

## MASTER

### Een analoge vermenigvuldiger met gebruikmaking van transistorverschiltrappen

Coenders, J.W.

*Award date:*  
1966

[Link to publication](#)

#### **Disclaimer**

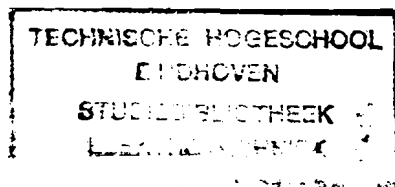
This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository.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

#### **General rights**

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

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

3027 bse



Een analoge vermenigvuldiger  
met gebruikmaking van transistor-  
verschiltrappen

door

J.W. Coenders

Verslag van het afstudeerwerk verricht in opdracht van  
Prof. Dr. J.J. Zaalberg van Zelst onder leiding van  
Ir. J.J. Verboven en Ir. H.J. Gits.

## Inhoud

		blz.
1	Samenvatting	1
2	Inleiding	2
3	Principe	3
4	Realisatie van de tanh- functie	9
4.1	Enkelzijdige sturing en enkelzijdige tegenkoppeling	9
4.2	Enkelzijdige sturing en dubbelzijdige tegenkoppeling	11
4.2.1.	De drift	13
4.2.2.	Meer nauwkeurige berekening van de tanh- relatie	14
4.3	Dubbelzijdige sturing en dubbelzijdige tegenkoppeling	17
5.	De vermenigvuldigtrap	19
5.1	De tegengekoppelde verschiltrap	19
5.2	Berekening van de uitgangsspanning	22
5.3	Het schema	24
6	Metingen	26
7	Conclusies	28
8	Litteratuur	31

## 1. Samenvatting

In dit verslag wordt het principe en de uitvoering behandeld van een analoge vermenigvuldiger waarbij gebruik wordt gemaakt van de eigenschappen van een transistorverschiltrap.

Een verschiltrap met transistoren biedt de mogelijkheid op eenvoudige wijze te moduleren. Het ene signaal wordt daartoe aangelegd als wisselspanning tussen de bases, terwijl het andere signaal de emittersom beïnvloedt. In de vermenigvuldiger zijn twee dergelijke modulatoren gebruikt.

Het verschil van de gemoduleerde signalen levert het gewenste product. Teneinde het bereik van de ingangsspanningen waarbinnen de nauwkeurigheid van de vermenigvuldiger voldoende is te vergroten is een schakeling ontworpen die een tangenshyperbolisch verband tussen in- en uitgangsspanning geeft. De nauwkeurigheid van deze schakeling is beter dan 1 %.

Aangetoond is dat de nauwkeurigheid van de vermenigvuldiger slechts afhangt van de mogelijkheid identieke weerstands- en transistorparen te vinden. De hier bereikte nauwkeurigheid is beter dan 2 % van het maximale uitgangssignaal indien het ingangssignaal in absolute waarde beneden 1,35 Volt blijft. De frequentiekarakteristiek is recht tot 50 kHz.

## 2. Inleiding

In de tegenwoordige tijd bestaat een grote behoefte aan analoge vermenigvuldigers. Men hoeft slechts te denken aan veelvuldige toepassingen in analoge rekenmachines, in processimulatoren en in de meet en regeltechniek.

Met een analoge vermenigvuldiger kunnen twee tijdafhankelijke grootheden, meestal elektrische spanningen met elkaar worden vermenigvuldigd. De momentane waarde van het uitgangssignaal is dan gelijk aan het product van de momentane waarden van beide ingangssignalen. Al naar gelang de polariteit van de ingangssignalen maakt men onderscheid in een-, twee-, en vierkwadrant-vermenigvuldigers. Voor een uitvoerige beschrijving van de vele typen analoge vermenigvuldigers die bestaan zij verwezen naar de litteratuur.

### 3. Principe

In de opzet van de vermenigvuldiger zal de transistorverschiltrap een belangrijke rol spelen. Daarom zal eerst in het kort iets worden gezegd over enkele eigenschappen van de transistorverschiltrap.

Nemen we aan dat de beide transistoren in de verschiltrap (fig. 1) identiek zijn en dat we de identieke basisstromen ten opzichte van de emitterstromen kunnen verwaarlozen, dan kunnen we, uitgaande van de formule

$$I_c = I_{e0} e^{\kappa V_{be}}, \text{ met } \kappa = \frac{q}{kT} \quad (1)$$

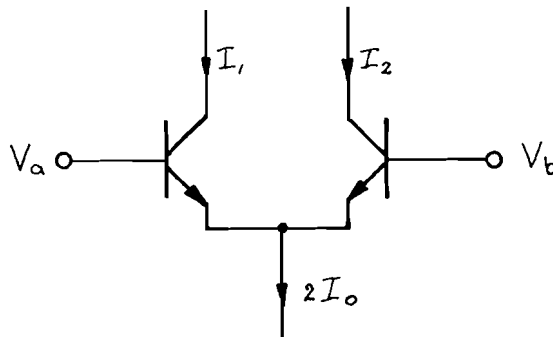


Fig. 1

makkelijk komen tot het verband tussen de collectorstromen en de basisverschilspanning: (Litt. ).

$$I_1 = I_0 + I_0 \tanh \frac{1}{2} \kappa (V_a - V_b) \quad (2)$$

$$I_2 = I_0 - I_0 \tanh \frac{1}{2} \kappa (V_a - V_b) \quad (3)$$

$$I_1 - I_2 = 2 I_0 \tanh \frac{1}{2} \kappa (V_a - V_b) \quad (4)$$

In een figuur: (fig. 2)

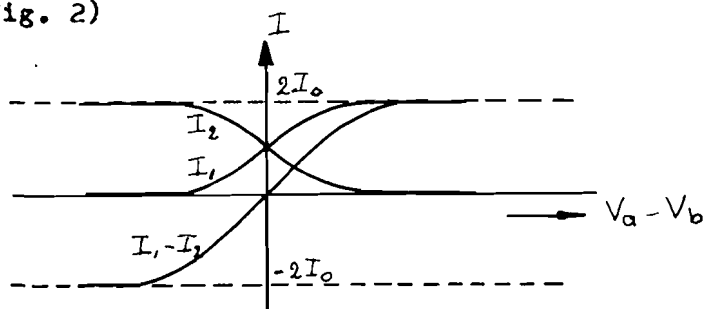


Fig. 2

Met deze gegevens kan de opzet van de vermenigvuldiger eenvoudig worden verklaard.

In principe bestaat de vermenigvuldiger uit twee verschiltrappen waarvan de collectoren op de in fig. 3 aangegeven wijze via de collectorweerstand met de voedingsspanning zijn verbonden.

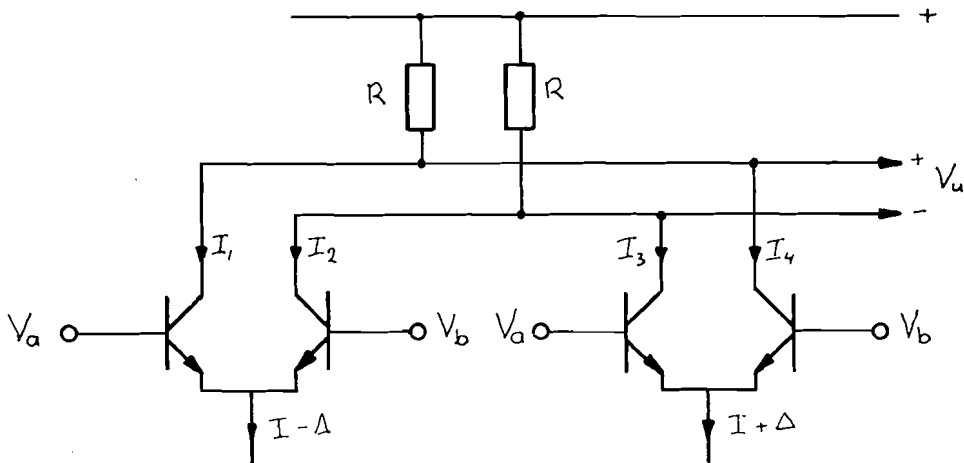


Fig. 3

De gezamenlijke emitterstromen bestaan uit een gelijkstroomcomponent  $I$  en een wisselstroomcomponent  $\Delta$  die voor de beide verschiltrappen in tegenfase is.

Voor de schakeling geldt nu:

$$I_1 - I_2 = (I - \Delta) \tanh \frac{1}{2} \kappa (V_a - V_b) \quad (5)$$

$$I_3 - I_4 = (I + \Delta) \tanh \frac{1}{2} \kappa (V_a - V_b) \quad (6)$$

$$V_u = R (I_2 + I_3 - I_1 - I_4) = R \left[ (I_3 - I_4) - (I_1 - I_2) \right] \quad (7)$$

Substitutie van (5) en (6) in (7) levert:

$$V_u = 2 R \Delta \tanh \frac{1}{2} \kappa (V_a - V_b) \quad (8)$$

Zorgen we er nu voor dat  $\Delta$  evenredig is met de ene ingangsspanning van de vermenigvuldiger  $V_1$ , dus

$$\Delta = C' V_1 \quad (9)$$

dan geldt:

$$V_u = 2 C'R V_1 \tanh \frac{1}{2} \chi (V_a - V_b) \quad (10)$$

Voor  $\frac{1}{2} \chi (V_a - V_b) \ll 1$  geldt bij benadering:

$$\tanh \frac{1}{2} \chi (V_a - V_b) \approx \frac{1}{2} \chi (V_a - V_b) \quad (11)$$

Dit betekent dat voor deze waarden van  $V_a - V_b$ :

$$\underline{V_u = \chi RC' V_1 \cdot (V_a - V_b)} \quad (12)$$

De uitgangsspanning  $V_u$  is evenredig met het product van de spanningen  $V_1$  en  $V_a - V_b$ .

De dynamiek van deze vermenigvuldiger is echter niet groot.

$V_a - V_b$  wordt aan de ene zijde begrensd door de voorwaarde:

$$\frac{1}{2} \chi (V_a - V_b) \ll 1.$$

Voor kamertemperatuur is  $\chi \approx 40$ . Dit betekent:

$$V_a - V_b \ll 50 \text{ mV.}$$

Indien  $V_a - V_b = 5 \text{ mV}$  treedt in de benadering (11) al een fout op van 1 %.

Aan de andere zijde is  $V_a - V_b$  begrensd door de drift van de verschiltrappen. Deze bedraagt voor een normale verschiltrap ongeveer  $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  (Litt. 6). Voor een betrouwbaar resultaat moet  $V_a - V_b$  veel groter zijn dan deze drift. Men kan daarom stellen dat voor een redelijke nauwkeurigheid moet gelden:

$$0,5 \text{ mV} < V_a - V_b < 5 \text{ mV} \quad (13)$$

1)

Onder de dynamiek van een ingang van een vermenigvuldiger zullen we in het vervolg verstaan de verhouding van de grootste mogelijke en de kleinste mogelijke ingangsspanning waarbij nog aan een bepaalde nauwkeurigheid is voldaan.



De dynamiek is te verbeteren met behulp van een schakeling met de volgende eigenschap:

$$V_2 = C^* \tanh \frac{1}{2} \times V_0 \text{ (fig. 4)} \quad (14)$$



Fig. 4

Immers leggen we nu de uitgangsspanning  $V_0$  aan als basisverschilspanning in de schakeling van fig. 3, dat wil zeggen is

$V_a - V_b = V_0$  dan geldt:

$$V_2 = C^* \tanh \frac{1}{2} \times (V_a - V_b) \quad (15)$$

Substitutie van deze relatie in betrekking (10) levert:

$$V_u = 2 R \frac{C^*}{C^*} V_1 \cdot V_2 = \underline{K \cdot V_1 \cdot V_2} \quad (16)$$

De verbetering van de dynamiek ligt in het feit dat nu ook het kromme gedeelte van de  $\tanh$  - curve kan worden gebruikt. Moest in het voorgaande de basisverschilspanning  $V_a - V_b$  beperkt blijven tot waarden kleiner dan 5 mV, dus moest gelden:

$$\tanh \frac{1}{2} \times (V_a - V_b) \approx \frac{1}{2} \times (V_a - V_b) < 0,1 \quad (17)$$

nu kan in het limiet geval gelden:

$$\tanh \frac{1}{2} \times (V_a - V_b) = 1 \quad (18)$$

zonder dat de nauwkeurigheid wordt aangetast.

Aangezien de benedengrens van de dynamiek ook nu wordt bepaald door de drift betekent dit, dat we een vergroting van het dynamische gebied hebben verkregen van een factor 10.

Een schakeling met de eigenschap (14) kan als volgt worden gerealiseerd. We gaan uit van een verschiltrap (fig. 5). Aan de

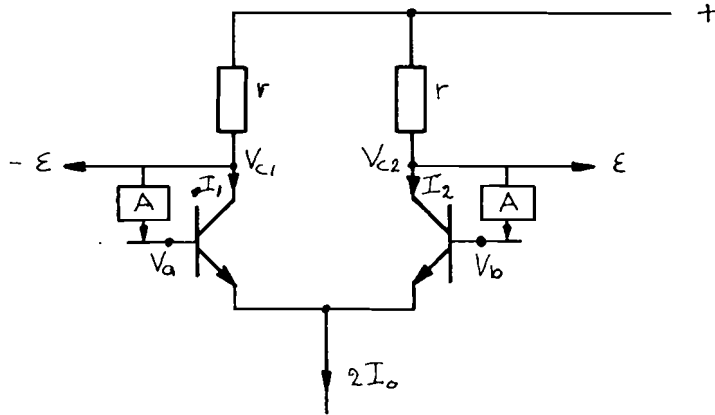


Fig. 5

collectoren van de beide transistoren onttrekken we de stromen  $E$  en  $-E$ , terwijl de collectorspanningen via versterkers worden teruggevoerd naar de bases. Er geldt:

$$I_1 - I_2 = 2 I_0 \tanh \frac{1}{2} \chi (V_a - V_b) \quad (19)$$

$$V_a - V_b = A(V_{c1} - V_{c2}) \quad (20)$$

$$V_{c1} - V_{c2} = -(I_1 - E)r + (I_2 + E)r = 2Er - r(I_1 - I_2) \quad (21)$$

Substitutie van (20) in (21) levert:

$$I_1 - I_2 = 2 E - \frac{1}{Ar} (V_a - V_b) \quad (22)$$

Uit (19) en (22) volgt:

$$E = I_0 \tanh \frac{1}{2} \chi (V_a - V_b) + \frac{1}{2Ar} (V_a - V_b) \quad (23)$$

Indien  $A$  groot genoeg is, is de laatste term van het rechterlid verwaarloosbaar ten opzichte van de eerste en geldt:

$$E = I_0 \tanh \chi (V_a - V_b) \quad (24)$$

Zorgen we er tenslotte voor dat  $\varepsilon$  evenredig is met een spanning  $V_2$ , dus

$$\varepsilon = C'' V_2 \quad (25)$$

dan hebben we verkregen:

$$V_2 = \frac{I_0}{C''} \tanh \frac{1}{2} \chi (V_a - V_b) = \underline{C^* \tanh \frac{1}{2} \chi (V_a - V_b)} \quad (26)$$

Tot slot gaan we nog na, wanneer de benadering van vergelijking (24) is gerechtvaardigd.

Het is duidelijk, dat voor grote waarden van  $V_a - V_b$  de benadering steeds slechter wordt. Immers de vorm  $\tanh \frac{1}{2} \chi (V_a - V_b)$  nadert de waarde 1, terwijl  $\frac{1}{2Ar} (V_a - V_b)$  steeds grotere waarden gaat aannemen. Nu geldt voor

$$\frac{1}{2} \chi (V_a - V_b) = 3, \text{ dus: } V_a - V_b = 0,15$$

dat

$$\tanh \frac{1}{2} \chi (V_a - V_b) = 0,995.$$

De grens van de dynamiek is in dit geval praktisch bereikt.

We noemen de benadering (24) gerechtvaardigd als:

$$\frac{I_0 \tanh \frac{1}{2} \chi (V_a - V_b)}{\frac{1}{2Ar} (V_a - V_b)} \geq 500 \quad (27)$$

Voor  $V_a - V_b = 0,15$  is aan deze voorwaarde voldaan indien:

$$2 A \cdot I_0 \cdot r \geq 75 \quad (28)$$

Nu is de versterking van de verschiltrap  $A_v$ , bij kamertemperatuur

$$A_v = 40 I_0 \cdot r \quad (29)$$

waarmee de voorwaarde (28) wordt:

$$\underline{A \cdot A_v} \geq 1500 \quad (30)$$

#### 4. Realisatie van de tan h. - functie

In het voorgaande hoofdstuk is voor het realiseren van de tan.h-functie een principe toegepast met sturing op twee collectoren (dubbelzijdige sturing) en terugvoering van de beide collectorspanningen naar de bases (dubbelzijdige tegenkoppeling). Naast dit principe bestaan ook nog de mogelijkheden van enkelzijdige sturing en enkelzijdige tegenkoppeling (fig. 6) en van enkelzijdige sturing en dubbelzijdige tegenkoppeling (fig. 7).

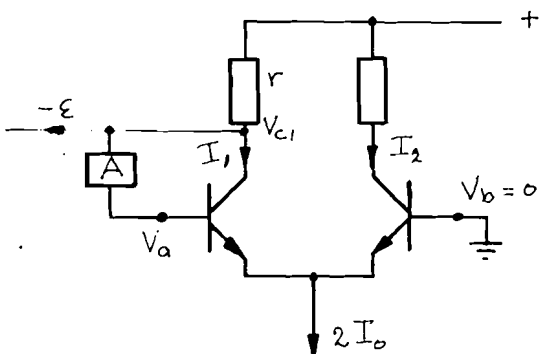


Fig. 6

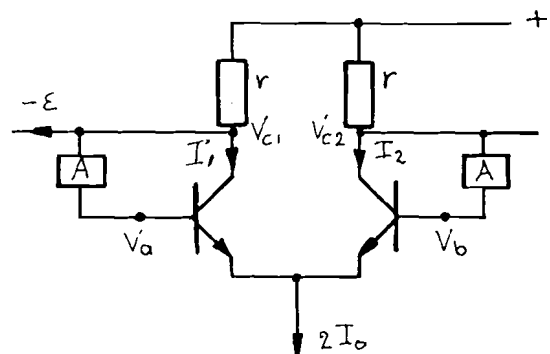


Fig. 7

Deze drie principes hebben we min of meer uitvoerig onderzocht. In het volgende vindt U enige resultaten van dit onderzoek.

##### 4.1 Enkelzijdige sturing en enkelzijdige terugkoppeling.

Geheel analoog aan de berekeningen in het vorige hoofdstuk kan men voor de schakeling van fig. 6 afleiden:

$$\varepsilon = I_0 \tanh \frac{1}{2} \kappa (V_a - V_b) + \frac{V_a - V_b}{A.r.} \quad (31)$$

Is de versterking A tweemaal zo groot als de versterking bij dubbelzijdige sturing en tegenkoppeling bij een zelfde waarde van  $I_0.r.$  dan verkrijgt men een zelfde nauwkeurigheid in de benadering

$$\varepsilon = I_0 \tanh \frac{1}{2} \kappa (V_a - V_b) \quad (32)$$

Men kan de voor een redelijke nauwkeurigheid benodigde versterking A makkelijk met een enkele trap verkrijgen. Aangezien

een enkele trap steeds een negatieve versterking geeft, moet men terugkoppelen naar de basis van de andere transistor (fig. 8).

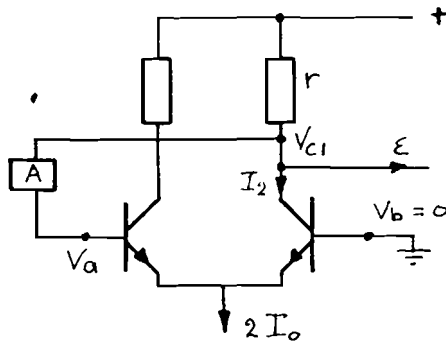


Fig. 8

In fig. 9 is de volledige schakeling weergegeven.

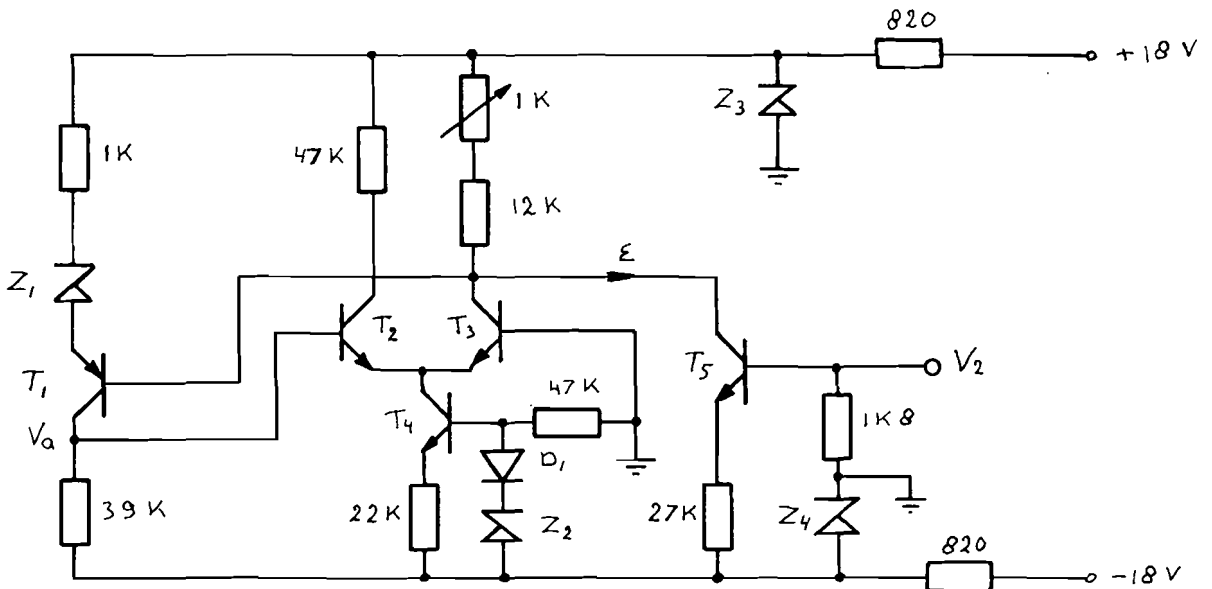


Fig. 9

$T_1$ : 2 N 3502	$Z_1$ : 9605	$Z_3, Z_4$ : 712 (12V)
$T_2, T_3, T_4, T_5$ : BC 107	$Z_2$ : 9606	$D_1$ : SG 22

Enige opmerkingen over de schakeling.

De weerstand van 1 K in het emittercircuit van  $T_1$  dient voor het beperken van de versterking van de terugkoppeltrap. Zonder deze weerstand was de rondgaande versterking zo groot, dat het systeem ging oscilleren met een hoge frequentie.

Met de diode  $D_1$  is getracht de temperatuurafhankelijkheid van de stroombron met transistor  $T_4$  tegen te gaan.

Transistor  $T_5$  levert de stroom  $\mathcal{E}$ . Voor een lineaire stroomspanningsomzetting moet gelden:  $R_e S \gg 1$ .

$R_e$  is de emitterweerstand en  $S$  de steilheid van  $T_5$ .

Met de zenerdioden  $Z_3$  en  $Z_4$  is getracht de voedingsspanningen te stabiliseren.

Het voordeel van deze schakeling is haar eenvoud. Het nadeel is dat de schakeling verre van symmetrisch is. Hierdoor hebben veranderingen in de voedingsspanningen grote invloed op de uitgangsspanning  $V_a$ . Bovendien zorgen de temperatuurafhankelijke eigenschappen vooral van  $T_1$ ,  $T_5$ ,  $Z_1$  en  $Z_4$  voor een grote drift in de uitgangsspanning. Metingen hebben uitgewezen dat deze drift in de grootte-orde ligt van  $70 \mu V/^\circ C$ , terwijl voor die waarde van  $V_a$  waarvoor geldt:  $V_a \gg$  drift, afwijkingen van de ideale tanh curve kunnen voorkomen tot 6 %. Nagegaan is dat deze grote afwijkingen niet worden veroorzaakt door de stroomsturing. Het verband tussen  $V_2$  en  $\mathcal{E}$  is zuiver lineair. Waar de afwijkingen wel vandaan komen kon niet worden vastgesteld. Het is mogelijk dat temperatuurverschillen van de transistoren in de verschiltrap tengevolge van verschillen in dissipatie een rol spelen. Ook variaties in de voedingsspanningen kunnen van invloed zijn.

#### 4.2 Enkelzijdige sturing en dubbelzijdige terugkoppeling

Voor dit principe, weergegeven in fig. 7, kan worden afgeleid:

$$\mathcal{E} = 2 I_o \tanh \frac{1}{2} \kappa (V_a - V_b) + \frac{V_a - V_b}{Ar} \quad (33)$$

Met dezelfde waarden van  $A$  en  $I_o \cdot r$  kan eenzelfde nauwkeurigheid worden bereikt als in het geval van dubbelzijdige sturing en tegenkoppeling.

In fig. 10 is een volledig schema volgens het principe van fig. 7 weergegeven.

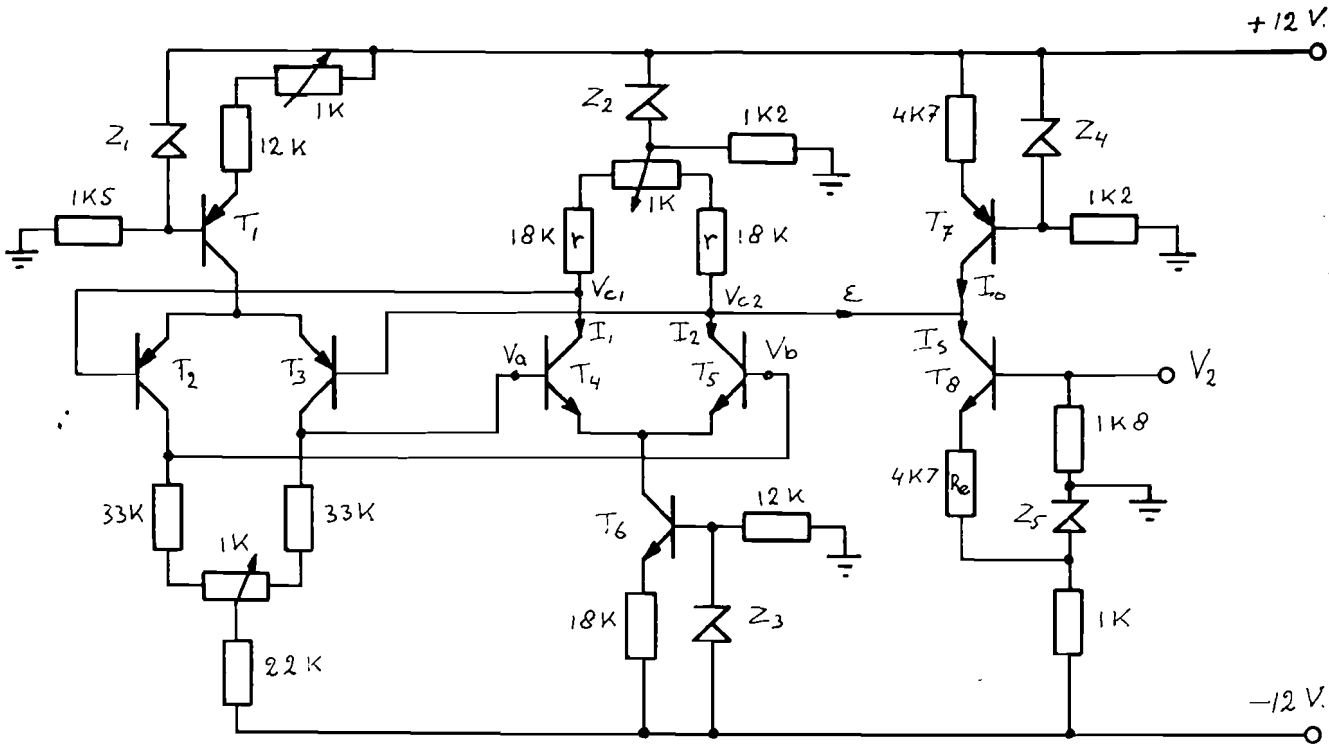


Fig. 10

$T_1, T_7$ : 2 N 3502

$T_2, T_3$ : 2 V 205

$T_4, T_5, T_6, T_8$ : BC 107

$Z_1, Z_2, Z_4, Z_5$ : OAZ 208 (5 V)

$Z_3$ : 9605

Enkele opmerkingen over de schakeling.

De terugkoppeling geschiedt via de verschiltrap  $T_2 - T_3$ .

Indien  $V_2 = 0$  zal in  $T_8$  een bepaalde ruststroom lopen. Kiezen we nu  $I_0$  gelijk aan deze ruststroom dan geldt:  $\mathcal{E} = 0$  indien  $V_2 = 0$  en hiermee  $E = C'' \cdot V_2$ .

De temperatuurcoëfficiënten van  $T_7$  en  $T_8$  en die van  $Z_4$  en  $Z_5$  werken elkaar tegen. Hierdoor kan een kleine drift van de stroomsturing worden gerealiseerd.

De verschilspanning  $V_{c1} - V_{c2}$  blijft weliswaar klein, maar de collectorspanningen afzonderlijk variëren sterk in het ritme van  $V_2$ . Dit is weinig elegant, doch onvermijdelijk bij enkelzijdige sturing.

Het grote voordeel is dat door de meer symmetrische opbouw variaties in de voedingsspanningen weinig invloed hebben op de uitgangsspanning  $V_a - V_b$  en dat ook de drift aanzienlijk is verminderd.

#### 4.2.1. De drift

We kunnen de drift aan de uitgang globaal bepalen. Hiertoe stellen we voor de schakeling van fig. 10 een equivalent blokschema op.

In dit blokschema voeren we de drie driftbronnen, die zijn aan te wijzen, als stoorspanningen in.

De drie driftbronnen zijn:

- 1) de drift van de verschiltrap  $T_4 - T_5$ : ( $\Delta_1$ );
- 2) de drift van de verschiltrap  $T_2 - T_3$ : ( $\Delta_2$ );
- 3) de drift van de stroomsturing ( $\Delta_3$ ).

Fig. 11 geeft het equivalente blokschema.

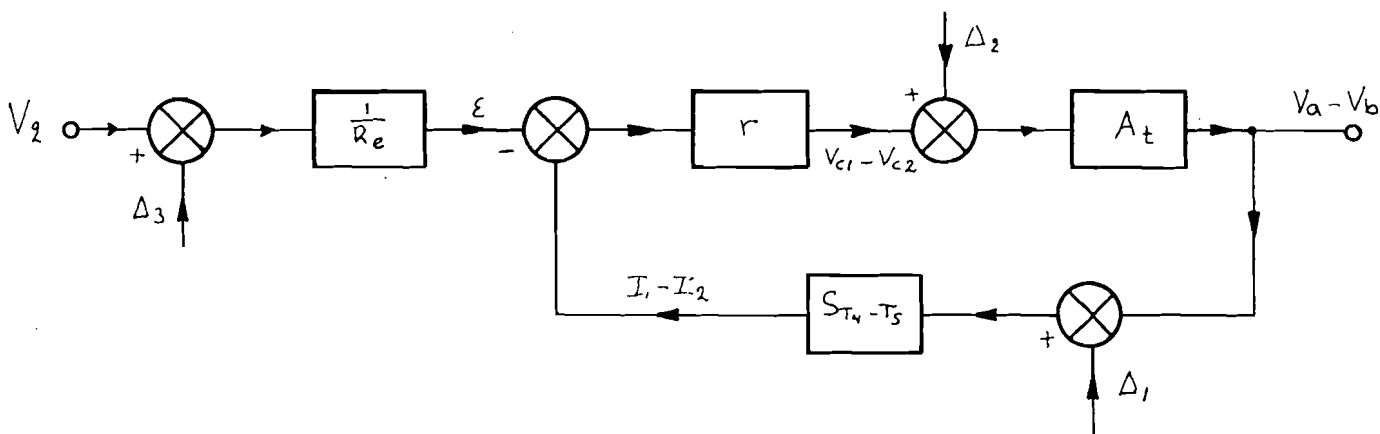


Fig. 11

De betekenis van de verschillende symbolen is te vinden uit fig. 10.

$A_t$  stelt de versterking van de verschiltrap  $T_2 - T_3$  voor en  $S_{T_4 - T_5}$  de steilheid van de verschiltrap  $T_4 - T_5$ .

Aan de hand van fig. 11 kan voor de drift aan de uitgang worden afgeleid:

$$D_u = \frac{\Delta_2}{A_v} + \Delta_1 + \frac{r}{R_e} \frac{\Delta_3}{A_v} \quad (34)$$

waarbij  $A_v$  de versterking van de verschiltrap  $T_4 - T_5$  voorstelt. Uitgaande van  $\Delta_1 \approx \Delta_2 \approx 10 \mu V/^\circ C$  en  $\Delta_3 \approx 0,5 mV/^\circ C$  vinden we:

$$\underline{D_u \approx 20 \mu V/^\circ C}$$



4.2.2. Meer nauwkeurige berekening van de tanh-relatie

In de praktijk zijn de eigenschappen van de transistoren in een verschiltrap nooit exact dezelfde. Ook de collectorweerstand kunnen niet precies aan elkaar gelijk zijn. We gaan nu uit van verschillende stroomversterkingsfactoren  $\alpha$ , van verschillende lekstromen in de basis-emitterdiode  $I_{e0}$  en van verschillende collectorweerstand en trachten dan een meer nauwkeurige betrekking tussen de ingangsspanning te vinden.

In fig. 12 is nog eens de schakeling van fig. 10 getekend met weglating van niet-essentele onderdelen.

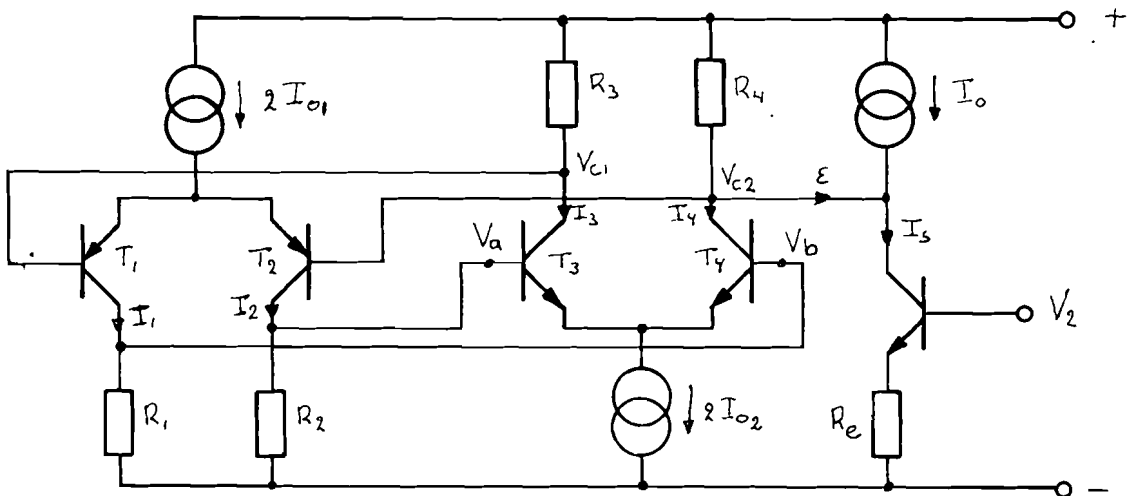


Fig. 12

De meer nauwkeurige relaties tussen de collectorstroom en de basis-emitterspanning bij de transistoren luiden:

$$I_3 = \alpha_3 I_{e03} e^{\chi V_{be3}} \quad (35)$$

$$I_4 = \alpha_4 I_{e04} e^{\chi V_{be4}} \quad (36)$$

De terugwerking van de collectorspanning op de collectorstroom verwaarlozen we. Met behulp van de relaties:

$$\frac{I_3}{\alpha_3} + \frac{I_4}{\alpha_4} = 2 I_{o2} \quad (37)$$

en

$$V_a - V_b = V_{be_3} - V_{be_4} \quad (38)$$

vinden we na enig rekenen:

$$I_3 = \alpha_3 I_{o_2} + \alpha_3 I_{o_2} \tanh \frac{1}{2} \left\{ \chi(V_a - V_b) + C_2 \right\} \quad (39)$$

$$I_4 = \alpha_4 I_{o_2} - \alpha_4 I_{o_2} \tanh \frac{1}{2} \left\{ \chi(V_a - V_b) + C_2 \right\} \quad (40)$$

met

$$C_2 = \ln \frac{I_{eo_3}}{I_{eo_4}} \quad (41)$$

Geheel analoge formules gelden voor de andere verschiltrap.

We hebben gezien dat bij  $V_a - V_b = 0,15$  Volt de grens van het dynamische gebied praktisch is bereikt. Dit betekent, bij een versterking van de verschiltrap  $T_1 - T_2$  van 100, dat  $V_{c_1} - V_{c_2}$  ten hoogste 1,5 mV wordt. We mogen dus in goede benadering stellen:

$$\tanh \frac{1}{2} \chi(V_{c_1} - V_{c_2}) = \frac{1}{2} \chi(V_{c_1} - V_{c_2}) \quad (42)$$

Voor de verschiltrap  $T_1 - T_2$  geldt:

$$V_a - V_b = I_2 R_2 - I_1 R_1 \quad (43)$$

Na enig rekenwerk volgt:

$$\underline{V_a - V_b = V_o + A(V_{c_1} - V_{c_2})} \quad (44)$$

met

$$V_o = I_{o_1} (\alpha_2 R_2 - \alpha_1 R_1) - \frac{1}{2} I_{o_1} C_1 (\alpha_2 R_2 + \alpha_1 R_1) \quad (45)$$

en

$$A = \frac{1}{2} \chi I_{o_1} (\alpha_2 R_2 + \alpha_1 R_1) \quad (46)$$

waarbij  $G = \ln \frac{I_{eo_1}}{I_{eo_2}}$

Substitutie van

$$V_{c_1} - V_{c_2} = (I_4 - \varepsilon) R_4 = I_3 R_3 \quad (47)$$

met  $I_3$  en  $I_4$  volgens (38) en (39) in de relatie (44) levert:

$$\varepsilon = \frac{V_a - V_b}{A \cdot R_4} - \frac{V_o}{A \cdot R_4} + I_{o_2} \frac{\alpha_3 R_3 - \alpha_4 R_4}{R_4} + I_{o_2} \frac{\alpha_3 R_3 + \alpha_4 R_4}{R_4} \tanh \frac{1}{2} \left\{ \chi (V_a - V_b) + C_2 \right\} \quad (48)$$

Onder de in het voorgaande genoemde voorwaarde is de eerste term van het rechterlid verwaarloosbaar.

Stellen we

$$I_s = I_{so} + B \cdot V_2 \quad (49)$$

met  $B = \text{constant}$ .

dan wordt

$$\varepsilon = I_s - I_o = I_{so} - I_o + B \cdot V_2 \quad (50)$$

en vinden we tenslotte in goede benadering:

$$\underline{V_2 = V_q + C \tanh \frac{1}{2} \left\{ \chi (V_a - V_b) + C_2 \right\}} \quad (51)$$

met

$$V_q = \frac{I_{o_2}}{B} \cdot \frac{\alpha_3 R_3 - \alpha_4 R_4}{R_4} - \frac{V_o}{A \cdot B \cdot R_4} - \frac{I_{so} - I_o}{B} \quad (52)$$

en

$$C = \frac{I_{o_2}}{B} \cdot \frac{\alpha_3 R_3 + \alpha_4 R_4}{R_4} \quad (53)$$

We vinden dus een tanh die in horizontale en in verticale richting enigzins is verschoven en niet de symmetrische tanh van betrekking (26). Met de variabele grootheden  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  en  $I_o$  kan weliswaar

$V_q = 0$  worden gemaakt, maar de constante  $C_2$  hangt direct samen met de transistoreigenschappen en is slechts door de keuze van een geschikt transistorpaar klein te maken.

Bij de metingen die we aan de schakeling hebben verricht werd  $V_q$  zodanig ingesteld dat gold:

$$V_a - V_b = 0 \text{ indien } V_2 = 0.$$

Deze instelling is de meest gunstige voor kleine relatieve afwijkingen van de exacte tanh - kurve in een breed gebied van  $V_a - V_b$ . We maten relatieve afwijkingen kleiner dan 1 % in een gebied:

$$3 \text{ mV} < |V_a - V_b| < 100 \text{ mV}$$

ofwel

$$70 \text{ mV} < |V_2| < 1400 \text{ mV}$$

Voor een behoorlijke werking moest aan weerstand  $R_3$  (fig. 12) een R.C.-lid van  $R \approx 100 \Omega$  en  $C \approx 100 \text{ pF}$  worden parallel geschakeld. Het waarom hiervan is niet duidelijk geworden. Een mogelijke oorzaak is het optreden van hoogfrequente oscillaties.

Werd  $V_2$  enige tijd op een vaste en hoge potentiaal gehouden en daarna teruggebracht naar 0 volt, dan bleek  $V_a - V_b$  niet direct naar 0 volt te gaan, maar naar een waarde van ongeveer  $100 \mu\text{V}$  en vandaar langzaam naar 0 volt. De oorzaak van dit verschijnsel moet worden gezocht in het verschil in dissipatie in de transistoren  $T_3$  en  $T_4$ . Hierdoor treedt een temperatuurverschil op, waardoor de ruststroominstelling enigzins verandert.

#### 4.3 Dubbelzijdige sturing en dubbelzijdige tegenkoppeling

Aangezien dit principe pas in laatste instantie is onderzocht, omdat we aanvankelijk tevreden waren met de resultaten van het voorgaande principe en aangezien het onderzoek op dit gebied nog niet is afgesloten, volstaan we met het geven van een mogelijke schakeling en het maken van enkele opmerkingen.

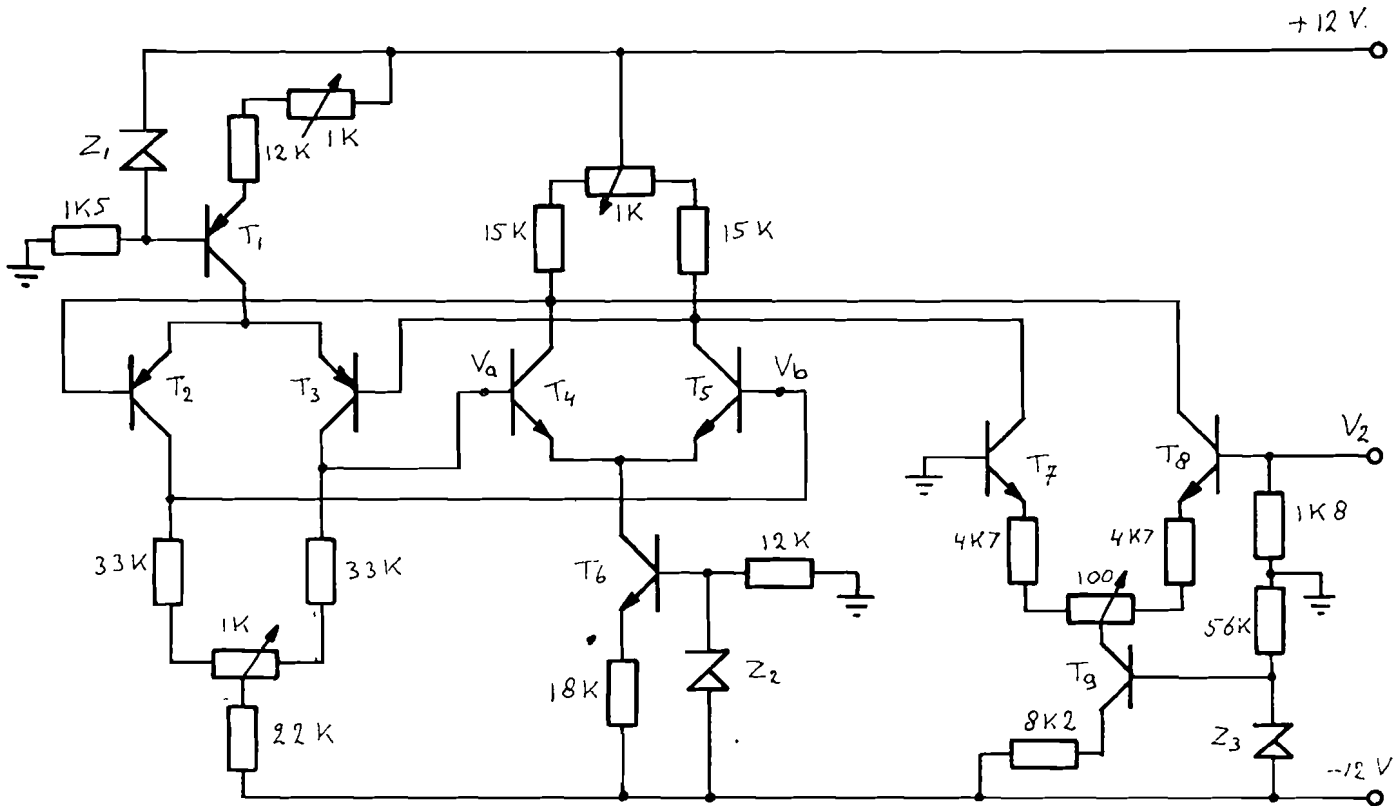


Fig. 13

$T_1$ : 2 N 3502

$T_2 - T_3$ : 2 V. 205

$T_4, T_5, T_6, T_7, T_8, T_9$ : BC 107

$Z_1$ : OAZ 208

$Z_2, Z_3$ : 9605 (ECO)

Het hier behandelde principe voldoet, in verband met de grote mate van symmetrie, het beste.

De collectorspanningen  $V_{c_1}$  en  $V_{c_2}$  variëren practisch niet meer.

De sturing geschiedt met de tegengekoppelde verschiltrap  $T_7 - T_8$ .

In het volgende hoofdstuk zal uitvoerig op de tegengekoppelde verschiltrap worden ingegaan.

## 5. De vermenigvuldigtrap

Het principe van de vermenigvuldigtrap is aan de hand van fig. 3 besproken. In dit hoofdstuk gaan we nader in op de praktische uitvoering, terwijl ook enige berekeningen zullen worden gegeven. Voor de in fig. 3 aangegeven stroomsturing  $I - \Delta$  en  $I + \Delta$  kan men met de volgende schakeling zorgen: fig. 14.

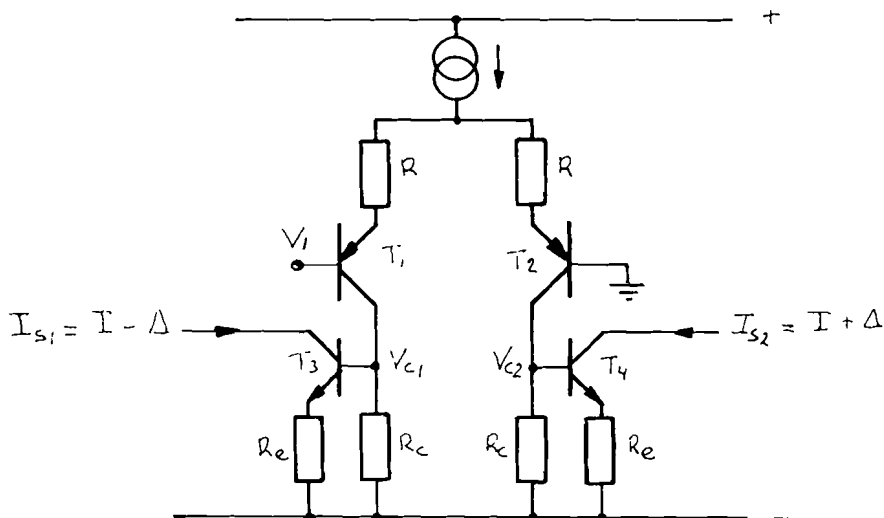


Fig. 14

Met behulp van de tegengekoppelde verschiltrap  $T_1 - T_2$  wordt de ingangsspanning  $V_1$  lineair omgezet in de collectorspanningen  $V_{c1}$  en  $V_{c2}$ , waarbij  $V_{c1}$  in tegenfase en  $V_{c2}$  in fase is met  $V_1$ .

Deze collectorspanningen worden toegevoerd aan de bases van de sterk tegengekoppelde transistoren  $T_3$  en  $T_4$ . De collectorstromen van deze transistoren bestaan nu uit een gelijkstroomcomponent  $I$  en een wisselstroomcomponent  $\Delta$ , die evenredig is met  $V_1$ .

### 5.1 De tegengekoppelde verschiltrap

We zullen nu trachten een verband te vinden tussen de ingangsspanning van de tegengekoppelde verschiltrap en de collectorstromen, terwijl eveneens de lineairiteit zal worden gezien.

We gaan uit van gelijke transistoreigenschappen en stellen  $\alpha = 1$ :

$$\therefore I_1 = I_{eo} \cdot e^{\alpha V_{be1}} \rightarrow \alpha V_{be1} = \ln \frac{I_1}{I_{eo}} \quad (54)$$

$$I_2 = I_{eo} e^{\chi V_{be_2}} \rightarrow \chi V_{be_2} = \ln \frac{I_2}{I_{eo}} \quad (55)$$

Dus

$$\chi (V_{be_1} - V_{be_2}) = \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (56)$$

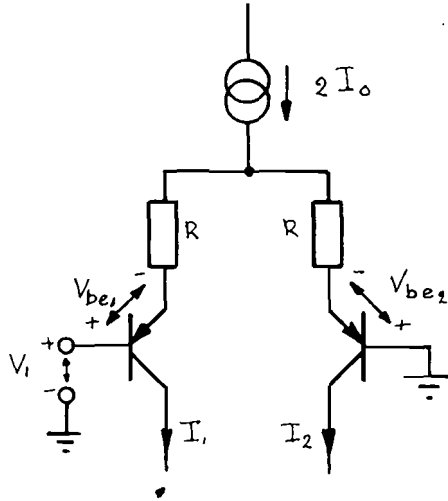


Fig. 15

Uit fig. 15 leiden we af:

$$V_1 = - (V_{be_1} - V_{be_2}) - R (I_1 - I_2) \quad (57)$$

Uit (56) en (57) volgt:

$$V_1 = - \frac{1}{\chi} \ln \frac{I_1}{I_2} - R(I_1 - I_2) \quad (58)$$

Verder is:

$$I_1 + I_2 = 2 I_0 \quad (59)$$

Stel  $I_2 = I_0 + \delta$  en  $I_1 = I_0 - \delta$  en  $y = \frac{\delta}{I_0}$ . We vinden dan:

$$\underline{V_1 = 2 V_R y + \frac{1}{\chi} [\ln(1 + y) - \ln(1 - y)]} \quad (60)$$

voor  $|y| < 1$ ;  $V_R = I_0 R$

Voor een onderzoek naar de lineairiteit zoeken we een relatie tussen  $V_1$  en  $y$  van de vorm:

$$V_1 = Ay + B y^2 + C y^3 + \dots \quad (61)$$

Als maat voor de vervorming zullen we nemen de verhouding:

$$F = \frac{B y^2 + C y^3 + \dots}{A y} \quad (62)$$

We zullen  $F$  de fout noemen.

Ontwikkeling van  $\ln(1 + y)$  en  $\ln(1 - y)$  in machtreeksen geeft:

$$V_1 = y \left( 2 V_R + \frac{2}{\chi} \right) + \frac{2}{\chi} \cdot \frac{y^3}{3} + \frac{2}{\chi} \cdot \frac{y^5}{5} + \dots \quad (63)$$

Het gaat dus om de verhouding:

$$F = \frac{\frac{2}{\chi} \left[ \frac{y^3}{3} + \frac{y^5}{5} + \dots \right]}{y \left[ 2 V_R + \frac{2}{\chi} \right]} = \frac{\frac{y^2}{3} + \frac{y^4}{5} + \dots}{1 + \chi V_R} \quad (64)$$

Voor de teller van deze verhouding geldt:

$$\frac{y^2}{3} + \frac{y^4}{5} + \dots < \frac{y^2}{2} + \frac{y^4}{4} + \dots \quad (65)$$

Nu is

$$\frac{y^2}{2} + \frac{y^4}{4} + \dots = -\frac{1}{2} \ln(1 - y^2) \quad (66)$$

Dus

$$F < \frac{-\frac{1}{2} \ln(1 - y^2)}{1 + \chi V_R} \quad (67)$$

Met deze betrekking kunnen we voor elke waarde van  $V_R$  een indruk krijgen van de fout  $F$  als functie van de uitsturing  $y$ . Eisen we bijvoorbeeld een fout  $F < 0,5 \%$  en nemen we  $V_R = 2$  Volt, dan volgt voor  $y$  de voorwaarde:  $|y| < 0,745$ .



### 5.2. Berekening van de uitgangsspanning

Bij de berekening van de uitgangsspanning  $V_u$  op blz. 5 wordt uitgegaan van gelijke transistoreigenschappen in de verschiltrappen, van gelijke collectorweerstand en van het ideale geval van sturing met de stromen  $I - \Delta$  en  $I + \Delta$ . We berekenen nu nogmaals de uitgangsspanning, uitgaande van het algemene geval, waarin aan bovengenoemde eisen niet is voldaan. Fig. 16 toont nog eens de vermenigvuldigtrap.

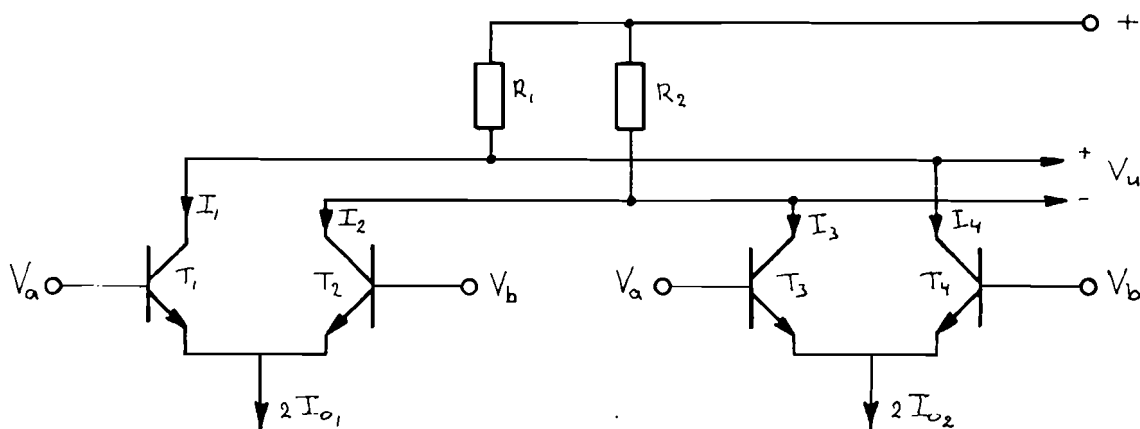


Fig. 16

Geheel analoog aan de berekeningen op blz. 14 vinden we de onderstaande uitdrukkingen voor de collectorstromen:

$$I_1 = \alpha_1 I_{o1} + \alpha_1 I_{o1} \tanh \frac{1}{2} \left[ \chi(V_a - V_b) + C_1 \right] \quad (68)$$

$$I_2 = \alpha_2 I_{o1} - \alpha_2 I_{o1} \tanh \frac{1}{2} \left[ \chi(V_a - V_b) + C_1 \right] \quad (69)$$

$$I_3 = \alpha_3 I_{o2} + \alpha_3 I_{o2} \tanh \frac{1}{2} \left[ \chi(V_a - V_b) + C_2 \right] \quad (70)$$

$$I_4 = \alpha_4 I_{o2} - \alpha_4 I_{o2} \tanh \frac{1}{2} \left[ \chi(V_a - V_b) + C_2 \right] \quad (71)$$

met  $C_1 = \ln \frac{I_{eo1}}{I_{eo2}}$  en  $C_2 = \ln \frac{I_{eo3}}{I_{eo4}}$

In het algemene geval geldt voor de stuurstromen:

$$2 I_{o1} = I_{q1} - A_1 V_1 \quad (72)$$

$$2 I_{o_2} = I_{q_2} + A_2 V_1 \quad (73)$$

De verschillen in de gelijkstroomcomponenten  $I_{q_1}$  en  $I_{q_2}$  en in de constanten  $A_1$  en  $A_2$  worden veroorzaakt door ongelijkheden in de weerstanden  $R$ ,  $R_c$  en  $R_e$  en in de transistorparen  $T_1 - T_2$  en  $T_3 - T_4$  van fig. 14.

Voor de uitgangsspanning geldt:

$$V_u = R_2 (I_2 + I_3) - R_1 (I_1 + I_4) \quad (74)$$

Substitutie van de vergelijkingen (68) t/m (73) in deze uitdrukking voor  $V_u$  levert na enig rekenen:

$V_u =$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \left[ I_{q_1} (\alpha_2 R_2 - \alpha_1 R_1) + I_{q_2} (\alpha_3 R_2 - \alpha_4 R_1) \right] \quad (75) \\ & - V_1 \left[ \frac{1}{2} A_1 (\alpha_2 R_2 - \alpha_1 R_1) - \frac{1}{2} A_2 (\alpha_3 R_2 - \alpha_4 R_1) \right] \\ & - \frac{1}{2} \left[ I_{q_1} (\alpha_2 R_2 + \alpha_1 R_1) \tanh \frac{1}{2} \left\{ \chi(V_a - V_b) + C_1 \right\} - I_{q_2} (\alpha_3 R_2 + \alpha_4 R_1) \tanh \frac{1}{2} \left\{ \chi(V_a - V_b) + C_2 \right\} \right] \\ & + V_1 \left[ \frac{1}{2} A_1 (\alpha_2 R_2 + \alpha_1 R_1) \tanh \frac{1}{2} \left\{ \chi(V_a - V_b) + C_1 \right\} + \frac{1}{2} A_2 (\alpha_3 R_2 + \alpha_4 R_1) \tanh \frac{1}{2} \left\{ \chi(V_a - V_b) + C_2 \right\} \right] \end{aligned}$$

De eerste term is een gelijkspanningsterm en is er mede de oorzaak van dat  $V_u \neq 0$ , indien  $V_1 = V_a - V_b = 0$ .

Term twee geeft aan dat in de uitgangsspanning, naast het product  $V_1 V_2$ , ook de ingangsspanning  $V_1$  afzonderlijk zal voorkomen. De derde term introduceert in het uitgangssignaal de verschilspanning  $V_a - V_b$  en hiermee de ingangsspanning  $V_2$ , alsmede een gelijkspanningscomponent. De laatste term geeft de verwachte productterm. Ook hier zijn de  $\tanh$  - krommen door de ongelijkheden in de transistoren van de verschiltrappen met de bedragen  $\frac{1}{2} C_1$  en  $\frac{1}{2} C_2$  verschoven.

5.3. Het schema

Het schema van de vermenigvuldigtrap is weergegeven in fig. 16.

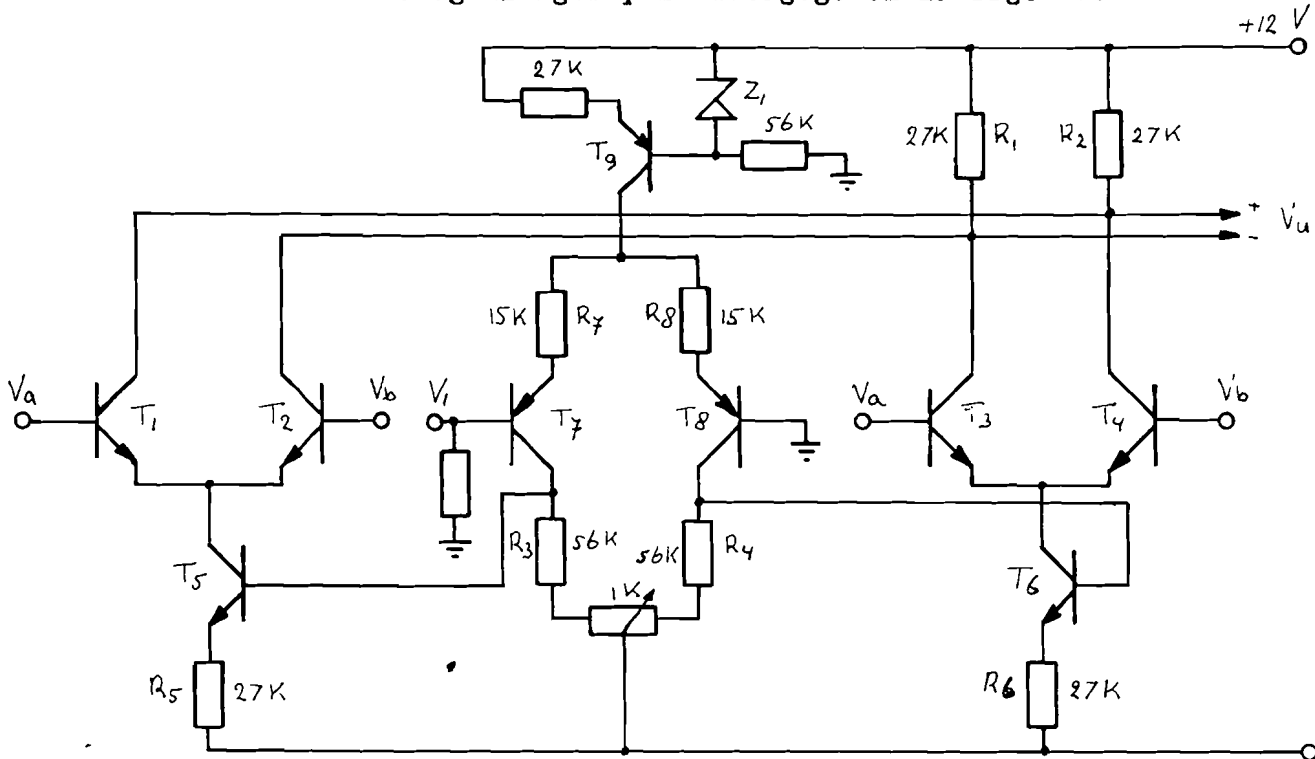


Fig. 16

$T_1 \dots T_6$ : BC 107  
 $T_7 - T_8$ : 2 V 205

$T_9$ : 2 N 3502  
 $Z_1$ : 9606

Enkele opmerkingen

Bij een maximale ingangsspanning  $V_1 = 1,5$  V behoort een uitsturing van de tegengekoppelde verschiltrap  $\chi = 0,49$ . Volgens betrekking (67) geeft deze uitsturing een fout  $F < 0,22$  %.

De transistoren  $T_5$  en  $T_6$  zijn zo zwaar tegengekoppeld dat de vervorming hierin mag worden verwaarloosd.

Uit de gegevens van het schema kunnen we de termen van vergelijking (75) benaderen. Hiertoe stellen we de volgende eisen aan weerstanden en transistoren:

De weerstanden wijken niet meer dan 1 % af van hun nominale waarden, voor de transistor moet gelden:

$$0,98 < \frac{I_{\infty 1}}{I_{\infty 2}}, \frac{I_{\infty 3}}{I_{\infty 4}} < 1,02; \quad 0,9 < \frac{\beta_1}{\beta_2}, \frac{\beta_3}{\beta_4} < 1,1$$

$$\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4 > 100.$$

In het onderstaand lijstje zijn de resultaten weergegeven:

Termen	Maximaal	Hoofdoorzaken
eerste term	115 mV	$R_1 \neq R_2$
tweede term	$0,3 \times 10^{-3} V_1$ (volt)	$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \neq \frac{\alpha_3}{\alpha_4}; R_3 \neq R_4; R_5 \neq R_6$
derde term	110 mV + $0,21 V_2$ (volt)*)	$\frac{I_{eo1}}{I_{eo2}} \neq \frac{I_{eo3}}{I_{eo4}}; R_3 \neq R_4; R_7 \neq R_8; R_5 \neq R_6$
vierde term	$2,5 V_1 \cdot V_2$ + $37 \times 10^{-3} V_1$ (volt)*)	$\frac{I_{eo1}}{I_{eo2}} \neq - \frac{I_{eo3}}{I_{eo4}}$

\*) Voor grotere waarden van  $V_2$  ( $V_2 > 1$  Volt) gaan ook andere termen een rol spelen. Bij de berekening is uitgegaan van de ideale tanh - omzetting:

$$V_2 = C \tanh \frac{1}{2} \times (V_a - V_b) \text{ met } C = 1,5 \text{ Volt.}$$

Om de verschillende stoortertermen verder te verkleinen zijn bij de bouw van de schakeling van fig. 16 de diverse weerstanden zodanig uitgezocht dat hun verschilwaarden minder bedragen dan 1 % van de nominale waarden, dus  $|R_1 - R_2| < 0,001 \times 27.000 \Omega$  enz. Hiermee worden de stoortertermen hoofdzakelijk nog bepaald door ongelijke transistor eigenschappen.

Samen met fig. 10 geeft fig. 16 de complete vermenigvuldiger. Hieraan zijn enige metingen verricht, die in het volgende hoofdstuk worden weergegeven.

## 6 Metingen

### Meting van $V_u$ bij kortgesloten ingang

-----

Een ingang wordt kortgesloten en de uitgangsspanning  $V_u$  wordt gemeten als functie van de spanning aan de andere ingang. Onderstaande tabel geeft de resultaten.

$V_1 = 0$		$V_2 = 0$	
$V_2$ (mV)	$V_u$ (mV)	$V_1$ (mV)	$V_u$ (mV)
- 1300	- 4,9	- 1300	- 0,8
- 600	- 23,1	- 600	- 6,3
0	- 12,5	0	- 13,0
600	- 16,2	600	- 16,8
1100	- 19,1	1300	- 21,9
1300	- 13,9		

In het ideale geval zou moeten gelden:

$$V_u = 0 \text{ indien } V_1 \text{ of } V_2 = 0.$$

Uit de tabel volgt dat voor  $V_1 = V_2 = 0$  de uitgangsspanning (nulfout)

$$V_u = - 13 \text{ mV.}$$

### Meting van $V_u = f(V_1)$ , $V_2 = \text{const.}$

---

$$\text{We stellen } V_u = K \cdot V_1 \cdot V_2 + V_0$$

waarbij  $V_0$  de nulfout (- 13 mV) voorstelt.

We kunnen nu voor verschillende waarden van  $V_1$  en  $V_2$  de factoren  $K$  bepalen, door meting van  $V_u$  als functie van  $V_1$  en  $V_2$ . Uit deze factoren  $K$  kan een middelwaarde  $K_0$  worden gekozen. In grafiek 1

is  $\frac{K - K_0}{K_0}$  uitgezet als functie van  $V_1$  bij verschillende waarden van  $V_2$ .

De "constante"  $K$  blijkt nogal afhankelijk van de ingangsspanningen  $V_1$  en  $V_2$ . Vooral bij kleine ingangsspanningen blijkt  $K$  aanzienlijk

af te wijken van  $K_0$ .

In de litteratuur spreekt men vaak van de nauwkeurigheid van een vermenigvuldiger en men bedoelt dan de absolute fout in het uitgangssignaal in procenten van de maximale uitgangsspanning. Bij deze definitie is de nauwkeurigheid in ons geval beter dan 2 % van de maximale uitgangsspanning binnen een ingangsbereik van  $\pm 1,35$  volt.

#### De frequentiekaracteristiek

Bij deze metingen wordt de ene ingangsspanning constant gehouden, terwijl aan de andere ingang een spanning van variabel frequentie en constante amplitude wordt toegevoerd. Gemeten wordt de uitgangsspanning als functie van de frequentie. In grafiek 2 zijn deze grootheden uitgezet. De ingangen zijn niet geheel identiek. Het 3 dB-punt ligt voor  $V_1(\nu)$  bij 55 kHz en voor  $V_2(\nu)$  bij 80 kHz.

## 7. Conclusies

Het toegepaste principe is alleszins bruikbaar voor het vermenigvuldigen van spanningen.

De nauwkeurigheid wordt bepaald door de mogelijkheid weerstands- en transistorparen te vinden met dezelfde eigenschappen. Zonder zorgvuldige selectie is de nauwkeurigheid niet groot.

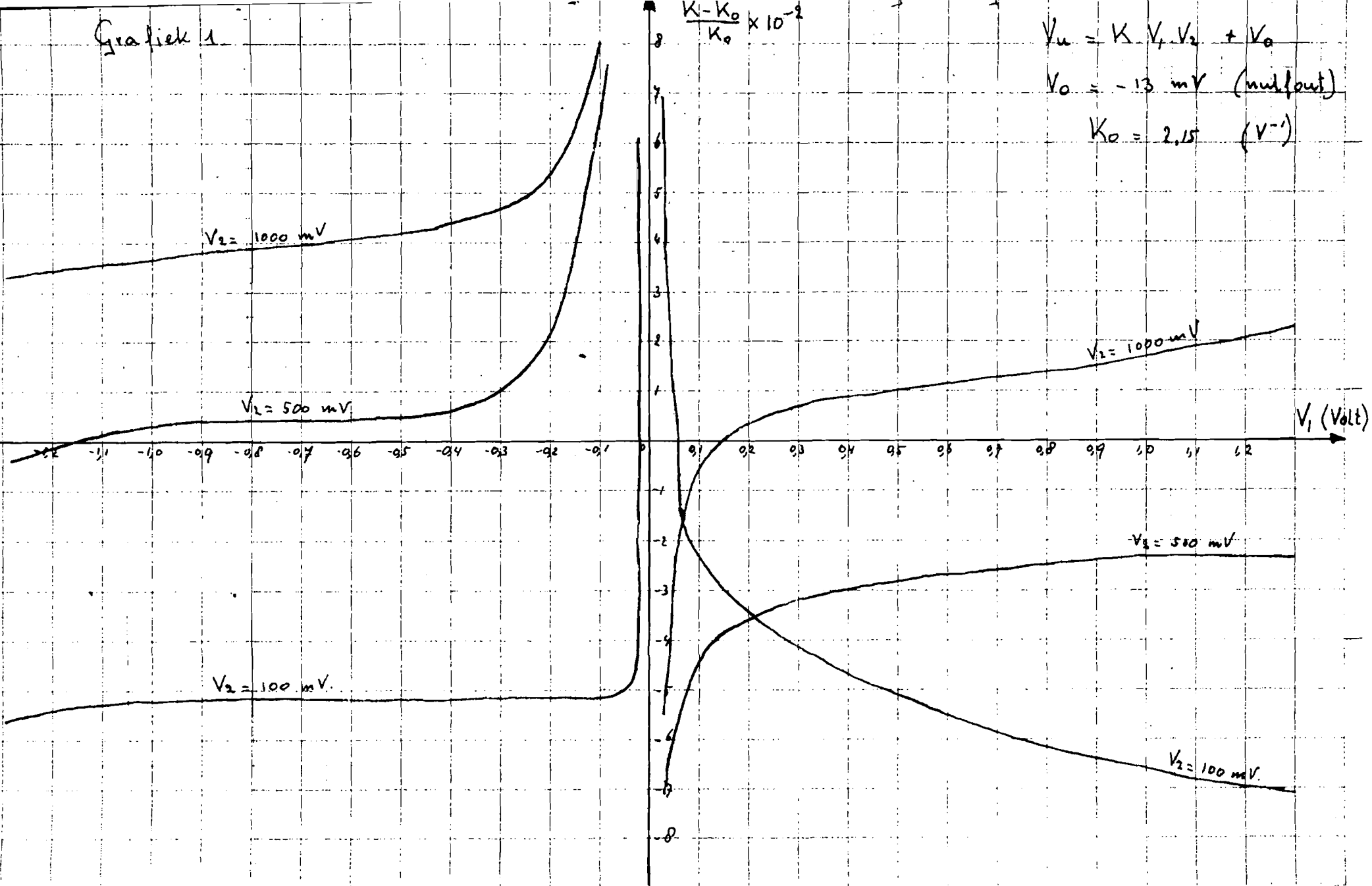
Ook het principe waarmee een tangenshyperbolisch verband tussen in- en uitgangsspanning wordt verkregen is bruikbaar. Die hier bereikte nauwkeurigheid van 1 % kan worden opgevoerd, indien transistorparen met nog beter gelijke eigenschappen worden gebruikt.

8. Litteratuur

- 1) Electric analog computers  
Korn and Korn (Mac Graw Hill)
- 2) Analog computation  
S. Sifer (Mac Graw Hill)
- 3) Elektronische Aalogieanlagen  
Helmut Winkler
- 4) Rapport EEB-II 1966  
Afstudeerverlag Ir. H. Bodt.
- 5) Een onderzoek naar de stabiliteit van public address systemen  
met frequentieverschuiving  
J.W. Coenders  
Afstudeerverslag T.H.Eindhoven, Groep EEB.
- 6) Een dubbele integrator uitgeoerd met transistoren  
K. Breukers  
Afstudeerverslag T.H. Eindhoven, Groep EEB.



# Grafiek 1



grafiek 2

