

Onderwerp: Eindversterker

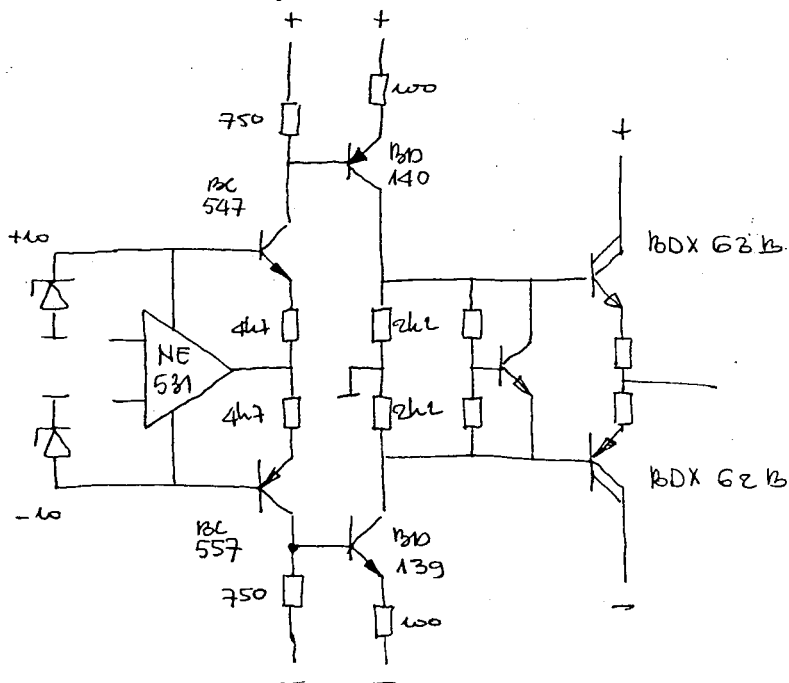
In het blad "Elektronisch" heft 1, 1980 is een artikel verschenen dat een relatie legt tussen TIM en de verhouding van klein en groot signaal bandbreedte. Dit levert een frequentie onafhankelijke versterkingsgrens.

$$\hat{u}_{dm} = \frac{SR}{2\pi f_T} = \frac{f_{max}}{f_T} \cdot \hat{u}_{am}$$

$\hat{u}_{am}$  hangt af van de soort ingangstrap bv fet of transistoor  
 Het artikel levert de volgende tabel.

	741	NE 531	TDA 1034	LF 356
SR (V/ $\mu$ sec)	0,5	35	12	12
f <sub>T</sub> (MHz)	1.0	1.0	20	4,5
f <sub>m</sub> (kHz)	5,0	460	125	180
$\hat{u}_{dm}$ (mV)	80	5600	90	420

Dit is aanleiding geweest tot het opzetten van een snelle eindversterker, gestimuleerd door Henk Duistermaat  
 Eerste idee is als volgt



Datum 17 februari 1981

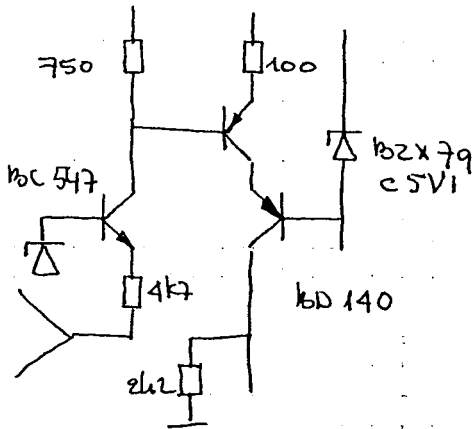
Onderwerp:

Als ic is gedacht aan de NE 581  
 Al snel blijkt dat er twee plaatsen zijn die de bereikbare  
 snelheid begrenzen en wel

- 1) Lengtewerking in de symmetrische stroomspiegel
- 2) Ingangscapaciteit van de gebruikte darlington's

Ad 1

De symmetrische stroomspiegel kan sneller worden gemaakt  
 door de  $\beta$ D's in geaard basis te gebruiken. De snelheids  
 begrenzig wordt gevormd door de Cre van de  $\beta$ D's  
 We hebben dan wel hulpspanningen nodig. We kiezen hiervoor  
 een 5 volt zenerdiode.



Door het ontkoppelen van de  
 emitterweerstand van de  
 geaard emittertrap kan de  
 stroomspiegel worden opge-  
 haald.

De keuze van de transistor  
 op deze plaats is een  
 probleem.

Er zijn weinig transistors pnp  
 die hoog  $f_T$  hebben als er  
 stroom wordt gevraagd.  
 Bovendien is de  $\beta$ D 140 ook de  
 laagste van de  $\beta$ D 139/140 Com-  
 binatie

Een  $\beta$ D 558 kan niet voldoende  
 stroom leveren

Eventueel 2N 2905/6(7) of  
 2N 2934 A.

Voorlopig in verband met de

verkoopbaarheid kiezen we voor de BC 327. Deze voldoet  
 vrij goed als de piek maar niet te groot is. Voor de  
 darlington's is die onvoldoende.

Aan de hpn kant is er geen probleem. Keuze te over.  
 Het verschil in stijgtijd is erg groot. Bij deze  
 gewyzigde stroomspiegel is de stijgtijd een factor 10  
 kleiner t.o.v de ongewyzigde.

Onderwerp:

De ke  
 We kro  
 staat  
 van t

De s  
 van e

Met v

$V = i_1 R_1$

$= i_2$

met 1

gelijk

$i_1 \cdot R_1$

met de

volgt;

$R_2 =$

bij ge  
 selectie  
 met

$R_1 =$

en

$T_1 =$

$T_2 =$

Open-ll  
 combi  
 BC 33

1981

Datum 21 februari 1981

Onderwerp:

reikbare

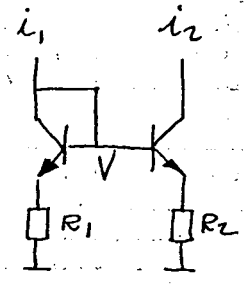
De keuze van de basisspanning van de geaard basistop. We kiezen deze zodanig dat de geaard emitter ingesteld staat op konstante dissipatie. We hebben dan geen last van temperatuurfonten door dissipatie veranderingen.

De spiegel kan worden verbeterd door toevoeging van een diode of transistor

Met verwaarlozing van  $i_b$  geldt:

$$V = i_1 \cdot R_1 + \frac{kT}{q} \ln \frac{i_1}{i_{01}}$$

$$= i_2 \cdot R_2 + \frac{kT}{q} \ln \frac{i_2}{i_{02}}$$



met  $i_2 = \alpha \cdot i_1$

gelijkheid alleen waar als

$$i_1 \cdot R_1 = i_2 \cdot R_2 \quad \text{en} \quad \frac{kT}{q} \ln \frac{i_1}{i_{01}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_2}{i_{02}}$$

met  $i_2 = \alpha \cdot i_1$

volgt:

$$R_2 = \alpha \cdot R_1$$

en

$$i_{02} = \alpha \cdot i_{01}$$

bij gebruik van transistors geldt de  $i_c$  pich als selectie criterium

Met  $\alpha = 5$  volgt

$$R_1 = 5 \cdot R_2$$

en

$$T_1 = \text{BC } 548 \quad (200 \text{ mA max})$$

$$T_2 = \text{BC } 337 \quad (1000 \text{ mA max})$$

Open-loop metingen leveren een lagere verwerking met deze combinatie ten opzichte van de combinatie BAX 13 met BC 337.

gemaakt stabilheids kop is en hiervoor ziele. en van de zin kan de en opge-

transistor een resistors pnp en als er wordt. en obv de 189/140 Com-

volgende //6(7 of te met de veldwet de te re actor 10

Datum 22 februari 1981.

Onderwerp:

Ad 2

De gebruikte darlington's zijn BDX 62 en BDX 63. Deze hebben een ingangscapaciteit van 100 pf.

Deze capaciteit moet worden geladen als een snelle sprong aan de uitgang moet worden gemaakt.

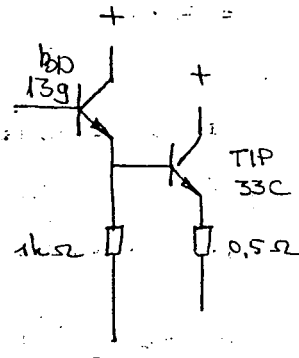
Er is extra stroom nodig die door de driver moet worden geleverd.

Het is daarom gunstiger een discrete darlington te maken. We kiezen hiervoor een combinatie van BD 139/140 met TIP 33C/34C.

De BD 139/140 heeft een ingangscapaciteit van ca 10 pf

De TIP 33/34 heeft een minime SOAR met een ft van 4Mhz.

De driver heeft een emitterweerstand van 1k $\Omega$  naar de overliggende spanning. Het is daardoor mogelijk om een grote negatieve basisstroom te trekken (idea Otalo & Lohstok). Met deze schakeling zijn veel grotere snelheden te realiseren.

De biasinstelling.

Hiervoor kiezen we de gebruikelijke schakeling met een transistor.

Voor een goede temperatuur koppeling gebruiken we een BD 139. Later is een darlington gebruikt en wel de BDX 42. Deze heeft over de 1<sup>o</sup> transistor geen weerstand.

Ten op zichte van de goede thermische koppeling staat de grotere toegevoegde capaciteit

Een en ander gecombineerd levert het rechts staande schema op. De slew-rate bedraagt 50 V/ $\mu$ sec.

Luister proeven zijn zeer verrassend.

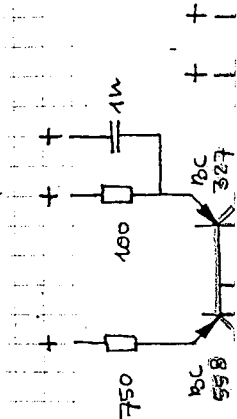
Aanbestuurd door de 4506 levert de versterker een mooi, open geluidsbeeld met een mooi hoog en een strak laag. En dat op Philips zelfbouw luidsprekers.

Opvallend is ook dat de versterker beschaafd in en uitschakeld, met slechts een lichte ploep.

Vanzelfsprekend is er uitgebreid gemeten.

Onderwerp:

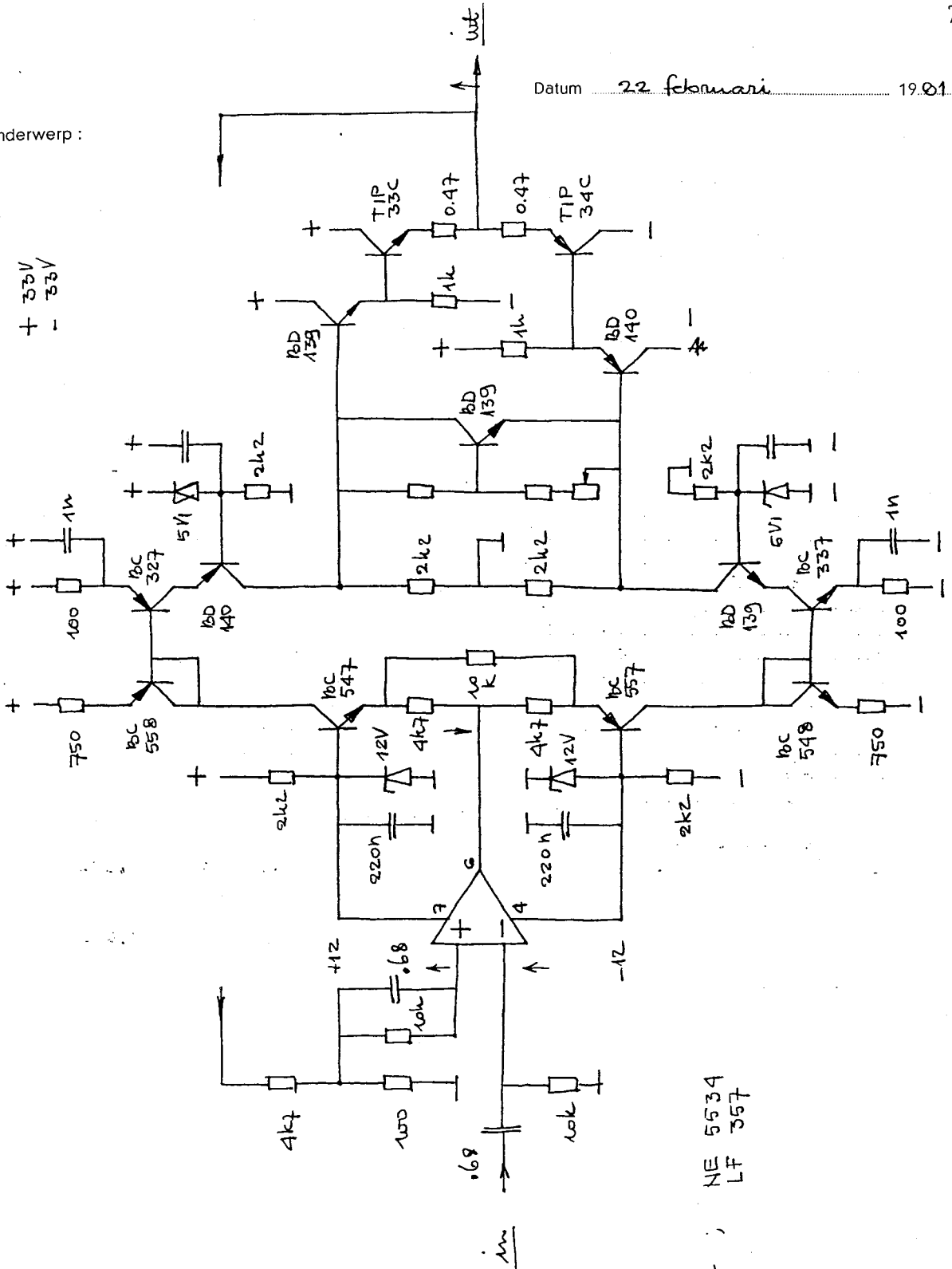
33V  
33V  
+ -



19.01.

Datum 22 februari 19.01.

Onderwerp :



Ic ; NE 5534  
LF 357

Deze  
 sprong  
 te maken.  
 1140 mes  
 ca 10 pf  
 TIP  
 33C  
 0.5Ω  
 we  
 et er  
 subter  
 met de  
 de  
 iker  
 hoog  
 en  
 in en

Datum 22 februari 1981

Onderwerp:

Metingen leveren cijfers die tegen de meetgrens van de gebruikte meetapparatuur liggen.  
Bij 1 kHz 0.02 % belast of onbelast.  
20 kHz 0.05 %

De versterker die in eerste instantie inverterend gebouwd was is later niet-inverterend gemaakt. Het is dan makkelijker om beïnvloeding van de toon generator uit te sluiten.

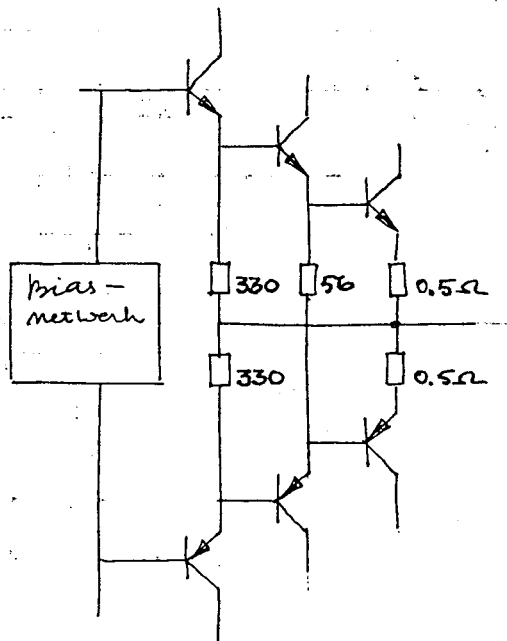
In het artikel "Another view of TIM" in Audio februari en maart 1980 houdt Robert R. Cordel een pleidooi voor de kippel emittervolger.

Dit wordt een hele toestand.

Met het bias netwerk erbij kan dan ook de eindtrap van Nakamichi gemaakt worden. Deze wordt omschreven als "complete mirror circuit".

Het bias netwerk wordt daar gevormd door transistors die als emittervolger staan geschakeld.

In het Nakamichi Technical bulletin 8 wordt het een en ander uit de doeken gedaan met een som. Deze kunnen we namaken



Onderwerp:

Met de is de

De de vereen We vol

$i_d =$   
 $i_o =$

$R_{in} \approx$   
 $T_1$

$R_{in} T_2 \approx$



$$i_1 = \frac{E_{in}}{R_s}$$

$$i_d = E$$

zodat

Onderwerp :

Met de verschillende stromen is de ruststroom in te stellen.

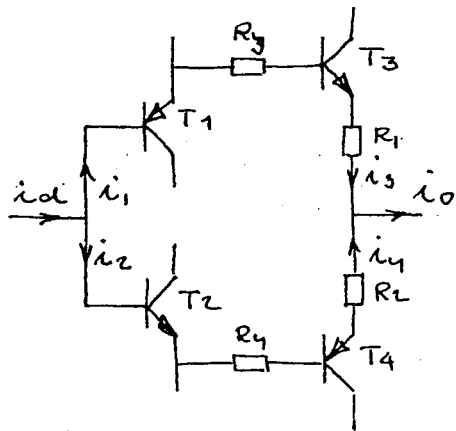
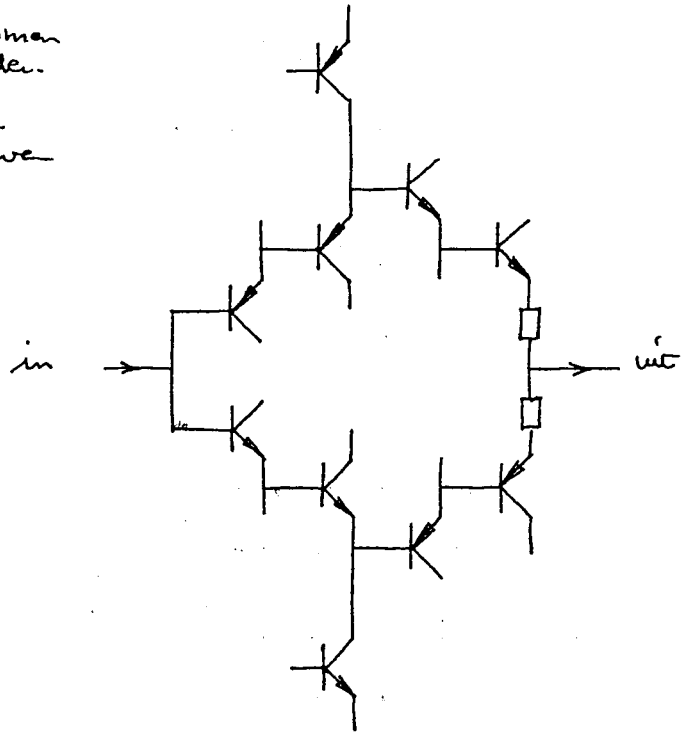
De darlington's worden vereenvoudigd weergegeven. We volgen het verhaal

$$i_d = i_1 + i_2$$

$$i_o = i_3 + i_4$$

$$R_{in T_1} = \beta_1 \cdot (R_3 + \beta_3 \cdot R_1)$$

$$R_{in T_2} = \beta_2 \cdot (R_4 + \beta_4 \cdot R_2)$$



$$i_1 = \frac{E_{in}}{R_{in T_1}} \quad , \quad i_2 = \frac{E_{in}}{R_{in T_2}}$$

$$i_d = E_{in} \left( \frac{1}{R_{in T_1}} + \frac{1}{R_{in T_2}} \right)$$

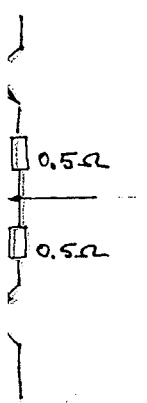
zodat

19.8.1.

ans van

ad  
zakt  
de

klus  
pleidooi



Datum 24 februari

1981

Onderwerp:

Onderwerp:

$$i_1 = \frac{\beta_2 (R_4 + \beta_4 R_2)}{\beta_2 (R_4 + \beta_4 R_2) + \beta_1 (R_3 + \beta_3 R_1)} \cdot id$$

$$i_2 = \frac{\beta_1 (R_3 + \beta_3 R_1)}{\beta_2 (R_4 + \beta_4 R_2) + \beta_1 (R_3 + \beta_3 R_1)} \cdot id$$

$$\text{met } i_3 = \beta_1 \beta_3 i_1$$

$$\text{en } i_4 = \beta_2 \beta_4 i_2$$

$$\text{volgt met } i_0 = i_3 + i_4$$

$$i_0 = \beta_1 \beta_3 i_1 + \beta_2 \beta_4 i_2$$

invullen geeft

$$i_0 = \frac{\beta_1 \beta_3 \beta_2 (R_4 + \beta_4 R_2) + \beta_2 \beta_4 \beta_1 (R_3 + \beta_3 R_1)}{\beta_2 (R_4 + \beta_4 R_2) + \beta_1 (R_3 + \beta_3 R_1)} \cdot id$$

$$= \frac{\beta_1 \beta_2 \beta_3 \beta_4 \left( R_2 + \frac{R_4}{\beta_4} \right) + \beta_1 \beta_2 \beta_3 \beta_4 \left( R_1 + \frac{R_3}{\beta_3} \right)}{\beta_2 \beta_4 \left( R_2 + \frac{R_4}{\beta_4} \right) + \beta_1 \beta_3 \left( R_1 + \frac{R_3}{\beta_3} \right)} \cdot id$$

$$\text{met } \beta_1 \beta_3 = \beta_2 \beta_4 = \beta_0 \text{ geeft dit}$$

$$i_0 = \frac{\beta_0^2 \left( R_2 + \frac{R_4}{\beta_4} \right) + \beta_0^2 \left( R_1 + \frac{R_3}{\beta_3} \right)}{\beta_0 \left( R_2 + \frac{R_4}{\beta_4} \right) + \beta_0 \left( R_1 + \frac{R_3}{\beta_3} \right)} \cdot id$$

 $i_0 =$  $i_0 =$ Volg  
Met  
geeft  
Vraag  
bron.De

of

Voor

Voor

Zak

 $\frac{kT}{q}$  $\frac{kT}{q}$ 

kies



19.81

Datum 24 februari 1981

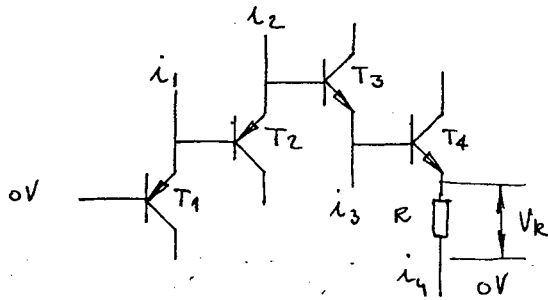
Onderwerp:

$$i_0 = \beta_0 \cdot \left\{ \frac{R_1 + R_2 + \frac{R_4}{\beta_4} + \frac{R_3}{\beta_3}}{R_1 + R_2 + \frac{R_4}{\beta_4} + \frac{R_3}{\beta_3}} \right\} \cdot i_d$$

$$i_0 = \beta_0 \cdot i_d$$

Volgens dit verhaal is het systeem lineair voor stroom. Met gelijke transistoren bv BD 139/140 is aan de gelijkheidseis voldaan. Vraag is wel wat dit doet bij sturing uit een spanningsbron.

De instelling



Voor de instelling geldt

$$V_{be1} + V_{be2} - V_{be3} - V_{be4} = V_R$$

zodat

$$\frac{kT}{q} \ln \left\{ \frac{i_1}{i_{01}} \right\} + \frac{kT}{q} \ln \left\{ \frac{i_2}{i_{02}} \right\} - \frac{kT}{q} \ln \left\{ \frac{i_3}{i_{03}} \right\} - \frac{kT}{q} \ln \left\{ \frac{i_4}{i_{04}} \right\} = V_R$$

$$\frac{kT}{q} \ln \left\{ \frac{i_1 \cdot i_2}{i_{01} \cdot i_{02}} \cdot \frac{i_{03} \cdot i_{04}}{i_3 \cdot i_4} \right\} = V_R$$

kieszen we gelijke transistoren dan geldt  $i_{01} = i_{02} = i_{03} = i_{04}$

Onderwerp:

Onderwerp:

als verder  $i_2 = i_3$  dan wordt

$$\frac{kT}{q} \ln\left(\frac{i_1}{i_4}\right) = V_R$$

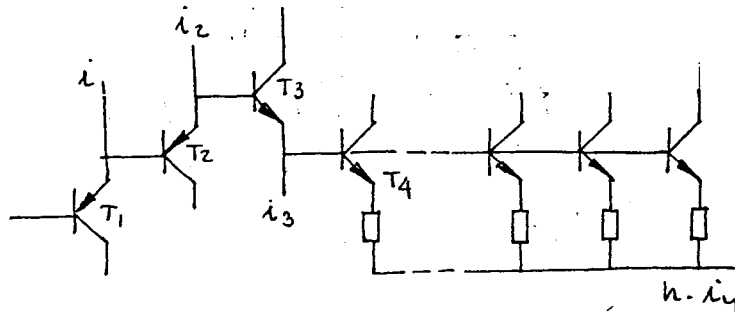
met  $V_R = 25 \text{ mV}$  wordt dan  $i_1 = 2.73 i_4$

Voor  $4 \text{ E } 7$  volgt dan  $i_4 = 5 \text{ mA}$  en  $i_1 = 13.5 \text{ mA}$   
 of  $3 \text{ E } 3$  volgt dan  $i_4 = 7.5 \text{ mA}$  en  $i_1 = 20.6 \text{ mA}$

Voor de transistoren kiezen we  $h_{FE} 130$  en  $h_{FE} 140$ .  
 Voor  $T_4$  nemen we een aantal transistoren parallel.  
 Nemen we  $n$  stuks dan wordt het

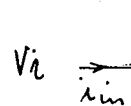
$$\frac{kT}{q} \ln\left\{ \frac{i_1 i_2}{i_3 \cdot n \cdot i_4} \cdot \frac{100 \cdot n \cdot i_0 n}{101 \cdot i_0 2} \right\} = V_R$$

zodat het resultaat het zelfde is.  
 Om een goede stroomverdeling te geven krijgt elke eindtransistor zijn eigen emitterweerstand.



Invoel van basis en emitter weerstanden

Omdat deze overbel aan emittervolgers snel oscilleert zijn stopweerstandens nodig. De vraag is hoe deze moeten worden verdeeld.

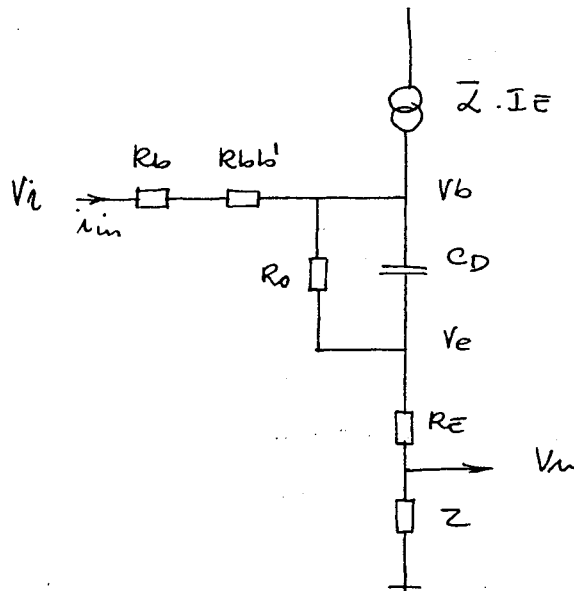


- $\omega_L =$
- $\overline{r_o} =$
- $\overline{L} =$
- $V_{in} =$
- $V_o =$
- $V_b =$
- $V_i =$
- $V_i =$
- $V_i =$

1981

Datum 18 maart 1981

Onderwerp :



$$\omega_d = \frac{1}{T_d} = 2\pi f_T$$

$$\bar{r}_o = \frac{r_o}{1 + s R_o C_o} = \frac{r_o}{1 + s T_d}$$

$$\bar{\alpha} = \frac{\alpha_o}{1 + s T_d}$$

$$V_m = I_E \cdot Z$$

$$V_b = V_i - i_{in} (R_b + R_{bb'})$$

$$V_b = I_E (\bar{r}_o + R_E + Z)$$

$$V_i - i_{in} (R_b + R_{bb'}) = I_E (\bar{r}_o + R_E + Z)$$

$$V_i - I_E (1 - \bar{\alpha}) (R_b + R_{bb'}) = I_E (\bar{r}_o + R_E + Z)$$

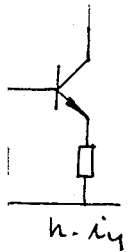
$$V_i = \left\{ (1 - \bar{\alpha}) (R_b + R_{bb'}) + (\bar{r}_o + R_E + Z) \right\} I_E$$

$$= \left\{ (1 - \bar{\alpha}) R_b + R_{bb'} \right\} + \bar{r}_o + R_E + Z \left\{ \frac{V_m}{Z} \right.$$

2.5 mA.  
2.6 mA

allel.

e eind-

h. i<sub>y</sub>cilleest  
moeten

Datum 18 maart 1901

Onderwerp:

Onderwerp:

$$\begin{aligned} \frac{V_w}{V_i} &= \left\{ \frac{Z}{(1-Z)(R_b + R_{bb'}) + R_o + R_E + Z} \right\} \\ &= \frac{Z}{\left(1 - \frac{\alpha_o}{1 + sT\alpha}\right)(R_b + R_{bb'}) + \frac{R_o}{1 + sT\alpha} + R_E + Z} \\ &= \frac{Z \cdot (1 + sT\alpha)}{\left((1 + sT\alpha) - \alpha_o\right)(R_b + R_{bb'}) + R_o + (R_E + Z)(1 + sT\alpha)} \\ &= \frac{Z \cdot (1 + sT\alpha)}{\left\{(1 - \alpha_o)(R_{bb'} + R_b) + R_o + R_E + Z\right\} + sT\alpha \left\{R_b + R_{bb'} + R_E + Z\right\}} \\ \frac{V_w}{V_i} &= \frac{Z}{(1 - \alpha_o)(R_b + R_{bb'}) + R_o + R_E + Z} \cdot \frac{1 + sT\alpha}{1 + sT\alpha \frac{(R_b + R_{bb'} + R_E + Z)}{(1 - \alpha_o)(R_b + R_{bb'}) + R_o + R_E + Z}} \end{aligned}$$

We verwaarlozen nu  $R_o$  t.o.v.  $R_E + Z$   
en  $R_{bb'}$  tov.  $R_b$

zodat

$$\frac{V_w}{V_i} = \left\{ \frac{Z}{(1 - \alpha_o)R_b + R_E + Z} \right\} \cdot \left\{ \frac{(1 + sT\alpha)}{1 + sT\alpha \frac{(R_b + R_E + Z)}{(1 - \alpha_o)R_b + R_E + Z}} \right\}$$

|A|

φ

al sn

De be

ste  
Tα w  
bij ee  
geteek

Overst

Om te  
gedine  
plaats  
We te  
plaat  
als e

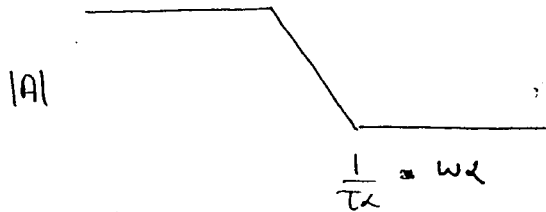
19.01

Datum 18 maart

1981

Onderwerp:

$$\frac{1}{T_L} \left\{ \frac{(1-\alpha)R_b + R_E + Z}{R_b + R_E + Z} \right\}$$



al snel geldt voor het eerste kantelpunt ( $h_{fe} > 10$ )

$$\frac{1}{T_L} \left\{ \frac{R_E + Z}{R_b + R_E + Z} \right\}$$

De belasting wordt door  $n$ -transistors bediend zodat;

$$\frac{1}{T_L} \left\{ \frac{R_E + n \cdot Z}{R_b + R_E + n \cdot Z} \right\}$$

stel  $n = 12$  bij  $Z = 8 \Omega$  dan doet  $R_b = 100 \Omega$   $T_L$  verdubbelen. Hier heeft elke transistor dan een eigen  $R_b$ . Bij een gezamenlijke  $R_b$  dient deze door  $n$  te worden gedeeld.

### Oversturing

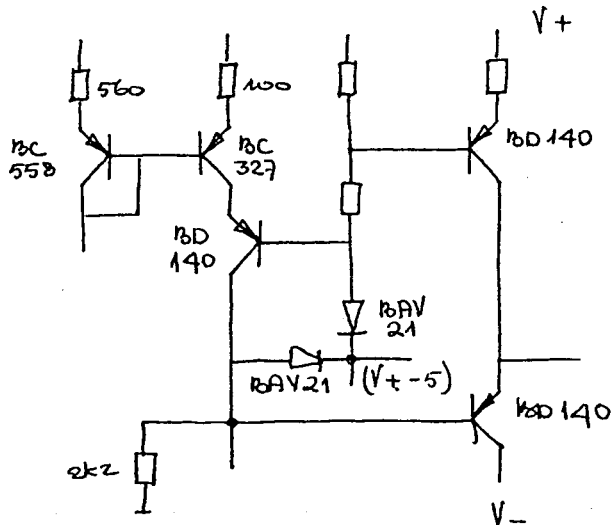
Om te zorgen dat de versterker een goed oversturingsgedrag vertoont is het nodig dat geen ladingsoverlading plaatsvindt in bv. verzadigde collectors. We laten de versterker daarom vastlopen op twee plaatsen.

Als eerste noemen we de symmetrische skoom/spiegel.

Datum 12 april 1981

Onderwerp :

Onderwerp :



We krijgen  
Na deze  
bijbeh  
We wil  
gesloten  
Omdat  
ode de

Het vastlopen van de geaardbasis BD 139/140 levert een grote storage-tijd op. Er wordt immers geen reverse-basisstroom getrokken. We kunnen dit vastlopen voorkomen met een diode clamp. De stroom uit de BD 139/140 loopt dan via de diode in de hulpvoeding.  
 Voor de hulpvoeding gebruiken we dan een driepunts regulator. Deze kan de extra stroom opnemen. Gebruik op deze plaats van een zenerdiode is niet mogelijk. Deze zou te ruim ingesteld moeten worden. De stroomspiegel wordt aangestuurd vanuit een geaard basischap BC 547/557. De maximale stroom hieruit is bepaald. Daardoor is het eenvoudig om de spiegel zo te dimensioneren dat de geaard emitterkap niet kan verzadigen.

Voor de clampdiodes worden kleine, snelgediodes gekozen, zoals BAX 13, BAV 21. Het letten op de doorslagspanning.

De navolgende stroombronnen voor de eindtrap moeten zo worden afgelegd dat deze niet vastlopen.

Met dezelfde hulpspanning kunnen de stroombronnen van de eindtrap worden vastgelegd.

### Vastlopen van het ic.

Als de stroomspiegel vastgelopen is, zal daarna het ic vastlopen.

Ingru  
sator  
versch  
met  
beten  
hier

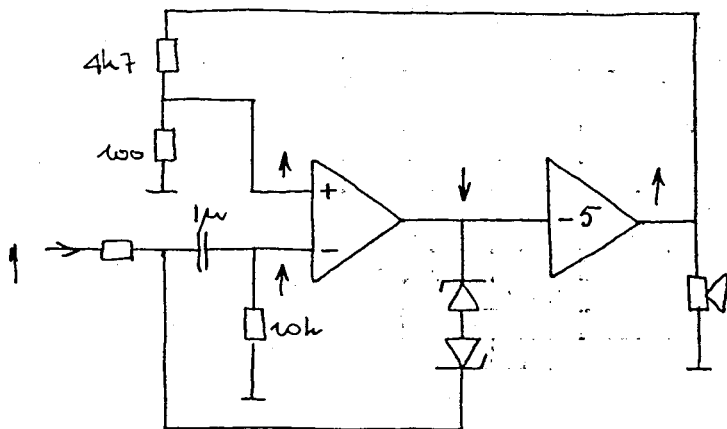
19.81

Datum 20 april

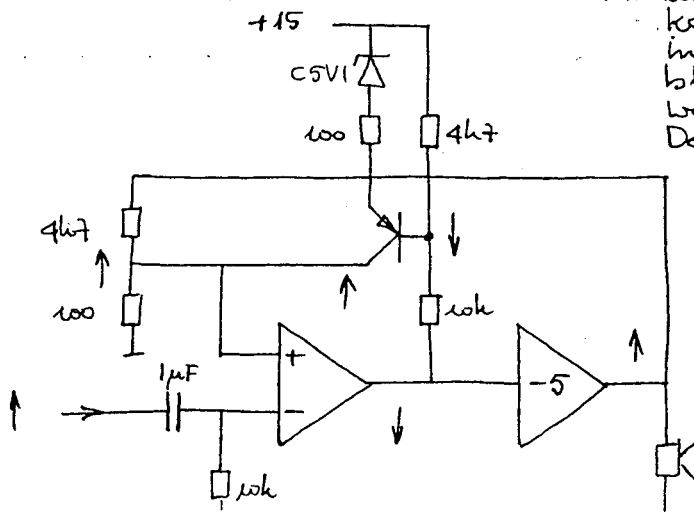
19.81

Onderwerp :

We krijgen dan te maken met de hersteltijd van het ic.  
 Na deze hersteltijd volgt het sluiten van de lus met de  
 bijbehorende respons. Eventueel tweede orde.  
 We willen nu eigenlijk de lus toch zolang mogelijk  
 gesloten houden, eventueel via een hulp-lus.  
 Omdat de eindtrap inverted moet de hulp-lus dit  
 ook doen.



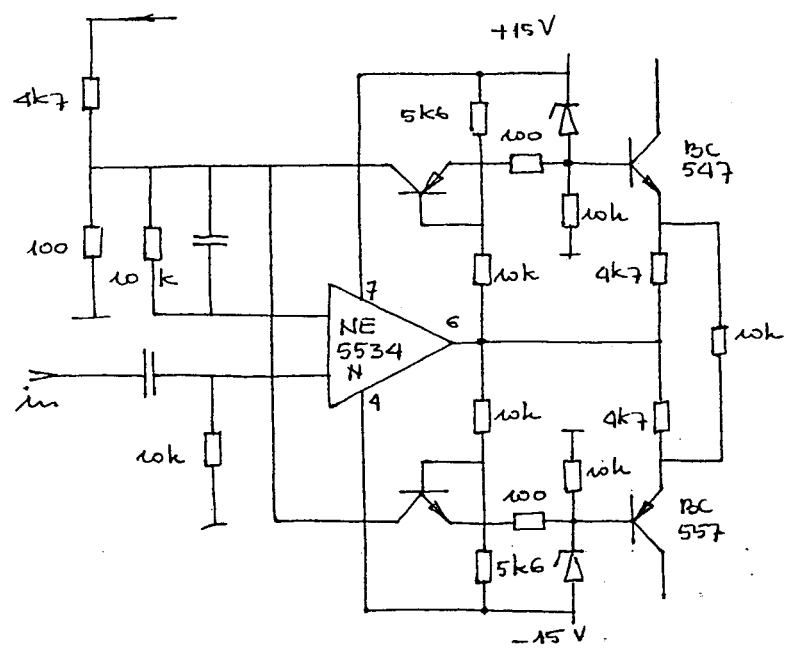
Ingrijpen op de ingang kan alleen voor de koppelconden-  
 sator. Anders zal de C zich opladen en treden grote dc-  
 verschuivingen op. Omdat de voorversterker meestal ook  
 met een C uitgaat blijft dit moeilijk.  
 Beter is het daarom het feedback netwerk aan te pakken.  
 Hier moet dus worden geïnverteerd. Boven een bepaalde  
 uitsturing van het ic



komt de tweede lus  
 in werking. Hier door  
 blijft het ic closed-loop  
 werken en dus snel.  
 De oversturingsmarge  
 wordt 20 verhoogt.  
 De schakeling  
 moet vanzelf-  
 sprekend symmetrisch  
 worden uitgevoerd.

Levert een  
 rechte-  
 voorloper  
 13g/140  
 - driepunts  
 en het  
 en worden  
 en geand  
 hieruit is  
 spiegel  
 trap met  
 2 gekozen,  
 2g spanning.  
 2 moeten zo  
 van de  
 na het

Onderwerp :



Ingangsspanning voor volle uitsturing  $V_{in} = \frac{27}{50} = 540 \text{ mV}$   
 De 5534 kan 4 volt verder worden aangestuurd hadat de gearatbasis is gesperd.  
 Aan de ingang wordt dit met de bovenstaande waarden  $\frac{4 * 5,6}{10 + 5,6} = 1,45 \text{ volt}$

De oversturingmarge is dus

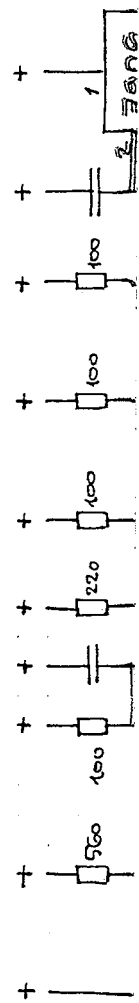
$$20 \log \left\{ \frac{540 + 1450}{540} \right\} = 20 \log 3,6 = 11,3 \text{ dB}$$

Bovenstaande schakeling geeft een vlekkeloos oversturing opdrag, ook op 200 kHz.

$f = 200 \text{ kHz}$   
 $R = 100 \text{ ohm}$   
 $C = 100 \text{ pF}$   
 $d = 0,001 \text{ s}$

Onderwerp :

heatsink  
 heatsink  
 0 pos  
 neg

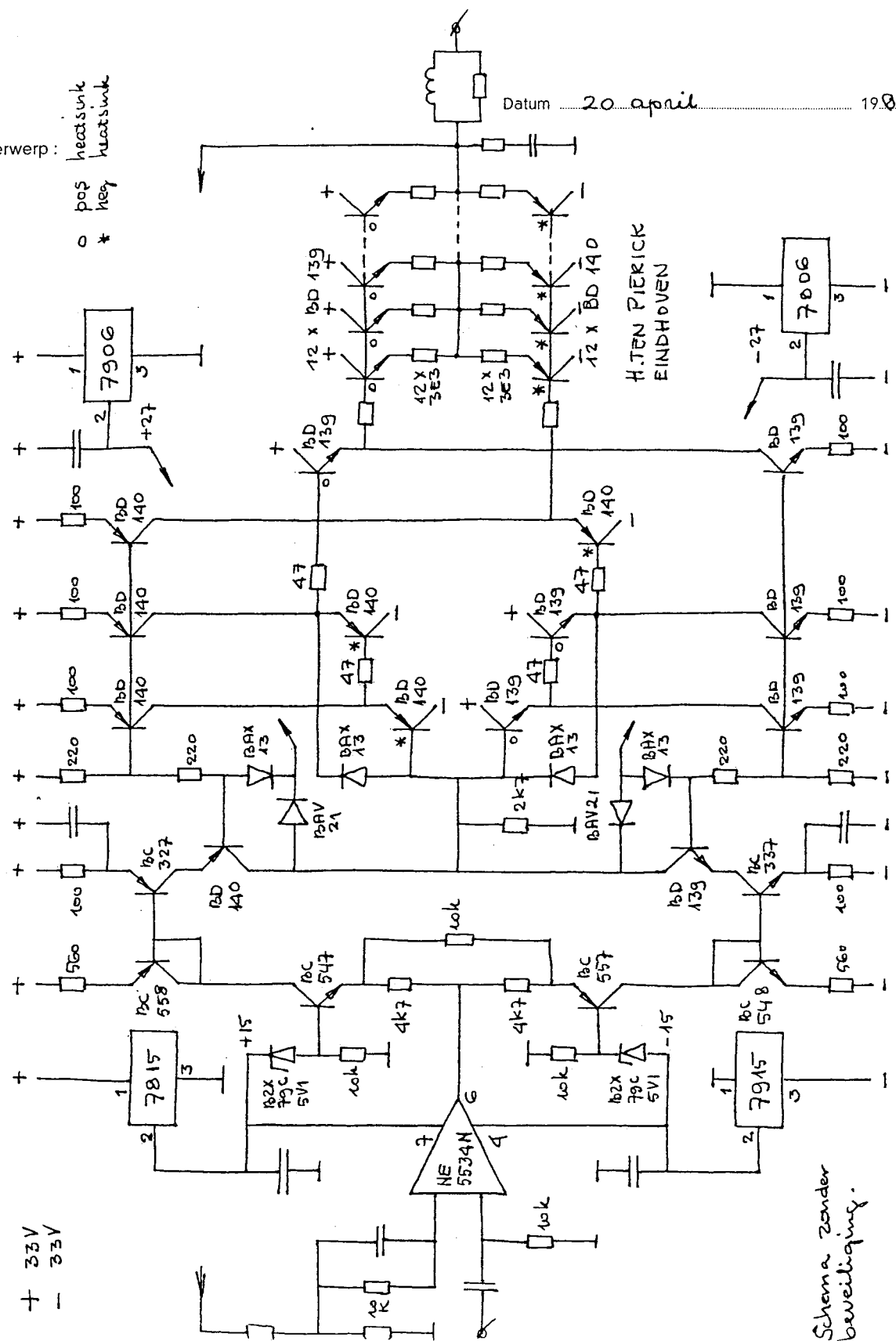


+ 33V  
 - 33V



Onderwerp :

heatsink  
heatsink  
pas key  
\* key



Schema Zender  
beweiling.

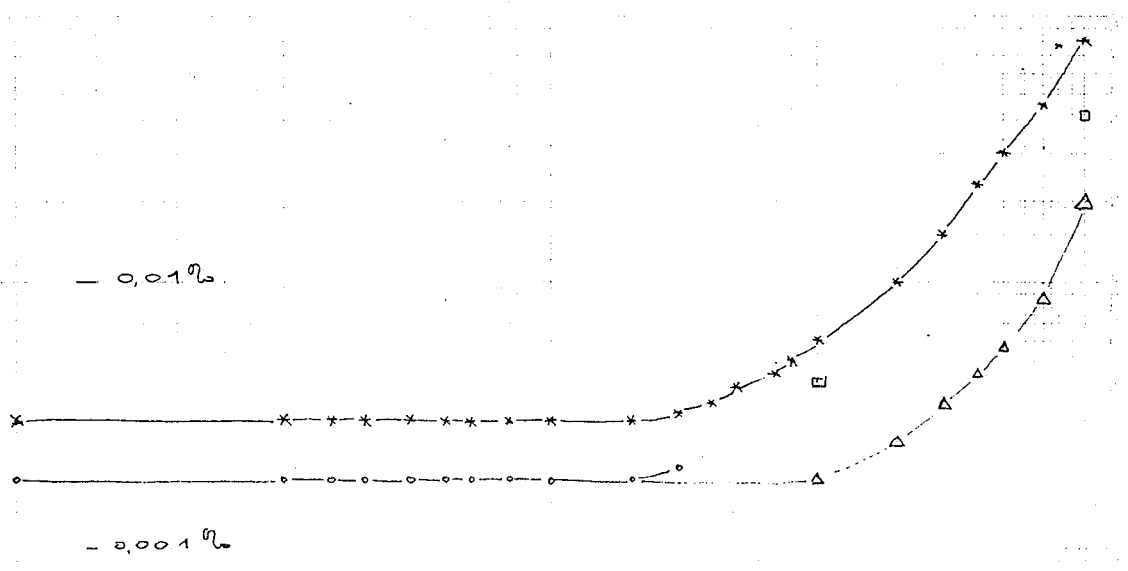
240 mV  
dat  
ersterings

Onderwerp :

Met de  
Loui  
Dere  
meten

- \* Verwarming belast 10V eff ( $R = 300 \text{ k}\Omega$ )
- o idem ( $R = 80 \text{ k}\Omega$ )
- $\Delta$  eigen verwarming hp 339 A
- $\square$  onbelast

↑ ppm



- f
- 10
- 110
- 160
- 210
- 360
- 510
- 710
- 1
- 2
- 3
- 4
- 5
- 7
- 8
- 10
- 20
- 30
- 40
- 50
- 70
- 80
- 100

\* ) Het  
In  
Sms

Datum 8 juni 1981

Onderwerp:

Met een gekende hp 339 distortion measuring set van Louis Verbraak is het plankjesmodel van de versterker gemeten. Deze meetopstelling is in staat 0.0018% vervorming te meten van 10 Hz tot 100 kHz.

f	d	
10 Hz	0,003 %	} begrensd door ruis. Met een filter in de analyse van 80 kHz. meten we 0.0018%.
110	"	
160	"	
210	"	
310	"	
510	"	
710	"	
1 kHz	0.003 %	hp 339 A zelf; 0.0018 %
2	0.003	
3	0.0032	
4	0.0035	
5	0.004	
7	0.0045	
8	0.005	
10 kHz	0.006 %	hp 339 A zelf: 0.0018 %
20	0.01	0.0025 %
30	0.015	0.0035 %
40	0.023	0.0047 %
50	0.03	0.0058 %
70	0.045	0.0087 %
80	0.079	
100	0.082	0.02 %

\* ) Het plankjesmodel heeft slechts 7+7 eindtransistoren. In de definitieve versie komen er 12+12 met ook een grotere multistroom. (zie verder.)

Datum 14 juni 1981

Onderwerp :

Onderwerp :

De keuze van de ruststroominstelling -

In zijn artikel "New Approach to class B amplifier design" (Wireless World, Febr., Mrt 1971) gaat Peter Blomley in op de niet-lineariteit van eindtrappen. Van de beste resultaten is natuurlijk alleen een volledige complementaire eindtrap bruikbaar.

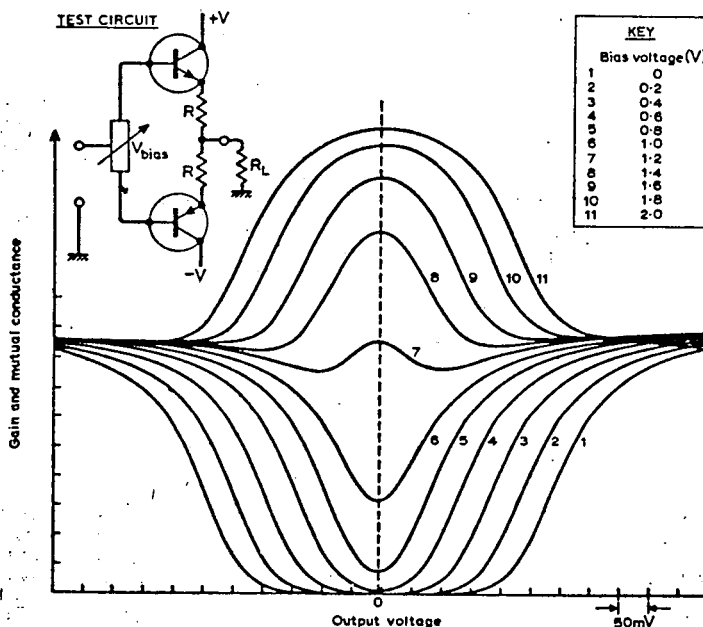


Fig.3. Gain—or mutual conductance—of simple symmetrical output circuit showing change in gain which can occur during transfer from one sub-amplifier to the other. Effect of different bias levels is shown.

Gain or mutual conductance or  $g_m \equiv \frac{1}{R_{out}}$

Blomley geeft geen som in bovenstaand artikel. Deze som is wel gemaakt door Barney Oliver (EP journal febr 1971) (!!). Oliver geeft de resultaten anders weer. De weergave volgens Blomley is sprekender.

Een zelfgemaakte som vraagt om een iteratief programma op een rekenmachine. Hiervan hebben we afgezien. Met wat inzicht kunnen we op de volgende redenering.

Om me

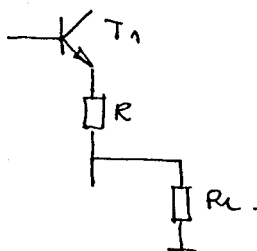
dit  
Oms  
eig  
over

19.8.1

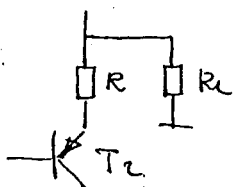
Datum 14 juni 19.8.1

Onderwerp :

er design  
maly in  
een

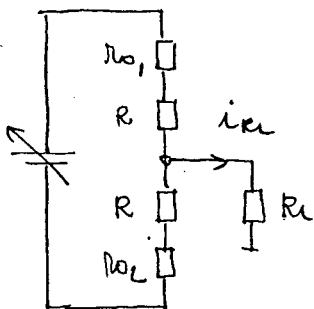


Indien  $T_1$  volledig is uitgestuurd, kan  $R_{o1}$  worden verwaarloosd ten opzichte van  $R$ , zodat  $R_{uit} \approx R$ .



Indien  $T_2$  volledig is uitgestuurd, kan  $R_{o2}$  worden verwaarloosd ten opzichte van  $R$ , zodat  $R_{uit} \approx R$ .

Om ook bij geen uitsturing deze waarde te krijgen moeten we de ruststroom goed kiezen



Indien  $i_{R_L} = 0$  geldt:  $R_{o1} = R_{o2}$

zodat

$$\frac{1}{R_{out}} = \frac{1}{R_{o1} + R} + \frac{1}{R_{o2} + R}$$

de eis is nu  $R_{out} = R$  zodat

$$R_{o1} = R_{o2} = R$$

$$R_o = \frac{h_i \bar{I}}{I_e}$$

dit geeft  $I_e \cdot R = \frac{kT}{q}$

Omdat  $R$  wordt gegeven door stroom begrenzings eigenschappen kiezen we dus de ruststroom die 25 mV over de emitter weerstand geeft.

etc  
journal  
anders weer.

programma  
Met

Datum 19 juni 1981

Onderwerp:

Voor een emitter weerstand van  $3 \text{ k}\Omega$  wordt dus de ruststroom

$$I_Q = \frac{25 \text{ mV}}{3.3 \text{ k}\Omega} = 7.5 \text{ mA.}$$

Voor de drie voorgaande transistoren kiezen we nu een stroom die 2-maal groter is dus  $20 \text{ mA}$ , we voldoen dan aan het criterium van blad 12.

Kiezen we 12 eindtransistor parallel dan wordt de totale ruststroom

$$I_{Q \text{ tot}} = 12 * I_Q = 12 * 7.5 = \underline{\underline{90 \text{ mA}}}.$$

Totaal loopt er dan in de eindtrap  $90 + 3 * 20 = 150 \text{ mA}$ .

(Barney Oliver woent dit optimum ruststroom punt wel, maar gelooft niet dat het praktisch te realiseren is.

Met de door hem gebruikte transistoren zal dit zeker niet gaan.

Door de hier gebruikte schakeling echter kan het wel. Het gebruik van één type transistor voor eindtransistor, drive en bias netwerk maakt het mogelijk. Zeker als ook hog transistors uit een batch werden gebruikt, is het goed te realiseren.

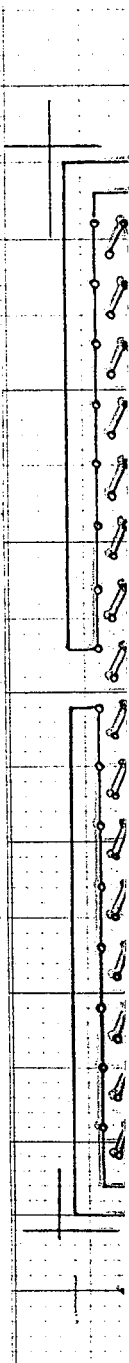
Dit laatste is het beste te bereiken door ze allen van een merk, tegelijk te kopen zodat het zelfde week nummer verkregen wordt.)

Een praktische meting aan de versterker is eenvoudig. Bij voldoende kleine vervorming aan de eindtrap, kunnen we de vervorming meten aan de uitgang van het stuur ic.

We vinden daar inderdaad een minimum als de eindtrap op de boven afgeleide ruststroom staat ingesteld.

Onderwerp:

Het pri



blauw

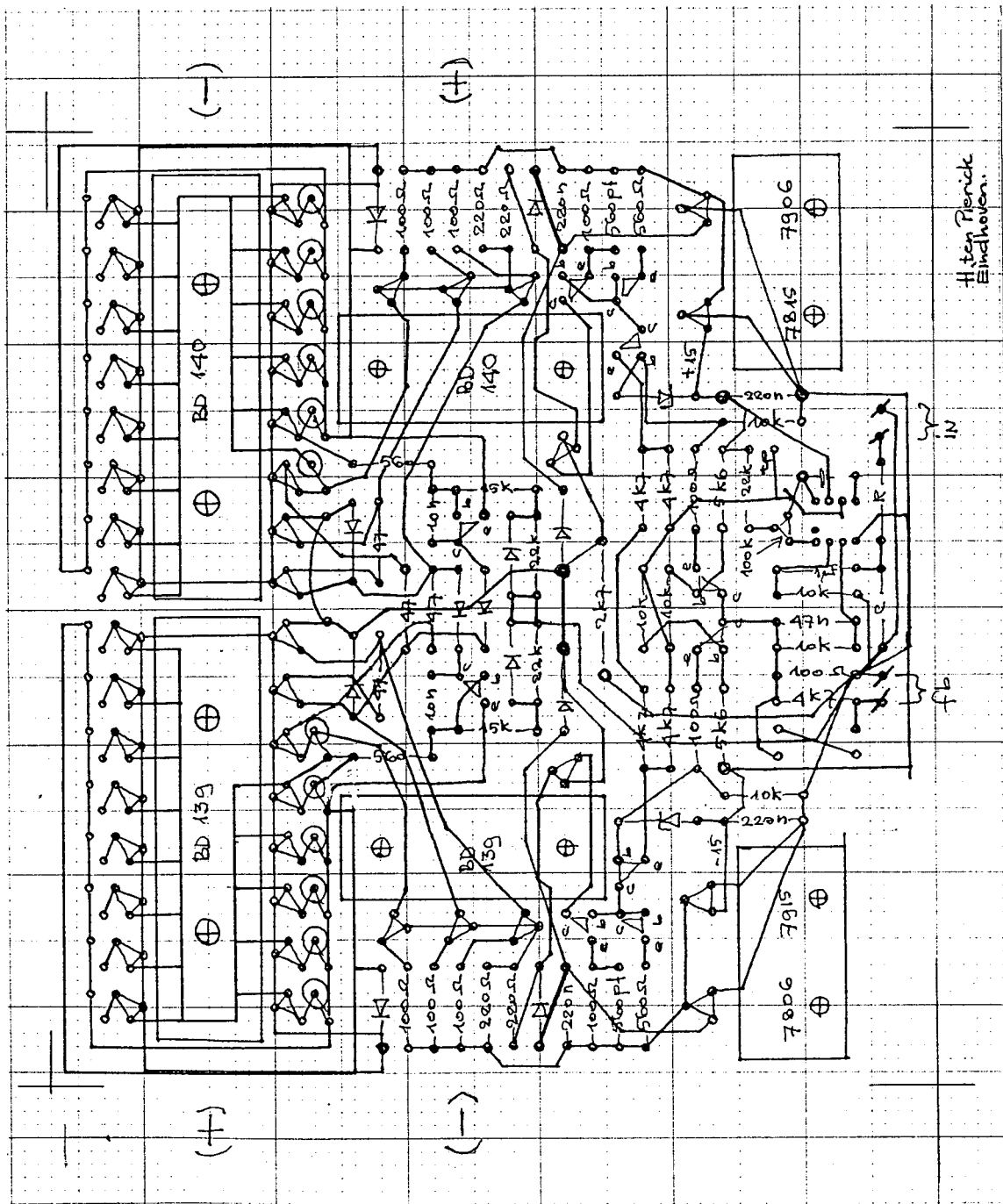
1981

Datum 16 augustus 1981

Onderwerp :

Het printontwerp.

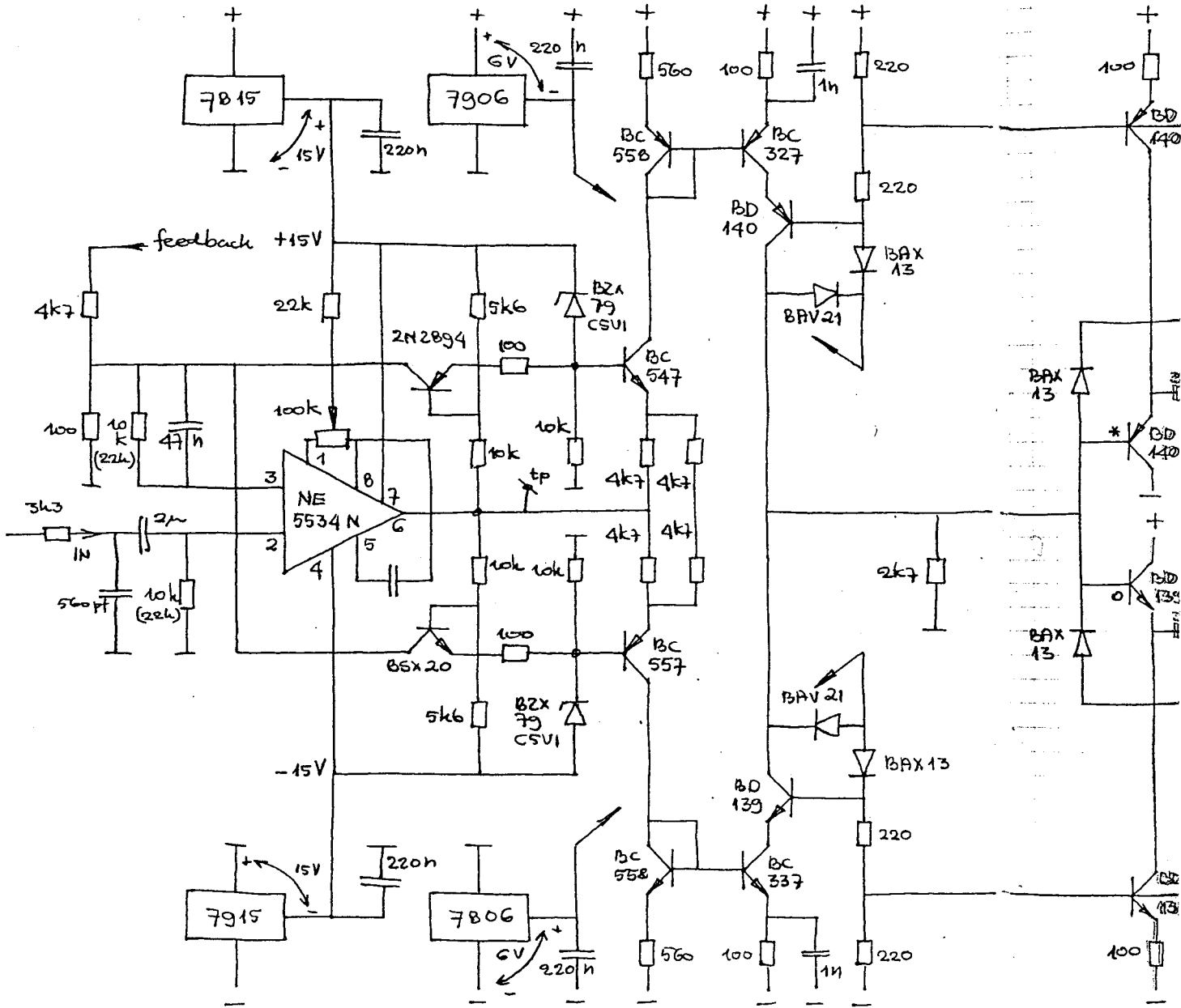
in de  
 m  
 A,  
 12.  
 richt  
  
 = 150 mA.  
 n p  
 realiseren  
 it zeker  
 , het wel.  
 indtransis-  
 dijk.  
 werden  
 , allen  
 fde  
  
 wendig.  
 kunnen  
 het  
 ds  
 n s at



blauw: begrenzingen kodlichamen  
 rood: aansluiting

Onderwerp :

Onderwerp :

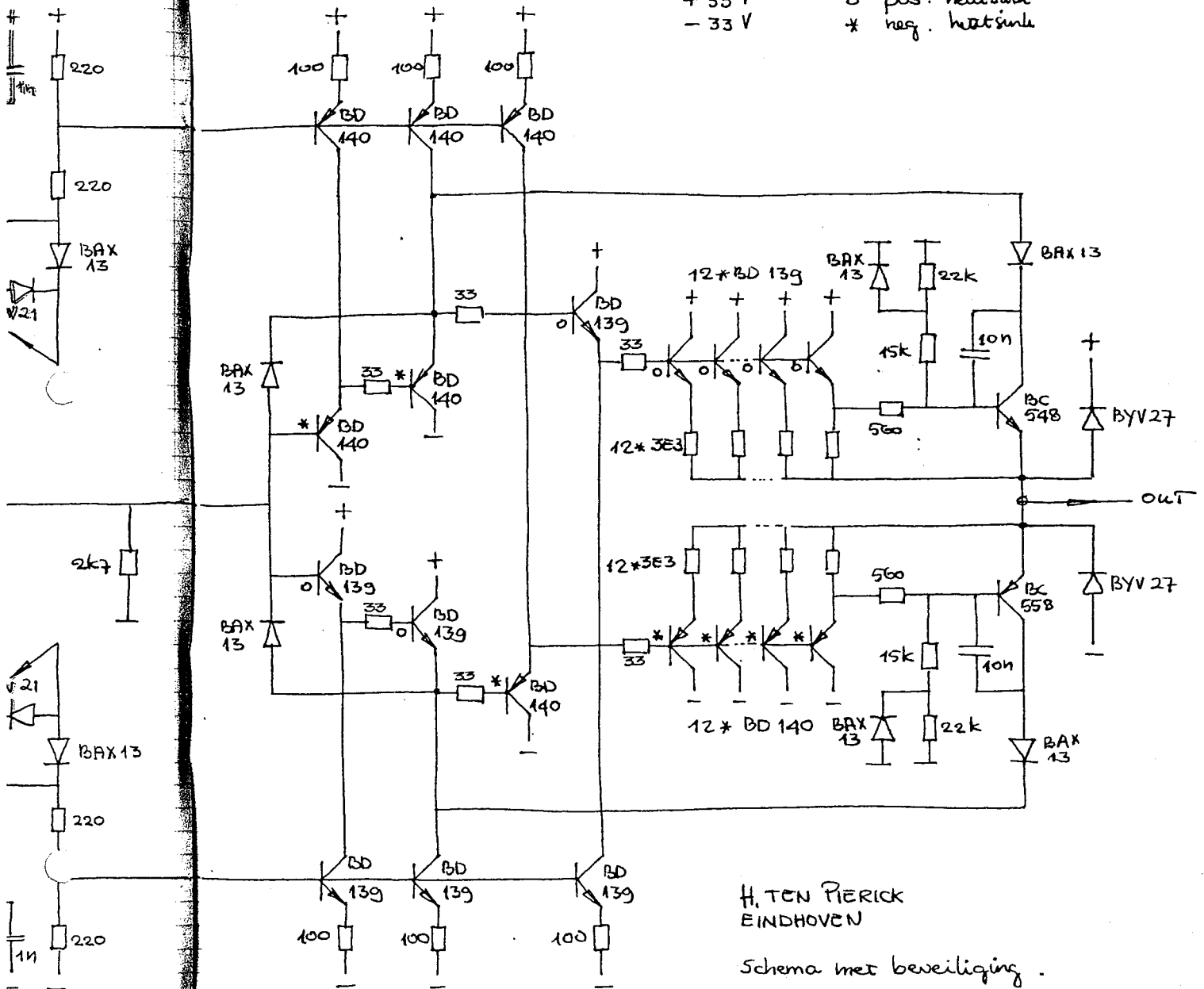




Onderwerp :

+ 33 V  
- 33 V

o pos. heatsink  
\* neg. heatsink



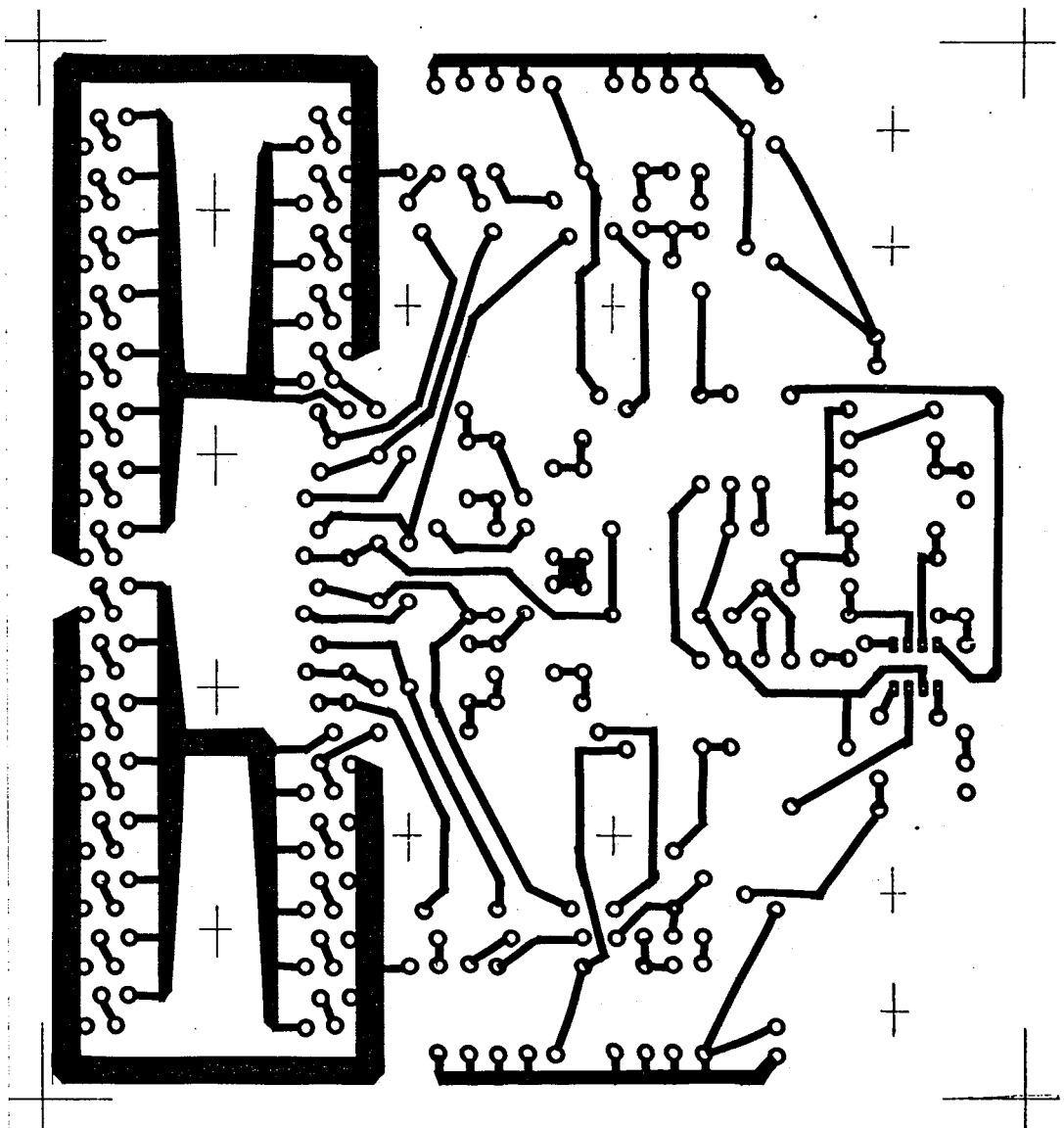
H. TEN PIERICK  
EINDHOVEN

Schema met beveiliging.

Datum 23 augustus 19.01

Onderwerp :

Onderwerp :



Het sporenpatroon vanaf de onderzijde gezien

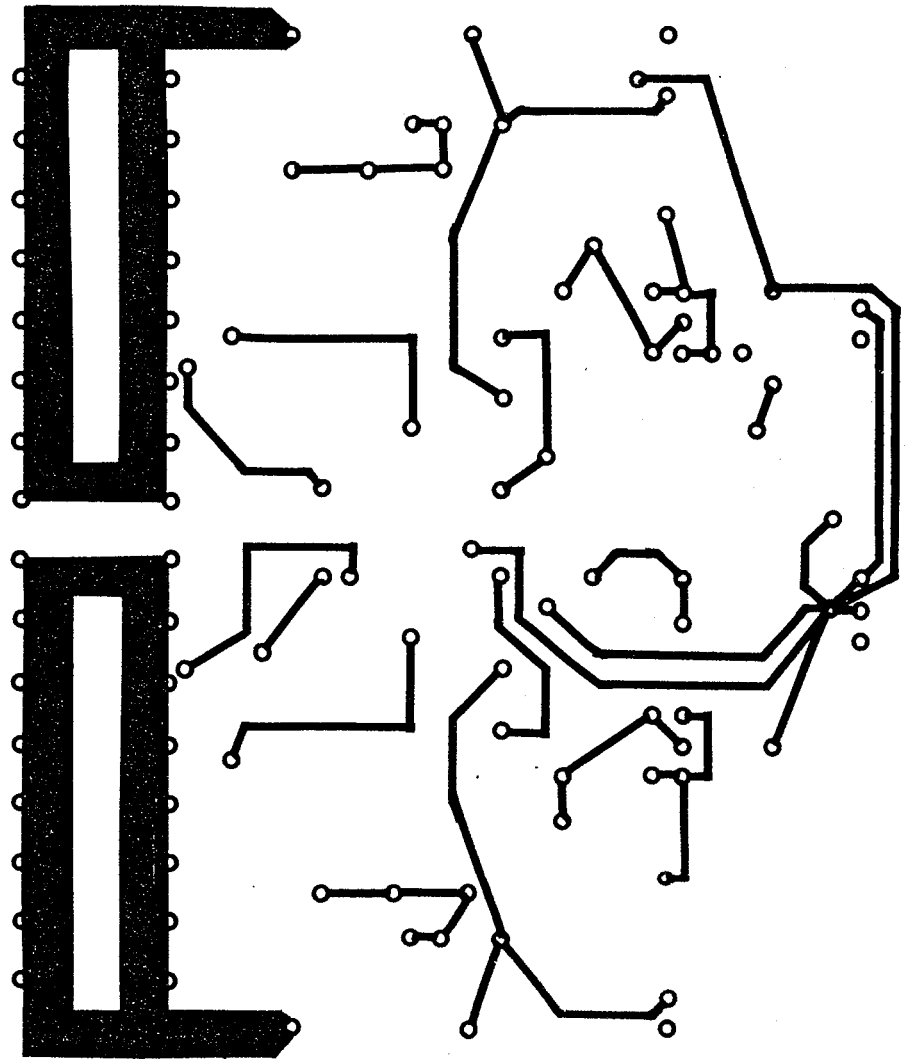
niet 1:1 !

19.01

Datum 23 augustus

1981

Onderwerp:



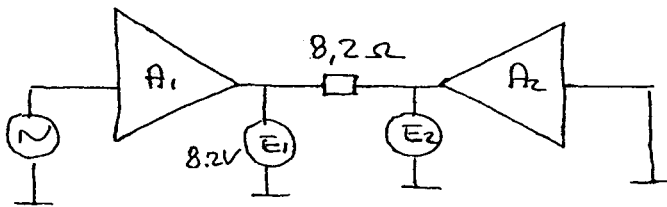
Het sporenpatroon vanaf de componentenzijde gezien

niet 1:1 !

Datum 11 januari 1982

Onderwerp: Meting van de dempingfactor.

Voor deze meting zijn twee versterkers gebruikt in de volgende schakeling.



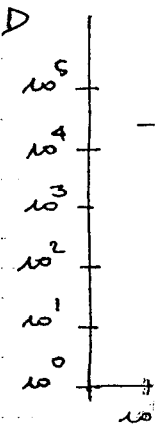
Met  $E_2$  meten we nu de spanning over de uitgangswaerstand van  $A_2$ .

f (Hz)	$E_2$ (mV)	D tov $8\Omega$	20 log D
100	nis		
200	0,4	20500	86
300	0,6	13666	82
500	0,72	11388	81
1k	1,1	7454	77
2	1,6	5125	74
3	2,2	3727	71
5	3,6	2277	67
10	7,2	1138	61
15	10	820	58
20	14	585	55

We zien dat de dempingfactor met 6 dB/octaaf daalt

Voor de spanningsmetingen zijn de Radiometer distorstiekmeters gebruikt.

Onderwerp:



Voor 22 @

Het BD

Ruiter verster

We

Zodet

D =

10 k en

Gaan 600 Zoda

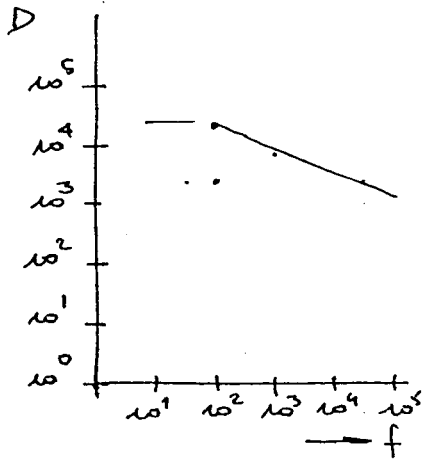
Dit

Weer

1982

Datum 11 januari 1982

Onderwerp:



in  
uitgangs-  
beloog D  
86  
82  
81  
77  
74  
71  
63  
61  
58  
55

Voor de uitgangsweerstand geldt (zie ook blad 22 en 23)

$$R_{uit} = \frac{R_E}{h} = \frac{3,3}{13}$$

Het eerste knooppunt ligt hier op  $f_T/\beta$  van de BD 139/140 dus boven 1 Mhz.

Ruit wordt nu verlaagd met de ingesloten lusversterking. Deze is  $100 + 15 - 35 = 80$  db. We vinden dan

$$\frac{3,3}{13} \times 10^{-4} = 25 \mu\Omega$$

Zodat

$$D = \frac{8}{25 \cdot 10^{-6}} = 320.000.$$

We zitten dus een factor 10 mis. Alleen als de weerstand van de aansluitklem en de overgangsweerstand zal voldoende zijn.

Gaan we echter uit van de versterking bij 10 kHz  $A_v @ 10 \text{ kHz} = 6000$  dan is de ingesloten versterking 600

Zodat

$$\frac{3,3}{13} \cdot \frac{1}{600} = 420 \mu\Omega$$

$$\text{Dit maakt } D = \frac{8}{420 \cdot 10^{-6}} = 19000.$$

Weer 20 db mis.

f draait

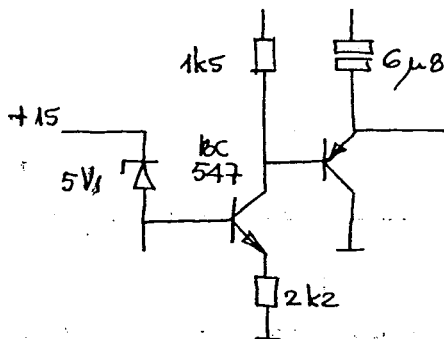
Datum 17 januari 1982

Onderwerp :

Onderwerp :

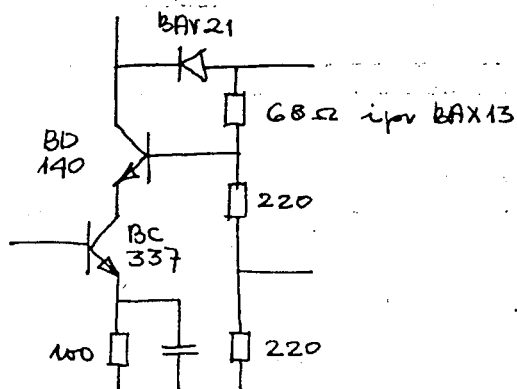
Tijdens het bouwen van de modellen op print blijken een aantal correcties nodig.

- 1 De spanningsregulators van 6 volt beveiligen als de versterker op 240 volt staat, omdat dan de maximale voedingsspanning bereikt wordt. Bovendien hebben ze een lage verzadigingspanning zodat de versterker plopt bij afschakelen. De regulators worden vervangen door een gestuurde emittervolger. Voor deze emittervolger wordt, in verband met de plaats op de print, een TIP 41C/42C gebruikt. Ook TO 220 De regulators en emittervolgers worden met een elco belast in plaats van 220 n. Dit vanwege de sprongresponsie.



- 2 De symmetrische stroomspiegel krijgt een belastingsweerstand van 2k2 in plaats van 2k7. Dit in verband met de fase marge.

1/3



Om oscillaties van de geaardbasis BD 139/140 tegen te gaan wordt de BAX 13 daar vervangen door 68Ω

4

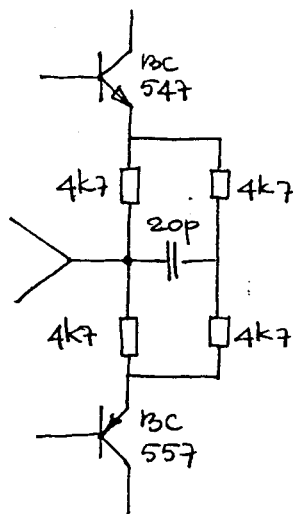
5

1982

Datum 17 januari 1982

Onderwerp:

De belastingsweerstand van de symmetrische stroomspiegel wordt gezien door de emitterweerstand in diens aansturing. Dit levert snelheidsverlies. We maken van de hood een deugd door 20 pf toe te voegen naar de uitgang van de NE 5534. In de spiegel wordt nu winst verkregen.



- 4/ Op de plaats van de koppel c past niets groter dan 0,47 μF flatfoil. Daarom zijn de koppelweerstand verhoogd tot 22 k zodat

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,47 \cdot 10^{-6} \cdot 22 \cdot 10^3} = 15 \text{ Hz}$$

Voor de amplitude laag zat. Voor de fase zien we verder.

- 5 Stroomprotectie blad 39

blijken

van als de

spanning

gestuurde in verband op de punt, 42C

TO 220 en emitter met een in plaats

de sprong-

lastings Dit in

5 van de BD 13g/ aan x 13 daan oor 68Ω

Datum 11 februari 1982

Onderwerp: Vervorming in transistor versterkers.

Sturen we een transistor met een spanning direct tussen basis en emitter dan geldt;

$$i_c = I_0 \left( \exp \frac{U_{BE}}{U_T} - 1 \right)$$

Met een spanning op een bias instelling

$$U_{BE} = U_{BE} + U_i \cos \omega t$$

geeft

$$\begin{aligned} i_c &= I_0 \cdot \exp \left( \frac{U_{BE}}{U_T} + \frac{U_i \cdot \cos \omega t}{U_T} \right) \\ &= \underbrace{I_0 \exp \frac{U_{BE}}{U_T}}_{I_{DC}} \cdot \exp \frac{U_i \cdot \cos \omega t}{U_T} \end{aligned}$$

Zodat

$$i_c = I_{DC} \cdot \exp \frac{U_i \cdot \cos \omega t}{U_T}$$

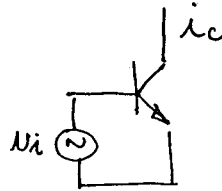
Met

$$\exp m = 1 + m + \frac{m^2}{2!} + \frac{m^3}{3!} + \frac{m^4}{4!} \dots$$

en

$$m = \frac{U_i}{U_T} \cos \omega t$$

geeft dit;



Onderwerp:

$i_c =$

met

volgt

$i_c =$

De

Met

De

Dus



1982

Datum 11 februari 1982

Onderwerp :

$$i_c = I_{DC} \left\{ 1 + \frac{v_i}{U_T} \cos \omega t + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_i}{U_T} \right)^2 \cos^2 \omega t + \frac{1}{3!} \left( \frac{v_i}{U_T} \right)^3 \cos^3 \omega t \dots \right\}$$

$$\text{met } \cos^2 \alpha = \frac{1}{2} (\cos 2\alpha + 1)$$

$$\cos^3 \alpha = \frac{1}{4} (\cos 3\alpha + 3 \cos \alpha)$$

volgt

$$i_c = I_{DC} \left\{ 1 + \frac{v_i}{U_T} \cos \omega t + \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2!} \left( \frac{v_i}{U_T} \right)^2 (\cos 2\omega t + 1) + \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{3!} \left( \frac{v_i}{U_T} \right)^3 (\cos 3\omega t + 3 \cos \omega t) \dots \right\}$$

De verhouding tussen 1<sup>o</sup> en tweede harmonische

$$\frac{2^o}{1^o} = \frac{\frac{1}{4} \cdot \left( \frac{v_i}{U_T} \right)^2}{\left( \frac{v_i}{U_T} \right)} = \frac{1}{4} \left( \frac{v_i}{U_T} \right)$$

$$\text{Met } U_T = 25 \text{ mV wordt dit } \frac{1}{4} \cdot \frac{v_i}{25 \cdot 10^{-3}}$$

De harmonische vervorming in  $\rho_0 =$ 

$$\text{SHD} = v_i \rho_0 \quad \text{met } v_i \text{ in mV.}$$

$$\text{Dus } v_i = 2 \text{ mV geeft } 2\rho_0.$$

$$v_i = 5 \text{ mV geeft } 5\rho_0.$$

Datum 11 februari 1982

Onderwerp:

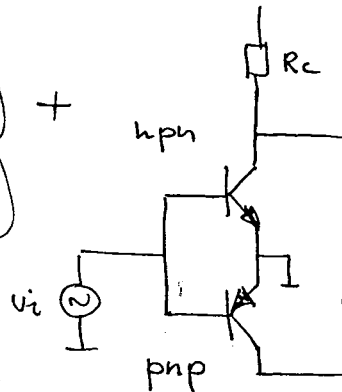
Onderwerp:

Voor een symmetrisch netwerk geldt nu het volgende

$$i_{out} = i_{c1} - i_{c2}$$

$$i_{out} = I_{O1} \exp\left(\frac{U_{BE1}}{U_T} + \frac{v_i \cos \omega t}{U_T}\right) +$$

$$- I_{O2} \exp\left(\frac{U_{BE2}}{U_T} - \frac{v_i \cos \omega t}{U_T}\right)$$



met  $I_{O1} = I_{O2}$

$$U_{T1} = U_{T2}$$

$$U_{BE1} = U_{BE2}$$

volgt  $I_{DC1} = I_{DC2}$

en

$$i_{out} = I_{DC} \cdot \exp \frac{v_i \cos \omega t}{U_T} - I_{DC} \cdot \exp - \frac{v_i \cos \omega t}{U_T}$$

Schrijven we de reeks uit dan volgt

$$i_{out} =$$

$$I_{DC} \left\{ 1 + \frac{v_i \cos \omega t}{U_T} + \frac{1}{4} \left(\frac{v_i}{U_T}\right)^2 (\cos 2\omega t + 1) + \frac{1}{24} \left(\frac{v_i}{U_T}\right)^3 (\cos 3\omega t + 3 \cos \omega t) \dots \right\}$$

$$- I_{DC} \left\{ 1 - \frac{v_i \cos \omega t}{U_T} + \frac{1}{4} \left(\frac{v_i}{U_T}\right)^2 (\cos 2\omega t + 1) + \frac{1}{24} \left(\frac{v_i}{U_T}\right)^3 (\cos 3\omega t + 3 \cos \omega t) \dots \right\}$$

Zodat

$i_{out} =$

We zien

Zodat

en

Met  $I$

R

dan

Zodat

De he

20 ~~ho~~

1982

Datum 11 februari 1982

Onderwerp:

$$i_{out} = I_{DC} \left\{ 2 \frac{U_i}{U_T} \cos \omega t + 0 + \frac{1}{12} \left( \frac{U_i}{U_T} \right)^3 (\cos 3\omega t + 3 \cos \omega t) + 0 + \dots \right\}$$

We zien dat de even harmonischen wegvallen

Zodat verhouding  $\frac{2^0}{1^0} = 0$

en verhouding  $\frac{3^0}{1^0} = \frac{\frac{1}{12} \cdot \left( \frac{U_i}{U_T} \right)^3}{2 \left( \frac{U_i}{U_T} \right)} = \frac{1}{24} \left( \frac{U_i}{U_T} \right)^2$

Met  $I_{DC} = 10 \text{ mA}$ ,  
 $R_c = 100 \Omega$  } volgt bij  $U_{out} = 100 \text{ mV}$  piek

$$\hat{i} = \frac{100 \text{ mV}}{100 \Omega} = 1 \text{ mA}$$

dus  $\hat{i} = I_{DC} \cdot 2 \cdot \frac{U_i}{U_T} = 1 \cdot 10^{-3}$

$$\frac{U_i}{U_T} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = \frac{1}{20}$$

Zodat  $\frac{3^0}{1^0} = \frac{1}{24} \left( \frac{1}{20} \right)^2$

De harmonische vervorming is dan

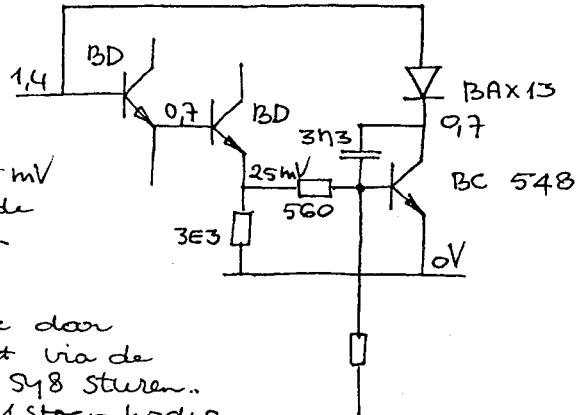
$$20 \log \frac{1}{24} \left( \frac{1}{20} \right)^2 = \underline{\underline{-80 \text{ dB}}}$$

$\cos \omega t$   
 $3(\cos 3\omega t +$   
 $3(\cos \omega t) \dots$   
 $\cos 3\omega t +$   
 $3\cos \omega t) \dots$

Onderwerp: Stroomprotectie

De bc 548 met de stroom door de weerstand van 3E3.

In rust is de spanning hierover 25 mV. We kunnen er nu de volgende spanningen bij schrijven



Een stroom toename door de 3E3 zal direct via de condensator de bc 548 sturen.

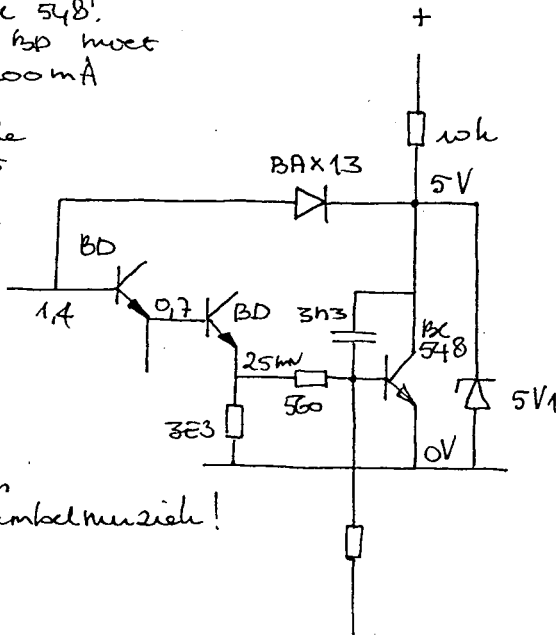
Er is nu maar 1 stop hoged, dus  $\Delta I$  is  $\frac{600 \text{ mV}}{3E3} = 180 \text{ mA}$  per h2D

We brengen met een zener diode een voorspanning aan op de collector van de bc 548.

De stroom door de h2D moet nu  $\frac{5V - 1,4}{3E3} = 1200 \text{ mA}$

worden voor dat de drivestroom wordt afgevoerd door de protectie schakeling.

De rest van de protectie wordt normaal door het SOTK netwerk bepaald.



Het verschil tussen beide schakelingen is te horen bij clavocembelmusiek!