator.  
 $e_R$  = Spænding over modstand.  
 $e_{R+C}$  = Spænding over kondensator og modstand.

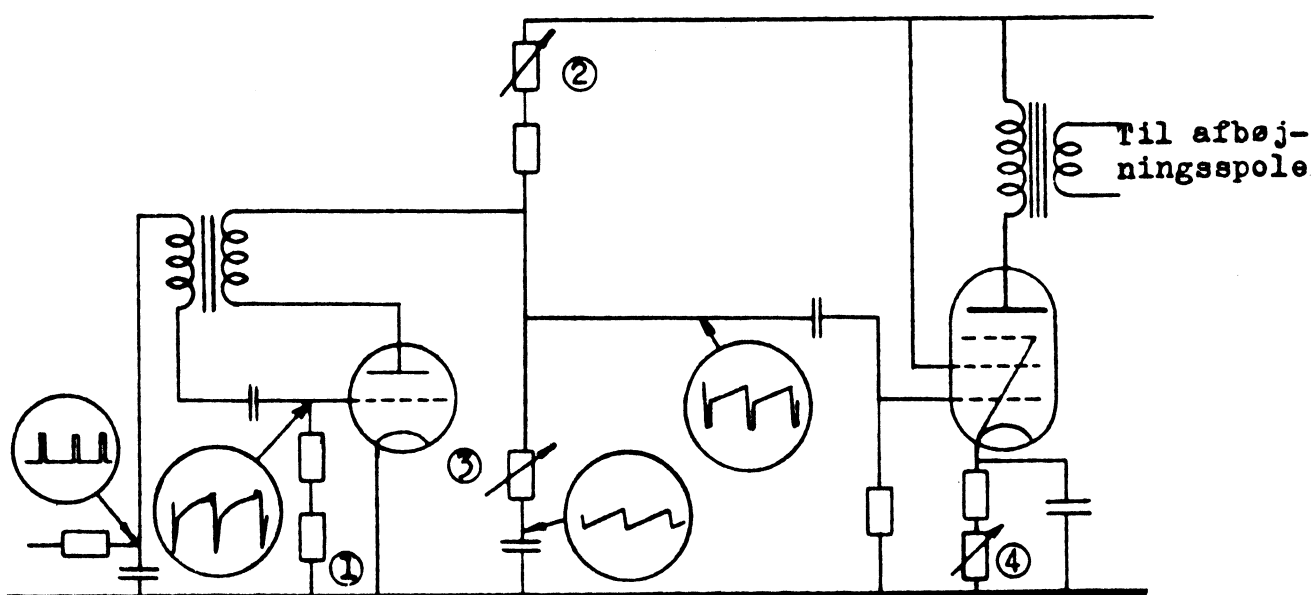


Fig. 3.17

Strømskema over kipgenerator for lodret afbøjning.  
 Blocking-oscillator med udgangstrin.

- (1) Indstilling af frekvens.
- (2) Indstilling af billedhøjde.
- (3) Linearisering af øverste del af billede.
- (4) Linearisering af øvrige del af billede.

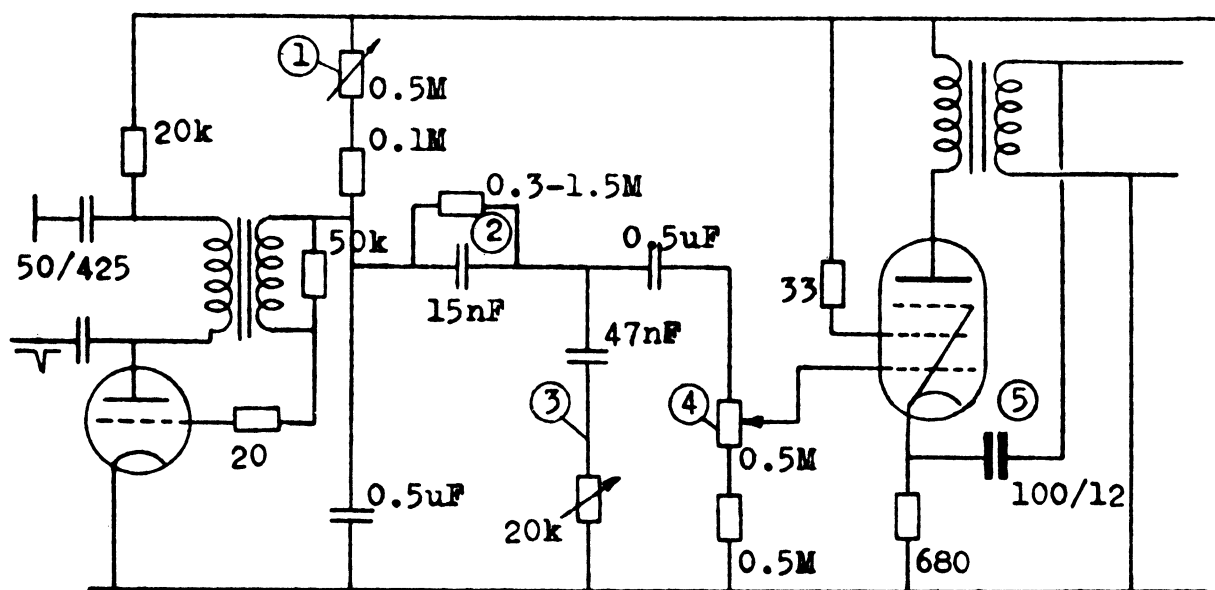


Fig. 3.18

Strømskema over kipgenerator for lodret afbøjning.  
Blocking-oscillator med udgangstrin, lineariseringsled og  
modkobling i udgangstrin.

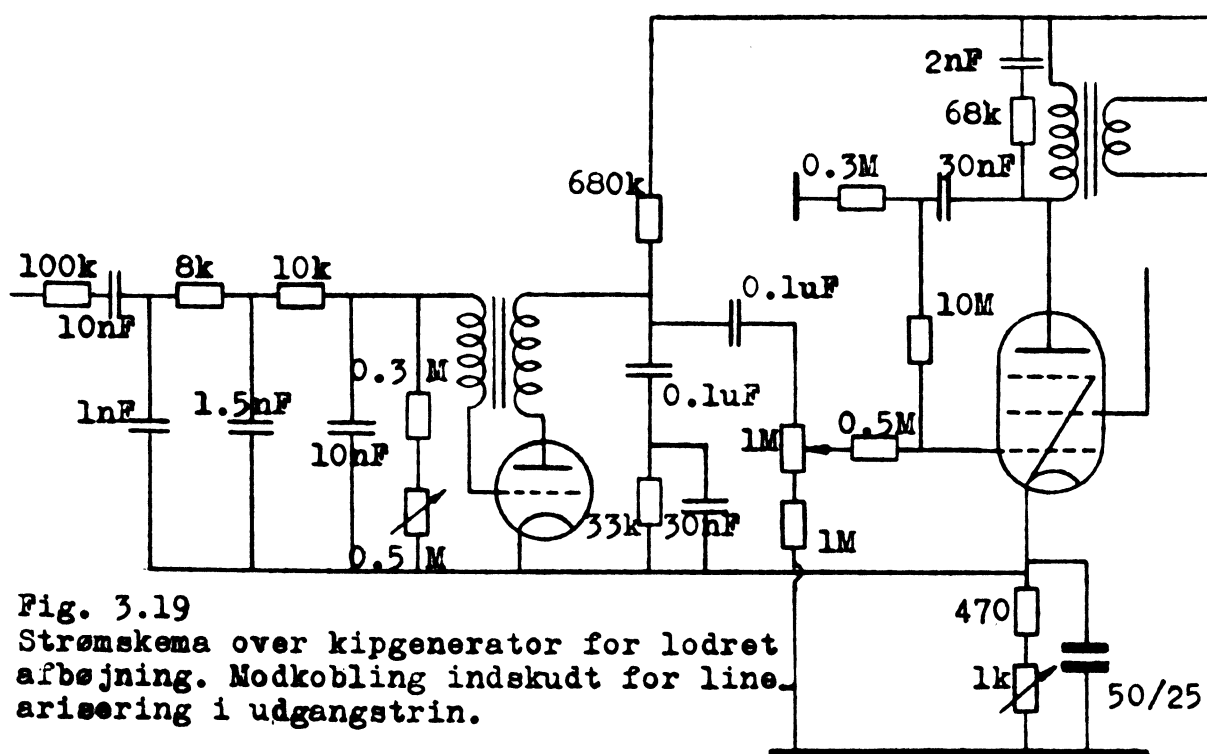


Fig. 3.19

Strømskema over kipgenerator for lodret  
afbøjning. Modkobling indskudt for line-  
arisering i udgangstrin.

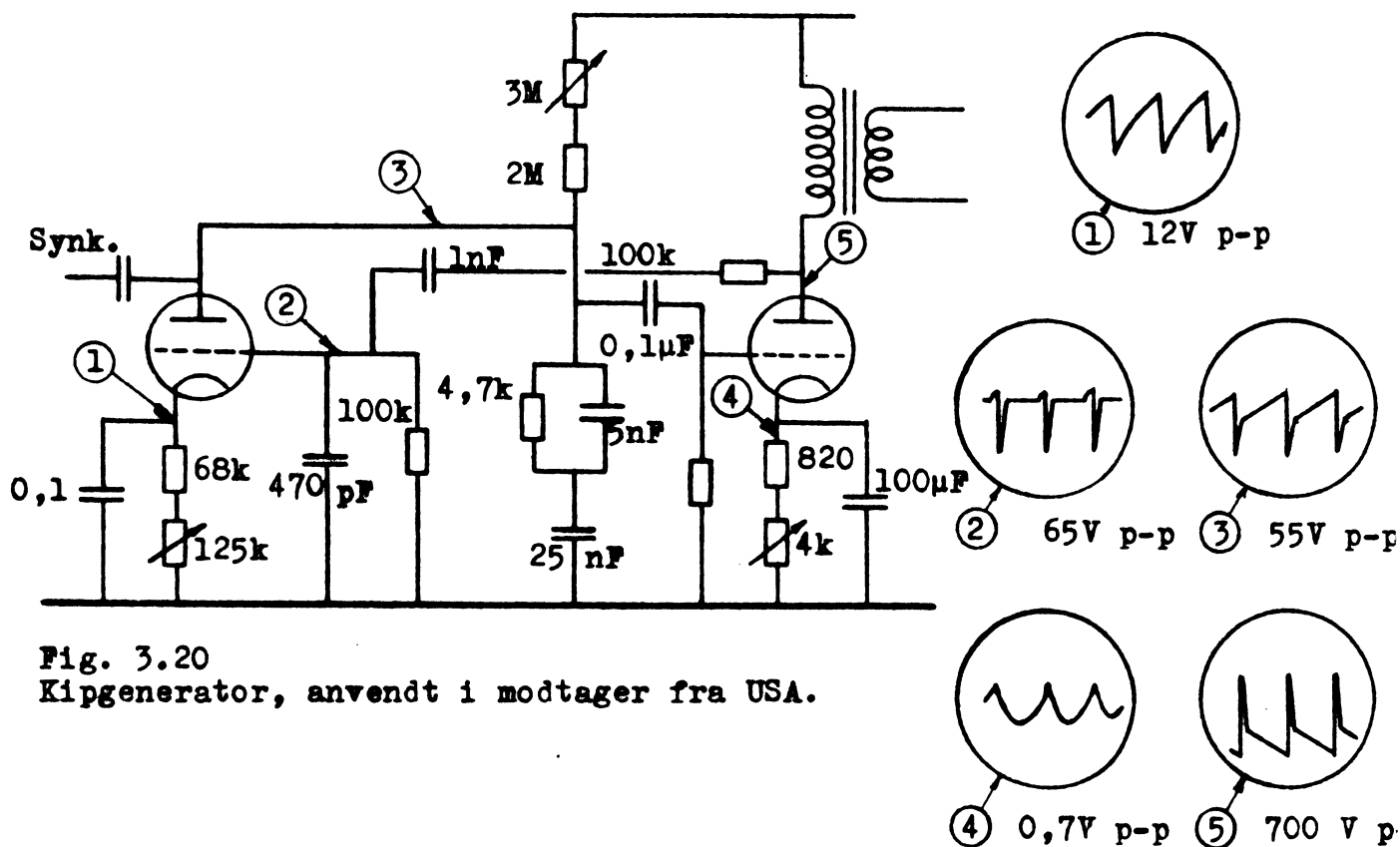


Fig. 3.20

Kipgenerator, anvendt i modtager fra USA.

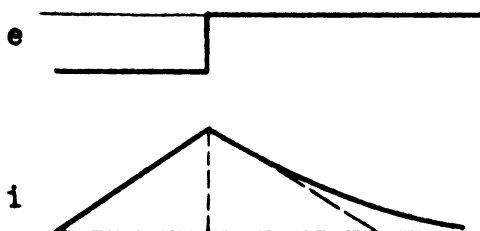
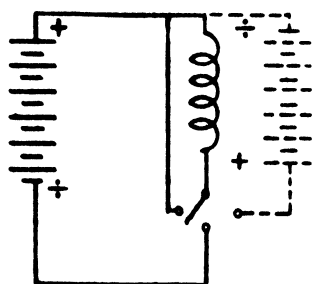


Fig. 3.21

Strømforhold ved en spole, der kortvarigt udsættes for en jævnspænding.

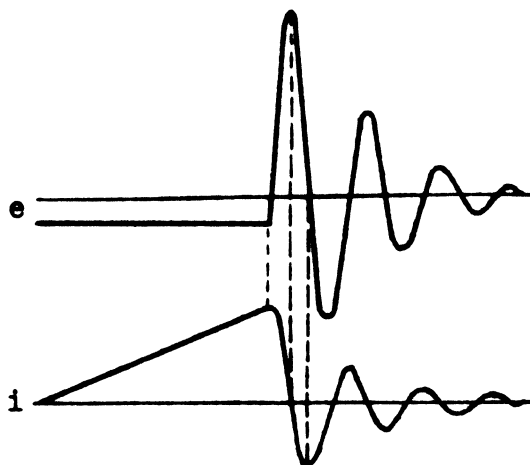
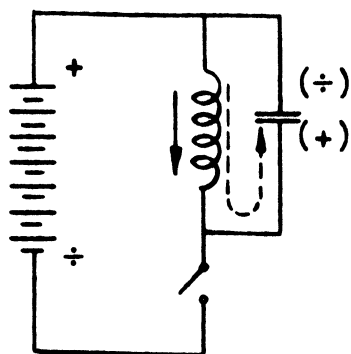


Fig. 3.22

Strøm- og spændingsforhold ved en spole der kortvarigt udsættes for en jævnspænding, som derefter afbrydes, hvorefter spolen overlades til sig selv. Den anførte kapacitet er spoler egenkapacitet.



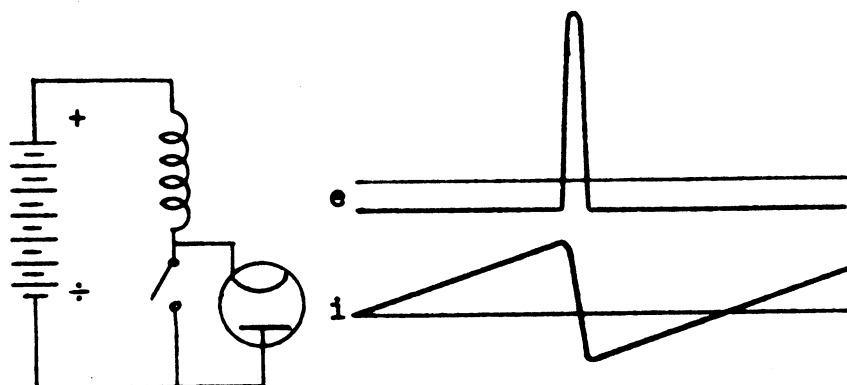


Fig. 3.23  
Strøm- og spændingsforhold ved spole med diode forbundet over afbryderen, der slutter og bryder strømmen gennem spolen.

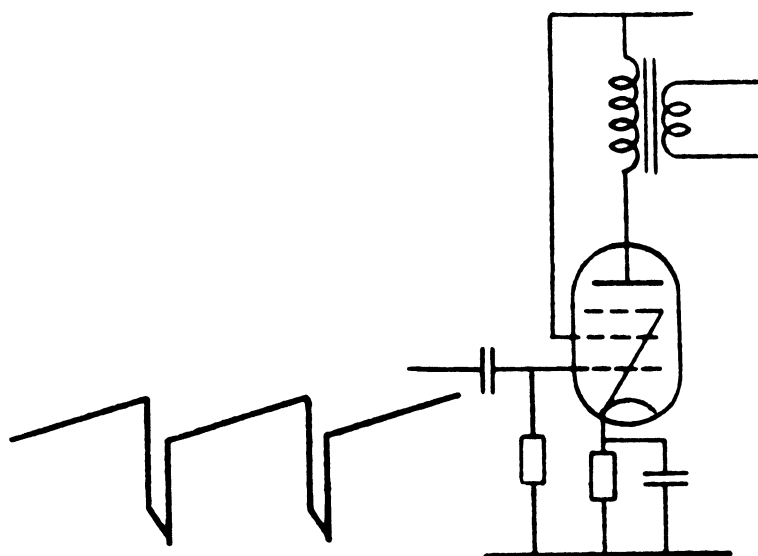


Fig. 3.24  
Strøm gennem udgangstransformer (eller afbøjningsspole) for horizontal afbøjning, når dampediode ikke forefindes.

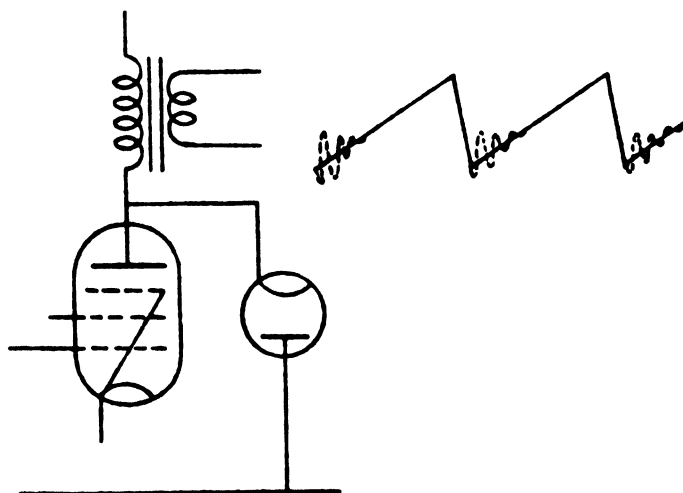


Fig. 3.25  
Strøm gennem afbøjningsspole for horizontal afbøjning, når dampediode (effektivitetsdiode) forefindes.

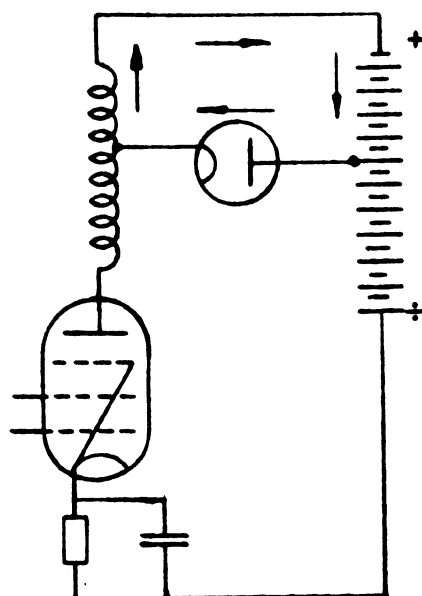


Fig. 3.26  
Strømforhold for diodekredsløb under den opmagasinerede magnetismes forsvinden i udgangstransformer for horizontal afbøjning.

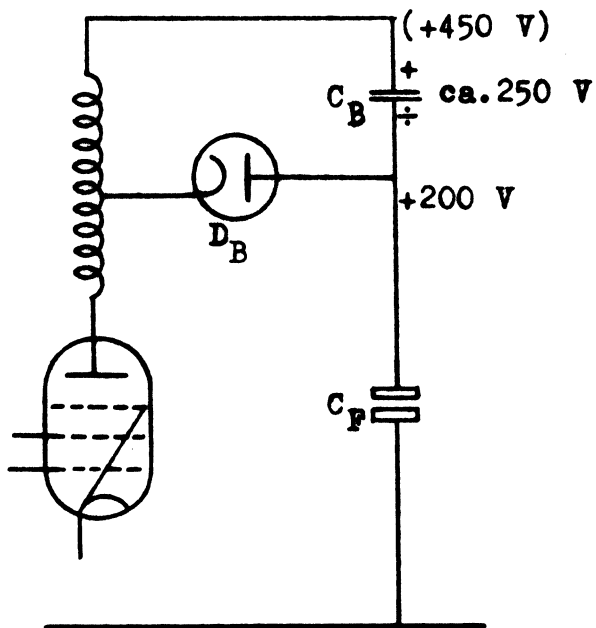


Fig. 3.27  
Princip for tilkobling af  
boosterdiode.

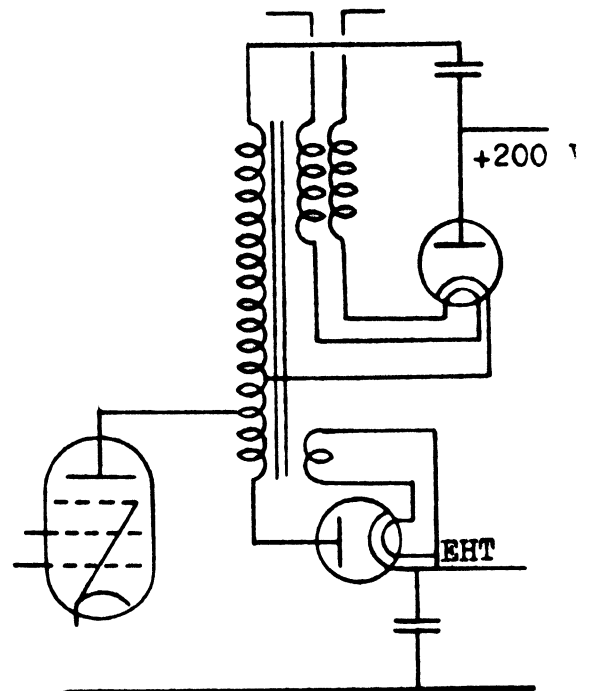


Fig. 3.28  
Udgangstrin for vandret  
afbøjning, forsynet med  
boosterdiode og højspen-  
dingsdiode. Glødestrøm  
ført gennem særlig vikling.

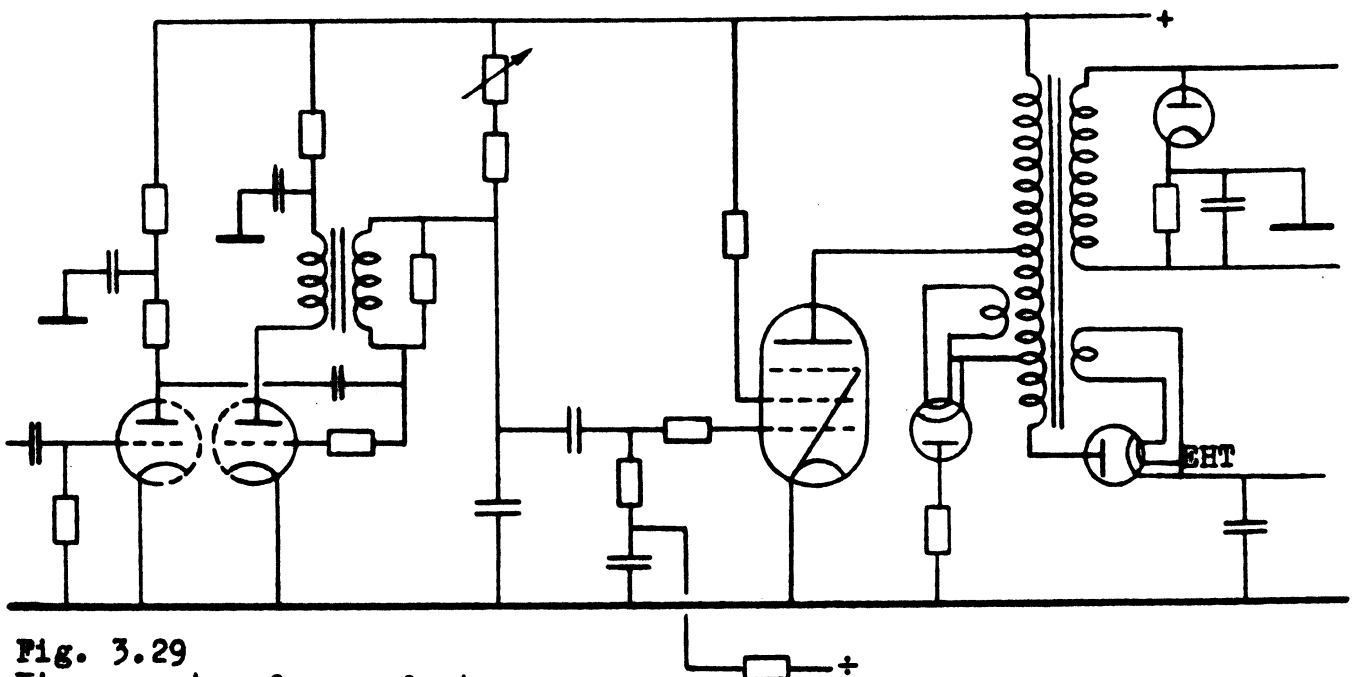


Fig. 3.29  
Kipgenerator for vandret  
afbøjning, forsynet med dampedioder (effektivitetsdiode) og  
højspændingsdiode.

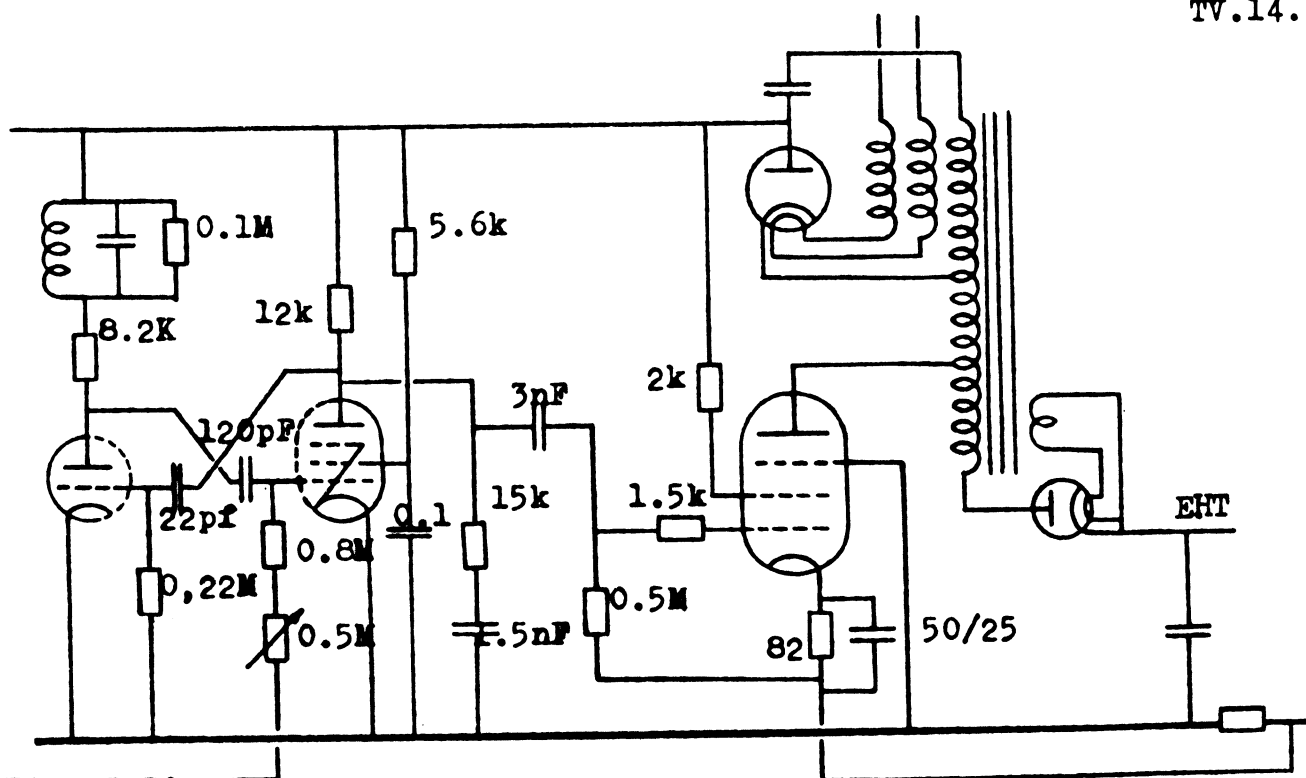


Fig. 3.30

Multivibrator som kipgenerator for vandret afbøjning.  
Udgangstrin forsynet med boosterdiode.

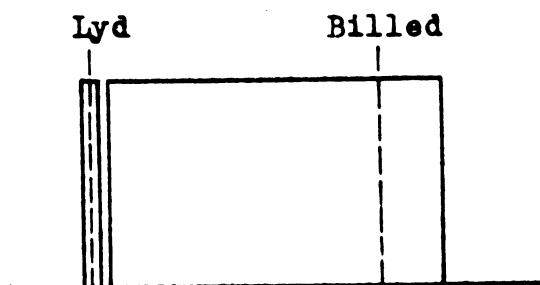


Fig. 4.01

Frekvensområde for TV-senders  
lyd- og billedkanal

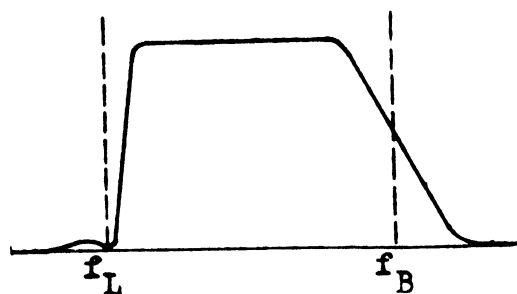


Fig. 4.02

TV-modtagers frekvenskurve  
for korrekt gengivelse af  
impulser i billedsignal.

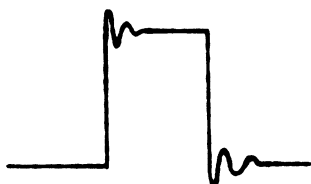


Fig. 4.03

"Forvrængning" af firkant-  
impuls ved mangelfuld dæmp-  
ning af svingningskredse.  
Tilsvarende egensvingninger  
kan fremkomme ved forkert  
indstilling af modtageren.

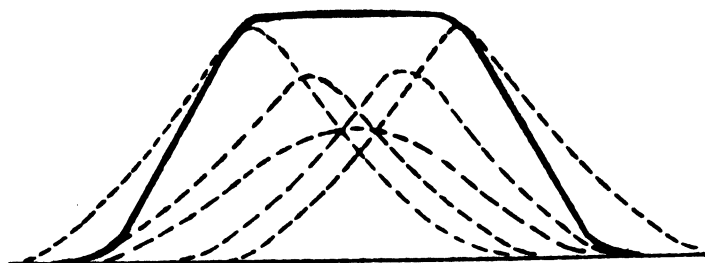


Fig. 4.04

Omtrentlig placering af de for-  
skellige afstemningskredses re-  
sonansfrekvenser ved stagger-  
tuning.

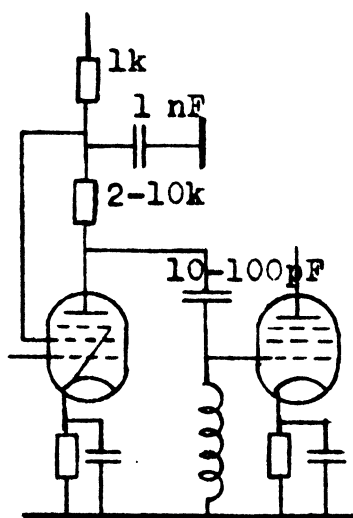


Fig. 4.05  
MF-forstærkertrin  
med "afstemnings-  
kreds" anbragt i  
rørets gitterside.

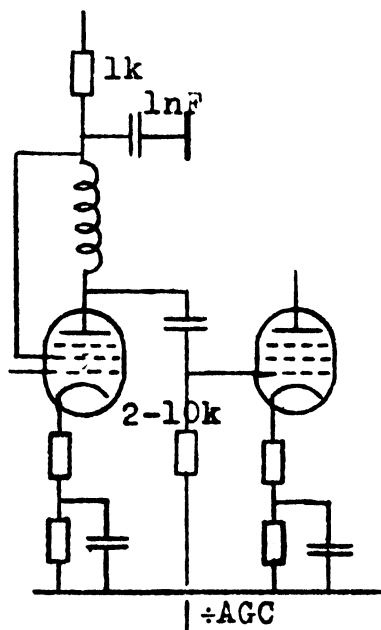


Fig. 4.06  
MF-forstærkertrin  
med "afstemnings-  
kreds" anbragt i  
rørets anodeside.

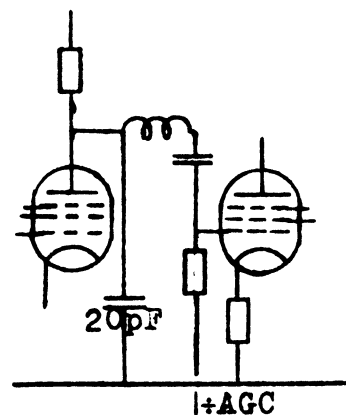


Fig. 4.07  
MF-forstærkertrin med  
"afstemningsspole an-  
bragt i serieforbindelse  
mellem de to rør.

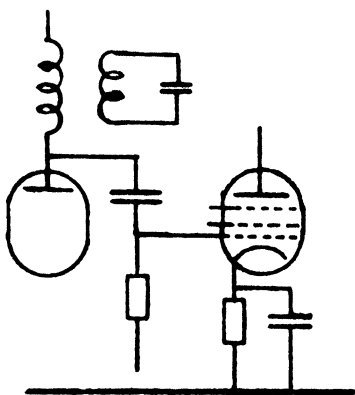


Fig. 4.08  
Bølgefælde induktiv til-  
koblet MF-kredsen.

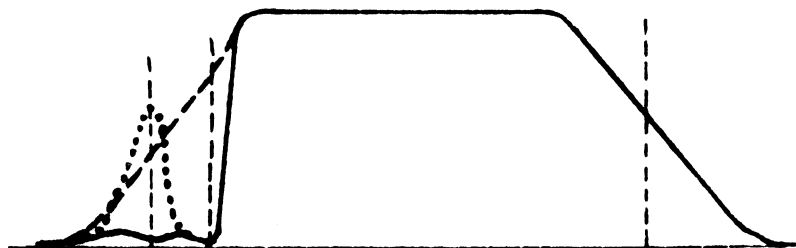


Fig. 4.09  
Bølgefælders indvirkning på frekvens-  
kurven for MF-forstærker for billed-  
kanal.

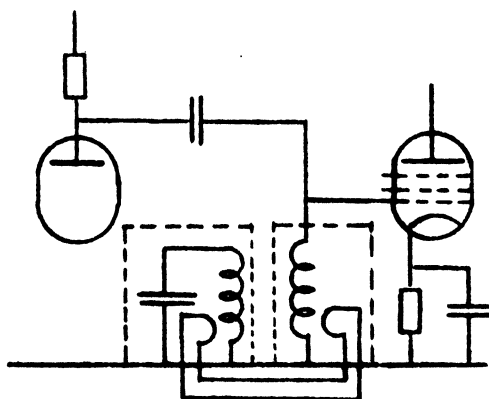


Fig. 4.10  
Bølgefælde tilkoblet MF-  
kreds ved link-kobling.

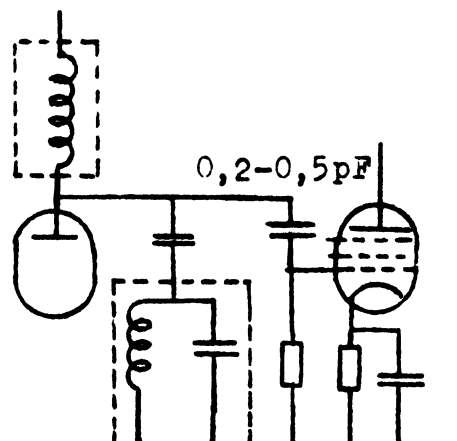


Fig. 4.11  
Bølgefælde tilkoblet ved  
kapacitiv kobling.

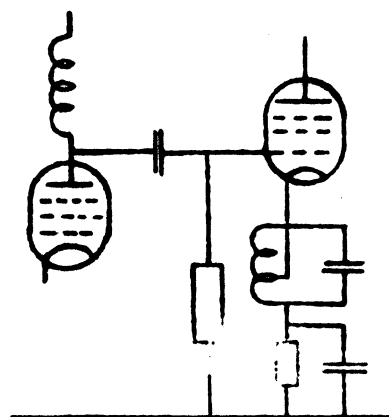


Fig. 4.12  
Bølgefælde indkoblet  
i katode. Bevirker  
modkobling.

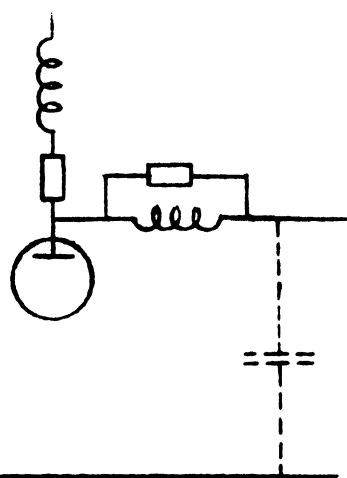


Fig. 5.03  
VF-forstærkertrin  
med kompensations-  
spoler (peaking-  
spoler)

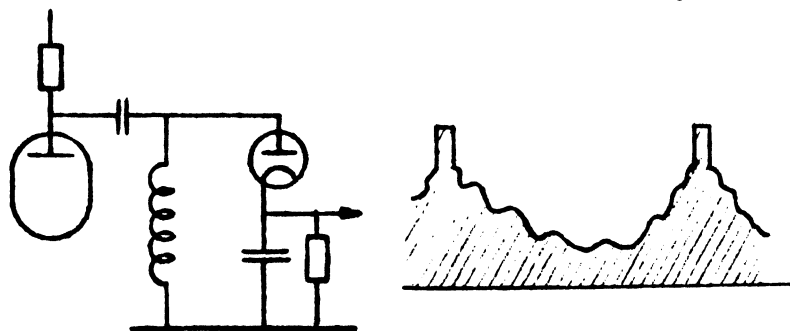


Fig. 5.01  
VF-detektor. Signalimpulser positive.  
Synkroniserings signaler positiv gående.

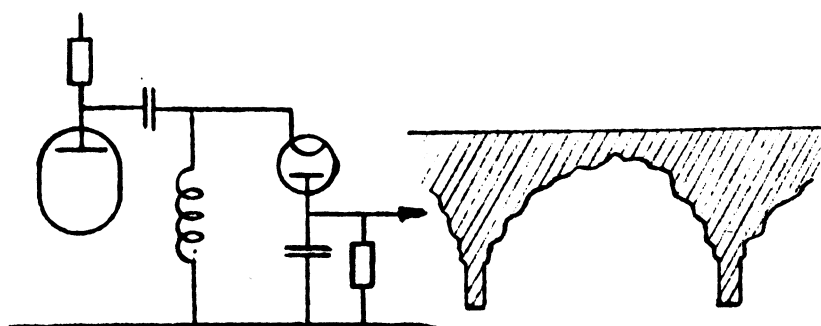


Fig. 5.02  
VF-detektor. Signalimpulser negative.  
Synkroniserings signaler negativ gående.

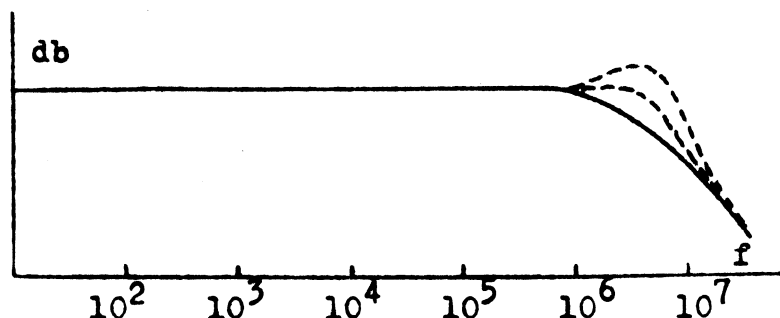


Fig. 5.04  
Frekvenskurve for VF-forstærker.



Fig. 5.05  
Billedimpulser for forskel-  
lige intensiteter på bil-  
ledskærmen, målt direkte  
efter VF-detektoren.

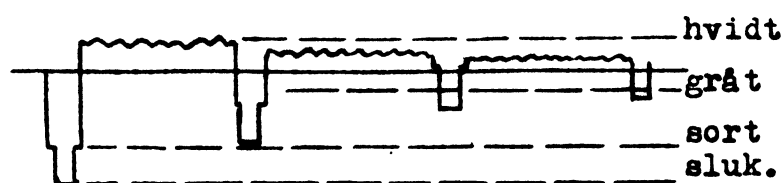
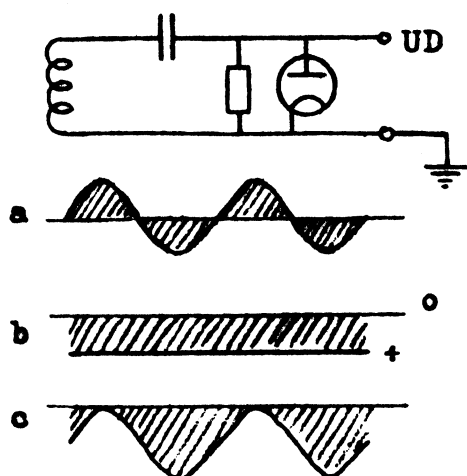
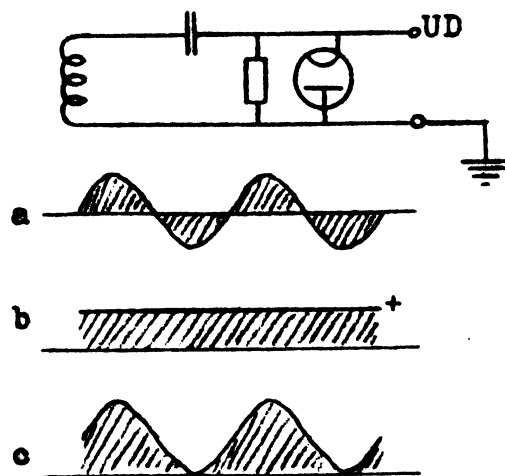


Fig. 5.06  
Billed- og synkroniserings-  
impulsernes beliggenhed  
efter de har passeret en  
kondensator for udelukkelse  
af jævnspænding.

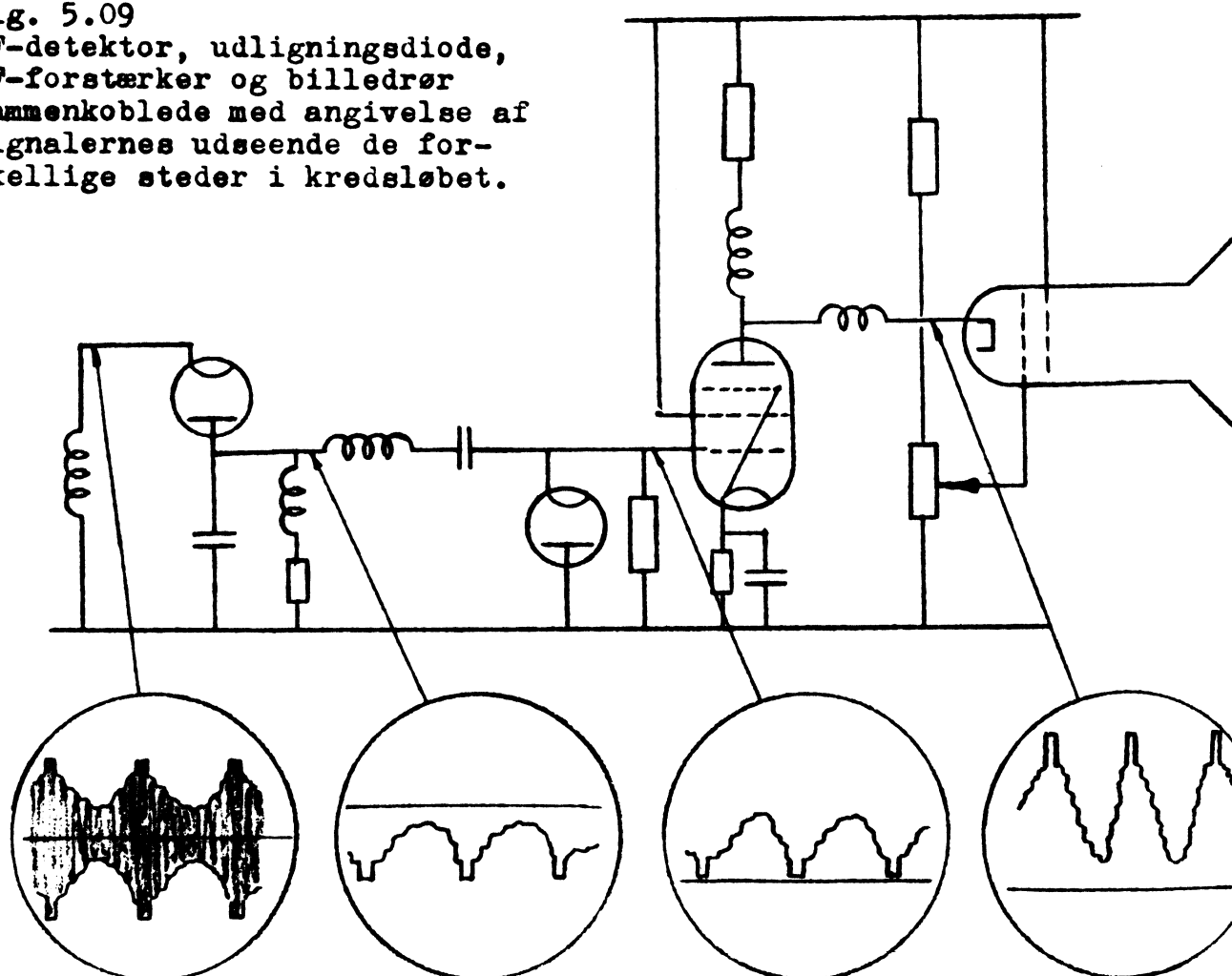


**Fig. 5.07**  
 Udligningsdiode med anode  
 forbundet med spændingsfø-  
 rende ledning.  
 a. Tilført spænding.  
 b. Spænding på kondensator.  
 c. Spænding på udgangsklemmer.



**Fig. 5.08**  
 Udligningsdiode med katode mod  
 spændingsførende ledning.  
 a. Tilført spænding.  
 b. Spænding på kondensator.  
 c. Spænding på udgangsklemmer.

**Fig. 5.09**  
 VF-detektor, udligningsdiode,  
 VF-forstærker og billedrør  
 sammenkoblede med angivelse af  
 signalernes udseende de for-  
 skellige steder i kredsløbet.



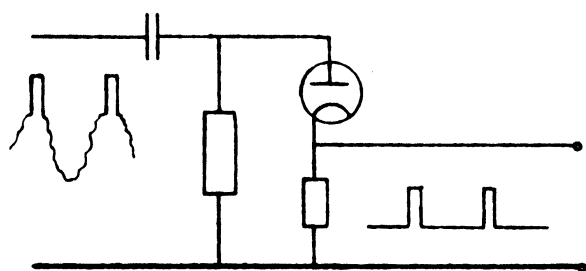


Fig. 5.10  
Diodeclipper for positive  
synkroniseringsimpulser.

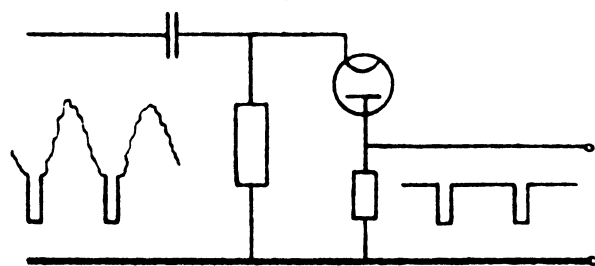


Fig. 5.11  
Diodeclipper for negative  
synkroniserings signaler.

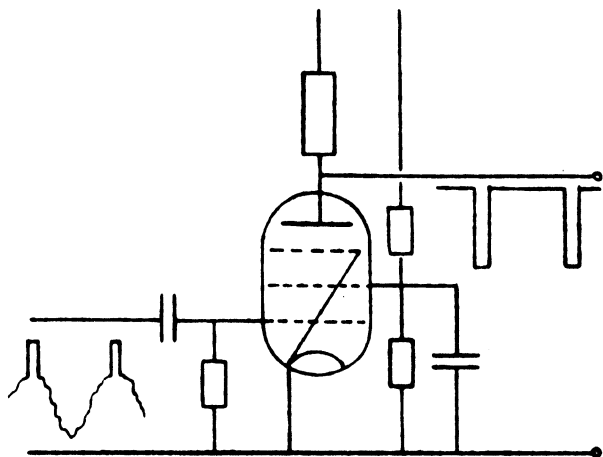


Fig. 5.12  
Pentode som clipper (begrænser)

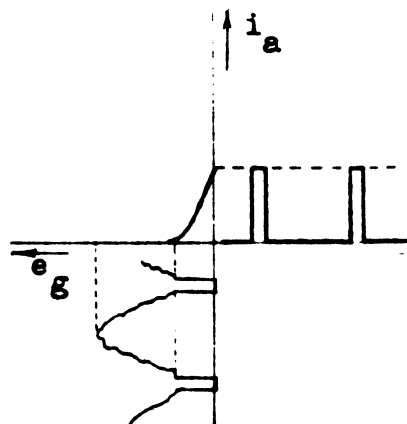


Fig. 5.13  
karakteristik for pentode  
som begrænser.

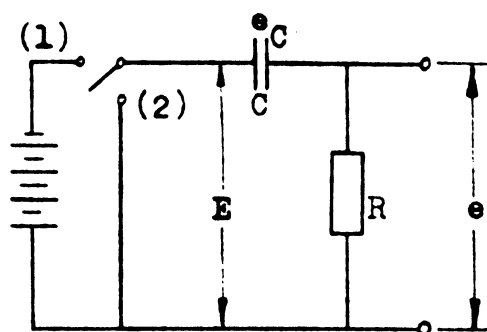


Fig. 5.14  
Opstilling til frembringelse  
af langsomme firkantimpulser.

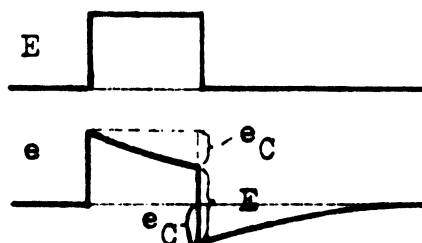


Fig. 5.16  
Firkantimpuls efter passage  
gennem RC-led. Impulstid kortere  
end RC-leddets tidskonstant.

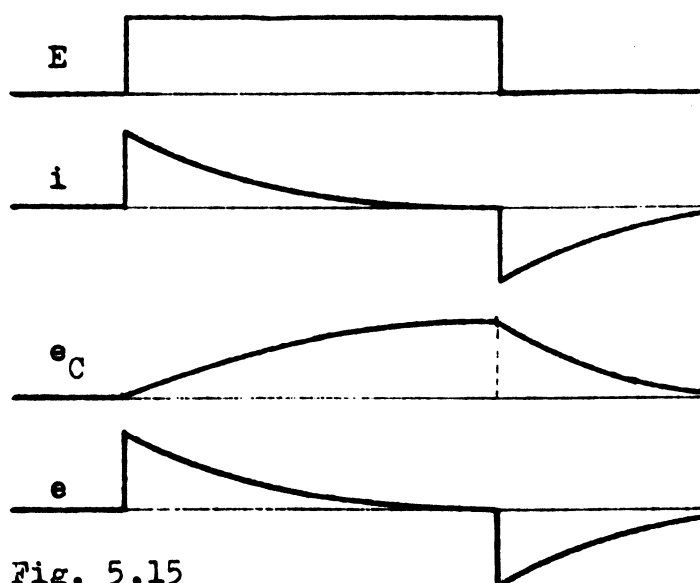


Fig. 5.15  
E = Tilført spænding (firkantspænd.)  
i = Lade- og afladestøm for kon-  
densator.  
 $e_C$  = Spænding på kondensator.  
e = Spænding på udgangsklemmer.

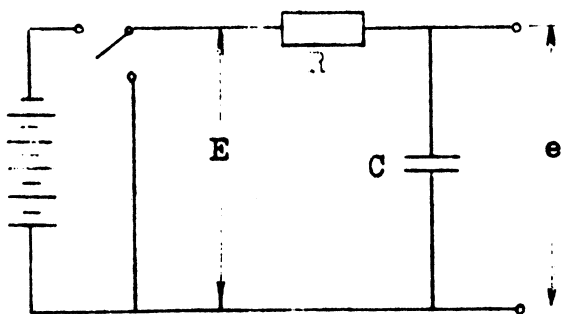


Fig. 5.17  
RC-led som integreringsled  
for firkantimpulser.

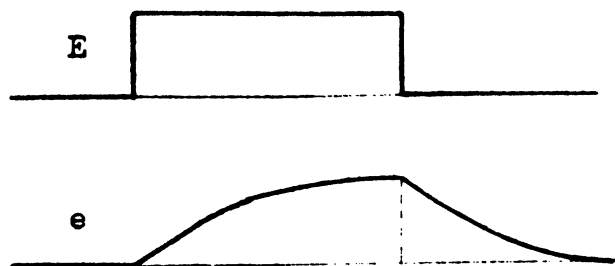


Fig. 5.18  
Firkantimpulser før og efter  
passage gennem integreringsled.

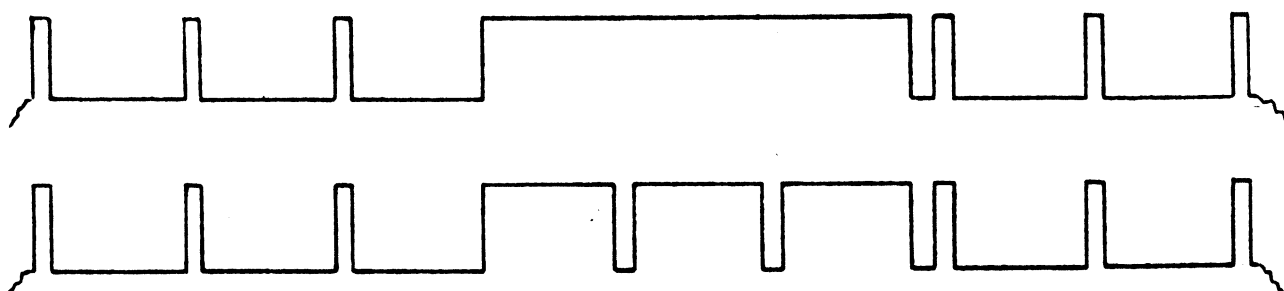


Fig. 5.19  
Øverst: Synkroniseringsimpulser for henholdsvis horisontal og  
vertikal afbøjning.  
Nederst: Vertikal synkroniseringsimpuls med indfældede impulser  
for horisontal synkronisering under billedskift.

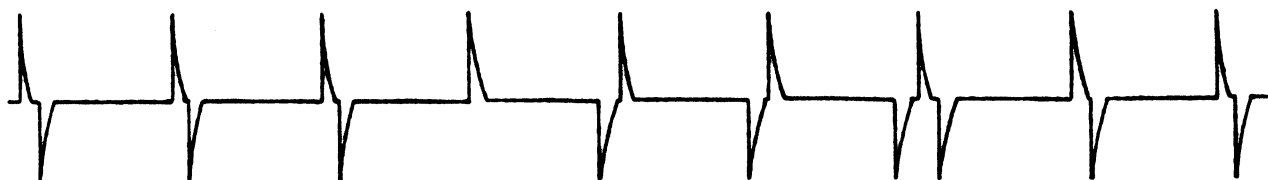


Fig. 5.20  
Synkroniseringsimpulser efter passage gennem differentieringsled.

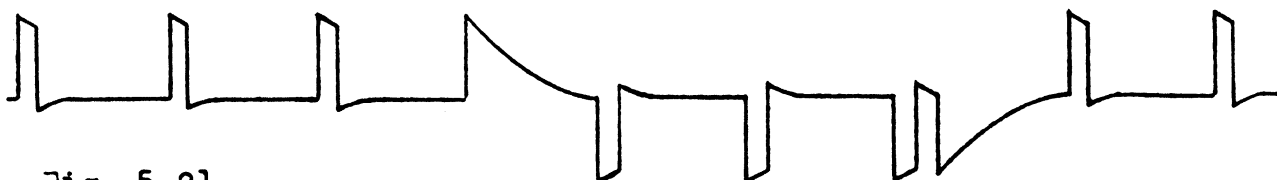


Fig. 5.21  
Synkroniseringsimpulser efter passage gennem Davies-led.

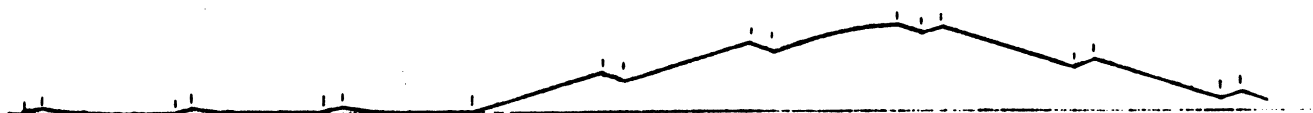


Fig. 5.22  
Synkroniseringsimpulser efter passage gennem integreringsled.



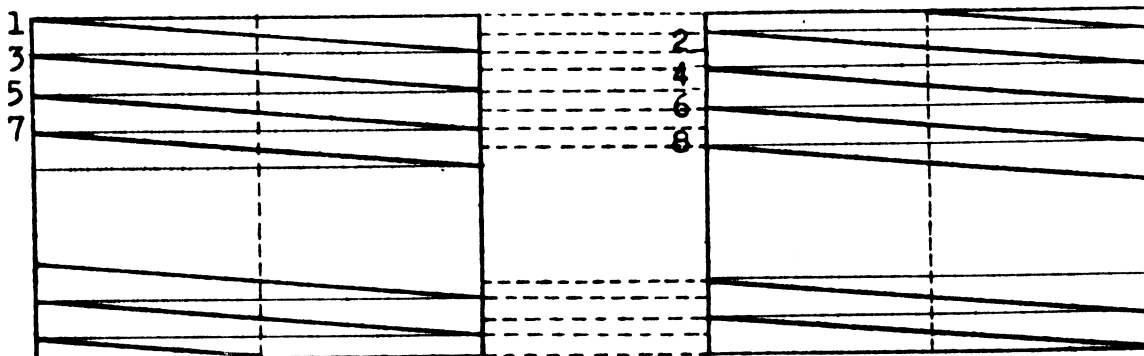


Fig. 5.23a  
Billedfelt med ulige linienumre.

Fig. 5.23b  
Billedfelt med lige linienumre.

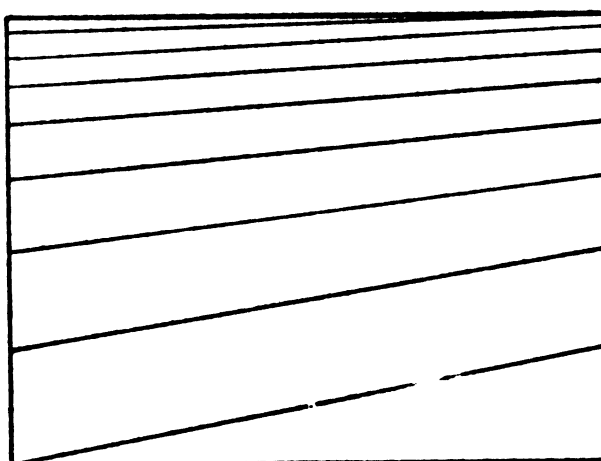


Fig. 5.24  
Billedfelt med raster, hvor dog kun tilbagelebslinierne under vertikalt tilbagelebsløb er indtegnet.

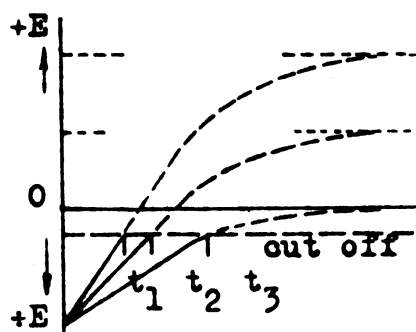


Fig. 6.01  
Kipfrekvens bestemt af spændingen på den "kolde" ende af afledningen fra kipgeneratoren.

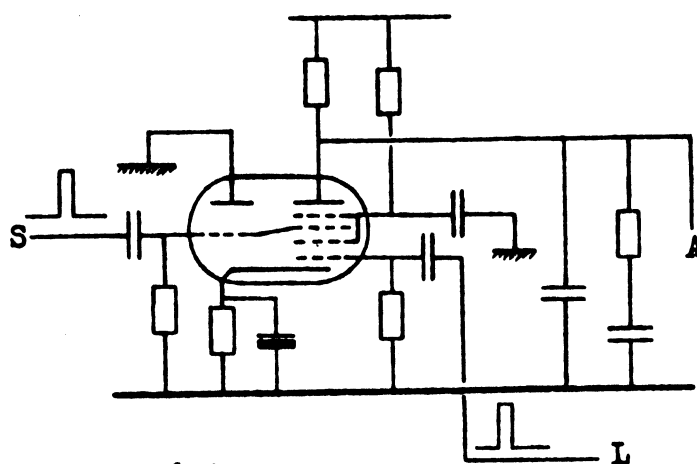


Fig. 6.02  
Strømskema for coincidence-detektor.  
S = Tilgang for synk.pulser.  
A = Tilslutning for afledning fra kipgenerator.  
L = Tilslutning fra linieudgangs-transformer.

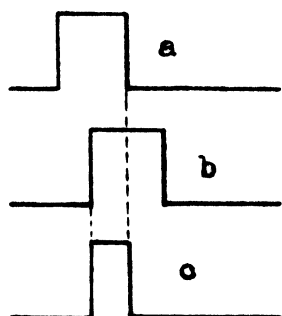


Fig. 6.03  
Idealiseret impulsform  
for henholdsvis  
a: Synkroniseringsimpuls.  
b: Impuls fra linieudgang  
eller kipgenerator.  
c: Strømstød gennem rør.

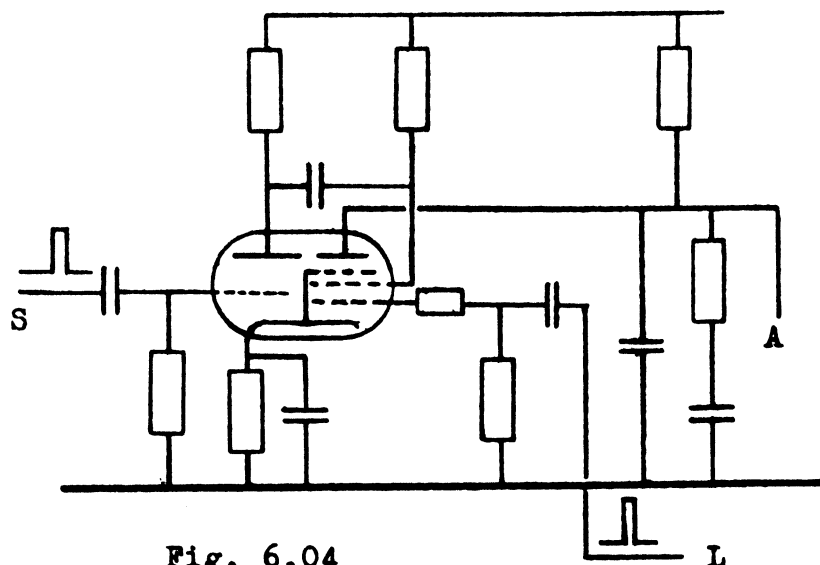


Fig. 6.04  
ECL 80 som coincidence-detektor.

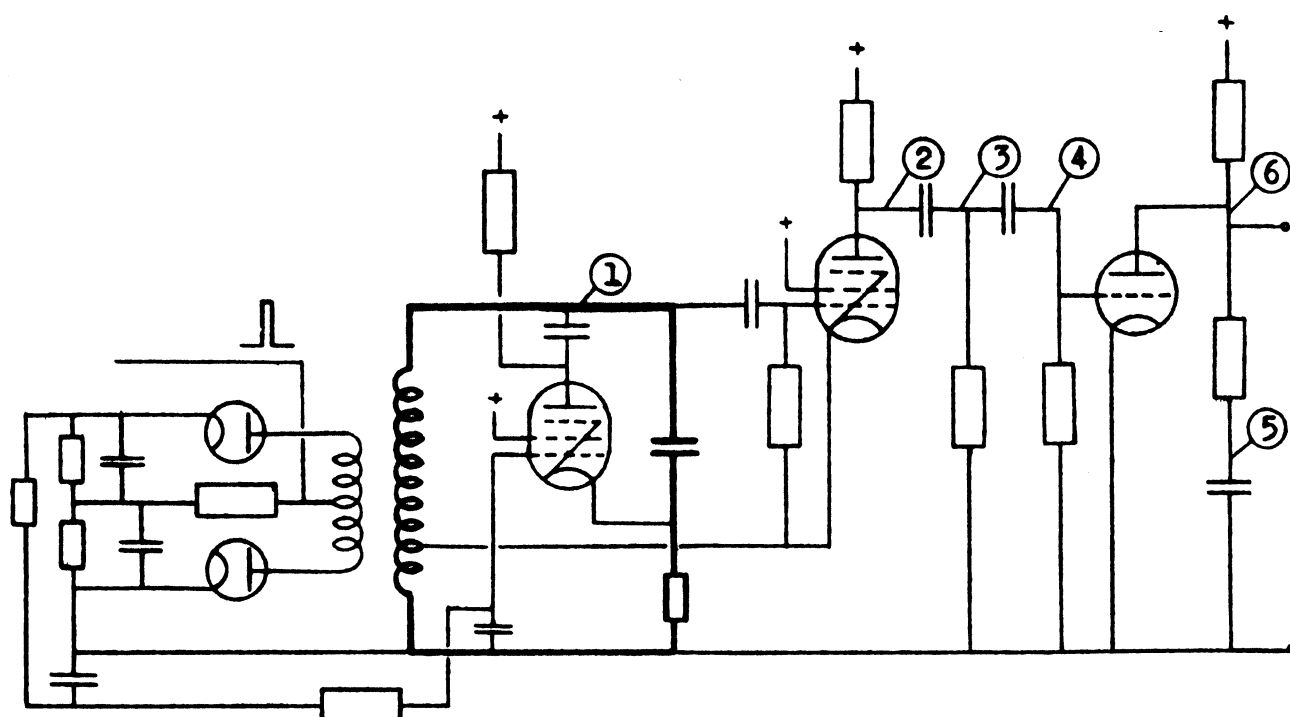


Fig. 6.05  
Svinghjulsgenerator efter RCA's beskrivelse.

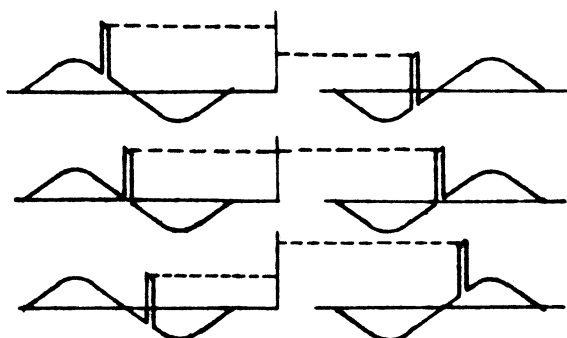


Fig. 6.06  
Spændinger på dioderne  
i fig. 6.05.

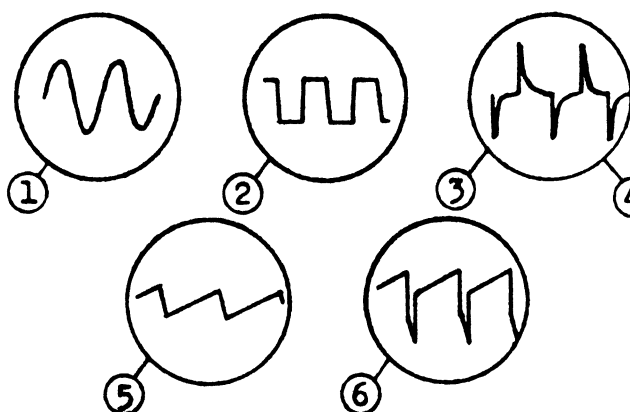


Fig. 6.07  
Spændinger på målepunkterne  
angivet fig. 6.05.

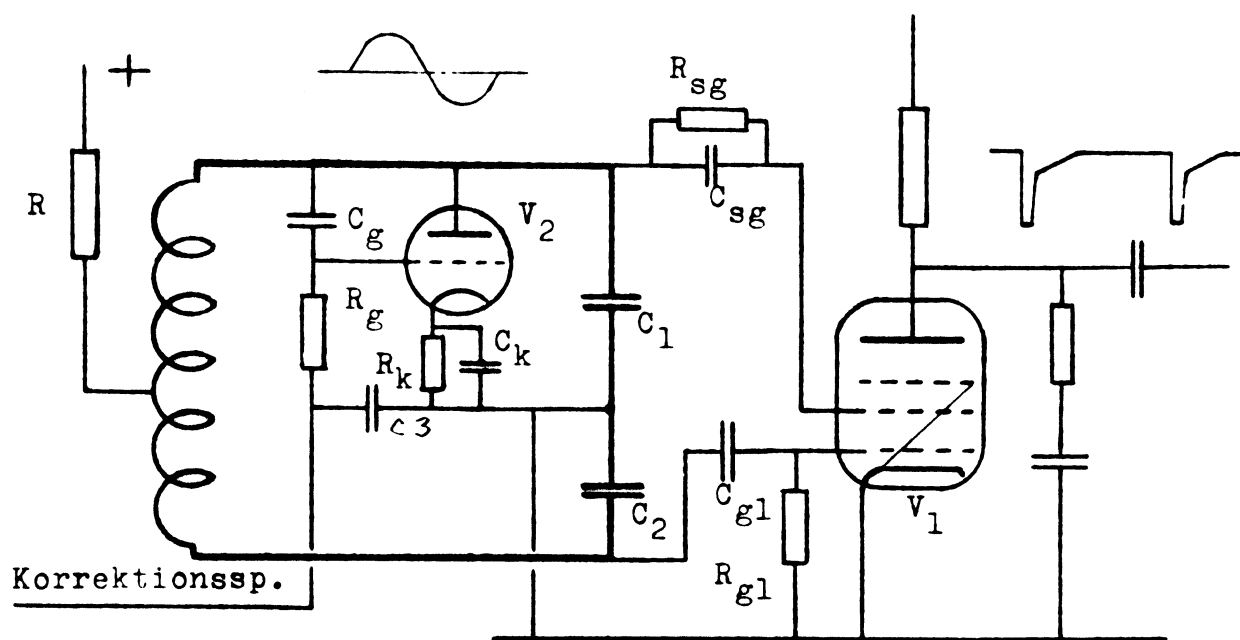


Fig. 6.08 Sinus-generator med reaktansrør.

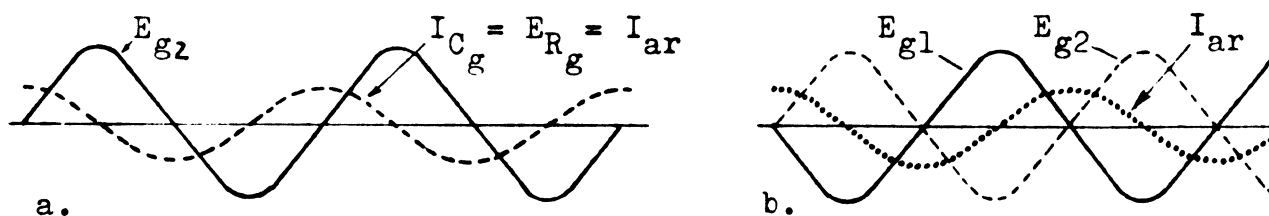


Fig. 6.09 Strøm- og spændingsforhold ved reaktansrør.

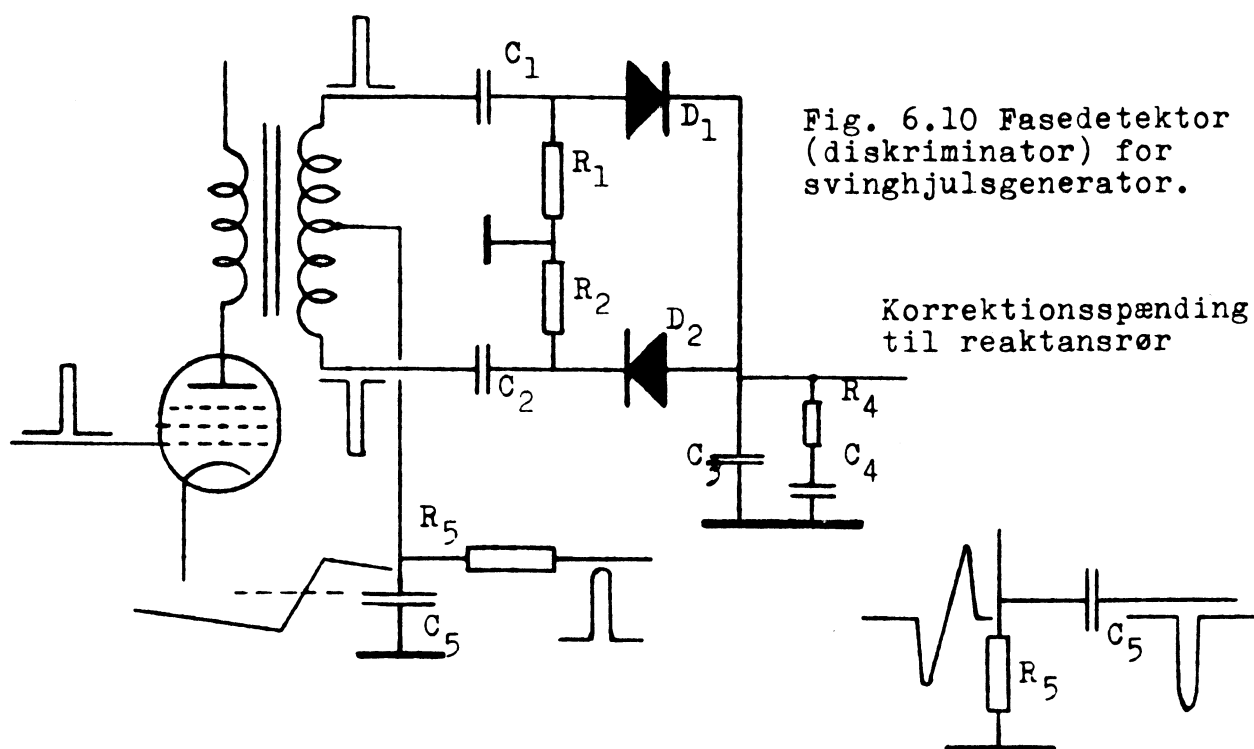


Fig. 6.10 Fasedetektor (diskriminator) for svinghjulsgenerator.

Fig. 6.10b

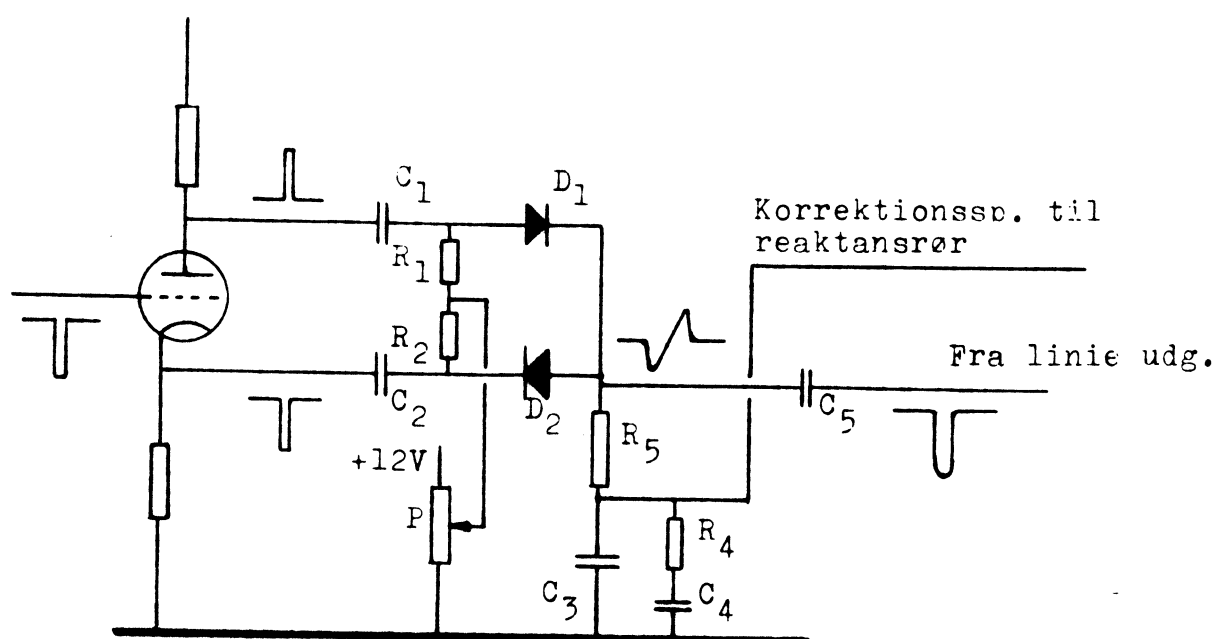


Fig. 6.11 Fasedetektor forsynet fra modstandskoblet synk-forstærker.

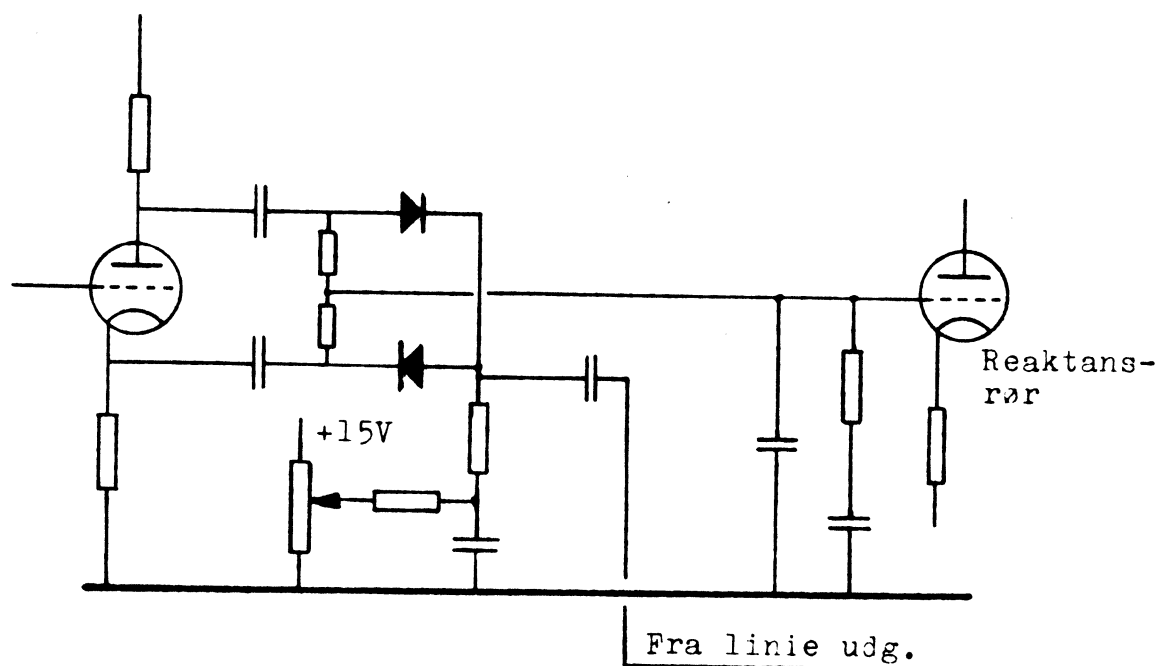


Fig. 6.12 Fasedetektor som ovenfor men med reguleringsspænding og korrektionssp. ombyttet.



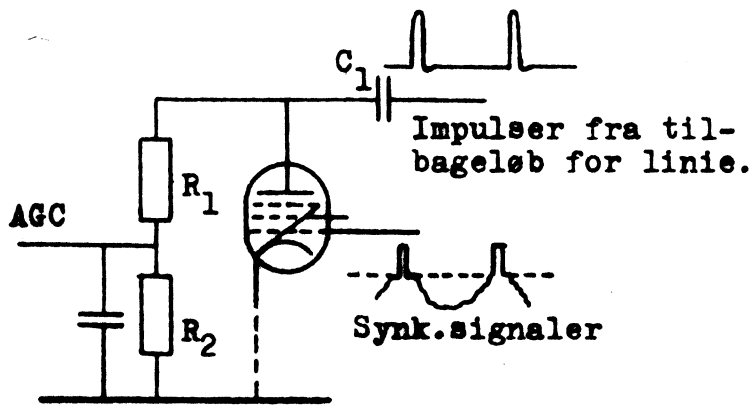


Fig.7.06.  
Princip for key'ed AGC.

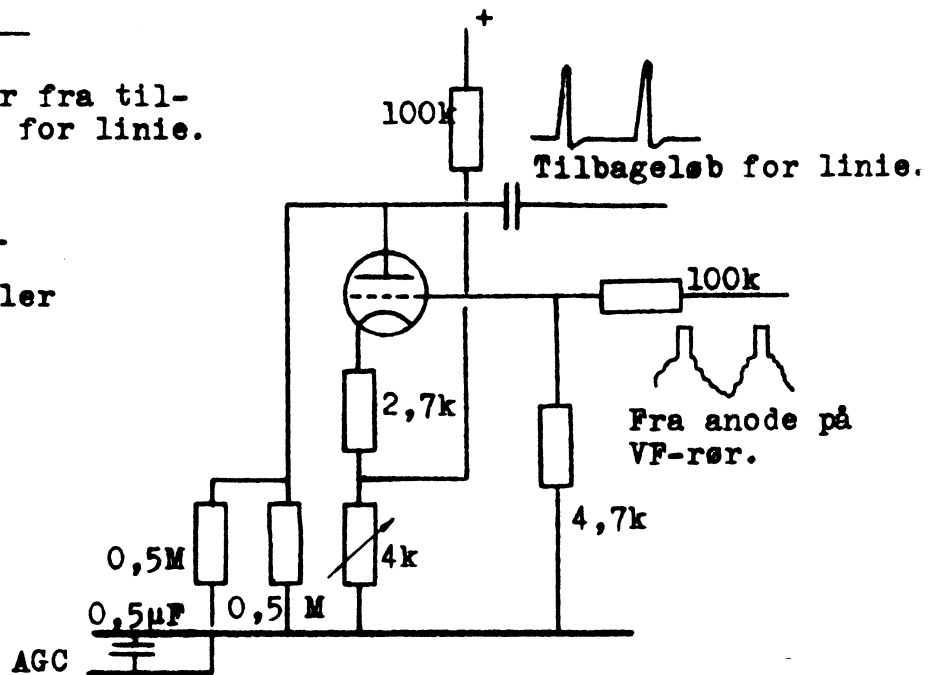


Fig.7.07.  
Princip for key'ed AGC med variabel "forsinkelse".

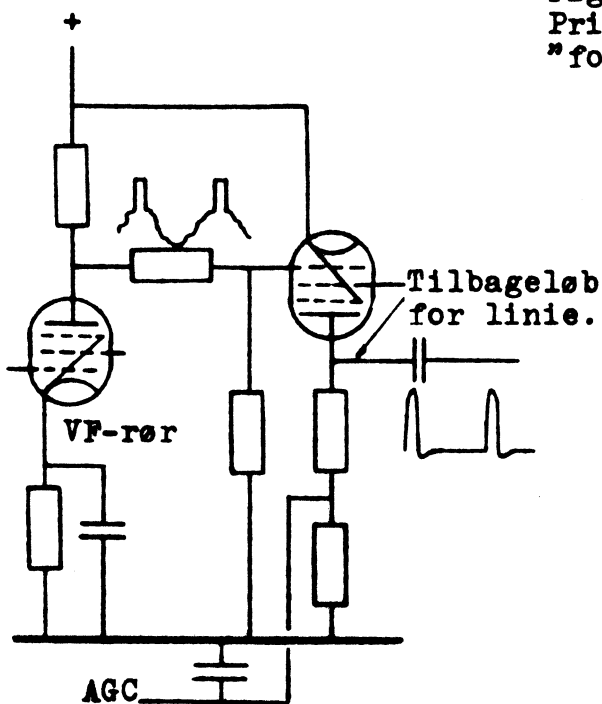


Fig.7.08.  
Princip for key'ed AGC, hvor signalspændingen tages over anodemodstanden i VF-røret.

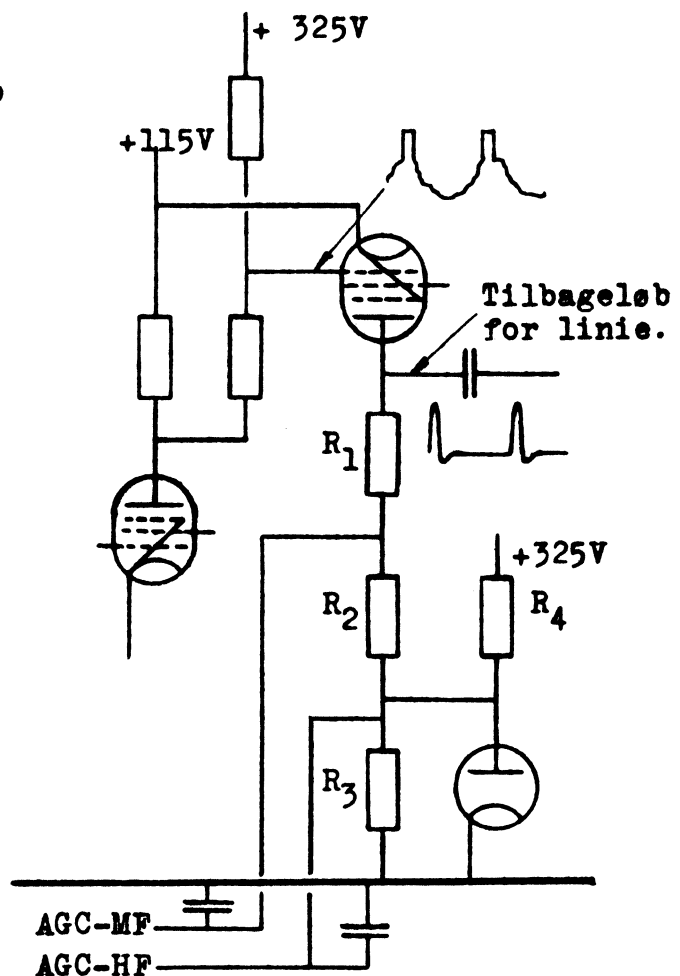


Fig.7.09.  
Key'ed AGC, hvor regulerings-spænding til hf-forstærker er forsinket ved hjælp af en diode.

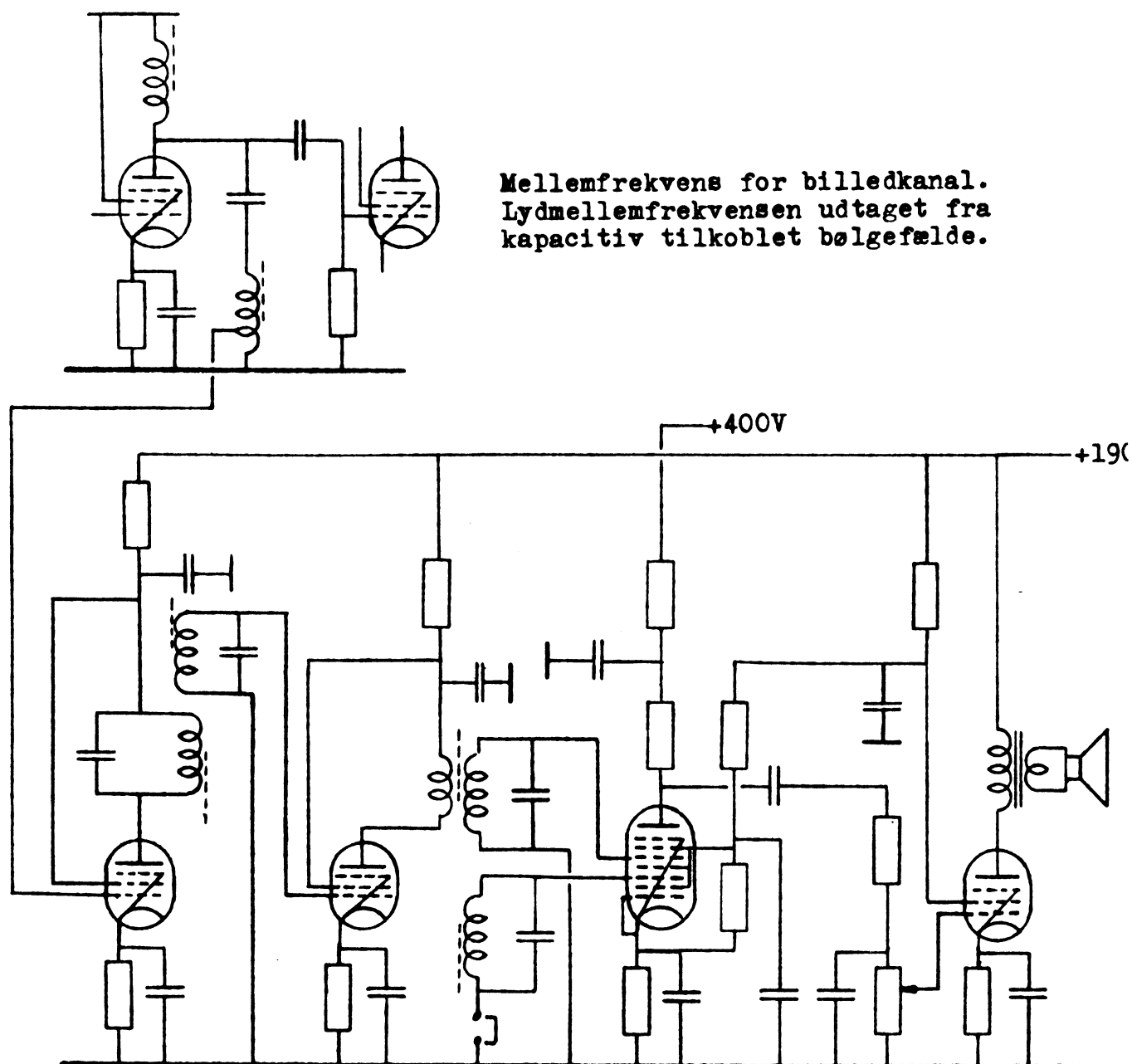


Fig.8.01.  
Almindelig lydkanal tilkoblet mellemfrekvenskanalen for billedet.  
Oktode som FM-detektor.

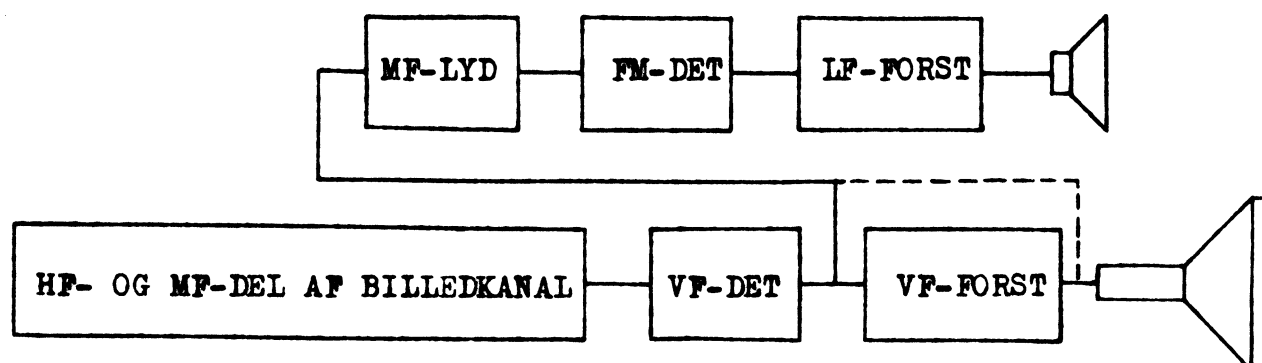


Fig.8.02  
Intercarrier lydkanal tilkoblet VF-detektor eller VF-forstærker.

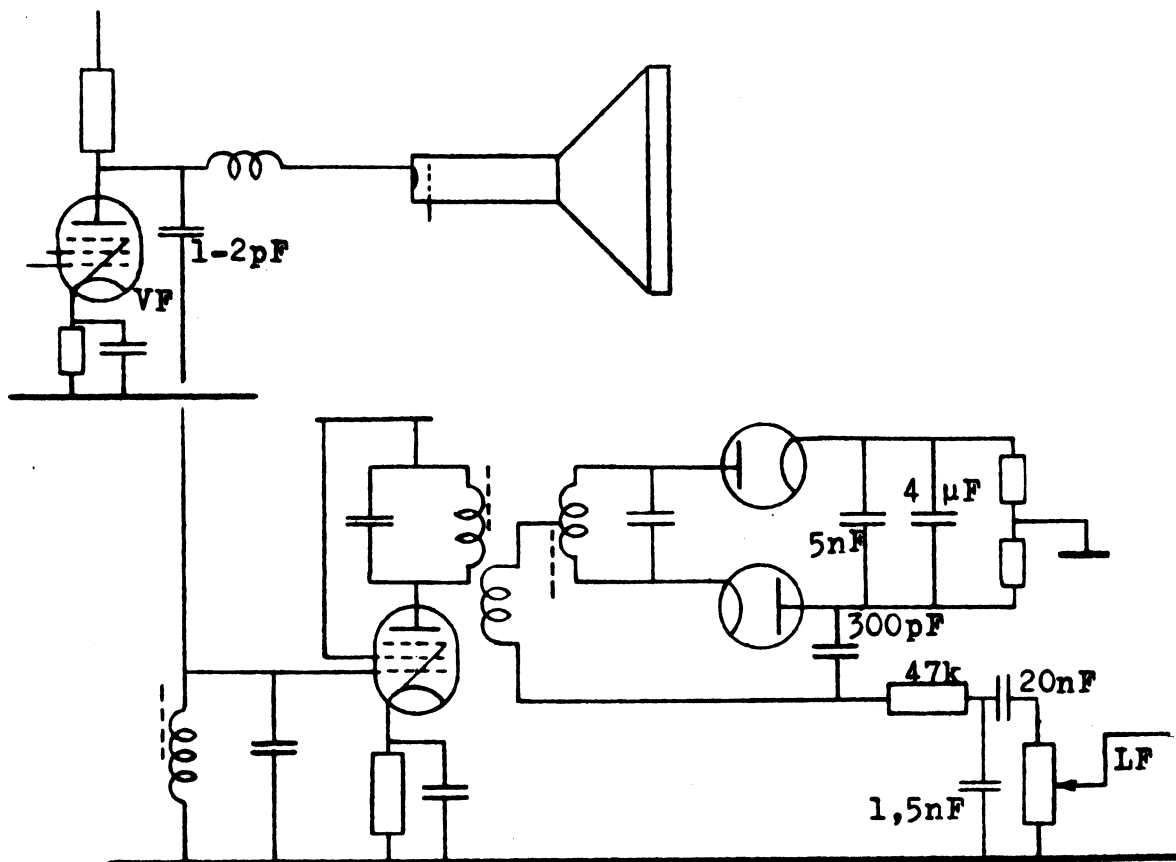


Fig.8.03.

Intercarrier lydkanal kapacitiv tilkoblet VF-rør. Afstemningskreds virker samtidig som bølgefælde for lydens 5,5 MHz mellemfrekvens. (TELE TONE. RADIO NEWS, may 1949).

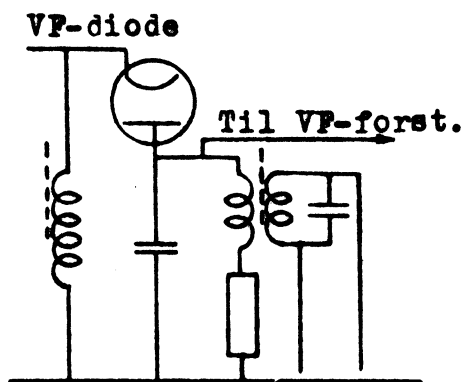


Fig.8.04.

Intercarrier lydkanal tilkoblet VF-diode som bølgefælde ved induktiv kobling. (EMERSON. RADIO NEWS, aug.1953).