

Særtryk af »Dansk Radio Industri«, marts-april 1956.

# TV-MÅLEAPPARATER

CIVILINGENIØR JENS RASMUSSEN

Radioteknisk Forskningslaboratorium

De mest nødvendige apparater til arbejde med TV-modtagere er målesender, rørvoltmeter, oscillograf og en TV-signalgenerator, men udover disse uundværlige instrumenter kan arbejdet lettes ganske betydeligt af en del simple apparater, der forekommer uundværlige, når man først har vænnet sig til at have dem ved hånden. Der er på laboratoriet bygget en del simple instrumenter af denne kategori, og da vi har erfaring for, at der er almindelig interesse for dem, vil de, der forekommer os mest nyttige, blive omtalt i det følgende.

#### 1. Synkroniseringsenhed til oscillograf.

En nøjere undersøgelse af et videosignal på en oscillograf vil i de fleste tilfælde lettes meget, hvis man har mulighed for at udvælge netop den del af signalet, man er interesseret i, og vise denne på oscillografen. For at kunne dette må man have en oscillograf, der kan indstilles til »triggered sweep« samt et apparat som det, der er vist på fig. 1, som kan starte oscillografens afbøjning på det ønskede sted i hvert hele billede. Apparatet virker principielt på følgende måde: Signalets billedsynkroniseringsimpulser sendes gennem en frekvensdel, hvorved man får 25 Hz-impulser. Når disse 25 Hz-impulser sendes gennem et variabelt forsinkelsesled, har man de ønskede impulser, der kommer på et indstilleligt sted i hvert hele TV-billede, og de kan direkte bruges til at trigge oscillografen, hvis forsinkelsen er meget stabil.

Imidlertid vil man ofte være interesseret i at se en brøkdelen af en linie, f. eks. for at undersøge forrecessen på en linesynk-impuls, hvilket vil sige, at den tilfældige variation i forsinkelsen er af størrelsesordenen  $0,1 \mu\text{s}$ , medens selve forsinkelsen kan være ca. 20 mS. Dette er et urimeligt krav i et forholdsvis simpelt instrument. Den forsinkede 25 Hz impuls bruges derfor til af TV-signalet at udvælge en linesynk-impuls, der bruges til at trigge oscillografen. Herved bliver nogen uro i forsinkelsen betydningsløs. Forsinkelsen af triggerimpulsen sker således i spring på ca.  $64 \mu\text{s}$ , hvilket imidlertid ved sammenligning af to nabolinier i signalet kan være en stor behagelighed.

Selve den praktiske udformning kan ske på mange måder. I det her viste apparat er indbygget videoforstærker og separator, således at det kan tilsluttes videosignalet fra laboratoriets TV-udstyr. Arbejdes der på en modtager med et signal fra en af TV-stationerne, sluttet apparatet til en kontrolmodtager, således at man undgår at gøre indgreb i den modtager, man undersøger, for at få de nødvendige synk-signaler.

I detaljer virker apparatet på fig. 1 på følgende

måde: Videosignalet forstærkes i en simpel videoforstærker, og derefter separeres og forstærkes synksignalet. Billedsynk-signalet udskilles ved integration, og efter at være forstærket føres det til deleren, der her er en bistabil multivibrator. Omlægning fra det ene delbillede til det andet sker ved — med en tryk-kontakt — at give deleren en ekstra impuls på katoden ved udladning af en kondensator. Deleren afgiver en 25 Hz firkantspænding, der differentieres. De opståede impulser tilføres gitteret på en triode, og på grund af en positiv spænding på katoden, undertrykkes de negative impulser. På triodens anode fås forstærkede, negative 25 Hz-impulser, der føres til forsinkelseskredsløbet, i dette tilfælde en fantastron, som udgøres af en dobbelttriode og en heptode. En fantastron indeholder en millerintegrator, d. v. s. et rør, der er modkoblet med en kondensator mellem anode og gitter. I det her viste kredsløb er denne kondensator koblet til anoden med en katodefølger, hvilket medfører at den hviletid, der medgår til opladning af kondensatoren efter hver afgiven impuls, forkortes meget.

Forsinkelsen i kredsløbet fremkommer på følgende måde: I hviletilstanden er forspændingerne til røret indstillet således, at katodestrømmen hovedsagelig går til skærmgitterene  $G_{2,4}$ , medens anodestrømmen er nul og anodespændingen fastholdt på en vis værdi af en diode, hvis katodespænding kan varieres. Formindsker man styregitterspændingen vil skærmgitterstrømmen aftage, og dette medfører at den negative forspænding til  $G_3$ , der skyldes katodemodstanden, aftager således, at der nu åbnes for anodestrømmen. I dette område betynder voksende negativ gitterforspænding tiltagende anodestrøm. Gøres styregitteret mere negativt, falder skærmgitterstrømmen til sidst så meget, at den negative forspænding til  $G_3$  bliver forsvindende, og man kommer ind i rørets normale arbejdsområde, hvor voksende negativ forspænding igen betyder faldende anodestrøm. På fig. 1 åbnes der på denne måde for anodestrømmen med en negativ impuls, der over dioden og katodefølgeren tilføres styregitteret. I det normale arbejdsområde arbejder røret som en millerintegrator, der er nærmere omtalt senere i artiklen, således at anodespændingen falder lineært med tiden, medens millerkondensatoren udlades. Når katodespændingen og dermed forspænding til  $G_3$  på grund af den stigende katodestrøm har nået en vis værdi, sker der atter en pludselig omkobling af strømmen til  $G_{2,4}$ , og ved en differentiation af katodespændingen fås en impuls, der er forsinket i forhold til den triggerimpuls, der tilførtes styregitteret. Denne sidste om-

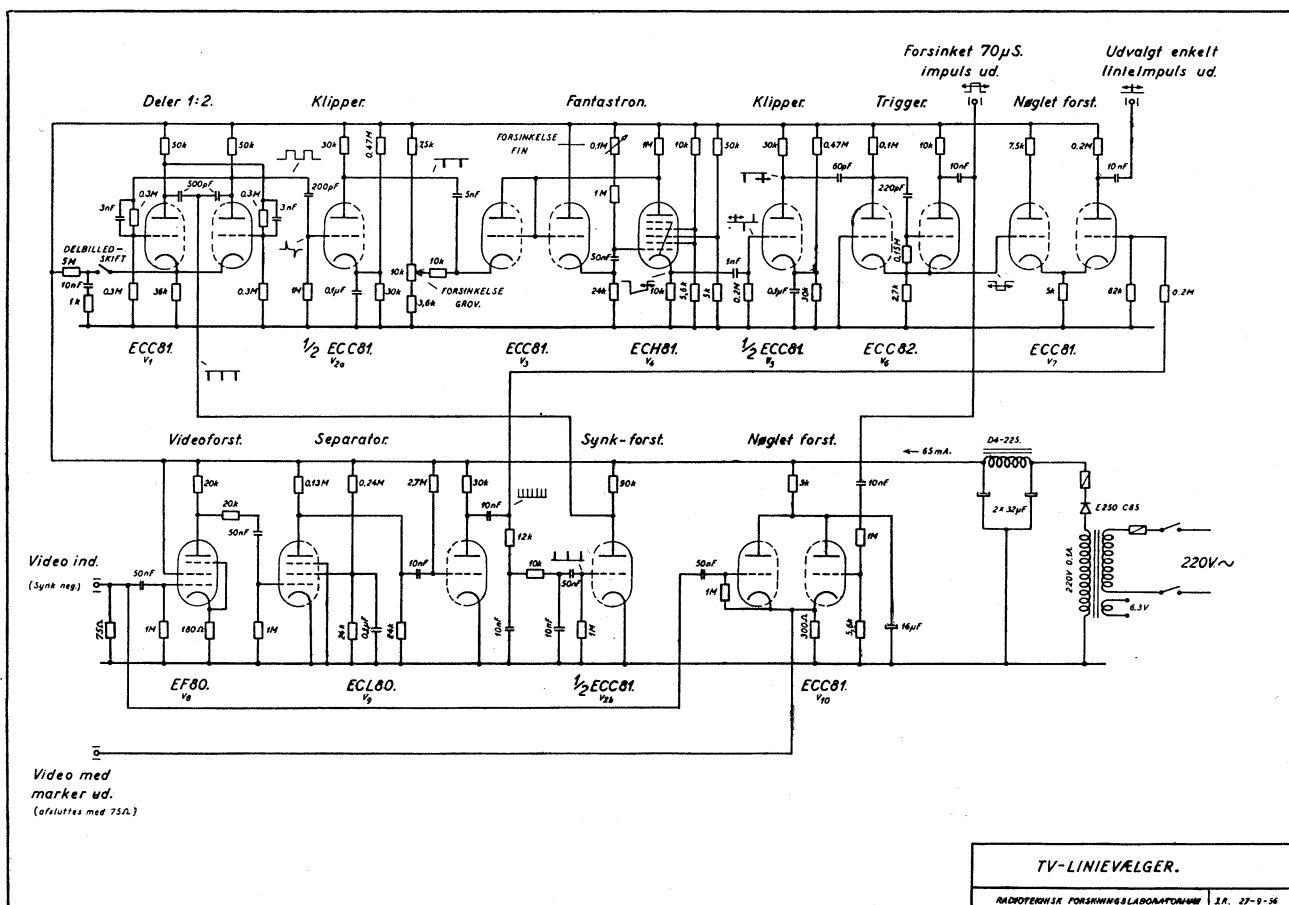


Fig. 1. Synkroniseringsenhed til TV-oscillograf. Apparatet afgiver til oscillografen en synk-impuls, hvis placering i forhold til videosignalet kan varieres.

kobling af katodestrømmen fra anoden til  $G_{2,4}$ , sker ved en bestemt anodespændingsværdi, og da millerintegrationen giver en meget lineær variation af anodespændingen med udgangspunkt i den spænding, der indstilles med potentiometret i trigger-diodens katode, får man en forsinkelse, der er lineært afhængig af indstillingen på dette potentiometer, hvilket giver mulighed for en meget bekvem kalibrering. Finregulering af forsinkelsen sker ved at ændre millerintegratorens tidskonstant.

I en triode med hævet katode klippes de negative impulser fra fantastronens katode bort. De positive forstærkes og starter en monostabil multivibrator, der er indstillet således at den afgiver impulser, der er en smule længere end en linie i TV-signalet. Fra multivibratorens katode føres negative impulser til en nøglet forstærker bestående af en dobbelt-triode, der er indstillet således, at den ene triode kun leder, når der samtidigt er en positiv linesynk-impuls på dens gitter og en negativ nøgleimpuls på dens katode. Da nøgleimpulsen er noget længere end en linie, vil man på triodeanoden få en udvalgt linieimpuls, der bruges til at trigge oscillografens afbøjning.

På en billedmonitor kan man få en markering af den del af signalet, der vises på oscillografen, ved samtidig at føre videosignalet og oscillografens slukkesignal til billedrøret. Er oscillografens slukkesignal ikke tilgængeligt, kan man markere, hvor oscillografens afbøjning starter ved at addere den forsinke-

kede 70  $\mu$ S-impuls til videosignalet. Dette er på fig. 1 gjort i en dobbelt-triode, og på en monitor vil man se en lysende linie på det sted i billedet, hvor oscillografens afbøjning starter.

Har man ikke en TV-modtager, der giver et video-signal på 75 $\Omega$ -niveau, kan man undlade at afslutte indgangen på apparatet, og slutte det til videoforstær-

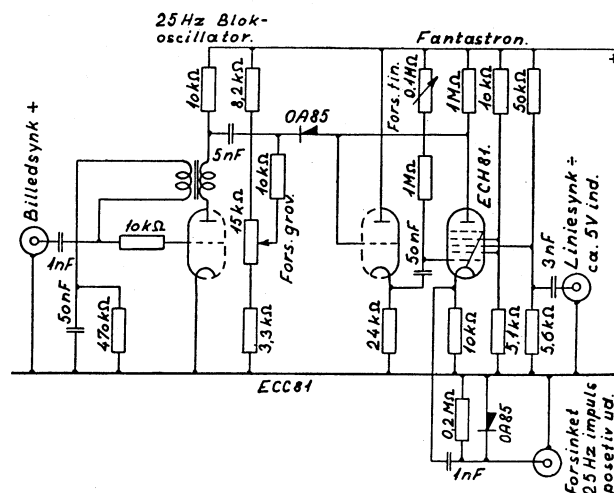


Fig. 2. Simplere synk.-enhed. Som koblingsdiode mellem rørene er vist OA85, men på grund af det høje impedans-niveau bør man i stedet anvende en rørdiode.

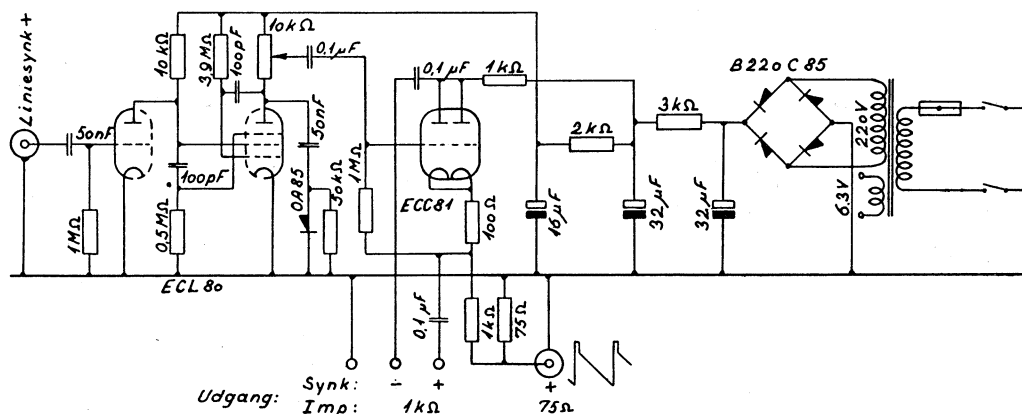


Fig. 3. Generator, der afgiver trekantsignal til brug ved undersøgelse af TV-forstærkeres linearitet.

keren i den modtager, man undersøger med en normal oscillografprobe. Man kan også udelade videoforstærkeren og separatoren i synkroniseringsenheden, og tage synk-signalerne fra modtagerens separator eller afbøjningsgeneratorer. I det tilfælde kan man med fordel skifte deleren og første klipper ud med en 25 Hz-blokeringsoscillator, der er mindre kritisk med hensyn til synk-impulsernes størrelse og form. Ændringen er vist på fig. 2, hvor der samtidig er vist en simplere stabilisering af forsinkelsen. Denne består i, at man i stedet for at udvælge en linieimpuls, benytter negative linieimpulser til at stoppe fantastronen ved at føre dem ind på  $G_3$ . Forsinkelsen sker derved i spring på  $64 \mu\text{s}$ . Ved udvælgelse af linieimpulser med en impuls, der er lidt længere end en linie, som på fig. 1, vil man ved uheldig indstilling af forsinkelsen snart få udvalgt en snart to linieimpulser, hvilket giver et uroligt oscillografbillede. Stoppes fantastronen med en linieimpuls som på fig. 2, vil anodespændingsvariationer kunne få forsinkelsen til at springe en linie, og i dette tilfælde vil det være en fordel at stabilisere anodespændingen.

#### Trekantgenerator.

Lineariteten af en videoforstærker eller en hel modtager kan bekvemt undersøges med en oscillograf og et trekantsignal som det, der er vist på fig. 3. Til kontrol af videoforstærkere beregnet til punktskannere, hvor man ofte ønsker en kontrollabel ulinearitet til indstilling af signalets gammaværdi, er en trekantgenerator næsten uundværlig, og den er som man ser på figuren simpel at fremstille.

Generatoren afgiver et videosignal bestående af linesynk-impulser og en spænding, der med god nøjagtighed stiger lineært i løbet af hver linie. Spændingen frembringes i en millerintegrator kombineret med en transitronoscillator, og da millerintegratoren ofte med fordel kan anvendes indenfor TV-måleteknikken, omtales kredsløbet her lidt nærmere.

Selve millerintegrationen sker ved, at anode og gitter i en pentode er forbundet med kondensatoren C, medens de er forbundet til anodespændingen gennem henholdsvis modstandene  $R_a$  og  $R_g$ . Antages først, at røret er lukket af en negativ spænding på fanggitteret, vil kondensatoren C være opladet til fuld anodespænding på grund af gitterstrøm. Åbnes derefter for røret, vil spændingen på anode og gitter falde med et beløb svarende til spændingsfaldet over  $R_a$ , og gitter

ret får negativ forspænding. C udlades nu gennem  $R_a$  og  $R_g$ , hvilket betyder, at gitteret får mindre negativ spænding, strømmen i røret stiger og spændingen på anoden falder. På grund af den store forstærkning i røret vil gitterspændingen kun ændre sig lidt, medens ændringen i spændingen over C og på anoden af røret med god tilnærmelse er ens. Da styregitteret er negativt, må kondensatorens afladestrøm gå gennem  $R_g$ , og da gitterspændingen kun ændres langsomt, er denne strøm med god tilnærmelse konstant, hvilket vil sige, at spændingen over C ( $V_c = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{it}{C}$ ) og dermed anodespændingen ændrer sig lineært med tiden.

Man kan vise, at opladningen sker med en tidskonstant  $T = C(R_a + R_g)(1 + A)$ , hvor A er forstærkningen i røret, og at den sker som om kondensatoren  $C(1 + A)$  var tilsluttet spændingen  $AV_a$ . For ECL80 med  $R_a = 10 \text{ k}\Omega$  og en anodespænding på 150 volt, bliver dette en spænding på ca.  $150 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^{-5} \approx 10 \text{ kV}$ , og da den afgivne spænding er ca. 20 volt, udnytter man altså kun 2% af opladekurven, hvilket giver et begreb om lineariteten.

Pentoden er samtidig koblet som transitronoscillator, idet skærmgitteret og fanggitteret er forbundet med en kondensator. Virkningen er følgende: Efter at fanggitteret har åbnet for anodestrømmen, stiger denne og anodespændingen falder som omtalt ovenfor. Når anodespændingen har nået en vis lav værdi, begynder skærmgitterstrømmen at stige, hvilket medfører faldende skærmgitterspænding og på grund af sammenkoblingen faldende fanggitterspænding, hvilket igen øger skærmgitterstrømmen på anodestrømmens bekostning o.s.v., indtil der er lukket for anoden af det stærkt negative fanggitter. Anodekondensatoren C oplades hurtigt af gitterstrøm, idet styregitteret bliver positivt, og anodespændingen stiger. Når udladningen er sket, falder gitterspændingen til nul, hvorved skærmgitterstrømmen og fanggitterforspændingen falder, og der åbnes igen for anodestrømmen.

Synkroniseringen sker gennem en triode, der kobles til oscillatorens skærmgitter. Når denne triode leder, falder skærmgitterspændingen så meget, at oscillatoren stoppes. Med positive linieimpulser sørger man for at trioden kun leder under linesynk-impulserne. Da trioden får sin forspænding ved gitterens retning, stopper oscillatoren, når synk-signalet fjernes. Synkroniseringen er så kraftig, at synk-impulserne slår igennem til udgangsspændingen, og efter at

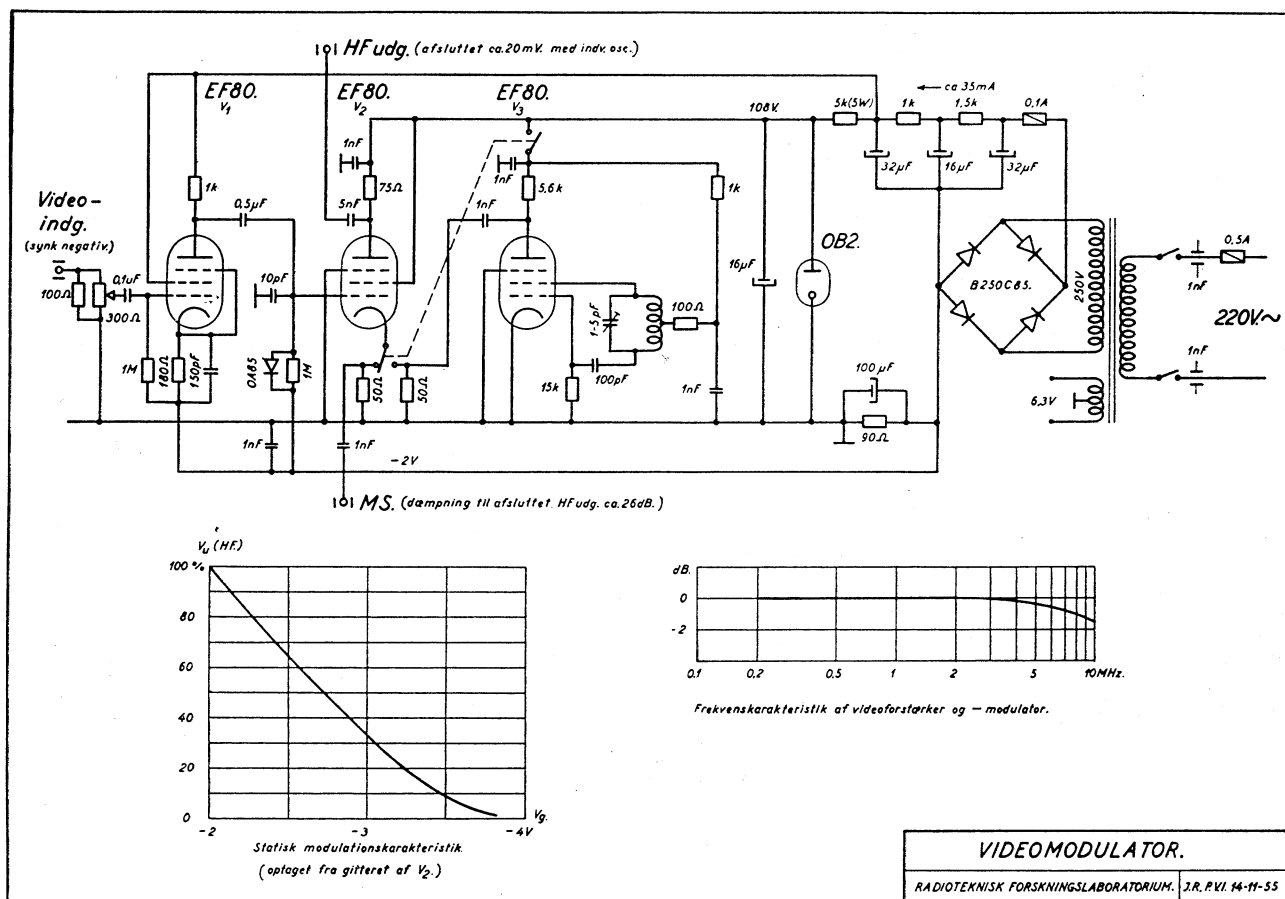


Fig. 4. Enkel videomodulator, der kan modulere en indbygget oscillator eller en udvendig målesender med et TV-signal. Modulatoren kan bruges ved bærefrekvenser op til 2—300 MHz.

toppen af signalet er klippet ren af en diode med automatisk forspændning, føres det endelige signal til udgangstrinnet, der er kraftigt modkoblet for ikke at ødelægge signalets linearitet. Der afgives et signal på 20 volt over 1 kΩ i begge polariteter og et mindre signal over 75 Ω til kontrol af kameraforstærkere.

#### Videomodulator.

Under arbejdet med fjernsynsmodtagere kommer man ofte ud for at skulle bruge et videomoduleret HF-signal uden at have brug for lydkanalen og uden at man behøver at kende signalets frekvens, styrke eller modulationsgrad med særlig stor nøjagtighed. I alle disse tilfælde kan man bruge en simpel videomoduleret oscillator, som den der er vist på fig. 4. Apparatet indeholder en oscillator, en moduleret HF-forstærker og en videoforstærker.

Modulationen sker i en pentode, der er koblet som gitterjordet HF-forstærker. Til katoden slutes et HF-signal fra den indbyggede oscillator, der i laboratoriets apparat er afstemt til kanal 4 (62,25 MHz), eller i de tilfælde, hvor man ønsker at måle ved en anden frekvens, fra en udvendig målesender. Modulationen sker ved at rørets stejlehed varieres af videosignalet, der tilføres styregitteret, og man ser af figuren at modulationskarakteristikkens linearitet er fuldt tilfredsstillende. Gitteret er afkoblet med 10 pF af hensyn til HF-forstærkningen, og en diode besørger jævnspændingsgenindsætningen. HF-signalet kobles ind over

rørets katodemodstand, som skal være lille i forhold til rørets indgangsmodstand, der med god tilnærmelse er 1/S. Denne indgangsmodstand varierer i takt med videosignalet, og man kan derfor få en varierende belastning af oscillatoren og derved nedsat modulationsdybde, såfremt katodemodstanden er for stor. En katodemodstand på 50—75 Ω er passende og giver samtidig god afslutning af de fleste målesendere.

Udgangsspændingen tages over en anodemodstand på 75 Ω og dæmpningen gennem modulatoren bliver derved ca. 26 dB. Er man interesseret i at undgå denne dæmpning eller ønsker stor udgangsspænding, må man erstatte anodemodstanden med en afstemt kreds, således at man med en nedtransformering kan skabe bedre tilpasning mellem rør og kabel. Dette medfører den ulempe, at modulatoren kun kan benyttes over et mindre frekvensområde. I den viste udformning kan modulatoren bruges ved bærefrekvenser op til 2—300 MHz. Man må være opmærksom på, at man ved den her viste modulator får videosignal på udgangen sammen med HF-signalet.

Modulatorrørets gitter skal udstyres med ca. 1,5 V videosignal med positive synk-impulser, men da laboratoriet har valgt at standardisere, at videosignaler på 75 Ω's niveau, har negative synk-impulser, har det været nødvendigt at indskyde et enkelt trin videoforstærkning foran modulatorrøret.

Som modulatorrør er valgt en pentode for at få så lidt kapacitiv kobling mellem HF-kilden og ud-



Udgangsspændingen tages over en katodemodstand i oscillatorrøret, og da oscillator kredsen er dæmpet ekstra med 10 k $\Omega$  er den praktisk taget uafhængig af frekvenssvinget. Den afgiver på katoden ca. 60 mV.

Oscillatoren og de tilhørende komponenter er, som vist på figuren grundigt afskærmet og alle forsyningsledningerne er afkoblede for at få apparatet så tæt, at man i udgangsledningen kan indskyde en dæmpning på mindst 70—80 dB uden at være generet af direkte stråling fra apparatet.

Det dæmpningsled, der er vist i udgangsledningen, er opbygget af normale små vippeomskiftere og  $\frac{1}{2}$  Watt modstande (Vitrohm type SBT). Ved omhyggelig montage og afskærmning af hver sektion, kan dæmpningsled af denne type anvendes op til et par hundrede MHz, uden at dæmpningen ændrer sig nævneværdigt. På laboratoriet er bygget nogle løse dæmpningsled af denne type med springene 1 — 2 — 3 — 6 — 10 — 20 — 20 dB, altså en total dæmpning på

62 dB. Disse er meget anvendt til video og HF-arbejde og benyttes uden ulemper op til 300 MHz.

Markering af frekvenser sker ved at slutte en målesender til sweeperens udgang gennem et tilpasningsled, og man får en god frekvensvisning ved et pip på oscillografbilledet. Ved arbejdet med TV-modtagere er en ret nøjagtig markering af lydbærefrekvensens placering i forhold til billedbærefrekvensen ønskelig, og en sådan kan bekvemt fås ved at bruge den ovenfor beskrevne videomodulators indvendige oscillator som markør. Moduleres denne med 5,5 MHz fra en målesender, fås på oscillografbilledet et pip ved bærefrekvensen og ved denne frekvens  $\pm$  5,5 MHz.

De omtalte apparater har været i jævnlig brug ved laboratoriet igennem længere tid, bortset fra den simple linieudvælger, der er vist på fig. 2, som kun er prøvet i en forsøgsopstilling. Udformningen af videomodulatoren og sweepgeneratoren er foretaget af ingeniør P. V. Iversen.