

MASTER

De digitale PAL-decoder

Burghoorn, H.

Award date:
1980

[Link to publication](#)

Disclaimer

This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository. The required complexity or quality of research of student theses may vary by program, and the required minimum study period may vary in duration.

General rights

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain

ECB 806

DE DIGITALE PAL-DECODER
AFSTUDEERVERSLAG
VAN
H. BURGHOORN

Verslag van het afstudeerwerk van H. Burghoorn,
Uitgevoerd onder begeleiding van Dr. Ing. U.E. Kraus
(Philips Eindhoven) en Ir. M. Stevens (vakgroep
Digitale Systemen van de T.H.E.) in de periode
sept. 1979 - sept. 1980.

Vanaf deze plaats wil ik de N.V. PHILIPS en in het bijzonder Dr.ing. U.E.Kraus danken voor de ondersteuning, discussies en geboden mogelijkheden om in het geavanceerde video lab mijn studie te hebben mogen afsluiten.

Inhoudsopgave.

Trefwoordenlijst.

Hoofdstuk 1

Samenvatting, beschrijving van de opdracht

Hoofdstuk 2

Inleiding PAL-systeem

Hoofdstuk 3

PAL-decoders

Principiele werking van analoge PAL decoders

Analoge pal-dec zonder vertragingsslijn

Analoge pal-dec met vertragingsslijn

Principiele werking van een digitale PAL decoder

PAL-kamfilters

Digitale PAL decoder met een 2H delay-line

Digitale PAL decoder met een 1F delay-line

Digitale PAL decoder met een 2F delay-line

Digitale PAL decoder met een 2H,1F,2F delay-line

Hoofdstuk 4

Realisatie van div. benodigde functies met digitale schakelingen.

De vertragingsslijn

De optellers

De aftrekkers

De demodulatoren

De identificatieschakeling

Het low-pass filter

De matrix

Hoofdstuk 5

Beschrijving van het blokschema

Hoofdstuk 6

Beschrijving van de functionele units

Line receiver

Line receiver + latch

Line driver

Line driver + latch

Clock buffer

1H delay line

1,2F delay line

Arbiter

Prior.res/ Split screen/ Man. control

Multiplexer

Adder/subtractor

- Digitaal-Analoog converter
- Low-pass filter
- Equalising delay
- U-V demodulator
- U-V demodulator control
- Matrix
- Getapte delay-line
- Bijlage Hoofdstuk 6
 - Afregelvoorschrift digitale PAL- decoder
 - Pin-out PAL-decoder *
 - Digitale filters
- Hoofdstuk 7
 - Beschrijving van het beeldgeheugen
- Bijlage Hoofdstuk 7
 - Afregelvoorschrift beeldgeheugen
 - Pin-out Beeldgeheugen *
- Hoofdstuk 8
 - Verrichte metingen *
- Hoofdstuk 9
- Conclusie
- Literatuurlijst

* Deze delen van dit verscheid zijn bij Philips

Trefwoordenlijst.

PAL
PAL-decoder
Kamfilter
Beeldgeheugen
Digitale filters
Digitale vertragingslijn
Analoog - Digitaal converter
Digitaal-Analoog converter
Line driver
Line receiver
Multiplexer
Arbiter
Priority-encoder
Split-screen
U-signaal
V signaal
Identificatie
Low-pass filter
Digitaal transversaal filter

Samenvatting.

Dit verslag handelt over de afstudeeropdracht van H. Burghoorn, onder supervisie van Prof. Ir A. Heetman, verricht bij het T.V. Lab Europa, onderdeel van de H.I.G. Video van de N.V. Philips Gloeilampen fabrieken. De afstudeeropdracht luidde:

Ontwerp en realisatie van een digitale PAL-decoder in twee en in drie- dimensionale vorm.

In dit verslag wordt de opbouw en de theoretische achtergrond van een digitale PAL-decoder besproken. Deze digitale PAL-decoder onderscheidt zich van conventionele decoders door de toepassing van digitale technieken, alsmede door het gebruik van vertragingselementen van twee lijnen, een raster, of twee rasters. Om deze reden kunnen we spreken van een PAL-decoder in drie-dimensionale vorm. Eerst wordt een korte inleiding over het PAL-systeem gegeven om de lezer, die niet zo vertrouwd is met kleurentelevisie transmissie systemen, een indruk van het PAL-systeem te geven. Tevens wordt ingegaan op de keuze van de hulpdraaggolffrequentie; deze keuze is namelijk zeer belangrijk voor de werking van de digitale PAL decoder. Achtereenvolgens wordt er ingegaan op de PAL decoders zoals deze tot nu toe in de analoge techniek worden gerealiseerd. Daarna wordt de overgang naar de digitale decoder gemaakt. Er wordt gekeken hoe we de analoge componenten door digitale kunnen vervangen. Van verschillende PAL-kamfilters worden de responsies berekend. Tenslotte wordt het blokschema van de gerealiseerde digitale PAL decoder besproken, waarna er verder op de werking van de diverse sub-eenheden wordt ingegaan. Een sub-eenheid, het 1,2 Frame beeldgeheugen is dusdanig groot en belangrijk geworden, dat hier een apart hoofdstuk aan is gewijd. In de laatste hoofdstukken worden de meetresultaten en de voor- en nadelen van de decoder besproken. Tevens worden er suggesties voor verder onderzoek gedaan op het gebied van systeemanalyse en op het gebied van hardware-realisatie.

Het PAL-systeem.

Om de lezer vertrouwd te maken met het PAL-systeem zullen we in het kort ingaan op het PAL-systeem.

Het PAL-systeem is een overdrachts-systeem voor kleurentelevisie. We zullen eerst nader ingaan op de werking van een overdrachtssysteem, zoals dat voor T.V.-overdracht wordt gebruikt. Eerst zullen we bekijken hoe een T.V. overdrachtssysteem werkt. Daartoe zullen we een T.V. Camera en een T.V. weergave systeem bekijken. Het opname systeem bestaat in ons geval uit een camera; deze camera bestaat uit een optisch systeem, dat een beeld projecteert op het lichtgevoelige oppervlak van de opneembuis van de camera. Indien we nu dit beeld willen overbrengen, dan is dit mogelijk door de helderheidsinformatie van alle beeldpunten ("pixels") parallel over te brengen naar een weergave-inrichting. Technisch is dit echter niet aantrekkelijk vanwege het grote aantal beeldpunten (honderdduizenden!!). Daarom is gekozen voor een oplossing, waarmee de helderheidsinformatie serieel wordt overgedragen. Het op de op de opneembuis geprojecteerde beeld wordt door een electronenstraal "gescand" in een patroon van horizontale, ten opzichte van elkaar iets in verticale richting verschoven lijnen. Op deze manier delen we het beeld in verticale richting op in een aantal lijnen. In het C.C.I.R. systeem heeft men voor 625 lijnen gekozen. Als de electronenstraal rechts is gekomen, gaat hij terug naar het begin van de volgende lijn, deze lijn is onder de vorige lijn gesitueerd.. Als de electronenstraal rechtsonder is aangekomen en het gehele beeld heeft overgedragen, gaat hij weer naar linksboven, naar de beginpositie terug, en wordt weer een nieuwe cyclus gestart. Indien we nu aan ontvangende zijde een identieke electronenstraal laten meelopen, die de informatie afkomstig van de "lezende" straal weer omzet in helderheidsvariatie's, dan zijn we in staat om een beeld op afstand te reproduceren; dit noemen we televisie. Het zal duidelijk zijn, dat de schrijvende electronenstraal synchroon moet lopen met de "lezende" straal; hiertoe worden er synchronisatie-pulsen meegestuurd; de horizontale en verticale synchronisatiepulsen. Om geen last te hebben van het terugslaan van de electronenstraal in horizontale richting, wordt het signaal geblankt; dit noemen we de horizontaalblanking. Om geen last te hebben van het terugslaan van de electronenstraal in verticale richting, wordt het signaal geblankt; dit noemen we de verticaalblanking. De horizontale en verticale synchronisatiesignalen worden samengevoegd tot een "composite sync. signaal". De horizontale en verticale blankingsignalen worden samengevoegd tot een "composite blanking signaal". Het composite blankingsignaal wordt samen met het composite sync. signaal en het van de opneembuis afkomstige video-signaal samengevoegd tot het "composite video signaal". Op deze manier kunnen we een zwart-wit signaal overdragen. We

zullen nu gaan kijken wat er moet gebeuren om kleurenbeelden over te dragen. Beschouwen we een object, dat door een T.V.-camera wordt geregistreerd. Deze kamera levert dan 3 signalen; het Rood, Groen en Blauw signaal, welke representatief zijn voor de te registreren scene. Deze drie signalen moeten dan worden omgezet in een signaal, dat geschikt is voor transmissie over een kanaal. Aan dit geschikt maken voor transmissie worden bepaalde eisen gesteld. Het totale T.V. signaal, dat wordt opgebouwd uit de drie, van de camera afkomstige kleursignalen, dient zodanig te worden gecodeerd, dat het uiteindelijke signaal geschikt is om zowel door kleuren-T.V. ontvangers als door zwart-wit ontvangers gedecodeerd te worden. Dit coderen vindt plaats in de z.g. PAL-encoder. Het decoderen vindt plaats in de PAL-decoder, een dergelijke decoder bevindt zich in elk kleurentelevisie-toestel dat volgens het PAL-systeem werkt. In het vervolg van deze inleiding zullen we dieper ingaan op de keuze van de "systeempparameters" van het PAL-systeem. Vele van deze parameters worden door compatibiliteitseisen bepaald. Een zwart-wit T.V. ontvanger moet het kleuren.T.V. signaal n.l. ook kunnen decoderen (compatibiliteitseis). Dit komt voort uit het feit dat men voor transmissie van kleuren.T.V. signalen gebonden was aan historisch gegroeide kanaalbandbreedte's. Dit heeft ertoe geleid dat er voor K.T.V. een coderingssysteem toegepast moest worden, dat ingepast kon worden in het "oude" systeem. In Amerika leidde dit tot ontwikkeling van het N.T.S.C. systeem. (National Television Standard Committee). Het N.T.S.C. systeem is in de V.S sinds 1953 in gebruik. In de zestiger jaren werd door Bruch in Europa het PAL-systeem ontwikkeld. Dit systeem biedt ten opzichte van N.T.S.C. een superieure kwaliteit en is ongevoeliger voor fasefouten die tijdens transmissie optreden. Het PAL-systeem is het alom ingeburgerde systeem in West Europa; heel Europa, met uitzondering van Frankrijk en de oostbloklanden, gebruikt het PAL-systeem.

Nu zullen we eerst ingaan op de werking van het PAL-systeem. Uit de drie hoofdkleuren Rood, Groen en Blauw kunnen we bijna elke kleur samenstellen. Men kan derhalve de volledige beeldinformatie overbrengen door deze drie kleursignalen over te brengen. De capaciteit van het transmissiekanaal dient dan drie maal zo groot te zijn als de capaciteit die nodig is om een monochroom signaal over te brengen.

De vraag rijst nu of deze grote kanaalcapaciteit gereduceerd kan worden zonder essentieel informatie-verlies. In plaats van de signalen R(ood), G(roen), en B(lauw) kunnen we ook drie onafhankelijke lineaire combinaties van deze signalen overbrengen. De keus dient beperkt te blijven tot lineaire combinaties omdat niet lineaire combinaties aan coder- en aan decoderzijde grote moeilijkheden met zich meebrengen; het is technisch moeilijk om aan coderzijde een niet-lineair en een daaraan decoderzijde een hieraan "complementair" proces te realiseren. Om aan

de compatibiliteitseis van monochrome ontvangers te voldoen verdient het voorkeur om een los luminantie- (bevat de helderheidsinformatie) en een los chrominantie- (bevat de kleurinformatie) signaal over te dragen.

Onderzoek heeft uitgewezen dat een 5-voudige reductie van kleurresolutie bij constant blijvende luminantieresolutie niet tot significante vermindering van appreciatie van beeldscherpte leidt. Dit houdt in dat voor de overdracht van het kleursignaal een vijf maal zo kleine bandbreedte als voor de overdracht van het luminantie-signaal benodigd is.

Coderen we de totale informatie derhalve in een luminantie signaal, dat de informatie van drie kleursignalen en twee signalen, die de twee andere lineaire combinaties van deze kleursignalen bevatten, dan is in het "ideale" geval (ideale filters etc.) voor de overdracht van het totale signaal een bandbreedte van $5+1+1=7$ Mhz nodig.

Voor de overdracht voor het luminantiekanaal Y wordt een zodanige combinatie van de basiskleuren gekozen, dat optimale compatibiliteit met een zwart-wit signaal wordt bereikt; deze keuze leidt tot:

$$Y = 0.30 \cdot R + 0.59 \cdot G + 0.11 \cdot B.$$

Om de kleurinformatie mee te sturen, kunnen we volstaan met twee lineaire combinaties van R, G, en B.

Een voor de hand liggende keuze lijkt om voor de twee over te dragen kleursignalen twee primaire kleuren, b.v. R en B te kiezen, zodat men aan ontvangstzijde uit de signalen Y, R, B de signalen R, G, B kan maken. Deze keuze is echter ondoelmatig, hetgeen blijkt uit het volgende:

$$\text{Stel } Y = Y_{\text{laagfrequent}} + Y_{\text{hoogfrequent}} = Y_l + Y_h.$$

(Yhoog = comp van Y signaal boven afsnijfrequentie laagdoorlaatfilter). In de gebruikte formule's duidt de indicering o op het totale (breedbandige) signaal, l op de laagfrequente componenten (tot 1 Mhz), en h op de hoogfrequente componenten (1 tot 5 Mhz).

$$\text{Luminantie} = L = Y = 0.30 \cdot R_o + 0.59 \cdot G_o + 0.11 \cdot B_o.$$

$$L = Y = Y_l + Y_h, \quad R_o = R_l + Y_h, \quad B_o = B_l + Y_h, \quad G_o = G_l + Y_h.$$

We zien dat het bestanddeel Y_h moet worden gevormd met een hoogdoorlaatfilter waarvan de overdrachtsfunctie nauwkeurig complementair is met die van de laagdoorlaatfilters in de kanalen voor R en B. Daarom is in verband met het feit dat het zo moeilijk is dergelijke filters te maken, verstandiger om i.p.v. de signalen Y, R, B de signalen Y, R-Y, B-Y over te brengen. We

krijgen dan de volgende systeemvergelijkingen:

$$\begin{aligned} R_o &= Y + (R_l - Y_l) = Y_l + Y_h + R_l - Y_l = R_l + Y_h. \\ B_o &= Y + (B_l - Y_l) = Y_l + Y_h + B_l - Y_l = B_l + Y_h. \\ G_o &= Y + (G_l - Y_l) = Y_l + Y_h + G_l - Y_l = G_l + Y_h. \end{aligned}$$

De component G_o vormen we uit de luminantie-informatie en de twee kleurverschilsignalen; dit gebeurt met een matrixoperatie: $(G_l - Y_l)$ vormen we volgens $(G_l - Y_l) = -0.51 (R_l - Y_l) - 0.19 (B_l - Y_l)$

Een extra voordeel van deze coderingswijze is dat voor beelden met weinig verzadigde kleuren de componenten $R=B=G$ zodat $R-Y=0$ en $B-Y=0$. Dit komt monochrome ontvangst van kleursignalen ten goede. We besluiten voor overdracht van het totale compositie kleursignaal in de vorm:

$$S(t) = Y + a(R-Y) \cdot \sin(\omega t + \phi_1) + b(B-Y) \cdot \sin(\omega t + \phi_2)$$

Het overdrachtssysteem dat we hanteren dient dus ruimte te bieden voor de overdracht van het luminantiesignaal ($B=5$ Mhz) en de twee in bandbreedte gereduceerde signalen $R-Y$ en $B-Y$ met een bandbreedte $BW = 1$ Mhz.

Op grond van het feit dat er uit historische gronden (zwart-wit TV) slechts een bandbreedte van 5 Mhz ter beschikking staat, is het dus vanwege de compatibiliteitseisen noodzakelijk dat we de kleurverschilsignalen smalbandig op een hulpdrager gemoduleerd binnen het Y kanaal overbrengen.

We kunnen het complete signaal dan voorstellen door:

$$S(t) = Y(t) + C(t) \quad (Y \text{ is het luminantie, } C \text{ het chroma-signaal})$$

Richt men nu de ontvanger zodanig in dat de luminantie van het weergegeven signaal uitsluitend wordt bepaald door het luminantiesignaal, dan spreekt men van een ontvanger die werkt volgens het "Constant Luminance Principle".

Er wordt gekozen voor overdracht van de twee kleur-verschilsignalen ($R-Y$) en ($B-Y$) op een aparte "draaggolf", die binnen het luminantie-spectrum ligt; we noemen dit de hulpdraaggolf.

In het NTSC systeem heeft men gekozen voor kwadratuurmodulatie van de hulpdrager. Kwadratuurmodulatie is een vorm van Amplitude modulatie, waarbij we de ene component amplitude moduleren op een frequentie f .hulpdrager in de vorm f .hulpdrager $\cdot \sin(\omega t)$ en de andere component amplitude moduleren op een frequentie f .hulpdrager in de vorm f .hulpdrager $\cdot \cos(\omega t)$. We kunnen de gemoduleerde hulpdrager voorstellen door:

$$C = a \cdot (R-Y) \cdot \sin(\omega t) + b \cdot (B-Y) \cdot \cos(\omega t) = K_1 \cdot \sin(\omega t) + K_2 \cdot \cos(\omega t)$$

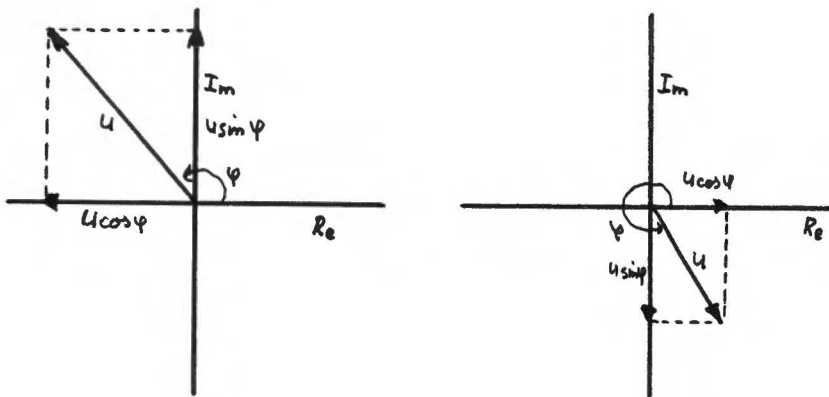


fig 2.1 kwadratuurmodulatie.

Dit signaal is op te vatten als een in amplitude en fase gemoduleerd signaal, met amplitude $A = \sqrt{K1^2 + K2^2}$ en fase $\phi = \text{arctg}(K1/K2)$

Demodulatie vindt plaats door vermenigvuldiging van de gemoduleerde hulpdrager met een referentie-sig-naal, en daarna low-pass filteren.

$$C \cdot \sin(\omega t) = 0.5 K1 \sin(2\omega t) + 0.5 K2 (1 - \cos(2\omega t)),$$

(geeft K2 na laagdoorlaatfilteren; de $\cos(2\omega t)$ termen weg.)

$$C \cdot \cos(\omega t) = 0.5 K2 \sin(2\omega t) + 0.5 K1 (1 + \cos(2\omega t)),$$

(geeft K1 na laagdoorlaatfilteren; de $\cos(2\omega t)$ termen weg)

Om te kunnen demoduleren moeten we de beschikking hebben over een referentiesig-naal met gedefinieerde fase. Deze informatie over de referentiefase wordt in het NTSC systeem gegeven m.b.v. de z.g. "colour-burst"; dit is een sig-naal, bestaande uit een aantal perioden van de hulpdraaggolf, met gedefinieerde fase, die vanaf zenderzijde als referentie op de achterstoeop van het lijnblankingssig-naal wordt meegegeven.

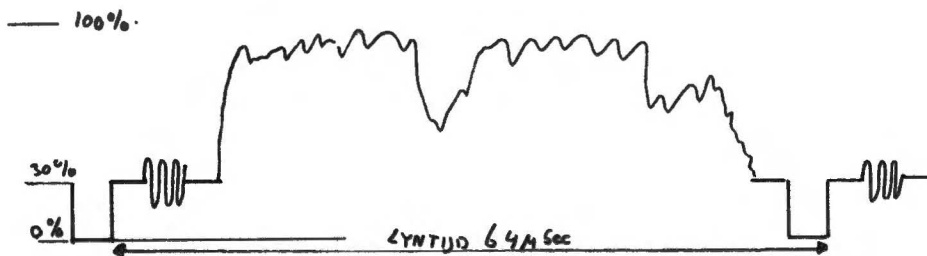


fig 2.2 Opbouw van een T.V.lijn.

Voor het totaal over te brengen signaal geldt dus:

$$U = Y + C = Y + K_1 \cdot \cos(\omega t) + K_2 \cdot \sin(\omega t).$$

Voor de samenstelling van het chroma signaal gelden de volgende beperkingen:

1. De maximale waarde van het signaal U mag i.v.m. de amplituderuimte van het overdrachtssysteem de waarde 1.33 V niet overschrijden (indien men $R=G=B=1$ (maximale waarde) stelt).
2. De invloed van ruis en storingen dient zo klein mogelijk te zijn; met inachtneming van het vorige kiest men de amplitude van het subcarriersignaal zo groot mogelijk; daarom is men tot de volgende weegfactoren gekomen.

$$K_1 = 0.80 (R-Y) \text{ en } K_2 = 0.49 (B-Y).$$

Nu is het zo dat het NTSC systeem grote eisen stelt aan de getrouwheid van de fase van het hulpdraaggolfsignaal. De faserelatie tussen burst en gemoduleerd hulpdraaggolfsignaal dient binnen 5 - 10 graden nauwkeurig te zijn.

Het is dus handiger om het hulpdraaggolfsignaal in twee modificaties over te sturen, zodanig dat fasefouten daarop tegengesteld werken. Door vergelijking van beide modificaties moeten we de opgetreden fasefout dan kunnen compenseren.

De methode waarvoor men bij PAL heeft gekozen is het per lijn van teken wisselen van 1 van de modulerende kleurverschilsignalen. Men heeft gekozen voor het lijn-alternerend van teken wisselen van het (R-Y) signaal.

We krijgen dan voor het hulpdraaggolfsignaal:

$$0.88 \cdot (R-Y) \cdot \cos(\omega t + \phi_1) + 0.49 \cdot (B-Y) \cdot \sin(\omega t + \phi_1) \text{ gedurende lijn } N$$

$$-0.88 \cdot (R-Y) \cdot \cos(\omega t + \phi_1) + 0.49 \cdot (B-Y) \cdot \sin(\omega t + \phi_1) \text{ gedurende lijn } N+1$$

In vectorvorm ziet dit er als volgt uit:

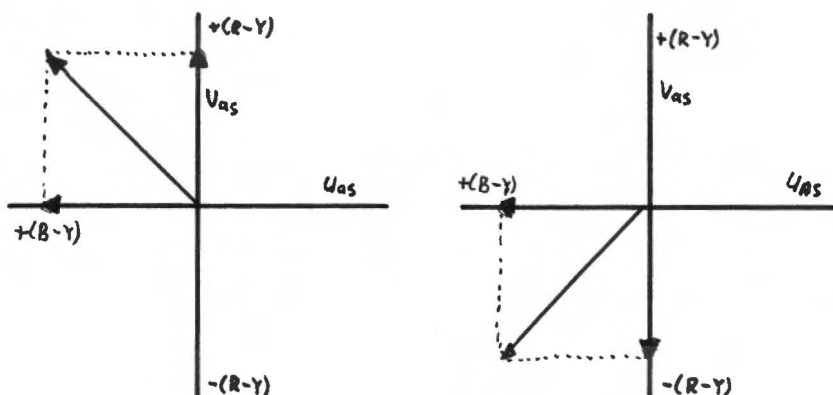


fig 2.3 vectordiagram van een PAL signaal

We zullen nu ingaan op de voordelen van het PAL systeem; ten eerste zullen de we invloed van fase-fouten in het transmissie-pad bekijken:

Voor het signaal afkomstig van de zender geldt:

$$0.88 (R-Y) = A \cos(\varphi).$$

$$0.49 (B-Y) = A \sin(\varphi). \quad \text{gedurende lijn-no } N$$

Stel dat nu een fasefout δ optreedt:

$$\text{dan geldt: } 0.88 (R-Y) = A \cos(\varphi + \delta).$$

$$0.49 (B-Y) = A \sin(\varphi + \delta). \quad \text{gedurende lijnno. } N$$

$$\text{en: } 0.88 (R-Y) = A \cos(\varphi - \delta).$$

$$0.49 (B-Y) = A \sin(\varphi - \delta). \quad \text{gedurende lijnno. } N+1$$

Het gemiddelde van beide signalen zal nu zijn:

$$0.88 (R-Y) = 0.5 A \{ \cos(\varphi + \delta) + \cos(\varphi - \delta) \} = A \cos \varphi \cos \delta.$$

$$0.49 (B-Y) = 0.5 A \{ \sin(\varphi + \delta) + \sin(\varphi - \delta) \} = A \sin \varphi \cos \delta.$$

Dit gemiddelde signaal komt dus, afgezien van een amplitudefout $\cos \delta$ overeen met het uitgezonden signaal. Deze amplitudefout manifesteert zich als een verzadigingsfout van het kleursignaal; in tegenstelling tot het N.T.S.C. systeem treedt geen kleurverandering op. (Als $\delta = 10^\circ$ dan is $\cos \delta = 0.984$, een amplitudefout van 1.5 %).

De vraag is nu hoe we dit uitmiddelen realiseren.

PAL-1, (waarvan een demodulator wordt besproken in het hoofdstuk PAL-decoders), laat dit uitmiddelen aan het oog over; nadeel hiervan is dat er een 25 Hz flikker ontstaat en dat fasefouten van 10 graden reeds aanleiding geven tot detailflikker in de kleur.

Keuze van de hulpdraaggolf in het PAL-systeem.

Voor de keuze van de hulpdraaggolf moeten we eerst bekijken hoe een monochroom ontvanger reageert op de aanwezigheid van een sinusvormig stoorsignaal (de hulpdrager) in het luminantiekanal. Dit stoorsignaal zal bij weergave aanleiding geven tot een puntenpatroon. Hoe hoger de frequentie van het stoorsignaal, hoe fijner de structuur van het puntenpatroon zal zijn. Is de frequentie van dit stoorsignaal gekoppeld aan de lijnfrequentie, dan vormen de punten van het stoorsignaal een regelmatige structuur. Een bijzonder geval doet zich voor als geldt $f.\text{hulpdrager} = n \cdot f.\text{lijn}$; de donkere en lichte punten vormen dan een verticaal streep-patroon; hetgeen bijzonder storend is. En ander bijzonder geval doet zich voor als geldt $f.\text{hulpdrager} = (n+0.5) \cdot f.\text{lijn}$; dan ontstaat er een patroon waarbij de

opeenvolgende lichte en donkere punten juist een halve periode t.o.v. elkaar verschoven zijn; dit noemt men "dot-interlace". Na 4 rasters treedt hetzelfde patroon weer op, dit is niet zichtbaar dankzij de integrerende werking van het oog.

Het probleem dat zich nu voordoet is dat we op grond van $f.\text{hulpdrager} = 0.5 \cdot (2 \cdot n + 1) \cdot f.\text{lijn}$ slechts een hulpdrager in het Y gebied kunnen aanbrengen die aan de dot-interlace voorwaarde voldoet. Als we n.l. twee verschillende hulpdragersaan zouden brengen, die beide aan de voorwaarde $f.\text{hulpdrager} = 0.5 \cdot (2 \cdot n + 1) \cdot f.\text{lijn}$ voldoen, met verschillende n's, zou de verschilfrequentie, die ontstaat zodra het somsignaal een niet lineair element passeert, een veelvoud van de lijnfrequentie bedragen, en daardoor, als beide n's groot gekozen zijn, een vrij laagfrequente storing opwekken in het beeld. Voor de overdracht van de kleurverschilsignalen dient een hulpdrager toe te worden gepast. Deze hulpdrager dient zo hoog mogelijk in het Y spectrum te worden gekozen, zodat een zeer fijn "stoorpatroon" ontstaat.

Indien we, uitgaande van de dot-interlace voorwaarde, de hulpdraaggolf-frequentie in het PAL-systeem $f.\text{hulpdrager} = 0.5 \cdot (2 \cdot n + 1) \cdot f.\text{lijn}$ kiezen, dan blijkt het door de hulpdraaggolf veroorzaakte stoorpatroon zeer sterk te zijn. Dit is eenvoudig te verklaren;

Stel we hebben een beeld met $(R-Y)=0$ en $(B-Y)=$ eindig, het hulpdraaggolf-signaal heeft dan de waarde $U(t) = 0.49 \cdot (B-Y)$ en de dot-interlace werkt volgens verwachting.

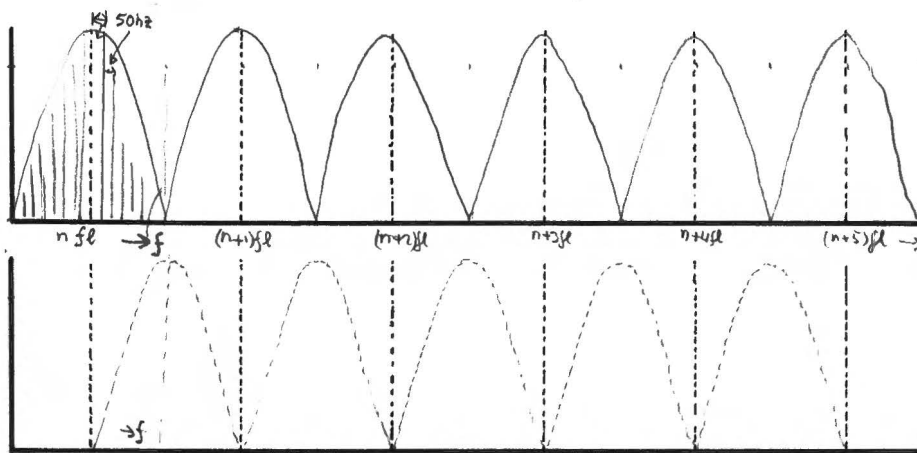
Beschouwen we nu een beeld met $(B-Y)=0$ en $(R-Y)=$ eindig, dan is het hulpdraaggolf-signaal van de vorm $U(t) = \pm 0.88 \cdot (R-Y)$. De tekenwisseling per lijn leidt tot het feit dat dat in de alternerende lijnen het "puntenpatroon" van de hulpdrager een halve periode verschuift, waardoor er zuiver verticale lijnen ontstaan. Verbetering geeft een keuze van:

$$f.\text{hulpdrager} = \{0.5 \cdot (2N+1) + 0.25\} \cdot f.\text{lijn}.$$

Voor een signaal $0.49 \cdot (B-Y)$ krijgen we nu een puntenpatroon dat per lijn 1/4 periode naar rechts opschuift, en voor een signaal $\pm 0.88 \cdot (R-Y)$ een puntenpatroon dat per lijn 1/4 periode naar links opschuift. We hebben nu in feite een kleurafhankelijk puntenpatroon opgebouwd. Verdere verbetering is mogelijk door bij deze frequentie nog eens de beeldfrequentie op te tellen, In de meeste west-europese landen heeft men $N=283$ gekozen, zodat een hulpdraaggolfrequentie van $\{0.5 \cdot (2 \cdot 283 + 1) + 0.25\} \cdot 15625 \text{ Hz} + 25 \text{ Hz} = 4.43361875 \text{ Mhz}$ resulteerd.

Een alternatieve benaderingswijze is m.b.v. de spectrale beschrijvingswijze; beschouwen we een stilstaand plaatje met b.v. verticale balken, dan zal gelden dat het afgetaste beeldsignaal periodiek is over een rastertijd (=de tijd nodig om 1 raster = 312.5 beeldlijnen over te brengen) met als periode de lijntijd (= de tijd nodig om 1 T.V.lijn over te brengen). Bovendien is er periodiciteit t.o.v. de rastertijd; dit geeft aanleiding tot

harmonischen van f .lijn gemoduleerd door harmonischen van f .raster. Dit betekent dat rondom elke spectraallijn van f .lijn er een zijband ontstaat met onderlinge afstand overeenkomstig de rasterfrequentie. Deze spectraallijnen verbreden zich, doch het "discreet" fasespectrum blijft bestaan. Dit houdt in dat het spectrum "gaten" d.i. gebieden met geringe spectrale energiedichtheid vertoond. In dit gedeelte van het spectrum kunnen we dus de kleurinformatie onderbrengen. We krijgen een spectraal-verdeling zoals hieronder geschetst:



Spectraalverdeling van een TV signaal = —————

"Ruimte" voor kleur informatie = - - - - -

Continu getrokken verticale lynen = compon. TGV. rastercomp.

PAL identificatie.

Omdat de R-Y component in het PAL signaal aan zenderzijde met frequentie 0.5 f.lijn wordt omgepoold, moet de +/- (R-Y) component aan ontvangerzijde ook periodiek omgepoold worden en wel synchroon met het schakelproces in de coder. Om dit ompolen goed te laten verlopen moet de decoder kunnen beslissen of het (R-Y) danwel het -(R-Y) signaal wordt overgedragen. Dit wordt opgelost m.b.v. het identificatiesignaal. Als identificatiesignaal in het PAL systeem dient de fase van de burst. In het PAL systeem is de burstfase daarom lijnaltemnerend +, danwel - 45 graden verschoven t.o.v. de gemiddelde burstfase (gem. burstfase = - (B-Y) richting = 180 graden). Op een burstfase van 180 graden + 45 graden = 225 graden volgt een hulpdraag golf-signaal van de vorm $+ 0.88*(R-Y)*\cos(\omega t) + 0.49*(B-Y)*\sin(\omega t)$. Op een burstfase van 180 graden - 45 graden = 135 graden volgt een hulpdraaggolfsignaal van de vorm $- 0.88*(R-Y)*\cos(\omega t) + 0.49*(B-Y)*\sin(\omega t)$. In de fase-detector van de subcarrier-generator in de ontvanger ontstaat een signaal op halve lijnfrequentie f.lijn, met de fase bepaald door de momentele burstfase. Dit signaal synchroniseert een als 2 deler werkende bistabile trigger schakeling, waarvan het uitgangssignaal de elektronische schakelaar die het +/- (R-Y) signaal omschakelt, bekrachtigt.

PAL-decoders.

Uit het voorgaande zal de opbouw van een PAL-kleurentelevisie signaal nu duidelijk zijn. We zullen nu gaan bekijken hoe we dit signaal aan ontvangerzijde moeten gaan decoderen naar de R(od), G(roen) en B(lauw) signalen die we nodig hebben om de beeldbuis aan te sturen. Het decoderen van PAL-signalen is op verschillende manieren te verwezenlijken. We zullen in dit hoofdstuk de diverse decoderingsmethoden zoals deze in de analoge techniek gebruikelijk zijn bekijken, en ook zullen we nader ingaan op het kamfilterconcept. Met kamfilters zijn we n.l. in staat om twee "geinterleafde" frequentiespectra van elkaar te scheiden. Voor het scheiden van luminantie en chrominantie-informatie kunnen we een kamfilter toepassen, en voor het scheiden van (R-Y) en (B-Y) informatie uit de chrominantie-informatie kan ook een kamfilter toegepast worden. We zullen nu eerst verder ingaan op het decoderen van PAL-signalen op analoge wijze.

We kunnen het decoderen van PAL-signalen in drie delen splitsen:

1. Het scheiden van luminantie en chrominantie-informatie.
2. Het demoduleren van de chrominantie-informatie in (R-Y) en (B-Y) componenten.
3. De Matrix-operatie, die uit de signalen (R-Y), (B-Y) en Y de signalen R, G, B maakt.

We zullen eerst het scheiden van de luminantie en chrominantie-informatie bekijken.

In de conventionele techniek hebben we verschillende technieken om luminantie en chrominantie informatie te scheiden. Dit scheiden is noodzakelijk om de storende hulpdraaggolf informatie uit het Y spectrum te scheiden. Als we de formule die hieronder staat weergegeven, inspecteren, zien we dat de (B-Y) en (R-Y) componenten moeten worden weggefilterd.

$$S(t) = Y + (B-Y) \cdot \sin(\omega t) + /- (R-Y) \cdot \cos(\omega t)$$

Dit kan door in het Y kanaal een notch filter op te nemen. Een notch filter is een filter met zeer lage responsie op een bepaalde frequentie; in de praktijk is dit vaak een T-filter voor lage frequenties; of een zuigkring voor hoge frequenties. Een - andere methode is het toepassen van een kamfilter; de responsie van een kamfilter staat in dit hoofdstuk beschreven onder "kamfilterdecoders". Een kamfilter biedt ons de mogelijkheid om chrominantie en luminantie-informatie volledig te scheiden. Cross-color (het doordringen van luminantie-informatie die zich

in de buurt van 4.4 Mhz bevindt in het chrominantie-sig-naal), wordt door een kamfilter volledig gecancelled. Dit is het grote voordeel dat een kamfilter ons biedt. Aangezien dit een vrij dure oplossing is, wordt voor scheiding van luminantie en chrominantie in consumer-decoders meestal geen kamfilter toegepast. Scheiding van het chrominantie-sig-naal uit het luminantiesig-naal gebeurt meestal met een bandpass-filter.

Scheiding van (R-Y) en (B-Y) informatie uit het chrominantie sig-naal wordt in de meeste decoders wel met een kamfilter gerealiseerd. Daartoe bevindt zich in de ontvanger een glas-vertragingslijn. Deze vertragingslijn is vrij smalbandig, maar voor chroma-demodulator toepassingen is dit niet zo'n bezwaar. We zullen nu een aantal PAL-decoders behandelen;

Analoge PAL-decoder opgebouwd zonder vertragingslijn.

We zullen eerst de analoge PAL-decoder zonder vertragingslijn bekijken. Een decoder is te splitsen in verschillende delen; een gedeelte dat de luminantie- van de chrominantie-informatie scheidt; een gedeelte dat uit de chrominantie-informatie de twee kleurverschilsignalen (R-Y) en (B-Y) scheidt; en ten derde de matrix-schakeling die uit het luminantie-sig-naal en de twee kleurverschilsignalen (R-Y) en (B-Y) de signalen Rood, Groen en Blauw maakt.

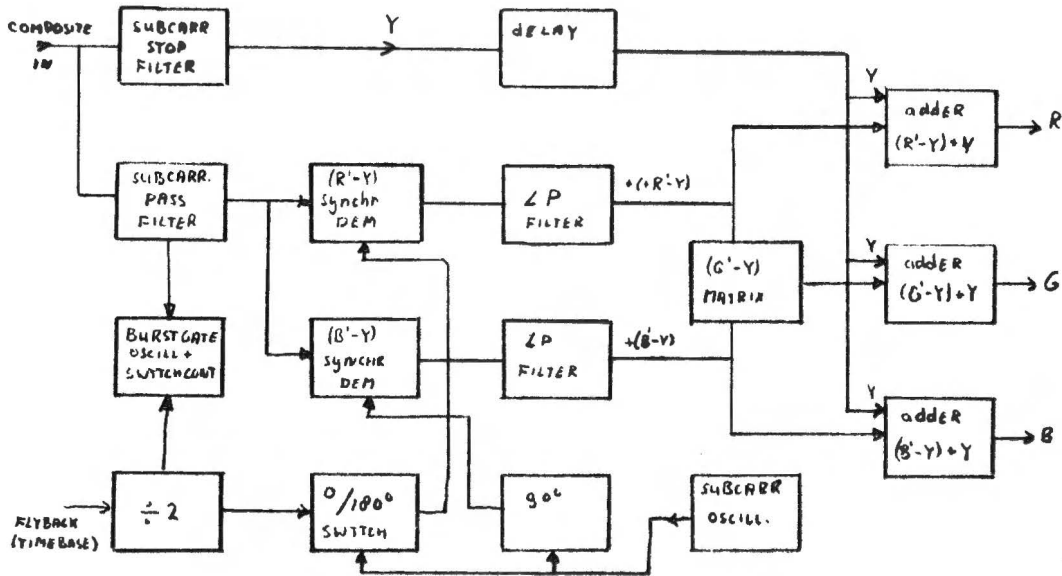


fig 3.1 PAL decoder zonder vertragingslijn.

Zoals in het voorgaande schema te zien is; worden de luminantie- en chrominantie-signalen m.b.v. filters van elkaar gescheiden. In het luminantiekanaal bevindt zich hiertoe een notch-filter om de chrominantie-informatie te onderdrukken; en in het chrominantie-kanaal bevindt zich een bandpass-filter om de chrominantie-informatie door te laten, en een gedeelte van de luminantie-informatie te onderdrukken. Het is niet mogelijk om met een bandpass-filter luminantie-informatie die zich in de doorlaatband van het chrominantie-bandpassfilter bevindt, te onderdrukken. Dit manifesteert zich als "cross-color". In het luminantie-kanaal bevindt zich nog een kleine delay, om de vertraging in het chrominantie-kanaal, door de daar aanwezige filters, te compenseren. Op deze wijze worden luminantie- en chrominantie-informatie gescheiden. We hebben nu dus de luminantie-informatie tot onze beschikking. Nu rest nog het demoduleren van de chrominantie-informatie. Zoals in het vorige hoofdstuk "Inleiding PAL systeem" is besproken, is het demoduleren van een kwadratuur gemoduleerd signaal mogelijk door dit signaal met het referentiesignaal te vermenigvuldigen. Dit referentiesignaal, waaraan hoge eisen gesteld worden betreffende fase-nauwkeurigheid, wordt opgewekt met een kristaloscillator die is opgenomen in een Phase Locked Loop met grote tijdconstante. Op deze manier kunnen we het demodulatorsignaal "locken" aan de burst; een signaal dat door de zender als referentie wordt meegestuurd. Een P.L.L. met kleinere tijdconstante wordt gebruikt om snelle burst-fase variaties te detecteren. Hieraan ontleen we het identificatiesignaal, dat ons aangeeft of we met een lijn waarin het $+(R-Y)$ danwel een lijn waarin het $-(R-Y)$ signaal wordt overgedragen; te maken hebben. Deze decoder middelt de kleurinformatie niet over twee lijnen, waardoor fase-fouten zich als kleurfouten manifesteren (dit is besproken in het hoofdstuk "Inleiding PAL-systeem"). In dit systeem wordt het aan het oog overgelaten om storende fasefouten te "integreren". Deze methode van decoderen wordt dan ook enkel voor meetdoeleinden toegepast.

Analoge PAL-decoder met vertragingslijn.

We zullen nu de analoge PAL-decoder met vertragingslijn bekijken. Deze decoder is eveneens te splitsen in verschillende delen; een gedeelte dat de luminantie- van de chrominantie-informatie scheidt; een gedeelte dat uit de chrominantie-informatie de twee kleurverschilsignalen $(R-Y)$ en $(B-Y)$ scheidt; en ten derde de matrix-schakeling die uit het luminantie-signaal en de twee kleurverschilsignalen $(R-Y)$ en $(B-Y)$ de signalen Rood, Groen en Blauw maakt.

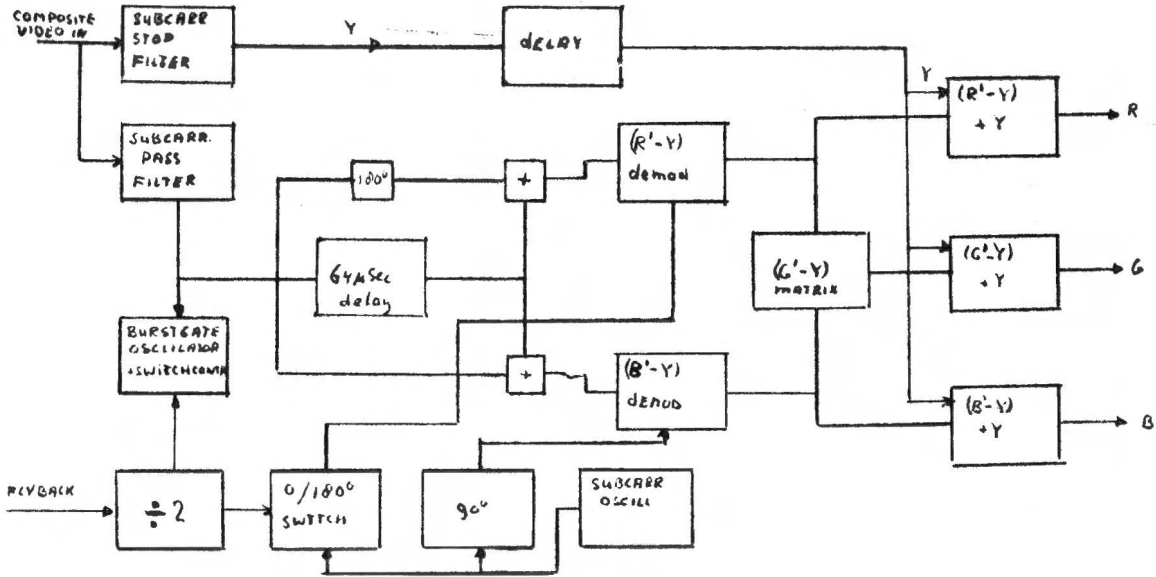


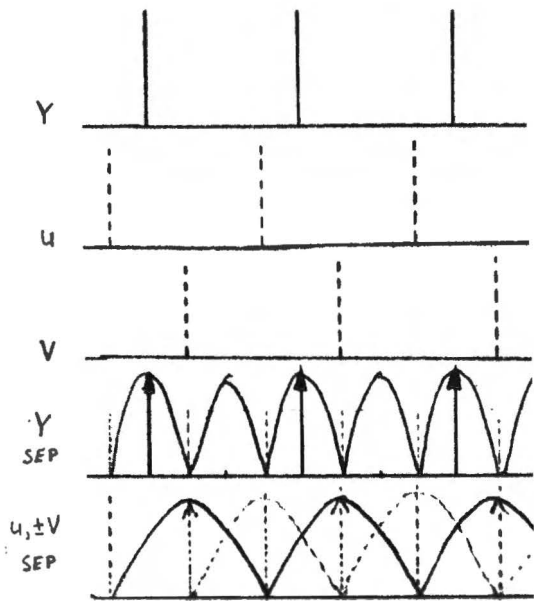
fig 3.2 PAL decoder met vertragslijen.

Zoals in het bovenstaande schema te zien is; worden de luminantie- en chrominantie-signalen m.b.v. filters van elkaar gescheiden. In het luminantiekanaal bevindt zich hiertoe een notch-filter om de chrominantie-informatie te onderdrukken; en in het chrominantie-kanaal bevindt zich een bandpass-filter om de luminantie-informatie voor een groot deel te onderdrukken en de chrominantie informatie door te laten. Het is niet mogelijk om met een bandpass-filter luminantie-informatie die zich in de doorlaatband van het chrominantie-bandpassfilter bevindt, te onderdrukken. Dit manifesteert zich als "cross-color". In het luminantie-kanaal bevindt zich nog een kleine delay, om de vertraging in het chrominantie-kanaal, door de daar aanwezige filters, te compenseren. Op deze wijze worden luminantie- en chrominantie-informatie gescheiden. We hebben nu dus de luminantie-informatie tot onze beschikking. Nu rest nog het demoduleren van de chrominantie-informatie. Door gebruik te maken van een kamfilter, bestaande uit een glas-vertragslijen en een optellen en aftrek-schakeling, zijn we in staat de (R-Y) en (B-Y) informatie te scheiden: hierop wordt in het gedeelte van dit verslag dat kamfilters behandeld dieper op ingegaan. We hebben na de "kamfilter"-operatie de twee op een hulpdraaggolf gemoduleerde signalen tot onze beschikking. Zoals in het vorige hoofdstuk "Inleiding PAL systeem is besproken, is het demoduleren van een amplitude gemoduleerd signaal mogelijk door dit signaal met het referentiesignaal te vermenigvuldigen. Dit re-

ferentiesignaal, waaraan hoge eisen gesteld worden betreffende betreffende fasenauwkeurigheid, wordt opgewekt met een kristaloscillator die is opgenomen in een Phase Locked Loop met grote tijdconstante. Op deze manier kunnen we het demodulatorsignaal "locken" aan de burst; een signaal dat door de zender als referentie wordt meegestuurd. Een P.L.L. met kleinere tijdconstante wordt gebruikt om snelle burst-fase variaties te detecteren. Hieraan ontleen we het identificatiesignaal, dat ons aangeeft of we met een lijn waarin het $+(R-Y)$ danwel een lijn waarin het $-(R-Y)$ signaal wordt overgedragen; te maken hebben. Deze decoder middelt de kleurinformatie over twee lijnen, waardoor fase-fouten zich als kleurverzadigingsfouten manifesteren (dit staat besproken in het hoofdstuk "Inleiding PAL-systeem). In dit systeem wordt het integreren van storende fasefouten door de optellers en de vertragingslijn gedaan. Deze methode van decoderen wordt dan ook meestal in consumerdecoders toegepast. Deze wijze van PAL decoderen wordt ook wel "delay-line-PAL" genoemd.

Principiele werking van een digitale PAL-decoder

Een digitale PAL-decoder bestaat uit twee kamfilters en een demodulator en een matrix. Van de twee kamfilters wordt er een gebruikt om luminantie- en chrominantie te scheiden, en de ander dient om de (B-Y) en de (R-Y) informatie uit de chrominantie-informatie te scheiden. De (R-Y) en de (B-Y) componenten worden dan gedemoduleerd en samen met de Y-informatie aan de matrix aangeboden. Deze matrix converteert het aangeboden (R-Y), (B-Y en Y signaal dan naar de voor de sturing van de beeldbuis benodigde R(rood), G(roen) en B(lauw) signalen. We zullen nu eerst de toegepaste kamfilters bespreken. Het digitale PAL- Y kamfilter in eenvoudigste uitvoering bestaat uit twee 1H vertraginglijnen, en een aantal adder/subtractors. We zullen nu eerst verder ingaan op de werking van het Y kamfilter.



Zoals beschreven in het hoofdstuk dat handelt over het PAL-systeem hebben we bij het PAL- signaal een spectraalverdeling zoals hiernaast aangegeven. We zien de componenten van het luminantie-signaal Y op onderlinge afstand f.lijn, en t.g.v. de 1/4 f.lijn offset van de hulpdraaggolfrequentie vinden we de componenten van het ongeschakelde (B-Y) = U signaal op een plaats die 1/4 f.lijn verschoven ligt t.o.v. de Y componenten. Het met een frequentie 1/2 f.lijn omschakelen van de (R-Y) = V componenten heeft tot gevolg dat de V componenten op afstand 1/2 f.lijn symmetrisch rond de U componenten komen te liggen.

Om uit dit PAL- spectrum het Y spectrum te verkrijgen, hebben we dus een filter nodig met een responsie zoals geschetst in onderstaande figuur.

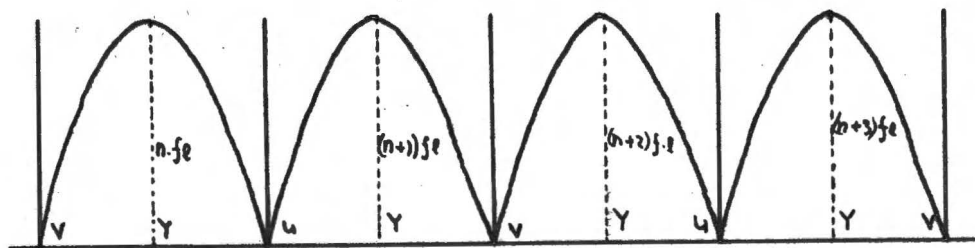


fig 3.4 gewenste responsie Y-filter.

Deze responsie is realiseerbaar met een kamfilter.
 Een kamfilter bestaat in de eenvoudigste vorm uit een geschikte vertraging, een opteller en een aftrekker. Hieronder staat een dergelijk filter weergegeven:

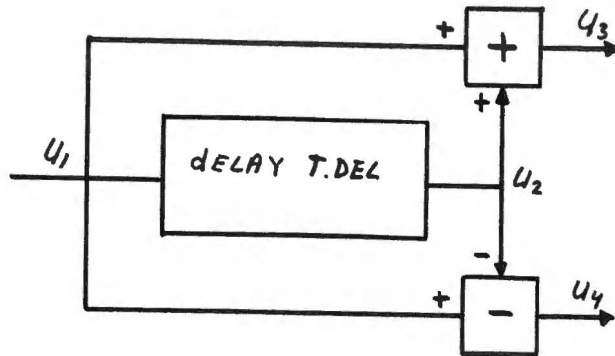


fig 3.5 Kamfilter.

We zullen de responsie van een dergelijk kamfilter berekenen:

Stel het ingaande signaal is van de vorm:

$$U_1 = A \sin(\omega t)$$

dan geldt voor het t.del vertraagde signaal:

$$U_2 = A \sin(\omega t - \omega \cdot t_{del})$$

Voor het somsignaal geldt dan: $U_3 = U_1 + U_2$

$$U_3 = A \left\{ \sin \omega t + \sin(\omega t - \omega \cdot t_{del}) \right\} = 2 \cos\left(\frac{\omega t_{del}}{2}\right) \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\omega t_{del}}{2}\right) = 2 A_c \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\omega t_{del}}{2}\right)$$

Voor het verschilsignaal geldt dan: $U_4 = U_1 - U_2$

$$U_4 = A \left\{ \sin \omega t - \sin(\omega t - \omega \cdot t_{del}) \right\} = 2 \sin\left(\frac{\omega t_{del}}{2}\right) \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\omega t_{del}}{2}\right) = 2 A_D \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\omega t_{del}}{2}\right)$$

De responsie van dit filter ziet er als volgt uit.

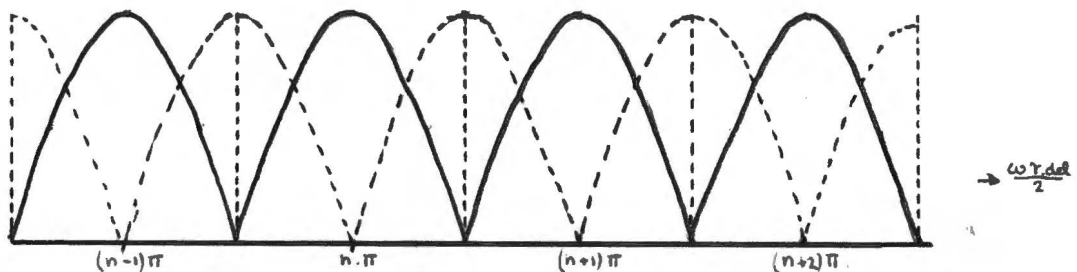


fig 3.6 responsie van een kamfilter.

We zien voor het "somkanaal" notches op frequentie's $f = (n + 1/2) f_e$
 en voor het "verschilkanaal" notches op frequentie's $f = (n \cdot f_e)$

We zien dat we voor scheiding van Y en chroma-informatie een filter nodig hebben met notches op afstand $f \cdot \text{lijn}/2$. Hiertoe moeten we dus een delay van 2 lijnen toepassen.

Voor de scheiding van de (R-Y) en (B-Y) informatie uit de chroma-informatie hebben we een filter met notches op afstand $f \cdot \text{lijn}$ nodig. Hiertoe moeten we dus een delay van 1 lijntijd toepassen.

Met een 2H-kamfilter (met 2 H bedoelen we $2 \cdot \text{lijntijd} = 128$ uSec) zijn we in staat het Y signaal te scheiden van het chroma-signaal en met een 1H-kamfilter (met 1 H bedoelen we $1 \cdot \text{lijntijd} = 64$ uSec) kunnen we de chrominantie-componenten (B-Y) en $\pm(R-Y)$ uit het chroma-signaal scheiden. In een PAL-decoder vindt scheiding van luminantie en chrominantie-informatie, en tevens scheiding van de chrominantiecomponenten (R-Y) en (B-Y) plaats. Met kamfilters kunnen we dus een PAL decoder realiseren.

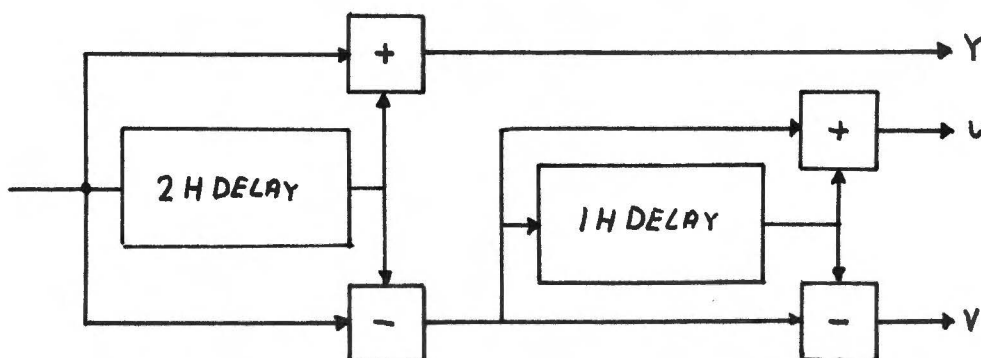


fig 3.7 gecascadeerd Y - chroma kamfilter.

In de eenvoudigste vorm bestaat een PAL-luminantie-kamfilter uit een 2H kamfilter. Een 2H kamfilter heeft echter als nadeel dat er een groot verlies in verticale resolutie optreedt. Dit komt omdat er over twee lijnen van eenzelfde raster gemiddeld wordt, (twee opeenvolgende lijnen worden n.l. opgeteld en door twee gedeelt; zodat we het gemiddelde signaal over twee lijnen tot de beschikking hebben). Dit heeft tot gevolg dat een sprong in verticale richting over drie lijnen wordt "uitgesmeerd". Indien we achter het Y-kamfilter nog een kamfilter met een 1H delay opnemen om de chrominantie componenten te scheiden, dan zal het duidelijk zijn dat de kleur-informatie over 4 lijnen wordt uitgesmeerd. We zullen deze verliezen voor chrominantie- en luminantiesignaal aan de hand van de volgende figuur afzonderlijk bekijken.

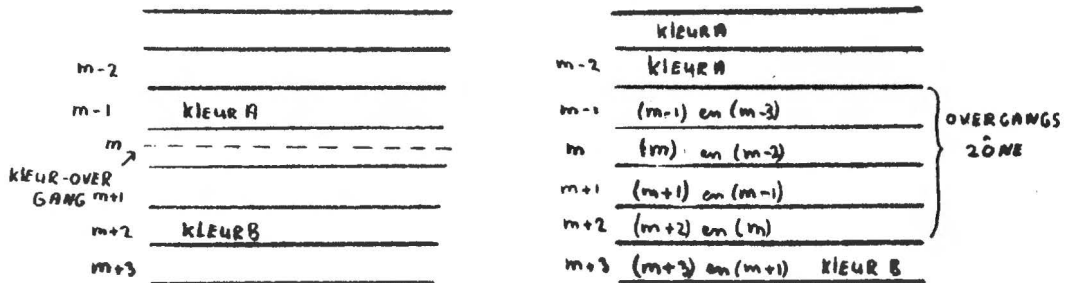


fig 3.8 verliezen t.g.v. kamfilteren.

Een mogelijkheid om dit verlies te compenseren, bestaat hierin om na het kamfilteren, het in bandbreedte begrensde verschil-sig-naal, op te tellen bij het gekamde Y-sig-naal. Er geldt bovendien dat dit verlies minder is naarmate de 2 lijnen waarover gemiddeld wordt, geometrisch dichter bij elkaar liggen. Beter zou het zijn om twee lijnen te kiezen die dichter bij elkaar liggen; b.v. de aangrenzende lijn van het vorige raster. Hiervoor is een geheugen nodig waarin we een volledig raster kunnen opslaan.

Het mooiste zou zijn om van dezelfde lijn gebruik te maken, maar dit vereist dat we de actuele lijn op moeten tellen bij dezelfde lijn van twee rasters terug. Hiervoor is een geheugen nodig waarin we twee rasters op kunnen slaan.

Om de laatste twee manieren van kamfilteren te realiseren, is er in de decoder een beeldgeheugen aangebracht; dat op te vatten is als een 2-frame delay-line met een aftakking op 1 frame.

Voor stationaire beelden is het geen bezwaar dat er over een relatief lange tijd (1 frame ~ 20 mSec, 2 frame's ~ 40 mSec) gemiddeld wordt. Bij bewegende beelden is een dergelijke vertraging echter niet aanvaardbaar; bewegen van beelden uit zich dan in een "smearing". Vandaar zijn er arbiter's opgenomen, die de 20mSec en de 40 mSec vertraagde informatie vergelijken met de actuele informatie. Met behulp van deze arbiters, die ons informatie betreffende grote kleursprongen en/of beweging verschaffen, en een geschikte strategie zijn we in staat om een adaptief kamfilter te realiseren.

We zullen nog enkele andere "verfijningen", die mogelijk zijn bekijken.

Een bekende techniek voor horizontale apertuurcorrectie is het z.g. "crispenen". We zullen dit "crispenen" in het kort behandelen; als we een horizontaal scan systeem bekijken, dan

manifesteren verticale contouren zich als niveau-overgangen in het video-sigitaal. Door differentiatie van het videosigitaal kan men de plaats van de contouren lokaliseren. Accentuering van de contouren is dan mogelijk door de tweede afgeleide van dit sigitaal, eventueel na dit een niet lineaire bewerking te laten ondergaan, aan het oorspronkelijk sigitaal toe te voegen.

Voor horizontale contouren kan men in principe op dezelfde wijze te werk gaan, echter nu is differentiatie veel moeilijker; in een richting, loodrecht op de aftastlijnen, vindt men informatie, die betrekking heeft op opeenvolgende beelddelen, steeds gescheiden in de tijd door intervallen ter grootte van de lijntijd. Differentiatie van beeldinformatie vraagt nu dus vergelijking van in de tijd gescheiden signaaldelen. Hiervoor hebben we dus een geheugen nodig dat het sigitaal over 1 of meer lijntijden kan bewaren. Hiervoor kunnen we een vertraginglijn of een lijngeheugen toepassen. Om een nog betere beelddefinitie te bereiken, zouden we twee opeenvolgende lijnen op het scherm in het proces moeten betrekken; daar deze signalen echter een rastertijd uit elkaar liggen, is het noodzakelijk een rastergeheugen toe te passen. Bovendien moeten we dan een voorziening inbouwen, die deze correctie uitschakelt in het geval het beeld beweegt. Deze eisen resulteren in een "arbiter" die vrij complex van structuur is.

Gezien de complexe structuur van deze arbiter verdient het misschien aanbeveling om deze grote hoeveelheid "wilde" logica door een ROM te vervangen. Aan de adreszijde van dit ROM zouden we dan de databits van het "actuele" en de databits van het "naastliggende" of "bovenliggende" (= 50 mSec vertraagde) beeldelement aan kunnen bieden.

Aan de uitgang van dit ROM kunnen dan b.v. de "gecrispende" waarden tot onze beschikking staan. Door geschikte programmering van het ROM kunnen we eenvoudige en flexibele "crispending" bereiken.

Met het hiervoor geschetste blokschema zijn we in staat om op verschillende wijzen te kamfilteren.

We kunnen keuze maken uit een 2H, 1F (=314H) of een 2F (626H) kamfilter maken, of we kunnen in het geheel niet kamfilteren. Om de luminantie-informatie van de chroma informatie te scheiden hebben we een 2*n*H kamfilter nodig. Dit wordt besproken onder "kamfilters" en is een gevolg van de kwart-lijn offset die de hulpdraaggolfrequentie t.o.v. de lijnfrequentie heeft. Om de chroma-informatie te scheiden hebben we een 1H kamfilter nodig. Dit 1 H kamfilter is opgenomen in het 2H, 314H, 626H kamfilter. Dit biedt als voordeel dat er hardware wordt bespaard; bovendien worden komt de kleurinformatie dan niet een lijn vertraagd, zoals dit bij gecascadeerde kamfilters het geval is.

We kunnen het kamfilter dus als volgt opgebouwd denken:

2H kamfilter := 1H kamfilter en een 1H kamfilter.

314H kamfilter := 313H kamfilter en een 1H kamfilter.

626H kamfilter := 625H kamfilter en een 1H kamfilter.

Het 1H kamfilter dient om de kleurinformatie te scheiden.

RESPONSIEBEREKENING VAN EEN 2H KAMFILTER.

We zullen nu de responsie berekenen van een 2H kamfilter.

Het 2H kamfilter is opbouwd uit een 1H delay en een 1H delay.

Een delay van 1H komt overeen met een delay van $64\mu\text{Sec} * 4.43361875 \text{ Mhz} = 283.75$ perioden van de hulpdraaggolf.

Een delay van 1H komt overeen met een delay van $64\mu\text{Sec} * 4.43361875 \text{ Mhz} = 283.75$ perioden van de hulpdraaggolf.

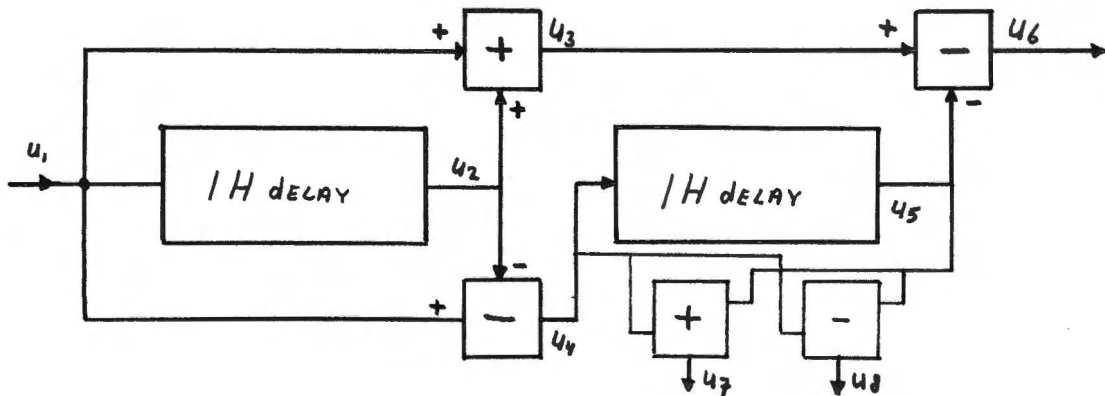


fig 3.10 Een 2H kamfilter.

Stel het ingaande signaal is van de vorm:

$$u_1 = A \sin \omega t$$

dan geldt voor het 1 lijn vertraagde signaal:

$$U_2 = A \sin(\omega t - \tau)$$

Voor het somsignaal geldt dan: $U_3 = U_1 + U_2$

$$U_3 = A \sin(\omega t) + A \sin(\omega t - \tau)$$

Voor het verschilsignaal geldt dan: $U_4 = U_1 - U_2$

$$U_4 = A \sin(\omega t) - A \sin(\omega t - \tau)$$

Voor het 1 lijn vertraagde verschilsignaal geldt dan:

$$U_5 = A \sin(\omega t - \tau) - A \sin(\omega t - 2\tau)$$

Voor U_6 aan uitgang van subtractor geldt dan:

$$U_6 = A \sin(\omega t) + A \sin(\omega t - \tau) - \{A \sin(\omega t - \tau) - A \sin(\omega t - 2\tau)\} = A \{\sin \omega t + \sin(\omega t - 2\tau)\}$$

Voor U_7 aan uitgang van subtractor geldt dan:

$$U_7 = A \{\sin \omega t - \sin(\omega t - \tau)\} + \{A \sin(\omega t - \tau) - A \sin(\omega t - 2\tau)\} = A \{\sin \omega t - \sin(\omega t - 2\tau)\}$$

Voor U_8 aan uitgang van subtractor geldt dan:

$$U_8 = A \{\sin \omega t - \sin(\omega t - \tau)\} - A \{\sin(\omega t - \tau) - \sin(\omega t - 2\tau)\} = A \{\sin \omega t + \sin(\omega t - 2\tau) - 2 \sin(\omega t - \tau)\}$$

De responsie van het 2H kamfilter staat hieronder geschetst:

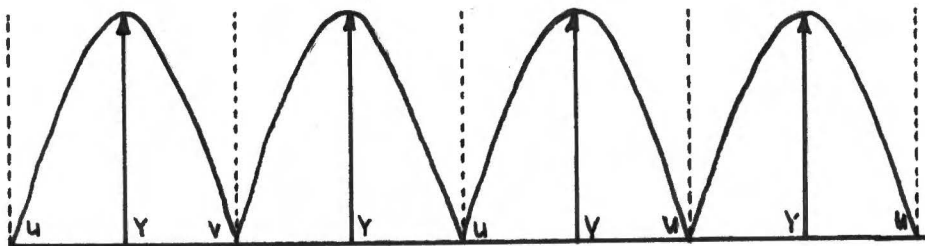


fig 3.11 responsie 2H kamfilter.

RESPONSIEBEREKENING VAN EEN 1F KAMFILTER.

We zullen nu de responsie berekenen van een 1F kamfilter.
 Het 1F kamfilter is opgebouwd uit een 313H delay en een 1H delay.
 Een delay van 313H komt overeen met een delay van $313 \cdot 64 \mu\text{Sec} \cdot 4.43361875 \text{ Mhz} = 88814.25$ perioden van de hulpdraaggolf.
 Een delay van 1H komt overeen met een delay van $64 \mu\text{Sec} \cdot 4.43361875 \text{ Mhz} = 283.75$ perioden van de hulpdraaggolf.

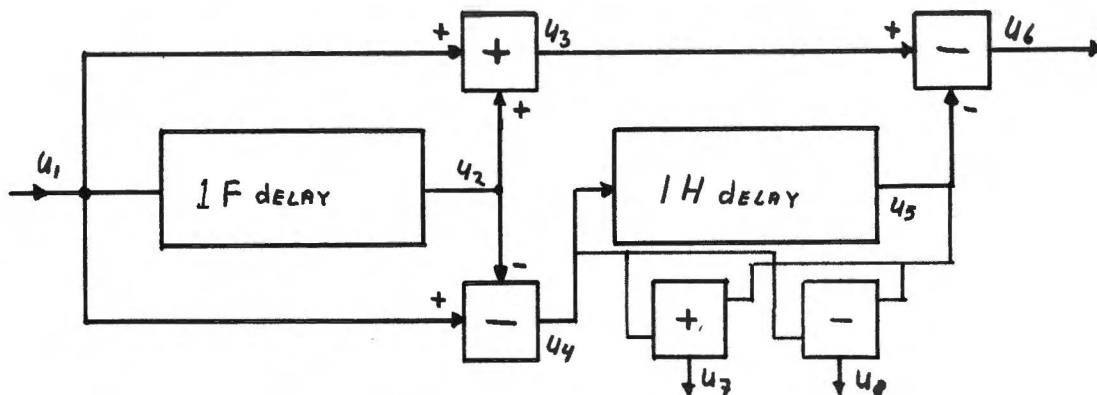


fig 3.12 Een 1F kamfilter.

Stel het ingaande signaal is van de vorm:

$$U_1 = A \sin \omega t$$

dan geldt voor het 1 raster vertraagde signaal:

$$U_2 = A \sin(\omega t - 313\tau)$$

Voor het somsignaal geldt dan: $U_3 = U_1 + U_2$

$$U_3 = A \{ \sin \omega t + \sin(\omega t - 313\tau) \}$$

Voor het verschilsignaal geldt dan: $U_4 = U_1 - U_2$

$$U_4 = A \{ \sin \omega t - \sin(\omega t - 313\tau) \}$$

Voor het 1 lijn vertraagde verschilsignaal geldt dan:

$$U_5 = A \{ \sin(\omega t - \tau) - \sin(\omega t - 314\tau) \}$$

Voor U_6 aan uitgang van subtractor geldt dan:

$$U_6 = A \{ \sin \omega t + \sin(\omega t - 313\tau) + \sin(\omega t - 314\tau) - \sin(\omega t - \tau) \}$$

Voor U7 aan uitgang van subtractor geldt dan:

$$U7 = A \{ \sin \omega t - \sin(\omega t - 313\gamma) + \sin(\omega t - \gamma) - \sin(\omega t - 314\gamma) \}$$

Voor U8 aan uitgang van subtractor geldt dan:

$$U8 = A \{ -\sin \omega t - \sin(\omega t - 313\gamma) - \sin(\omega t - \gamma) + \sin(\omega t - 314\gamma) \}$$

De responsie van het LF kamfilter staat hieronder geschetst:

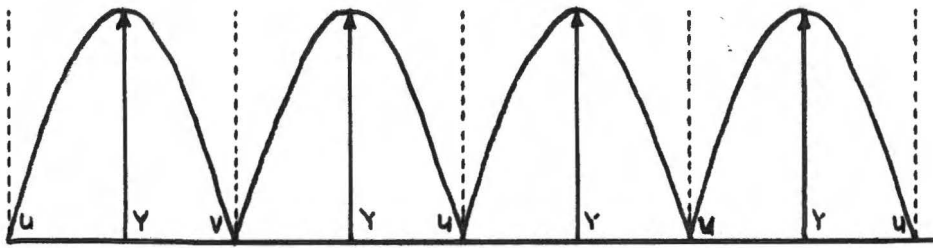


fig 3.13 responsie LF kamfilter.

RESPONSIEBEREKENING VAN EEN 2F KAMFILTER.

We zullen nu de responsie berekenen van een 2F kamfilter.
 Het 2F kamfilter is opgebouwd uit een 625H delay en een 1H delay.
 Een delay van 625H komt overeen met een delay van $625 \cdot 64 \mu\text{Sec} \cdot 4.43361875 \text{ Mhz} = 177344.75$ perioden van de hulpdraaggolf.
 Een delay van 1H komt overeen met een delay van $64 \mu\text{Sec} \cdot 4.43361875 \text{ Mhz} = 283.75$ perioden van de hulpdraaggolf.

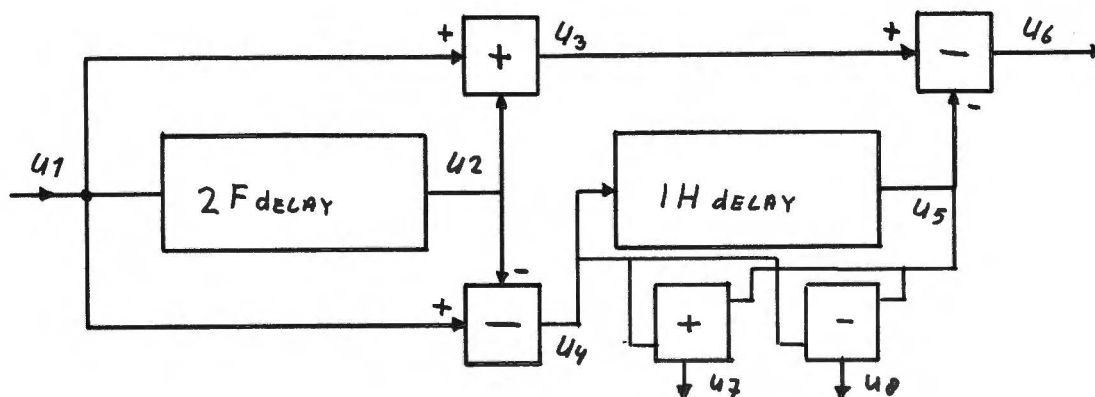


fig 3.14 Een 2F kamfilter.

Stel het ingaande signaal is van de vorm:

$$U1 = A \sin \omega t$$

dan geldt voor het 2 rasters vertraagde signaal:

$$U2 = A \sin(\omega t - 625\tau)$$

Voor het somsignaal geldt dan: $U3 = U1 + U2$

$$U3 = A \{ \sin \omega t + \sin(\omega t - 625\tau) \}$$

Voor het verschilsignaal geldt dan: $U4 = U1 - U2$

$$U4 = A \{ \sin(\omega t) - \sin(\omega t - 625\tau) \}$$

Voor het 1 lijn vertraagde verschilsignaal geldt dan:

$$U5 = A \{ \sin(\omega t - \tau) - \sin(\omega t - 626\tau) \}$$

Voor U6 aan uitgang van subtractor geldt dan:

$$U6 = A \{ \sin \omega t + \sin(\omega t - 625\tau) + \sin(\omega t - 626\tau) - \sin(\omega t - \tau) \}$$

Voor U7 aan uitgang van substractor geldt dan:

$$U7 = A \{ \sin \omega t - \sin(\omega t - 625\tau) + \sin(\omega t - \tau) - \sin(\omega t - 626\tau) \}$$

Voor U8 aan uitgang van substractor geldt dan:

$$U8 = A \{ \sin \omega t - \sin(\omega t - 625\tau) - \sin(\omega t - \tau) + \sin(\omega t - 626\tau) \}$$

De responsie van het 2F kamfilter staat hieronder geschetst:

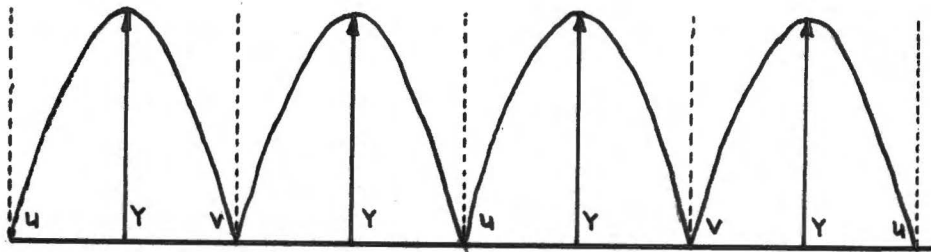


fig 3.15 responsie 2F kamfilter.

Pal kamfilter met 2H, 1F, 2F delay.

Omdat al deze drie methoden van kamfilteren bepaalde voordelen bieden, kunnen we denken aan een PAL-kamfilter, wat al deze drie "kamfiltermethoden" in zich vereenigt. Dit is eenvoudig op te lossen door al deze drie kamfilters te combineren; we krijgen dan een kamfilter zoals hieronder geschetst. Bij dit kamfilter zijn de drie mogelijke "delay's" aangebracht, en we kunnen m.b.v. een selector kiezen, welke modificatie van het kamfilter gebruikt wordt. De responsie van dit kamfilter wordt gegeven door de responsie's van de hiervoor behandelde kamfilters.

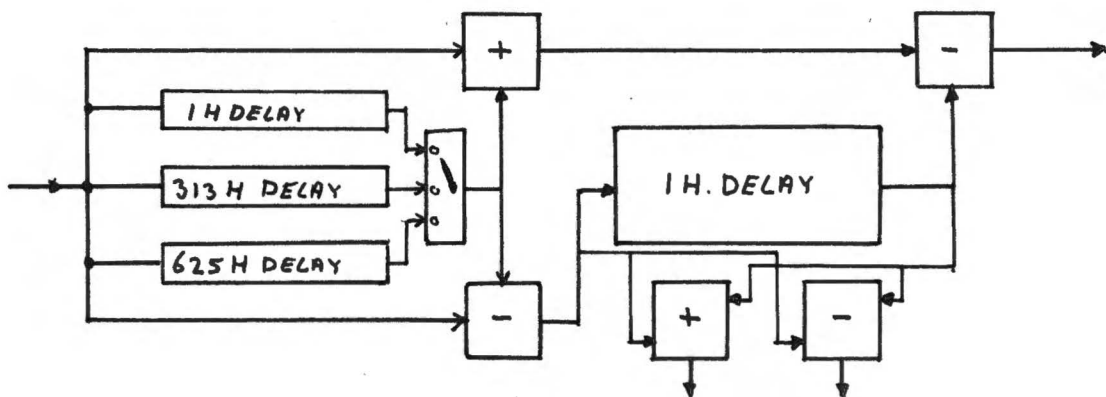


fig 3. , gekombineerd 2H, 1F, 2F kamfilter.

Demodulatie en matrixoperatie.

Op de hiervoor beschreven "wijzen" hebben we het composite PAL signaal gescheiden in het luminantie-signaal Y en de twee kleurverschilsignalen (R-Y) en (B-Y). Dan rest ons nu nog het demoduleren van de (R-Y) en (B-Y) informatie. In de analoge techniek vindt dit demoduleren m.b.v. synchrone detectie plaats; in de digitale techniek is dit proces te realiseren m.b.v. een "exclusive or"-operatie. Hiertoe worden de twee (R-Y) en (B-Y) signalen met een demodulatorsignaal, met correcte fase, ge"ex-ored". Aan de uitgang van deze ex-or's staat dan het gedemoduleerde (R-Y) en het gedemoduleerde (B-Y) signaal tot onze beschikking. We zijn nu in staat om m.b.v. een matrixoperatie uit de signalen (R-Y), (B-Y) en Y de signalen R(ood), G(roen) en B(lauw) te vormen, nodig voor de aansturing van de beeldbuis. Deze matrix-operatie is zowel analoog als digitaal te realiseren. Een digitale matrixoperatie vergt erg veel PROM (vanwege de "kromme" coëfficiënten); daarom is voor een analoge matrix gekozen. De signalen Y, (R-Y), (B-Y) worden daarom m.b.v. D-A converters omgezet in analoge signalen. Deze analoge signalen worden aangeboden aan een analoge matrix, waaruit de drie signalen R, G en B tevoorschijn komen.

Realisatie van diverse analoge functie met digitale schakelingen.

In dit hoofdstuk zullen we bekijken hoe we een aantal functie's zoals deze in een analoge PAL decoder voorkomen, op digitale wijze kunnen realiseren. We kunnen de PAL-decoder opdelen in een aantal functionele blokken; deze functionele blokken zullen we met digitale middelen realiseren.

Een aantal voorkomende functie's zijn:

1. De verdragingslijn.
2. De opteller.
3. De aftrekker.
4. De demodulator.
5. De identificatie-schakeling.
6. Het low-pass-filter.
7. De matrix.

We zullen deze eenheden afzonderlijk bespreken.

1. De verdragingslijn.

De verdragingslijn wordt in de analoge techniek meestal gerealiseerd met een glas verdragingslijn. Deze verdragingslijn bestaat uit een looptijdelement, bestaande uit een stuk glas, een tweetal transducer's en een tweetal spoelen, welke dienen als bandfilter en als impedantie-aanpassing. De werking van dergelijke verdragingslijnen berust op het feit dat het inkomende elektrische signaal m.b.v. een transducer omgezet wordt in een ultra-acoustische golf, deze golf plant zich als een mechanische trilling voort en wordt na enige tijd met de andere transducer weer omgezet in een elektrisch signaal. De afmetingen van het stuk glas zijn zo gekozen, dat mechanische resonantie optreedt op de hulpdraaggolffrequentie.

Het zal duidelijk zijn dat een dergelijke verdragingslijn niet ideaal is. Dit vindt zijn oorzaak in de beperkte bandbreedte van de transducer's en de eigenresonantie van de verdragingslijn zelf, bovendien hebben we veel last van parasitaire reflectie's. Een dergelijk verdragingsselement is tegenwoordig ook analoog-electrisch realiseerbaar; we denken hier aan Charge Coupled Devices (CCD's); dit zijn elementen die op te vatten zijn als analoge schuifregister's. Toepassing van CCD's heeft ook weer bepaalde nadelen, zoals onderdrukking van de klokfrequentie in het uitgangssignaal, de niet lineaire overdrachtskarakteristiek, etc. Daarom zullen we verder ingaan op een oplossing zoals de digitale techniek die ons biedt.

In de digitale techniek is het zeer goed mogelijk een verdragingslijn te realiseren die geen last heeft van vornoemde euvels. Een verdragingslijn voor digitale informatie kunnen we opbouwen uit b.v een schuifregister o.i.d. Een andere methode

is om inkomende data weg te schrijven in een Random Access Memory (RAM), en deze informatie enige tijd later weer uit te lezen. De techniek van vertraging wordt voornamelijk bepaald door de gewenste vertraging; indien we data b.v. enkele honderden nanoseconden willen vertragen, zullen we in het algemeen voor een oplossing met schuifregisters kiezen; wordt de gewenste vertraging echter groter (64 uSec of zelfs 20 of 40 mSec) dan zal het duidelijk zijn dat een degelijke vertraging uit het oogpunt van het aantal componenten niet meer met schuifregisters realiseerbaar is; we zoeken dan onze toevlucht tot een oplossing die gebruik maakt van een RAM, waarin de data wordt weggescheven en de vertragingstijd later weer wordt uitgelezen. Toegespitst op onze analoge PAL-decoder zouden we kunnen stellen dat we de delay in het luminantie-kanaal vervangen door een schuifregister en dat we de vertraging in het chrominantiekanaal (64uSec tot 40 mSec) vervangen denken door een oplossing met een random access geheugen met de hiervoor noodzakelijke besturingscircuits.

2. De opteller.

Zoals we in het schema van de analoge PAL-decoder hebben gezien, worden op verschillende plaatsen analoge optelfunctie's gerealiseerd. Dit wordt dan gedaan met transistoren of operationele versterkers. In de digitale techniek, waar we digitale informatie moeten optellen, wordt dit gerealiseerd door gebruik te maken van full-adders; dit zijn cascadeerbare circuitelementen die we voor optelling van digitale informatie kunnen toepassen.

3. De aftrekker.

Zoals we in het schema van de analoge PAL-decoder hebben gezien, worden op verschillende plaatsen analoge aftrekfunctie's gerealiseerd. Dit wordt dan gedaan met transistoren of operationele versterkers. In de digitale techniek, waar we digitale informatie moeten aftrekken, wordt dit gerealiseerd door gebruik te maken van inverters en full-adders; met deze cascadeerbare circuitelementen kunnen we in het twee-complement stelsel digitale informatie aftrekken.

4. De demodulator.

In een analoge PAL-decoder worden voor demodulatie van de chrominantie-informatie synchrone detectoren toegepast. Deze synchrone demodulatoren kunnen we opvatten als analoge schakelaars, waarmee we het inkomend signaal al dan niet kunnen invertieren. In de digitale techniek is het mogelijk om van hetzelfde principe uit te gaan. Nu wordt echter geen analoge informatie al dan niet geïnverteerd, doch digitale informatie;

door bepaalde voorzorgen te nemen m.b.t. sign- en overflow problemen, is hetzelfde in de digitale techniek eenvoudig met exclusive-or's te realiseren.

5. De identificatieschakeling.

De identieficatieschakeling vervult in een pal decoder de volgende functie's: deze schakeling, opgebouwd met een Phase-locked loop, heeft tot taak om uit de burst-informatie, de correcte demodulator-fase op te wekken en voor het lijnalternerend schakelen van het (R-Y) signaal te zorgen. In de analoge techniek wordt een dergelijke schakeling m.b.v. phase-locked loops gemaakt. In de digitale techniek is dit veel moeilijker; een "condensator" of een "tijdconstante" is digitaal moeilijk te realiseren. Daarom is er gebruik gemaakt van het feit dat we weten hoe de gedemoduleerde "burst" eruit moet zien. Er is een terugkoppelnetwerk aangebracht aan de uitgang van de demodulatoren. Indien de demodulerende fase "fout" staat, ontdekken we dit aan de uitgang van de demodulatoren. Er kan dan een signaal afgeleidt worden, dat ervoor zorgt dat de demodulatorfase wordt gecorrigeerd. Om het lijnalternerend schakelsignaal te maken, dat we nodig hebben om het (R-Y) signaal te schakelen, is de volgende oplossing toegepast. Een eigenschap van het over 1 lijn "gekamde Y signaal" is dat de burst lijnalternerend aanwezig is. Door nu aan het begin van iedere lijn te kijken of er niet of wel een burst is, kunnen we constateren of we met een $+(R-Y)$, danwel met een $-(R-Y)$ beeldlijn te maken hebben. Dit kan m.b.v. een comparator verwezenlijkt worden. In plaats van de comparator kunnen we ook kijken of bit 7 aan de uitgang van de eerste opteller aanwezig is.

6. Het low-pass- filter.

In de analoge techniek worden filters meestal met spoelen en/of condensatoren gerealiseerd. In de digitale techniek hebben we deze componenten niet tot onze beschikking; daarom moeten we een andere filtertypen dan het L-C filter zoeken. Een mogelijk filtertype dat in aanmerking komt, zijn filters van het transversale type. Deze filters zijn opgebouwd uit een "getapte" delayline en optellers en aftrekkers. Deze schakelingen zijn in de digitale techniek wel voorhanden. Een "getapte" delay-line is te realiseren met serial-in/parallel out schuifregisters, of een aantal in serie geschakelde d-flip-flops. Optel en aftrekschakelingen zijn in de digitale techniek in de vorm van full-adders voorhanden. We zullen nu verder ingaan op digitale filters. We gaan uit van een niet recursief F.I.R. (Finite Impuls Response) filter. Voordeel van dergelijke filters is dat deze altijd stabiel zijn, bovendien zijn deze filters

faselineair indien de impulsresponsie symmetrisch is en kan de round-off-noise (ten gevolge van de eindige precisie waarmee opgeteld wordt) klein zijn.

Als nadeel voor deze filters geldt dat er voor een scherp filter veel coëfficiënten (en dus veel hardware) nodig zijn.

We zullen nu een eenvoudig digitaal filter bekijken. Dit digitale filter heeft een oneven aantal coëfficiënten. Dit is gekozen om de reden dat het aantal sample's vertraging dat een dergelijk filter oplevert, gelijk is aan $0.5*(N-1)$, waarin N het aantal elementen in de "getapte" delayline is. Om de vertraging van dit filter gelijk te maken aan een geheel aantal sampleperioden, wordt voor N een oneven waarde gekozen. Een algemene uitdrukking voor de responsie van een fase-lineair filter met symmetrische impulsresponsie is:

$$H(j\omega) = a + b*\cos(\omega t) + c*\cos(2\omega t) + d*\cos(3\omega t) + \dots$$

Een filter met 5 coëfficiënten; te weten $0,5*b, 0, a, 0, 0,5*b$ heeft dus de volgende overdrachtsfunctie: $H(j\omega) = a + b*\cos(2\omega)$

Bij een sample-frequentie van $4 * \text{de hulpdraaggolffrequentie}$ geldt dat voor $1 * \text{de hulpdraaggolffrequentie}$ de genormaliseerde frequentie gelijk wordt aan $\omega = n/2$. Een frequentie van $0 * \text{de hulpdraaggolffrequentie}$ komt overeen met een genormaliseerde frequentie van $\omega = 0$. Stel nu: we willen een maximale demping op een frequentie van $1 * \text{de hulpdraaggolffrequentie}$; samenvattend: $\omega = 0 : |H| = 1$ dus $a+b=1$.

$$\omega = n/2 : |H| = 0 \text{ dus } a-b=0.$$

hieruit volgt: $a=0.5$ en $b=0.5$, zodat we coëfficiënten $0.25, 0, 0.5, 0, 0.25$ krijgen.

7. De matrix.

De matrixschakeling heeft tot taak om uit de gedemoduleerde chrominantie-componenten (R-Y) en (B-Y) en de luminantie-informatie Y de signalen R(rood), G(roen) en B(lauw) te maken die we nodig hebben om de beeldbuis aan te sturen. In de analoge techniek wordt een dergelijke matrixschakeling met transistoren en weerstanden gerealiseerd. In de digitale techniek, waar de signalen in de vorm van 8 bit woorden tot onze beschikking staan, is het mogelijk om de verschillende weegfactoren m.b.v. PROM's of m.b.v. vermenigvuldigers en een aantal optellers en aftrekkers te realiseren.

Beschrijving blokschema

In het kort zullen we nu het blokschema beschrijven. Het blokschema zal beschreven worden aan de hand van het blokschema op de volgende bladzijde. Aan dit blokschema zal met nummers gereferereerd worden. Deze nummers corresponderen met het printpositie-nummer in de 6/6 inch kast. Het blokschema, alsmede de positie van de printen, zijn te vinden op de volgende pagina's.

Data afkomstig van de A-D converter komt hier met een repetitie-rate van 17.7 Mhz op ECL-niveau binnen en wordt m.b.v. een line receiver met latch (pos 1) naar TTL geconverteerd. De uitgaande TTL clock wordt zodanig ingesteld dat de 8 bit data 30 nS voor de rising edge van de clock valid staat. Deze clock wordt aangeboden aan de clock-delay/buffer (pos 2). De data wordt aangeboden aan 3 andere units, te weten:

1. De multiplexer (pos 13,14).
2. De 1 H delay line (pos 5,6).
3. De TTL-ECL converter (pos 3) voor de frame store.

De data afkomstig van de frame-store wordt m.b.v. TTL-Ecl converters aangeboden aan de multiplexer (pos 7,8) en aan 3 arbiters (pos 9,11,12).

Deze arbiters vergelijken:

- AR1 (pos 9) : het verschil actuele en 1 H vertraagde lijn.
- AR2 (pos 11) : het verschil actuele en 1 F vertraagde lijn.
- AR3 (pos 12) : het verschil actuele en 2 F vertraagde lijn.

Aan de input van de multiplexer staan dus de volgende signalen:

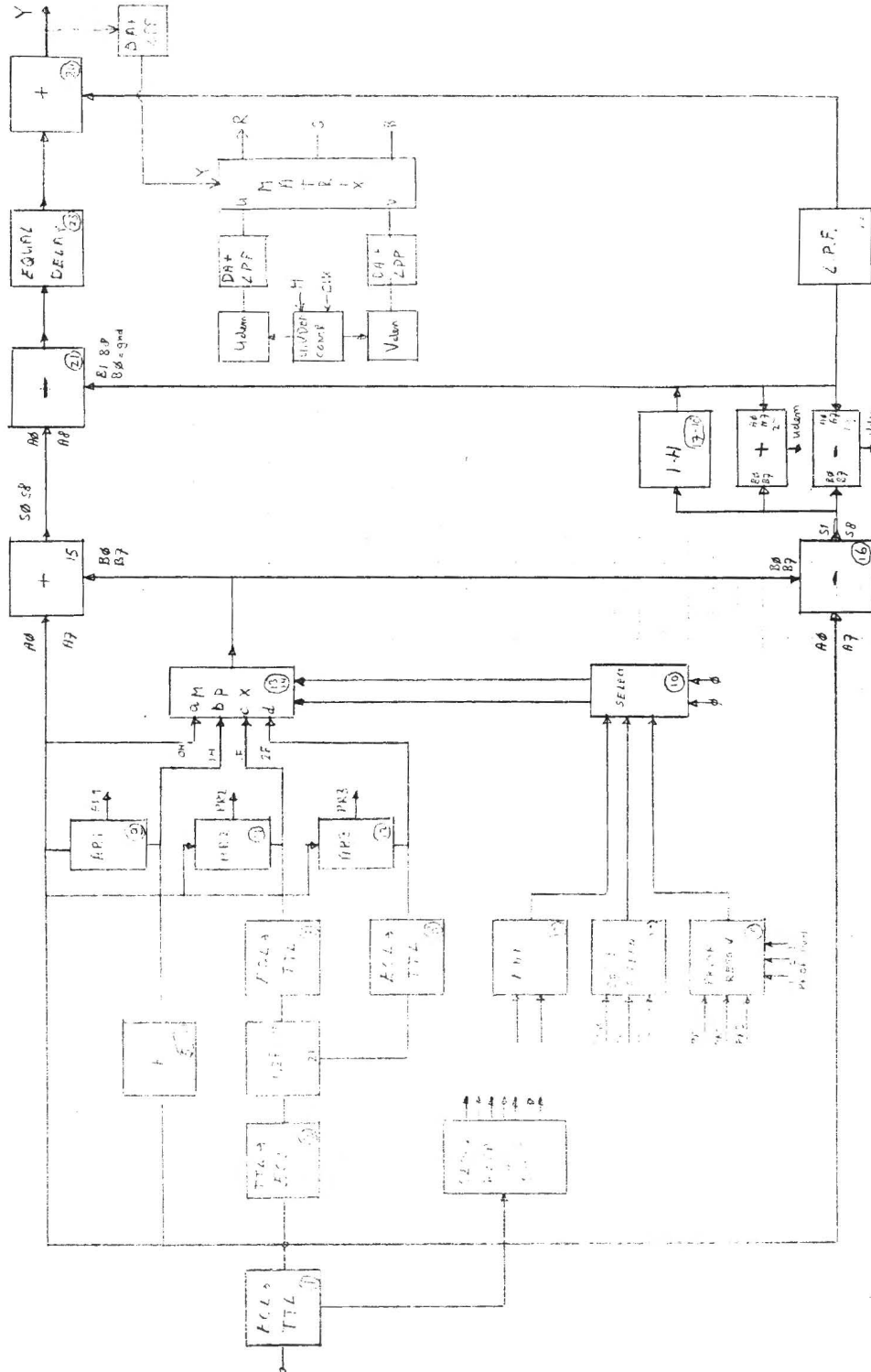
1. De actuele lijn.
2. de 1 H vertraagde lijn.
3. de 1 F vertraagde lijn (313 H.)
4. de 2 F vertraagde lijn (625 H.)

Met behulp van twee select lijnen kunnen we kiezen welke van de vier ingangssignalen van de multiplexer er aan de output verschijnt. Deze stuursignalen zijn afkomstig van de Proir/s.s-/man.control unit (pos 10). Data afkomstig van de multiplexer wordt samen met de data van de actuele lijn aan geboden aan een adder (pos 15) en aan een subtractor (pos 16). In het blokschema staat aangegeven om welke bits het gaat. Aan de uitgang van de adder/subtractors staat de data in de vorm van 9 bits woorden ter beschikking. Het somsignaal wordt aangeboden aan een subtractor (pos 21) en van het verschilsignaal wordt het LSB verwaarloost en aan de tweede 1 H delay line toegevoerd (de 1 H delay-line (pos 17,18) is slechts 8 bit breed). Het signaal afkomstig van de 1 H delay line (pos 17,18) wordt samen met het uitgangssignaal van adder (pos 15) aan subtractor (pos 21) - toegevoerd. Aan de uitgang van subtractor (pos 21) staat het

gekamde Y signaal dan tot onze beschikking. Om het resolutieverlies in verticale richting te compenseren, wordt het verschilsignaal via low-passfilter, opgebouwd uit een getapte delay-line (pos 27) en twee adder/subtractors (pos 28,29) via een adder (pos 30) aan het gekamde Y signaal toegevoegd. Om de looptijd van dit filter te compenseren is er een equalising delay (pos 23) tussen subtractor (pos 21) en adder (pos 24) opgenomen. Aan de uitgang van adder (pos 24) staat het "gecorrigeerde" Y signaal. Dit signaal wordt aangeboden aan een 1 H equalising delay line (pos 31,32), deze delay is opgenomen om de delay in de chroma filters te compenseren. Daarna wordt het digitale Y signaal aan een D-A converter (pos 34) aangeboden. Het analoge Y signaal wordt dan via een extern analog low-pass filter aan de analoge matrix (pos 33) aangeboden. Het verschilsignaal, afkomstig van de adder / subtractor (pos 16) wordt samen met het signaal afkomstig van delayline (pos 17,18) aangeboden aan twee adder/subtractors (pos 23,24). De uitgangen van deze adder/subtractors worden aangeboden aan de U,+/-V demodulatoren (pos 26). Deze demodulatoren worden gestuurd vanaf U,V dem.control (pos 25). Het uitgangssignaal van de U, +/-V demodulatoren wordt aangeboden aan de D-A omzeters (pos 35,36). De analoge uitgangssignalen worden, na gelowpasst te zijn, toegevoerd aan de analoge matrix (pos 33). Aan de uitgang van deze matrix (pos 33) staan de signalen Rood, Groen en Blauw dan in analoge vorm tot onze beschikking.

Indien dit low-pass filter (pos 22) wordt uitgeschakeld, dienen we de equalising delay (pos 23) ook uit te schakelen. Hiervoor bevindt zich een schakelaar op het frontpaneel.

Het blokschema van de digitale PAL-decoder.



Overzicht van print-positie's in 6/6" kast.

1..LINE RECEIVER + LATCH.....	2..CLOCK DELAY + BUFFER.....
3..LINE DRIVER.....	4.....
5..LINE-DELAY 1H.....	6..LINE-DELAY 1H.....
7..LINE RECEIVER + LATCH.....	8..LINE RECEIVER + LATCH.....
9..ARBITER.(OH-1H).....	10.PRIOR RES/ SS / MAN.....
11.ARBITER.(OH-1F).....	12.ARBITER.(OH-2F).....
13.MULTIPLEXER.....	14.MULTIPLEXER.....
15.ADDER / SUBTRACTOR.....	16.ADDER / SUBTRACTOR.....
17.LINE-DELAY 1H.....	18.LINE-DELAY 1H.....
19.ADDER / SUBTRACTOR.....	20.ADDER / SUBTRACTOR.....
21.ADDER / SUBTRACTOR.....	22.....
23.EQUALISING DELAY.....	24.ADDER / SUBTRACTOR.....
25.U,+/- V DEM.CONTR.....	26.U,+/-V DEMODULATOR.....
27.TAPPED DELAY LINE.....	28.ADDER / SUBTRACTOR.....
29.ADDER / SUBTRACTOR.....	30.ADDER / SUBTRACTOR.....
31.LINE-DELAY 1H.....	32.LINE DELAY 1H.....
33.MATRIX.....	34.D-A CONVERTER.....
35.D-A CONVERTER.....	36.D-A CONVERTER.....

BESCHRIJVING VAN DE FUNCTIONELE UNITS.

In dit hoofdstuk wordt de hardware-realisatie van de digitale Pal-decoder behandeld.

De digitale Pal-decoder is opgebouwd uit de volgende module's:

- 1 Line-receiver.
- 2 Line-receiver + latch.
- 3 Line-driver.
- 4 Line-driver + latch.
- 5 Clock-delay + buffer.
- 6 Delay-line (1H). (line- delay).
- 7 Delay-line (1F). (frame delay).
- 8 Arbiter.
- 9 Priority / split-screen / manual control unit.
- 10 Multiplexer.
- 11 Adder/ subtractors.
- 12 A/D omzetter.
- 13 Low-pass filter.
- 14 Equalising delay.
- 15 U en +/- V demodulator.
- 16 U en +/- V demodulator control.
- 17 Matrix.
- 18 getapte delay line.

We zullen de schematuur en de technische realisatie van alle units achtereenvolgens bespreken:

1. De line receiver.

De line-receiver is opgebouwd m.b.v. ECC TTL converters type GXB 10125. Aan de ingang van deze IC's staan de ECL lijnsignalen, die via een differential twisted pair vanaf de centrale A-D omzeters van de meetopstelling komen.

Om reflecties te minimaliseren zijn de twisted pairs afgesloten met 2 symetrisch t.o.v. aarde aangebrachte 100Ω afsluitweerstand. Aan de uitgang van deze IC's komen de volgende signalen aan:

A (TTL)	E (TTL)	H puls (TTL)
B (TTL)	F (TTL)	V puls (TTL)
C (TTL)	G (TTL)	A puls (TTL)
D (TTL)	H (TTL)	Clk (TTL)

Het blokschema en het elektrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

2. De line receiver met latch.

De line-receiver is opgebouwd m.b.v. ECC TTL converters type GXB 10125. Aan de ingang van deze IC's staan de ECL lijnsignalen, die via een differential twisted pair vanaf de centrale A-D omzetters van de meetopstelling komen.

Om reflecties te minimaliseren zijn de twisted pairs afgesloten met 2 sym. t.o.v. aarde aangebrachte 100E afsluitweerstand. Aan de uitgang van deze IC's komen de volgende signalen aan:

A (TTL)	E (TTL)	H puls (TTL)
B (TTL)	F (TTL)	V puls (TTL)
C (TTL)	G (TTL)	A puls (TTL)
D (TTL)	H (TTL)	Clk (TTL)

Het CLK (TTL) signaal wordt gebruikt om m.b.v. positive edge-triggered latches (type 74S374) de signalen afkomstig van de GXB 10125's te latches, zodat de data het grootste gedeelte van de tijd valid staat (+/-51 van de 56 nS). Het clock-sigitaal wordt vertraagd m.b.v. een AND-gate 7408, zodat een set-up-tijd van 30nS gehandhaafd wordt.

Het blokschema en het elektrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

3. De line driver.

De line-driver is opgebouwd m.b.v. TTL--ECL converters type GXB 10124. Aan de ingang van deze IC's staan de TTL ingangssignalen, en aan de uitgang van de TTL-ECL omzetters staan de ECL lijnsignalen ter beschikking, die via twisted pairs naar de centrale D-A converter of naar een andere eenheid die is uitgerust met een line-receiver toegaan. Op de print is verder nog een delay, opgebouwd met 7404 en 7486 aanwezig, zodat we m.b.v. schakelaars de timing van de uitgaande klok t.o.v. de uitgaande data kunnen instellen.

A (TTL)	E (TTL)	H puls (TTL)
B (TTL)	F (TTL)	V puls (TTL)
C (TTL)	G (TTL)	A puls (TTL)
D (TTL)	H (TTL)	Clk (TTL)

Het blokschema en het elektrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

4. De line driver met latch.

De line-driver is opgebouwd m.b.v. TTL--ECL converters type GXB 10124. Aan de ingang van deze IC's staan de TTL ingangssignalen en aan de uitgang van de TTL-ECL omzetters staan de ECL lijn-signalen ter beschikking, die via twisted pairs naar de centrale D-A converter of naar een andere eenheid die is uitgerust met een line-receiver toegaan. Het CLK (TTL) signaal wordt gebruikt om m.b.v. positive edge-triggered latches (type 74S374) de signalen bestemd voor de GXB 10124's te latchen, zodat de data het grootste gedeelte van de tijd valid staat (+/-51 van de 56 nS). Op de print is verder nog een delay, opgebouwd met 7404 en 7486 aanwezig, zodat we m.b.v. schakelaars de timing van de uitgaande ECL-klok t.o.v. de uitgaande ECL-data kunnen instellen.

A (TTL)	E (TTL)	H puls (TTL)
B (TTL)	F (TTL)	V puls (TTL)
C (TTL)	G (TTL)	A puls (TTL)
D (TTL)	H (TTL)	Clk (TTL)

Het blokschema en het elektrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

5.Het clock-delay met buffer.

Deze eenheid heeft tot taak de klok, afkomstig van de line-receiver, te vertragen en te bufferen. Deze eenheid is opgebouwd met vier 74LS04's en drie 74LS245's.

De verschillende clock-pulsen staan zowel normaal als geïnverteerd ter beschikking. De vertraging van de klok wordt gemaakt met de 74LS04's, de 74LS245's dienen als buffer.

Het blokschema en het elektrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

6.De 1 H delay line.

De 1 H delay-line heeft tot taak de sample's, die met een data-rate van $4 \cdot F_{sc} = 17.734475$ Mhz binnenkomen, een tijdsduur van 64 uSec te vertragen. In principe zou de vertraginglijn dus kunnen bestaan uit een schuifregister van 1135 lang. Aangezien dergelijke schuifregisters niet verkrijgbaar zijn, is er gekozen voor een oplossing die gebruik maakt van TTL-RAM's.

De delay-line bestaat in principe uit een RAM, dat met behulp van een adresteller cyclisch doorlopen wordt. Door op elk adres een read-modify-write cycle uit te voeren, bereiken we dat we een vertraginglijn kunnen realiseren. Als de presetable-down counters b.v.b. op 6 gepreset worden, dan is de doorlopen seq-

uentie 6-5-4-3-2-1-0-6. We zien dan dat data, weggeschreven op een bepaald adres, na 7 clockcycli weer wordt gelezen, op deze wijze hebben we dus een delay van 7 clockcycli gerealiseerd. In het geval van een 1H delay-line op 17.7 Mhz, hebben we voor een read-modify-write cycle 56 nSec ter beschikking. In deze tijd moet de adresteller een opgehoogd worden, access op het geheugen worden gedaan en de nieuwe data weggeschreven worden. Deze tijd is te kort, gezien de snelheid van de tellers en de accesstijd van de geheugens.

Daarom zijn er twee "ramblokken met adrestellers" parallel geschakeld.

Het blokschema en het elektrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

7. Het 1,2 Frame delay.

Deze eenheid dient om inkomende data 1 of twee rastertijden te vetragen. Deze eenheid is op te vatten als een schuifregister, waarvan we de lengte tussen 24 en 360474 resp 360498 en 720948 in kunnen stellen. De lengte van dit schuifregister kunnen we m.b.v. schakelaars, die zich op het frontpaneel bevinden, instellen. Gezien de grootte van deze schakeling, en de complexiteit en universele opzet, is er aan deze eenheid een apart hoofdstuk gewijd, getiteld "Het 1,2F frame delay". Voor verdere gegevens over deze eenheid wordt dan ook naar het desbetreffende hoofdstuk verwezen.

8. De Arbiter.

In de schakeling zijn drie arbiters opgenomen; deze arbiters hebben tot taak de verschillen tussen resp. het 1H vertraagde, het 1F vertraagde, en het 2F vertraagde videosignaal met het actuele signaal te vergelijken. Aan de hand van verschillen, die de arbiters constateren, kan er een outputsignaal gegenereerd worden, waarmee we de structuur van het kamfilter kunnen wijzigen. Op deze wijze is het mogelijk om steeds zo optimaal mogelijk te kamfilteren. Aan de arbiter worden een aantal, vaak tegenstrijdige eisen, gesteld. De arbiter moet in staat zijn op een snelle wijze een beslissing te nemen en bovendien moet de arbiter ongevoelig zijn voor stoorsignalen, zoals ruis. Het blokschema en het elektrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

9. De priority / split screen / manual control unit.

Deze unit heeft tot taak om afhankelijk van signalen afkomstig van de arbiter's en de buitenwereld, de stuursignalen voor de

selector-print op te wekken.

Deze unit kan werken in drie mode's:

1. Priority-mode.
 - a. OH/1H adaptief.
 - b. 1H/1F adaptief.
 - c. 1F/2F adaptief.
2. Split-screen mode.
3. Manual.

Deze mode's kunnen geselecteerd worden m.b.v. schakelaars op het front. Met deze schakelaar kunnen we instellen welke van de signalen die aangeboden worden aan de dataselector aan de multiplexer print worden doorgegeven. We zullen deze drie mode's met hun technische realisatie afzonderlijk behandelen.

1. De priority mode

We zullen de werking van het schema in de "priority mode bekijken. We onderscheiden 3 priority-request's:

1. PR1, afkomstig van de OH - 1H arbiter.
2. PR2, afkomstig van de OH - 1F arbiter.
3. PR3, afkomstig van de OH - 2F arbiter.

Deze 3 priority-requests worden aangeboden aan een 74S00. Op de andere inputs van deze 74S00 bevinden zich schakelaars, waarmee we priority-requests kunnen inhibiten (ter indicatie van een priority-request zijn er op het frontpaneel een aantal LED's - aangebracht). Als deze LED's branden betekent dit dat een priority request gehonoreerd wordt. De van de 74S00 afkomstige 3 priority-requestlijnen worden aangeboden aan een 74148. Dit IC zet de gehonoreerde priority om in een code, geschikt om de multiplexer te sturen.

Selectie tussen b.v. 3, 2 of 1 of geen adaptieve mode(s) is dus mogelijk door de inhibit schakelaars in te stellen.

2. De split-screen-mode.

Deze voorziening is aangebracht om de performance van de verschillende kamfiltermethoden tegelijkertijd op het beeldscherm zichtbaar te maken. Daardoor is het goed mogelijk om een vergelijk tussen de 4 kamfilter-mogelijkheden te treffen. De split-screen mode wordt gerealiseerd met een aantal presettable counters. We kunnen twee counters onderscheiden; de horizontaal counter en de verticaal counter. De horizontaal counter wordt geklokt met de samplefrequentie, die in ons geval $4 \cdot F_{sc} = 17.7\text{Mhz}$ bedraagt. Deze counter wordt op een dusdanige wijze gepreset, dat ongeveer op het midden van de lijn bit 7 van deze

counter omslaat. Deze bit gebruiken we om de multiplexer print te sturen. De counter wordt elke lijn gepreset m.b.v. de H-puls. De verticaal counter wordt geklokt met de lijnfrequentie, die 15625 hz bedraagt. Deze counter wordt op een dusdanige wijze gepreset, dat ongeveer op het midden van het raster bit 7 van deze counter omslaat. Deze bit gebruiken we om de multiplexer print te sturen. De counter wordt elke raster gepreset m.b.v. de V-puls.

3. de Manual mode.

In de manual mode zijn we in staat om m.b.v. een schakelaar op het front de kamfiltermethode te kiezen die we wensen. Dit wordt eenvoudig gerealiseerd door met de schakelaar de gewenste stuurcode aan de dataselector aan te bieden.

10 De multiplexer.

De multiplexer is opgebouwd uit een aantal dataselectors met tri-state output type 74S253 en een 74S00 om voor wat buffering te zorgen.

Door de signalen op de select-inputs te variëren kunnen we instellen welke van de 4 mogelijke inputsignalen er aan de uitgang verschijnt

De volgende tabel geldt:

S1	S0	OUTPUT
0	0	input d
0	1	input c
1	0	input b
1	1	input a

Het blokschema en het electrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

11. De adder / subtractor.

M.b.v. de adder/subtractor zijn we in staat om twee two-complements getallen van maximaal 12 bit op te tellen of af te trekken. De adder/subtractor is opgebouwd rond 3 gecascadeerde 4 bit full adders. In de optel-mode worden de A en B inputs direct aan de full adders aangeboden. Na enige tijd is het resultaat aan de outputs valid en kunnen we m.b.v. een uitgangsregister bestaande uit 3 74S174's, de "som" data overnemen. In de aftrek-mode wordt de A input direct aan de full adders aangeboden, de B input wordt m.b.v. een 74S86 geïnverteerd en aan de full adders aangeboden; bovendien wordt de carry hoog gezet. Na enige tijd is het resultaat aan de outputs valid en kunnen we

m.b.v. een uitgangsregister, bestaande uit 3 74S174's de "verschil"- data overnemen. Het blokschema en het elektrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

12 de digitaal- analoog omzetter.

De D-A converter is opgebouwd rond de ECL D=A converter MCM 10318 van Motorola. Dit is een ECL device, zodat er een aanpassing moet worden gemaakt om van TTL naar ECL te gaan. Dit is opgelost m.b.v. een weerstandsnetwerk en een instelbare spanningsbron. Deze spanningsbron is gerealiseerd m.b.v. een transistor. Door de instelling van de transistor te variëren kan de "deglitch" worden ingesteld.

Aan de input van de D-A converter bevinden zich latches 74S174, m.b.v. deze latches wordt de data op de opgaande flank van de klok gelatched. Ten aanzien van de latches geldt dat de data-set-up tijd minimaal nS en de data-hold tijd nS moet zijn. De D=A converter gedraagt zich in principe als een stuurbare stroombron. De uitgangsspanning kunnen we regelen m.b.v. de afsluitweerstand en de grootte van het referentie-niveau op de ingang. Dit referentieniveau is met een potmeter instelbaar. De uitgangsspanning bedraagt $V_{tt} = 1.55 / R \pm 10 \%$

Het blokschema en het elektrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

13. Het low-pass filter.

Het low-pass filter is opgebouwd uit een getapte delay-line en een aantal adders. De vertraging is gerealiseerd door een aantal octal latches 74S374 in serie te schakelen, en als adder's zijn adder / subtractor-units opgebouwd rond 74S283's toegepast. Het blokschema en het elektrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

14. Het equalising delay.

Deze schakeling dient ervoor om de vertraging, die ontstaat in het Low-pass-filter, te compenseren. Met behulp van deze schakeling kunnen we een 8 bit signaal maximaal 7 klokperioden vertragen. De schakeling bestaat uit een aantal schuifregisters van het serial-in-parallel-out type (74164) en een aantal data-selectors (74S251). Met behulp van deze dataselectors zijn we in staat te kiezen welke uitgang van het schuifregister er naar buiten wordt uitgevoerd, en hoeveel klokpulsen vertraging er dus optreedt. Selectie van de gewenste vertraging gebeurt m.b.v. de selectie lijnen S0 : S2.

In tabelvorm ziet dit er als volgt uit:

S2	S1	S0	delay	S2	S1	S0	delay.
0	0	0	0	1	0	0	4 .
0	0	1	1	1	0	1	5 .
0	1	0	2	1	1	0	6 .
0	1	1	3	1	1	1	7 .

enkele belangrijke timing gegevens:

input: min. data set up tijd (fklok als ref): 22 ns.

min. data hold tijd (fklok als ref) : 27 ns.

output: min. data set up tijd (fklok als ref): 20 ns.

min. data hold tijd (fklok als ref) : 20 ns.

Het blokschema en het electricisch schema zijn te vinden in de bijlage.

15. De U en +/-V demodulator.

De U, +/-V demodulator bestaat uit een aantal 74S86's en een 74S37 buffer. Deze buffer is opgenomen om de belasting van de sturende print (de U, +/-V demodulator control unit), zo laag mogelijk te maken. Om het uitgaande signaal geschikt te maken voor een D-A converter, is het noodzakelijk om het MSB te inverteren. Dit wordt ook met een 74S86 gerealiseerd. Voor het blokschema en detailschema wordt verwezen naar de bijlage. De afregelprocedure wordt in het hoofdstuk afregeling besproken.

16. De U en +/-V demodulator control unit.

Aangezien het (R-Y) signaal lijnaltemnerend in teken wordt overgedragen, hebben we aan decoderzijde een signaal nodig, dat ons vertelt of we met een lijn te maken hebben, waarin het +(R-Y), danwel het -(R-Y) signaal, wordt overgedragen. Dit signaal wordt afgeleid uit het al dan niet aanwezig zijn van een burstsignaal aan de uitgang van de eerste opteller (pos 15). Hiertoe wordt er gekeken of in een active high venster, tijdens een gedeelte van de burst, bit 7 van de eerste opteller (pos 15) af en toe hoog is.

We zullen nu de hardware-realisatie hiervan bekijken.

Het inkomende H-signaal (op studioniveau (-4V)) wordt m.b.v. een paar weerstanden en condensatoren en een 74S86 geconverteerd naar TTL-niveau. De opgaande flank van de H (TTL) puls wordt gebruikt om een tweetal monostabilen te starten. Een monostabiel wordt gebruikt om de positie van het venster te regelen, de andere om de duur van het venster te regelen. Hiermede wordt een actief hoge puls gegenereerd gedurende een gedeelte van de "bursttijd". Deze puls wordt samen met bit 7 afkomstig van de opteller (pos 15) aangeboden aan een 7400. De uitgang

van deze 7400 zal ingeval van aanwezigheid van een burstsignaal een aantal keren laag gaan, waardoor een S-R FF 74279 wordt geset. Aan het eind van de lijn wordt deze FF door de negatief gaande flank van de H (TTL) puls weer gereset. De juiste fase van de demodulerende hulpdraaggolf wordt ook op een degelijke wijze opgewekt; we weten n.l. dat aan de uitgang van de U en V demodulatoren de burst als positief signaal gedemoduleerd moet worden. Is de fase van het schakelende signaal niet correct, dan is dit niet het geval. Door dit gegeven te gebruiken in een terugkoppellus kunnen we de demodulatorfase in geval dat deze fout staat, corrigeren.

17. De matrix.

De matrix heeft tot taak om van de aangeboden signalen (R-Y), (G-Y) en Y de signalen R, G, B te maken, die nodig zijn om een beeldbuis aan te sturen. De matrix is opgebouwd rond een drietal uA733's en een drietal TCA 230's. De uA733's fungeren als bufferversterkers. Deze operationele versterkers hebben een normale en een geïnverteerde output. De geïnverteerde output wordt gebruikt indien een matrix-operatie tekenwisseling vereist. De versterking van de uA733's is extern instelbaar. De aan de ingang van de 733's aangeboden signalen staan aan de uitgang gebufferd, al of niet geïnverteerd ter beschikking. Deze signalen kunnen dan met een bepaalde weegfactor (instelbaar met weerstanden) aan de uitgangsbuffers worden toegevoerd. Deze uitgangsbuffers bestaan uit TCA 230's.

18. getapte delay-line.

Om een digitaal filter te realiseren is het nodig om over een getapte delay-line te beschikken. Een getapte delay-line is hier gerealiseerd door een aantal octal latches van het type 74S374 te cascaderen. Het schema is te vinden in de bijlage.

Het afregelen van de timing van de PAL-decoder.

In het hiernavolgende gedeelte zullen we de afregeling van de timing van de digitale PAL-decoder behandelen. Voorwaarde om deze afregelingen correct te kunnen doorvoeren, is dat op alle prints de juiste voedingsspanningen en aarde's aanwezig zijn. Het verdient dus aanbeveling om m.b.v. een oscillograaf en een digitale voltmeter te controleren of de voedingsspanningen correct zijn en of er zich geen stoorsignalen op bevinden. Eventuele stoorsignalen op de voeding, zoals ruis e.d. dient men voor aanvang van de afregelprocedure m.b.v. elco's en plaatcondensatoren te minimaliseren. De volgende voedingsspanningen zijn aanwezig en dienen binnen de volgende grenzen te liggen:

+ 5V: +/- 5% (+4.75 < V < +5.25V).

- 5V: +/- 5% (-4.75 < V < -5.25V).

Als aan deze eisen is voldaan kan aan de afregelprocedure van de timing begonnen worden.

Afregelen line receiver.

Voer aan line receiver 1 (Amphenol connector) een 17.7 Mhz gedigitaliseerd PAL signaal toe volgens norm (30 nSec set-up tijd) Stel de clock voor de latches zodanig in dat de data afkomstig van de ECL-TTL converters ongeveer 30 nSec nadat hij valid staat, in de latch wordt overgenomen. Stel nu de uitgaande clock zodanig in dat er weer een tijd van 30 nSec tussen data valid en rising edge van de uitgaande klok staat. Op deze wijze is de line-receiver goed afgeregeld.

Afregelen line driver.

Voer aan line driver 1 (44 polige connector) een 17.7 Mhz gedigitaliseerd PAL signaal toe volgens norm (30 nSec set-up tijd) Stel de clock voor de latches zodanig in dat de data aangeboden aan de TTL-ECL converters ongeveer 30 nSec nadat hij valid staat, in de latch wordt overgenomen. Stel nu de uitgaande clock (op ECL-niveau) zodanig in dat er weer een tijd van 30 nSec tussen data valid en uitgaande klok staat. Op deze wijze is de line-driver goed afgeregeld.

De volgende stap is om te checken of er clock uit de clockbuffer/ delay komt.

Afregeling 1H delay. Nu gaan we de 1 H delay afregelen. De 1 H delay-unit heeft twee clocks; een voor de data-out timing en een voor de data-in timing. De procedure verloopt als volgt: Verbindt de data-in clock met een willekeurige clock van de clockbufferprint. Bekijk nu op een dubbelstraaloscillograaf het ingaande signaal en het uitgaande signaal. Zoek nu een geschik-

te clock zodanig dat de "oogpatronen van data-in en data out samenvallen. N.B. bij het zoeken naar een juiste klok dient men achtereenvolgens van connectorpin W naar connectorpin J te gaan. Verbind nu de 8 bit data out met een D-A converter en bekijk het resultaat op een monitor. Stel nu de ingaande clock van de 1H delay-line zodanig in dat het beeld op de monitor optimaal is. Op deze wijze is de 1H delay line correct afgeregeld.

Afregelprocedure DAC.

Sluit aan de analoge uitgang van de Digitaal-Analoog-omzetter via een 5.8 Mhz Low-pass filter een oscillograaf aan (75 E afsluiten!!). Breng op de TTL input van de DAC een digitale zaagtand aan. Kies een zodanige clock dat de glitch minimaal wordt. N.B. bij het zoeken naar een juiste klok dient men achtereenvolgens van connectorpin W naar connectorpin J te gaan. Regel nu de "deglitch"-potmeter zodanig af dat de glitch minimaal wordt. Varieer nu de clock (+/- 10 nSec), en herhaal de procedure "deglitch-potmeter" totdat geen verbetering meer optreedt. De mogelijkheid bestaat, dat voor hoge snelheden (~20 Mhz) de DAC niet meer goed deglitchbaar is.

Afregelprocedure Adder/ subtractor.

Indien de voorgaande regels betreffende het afregelen van de 1H delay-line correct zijn opgevolgd, zullen we zien dat de data die aan de Adder/subtractor aangeboden worden, tegelijkertijd "valid" worden. Nu moet de clock, aangeboden aan de adder/subtractor zodanig ingesteld worden, dat de uitgaande data weer tegelijkertijd met de ingaande data valid staat. N.B. bij het zoeken naar een juiste klok dient men achtereenvolgens van connectorpin W naar connectorpin J te gaan. Als aan deze voorwaarde voldaan wordt, is de adder/subtractor correct afgeregeld.

Afregelprocedure U, +/- V demodulator.

De U, +/- V demodulator control unit wordt als volgt afgeregeld: Bekijk met een op H-extern getriggerde oscillograaf de inkomende Studio- H-puls (-4V) en het uitgaande H (TTL) signaal. Regel nu met de instelweerstand de uitgaande H (TTL) puls af op minimale jitter. Dezelfde procedure herhalen we voor de V (TTL)-puls. Bekijk met een op V-extern getriggerde oscillograaf de inkomende Studio- V-puls (-4V) en het uitgaande V (TTL) signaal. Regel nu met de instelweerstand de uitgaande V (TTL) puls af op minimale jitter.

Op deze wijze zijn de H(TTL) en de V(TTL) pulsen correct afgeregeld.

Dan gaan de nu de PAL-schakelaar afregelen; Bekijk met een op H-extern getriggerde oscillograaf het bit 7 van de adder op printpositie . Nu zien we lijnaltemnerend een "burst" van b7, Regel nu met behulp van de twee instelpotmeters de uitgaande

puls op pen 5 van de 74LS221 zodanig af dat de puls 60% van de bursttijd lang is, en in het midden van de "b7-burst" staat. Hiermee is de PAL-schakelaar correct afgeregeld. Nu gaan we de ingaande clock goedzetten; verbind de oscillograaf met de ingang en met de uitgang van de demodulator-print. Trigger op een van deze ingangskanalen !! Kies nu een zodanige inputclock dat de twee op het oscillograafscherm zichtbare "oogpatronen" zoveel mogelijk samenvallen. N.B. bij het zoeken naar een juiste klok dient men achtereenvolgens van connectorpin W naar connectorpin J te gaan.

Het Low-pass filter.

In de schakeling ontstond de behoefte om het verticaal resolutieverlies; ten gevolge van het kamfilter-proces, te compenseren. Dit compenseren geschied door het differentiesignaal te low-passen en het aldus gelowpasste signaal naderhand weer bij het gekamde signaal op te tellen. Dit filter moest een digitaal filter zijn. We zullen nu in het kort de theoretische achtergrond van dit filter behandelen; voor een uitgebreidere behandeling van digitale filters wordt verwezen naar het boek van Rabiner en Gould (zie literatuurlijst).

Bij berekeningen aan het filter gaan we uit van een tijddiscreet, lineair, tijdinvariant systeem. We zullen deze begrippen in het kort even toelichten: Met het begrip tijddiscreet bedoelen we er gesampled wordt op discrete, equidistante tijdstippen. Met lineair bedoelen we dat als geldt: A-B EN C-D, dat dan ook geldt: aA+cC - aB+cD.

We gaan verder uit van een niet recursief F.I.R. (Finite Impuls Response) filter. Voordeel van dergelijke filters is dat deze altijd stabiel zijn, bovendien zijn deze filters fase-lineair indien de impulsresponsie symmetrisch is en kan de round-off-noise (ten gevolge van de eindige precisie waarmee opgeteld wordt) klein zijn.

Als nadeel voor deze filters geldt dat er voor een scherp filter veel coëfficiënten (en dus veel hardware) nodig zijn.

Samenvattend geldt voor deze filters:

$$O(w) = - a*w \quad (a \text{ is de groepslooptijd}), \quad h(n) = h*(N-1-n).$$

We zullen nu een eenvoudig digitaal filter bekijken. Dit digitale filter heeft een oneven aantal coëfficiënten. Dit is gekozen om de reden dat het aantal sample's vertraging dat een dergelijk filter oplevert, gelijk is aan $0.5*(N-1)$, waarin N het aantal elementen in de "getapte" delayline is. Om de vertraging van dit filter gelijk te maken aan een geheel aantal sampleperiodes, wordt voor N een oneven waarde gekozen. Een algemene uitdrukking voor de responsie van een fase-lineair filter met symmetrische impulsresponsie is:

$$H(jw) = a + b*\cos(wt) + c*\cos(2wt) + d*\cos(3wt) + \dots$$

Een filter met 5 coëfficiënten; te weten $0,5*b, 0, a, 0, 0,5*b$ heeft dus de volgende overdrachtsfunctie: $H(jw) = a + b*\cos(2w)$

Bij een sample-frequentie van $4 *$ de hulpdraaggolffrequentie geldt dat voor $1 *$ de hulpdraaggolffrequentie de genormaliseerde frequentie gelijk wordt aan $w=n/2$. Een frequentie van $0 *$ de hulpdraaggolffrequentie komt overeen met een genormaliseerde frequentie van $w=0$. Stel nu: we willen een maximale demping op een frequentie van $1 *$ de hulpdraaggolffrequentie;

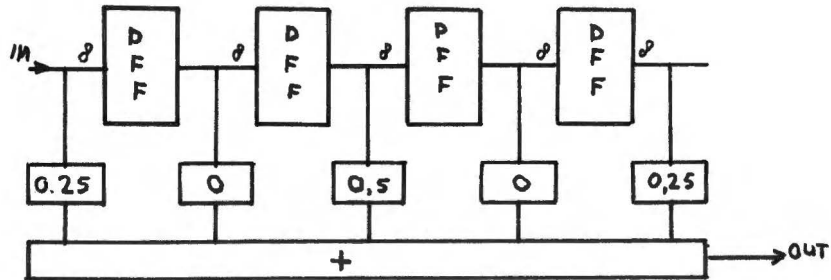
$$\text{samenvattend: } w=0 : |H| = 1 \text{ dus } a+b=1.$$

$$w=n/2: |H| = 0 \text{ dus } a-b=0.$$

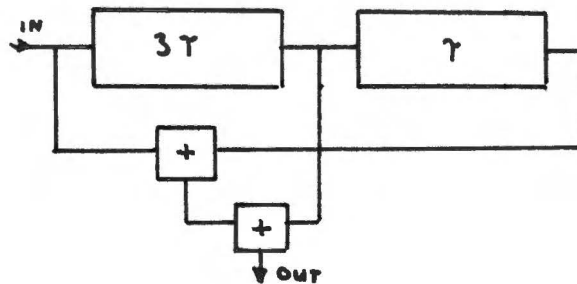
hieruit volgt: $a=0.5$ en $b=0.5$, zodat we coëfficiënten $0.250-$

0.5-0-0.25 krijgen.

Het filter komt er dan uit te zien zoals hieronder geschetst:



Als we dit filter in TTL willen gaan implementeren, is het zo veilig mogelijk om zoveel mogelijk te latchen. De data-rate is vrij hoog en we hebben voor elke bewerking (optellen) slechts een tijdvenster van 56 nSec ter beschikking. Daarom zijn er achter elke opteller latches geplaatst. We moeten er rekening mee houden, dat een latch in feite een delay is ter grootte van een klokslag. Indien we dit bedenken, komt het filter zoals het praktisch gerealiseerd wordt, er zo uit te zien:



Het filter is opgebouwd met standaard-optellers/subtractors. Omdat het verschilsignaal, dat gefilterd dient te worden, een bipolair signaal is; moeten we erg voorzichtig zijn met sign-bits, e.d. Deze voorzorgen in acht nemende, komt het filter er in de praktijk zo uit te zien als op de volgende bladzijde geschetst.

BESCHRIJVING VAN DE FUNCTIONELE UNITS.

In dit hoofdstuk zullen we de hardware-realisatie van het 2 frame beeldgeheugen bespreken. Eerst zullen we enkele opmerkingen t.a.v. het beeldgeheugen maken.

Het 1 of 2 Frame beeldgeheugen, wat hier wordt beschreven, is opgebouwd met dynamisch ram type 2116 of equivalent.

De eisen, die aan dit geheugen gesteld waren, zijn de volgende:

1. Het geheugen moet 1 of twee rasters beeldinformatie kunnen bevatten.
2. Het geheugen moet kunnen functioneren op een frequentie van 2*, 3*, of 4* de hulpdraaggolffrequentie in het PAL systeem.
3. De lengte van het geheugen moet willekeurig instelbaar zijn.

Voor de cyclustijd van dit geheugen geldt het volgende:

f=2*fsc= 2* 4.43361875 Mhz= 8.872375 Mhz: T= 112.7 nS
 f=3*fsc= 3* 4.43361875 Mhz= 13.308563 Mhz: T= 75.1 nS
 f=4*fsc= 4* 4.43361875 Mhz= 17.744750 Mhz: T= 56.3 nS

We zullen nu aan de hand van drie voorbeelden de grootte van het beeldgeheugen uitrekenen:

Stel we willen een delay van 1 raster (=20 mSec):

1.F= 8.872375 Mhz L=177.447,5 bit = 11*16131 + 6,5
 2.F=13.308563 Mhz L=266.171,2 bit = 17*15657 + 2
 3.F=17.744750 Mhz L=354.895 bit = 22*16131 +13

Zoals we hierboven kunnen zien is de grootte van het geheugen afhankelijk van de werkfrequentie en de gewenste vertragings-tijd. De grootte van het geheugen bepaalt hoeveel UMC-kaarten er gebruikt moeten worden. De minimale configuratie bestaat uit 11 kaarten (geheugen op 2*fsc). De maximale configuratie bestaat uit 24 kaarten. Uit dit oogpunt wordt de timing van de dynamische ram's uit de eerste 10 "states" gemaakt. Dit heeft als voordeel dat de controller universeel toepasbaar blijft en dat voor het geval dat het geheugen uitgebreid moet worden, het bijsteken van UMC-kaarten voldoende is. De timing wordt afgeleid uit de "snelle" address-tellers met behulp van set-reset flipflops. De totale systeemtiming staat in bijlage geschetst.

Hieronder staat een tijd-tabel geschetst, waaruit we de ver-

schillende adresseer-"tijden" en de timing kunnen afleiden.

1	112	75	56
2	225	150	112
3	338	225	169
4	450	300	225
5	563	375	281
6	676	450	338
7	788	525	394
8	901	601	450
9	1014	676	507
10	1127	751	563
11	1239	826	619
12	1352	901	676
13	1465	976	732
14	1577	1051	788
15	1690	1127	845
16	1803	1202	901
17	1916	1277	958
18	2028	1352	1014
19	2141	1427	1070
20	2254	1502	1127
21	2366	1577	1183
22	2479	1653	1239
23	2592	1728	1296
24	2705	1803	1352

Het beeldgeheugen is opgebouwd uit de volgende functionele units:

- | | |
|---------------------|------------------|
| 1. Line - receiver | 6. D-A converter |
| 2. Linerec + latch | 7. UMC |
| 3. Line - driver | 8. UCC |
| 4. Linedr. + latch | 9. S.R |
| 5. Clock-delay/buff | |

1 LINE-RECEIVER.

De line-receiver is opgebouwd m.b.v. ECC TTL converters type GXB 10125. Aan de ingang van deze IC's staan de ECL lijnsignalen, die via een differential twisted pair vanaf de centrale A-D omzeters van de meetopstelling komen. Om reflecties te minimaliseren zijn de twisted pairs afgesloten met 2 symmetrisch t.o.v. aarde aangebrachte 100E afsluitweerstand. Aan de uitgang van deze IC's komen de volgende signalen aan:

A (TTL)	E (TTL)	H puls (TTL)
B (TTL)	F (TTL)	V puls (TTL)

C (TTL)	G (TTL)	A puls (TTL)
D (TTL)	H (TTL)	Clk (TTL)

Het blokschema en een electricisch schema zijn te vinden in de bijlage.

2.LINE-RECEIVER MET LATCH.

De line-receiver is opgebouwd m.b.v. ECC TTL converters type GXB 10125. Aan de ingang van deze IC's staan de ECL lijnsignalen, die via een differential twisted pair vanaf de centrale A-D omzetters van de meetopstelling komen.

Om reflecties te minimaliseren zijn de twisted pairs afgesloten met 2 sym. t.o.v. aarde aangebrachte 100E afsluitweerstand. Aan de uitgang van deze IC's komen de volgende signalen aan:

A (TTL)	E (TTL)	H puls (TTL)
B (TTL)	F (TTL)	V puls (TTL)
C (TTL)	G (TTL)	A puls (TTL)
D (TTL)	H (TTL)	Clk (TTL)

Het CLK (TTL) signaal wordt gebruikt om m.b.v. positive edge-triggered latches (type 74S374) de signalen afkomstig van de GXB 10125's te latches, zodat de data het grootste gedeelte van de tijd valid staat (+/-51 van de 56 nS). Het clock-sigitaal wordt vertraagd m.b.v. een AND-gate 7408, zodat een set-up-tijd van 30nS gehandhaafd wordt.

Het blokschema en een electricisch schema zijn te vinden in de bijlage.

3.DE LINE-DRIVER.

De line-driver is opgebouwd m.b.v. TTL--ECL converters type GXB 10124. Aan de ingang van deze IC's staan de TTL ingangssignalen, en aan de uitgang van de TTL-ECL omzetters staan de ECL lijnsignalen ter beschikking, die via twisted pairs naar de centrale D-A converter of naar een andere eenheid die is uitgerust met een line-receiver toegaan. Op de print is verder nog een delay, opgebouwd met 7404 en 7486 aanwezig, zodat we m.b.v. schakelaars de timing van de uitgaande klok t.o.v. de uitgaande data kunnen instellen.

A (TTL)	E (TTL)	H puls (TTL)
B (TTL)	F (TTL)	V puls (TTL)
C (TTL)	G (TTL)	A puls (TTL)
D (TTL)	H (TTL)	Clk (TTL)

Het blokschema en een electricisch schema zijn te vinden in de

bijlage.

4. DE LINE-DRIVER + LATCH.

De line-driver is opgebouwd m.b.v. TTL-ECL converters type GXB 10124. Aan de ingang van deze IC's staan de TTL ingangssignalen, en aan de uitgang van de TTL-ECL omzeters staan de ECL lijn-signalen ter beschikking, die via twisted pairs naar de centrale D-A converter of naar een andere eenheid die is uitgerust met een line-receiver toegaan. Het CLK (TTL) signaal wordt gebruikt om m.b.v. positive edge-triggered latches (type 74S374) de signalen bestemd voor de GXB 10124's te latches, zodat de data het grootste gedeelte van de tijd valid staat (+/-51 van de 56 nS). Op de print is verder nog een delay, opgebouwd met 7404 en 7486 aanwezig, zodat we m.b.v. schakelaars de timing van de uitgaande ECL-klok t.o.v. de uitgaande ECL-data kunnen instellen.

A (TTL)	E (TTL)	H puls (TTL)
B (TTL)	F (TTL)	V puls (TTL)
C (TTL)	G (TTL)	A puls (TTL)
D (TTL)	H (TTL)	Clk (TTL)

Het blokschema en een electrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

5. CLOCK DELAY + BUFFER.

Deze eenheid heeft tot taak de klok, afkomstig van de line-receiver, te vertragen en te bufferen. Deze eenheid is opgebouwd met vier 74LS04's en drie 74LS245's.

De delay's t.o.v. de ingaande klok zijn als volgt:

O 1 = 15+2 _n nS	O 7 = 15+1 _n nS	O 1* = 15+n nS	O 7* = 15+3 _n nS
O 2 = 15+4 _n nS	O 8 = 15+6 _n nS	O 2* = 15+3 _n nS	O 8* = 15+5 _n nS
O 3 = 15+6 _n nS	O 9 = 15+8 _n nS	O 3* = 15+5 _n nS	O 9* = 15+7 _n nS
O 4 = 15+8 _n nS	O 10 = 15+10 _n nS	O 4* = 15+7 _n nS	O 10* = 15+9 _n nS
O 5 = 15+10 _n nS	O 11 = 15+12 _n nS	O 5* = 15+9 _n nS	O 11* = 15+11 _n nS
O 6 = 15+12 _n nS	O 12 = 15+14 _n nS	O 6* = 15+11 _n nS	O 12* = 15+13 _n nS

n = DELAYTIME 74504, 7404, 742504

Het blokschema en een electrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

6. D-A CONVERTER.

De D-A converter is opgebouwd rond de ECL D=A converter MCM 10318 van Motorola. Dit is een ECL device, zodat er een aanpassing moet worden gemaakt om van TTL naar ECL te gaan. Dit is

opgelost m.b.v. een weerstandsnetwerk en een instelbare spanningsbron. Deze spanningsbron is gerealiseerd m.b.v. een transistor. Door de instelling van de transistor te variëren kan de "deglitch" worden ingesteld. Aan de input van de D-A converter bevinden zich latches 74S174, m.b.v. deze latches wordt de data op de opgaande flank van de klok gelatched.

Ten aanzien van de latches geldt dat de data-set-up tijd minimaal nS en de data-hold tijd nS moet zijn. De D=A converter gedraagt zich in principe als een stuurbare stroombron. De uitgangsspanning kunnen we regelen m.b.v. de afsluitweerstand en de grootte van het referentie-niveau op de ingang. Dit referentieniveau is met een potmeter instelbaar.

De uitgangsspanning bedraagt $V_{tt} = 1.55 / R \pm 10 \%$

Het blokschema en een electrisch schema zijn te vinden in de bijlage.

7. UNIVERSAL MEMORY CARD (UMC).

De UMC (Universal memory card) is een geheugenkaart met daarop vier blokken van $16K * 8$ dynamisch ram (type 2116).

Deze vier blokken ram hebben alle afzonderlijke input- en output- latches (74S374) en een gemeenschappelijk gebufferde addressbus (74LS245). Data in het RAM wegschrijven gebeurt als volgt: De data ,aanwezig op de gemeenschappelijke data-input bus wordt eerst ingelatched in de inputbuffer. Daarna, als alle inputbuffer's "gevuld" zijn, wordt de data onder besturing van de UCC overgenomen in het dynamisch ram. Het uitlezen van de data gebeurt als volgt: De data, aanwezig op de outputs van de dynamische ram's wordt eerst onder besturing van de UCC ingelatched in de uitgangsbuffers. Als alle outputbuffers "gevuld" zijn, kunnen we door de OE van een bepaalde uitgangsbuffer laag te maken, de data op de gemeenschappelijke data-out bus laten verschijnen.

Op de kaart is voorzien in een mogelijkheid tot het toepassen van 64K dynamisch ram IC's. Om 64K dynamisch ram toe te paasen moet er een jumper omgezet worden, waarmee we op pin van het dynamisch ram kunnen selecteren of dat daar de addresslijn A7/A15 danwel de voedingsspanning aanwezig is.

8. UNIVERSAL MEMORY CONTROL UNIT.

Deze unit heeft als taak om uitgaande van het kloksignaal afkomstig van de linereceiver de timing- en multiplex signalen te maken die noodzakelijk zijn voor een goed functioneren van het beeldgeheugen.

Omdat de 16 dynamische RAM's te langzaam zijn (accesstijd $\sim 250 nSec$) en omdat het aantal benodigde dynamische rams groot is wordt er gebruik gemaakt van een "pipeline" techniek.

Een aantal dynamische ram's wordt "parallel" gezet (11-24, afhankelijk van de grootte van het geheugen).

De data, in seriele vorm afkomstig van de line-receiver wordt met behulp van een aantal latches onder besturing van het "snelle" gedeelte van de controller, omgezet in data in parallelle vorm. Deze data heeft een veel lagere repetitie-rate en is geschikt om door dynamisch ram verwerkt te worden.

Aan de uitgang van het dynamisch ram vindt het omgekeerde proces plaats; de data, met lage repetitie-rate afkomstig uit het dynamisch ram, wordt met behulp van een aantal latches onder besturing van het "snelle" gedeelte van de controller, omgezet in data van seriele vorm.

Het langzame deel van de controller dient om de adressen voor de dynamische ram's op te wekken. Deze counter is opgebouwd m.b.v. vier 74LS569 's. In het geval dat er 16 K dynamische ram's worden toegepast, moeten er 14 address-bits gegenereerd worden. Deze 14 bit addressvector wordt in 2 slagen het dynamische ram ingelatched (A0 : A6 en A7 : A13). In het geval dat er 64 K dynamische ram's worden toegepast, moeten er 16 address-bits gegenereerd worden. Deze 16 bit addressvector wordt in 2 slagen het dynamische ram's ingelatched (A0 : A7 en A8 : A15).

Om de controllerkaart zowel geschikt te maken voor 16 K als voor 64 K dynamische ram's is er voorzien in een jumper, die afhankelijk van het type ingesteld kan worden. Het multiplexen van de address-bits wordt gerealiseerd door de outputs van de addresscounters te enablen. Dit enablen gebeurt vanuit het "snelle" gedeelte van de controller.

De grootte van de "loop" die binnen het dynamisch ram beschreven wordt, en die dus de vertragingstijd bepaald, is instelbaar op de preset-inputs van de 74LS569 's. Deze presetinputs zijn m.b.v. tuimelschakelaars op de voorkant van de behuizing uitgevoerd.

9.S-R DELAY.

Deze schakeling dient ervoor om als additioneel delay te fungeren in het beeldgeheugen, waar we de delay's slechts met een geheel aantal * de "kaartmultiplexfactor" in kunnen stellen. Met behulp van deze schakeling kunnen we een 8 bit signaal maximaal 24 klokperioden vertragen. De schakeling bestaat uit een aantal in serie geschakelde schuifregisters van het serial-in-parallel-out type (74164) en een aantal dataselectors (74S251). Met behulp van deze dataselectors zijn we in staat te kiezen welke uitgang van het schuifregister er naar buiten wordt uitgevoerd, en hoeveel klokpulsen vertraging er dus optreedt. Selectie van de gewenste vertraging gebeurt m.b.v. de selectie lijnen S0 : S4. M.b.v S0 : S2 kiezen we welke ingang van de 74S251 er geselecteerd wordt, en m.b.v. de lijnen S3 en S4 kiezen we welke 74S251 er geenabled wordt.

Hiertoe wordt m.b.v. S3 en S4 via een 1 uit 4 decoder 74LS139 een van de 74S251's enabled.

In tabelvorm ziet dit er als volgt uit:

S4	S3	S2	S1	S0	delay	S4	S3	S2	S1	S0	delay	S4	S3	S2	S1	S0	delay
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	8	1	0	0	0	0	16
0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	9	1	0	0	0	1	17
0	0	0	1	0	2	0	1	0	1	0	10	1	0	0	1	0	18
0	0	0	1	1	3	0	1	0	1	1	11	1	0	0	1	1	19
0	0	1	0	0	4	0	1	1	0	0	12	1	0	1	0	0	20
0	0	1	0	1	5	0	1	1	0	1	13	1	0	1	0	1	21
0	0	1	1	0	6	0	1	1	1	0	14	1	0	1	1	0	22
0	0	1	1	1	7	0	1	1	1	1	15	1	0	1	1	1	23

Enkele belangrijke timing gegevens:

input: min. data set up tijd (fklok als ref): 22 ns.
 min. data hold tijd (fklok als ref) : 27 ns.
 output: min. data set up tijd (fklok als ref): 20 ns.
 min. data hold tijd (fklok als ref) : 20 ns.

GENOEGDE WAARDEN KUNNEN SPREIDING VERTONEN IVM SPREIDING IN DE IC'S.

Afregelvoorschrift beeldgeheugen

In het hiernavolgende gedeelte zullen we de afregeling van de timing van het beeldgeheugen behandelen. Voorwaarde om deze afregelingen correct te kunnen doorvoeren, is dat op alle prints de juiste voedingsspanningen en aarde's aanwezig zijn. Het verdient dus aanbeveling om m.b.v. een oscillograaf en een digitale voltmeter te controleren of de voedingsspanningen correct zijn en of er zich geen stoorsignalen op bevinden. Eventuele stoorsignalen op de voeding, zoals ruis e.d. dient men voor aanvang van de afregelprocedure m.b.v. elco's en plaatcondensatoren te minimaliseren. De volgende voedingsspanningen zijn aanwezig en dienen binnen de volgende grenzen te liggen:

- + 5V: +/- 5% (+4.75 < V < +5.25V).
- 5V: +/- 5% (-4.75 < V < -5.25V).

Als aan deze eisen is voldaan kan aan de afregelprocedure van de timing begonnen worden.

Afregelen line receiver.

Voer aan line receiver (Amphenol connector) een 17.7 Mhz gedigitaliseerd PAL signaal toe volgens norm (30 nSec set-up tijd)

Stel de clock voor de latches zodanig in dat de data afkomstig van de ECL-TTL converters ongeveer 30 nSec nadat hij valid staat, in de latch wordt overgenomen. Stel nu de uitgaande clock zodanig in dat er weer een tijd van 30 nSec tussen data - valid en rising edge van de uitgaande klok staat. Op deze wijze is de line-receiver goed afgeregeld.

Afregelen line driver.

Voer aan line driver (44 polige connector) een 17.7 Mhz gedigitaliseerd PAL signaal toe volgens norm (30 nSec set-up tijd)

Stel de clock voor de latches zodanig in dat de data aangeboden aan de TTL-ECL converters ongeveer 30 nSec nadat hij valid staat, in de latch wordt overgenomen. Stel nu de uitgaande clock (op ECL-niveau) zodanig in dat er weer een tijd van 30 nSec tussen data valid en uitgaande klok staat. Op deze wijze is de line-driver goed afgeregeld.

De volgende stap is om te checken of er clock uit de clockbuffer/ delay komt.

Afregelprocedure DAC.

Sluit aan de analoge uitgang van de Digitaal-Analoog-omzetter via een 5.8 Mhz Low-pass filter een oscillograaf aan (75 E afsluiten!!). Breng op de TTL input van de DAC een digitale zaagtand aan. Kies een zodanige clock dat de glitch minimaal wordt. N.B. bij het zoeken naar een juiste klok dient men achtereenvolgens van connectorpin W naar connectorpin J te gaan. Regel

nu de "deglitch"-potmeter zodanig af dat de glitch minimaal wordt. Varieer nu de clock (± 10 nSec), en herhaal de procedure "deglitch-potmeter" totdat geen verbetering meer optreedt. De mogelijkheid bestaat, dat voor hoge snelheden (~ 20 Mhz) de DAC niet meer goed deglitchbaar is.

Afregelprocedure beeldgeheugen.

Sluit de oscillograaf aan op de data-in bus van de beeldgeheugenkaarten en sluit het andere kanaal van de oscillograaf aan op een willekeurige clk-in van de beeldgeheugenkaarten. Zoek nu een zodanige klok dat de opgaande flank van het signaal aanwezig op clk-in, 30 nSec na het valid worden van de data staat. Op deze wijze wordt de data correct het geheugen ingelatched. De data wordt nu correct in het geheugen weggeschreven, nu komt het afregelen van de timing om de data er weer correct uit te halen. Hiertoe zullen we eerst de uitleestiming goed zetten en pas daarna de SR print afregelen. De procedure verloopt als volgt: Sluit aan de analoge uitgang van de Digitaal-Analoog-omzetter via een 5.8 Mhz Low-pass filter een oscillograaf aan en een monitor (75 E afsluiten!!). Breng op de TTL input van de DAC de data-out bus aan. Kies een zodanige clock dat de glitch minimaal is.

Sluit het hulpdelayprintje aan op punt F (connectorpin Universal Memory Control print). Sluit de clock-out aansluitingen van de beeldgeheugenprints aan op een "geschikt punt op het clockdelay-printje. Op deze manier vinden we een geschikte data-out-timing. Dan gaan we nu de SR print afregelen. Sluit aan de analoge uitgang van de Digitaal-Analoog-omzetter via een 5.8 Mhz Low-pass filter een oscillograaf aan en een monitor (75 E afsluiten!!). Breng op de TTL input van de DAC de data-out lijnen van de SR print aan. Kies een zodanige clock dat de glitch minimaal is. Verbindt nu de clock-in van de SR print met een geschikte clock afkomstig van de clockbuffer/delay print. Als er een geschikte klok gevonden is, moeten we door variatie van de delay-instelling met de instelschakelaars voor het SR delay op het front kijken of we werkelijk de goede klok hebben. Op deze wijze is de SR print correct afgeregeld. Dan rest nu nog het afregelen van de DAC en de line-driver. Deze procedure's staan in het voorgaande reeds beschreven. Op deze wijze is een helft van het beeldgeheugen correct afgeregeld. Nu kunnen we voor het tweede geheugen dezelfde procedure volgen; we beginnen dus ervoor te zorgen dat de data correct het geheugen wordt ingelezen.

Beschrijving van de meetopstelling.

Om metingen aan de digitale PAL-decoder te verrichten hebben we een digitaal ingangssignaal nodig. Dit ingangssignaal dient in de vorm van 8 bit parallel data met een repetitie-rate van 4* de hulpdraaggolfrequentie op ECL niveau te worden aangeboden. Voor dit digitale signaal hebben we verschillende mogelijkheden. Deze signalen kunnen digitaal worden opgewekt m.b.v. tellers, of door het uitlezen van PROM's of kunnen afkomstig zijn van Analooq-Digitaal omzetter's. We hebben de volgende digitale testsignalen tot onze beschikking:

1. Een digitale zaagtand.
2. Een lijnalternerend zwart-wit signaal.

Andere testsignalen kunnen b.v. afkomstig zijn van een Analooq-Digitaal omzetter, waaraan we een analooq testsignaal toevoeren, dat dan aan de uitgang in digitale vorm tot onze beschikking staat. In het laboratorium zijn twee typen analooq-Digitaal omzetter's beschikbaar; een discreet opgebouwde Analooq-Digitaal omzetter van Microconsultants en een monolytische flash Analooq-Digitaal omzetter van TRW.

Aan de ingang van deze Analooq-Digitaal omzetter's kunnen we het gepreproceste video-sigitaal aanbieden. Dit video signaal kan afkomstig zijn van een PAL-encoder, een video-recorder of van een testbeeldgenerator. De video pre-processing bestaat uit het Low-pass filteren (vanwege het bemonsteringstheorema) en het correct klemmen van de video-signalen. Het aldus opgewekte digitale PAL signaal word toegevoerd aan de digitale PAL decoder. M.b.v. een Digitaal-Analooq omzetter kunnen we dan de diverse signaalvormen, zoals deze in de PAL decoder optreden, op een oscillograaf of op een monitor bekijken. Een gedeelte van de performance metingen is op deze wijze elektrisch te verwezenlijken, een ander gedeelte zal door subjectieve waarnemingen op de beeldbuis moeten plaatsvinden. Voor deze subjectieve waarnemingen STAAT een high-resolution monitor ter beschikking. We zullen nu nader ingaan op de VOORGESTELDE metingen.

Er zijn de volgende metingen VOORGESTELD:

1. Ingangssignaal: colourbarsignaal met verticale balken.
2. Ingangssignaal: colourbarsignaal met horizontale balken.
3. Ingangssignaal: wobbelsignaal 1-5 Mhz.
4. Ingangssignaal: dia met testcircels (BBC).
5. Ingangssignaal: dia met normaal plaatje.
6. Ingangssignaal: bewegend beeld (off-air of van BCR).

Conclusie.

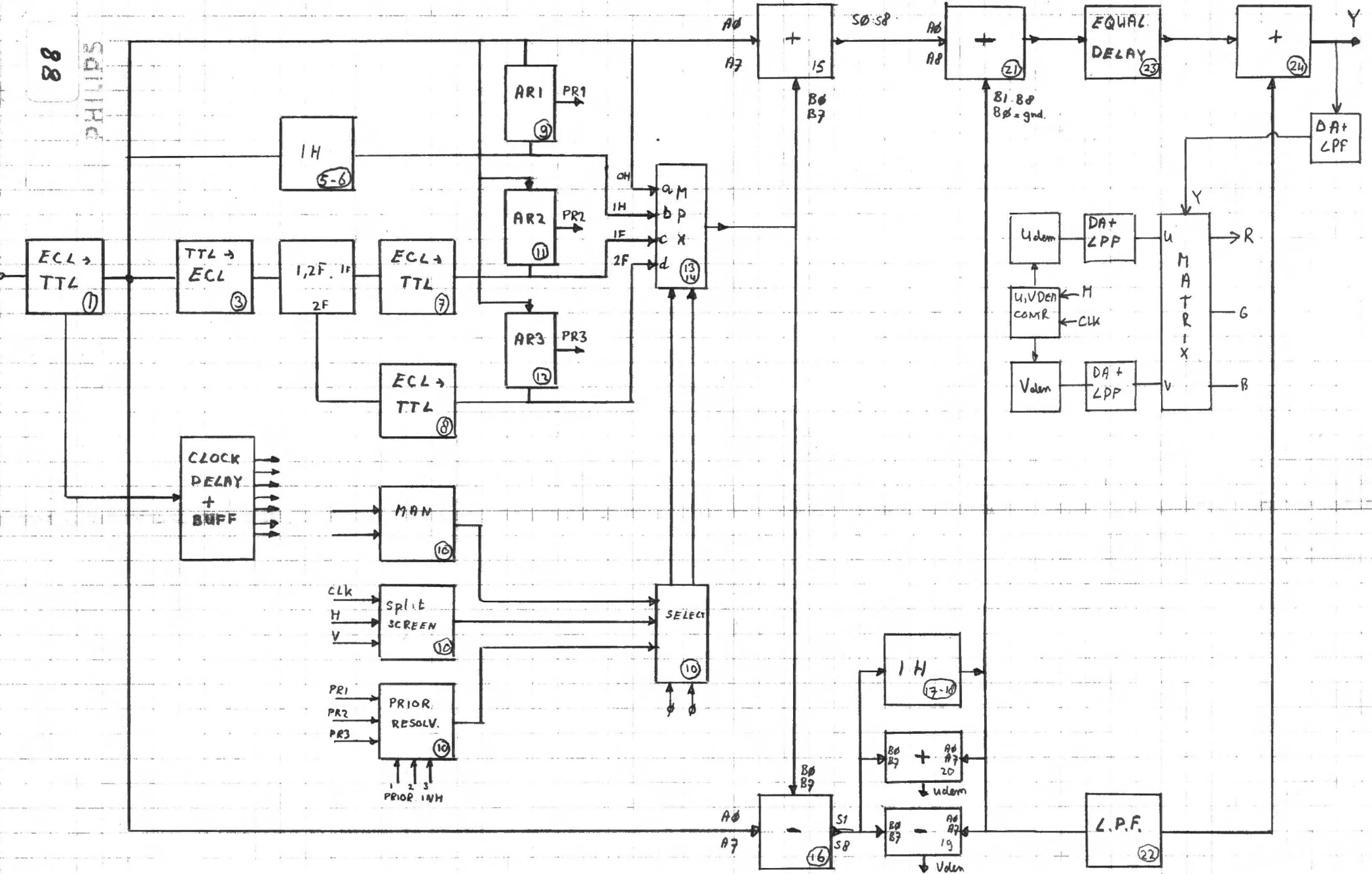
Uit het gedane onderzoek mogen we concluderen dat het zeer goed mogelijk is om een digitale PAL-decoder te construeren.

De geconstrueerde digitale PAL-decoder is vanwege studieredenen voorzien van een aantal feature's, zoals split-screen mode etc., waarmee we de verschillende mogelijkheden, die deze PAL-decoder ons biedt, beter kunnen vergelijken. We zullen nu achtereenvolgens de verschillende geconstateerde voor- en nadelen bespreken. Tevens zullen we enkele suggestie's doen voor verder onderzoek.

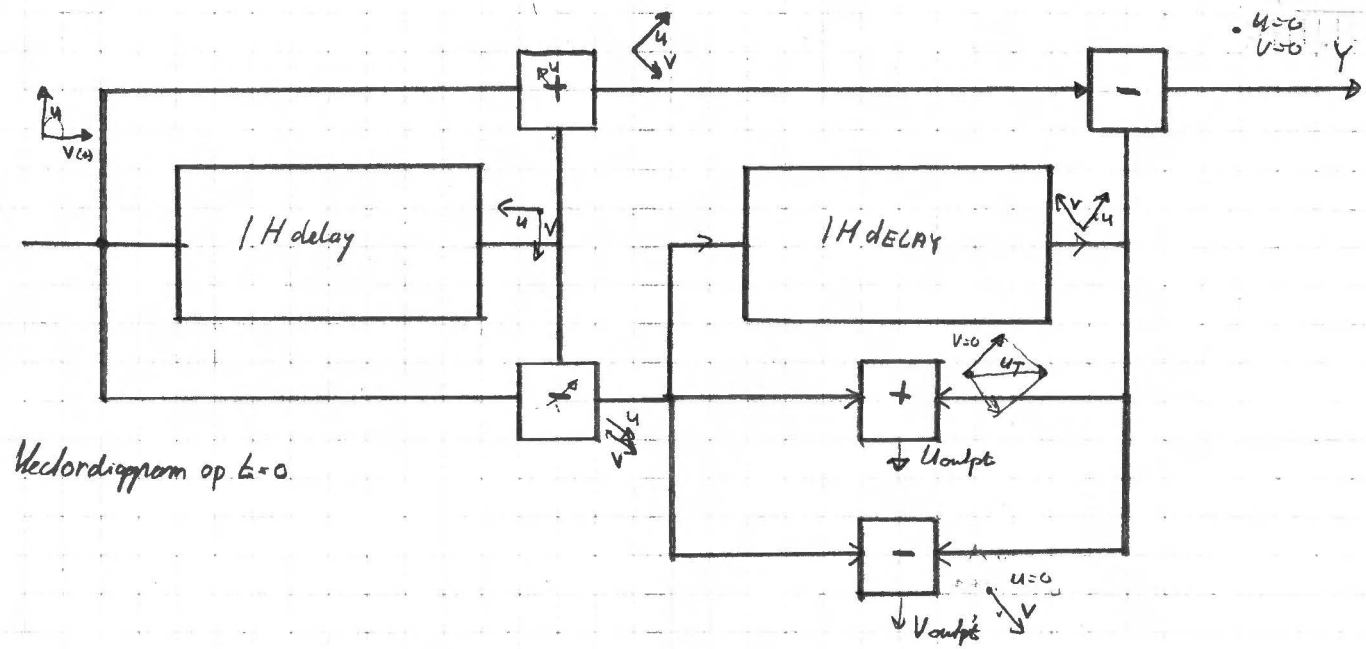
Uit het onderzoek zijn de voor- en nadelen van een kamfilterdecoder duidelijk geworden; op het gebied van luminantiesignaal-separatie is de kamfilterdecoder superieur aan een conventionele decoder. Cross-color was volledig afwezig. Wel was er sprake van een groot verlies aan resolutie in verticale richting. Dit resolutieverlies is minder naarmate men filtert over dichter bij elkaar gelegen beeldlijnen. Toepassing van een 1F delay of van een 2F delay geeft op dit punt aanzienlijke verbetering. Een andere methode is om het verschilsignaal, nadat dit gelowpasst is, bij het gekamde Y signaal op te tellen. Het additioneel aangebrachte low-passfilter, dat was aangebracht om dit resolutieverlies te "repareren", voldeed goed.

De vraag rijst echter in hoeverre het verantwoord is om een dusdanig 'gecompliceerd systeem in te bouwen in een ontvanger; Gezien de relatief hoge prijs, en de grote hoeveelheid geheugen die benodigd is ($720 K * 8$), moet men zich afvragen of de kwaliteitsverbetering niet op andere wijze te realiseren is. Indien men in de toekomst steeds hogere eisen aan de kwaliteit van een T.V. overdrachtssysteem stelt, moet serieus de vraag gesteld worden of het niet beter is om de huidige normen, zoals die bestaan, te verlaten, en een nieuw (eventueel digitaal) overdrachtssysteem te kiezen waarin minder compromissen moeten worden gesloten. We kunnen b.v. denken aan een tijdmultiplex systeem.

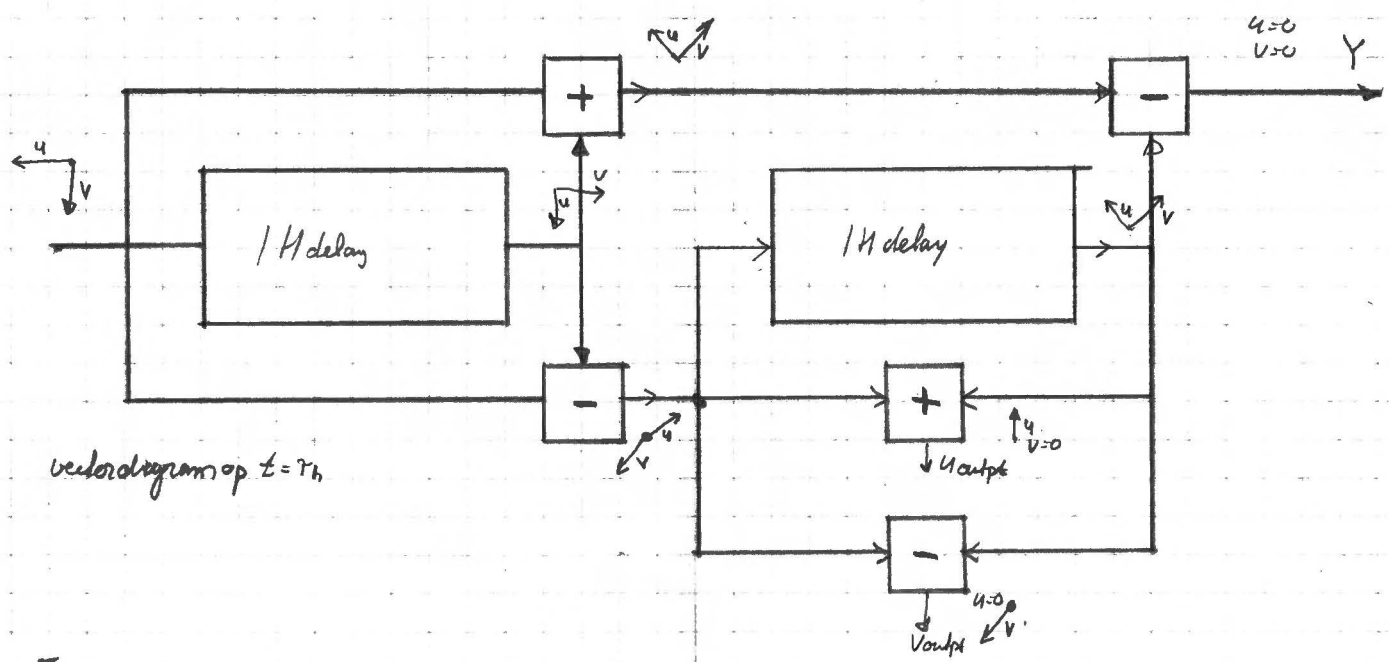
1. Electronische beeldtechniek, J. Davidse
2. Reduction of noise visibility on t.v. pictures, P. Rogel
3. Comb filtering in sub-nyquist PAL codecs, Osborne, Eng, Stott
4. Video digital filter study, J.O. Drewery
5. Sub-nyquist encoded PCM NTSC color television, J.P. Rossi
6. Digital Television image enhancement, J.P. Rossi
7. Design and performance of a CCD Comb filter, D.J. Sauer



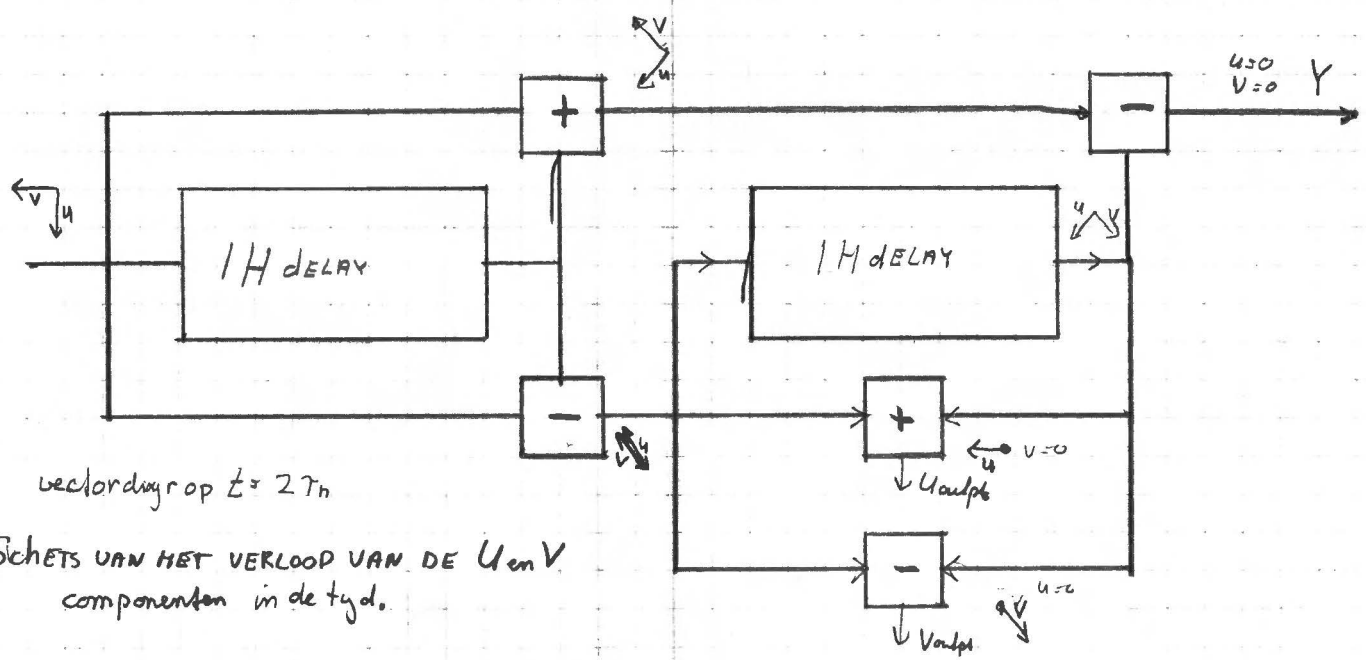
BLOKSCHEMA DIGITALE PAL DECODER.



veelorddiagram op $t=0$.

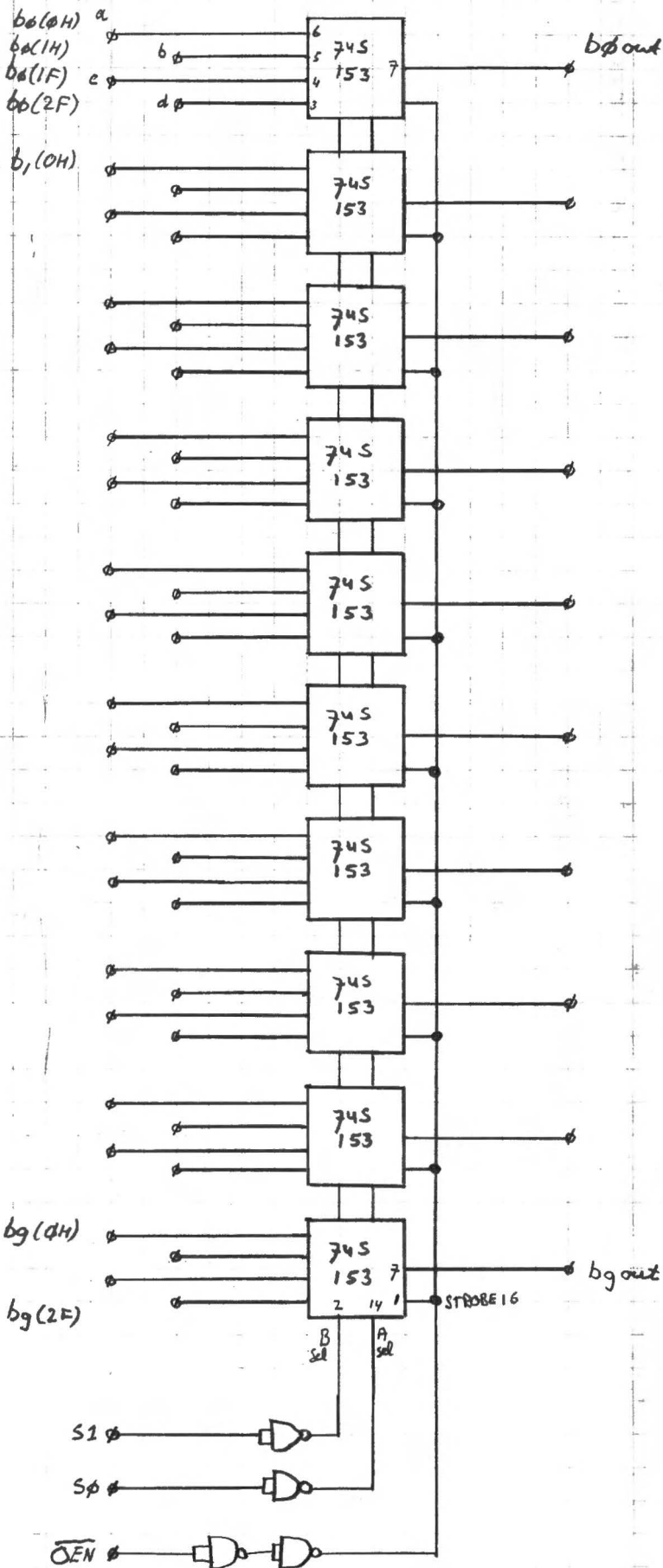


veelorddiagram op $t=7h$.

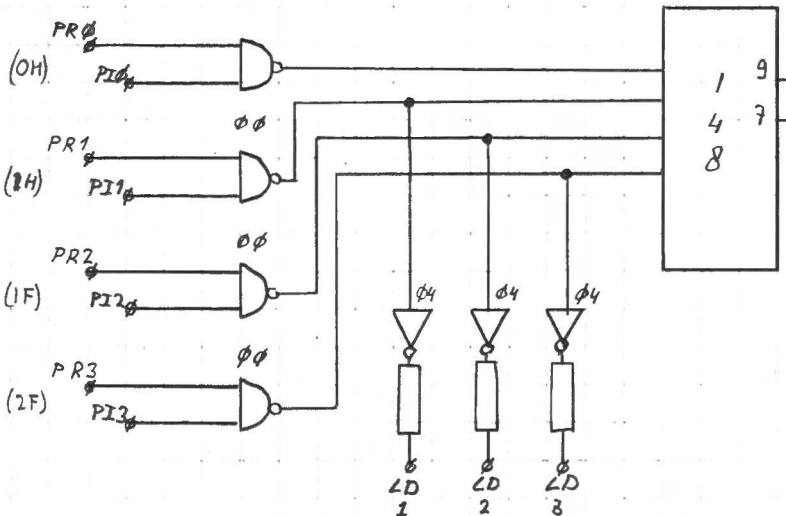
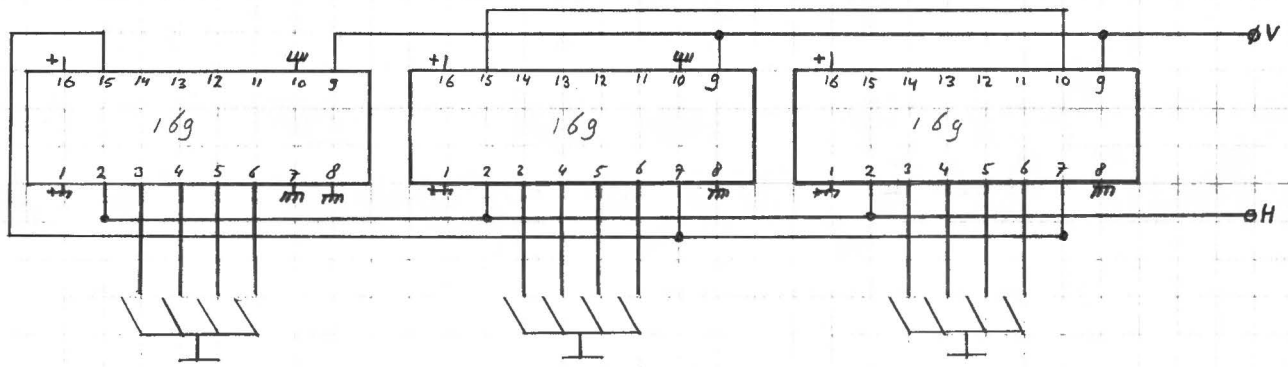
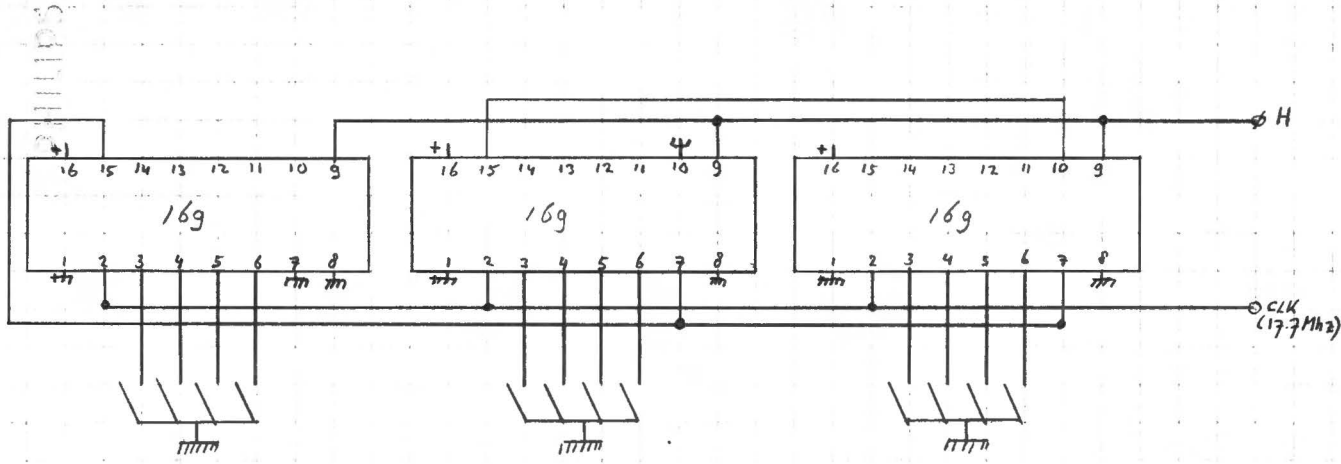


veelording op $t=2T_h$.

SCHETS VAN HET VERLOOP VAN DE U en V componenten in de tijd.

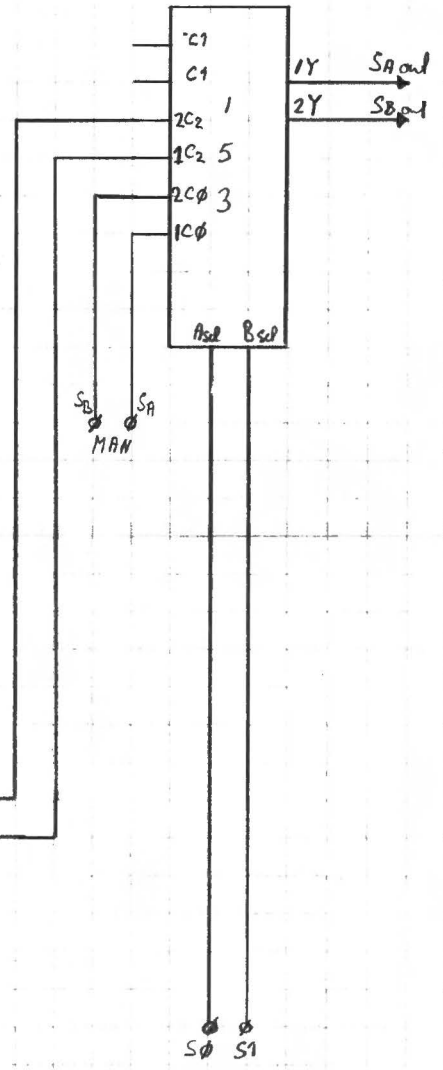


S ₁	S ₀	INPT SEL.	SELECTED
0	0	d	2F
0	1	c	1F
1	0	b	1H
1	1	a	0H



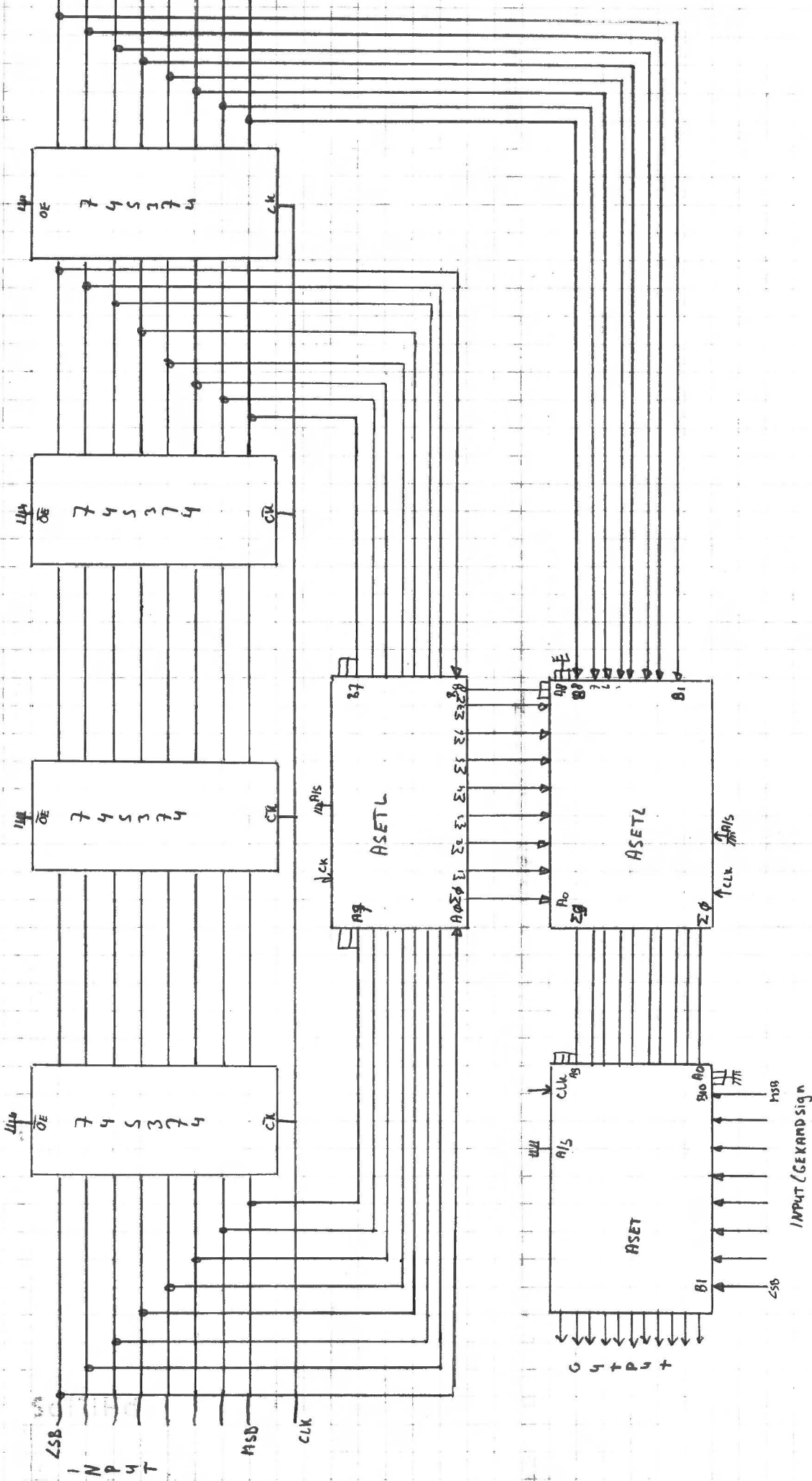
PR3	2	1	A0	A1	
H	X	X	L	L	2F
L	H	X	L	H	1F
L	L	H	H	L	1H
L	L	L	H	H	0H

LED = ACTIVE WHEN PRIOR REQ.

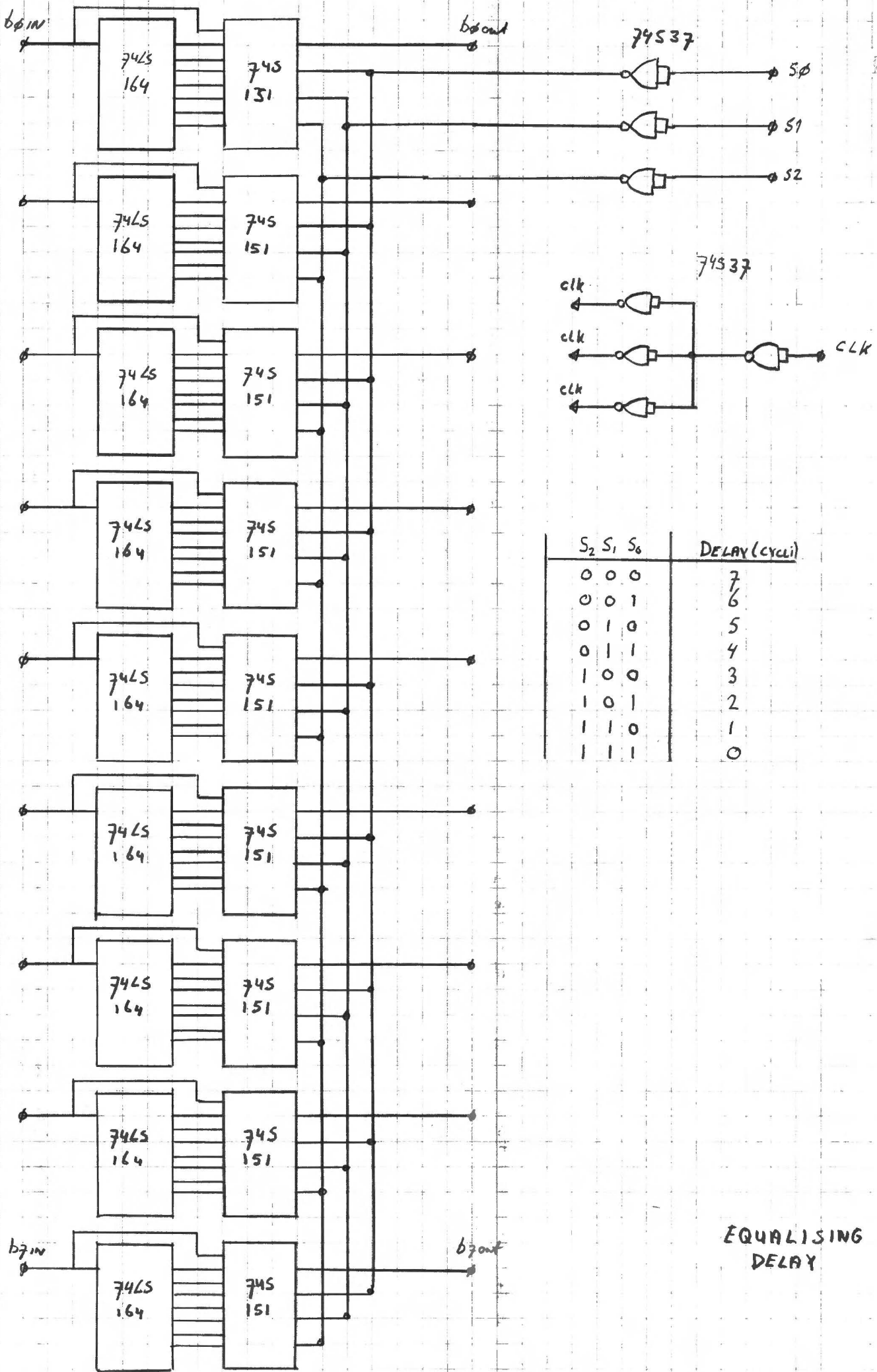


$S_0 S_1$
 L L \rightarrow C0 \rightarrow MAN
 H L \rightarrow C1 \rightarrow S/S
 L H \rightarrow C2 \rightarrow AUTO

PRIOR/SS/MAN. CONTROL.

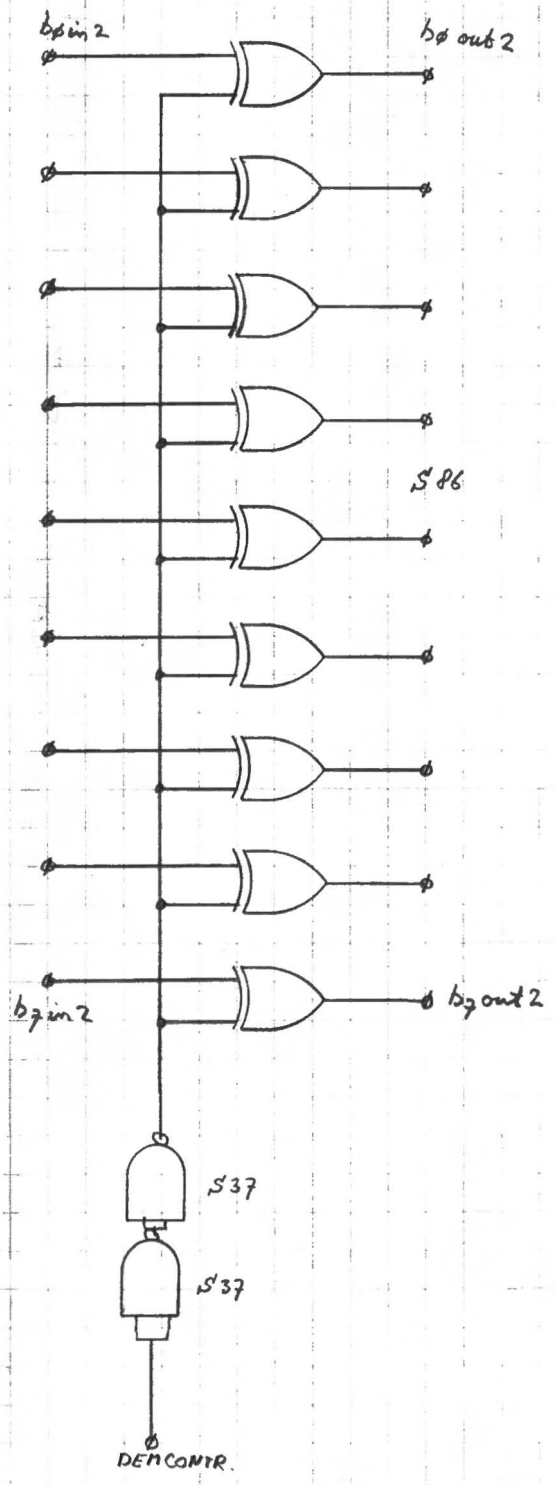
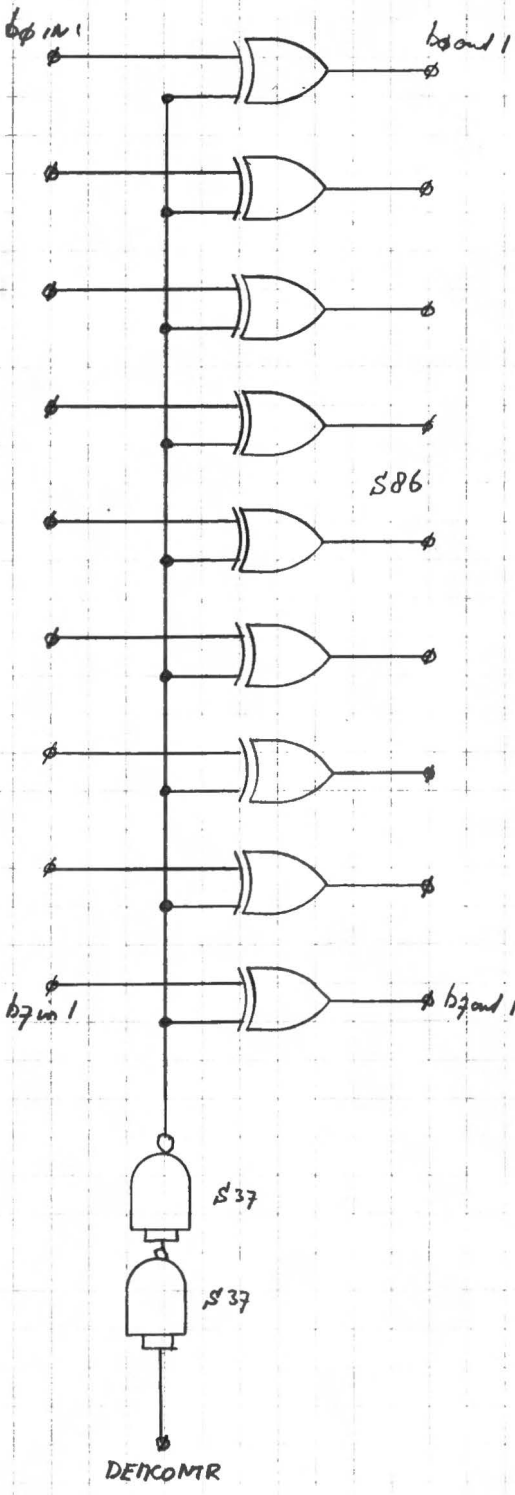


LOW-PASS FILTER



S_2	S_1	S_0	DELAY (CYCLES)
0	0	0	7
0	0	1	6
0	1	0	5
0	1	1	4
1	0	0	3
1	0	1	2
1	1	0	1
1	1	1	0

EQUALISING DELAY



U, ±V DEMODULATOR.