

AFDELING DER ELEKTROTECHNIEK  
Technische Hogeschool  
Eindhoven  
Vakgroep Meten en Regelen

LINEARISATIE VAN TRANSDUCERS  
EN KORREKTIE VAN KRUISEFFEKTEN  
MET EEN MICRO COMPUTER  
door P.J.M. van Vugt

Rapport van het afstudeerwerk  
Uitgevoerd van juni tot december 1980  
in opdracht van prof.dr.ir. P. Eykhoff  
onder leiding van ir. A.C.M. Gieles  
(Philips NL) en  
Ir. C. Huber

C.F.T. Notitie 042/80

Linearisatie van transducers en correctie  
van kruiseffekten met een microprocessor

P.J.M. van Vugt

December 1980

### Samenvatting

Het bouwen van lineaire opnemers is een algemeen probleem in de meet- en regeltechniek. De prijs van opnemers stijgt in het algemeen zeer sterk met toenemende kwaliteit.

Daarom zijn de mogelijkheden onderzocht om met behulp van een mikroprocessor uit niet-lineaire, maar goed re-producerende opnemers toch een lineair meetsignaal te verkrijgen. Tegelijkertijd kunnen dan eventuele kruiseffekten gecorrigeerd worden.

In de toekomst zullen deze technieken leiden tot een aanzienlijke daling van de prijs van kwaliteitsopnemers en tot het ontstaan van opnemers met ingebouwd linearisatiecircuit en een digitale uitgang.

In dit verslag wordt de theorie van de één- en tweedimensionale linearisatie beschreven. Als toepassing zullen twee lichtspotopnemers gelineariseerd worden: een laterale fotodiode en een zelfgebouwde opnemer met vier losse fotodiodes.

### Abstract

The construction of linear transducers without cross-effects is a general problem in measuring and control techniques. As a rule the price of transducers rises overproportionally with their quality. Therefore research is done on the use of microprocessors to linearize simple transducers and to compensate for cross-effects and zero-offset. This development will cause price a reduction of high-quality transducer and eventually lead to the construction of transducers with a build-in linearizing circuit and a digital output.

This report describes in theory the 1- and 2-dimensional linearization of transducers and the compensation of cross-effects. Some applications with two-dimensional lightspot-position detectors are given.

Bij deze wil ik mijn hartelijke dank betuigen aan allen die mij bij het afstuderen behulpzaam zijn geweest.

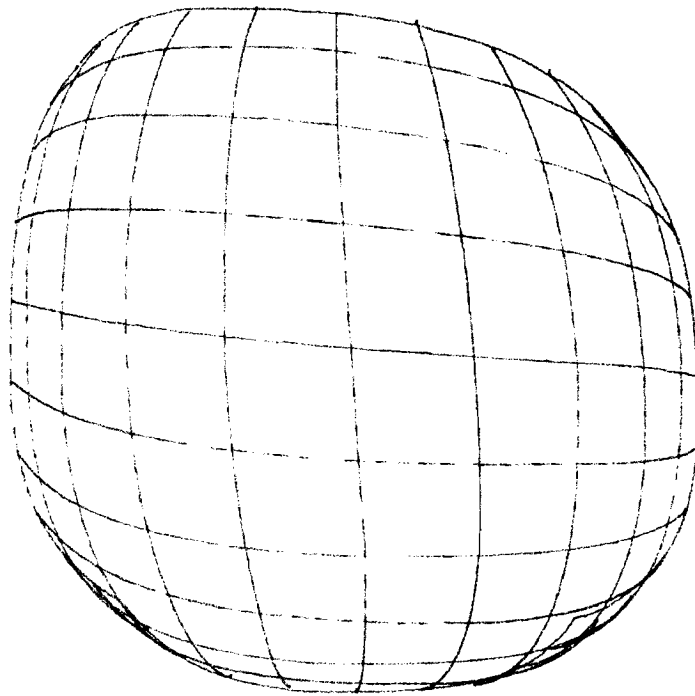
In de eerste plaats Prof.Dr.Ir. P. Eykhoff onder wiens verantwoordelijkheid het afstuderen heeft plaats gevonden.

Bijzondere dank ben ik verschuldigd aan Ir. A.C.M. Gieles, die de dagelijkse leiding heeft gehad en aan Ir. C. Huber, die vanuit de T.H. als coach optrad. Verder dank ik de heer A. Gremmen voor zijn adviezen betreffende de laterale fotodiode en W.M. Versteeg voor zijn bijzonder goede constructie- en tekenwerk.

## Inhoud

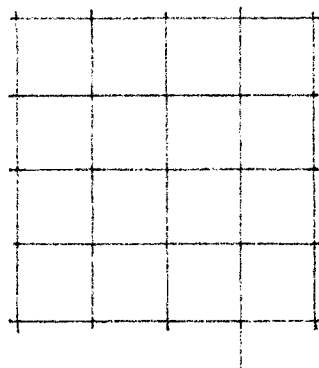
1. Inleiding
2. Eéndimensionale Linearisatie
  - 2.0. Inleiding
  - 2.1. De hardware oplossing
  - 2.2. De software oplossing
3. Tweedimensionale lineariseren en het corrigeren van kruiseffekten
  - 3.0. Inleiding
  - 3.1. Het lineariseren van een ééndimensionale opnemer met een kruiseffekt
  - 3.2. Intermezzo: funktiebeschrijving met tabellen en interpolaties
  - 3.3. Het lineariseren van 2-dimensionale opnemers
  - 3.4. Algorithme voor het omzetten van tabellen
  - 3.5. Verlies van informatie door tabelomzetting
4. Toepassingen: de T.V. Camera
5. Toepassingen: de laterale fotodiode
  - 5.0. Inleiding
  - 5.1. De laterale fotodiode
  - 5.2. De analoge elektronika voor de LPD
  - 5.3. De interface
  - 5.4. Het mikroprocessor systeem
  - 5.5. De mechanische uitvoering
    - 5.5.1. Eisen
    - 5.5.2. Ontwerp en uitvoering
  - 5.6. De referentieopnemer
  - 5.7. De programma's
    - 5.7.1. Inleiding
    - 5.7.2. Testprogramma's voor de gebouwde hardware
    - 5.7.3. Programma's voor het schrijven van de karakteristiek van de LPD

- 5.7.4. Het inleesprogramma
- 5.7.5. Het tabelomzettingsprogramma
- 5.7.6. Het uitvoerprogramma
- 5.8. De werking
  - 5.8.1. Grafieken
  - 5.8.2. Numerieke resultaten
- 6. Toepassingen: een opnemer met 4 losse fotodiodes
  - 6.0. Inleiding
  - 6.1. Werking
- 7. Conclusies en Aanbevelingen
  - 7.1. Conclusies
  - 7.2. Aanbevelingen
- 8. Literatuur
- 9. Grafieken
- 10. Foto's
- 11. Bijlagen
- 12. Appendix



vóór linearisatie

Sterk is hij die recht kan buigen wat krom is



na linearisatie

## 1. INLEIDING

Overall in natuur en techniek waar fysische grootheden gemeten worden komen transducers voor.

Transducers - of: opnemers - zetten een te meten grootte om in een signaal dat beter te verwerken is.

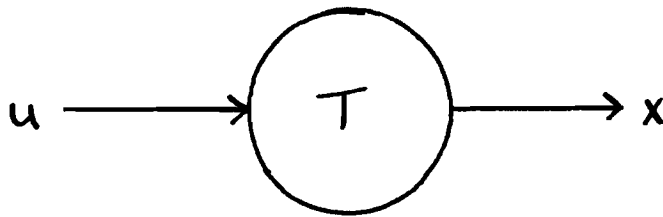


Fig. 1, een transducer

Zo zet het menselijk oog de informatie van het invallend licht om in een gecodeerd elektrisch signaal, dat naar de hersenen gestuurd wordt voor verdere verwerking.

In de techniek bestaan zeer vele transducers, zoals

- drukopnemers
- temperatuuropnemers
- lichtopnemers
- verplaatsingsopnemers
- beeldopnemers
- enzovoorts.

We zullen ons in het volgende beperken tot technische transducers met elektrische uitgangssignalen.

In het ideale geval geeft een transducer een uitgangssignaal (stroom, spanning, frekwentie, digitaal gecodeerd getal) dat evenredig <sup>\*</sup>) is met de gemeten grootte en onafhankelijk van andere grootheden en storingen

Dus als  $x$  de gemeten waarde is van grootte  $u$  dan moet gelden voor een ideale transducer:

<sup>\*</sup>) ook logaritmisch kan erg handig zijn.



$$x = F(u) = au + b$$

met  $a = \text{const}$

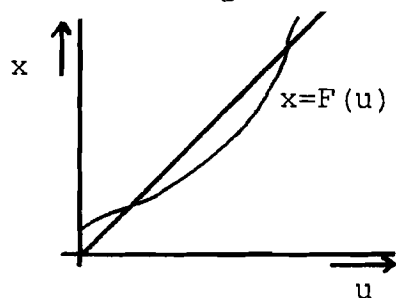
(1)

$b = \text{nulfout, leeft} = 0$

In de praktijk bestaan er echter geen ideale transducers. Het uitgangssignaal blijkt niet precies evenredig te zijn met de gemeten grootte (niet-lineariteit) en/of afhankelijk van andere grootheden zoals omgevingstemperatuur en vochtigheidsgraad (kruiseffekten). Ook kunnen 2 metingen elkaar beïnvloeden. Bij een 2-dimensionale positie-meting kan bijvoorbeeld de x-positie invloed hebben op de meting van de y-positie.

Het grote verschil tussen niet-lineariteit en kruiseffekten enerzijds en storingen anderzijds is, dat de eerstgenoemden reproduceerbaar zijn, dus deterministisch van karakter, terwijl storingen stochastisch zijn.

Fouten in transducers ten gevolge van niet-lineariteit en kruiseffekten kunnen eenduidig vastgesteld worden als functie van de gemeten waarde en de grootte van het kruiseffekt. Zie figuur 2.



$x =$  gemeten waarde  
 $u =$  werkelijke waarde  
 $T =$  kruiseffekt

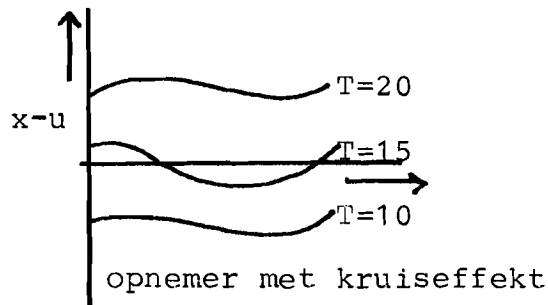
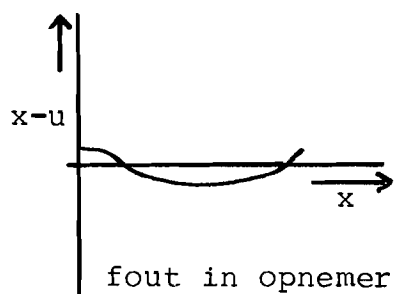


Fig. 2, fouten in transducers

We mogen dus stellen dat de reproduceerbaarheid (repeatability) van metingen vaak veel beter is dan de nauwkeurigheid, m.a.w. de meting heeft een fout, maar die fout is wel steeds hetzelfde voor een bepaalde waarde van de te meten grootte.

Bij het verbeteren van de kwaliteit van de metingen kan men nu 2 wegen bewandelen:

1. Men kan betere (meestal duurdere!) opnemers gebruiken die de genoemde fouten in mindere mate hebben.
2. Men kan de fouten van de opnemer eenduidig bepalen en ze dan in het vervolg corrigeren. Dat maakt het mogelijk om uit een meting, die met een niet-ideale transducer gedaan is, toch de goede waarde van de gemeten grootte te vinden. Dat gebeurt door bij elke

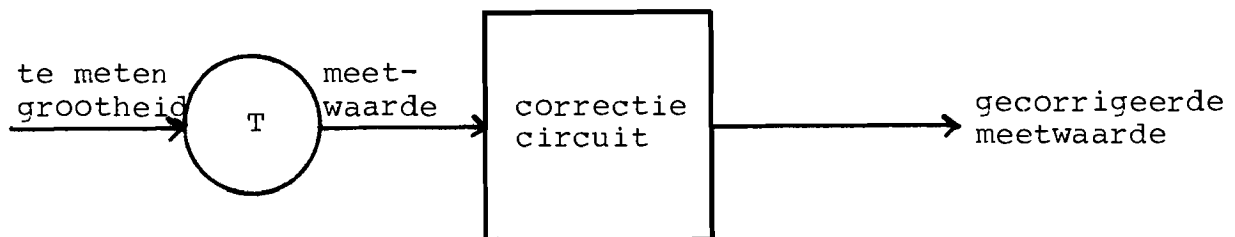


Fig. 3, het corrigeren van transducerfouten

meetwaarde een correctie te berekenen of in een tabel op te zoeken.

Welke van de beide boven genoemde benaderingen verdient nu de voorkeur? Het antwoord hierop kan niet zonder meer gegeven worden, maar hangt af van:

- \* de prijs van de betere transducer
- \* de prijs van het corrigeren van de slechte transducer
- \* de kwaliteitsverschillen, zoals: lineariteit, snelheid, onafhankelijkheid van kruis effecten.

Daar de prijs van transducers zeer sterk stijgt met toenemende kwaliteit is er een onderzoek gestart naar de mogelijkheden van het toepassen van goedkope transducers in combinatie met een correctieschakeling.

Dit rapport beschrijft de mogelijkheid van linearisatie en het corrigeren van kruiseffekten 1- en 2-dimensionale opnemers met behulp van digitale schakelingen en micro-processoren.

Verder worden enige praktische toepassingen met tweedimensionale opnemers gegeven.

Aan de linearisatie van één-dimensionale opnemers is eerder gewerkt door Kobus (lit. 1), Izmir (lit. 2), en Nachez (lit. 3).

## 2. Eén-dimensionale linearisatie

### 2.0. Inleiding

Stel we hebben een één-dimensionale opnemer, bijvoorbeeld een verplaatsingsopnemer. We nemen aan dat er geen kruis-effekten optreden. Het uitgangssignaal van de transducer is dan bij benadering recht evenredig met de opgenomen plaats  $u$ . De fout in de meting kan bepaald worden door tegelijkertijd een ideale <sup>\*</sup>) opnemer te gebruiken.

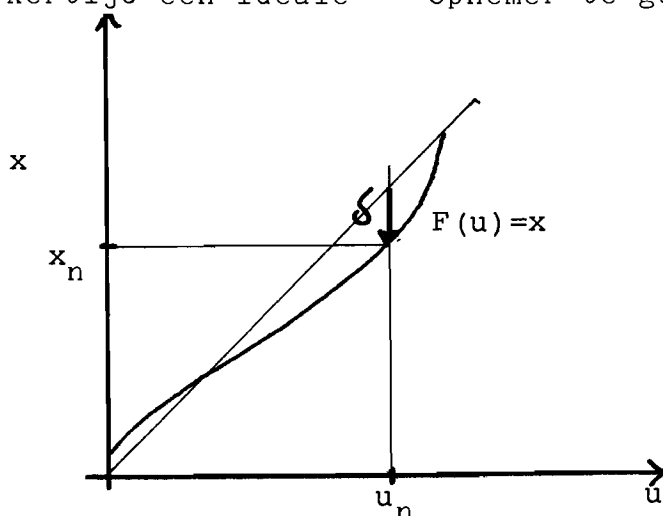


Fig. 4, karakteristiek van een opnemer.

De karakteristiek van de opnemer noemen we  $F$ .

$$x = F(u) \quad \text{met } F \text{ continu} \quad (2)$$

We stellen nu aan elke transducer vooraf de eis dat bij elke werkelijke waarde slechts één meetwaarde hoort; d.w.z. metingen zijn reproduceerbaar. Bovendien eisen we dat we uit de gemeten waarde de werkelijke waarde kunnen bepalen. Dat betekent dat elke meetwaarde slechts mag optreden voor één werkelijke waarde. Deze beide eisen geven in formulevorm:

<sup>\*</sup>) d.w.z. een opnemer die in voldoende mate de gewenste karakteristiek heeft

$$0 < \frac{\partial F}{\partial u} < \infty \quad \text{met } F \text{ continu} \quad (3)$$

Dus  $x = F(u)$  is een-eenduidig.

Merk op dat dit impliceert dat  $F^{-1}$  bestaat

$$u = F^{-1}(x) \quad (\text{inverse funktie}) \quad (4)$$

De fout in de opnemer is het verschil tussen de gemeten en de werkelijke waarde:

$$\delta = x - u \quad (5)$$

We weten nu dat de funkties

$$F: x = F(u) \quad (2)$$

$$\text{en} \quad F^{-1}: u = F^{-1}(x) \quad (4)$$

beide bestaan, dus we kunnen  $\delta$  zowel als funktie van de gemeten waarde  $x$  schrijven, alsook als funktie van de werkelijke waarde  $u$ , namelijk:

$$\delta = x - u = F(u) - u = x - F^{-1}(x) \quad (5)$$

We mogen dus de fout  $\delta$  bepalen als funktie van de gemeten waarde  $x$

$$\delta = G(x) \quad (6)$$

Wanneer we nu de fouten  $\delta$  van de opnemer kennen als funktie van de gemeten waarde  $x$ , dan kunnen we uit de meting  $x$  de fout  $\delta$  bepalen, en uit deze beide samen de werkelijke waarde  $u$  volgens:

$$u = x - \delta(x) \quad (7)$$

We zullen nu 2 methoden van één-dimensionale linearisatie bespreken, de hardware oplossing en de software oplossing.

## 2.1. De hardware oplossing of ook wel Tabelmethode

Bij deze methode bepalen we in een groot aantal punten van het meetbereik de fout  $\delta_n$  en veronderstellen dan dat de fout in een gebiedje konstant is. Zie figuur 5.

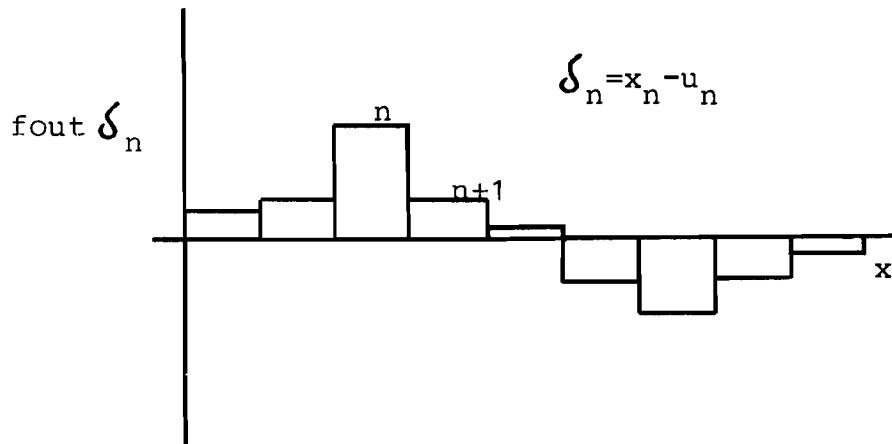


Fig. 5, de fouten  $\delta_n$  als functie van de meetwaarde

De tabelmethode verloopt in 2 fasen:

### 1. De leerfase

De opnemer die we willen corrigeren en een referentie-opnemer meten dezelfde fysische grootte. De opnemers zijn via een AD converter met een mikroprocessorsysteem verbonden. Deze mikroprocessor leest zeer snel de waarden van de beide opnemers in en slaat ze op in zijn geheugen. Hierbij doorlopen we eenmaal het hele meetgebied van de opnemers. In het geheugen ontstaat dan een tabel van de vorm:

$x$	$u$
—	—
—	—
—	—
—	—

Vanwege het zeer snelle inlezen mogen we veronderstellen dat twee vlak na elkaar ingelezen waarden van  $u$  en  $x$  betrekking hebben op dezelfde meetwaarde. Uit de tabel kunnen we daarom de fouten  $\delta_n = x_n - u_n$  bepalen en opslaan in een EPROM. Het adres in de EPROM waar we de fout  $\delta_n$  opslaan wordt bepaald door  $x_n$ .

Zo verkrijgen we een nieuwe tabel in de EPROM:

$x_n$	$\delta_n$
-	-
-	-
-	-

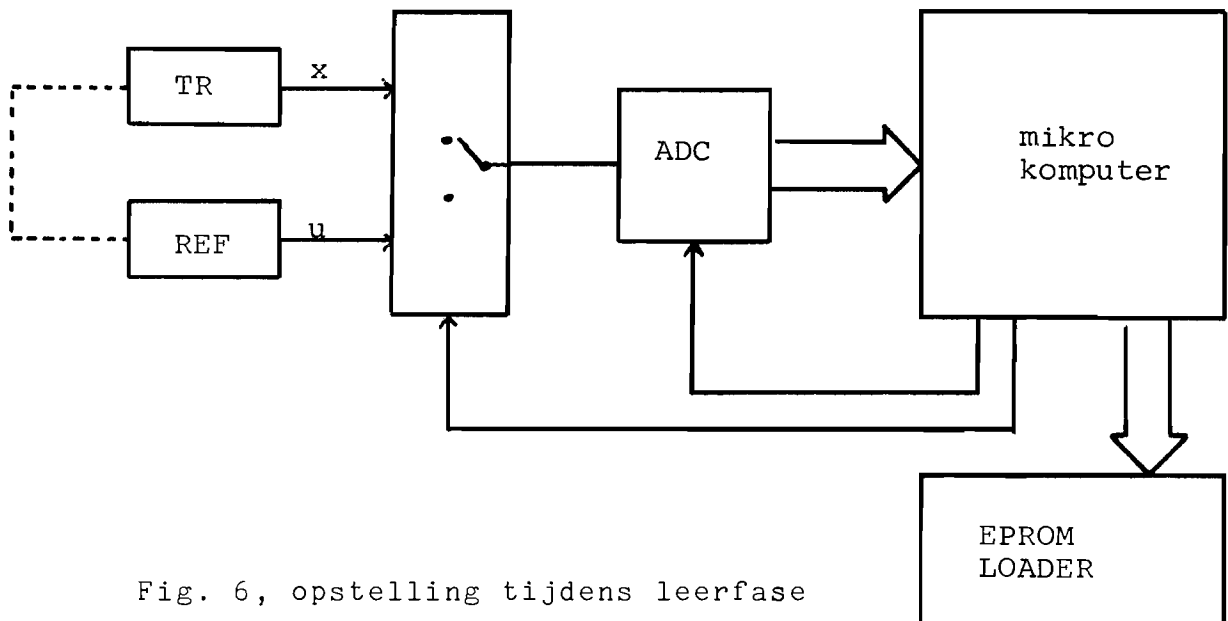


Fig. 6, opstelling tijdens leerfase

Na het vullen van de EPROM gaan we over naar de uitvoerfase.

## 2. De uitvoerfase

In de uitvoerfase hebben we alleen de niet-lineaire opnemer nodig. Aan de hand van de gemeten waarde  $x$  wordt bepaald in welk gebied we zitten en de fout die bij dit gebied hoort wordt uit de EPROM opgehaald. Deze fout wordt bij de gemeten waarde opgeteld en zo krijgen we een benadering voor de werkelijke waarde. Het vinden van het gebied uit  $x$  gebeurt door na het digitaliseren van  $x$  de meest significante bits te nemen. Wanneer het hele meetbereik bijvoorbeeld verdeeld wordt in 32 gebiedjes nemen we de 5 meest

significante bits. Met deze bits adresseren we de EPROM, die daarna de opgeslagen fout vrijgeeft, zie figuur 7.

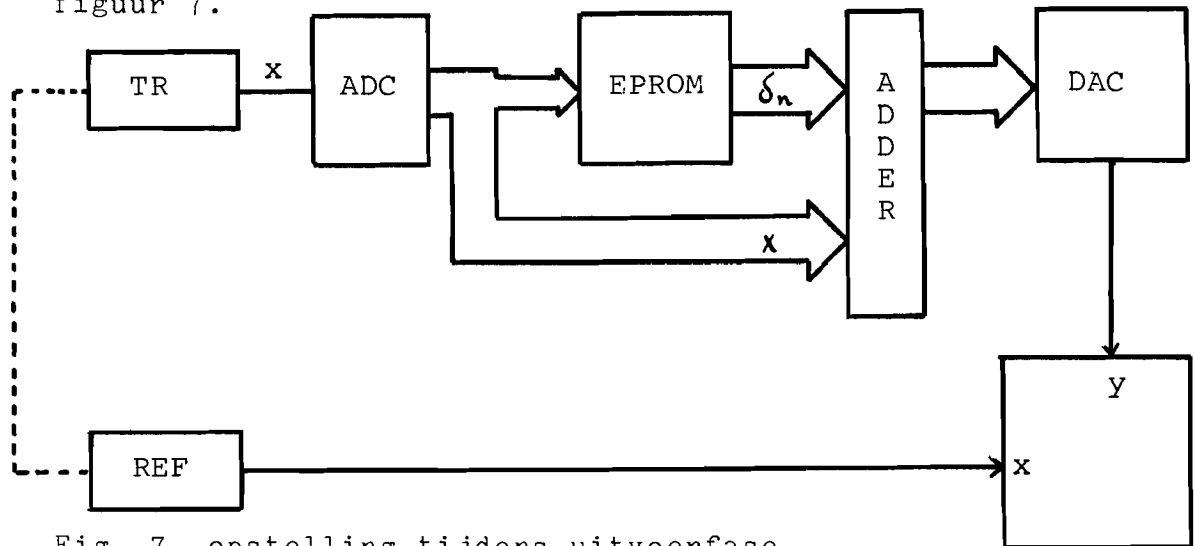


Fig. 7, opstelling tijdens uitvoerfase

In de uitvoerfase is geen microprocessor nodig, vandaar de naam hardware oplossing.

De referentieopnemer is in bovenstaand schema alleen aanwezig om de kwaliteit van het gecorrigeerde signaal te beoordelen op een x-y schrijver.

#### Opmerking 1

We doen hier dus net alsof in een "gebied" de fout constant is:

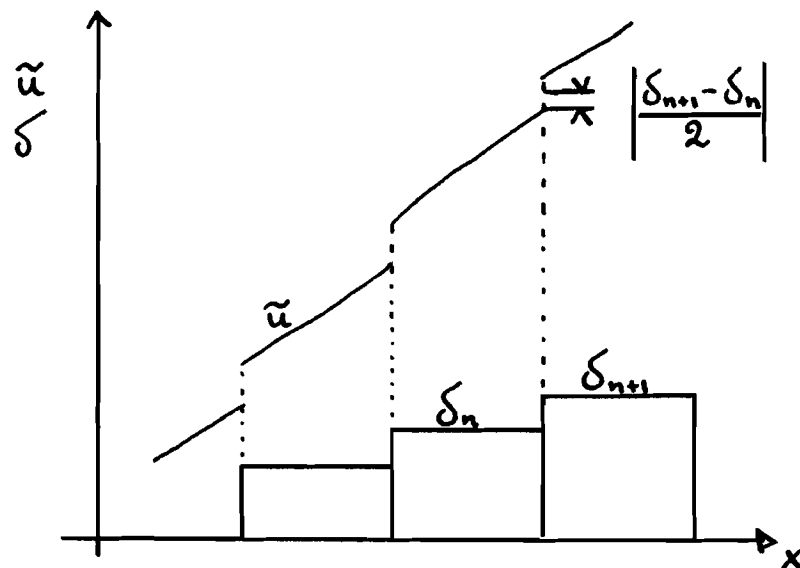


Fig. 8, discontinue fouten.



Op de grens van 2 gebieden treedt een discontinuïteit op in de foutcorrectie  $\delta$ , dus ook in de uitgangswaarde  $\tilde{u}$  namelijk  $\tilde{u} = x - \delta_n$  in gebied  $n$  en  $x$  is continu.

Hoe groot is de optredende discontinuïteit?

Uit de figuur blijkt dat de discontinuïteit afhangt van de mate waarin  $\delta$  als functie van  $x$  verandert, dus de afgeleide van  $\delta$  naar  $x$ :

$$\left| \frac{\partial \delta}{\partial x} \right| = \left| \frac{\partial (x - u)}{\partial x} \right| = \left| \frac{\partial (x - F^{-1}(x))}{\partial x} \right| = \left| 1 - \frac{\partial F^{-1}}{\partial x} \right| \quad (8)$$

In woorden: de discontinuïteiten zijn evenredig met de mate waarin  $\frac{\partial F^{-1}}{\partial x}$  van 1 afwijkt; dat is de hellingfout van de transducerkarakteristiek.

De discontinuïteiten vinden we terug als fouten in het gecorrigeerde signaal (de uitgang). Als de fouten  $\delta_n$  goed bepaald zijn is de fout in de uitgang minimaal

$$\left| \frac{\delta_{n+1} - \delta_n}{2} \right|$$

Als we nu eisen dat de fout in de uitgang  $\tilde{u}$  maximaal  $\Delta$  mag zijn, dan kunnen we uit deze eis en de afgeleide van  $F^{-1}$  het minimaal vereiste aantal gebieden vinden:

Er moet namelijk gelden:

$$\left| \frac{\delta_{n+1} - \delta_n}{2} \right| \leq \Delta$$

$$|\delta_{n+1} - \delta_n| \leq 2\Delta$$

$$\left| \frac{\partial \delta}{\partial x} \cdot b \right| \leq 2\Delta \quad b = \text{gebiedsgrootte}$$

$$b \leq \frac{2\Delta}{\left| \frac{\partial \delta}{\partial x} \right|} = \frac{2\Delta}{\left| 1 - \frac{\partial F^{-1}}{\partial x} \right|} \quad (9)$$

Voorbeeld:  $x$  loopt van 0 tot 100

$\frac{\partial F^{-1}}{\partial x}$  loopt van 0,9 tot 1,1

en we eisen een nauwkeurigheid van 0,1%

dan geldt:  $\Delta = 10^{-3} \cdot 100 = 0,10$

$$\left| \frac{\partial F^{-1}}{\partial x} \right| \leq 0,1$$

$$\text{dus } b \leq \frac{0,2}{0,1} = 2$$

Er zijn dus  $\frac{100}{2} = 50$  gebieden nodig.

### Opmerking 2

Het aantal benodigde gebieden kan terug gebracht worden door de gebiedsgrootte  $b$  niet constant te kiezen, maar af te laten hangen van de afgeleide van  $F^{-1}$  ter plaatse. We kunnen bijvoorbeeld het aantal breekpunten kiezen evenredig met

$$\left| \frac{\partial F^{-1}(x)}{\partial x} - 1 \right|$$

om zo een kleinere tabel te verkrijgen. Dit heeft wel het nadeel dat we niet meer meteen aan de meetwaarde  $x$  kunnen zien bij welk gebied hij hoort, dus het ongelijk verdelen van de breekpunten heeft bij de tabelmethode geen zin.

De voordelen van de tabelmethode zijn:

1. Zeer snel ( $\pm 30$ u sec.)
2. Tijdens uitvoerfase geen  $\mu^P$  nodig, dus goedkoop
3. Eenvoudig.

De nadelen zijn:

1. Het optreden van discontinuïteiten
2. Groot benodigd geheugen.

## 2.2. De software oplossing

Bij deze methode is er zowel in de leerfase als in de uitvoerfase een  $\mu^P$  nodig.

In een aantal punten (breekpunten) wordt de fout bepaald en we veronderstellen dan dat de fout tussen die punten lineaire verloopt. \*) Zie figuur 9.

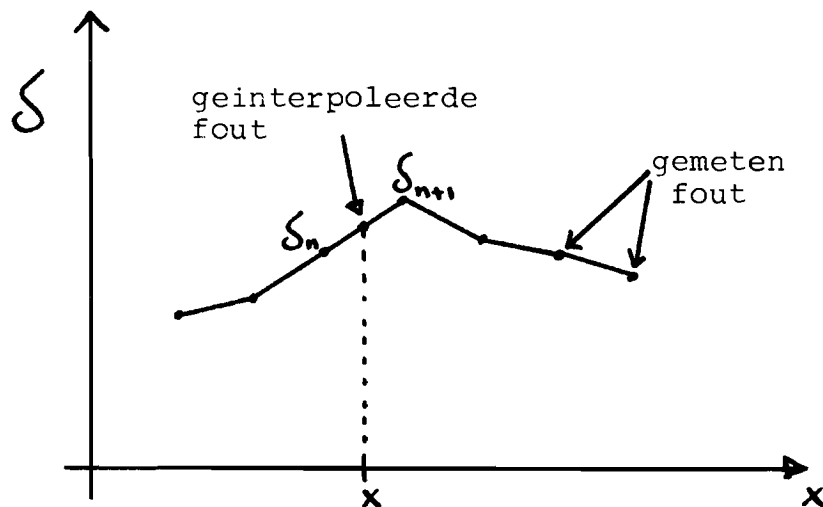


Fig. 9, continue fouten

Ook deze methode verloopt in 2 fasen.

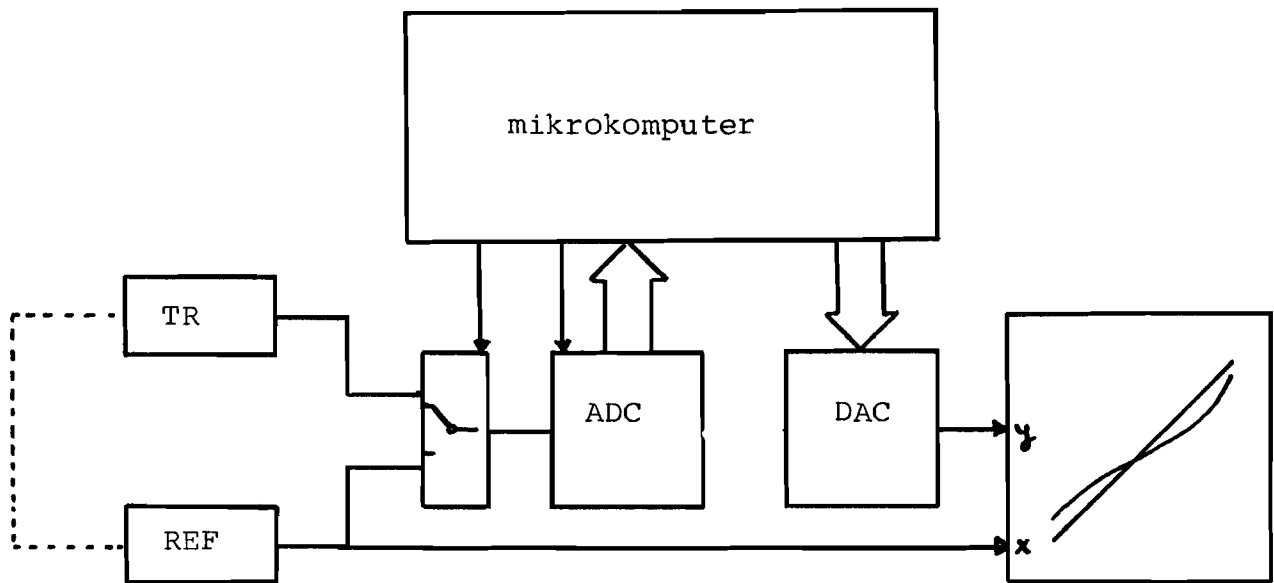
### 1. De leerfase

Tijdens de leerfase lezen we de waarde van  $x$  en  $u$  weer in en berekenen voor de equidistante breekpunten de

fout  $\delta_n = x_n - u_n$

Deze fout slaan we op in een tabel het  $\mu^P$ -geheugen als functie van de gemeten waarde  $x$ .

\*) Ook hogere orde benaderingen zijn mogelijk, maar deze vallen af vanwege de grote benodigde rekentijd.



Figuur 10, opstelling voor de software oplossing.

Na het doorlopen van het hele meetgebied gaan we weer over naar de uitvoerfase.

## 2. De uitvoerfase

In de uitvoerfase lezen we steeds een waarde van  $x$  in en proberen daarbij de juiste waarde van  $u$  te vinden uit:

$$u = x - \delta \quad (7)$$

De waarde van  $\delta$  vinden we met  $x$  uit de tabel; zie fig. 9.

Stel  $x = x_n + \alpha$  met  $x_n = \text{breekpunt}$   
 en  $x_n < x_{n+1}$

Dan vinden we  $\delta$  volgens:

$$\delta = \delta_n + \alpha(\delta_{n+1} - \delta_n) \quad (10)$$

Dus de benaderde waarde voor  $u$  is:

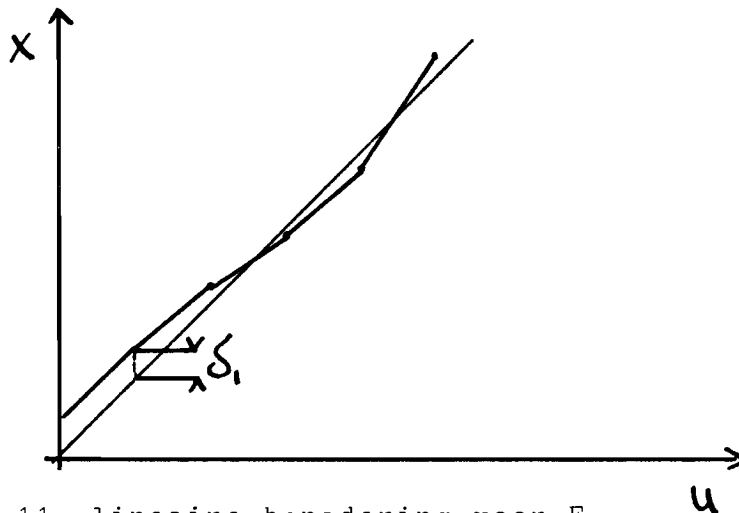
$$\tilde{u} = x + \delta_n + \alpha(\delta_{n+1} - \delta_n) \quad (11)$$

Deze waarde schrijven we naar de uitgang en die geeft dan via de DAC een analoog signaal dat de gecorrigeerde waarde van  $x$  weergeeft. Door dit signaal op een X-Y schrijven te schrijven als functie van de referentiewaarde is het mogelijk de kwaliteit van de linearisatie te beoordelen. In het ideale geval vinden we dan een rechte lijn.

Uit formule (11) blijkt dat er in de uitvoerfase voor elke meetwaarde die we corrigeren een vermenigvuldiging nodig is. Vandaar dat er nu in de uitvoerfase óók een microprocessor nodig is en vandaar ook de naam "software methode". Er zijn overigens wel mogelijkheden om met hardware vermenigvuldigers, en zonder uP te werken, maar we krijgen dan een ingewikkelde, dus dure, en weinig flexibele oplossing.

#### Opmerking 1.

Door de fouten lineair te interpoleren hebben we eigenlijk een lineaire benadering voor de functie  $F$  gemaakt.



Figuur 11, lineaire benadering voor  $F$ .

De fout in eindresultaat:  $\tilde{u}-u$  zal voornamelijk bepaald worden door de kwaliteit van de lineaire benadering.

De funktie  $F$  is in werkelijkheid niet stuksgewijs lineair, ofwel

$$\left| \frac{\partial^2 F}{\partial x^2} \right| \neq 0 \quad (12)$$

De fout  $\delta$  is dus ook niet stuksgewijs lineair. De fout in het eindresultaat  $\tilde{u}$  is nu evenredig met de afwijking in de schatting van  $\delta$ , dus evenredig met

$$\left| \frac{\partial^2 \delta}{\partial x^2} \right| = \left| \frac{\partial^2 F^{-1}(x)}{\partial x^2} \right| \quad (13)$$

#### Opmerking 2

In plaats van alleen de fouten  $\delta_n$  in een tabel op te slaan kunnen we ook de fouten  $\delta_n$  én de hellingen  $c_n$  van benaderende lijnstukken opslaan, óf de fouten  $\delta_n$  en de hellingfouten  $\Delta c_n$  waarbij  $\Delta c_n = c_n - 1$

Dit leidt tot een vereenvoudiging van de tabellen in die gevallen dat  $c_n$  niet, maar  $\Delta c_n$  wél in een woord (8 bit) past. Zie verder de appendix.

De voordelen van de software methode zijn:

1. Zeer nauwkeurige linearisatie mogelijk
2. Klein geheugen nodig bij dezelfde nauwkeurigheid als hardware methode. Daardoor is ook meerdimensionale linearisatie mogelijk.
3. Flexibiliteit
4. uP kan ook nog andere taken verrichten
5. Herijken is beter mogelijk
6. Schaalfactoren kunnen eenvoudig ingevoerd worden.

De nadelen zijn:

1. Ook in de uitvoerfase een  $\mu P$  nodig
2. Langzamer dan hardware methode.

### 3. Tweedimensionaal lineariseren en het corrigeren van kruiseffekten

#### 3.0. Inleiding

Bij het 2-dimensionaal lineariseren onderscheiden we 2 gevallen:

- A. We willen een eendimensionale opnemer lineariseren, die last heeft van een kruiseffekt. Door nu met een aparte opnemer dat kruiseffekt te meten kunnen we het corrigeren. Het kruiseffekt wordt dus alleen gemeten om de eigenlijke meting te corrigeren.
- B. We willen een 2-dimensionale opnemer corrigeren. Hierbij kan de meting van de ene dimensie niet-lineair zijn en bovendien afhankelijk van de waarde van de andere dimensie. Hier zijn er dus 2 uitgangssignalen.

#### 3.1. A. Het lineariseren van een ééndimensionale opnemer met een kruiseffekt

We willen een bepaalde grootte  $u$  meten met een niet-ideale transducer. Deze transducer geeft een uitgangssignaal  $x$  dat niet lineair is in  $u$  en bovendien afhankelijk van het kruiseffekt  $T$ . Bijvoorbeeld: een niet-lineaire, temperatuurafhankelijke verplaatsingsopnemer. De karakteristiek van de opnemer wordt beschreven door:

$$x = F(u, T) \quad (14)$$

met  $x$  = gemeten waarde

$u$  = werkelijke waarde

$T$  = waarde van het kruiseffekt.

Het kruiseffekt  $T$  bepalen we met een aparte opnemer. We meten 2 dimensies, maar de output is één dimensie. Er wordt weer geëist dat de fouten beperkt zijn en reproduceerbaar.

Bijvoorbeeld

$$x = F(u, T) = au + bT + c \quad (15)$$

in een bepaald gebied met:

$$0,9 < a < 1,1$$

en

$$|bT| < 0,1 \cdot u_{\max}$$

$$c = \text{constant}$$

Het kruiseffekt  $T$  hoeft niet erg nauwkeurig gemeten te worden dus we veronderstellen dat we met een goedkope opnemer  $T$  voldoende nauwkeurig kunnen meten.

Het leerproces bestaat uit het meten van  $u$  voor een reeks van bekende waarden van  $x$  en  $T$ . Deze metingen slaan we op in een tabel en uit deze tabel kunnen  $a$ ,  $b$ ,  $c$  berekend worden.

Vanaf dat moment is er geen referentieopnemer meer nodig, en volgt de waarde van  $u$  uit:

$$u = \frac{1}{a} (x - bT - c) \quad (15.a)$$



### 3.2. Intermezzo:

#### Funktiebeschrijving met tabellen en interpolaties

Beschouw de functie

$$x = F(u,v) \quad (16)$$

Bij elk paar  $(u,v)$  dat element is van het domein hoort één waarde  $x$  van het bereik.

Functies kunnen op verschillende manieren beschreven worden o.a.

1. Door wiskundige formules  
bijvoorbeeld  $x = au^2 + 1/v$
2. Door tabellen, bijvoorbeeld

u	x
0	1
1	5
2	7
⋮	⋮

In dit geval is het domein niet continu, maar bestaat uit een aantal punten, Wanneer we echter bovendien aangeven hoe de functie  $F$  tussen de punten verloopt, dan kennen we het beeld van elke waarde van  $u$ . Met behulp van een tabel en een interpolatievoorschrift kan zo een continue functie gedefinieerd worden. Zo'n interpolatievoorschrift kan o.a. zijn:

- a. lineair: verbind de naast elkaar gelegen punten door een rechte
- b. 3de orde kromme door 4 punten, waarvan dan steeds het middelste stuk gebruikt wordt
- c. hogere orde methoden zoals de Splain methode.

In het ééndimensionale geval interpoleren we tussen 2 punten.

Ook 2 dimensionaal kennen we verschillende voorschriften zoals:

- a. lineair (platvlak)
- b. zadelflak
- c. hogere orde vlakken

Hierbij interpoleren we tussen 4 punten;  $x=F(u,v)$  is hierbij een 3-dimensionaal vlak.

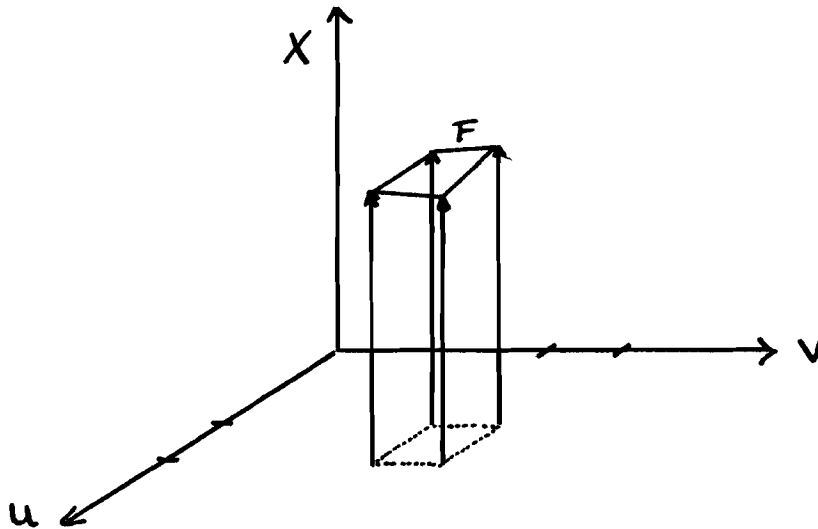


Fig. 12, F als vlak in de ruimte

De methode van het zadelflak is de eenvoudigste (laagste orde) methode waarmee het F-vlak benaderd kan worden zonder dat discontinuïteiten in dit vlak optreden. Daarom werken we verder alleen nog met een zadelflakbenadering.

In de tabel staan de waarden van  $x$  voor de roosterpunten van  $u,v$ :

u	v	x
0	0	0,15
0	1	0,25
⋮	⋮	⋮
3	6	3,30

Als er nu een waarde  $x=F(p,q)$  gevraagd wordt van een punt  $p,q$  dat niet in de tabel voorkomt, dan zoeken we op binnen welke 4 roosterpunten dit punt ligt. De waarde van  $F$  in deze 4 punten noemen we:  $FA, FB, FC, FD$ . Verder berekenen we de factoren  $\alpha$  en  $\beta$ .

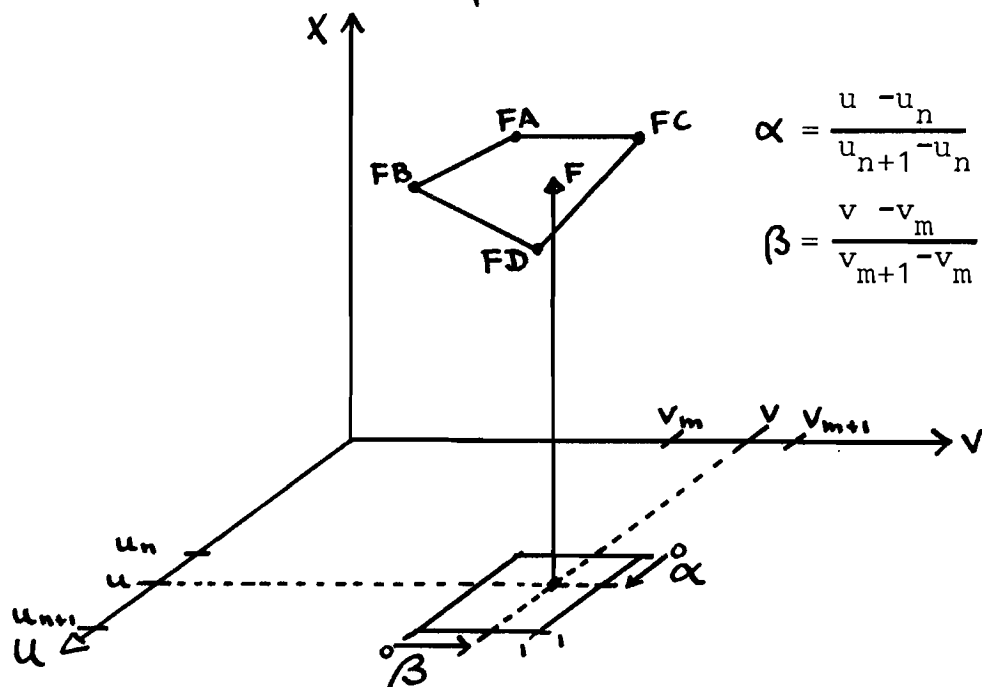


Fig. 13, interpoleren tussen 4 punten

$x = F(u,v)$  volgt nu uit:

$$F = \alpha\beta FD + \alpha(1-\beta)FB + (1-\alpha)\beta FC + (1-\alpha)(1-\beta)FA \quad (19)$$

In een microprocessor kan het vinden van  $FA, FB, FC, FD, \alpha$  en  $\beta$  uit  $p$  en  $q$  als volgt:

De meest significante delen van  $p$  en  $q$  worden gebruikt om het adres te bepalen waar  $FA, FB, FC$  en  $FD$  in het geheugen staan, terwijl de minst significante delen van  $p$  en  $q$  gelijk zijn aan  $\alpha$  en  $\beta$ .

$$p = p_1 p_2 p_3 p_4 \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \alpha_4$$

$$q = q_1 q_2 q_3 q_4 \beta_1 \beta_2 \beta_3 \beta_4$$

adres  $FA =$

$$q_1 q_2 q_3 q_4 p_1 p_2 p_3 p_4$$

$$\alpha = \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \alpha_4$$

$$\beta = \beta_1 \beta_2 \beta_3 \beta_4$$

Merk op dat in dit geval zowel de  $u$  als de  $v$  richting in  $2^4=16$  gebieden is opgedeeld, dus er zijn totaal 256 gebieden, terwijl binnen elk gebied  $2^4$   $\alpha$ -waarden en  $2^4$   $\beta$ -waarden mogelijk zijn, dus binnen elk gebied kunnen we weer 256 verschillende punten bepalen. De functie  $F$  is volledig bepaald door de  $16 \times 16 = 256$  roosterpunten en formule (19).

De aldus onstane manier van functiebeschrijving heeft de volgende voordelen:

- er wordt geen bekendheid met de aard van de functie vereist, de functie dient alleen "rustig genoeg" te zijn; de tabel kan hieraan aangepast worden (de gebied grootte)
- er is geen groot geheugen nodig
- het berekenen van de funktiewaarde gaat snel.

### 3.3. B. Het lineariseren van 2-dimensionale opnemers

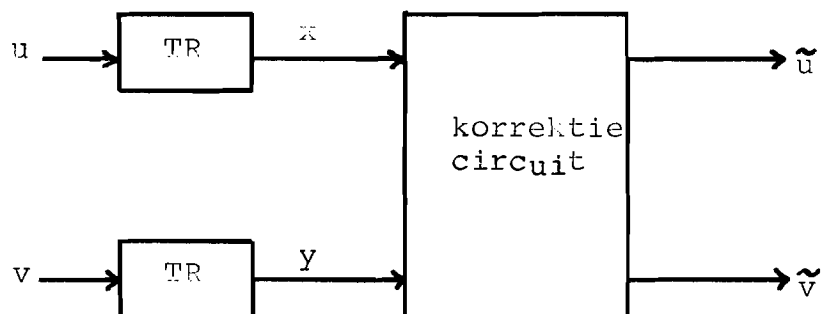


Fig. 14, correctie van 2 dimensies

Hier hebben we 2 meetwaarden als uitgang, bijvoorbeeld een x en een y-positie, waarbij zowel de x- als de y-meting niet-lineair is en waarbij bovendien de metingen elkaar beïnvloeden (kruiseffekten).

$$x = F(u,v) \quad (20)$$

$$y = G(u,v) \quad (21)$$

x = gemeten waarde van u

u = werkelijke waarde van u

y = gemeten waarde van v

v = werkelijke waarde van v

De functies F en G kunnen weer voorgesteld worden als een 3-dimensionaal vlak in de ruimte en kunnen benaderd worden door een tabel en een interpolatie algoritme.

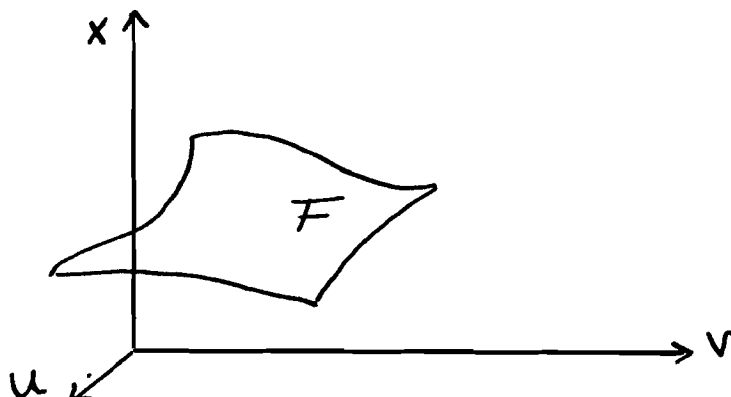


Fig. 15, F als vlak in de ruimte.

$F(p,q)$  wordt berekend volgens de methode uit 3.2.

De functies  $F$  en  $G$ :  $x = F(u,v)$  (20)

$y = G(u,v)$  (21)

geven  $x$  en  $y$  (de meetwaarden) als functie van  $u$  en  $v$  (de werkelijke waarden). De tabel die  $F$  en  $G$  beschrijft, bevat de waarde van  $x$  en  $y$  voor roosterpunten van  $u, v$ .

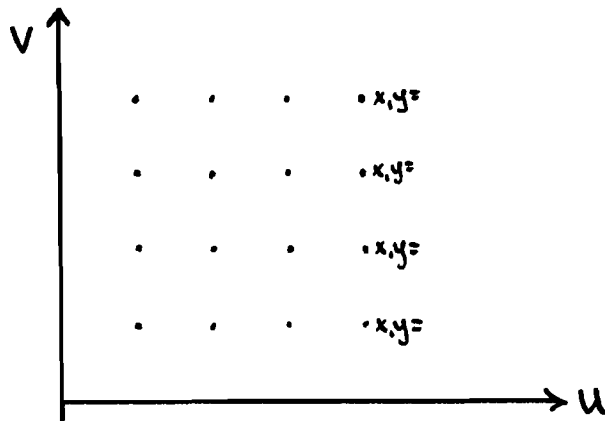


fig. 16, functiewaarden voor de roosterpunten van  $u, v$

In de uitvoerfase hebben we alleen de gemeten waarden  $x$  en  $y$  tot onze beschikking en hieruit moeten we de werkelijke waarden  $u$  en  $v$  berekenen. Daarvoor zijn inverse functies nodig:

$$u = F^{-1}(x,y) \quad (22)$$

$$v = G^{-1}(x,y) \quad (23)$$

De functies bestaan weer uit een interpolatievoorschrift en een tabel, maar nu bevat de tabel de waarden van  $u$  en  $v$  voor de roosterpunten van  $x,y$ .

De tabel, die tijdens het inleesprogramma is ontstaan kunnen we dus niet gebruiken tijdens de uitvoerfase, maar moet omgezet worden in een andere tabel. Grafisch kan dit voor het 1-dimensionale geval als volgt worden voorgesteld:

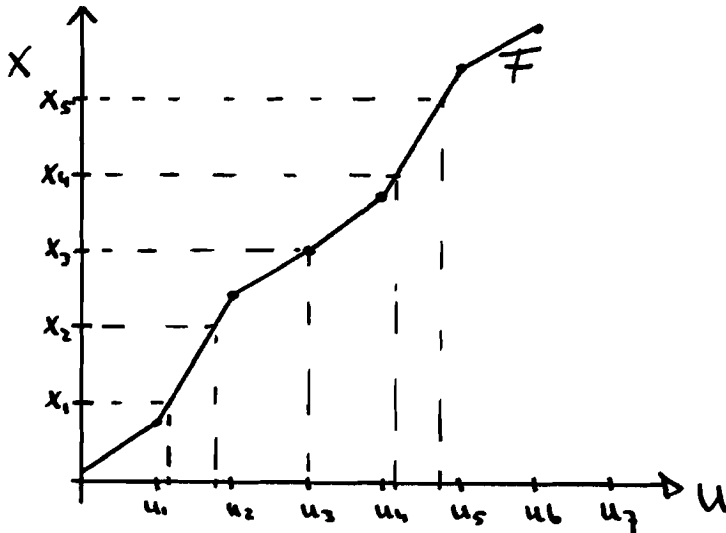


Fig. 17, bepalen van het origineel van  $x_n$

$F$  geeft de beelden van  $u_1, u_2, u_3 \dots$  met  $u$  equidistant

$F^{-1}$  geeft de originelen van  $x_1, x_2, x_3 \dots$  met  $x$  equidistant

Is het nu niet mogelijk om tijdens de leerfase meteen de functie  $F^{-1}$  in te lezen? Dat is wel mogelijk, maar moeilijk en omslachtig, zoals uit een voorbeeld zal blijken.

#### Voorbeeld

Stel dat we een niet-lineaire, 2-dimensionale positieopnemer met kruiseffekten hebben. Tijdens de leerfase kunnen we de functie  $F$  inlezen door bijvoorbeeld  $u$  in te stellen op een bepaalde waarde van  $u_n$  en dan steeds het hele  $v$ -gebied te doorlopen. Zodra  $v$  gelijk is aan  $v_m$  lezen we de waarde van  $x$  en  $y$  in:

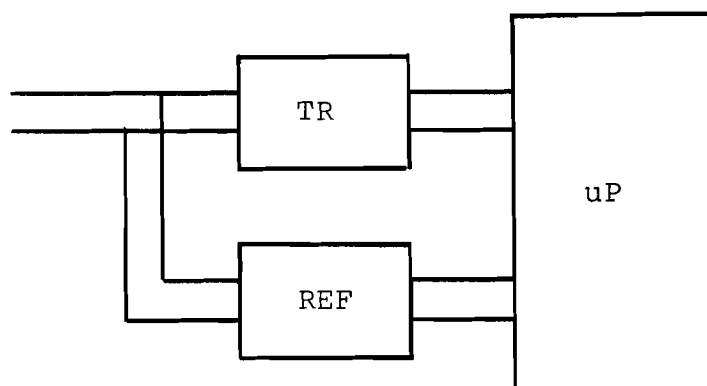


Fig. 18, linearisatiecircuit tijdens leerfase.

Zo doorlopen we het hele meetgebied en vinden de beelden  $x, y$  van de roosterwaarden  $u_n, v_m$ ; dat is de funktie  $F$ . Wanneer we nu niet de funktie  $F$ , maar de funktie  $F^{-1}$  willen inlezen, dan wordt de procedure veel moeilijker. We moeten dan namelijk voor elke paar  $x_n, y_m$  het origineel  $u, v$  gaan zoeken. Bedenk daarbij dat ten gevolge van de kruiseffekten een verandering van  $u$  zowel aan verandering van  $x$  als van  $y$  geeft. Het inlezen wordt op die manier een ingewikkeld, langdurig proces. Het is veel eenvoudiger gewoon de funktie  $F$  in te lezen en dan de  $F$ -tabel door een  $uP$  om te laten zetten in een  $F^{-1}$  tabel. Hiervoor zal nu een algoritme gegeven worden.



### 3.4. Algorithme voor het omzetten van tabellen

Gegeven zijn de functies

$$x = F(u,v) \quad (20)$$

$$y = G(u,v) \quad (21)$$

De functies bestaan uit een tabel voor de roosterwaarden van  $u,v$  en een interpolatievoorschrift.

Gevraagd worden de functies

$$u = F^{-1}(x,y) \quad (22)$$

$$v = G^{-1}(x,y) \quad (23)$$

met een tabel voor de roosterwaarden van  $x,y$ .

$x$  is de meetwaarde van  $u$  en  $y$  van  $v$ , dus

In zeer grove benadering (bijvoorbeeld 30%) geldt

$$x = F(u,v) \approx u$$

$$y = G(u,v) \approx v$$

Verder wordt weer de eis gesteld dat de functies inverteerbaar zijn, dus

$$0 < \frac{\partial F}{\partial u} < \infty \quad (24)$$

$$0 < \frac{\partial G}{\partial v} < \infty \quad (25)$$

Deze eis wordt alleen gesteld bij echte 2-dimensionale metingen, niet bij kruiseffekten.

$F$  en  $G$  zijn nu monotoon stijgende functies in  $u$  resp.  $v$ .

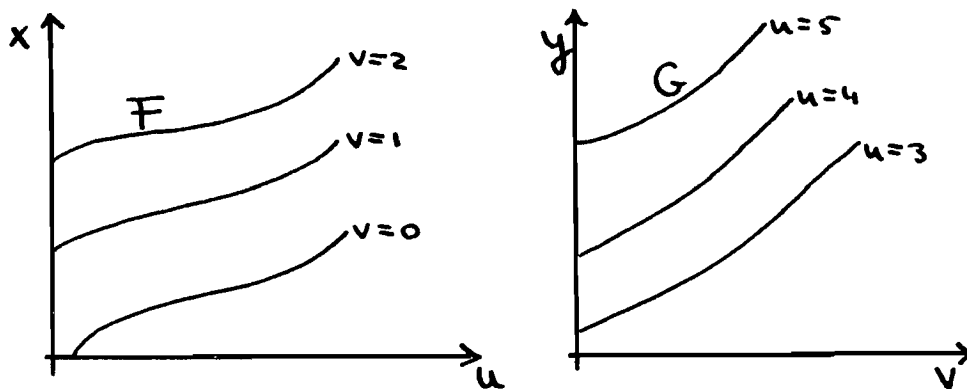


Fig. 19,  $F$  en  $G$  zijn monotoon

Er zal nu eerst een algoritme gegeven worden waarmee een 1-dimensionale funktie geïnverteerd kan worden.

\* Algoritme voor ééndimensionaal geval

Stel er is gegeven de funktie F:

$$x = F(u) \quad (2)$$

met

$$0 < \frac{\partial F}{\partial u} < \infty \quad (3)$$

en we zoeken het origineel van  $x=a$

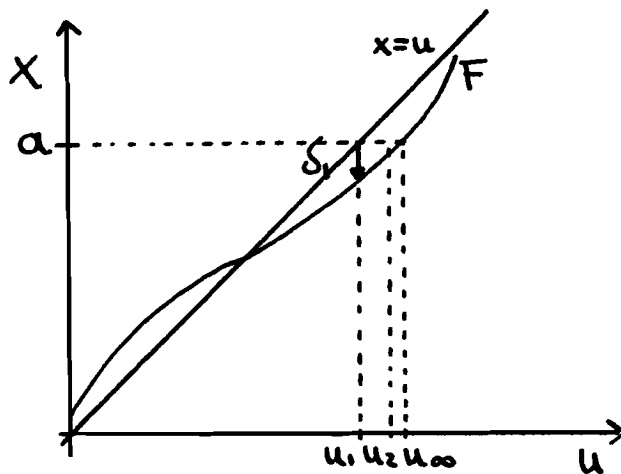


Fig. 20,  $\delta$  is de fout in een schatting.

$x$  is een meting van  $u$ , dus grofweg zal gelden:

$$x \approx u$$

Kies nu als eerste benadering  $u_1 = a$

bereken de funktiewaarde  $F(u_1) = F(a)$

de fout in de eerste schatting is

$$\delta_1 = F(u_1) - a$$

kies als 2de benadering

$$u_2 = u_1 - \delta_1$$

$$\delta_2 = F(u_2) - a$$

enz.

totdat  $|F(u_n) - a| \leq \Delta$

Hier geeft  $\Delta$  de maximaal toelaatbare eindfout aan.  
Het gegeven algoritme is een vorm van successieve substitutie.

In fig. 21 staat het flowdiagram.

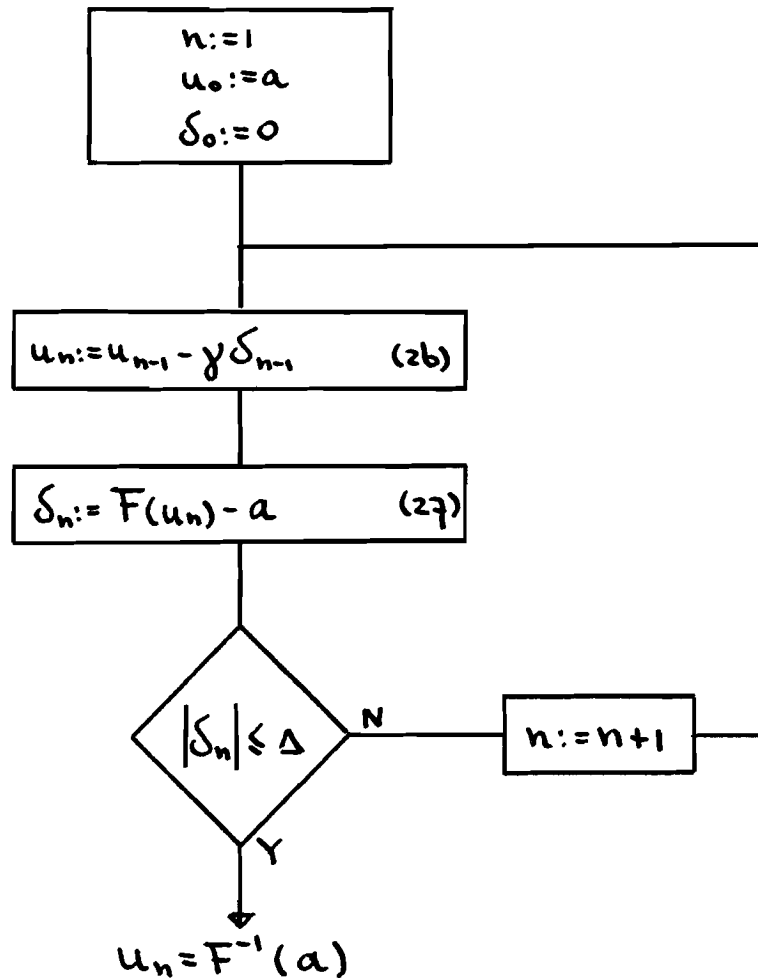


Fig. 21, flowdiagram van ééndimensionaal algoritme

Door nu voor alle roosterwaarden van  $x=a$  dit algoritme te doorlopen ontstaat de tabel die de inverse funktie beschrijft. Het convergeren van het algoritme kan als volgt bewezen worden (Lit. 4):

We hebben een funktie

$$x = F(u)$$

en we zoeken de wortel  $\alpha$  van de vergelijking

$$F(u)=a$$

Het zoeken gebeurt door middel van successieve substitutie van

$$\begin{aligned} u_{n+1} &= f(u_n) = u_n - (F(u_n)-a) \\ &= u_n - \delta(u_n) \end{aligned}$$

met  $(u_n) = F(u_n) - a =$  de fout in de schatting.

Dan zegt de locale convergentiestelling (lit. 4) dat convergentie van de successieve substitutie in  $u=f(u)$  verzekerd is als

$$|1 - \delta'(\alpha)| < 1$$

en  $u_0$  dicht genoeg bij  $\alpha$ .

Terugvertaald naar  $x=F(u)$  betekent dat:

$$0 < \frac{\partial F}{\partial u} < 2$$

\* Algorithme voor 2-dimensionaal geval

We zoeken de originelen van  $(x,y) = (a,b)$  in

$$x = F(u,v) \tag{20}$$

$$y = G(u,v) \tag{21}$$

alg. 1 Kies als eerste benadering:

$$u_1 = a$$

$$v_1 = b$$

Bereken  $F(u_1, v_1)$  en  $G(u_1, v_1)$

De fouten in de eerste schatting zijn:

$$\delta_1 = F(u_1, v_1) - a$$

$$\varepsilon_1 = G(u_1, v_1) - b$$

Kies als 2de benadering  $u_2 = u_1 - \gamma \delta_1$   
 $v_2 = v_1 - \gamma \varepsilon_1$   
 enz.

totdat  $|\delta_n| \leq \Delta$   
 én  $|\varepsilon_n| \leq \Delta$

Fig. 22 geeft het bijbehorende flowdiagram.

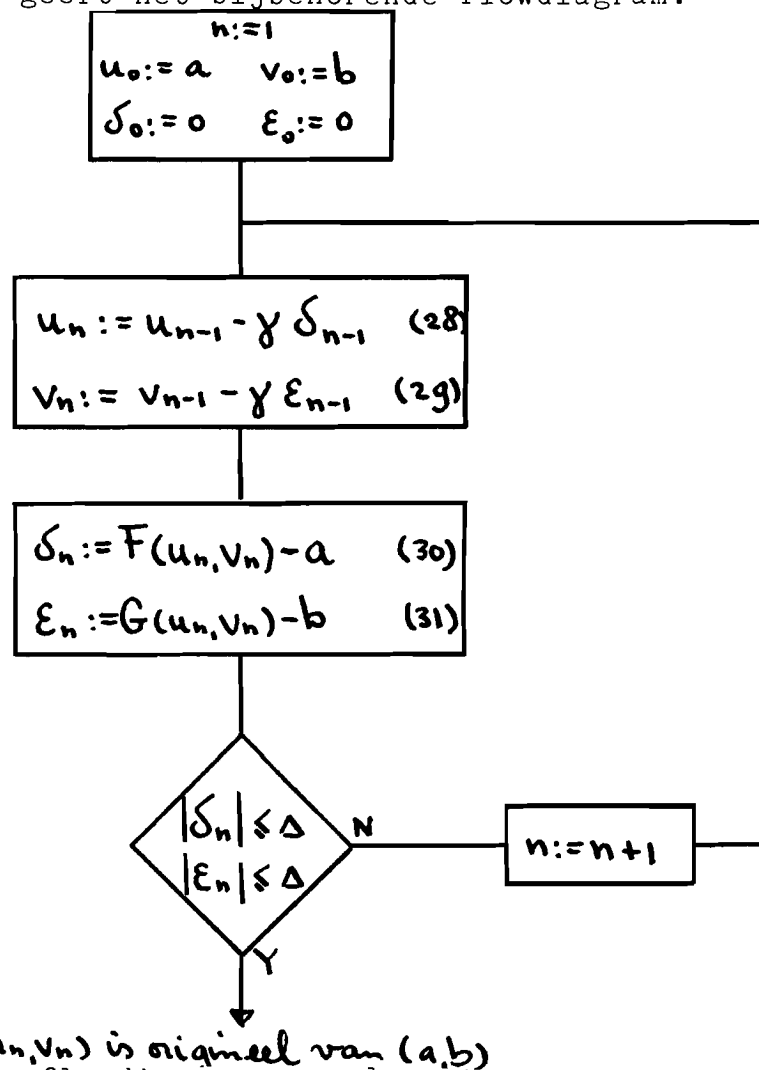


Fig. 22, flowdiagram van algoritme 1.

Alg. 2. Hier worden de waarden van  $u$  en  $v$  niet gelijker-  
 tijd, maar om en om gecorrigeerd.

Eerste benadering :  $u_1 = a$   
 $v_1 = b$

De fouten in u:  $\delta_1 = F(u_1, v_1) - a$

$$u_2 := u_1 - \gamma \delta_1$$

De fout in v  $\epsilon_1 = G(u_2, v_1) - b$

$$v_2 := v_1 - \gamma \epsilon_1$$

enzovoorts totdat  $|\delta| \leq \Delta$   
en  $|\epsilon| \leq \Delta$

Het flowdiagram is gegeven in fig. 23.

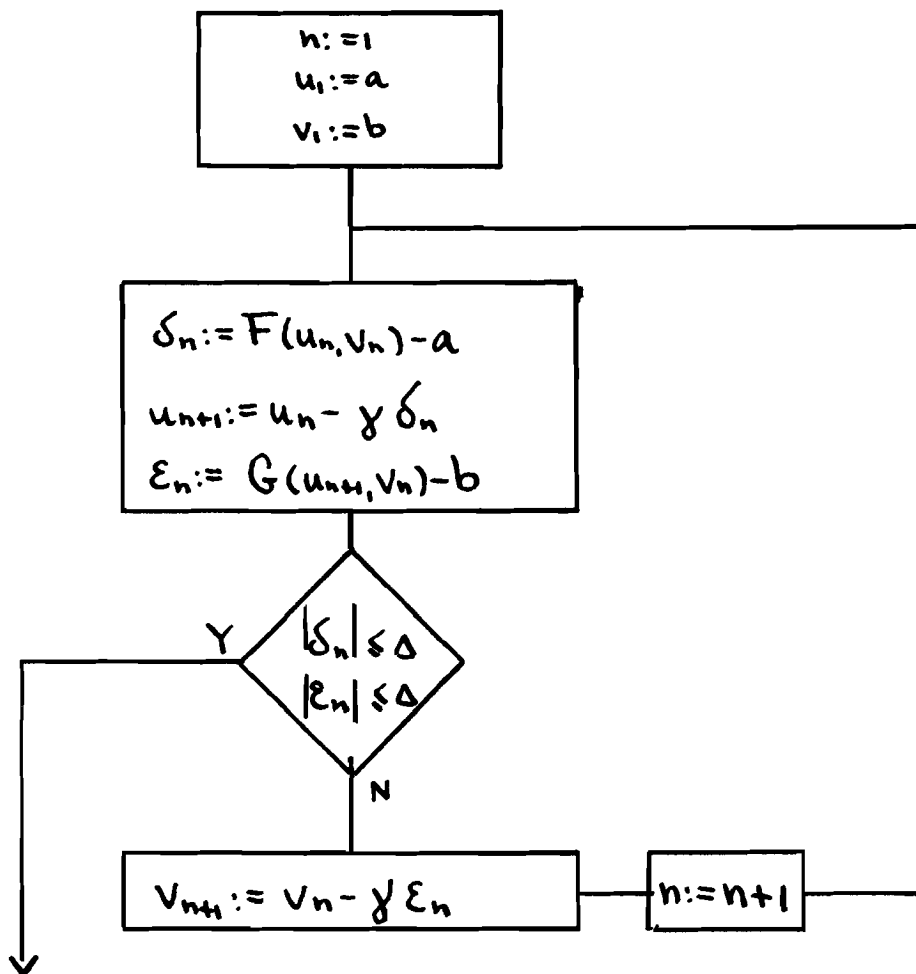


Fig. 23. Flowdiagram van alg. 2.

In figuur 24 is het verloop van u,v voor beide algorithmen weergegeven.

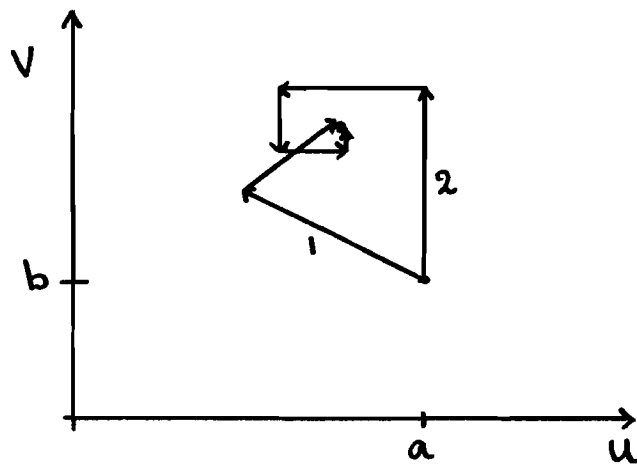


Fig. 24, verloop van  $u, v$  voor de algorithmen 1 en 2

### 3.5. Verlies van informatie door tabelomzetting

Laten we aannemen dat de opnemer een alineariteit heeft van de vorm van fig. 25, d.w.z. grofweg klopt het verband wel:

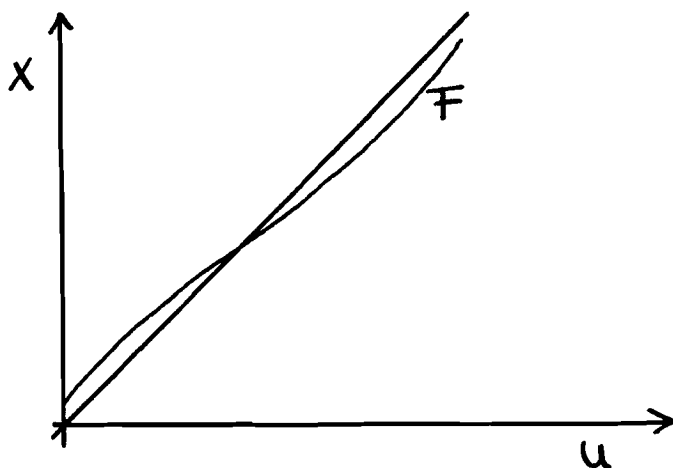


Fig. 25, niet-lineaire opnemer

De gemeten waarden liggen in de buurt van de waarden van de ideale transducer. Er zijn dan waarden van  $u$  waarvoor  $\frac{\partial F}{\partial u} > 1$  en ook waarvoor  $\frac{\partial F}{\partial u} < 1$ .

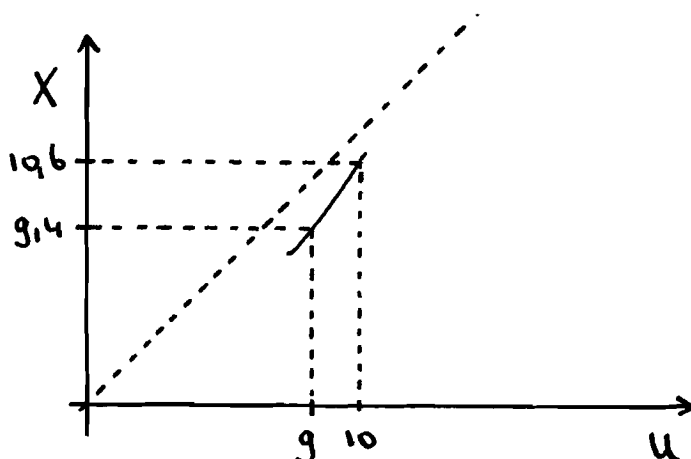


Fig. 26, afgeleide  $\frac{\partial F}{\partial u} > 1$

We nemen aan dat de waarde van  $x$  zowel als van  $u$  gekwantiseerd is, bijvoorbeeld door het gebruik van AD converters.



Elk punt van domein en bereik wordt daarom afgebeeld op een geheel getal.

Stel nu dat  $F(10) = 10,6 \rightarrow 11$

$F(9) = 9,4 \rightarrow 9$

Dan komt het punt 10 niet voor als beeld, dus er is ook geen origineel  $u$  te vinden dat  $x=10$  als beeld heeft.

De hoeveelheid informatie die we verliezen is afhankelijk van de afgeleide:  $\frac{\partial F}{\partial u}$

$$\text{Als} \quad 0 < \frac{\partial F}{\partial u} < N+1 \quad (32)$$

( $N$  geheel)

dan gaan er bij het omzetten van  $F$  in  $F^{-1}$  maximaal  $N$  eenheden informatie verloren. Vanwege de convergentie werd al geeist dat  $0 < \frac{\partial F}{\partial u} < 2$  en wanneer we hieraan voldoen zal dus slechts één eenheid informatie (1 bit) verloren gaan.

Voor het iteratief algoritme houdt dit in dat we bij het zoeken naar het origineel  $u$  van een beeldpunt  $a$  tevreden moeten zijn zodra de fout kleiner dan of gelijk is aan één eenheid informatie (digitaal: fout = 0 of +1 bit).

#### 4. Toepassingen: De T.V. Camera

Als toepassing van de 2-dimensionale linearisatie werd in eerste instantie gedacht aan het verbeteren van een kamera. Goedkope kamera's gevolgd door een linearisatiecircuit kunnen op veel plaatsen in automatische productieprocessen ingezet worden, bijvoorbeeld om te

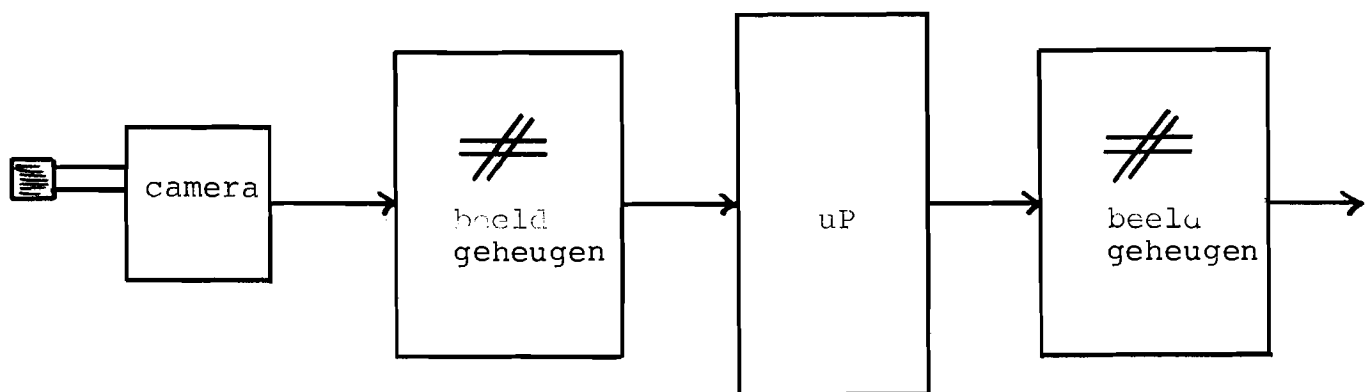


Fig. 27, linearisatie van een T.V.-beeld

controleren of een bepaald onderdeel beschadigd is, of om de positie en stand van een onderdeel te bepalen.

Goedkope kamera's hebben echter vaak een te slechte lineariteit om de bedoelde taken te verrichten. Daarom was het plan het beeld te digitaliseren (we kijken alleen naar contouren) en op te slaan in een beeldgeheugen. Een uP zou dit beeld dan moeten lineariseren en daarna opslaan in een 2de beeldgeheugen dat door de gebruiker uitgelezen kan worden.

De linearisatie van het T.V. beeld is niet uitgevoerd om de volgende redenen:

Om reden van verwerkingssnelheid en geheugencapaciteit dienen de beeldgeheugens beperkt te blijven tot 256 x 256 punten = 64 k punten. Dat is een geheugen van 8 k bytes omdat met gedigitaliseerde informatie wordt gewerkt.

De beperking tot 256 stappen in één richting geeft ook

direct een grens aan voor de te bereiken nauwkeurigheid:  $1/256 = 0,4\%$ . De te lineariseren beelden hebben een fout van 2% maximaal en 1% als we niet langs de zender komen. Dat houdt in dat de maximale winst in lineariteit een factor 2,5 bedraagt. Dat is erg weinig.

Een ander punt is de verwerkingssnelheid. Stel dat er in een beeld 4 horizontale en 4 vertikale lijnen voorkomen en dat we alleen dié punten moeten transformeren. Dan zijn er toch nog  $(4+4) \cdot 256 = 2k$  punten die getransformeerd moeten worden. Als we niet alle correcties in een tabel willen opslaan (dat kost minstens 32 k bytes geheugen!) dan zal er gerekend moeten worden een vermenigvuldiging kost  $\pm 1ms$ , zodat het verwerken van het beeld minimaal 2 seconden kost. Dat is veel te lang.

De genoemde problemen kunnen opgelost worden door een mini- in plaats van een microkomputer te gebruiken: er hoeft dan niet meer met gedigitaliseerde beeldinformatie gewerkt te worden. We kunnen dan bijvoorbeeld 256 niveau's van beeldintensiteit kiezen waardoor het oplossend vermogen groter wordt. Bovendien is de verwerking veel sneller. We streven nu echter ons doel voorbij: het was namelijk de bedoeling met goedkope middelen te lineariseren.

Het lineariseren van een T.V. beeld is dus principieel goed mogelijk, maar de praktische uitvoering ervan eist (voorlopig nog) te dure middelen om zinvol te zijn. Daarom is gekozen voor een andere toepassing: de laterale fotodiode.

## 5. Toepassingen: De laterale Fotodiode

### 5.0. Inleiding

Tetralaterale fotodiodes (LPD) zijn 2-dimensionale opnemers met een groot oplossend vermogen, maar een beperkte lineariteit.

Daarom lenen zij zich er uitstekend voor om gelineariseerd te worden.

Er zal nu een beschrijving gegeven worden van een systeem waarmee dat mogelijk is.

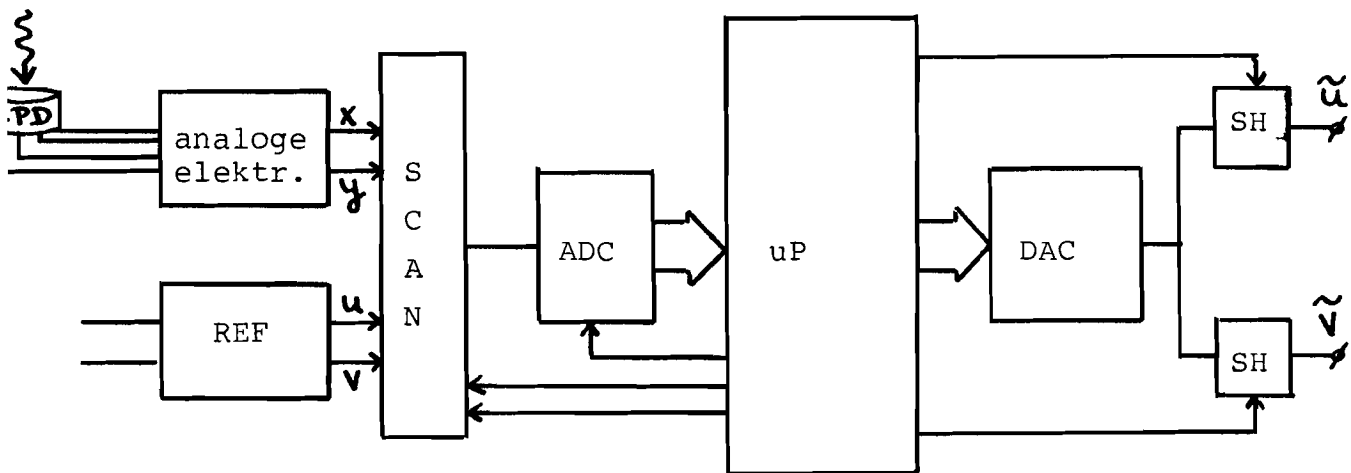


Fig. 28, linearisatie van een LPD

Een vast opgestelde lichtbron schijnt op een LPD, die in de x- en de y-richting beweegbaar is. Met behulp van 2 referentieopnemers wordt de preciese plaats (u,v) van de lichtvlek op de LPD gemeten. De uitgangsströmen van de LPD worden door een stuk elektronica (zie 5.2) omgezet in de signalen x en y die een niet-lineaire maat zijn voor de positie van de lichtvlek. De signalen x, y, u, v kunnen in een mikroprocessorsysteem ingelezen worden via een keuzecircuit (SCAN) en een AD converter.

Tijdens de leerfase worden de signalen  $x$ ,  $y$ ,  $u$ ,  $v$  ingelezen. We doorlopen daarbij het hele gebied (oppervlak) van de LPD en slaan de waarden van  $x$  en  $y$  op als functie van  $u$  en  $v$ . Zo ontstaat de eerste tabel. Na het inlezen zetten we de tabel om in de 2e tabel (zie 3.4) en komen daarna in de uitvoerfase.

In de uitvoerfase zijn de referentieopnemers niet meer nodig. We lezen nu steeds de waarden van  $x$  en  $y$  in, berekenen  $\tilde{u}$  en  $\tilde{v}$  en schrijven deze naar de uitgangen. Nu zullen de afzonderlijke onderdelen van het systeem besproken worden:

1. De laterale fotodiode
2. De analoge elektronica voor de LPD
3. De interface
4. Het mikroprocessorsysteem
5. De mechanische uitvoering
6. De referentieopnemer
7. De programma's
8. Werking.

### 5.1. De Laterale Fotodiode

De laterale fotodiode is een fotodetector waarmee de positie van een lichtvlek bepaald kan worden. De laterale fotodiode kan o.a. gebruikt worden in systemen voor contactloze plaats- en verplaatsingsmetingen en voor het onderzoek van optische systemen.

Om de werking van de LPD te verklaren zal nu eerst het laterale foto-effekt besproken worden.

In 1930 ontdekte Schottkey dat de fotostroom in een Cu-CuO<sub>2</sub> fotodiode afnam bij toenemende afstand tussen de lichtstip en het CU-contact.

Later (in 1957) deed Wallmark metingen aan halfgeleiders. Hij mat bij belichting van een onbelaste P-N overgang een spanningsverschil tussen 2 meetkontakten aan één zijde van de junctie. Dat spanningsverschil bleek afhankelijk te zijn van de positie van de lichtvlek.

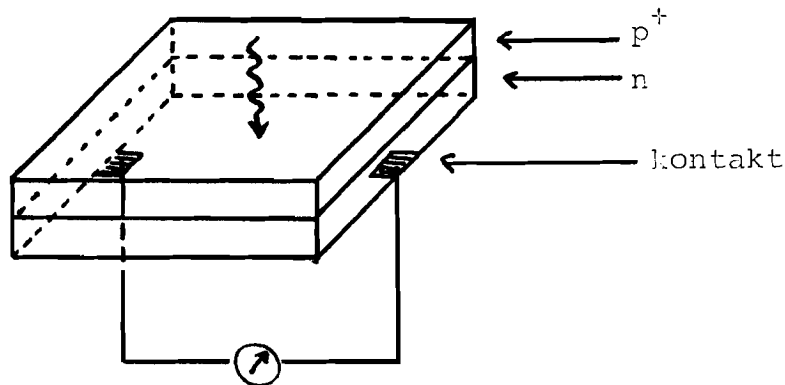


Fig. 29, het laterale foto-effekt.

Tegenwoordig worden LPD's onder sperspanning bedreven met aan één zijde een weerstandslaag.

(Zie figuur 30).

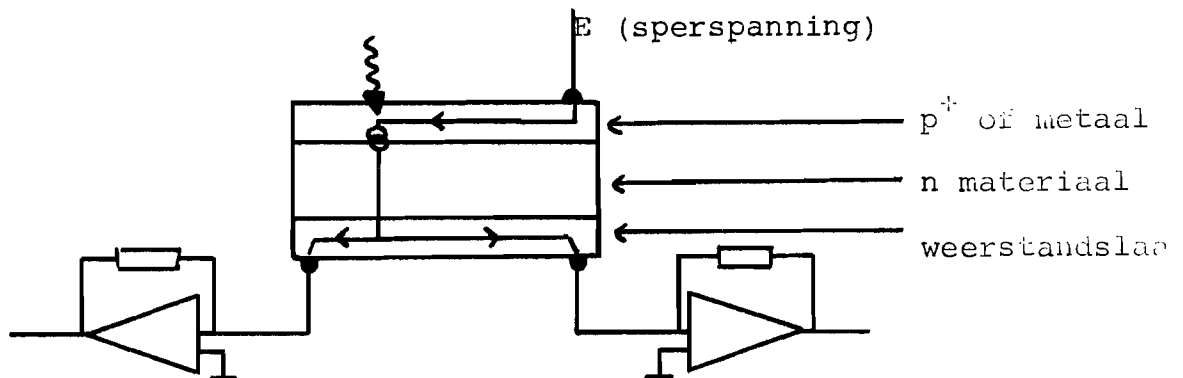


Fig. 30, diode met weerstandslaag.

Op de plaats waar de lichtbundel invalt zal hij bij de junctie gaten en elektronen losmaken, die een fotostroom tot gevolg hebben. Deze fotostroom is alleen afhankelijk van de lichtsterkte en zal zich over de beide onderste contacten verdelen volgens de wet van Ohm.

Vanwege de weerstandslaag is de weerstand tussen de plaats waar de fotostroom ontstaat en elk der contacten evenredig met de afstand tussen de plaats van de lichtvlek en het contact. Daarom zal de fotostroom zich, afhankelijk van de positie van de lichtvlek, verdelen over de beide contacten. Dit is schematisch weergegeven in figuur 31.

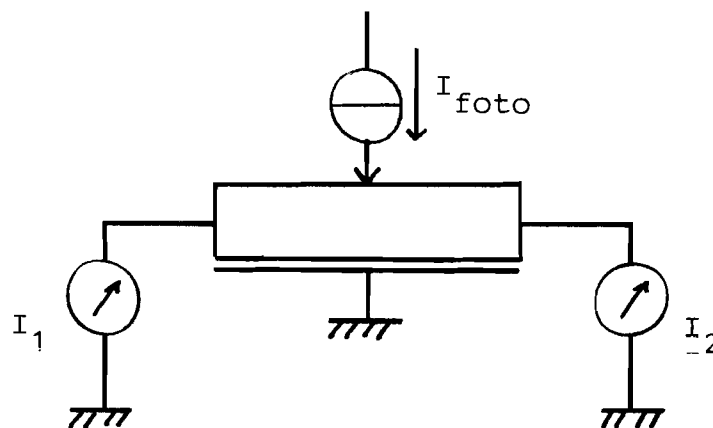


Fig. 31, vervangingsschema.

Als een maat voor de lichtvlek positie kan het verschil tussen de beide stromen  $i_1$  en  $i_2$  gebruikt worden en om onafhankelijk van de belichtingssterkte te zijn wordt er door de totale stroom  $i_1+i_2$  gedeeld. Zo wordt de maat voor de positie:

$$x = \frac{i_1 - i_2}{i_1 + i_2} \quad (33)$$

$$- 1 < x < 1$$

Het is op deze manier mogelijk fotodioden te maken waarmee binnen 0,2% nauwkeurig de positie van een lichtvlek gemeten kan worden.

Het laterale foto-effekt kan ook gebruikt worden om 2-dimensionale opnemers te maken (fig. 32). Men noemt deze opnemer een tetralaterale fotodiode.

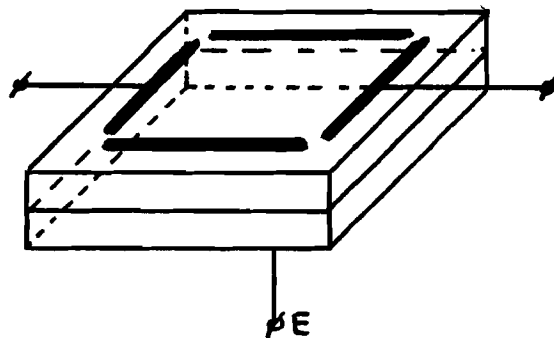


Fig. 32, tetralaterale fotodiode.

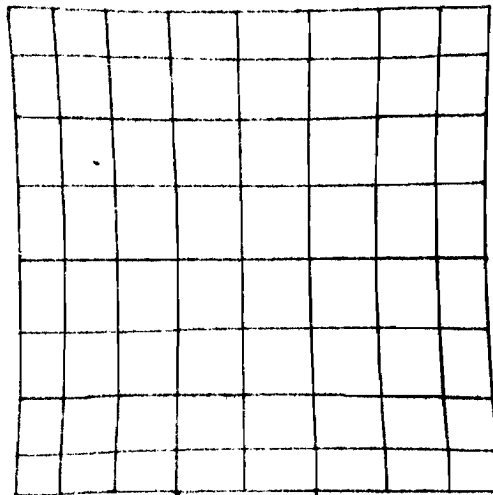
Op de fotodiode zijn nu 4 langwerpige kontakten aangebracht die elkaar nog net niet raken. De diode staat weer gesperd en de kontakten vormen een kortsluiting (liggen op potentiaal 0).

De stromen van 2 tegenover elkaar liggende kontakten worden weer gebruikt voor positiebepaling volgens formule (33)



$$\frac{i_1 - i_2}{i_1 + i_2}$$

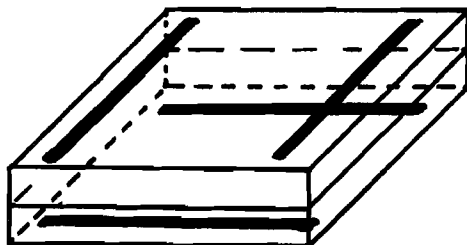
en geven zo een maat voor de x- resp. de y-positie.  
De fotostroom verdeelt zich nu dus over 4 kontakten.  
Wanneer de lichtvlek zich dicht bij één der kontakten bevindt zal vrijwel de volledige fotostroom door dit contact vloeien, waardoor de stroom door de overige contacten vrijwel nul wordt. Teller en noemer van formule (33) gaan dan beide naar nul, en door de aanwezige ruisstromen zal het oplossend vermogen dan sterk teruglopen. Daarom mag de tetralaterale fotodiode niet gebruikt worden in de gebieden dicht bij de kontakten. De tetralaterale fotodiode is niet-lineair en de x- en y-posities beïnvloeden elkaar (kruiseffekten). Zie figuur 33.



Figuur 33, niet-lineariteit van de LPD.

Deze bezwaren hebben geleid tot het ontwikkelen van de zogenaamde duolaterale foto diode.

Zie figuur 34.



Figuur 34. duolaterale fotodiode.

Deze diode is aan beide zijden van een weerstandslaag voorzien, óf de weerstand van het silicium zélf wordt als weerstand gebruikt: P laag  $\approx 400 \Omega / \square$

N laag  $\approx 300 \Omega / \square$

Aan één zijde van de diode zijn de x-kontakten aangebracht, terwijl aan de andere zijde de y-kontakten zitten.

Hierdoor ontstaat een ontkoppeling van de x- en y-meting hetgeen resulteert in een betere lineariteit (tot 0,1%) een uniform oplossend vermogen en daardoor een vollediger gebruik van het detector oppervlak.

Laterale fotodioden zijn verkrijgbaar in afmetingen die variëren van 10-50 mm. De sperspanning ligt in de orde van 10 Volt en de gevoeligheid bedraagt meestal  $\pm 0,25 \text{ A/W}$ . Om vernielen van de diode te voorkomen is de maximale fotostroom per  $\text{mm}^2$  oppervlakte beperkt tot circa  $15 \mu\text{A}$ . Bij belichting met een lichtstraal van  $1 \text{ mm}^2$  is de resulterende stroom dus maximaal  $15 \mu\text{A}$ . Dat ligt al dicht in de buurt van de donkerstroom, die enkel  $\mu\text{A}$  bedraagt. Uit deze cijfers blijkt wel dat er hoge eisen gesteld worden aan de elektronica die we op de diode aansluiten, met name de stroomspanningsomzetters.

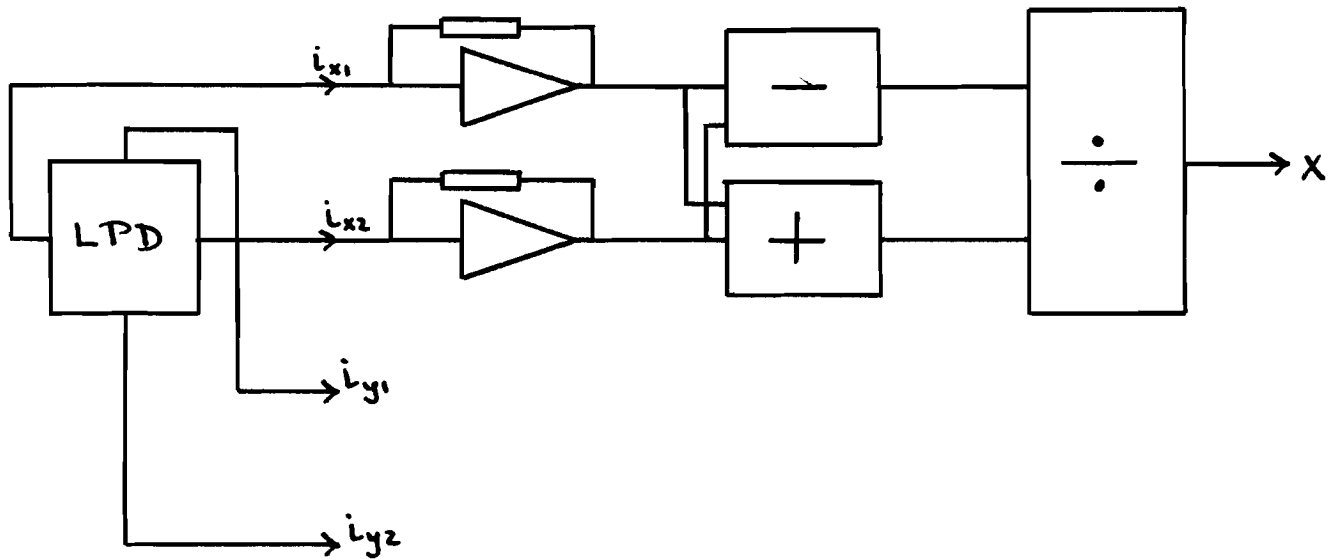


Fig. 35, LPD met elektronika

In bijlage 1 staan de gegevens van de U.D.T. diode. Dit is een tetralaterale diode die als toepassing van het linearisatieproces heeft gediend. Zie ook foto 1 en Lit. 7 en Lit. 8.

## 5.2. De analoge elektronica voor de LPD

In hoofdstuk 5.1 hebben we gezien dat de verdeling van de fotostroom over de kontakten afhankelijk is van de positie van de lichtvlek. De elektronica voor de LPD heeft tot taak de stromen van de LPD om te zetten in spanningen volgens:

$$x = 10 \frac{i_{x1} - i_{x2}}{i_{x1} + i_{x2}} = 10 \frac{\Delta x}{\Sigma x} \quad *) \quad (34)$$

Het circuit bestaat uit een x en een y kanaal, dus analoog.

$$y = 10 \frac{i_{y1} - i_{y2}}{i_{y1} + i_{y2}} = 10 \frac{\Delta y}{\Sigma y} \quad *) \quad (35)$$

Bovendien moet de elektronica ervoor zorgen dat de LPD de benodigde sperspanning krijgt.

Het gebouwde analoge circuit staat in schema 1.

Op de anode van de LPD-PIN SC/10 staat een sperspanning van 10V. De kathoden zitten alle aan een virtueel aardpunt namelijk de ingangen van de stroom-spanningsomzetters.

### De stroom-spanningsomzetters

De stroom-spanningsomzetting is gerealiseerd met de CSA-70 chopper-gestabiliseerde op-amp van Philips. De CSA-70 heeft zeer goede drift- en stabiliteitseigenschappen en is zodoende goed geschikt voor het versterken van de kleine D.C. signalen van de LPD.

In bijlage 2 staan de fabrieksgegevens over de versterker.

Bij het bouwen van het analoge circuit is het belangrijk zich te realiseren dat alineariteiten wél, maar storingen niét gecompenseerd kunnen worden door de mikrokomputer.

\*) de uitgangsspanningen van het analoge circuit lopen dus van -10 tot +10 Volt.

Het is dus vooral van belang het storingsniveau laag te houden.

Voor de weerstanden R3-5 en R8-10 zijn dan ook ruisarme metaalweerstanden gekozen van 500k met een onderlinge nauwkeurigheid van 0,01%.

De omzetters geven een uitgangsniveau van 0,5V/ $\mu$ A ingangsstroom. De condensators C2,5,10,13 zijn nodig om de "spikes" van de chopper-versterker te onderdrukken. De uitgangen van de versterkers CSA-70 in schema 1 zijn van boven naar beneden:

$$\begin{aligned} R(i_{y2}-i_{y1}) &= \Delta_y \\ -R i_{y2} & \\ -R i_{x2} & \quad \text{met } R = 500k \\ R(ix2-ix1) &= \Delta_x \end{aligned}$$

2 Van de versterkers worden dus tevens gebruikt om een verschil te berekenen.

#### De somversterkers

De somversterkers zijn opgebouwd rond het I.C. LM124 en de ruisarme metaalweerstanden R11-19 die weer onderling tot 0,01% gelijk zijn.

Het signaal  $\Sigma_x$  wordt verkregen uit  $-R i_{x2}$  en  $R(ix2-ix1)$  volgens:

$$\Sigma_x = -(R(ix2-ix1) - 2 R i_{x2}) = R(ix1+ix2)$$

Het verschil in versterkingsfaktor is met parallelle weerstanden gerealiseerd.

Er staan nu ter beschikking de signalen:

$$\begin{aligned} \Delta_x &= -R(ix1-ix2) \\ \Sigma_x &= R(ix1+ix2) \quad \text{zo ook } \Delta_y \text{ en } \Sigma_y \end{aligned}$$

### De analoge delers

Er is gebruik gemaakt van de analoge deler AD533 van Analog Devices. De uitgang van de deler geeft een signaal

$$x = 10 \frac{\Delta x}{\sum x} = -10 \frac{i_{x1} - i_{x2}}{i_{x1} + i_{x2}}$$

$$\text{zo ook } y = -10 \frac{i_{y1} - i_{y2}}{i_{y1} + i_{y2}}$$

De gegevens over de AD533 treft u aan in bijlage 3.

### De opbouw

De schakeling is opgebouwd op een print met frontplaat en connector. Het geheel past precies in het microkomputersysteem (zie hoofdstuk 5.4.) Op de frontplaat is een connector gemaakt waarlangs het signaal van de LPD dient binnen te komen.

Alle andere verbindingen lopen via de bus. Foto 2 geeft een beeld van de schakeling. Om storingsinvloeden te verminderen is de schakeling "ingeblijkt".

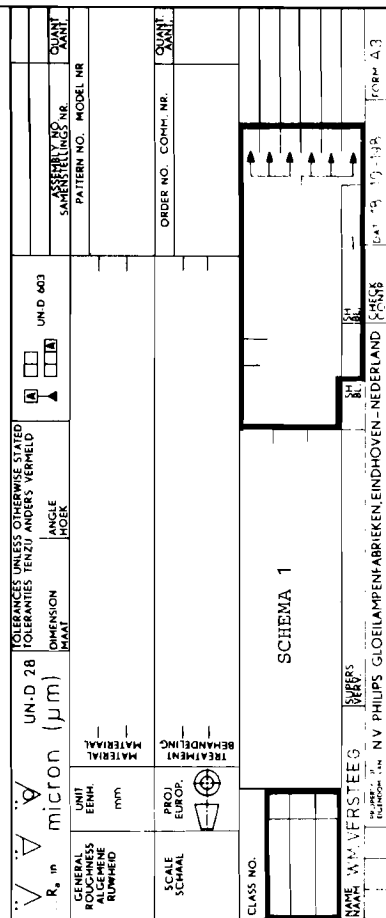
### Prestaties

Maatgevend voor de kwaliteit van de schakeling is de storings ongevoeligheid. Wanneer de lichtspot zich in het midden van de LPD bevindt bedraagt de 100Hz-bron ongeveer 2,5mVtt bij een volle schaal van  $\pm 10$  Volt.

Aan de randen van de diode is de brombijdrage 50mVtt.

De storingsinvloed kan niet door de microprocessor teruggebracht worden, dus de nauwkeurigheid wordt hierdoor beperkt van 0,0125% in het centrum, tot 0,25% langs de rand van de diode.

Niet-lineariteiten in de schakeling (bijv. de deler) kunnen wél door de microkomputer gecompenseerd worden.



### 5.3. De Interface

De interface-module heeft tot taak de koppeling tot stand te brengen tussen het microprocessorsysteem en de analoge module.

De interface bemonstert de ingangen, converteert de signalen naar hun digitale waarde, zet deze waarde op de BUS, haalt de verwerkte informatie weer van de BUS, converteert deze naar de analoge waarde, en houdt die waarde vast; dit alles onder besturing van de microprocessor.

De interface is schematisch weergegeven in figuur 36.

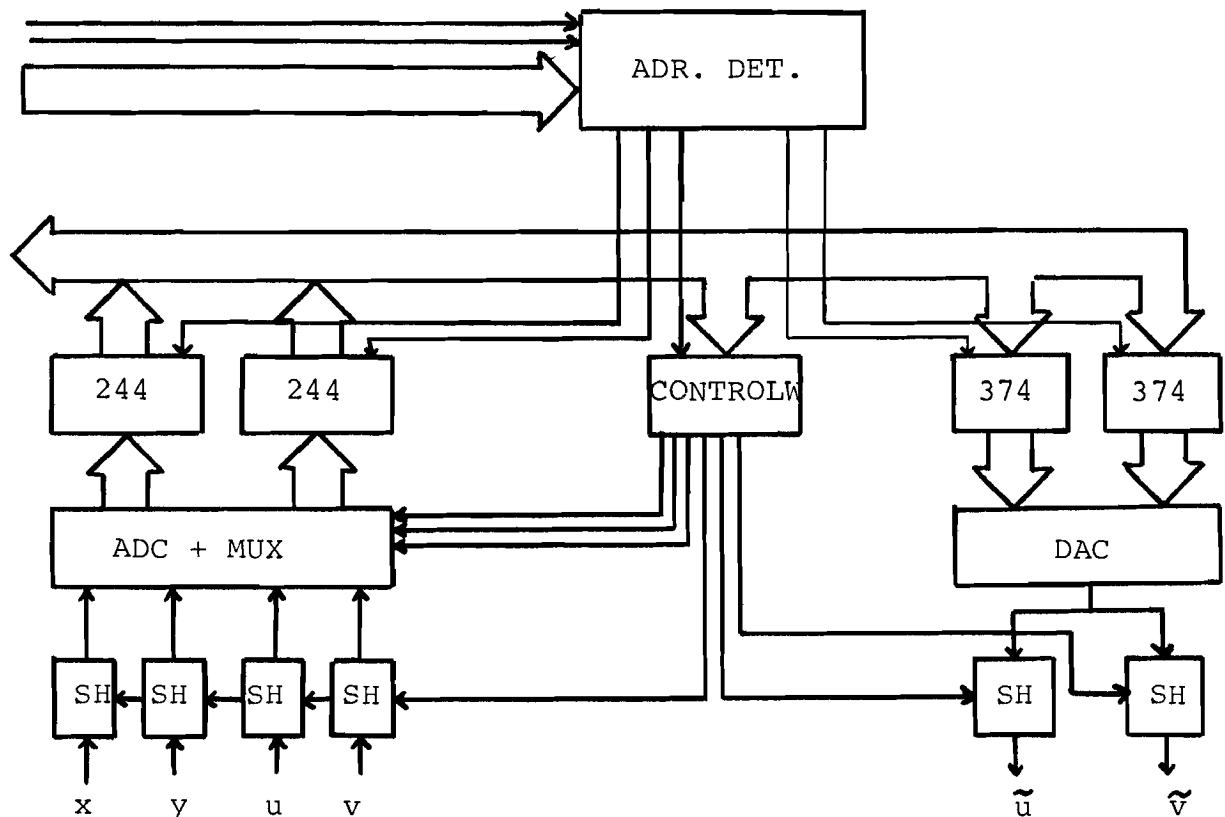


Fig. 36, de interface.

Met deze configuratie is het mogelijk vanuit de microprocessor:

1. Een controlword naar het controlword register te schrijven om zo de ADC, de DAC, de multiplexer en de sample-and-hold-versterkers te besturen. Het controlword is als volgt ingedeeld:



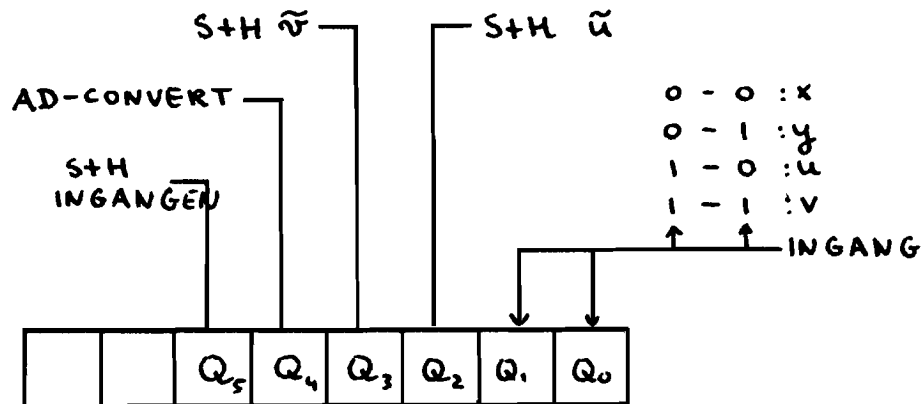


Fig. 37, indeling van het controlword.

Het controlword register heeft adres 4.

Een sample-puls is een negatieve puls van minimaal 12  $\mu$  sec.

Een conversie-puls is een positieve puls van minimaal 400 n sec.

2. De digitale uitgang van de ADC in te lezen. Dat gaat in 2 stappen omdat de ADC een 12-bit uitgang heeft, terwijl de databus 8 bit breed is.  
De minst significante byte heeft adres 5. De meest significante adres 6. De vier meest significante bits van adres 6 zijn altijd 0.
3. Informatie van de mikroprocessor naar de DAC schrijven. Ook dat gebeurt in 2 stappen naar de adressen 5 en 6.

De realisatie van het circuit ziet u in schema 2.

Bij schema 2 kunnen de volgende opmerkingen gemaakt worden:

Er is gebruik gemaakt van een onvolledige adressering m.b.v. de adreslijnen  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $E/\overline{NE}$ . Dat is mogelijk omdat er op het uP systeem verder niets aangesloten zit wat aanleiding zou kunnen geven tot adresseringsfouten. I C 3 doet dienst als commando-register. M.b.v. een instructie

kunnen we de inhoud van register RX naar dit commandoregister schrijven. De commando's blijven in dit register staan totdat ze vanuit de uP weer veranderd worden.

De commandolijnen zijn:

$Q_0 Q_1$  = keuze analoge ingang  
 0 0 = x  
 0 1 u  
 1 0 y  
 1 1 v  
 $Q_2$  = sample + hold uitgang  $\tilde{u}$   
 $Q_3$  = idem  $\tilde{v}$   
 $Q_4$  = convert command ADC  
 $Q_5$  = sample + hold alle ingangen.

De I.C.'s 15tm 18 zijn de sample + hold versterkers voor de analoge ingangen x,y,u,v. Alle ingangen worden tegelijkertijd gesampled m.b.v. een negatieve puls van minimaal 12  $\mu$ sec op commandolijn  $Q_5$  van I.C. 3. Daarna kan één van de ingangen geselecteerd worden m.b.v. de analoge multiplexer AD 7502 en onder besturing van de commandolijnen  $Q_0$  en  $Q_1$ . Het bemonsterde signaal van de geselecteerde ingang bereikt dan de ADC. Een conversie puls voor de ADC bestaat uit een positieve puls van minimaal 0,4  $\mu$ s op commandolijn  $Q_4$ . Daarna duurt het hoogstens 25  $\mu$ s totdat het digitale resultaat aan de uitgang van de ADC verschijnt.

Door middel van de instructies

REDE, rx 5 (LS byte)  
 en REDE, ry 6 (MS byte)

kan nu de digitale waarde van de geselecteerde ingang in de uP ingelezen worden.

Bij het schrijven naar de uitgangen u en v gaan we als volgt te werk:

De digitale waarde van het uitgangssignaal schrijven we naar de interface kaart m.b.v. de instructies

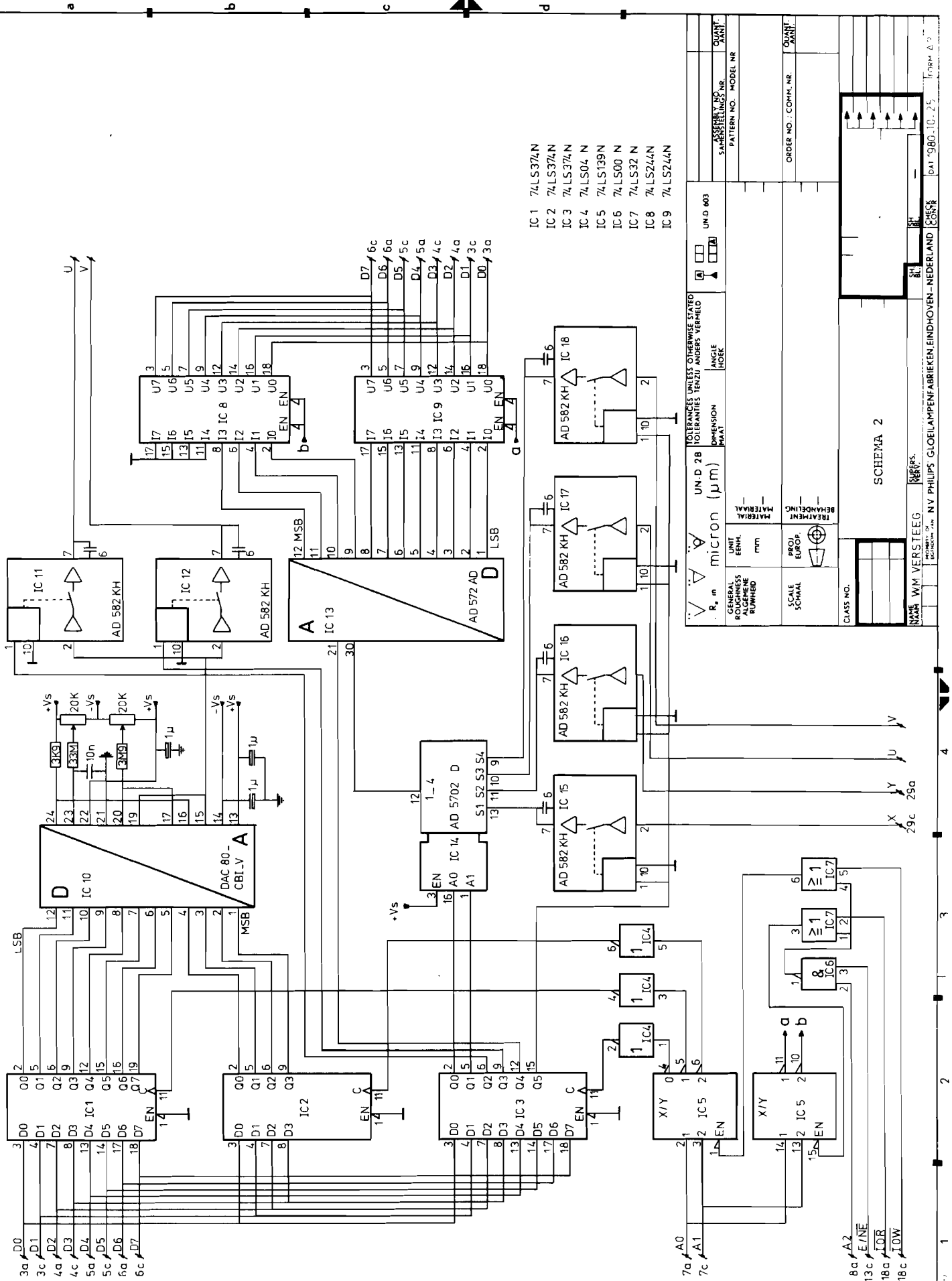
WRTE, rx 5  
en WRTE, ry 6.

De DAC zal dan na circa 1  $\mu$  sec het bijbehorende analoge signaal vrijgeven. Dat signaal kan met behulp van een negatieve puls op de commandolijnen  $Q_2$  of  $Q_3$  overgenomen worden door de sample-and-hold versterkers van  $\tilde{u}$  resp.  $\tilde{v}$ . (IC 11 resp. 12)

Fabrieksgegevens over de analoog-digitaal converter en de sample-and-hold versterkers treft u aan in bijlage 4. De analoge in- en uitgangsspanningen kunnen lopen van -10 tot +10 Volt, waarbij -10 Volt overeen komt met digitaal  $000_H$  en + 10 Volt met  $FFF_H$ .

#### Opbouw

Ook de interface is op een print gebouwd met frontplaat en connector (zie foto 3). Op de frontplaat bevinden zich de ingang voor het referentiesignaal en de uitgang van het gecorrigeerde signaal. De koppeling met de analoge print en het uP systeem vindt plaats via het bussysteem.



SCHEMA 2

**SUPERS.**

DATE '98-10-25 FORM 25

#### 5.4. Het microprocessor systeem

Het gebruikte microprocessor systeem is het zogenaamde MCSL-systeem.

Dit is een systeem ontwikkeld door de H.I.G. Licht van de N.V. Philips.

Het systeem heeft een busstructuur en timing die op de INTEL 8080 uP is gebaseerd, maar is te leveren met verschillende processors. In ons geval is gebruik gemaakt van de 2650 uP van Signetics. De 2650 heeft een iets langere klokperiode dan bijvoorbeeld de 8085, maar dat wordt ruimschoots gecompenseerd door de intelligentere instructieset.. De instructieset is gegeven in bijlage 5. In ons systeem zijn aanwezig:

- + een mikroprocessorkaart
- + ROM + RAM geheugens
- + de analoge module
- + de interface kaart
- + de voeding
- + cassette-unit + interface
- + communicatiekaart voor de pinter en V.D.U.
- + V.D.U. met toetsenbord
- + EPROM loader/programmer

Alleen de eerste 5 hiervan zijn nodig tijdens de werking van het uiteindelijke systeem.

Het geheel is opgebouwd in een 19<sup>11</sup>-rack zoals op foto 4 te zien is.

In de ROM geheugens zit het monitorprogramma PIPBU G opgeslagen, het EDIT en ASSEMBLER programma, alsook de benodigde software voor het lezen en schrijven van cassettes, en het inbranden en lezen van EPROM's. Bovendien hebben we op cassette de beschikking over het single-step en debug-programma "MODEST".

## 5.5. De mechanische uitvoering

### 5.5.1. Eisen

Er wordt gezocht naar een opstelling van de LPD die het mogelijk maakt een lichtvlek op een zeer goed gedefinieerde plaats van de diode te laten vallen. Daarbij is het nodig dat de plaats van de lichtvlek snel en eenvoudig veranderd kan worden, terwijl met behulp van referentie-opnemers meteen de juiste positie  $u, v$  van de lichtvlek bepaald wordt. Bovendien is het handig wanneer de LPD snel door een ander type vervangen kan worden.

De linearisatie zal in eerste instantie toegepast worden op de diode PIN SC/10. Deze heeft een foto-gevoelig oppervlak van 10x10 mm. De lichtvlek moet dus minstens een gebied van 10x10 mm kunnen bestrijken.

### 5.5.2. Ontwerp en uitvoering

Er is gekozen voor een mechanische uitvoering waarbij de lichtstraal een vaste positie heeft, terwijl de LPD langs deze lichtbron bewogen wordt. Zie figuur 38 en de foto's 5 en 6.

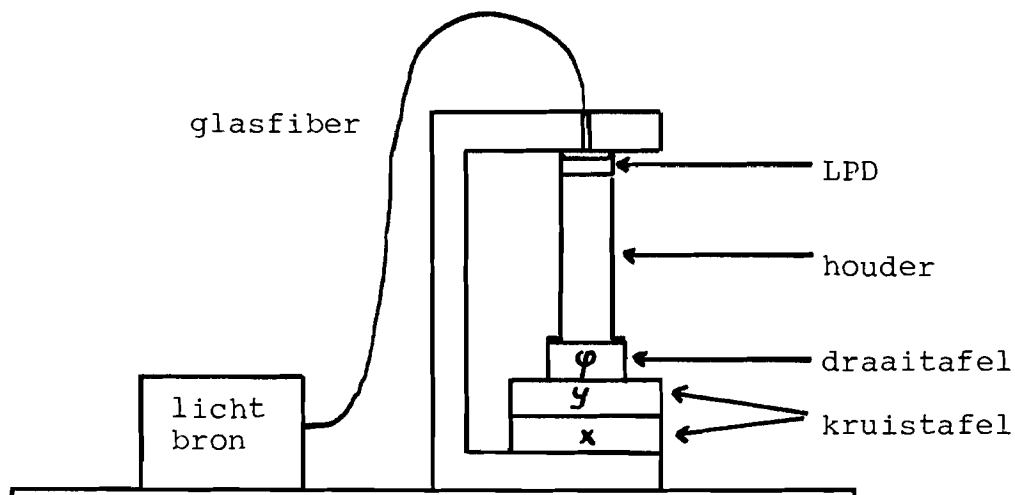


Fig. 38, schets van de mechanische opstelling.

Op een grondplaat is een zwaar aluminium blok bevestigd. Op de voet van dit blok is een zogenaamde kruistafel geplaatst; dat zijn 2 zeer nauwkeurige translatietafels die m.b.v. een microschroef ingesteld kunnen worden. Deze kruistafel maakt het mogelijk het object wat erop geplaatst is zowel in x- en als y-richting te verplaatsen over 15 mm met een nauwkeurigheid van enkele u.

Boven op de kruistafel is weer een zogenaamde rotatietafel gemonteerd. Deze rotatietafel is over  $360^{\circ}$  draaibaar. Met behulp van een cilindrische houder is de LPD op de rotatietafel geschroefd. In de cilindrische houder zit een gat waarlangs de aansluitdraden van de LPD naar buiten komen. Het licht uit een regelbare lichtbron komt via een glasfiber op de LPD. Deze glasfiber ( $\varnothing$  1 mm) zit vast in de bovenzijde van het eerder genoemde blok. Constructie en afwerking zijn zodanig dat er geen licht van buitenaf bij de LPD kan komen.

Met de beschreven opstelling is het nu mogelijk de LPD te draaien en in x- en y-richting te verschuiven. De constructie is zeer stevig en tot op enkele mikron nauwkeurig in te stellen.

De lichtbron is gerealiseerd m.b.v. een lampje en een draadgewonden potmeter die in een kastje gemonteerd zijn. Dit kastje is ook op de grondplaat bevestigd.

Aan de x-translatietafel is een referentieopnemer vastgemaakt. Voor de x-positie van de lichtvlek hebben we dus een referentiesignaal; het u-signaal. Meer over deze opnemer in paragraaf 5.5.

Aan de y-translatietafel is geen opnemer bevestigd; er is dus geen v-referentie aanwezig. De instelling van de y-tafel zal op commando van het programma door de gebruiker moeten gebeuren. Hierbij worden de commando's via het beeldscherm doorgegeven.

Gegevens over de translatie- en rotatietafels treft u aan in bijlage 6. Tekeningen van de overige onderdelen staan in bijlage 7.

#### 5.6. De referentieopnemer

Als referentieopnemer voor het u-signaal wordt de inductieve verplaatsingsopnemer PR 9314/05 van Philips gebruikt. De opnemer heeft een meetbereik van + en -5 mm en een lineariteit van ongeveer 0,5%. Bij de opnemer hoort een converter PR 9871/00.

Deze converter is in een kast gebouwd, waarin later eventueel een 2de converter bijgeplaatst kan worden. De converter geeft uitgangsspanningen van -10 tot +10 Volt, overeenkomend met verplaatsingen van -5 tot +5 mm.

De opnemer werkt volgens het principe van de differentiaal transformator. De koker met de spoelen is op de grondplaat bevestigd, terwijl de verschuifbare kern aan de x-translatietafel is vastgemaakt.

Verdere informatie over opnemer en converter treft u aan in bijlage 8.



## 5.7. De programma's

### 5.7.1. Inleiding

Het totale programma is vrij groot geworden ( $\pm$  700 instructies). Omdat het ondoenlijk is zo'n groot programma geheel te bespreken zullen eerst een aantal testprogramma's en essentiële subroutines uitgelegd worden, waarna het hele programma in grote lijnen gegeven wordt. Verder wordt het programma verduidelijkt met behulp van flow-diagrammen en de listing, die als bijlage 9 gegeven is.

### 5.7.2. Testprogramma's voor de gebouwde hardware

Om de interfaceprint te testen kunnen verschillende programma's geschreven worden.

Stel dat we vanuit het programma een zaagtand naar de uitgang  $\tilde{u}$  of  $\tilde{v}$  willen schrijven.

Er moet dan in het programma een 12 bits teller steeds opgehoogd worden en het resultaat moet naar de uitgang geschreven worden. Daarna dient één van de sample-hold versterkers het resultaat over te nemen.

Dat is mogelijk met het volgende programma:

	PPSL	WC		
PROG	WRTE,R2	6	ms byte uit	
	WRTE,R3	5	ls byte uit	
	LODI,R0	H'29'		H'25'=v
	WRTE,R0	4	sample u	
	LODI,R1	10		
	BDRR,R1	\$		
	IORI,R0	H'04'		
	WRTE,R0	4	hold u	H'08'
	CPSL	CAR		
	ADDI,R3	1	teller ophogen	
	ADDI,R2	0		
	BCTR,UN	PROG	terug	

We hebben hier dus eigenlijk een 16-bit teller, maar 4 bits worden niet gebruikt.

Rechts van het programma staan de veranderingen die we aan moeten brengen als we niet u, maar v willen schrijven. De programma's zijn in de uP ingevoerd, en op de uitgangen verschenen keurige zaagtanden met een amplitude van 20 Volt tt en een periodetijd van +0,7 sec.

Hieruit werd geconcludeerd dat het uitgaande deel (D → A) van de interfaceprint goed werkt.

Het lezen van de ingangen gaf in eerste instantie meer problemen. Hiervoor was het volgende programma geschreven:

```
BEG    BSTA,UN    SAMP          sample de ingangen
        BSTA,UN    CONX          kies en converteer x
        REDE,R1    6             ms byte x
        BSTA,UN    BOUT
        REDE,R1    5             ls byte x
        BSTA,UN    BOUT
        BCTR,UN    BEG
```

met de subroutines

-SAMP bemonstert de ingangen door een negatieve puls op de commandolijn Q<sub>5</sub>

```
SAMP  LODI,R0    H'0D'          samplepuls
        WRTE,R0    4             laag
        LODI,R3    10
        BDRR,R3    $            wacht even
        WRTE,R0    4             hoog
```

- CON X selecteert de ingang X (Q<sub>0</sub>Q<sub>1</sub>=00), geeft daarna de ADC een conversiepuls en wacht dan even op het resultaat.

```
CONX  LODI,R0    H'2C'          selekteer x
CON   WRTE,R0    4
        IORI,R0    H'10'        Q4 hoog
        WRTE,R0    4
        ANDI,R0    H'EF'
        WRTE,R0    4            Q4 laag
        LODI,R2    10
        BDRR,R2    $            wacht even
        RETC,UN
```

- BOUT is de subroutine die de inhoud van register R1 op het beeldscherm weergeeft. Het is een onderdeel van PIPBUG.

Het programma BE G bemonstert de ingangen, converteert de waarde van x naar zijn digitale equivalent, haalt die binnen in de uP en projecteert hem op het beeldscherm. Het programma bleek niet te werken zoals het hoort. Wat er ook aan de ingang x aangeboden werd, steeds verscheen de waarde 0800 op het scherm. Deze hexadecimale waarde ligt precies halverwege het bereik 0000-0 FFF en komt dus overeen met eeningangsspanning van de ADC van 0 Volt. De fout bleek te zitten in de analoge multiplexer AD 7502 K. Nadat dit IC vervangen was werkte de schakeling wel. Door met een spanningsbron de spanning op de ingang x te variëren van -10 tot +10 Volt kon de hexadecimale waarde op het scherm geregeld worden van 0000 tot 0FFF.

Hetzelfde programma kan nu met een kleine verandering gebruikt worden om y, u of v in te lezen. We veranderen daartoe de instructie:

CON X	LODI, R0	H '2 C'
-------	----------	---------

in:

CON Y	LODI, R0	H '2 D'
CON U	LODI, R0	H '2 E'
CON V	LODI, R0	H '2 F'

Ook deze programma's bleken goed te werken.

Het ingaande deel (A → D) van de interfacekaart is nu dus ook in orde.

### 5.7.3. Programma's voor het schrijven van de karakteristiek van de LPD

We maken de opstelling zoals die gegeven is in figuur 39.

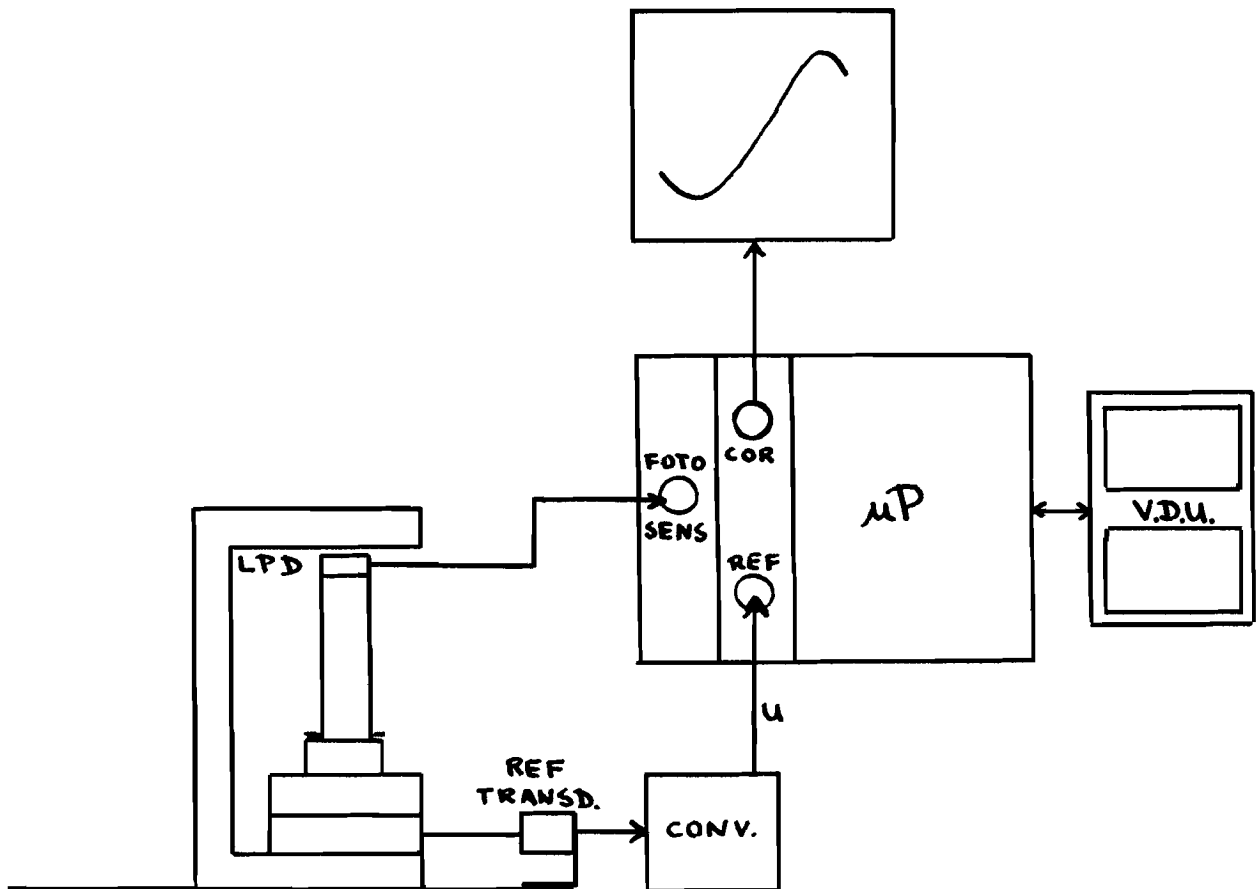


Fig. 39, de totale opstelling.

U ziet hier de LPD met zijn meetsignalen  $i_{x1}$ ,  $i_{x2}$ ,  $i_{y1}$ ,  $i_{y2}$ . Deze signalen gaan naar de analoge print in het uP systeem. Verder is de referentieopnemer getekend met de bijbehorende elektronica en het referentiesignaal  $u$ . Dit signaal gaat, evenals de van de analoge print afkomstige signalen  $x$  en  $y$  naar de interfaceprint en dan eventueel verder naar de uP. Door de uP kan er geschreven worden naar de uitgangen  $\tilde{u}$  en  $\tilde{v}$ , die met een x-y schrijver zijn verbonden.

Het programma bepaalt nu wat erop de uitgangen  $\tilde{u}$  en  $\tilde{v}$  komt.

Stel dat we de niet-lineariteit van de LPD zichtbaar willen maken voor het hele oppervlak. We kunnen dat doen door de lichtvlek rechte lijnen te laten doorlopen en daarbij de plaatsen die we m.b.v. de LPD meten  $n$  met de  $xy$  schrijver vast te leggen. Niet-lineariteiten in de LPD worden dan zichtbaar als niet-rechte lijnen op de schrijver. Het programma moet dan  $x$  naar  $\tilde{u}$  en  $y$  naar  $\tilde{v}$  schrijven.

Dat kan als volgt:

PRO1	BSTA,UN	SAMP	bemonster de ingangen
	BSTA,UN	CONX	converteer $x$
	REDE,R1	6	
	STRA,R1	U	sla $x$ op in $U, U+1$
	REDE,R2	5	
	STRA,R2	U+1	
	BSTA,UN	CONY	converteer $y$
	REDE,R1	6	
	STRA,R1	V	
	REDE,R2	5	
	STRA,R2	V+1	
	BSTA,UN	OUT	
	BSTA,UN	PRO1	

De subroutine "OUT" schrijft  $u$  en  $v$  via de DAC en de sample+hold versterkers naar de uitgangen  $\tilde{u}$  resp.  $\tilde{v}$ .

"OUT" kunt u vinden in de listing (bijlage 9).

Wanneer we nu aan één van de microschroeven van de kruistafel draaien doorloopt de lichtstraal een rechte lijn over de LPD. De  $x$ - $y$  schrijver geeft dan de gemeten waarden  $x, y$  in de punten  $u, v$  die we doorlopen. Door eerst  $v$  te variëren voor een aantal vaste waarden van  $u$  en later  $u$  te variëren ontstaat een hokjespatroon. Een voorbeeld hiervan treft u aan in grafiek I.

Uit deze grafiek blijkt dat de alineariteit van de LPD het grootst is langs de randen, en vooral in de hoeken.

Een andere manier om de niet-lineariteit van de LPD grafisch aan te geven is door de gemeten plaats x te schrijven als funktie van de werkelijke plaats u. Daartoe kan het programma PRO2 dienen:

```
PRO2 BSTA,UN  SAMP
      BSTA,UN  CONX
      REDE,R1  6
      STRA,R1  V
      REDE,R2  5
      STRA,R2  V+1
      BSTA,UN  CONU
      REDE,R1  6
      STRA,R1  U
      REDE,R2  5
      STRA,R2  U+1
      BSTA,UN  OUT
      BCTR,UN  PRO2
```

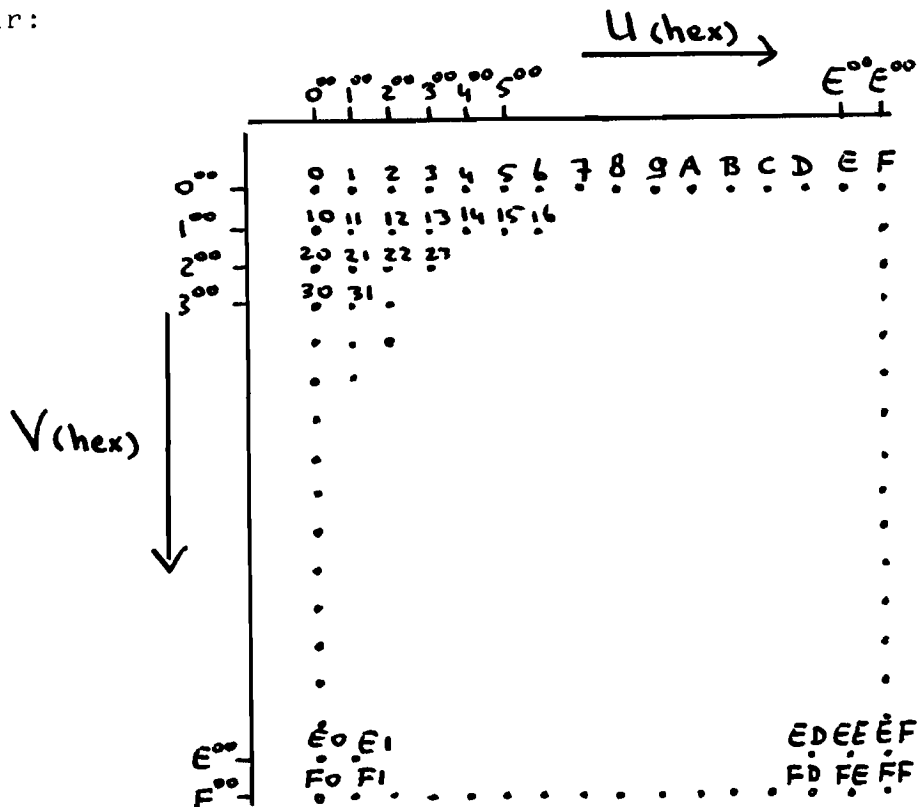
Dat is in grafiek II gedaan voor verschillende waarden van v.

De beide nu genoemde grafieken kunnen ook rechtstreeks, zonder tussenkomst van de uP geschreven worden, maar het voordeel van de uP is, dat we de bedrading maar één keer hoeven te leggen en verder de verbindingen softwarematig aanbrengen.

#### 5.7.4. Het inleesprogramma

De taak van het inleesprogramma is het samenstellen van de eerste tabel: de waarden van x en y als funktie van de roosterwaarden van u en v. De waarden van x en y zijn 12 bit getallen, dus per meetwaarde zijn 2 bytes geheugen nodig, een hogere orde en een lagere orde byte. We slaan de meetwaarden voor x resp. y op in de arrays FXH, FXL resp. FYH, FYL. Er is gekozen voor een rooster van 16x16 meetpunten, dus er zijn 256 x- en 256-y-meetpunten.

Het opslaan van de meetwaarden kost  $2 \times 2 \times 256$  bytes = 1 k byte geheugen. Om de tabel te kunnen gebruiken moet elk meetpunt een nummer hebben. Dat gaat volgens figuur:



Figuur 40, nummering van de meetwaarden.

Dus de nummering loopt in de u-richting en daarna in de v-richting. Het nummer van de meetwaarden wordt in het programma "PUNT" genoemd.

Wanneer we bijvoorbeeld meten dat in het punt  $u = 9^{00}, v = 8^{00}$  geldt:

	"PUNT":	= 89
	(FXH+89):	= 08
x = 8FE dan wordt	(FXL+89):	= FE
y = 9C2	(FYH+89):	= 09
	(FYL+89):	= C2

Voor de v-waarde is geen opnemer aanwezig. Het beeldscherm geeft onder besturing van de uP de opdracht om de v-waarde in te stellen te beginnen bij de hoogste waarde ( $v=15=Fh$ ). Dat is de subroutine "TEXT"; zie listing. De gebruiker geeft daarna door het intoetsen van de letter N aan dat hij de juiste v-waarde ingesteld heeft en het inlezen van een reeks meetwaarden x,y,u kan dan beginnen. De u-waarde van de kruistafel is daarbij eerst maximaal ( $u=15=Fh$ ) en wordt langzaam met de hand naar de andere kant bewogen ( $u=0$ ) terwijl v constant blijft. Terwijl we dit doen zit het programma in een loop: Er wordt een waarde van u gemeten, en het meest significante deel hiervan geeft samen met v het adresnummer "PUNT". Daarna lezen we x resp. y in en slaan deze meetwaarden op op de plaatsen

FXH + "PUNT", FXL + "PUNT" resp.  
 FYH + "PUNT", FYL + "PUNT".

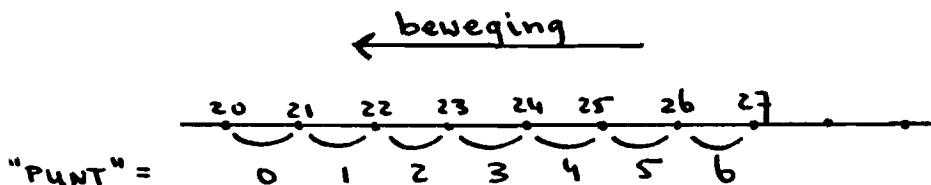


Fig. 41, bepaling van "PUNT".

"PUNT" is samengesteld uit de meest-significante byte van u en v. Daarom heeft "PUNT" tussen twee roosterpunten steeds dezelfde waarde.

Dit blijkt uit figuur 41. In het gebied tussen 2 punten wordt, afhankelijk van de snelheid waarmee we de lichtstraal bewegen, zeer vele malen de loop van het inleesprogramma doorlopen. Dat houdt in, dat in het geheugen dezelfde plaats zeer vele malen overschreven wordt.



Uiteindelijk blijft alleen de laatste waarde vóór we in een ander gebied komen, staan. Dat is dan de meetwaarde in of zeer dicht bij het roosterpunt.

Na het doorlopen van een reeks u-waarden (als  $u=0$ ) verlaagt het programma de v-waarde en geeft via het beeldscherm weer opdracht deze waarde in te stellen. Dat gaat zo door totdat het hele oppervlak is doorlopen, dus totdat  $u=0$  en  $v=0$ . Het inlezen is dan klaar en we gaan dan over naar het tabelomzettingsprogramma.

Het flow-diagram van het inleesprogramma is gegeven in bijlage 10.

### 5.7.5. Het tabelomzettingsprogramma

De taak van het tabelomzettingsprogramma is het omzetten van tabel 1, die x en y als functie van u en v geeft, in tabel 2, die u en v als functie van x en y geeft. Een essentieel onderdeel van dit programma, alsook van het later te bespreken uitvoerprogramma, is de interpolatiesubroutine "ZIZO". Deze subroutine berekent met behulp van de eerste tabel de beelden x en y van u en v. Stel dat we beelden zoeken van het punt  $(u,v) = (R,S)$ . R en S zijn dan beide 12 bit getallen die in 2 bytes staan.

De meest significante bytes van R en S worden gebruikt om te bepalen binnen welke 4 roosterpunten het punt  $(R,S)$  ligt. De funktiewaarde van x in die 4 roosterpunten staan in het array FXH en FXL.

We noemen ze FA, FB, FC, FD overeenkomstig 3.2.

De minst significante bytes van R en S noemen we ALFA resp. BETA. De funktiewaarde in het punt R,S volgt nu uit:

$$x = FP + BETA (FQ-FP)$$

met

$$FP = FA + ALFA (FB-FA)$$

$$FQ = FC + ALFA (FD-FC)$$

en zo ook voor y, waarbij FA, FB, FC, FD in het array FYH, FYL opgezocht wordt, onder hetzelfde adres.

ALFA en BETA zijn één byte groot, dus lopen van 0 tot 255; er moet echter gelden (zie weer 3.2.):

$$\circ \alpha < 1$$

$$\circ \beta < 1$$

Dat wordt bereikt door na het vermenigvuldigen met ALFA en BETA het resultaat door 256 te delen = over één byte te verschuiven.

Zie figuur 42.

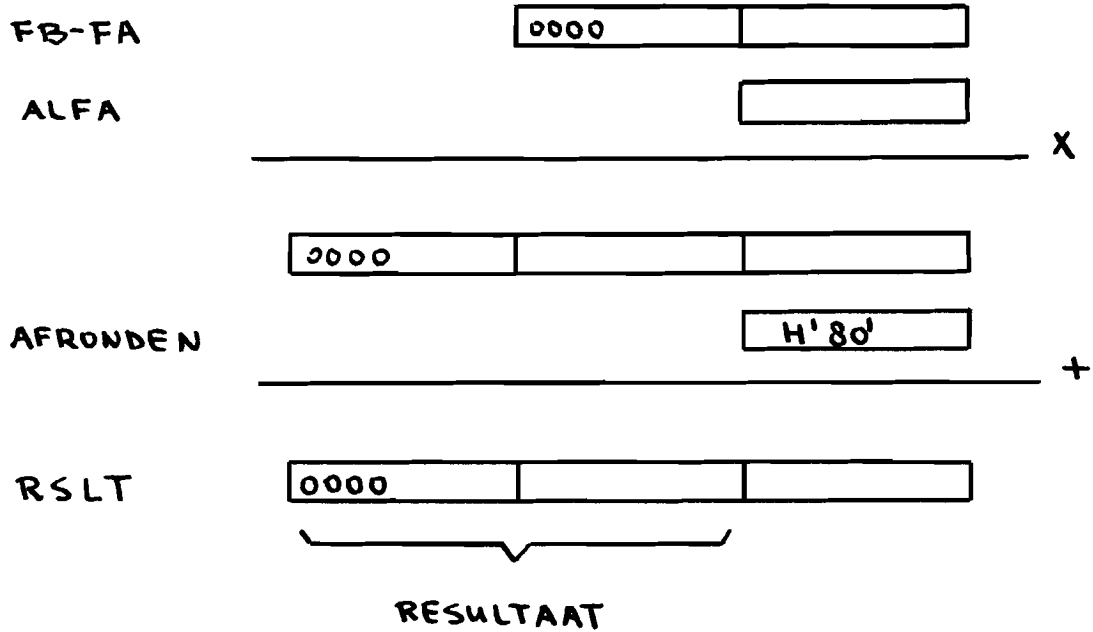
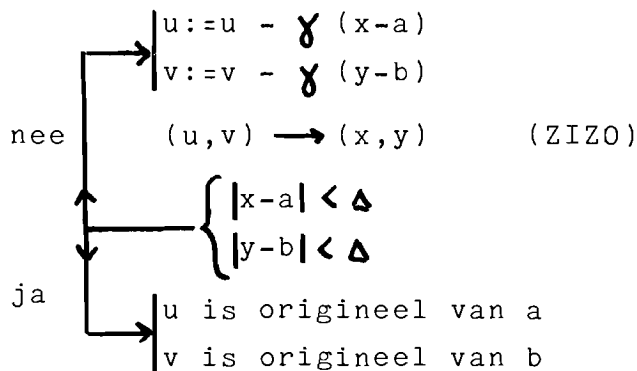


Fig. 42, werking van de subroutine "FORM".

Zoals uit de formules voor  $x$  blijkt, kan dezelfde subroutine "FORM" zowel voor de berekening van  $x$  als van  $y$   $3x$  gebruikt worden. De subroutine "ZIZO" geeft nu dus, als de 1ste tabel bekend is,  $x$  en  $y$  als functie van  $u$  en  $v$ .

Het omzetten van de 1ste tabel in de 2de gaat iteratief volgens het algorithm van 3.4. (alg. 1):

We zoeken het origineel van  $(a,b)$  uit  $(u,v)$  berekenen we  $(x,y)$  met ZIZO



Wanneer het algorithm in een bepaald punt  $(x,y)=(a,b)$  niet convergeert, wordt voor het origineel genomen  $(u,v)=(a,b)$ .

Niet convergeren kan voorkomen als de karakteristiek van de opnemer te "wild" verloopt, of indien we zoeken naar het origineel van een beeld dat niet bestaat; bijvoorbeeld in het geval dat de opnemer uitgang niet het volle bereik 000-FFF doorloopt.

Zie verder de listing en flow diagram 2 in bijlage 11. Na de tabelomzetting komt het programma vanzelf in de uitvoerfase.

#### 5.7.6. Het uitvoerprogramma

Het uitvoerprogramma is een oneindige loop.

Tijdens het uitvoerprogramma worden de inputs bemonsterd, x en y worden ingelezen en hieruit, en uit de 2de tabel, wordt met behulp van een subroutine die erg op "ZIZO" lijkt de waarden van u en v berekend. U en v sturen we nu naar de uitgangen u en v en we beginnen opnieuw.

De lengte van het uitvoerprogramma is zodanig, dat een snelheid 70 Hz gehaald kan worden, d.w.z. de loop wordt 70x per seconde doorlopen.

Zie verder flow diagram 3 in bijlage 12 en de listing.

## 5.8. De werking

### 5.8.1. Grafieken

Het aldus beschreven systeem van hard- en software zal nu beoordeeld worden aan de hand van een aantal metingen. De fotodiode PIN SC/10 zit in de meetopstelling en we draaien nu eerst het programma PR02. De bijbehorende grafiek II is gegeven op blz. 91. Hieruit blijkt de opnemer zijn maximum bereikt voor  $+4,5$  mm. Het maximum, resp. minimum bedraagt  $+7$  resp.  $-7$  Volt. We concluderen dat het bruikbare gebied van de LPD hoogstens  $9 \times 9$  mm is en verder, dat bij het omzetten van de tabel in een groot aantal punten géén convergentie zal optreden. De punten met meetwaarde  $x > 7$  en  $x < -7$  komen namelijk niet voor.

Nu wordt het programma PR01 gedraaid en we schrijven de beelden van de iso-u en iso-v lijnen. Dat is gedaan in de grafiek I.

Uit het overlappen van enkele van deze lijnen blijkt dat het bruikbare gebied kleiner is dan we eerst dachten nl. ongeveer  $8 \times 8$  mm.

Tenslotte draaien we het inleesprogramma met daarna automatisch de tabelomzetting en het uitvoerprogramma. Het resultaat van de linearisatie ziet u in grafiek 3. Er blijkt een gebied van  $6 \times 6$  mm goed gelineariseerd te zijn, dat is ongeveer 40% van het totale oppervlak.

Wat is nu de oorzaak van het niet-funktioneren van de opstelling voor een groot aantal waarden?

In de eerste plaats moeten we dit zoeken in de te kleine signalen  $x$  en  $y$ . Uit grafiek II blijkt dat de gemeten waarde steeds "onder" de werkelijke waarde ligt; zie ook fig. 43.

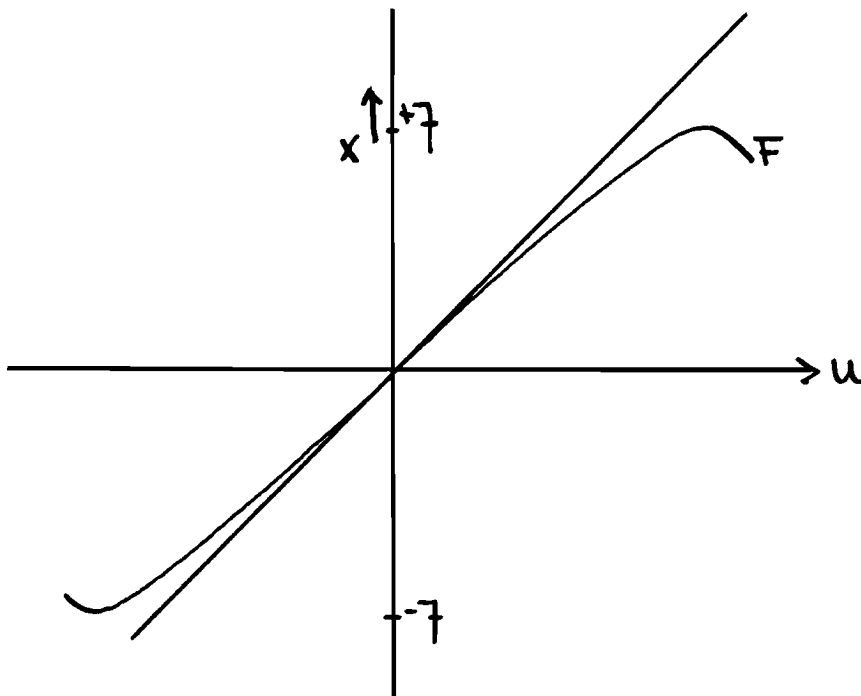


Fig. 43, transduceruitgang is te laag.

In 3.4 is gebleken dat de convergentie van de tabelomzetting beter is naarmate gemeten karakteristiek dicht bij de ideale ligt. We verbeteren de bestaande situatie door een versterkingsfaktor in te voeren die de karakteristiek "opvijzelt".

Verder wordt in het iteratief algoritme de faktor gelijk gemaakt aan 0,5 (was 1):

$$\begin{aligned} u &:= u - \gamma(x-a) \\ v &:= v - \gamma(y-b) \quad \gamma=0,5 \end{aligned}$$

Daardoor wordt de conventie langzamer, maar wel zekerder.

Nadat de genoemde verbeteringen waren aangebracht werd het systeem weer geprobeerd, Nu blijkt het gelineariseerde deel 7x7 mm te zijn (50%) zoals te zien is in grafiek 4.

Grafiek 5 tenslotte geeft het verband tussen de berekende waarde  $\tilde{u}$  en de referentiewaarde  $u$  na linearisatie.

Het corrigeren van kruiseffekten kan duidelijk gedemonstreerd worden door de LPD te verdraaien. Dit is gedaan in grafiek 6. De LPD is over  $20^{\circ}$  gedraaid en daarna gelineariseerd. Het gelineariseerde gebied is, zoals we ook verwacht hadden, kleiner geworden, nl.  $4 \times 4$  mm. Binnen dit gebied is de linearisatie echter weer goed van kwaliteit.

### 5.8.2. Numerieke resultaten

Om de kwaliteit van de linearisatie numeriek te beoordelen is een programma geschreven dat zowel de waarde van  $\tilde{u}$  als van  $u$  op het beeldscherm zet. Het verschil tussen deze beide is de fout in de linearisatie van  $u$ . Deze fout kan grafisch weergegeven worden als functie van  $u$ . Zie figuur 44.

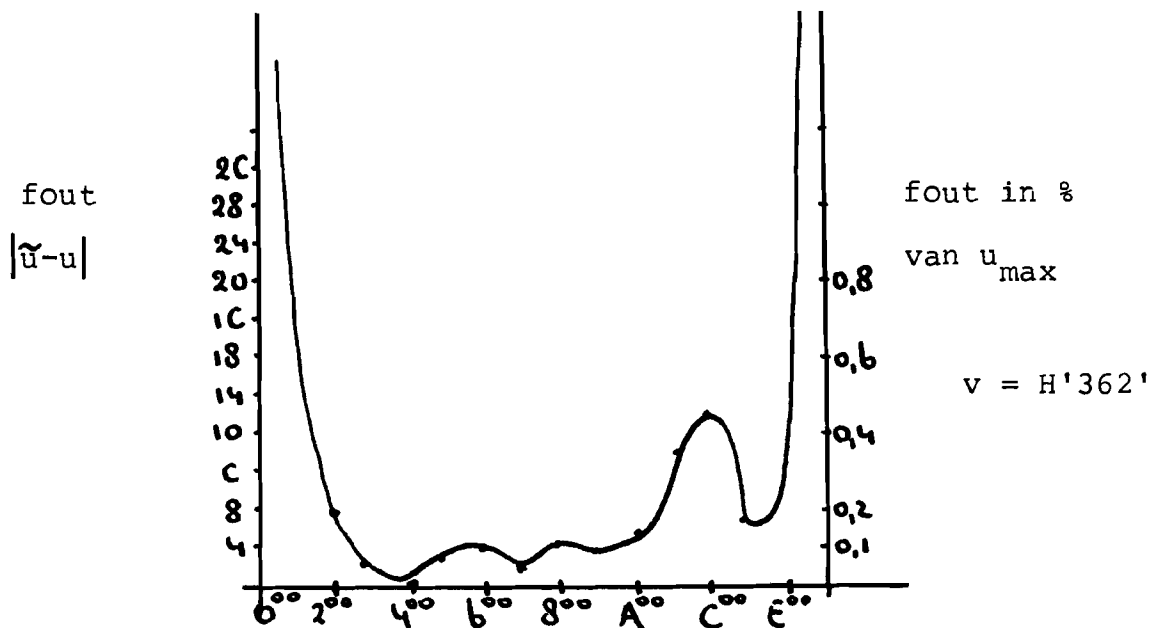


Fig. 44, fout t.o.v. het referentiesignaal.

Eenzelfde verband vinden we voor het verschil  $\tilde{v}-v$ . Verder kunnen we voor verschillende vierkanten in het midden van de diode de maximale fout meten. We vinden dan:



## 6. Toepassingen: een opnemer met 4 losse fotodiodes

### 6.0. Inleiding

Op verzoek van de heer Huber is er geprobeerd het gebouwde systeem te gebruiken om de eigenschappen van een andere opnemer te verbeteren.

Het betreft een 2-dimensionale lichtvlekopnemer met 4 fotodiodes BPW 34, waaraan op de T.H. Eindhoven onderzoeken zijn verricht (Lit. 5,6).

In bijlage 13 staat een tekening van de bedoelde opnemer. Van deze opnemer is een sterk vereenvoudigde versie gemaakt. De vereenvoudigingen bestaan o.a. uit het weglaten van matglazen. Zie figuur 45.

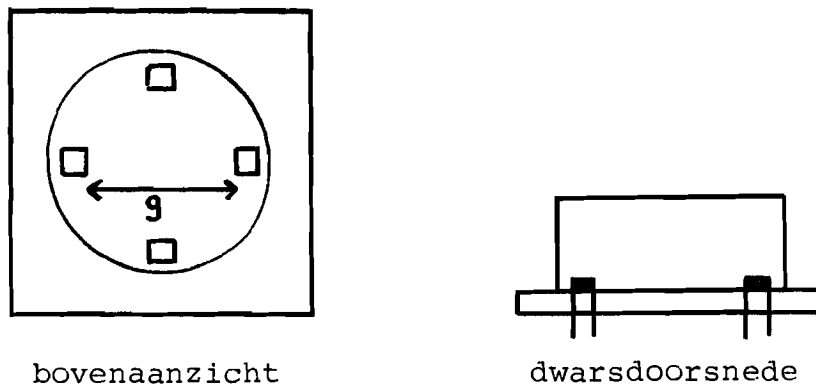


Fig. 45, de vereenvoudigde opnemer.

De opnemer bestaat uit 4 fotodiodes, die in een vierkant geplaatst zijn. Op de diodes schijnt een bundel licht die van een glasfiber afkomstig is. Het licht verdeelt zich over de diodes afhankelijk van de positie van de lichtbron. De diodes worden aangesloten aan de bestaande schakeling met als enig verschil, dat er nu geen gemeenschappelijke anode is, maar dat de individuele anodes doorverbonden worden:

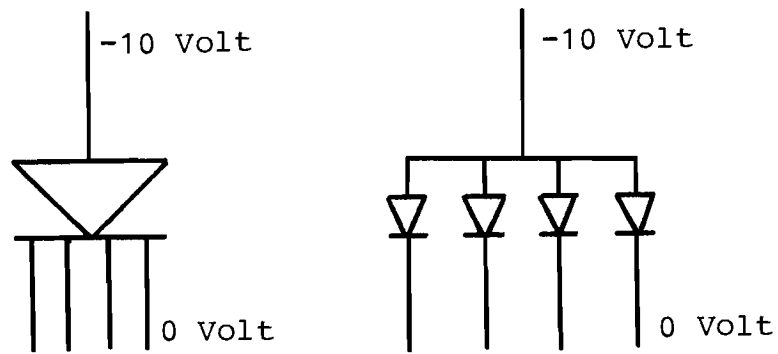


Fig. 46, schakeling van LPD en van losse fotodiodes

De opnemer is in een houder gebouwd en kan eenvoudig in de bestaande opstelling vastgezet worden.

### 6.1. Werking

Doordat het oppervlak van de fotodiodes veel kleiner is dan van de LPD krijgen we ook veel kleinere fotostromen ( $5 \text{ à } 6 \mu\text{A}$ ). De diodes zijn gevoeliger voor I.R.-licht en dus ook voor storingen, met name strooilicht. Het bleek dan ook noodzakelijk te zijn om over het lichtgevoelige deel van de opstelling een zwart kartonnen kapje te plaatsen om het licht van buiten tegen te houden.

Met de nieuwe opnemer zijn weer de verschillende programma's gedraaid.

De karakteristiek van de opnemer is getekend in grafiek 7 met behulp van programma PRO1. De opnemer blijkt zeer grote alineariteiten te vertonen en is bovendien verre van symmetrisch. Grafiek 7 geeft de karakteristiek van de opnemer voor een gebied van  $8 \times 8 \text{ mm}$ .

De niet-lineariteit blijkt ook duidelijk uit grafiek 8, die het verband tussen  $x$  en  $u$  geeft voor verschillende waarden van  $v$  (programma PRO2).

Wél is de opnemer in het hele gebied monotoon en dat is voor de linearisatie een erg belangrijk gegeven.

Het resultaat van de linearisatie staat in grafiek 9.

Voor een gebied van ruim  $4 \times 4,5 \text{ mm}$  is de linearisatie goed gelukt, daarbuiten treden problemen met de convergentie van de tabelomzetting op.

Grafiek 10 geeft het verband tussen  $u$  en  $u$  na de linearisatie. De fouten  $\tilde{u}$ - $u$  en  $\tilde{v}$ - $v$  binnen het gebied van  $4 \times 4,5 \text{ mm}$  blijken minder dan  $0,4\%$  te bedragen, tegen  $16\%$  vóór linearisatie.

De resultaten zijn zeer goed te noemen, vooral gezien de eenvoud van de opnemer en de grote verschillen tussen gemeten waarde (grafiek 7) en gecorrigeerde waarde (grafiek 9).

Een verandering van de opnemer zou kunnen bestaan uit het tussenvoegen van matglazen, maar dan is een sterkere lichtbron (LASER) nodig en bovendien gaat dan het voordeel van de eenvoud verloren. Zie verder hoofdstuk 7.

## 7. Conclusies en Aanbevelingen

### 7.1. Conclusies

Er is aangetoond dat 2-dimensionale linearisatie en het corrigeren van kruiseffekten goed mogelijk is met behulp van een microprocessor. Een groot voordeel van dit systeem is dat veel opnemers (bijv. 10-100) aangesloten kunnen worden op één processor. We hebben dan alleen een groot geheugen nodig voor de verschillende tabellen. Het is dus mogelijk met een groot aantal goedkope opnemers en één duurder onderdeel (de uP) een groot aantal dure opnemers te vervangen. Dat kan een duidelijke kostenbesparing opleveren. Zo wordt bijvoorbeeld tijdens het productieproces van beeldbuizen tussentijds de lineariteit gecontroleerd met behulp van 25 T.V. camera's die dienst doen als lichtspot (positie) opnemers.

Het resultaat van deze meting wordt gebruikt bij het verder afmonteren van de buizen.

Dit zeer dure systeem zou vervangen kunnen worden door een (gelineariseerd) systeem met 25 LPD's en een uP of, nog beter, met 25 van de goedkope opnemers uit hoofdstuk 6 en een uP. Het totale systeem zou daardoor veel goedkoper worden.

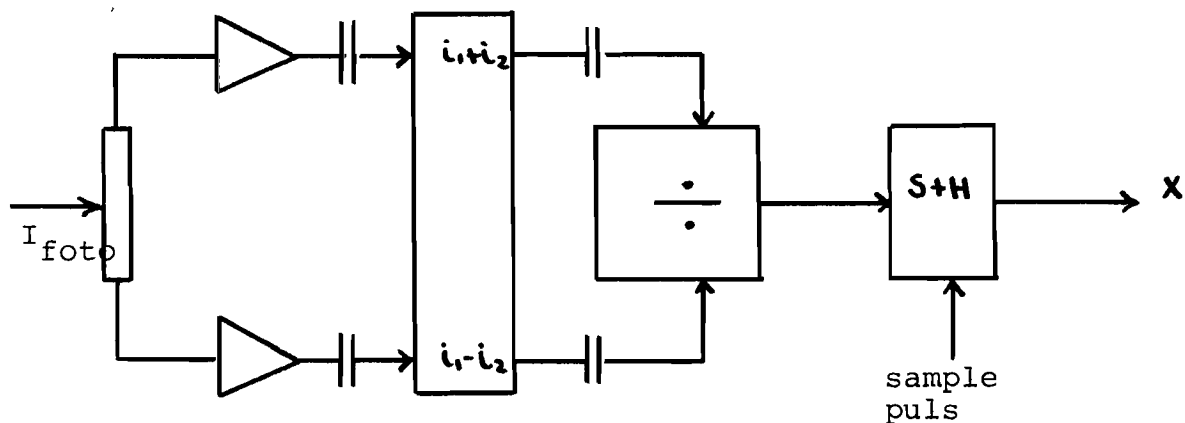
Een andere duidelijke toepassing is mogelijk in de robottechniek. Daar is het constructief vaak onmogelijk een goede losse verplaatsingsopnemer te gebruiken. Denk daarbij aan armen met meerdere vrijheidsgraden. Wat men dan doet, is het inbouwen van een opnemer in bijv. een pneumatische of hydraulische cylinder, waarbij de zuiger dienst doet als kern van de differentiaaltrafo. Het is duidelijk dat het vrijwel onmogelijk is op deze manier een lineaire opnemer te bouwen. Ons systeem kan nu uitkomst brengen en één of meerdere van deze opnemers lineariseren.

Voor veel toepassingen zal het mogelijk zijn de benodigde hardware in de gebruikersfase terug te brengen tot één Eurokaart; vooral indien we gebruik maken van één chip microcomputers zoals de 8048 met ingebouwd EPROM. Bovendien is in veel gevallen géén D/A conversie nodig, omdat de informatie dan toch digitaal verwerkt wordt.

## 7.2. Aanbevelingen

Er is een aantal verbeteringen van het systeem mogelijk

1. In het geval dat de optredende fouten vrij klein zijn is het vaak mogelijk de fout op te slaan in één byte. In dat geval is het verstandig een tabel te maken van de fouten i.p.v. de funktiewaarde (zie ook appendix) Dat leidt tot kleinere tabellen (half zo groot) en snellere berekeningen, dus hogere snelheid in de uitvoerfase.
2. Het toepassen van hardware vermenigvuldigers kan de snelheid vergroten. Hardware vermenigvuldigers zijn echter nog duur.
3. Er zijn andere algorithmen mogelijk voor de tabel-omzetting. Misschien bestaan er algorithmen die voor een groter gebied convergeren.
4. Over het linearisatiesysteem met de LPD en de 4 fotodiodes kan in het bijzonder nog opgemerkt worden: Een echte verbetering van de meetopstelling zou zijn het werken met een gechopte LASER. Dat geeft een sterke vergroting van de lichtopbrengst en de mogelijkheid om met A.C.-gekoppelde versterkers te werken. Zodoende verkrijgen we een radicale vermindering van de storingsinvloeden (50Hz brom, donkerstroom en offset variaties). Een analoog circuit hiervoor ziet u in figuur 47.



Figuur 47, AC koppeling voor de analoge print

Een mijns inziens nog beter principe ziet u in figuur 48. Hier worden de analoge kaart en de interface samen-gevoegd tot één schakeling.

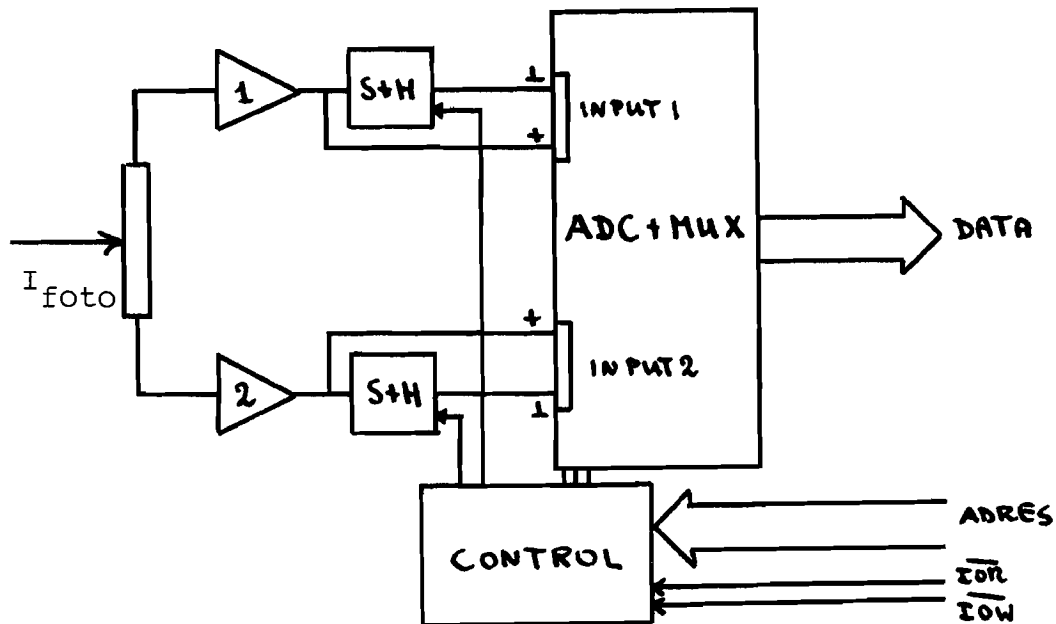


Fig. 48, vereenvoudigde en verbeterde schakeling.

De S+H versterkers slaan het "lage" niveau op.

De ADC converteert nu meteen het verschil tussen  $i_1$ , als er licht op de diode schijnt en  $i_1$ , wanneer er géén licht op de diode schijnt, m.a.w. de hoogte van de puls op de uitgang van op-amp 1. Deze waarde wordt in de uP ingelezen. Meteen daarna doen we hetzelfde voor  $i_2$ . De berekening

$$x = \frac{i_{x1} - i_{x2}}{i_{x1} + i_{x2}}$$

wordt nu niet analoog gemaakt, maar door de uP uitgevoerd. Dit principe heeft de volgende voordelen:

- a. We bekijken spanningsverschillen dus, als de chop-frekwentie groot genoeg is (gedacht wordt aan 1-10 kHz) verkrijgen we een sterke reductie van de fouten t.g.v. brom, donkerstroom en offset variaties. De kwaliteiten komen dus overeen met die van een A.C. gekoppelde versterker.
- b. Het aantal componenten is veel kleiner. Vooral het vermijden van de analoge deler is een groot pluspunt. Bovendien kunnen de grote en dure CSA70 versterkers vervangen worden door gewone op-amps.

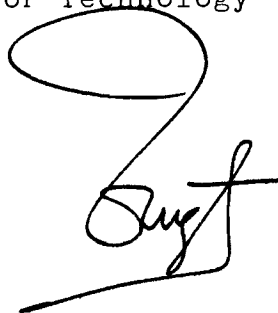
Eindhoven, December 1980

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken

Centre for Technology



A. Gieles



P.J.M. van Vugt



## 8. Literatuur

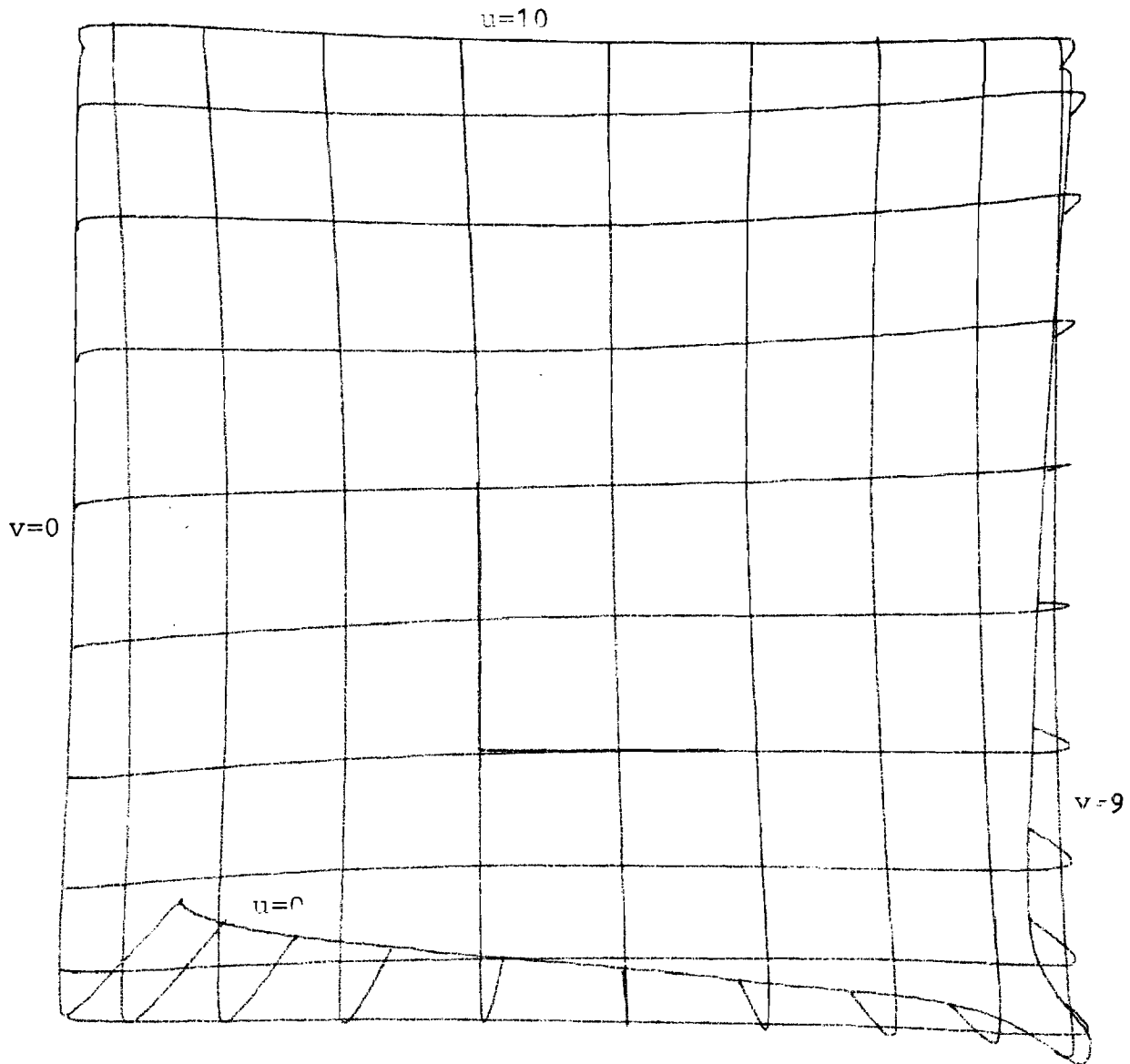
1. Linearisatie van transducers  
G.J. Kobus, stageverslag H.T.S., Alkmaar, 1980
2. Transducers output signal processing II  
E. Izmir, C.F.T.-Report 72/78, 1978
3. Transducer output signal processing  
Nachez, C.F.T.-Report 69/77, 1977
4. Numerieke Methoden I en II  
Collegedictaat 2.211, T.H. Eindhoven
5. Een lichtvlek-verplaatsingsopnemer met twee fotodioden  
P. van den Eynden, stageverslag T.H. Eindhoven, 1979
6. Lichtvlek verplaatsingsdetectors met fotodiodes  
G.J. Vaessen, stageverslag T.H.-Eindhoven, 1979
7. Two-dimensional position-sensitive photodetector with  
high linearity made with standard i.c. technology  
D.J.W. Noorlag en S. Middelhoek  
Solid State and Electron. Devices, May 1979, Vol. 3, No. 3
8. Laterale fotodioden voor bewegingsmeting  
H.J. Woltring, Radio Electronica 1975, No. 15/16

GRAFIEK 1

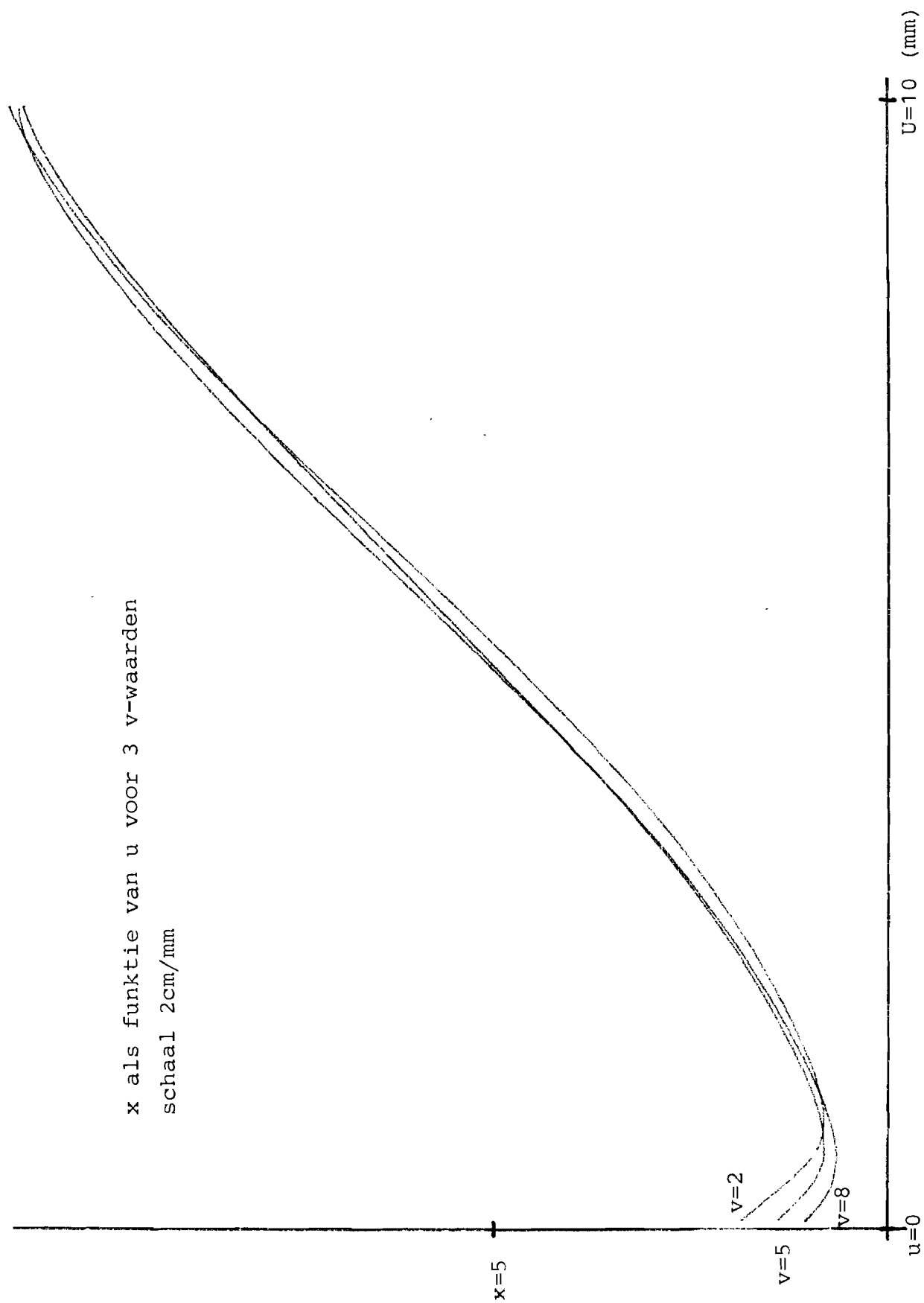
karakteristiek van de LPD

$x, y$  als funktie van iso- $u$  en iso- $v$  lijnen

schaal 2cm/mm

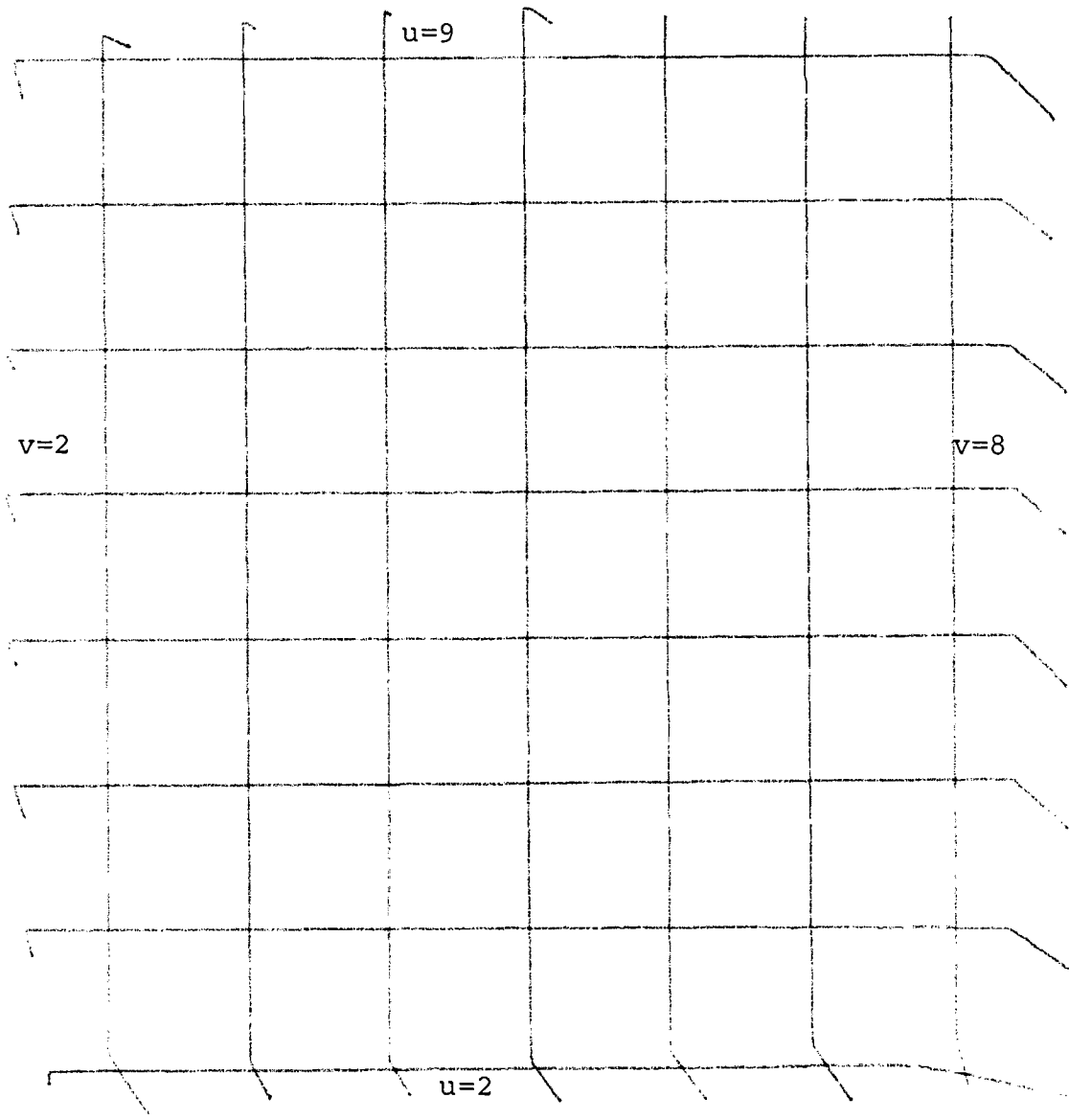


GRAFIEK 2



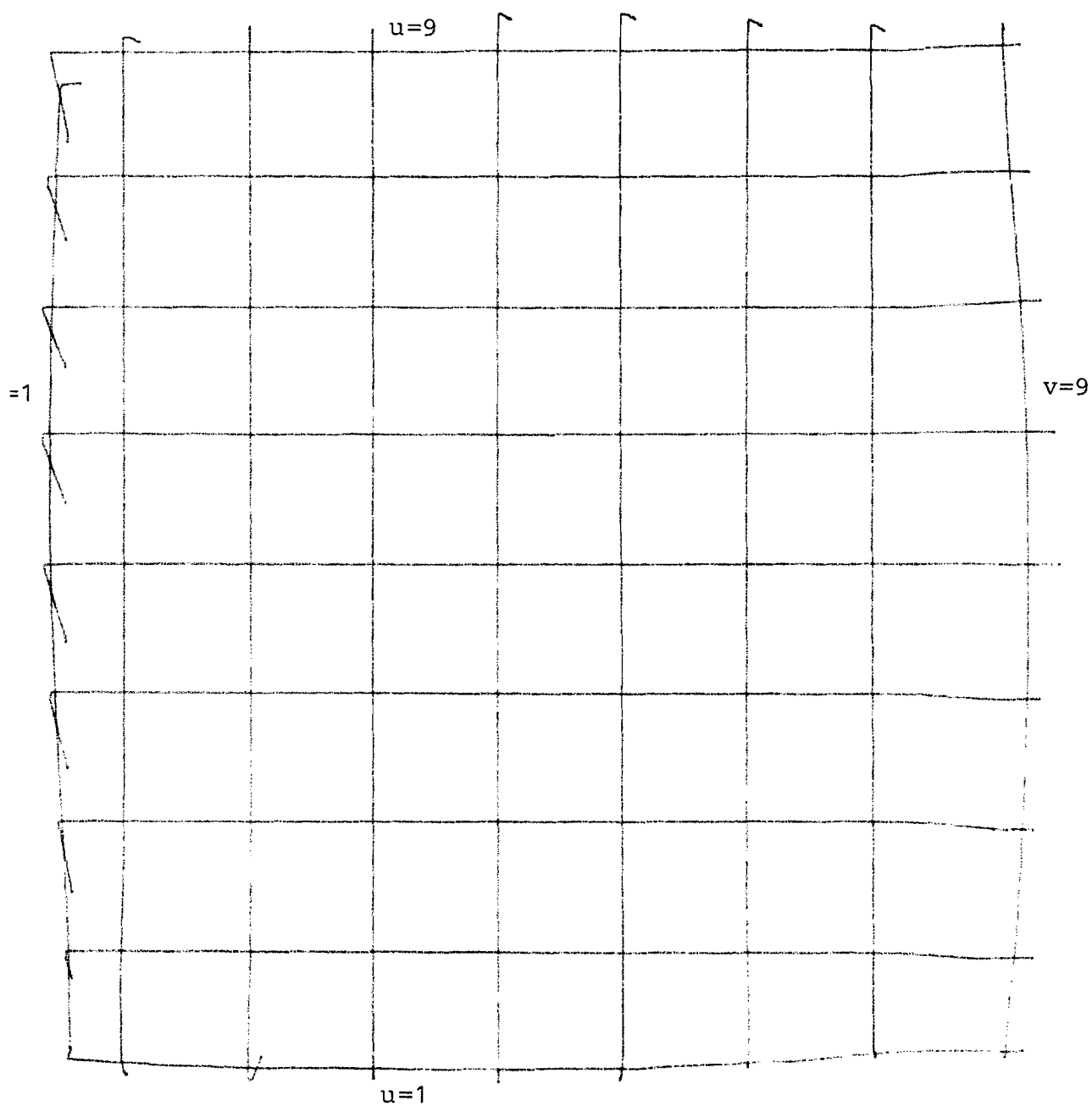
GRAFIEK 3

$\tilde{u}, \tilde{v}$  als functie van iso-u en iso-v lijnen  
na linearisatie  
schaal 2cm/mm

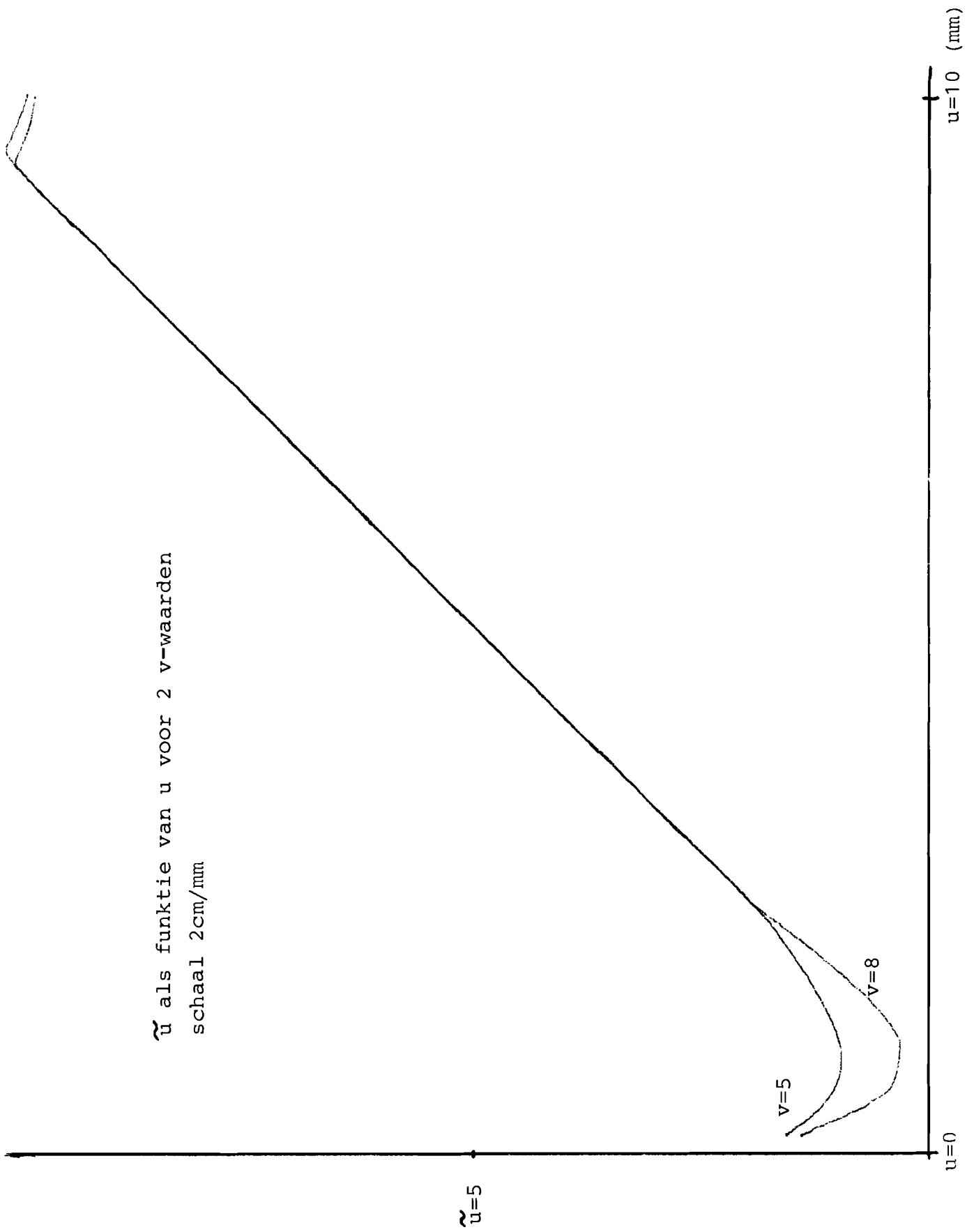


GRAFIEK 4

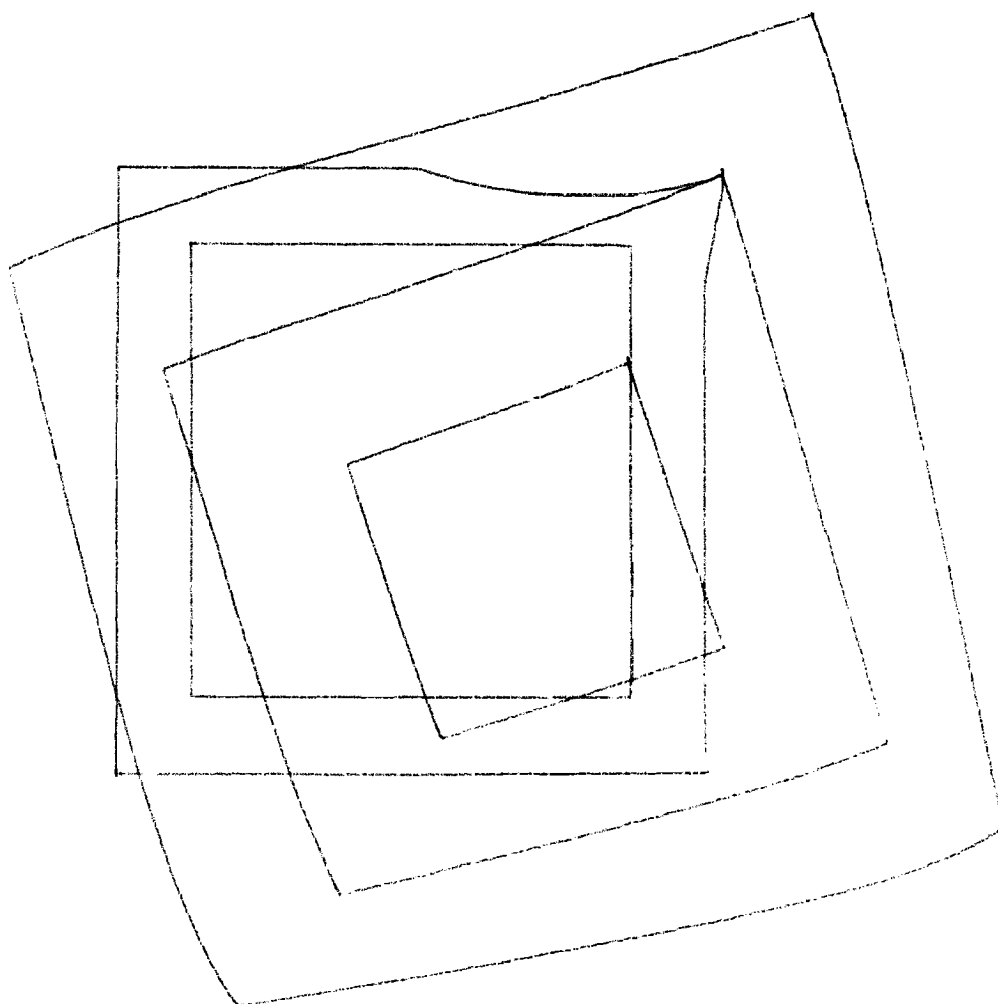
$\tilde{u}, \tilde{v}$  als funktie van iso-u en iso-v lijnen  
na linearisatie



GRAFIEK 5

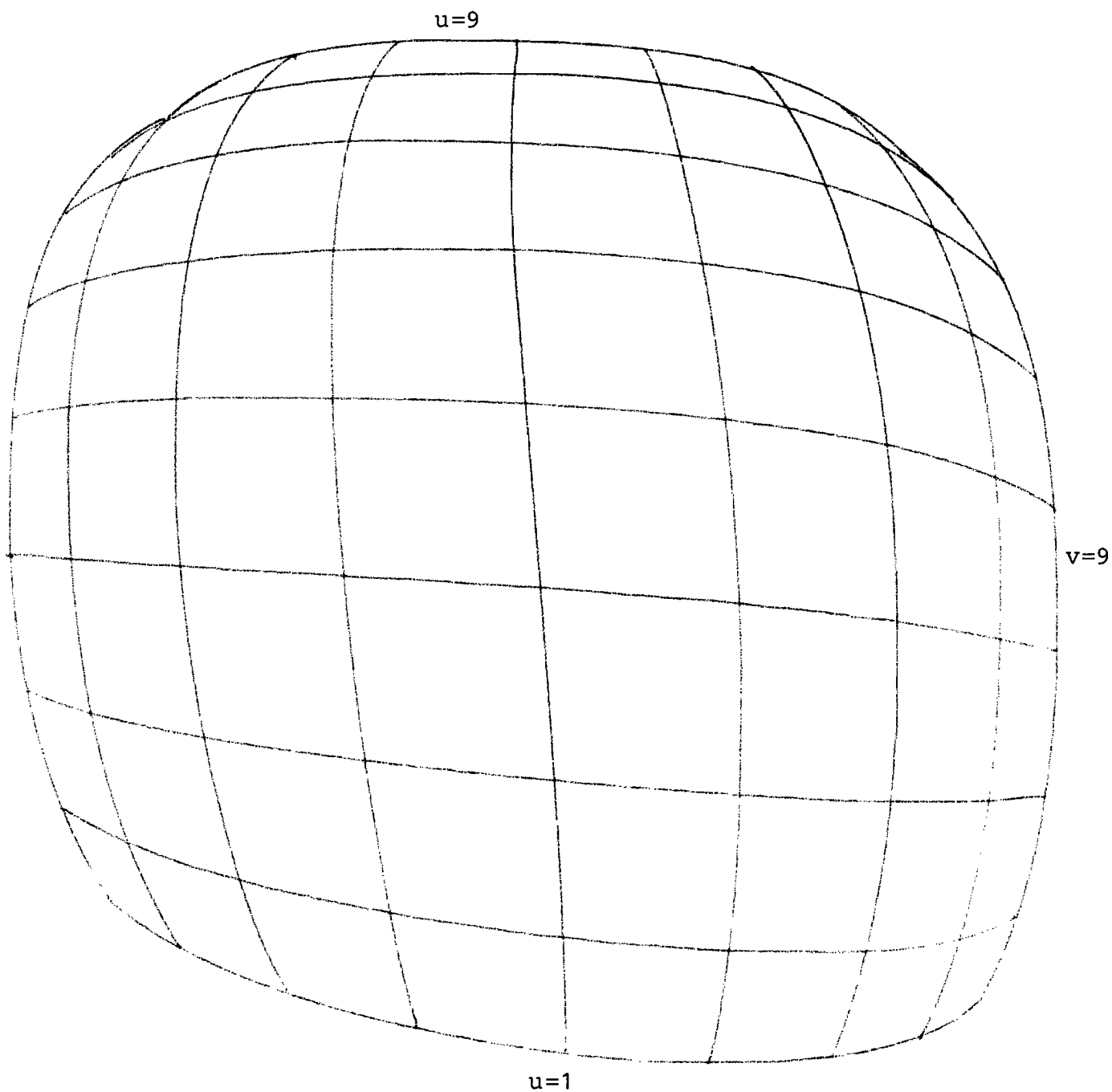


LPD vóór en na linearisatie bij  $20^{\circ}$  draaiing



GRAFIEK 7

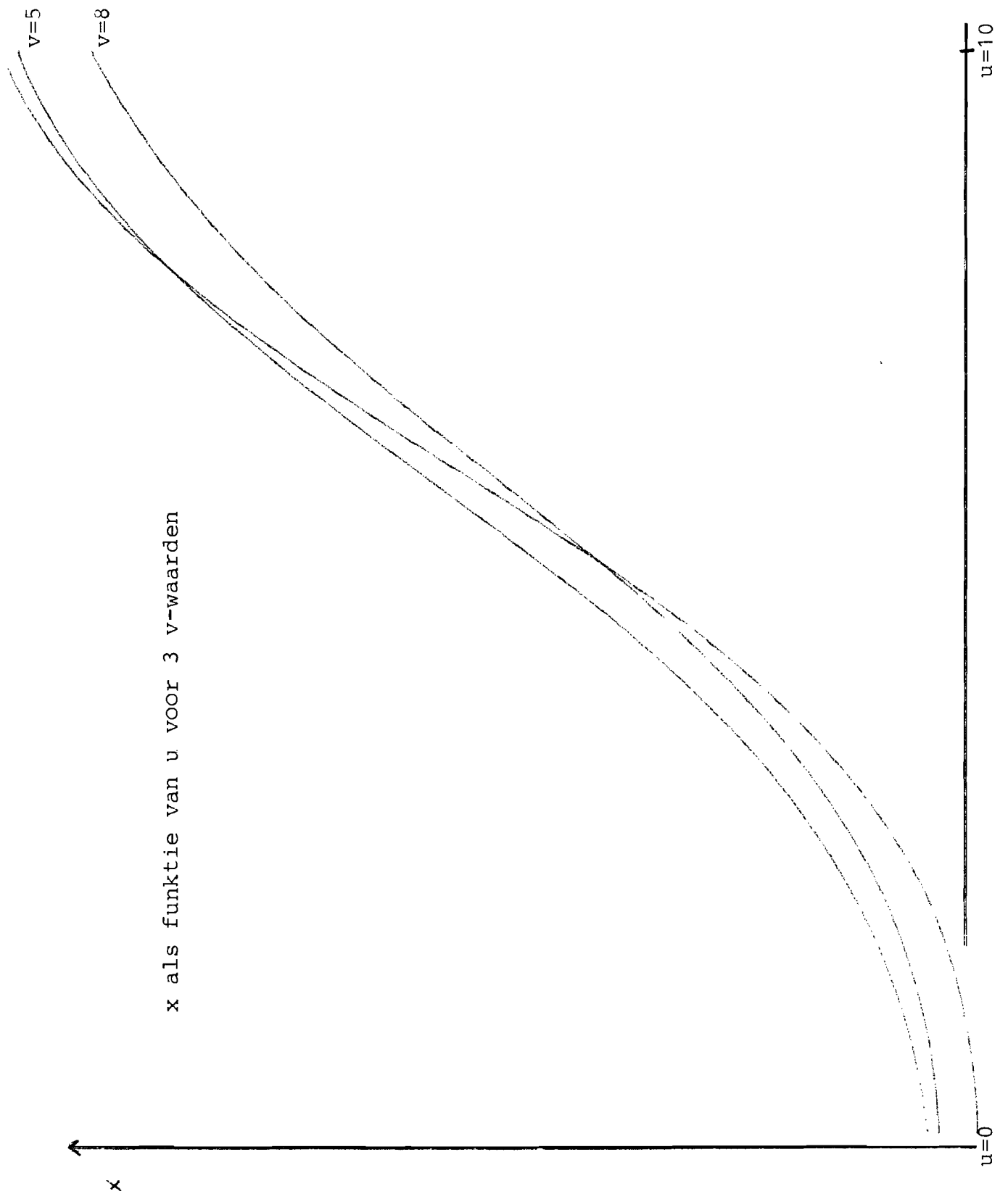
karakteristiek van de zelfgebouwde opnemer  
x,y als funktie van iso-u en iso-v lijnen



schaal 2cm/mm



GRAFIEK 8



GRAFIEK 9

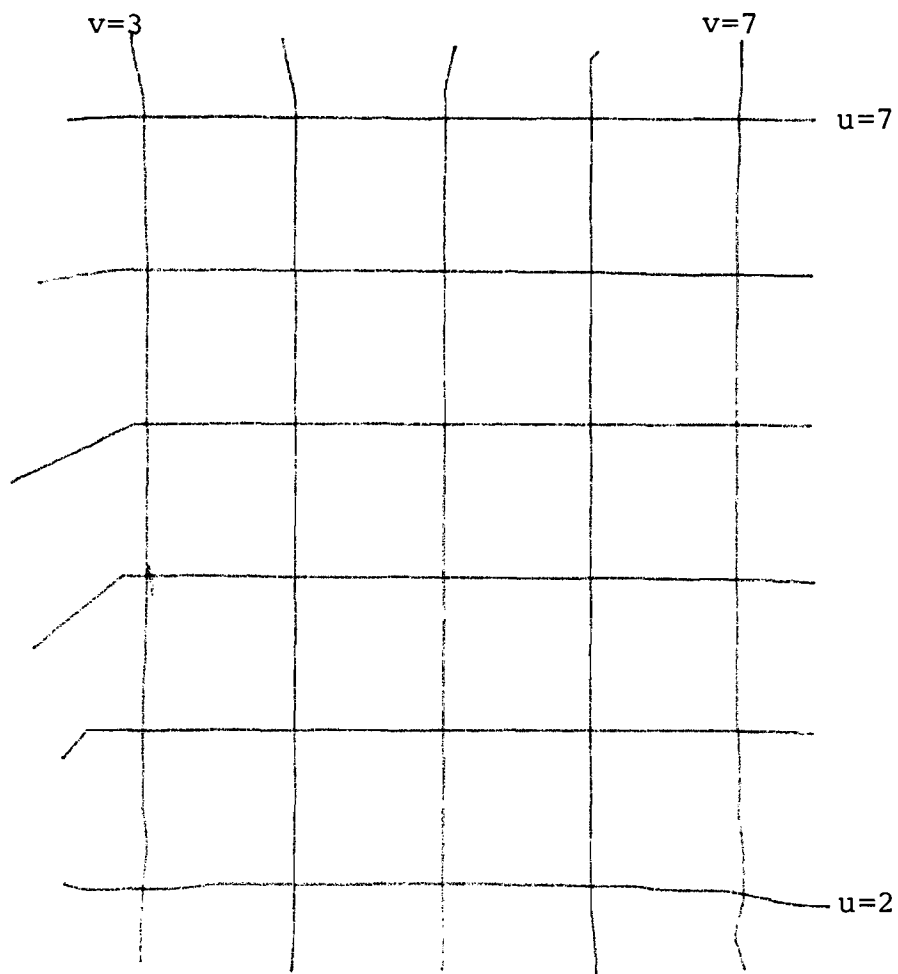
opnemer met 4 fotodiodes BPW 34

$\tilde{u}, \tilde{v}$  als functie van iso-u en iso-v lijnen

schaal 2cm/mm

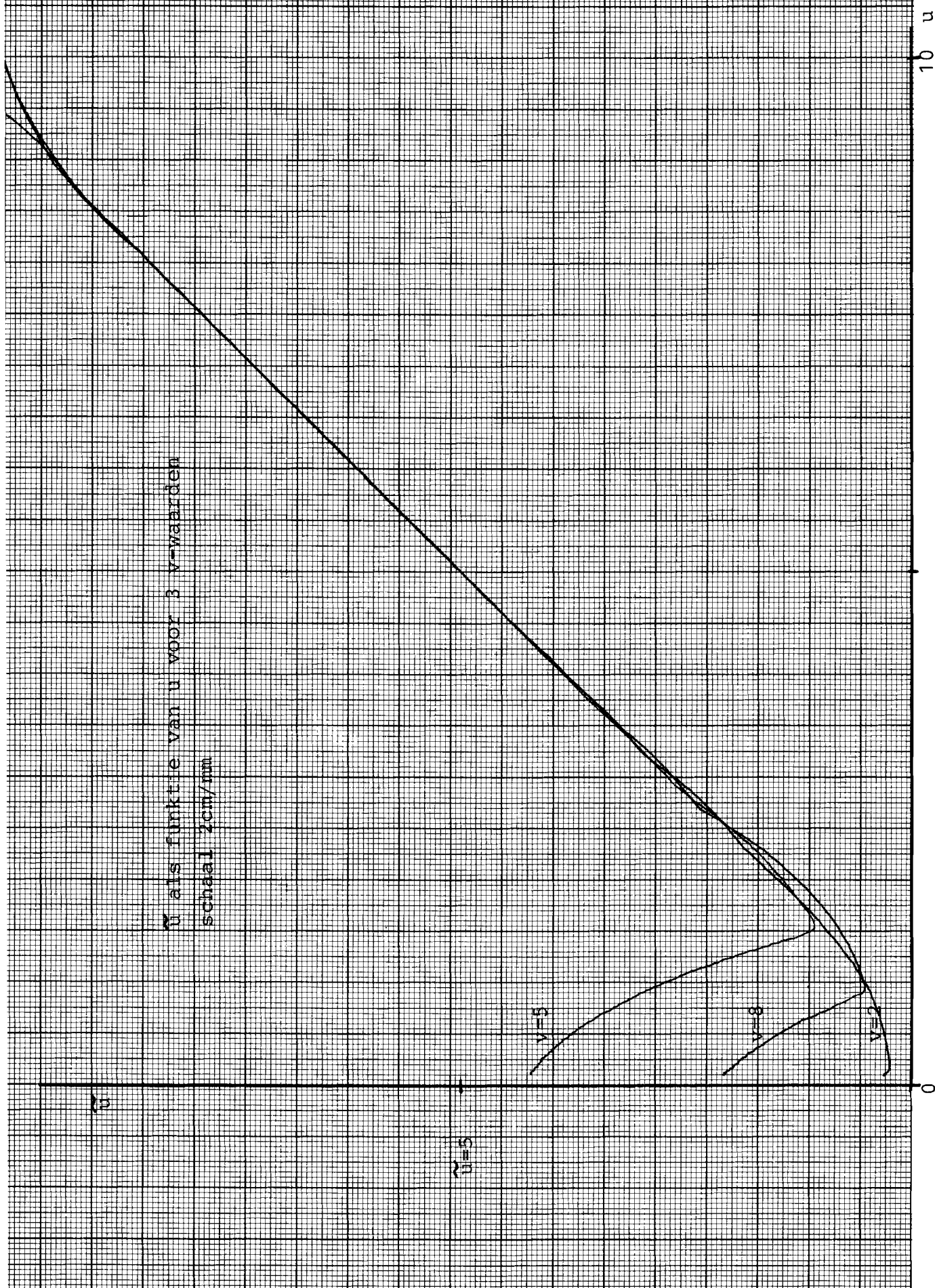
$u=2, 3, \dots, 7$

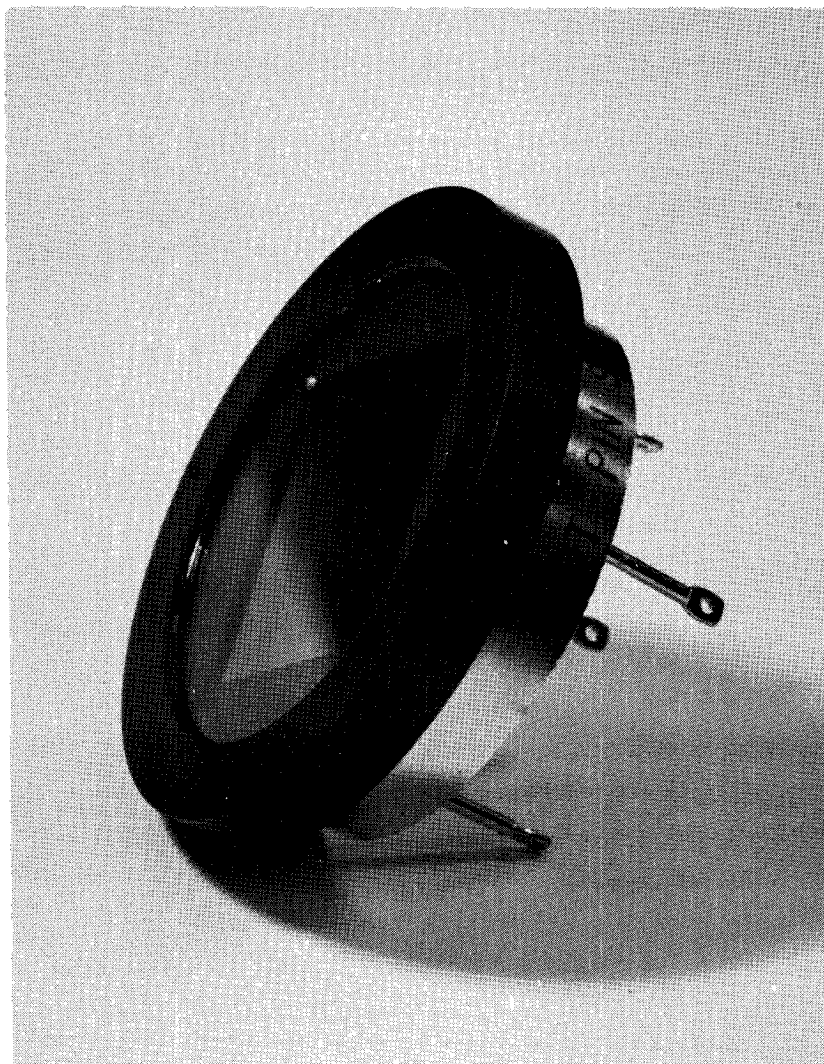
$v=3, 4, \dots, 7$



GRAFIEK 10

$\tilde{u}$  als functie van  $u$  voor 3  $v$ -waarden  
 schaal 2cm/mm





801107  
-17-09

foto 1, de laterale fotodiode

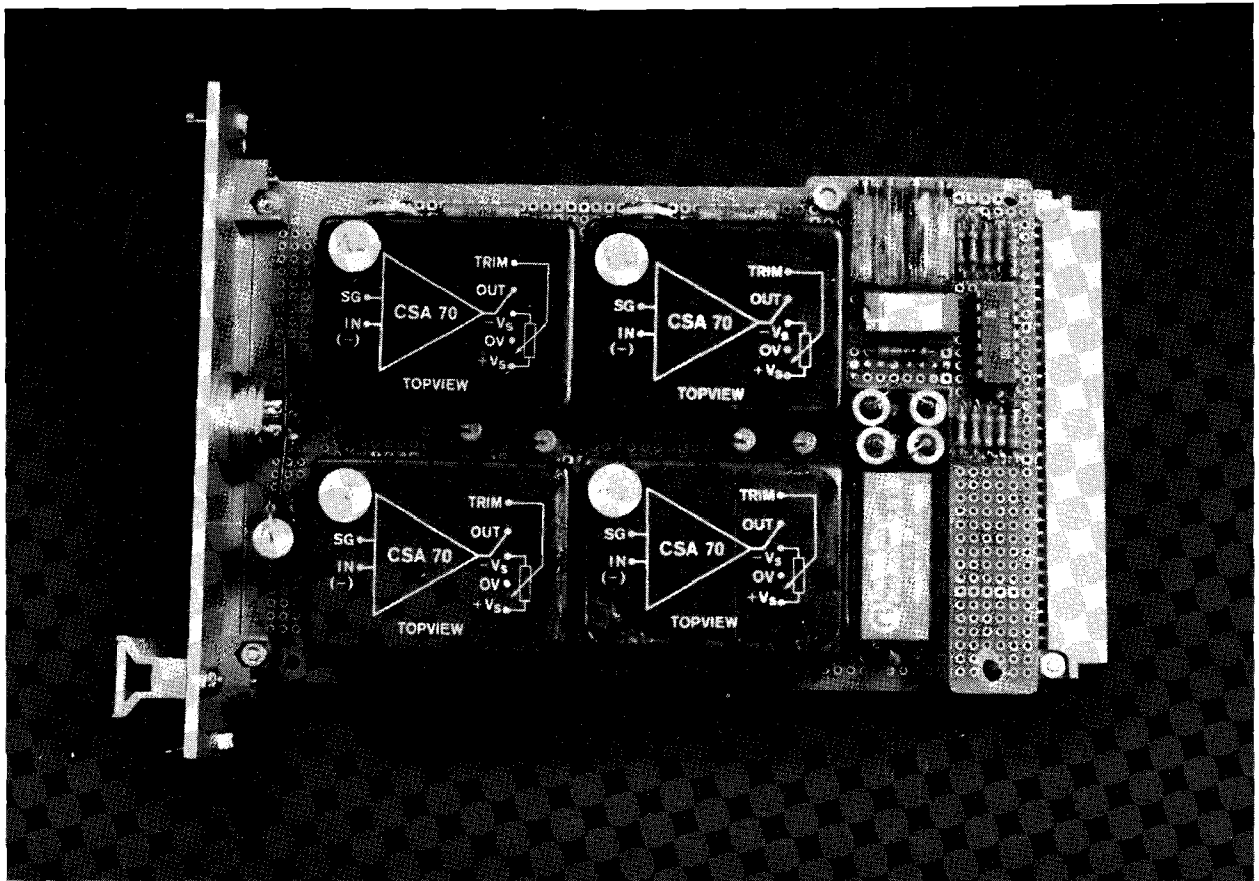


foto 2, de analoge module

801107-17-07

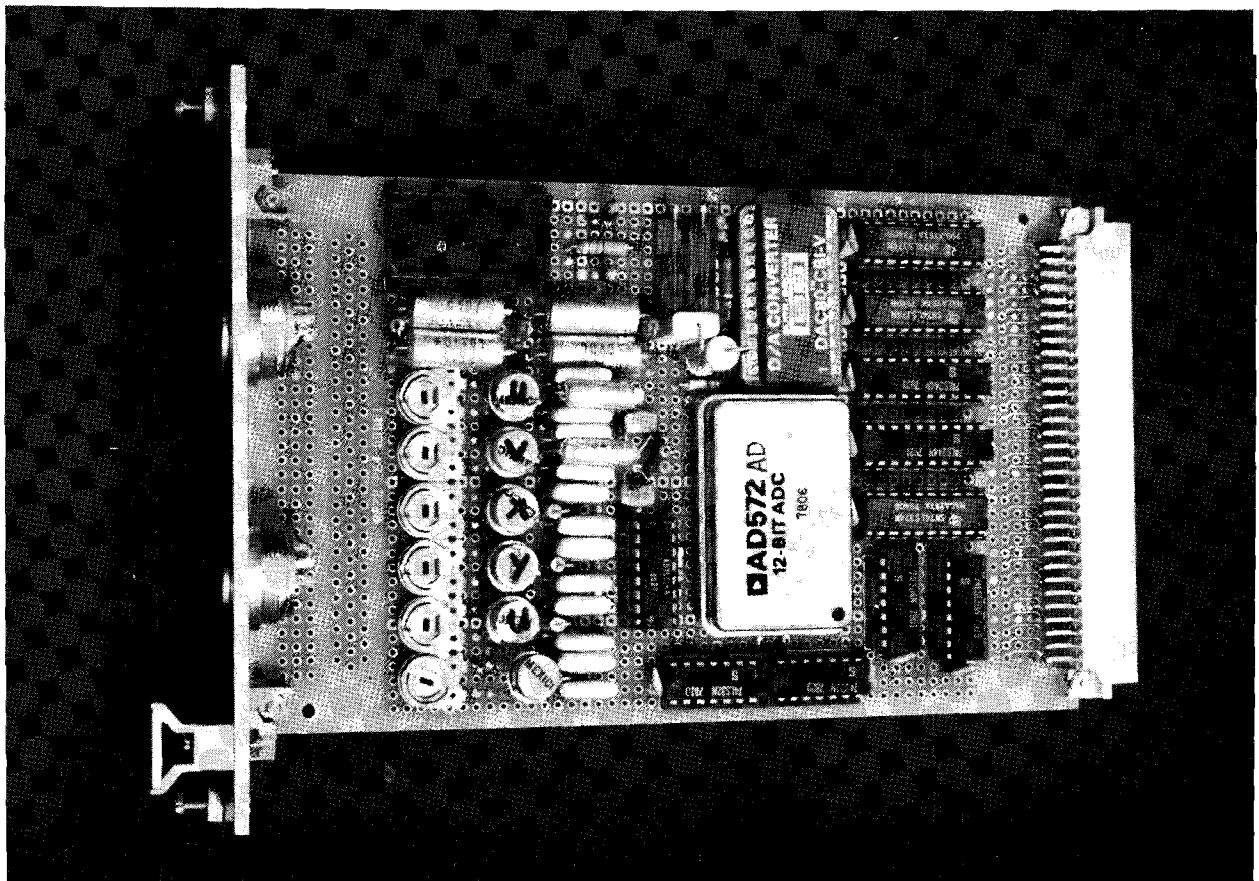


foto 3, de interface

801107-17-06

801107-17-11

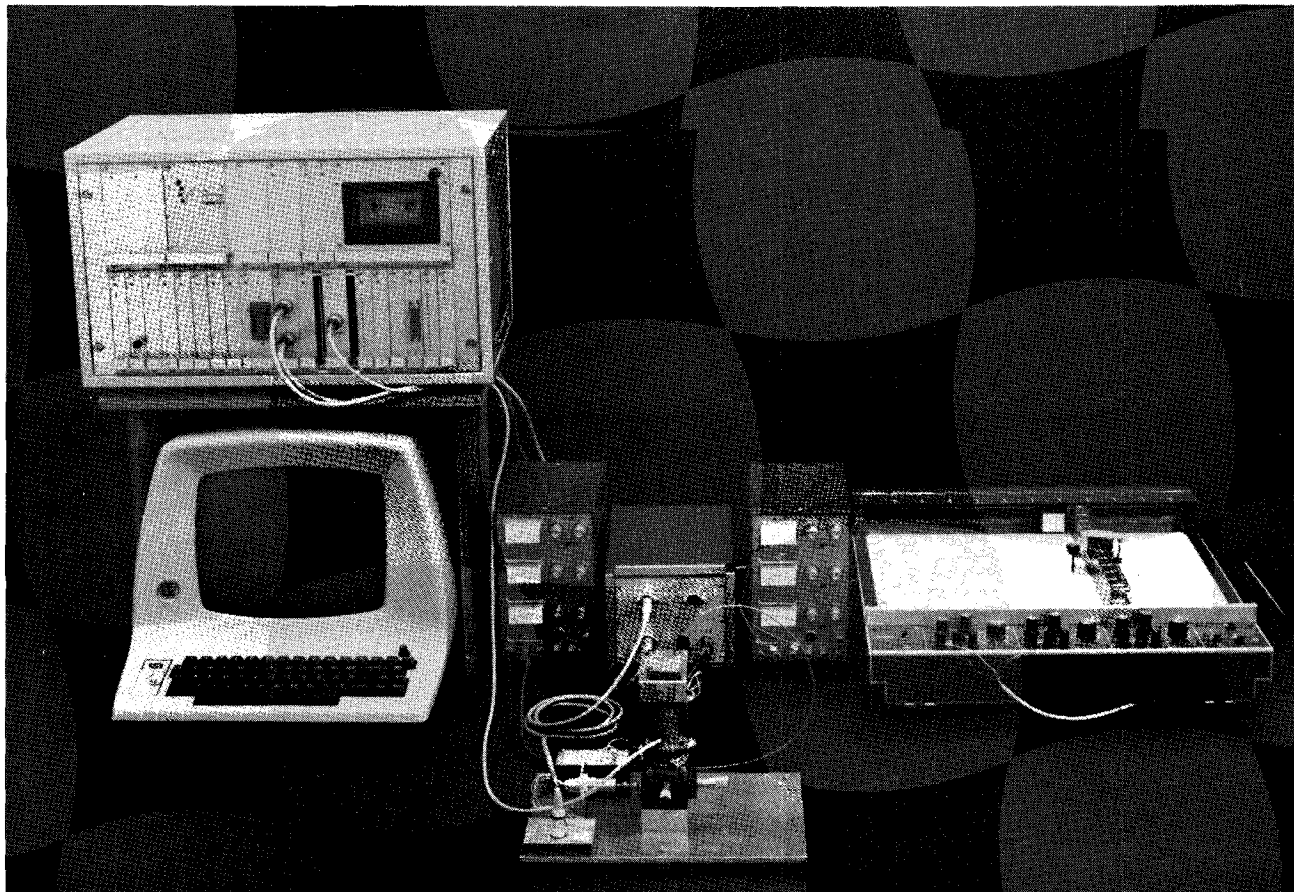
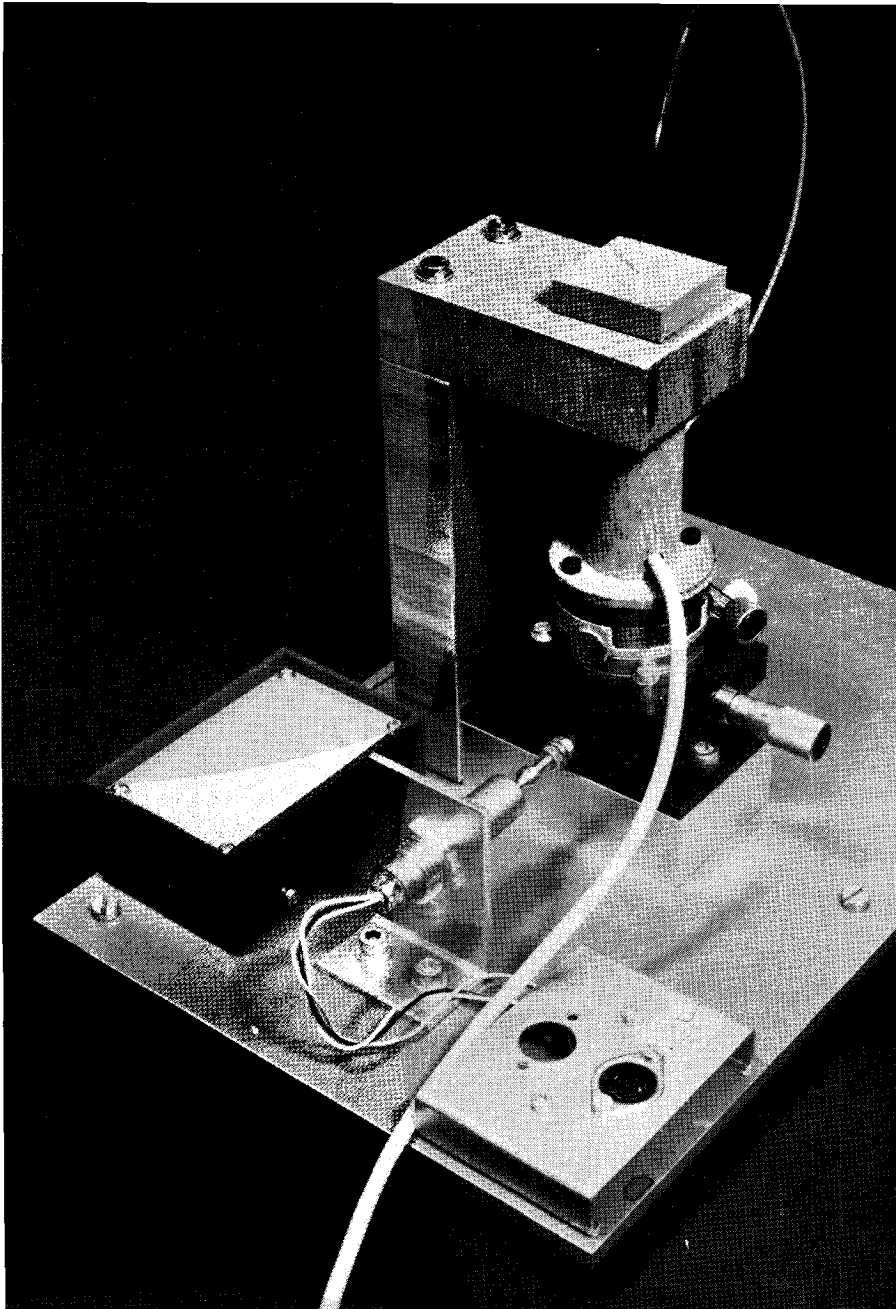


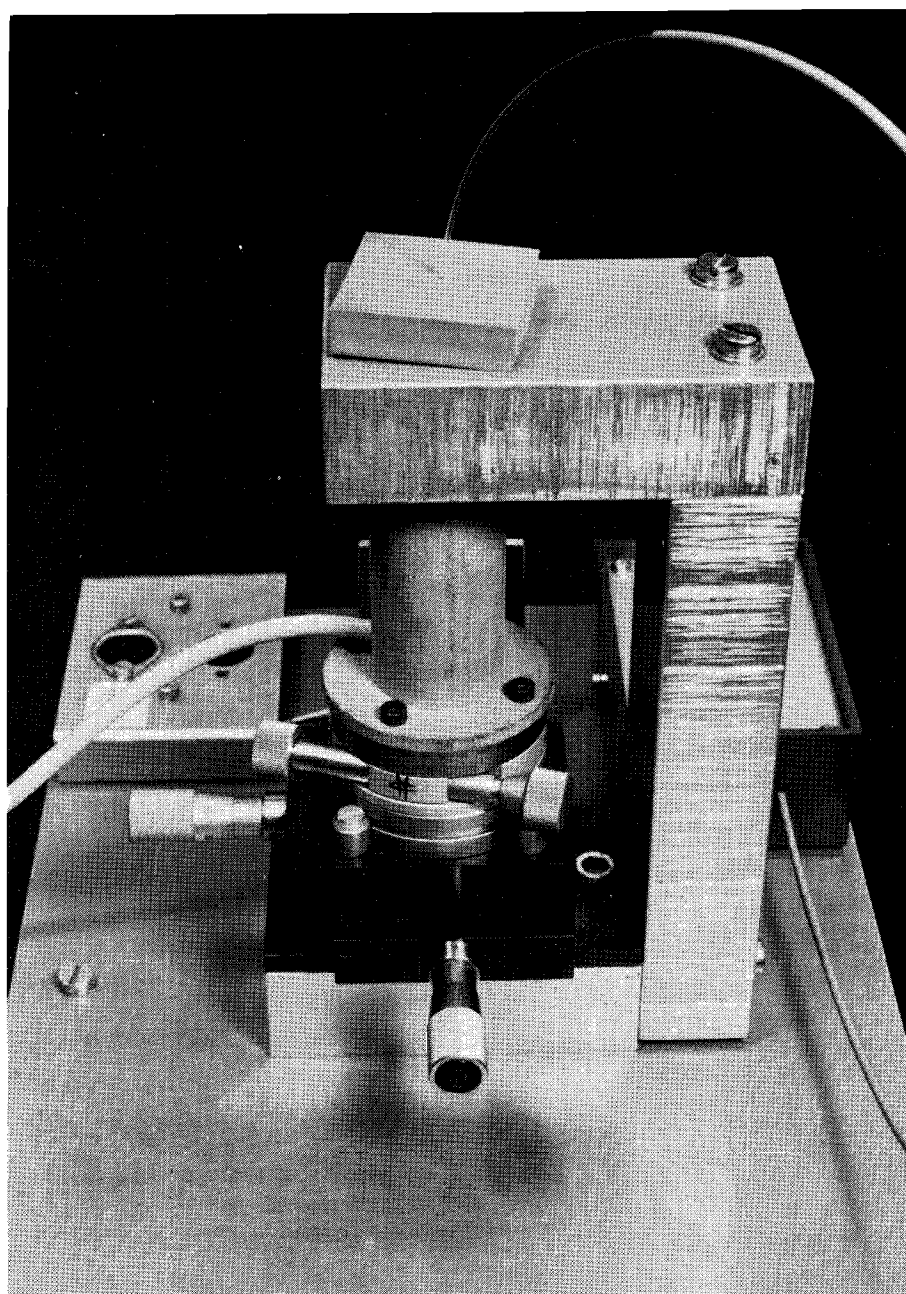
foto 4, de totale opstelling



801107  
-17-10

foto 5, de mechanische uitvoering





801107  
-17-08

foto 5, close-up van de houder met  
kruis- en draaitafels





# UNITED DETECTOR TECHNOLOGY, INC.

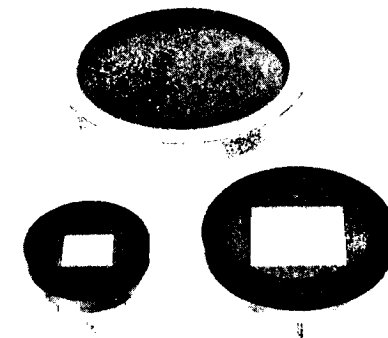
POSITION SENSING DETECTORS  
PIN-SC/10, SC/25, SC/50

The UDT "SC" series detectors are dual axis position sensors that provide X and Y axis position information of a light spot on the detector surface. These devices sense the centroid of the light spot and provide continuous analog output as the light spot moves from null point to the limit of the active area.

These unique devices are unmatched in position sensitivity, resolution and position accuracy. The PIN-SC/10, PIN-SC/25, and PIN-SC/50 are Schottky barrier type PIN photodiodes to provide maximum in performance and reliability with the lowest noise values for large area devices.

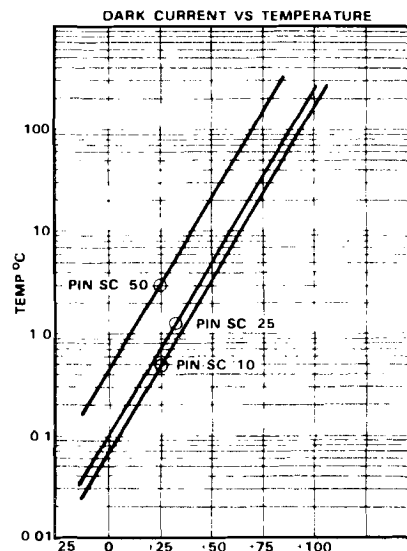
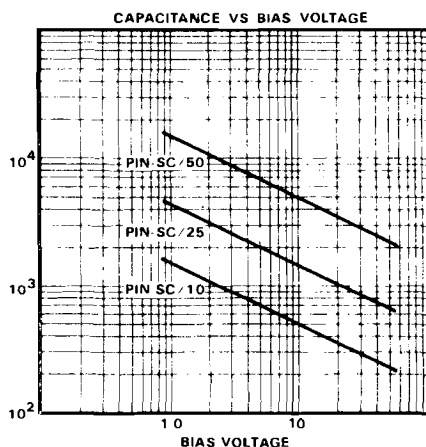
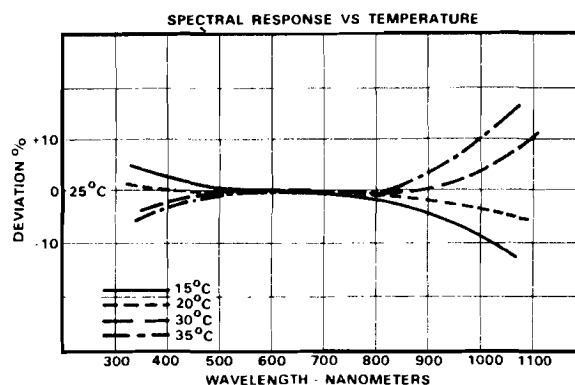
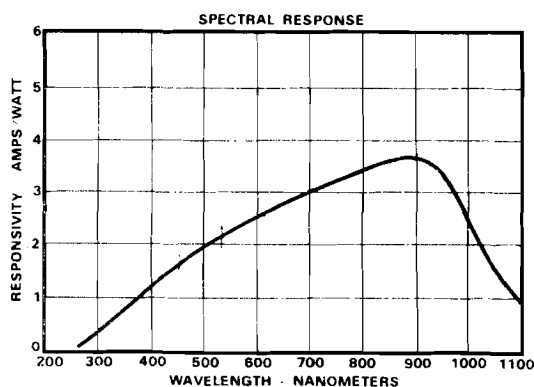
## FEATURES:

- Position sensitivity to 0.0001 inch
- Simultaneous power level and position signal
- Position accuracy independent of light spot size
- Uncomplicated connection
- Electrically variable null point
- Adaptable for special applications
- Spectral response optimized from 350 to 1150 nm
- Position sensitivity for power levels from  $0.5 \mu\text{w}/\text{cm}^2$  to  $10 \text{ mw}/\text{cm}^2$ .



## APPLICATIONS:

- Optical tooling systems
- Remote optical alignment
- Vibration monitors
- Antenna alignment
- Structural stress monitors
- Medical instrumentation
- Machine tool alignment and control



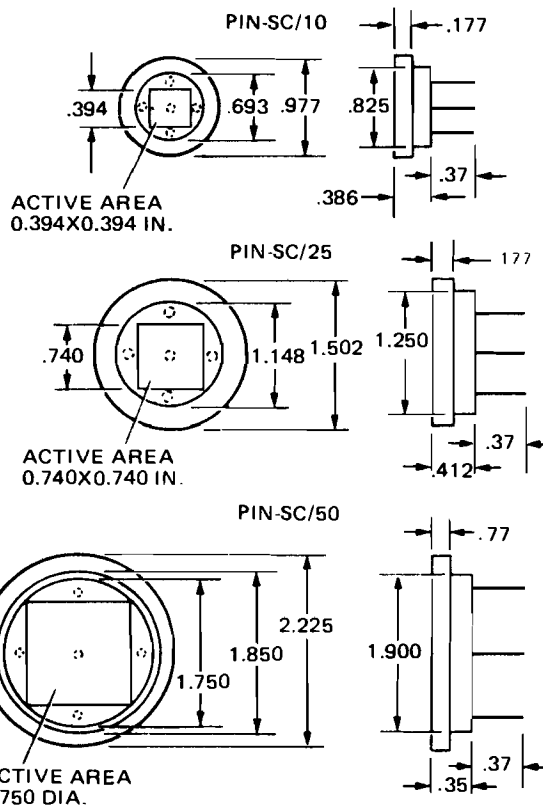
# ELECTRICAL CHARACTERISTICS

PARAMETER AND (UNITS)	PIN-SC/10			PIN-SC/25			PIN-SC/50		
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
Spectral Range @ 5% of Peak (nm)	350-1100			350-1100			350-1100		
Responsivity at Peak $\lambda$ (amps/watt) @ 10V Bias	—	0.35	—	—	0.35	—	—	0.35	—
Uniformity of Response	—	$\pm 5\%$	$\pm 15\%$	—	$\pm 5\%$	$\pm 15\%$	—	$\pm 5\%$	$\pm 15\%$
Position Sensitivity @ Peak $\lambda$ (amps/watt/cm)	—	0.6	—	—	0.32	—	—	0.17	—
Position From Center to a Point 25% of Distance from Center to Edge	—	0.5%	3.0%	—	0.5%	3.0%	—	0.5%	3.0%
Linearity 75% Center to Edge	—	4.0%	10.0%	—	3.0%	5.0%	—	3.0%	5.0%
Drift ( $\mu\text{m}/^\circ\text{C}$ )	—	2	10	—	2	10	—	2	10
NEP @ Peak $\lambda$ @ 1 kHz (watts/Hz $^{1/2}$ )	—	$10^{-11}$	—	—	$10^{-11}$	—	—	$10^{-11}$	—
Dark Current ( $\mu\text{A}$ ) @ 10V Bias	—	0.5	2.0	—	0.7	7.5	—	3.0	10.0
@ 50V Bias	—	0.8	4.0	—	1.2	15.0	—	7.0	30.0
Breakdown Voltage @ 30 $\mu\text{A}$ (volts)	100	250	—	100	250	—	100	250	—
Source Resistance	N/A Recommended Only for Photoconductive Operation								
Series Resistance (k $\Omega$ )	—	5	—	—	5	—	—	5	—
Capacitance (pF) @ 10V Bias	—	490	730	—	1420	2120	—	4800	7300
@ 50V Bias	—	220	330	—	660	980	—	2200	3300
Rise Time 10%–90% (ns) @ 10V Bias	—	105	220	—	105	220	—	95	220
@ 50V Bias	—	95	200	—	90	200	—	85	200
Fall Time 90%–10% ( $\mu\text{s}$ ) @ 10V Bias	—	1.6	3.0	—	2.8	6.0	—	3.0	6.0
@ 50V Bias	—	0.8	2.0	—	1.4	3.0	—	1.0	2.0
Frequency Response (MHz) @ 10V Bias	0.8	1.5	—	0.8	1.5	—	0.8	1.5	—
@ 50V Bias	0.8	1.5	—	0.8	1.5	—	0.8	1.5	—
Output for 10% Linearity ( $\mu\text{A}$ ) @ 10V Bias	100	1000	—	300	3000	—	800	8000	—
Approximate Saturation Level (mw/cm $^2$ )	—	10	—	—	10	—	—	10	—
Recommended Mode of Operation	Photoconductive			Photoconductive			Photoconductive		

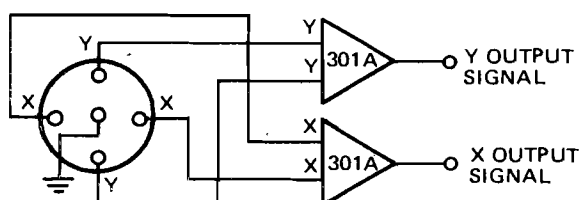
## MECHANICAL SPECIFICATIONS

SPECIFICATION	PIN-SC/10	PIN-SC/25	PIN-SC/50
Active Area Total Area (cm $^2$ )	1.0	3.5	12.6
Dimensions (in.)	0.394x0.394	0.740x0.740	1.4x1.4
Package Type	Machined	Machined	Machined
Window	Glass	Glass	Glass
Field of View Full Angle	160 $^\circ$	155 $^\circ$	162 $^\circ$
Temperature Range Operating and Storage	-55 to +125 $^\circ\text{C}$	-55 to +125 $^\circ\text{C}$	-55 to +125 $^\circ\text{C}$

## OUTLINE DIMENSIONS



## SCHEMATIC DIAGRAM



TYPICAL CONNECTIONS FOR  
DUAL AXIS DETECTOR TO  
UDT 301A AMPLIFIER

SPECIFICATIONS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE

D-020-0277



# UNITED DETECTOR TECHNOLOGY, INC

2644 30TH STREET, SANTA MONICA, CA 90405 ■ TELEPHONE (213) 396-3175 ■ TELEX 65-241

## CHOPPER-STABILIZED OPERATIONAL AMPLIFIER

QUICK REFERENCE DATA	
Open loop gain	min. $10^7$
Initial offset voltage	max. $\pm 10 \mu\text{V}$
Average offset voltage drift with temperature	max. $0,1 \mu\text{V}/\text{degC}$
Bias current	max. $\pm 70 \text{ pA}$
Noise voltage (0,01 to 1 Hz), peak to peak	$0,7 \mu\text{V}$

### APPLICATION

The component possesses a high current and voltage stability therefore small d.c. and low-frequency signals receive accurate amplified reproduction. Changes due to environmental conditions such as temperature time and power supply voltages have only a minor influence on the circuit performance. Initial offsets are very small, therefore initial adjustments and periodic calibration can be eliminated in many applications.

### DESCRIPTION

To obtain a high d.c. stability, the d.c. and low-frequency signals are chopped, amplified (a.c. amplifier) and then demodulated. The higher frequency component of the signal at the common input is fed via a capacitor directly to the wide-band amplifier (see block diagram, Fig.1). Offset and drift of the wide-band amplifier is reduced by a factor equal to the gain of the a.c. amplifier.

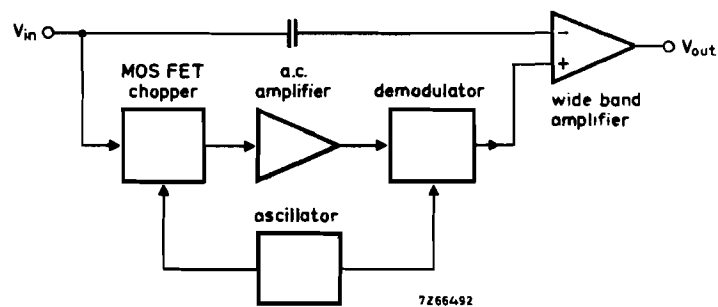


Fig.1 Block diagram

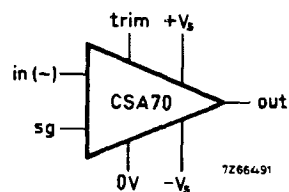


Fig. 2 Drawing symbol

## MECHANICAL DATA

Dimensions (mm) and terminal location

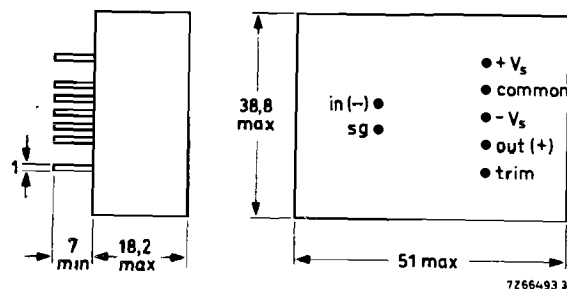


Fig. 3

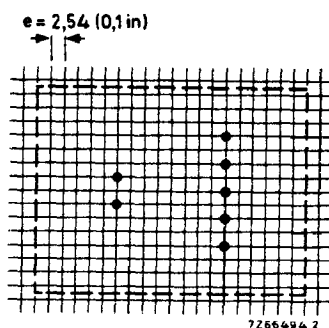


Fig. 4 Terminal location on 0,1 inch grid.

sg = signal earth  
in (-) = inverting input  
out = output  
 $+V_s$  = positive supply voltage  
 $-V_s$  = negative supply voltage  
0 V = common supply voltage  
trim = offset voltage adjustment

## ELECTRICAL DATA

Ambient temperature  $+25^{\circ}\text{C}$ , supply voltages  $+15/-15\text{ V}$ , unless stated otherwise.

### Ambient temperature range

Operating, rated specification 0 to  $+60^{\circ}\text{C}$   
Storage  $-40$  to  $+85^{\circ}\text{C}$

### Power supply

Voltage, rated specification  $\pm 15\text{ V} \pm 3\%$   
derated specification  $\pm 12\text{ V}$  to  $\pm 18\text{ V}$

Typ. current at  $+15/-15\text{ V}$   $+7/-7\text{ mA}$  + load current  
at  $+12/-12\text{ V}$   $+4/-5\text{ mA}$  + load current

### Open loop gain ( $R_L = 2\text{ k}\Omega$ )

min.  $10^7$

### Frequency response

Unity gain bandwidth (small signal) min. 0,5 MHz (frequency roll-off 6 dB/oct.)

Full power frequency min. 5 kHz

Slewing rate min. 0,3 V/ $\mu\text{s}$

Overload recovery time typ. 3 s, max. 5 s

For method which will substantially reduce recovery time, see circuit of Fig. 5.

### Input data

	typical	maximum
Initial offset voltage (adjustable to zero with 100 k $\Omega$ potentiom.*)		$\pm 10\text{ }\mu\text{V}$
Average offset voltage drift with temperature		0,1 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
Average offset voltage drift with supply voltage		0,1 $\mu\text{V}/\%$
Average offset voltage drift with time	1 $\mu\text{V}/\text{month}$	
Bias current		$\pm 70\text{ pA}$
Average bias current drift with temperature		0,7 $\text{pA}/^{\circ}\text{C}$
Average bias current drift with supply voltage	0,4 $\text{pA}/\%$	
Average bias current drift with time	10 $\text{pA}/\text{month}$	

\*) Potentiometer to be connected between  $+V_s$  and  $-V_s$ , slider to "trim".

Input voltage range	$\pm 20$ V	
Noise voltage		
0,01 Hz to 1 Hz, p-p	0,7 $\mu$ V	
0,01 Hz to 10 Hz, p-p	5 $\mu$ V	
10 Hz to 5 kHz, r.m.s.	2,5 $\mu$ V	
Noise current		
0,01 Hz to 1 Hz, p-p	5 pA	
0,01 Hz to 10 Hz, p-p	40 pA	
Burst noise (popcorn noise) peak voltage of CSA70L, measured across 100 k $\Omega$	< 15 $\mu$ V	
Input impedance	min. 200 k $\Omega$	
Output data	typical	minimum
Output voltage, $R_L = 10$ k $\Omega$	$\pm 14$ V	$\pm 12$ V
$R_L = 2$ k $\Omega$	$\pm 13$ V	$\pm 10$ V
Output current	$\pm 12$ mA	
Output resistance (without feedback)	max. 200 $\Omega$	

Continuous short circuit is allowed between the output and earth, or between the output and supplies.

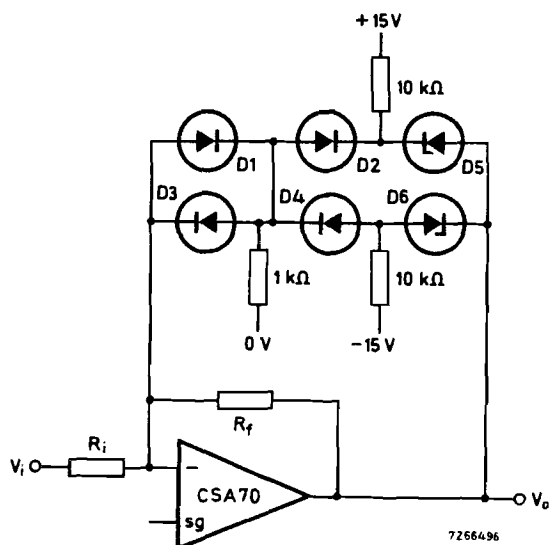


Fig. 5

D1 - D4 = BAW62

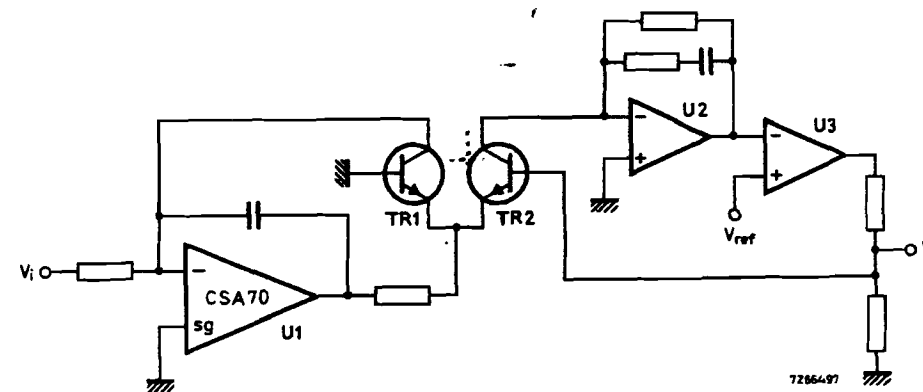
D5, D6 = BZX79/C10 or BZY88/C10

The resistors are carbon types, 1/8 W, 5%

## APPLICATION INFORMATION

For extensive information on theoretical background and practical applications of operational amplifiers refer to our Application Book: "Measurement and Control using 40-series modules", order number 9399 263 05901.

## 1. Logarithmic amplifier (6 decade)

Fig. 6  $V_i = 10 \mu$ V to 10 V.

TR1, TR2 = matched transistor pair, thermally coupled.  
U2, U3 = general purpose amplifiers.

## 2. Inverting amplifier with very high input impedance

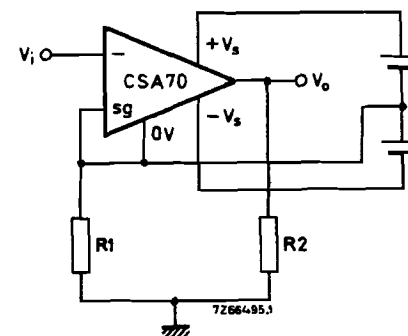


Fig. 7

$+V_s$  and  $-V_s$  must be floating.

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} V_i$$

$$Z_i > 100 \text{ M}\Omega$$

(Note that input floats with respect to supplies, and that gain can be chosen less than unity.)



# Low Cost I Multiplier, Divider, Squarer, Square Root

## AD533

### FEATURES

Low Cost

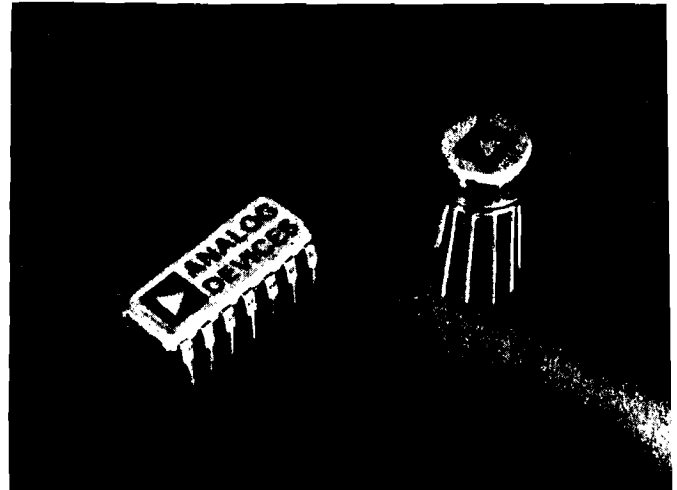
Simplicity of Operation: Only

Four External Adjustments

Max 4-Quadrant Error Below 0.5%  
(AD533L)

Low Temperature Drift:  $0.01\%/^{\circ}\text{C}$   
(AD533L)

Multiplies, Divides, Squares, Square Roots



### PRODUCT DESCRIPTION

The Analog Devices AD533 is a low cost integrated circuit multiplier comprised of a transconductance multiplying element, stable reference, and output amplifier on a monolithic silicon chip. Specified accuracy is easily achieved by the straight-forward adjustment of feedthrough, output zero, and gain trim pots. The AD533 multiplies in four quadrants with a transfer function of  $XY/10$ , divides in two quadrants with a  $10Z/X$  transfer function, and square roots in one quadrant with a transfer function of  $-\sqrt{10Z}$ . Several levels of accuracy are provided: the AD533J, AD533K, and AD533L, for 0 to  $+70^{\circ}\text{C}$  operation, are specified for maximum multiplying errors of 2%, 1%, and 0.5% respectively at  $+25^{\circ}\text{C}$ . The AD533S, for operation from  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$ , is guaranteed for a maximum 1% multiplying error at  $+25^{\circ}\text{C}$ . The maximum error specification is a true measure of overall accuracy since it includes the effects of offset voltage, feedthrough, scale factor, and nonlinearity in all four quadrants.

The low drift design of the AD533 insures that high accuracy is maintained with variations in temperature. The op amp output provides  $\pm 10$  volts at 5mA, and is fully protected against short circuits to ground or either supply voltage: all inputs are fully protected against over-voltage transients with internal series resistors. The devices provide excellent ac performance, with typical small signal bandwidth of 1.0MHz, full power bandwidth of 750kHz, and slew rate of  $45\text{V}/\mu\text{s}$ .

The low cost and simplicity of operation of the AD533 make it especially well suited for use in such widespread applications as modulation and demodulation, automatic gain control and phase detection. Other applications include frequency discrimination, rms computation, peak detection, voltage controlled oscillators and filters, function generation, and power measurements.

All models are available in the hermetically-sealed TO-100 metal can and TO-116 ceramic DIL packages.

///

# CIFICATIONS (typical @ +25°C, externally trimmed and $V_S = \pm 15\text{V}$ dc unless otherwise specified) B3

ER	CONDITIONS	AD533J	AD533K	AD533L	AD533S
<b>MAX RATINGS</b>					
Power Dissipation		500mW	•	•	•
oltage (Note 1)					
$V_{in}, Z_{in}, X_o, Y_o, Z_o$		$\pm V_S$	•	•	•
perating Temp Range		0 to +70°C	•	•	-55°C to +125°C
Temp Range		-65°C to +150°C	•	•	•
Short Circuit	To Ground	Indefinite	•	•	•
<b>ER SPECIFICATIONS</b>					
Function		XY/10	•	•	•
Untrimmed		XY/6 max [XY/10 min]	•	•	•
ror (of full scale)		$\pm 2.0\%$ max	$\pm 1.0\%$ max	$\pm 0.5\%$ max	$\pm 1.0\%$ max
$T_A = \text{min to max}$		$\pm 3.0\%$	$\pm 2.0\%$	$\pm 1.0\%$	$\pm 1.5\%$
perature	$T_A = \text{min to max}$	$\pm 0.04\%/^{\circ}\text{C}$	$\pm 0.03\%/^{\circ}\text{C}$	$\pm 0.01\%/^{\circ}\text{C}$	$\pm 0.01\%/^{\circ}\text{C}$
arity					
ut	$V_X = V_O = 20\text{V(p-p)}$	$\pm 0.8\%$	$\pm 0.5\%$	••	••
ut	$V_Y = V_O = 20\text{V(p-p)}$	$\pm 0.3\%$	$\pm 0.2\%$	••	••
ough					
ut	$V_X = 20\text{V(p-p)}, V_Y = 0, f = 50\text{Hz}$	150mV(p-p) max	200mV(p-p) max	50mV(p-p) max	100mV (p-p) max
ut	$V_Y = 20\text{V(p-p)}, V_X = 0, f = 50\text{Hz}$	200mV(p-p) max	150mV(p-p) max	50mV(p-p) max	100mV (p-p) max
<b>IFICATIONS</b>					
Function		10Z/X	•	•	•
Untrimmed		10Z/X max [6Z/X min]	•	•	•
ror (of full scale)	$V_X = -10\text{V dc}, V_Z = \pm 10\text{V dc}$	$\pm 1.0\%$	$\pm 0.5\%$	$\pm 0.2\%$	$\pm 0.5\%$
	$V_X = -1\text{V dc}, V_Z = \pm 10\text{V dc}$	$\pm 3.0\%$	$\pm 2.0\%$	$\pm 1.5\%$	$\pm 2.0\%$
<b>IFICATIONS</b>					
Function		$X^2/10$	•	•	•
Untrimmed		$X^2/6 \text{ max } [X^2/10 \text{ min}]$	•	•	•
ror (of full scale)		$\pm 0.8\%$	$\pm 0.4\%$	$\pm 0.2\%$	$\pm 0.4\%$
<b>OOTER SPECIFICATIONS</b>					
Function		$-\sqrt{10Z}$	•	•	•
Untrimmed		$-\sqrt{10Z} \text{ max } [-\sqrt{6Z} \text{ min}]$	•	•	•
ror (of full scale)		$\pm 0.8\%$	$\pm 0.4\%$	$\pm 0.2\%$	$\pm 0.4\%$
<b>IFICATIONS</b>					
istance					
ut		10M $\Omega$	•	•	•
ut		6M $\Omega$	•	•	•
ut		36k $\Omega$	•	•	•
as Current					
Inputs		3 $\mu\text{A}$	7.5 $\mu\text{A}$ max	5 $\mu\text{A}$ max	7.5 $\mu\text{A}$ max
ut		$\pm 25\mu\text{A}$	•	•	•
Inputs	$T_A = \text{min to max}$	12 $\mu\text{A}$	10 $\mu\text{A}$	7 $\mu\text{A}$	7 $\mu\text{A}$
ut	$T_A = \text{min to max}$	$\pm 35\mu\text{A}$	•	•	•
oltage	$T_A = \text{min to max}$				
$V_Y, V_Z$	For Rated Accuracy	$\pm 10\text{V}$	•	•	•
<b>IFICATIONS</b>					
gnal, Unity Gain		1.0MHz	•	•	•
ver Bandwidth		750kHz	•	•	•
te		45V/ $\mu\text{s}$	•	•	•
gnal Amplitude Error		1% at 75kHz	•	•	•
% Vector Error	0.5° phase shift	5kHz	•	•	•
Time	$\pm 10\text{V}$ step	1 $\mu\text{s}$ to 2%	•	•	•
d Recovery		2 $\mu\text{s}$ to 2%	•	•	•
<b>AMPLIFIER SPECIFICATIONS</b>					
Impedance		100 $\Omega$	•	•	•
Voltage Swing	$T_A = \text{min to max}$				
	$R_L \geq 2\text{k}\Omega, C_L \leq 1000\text{pF}$	$\pm 10\text{V}$ min	•	•	•
Noise	$f = 5\text{Hz to } 10\text{kHz}$	0.6mV(rms)	•	•	•
	$f = 5\text{Hz to } 5\text{MHz}$	3.0mV(rms)	•	•	•
Offset Voltage		Trimable To Zero	•	•	•
perature	$T_A = \text{min to max}$	0.7mV/ $^{\circ}\text{C}$	•	•	•
<b>PLY SPECIFICATIONS</b>					
oltage	Rated Performance	$\pm 15\text{V}$	•	•	•
	Operating	$\pm 15\text{V to } \pm 18\text{V}$	$\pm 10\text{V to } \pm 18\text{V}$	$\pm 10\text{V to } \pm 18\text{V}$	$\pm 10\text{V to } \pm 22\text{V}$
Current	Quiescent	$\pm 6\text{mA}$ max	•	•	•
upply Variation	Includes Effects of Recommended Null Pots				
plier Accuracy		$\pm 0.5\%/%$	•	•	•
ut Offset		$\pm 10\text{mV}/%$	•	•	•
Factor		$\pm 0.1\%/%$	•	•	•
through		$\pm 10\text{mV}/%$	•	•	•

ax input voltage is zero when supplies are turned off.

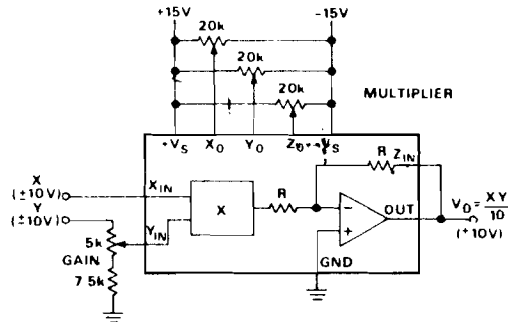
ions same as AD533J

itions same as AD533K

ons subject to change without notice.

## MULTIPLIER

Multiplier operation is accomplished by closing the loop around the internal op amp with the Z input connected to the output. The  $X_0$  null pot balances the X input channel to minimize Y feedthrough and similarly the  $Y_0$  pot minimizes the X feedthrough. The  $Z_0$  pot nulls the output op amp offset voltage and the gain pot sets the full scale output level.



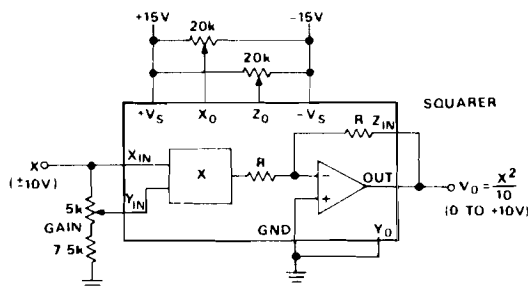
## TRIM PROCEDURES

1. With  $X = Y = 0$  volts, adjust  $Z_0$  for 0V dc output.
2. With  $Y = 20$  volts p-p (at  $f = 50$ Hz) and  $X = 0$ V, adjust  $X_0$  for minimum ac output.
3. With  $X = 20$  volts p-p (at  $f = 50$ Hz) and  $Y = 0$ V, adjust  $Y_0$  for minimum ac output.
4. Readjust  $Z_0$  for 0V dc output.
5. With  $X = +10$ V dc and  $Y = 20$  volts p-p (at  $f = 50$ Hz), adjust gain for output =  $Y_{in}$ .

NOTE: For best accuracy over limited voltage ranges (e.g.,  $\pm 5$ V), gain and feedthrough adjustments should be optimized with the inputs in the desired range, as linearity is considerably better over smaller ranges of input.

## SQUARER

Squarer operation is a special case of multiplier operation where the X and Y inputs are connected together and two quadrant operation results since the output is always positive. When the X and Y inputs are connected together, a composite offset results which is the algebraic sum of the individual offsets which can be nulled using the  $X_0$  pot alone.

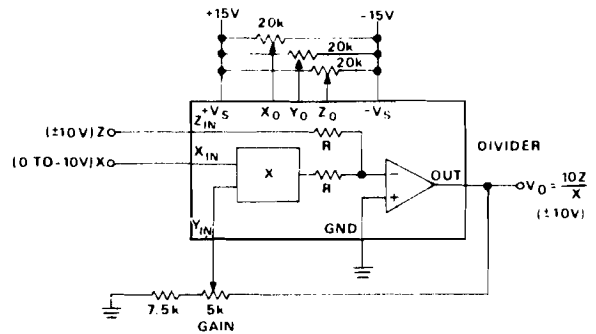


## TRIM PROCEDURES

1. With  $X = 0$  volts, adjust  $Z_0$  for 0V dc output.
2. With  $X = +10$ V dc, adjust gain for +10V dc output.
3. Reverse polarity of X input and adjust  $X_0$  to reduce the output error to  $\frac{1}{2}$  its original value, readjust the gain to take out the remaining error.
4. Check the output offset with input grounded. If nonzero, repeat the above procedure until no errors remain.

## DIVIDER

The divide mode utilizes the multiplier in a fed-back configuration where the Y input now controls the feedback factor. With  $X =$  full scale, the gain ( $V_O/Z$ ) becomes unit after trimming. Reducing the X input reduces the feedback around the op amp by a like amount, thereby increasing the gain. This reciprocal relationship forms the basis of the divide mode. Accuracy and bandwidth decrease as the denominator decreases.

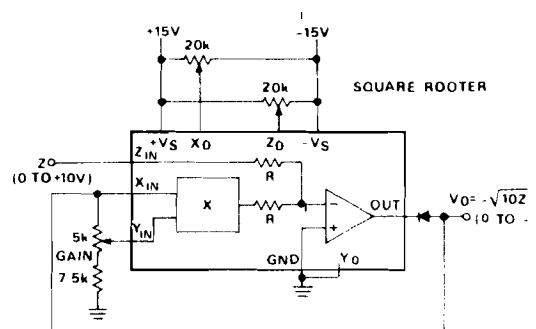


## TRIM PROCEDURES

1. Set all pots at mid-scale.
2. With  $Z = 0$ V, trim  $Z_0$  to hold the output constant, as  $X$  is varied from -10V dc through -1V dc.
3. With  $Z = 0$ V,  $X = -10$ V dc, trim  $Y_0$  for 0V dc.
4. With  $Z = X$  or  $-X$ , trim  $X_0$  for the minimum worst-case variation as  $X$  is varied from -10V dc to -1V dc.
5. Repeat steps 2 and 3 if step 4 required a large initial adjustment.
6. With  $Z = X$  or  $-X$ , trim the gain for the closest average approach to  $\pm 10$ V dc output as  $X$  is varied from -10V dc to -3V dc.

## SQUARE ROOTER

This mode is also a fed-back configuration with both the X and Y inputs tied to the op amp output through an external diode to prevent latchup. Accuracy, noise and frequency response are proportional to  $\sqrt{Z}$ , which implies a wider usable dynamic range than the divide mode.

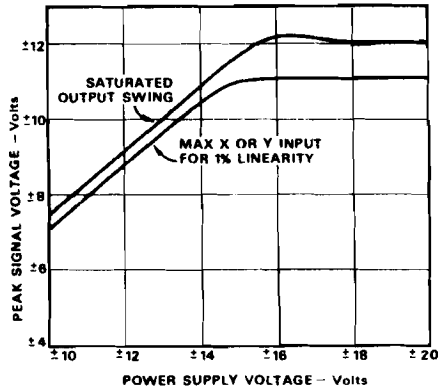


## TRIM PROCEDURES

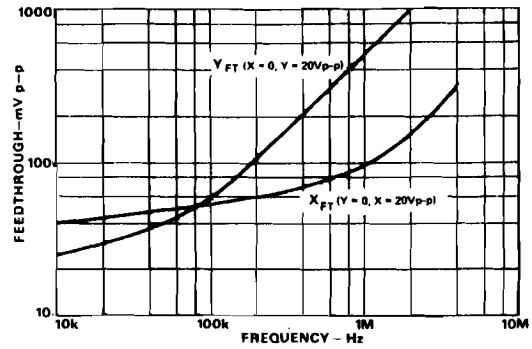
1. With  $Z = +0.1$ V dc, adjust  $Z_0$  for Output = -1.0V dc.
2. With  $Z = +10.0$ V dc, adjust gain for Output = -10.0V dc.
3. With  $Z = +2.0$ V dc, adjust  $X_0$  for Output = -4.47  $\pm 0.1$ V dc.
4. Repeat steps 2 and 3, if necessary. Repeat step 1.



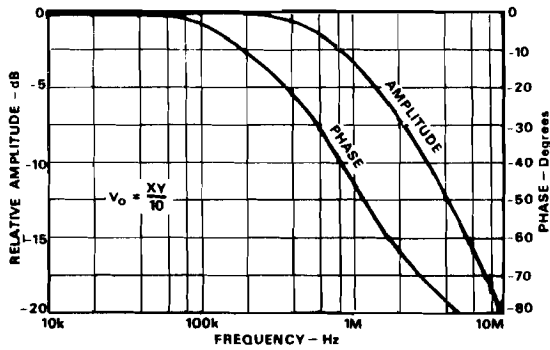
## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



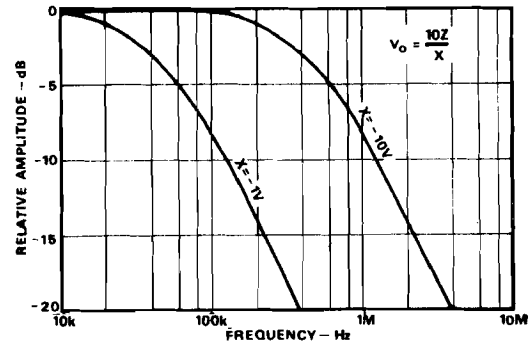
Allowable Signal Swing vs. Supply Voltage



Feedthrough vs. Frequency



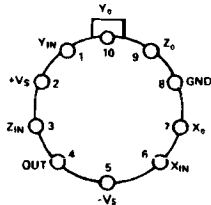
Closed Loop Frequency and Phase Response



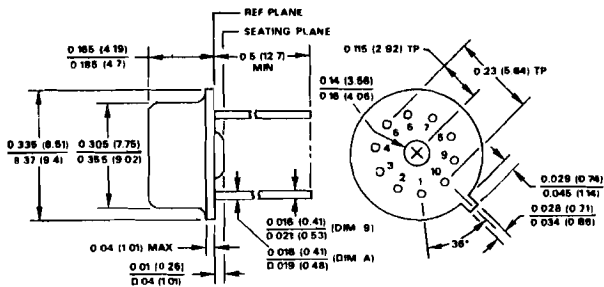
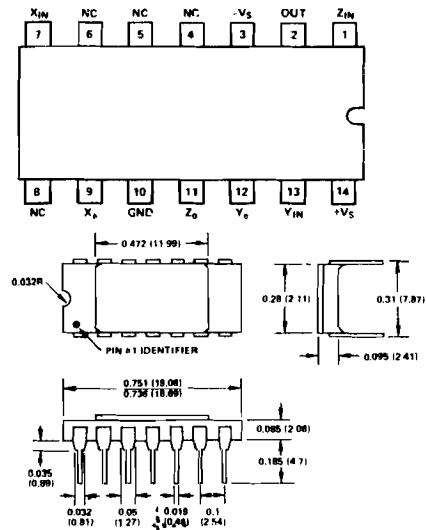
Divide Mode Frequency Response

## PIN CONFIGURATION &amp; DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

AD533H  
TO-100

TOP VIEW

AD533D  
TO-116

## ORDERING GUIDE

MODEL	MULT. ERROR (Max @ +25°C)	TEMP. RANGE	ORDER NUMBER
AD533J	±2.0%	0 to +70°C	AD533JH* AD533JD†
AD533K	±1.0%	0 to +70°C	AD533KH AD533KD
AD533L	±0.5%	0 to +70°C	AD533LH AD533LD
AD533S	±1.0%	-55°C to +125°C	AD533SH AD533SD

\*TO-100 metal can package

†TO-116 ceramic DIL package



# 12-Bit Successive Approximation Integrated Circuit A/D Converter

## FEATURES

### Performance

True 12-Bit Operation: Max Nonlinearity  $< \pm 0.012\%$   
 Low Gain T.C.:  $< \pm 15 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  (AD572B)  
 Low Power: 900mW  
 Fast Conversion Time:  $< 25 \mu\text{s}$   
 Monotonic Feedback DAC Guarantees No Missing Codes  
 Hermetically-Sealed, Electrostatically-Shielded DIP

### Versatility

Military/Aerospace Temperature Range:  
 $-55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$  (AD572S)  
 MIL-STD-883B Processing Available  
 Positive-True Serial or Parallel Logic Outputs  
 Short-Cycle Capability

### Value

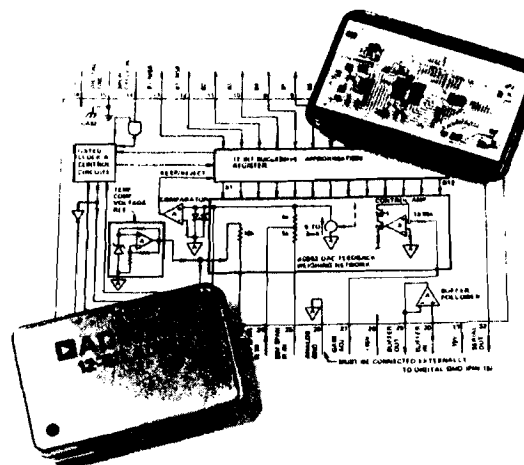
Precision +10V Reference for External Application  
 Internal Buffer Amplifier  
 High Reliability Welded Metal Package  
 Low Cost

## GENERAL DESCRIPTION

The AD572 is a complete 12-bit successive approximation analog-to-digital converter that includes an internal clock, reference, comparator, and buffer amplifier. Its hybrid IC design utilizes MSI digital and linear monolithic chips and active laser trimming of high-stability thin-film resistors to provide modular performance, flexibility, and ease of use, combined with IC size, price, and reliability.

Important performance characteristics of the AD572 include a maximum linearity error at  $25^\circ\text{C}$  of  $\pm 0.012\%$ , gain T.C. below  $15 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ , typical power dissipation of 900mW, and conversion time of less than  $25 \mu\text{s}$ . Of considerable significance in military and aerospace applications is the guaranteed performance from  $-55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$  of the AD572S, and the availability of units processed to MIL-STD-883B. Monotonic operation of the feedback D/A converter guarantees no missing output codes over temperature ranges of 0 to  $+70^\circ\text{C}$ ,  $-25^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$ , and  $-55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$ .

The design of the AD572 includes scaling resistors that provide analog input signal ranges of  $\pm 2.5$ ,  $\pm 5.0$ ,  $\pm 10$ , 0 to  $+5$ , or 0 to  $+10$  volts. Adding flexibility and value are the  $+10\text{V}$  precision reference, which also can be used for external applications, and the input buffer amplifier. All digital signals are fully DTL and TTL compatible, and the data output is positive-true and available in either serial or parallel form.



The AD572 is packaged in a hermetically-sealed, all-metal DIP. Welding...rather than solder sealing...eliminates any possibility of contamination from flux and solder particulate. The metal construction provides excellent shielding from random electrostatic and/or electromagnetic radiation which could cause incorrect output codes. To insure a level of reliability consistent with its performance, each AD572 receives a stringent pre-cap visual inspection, high temperature storage and temperature cycling, acceleration testing, fine and gross leak testing, and operating burn-in.

The AD572 is available in three versions with differing guaranteed performance characteristics and operating temperature ranges; the "A" and "B" are specified from  $-25^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$  and the "S" from  $-55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$ .

## PRODUCT DESCRIPTION

The AD572 functional diagram and pin-out are shown in Figure 1. The device consists of the following monolithic bipolar transistor and thin-film resistor circuit elements:

1. 12-bit successive-approximation register
2. 12-bit feedback DAC weighing network
3. low-drift comparator
4. temperature-compensated precision  $+10\text{V}$  reference
5. high-impedance buffer follower
6. gated clock and digital control circuits

# PECIFICATIONS

(typical @ +25°C, ±15V and +5V unless otherwise noted)

DEL	AD572AD	AD572BD	AD572SD
<b>OLUTION</b>	12 Bits	*	*
<b>ALOG INPUTS</b>			
Voltage Ranges			
Bipolar	±2.5, ±5.0, ±10.0V	*	*
Unipolar	0 to +5, 0 to +10V	*	*
Impedance (Direct Input)			
0 to +5V, ±2.5V	2.5kΩ	*	*
0 to +10V, ±5V	5.0kΩ	*	*
±10V	10kΩ	*	*
Buffer Amplifier			
Impedance (min)	100MΩ	*	*
Bias Current	50nA	*	*
Settling Time to 0.01% of FSR for 20V step	2μs	*	*
<b>DITAL INPUTS</b>			
Convert Command	Note 1	*	*
Logic Loading	1 TTL Load	*	*
<b>TRANSFER CHARACTERISTICS</b>			
Gain Error (Note 2)	±0.05% FSR (Adj to Zero)	*	*
Unipolar Offset Error	±0.05% FSR (Adj to Zero)	*	*
Bipolar Offset Error	±0.1% FSR (Adj to Zero)	*	*
Linearity Error (max)	0.012% FSR	*	*
Inherent Quantization Error	±½ LSB	*	*
Differential Linearity Error	±½ LSB	*	*
No Missing Codes	Guaranteed: 0 to +70°C	Guaranteed: -25°C to +85°C	Guaranteed: -55°C to +125°C
Power Supply Sensitivity			
±15V	±0.002% FSR/%ΔV <sub>S</sub>	*	*
±5V	±0.001% FSR/%ΔV <sub>S</sub>	*	*
<b>TEMPERATURE COEFFICIENTS</b>			
Gain (max)	±30ppm/°C (-25°C to +85°C)	±15ppm/°C (-25°C to +85°C)	±15ppm/°C (-25°C to +85°C) ±25ppm/°C (-55°C to +125°C)
Unipolar Offset	±3ppm FSR/°C	±3ppm FSR/°C (max)	**
Bipolar Offset (max)	±15ppm FSR/°C	±7ppm FSR/°C	**
Linearity	±3ppm FSR/°C	±2ppm FSR/°C	**
<b>CONVERSION TIME (max)</b>	25μs	*	*
<b>DITAL OUTPUTS (All Codes Positive-True)</b>			
Parallel Data			
Unipolar Code	Binary	*	*
Bipolar Code	Offset Binary/Two's Complement	*	*
Output Drive	2 TTL Loads	*	*
Serial Data (NRZ format)			
Unipolar Code	Binary	*	*
Bipolar Code	Offset Binary	*	*
Output Drive	2 TTL Loads	*	*
Status	Logic "1" during Conversion	*	*
Status	Logic "0" during Conversion	*	*
Output Drive	2 TTL Loads	*	*
External Clock			
Output Drive	2 TTL Loads	*	*
Frequency	500kHz	*	*
<b>INTERNAL REFERENCE VOLTAGE</b>	+10.00V, ±5mV	*	*
Max External Current	±4mA	*	*
Voltage Temperature Coefficient (max)	±20ppm/°C	±10ppm/°C	**
<b>POWER REQUIREMENTS</b>			
Supply Voltages/Currents	+15V, ±5% @ +25mA -15V, ±5% @ -20mA +5V, ±5% @ +50mA	*	*
Max Power Dissipation	925mW	*	*
<b>TEMPERATURE RANGE</b>			
Specification	-25°C to +85°C	*	-55°C to +125°C
Operating	-55°C to +125°C	*	*
Storage	-55°C to +150°C	*	*
Same specification as AD572AD	Note 1	Positive pulse 200nsec wide (min). Leading edge ("0" to "1") resets registers. Trailing edge ("1" to "0") initiates conversion.	
Same specification as AD572BD			
Specifications subject to change without notice.	Note 2	With 50Ω, 1% fixed resistor in place of Gain Adjust pot; see Figures 4 and 5.	

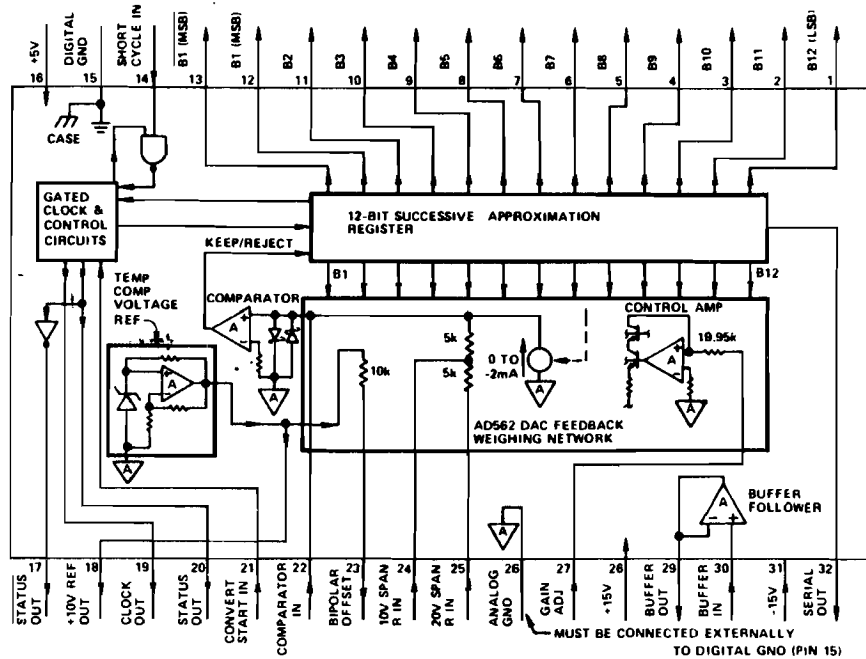


Figure 1. AD572 Functional Diagram & Pinout

The +10V reference is derived from a low T.C. zener reference diode which has its zener voltage amplified and buffered by an op amp. The reference voltage is calibrated to +10V,  $\pm 1\text{mV}$  by active laser trimming of the thin-film resistors which determine the closed-loop gain of this op amp.

The DAC feedback weighing network is comprised of a proprietary 12-bit analog current switch chip and silicon-chromium thin-film ladder network (separately packaged as the AD562 12-bit D/A converter). This ladder network is active laser-trimmed to calibrate all bit ratio scale factors to a precision of 0.0005% of FSR (full-scale range) to guarantee no missing codes over the appropriate temperature ranges specified for the AD572A, AD572B, and AD572S versions.

Different unipolar and bipolar analog input ranges can be selected by changing connections at the device terminal pins. The analog voltage input can be applied to either of the span (direct input) resistors. Alternatively, the unity buffer follower can be connected between the analog signal and either direct input terminal when a high impedance input is required.

### THEORY OF OPERATION

On receipt of a CONVERT START command, the AD572 converts the voltage at its analog input into an equivalent 12-bit binary number. This conversion is accomplished as follows:

The 12-bit successive-approximation register (SAR) has its 12-bit outputs connected both to the respective device bit output pins and to the corresponding bit inputs of the feedback DAC.

The analog input is successively compared to the feedback DAC output, one bit at a time (MSB first, LSB last). The decision to keep or reject each bit is then made at the completion of each bit comparison period, depending on the state of the comparator at that time.

### TIMING

The timing diagram is shown in Figure 2. Receipt of a CONVERT START signal sets the STATUS flag, indicating conversion in progress. This, in turn, removes the inhibit applied to the gated clock, permitting it to run through

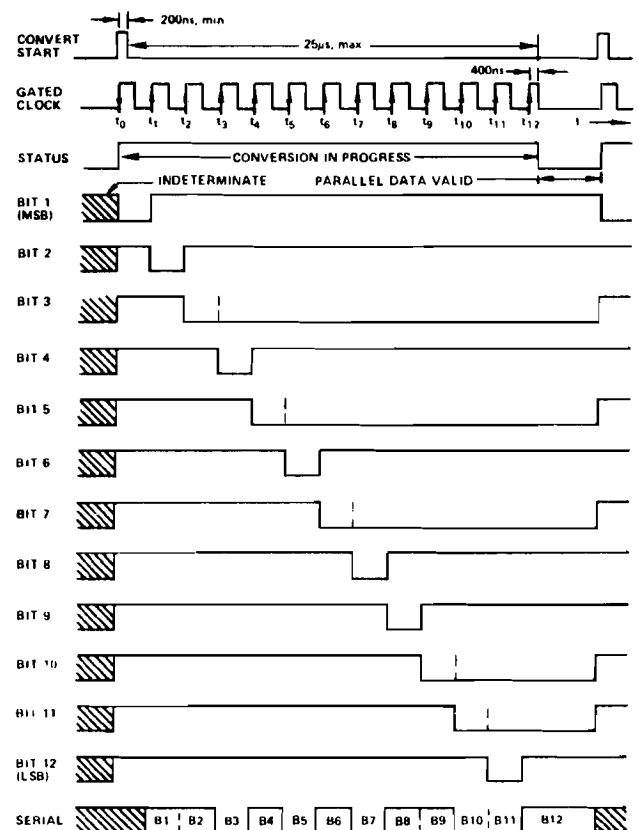


Figure 2. Timing Diagram (Binary Code 110101011001)

cycles. All SAR parallel bit and STATUS flip-flops are realized on the leading edge, and the gated clock inhibit signal removed on the trailing edge of the CONVERT signal. At time  $t_0$ ,  $B_1$  is reset and  $B_2 \dots B_{12}$  are unconditionally. At  $t_1$  the Bit 1 decision is made (keep) and Bit 2 is unconditionally reset. At  $t_2$ , the Bit 2 decision is made (keep) and Bit 3 is reset unconditionally. This sequence continues until the Bit 12 (LSB) decision (keep) is made at  $t_{12}$ . After a 400ns delay period, the STATUS flag is set, indicating that the conversion is complete and that parallel output data is valid. Resetting the STATUS flag removes the gated clock inhibit signal, forcing the clock input to the logic "0" state.

responding serial and parallel data bits become valid on the same positive-going clock edge. Serial data does not change and is guaranteed valid on negative-going clock edges; however, serial data can be transferred quite simply by clocking it into a receiving shift register on these edges (see Figure 8).

Incorporation of this 400ns delay period guarantees that parallel (and serial) data are valid at the Logic "1" to "0" transition of the STATUS flag, permitting parallel data transfer to be initiated by the trailing edge of the STATUS signal.

#### ANALOG CODING

AD572 binary output number  $N_0 = B_1 B_2 B_3 \dots B_{12}$  related to the analog input voltage  $E_{in}$  for all unipolar ranges by the expression:

$$\frac{B_1 2^{11} + B_2 2^{10} + B_3 2^9 + \dots + B_{12} 2^0}{2^{12}} = \frac{E_{in}}{FSR} \quad (1)$$

where  $B_1$  = MSB,  $B_{12}$  = LSB, and FSR = full-scale range. For all bipolar ranges a fixed bipolar offset equal to  $\frac{+FSR}{2}$

is internally summed with  $E_{in}$  so that the sum of  $E_{in}$  plus offset will be positive over the rated operating range. For bipolar ranges, expression (1) becomes:

$$\frac{B_1 2^{11} + B_2 2^{10} + B_3 2^9 + \dots + B_{12} 2^0}{2^{12}} = \frac{E_{in} + \frac{FSR}{2}}{FSR} \quad (2)$$

Expressions (1) and (2) can be put in an alternate form:

$$\left( \frac{B_2}{4} + \frac{B_3}{8} + \dots + \frac{B_{12}}{4096} \right) FSR = E_{in} \quad (3)$$

Unipolar (Binary Coding)

...

$$\left( \frac{B_2}{4} + \frac{B_3}{8} + \dots + \frac{B_{12}}{4096} \right) FSR - \frac{FSR}{2} = E_{in} \quad (4)$$

Bipolar (Offset Binary Coding)

Two examples will illustrate how this binary coding works.

#### +10V INPUT RANGE

Assume FSR = 10V and  $B_1 B_2 B_3 \dots B_{12} = 110001000001$ . From (3),  $E_{in} = +5V + 2.5V + 0.1563V + 0.0024V = 8.7V$ .

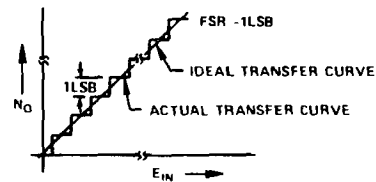
#### -5V TO +5V INPUT RANGE

Assume FSR = 10V as above, but that the bipolar offset is connected and  $B_1 B_2 B_3 \dots B_{12} = 0110000000001$ . Then from (4),  $E_{in} = (+2.5V + 1.25V + 0.0024V) - 5V = -1.2476V$ .

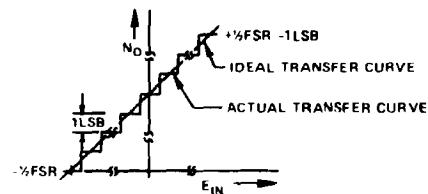
#### -10V TO +10V INPUT RANGE

Assume the bipolar offset is connected as above, but that the input span is now 20V. Assuming the same digital output code as in the -5V to +5V input range example, from (4),  $E_{in} = (+5V + 2.5V + 0.0049V) - 10V = -2.4951V$ , or twice the value of the previous example (neglecting round-off errors).

The encoding process defined by the previous relations (1) and (2) or (3) and (4) determines that the analog input lies within one of the  $2^{12} = 4096$  quantization levels between 0 and FSR (or  $-FSR/2$  and  $+FSR/2$ ). Figures 3 (A) and 3 (B) show the actual device transfer curves for unipolar and bipolar ranges (offset binary coding). They also show the ideal straight-line transfer curves which pass through the center of each quantization level. As can be seen from these figures, the actual and ideal transfer curves differ by exactly  $\pm 1/2$  LSB at the end of each quantization interval, giving rise to the fundamental  $\pm 1/2$  LSB quantization error inherent in the digitizing process.



(A) Unipolar Range (Binary Coding)



(B) Bipolar Range (Offset Binary Coding)

Figure 3. Unipolar and Bipolar Range Transfer Curves

#### ANALOG INPUT AND POWER CONNECTIONS

**Offset Adjust:** Analog and power connections for 0 to +10V unipolar and -10V to +10V bipolar input ranges are shown in Figures 4 and 5, respectively. The Bipolar Offset pin 23 is open-circuited for all unipolar input ranges, and connected to Comparator Input pin 22 for all bipolar input ranges. The zero adjust circuit consists of a potentiometer connected across  $\pm V_S$  with its slider connected through a 3.9M $\Omega$  resistor to Comparator Input pin 22 for all ranges. The tolerance of this fixed resistor is not critical, and a carbon composition type is generally adequate. Using a carbon composition resistor having a  $-1200\text{ppm}/^\circ\text{C}$  tempco contributes a worst-case offset tempco of  $8 \times 244 \times 10^{-6} \times 1200\text{ppm}/^\circ\text{C} = 2.3\text{ppm}/^\circ\text{C}$  of FSR, if the OFFSET ADJ potentiometer is set at either end of its adjustment range. Since the maximum offset adjustment required is typically no more than  $\pm 4\text{LSB}$ , use of a carbon composition offset summing resistor typically contributes no more than  $1\text{ppm}/^\circ\text{C}$  of FSR offset tempco.

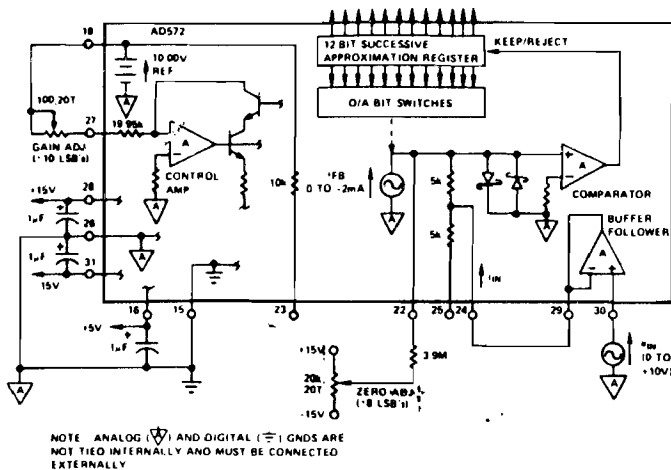


Figure 4. Analog and Power Connections for Unipolar 0 to +10V Input Range with Buffer Follower

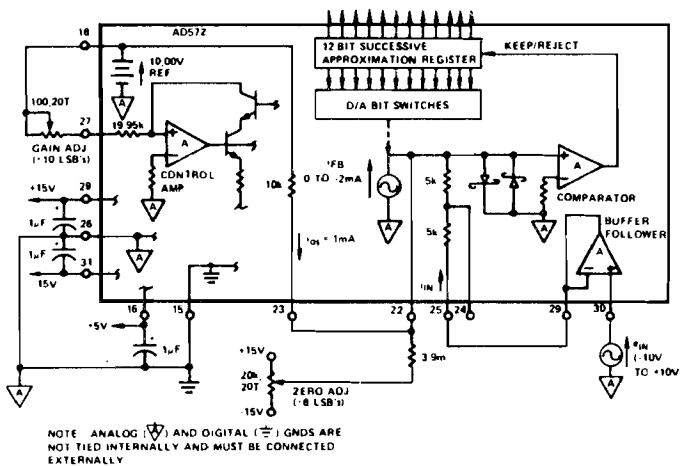


Figure 5. Analog and Power Connections for Bipolar -10V to +10V Input Range with Buffer Follower

An alternate offset adjust circuit, which contributes negligible offset tempco if metal film resistors (tempco < 100 ppm/°C) are used, is shown in Figure 6.

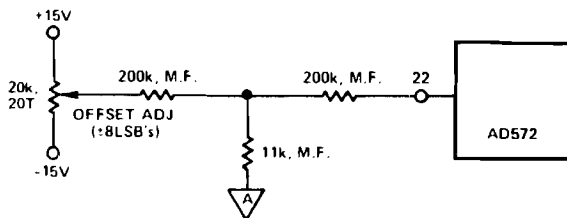


Figure 6. Low Tempco Zero Adj Circuit

In either zero adjust circuit, the fixed resistor connected to pin 22 should be located close to this pin to keep the pin 22 connection runs short, since the Comparator Input pin 22 is quite sensitive to external noise pick-up.

**Gain Adjust:** The gain adjust circuit consists of a 100Ω potentiometer connected between +10V Reference Output pin 18 and Gain Adjust Input pin 27 for all ranges. Both GAIN and ZERO ADJ potentiometers should be multi-turn, low tempco types; 20T cermet (tempco = 100ppm/°C max)

types are recommended. If the 100Ω GAIN ADJ potentiometer is replaced by a fixed 50Ω resistor, absolute gain calibration to ±0.1% of FSR is guaranteed.

**Grounding:** Analog and digital signal grounds should be kept separate where possible to prevent digital signals from flowing in the analog ground circuit and inducing spurious analog signal noise. Analog Ground pin 26 and Digital Ground pin 29 are not connected internally; these two pins must be connected externally for the device to operate properly. Preferably, this connection is made at only one point, and as close to the device as possible. The case is connected internally to 15 to provide good electrostatic shielding.

**Power Supply Bypassing:** The ±15V and +5V power leads should be capacitively bypassed for optimum device performance. 1μF tantalum types are recommended; these capacitors should be located close to the device. It is not necessary to shunt these capacitors with disc capacitors to provide additional high frequency power supply decoupling (as is required with some competitive products), since each power lead is bypassed internally with a 0.039μF ceramic capacitor.

#### CALIBRATION

External ZERO ADJ and GAIN ADJ potentiometers, connected as shown in Figures 3 and 4, are used for device calibration. To prevent interaction of these two adjustments, Zero is always adjusted first and then Gain. Zero is adjusted with the analog input near the most negative end of the analog range (0 for unipolar and -½FSR for bipolar input ranges). Gain is adjusted with the analog input near the most positive end of the analog range.

**0 to +10V Range:** Set analog input to +1LSB = +0.0024V. Adjust Zero for digital output = 000000000001; Zero is now calibrated. Set analog input to +FSR - 2LSB = +9.9952V. Adjust Gain for 11111111110 digital output code; full-scale (Gain) is now calibrated. Half-scale calibration check: set analog input to +5.0000V; digital output code should be 100000000000.

**-10V to +10V Range:** Set analog input to -9.9951V; adjust Zero for 000000000001 digital output (offset binary) code. Set analog input to +9.9902V; adjust Gain for 1111111111 digital output (offset binary) code. Half-scale calibration check: set analog input to 0.0000V; digital output (offset binary) code should be 100000000000.

**Other Ranges:** Representative digital coding for 0 to +10V, -5V to +5V, and -10V to +10V ranges is shown in Table 1. Coding relationships and calibration points for 0 to +5V and -2.5V to +2.5V ranges can be found by halving the corresponding code equivalents listed for the 0 to +10V and -5V to +5V ranges, respectively.

Zero and full-scale calibration can be accomplished to a precision of approximately ±¼LSB using the static adjustment procedure described above. By summing a small sine or triangular-wave voltage with the signal applied to the analog input, the output can be cycled through each of the calibration codes of interest to more accurately determine the center (or end points) of each discrete quantization level. A detailed description of this dynamic calibration technique is presented in "A/D Conversion Notes", D. Sheingold, Analog Devices, Inc., 1977, Part II, Chapter 4.

Analog Input - Volts (Center of Quantization Interval)			Input Normalized to FSR		Digital Output Code (Binary for Unipolar Ranges; Offset Binary for Bipolar Ranges)	
0 to +10V Range	-5V to +5V Range	-10V to +10V Range	Unipolar Ranges	Bipolar Ranges	B1 (MSB)	B12 (LSB)
+9.9976	+4.9976	+9.9951	+FSR-1 LSB	+½FSR-1 LSB	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	
+9.9952	+4.9952	+9.9902	+FSR-2 LSB	+½FSR-2 LSB	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0	
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
+5.0024	+0.0024	+0.0049	+½FSR+1 LSB	+1 LSB	1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1	
+5.0000	+0.0000	+0.0000	+½FSR	ZERO	1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
+0.0024	-4.9976	-9.9951	+1 LSB	-½FSR+1 LSB	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1	
+0.0000	-5.0000	-10.0000	ZERO	-½FSR	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	

Table 1. Digital Output Codes vs Analog Input For Unipolar and Bipolar Ranges

### 12-BIT AND BUFFER FOLLOWER PIN CONNECTIONS

Figure 7 shows the pin connections for each of the ranges, with and without the buffer follower being used, as shown in Table 2.

Range	Buffer Follower	Connect Analog Input To Pin:	Connect Span Pin:	Connect Bipolar Pin 23 To:
+5V	Used	30, and 29 to 24	25 to 22	—
	Not Used	24		
+10V	Used	30, and 29 to 24	—	—
	Not Used	24		
+2.5V	Used	30, and 29 to 24	25 to 22	22
	Not Used	24		
+5V	Used	30, and 29 to 24	—	
	Not Used	24		
+10V	Used	30, and 29 to 25	—	—
	Not Used	25		

Table 2. Range and Buffer Follower Pin Connections

If the analog signal source has a low impedance (as would be the case if it were the output of the sample-and-hold amplifier of Figure 9), it can be connected to either of the direct input pins 24 or 25. The buffer follower is used in the configuration as shown in Figure 6, in which the analog input to the converter comes directly from the output of a FET analog multiplexer. The selected channel has a typical  $r_{on} = 2\text{ k}\Omega$  which has a  $3000\text{ppm}/^\circ\text{C}$  tempco. If the multiplexer output were connected to the 0 to +10V direct input pin 24 (nominal input impedance), this  $r_{on}$  would introduce a gain scale-factor loading error, which is well beyond the normal  $\pm 0.25\%$  FSR external gain adjustment range, and the tempco of approximately  $3000\text{ppm}/^\circ\text{C} \times 4\% = 120\text{ppm}/^\circ\text{C}$ . Connecting the buffer between the multiplexer output and the direct input, these errors are eliminated. The buffer amplifier's bias current (50nA typical) must flow through the analog signal source, however. This limits the upper practical input impedance to several kilohms so that the offset voltage  $B_{SOURCE}$  can be kept negligible, even though the buffer amplifier dynamic input impedance  $\geq 100\text{M}\Omega$ . The buffer amplifier has a  $2\mu\text{s}$  settling time to 0.01% FSR for a 1V input step. This must be added to the conversion time if the input voltage can change significantly between successive conversions (as could be the case in the circuit of Figure 7).

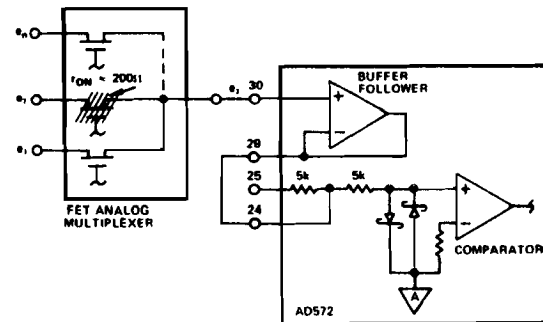


Figure 7. Using Buffer Follower With Multiplexed Analog Input

**Short Cycle Input:** A Short Cycle Input pin 14 permits the timing cycle shown in Figure 2 to be terminated after any number of desired bits has been converted, permitting somewhat shorter conversion times in applications not requiring full 12-bit resolution. When 12-bit resolution is required, pin 24 is connected to +5V (pin 16). When 10-bit resolution is desired, pin 14 is connected to Bit 11 output pin 2. The conversion cycle then terminates, and the STATUS flag resets after the Bit 10 decision ( $t_{10} + 400\text{ns}$  in timing diagram of Figure 2). Short Cycle pin connections and associated maximum 12, 10, and 8-bit conversion times are summarized in Table 3.

Connect Short Cycle Pin 14 to Pin:	Bits	Resolution (% FSR)	Maximum Conversion Time ( $\mu\text{s}$ )	Status Flag Reset at: (Figure 2)
16	12	0.024	25	$t_{12} + 400\text{ns}$
2	10	0.10	21	$t_{10} + 400\text{ns}$
4	8	0.39	17	$t_8 + 400\text{ns}$

Table 3. Short Cycle Connections

(One should note that the calibration voltages listed in Table 1 are for 12-bit resolution only, and are not those corresponding to the center of each discrete quantization interval at reduced bit resolutions.)

### DIGITAL OUTPUT DATA

Both parallel and serial data are in positive-true form and outputted from TTL storage registers. Parallel data output coding is binary for unipolar ranges and either offset binary

or two's complement binary, depending on whether Bit 1 (pin 12) or its logical inverse BIT 1 (pin 13) is used as the MSB. Parallel data becomes valid approximately 200ns before the STATUS flag returns to Logic "0", permitting parallel data transfer to be clocked on the "1" to "0" transition of the STATUS flag.

Serial data coding is binary for unipolar input ranges and offset binary for bipolar input ranges. Serial output is by bit (MSB first, LSB last) in NRZ (non-return-to-zero) format. Serial and parallel data outputs change state on positive-going clock edges. Serial data is guaranteed valid on all negative-going clock edges, permitting serial data to be clocked directly into a receiving register on these edges as shown in Figure 8. There are 13 negative-going clock edges in the complete 12-bit conversion cycle, as shown in Figure 2. The first edge shifts an invalid bit into the register, which is shifted out on the 13th negative-going clock edge. All serial data bits will have been correctly transferred and be in the receiving shift register locations shown at the completion of the conversion period.

#### APPLICATIONS

**Sample-Hold Amplifier:** A sample-hold amplifier (SHA) is normally connected between the analog signal source and AD572 analog input when the analog signal can change by more than  $\frac{1}{2}$ LSB during conversion. Typical SHA-AD572 interconnections are shown in Figure 9. The STATUS output drives the SHA SAMPLE/HOLD input directly. On receipt of a CONVERT START pulse, the STATUS flag changes from "1" to "0" causing SHA mode to change from SAMPLE to HOLD. The SHA output voltage  $e_{o\ S-H}$  is then held constant at the value existing just prior to application of the HOLD command for the complete conversion period. At the end of conversion, the STATUS flag returns to "1", restoring the SHA mode to SAMPLE, and  $e_{o\ S-H}$  again tracks the analog signal voltage  $e_{in\ S-H}$  (after the signal acquisition transient has subsided).

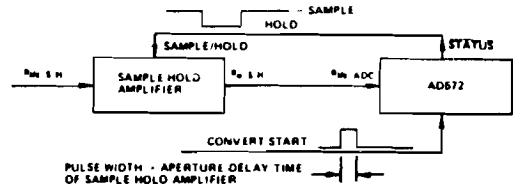


Figure 9. Sample-Hold Amplifier — AD572 Interconnections

Note that the internal (gated) clock is inhibited for the duration of the CONVERT START pulse and does not start running until the termination of this pulse (see timing). This can be used to simplify control signal timing requirements. In the circuit of Figure 9, for example, the CONVERT START signal pulse-width can be extended beyond the aperture delay time of the SHA to assure that  $e_{o\ S-H}$  is in steady-state before conversion is initiated. This assures accurate conversion without requiring additional delay timing circuitry. The effect of varying the CONVERT START pulse-width on the conversion timing cycle is shown in Figure 10.

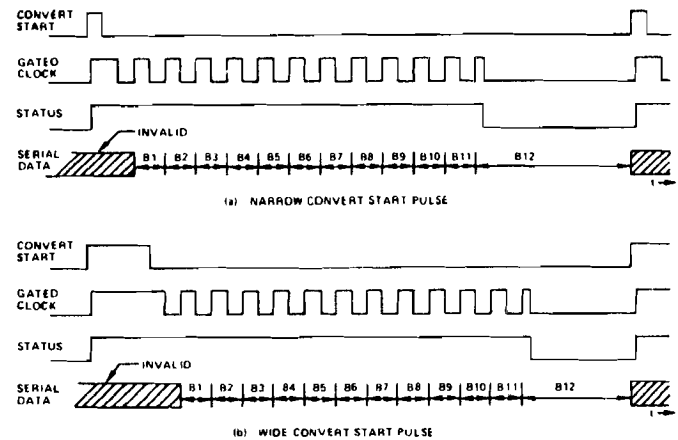


Figure 10. Effect of Convert Start Pulse-Width on Timing

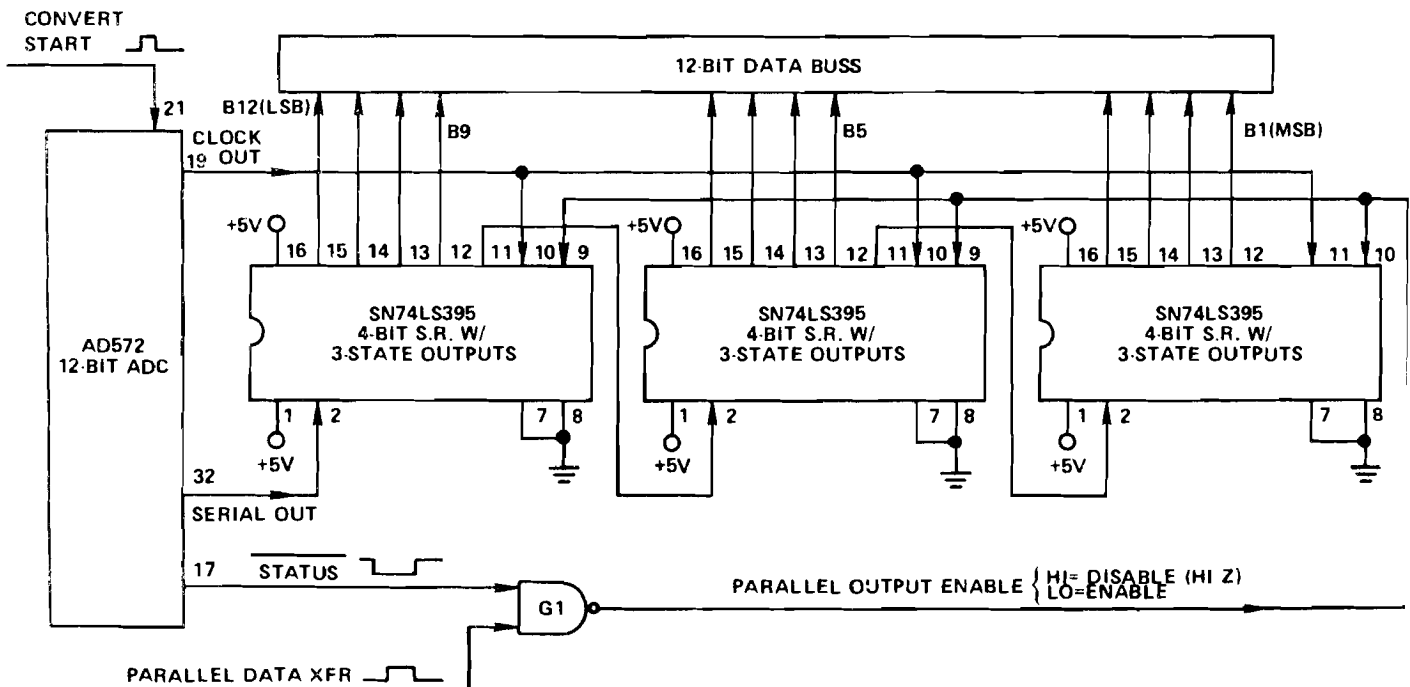
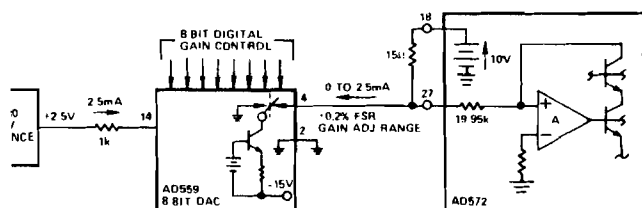


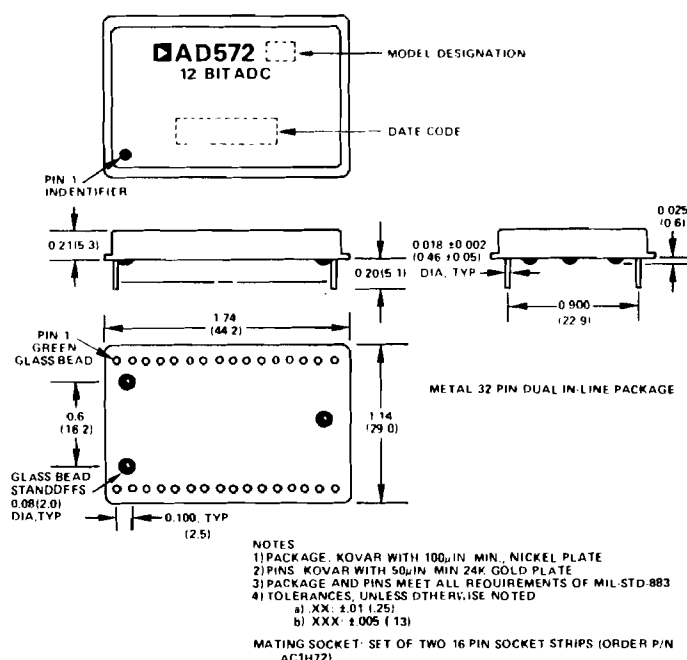
Figure 8. Serial Data Transfer Into Shift Register With Parallel Output to Data Buss



**OUTLINE DIMENSIONS**  
**PACKAGING SPECIFICATIONS**  
 Dimensions shown in inches and (mm).



**Figure 11. Digital Gain Control Using 8-Bit DAC**



## PROCESSING FOR HIGH RELIABILITY

## STANDARD PROCESSING

part of the standard manufacturing procedure, all models in the AD572 receive the following processing:

**PROCESSING TO MIL-STD-883**

All models ordered to the requirements of MIL-STD-883, Method 5004, Class B are identified with a /883B suffix, and receive the following processing:

PROCESS	CONDITIONS
Pre-Cap Visual Inspection	In-House Criteria
Stabilization Bake	24 hours @ +150°C
Temperature Cycling	10 cycles, -65°C to +150°C
Constant Acceleration	5000G
Seal Test, Fine and Gross	In-House Criteria
Operating Burn-In	48 hours @ +125°C

PROCESS	CONDITIONS
1. Pre-Cap Visual Inspection	2010, Test Condition B
2. Stabilization Bake	1008, 24 hours @ +150°C
3. Temperature Cycling	1010, Test Condition C, 10 cycles, -65°C to +150°C
4. Constant Acceleration	2001, Y <sub>1</sub> plane, 5000G
5. Seal Test, Fine and Gross	1014, Test Condition A and C
6. Operating Burn-In	1015, Test Condition B, 160 hours @ +125°C
7. Final Electrical Testing	Performed at max and min operating temperatures
8. External Visual Inspection	2009

## AD572 ORDERING GUIDE

Model	Specification Temp Range	Max Gain T.C.	Max Reference T.C.	Guaranteed Temp Range No Missing Codes
D572AD	-25°C to +85°C	±30ppm/°C	±20ppm/°C	0 to +70°C
D572BD	-25°C to +85°C	±15ppm/°C	±10ppm/°C	-25°C to +85°C
D572SD	-55°C to +125°C	±15ppm/°C (-25°C to +85°C) ±25ppm/°C (-55°C to +125°C)	±10ppm/°C	-55°C to +125°C
D572BD/883B	Meet all specifications after processing to the requirements of MIL-STD-883, Method 5004,			
D572SD/883B				

**NOTE:** D suffix = Dual-In-Line package designator.



# Low Cost Sample/Hold Amplifier

## FEATURES

**Low Cost**  
**Suitable for 12-Bit Applications**  
**High Sample/Hold Current Ratio:  $10^7$**   
**Low Acquisition Time:  $6\mu\text{s}$  to 0.1%**  
**Low Charge Transfer:  $< 2\text{pC}$**   
**High Input Impedance in Sample and Hold Modes**  
**Connect in Any Op Amp Configuration**  
**Differential Logic Inputs**

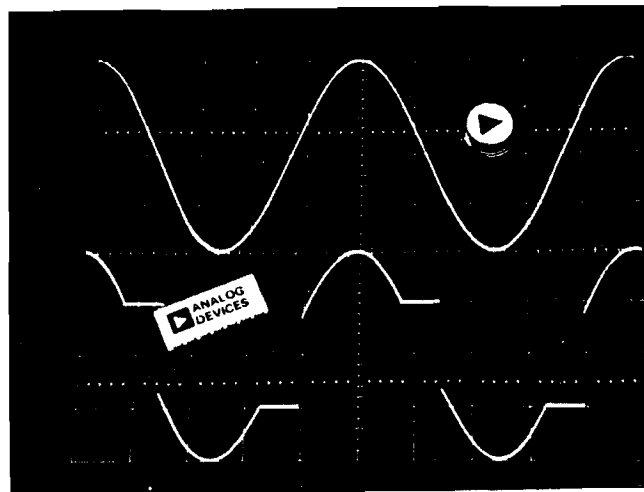
## PRODUCT DESCRIPTION

The AD582 is a low cost integrated circuit sample and hold amplifier consisting of a high performance operational amplifier, a low leakage analog switch and a JFET integrating amplifier — all fabricated on a single monolithic chip. An external holding capacitor, connected to the device, completes the sample and hold function.

With the analog switch closed, the AD582 functions like a standard op amp; any feedback network may be connected around the device to control gain and frequency response. With the switch open, the capacitor holds the output at its last level, regardless of input voltage.

Typical applications for the AD582 include sampled data systems, D/A deglitchers, analog de-multiplexers, auto null systems, strobed measurement systems and A/D speed enhancement.

The device is available in two versions: the "K" specified for operation over the 0 to  $+70^\circ\text{C}$  commercial temperature range and the "S" specified over the full military temperature range,  $-55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$ . Both versions may be obtained in either the hermetically sealed, TO-100 can or the TO-116 DIP.



## PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The monolithic AD582 is the lowest cost sample and hold amplifier available. Until recently, quality sample and hold circuits could only be fabricated with costly discrete or hybrid components.
2. The specially designed input stage presents a high impedance to the signal source in both sample and hold modes (up to  $\pm 12\text{V}$ ). Even with signal levels up to  $\pm V_{\text{S}}$ , no undesirable signal inversion, peaking or loss of hold voltage occurs.
3. The AD582 may be connected in any standard op amp configuration to control gain or frequency response and prevent signal inversion, etc.
4. The AD582 offers a high, sample-to-hold current ratio: The ratio of the available charging current to the holding leakage current is often used as a figure of merit for a sample and hold circuit.
5. The AD582 has a typical charge transfer less than  $2\text{pC}$ . Low charge transfer produces less offset error and permits the use of smaller hold capacitors for faster signal acquisition.
6. The AD582 provides separate analog and digital ground pins, thus improving the device's immunity to ground and switching transients.

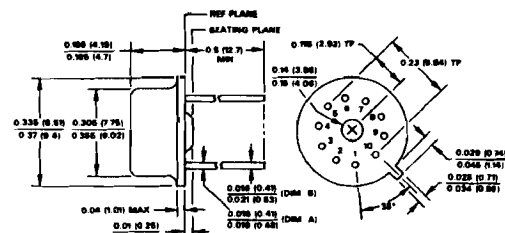
# SPECIFICATIONS (typical @ +25°C, $V_S = \pm 15V$ and $C_H = 1000pF$ , $A = +1$ unless otherwise specified)

MODEL	AD582K	AD582S
<b>SAMPLE/HOLD CHARACTERISTICS</b>		
Acquisition Time, 10V Step to 0.1%, $C_H = 100pF$	6 $\mu s$	*
Acquisition Time, 10V Step to 0.01%, $C_H = 1000pF$	25 $\mu s$	*
Aperture Time, 20V p-p Input, Hold 0V	150ns	*
Aperture Jitter, 20V p-p Input, Hold 0V	15ns	*
Settling Time, 20V p-p Input, Hold 0V, to 0.01%	0.5 $\mu s$	*
Droop Current, Steady State, $\pm 10V_{OUT}$	50pA max	*
Droop Current, $T_{min}$ to $T_{max}$	1nA	50nA max
Charge Transfer	5pC max (1.5pC typ)	*
Sample to Hold Offset	0.5mV	*
Feedthrough Capacitance 20V p-p, 10kHz Input	0.05pF	*
<b>TRANSFER CHARACTERISTICS</b>		
Open Loop Gain $V_{OUT} = 20V$ p-p, $R_L = 2k$	25k min (50k typ)	*
Common Mode Rejection $V_{CM} = 20V$ p-p, $F = 50Hz$	60dB min (70dB typ)	*
Small Signal Gain Bandwidth $V_{OUT} = 100mV$ p-p, $C_H = 200pF$	1.5MHz	*
Full Power Bandwidth $V_{OUT} = 20V$ p-p, $C_H = 200pF$	70kHz	*
Slew Rate $V_{OUT} = 20V$ p-p, $C_H = 200pF$	3V/ $\mu s$	*
Output Resistance Hold Mode, $I_{OUT} = \pm 5mA$	12 $\Omega$	*
Linearity $V_{OUT} = 20V$ p-p, $R_L = 2k$	$\pm 0.01\%$	*
Output Short Circuit Current	$\pm 25mA$	*
<b>ALOG INPUT CHARACTERISTICS</b>		
Offset Voltage	6mV max (2mV typ)	*
Offset Voltage, $T_{min}$ to $T_{max}$	4mV	8mV max (5mV typ)
Bias Current	3 $\mu A$ max (1.5 $\mu A$ typ)	*
Offset Current	300nA max (75nA typ)	*
Offset Current, $T_{min}$ to $T_{max}$	100nA	400nA max (100nA typ)
Input Capacitance, $f = 1MHz$	2pF	*
Input Resistance, Sample or Hold 20V p-p Input, $A = +1$	30M $\Omega$	*
Absolute Max Diff Input Voltage	30V	*
Absolute Max Input Voltage, Either Input	$\pm V_S$	*
<b>DIGITAL INPUT CHARACTERISTICS</b>		
Logic Input Voltage Hold Mode, $T_{min}$ to $T_{max}$ , -Logic @ 0V	+2V min	*
Sample Mode, $T_{min}$ to $T_{max}$ , -Logic @ 0V	+0.8V max	*
Logic Input Current Hold Mode, +Logic @ +5V, -Logic @ 0V	1.5 $\mu A$	*
Sample Mode, +Logic @ 0V, -Logic @ 0V	1nA	*
Logic Input Current Hold Mode, +Logic @ +5V, -Logic @ 0V	24 $\mu A$	*
Sample Mode, +Logic @ 0V, -Logic @ 0V	4 $\mu A$	*
Absolute Max Diff Input Voltage, +L to -L	+15V/-6V	*
Absolute Max Input Voltage, Either Input	$\pm V_S$	*
<b>POWER SUPPLY CHARACTERISTICS</b>		
Operating Voltage Range	$\pm 9V$ to $\pm 18V$	$\pm 9V$ to $\pm 22V$
Supply Current, $R_L = \infty$	4.5mA max (3mA typ)	*
Power Supply Rejection, $\Delta V_S = 5V$ , Sample Mode (see next page)	60dB min (75dB typ)	*
<b>TEMPERATURE RANGE</b>		
Specified Performance	0 to +70°C	-55°C to +125°C
Operating	-25°C to +85°C	-55°C to +125°C
Storage	-65°C to +150°C	*
Lead Temperature (Soldering, 15 sec)	+300°C	*

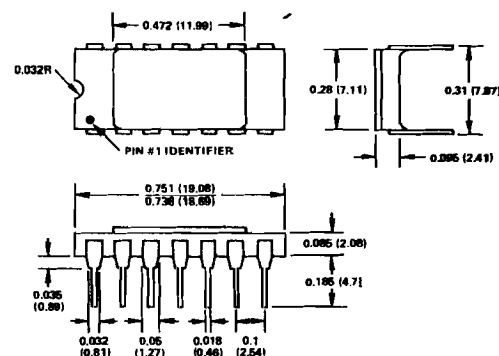
\* Specifications same as AD582K

## OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).



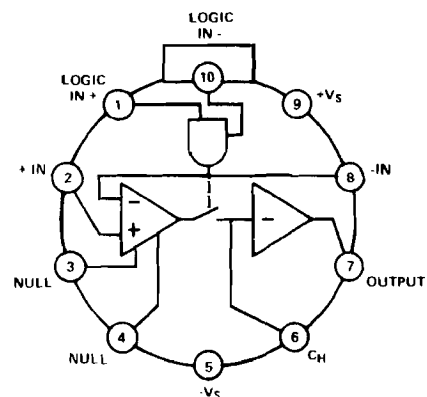
TO-100 "H"



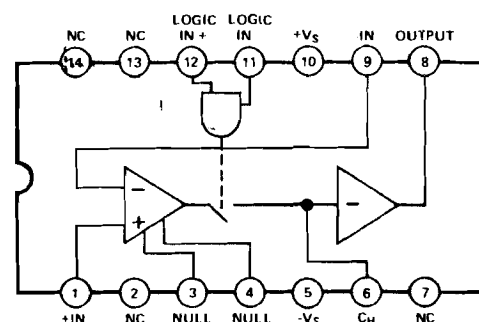
TO-116 "D"

## PIN CONFIGURATIONS

### TOP VIEW



10 PIN TO-100



14 PIN DIP

### APPLYING THE AD582

Both the inverting and non-inverting inputs are brought out to allow op amp type versatility in connecting and using the AD582. Figure 1 shows the basic non-inverting unity gain connection requiring only an external hold capacitor and the usual power supply bypass capacitors. An offset null pot can be added for more critical applications.

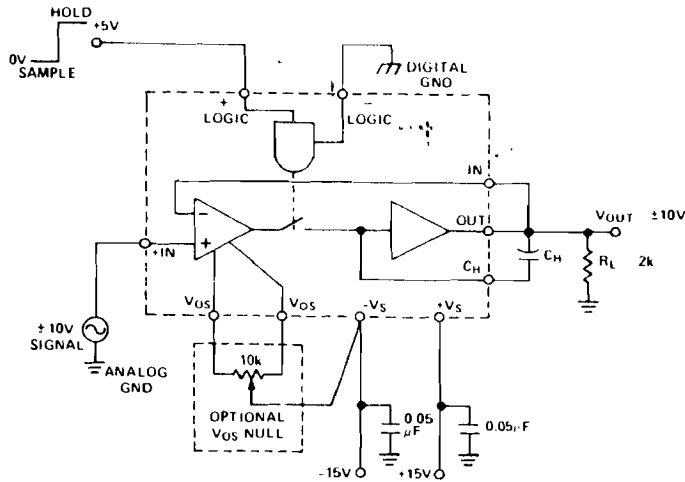


Figure 1. Sample and Hold with  $A = +1$

Figure 2 shows a non-inverting configuration where voltage gain,  $A_V$ , is set by a pair of external resistors. Frequency shaping or non-linear networks can also be used for special applications.

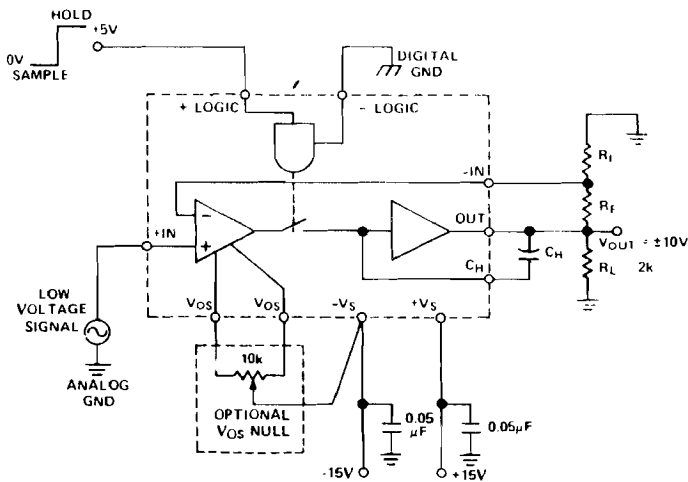


Figure 2. Sample and Hold with  $A = (1 + R_F/R_I)$

The hold capacitor,  $C_H$ , should be a high quality polystyrene (for temperatures below  $+85^\circ\text{C}$ ) or Teflon type with low dielectric absorption. For high speed, limited accuracy applications, capacitors as small as 100pF may be used. Larger values are required for accuracies of 12 bits and above in order to minimize feedthrough, sample to hold offset and droop error (see Figure 6). Care should be taken in the circuit layout to minimize coupling between the hold capacitor and the digital or signal inputs.

In the hold mode, the output voltage will follow any change in the  $-V_S$  supply. Consequently, this supply should be well regulated and filtered.

Biasing the +Logic Input anywhere between  $-6\text{V}$  to  $+0.8\text{V}$  respect to the -Logic will set the sample mode. The hold mode will result from any bias between  $+2.0\text{V}$  and  $(+V_S - 3\text{V})$ . The sample and hold modes will be controlled differentially with the absolute voltage at either logic input ranging from  $-V_S$  within  $3\text{V}$  of  $+V_S$  ( $V_S - 3\text{V}$ ). Figure 3 illustrates some examples of the flexibility of this feature.

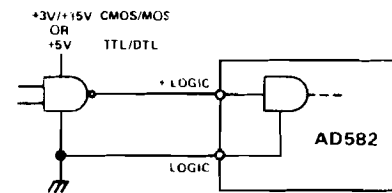


Figure 3A. Standard Logic Connection

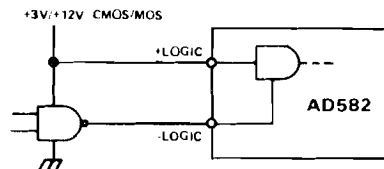


Figure 3B. Inverted Logic Sense Connection

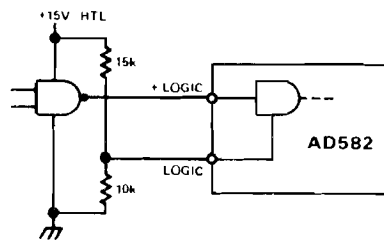


Figure 3C. High Threshold Logic Connection

## DEFINITION OF TERMS

Figure 4 illustrates various dynamic characteristics of the AD582.

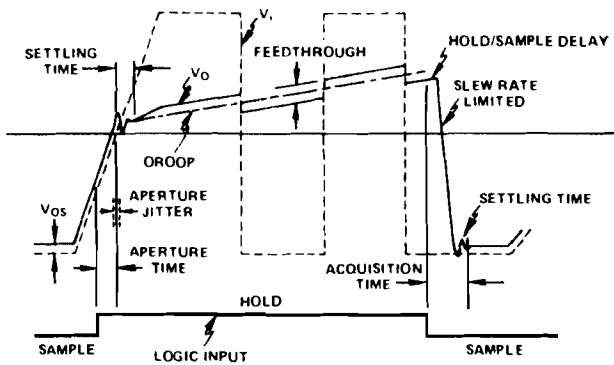


Figure 4. Pictorial Showing Various S/H Characteristics

**Acquisition Time** is the time required after the "hold" command the switch is fully open and produces a delay in the effective sample timing. Figure 5 is a plot giving the maximum frequency at which the AD582 can sample an input with a given accuracy (lower curve).

**Aperture Jitter** is the uncertainty in Aperture Time. If the Aperture Time is "tuned out" by advancing the sample-to-hold delay by 150ns with respect to the input signal, the Aperture Jitter now determines the maximum sampling frequency (upper curve of Figure 5).

**Settling Time** is the time required by the device to reach its value within a given error band after the sample command is given. This includes switch delay time, slewing time, and settling time for a given output voltage change.

**Droop** is the change in the output voltage from the "held" value as a result of device leakage. In the AD582, droop can occur in either the positive or negative direction. Droop rate may be calculated from droop current using the following formula:

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} \text{ (Volts/sec)} = \frac{I(\text{pA})}{C_H(\text{pF})}$$

(See also Figure 6.)

**Feedthrough** is that component of the output which follows the input signal after the switch is open. As a percentage of the feedthrough is determined as the ratio of the feedthrough capacitance to the hold capacitance ( $C_F/C_H$ ).

**Charge Transfer** is the charge transferred to the holding capacitor from the interelectrode capacitance of the switch when it is switched to the hold mode. The charge transfer generates a sample-to-hold offset where:

$$\text{S/H Offset (V)} = \frac{\text{Charge (pC)}}{C_H(\text{pF})}$$

(See also Figure 6.)

**Sample-to-Hold Offset** is that component of D.C. offset independent of  $C_H$  (see Figure 6). This offset may be nulled using the null input, however, the offset will then appear during the sample mode.

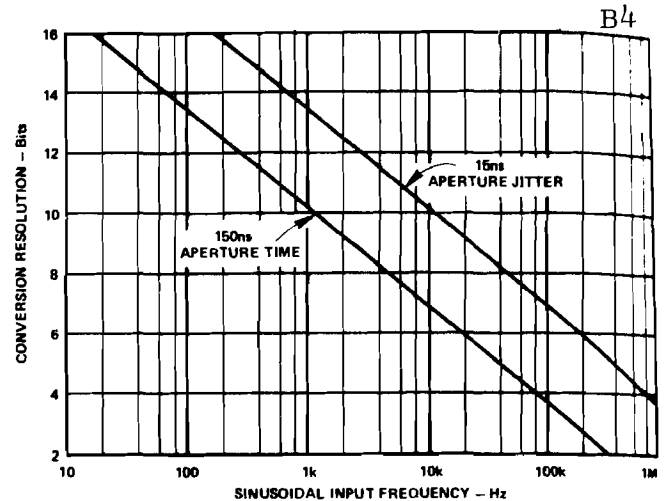


Figure 5. Maximum Frequency of Input Signal for 1/2LSB Sampling Accuracy

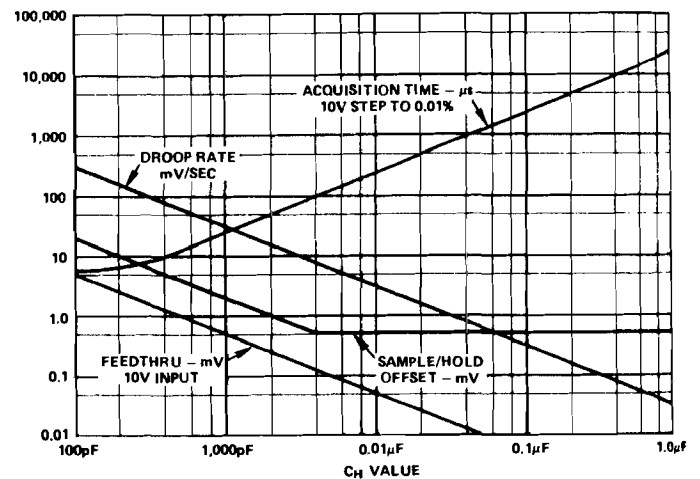


Figure 6. Sample and Hold Performance as a Function of Hold Capacitance

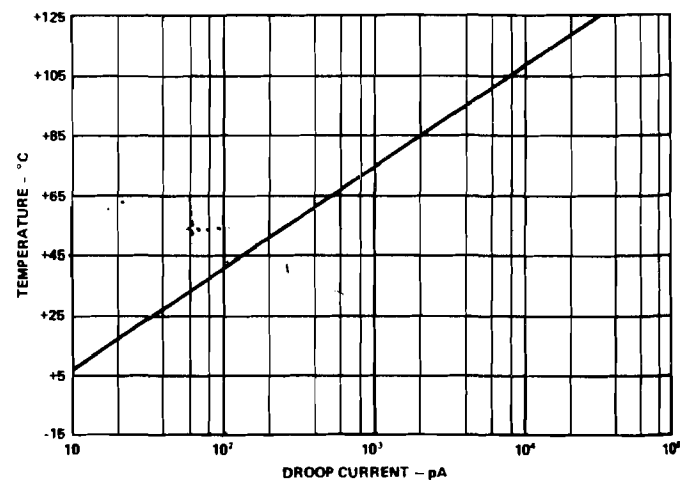


Figure 7. Droop Current Vs. Temperature

LOAD/STORE INSTRUCTIONS			Length (bytes)				
LODZ	r	Load Register Zero	1	BIRA,r	(*)a	Branch on Incrementing Register Absolute	2
LODI,r	v	Load Immediate	2	BDRR,r	(*)a	Branch on Decrementing Register Relative	2
LODR,r	(*)a	Load Relative	2	BDRA,r	(*)a	Branch on Decrementing Register Absolute	3
LODA,r	(*)a(.X)	Load Absolute	3	BXA	(*)a(.x)	Branch Indexed Absolute, Unconditional	3
STRZ	r	Store Register Zero	1	ZBRR	(*)a	Zero Branch Relative, Unconditional	2
STRR,r	(*)a	Store Relative	2	SUBROUTINE BRANCH/RETURN INSTRUCTIONS			
STRA,r	(*)a(.X)	Store Absolute	3	BSTR,v	(*)a	Branch to Subroutine on Condition True, Relative	2
ARITHMETIC INSTRUCTIONS				BSFR,v	(*)a	Branch to Subroutine on Condition False, Relative	2
ADDZ	r	Add to Register Zero	1	BSTA,v	(*)a	Branch to Subroutine on Condition True, Absolute	3
ADDI,r	v	Add Immediate	2	BSFA,v	(*)a	Branch to Subroutine on Condition False, Absolute	3
ADDR,r	(*)a	Add Relative	2	BSNR,r	(*)a	Branch to Subroutine on Non-Zero Register, Relative	2
ADDA,r	(*)a(.X)	Add Absolute	3	BSNA,r	(*)a	Branch to Subroutine on Non-Zero Register, Absolute	3
SUBZ	r	Subtract from Register Zero	1	BSXA	(*)a(.x)	Branch to Subroutine, Indexed, Unconditional	3
SUBI,r	v	Subtract Immediate	2	RETC,v		Return From Subroutine, Conditional	1
SUBR,r	(*)a	Subtract Relative	2	RETE,v		Return From Subroutine and Enable Interrupt, Conditional	1
SUBA,r	(*)a(.X)	Subtract Absolute	3	ZBSR	(*)a	Zero Branch to Subroutine Relative, Unconditional	2
LOGICAL INSTRUCTIONS				PROGRAM STATUS INSTRUCTIONS			
ANDZ	r	And to Register Zero	1	LPSU		Load Program Status, Upper	1
ANDI,r	v	And Immediate	2	LPSL		Load Program Status, Lower	1
ANDR,r	(*)a	And Relative	2	SPSU		Store Program Status, Upper	1
ANDA,r	(*)a(.X)	And Absolute	3	SPSL		Store Program Status, Lower	1
IORZ	r	Inclusive or to Register Zero	1	CPSU	v	Clear Program Status, Upper, Selective	2
IORI,r	v	Inclusive or Immediate	2	CPSL	v	Clear Program Status, Lower, Selective	2
IORR,r	(*)a	Inclusive or Relative	2	PPSU	v	Preset Program Status, Upper, Selective	2
IORA,r	(*)a(.X)	Inclusive or Absolute	3	PPSL	v	Preset Program Status, Lower, Selective	2
EORZ	r	Exclusive or to Register Zero	1	TPSU	v	Test Program Status, Upper, Selective	2
EORI,r	v	Exclusive or Immediate	2	TPSL	v	Test Program Status Lower, Selective	2
EORR,r	(*)a	Exclusive or Relative	2	INPUT/OUTPUT INSTRUCTIONS			
EORA,r	(*)a(.X)	Exclusive or Absolute	3	WRTD,r		Write Data	1
COMPARISON INSTRUCTIONS				REDD,r		Read Data	1
COMZ	r	Compare to Register Zero	1	WRTC,r		Write Control	1
COMI,r	v	Compare Immediate	2	REDC,r		Read Control	1
COMR,r	(*)a	Compare Relative	2	WRTE,r	v	Write Extended	2
COMA,r	(*)a(.X)	Compare Absolute	3	REDE,r	v	Read Extended	2
ROTATE INSTRUCTIONS				MISCELLANEOUS INSTRUCTIONS			
RRR,r		Rotate Register Right	1	HALT		Halt, Enter Wait State	1
RRL,r		Rotate Register Left	1	DAR,r		Decimal Adjust Register	1
BRANCH INSTRUCTIONS				TMI,r	v	Test Under Mask Immediate	2
BCTR,v	(*)a	Branch on Condition True Relative	2	NOP		No Operation	1
BCFR,v	(*)a	Branch on Condition False Relative	2				
BCTA,v	(*)a	Branch on Condition True Absolute	3				
BCFA,v	(*)a	Branch on Condition False Absolute	3				
BRNR,r	(*)a	Branch on Register Non-Zero Relative	2				
BRNA,r	(*)a	Branch on Register Non-Zero Absolute	3				
BIRR,r	(*)a	Branch on Incrementing Register Relative	2				

## unités de translation type MR

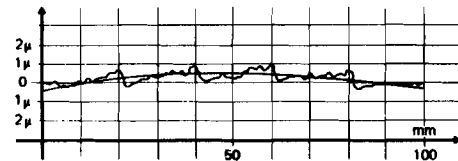
Les tables MR sont composées d'un chariot mobile à l'intérieur d'une glissière. Le chariot est appliqué sur une butée micrométrique par deux ressorts. Le guidage sur billes est absolument sans jeu.

Elles sont désignées par les lettres MR suivies de deux groupes de chiffres indiquant : l'un le module, l'autre la course. Les unités MR de même module ont en commun le chariot, c'est-à-dire la capacité de charge et les fixations.

### Guidage :

La trajectoire est une droite approchée à environ  $1 \mu\text{m}$  près, sous charge constante

### trajectoire d'une table MR



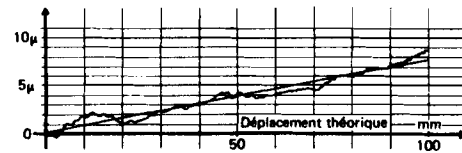
### Commande de mouvement :

Jeu à l'inversion nul.

Sensibilité : environ  $1 \mu\text{m}$ .

Précision absolue :  $\text{course} \times 10^{-4} \pm 1 \mu\text{m}$

### précision des butées



### Capacité de charge :

La capacité de charge  $C_z$  est indiquée pour une charge appliquée au centre du chariot. Dans le cas d'une charge en porte à faux, il faut calculer la charge équivalente  $C$  en utilisant la formule :

$$C = Q (1 + d/a) \text{ avec :}$$

$Q$  : charge réelle

$d$  : distance de porte à faux

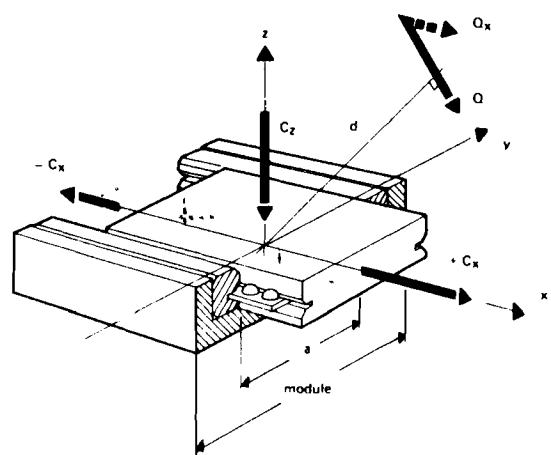
$a$  : valeur liée au module (voir tableau)

et vérifier que :

$$C \leq C_z$$

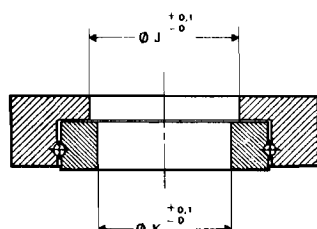
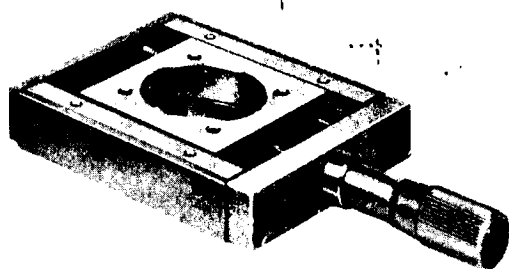
$$Q_x \leq \pm C_x *$$

\*  $+ C_x$  : capacité de charge de la butée.  
 $- C_x$  : force du ressort de rappel

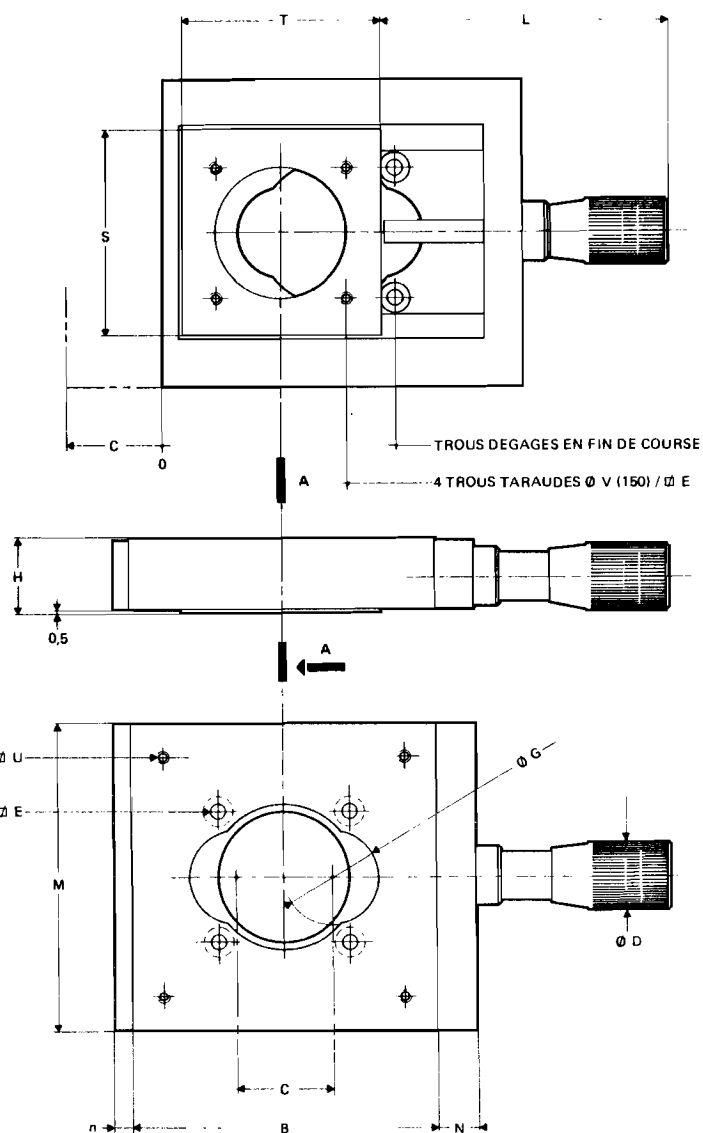
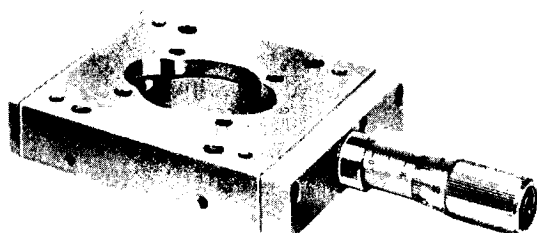


	Cz (kg) +Cx (kg) -Cx (kg)			a (mm)
MR 32	20	5	0,15	12
MR 50	40	12	0,6	30
MR 80	100	20	2	45
MR 120	200	45	3	70
MR 160	300	80	5	90

## tables MR



COUPE A



## \* NOTA :

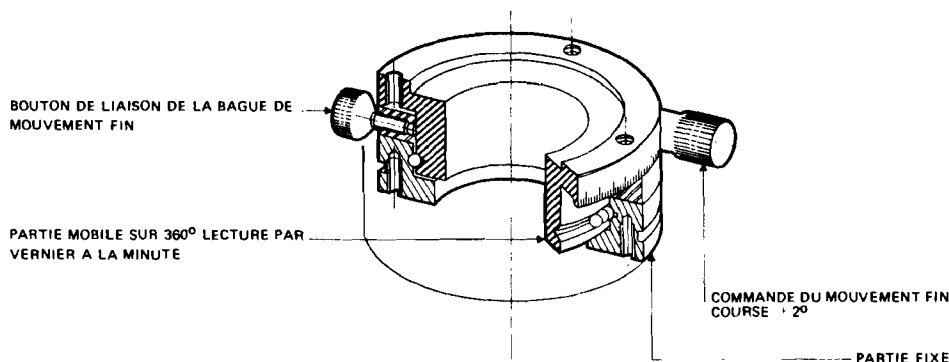
La platine MR 50.16 ne présente pas d'ouverture oblongue sur la glissière, mais une grande différence de diamètre entre le trou du chariot et celui de la coulisse.

	B	C	D	E	G	H	J	K	L	M	n	N	S	T	U	V	capacité de charge en kg	
MR 50.16	50	16	12	20	*	13	20	6	53	50	3	7	29	32	36	3	40	0,3
MR 80.25	80	25	16	34	24	18	38	35	75,5	80	4	10	53	53	63	4	95	0,9
MR 120.40	120	40	25	48	36	26	55	50	125	120	6	15	76	78	92	5	190	3,2
MR 120.63	143	63	25	48	36	26	55	50	171	120	6	15	76	78	92	5	190	4,2
MR 160.80	299	80	32	63	50	35	75	70	212	160	8	24	104	118	128	6	300	9,6



## unités goniométriques type TR

Les plateaux tournants TR sont des éléments à un degré de liberté en rotation. Ils se présentent sous la forme de cylindres creux dont l'alésage et la face supérieure tournent par rapport à la base.



### Guidage :

Voilage :  $2\text{ }\mu\text{m}$  (environ 4" sur TR 120).  
Excentricité :  $2\text{ }\mu\text{m}$ .  
Les contrôles effectués à la hauteur du limbe de lecture sont erronés par des imprécisions extérieures au guidage.

### Sensibilité :

Dépend du diamètre :  
environ 2" sur TR 120.

### Mesure :

Le limbe gradué sur  $360^\circ$  est lu par un vernier à la minute\*. Précision de gravure  $\pm 2'$ . La facilité de lecture dépend du diamètre (environ 1' sur TR 120).

\* 0,5' sur TR 46.

### Capacité de charge :

La capacité de charge  $C_z$  est indiquée pour une charge appliquée au centre du TR. Dans le cas d'une charge en porte à faux, il faut réduire celle-ci par la formule :

$C = Q (1 + d/a)$  avec

$Q$  : charge réelle

$d$  : distance de porte à faux

$a$  : valeur liée au module (voir tableau)

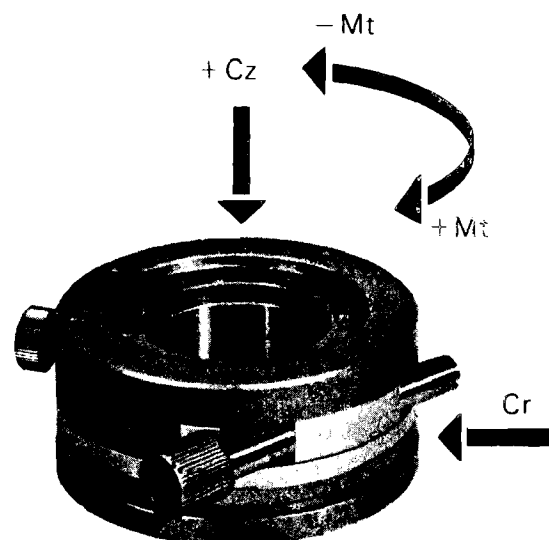
et vérifier que :  $C \leq C_z$

$M \leq \pm M_t$

$M$  : couple appliqué au TR

+  $M_t$  : couple en appui sur la butée

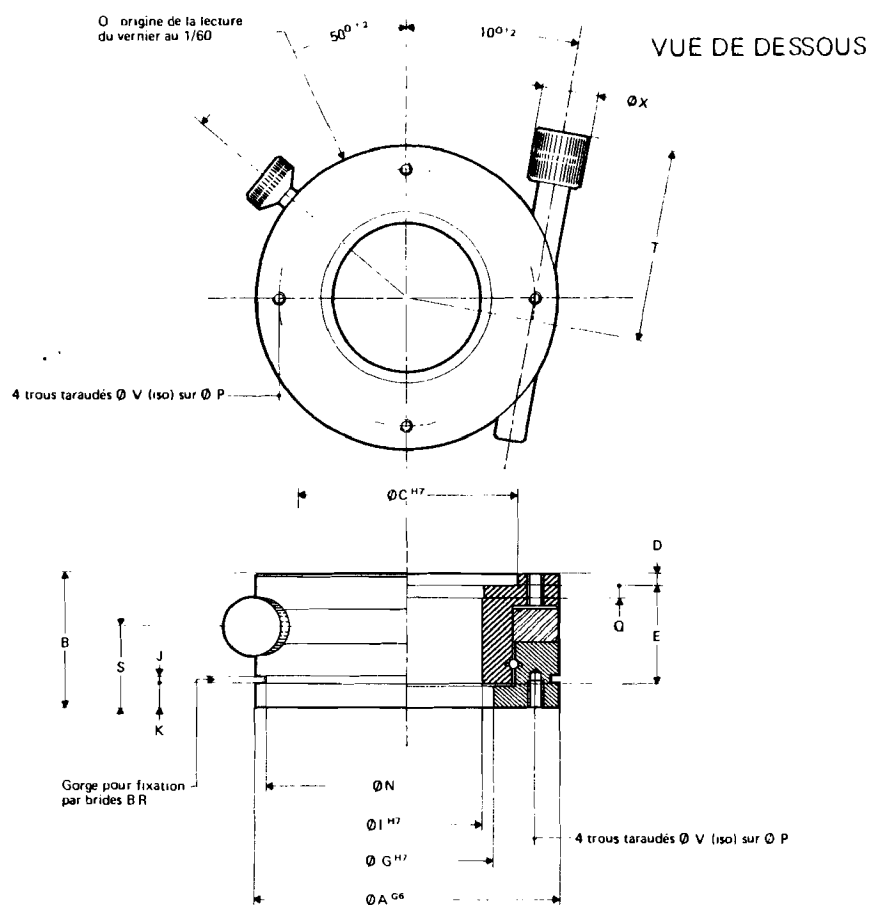
-  $M_t$  : couple du ressort de rappel.



$$\begin{aligned} - C_z &= + C_z \\ C_r &= C_z/3 \end{aligned}$$

	+ $C_z$ (kg)	+ $M_t$ (mm kg)	- $M_t$ (mm kg)	$a$ (mm)
TR 46	10	65	15	20
TR 80	20	360	30	40
TR 120	50	1000	150	60
TR 160	80	3000	240	75

# plateau TR normal

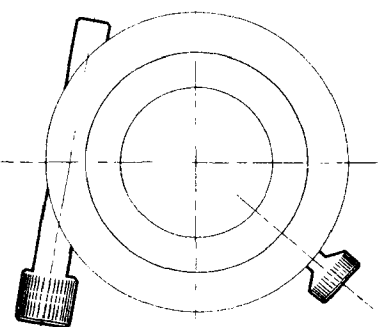


	A	B	C	D	E	G	I	J	K	N	P	Q	S	T	V	X	Capacité de charge (kg)	Poids en kg	Ci
TR 46	46	28	30	2	21,3	21	18	2	5	43	38	4	17,5	20	3	12	20	0,3	33
TR 80	80	35	58	3	26,2	45	40	2	6	75	68	4,5	21,5	50	4	14	40	0,8	33
TR 120	120	42	84	3	32,5	70	64	3	8	114	105	5	26,5	62	5	16	100	2,1	33
TR 160	160	60	120	4	46,3	100	90	3	10	150	140	6,7	40,5	84	6	20	150	5	33

## variantes de présentation

### commande fine à gauche

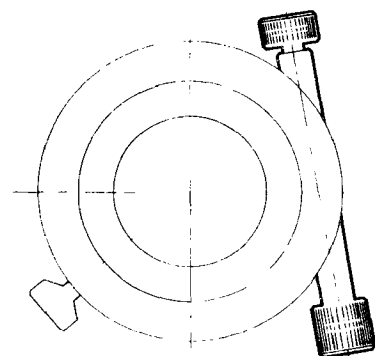
VUE DE DESSUS



CODE TR 46 **338 113**  
 TR 80 **338 114**  
 TR 120 **338 115**  
 TR 160 **338 116**

### blocage de la commande fine

VUE DE DESSUS

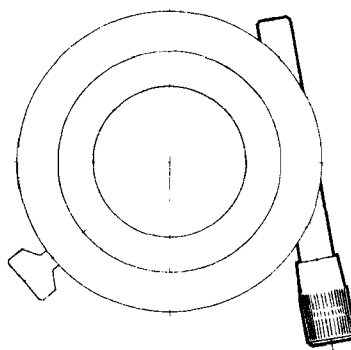


CODE TR 46 **338 123**  
 TR 80 **338 124**  
 TR 120 **338 125**  
 TR 160 **338 126**

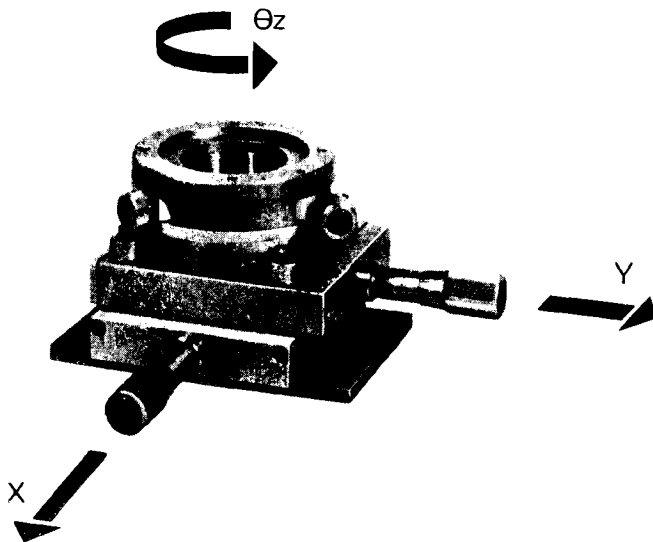
### repère sur la commande fine

Uniquement sur TR 80  
 1 division = 3.10<sup>-4</sup> rad. environ.

VUE DE DESSUS

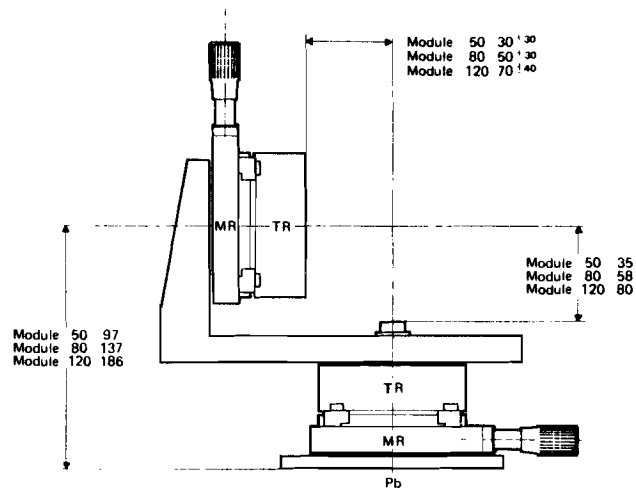
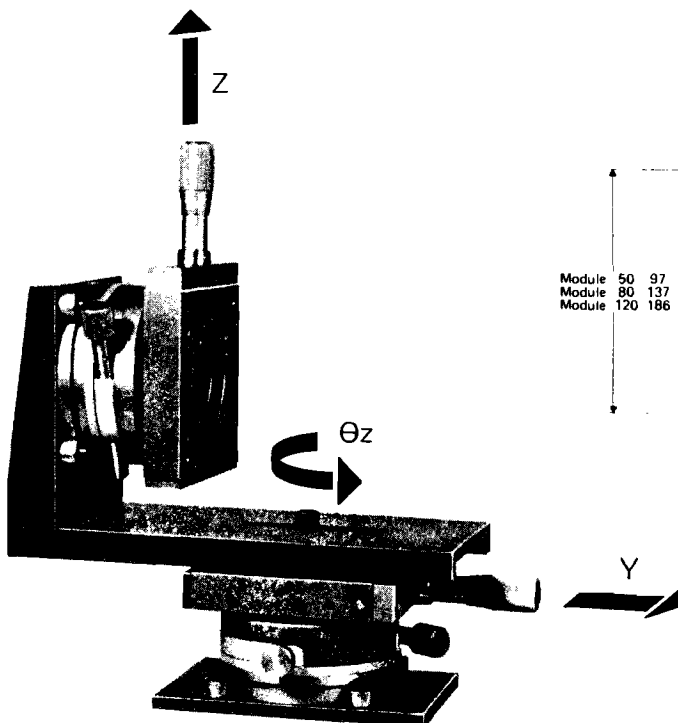


CODE TR 80 **338 134**

montage X.Y. $\theta_z$ 

		CODE	
		Y à droite	Y à gauche
MR 50	X = 16 Y = 16	<b>338 443</b>	<b>338 463</b>
MR 80	X = 25 Y = 25	<b>338 444</b>	<b>338 464</b>
MR 120	X = 40 Y = 40	<b>338 445</b>	<b>338 465</b>

## montage à 4 degrés de liberté

MONTAGE  $\theta_z$ . Y.  $\theta_y$ . Z

MR 50	X = 16	Y = 16	Z = 16
MR 80	X = 25	Y = 25	Z = 25
MR 120	X = 40	Y = 40	Z = 40

## CODE

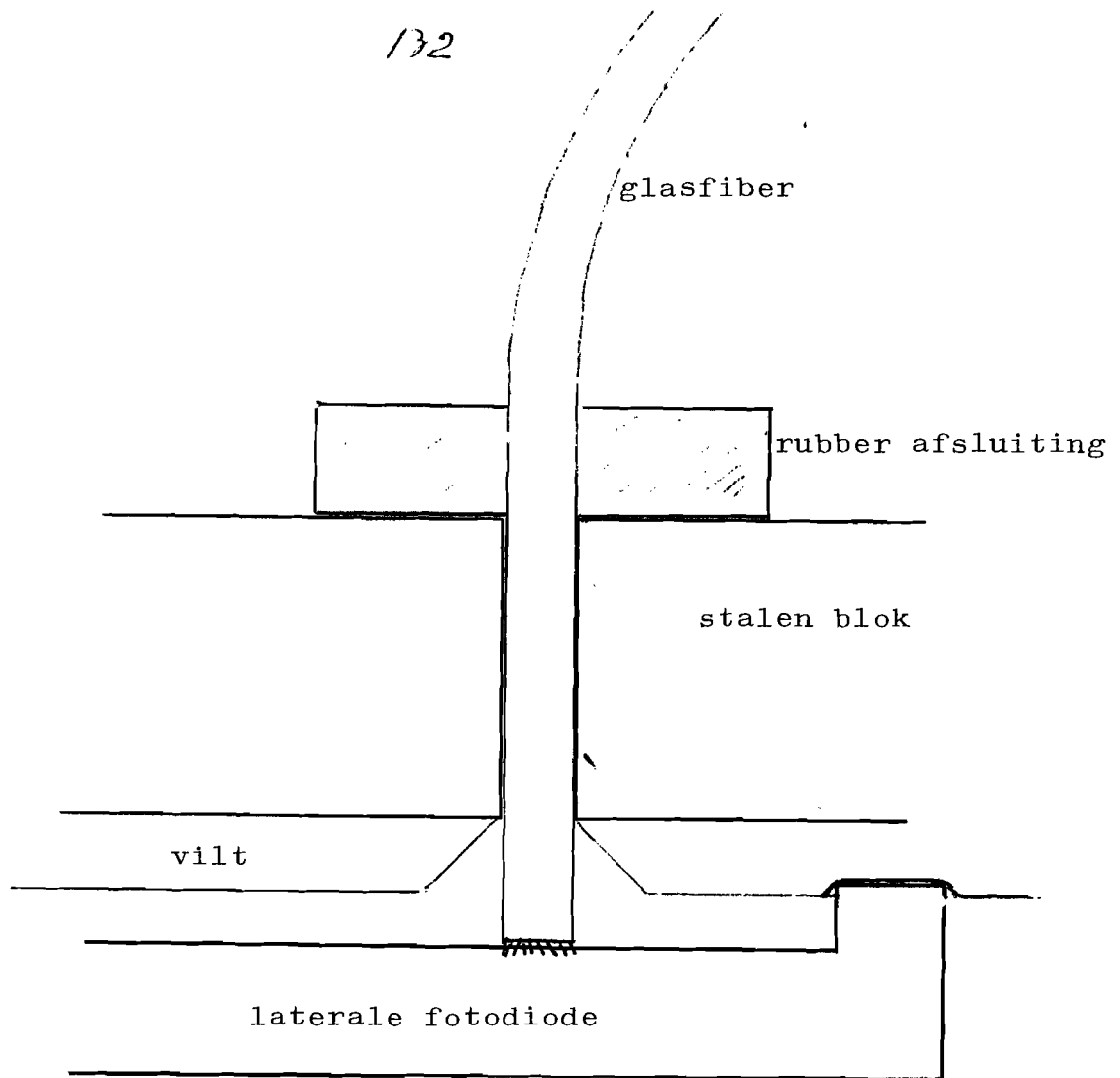
<b>338 563</b>
<b>338 564</b>
<b>338 565</b>

MONTAGE Y.  $\theta_z$ . Z.  $\theta_y$ .

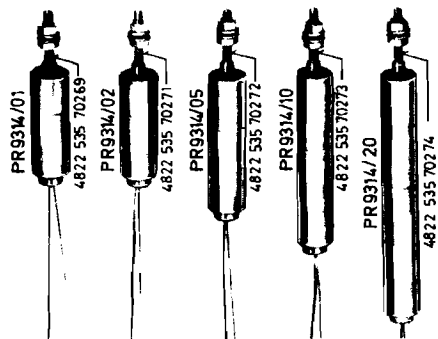
MR 50	X = 16	Y = 16	Z = 16
MR 80	X = 25	Y = 25	Z = 25
MR 120	X = 40	Y = 40	Z = 40

## CODE

<b>338 573</b>
<b>338 574</b>
<b>338 575</b>



detail van de plaats waar de lichtstraal  
op de laterale fotodiode valt



# PHILIPS



Isplacement transducers PR 9314/... (4822... code no. of core support)

Vegaufnehmer PR 9314/... (4822 ... Service-Code für Kernträger)

e déplacement inductif PR 9314/... (4822 ... no. de commande du noyau-support)

## Directions for use Gebrauchsanleitung Mode d'emploi

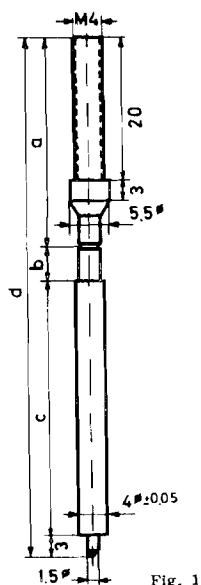


Fig. 1

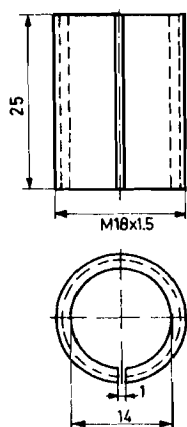


Fig. 3

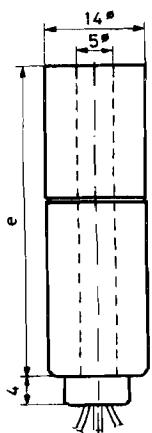


Fig. 2

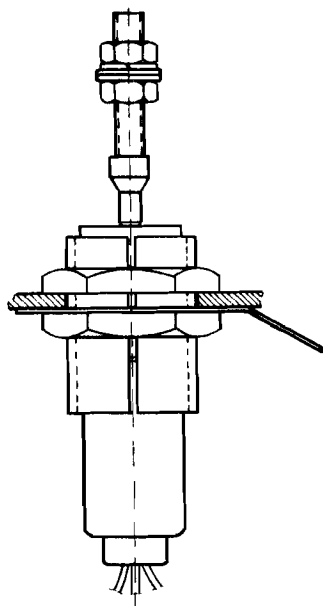
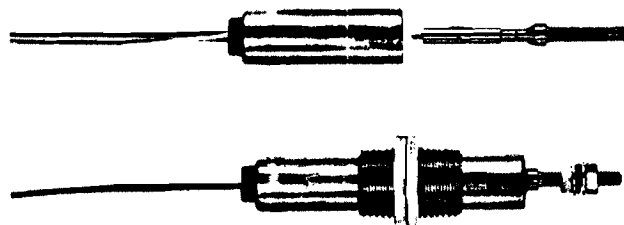


Fig. 4



### INDUCTIVE DISPLACEMENT TRANSDUCER

### INDUKTIVER WEGAUFNEHMER

### CAPTEUR DE DEPLACEMENT INDUCTIF

## PR 9314/..

Type	a mm	b mm	c mm	d mm	e mm
PR 9314/01	27,4	4,1	18,7	53,2	39
PR 9314/02	26,8	3,7	19,6 <sup>+0,1</sup>	53,1	39
PR 9314/05	29,8	4,7	28,6	66,1	52
PR 9314/10	40,8	17,2	19,6 <sup>+0,1</sup>	80,6	66
PR 9314/20	49,8	26,2	28,6	107,6	93

9499 080 10301

15/0872

## CONTENTS

General  
Mounting  
Connection  
Zero adjustment  
Calibration  
Specifications

### GENERAL

The inductive displacement transducer PR 9314/.., in combination with a carrier-frequency measuring bridge, enables to measure displacements up to  $\pm 20$  mm.

The operating principle for inductive displacement transducers is based on the differential inductance variations, analogous to the measuring value, of two coils due to the displacement of a ferromagnetic core.

The transducers may be employed for static as well as dynamic measurements (up to 1250 Hz), provided that the acceleration of the plunger armature (core support) (fig. 1) does not exceed 10 g.

They allow also to measure mechanical quantities involving a displacement, such as pressure, tensile, bending and buckling forces or twisting and bending moments.

Both the housing (fig. 2) and plunger armature of the transducers are colour-coded for easy identification:

PR 9314/01 brown  
PR 9314/02 red  
PR 9314/05 green  
PR 9314/10 white  
PR 9314/20 black

### MOUNTING

The transducer housing can be mounted onto an adjustable bracket by means of the clamping bush (fig. 3) and two nuts (fig. 4). For this purpose, provide a bore of 18,5 mm in the bracket.

Mount the bracket on the measuring basis forming the reference of the measuring object.

Secure the plunger armature to the displacing part of the measuring object with the aid of the threaded rod and the nuts M4 (fig. 4). To centre the plunger armature, resp. the core relative to the coil, slide the armature into the housing until it engages the stop.

- Unscrew nuts of the clamping bush slightly
- Slide housing in direction of the displacement part until the armature engages the stop
- Tighten the nuts of the clamping bush with care
- Secure plunger armature to the displacing part and adjust, if required
- Unscrew clamping bush slightly and extend housing until the coloured groove (mark of the plunger armature) coincides with the face of the housing

### CONNECTION

Connect the voltage, supplied by PR 9307, 9308 or 9309 f.i., to the white and grey wire of the transducer; the black wire leads to the centre point of the coils, thus forming one point of the measuring diagonal. On the use of a screened connection cable, the screening has to be connected to the soldering lug of the clamping bush.

### ZERO ADJUSTMENT

The zero adjustment may be achieved in two ways.

First possibility:

- Extend plunger armature until the coloured groove (mark for the plunger armature) coincides with the face of the housing; then the core is about in centre position relative to both coils
- Coarse and fine zero adjustment is made by means of the connected measuring bridge according to the directions for use

Second possibility:

- Perform adjustment prior to mounting
- Remove plunger armature entirely from the housing
- Coarse and fine zero adjustment is made by means of the connected measuring bridge according to the directions for use
- Mount transducer
- Slide plunger armature into the housing until the measuring bridge is again indicating zero, then the core is exactly at the electrical centre position relative to both coils

### CALIBRATION

After zero adjustment is concluded, simulate the desired displacement by means of a micrometer screw or gauge block, f.i.; then calibrate the measuring bridge in accordance with the directions for use.

## 6. SPECIFICATIONS

Data with indicated tolerances are guaranteed by the manufacturer, data indicated tolerances merely serve for purposes of information and correct values of an average device.

		/01	/02	/05	/10
Linear measuring length	mm	$\pm 1$	$\pm 2$	$\pm 5$	$\pm 10$
Max. supply voltage	V <sub>rms</sub>			12	
Carrier frequency	kHz			4 to 6	
Coil impedance					
at 4 kHz approx.	$\Omega$	245	240	280	280
at 6 kHz approx.	$\Omega$	335	320	365	365
Nominal sensitivity for bridge circuit at 6 kHz approx.	$\frac{mV}{mm \cdot V}$	55	45	37	10
F.s.d. for bridge circuit at 6 kHz	$\frac{mV}{V}$	$\pm 55$	$\pm 90$	$\pm 187$	$\pm 187$
Increase in sensitivity at 5 kHz } in % of nom. sensitivity	%	$\pm 3.5$	$\pm 4$	$\pm 5$	$\pm 5$
at 4 kHz }	%	$\pm 6.5$	$\pm 7$	$\pm 11.5$	$\pm 11.5$
Manufacturing tolerance of nominal sensitivity	%			$\leq 15$	
Linearity error at f.s.d.	%			$< 1$	
Temperature					
Permissible range	$^{\circ}C$			-20 to +12	
Influence between -20 $^{\circ}$ and +65 $^{\circ}C$ (in % of f.s.d. with ref. to 20 $^{\circ}C$ )		$< 1$	$< 1$	$\pm 1.2$	
Magnetic interference of a homogeneous interferential field of 15 Gauss at f.s.d.	%			$< 0.5$	
Dimensions (dia. x length)	mm	14 x 43	14 x 43	14 x 56	14 x 56
Length incl. threaded rod	mm	65	65	78	9
Max. displacement of plunger armature from centre to stop	mm	6.1	5.7	8.7	1
Total weight	g	35	35	45	4
Weight of plunger armature plus threaded rod	g	5	5	6	6
Connection cables		three teflon-insulated colour-coded			

### INHALT

1. Allgemeines
2. Montage
3. Anschluss
4. Nullabgleich
5. Kalibrierung
6. Technische Daten

### 1. ALLGEMEINES

Mit dem induktiven Wegaufnehmer PR 9314/.. sind in Verbindung gerätfrequenz-Messbrücke Verlagerungen bis  $\pm 20$  mm messbar.

Das Messprinzip der induktiven Wegaufnehmer beruht auf messwertferentiellen Induktivitätsänderungen zweier Spulen als Folge der eines ferromagnetischen Kernes.

Die Aufnehmer sind sowohl für statische als auch für dynamische (1250 Hz) verwendbar, vorausgesetzt, dass die Beschleunigung des (Kernträgers) (Fig.1) 10 g nicht überschreitet.

Mit diesen Aufnehmern ist es ebenfalls möglich, mechanische Gri Zug-, Druck, Biege- und Knickkräfte oder Torsions- und Biegem Verlagerung (Wegänderung) verursachen, zu messen.

Die Gehäuse (Fig. 2) und Tauchanker der Aufnehmer sind mit Far folgt gekennzeichnet:

PR 9314/01 braun  
PR 9314/02 rot  
PR 9314/05 grün  
PR 9314/10 weiss  
PR 9314/20 schwarz

ei Geräten ist die Schaltung nach Fig. 5 (Mitte) zweckmässiger, da die "schwebenden" Kontakte (Steckkontakte 7) gleiches Niveau haben. Hierdurch ergibt sich bei gleichem beider Aufnehmer eine Differenzmessung beider Ausgangsgrössen. Soll die Summe beider Ausgangsgrössen gebildet werden, so muss die Spaltung eines Aufnehmers umgepolt werden. Inversion mehrerer Stromausgänge ist durch Parallelschaltung möglich (Fig. 5).

#### VERBODENLEITUNG

##### Einstellung der Ausgangsgrösse

Die Einstellung der Messumformer mit der Lötbrücke K7 auf Stromausgang eingestellt. Soll die Spannungsausgang verwendet werden, so ist die Lötbrücke K7 zu entfernen und die K8 einzulöten (Fig. 4).

##### Einstellung der Ausgangsnennbereiche

Die Einstellung der Stromausgang mit dem Widerstand  $R_I = 49,9 \Omega$  auf den Nennbereich eingestellt. Wird ein kleinerer Nennbereich gewünscht, so muss  $R_I$  durch einen Präzisionswiderstand ( $0,25 \text{ W}$ ,  $TK \geq 20 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ ) ersetzt werden, dessen Wert wie folgt zu bestimmen ist an der Stelle  $R_I$  (Fig. 4) einzulöten ist.

$$R_I = \frac{1 \text{ V}}{I_0}$$

$$R_I \geq 50 \Omega; \text{ Toleranz } \pm 0,25 \%$$

$$R_I = \text{Strombereichswiderstand in } \Omega;$$

$$I_0 = \text{Nennbereichsendwert in A}$$

Der Bereich für den Spannungsausgang beträgt  $\pm 1 \text{ V}$ . Bei anderer Ausgangsspannung gewünscht, so ist folgendermassen vorzugehen: Die Lötbrücke K8 einsetzen und den Wert eines externen Zusatzwiderstands durch folgende Formel bestimmen,

$$R = \frac{U_N \cdot U_A}{U_N - U_A} \quad R = \text{externer Zusatzwiderstand in } \Omega$$

$$U_N = \text{Nennausgangsspannung in V}$$

$$U_A = \text{gewünschte Ausgangsspannung in V}$$

Der Wert  $R$  soll  $\pm 10 \text{ V}$  betragen, so müsste  $R = 83,3 \Omega$  werden. Dieser Widerstand ist als Metallfilmwiderstand  $MR 25 \pm 2 \%$  wird an die Anschlüsse 7 und 8 gelegt. Die gewünschte Ausgangsspannung steht an den Anschlüssen 7 und 9.

##### Probiernahme

Die Stromkreise gemäss Fig. 1 oder Fig. 2 angeschlossen sind, ist die Versorgung (12 V oder 24 V) einzuschalten. Die richtige Zuordnung der Tauchankerbohrer-Aufnehmer zur Anzeigerichtung des angeschlossenen Messgeräts ist zu prüfen. Die Anzeigerichtung umgekehrt werden, so ist dies erreichbar durch

- Vertauschen der Anschlüsse "Transducer Supply" oder
- Umpolen des Anzeigeräts

##### Verstärkungseinstellung

Die Eingangsspannung abschätzen. Für PHILIPS-Wegaufnehmer PR 9314/.. sollte in Fig. 6; zutreffenden Messbereich wählen und ggf. Brücke K1 oder K2. Brücken K3 bis K6 offen lassen. Gemäss Fig. 1 oder 2 mit den Anschlüssen für Transducer Supply verbinden, die noch nicht angeschlossen. Die Einstellung des angeschlossenen Instruments kontrollieren, ggf. mit Einsteller ZERO einstellen. Die Leitung vom Aufnehmer an Signal Input anschliessen. Das Instrument zum Messobjekt so justieren, dass Instrument genau Null anzeigt oder Kalibrierwert der Messgrösse am Messobjekt einstellen oder simulieren. Der Einsteller GAIN die Anzeige auf den entsprechenden Kalibrierwert einstellen. Wenn der Kalibrierwert nicht einstellen, weil die Anzeige zu klein ist, dann ist die Lötbrücke K1 einzulöten. Wenn der Kalibrierwert nicht einstellen, weil die Anzeige zu gross ist, dann ist die Lötbrücke K2 einzulöten. Mit dem Einsteller GAIN den Kalibrierwert einstellen.

##### Nullpunkteinstellung

Der ZERO dient zur elektrischen Kompensation der Restspannung, die nach der mechanischen Justierung des Aufnehmers verbleibt. Ausserdem ist der Nullpunkt innerhalb des Messbereichs durch Einlöten von Brücken definiert verfügbar (Fig. 1). Wenn die Lötbrücken K3 bis K6 nicht vorhanden, der Messbereich ist nicht definiert. Die Einstellung des Aufnehmers mit dem Einsteller ZERO und den Brücken K3 bis K6 wird erreicht, so muss in jedem Fall zuerst die Verstärkung gemäss 6.4. eingestellt werden. Mit den Brücken K3 bis K6 und dem Einsteller ZERO wird nur der Nullpunkt, die Verstärkung bleibt davon unbeeinflusst.

##### Asymmetrischer Betrieb

Die Lötbrücken K3 bis K6 entfernen. Die Leitung vom Aufnehmer an Signal Input anschliessen, Signal Input nicht anschliessen. Die Einstellung des angeschlossenen Instruments kontrollieren, ggf. mit Einsteller ZERO einstellen. Die Leitung vom Aufnehmer an Signal Input anschliessen. Das Instrument zum Messobjekt justieren, dass Instrument etwa Null anzeigt. Der Einsteller ZERO Anzeige genau auf den Wert Null einstellen.

##### Symmetrischer Betrieb

Die Messgrösse des Messobjekts bezogen auf die Nullposition unsymmetrisch, dann die Einstellung wie folgt vorzunehmen: Das Instrument in Nullposition bringen. Gemäss Fig. 4 wählen und einlöten. Der Einsteller ZERO Nullanzeige einstellen.

#### WARTUNG UND INSTANDSETZUNG

Der Messumformer PR 9871/00 bedarf im Betrieb keiner Wartung. Die Instandsetzung ist, da die Schaltung mit Silikonkautschuk vergossen ist, nicht möglich.

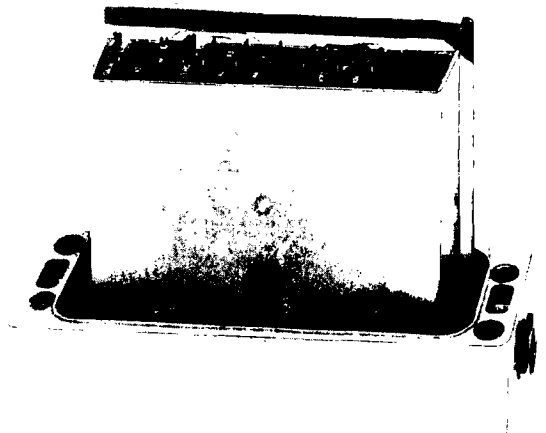
##### BEZUGSWEISE

Der Messumformer PR 9871/00; Abmessungen, Ein- und Ausgänge. Der Messumformer PR 9870; Abmessungen, Ein- und Ausgänge bei Verwendung des Messumformers PR 9871/00. Der Schaltbild. Die Messorgane, Lötbrücken und zugehörige ZERO-Einstellbereiche. Die Beispiele über Kombinationsmöglichkeiten der Ausgänge. Die notwendige Lötbrücken bei Verwendung eines Aufnehmers der Reihe PR 9314/.. Die Anschlussbeispiele. Die weitere des Spannungsmessbereichs.

# PHILIPS



Directions for use  
Gebrauchsanleitung  
Mode d'emploi



## DISPLACEMENT CONVERTER

## MESSUMFORMER FÜR INDUKTIVE AUFNEHMER

## CONVERTISSEUR DE MESURE POUR CAPTEURS INDUCTIFS

### PR 9870

### PR 9871/00

## 1. APPLICATION

The displacement converter PR 9871/00 is used for static and dynamic measurements in combination with inductive transducers (e.g. PR 9314/01.../20) and differential transformers (e.g. PR 9310) in half-bridge configuration. Due to its high stability of gain and zero, the converter is particularly suited for process supervision and long-term measurements.

## 2. INSTALLATION

The displacement converter PR 9871/00 is delivered in the form of an encapsulated print card (fig. 1). Any number may be mounted in a suitable housing; for example, two PR 9871 may be housed side by side in a standard PIT plug-in unit 3 E, 1 module wide. A 22-pole socket connector is available.

For dustproof and splash-proof installation of individual converters, housing PR 9870 has been developed. This is a metal die casting (fig. 2) provided with two cable entry glands (DIN 46 255). By using the housing PR 9870, a single displacement converter PR 9871/00 may be mounted near to the point of measurement.

## 3. SPECIFICATIONS

### 3.1. Electrical data

Measuring range	0.1 ... 2 V
Nominal values	I 100 ... 300 mV II 200 ... 800 mV III 600 ... 2000 mV
Setting: coarse	in three steps by means of soldering jumpers
fine	by means of 20-turn trim potentiometer
Modulation frequency range	0 ... 200 Hz (-3 dB)
Zero-adjustment	± 100 %
Setting: coarse	± 33 % ± 66 % ± 99 %
fine	± 20 % by means of trim potentiometer
Connection of transducer	
Impedance of transducer	250 ... 600 Ω at 5 kHz
Transducer supply voltage	4 V <sub>rms</sub> / 5 kHz; permanently short-circuit proof
Outputs	2; asymmetric, isolated from DC-power supply and transducer supply voltage (floating); permissible voltage between outputs and supply max. 70 VAC or 100 VDC proof against short-circuit and open-circuit
Operating mode	voltage or current output selected by means of soldering jumpers
Nominal range of voltage output	± 1 V impressed; may be increased to ± 10 V by means of external calibration resistor
Output current	max. 10 mA
Load resistance	min. 100 Ω
Short-circuit current	max. 20 mA
Nominal range of current output	± 20 mA impressed; may be reduced by means of external calibration resistor
Overrange limits	± 60 mA
Output voltage	max. 10 V
Load resistance	max. 500 Ω
Accuracy	as percentage of nominal range of output signal
Intrinsic error	
Linearity	0.1 % related to straight line between 0 and nominal value 0.15 % related to straight line between + and nominal values
Stability: zero	0.02 %
gain	0.1 % } over 24 h
Signal-to-noise ratio	50 dB, measured with low-pass filter ( $f_c = 1$ kHz)
Error due to external factors	
DC-power supply: zero	0.01 % / V
gain	1 % / V
Ambient temperature: zero	0.01 % / °C
gain	0.03 % / °C
DC-power supply	12 V DC or 24 V DC
Permissible operating ranges	10.5 V to 14 V; 21 V to 28 V
Reference value	12 V
Current consumption	approx. 150 mA
Source resistance	max. 10 Ω including lead resistance
Ripple (peak-peak)	max. 4 V (measured at terminals 2 and 3); however the supply voltage must not fall below the minimum value of 10.5 V
Protection against reverse polarity	provided
Ambient temperatures	
Reference value	without housing 23 °C
Permissible operating range	without housing 0 ... +50 °C
Range limits	without housing -10 ... +60 °C
Limits for storage and transportation	without housing -40 ... +80 °C
	with housing PR 9870/00 23 °C
	with housing 0 ... +50 °C
	with housing -10 ... +60 °C
	with housing -40 ... +80 °C

### 3.2. Mechanical data

Dimensions: thickness	26 mm	} fig. 1
width	117 mm	
length	90 mm	
Weight	0.27 kg	

### Vibration resistance.

Ambient conditions: suitable for use in industrial and marine atmospheres  
Protection according to DIN 10 050: IP 53; dustproof and splash-water proof

when mounted in housing PR 9870

### 3.3. Accessories

Standard:	1 directions for use (leaflet)
Optional:	housing PR 9870 (910 095 7000) 22-pole connector (2422 037 72202)

## 4. OPERATING PRINCIPLE

The displacement converter PR 9871/00 operates on the carrier-frequency principle (fig. 3) a carrier-frequency oscillator, a measuring value amplifier, a demodulator amplifier and the power supply stabiliser.

The measuring amplifier is preceded by a resistance network (GAIN) for matching to the transducer in use. The gain can be varied over the range 20 : 1.

Another resistance network (ZERO) is connected in parallel to the transducer supply which the zero point can be shifted over the whole measuring range (fig. 4).

The signal from the measuring amplifier is a carrier-frequency signal, modulates quantity, and is fed to the demodulator which is controlled by the oscillator via a divider. The demodulator feeds a signal proportional to the measuring quantity to the filter to the output amplifier.

The output amplifier provides a current output and a voltage output, either of which required.

The outputs are isolated from the transducer connections as well as from the power for the outputs of several instruments PR 9871/00 may be interconnected at will.

## 5. INSTALLATION

The displacement converter accommodated in a housing may be mounted in any position.

The dimensions of the housing PR 9870 with its two mounting holes can be seen in fig. 2.

The base of the housing (fig. 2) contains a print card; this carries the plug-in card PR 9871, a terminal block for connections, a terminal for the screening of the transducer as well as two cable clamps (ordering number 5322 218 61009).

The screen terminal is connected to terminals 1 and 10 (negative pole of DC-power) both cable clamps are attached to the metal case.

At the ends of the housing base, cable glands (fig. 3) with adaptable sealing rings are provided. These will accommodate cables with outside diameters of 5 to 10 mm.

The transducer and the measuring converter may conveniently be connected by means of a 22-pin connector (5322 322 40022). Connections to the terminals of the housing are shown in fig. 2.

Fig. 2 shows also the connections for the output and for the DC-power supply. The outputs 7, 8 and 9 are isolated from other terminals of the assembly (floating output) so that subsequent indicating or recording instrument can be earthed. When using several instruments together, the voltage outputs should always be connected in series; in this way, it is possible to add algebraically (with proper polarity).

If only two instruments are to be used together, the circuit shown in fig. 5 (centre) for the "floating common points" (plug contacts 7) have the same potential. Thus, connections to both transducers, a differential measurement results. If a sum is desired, the supply connections to one transducer must be interchanged.

Several current outputs may be combined by parallel connection (fig. 5).

## 6. OPERATING INSTRUCTIONS

### 6.1. Selection of output quantity

On delivery, the displacement converter is adjusted to give a current output by means of jumper K7. If, however, a voltage output is required, soldering jumper K7 should be removed and jumper K8 should be connected instead (fig. 4).

### 6.2. Selection of nominal output ranges

On delivery, the current output is set to the nominal range of ± 20 mA by means of a resistor  $R_1 = 19.9 \Omega$  (see fig. 4). If a lower nominal range is required,  $R_1$  must be replaced by a wire-wound resistor (0.25 W, temperature coefficient  $\leq 20 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ ). The nominal range is determined as follows:

$$R_1 = \frac{1 \text{ V}}{I_0} \quad R_1 = 50 \Omega; \text{ accuracy } \pm 0.25 \%$$

$$R_1 = \frac{\text{"current range" resistance in } \Omega}{I_0} \quad I_0 = \text{nominal range in A}$$

The nominal range for the voltage output is ± 1 V.

If another output voltage is desired, proceed as follows:

- solder link K8 and determine the additional external resistance by means of the following formula:

$$R = \frac{750 \cdot U_N}{U_A - U_N} \quad R = \text{additional external resistance in } \Omega$$

$$U_N = \text{nominal output voltage in V}$$

$$U_A = \text{desired output voltage in V}$$

Example: If  $U_A$  is desired to be ± 10 V, R should be 83.3 Ω. This resistor (of the film-type MR 25 ± 2 %) is connected to the points 7 and 8 (fig. 4). The desired output voltage is available at the connections 7 and 9.

### 6.3. Switching on

After connecting in accordance with figs. 1 and 2, switch on the DC-power supply (24 V). Check whether movement of the transducer core causes deflection of the indicating instrument in the required sense. If the deflection must be reversed, it follows:

- interchange the connections "transducer supply"
- interchange the connections to the indicating instrument

### 6.4. Gain adjustment

- Estimate maximum of input voltage. Values of PHILIPS displacement transducers PR 9314/... are stated in fig. 6; select appropriate measuring range and connect soldering jumper K1 or K2 if required. Do not connect jumpers K3 to K6
- Connect transducer to transducer supply terminals according to fig. 1 or fig. 2 but do not connect measuring lead to signal input
- Check connected indicating instrument for proper zero-adjustment, correct with potentiometer ZERO, if required
- Connect measuring lead of transducer to terminal signal input
- Mechanically adjust the transducer so that indicating instrument reads exactly
- Adjust or stimulate extreme value or calibration value of the measuring quantity mechanically at the transducer



PASS = 2

MCSL-2650 ASSEMBLER

PAGE 1

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

```

1          ****
2          *      LINEARISATIE VAN EEN LATERALE
3          *      FOTODIODE
4          *      PETER VAN VUGT      11-12-1980
5 6D00      ORG      H'6D00'
6 0269      BOUT EQU      4'269'
7 02B4      COUT EQU      H'2B4'
8 0286      CHIN EQU      H'286'
9          *
10         ****
11         *
12 6D00 3F 71 4B      PRO1  BSTA,UN      SAMP
13 6D03 3F 71 58      BSTA,UN      CONX
14 6D06 55 06      REDE,R1      6
15 6D08 CD 1A 5C      STRA,R1      U
16 6D0B 56 05      REDE,R2      5
17 6D0D CE 1A 5D      STRA,R2      U+1
18 6D10 3F 71 69      BSTA,UN      CONY
19 6D13 55 06      REDE,R1      6
20 6D15 CD 1A 5E      STRA,R1      V
21 6D18 56 05      REDE,R2      5
22 6D1A CE 1A 5F      STRA,R2      V+1
23 6D1D 3F 71 75      BSTA,UN      OUT
24 6D20 1B 5E      BCTR,UN      PRO1
25          *
26          *
27 6D22 3F 71 4B      PRO2  BSTA,UN      SAMP
28 6D25 3F 71 58      BSTA,UN      CONX
29 6D28 54 06      REDE,R0      6
30 6D2A CC 1A 5E      STRA,R0      V
31 6D2D 54 05      REDE,R0      5
32 6D2F CC 1A 5F      STRA,R0      V+1
33 6D32 3F 71 6D      BSTA,UN      CONU
34 6D35 54 06      REDE,R0      6
35 6D37 CC 1A 5C      STRA,R0      U
36 6D3A 54 05      REDE,R0      5
37 6D3C CC 1A 5D      STRA,R0      U+1
38 6D3F 3F 71 75      BSTA,UN      OUT
39 6D42 1B 5E      BCTR,UN      PRO2
40         ****
41         *
42         *      INLEESPROGRAMMA
43         *

```

MCSL-2650 ASSEMBLER

PAGE 2

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

44

\*\*\*\*

45					* -132-		
46	6D44	04	F0		INL	LODI,R0	H'F0' BEGIN BIJ FF
47	6D46	CC	14	5E	INL1	STRA,R0	V
48					*		
49	6D49	3F	71	A2		BSTA,UN	TEXT
50	6D4C	3F	71	4B	WAIT	BSTA,UN	SAMP NEEM EEN SAMPLE
51	6D4F	3F	71	6D		BSTA,UN	CONU
52	6D52	54	06			REDE,R0	6 LEES U IN
53	6D54	F4	0F			TMI,R0	H'OF' WACHT TOT U=15
54	6D56	98	74			BCFR,ER	WAIT
55					*		
56	6D58	3F	71	4B	INL2	BSTA,UN	SAMP SAMPLE INGANGEN
57	6D5B	3F	71	6D		BSTA,UN	CONU CONVERTEER U
58	6D5E	57	06			REDE,R3	6
59	6D60	6F	1A	5E		IORA,R3	V
60	6D63	55	05			REDE,R1	5
61	6D65	CD	1A	5D		STRA,R1	U+1
62					*		
63	6D68	3F	71	58		BSTA,UN	CONX CONVERTEER X
64	6D6B	54	06			REDE,R0	6
65	6D6D	CF	72	55		STRA,R0	FXH,R3
66	6D70	54	05			REDE,R0	5
67	6D72	CF	73	55		STRA,R0	FXL,R3
68					*		
69	6D75	3F	71	69		BSTA,UN	CONY CONVERTEER Y
70	6D78	54	06			REDE,R0	6
71	6D7A	CF	74	55		STRA,R0	FYH,R3
72	6D7D	54	05			REDE,R0	5
73	6D7F	CF	75	55		STRA,R0	FYL,R3
74					*		
75	6D82	0C	1A	5D		LODA,R0	U+1
76	6D85	44	FE			ANDI,R0	H'FE'
77	6D87	47	0F			ANDI,R3	H'OF'
78	6D89	63				IORZ	R3
79	6D8A	98	4C			BCFR,Z	INL2 ALS U#0 DOORGAAN
80					*		
81	6D8C	0C	1A	5E		LODA,R0	V
82	6D8F	18	07			BCTR,Z	TAB1 INLEZEN KLAAR
83	6D91	77	01			PPSL	CAR
84	6D93	A4	10			SUBI,R0	H'10'
85	6D95	1F	6D	46		BCTA,UN	INL1 VOLGENDE PUNT
86					*		

MC8L-2650 ASSEMBLER

PAGE 2

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

87					*****
88					* TABELOMZETTINGSPROGRAMMA
89					* ZET TABELLEN X=FX(U,V)
90					* EN Y=FY(U,V)
91					* OM IV
92					* U=FU(X,Y)
93					* V=FV(X,Y)
94					*****
95					*
96	6D98	20			TAB1 EORZ R0
97	6D99	CC	1A	57	STRA,R0 PUNT
98					* UIT PUNT WORDEN A EN B BEREKEND
99					*
100	6D9C	0C	1A	57	TAB2 LODA,R0 PUNT
101	6D9F	44	0F		ANDI,R0 H'OF'
102	6DA1	CC	1A	55	STRA,R0 A

```

3 6DA4 0C 1A 57
4 6DA7 50
5 6DA8 50
6 6DA9 50
7 6DAA 50
8 6DAB 44 0F
9 6DAD CC 1A 56
0 6DB0 20
1 6DB1 CC 1A 59
2 6DB4 CC 1A 5B
3 6DB7 04 80
4 6DB9 CC 1A 58
5 6DEC CC 1A 5A
6
7
8
9
0
1
2 6DBF 04 20
3 6DC1 CC 12 4D
4 6DC4 CC 12 4D
5 6DC7 77 01
6 6DC9 A4 01
7 6DCB 1C 6E 8D
8 6DCE CC 12 4D
9

```

-139-

```

LODA,R0      PUNT
RRR,R0
RRR,R0
RRR,R0
RRR,R0
ANDI,R0      H'0F'
STRA,R0      B
EORZ         R0
STRA,R0      X+1
STRA,R0      Y+1
LODI,R0      H'80'
STRA,R0      X
STRA,R0      Y

```

B9

```

*
*
*
*
*

```

NU WORDEN ITERATIEF DE WAARDEN VAN  
X EN Y BEPAALD, DIE A.B ALS BEELD  
HEBBEN

```

CORR LODI,R0      H'20'
      STRA,R0      ITER
      LODA,R0      ITER
      PPSL         CAR
      SUBI,R0      1
      BCTA,Z       COR2
      STRA,R0      ITER

```

```

*
```

SL-2650 ASSEMBLER

PAGE 4

E ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

```

0 6DD1 3F 6F B9
1
2
3
4
5
6
7 6DD4 0D 1A 5F
8 6DD7 B5 01
9 6DD9 CC 1A 5D
0 6DDC B4 01
1 6DDE 61
2 6DDF 44 FC
3 6DE1 1C 6E 8D
4
5
6
7
8
9
0
1 6DE4 75 01
2 6DE6 77 08
3 6DE8 CC 1A 59
4 6DEB D0
5 6DEC CC 1A 59
6 6DEF CC 1A 58
7 6DF2 D0
8 6DF3 CC 1A 58
9
0 6DF6 75 01

```

```

BSTA,UN      ZIZO
*
* KONTROLEREN OF ITERATIEPROCES GESTOPT
* MAG WORDEN.
* JA, DAN NAAR COR2, ANDERS NAAR COR1
*
*
* LODA,R1      U+1
* ADDI,R1      1
* LODA,R0      U+1
* ADDI,R0      1
* IORZ         R1
* ANDI,R0      H'FC'
* BCTA,Z       COR2
*
* COR1 WORDT DOORLOPEN ALS ER NOG EEN
* ITERATIESLAG NODIG IS
*
* X := X+A-U
* Y := Y+B-V
*
COR1 CPSL         CAR
      PPSL         WC
      LODA,R0      X+1
      RRL,R0
      STRA,R0      X+1
      LODA,R0      X
      RRL,R0
      STRA,R0      X
*
CPSI         CAR

```

161	6DF8	0C	1A	58		LODA,RO	X
162	6DFB	8C	1A	55		ADDA,RO	A
163	6DFE	CC	1A	58		STRA,RO	X
164					*		
165	6E01	77	09			PPSL	WC+CAR
166	6E03	05	02			LODI,R1	2
167	6E05	0D	7A	57	SUB1	LODA,RO	X-1,R1
168	6E08	AD	7A	5B		SUBA,RO	U-1,R1
169	6E0B	CD	7A	57		STRA,RO	X-1,R1
170	6E0E	F9	75			BDRR,R1	SUB1
171					*		
172	6E10	75	01			CPSL	CAR

-140-

B

MCSL-2650 ASSEMBLER

PAGE 5

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

173	6E12	0C	1A	58		LODA,RO	X
174	6E15	50				RRR,RO	
175	6E16	CC	1A	58		STRA,RO	X
176	6E19	0C	1A	59		LODA,RO	X+1
177	6E1C	50				RRR,RO	
178	6E1D	CC	1A	59		STRA,RO	X+1
179	6E20	75	01			CPSL	CAR
180	6E22	0C	1A	5B		LODA,RO	Y+1
181	6E25	D0				RRL,RO	
182	6E26	CC	1A	5B		STRA,RO	Y+1
183	6E29	0C	1A	5A		LODA,RO	Y
184	6E2C	D0				RRL,RO	
185	6E2D	CC	1A	5A		STRA,RO	Y
186					*		
187	6E30	75	01			CPSL	CAR
188	6E32	0C	1A	5A		LODA,RO	Y
189	6E35	8C	1A	56		ADDA,RO	B
190	6E38	CC	1A	5A		STRA,RO	Y
191					*		
192	6E3B	77	01			PPSL	CAR
193	6E3D	05	02			LODI,R1	2
194	6E3F	0D	7A	59	SUB2	LODA,RO	Y-1,R1
195	6E42	AD	7A	5D		SUBA,RO	U-1,R1
196	6E45	CD	7A	59		STRA,RO	Y-1,R1
197	6E48	F9	75			BDRR,R1	SUB2
198	6E4A	75	01			CPSL	CAR
199	6E4C	0C	1A	5A		LODA,RO	Y
200	6E4F	50				RRR,RO	
201	6E50	CC	1A	5A		STRA,RO	Y
202	6E53	0C	1A	5B		LODA,RO	Y+1
203	6E56	50				RRR,RO	
204	6E57	CC	1A	5B		STRA,RO	Y+1
205					*		
206	6E5A	0C	1A	58		LODA,RO	X
207	6E5D	6C	1A	5A		IDRA,RO	Y
208	6E60	44	FO			ANDI,RO	H'FO'
209	6E62	1C	6D	C4		BCTA,Z	CORR
210					*		
211	6E65	0C	1A	59	FOUT	LODA,RO	X+1
212	6E68	75	01			CPSL	CAR
213	6E6A	84	01			ADDI,RO	1
214	6E6C	44	FC			ANDI,RO	H'FC'
215	6E6E	18	09			BCTR,Z	\$+11

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

```

216 6E70 0C 1A 55          LODA,R0      A
217 6E73 CC 1A 58          STRA,R0     X
218 6E76 CC 1A 59          STRA,R0     X+1
219 6E79 0C 1A 5B          LODA,R0     Y+1
220 6E7C 75 01            CPSL        CAR
221 6E7E 84 01            ADDI,R0     1
222 6E80 44 FC            ANDI,R0     H'FC'
223 6E82 18 09            BCTR,Z      $+11
224 6E84 0C 1A 56          LODA,R0     B
225 6E87 CC 1A 5A          STRA,R0     Y
226 6E8A CC 1A 5B          STRA,R0     Y+1
227 6E8D 0F 1A 57          LODA,R3     PUNT
228 6E90 0C 1A 58          LODA,R0     X
229 6E93 CF 76 55          STRA,R0     FVH,R3
230 6E96 0C 1A 59          LODA,R0     X+1
231 6E99 CF 77 55          STRA,R0     FVL,R3
232 6E9C 0C 1A 5A          LODA,R0     Y
233 6E9F CF 78 55          STRA,R0     FVH,R3
234 6EA2 0C 1A 5B          LODA,R0     Y+1
235 6EA5 CF 79 55          STRA,R0     FVL,R3
236
237 6EAB 75 01            CPSL        CAR
238 6EAA 87 01            ADDI,R3     1
239 6EAC CF 1A 57          STRA,R3     PUNT
240 6EAF 9C 6D 9C          BCFA,Z      TAB2
241
242
243
244
245
246
247
248
249
250
251 6EB2 3F 71 4B          UITV      BSTA,UN    SAMP
252 6EB5 3F 71 58          BSTA,UN    CONX
253 6EB8 55 06            REDE,R1     6
254 6EBA CD 1A 58          STRA,R1     X
255 6EBD 56 05            REDE,R2     5
256 6EBF CE 1A 59          STRA,R2     X+1
257
258 6EC2 3F 71 69          BSTA,UN    CONY

```

COR2

\*

\*

\*\*\*\*\*

\*

```

*      UITVOERPROGRAMMA
*      LEEST X EN Y
*      BEREKENT U EN V
*      SCHRYFT U EN V NAAR UITGANG

```

\*

\*\*\*\*\*

\*

```

UITV      BSTA,UN    SAMP
          BSTA,UN    CONX
          REDE,R1     6
          STRA,R1     X
          REDE,R2     5
          STRA,R2     X+1
*
          BSTA,UN    CONY

```

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

```

259 6EC5 55 06            REDE,R1     6
260 6EC7 CD 1A 5A          STRA,R1     Y
261 6ECA 56 05            REDE,R2     5
262 6ECC CE 1A 5B          STRA,R2     Y+1
263
264 6ECF 0C 1A 58          LODA,R0     X
265 6ED2 44 0F            ANDI,R0     H'OF'
266 6ED4 0D 1A 5A          LODA,R1     Y
267 6ED7 D1              RRL,R1
268 6ED8 D1              RRI,R1

```

\*

269	6ED9	D1			RRL,R1	-142-
270	6EDA	D1			RRL,R1	
271	6EDB	45	F0		ANDI,R1	H'F0'
272	6EDD	61			IORZ	R1
273	6EDE	CC	12	50	STRA,R0	AREA
274	6EE1	0C	1A	59	LODA,R0	X+1
275	6EE4	CC	12	4E	STRA,R0	ALFA
276	6EE7	0C	1A	5B	LODA,R0	Y+1
277	6EEA	CC	12	4F	STRA,R0	BETA
278	6EED	0E	12	4E	LODA,R2	ALFA
279	6EF0	0F	12	50	LODA,R3	AREA
280	6EF3	3F	6F	87	BSTA,UN	LODU
281	6EF6	3F	70	E9	BSTA,UN	FORM
282	6EF9	0C	1A	63	LODA,R0	RSLT
283	6EFC	CC	12	4B	STRA,R0	FP
284	6EFF	0C	1A	64	LODA,R0	RSLT+1
285	6F02	CC	12	4C	STRA,R0	FP+1
286	6F05	0E	12	4E	LODA,R2	ALFA
287	6F08	0F	12	50	LODA,R3	AREA
288	6F0B	75	01		CPSL	CAR
289	6F0D	87	10		ADDI,R3	H'10'
290	6F0F	3F	6F	87	BSTA,UN	LODU
291	6F12	3F	70	E9	BSTA,UN	FORM
292	6F15	07	02		LODI,R3	2
293	6F17	0F	7A	62	LODA,R0	RSLT-1,R3
294	6F1A	CF	72	48	STRA,R0	Q-1,R3
295	6F1D	0F	72	4A	LODA,R0	FP-1,R3
296	6F20	CF	72	45	STRA,R0	PE-1,R3
297	6F23	FB	72		BDRR,R3	\$-12
298	6F25	0E	12	4F	LODA,R2	BETA
299	6F28	3F	70	E9	BSTA,UN	FORM
300	6F2B	0C	1A	63	LODA,R0	RSLT
301	6F2E	CC	1A	5C	STRA,R0	U

I

MCSL-2650 ASSEMBLER

PAGE 8

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

302	6F31	0C	1A	64	LODA,R0	RSLT+1
303	6F34	CC	1A	5D	STRA,R0	U+1
304	6F37	0E	12	4E	LODA,R2	ALFA
305	6F3A	0F	12	50	LODA,R3	AREA
306	6F3D	3F	6F	A0	BSTA,UN	LODV
307	6F40	3F	70	E9	BSTA,UN	FORM
308	6F43	0C	1A	63	LODA,R0	RSLT
309	6F46	CC	12	4B	STRA,R0	FP
310	6F49	0C	1A	64	LODA,R0	RSLT+1
311	6F4C	CC	12	4C	STRA,R0	FP+1
312	6F4F	0E	12	4E	LODA,R2	ALFA
313	6F52	0F	12	50	LODA,R3	AREA
314	6F55	75	01		CPSL	CAR
315	6F57	87	10		ADDI,R3	H'10'
316	6F59	3F	6F	A0	BSTA,UN	LODV
317	6F5C	3F	70	E9	BSTA,UN	FORM
318	6F5F	07	02		LODI,R3	2
319	6F61	0F	7A	62	LODA,R0	RSLT-1,R3
320	6F64	CF	72	48	STRA,R0	Q-1,R3
321	6F67	0F	72	4A	LODA,R0	FP-1,R3
322	6F6A	CF	72	45	STRA,R0	PE-1,R3
323	6F6D	FB	72		BDRR,R3	\$-12
324	6F6F	0E	12	4F	LODA,R2	BETA
325	6F72	3F	70	E9	BSTA,UN	FORM
326	6F75	0C	1A	63	LODA,R0	RSLT

```

327 6F78 CC 1A 5E
328 6F7B CC 1A 64
329 6F7E CC 1A 5F
330
331 6F81 3F 71 75
332
333 6F84 1F 6E B2
334
335
336 6F87 0F 76 55
337 6F8A CC 12 46
338 6F8D 0F 77 55
339 6F90 CC 12 47
340 6F93 0F 76 56
341 6F96 CC 12 49
342 6F99 0F 77 56
343 6F9C CC 12 4A
344 6F9F 17

```

```

          STRA,RO    V
          LODA,RO    RSLT+1
          STRA,RO    V+1
*
          BSTA,UN     OUT
*
          BCTA,UN     UITV
*****
*
LODU      LODA,RO     FUH,R3
          STRA,RO     PE
          LODA,RO     FUL,R3
          STRA,RO     PE+1
          LODA,RO     FUH+1,R3
          STRA,RO     Q
          LODA,RO     FUL+1,R3
          STRA,RO     Q+1
          RETC,UN

```

-143-

B9

10SL-2650 ASSEMBLER

PAGE 9

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

```

345 6FA0 0F 78 55
346 6FA3 CC 12 46
347 6FA6 0F 79 55
348 6FA9 CC 12 47
349 6FAC 0F 78 56
350 6FAF CC 12 49
351 6FB2 0F 79 56
352 6FB5 CC 12 4A
353 6FB8 17
354
355
356
357
358
359 6FB9 CC 1A 58
360 6FBC 44 0F
361 6FBE 0D 1A 5A
362 6FC1 D1
363 6FC2 D1
364 6FC3 D1
365 6FC4 D1
366 6FC5 45 F0
367 6FC7 61
368 6FC8 CC 12 50
369 6FCB 04 58
370 6FCD 3F 02 B4
371 6FDD 0D 1A 58
372 6FD3 3F 02 69
373 6FD6 0D 1A 59
374 6FD9 3F 02 69
375 6FDC 04 59
376 6FDE 3F 02 B4
377 6FE1 0D 1A 5A
378 6FE4 3F 02 69
379 6FE7 0D 1A 5B
380 6FEA 3F 02 69
381 6FED 04 20
382 6FEF 3F 02 B4
383
384

```

```

LODV      LODA,RO     FVH,R3
          STRA,RO     PE
          LODA,RO     FVL,R3
          STRA,RO     PE+1
          LODA,RO     FVH+1,R3
          STRA,RO     Q
          LODA,RO     FVL+1,R3
          STRA,RO     Q+1
          RETC,UN
*
*****
*****
*
*
ZIZO      LODA,RO     X
          ANDI,RO     H'0F'
          LODA,R1      Y
          RRL,R1
          RRL,R1
          RRL,R1
          RRL,R1
          ANDI,R1      H'F0'
          IORZ         R1
          STRA,RO     AREA
          LODI,RO     A'X'
          BSTA,UN     COUT
          LODA,R1      X
          BSTA,UN     BOUT
          LODA,R1      X+1
          BSTA,UN     BOUT
          LODI,RO     A'Y'
          BSTA,UN     COUT
          LODA,R1      Y
          BSTA,UN     BOUT
          LODA,R1      Y+1
          BSTA,UN     BOUT
          LODI,RO     A' '
          BSTA,UN     COUT
*
*

```

385 6FF2 0C 1A 59  
 386 6FF5 CC 12 4E  
 387 6FF8 0C 1A 5B

LODA,R0 X+1  
 STRA,R0 ALFA  
 LODA,R0 Y+1

-144-

MCSL-2650 ASSEMBLER

PAGE 10

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

388	6FFB	CC	12	4F		STRA,R0	BETA
389					*		
390					*****		
391	6FFE	04	55			LODI,R0	A'U'
392	7000	3F	02	B4		BSTA,UN	COUT
393	7003	04	3D			LODI,R0	A'=''
394	7005	3F	02	B4		BSTA,UN	COUT
395					*****		
396	7008	0E	12	4E		LODA,R2	ALFA
397	700B	0F	12	50		LODA,R3	AREA
398					*		
399	700E	3F	70	B7		BSTA,UN	LODX
400					*		
401	7011	3F	70	E9		BSTA,UN	FORM
402					*		
403	7014	0C	1A	63		LODA,R0	RSLT
404	7017	CC	12	4B		STRA,R0	FP
405	701A	0C	1A	64		LODA,R0	RSLT+1
406	701D	CC	12	4C		STRA,R0	FP+1
407					*		
408	7020	0E	12	4E		LODA,R2	ALFA
409	7023	0F	12	50		LODA,R3	AREA
410	7026	75	01			CPSL	CAR
411	7028	87	10			ADDI,R3	H'10'
412					*		
413	702A	3F	70	B7		BSTA,UN	LODX
414					*		
415	702D	3F	70	E9		BSTA,UN	FORM
416					*		
417	7030	07	02			LODI,R3	2
418	7032	0F	7A	62		LODA,R0	RSLT-1,R3
419	7035	CF	72	48		STRA,R0	Q-1,R3
420	7038	0F	72	4A		LODA,R0	FP-1,R3
421	703B	CF	72	45		STRA,R0	PE-1,R3
422	703E	FB	72			BDRR,R3	9-12
423					*		
424	7040	0E	12	4F		LODA,R2	BETA
425					*		
426	7043	3F	70	E9		BSTA,UN	FORM
427					*		
428	7046	0C	1A	63		LODA,R0	RSLT
429	7049	CC	1A	5C		STRA,R0	U
430	704C	0C	1A	64		LODA,R0	RSLT+1

MCSL-2650 ASSEMBLER

PAGE 11

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

431	704F	CC	1A	5D		STRA,R0	U+1
432					*		
433	7052	3F	71	3E		BSTA,UN	TYPE
434					*		



435  
436  
437 7055 04 56  
438 7057 3F 02 B4  
439 705A 04 3D  
440 705C 3F 02 B4  
441  
442  
443 705F 0E 12 4E  
444 7062 0F 12 50  
445  
446 7065 3F 70 D0  
447  
448 7068 3F 70 E9  
449  
450 706B 0C 1A 63  
451 706E CC 12 4B  
452 7071 0C 1A 64  
453 7074 CC 12 4C  
454  
455 7077 0E 12 4E  
456 707A 0F 12 50  
457 707D 75 01  
458 707F B7 10  
459  
460 7081 3F 70 D0  
461  
462 7084 3F 70 E9  
463  
464 7087 07 02  
465 7089 0F 7A 62  
466 708C CF 72 48  
467 708F 0F 72 4A  
468 7092 CF 72 45  
469 7095 FB 72  
470  
471 7097 0E 12 4F  
472  
473 709A 3F 70 E9

```
*
*****
      LODI,R0      A'V'
      BSTA,UN      COUT
      LODI,R0      A'='
      BSTA,UN      COUT
*****
*
      LODA,R2      ALFA
      LODA,R3      AREA
*
      BSTA,UN      LODY
*
      BSTA,UN      FORM
*
      LODA,R0      RSLT
      STRA,R0      FF
      LODA,R0      RSLT+1
      STRA,R0      FF+1
*
      LODA,R2      ALFA
      LODA,R3      AREA
      CPSL         CAR
      ADDI,R3      H'10'
*
      BSTA,UN      LODY
*
      BSTA,UN      FORM
*
      LODI,R3      2
      LODA,R0      RSLT-1,R3
      STRA,R0      Q-1,R3
      LODA,R0      FF-1,R3
      STRA,R0      PE-1,R3
      BDRR,R3      $-12
*
      LODA,R2      BETA
*
      BSTA,UN      FORM
```

B9

10SL-2650 ASSEMBLER

PAGE 12

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

474  
475 709D 0C 1A 63  
476 70A0 CC 1A 5E  
477 70A3 0C 1A 64  
478 70A6 CC 1A 5F  
479  
480 70A9 3F 71 3E  
481 70AC 04 0A  
482 70AE 3F 02 B4  
483 70B1 04 0D  
484 70B3 3F 02 B4  
485 70B6 17  
486  
487  
488  
489 70B7 0F 72 55  
490 70BA CC 12 46  
491 70BD 0F 73 55  
492 70C0 CC 12 47

```
*
      LODA,R0      RSLT
      STRA,R0      V
      LODA,R0      RSLT+1
      STRA,R0      V+1
*
      BSTA,UN      TYPE
      LODI,R0      H'0A'
      BSTA,UN      COUT
      LODI,R0      H'0D'
      BSTA,UN      COUT
      RETC,UN
*
*****
*
LODX  LODA,R0      FXH,R3
      STRA,R0      PE
      LODA,R0      FXL,R3
      STRA,R0      PF+1
```

493	70C3	0F	72	56		LODA,R0	FYH+1,R3	-146-
494	70C6	CC	12	49		STRA,R0	Q	
495	70C9	0F	73	56		LODA,R0	FYL+1,R3	
496	70CC	CC	12	4A		STRA,R0	Q+1	B
497	70CF	17				RETC,UN		
498					*			
499	70D0	0F	74	55	LODY	LODA,R0	FYH,R3	
500	70D3	CC	12	46		STRA,R0	PE	
501	70D6	0F	75	55		LODA,R0	FYL,R3	
502	70D9	CC	12	47		STRA,R0	PE+1	
503	70DC	0F	74	56		LODA,R0	FYH+1,R3	
504	70DF	CC	12	49		STRA,R0	Q	
505	70E2	0F	75	56		LODA,R0	FYL+1,R3	
506	70E5	CC	12	4A		STRA,R0	Q+1	
507	70E8	17				RETC,UN		
508					*			
509	70E9	77	09		FORM	PPSL	WC+CAR	
510	70EB	CE	1A	62		STRA,R2	QPR2	
511	70EE	07	02			LODI,R3	2	
512	70F0	0F	72	48	LUS1	LODA,R0	Q-1,R3	
513	70F3	AF	72	45		SUBA,R0	PE-1,R3	
514	70F6	CF	7A	5F		STRA,R0	QPR1-1,R3	
515	70F9	FB	75			BDRR,R3	LUS1	
516	70FB	B5	01			TPSL	01	

LINE	ADDR	B1	B2	B3	B4	ERROR	SOURCE
517	70FD	18	27				BCTR,00 PDS
518						*	
519	70FF	77	09				PPSL WC+CAR
520	7101	07	02				LODI,R3 2
521	7103	0F	72	45		LUSN	LODA,R0 PE-1,R3
522	7106	AF	72	48			SUBA,R0 Q-1,R3
523	7109	CF	7A	5F			STRA,R0 QPR1-1,R3
524	710C	FB	75				BDRR,R3 LUSN
525						*	
526	710E	3F	71	C6			BSTA,UN SMPY
527						*	
528	7111	77	01				PPSL CAR
529	7113	04	80				LODI,R0 H'80'
530	7115	CC	12	48			STRA,R0 PE+2
531	7118	07	03				LODI,R3 3
532	711A	0F	72	45		LUS2	LODA,R0 PE-1,R3
533	711D	AF	7A	62			SUBA,R0 RSLT-1,R3
534	7120	CF	7A	62			STRA,R0 RSLT-1,R3
535	7123	FB	75				BDRR,R3 LUS2
536	7125	17					RETC,UN
537						*	
538	7126	3F	71	C6		PDS	BSTA,UN SMPY
539	7129	75	01				CPSL CAR
540	712B	04	80				LODI,R0 H'80'
541	712D	CC	12	48			STRA,R0 PE+2
542	7130	07	03				LODI,R3 3
543	7132	0F	7A	62		LUS3	LODA,R0 RSLT-1,R3
544	7135	8F	72	45			ADDA,R0 PE-1,R3
545	7138	CF	7A	62			STRA,R0 RSLT-1,R3
546	713B	FB	75				BDRR,R3 LUS3
547	713D	17					RETC,UN
548						*	
549						*****	
550						*	

```

551 713E 0D 1A 63
552 7141 3F 02 69
553 7144 0D 1A 64
554 7147 3F 02 69
555 714A 17
556
557
558
559

```

```

TYPE  LODA,R1  RSLT
      BSTA,UN  BOUT
      LODA,R1  RSLT+1
      BSTA,UN  BOUT
      RETC,UN

```

- 147 -

B9

```

*
*****
*
*      SAMP IS DE SUBROUTINE DIE DE INGANGEN

```

ICSL-2650 ASSEMBLER

PAGE 14

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

```

560
561
562
563
564 714B 04 0D
565 714D D4 04
566 714F 07 10
567 7151 FB 7E
568 7153 64 20
569 7155 D4 04
570 7157 17
571
572
573
574
575
576
577
578
579
580 7158 04 2C
581 715A D4 04
582 715C 64 10
583 715E D4 04
584 7160 44 EF
585 7162 D4 04
586 7164 06 10
587 7166 FA 7E
588 7168 17
589
590 7169 04 2D
591 716B 1B 6D
592
593 716D 04 2E
594 716F 1B 69
595
596 7171 04 2F
597 7173 1B 65
598
599
600
601
602

```

```

*      X.Y.U.V VASTHOUDT
*
*****
*
SAMP  LODI,R0  H'0D'
      WRTE,R0  4          SAMPLE INGANGEN
      LODI,R3  H'10'
      BDRR,R3  $
      IORI,R0  H'20'      HOLD
      WRTE,R0  4
      RETC,UN
*
*****
*
*      CONX SELEKTEERT INGANG X, EN GEEFT
*      DAARNA DE ADC EEN CONVERSIEPULS.
*      HY WACHT EVEN OP RESULTAAT
*
*****
*
CONX  LODI,R0  H'2C'      SELEKTEER X
CON   WRTE,R0  4          CONTROLWORD
      IORI,R0  H'10'      CONVERSIEPULS
      WRTE,R0  4
      ANDI,R0  H'EF'      EINDE PULS
      WRTE,R0  4
      LODI,R2  H'10'
      BDRR,R2  $
      RETC,UN
*
CONY  LODI,R0  H'2D'      SELEKTEER Y
      BCTR,UN  CON
*
CONU  LODI,R0  H'2E'      SELEKTEER U
      BCTR,UN  CON
*
CONV  LODI,R0  H'2F'
      BCTR,UN  CON
*
*****
*
*      OUT IS SUBROUTINE DIE U EN V NAAR DE
*      D/A CONVERTER SCHRYFT

```

ICSL-2650 ASSEMBLER

PAGE 15

```

603
604
605
606 7175 0C 1A 5D OUT LODA,R0 U+1
607 7178 D4 05 WRTE,R0 5
608 717A 0C 1A 5C LODA,R0 U
609 717D D4 06 WRTE,R0 6
610 717F 04 08 LODI,R0 H'08' U LAG
611 7181 D4 04 WRTE,R0 4
612 7183 06 10 LODI,R2 H'10'
613 7185 FA 7E BDRR,R2 $
614 7187 64 04 IDRI,R0 H'04' U HOOG
615 7189 D4 04 WRTE,R0 4
616
617 718B 0C 1A 5F LODA,R0 V+1
618 718E D4 05 WRTE,R0 5
619 7190 0C 1A 5E LODA,R0 V
620 7193 D4 06 WRTE,R0 6
621 7195 04 04 LODI,R0 H'04'
622 7197 D4 04 WRTE,R0 4 V LAG
623 7199 06 10 LODI,R2 H'10'
624 719B FA 7E BDRR,R2 $
625 719D 64 08 IDRI,R0 H'08'
626 719F D4 04 WRTE,R0 4 V HOOG
627 71A1 17 RETC,UN
628
629
630
631
632
633
634 71A2 07 FF TEXT LODI,R3 -1 LAAD INDEX
635 71A4 0F 31 F9 LP1 LODA,R0 TXT,R3,+
636 71A7 18 05 BCTR,Z VIS
637 71A9 3F 02 B4 BSTA,UN COUT
638 71AC 1B 76 BCTR,UN LP1
639 71AE 0D 1A 5E VIS LODA,R1 V
640 71B1 3F 02 69 BSTA,UN BOUT
641 71B4 04 0A LODI,R0 H'0A'
642 71B6 3F 02 B4 BSTA,UN COUT
643 71B9 04 0D LODI,R0 H'0D'
644 71BB 3F 02 B4 BSTA,UN COUT
645 71BE 3F 02 86 NIN BSTA,UN CHIN

```

MOCL-2650 ASSEMBLER

PAGE 1

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

```

646 71C1 E4 4E COMI,R0 A'N'
647 71C3 98 79 BCFR,EO NIN
648 71C5 17 RETC,UN
649
650
651
652
653
654
655
656
657
658

```

\*  
 \*\*\*\*\*  
 \* BINARY MULTIPLICATION FOR 2  
 \* TWO-BYTE INTEGERS  
 \*\*\*\*\*  
 \*  
 \* MULTIPLIER IS IN OPR1,OPR1+1  
 \* MULTIPLICAND IS IN OPR2  
 \* RESULT WILL BE IN RSLT,RSLT+1.  
 \* RSLT+2.

```

659
660 71C6 77 08
661 71C8 60
662 71C9 CC 1A 63
663 71CC CC 1A 64
664 71CF 07 08
665 71D1 75 01
666 71D3 0C 1A 62
667 71D6 50
668 71D7 CC 1A 62
669
670
671 71DA 20
672 71DB D0
673 71DC F8 0D
674
675 71DE 05 02
676 71E0 0D 7A 62
677 71E3 8D 7A 5F
678 71E6 CD 7A 62
679 71E9 F9 75
680
681
682 71EB 05 FD
683 71ED 0D 79 66
684 71F0 50
685 71F1 CD 79 66
686 71F4 D9 77
687 71F6 FB 59
688 71F8 17

```

```

*
SMPLY PPSL WC SET MODE
      IORZ R0
      STRA,R0 RSLT CLEAR RESULT
      STRA,R0 RSLT+1 CLEAR RESULT+1
      LODI,R3 8 LOAD COUNT
LO00 CFSL CAR
      LODA,R0 OPR2
      RRR,R0 ROTATE WITH C
      STRA,R0 OPR2
* THIS ROTATES MULTIPLIER BY 1 BIT TO GE
* THE LSB INTO CARRY
      EORZ R0 CLEAR R0
      RRL,R0 GET CARRY IN LSB
      BRR,R0 LOC4
*
LOC1 LODI,R1 2 GET INDEX
LOC2 LODA,R0 RSLT-1,R1 ADD MULTIPLICAND
      ADDA,R0 OPR1-1,R1
      STRA,R0 RSLT-1,R1
      BRR,R1 LOC2 FINISH THE ADD
*
*
LOC4 LODI,R1 -3
LOC5 LODA,R0 RSLT-253,R1
      RRR,R0 ROTATE RESULT
      STRA,R0 RSLT-253,R1
      BIRR,R1 LOC5
      BRR,R3 LO00 FINISH LOOP
      RETC,UN

```

B9

ICSL-2650 ASSEMBLER

PAGE 17

LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

```

689
690
691
692 71F9 59 2D 57 41
      41 52 44 45
      20
693 7202 49 4E 53 54
      45 4C 4C 45
      4E
694 720B 2C 20 22 4E
      22 20 49 4E
      54 4F
695 7215 45 54 53 45
      4E 20 45 4E
      20 44
696 721F 45 20 54 41
      46 45 4C 20
      56 41
697 7229 4E 20 56 3D
      31 35 20 4E
      41 41
698 7233 52 20 4E 55
      4C 20 42 45
      57 45
699 723D 47 45 4E 2E
'00 7241 0A 0D
'01 7243 59 3D
'02 7245 00

```

```

*
*****
*
TXT DATA A'Y-WAARDE '
DATA A'INSTELLEN'
DATA A', "N" INTO'
DATA A'ETSEN EN D'
DATA A'E TAFEL VA'
DATA A'N X=15 NAA'
DATA A'R NUL BEWE'
DATA A'GEN..'
DATA H'0A,0D'
DATA A'Y='
DATA H'00'

```

703	7246	PE	RES	3	-150-
704	7249	Q	RES	2	
705	724B	FP	RES	2	
706		*			
707	724D	ITER	RES	1	
708	724E	ALFA	RES	1	
709	724F	BETA	RES	1	
710	7250	AREA	RES	1	
711	7251	F	RES	4	
712	7255	FXH	RES	H*100'	
713	7355	FXL	RES	H*100'	
714	7455	FYH	RES	H*100'	
715	7555	FYL	RES	H*100'	
716	7655	FUH	RES	H*100'	
717	7755	FUL	RES	H*100'	

MC6L-2650 ASSEMBLER

PAGE

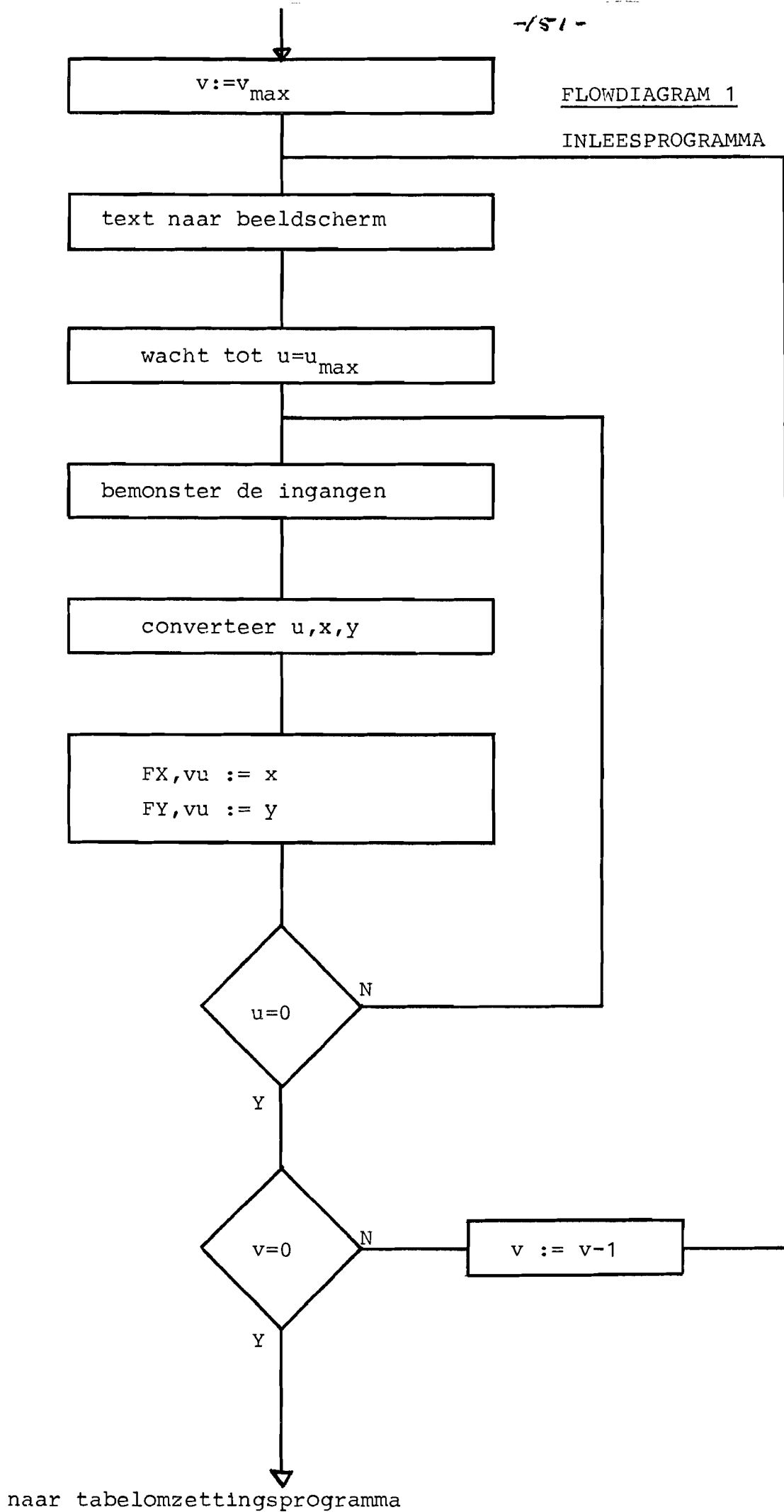
LINE ADDR B1 B2 B3 B4 ERROR SOURCE

718	7855	FVH	RES	H*100'
719	7955	FVL	RES	H*100'
720	7A55	A	RES	1
721	7A56	B	RES	1
722	7A57	PUNT	RES	1
723	7A58	X	RES	2
724	7A5A	Y	RES	2
725	7A5C	U	RES	2
726	7A5E	V	RES	2
727	7A60	OPR1	RES	2
728	7A62	OPR2	RES	1
729	7A63	RSLT	RES	3
730	7A66		END	

TOTAL ASSEMBLER ERRORS = 0

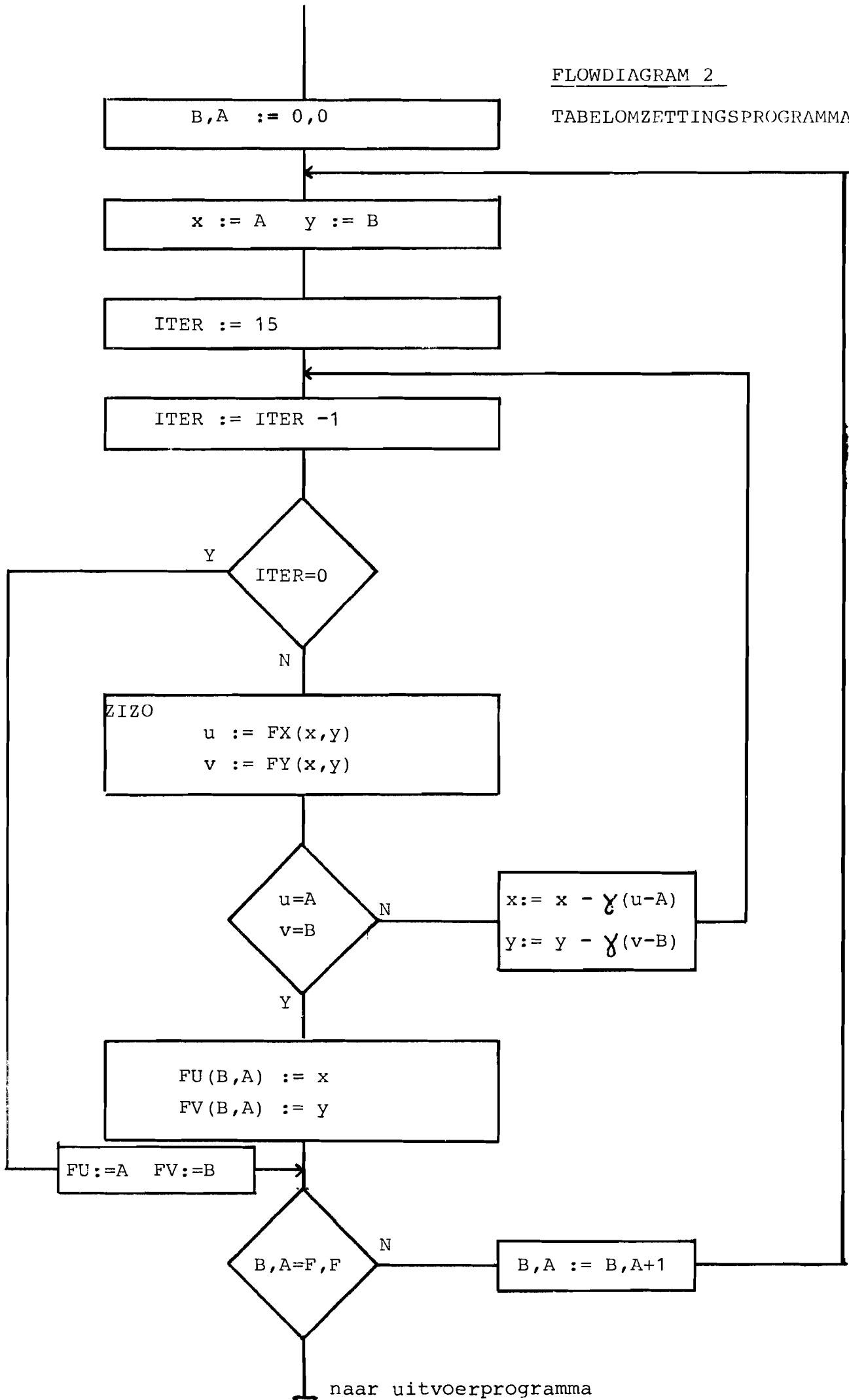
FLOWDIAGRAM 1

INLEESPROGRAMMA



FLOWDIAGRAM 2

TABELOMZETTINGSPROGRAMMA





FLOWDIAGRAM 3

UITVOERPROGRAMMA

