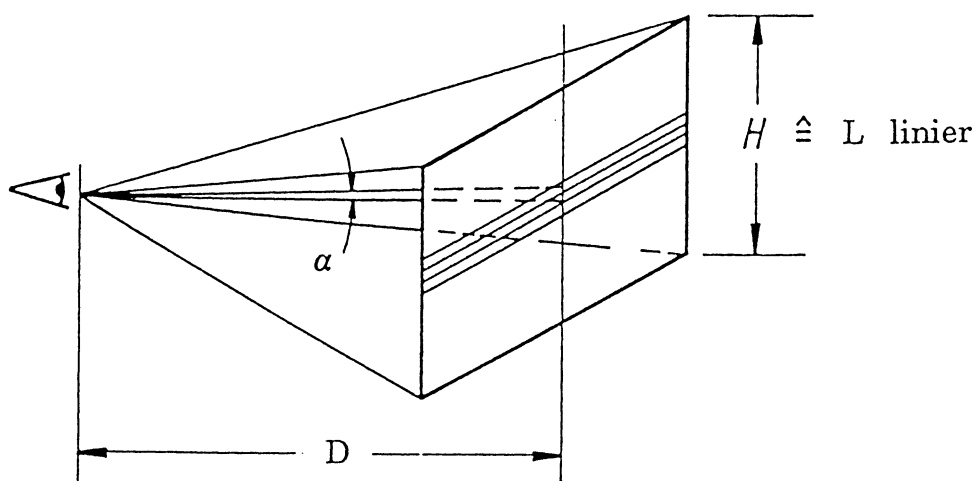


## 1.2 Antal linier

Kvaliteten på det reproducerede billede er bestemt af opløsningen, der bliver bedre jo højere antallet af linier er, der kræves et minimum af linier for at sikre, at billedet ikke forringes.

Den optimale betragtningsafstand er fundet til at være ca. fem gange billedhøjden,  $D/H = 5$  (figuren nedenfor). Ved denne afstand er liniestrukturen ikke længere synlig, det betyder, at begrænsningen for opløsningen på øjet er nået.



Betragtningsvinklen på linierne ved TV.

Følgende ca. formel er fundet til beregning af minimum antal linier :

$$L = \frac{2500}{D/H}$$

Med  $D/H = 5$  betyder det, at antallet af synlige linier  $L = 500$ . I overensstemmelse med CCIR er det komplette rasterareal indeholdt i 625 linier, Det synlige billedareal er 575 linier og resten anvendes til det vertikale tilbageløb af elektronstrålen. I Nord Amerika og Japan anvendes der 525 linier, og der er 475 linier i det synlige billedareal.

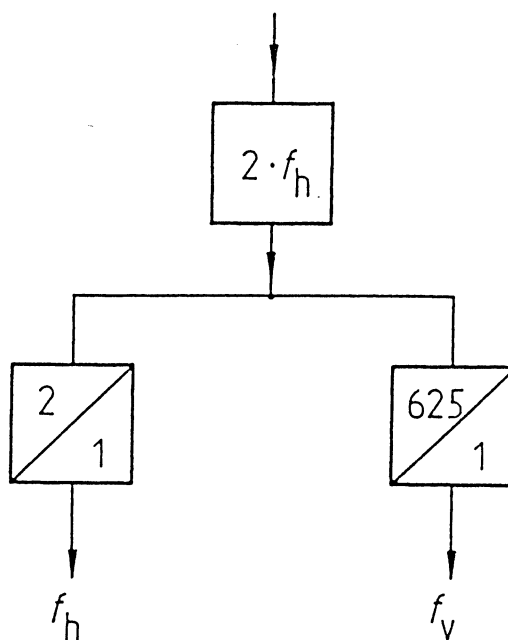
Ved gengivelse af de to delbilleder er det vigtigt at de bliver korrekt sammenflettet, da der ellers opstår "linieparring", der bevirker, at delbilled rasteret fremtæder på en meget generende måde, i form af grov linieafstand.

I et system hvor der anvendes et ulige antal linie, f.eks. 625, foregår skiftet fra 1. delbillede til 2. delbillede efter første halvdel af sidste linie i 1. delbillede. Der kræves ikke noget specielt signal for at sikre periodisk offset på de to delbilleder. Denne detalje omtales i afsnit 2.2.

Selvom der sendes 50 delbilleder med 312,5 linier i stedet for 25 helbilleder med 625 linier, er billed- eller vertikalfrekvensen  $v = 50\text{Hz}$ . Den resulterende linie- eller horisontalfrekvens beregnes som:

$$f_h = 25 \times 625 = 50 \times 312,5 = \underline{15625 \text{ Hz}}$$

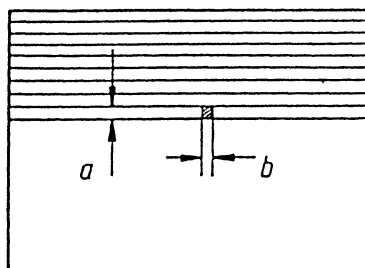
Periode tiden på den horisontale afbøjning er:  $T_h = 1/f_h = \underline{64 \text{ usek.}}$ , og den vertikale afbøjning er:  $T_v = 1/f_v = \underline{20 \text{ msec.}}$ . Den horisontale- og vertikale-frekvens skal synkroniseres og faselåses. Dette sikres ved, at udlede de to frekvenser fra den dobbelte liniefrekvens, som vist i figuren nedenfor.



Sammenkobling af den horisontale og vertikale afbøjningsfrekvenser ved sammenflettet skandering, ifølge CCIR.

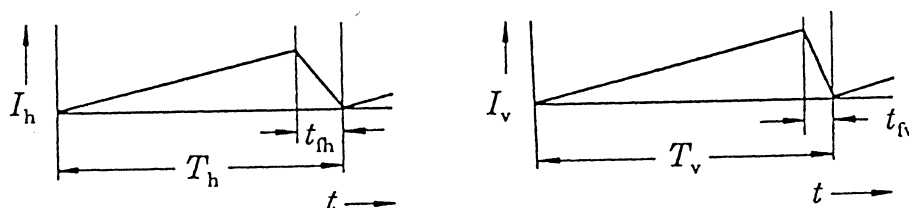
## 1.4 Båndbredde på billedsignalet

Opløsningen på billedet, der skal sendes, er bestemt ud fra antallet af linier. Med den samme opløsning i horisontal og vertikal retning, er bredden af et billedelement  $b$  lig med linie afstanden  $a$ , som vist i figuren nedenfor.



Figur 6. Opløsning på et billede med linieraster.

Ved slutningen af en linie returneres skanderingsstrålen til venstre, og ved slutningen af et delbillede til toppen af rasteret. Under tilbageløbet (flyback) er både læse- og skrivestrålen blanket. Den nødvendige tilbageløbstid, i forhold til  $T_h$  på den horisontale afbøjning og  $T_v$  på den vertikale afbøjning, er som vist i figuren nedenfor.



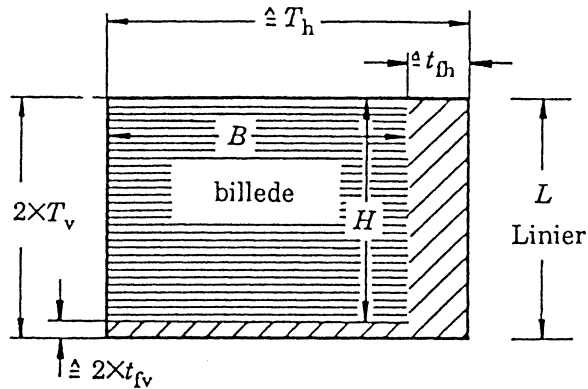
Periodetiden for horisontal og vertikal afbøjning med tilbageløbs intervaller.

I overensstemmelse med CCIR er de defineret som følger:

$$t_{fh} = 0,18 \times T_h = 11,52 \text{ } \mu\text{sek.}$$

$$t_{fv} = 0,08 \times T_v = 1,6 \text{ msec.}$$

Derfor sendes der kun billedinformation i linieintervallet  $T_h(1 - 0,18) = 52,48 \text{ } \mu\text{sek.}$  af den totale linietid  $T_h$ , og antal linier  $L(1 - 0,08) = 575$  linier af  $L$ -linieraster ( $=2T_v$ ) der kan anvendes. Rasterarealet der er til rådighed for det synlige billede er derfor reduceret som vist i figuren næste side.



Reduceret rasterareal på grund tilbageløbstiden.

På grund af optiske og æstetiske årsager er der valgt et rektangulært format, med et sideforhold på 4:3, til det synlige billede.

Med samme horisontale og vertikale opløsning er antallet af billedpunkter pr. linie:

$$\frac{4}{3} \times 625(1 - 0,08) = 767$$

og det totale antal billedpunkter for et komplet billed er:

$$\frac{4}{3} \times 625(1 - 0,08) \times 625(1 - 0,08) = 440.833$$

Dette antal af billedpunkter sendes i løbet af tidsintervallet:

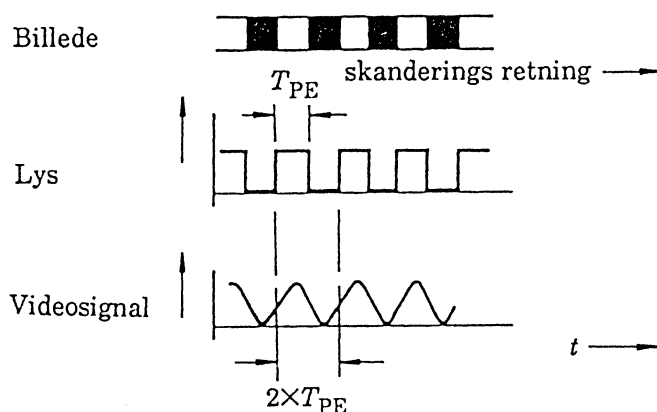
$$64 \mu\text{sek.} (1 - 0,018) \times 625(1 - 0,08) = 30,176 \text{ msek.}$$

Derved bliver den tid ( $T_{PE}$ ), der er til rådighed for skandering af et billedpunkt:

$$T_{PE} = \frac{30.176 \text{ msek.}}{440.833} = 0,0684 \mu\text{sek.}$$

Den højeste billed-signalfrekvens opnås hvis hvide og sorte billedpunkter skifter, som vist i figuren nedenfor. I dette tilfælde er periodetiden ( $T_P$ ) på billedsignalet:

$$T_P = 2 \times T_{PE} = 0,137 \text{ } \mu\text{sek.}$$



Runding af billedsignalet på grund af den "endelige" strålediameter.

På grund af den endelige diameter på skanderingsstrålen rundes sort-til-hvid overgangen, så det er ikke mulig at sende det oprindelige firkantsignal. Det betyder at den maksimale billedfrekvens er:

$$f_{Pmaks} = \frac{1}{T_P} = 7,3 \text{ MHz}$$

I betragtning af den "endelige" diameter på strålen, er den vertikale opløsning reduceret i sammenligning med den horisontale beregning. Dette udtrykkes ved "Kell" faktoren  $K$ . Med en værdi på " $K$ " svarende til  $2/3$ , er båndbredden på billedet eller videosignalet, og værdien der er lagt i CCIR standarden, udtrykt som:

$$B = 5 \text{ MHz}$$

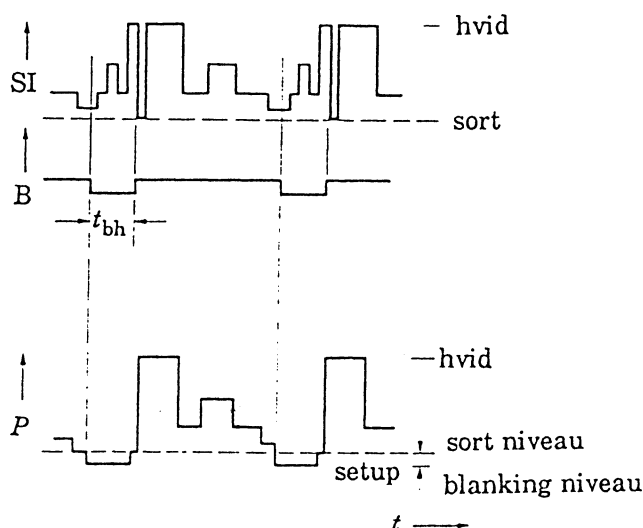
## 2. Composite Video Signal

Composite Video Signal (CVS) er det sammensatte fjernsynssignal der består af **Scanned-Image (SI)**, **Blanking (B)** og **Sync (S)** indholdet.

### 2.1 Blanking Signal

Under det horisontale og vertikale tilbageløb slukkes elektronstrålen af et **Blanking signalet (B)**, således der ikke tegnes på skærmen under tilbageløb.

Signalet består hovedsageligt af et defineret blanking niveau, der er lig med sort niveau i billedsignalet (SI).



Horisontal blankingsignal og dannelse af billedsignalet

I de fleste tilfælde anvendes setup intervallet kun til at skelne mellem blanking niveauet og sort niveauet. Det er i dag udeladt til fordel for bedre udnyttelse af hele sort/hvid niveau området.

Signalet der anvendes til blanking består af horisontale blanking pulser med en bredde på:

$$t_{bh} = 0,18 \times T_h$$

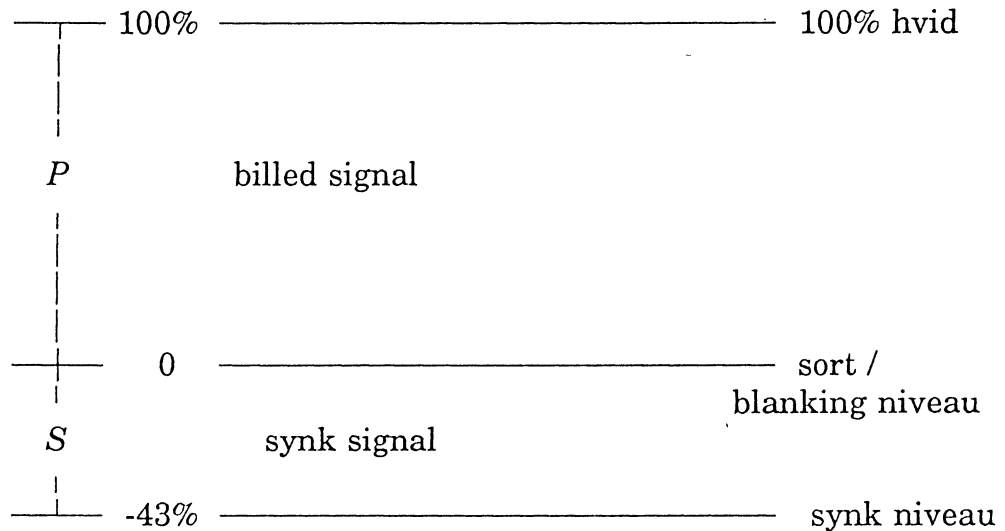
og vertikale blanking pulser med en bredde på:

$$t_{bv} = 0,08 \times T_v$$

Således at signalet, der kommer fra videokilden, er det sammensatte billedsignal, som vist i figuren ovenfor.

## 2.2 Synk Signal

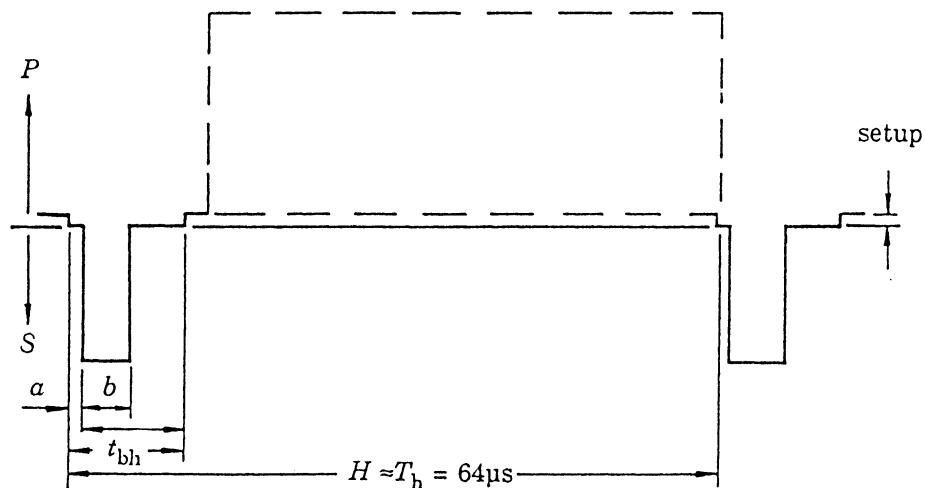
Synkroniserings pulserne er nødvendige så linierne og billedet der modtages, tegnes synkront med skanderingen fra senderen. Synkroniserings signalerne styrer afbøjnings systemerne på sender- og modtagersiden. Synkpuls-niveauet er lavere end blanking niveauet, hvilket svarer til "sortere-end-sort" ("blacker-than-black") delen i figuren.



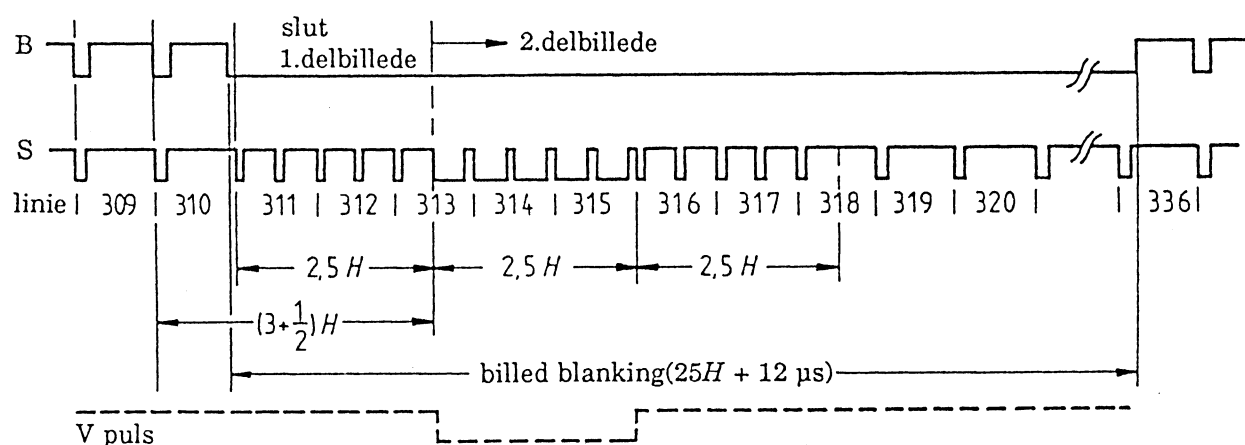
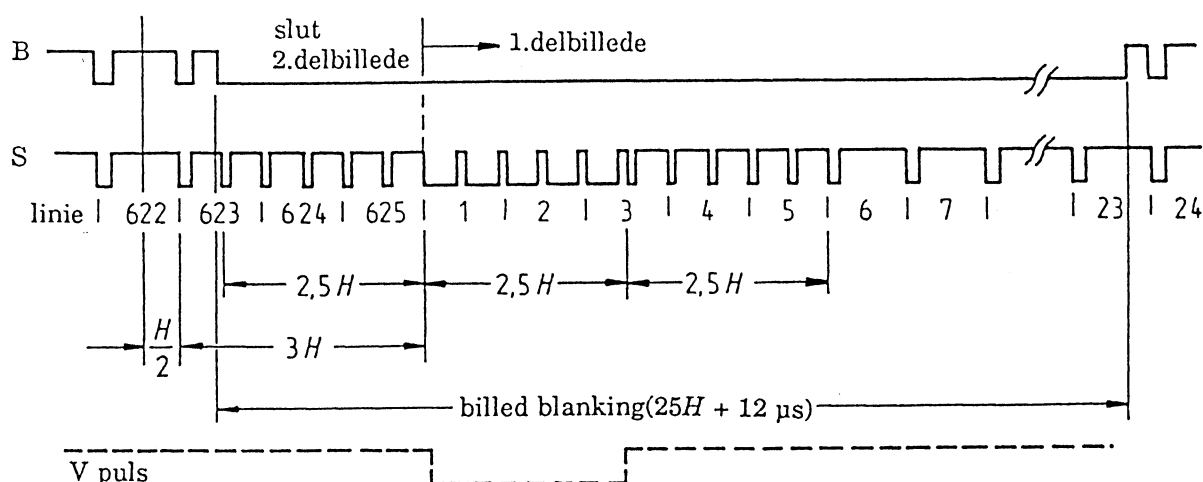
Niveauområde på Composite Video Signal (CVS).

I dette niveauområde skal det horisontale og vertikale synkroniseringssignal sendes på en adskilt måde. Der anvendes forskellig pulsbredde for at opnå dette.

Dette, og forskellig frekvens, giver en let adskillelse i horisontale eller linie synkpulser og vertikale eller billed synkpulser på modtagersiden.



Horisontale synksignal.



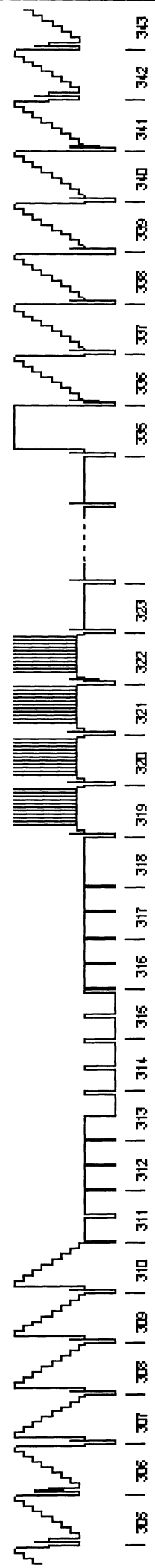
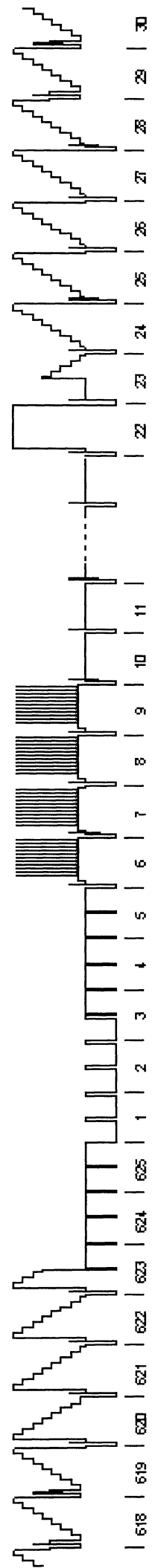
Vertikal synksignal med "før- og efterudligningsimpulser"  
(pre- and postequalizing).

De horisontale synkpulser bliver separeret fra det sammensatte synksignal ved hjælp af et differentiationsled. Forkanten af pulsen, hvis pulstid er 4,5 til 5  $\mu$ sek., bestemmer starten af synkroniseringen, det vil sige start på tilbageløbet af strålen.

Forkanten sikrer at strålen returneres til den venstre side af billedet inden for blankingtiden  $t_{bh}$  (figur på forrige side). Bagreces (back porch) er reference niveau, men det anvendes også til at sende andre signaler, som f.eks. farve synkroniseringssignalet (burst). Den vertikale synkpuls sendes under billedblinking intervallet. Dens pulstid på  $2,5H$  perioder ( $2,5 \times 64 \mu$ sek.) er meget længere end tiden for den horisontale synkpuls (ca.  $0,07H$  periode).

For at opnå korrekt gentagelse af de horisontale synkpulser, bliver den vertikale synkpuls kortvarigt afbrudt af intervaller på  $H/2$ , ved de punkter der er markeret på *figuren ovenfor*, hvorved de nødvendige pulsflanker til horisontal synkronisering dannes.

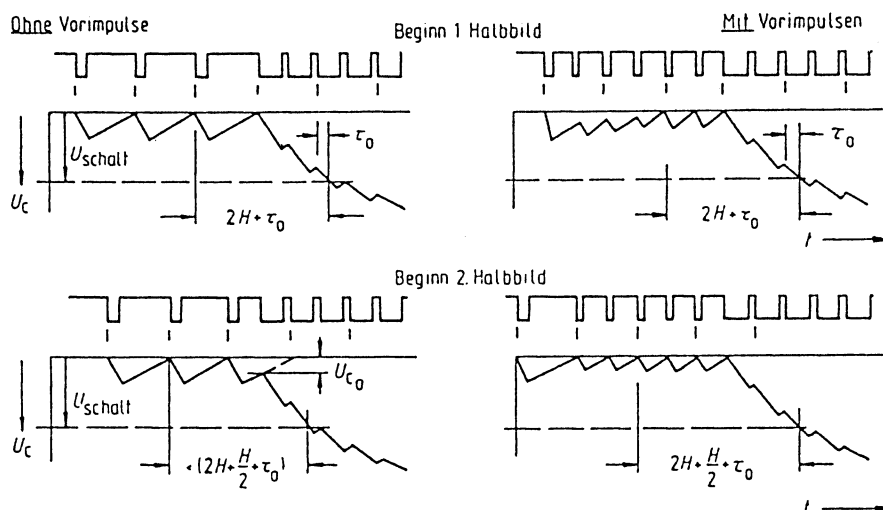




På grund af halvlinie offset på de to rastere foregår afbrydelserne med intervaller på  $H/2$ . Ved sammenflettet skandering skal den vertikale synkpuls også skiftes med  $H/2$ , set i forhold til de horisontale synkpulser, fra det ene delbillede til det efterfølgende.

Da de vertikale synkpulser udtages ved hjælp af et integrationsled, fra det sammensatte synksignal, bliver der forskellige betingelser for at starte integrationen (figuren nedenfor, til venstre), hvilket resulterer i, at de to delbilleder får en halv linies offset.

For at undgå linieparing, sikre korrekt halv linies offset, tilføjes der fem førudlignings impulser (preequalizing pulser), med  $H/2$ , i forbindelse med den vertikale synkpuls. Det bevirker, at der er ens betingelser for start af den vertikale synkronisering i hvert delbillede (figuren nedenfor, til højre). På tilsvarende måde sikrer fem efterudlignings impulser (postequalizing) en ensartet faldende flanke på den integrerede del af den vertikale puls.



integration af vertikal synkpuls uden  
førudlignings impulser.

integration af vertikal synkpuls  
med førudlignings impulser.

Effekt af førudlignings impulser (preequalizing).

Følgende forklaring på linie-nummereringen på forgående side er nødvendig. I TV transmissionen er de sekventielt sendte linier nummereret fortløbende. Det 1. delbillede starter med forflanken på den vertikale synkpuls og indeholder 312,5 linier. De første 22,5 linier er inkluderet i billedblanking perioden.

Efter 312,5 linier begynder 2. delbillede, også med forflanken af den vertikale synkpuls, midt i linie 313 og slutter med linie 625. Efter tilføjelse af det komplette synksignal, med korrekt niveau til billedsignalet i en mixer, er det komplette videosignal, **Composite Video Sync (CVS)**, frembragt.



Der er mulighed for at "forstørre" billedet i bredden, med 10 gange Magnifier. Billedet kan så køres forbi skærmen med horisontal justering.

Vertikal centrering er justerbar, så blankingniveauet på videosignalet, der ses på/ved for- og bagkant af liniesynk, kan placeres på den tidskalibrerede nul-linie.

Spidshvid (100%) måles da i positiv retning og synk måles i negativ IRE units.

Den højre kant af skalaen kan være kalibreret i procent af modulation. Dette henfører til arbejdsmåden af en amplitude- moduleret sender. Husk at der udføres "downward" modulation.

Det betyder at synktop svarer til 100% modulation og stigningen vil reducere modulationen mod nul. modulation er ikke tilladt under 12,5%, for at undgå lydinterferens på inter- carrier TV-modtagere. 100 IRE units er lig med spidshvid (100%) der svarer til 12,5% modulation.

Når der anvendes et normalt oscilloskope til at måle videosignaler, er det nødvendigt at danne et forhold at konvertere fra IRE units til Volt.

F.eks. beregnes spændingsspring mellem blanking og spidshvid (100%) som følger:

$$\begin{array}{rclcl}
 \frac{100 \text{ IRE}}{X} & = & \frac{143 \text{ IRE}}{1 \text{ Volt}} \\
 143 X & = & 100 \text{ Volt} \\
 X & = & 0,7 \text{ Volt} & = & \underline{\underline{700 \text{ mV}}}
 \end{array}$$

Synk er beregnet som:

$$\begin{array}{rclcl}
 \frac{43 \text{ IRE}}{X} & = & \frac{143 \text{ IRE}}{1 \text{ Volt}} \\
 X & = & 0,3 \text{ Volt} & = & \underline{\underline{300 \text{ mV}}}
 \end{array}$$

75% hvid beregnes som:

$$\frac{\quad}{\quad} = \frac{\quad}{\quad} = \underline{\underline{\quad}}$$

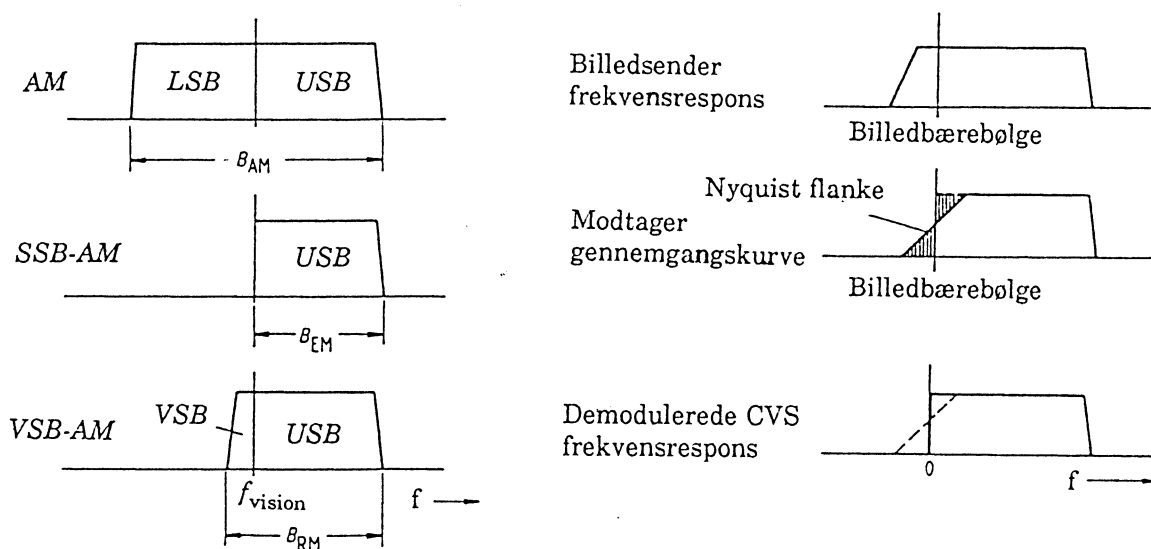
### 3. HF-transmission, billed- og lydsignaler

Til transmission af TV-signalet, og nogle andre specielle formål, moduleres en HF-bærebølge med det Composite Video Signal. For TV-udsendelser og systemer der er beregnet til normale TV-modtagere, anvendes amplitude modulation, medens der anvendes frekvensmodulation ved TV-udsendelser via mikrobølge link, på grund af krav om en højere transmissions kvalitet.

#### 3.1 Vestigial-sideband AM-modulation

Fordelen ved amplitude modulation, er den lille båndbredde på modulations produktet.

Ved normal AM modulation af CVS med  $B = 5$  MHz kræves der en HF-transmissions båndbredde på  $B_{RF} = 10$  MHz (venstre øverste figur). I princippet kan det ene sidebånd undertrykkes da de to sidebånd har det samme signal indhold. Dette giver enkelt sidebånds amplitude modulation, også kaldet Single-Side-band Amplitude Modulation (SSB/AM, venstre midterst figur).



HF-transmission af CVS ved modulation af billedbærebølgen.

Korrektion af frekvensgangen ved vestigial-sideband transmission med Nyquist filter.

Øverst : amplitude modulation med to sidebånd  
Midt : enkelt-sidebånds amplitude modulation  
Nederst: vestigial-sidebånds amplitude modulation

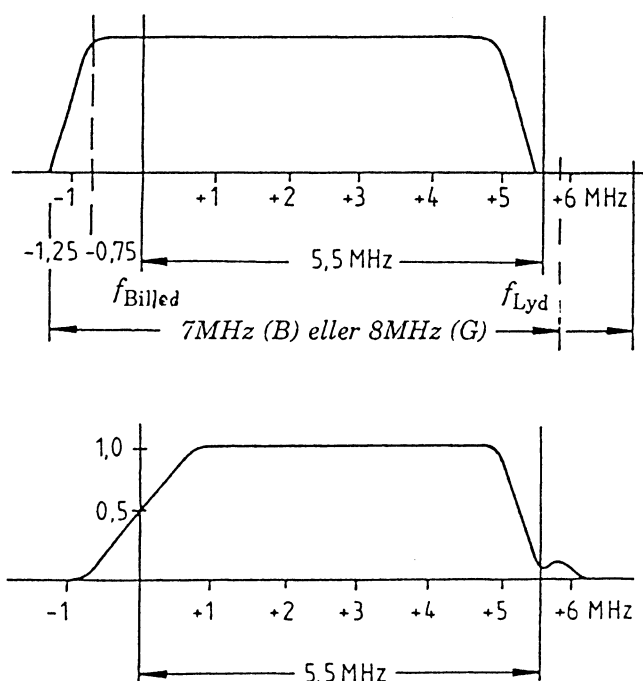
På grund af, at det modulerede signal indholder meget lave frekvenser, kræves der et skarpt afskæringsfilter; men på grund af group-delay forvrængning, der opstår i et sådant filter ved begrænsning af gennemgangsbåndet (passband), anvendes der en anden løsning.

Problemet løses ved, at anvende vestigial-sidebånds amplitude modulation også kaldet *VSB/AM* eller delvist undertrykt sidebånd, i stedet for *SSB/AM*. I dette tilfælde sendes et komplet sidebånd og dele af det andet (venstre figur forrige side, nederst).

På modtagersiden er det nødvendigt at sikre, at signalfrekvenserne i området omkring det delvist undertrykte sidebånd ikke optræder med dobbelt amplitude efter demodulation. Dette opnås ved hjælp af den såkaldte Nyquist flanke (slope), hvor følsomhedskurven på modtageren stiger eller falder lineært omkring billedbærebølge frekvensen, som vist i højre figur forrige side.

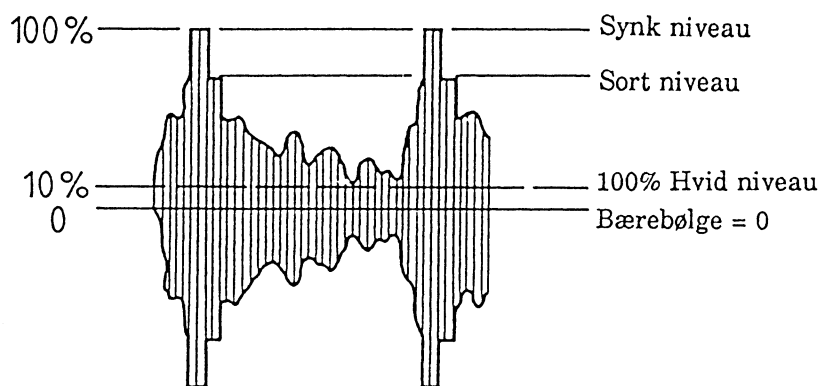
I overensstemmelse med CCIR, er der 7 MHz båndbredde til rådighed i VHF området og 8 MHz båndbredde i UHF området for TV-udsendelser.

Billedsenderens frekvensgang og modtagerens gennemgangs karakteristik er ligeledes bestemt ved CCIR standarder (figuren nedenfor). I de fleste tilfælde foregår både modulation og demodulation på MF (Mellem Frekvens), *Billed MF* er 38,9 MHz og *Lyd MF* er 33,4 MHz. I TV-modtageren omsættes LMF dog normalt til 5,5 MHz (inter-carrier) inden demodulation ( $38,9 - 33,4 = 5,5$  MHz).



CCIR standard kurver for  
billedsenderens frekvensgang (øverst) og  
modtagerens gennemgangsbånd med Nyquist-flanke (nederst).

Modulation af HF-bærebølgen, ved CVS, er normalt i form af negativ AM. Det betyder at lyse (hvide) billedpunkter svarer til lav bærebølge amplitude og synkpulser til maksimum bærebølge amplitude, som vist i figuren nedenfor.



Negativ amplitude modulation af  
HF-billedbærebølgen ved CVS.

Der kræves en restbærebølge (100% hvidt niveau) på minimum 10% på grund af, at der normalt anvendes intercarrier lydblanding i modtageren.

En fordel ved negativ modulation, er optimal udnyttelse af senderen, da maksimum effekt kun er nødvendig kortvarig, under varigheden af synkspids. Derved optræder maksimum amplitude periodisk under synkpulsen og anvendes som reference ved automatisk forstærknings kontrol (*Automatic Gain Control, AGC*) i modtageren.

## 3.2 Lydsignal transmission

Under TV-udsendelser bliver lydsignalet sendt ved at det frekvensmoduleres på en HF-bærebølge. I overensstemmelse med CCIR standard er lydbærebølgen 5,5 MHz over den tilhørende billedbærebølge.

Maksimum frekvensssving (diviation) er  $\pm 50$  kHz. På grund særlige problemer ved farvetransmission, er det oprindelige lyd-/billedbærebølge effekt forhold på 1:5 reduceret til 1:10 eller 1:20.

Som nævnt, anvendes intercarrier-lyd metoden i de fleste TV-modtagere. Differens-frekvensen på 5,5 MHz fremkommer ved at blande lyd- og billedbærebølgerne. Dette signal er frekvens-moduleret med lyd informationen. Frekvensen på intercarrier-lyden er konstant og den påvirkes ikke af afstemningsfejl eller ændringer på lokal-oscillatoren.

Derudover er der i dag andre muligheder for TV-lyd transmission, i form af, at sende flere lydsignaler på samme tid. En anden lyd-kanal tillader f.eks. flersproget (multilingual) eller stereo transmission.

Med to-lyd-bærebølge metoden (two-sound-carrier), tilføjes en ekstra frekvens-moduleret lydbærebølge 250 kHz over den normale lyd-bærebølge. Dens effekt niveau er 6 dB lavere end den på den første lydbærebølge. Metoden kaldes også **A2-stereo**, og anvendes bl.a. på tyske TV-sendere.

En multipleks metode giver yderligere muligheder ved at modulere en ekstra bærebølge (5,85 MHz) med to gange linie frekvensen (sampling frekvensen), eller ved at anvende den horisontale- eller vertikale blanking periode til Pulse Code Modulation (**PCM**).

Metoderne kaldes **NICAM**, der især anvendes i de Nordiske lande og England, og sound in sync (**SIS**) der anvendes ved mikrobølge transmission.



### 3.3 TV sender

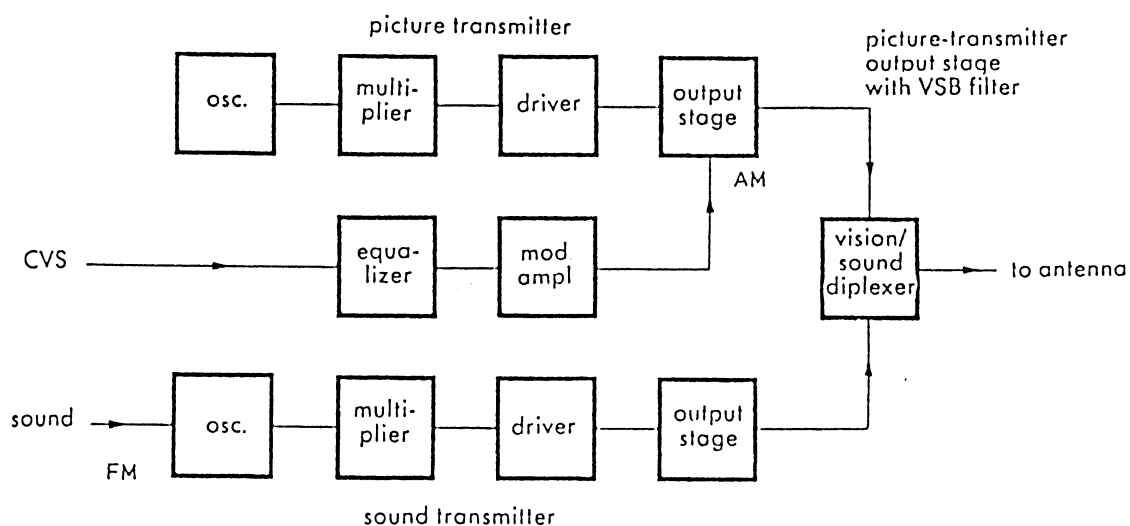
HF TV-signalet kan produceres på to forskellige måder:

Hvis modulationen foregår i udgangstrinnet på billedsenderen, *HF modulation*, føres HF-billedbærebølgen først til det nødvendige drivertrin og, samtidig med amplitude modulationen, forstærkes i slutudgangstrinnet på senderen.

Billedsenderens udgangstrin indeholder også et vestigial-side-band filter. Modulationsforstærkeren forstærker bredbånds CVS signalet til det nødvendige niveau for amplitude modulation i udgangstrinnet.

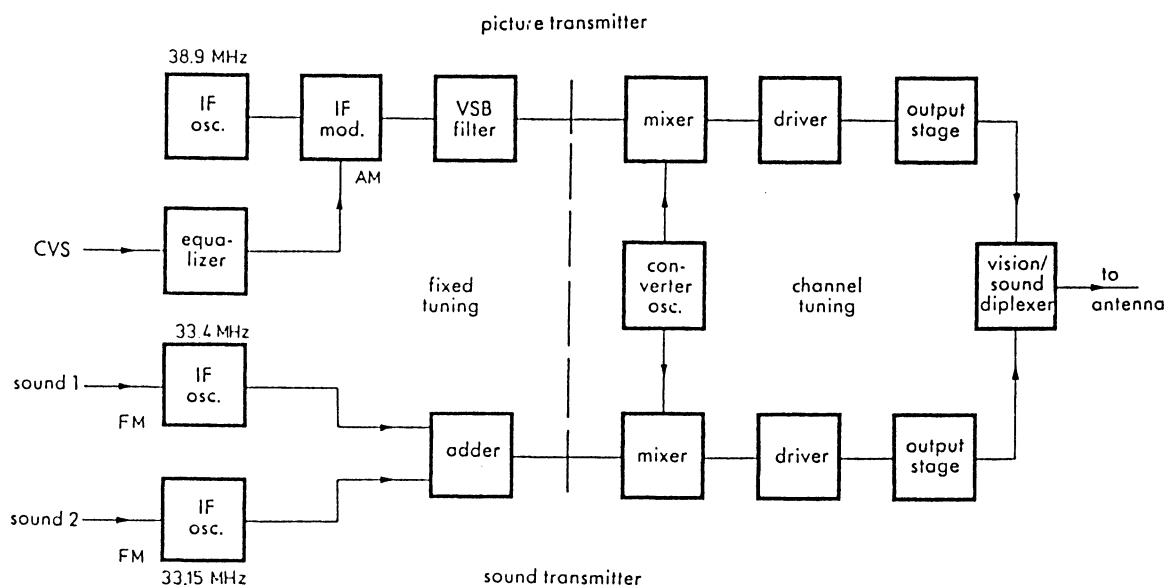
Lydbærebølgen er frekvens-moduleret med et lille frekvensssving på en relativ lav frekvens. Den endelige frekvens og det ønskede frekvensssving dannes ved hjælp af multiplikationstrin.

Billedsender og lydsender udgangstrinnene føres til en fælles antenne via billed/lyd (vision/sound) diplexer.



Blokdiagram af TV-sender der anvender moduleret udgangstrin på billedsenderen.

Når der anvendes *MF(IF) modulation*, bliver Billed-MF-bærebølgen på 38,9 MHz først amplitude-moduleret. Det efterfølgende *Vestigial-SideBand (VSB)* filter danner det delvist undertrykte AM-sidebånd. En eller to lydbærebølger bliver ligeledes frekvens-moduleret på MF-basis.



Blokdiagram af TV-sender der anvender MF modulation af billed- og lydsender.

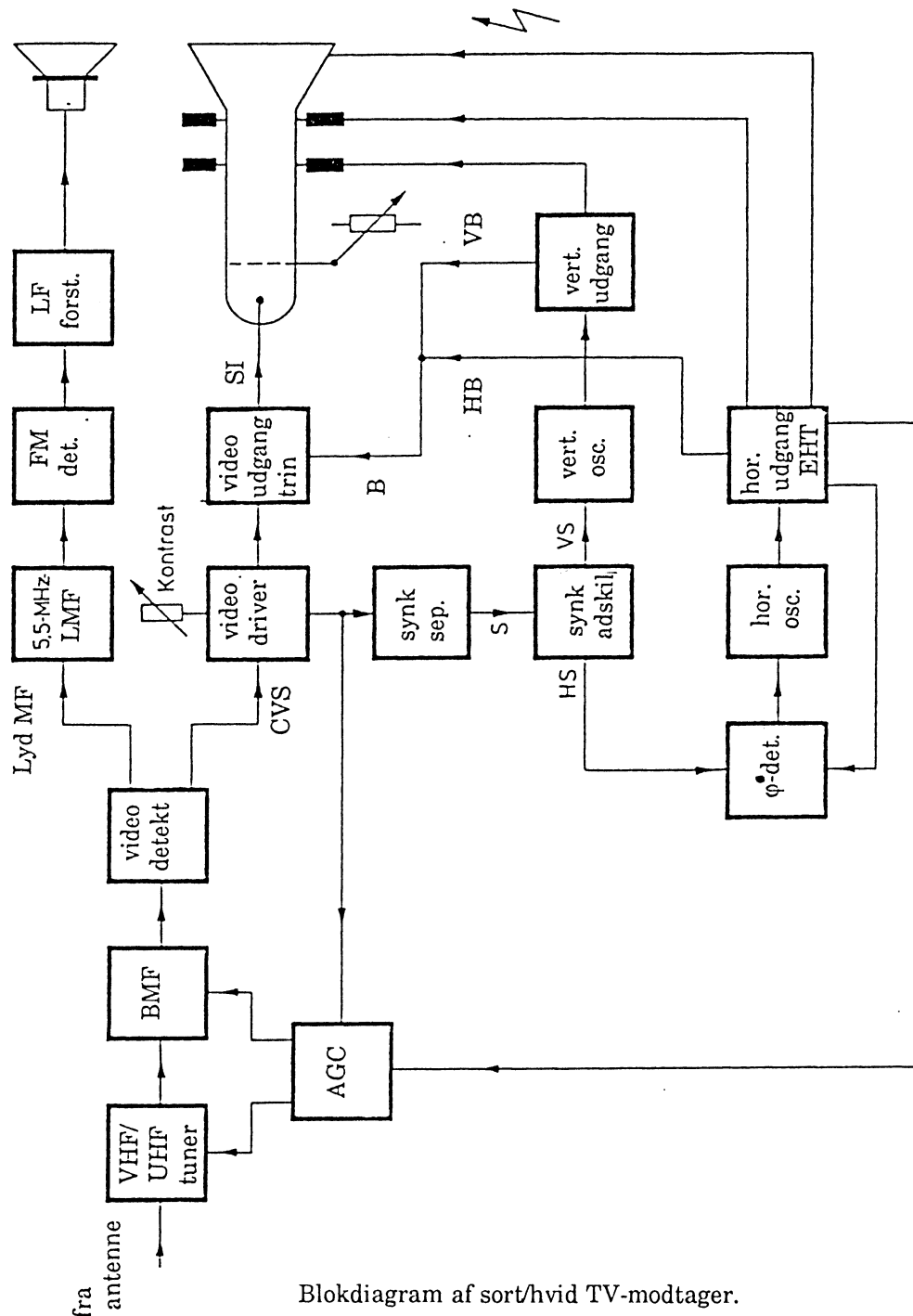
Derefter blandes med en fælles bærebølge på både billed- og lyd-kanalen, således at billed-/lydbærebølge afstanden på 5,5 MHz opretholdes på HF signalet. Lineære forstærkertrin forstærker billed- og lydbærebølgerne til det ønskede effekt niveau.

Fordelen ved denne metode er, at den ønskede proces på HF TV-signalet udføres på MF-basis, på en lavere frekvens, og er bånd- og kanal uafhængig. Selvom den efterfølgende forstærkning kræver trin med høj linearitet, især for billedsenderens vedkommende.

### 3.4 S/H modtager, blokdiagram

Reproduktion af billedet på modtagersiden er baseret på korrekt forstærkning af HF-signalet der modtages med antennen. For at opnå dette konverteres signalet til et *BMF* signal i VHF/UHF tuner, hvor også standard valg, Nyquist-filter og den nødvendige forstærkning udføres.

I den efterfølgende detektor udtages CVS signalet og 5,5 MHz lyd-MF. *LMF* signalet begrænses i amplitude, forstærkes og frekvens-detekteres.



Blokdiagram af sort/hvid TV-modtager.

CVS signalet forstærkes i video-forstærkeren; efter separation af synk indholdet føres signalet til katoden af *CRT* (*billedrøret*) via video-udgangstrinnet.

Synksignalet, der udtages fra video-forstærkeren, ved hjælp af en synkseparator, føres til det horisontale afbøjnings-system via et differentiationsled og til det vertikale afbøjnings-system via et integrationsled.

Linieafbøjnings-frekvensen dannes i en horisontal-oscillator og sammenlignes med de horisontale synkpulser i en fasedetektor ( $\phi^\circ$ -detektor). Et kontrol-kredsløb sikrer, at der opnås korrekt frekvens og fase i forhold til senderens synksignal.

I det horisontale udgangstrin dannes den nødvendige afbøjnings-effekt, og *HT* (*højspænding*) til *CRT* dannes ud fra linie flyback-pulserne.

Den vertikale oscillator synkroniseres direkte af det vertikale synksignal. Blanking-pulser, der anvendes under elektronstråle tilbageløbet, dannes ud fra de horisontale- og vertikale-udgangstrin.

### 3.5 TV-standarder

Karakteristika på TV signalerne, der er nævnt i afsnit 1, 2 og 3, er i henhold til CCIR standarden. Forskellige andre standarder er i brug; forskellen mellem de forskellige standarder fremgår af tabellerne.

Standard	CCIR B, G	OIRT D	French VHF E	FCC (USA) M
VHF, band I / MHz	47 – 68	48.5 – 100	50 – 70	54 – 88
VHF, band III / MHz	174 – 230	174 – 230	160 – 215	174 – 216
UHF, band IV/V / MHz	470 – 853			470 – 890
Vision/sound carrier spacing	5.5 MHz	6.5 MHz	11.15 MHz	4.5 MHz
Channel width	7 MHz (B) 8 MHz (G)	8 MHz	13.15 MHz	6 MHz
Sound modulation, FM deviation	FM, 50 kHz	FM, 50 kHz	AM	FM, 25 kHz

Frekvensområde, billed-/lydbærebølge afstand,  
kanal båndbredde og lyd modulation.

Standard	CCIR B, G	OIRT D	French VHF E	FCC (USA) M
Number of lines	625	625	819	525
Field-repetition frequency	50 Hz	50 Hz	50 Hz	60 Hz
Line frequency	15,625 Hz	15,625 Hz	20,475 Hz	15,750 Hz
Video bandwidth	5 MHz	6 MHz	10.6 MHz	4.2 MHz
Line duration H	64 $\mu$ s	64 $\mu$ s	48.84 $\mu$ s	63.5 $\mu$ s
Field duration	20 ms	20 ms	20 ms	16.667 ms

Composite Video Signal.

## 4.3 Farveopdeling

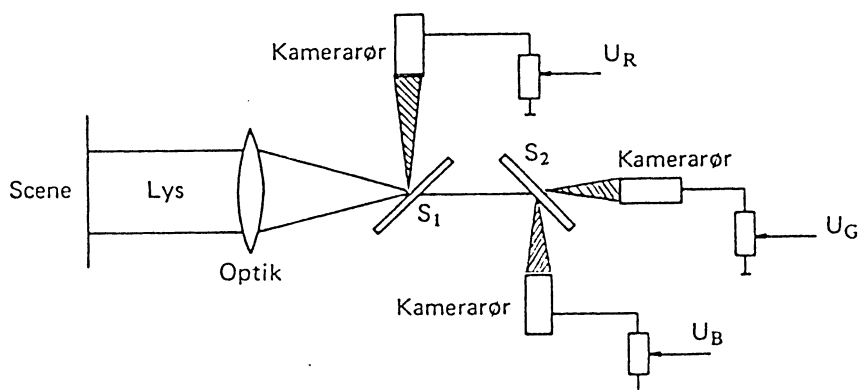
### dikroitiske spejle

Lyset fra scenen ledes via et linsesystem til et spejlsystem bestående af to **dikroitiske** (halvgennemskinnelige) spejle.

Det første spejl  $S_1$  er fremstillet således, at det reflekterer det røde lys til første kammarør, medens det andet lader grønt og blått passere.

Det andet spejl  $S_2$  reflekterer blått lys til det andet kammarør, medens det grønne lys passerer uhindret videre til det tredje kammarør.

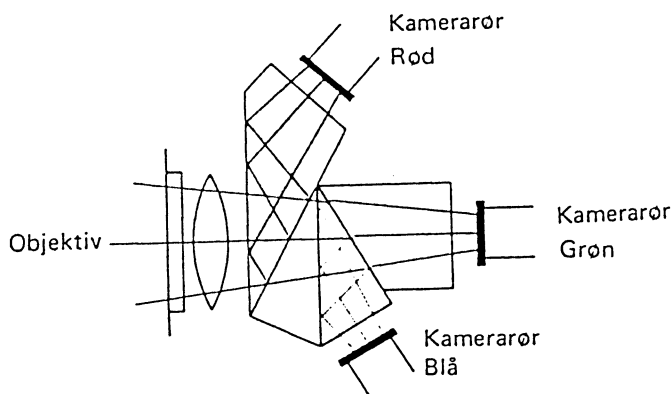
Dermed er scenemotivet opdelt i de tre grundfarver.



Opdeling via dikroitiske spejle

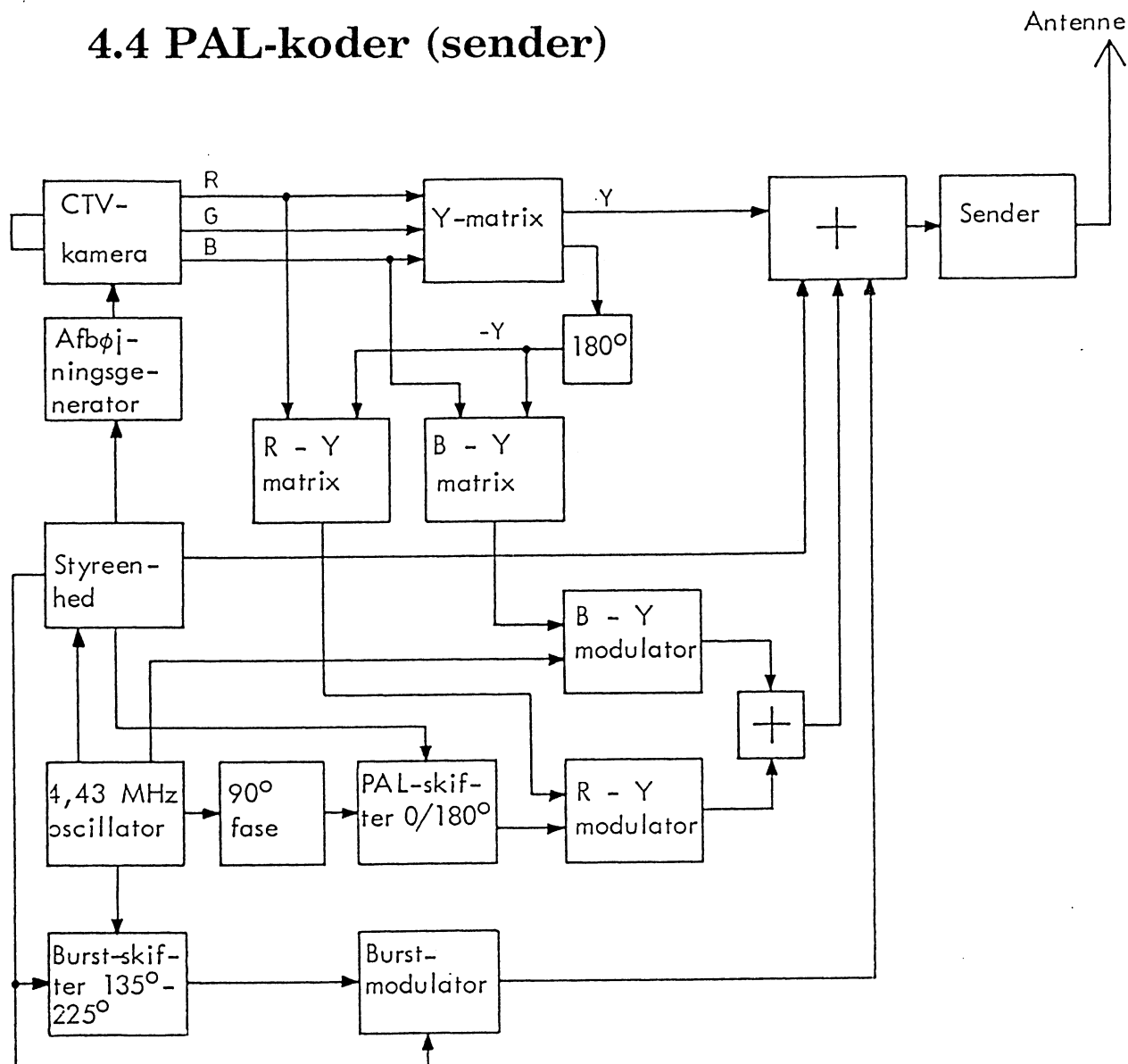
### prismer

Lyset fra scenen ledes via et linsesystem til et prismesystem, hvor der som følge af lysets brydning i prizmer sker en opdeling af scenemotivets indhold af rødt, grønt og blått lys, således at de tre kammarør får tilført billeder med hver sin grundfarve.



Opdeling via prizmer

## 4.4 PAL-koder (sender)



PAL-koder blokdiagram

Fra de tre kamerarør i CTV-kameraret afgives tre farvesignaler R, G og B (rød, grøn og blå). Disse samles i en Y-matrix til et Y-signal, **luminanssignal**, som svarer til det signal, der fås fra et S/H-kamera.

Y-signalet føres til senderens modulator. En S/H-modtager vil modtage Y-signalet og gengive det som et S/H-billede.

Farveinformationerne moduleres ind på en særlig bærebølge, der ligger på 4,43 MHz (farvøbærebølge eller subcarrier).

Alle tre farveinformationer skal udsendes, men da Y-signalet i forvejen indeholder informationer om de tre farver, behøves der kun to signaler mere, idet Y-signalet kan kombineres med to af kamerarørernes signaler.

De to signaler, der dannes, er **differenssignalerne R-Y og B-Y**. Frembringelsen af differenssignalerne sker i en *R-Y-* og en *B-Y-matrix*, hvor et *-Y*-signal fra et fasevendertrin adderes med henholdsvis *R-* og *B-*signalerne.

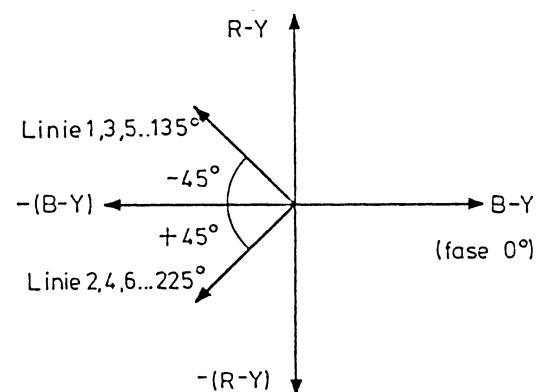
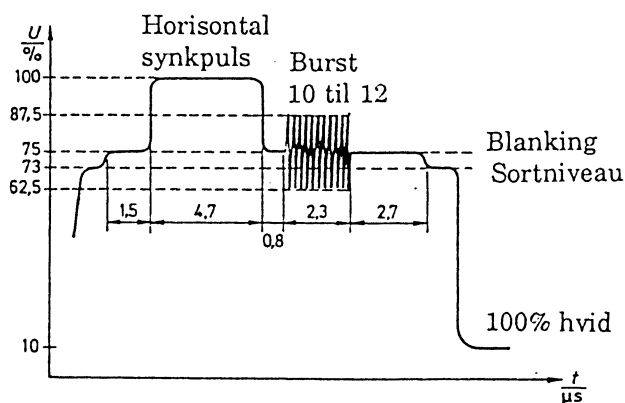
De to differenssignaler skal derefter moduleres ind på farvebærebølgen, hvilket sker i *R-Y-* og *B-Y-modulatorerne*.

B-Y-signalet moduleres ind på den oprindelige farvebærebølge,  $0^\circ$  faseforskydning, medens R-Y-signalet moduleres ind på farvebærebølgen, som er forskudt  $90^\circ$  i et faseled. R-Y-bærebølgen passerer desuden en PAL-omskifter (fasevender), hvor bærebølgen fasevendes  $180^\circ$  i hver anden linie.

Farvebærebølgen for R-Y og B-Y undertrykkes i R-Y- og B-Y-modulatorerne, således at det kun er sidebåndene, der tilføres senderen efter en individuel reduktion, for at undgå overstyring af senderen ved mættede farver. Efter modulatorerne kaldes signalerne for **(R-Y)-** henholdsvis **(B-Y)-krominanssignalerne** eller under et **krominanssignalet**.

Det udsendte signal fra en CTV-sender indeholder herefter luminanssignalet *Y* og krominanssignalerne *(R-Y)* og *(B-Y)*.

Ved CTV kræves, foruden de normale horisontal- og vertikalesynkroniseringssignaler, et særligt farvesynkroniseringssignal, som kaldes for **burst**. Burstsignalet består af ca. 10 perioder af den undertrykte farvebærebølge, der placeres på bagrecesen af horisontalsynkpulsen.



Burstens placering på synkpulsen bagreces

Burstens vektortegning

Burst-signalet anvendes i modtageren til at synkronisere farvebærebølgeoscillatorens frekvens og fase med senderens. Ved hjælp af en burst-skifter, skiftes burstens fase, alternere, i hver anden linie for at informere modtageren om PAL-omskifterens stilling.



## 4.5 Signalernes opbygning

Da signalernes udseende er afhængig af det øjeblikkelige scenemotiv, vælges i det følgende at referere til det almindelige farvebjælkesignal (colorbar) fra en farvegenerator. Billedet viser farvebjælkerne med de der tilhørende signaler.

Fra kameraet afgives tre signaler (**RGB**), som ved farvebjælker er karakteristiske, idet der kun afgives en spænding fra et kamerarør, når den pågældende farve er anvendt, og de afgivne spændinger er da ens.

De tre kamerasignaler, R, G og B sammensættes i en **Y-matrix** til et luminans- eller Y-signal. Når de forskellige blandingsfarver skal sammensættes, må det ske under hensyn til at øjets følsomhed er forskellig for de tre grundfarver.

Det er vedtaget, at de andele der udgør **luminanssignalet** skal bestå af følgende værdier:

$$0,30R + 0,59G + 0,11B$$

**R-Y-signalet** dannes ved at addere *R-signalet* med et fasevendt Y-signal (-Y).

**B-Y-signalet** dannes på en tilsvarende måde ved at addere *B-signalet* med det fasevendte Y-signal (-Y).

Da R-Y- og B-Y-signalerne indgår i det endelige videosignal, kan de enkelte farvers mætning og farvetone angives ved henholdsvis vektorenlængde og fasevinkel. Mætningen angiver den totale amplitude og farvetonen den totale fase. Vektorerne kan indtegnes på vektorbilledet på næste side.

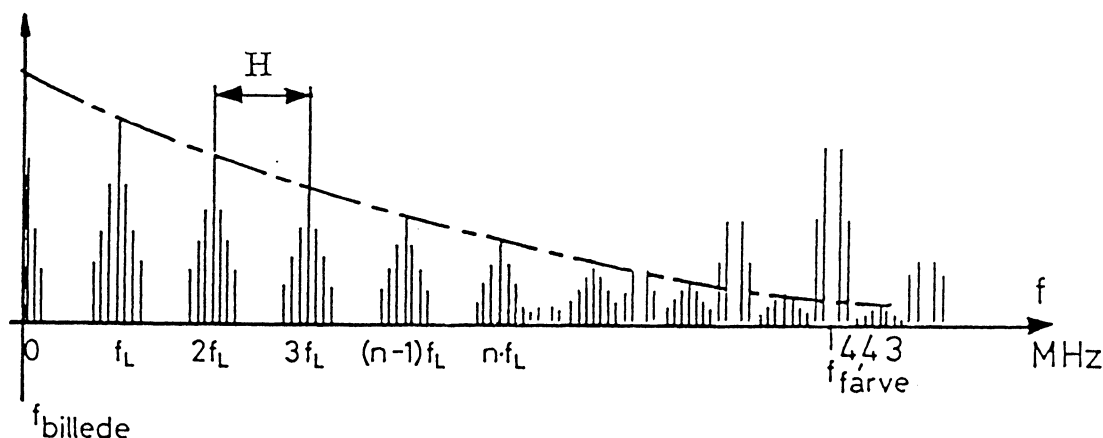
	Hvid	Gul	Cyan	Grøn	Magenta	Rød	Bla	Sort	
1	1	0	1	0	1	0	1	0	B
0									
1	1	1	0	0	1	1	0	0	R
0									
1	1	1	1	1	0	0	0	0	G
0									
1	1	0,89	0,70	0,59	0,41	0,30	0,11	0	Y
0									
0	0	0,11			0,59	0,70		0	R-Y
0									
0			-0,70	-0,59			-0,11		
0			0,30	0,59	0,59		0,89		B-Y
0	0							0	
0									
0		-0,89		-0,59		-0,30			
0									

## 4.7 Transmission af chrominance signalet

Som forklaret tidligere sendes farve-TV signalet i form af luminance signalet  $Y$  og de to farvedifferens signaler  $R-Y$  og  $B-Y$  af hensyn til kompatibilitet. For at sende den komplette billedinformation - luminance plus chrominance - er det nødvendigt med en ekstra kanal.

Her kunne det tænkes, at anvende TV-transmissions kanalen flere gange, enten ved frekvens- eller tidsmultipleks. Men ingen af metoderne er kompatible med det eksisterende sort/hvid transmissions system.

En afgørende overvejelse ved valg af farve transmissions metode, går ud fra en spektral analyse af luminance signalet eller CVS. Det er tydeligt, at kun et bestemt frekvens indhold optræder i CVS spektret. Dette indhold består hovedsageligt af harmoniske af liniefrekvensen på grund af den periodiske skanderings procedure. Det varierende billed indhold amplitudemodulerer linie-gentagelses puls-sekvenserne og danner sidebånd med en afstand på multiplum af billed frekvensen fra spektral indholdet af linie pulserne. Figuren herunder viser detaljer af CCVS spektret.



Detaljer af CCVS signalets spektrum.

I det store hele består spektret kun af multiplum af linie frekvensen og frekvenser i nærheden. Mellem disse frekvensgrupper er der betydelige energihuller (gaps).

Da farve informationen også er linie gentagelser, indeholder spektret af farve signalet kun multiplum af liniefrekvensen og tilhørende sidebånd. Det er derfor muligt, at tilføje den ekstra information om farverne i hullerne på CVS frekvensspektrum.

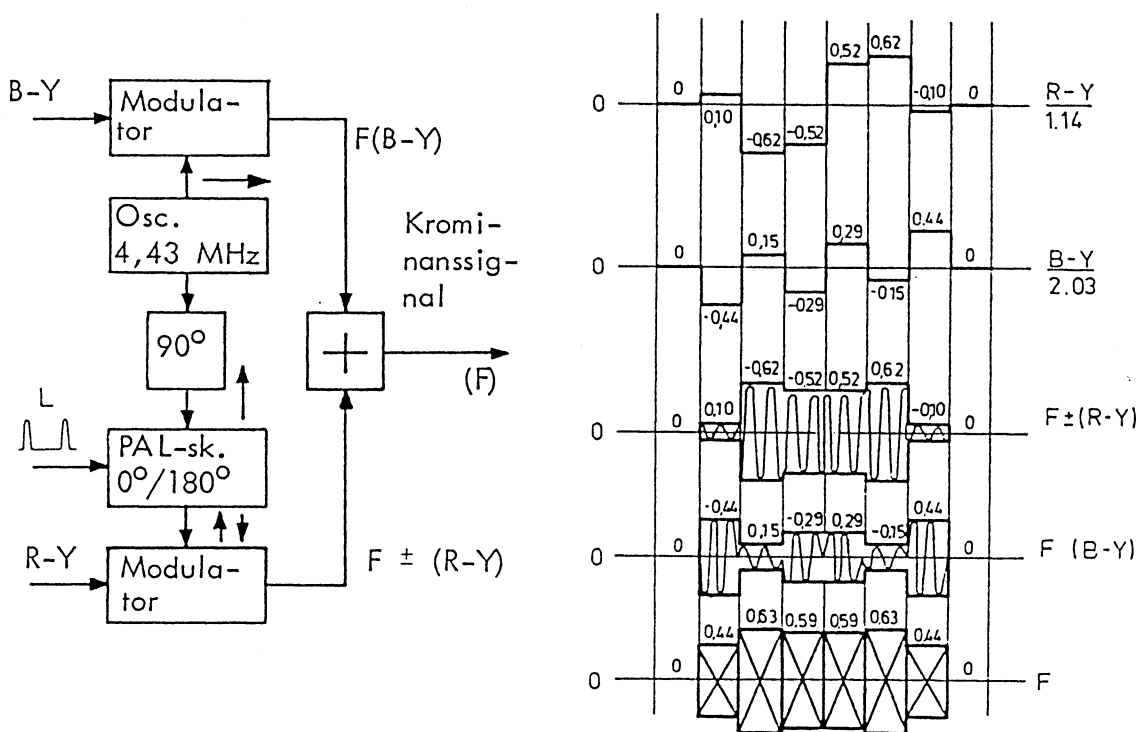
Det gøres ved at modulere farvesignalet ind på en farvebærebølge frekvens  $f_{SC}$ , således, at spektret på det linie gentagelsesmodulerede produkt, er placeret mellem liniefrekvens indholdet på CVS signalet.

## 4.8 Modulation af farvebærebølgen

Chrominance signalet transmitteres ved en modulation af farvebærebølgen med de to farvedifferens signaler. Modulations metoden skal tillade, at farvedifferens-signalerne kan separeres på modtagersiden.

I NTSC- og PAL-systemet anvendes en dobbelt amplitude modulation.  $0^\circ$  indholdet på bærebølgen er amplitude moduleret med (B-Y)-signalet og  $90^\circ$  indholdet med (R-Y)-signalet, bærebølgen undertrykkes på samme tidspunkt, og udgangssignalerne er derfor alene sidebånd, som har en faseforskel på  $90^\circ$ . Sidebåndene adderes og danner det komplette krominanssignal. Dette princip kaldes **kvadraturmodulation**.

Det resulterende modulations-produkt er en bærebølge-frekvens hvis amplitude og fase er bestemt af de to farvedifferens-signaler. Således, at amplitude- og fase-modulationen foregår på samme tidspunkt.



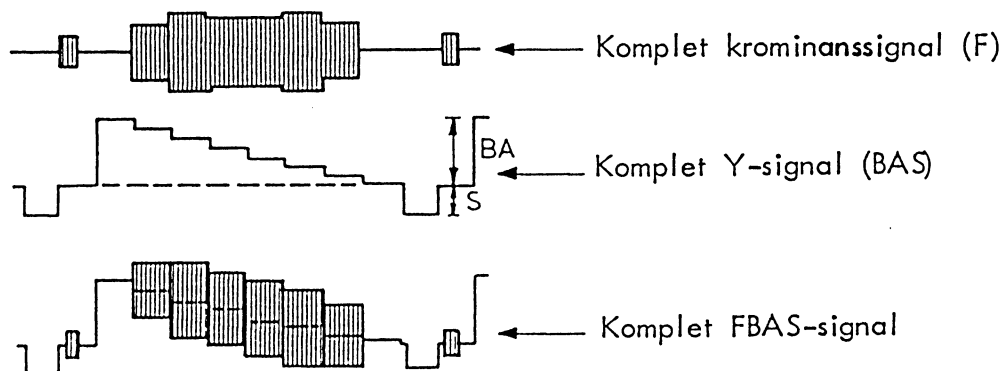
Principet i kvadraturmodulation

Signaler omkring kvadratur modulationen

Billedet til højre viser de reducerede differenssignaler, der tilføres til henholdsvis R-Y- og B-Y-modulatorerne. Der reduceres med 1,14 for R-Y og 2,03 for B-Y. Disse reducerede signaler kaldes undertiden også for **V-signal** (R-Y) og **U-signal** (B-Y).  $F_{\pm(R-Y)}$  og  $F_{(B-Y)}$  er signalerne på udgangen af modulatorerne, og  $F$  er det sammenlagte farvesignal, **krominanssignalet**.

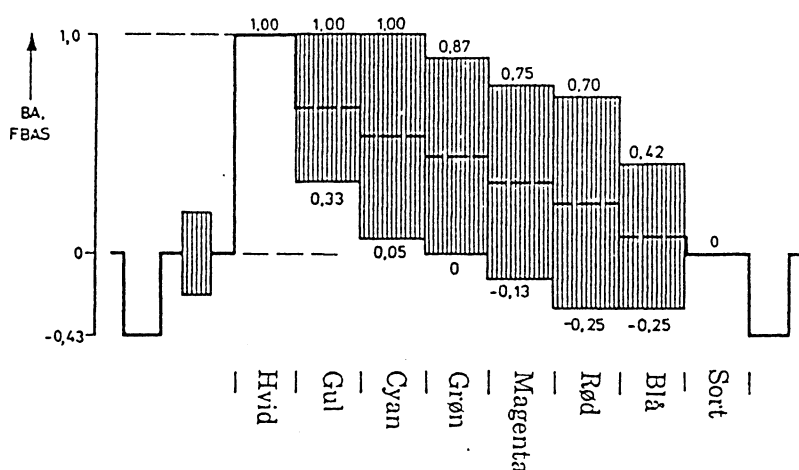
## 4.10 Dannelse af komplet videosignal

*Kominanssignalet* komponeres til slut sammen med *Composite Video Sync* (CVS) signalet og danner tilsammen **Color Composite Video Sync (CCVS)** signalet. Kært barn har mange navne, således kalder tyskerne signalet for **Farb Bild Austast Synchron (FBAS)** signal og englænderne kalder det for **Color Video Blanking Synchronisation (CVBS)** signal.



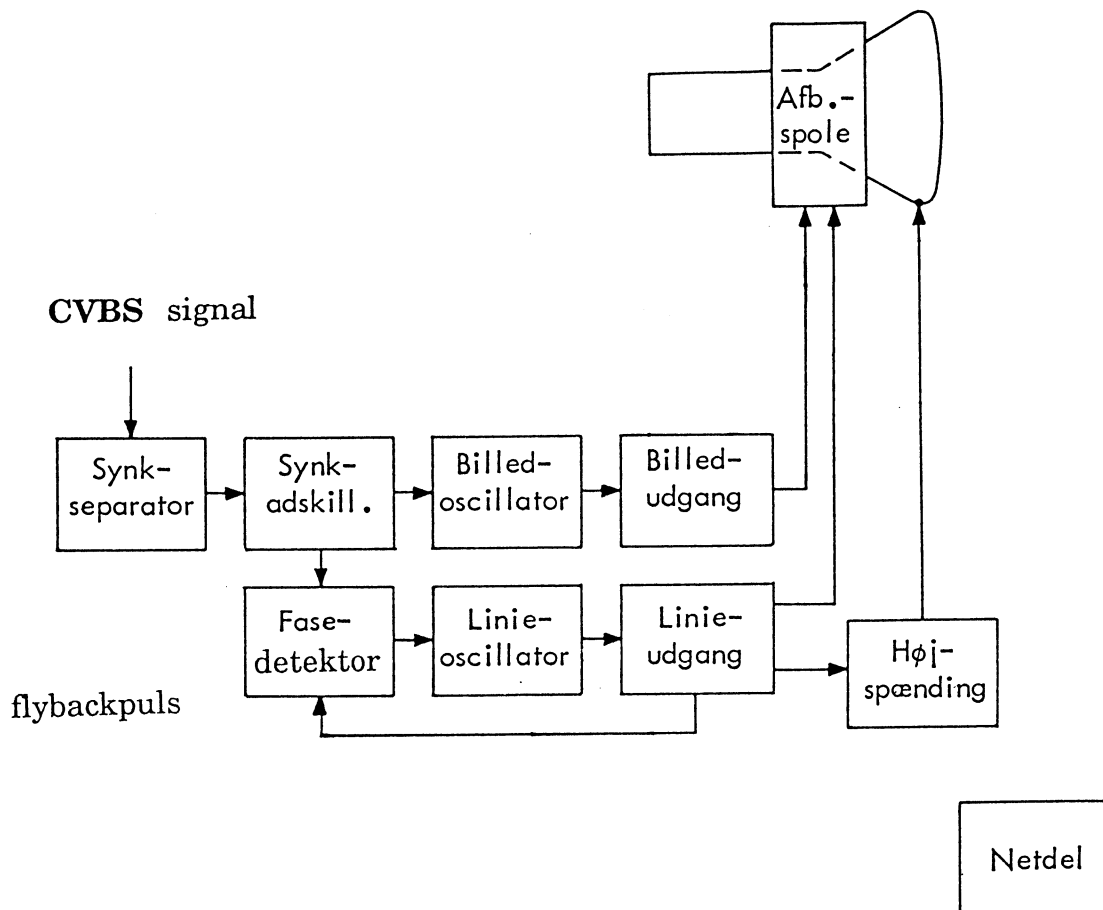
Sammenlægning til CCVS signal

For måling og justering på CTV-transmissions-systemer, er testsignalet der anvendes et standard farvebjælke signal, hvor alle chrominans signalerne, undtagen den hvide bjælke, er reduceret til 75% i overensstemmelse med **EBU (European Broadcasting Union)**-standard. Dette gøres for at forhindre overmodulation, der ville opstå i farvebjælkesignalerne med 100% mættede farver.



EBU-test signal farvemætning 75%

## 5. TV-modtager, afbøjningsdel

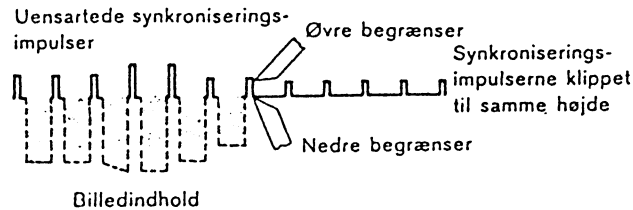


Blokdiagram afbøjningsdel

Afbøjningsdelen har til formål at afbøje billedrørets elektronstråle i horisontalt og vertikal retning. Afbøjningen skal ske i takt med elektronstrålen i senderens kamera. I forbindelse med computermonitorer sker denne synkronisering ved hjælp af to adskilte synkroniseringsledninger, horisontalsynk og vertikalsynk, hvor den ved composite signal sendes som en del af videosignalet. Det er derfor nødvendigt med et kredsløb i modtageren, der kan adskille synk signalet fra videosignalet (**synkseparator**) og derefter adskille synkroniseringen i vertikal- og horisontal-synk (**synkadskiller**).

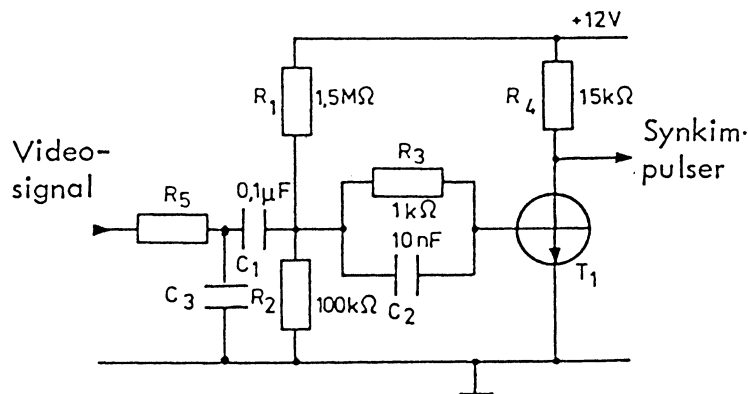
## 5.1 Synkseparator

Synkseparatoren har til formål at udskille vertikal- og horisontal-synkroniseringpulser fra det komplette videosignal (CCVS).



Formål med synkseparator

Separatoren tilføres signal fra videoforstærkeren og afgiver et synkroniseringssignal der er befriet for billedinformation.



Simpelt synkseparator kredsløb

Videosignalet ledes til separatortransistorens basis via  $C_1$ ,  $R_3$  og  $C_2$ . De separerede synkpulser udtages herefter fra kollektoren.

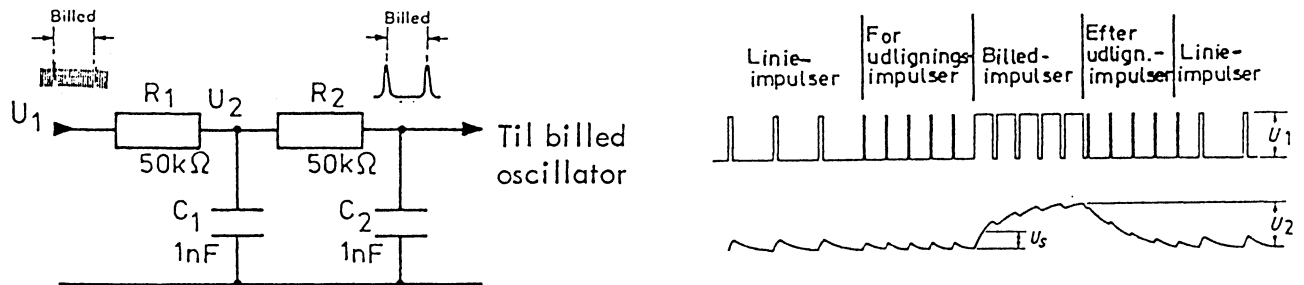
Uden signal er  $T_1$  blokkeret. I nogle tilfælde gives transistoren en lille forspænding med  $R_1$  og  $R_2$  uden den bringes til at lede. Forspændingen bevirker, at trinnet kan behandle mindre signaler.

Det tilførte videosignal skal vende således, at synkpulserne er positivt gående, fordi den anvendte transistor er af NPN-typen. Det er herved kun synkpulserne, der kan bringe transistorens basis ind i mættet ledeområde, således at kollektorspændingen falder til næsten nul. Der kan nu udtages negativ gående synkpulser fra kollektor.

## 5.2 Synkadskiller

Formålet med synkadskilleren er at adskille vertikal- og horisontal-synkpulserne der er indeholdt i synkroniseringssignalet fra separatoren.

Udskillelse af vertikalsynkpulserne foregår ved at tilføre synkroniseringssignalet til integrationsleddet  $R_1$  og  $C_1$ , som har en tidskonstant på ca.  $50 \mu s$ .

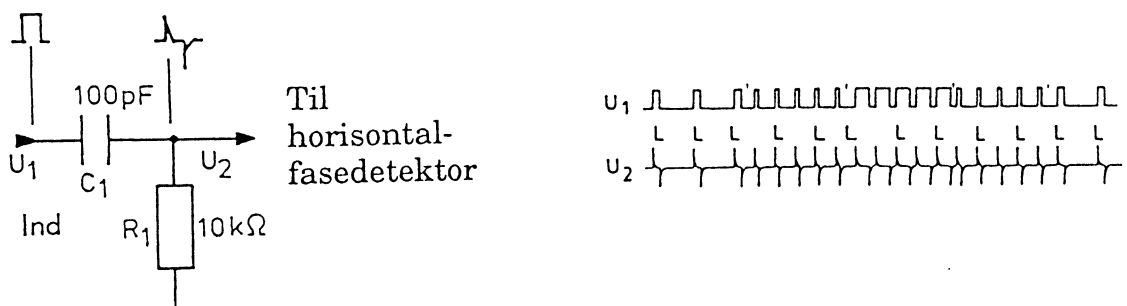


Udskillelse af vertikalsynkpulser

De korte horisontalpulser i  $U_1$  vil kun give  $C_1$  en lille opladning, som igen aflades i det lange pulsmellemrum. Under vertikalsynk bliver pulserne bredde, og  $C_1$  oplades til fuld amplitude under de lange pulser og aflades kun lidt i vertikalpulsens korte pulsmellemrum.

Efter vertikalsynken aflades  $C_1$  igen, fordi pulsmellemrummet nu atter er stort.

Vertikalsynken er overlejret med horisontalsynk, som fjernes med  $R_2$  og  $C_2$ . Hvis ikke disse fjernes er der fare for at der opstår liniepar-ring.

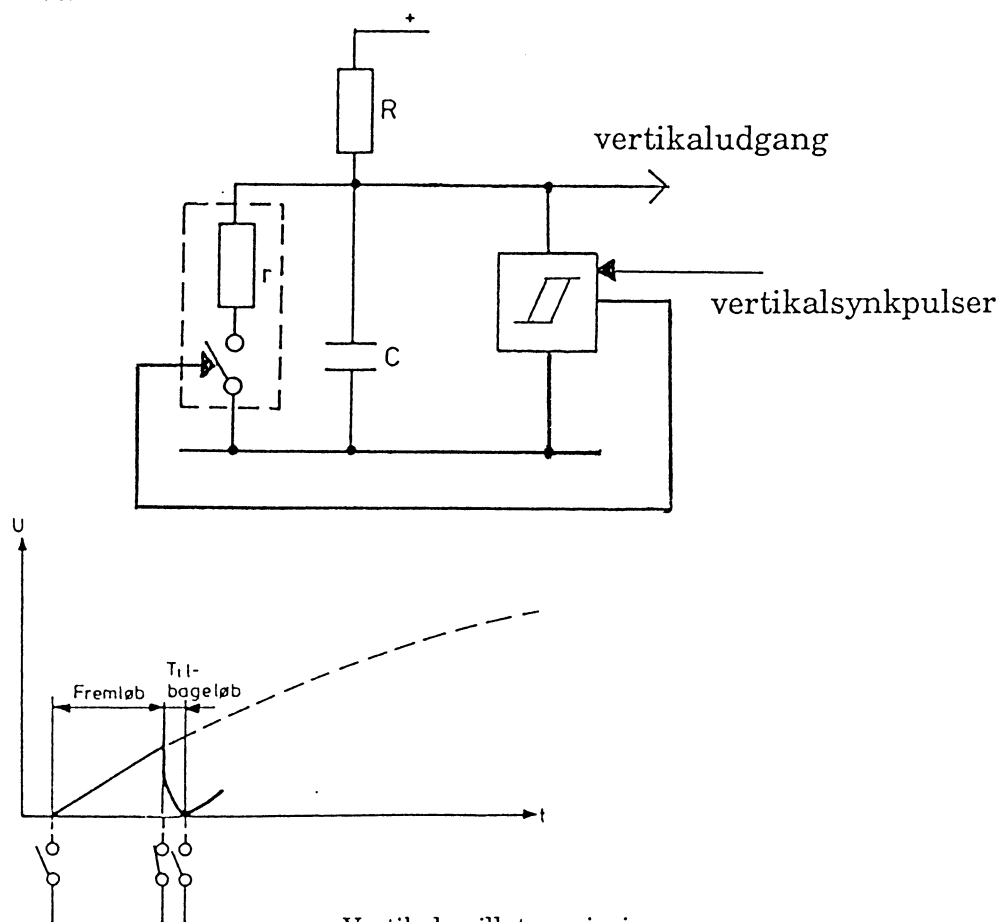


Udskillelse af horisontalsynkpulser

Til udskillelse af horisontalsynkpulser anvendes et differentiationsledd med en tidskonstant på ca  $1 \mu s$ . Ved differentiation af  $U_1$  opstår der både positive og negative pulser  $U_2$ . Her er det kun de positive-pulser, der anvendes, fordi de forekommer ved forflanken af horisontalsynkpulserne.

## 5.3 Vertikal-oscillator

Formålet med vertikal-oscillatoren er at danne en savtandsspænding, med korrekt fase og frekvens, til styring af vertikaludgangstrinnet.



Vertikaloscillator princip

I princippet kan oscillatoren betragtes som vist herover. Når kontakten er ON i vertikaltilbageløbstiden, ligger der en kortslutning over  $C$  og aflader denne. Afladningen sker med en tidskonstant, som er lille i forhold til vertikalperioden.

Når afladning når et forudbestemt niveau, styrer schmidt-triggeren kontakten OFF, hvorved  $C$  oplades via  $R$  mod forsyningsspændingen. Opladningen sker med en tidskonstant, som er ca. 10 gange større end vertikalperioden. Herved opnås en næsten lineær savtand under vertikalfremløbet, fordi det kun er en lille del af eksponentialkurven, der anvendes.

Oscillatoren synkroniseres direkte af vertikalsynkpulserne, ved at schmidt-triggeren bringes til at skifte stilling, lige før den af sig selv ville have skiftet stilling.

Oscillatorens frekvens kan ændres ved at ændre schmidt-triggerens hysteresse og justeres så frekvensen fritløbende er lidt under den vertikalfrekvens, som det pågældende videosystem arbejder med.

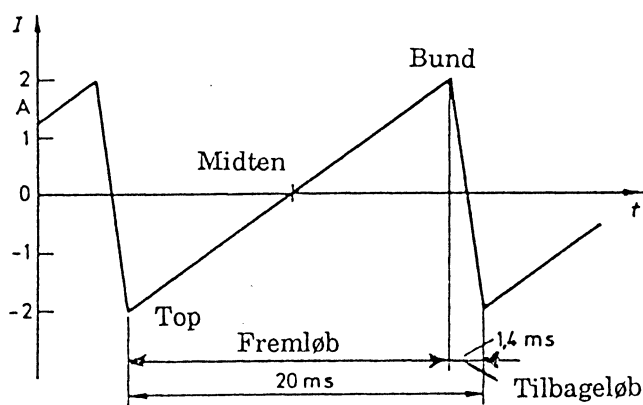


## 5.4 Vertikal-udgang

Formålet med vertikal-udgangen er at levere den fornødne styring til afbøjningsspolen, således at elektronstrålen set på frontglasset, bevæger sig med en konstant "hastighed" ned over skærmen.

Selvinduktionen i afbøjningsspolen bevirker, at savtandsstrømmen i afbøjningsspolen ikke vokser lineært, hvilket vil ses på skærmen som vertikal ulinearitet. Det er derfor nødvendigt tilpasse styrepulsen, der kommer fra oscillatoren så denne ulinearitet modvirkes. Dette gøres ved at overlejre savtandspulsen med en parabelspænding.

Lineariseringen udføres med impulsformningsled eller(og) modkobling fra udgangstrin og afbøjningsspolen.

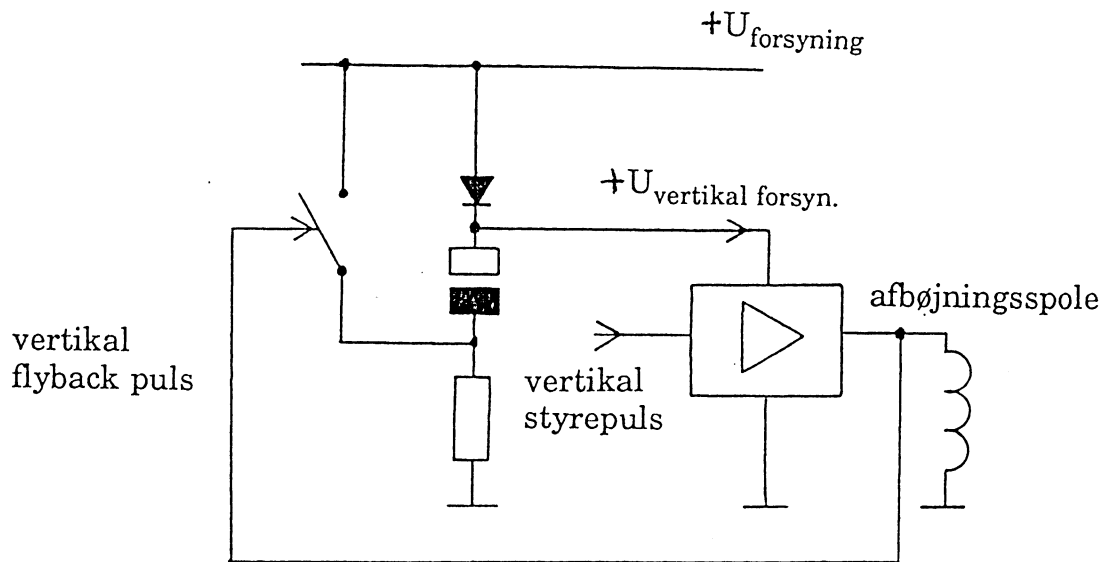


Afbøjningsstrøm til vertikaludgang

Vertikaludgangen skal levere den fornødne strøm til afbøjningsspolen, ca. 2 A i spidsstrøm, og bygges i princippet op som en LF-udgangsforstærker. Ved hjælp af modkobling styres stømmen under hele fremløbet i overensstemmelse med den tilførte styrespænding.

Under tilbageløbet sikre samme modkobling, at afbøjningsspolen for mulighed for svinge en halv svingning på sin egenresonans (afbøjningsspolen og dens spredningskapacitet). Det er i den forbindelse vigtigt, at forsyningsspændingen er stor nok til, at den flybackspændingsspids som afbøjningsspolen genererer ved sit frie sving, ikke klippes, hvilket vil give sig til udtryk ved vertikal linearitetsfejl.

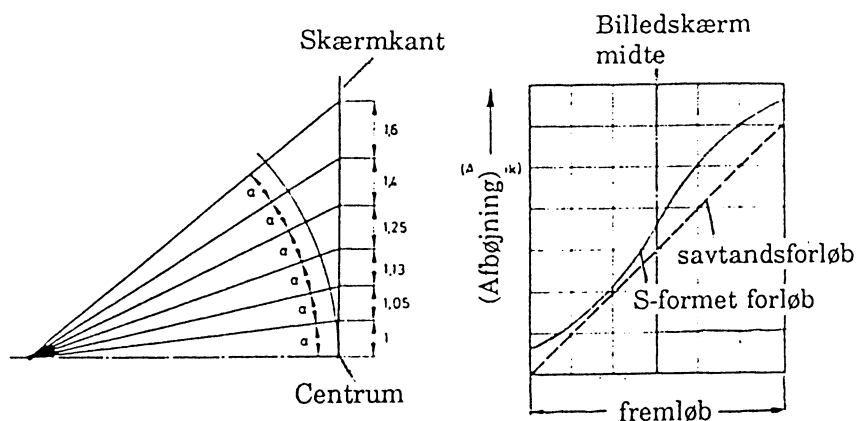
Ved CTV-modtagere findes der et flybackkredsløb til at sikre den fornødne spænding under vertikal-flyback.



Principet for vertikal flybackgenerator

Under hele vertikalfremløbet er kontakten OFF og  $C$  lades op til  $U_{\text{forsyning}}$  via  $R$  (lille Ohmsk værdi). Når udgangen styres til vertikal tilbageløb, vil afbøjningsspolen generere en flybackspids, som styrer kontakten ON.  $C$ 's bund løftes op på  $U_{\text{forsyning}}$  og toppen af  $C$  stiger op til  $2 \times U_{\text{forsyning}}$ , dioden OFF. Denne spænding  $U_{\text{vertikal forsyn}}$  anvendes som forsyningspænding til vertikaludgangen, hvor der på grund af spændingsdoblingen under flyback gives spændingsmæssig plads til afbøjningsspolens frie sving.

I forbindelse med billedrørets forholdsvis flade skærm, er det nødvendigt med en korrektion for den fejl der opstår, når samme afbøjningsvinkel  $\alpha^\circ$ , påvirker elektronstrålen midt på skærmen i forhold til yderkanterne. Korrektionen udføres ved en integration af afbøjningsstrømmen, hvorved pulsformen bliver let S-formet. Heraf navnet S-korrektion.



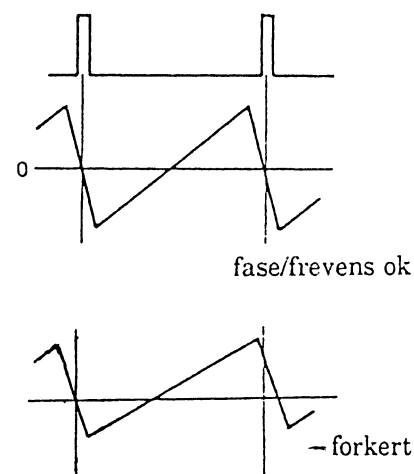
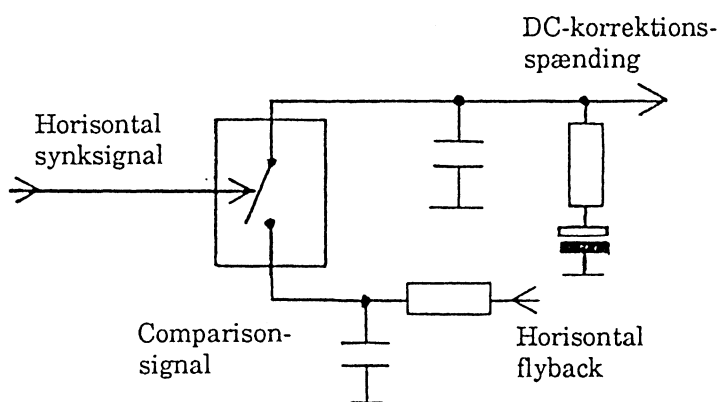
Problem ved den forholdsvis flade billeskærm

## 5.4 Fasedetektor - horisontaloscillator

Fasedetektoren har til formål at sammenligne horisontalsynkspuls (*reference*) med horisontalflyback (*comparison*). Ved sammenligningen dannes en DC-spænding, der anvendes til indirekte synkronisering af horisontal-oscillatoren. Herved opnås en støj-ufølsomhed i synkroniseringen således, at en sideforskydning af de enkelte linier på grund af støj undgås.

Den dannede korrektionsspænding skal styre linieoscillatoren ind på samme frekvens og fase som senderen, i modsat fald vil billedet forskydes sidelæns eller vælte.

Korrektionsspændingen passerer et lavpas filter (**anti-hunting**) før det føres til horisontaloscillatoren. Ledets tidskonstant skal vælges således, at der opnås en passende reguleringshastighed, idet både en for langsom eller for hurtig ændring af korrektionsspændingen fører til selvsving (**pendling**) i reguleringskredsløbet.



Fasedetektor princip og anti-hunting

Fasedetektoren for tilført integrerede horisontalflybackpuls, som udgør comparisonsignal (skrå flanke) og horisontal synkpulser som referencesignal. Hvis der er korrekt fase og frekvens, vil kontakten styres ON af synkpulserne, således at niveauet der er midt på den skrå flanke af de integrerede flybackpulser, bliver overført til en holdekondensator (Sample/Hold-kredsløb).

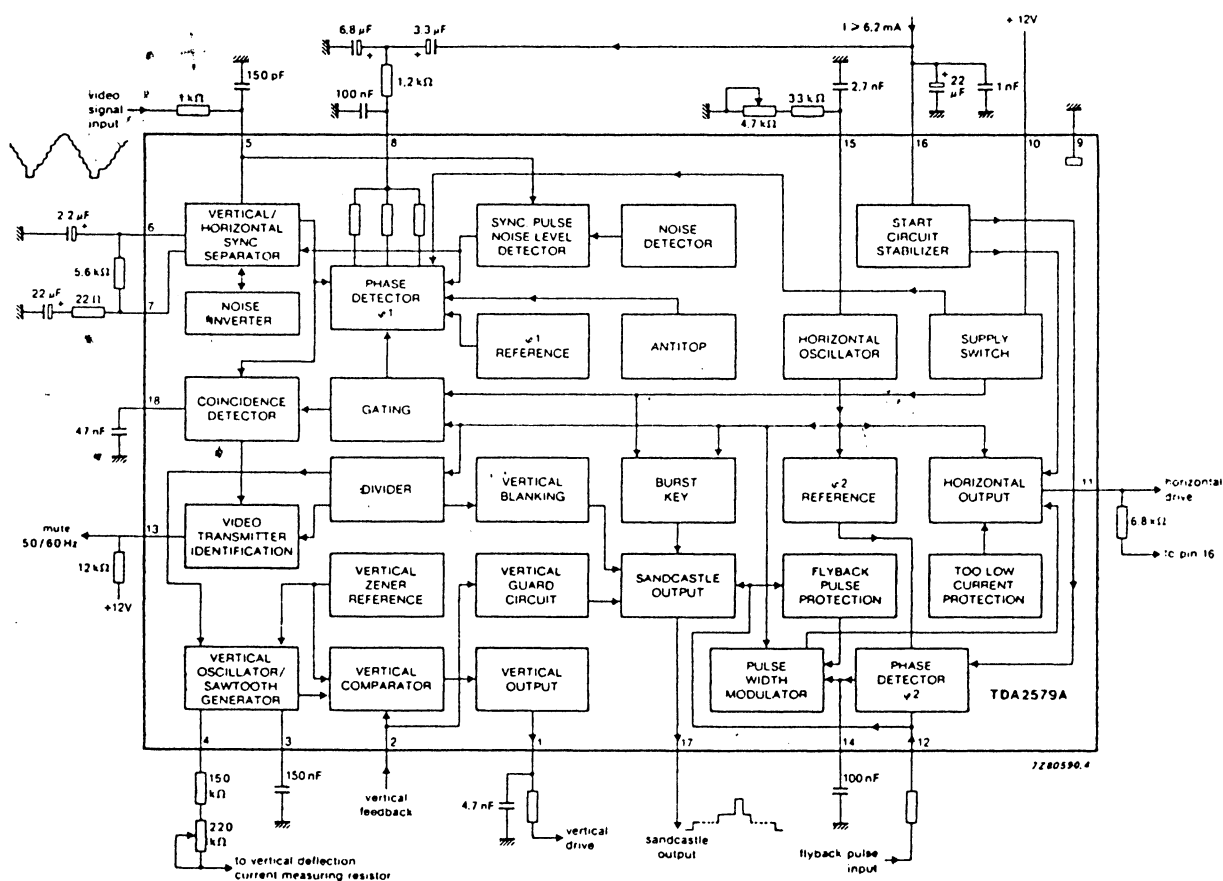
Afviger comparisonsignalet, i forhold til referencesignalet, vil der for to på hinanden følgende pulser samples to forskellige niveauer, hvorved korrektionsspændingen ændres og dermed horisontaloscillatorens frekvens/fase.

I forbindelse med videobåndoptagere, ændres der normalt på anti-hunting-kredsløbets tidskonstant (gøres hurtigere), således at hastighedsændringer i videomaskinen udkompenseres i TV-modtageren (AV-stilling)

## 5.5 Horisontaloscillator

Horisontaloscillatoren har til formål at danne styrepulser til horisontaludgangstrinnet. Disse pulser skal blokere linieudgangstransistoren eller få den til at lede effektivt med et passende forhold mellem de to tilstande. Linieudgangstransistoren skal i princippet kun lede i anden halvdel af fremløbet. Der anvendes til dette formål en firkantstyrepuls.

Horisontaloscillatoren er opbygget på en sådan måde, at den kan styres frekvens/fase-mæssig af den DC-korrektionsspænding, der dannes ved fasesammenligningen i fasedetektoren.



IC-løsning af synkronisering, vertikal- og horisontal-styring

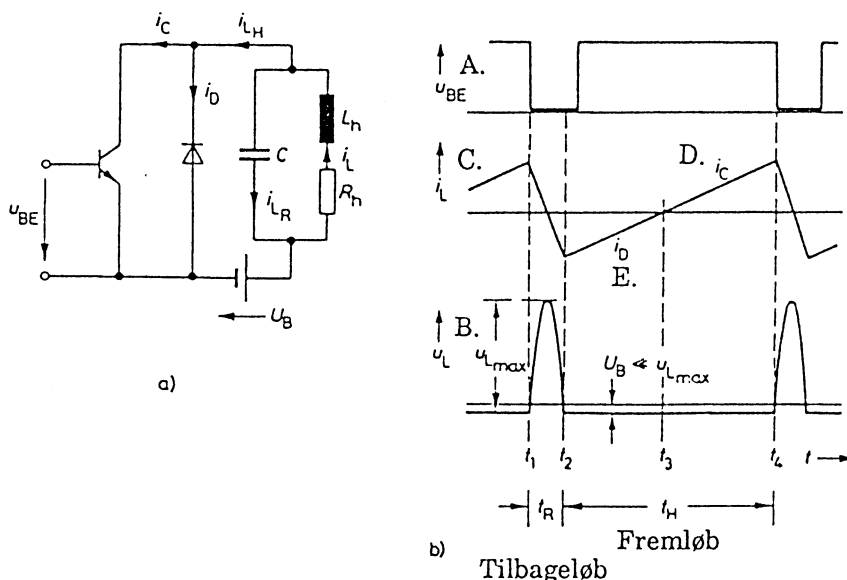
## 5.6 Horisontal udgang

Horisontal-udgangen for tilført firkantpulser fra horisontaloscillatoren, og sikre via et driverkredsløb en korrekt udstyring af horisontaludgangstransistoren, der bruges som kontakt. Der stilles store krav til styringen af basisstrømmen, for at minimere effekttabet i transistoren.

Selve udgangen er opbygget af en selvinduktion og to kondensatorer, en for fremløb og en for tilbageløb. Det er her kontakternes opgave at sikre kortslutning af *tilbageløbskondensatoren* under fremløb, dioden under første halvdel og transistoren under anden halvdel, og tillade at den kan anvendes sammen med spolen under hele tilbageløbet.

Fremløbskondensatoren er dimensioneret til en resonansfrekvens der er ca. en femtedel af fremløbsfrekvensen ( $52 \mu s$ ), hvilket betyder at afbøjningsspolen kun når at lade en femtedel  $\tau$  på sin eksponentielkurve, altså et næsten liniært stykke. Der anvendes en strømretningsstyret selvinduktion i serie med afbøjningsstrømmen for at korrigere for denne ulinearitet.

Tilbageløbskondensatoren er dimensioneret til en resonansfrekvens der er halvt så stor som tilbageløbsfrekvensen ( $12 \mu s$ ), hvilket betyder at afbøjningsspolen ved tilbageløb når at gennemløbe nøjagtig en halv svingning.



Linieudgangs trin princip med transistor

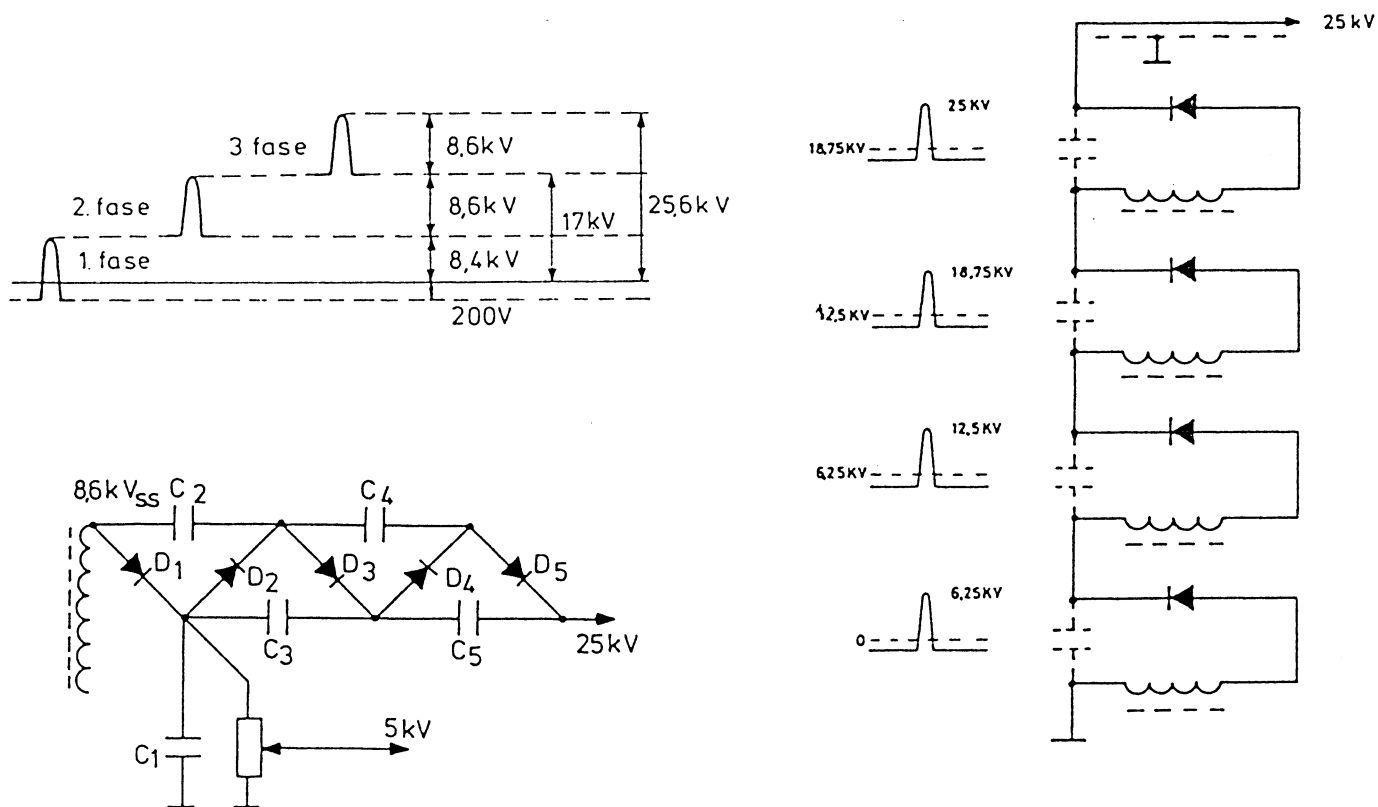
- |                                |                      |
|--------------------------------|----------------------|
| A. Styrespænding               | B. Kollektorspænding |
| C. Afbøjningsstrøm( $i_{L1}$ ) | D. Kollektorstrøm    |
| E. Diodestrøm                  |                      |

## 5.7 Højspænding

Højspændingskredsløbet (EHT = **Extremly High Tension**) skal levere den fornødne effekt som strålestrøm til billedrøret.

Strømmen til S/H- og CTV-billedrøret er op til ca.  $400\mu\text{A}$  pr. system afhængig af kontrast og lysindstilling.

Højspændingen dannes ved ensretning af optransformerede horisontalflybackpulser. I S/H-TV anvendes en enkeltensretter og ved CTV en tripler eller splitdiodetransformator.



Tripler og splitdiodetransformator

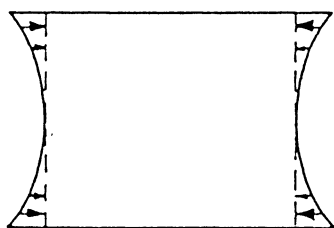
Højspændingen der leveres til et S/H-TV udgør ca. 16 kV og ved et CTV når spændingen op på ca. 25 kV.

I forbindelse med optransformeringen, hentes der ved et passende udtag en fokuseringsspenning, der tilføres billedrørets fokuseringsgitter (gitter 4).

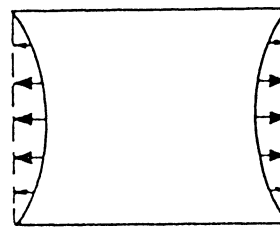
## 5.8 Ø/V-korrektion

På grund af billedfladens afvigelse fra kuglefacon opstår der pudeforvrængning, nord/syd-fejl (N/S) og øst/vest-fejl (Ø/V). Den ophæves ved S/H-TV ved hjælp af nogle små magneter, der er monteret rundt på afbøjningsspolen. Ved CTV ville denne metode forstyrre afbøjningen af de enkelte stråler, med fejlfarve til følge. Der anvendes istedet en specialviklet afbøjningsspole, der næsten eliminere N/S-forvrængningen (den sidste rest afhjælpes idag med to specialmagneter) og minimere Ø/V-forvrængningen.

Ø/V-korrektionen udføres med en diodemodulator, der ved hjælp af horisontalflybackpulser moduleres af en parabelformet vertikalpuls. Modulationen indføres i afbøjningssystemet i bunden af afbøjningsspolen, enten som et bidrag til afbøjningsstrømmen eller som et fradrag i afbøjningsstrømmen.

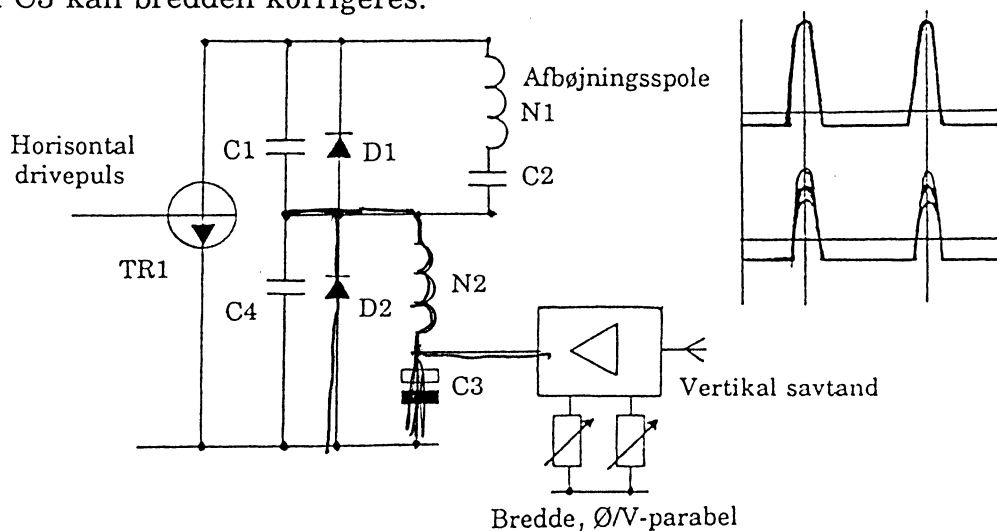


Princip med fradrag i -



og med bidrag til afbøjningsstrømmen

Ø/V-kredsløbet består af en separat selvinduktion (N2), fremløbs (C3) og tilbageløbskondensator (C4). D2 udgør sammen med TR1 kontaktfunktionen for svingningskredsen. De flybackpulser der induceres af N2 ved tilbageløb, tilføres afbøjningsspøls bund, hvorved der sker en reduktion af afbøjningsstrømmen. Pulsernes størrelse bestemmes udfra den energi der tilføres i fremløbstiden, ladningen på C3. Ved at ændre ladningen i takt med vertikalafbøjningen, opnås den ønskede Ø/V-korrektion og ved at ændre DC-niveauet på C3 kan bredden korrigeres.



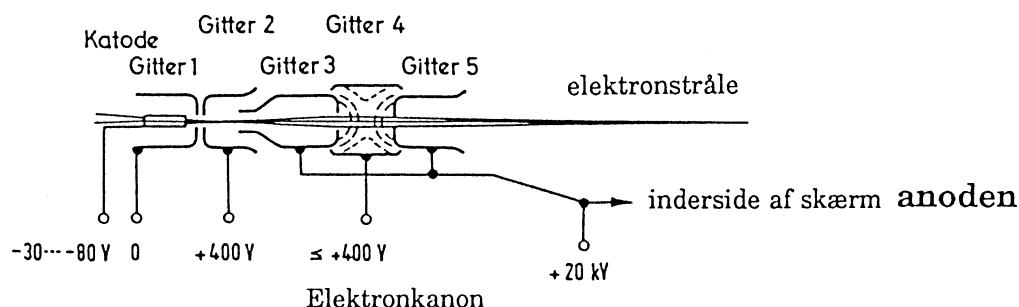
Principet i en Ø/V-diodemodulator

## 5.9 Billedrøret

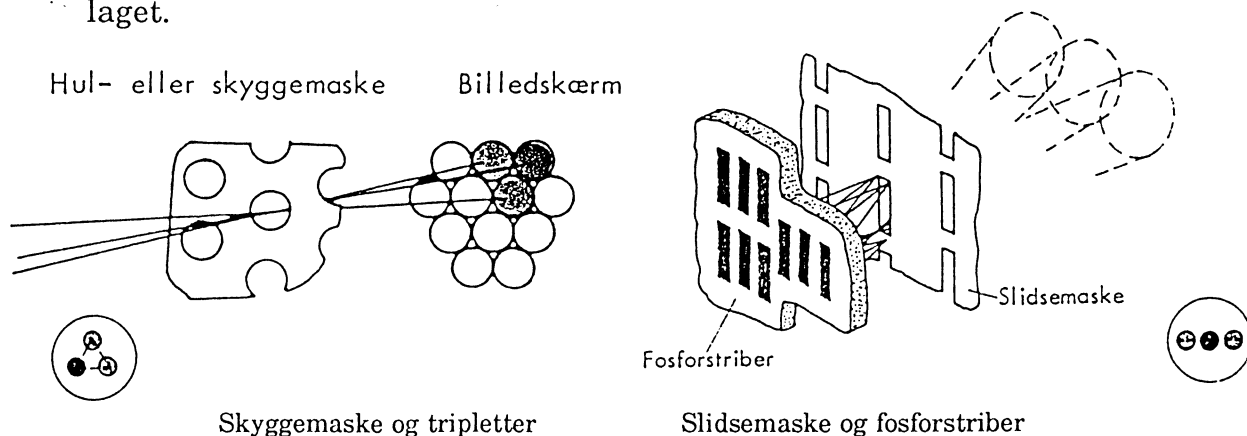
Billedrøret skal omdanne det tilførte elektrisk signal til lysvariationer på skærmen. Billedrøret består af en glaskolbe, elektronkanon og billedskærm.

Glaskolben er pumpet lufttom, så for at kunne modstå lufttrykket, der hviler på kolbens ydre, skal kolben være opbygget af ret tykt glas.

Elektronkanonen er opbygget af en glødetråd, der opvarmer en **katode**, som så har mulighed for at udsende elektroner. Ved hjælp af **5 gitter** er det muligt at accelerere og fokusere elektronstrålen på billedskærmen, som udgør **anoden** i røret.



Billedskærmen er på indersiden påført et fosforlag, der lyser op når det rammes af elektronstrålen. For udnytte den del af lyset, der stråler ind i røret, er der pådampet et tyndt lag aluminium på fosforlaget.

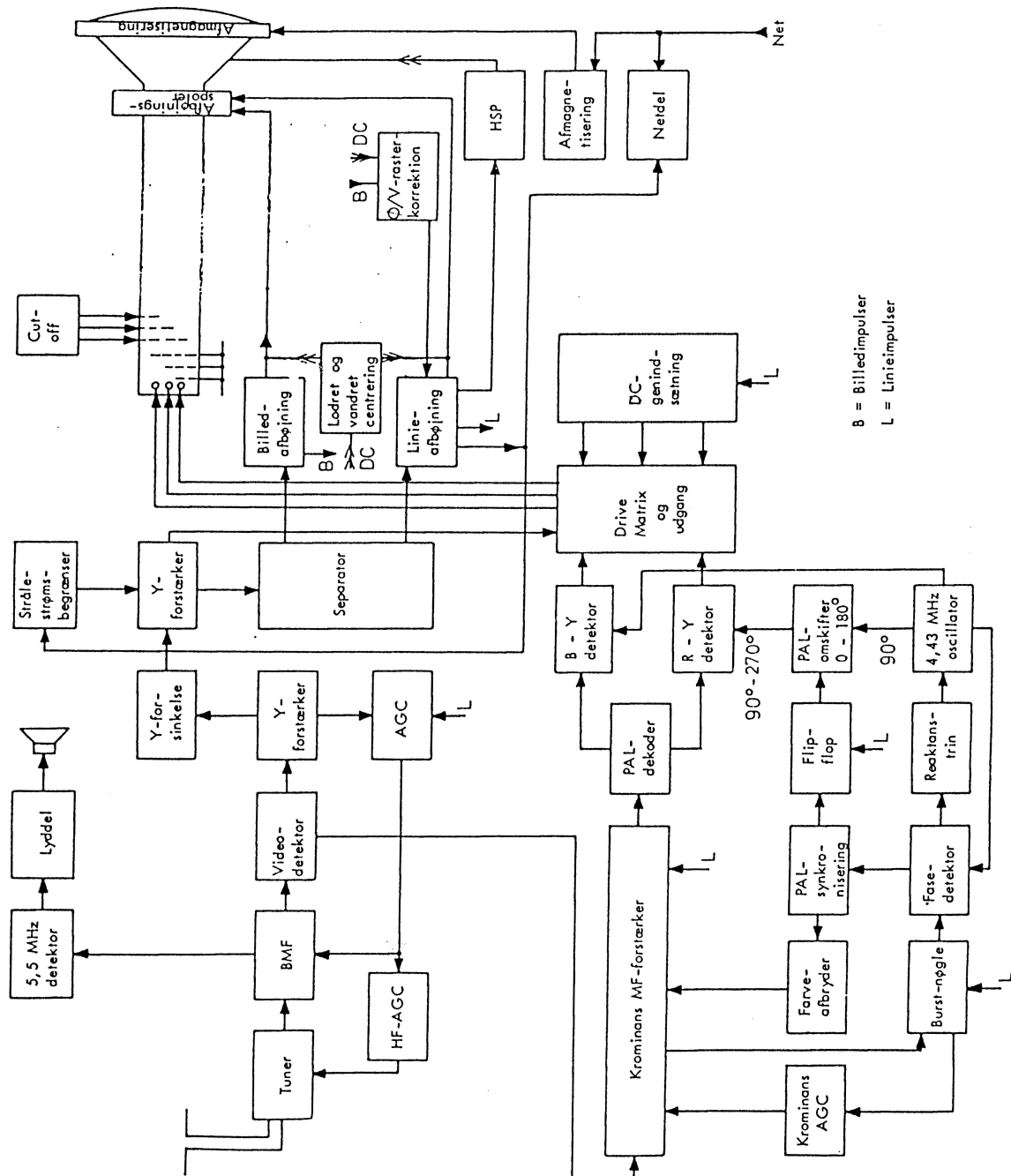


Farvebilledrøret er opbygget med tre ens elektronkanoner, der styres individuelt af R-, G- og B-signalerne. Kanonerne kan enten være placeret side om side (IN-Line) eller i en ligesidet trekant (delta). Fosforlaget er påført som enten lodrette striber, skiftevis rød, grøn og blå, eller i en mængde tripletter bestående af en rød, en grøn og en blå fosfor dot.

For at opnå, at hver enkelt elektronstråle kun rammer det fosfor den var tiltænkt, er der foran fosforlaget (set fra kanonerne) placeret en skygge- eller hulmaske. De tre elektronkanoner skal sende hver sin elektronstråle samtidig gennem samme hul (konvergens), således at hver stråle rammer sin dot i tripletterne.



## 6. CTV-modtager, signaldel



RGB-styret CTV-modtager

## 6.1 Tuner

Tuneren har til formål at forstærke og udskille den ønskede TV-sender, med en båndbredde, der kun tillader denne ene station at slippe igennem til modtageren. Tuneren styrer via et *AGC-kredsløb* signalniveauet til billedrøret og med en *lokaloscillator* / *blander* tilpasser den frekvensmæssigt til den efterfølgende *BMF*. Tuner forstærker antennesignalet ca. 100 gange og styres frekvensmæssig af enten en **preomat** (potentiometre med omskifter funktion) eller af en frekvenssyntese.

TV-modtageren er en supermodtager, hvor oscillatorens frekvens er 38,9 MHz højere end billedbærebølgens frekvens.

Indstilles TV-tuneren f.eks. på VHF BIII, kanal 6, vil billedbærebølgens frekvens være  $f_{\text{billede}} = 182,25$  MHz, medens lydbærebølgens frekvens vil ligge 5,5 MHz højere altså  $f_{\text{lyd}} = 187,25$  MHz.

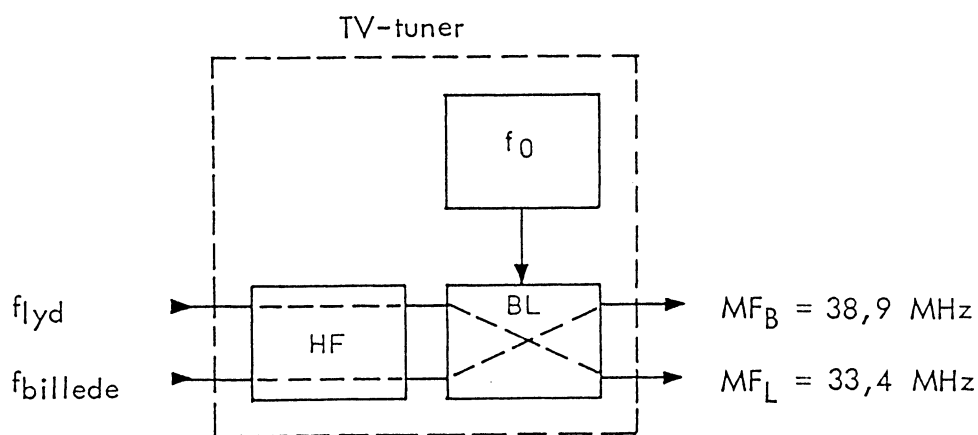
Oscillatoren skal svinge på :

$$f_{\text{osc}} = f_{\text{billede}} + 38,9 \text{ MHz} = (182,25 + 38,9)\text{MHz} = 221,15 \text{ MHz}$$

Da tuneren får tilført både billed- og lyd-bærebølge afgiver blanderen to MF-signaler :

$$MF_{\text{billede}} = f_{\text{osc}} - f_{\text{billede}} = (221,15 - 182,25)\text{MHz} = 38,9 \text{ MHz}$$

$$MF_{\text{lyd}} = f_{\text{osc}} - f_{\text{lyd}} = (221,15 - 187,75)\text{MHz} = 33,4 \text{ MHz}$$



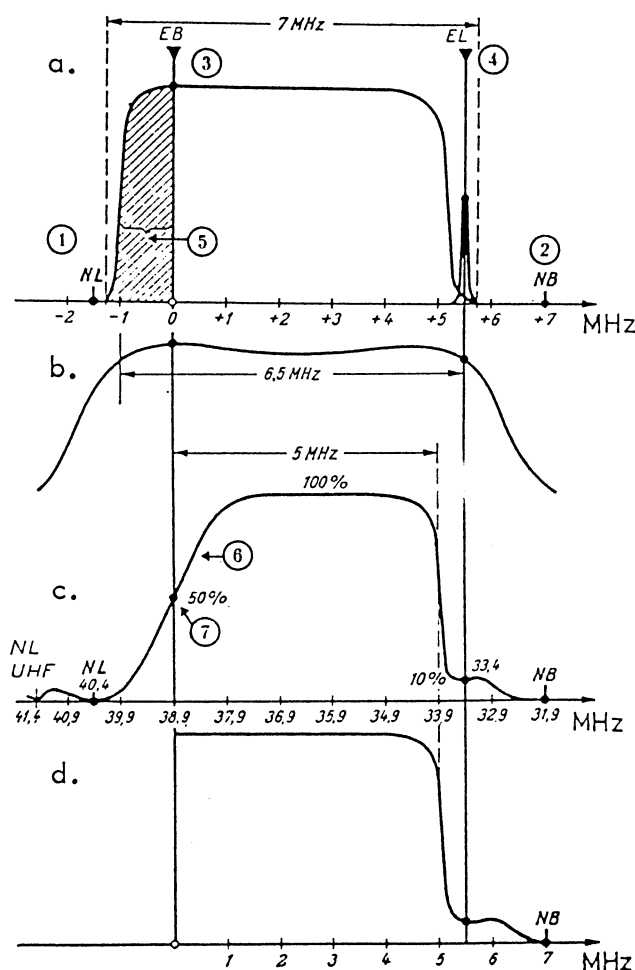
Blokfunktion af TV-tuner

Da antenne-signalet for lyden er frekvensmoduleret, er de 33,4 MHz også frekvensmoduleret.

De to MF-signaler på henholdsvis 38,9 MHz og 33,4 MHz dannes uanset kanalindstilling, idet oscillatorens frekvens altid ligger 38,9 MHz over billedbærebølgen.

## 6.2 BMF-forstærker

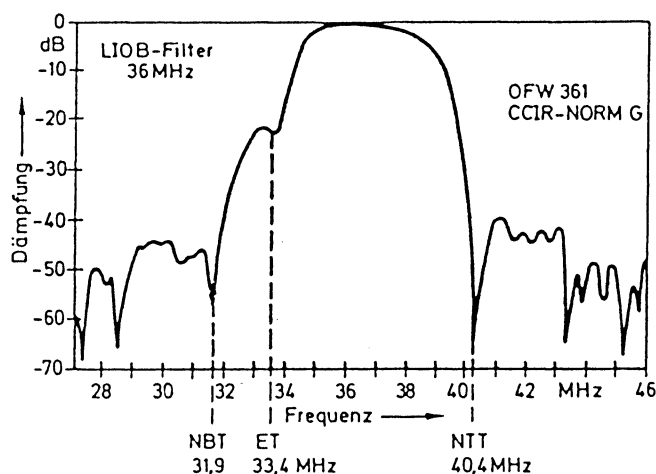
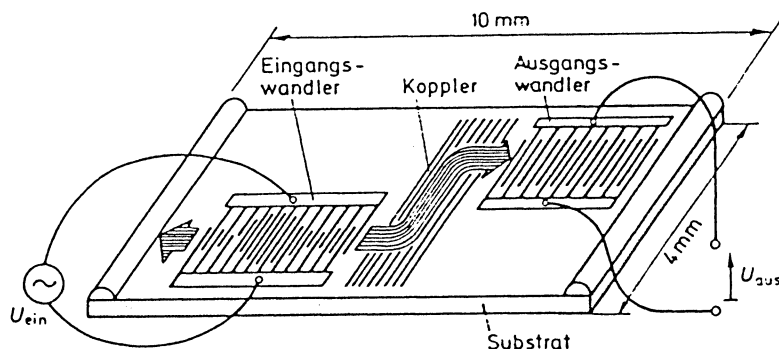
Billed-mellemfrekvens-forstærkerens (BMF) formål er at forstærke de ønskede frekvenser, normalt i området 33 til 39 MHz, dæmpe uønskede frekvenser (nabokanaler), samt at afgive et passende signal til videodetektoren.



Frekvensrespons målt forskellige steder i TV-system.

- |    |  |    |                          |
|----|--|----|--------------------------|
| a. | Frekvensbånd udstrålet fra senderen.                       | 1. | NL = Nabokanals lyd.     |
| b. | Frekvensrespons for HF-tuner.                              | 2. | NB = Nabokanals billede. |
| c. | Frekvensrespons for BMF-forstærker ved intercarriersystem. | 3. | Egen billedbærebølge.    |
| d. | Frekvensrespons efter videodetektor.                       | 4. | Egen Lydbærebølge.       |
| e. | Frekvensrespons for BMF-forstærker ved CTV-modtager.       | 5. | Rest af nedre sidebånd.  |
|    |  | 6. | Nuquist-flanken.         |
|    |  | 7. | Nyquist-punktet.         |

BMF-kurven skal have en speciel form, for at detektere et video-signal med det rette amplitudeforhold mellem de forskellige frekven-ser. Dette sikres ved at placere et **Surface Acoustics Wave (SAW)** filter mellem tuner og BMF.



Principet i et SAW-filter

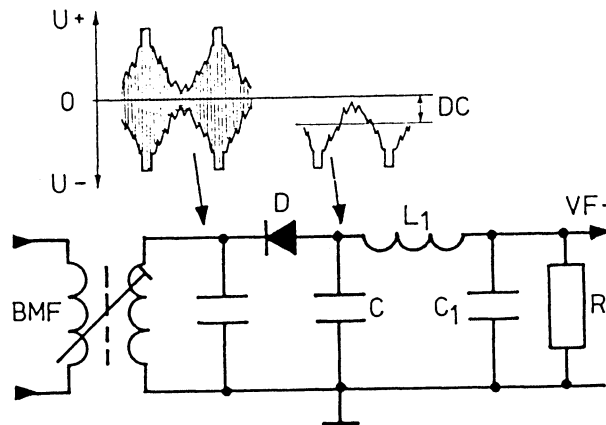
Ifølge et foreslag fra **Nyquist** udformes modtagerens BMF-gennemgangskurve sådan at billedbærebølgen kommer til at ligge midt på den skrå flanke som vist på figur c.⊙ forrige side.

Dette er nødvendigt for at undgå stærke forvrængninger i billedet. Grunden til denne forvrængning er, at ved de lave modulationsfrekvenser, hvor sidebåndene ligger i nærheden af billedbærebølgen, udsendes begge sidebånd fra senderen. Hvis modtagerens BMF-kurve er udformet, således at forstærkningen er ens for hele frekvensspek-tret fra senderen, vil det give for stor signalamplitude ved lave videofrekvenser i forhold til de høje og dermed en billedforvrængning.

Nyquist's foreslag går ud på at de lave modulationsfrekvenser modtages med ca. *en fjerdedel* energi fra *nedre sidebånd* og ca. *3 fjerdedel* energi fra det *øvre sidebånd*, hvorved energisummen af frekvenserne fra begge sidebånd bliver den samme som energien fra de høje frekvenser.

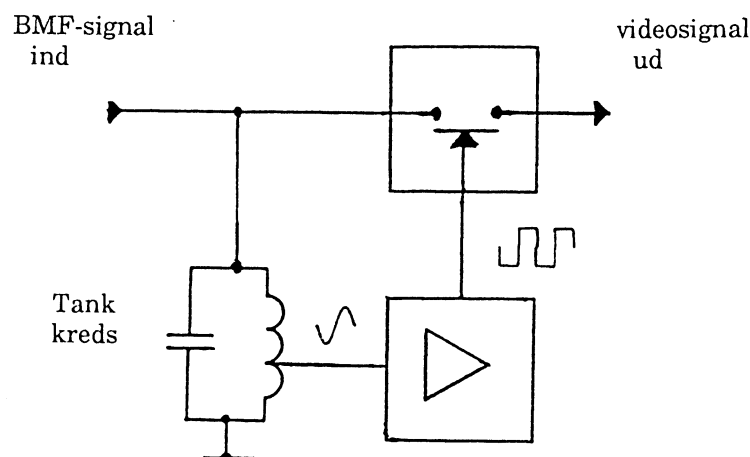
## 6.3 Videodetektor

Videodetektoren har til formål at omsætte BMF-signalet til et videosignal mellem 0 og 5 MHz. Da billedet sendes som AM-modulation, anvendes der en *AM-detektor*. Detektoren i en S/H-modtager kan være en almindelig **diodedetektor**.



Videodetektor med detektordiode

I forbindelse med CTV er diodedetektoren ikke god nok, hvorfor der her anvendes en synkrondetektor. **Synkrondetektoren** er opbygget omkring en tank-kreds og en kontaktfunktion. **Tank-kredsen** sættes i sving af *billedbærebølgens-MF signal (38,9 MHz)* og selv om der et øjeblik skulle mangle bærebølge, som følge af en eventuel overmodulation, vil tank-kredsen svinge videre. Svingningerne fra tank-kredsen overstyrer en forstærker og de herved fremkomne firkanter anvendes til styring af kontaktfunktionen, der styres ON nøjagtig på bærebølgetoppen.

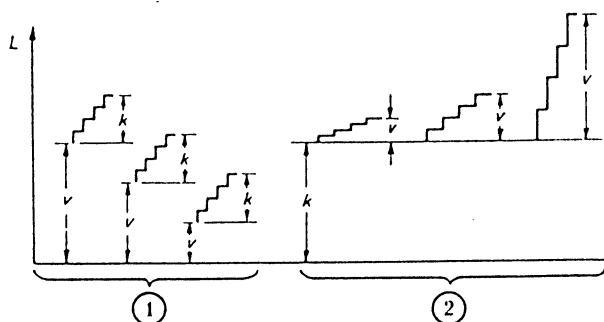


Blokfunktion af video-synkrondetektor

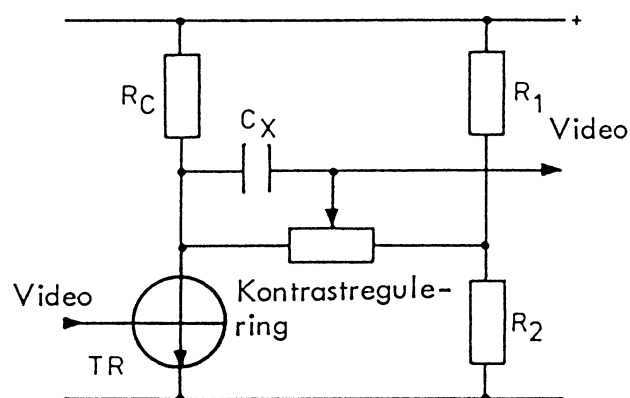
## 6.4 Y-forstærker

Videoforstærkeren har til formål at tilpasse luminanssignalet til enten billedrøret eller til den matricering der er nødvendig i forbindelse med RGB-styring af en CTV-modtager. Tilpasningen skal forgår for såvel **signalamplitude**, som for signalets **DC-niveau** (**sortstyring**).

Amplituden skal kunne justeres, hvilket en kontrastregulering sørger for. Kontrastreguleringen skal fungere som en almindelig styrkeregulering af videosignalet uden at ændre sortniveauet i videosignalet. Dette kan gøres ved, at kontrast reguleringen placeres i en **bro-opstilling**, som er i balance ved videosiganlets sortniveau, eller ved, efter kontrastreguleringen, at clampe videosignalet på bagreces (**DC-genindsætning**).

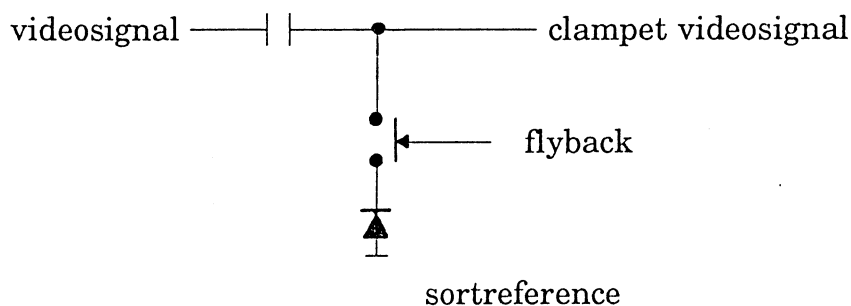


Lysregulering① kontra kontrastjustering②



Bro-opstilling til kontrast regulering

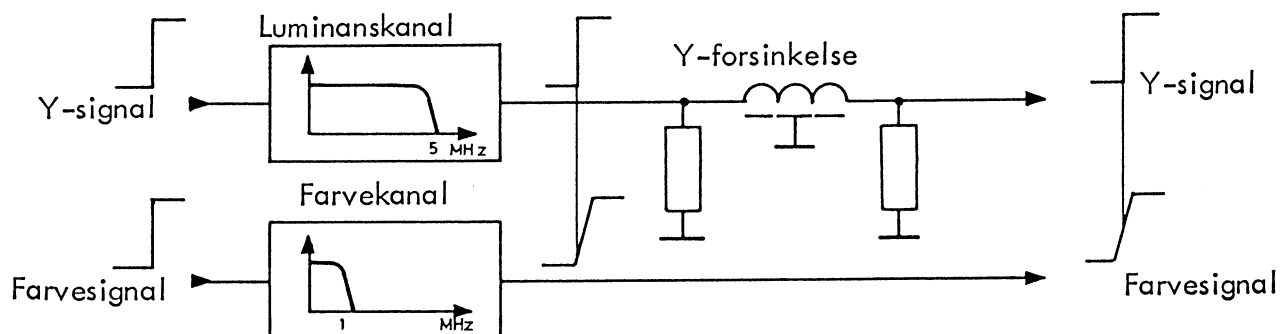
Clampingkredsløbet er opbygget omkring en kontaktfunktion, der styres af *horisontalflybackpulser*. Disse er styret via horisontal afbøjning, til tidsmæssig at falde sammen med horisontalsynkpulserne. Da videosignalet fra senderside under horisontalsynk er blanket og dermed sort, udnyttes dette til at fastlægge sortniveauet.



Clamping-kredsløb

## 6.5 Y-delay

I forbindelse med luminanskanalen i en CTV-modtager, er det et problem, at luminanskanalens båndbredde er ca. 5 gange større end båndbredden i krominanskanalen. Dette giver sig til udtryk i forskellige løbetider frem mod billedrøret. Luminanssignalet vil på grund af sin større båndbredde komme først. For at tilpasse luminansens løbetid, indføres der en forsinkelse på 400 til 800nS (Y-delay).



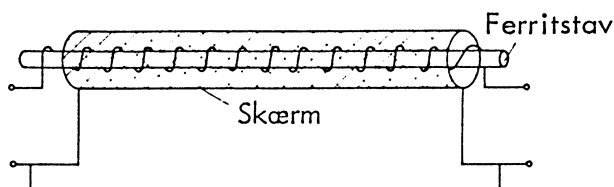
Virkning af Y-delay til afhjælpning af forskellig båndbredde

Tidsforsinkelsen kan opnås ved at lade signalet passere en LC-kombination som vist.

Y-delayen kan også bestå af en leder, der er viklet på en ferritstang med et tyndt isolationslag mellem leder og skærm. Herved opnås både en stor selvinduktion og en stor kapacitet, som begge er bestemmende for tidsforsinkelsen.

Det er af overordentlig stor betydning, for at undgå refleksioner, at Y-delayen tilsluttes, således at der er impedanstilpasning.

Praktiske udgaver af Y-forsinkelsesled



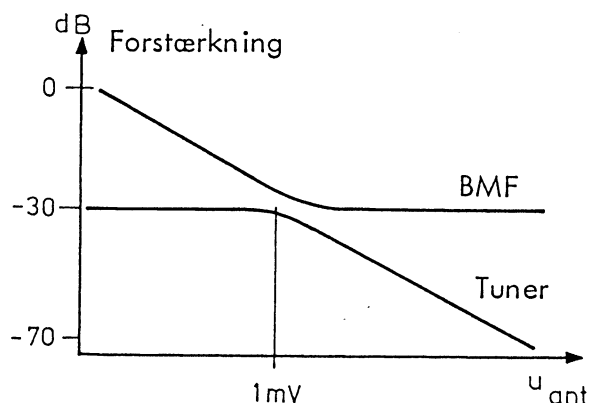
Praktiske udgaver af Y-delay

## 6.6 AGC

AGC-kredsløbets formål er at frembringe en DC-spænding til regulering af forstærkningen i *BMF-forstærkeren* og *tuner*, således at der opnås en konstant kontrast uafhængig af antennesignalet størrelse, som normalt er mellem 100  $\mu\text{V}$  og 20 mV (40 dB $\mu\text{V}$  og 86 dB $\mu\text{V}$ ).

AGC-kredsløbet måler videosignalets amplitude, dvs. horisontalsynkpulserne, og regulerer forstærkningen direkte i BMF'en, medens AGC-spændingen til tuner er "forsinket".

Reguleringen af tuner sker først ved et antennesignal på 500  $\mu\text{V}$  til 1 mV af hensyn til S/N-forholdet i tuner. S/N-forholdet er bedst uden AGC-regulering, men der er så fare for overstyring, med forvrænget billede til følge. Dette kaldes for **forsinket AGC**.



Forstærkning i tuner og BMF som funktion af antennesignalstyrke

Reguleringsområdet er ca. 60 dB, som fordeles mellem BMF-forstærker og tuner, således at der reguleres i BMF-forstærkeren ved antennespændinger op til ca. 1 mV og i tunerens ved større antennespændinger.

Herved opnås et godt S/N-forhold, samt at tunerens ikke overstyres.

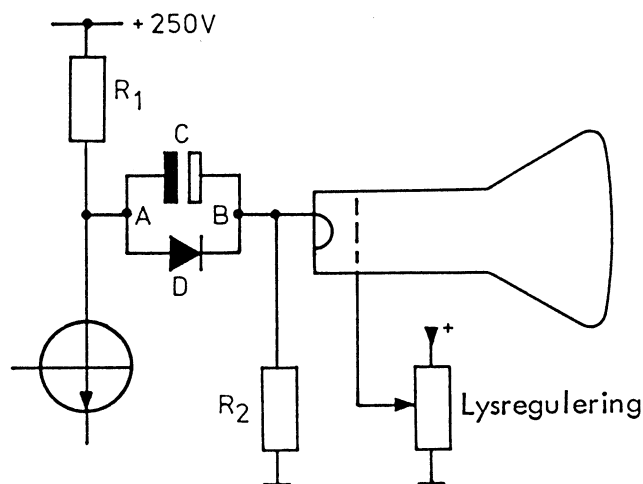
AGC-spændingen frembringes ved at sammenligne horisontalsynkspidsene med en fast DC-reference og fastholde denne sammenligning med en passende tidskonstant.



## 6.7 Strålestrømsbegrænsere

Strålestømsbegrænsningen er indført for at undgå, at billedrørets højspændingsforsyning belastes for kraftigt, hvilket vil påvirke billedet størrelse, og for at beskytte billedskærmen mod ødelæggelse ved gennembrænding af fosforlaget.

Ved **S/H-modtagere** overvåges strålestrømmen, som vist, normalt ved katoden.



S/H strålestrøms begrænser

Ved normal drift danner  $R_1$  diode  $D$  og  $R_2$  en spændingsdeler mellem +250 V og stel. Punkt A er da positiv i forhold til B, dioden er ledende, og videosignalet har uhindret adgang til billedrøret.

Indstilles der til en større lysstyrke, forøges strålestrømmen og strømmen i  $R_2$ , spændingen i punkt B stiger og bliver ved en strålestrøm på ca. 1mA positiv i forhold til A. Dioden vil derfor spærre for strømmen fra videoudgangen. Kondensatoren overfører fortsat en del af videosignalet.

Ved **CTV-modtagere** måles strålestrømmen fælles for de 3 kanoner i bunden af EHT-transformator eller i bunden af tripleren. Måleresultatet bliver ført til flere forskellige punkter i modtageren.

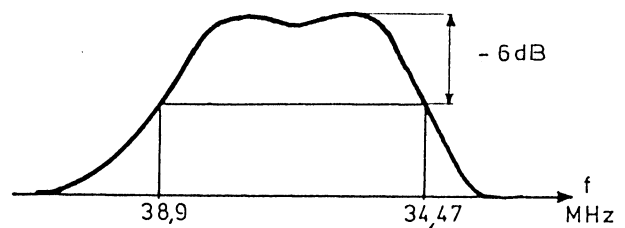
Strålestrømmen reguleres ned via kontrastreguleringen og ved ekstreme størrelser, gives der besked til strømforsyningen om, at den skal lukke ned.

Billedet størrelse justeres enten via spændingen, der anvendes til horisontaludgangen, eller ved at regulere på højde via vertikalafbøjning og bredde via Ø/V-kredsløbet. I nogle tilfælde ved en kombination.

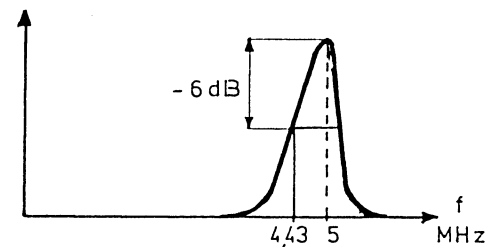
## 6.8 Krominans-forstærker og AGC

Krominanssignalet udtages fra det komplette videosignal ved hjælp af en svingningskreds, der er afstemt til 4,43 MHz, og som har en tilpas båndbredde til, at sidebåndene fra farvebærebølgen slipper igennem. Dette kaldes for **kroma-udtag**.

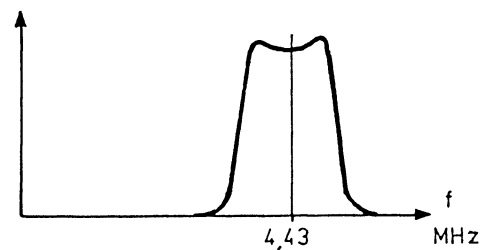
Frekvensrespons  
CTV-BMF



Frekvensrespons  
kromaudtag



Resulterende  
frekvensrespons



Krominans-forstærkeren har til formål at forstærke og tilpasse signalet styrkemæssig, således at farvemætningen, der opleves på skærmen, er konstant. Farvemætnings justeringen kan således være placeret i krominans-forstærkeren.

Der er i forbindelse med farvemætningsjusteringen en sporing med kontrastreguleringen. Ved justering af kontrasten sikre sporingen, at farvemætningen følger med.

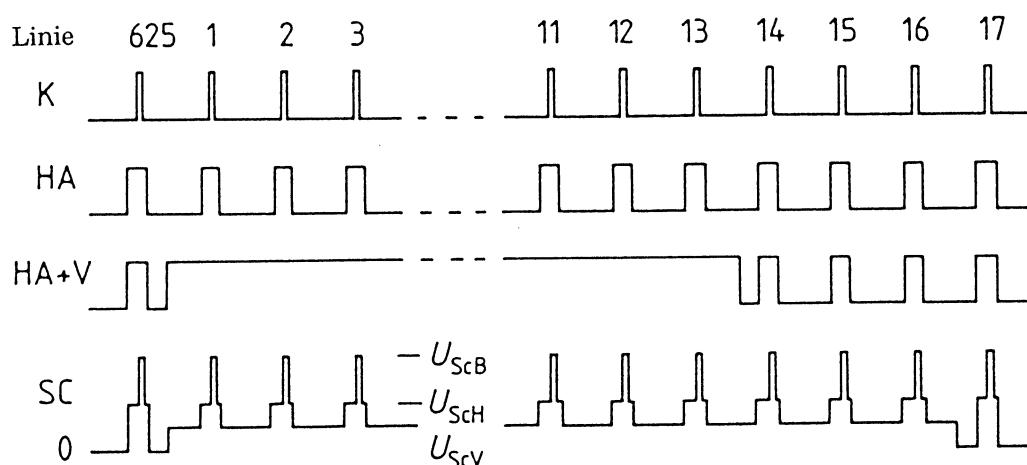
For at sikre konstant farvemætning, uafhængig af tunerens finindstilling, er der i forbindelse med krominans-forstærkeren placeret en **kroma-AGC** regulering. Kroma-AGC'en måler på burst-signalets amplitude og forsøger at holde den konstant.

## 6.9 Burst-nøgle og sandcastle puls

Burstnøglen har til formål at nøgle burst-signalet ud af det komplette krominans signal. Til dette anvendes en sandcastle-puls.

Det udnøglede signal ledes til kroma-AGC og burst-fasedetektor.

**Sandcastle pulsen** er en sammensat puls, som det har været nødvendigt at tage i anvendelse, ved den øgede integration i TV-teknikken. Den er sammensat af en horisontal flyback puls og en "forsinket" horisontal synkpuls. Der er som regel en tredje puls lagt til, i form af en vertikal blankingimpuls, således at sandcastle pulsen er en 3 niveau puls (**Super sandcastle, SSC**), der når den skal bruges, må adskilles til dens 3 grundbestandele, typisk inde i en ic.



Sammen lægning til Super-Sandcastle puls SSC

I et system med +12 Volt kan følgende niveauer betragtes :

Burst-nøgle .....  $U_{ScB} > +8 \text{ V}$

H-blanking .....  $U_{ScH} = +4,5 \text{ V} \pm 0,5 \text{ V}$

V-blanking .....  $U_{ScV} = +2,5 \text{ V} \pm 0,5 \text{ V}$

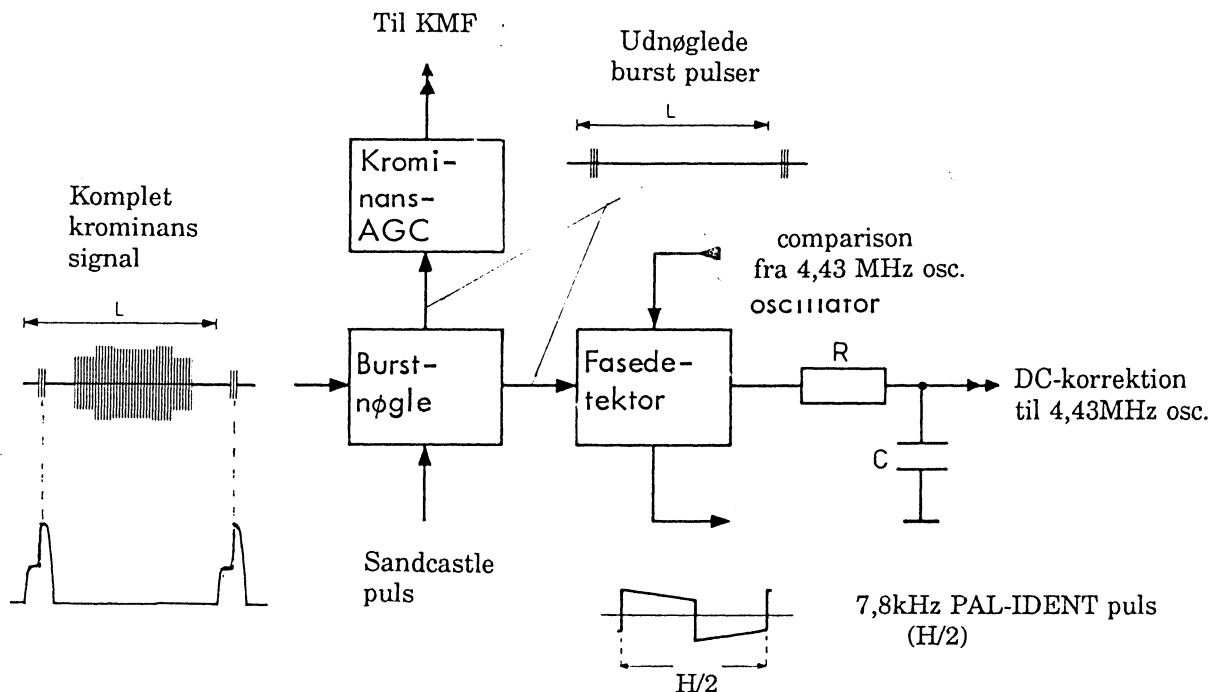
## 6.10 Burst fasedetektor

Burstfasedetektoren for leveret 2 signaler. Et **comparison** signal fra *referenceoscillatoren* og et **reference** signal fra burstnøglen i form af *burstsignalet*.

Fasedetektoren afleverer, via et RC-led (integrationsled), en *DC-styrespænding* til referenceoscillatoren, der styrer denne til en fase på  $90^\circ$ . Grunden til der ikke styres til burstens middelfase på  $180^\circ$ , er at der i fasedetektoren, for at der kan detekteres faseforskelle, skal være en faseforskel mellem comparison og reference på  $90^\circ$ .

På grund af integrationsleddet skal der mere end en burst-periode til at ændre på oscillatorens fase. Dette udnyttes til at danne en **PAL-identifikations-puls (PAL-IDENT)**, der opstår på udgangen af fasedetektoren, som udtryk for den fra senderen *alternerende burst* ( $135^\circ/225^\circ$ ).

Pulsen der dannes er en firkantpuls, der skifter niveau i takt med horisontaltakten, og vil dermed antage en *frekvens på  $H/2$*  (7,8kHz).

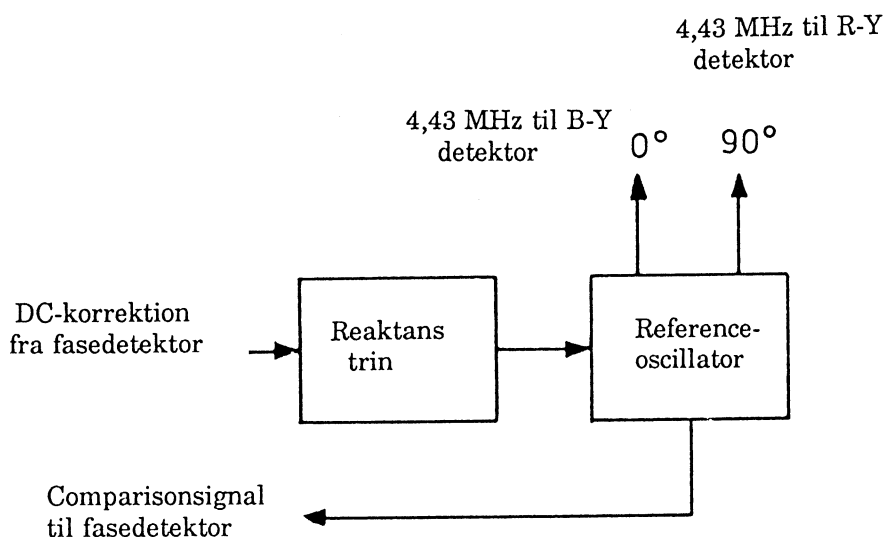


Krominans fasedetektor princip

## 6.11 Farvebærebølgeosc.(VXO)

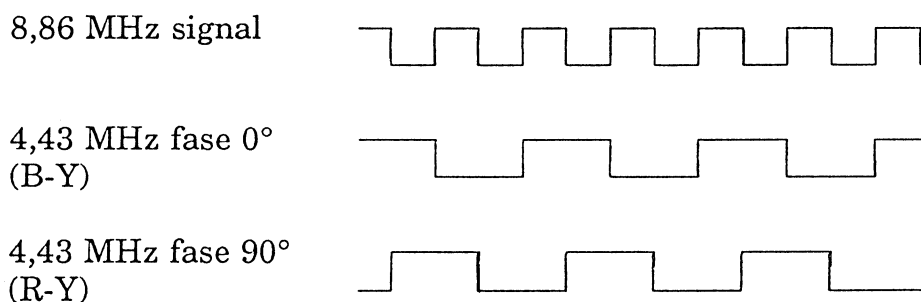
**Referenceoscillatoren** (farvebærebølgeoscillator) på 4,43 MHz styrer synkrondetekteringen af krominanssignalerne og erstatter den oprindelige bærebølge, der er undertrykt fra senderside. Oscillatoren, der af hensyn til **frekvensnøjagtighed ( $\pm 10$  Hz)** er krystalstyret, korrigeres af et reaktans trin, i form af en kapacitetsdiode.

DC-korrektionsspændingen fra fasedetektoren styrer via reaktanstrinnet oscillatoren på plads, både med hensyn til frekvens og fase.



Referenceoscillator med tilhørende reaktanstrin

**Referenceoscillatoren** arbejder med en frekvens på 8,86 MHz, der deles med 2 i 2 flip/flops, en for referencesignalet for *B-Y synkron-detektoren* og en for referencesignalet til *R-Y synkron-detektoren*. Ved at lade den ene flip/flop trigge af den positive gående flanke i 8,86 MHz signalet, og den anden flip/flop af den negativ gående flanke, opstår der 2 signaler på 4,43 MHz, hvor der er en faseforskel på nøjagtig  $90^\circ$ .



Princip med 8,86 MHz osc. og 2 modsattriggede flip/flops

## 6.12 PAL-omskifter, flip/flop, H/2-detektor

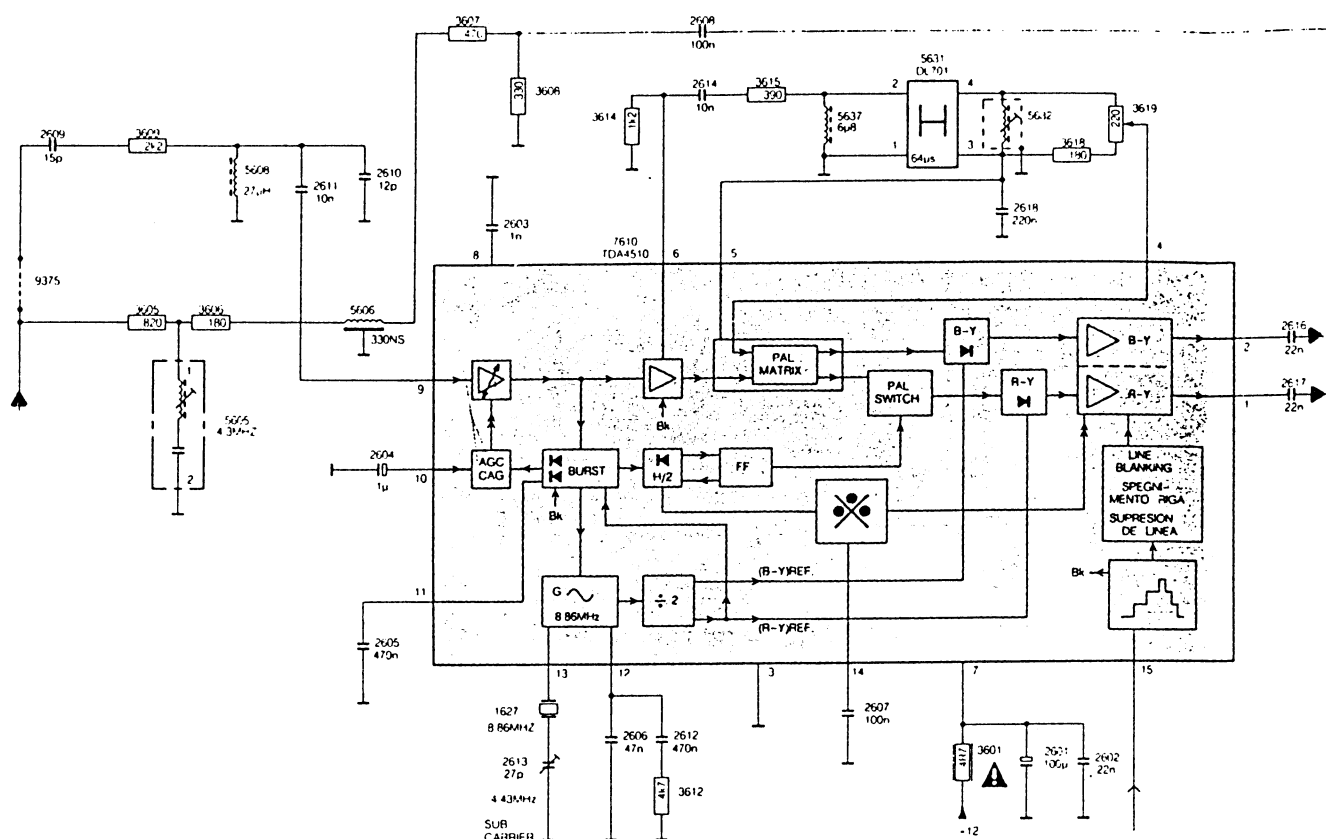
PAL-omskifteren modsvarer senderens altermning af ( $R$ - $Y$ )-signalet, således at der opnå korrekt detektering i  $R$ - $Y$ -synkrondetektoren.

PAL-omskiftningen kan foretages to forskellige steder i modtageren, idet enten  $\pm(R-Y)$ -krominanssignalet fra PAL-dekoderen eller 4,43 MHz signalet fra referenceoscillatoren fasevendes  $180^\circ$  fra linie til linie i PAL-omskifteren.

PAL-omskifteren styres af en bistabil multivibrator (**PAL-flip/flop**), der trigges af sandcastle pulsen og synkroniseres af H/2-detektoren.

**H/2-detektoren** sammenligner *PAL-flip/flop*'ens stilling i forhold til *PAL-IDENT* pulsen, der kommer fra fasedetektoren. Er der ikke lighed, trigges *PAL-flip/flop*'en "uden for tur".

Hvis PAL-flip/flop'en ikke kan synkroniseres, afbrydes farverne ved hjælp af *farveafbryder* (**colorkiller**), der spærrer synkronidetektorene.



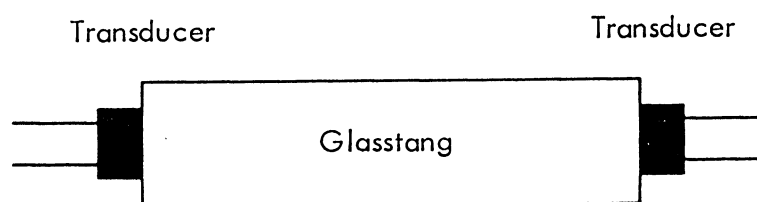
### Typisk ic-løsning af PAL-dekoder

## 6.13 PAL-delay

PAL-delay'en indgår i et kredsløb, der opdeler det komplette krominanssignal i  $\pm(R-Y)$ - og  $(B-Y)$ -krominanssignaler.

**PAL-delay**'en er en signaldelay på nøjagtig  $64 \mu s$ , svarende til *én linie* i videosignalet. Den er i princippet opbygget af en glasstang af kvartsglas med en transducer (krystal) i hver ende.

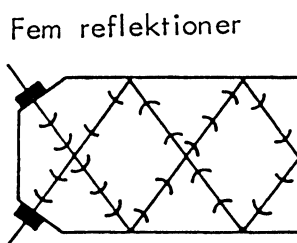
Transducere omdanner i den ene ende krominanssignalet 4,43 MHz til ultralydssvingninger, der bevæger sig gennem glasstangen til den anden transducer, hvor ultralyden igen omdannes til elektriske svingninger.



Princippet for PAL-delay

Ved at fastlægge signalvejlængder i materialet opnås den ønskede forsinkelse

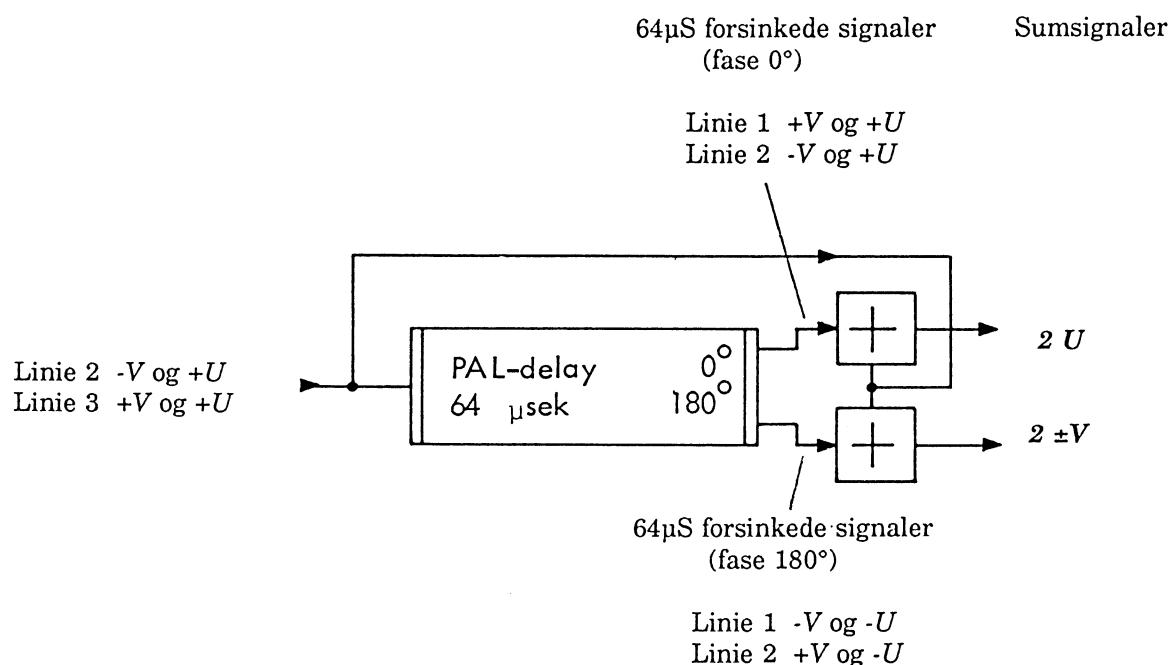
PAL-delay'en dæmper signalet 6 til 10 dB afhængig af delaytype.



Ved refleksion kan de mekaniske dimensioner mindskes

*PAL-dekoderen* består af et *PAL-delay*, koblet sammen med to *additionskredsløb*. *PAL-delay*'en kobles således at der dannes 2, 64  $\mu$ S forsinkede signaler, et i fase( $0^\circ$ ) med det tilførte og et i modfase( $180^\circ$ ).

Krominanssignalet der tilføres *PAL-delay*'en, består af  $\pm V$  ( $\pm(R-Y)$ )- og  $U$  ( $B-Y$ )-krominanssignalerne



I forbindelse med *PAL-dekoderen* findes der to justeringer, en til at justere fasen på en af signalvejene (**PAL-fasejustering**) og en til at justere amplituden for en af signalvejene (**PAL-amplitudejustering**)

Ved fejljustering af *PAL-dekoderen* vil der opstå en persienneeffekt (**palousi**) i farverne, der tydeligt ses i magenta og cyan.



## 6.14 Synkrondektektor

To synkrondektektorer omdanner  $\pm(R-Y)$ - og  $(B-Y)$ -krominanssignalerne (4,43 MHz), til **R-Y- og B-Y-differencesignaler** (0 til 1 MHz).

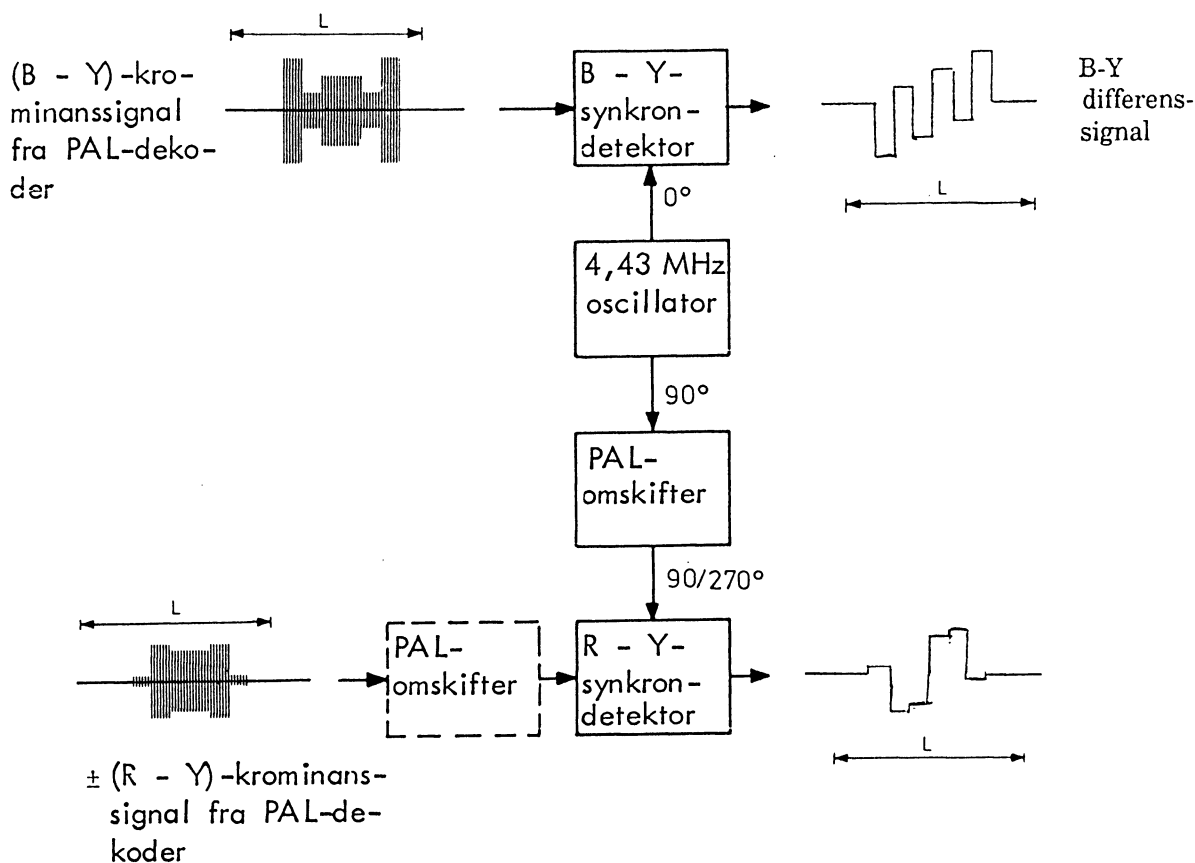
**Synkrondektektorerne** får tilført hver sit *krominanssignal* fra PAL-dekoderen, for R-Y-synkrondektektorens vedkommende eventuelt gennem PAL-omskifteren.

Krominanssignalerne er to 4,43 MHz AM-modulerede sidebåndssignale, med en faseforskel på  $90^\circ$  hidrørende fra kvadraturmodulationen i senderen.

I synkrondektektoren tilsættes den gendannede bærebølge i korrekt fase til sidebåndene, hvorefter de, som almindelige AM-modulerede signaler, detekteres til differenssignaler.

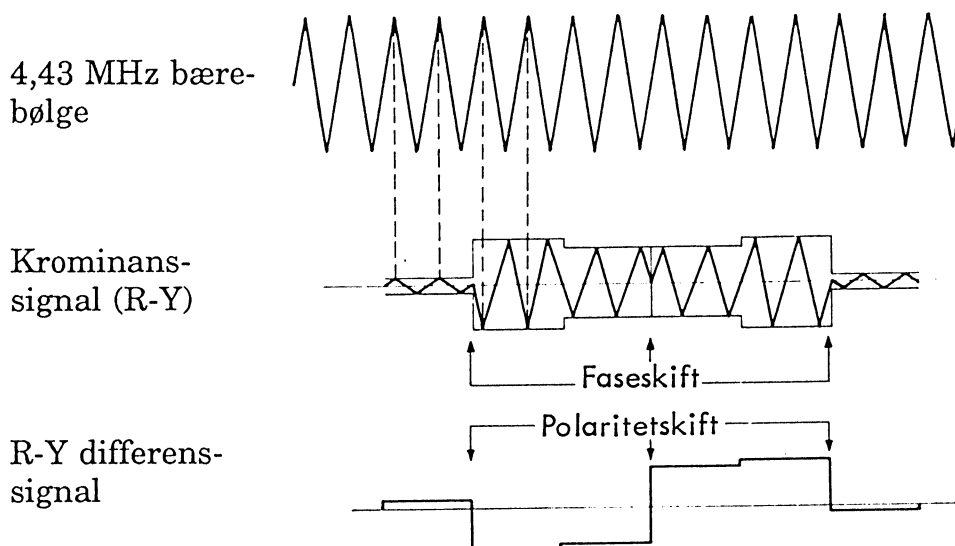
Korrekt detektering kræver, at der er sammen faseforhold mellem bærebølge og sidebånd som oprindeligt fra senderside, heraf betegnelsen synkrondektekning.

Hvis den tilsatte bærebølge fra referenceoscillatoren afviger i fase fra senderens bærebølge, vil udgangsspændingerne fra synkrondektektorerne og dermed farvemætningen blive mindre.



Synkrondektekning

Den afgivne spænding er lig med krominanssignallets amplitude. I det viste eksempel leverer detektoren et R-Y differenssignal, som føres videre til matrix og udgang.

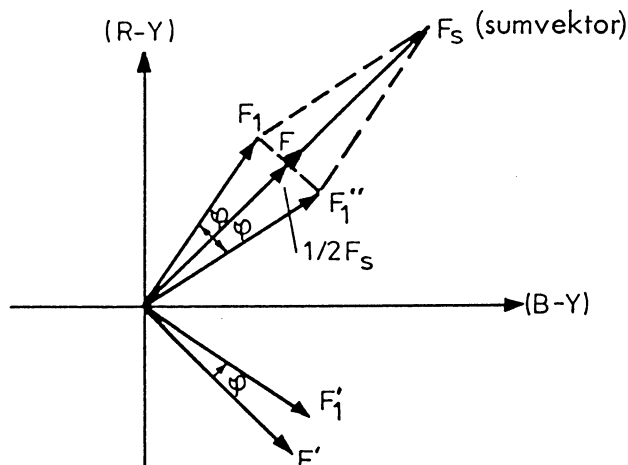


Synkrondetektering af faseskift der er indført i senderen

Farvevektoren  $F$  er på grund af en fasefejl  $\phi$ , drejet til farvevektor  $F_1$ , altså en farvetonefejl.

Forsinkelsen af krominanssignalet ( $64\mu s$ ) og den efterfølgende addition af det forsinkede og ikke forsinkede signal, der foregår i PAL-dekoderen, frembringe to fase fejl ( $F_1$  og  $F''_1$ ) med modsat polaritet. Ved additionen dannes den oprindelige vektor, dog med en reduceret længde (farvemætning).

På en anden måde kan det siges, at PAL-dekoderen sørger for, at der til R-Y-detektoren kun kommer (R-Y)-signal, og det samme for B-Y-detektoren. Som følge heraf kan der ikke opstå fasefejl, PAL-dekoderen omsætter fasefejl til en mætningsfejl ved signaladditionen.



Tænkt vektorbillede ved fasefejl i PAL-systemet

## 6.15 Matrix

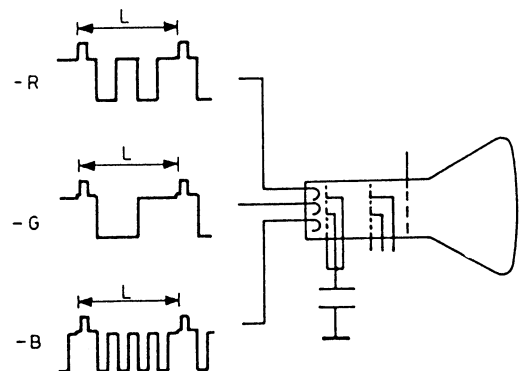
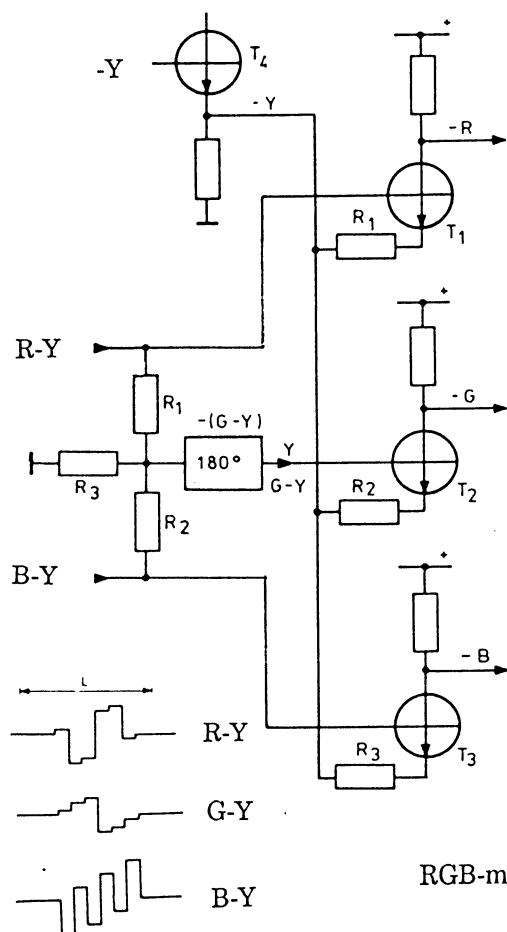
Fra senderen overføres kun de to differenssignaler  $R-Y$  og  $B-Y$ . Det manglende **G-Y-signal** dannes i modtageren i en **G-Y-matrix**, der tilføres  $R-Y$ - og  $B-Y$ -signalerne.

Modstandene  $R_1$ ,  $R_2$  og  $R_3$  er valgt således, at spændingerne over  $R_3$  består af 0,51 andele af  $R-Y$ - og 0,19 andel af  $B-Y$ -signal. Dette giver et **-(G-Y)-differenssignal**, der så fasevendes  $180^\circ$  til et G-Y-signal.

Inden signalerne når billedrøret, skal det forstærkes og Y-komponenten fjernes. Dette gøres i en **RGB-matrix**. Matrixen kan enten være gitter/katode på billedrøret (*differensstyring*) eller en transistormatrixering (*RGB-styring*) som vist herunder.

De tre differenssignaler  $R-Y$ ,  $G-Y$  og  $B-Y$  tilføres basis på hver sin transistor  $T_1$ ,  $T_2$  og  $T_3$ . På emitteren af transistorerne tilføres et  $-Y$ -signal fra luminanskanalen ( $T_4$ ).  $T_1$ ,  $T_2$  og  $T_3$  styres således hver med et differenssignal på basis og et  $-Y$ -signal på emitter. Set mellem basis og emitter giver dette en udstyring af transistorerne, med de rene primærfarvesignaler **R**, **G** og **B**, forudsat at amplitudeforholdet mellem differenssignalerne og Y-signalet er korrekt.

De herved opståede signaler  $-R$ ,  $-G$  og  $-B$  ledes via tre udgangstransistorer til katoderne på billedrøret. Der kan i nogle tilfælde være et DC-genindsætningskredsløb i forbindelse med udgangene (sortstyring).



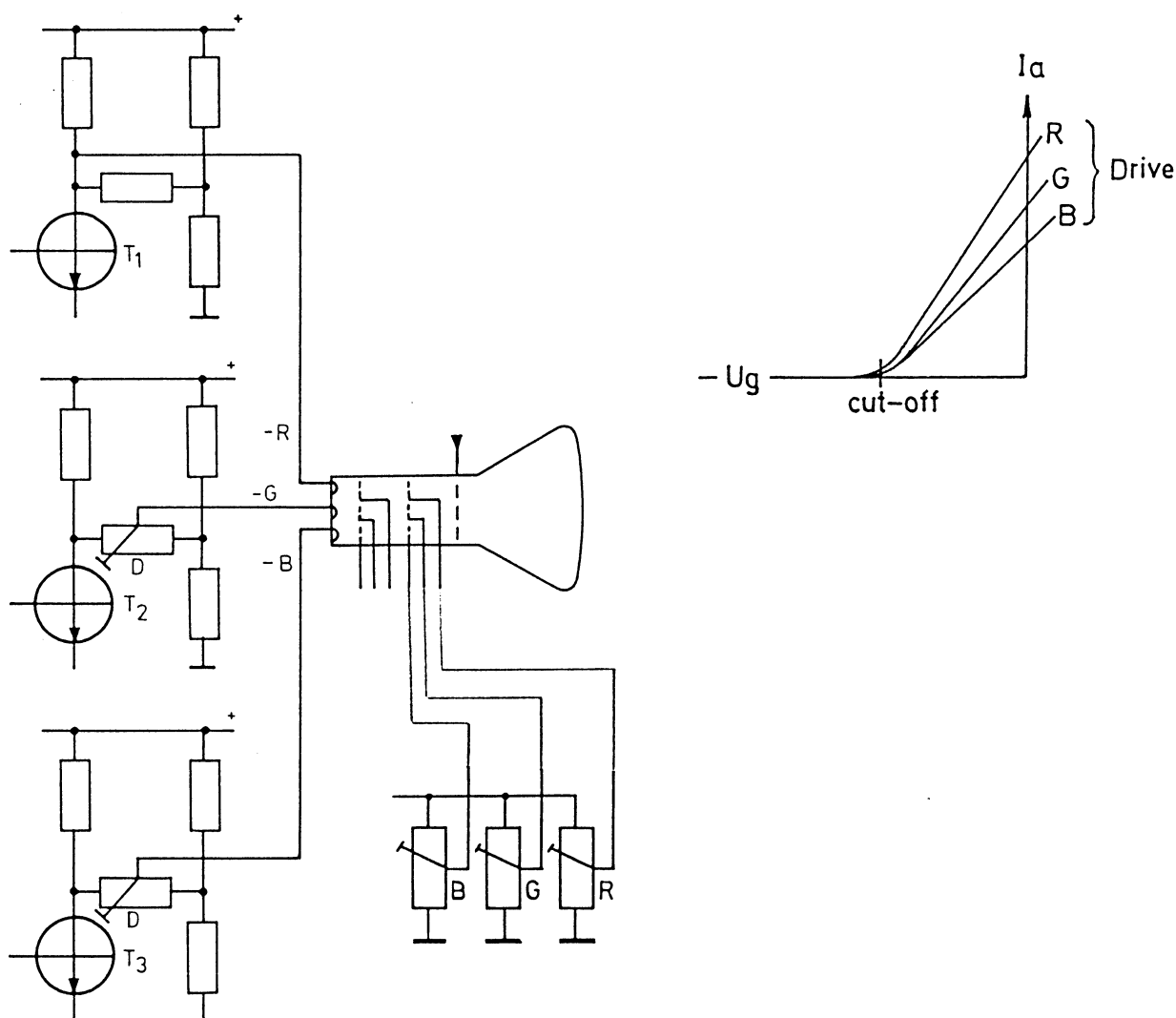
RGB-matrix og styring af billedrøret

## 6.16 Drive og Cut-off

For at sikre et ufarvet billede ved S/H gengivelse, på en CTV-modtager ved alle lysstyrker, skal *de 3 kanoners karakteristiker spore* med hinanden.

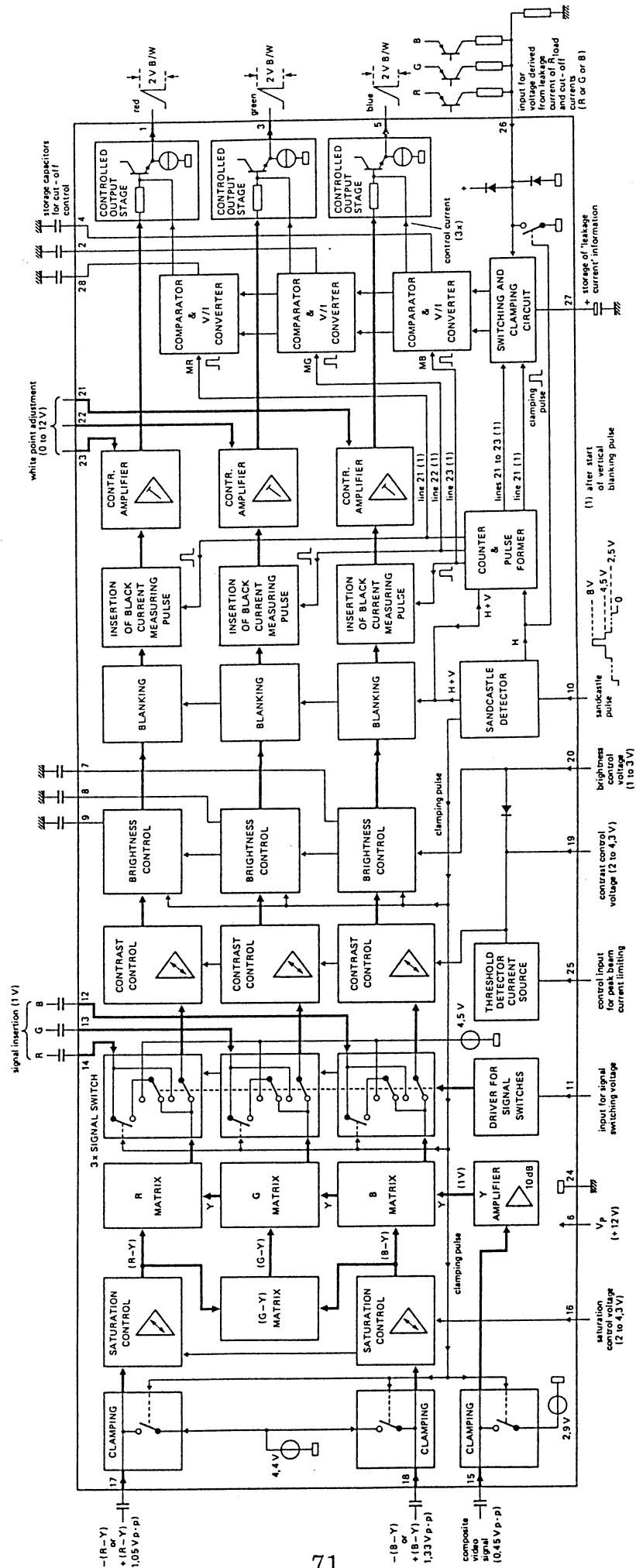
I de mørke dele af billedet er det et spørgsmål om, at de 3 kanoner bliver **cut-off** ved samme *gitter (G1) - katodespænding*. Dette justeres enten med de 3 kanoners skærmgitterspændinger (G2) eller via DC-offset på RGB-udgangstransistorerne. Der justeres med nedrejet kontrast og lys, således at lyset i de enkelte fosfor-dotter kun lige kan anes og det kontrolleres at de 3 farver, i et hvidt billede, slukker samtidig.

I de lyse partier af billedet justeres udstyringen med **drive**-kontrollerne for at kompensere for de 3 fosfortypers virkningsgrad. Her justeres der ved max. kontrast og godt med lys og med et hvidt billede, til dette er "hvidt".



Typisk drive og cut-off justering

## 6.17 IC-løsning, Matrix, Drive og Cut-Off



e Colour difference inputs are negative for TDA3505 or positive for TDA3506.

## Elementer i billedrørsudviklingen

I det følgende er listet en række begreber, knyttet til udviklingen af billedrør i det seneste 10-år. Det er ikke tanken, at give en teknisk fuldgældig forklaring, men snarere at beskrive de praktiske brugskonsekvenser.

Full square betyder, at fosforbelægningen er tilnærmet rektangulær med skarpe hjørner. På disse rør svarer skærmens krumning til 7% af skærmdiagonalen. Midten af en 28" skærm er altså 7% af 28" længere fremme end hjørnerne (ca. 46 mm).

Flat square betyder, at skærmen er fladere, ca. 5% af skærmdiagonalen.

Super flat betyder, at skærmen er endnu fladere, ca 3,5% af skærmdiagonalen.

16:9 formatet har en krumning på ca. 6,5% af skærmdiagonalen.

Sfærisk skærm betyder, at skærmen er en del af en kugle. Det gør, at genspejlinger i skærmen opleves uforvrængede.

Asfærisk skærm betyder, at skærmen krummer med flere radier. Det gør, at genspejlinger i skærmen opleves forvrængede.

Cylindrisk skærm har kun Sonys rør, kaldet Trinitron. Foruden den cylindriske skærm kendetegnes det ved, at kanonerne deler fokuseringselektroder. Det giver den fordel, at forholdet mellem diameteren af fokuseringslinsen og elektronstrålen bliver meget større end i et "normalt" rør. Det giver - alt andet lige - en bedre fokus. Til gengæld skal R, G og B strålerne konvergeres efter fokuseringen, hvilket gør kanonen ca. 20 mm længere og kræver en eller to justeringer. Skyggemasken har ingen vandrette "broer", hvorfor moiré helt undgås.

Black Matrix eller Black Stripes er betegnelsen for en metode til at få en skærm til at se mørkere ud. Det opnås ved at lægge en sort stribe imellem striberne af fosfor. Disse rør får et lidt bedre kontrastforhold end rør uden de sorte striber, men de har den svaghed, at ensfarvede flader ofte bliver svagt skjoldede.

Black Line var oprindeligt en firmabetegnelse for et rør med lav lystransmission (under 40%) i skærmen og med skyggemaske af INVAR. Røret kan drives med både større strålestrøm og højere spænding. Nu findes der Black Line rør med 50% lystransmission og i Black Matrix teknologi. Det eneste fællestræk for Black Line er nu INVAR masken.

Black Line S er en videreudvikling, hvor skærmen kan forblive mere sort end en normal skærm, selv hvor der er kraftige hvide partier i det samme billede. Det problem, der bekæmpes, er backscattering = elektroner, der kastes tilfældigt rundt i røret efter sammenstød med f.eks. skyggemasken. Problemet vokser, når højspændingen øges. Desuden er røret forsynet med

Polygon kanon, som bedre kan fokusere elektronstrålen ved store strålestrømme. Betegnelsen dækker en Philipskonstruktion.

Fokusering af elektronstrålen er af stor betydning for billedskarpheden. Fokuseringen bliver typisk dårligere med større strålestrøm og med afstanden fra midten af skærmen.

Dynamisk fokus anvendes i 16:9 rørene. Formålet er at forbedre fokuseringen i hjørnerne ved at modulere spændingen på en ekstra fokuseringselektrode.

Moire' betegner her et interferensmønster, som opstår mellem TV-billedets linier og de vandrette "broer" over de lodrette striber af huller i skyggemasken. Problemet bliver mere synligt jo bedre fokuseringen af vandrette linier er. Derfor er moire'en ofte kun synlig i siderne, hvor fokuseringens afhængighed af afbøjningen som regel er den, at vandrette linier fokuseres mest.

Rørkonstruktørerne optimerer normalt et rør til det linieantal, det skal gengive. Derfor er et rør til PAL/SECAM (575 effektive linier) forskellig fra rør til NTSC (480 effektive linier). Men så vil risikoen for Moire' være stor, hvis f.eks. et PAL rør bruges til NTSC. I nogle rør er skyggemasken lavet som et kompromis, hvor hverken PAL eller NTSC er optimale m.h.t. moire'. Til gengæld kan de bruges med rimeligt resultat i multistandardmodtagere.

Scan Velocity Modulation er en metode til at øge indtrykket af skarphed. Den har mange ligheder med peakning af videosignalet. Som navnet antyder, sker der en hastighedsændring af afbøjningen (den horisontale). Den styres af videosignalet, således at hastigheden f.eks. øges umiddelbart før en sort til hvid overgang og tilsvarende bremses umiddelbart efter. Det gør at lyset "tyndes ud" før overgangen og "fortættes" efter. Hvis der ikke tages specielle forholdsregler, kan f.eks. undertekster let komme til at se forkeerte ud.

In line kanoner er enerådende i TV billedrør, fordi konvergenskredsløb - kendt fra rørene med delta kanon - kan undgås.

Oxid katoder er stort set enerådende i TV billedrør. Der er løbende sket forbedringer i form af materialevalg og processer.

Impregnated cathodes er kendt fra monitorrør, og de er set i store TV rør. De anvendes fordi de kan tåle store strømtætheder. Det gør, at store strålestrømme kan hentes fra et lille punkt på katoden, hvilket giver mulighed for at fokusere i en lille plet på skærmen.

Skyggemasken fremstilles af forskellige materialer:

Jern/stål var oprindeligt enerådende, fordi det er billigt og lettest at forarbejde.

Vismuthbelægning på jern/stål - firmabetegnelsen Permachrome - anvendes for at afvise noget af den energi, der ellers afsættes i skyggemasken og p.g.a. varmeudvidelse kan give farveurenhed.

INVAR er en legering, der har lille varmeudvidelse og derfor kan tåle større strålestrøm og højspænding uden at give farveurenhed. Det er enerådende til skyggemaske i Super Flat rør.

Lystransmission i skærmen beskrives ved et % tal, som angiver, hvor stor en del af lyset, der når igennem glasset.

Over 70% har ikke været brugt i mange år.

65% var normalt indtil ca. 1985-88.

50% er normalt idag.

Området 35% - 50% bliver mere og mere almindeligt. De fleste Super Flat rør har lystransmission på ca. 40%.

High Gloss betyder, at skærmen er højglanspoleret. Det giver en meget lille optisk spredning af lyset i fosforen og dermed en god lokalkontrast på skærmen. Spejling af omgivelserne i glasset bliver desværre også kontrastrig.

Antiglare, satinized screen er en mattering af glasset, som gør, at spejlinger sløres. Til gengæld tabes lidt lokalkontrast.

Antirefleks coating er en overfladebelægning, som næsten kan fjerne spejlinger. Ordet bruges desværre ofte fejlagtigt som betegnelse for det foranstående begreb.

Kontrastforøgende coating er en farvet film, der lægges på overfladen. Den filtrerer især omgivelseslysets grøngule dele fra, så skærmen kommer til at se mørkere men også lidt magenta ud. Derimod slipper lyset fra fosforen næsten udæmpet igennem.

Antistatisk coating er et svagt ledende lag, som kan aflede de høje spændinger, som ellers opbygges på skærmens forside. Den er ofte en del af de foran nævnte coatinger.

Pitchen er defineret som den vandrette centerafstand mellem hullerne i skyggemasken. Det er altså også centerafstanden mellem to fosforstriber af samme farve. Centerafstanden mellem f.eks. en rød og en grøn nabostribe (altså 1/3 af pitchen) har i nogen kommunikation været kaldt pitchen, men det er forkert. Pitchen i et TV rør er ca. 0,8 mm, og den sætter en grænse for hvor fine detaljer, røret kan gengive. De 0,8 mm svarer til, at 5 - 6 Mhz kan gengives. Oftest er grænsen dog sat af fokuseringsevnen.

HDTV rør skal teoretisk have en pitch på ca. 0,6 mm for at kunne gengive 9 - 10 Mhz. I praksis kan et godt fokuseret rør med 0,8 mm pitch sikkert godt gengive HDTV signalet.

50/60/100 Hz angiver i denne sammenhæng billedafbøjningens frekvens.

50 Hz er den traditionelle europæiske afbøjningsfrekvens og er arvet i PAL og SECAM systemerne. 50 Hz ligger i det område, hvor vores øjne kan opfatte flicker, især ved høje lysniveauer.

60 Hz er den traditionelle amerikanske afbøjningsfrekvens, og er arvet i NTSC systemet. 60 Hz er i praksis over det område, hvor vores øjne opfatter flicker.

100 Hz er PAL/SECAM systemernes metode til at undgå flicker. Hvis der ikke tages specielle forholdsregler, vil 100 Hz give problemer med gengivelse af bevægelser (panoreringer).

EHT/højspænding er rørets anodespænding. I farve TV har den indtil introduktionen af Black Line været omkring 25 kV for 21 - 28" rør. Siden er spændingen øget, så