

1,5
12/6-79 P.R.

Praktisk årsarbeide for Øistein Klevhus og Terje Sandstrøm
OIH 79 2TA

LF stereo effektforsterker

I - Gjennomføring

Oppgaven tenkes delt i 3 :

- 1 Teoretisk del - Analyse og beregning
- 2 Praktisk del - Oppkopling av print og montering
- 3 Måling og konklusjon med drøfting av resultatene.

II - Målsetting

Forsterkeren skal være en laveffektsforsterker, hvor det legges vekt på undertrykkelse av transientforvrengning (TIM) og alminnelig ulineær forvrengning. Undertrykking av TIM søkes løst ved å benytte en høy grensefrekvens for motkopling, en moderat råforsterkning, samt bruk av lokal tilbakekopling. Vi ønsker også å legge spesiell vekt på stabilitet ovenfor kompleks belastning.

De tekniske spesifikasjonene skal være som følger:

- Utgangseffekt større enn $2 \times 15W$ i 8 ohm.
- Forvrengning (THD) skal være mindre enn 0.1% ved effekter under $\frac{1}{2}$ utg.effekt.
- Båndbredde ved $\frac{1}{2}$ utg.effekt (effektbåndbredde) større enn 30kHz
- Småsignalbåndbredde større enn 200kHz (-3dB)
- Signal/Støy forholdet i audiobandet bedre enn 80dB ref. full utg.eff.

Vi ønsker også å undersøke betydningen av komplementær driving av utgangstrinnet mhp. linearitet, samt betydningen av spenningsstyring av utgangstransistorene.

INNLEDNING

Om gjennomføringen:

Oppgavens del I omfatter sidene 3 til 27, med tilhørende figurer og tabeller. Oppgavens del III omfatter sidene 28 til 31 .

Oppgavens del II, oppkopling av print er vist i fig. 30.

Selve forsterkeren er montert på en chassisplate med felles kjølefinne for begge kanaler montert i bakkant.

Kretskortene er festet med avstandstykker til chassisplaten.

Alle tilkoplingene til printkortet er ført ut til en klemrekke som er montert på framsiden av chassisplaten.

Strømforsyningsledningene er da felles for begge kanalene, mens jordtilkoplingene er separate.

Under målsettingen har vi nevnt undersøkelse av betydningen av komplementær driving av utgangstransistorene mhp.

linearitet, og betydningen av spenningsstyring av utg.

transistorene er teoretisk behandlet på sidene 7 til 12,

blant analysen av utgangstrinnet. Kommentarer til de samme temaene er også spredd rundt hele rapporten. Kommentarer også spesielt på dette i del III, om betydningen av dette for det endelige resultatet.

Arbeidet med forsterkeren, og spesielt skriving av denne rapporten har tatt lengre tid enn vi hadde regnet med til å begynne med. Vi har derfor ikke fått med så mange måleresultater som vi hadde ønsket. Tendensen i de målingene vi har foretatt er imidlertid så positive at oppgavens målsettinger må anses som innfridd.

†:

Vi ønsker en utgangseffekt på 15W i 8 ohm belastning, men vil også ta hensyn til belastning på 4 ohm.

$P_{ut} = 15W$ v/ $R_L = 8$ ohm gir :

$$I_{peak} = \sqrt{2P_{ut}/R_L} = 1.94 A \quad (1)$$

Dersom vi ser bort ifra tap i utgangen skal effekten i 4 ohm være 30W. Dette gir

$$I_{peak(4)} = 2.74 A \quad (2)$$

Maksimalt utgangssving blir :

$$U_{peak} = I_{peak} R_L = 15.5 V \quad (3)$$

Dette gir en rms spenning på :

$$U_{rms} = U_{peak}/\sqrt{2} = 10.95 V \quad (4)$$

Vi ønsker videre en inngangsfølsomhet tilsvarende 0 dBm, som gir $U_{inn} = 0.775 V_{rms}$

Forsterkningen blir da

$$A_{cl} = U_{rms}/U_{inn} = 14.13 X , \text{ dvs. } 23dB \quad (5)$$

TIM - DIM - SID

TransientInterModulasjon, Dynamisk InterModulasjon og Slewing Induced Distortion er nær beslektede begreper, som beskriver hvordan høyfrekvens-forvrengning kan oppstå i gitte tilfelle i tilbakekoplete forsterkere. I fig. 1 er det vist en generell modell for tilbakekoplete forsterkere. A1 representerer alle forsterkende trinn som ligger foran kompensasjonsnettverket A2, som bestemmer forsterkerens dominerende råforsterknings-pol. A3 representerer alle forsterkende trinn etter kompensasjonsnettverket. B er tilbakekopplingsnettverket, som vi i dette tilfelle regner uavhengig av frekvensen. U_{inn} er inngangssignalet, U_{ut} er utgangssignalet, U_f er det tilbakekoplete signalet, som er: $U_f = U_{ut} B$ (1)
 U_e er feilsignalet som er: $U_e = U_{inn} - U_f$ (2)
 $U_{ut}(s) = U_e A1 A2 A3$ hvor (3)
A1 og A2 er frekvensuavhengige mens $A2(s) = 1/(1 + sT)$ (4)

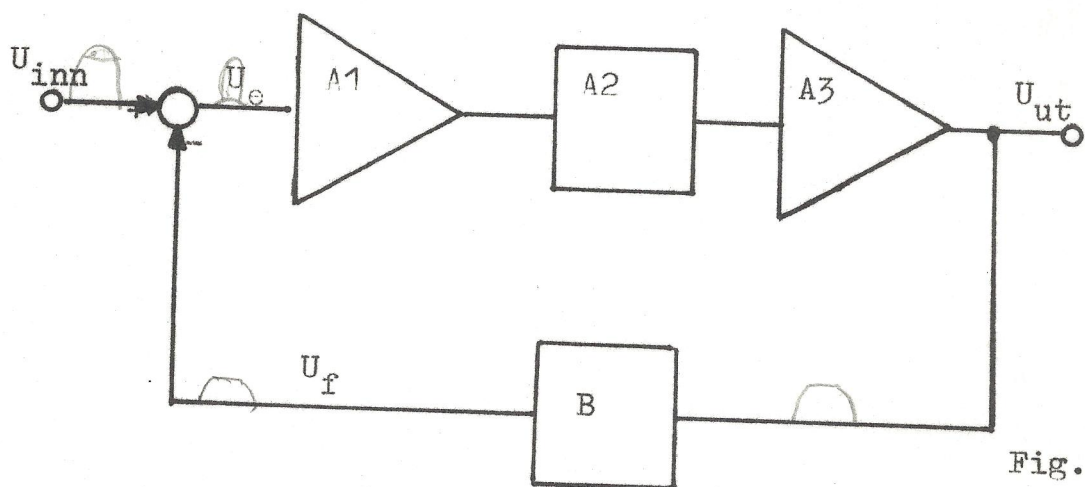


Fig. 1

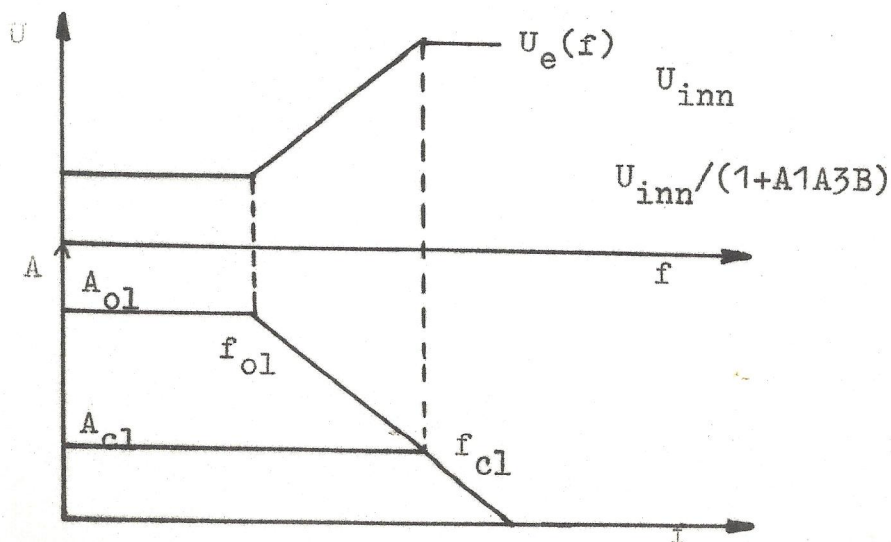


Fig. 2

Videre er $f_{ol} = 1/(2\pi T)$ (1)

Vi ser fra bode-plottene i fig. .2 at feilsignalet U_e stiger fra f_{ol} . Dersom inngangssignalet er tilstrekkelig sterkt og frekvensen høyere enn f_{ol} kan derfor A1 drives ut så kraftig at den blir ulineær (DIM/SID) og i ekstreme tilfelle kan signalet klippes i A1 (TIM). En måte som dette problemet kan minimiseres på er å legge f_{ol} forholdsvis høyt, vi har derfor valgt å legge den på 10kHz.

Vi vil i tillegg benytte "input-lag"-kompensasjon, sammen med den vanlige 2.trinns kompensasjonen. Systemet er vist på fig. 3 og bode-plottene i fig.4

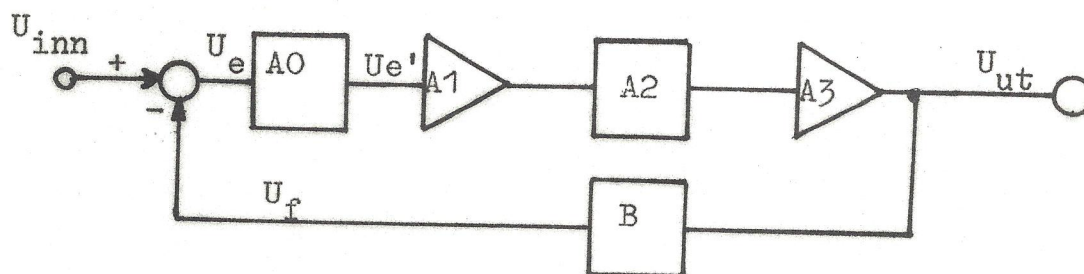


Fig.3

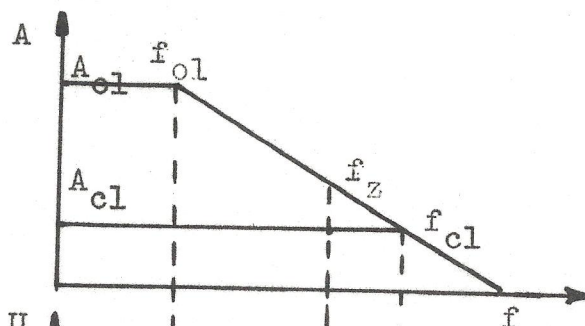


Fig.4a

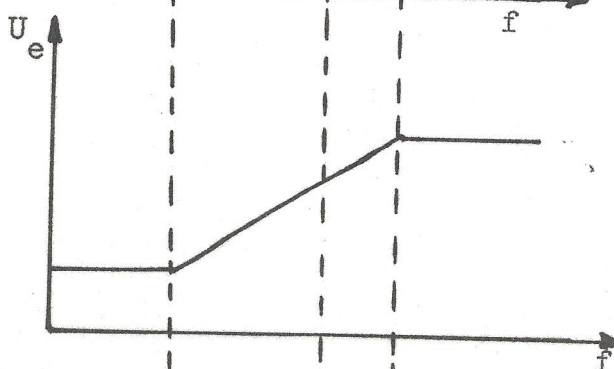


Fig.4b

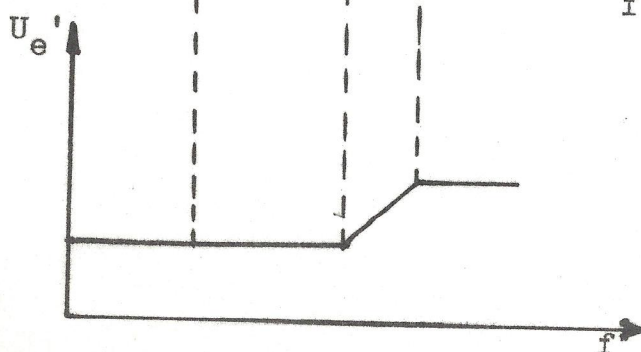


Fig.4c

Vi har da at

$$A_0 = (1 + sT_z)/(1 + sT) \quad (1)$$

$$\text{og at } A_2 = 1/(1 + sT_z) \quad (2)$$

Dette gjør at inngangstrinnet ikke blir drevet hardere ut i området mellom f_{01} og f_z . Ved å legge f_z høyere enn den høyeste mulige inngangsfrekvens, burde mulighetene for DIM/SID være minimale.

- - - - -

KLIPPING

I en forsterker med negativ tilbakekopling vil all ulineær forvrengning bli redusert med en faktor lik tilbakekopling. Dette gjelder også for klipping. Det vil si at forsterkerens feilsignal, U_e i fig.1, vil inneholde den avklippede del av utgangssignalet. Siden det ikke er fysisk mulig for forsterkeren å korrigere for klippingen betyr dette at det trinnet som bestemmer klippenivået blir drevet i metning umiddelbart. De andre trinnene blir drevet ulineære og ved sterkt nok inngangssignal, til metning, eller cut-off. Metning innebærer at transistorens strømforsterkning reduseres mot 1. Trinnet som driver dette må da ha tilstrekkelige strømreserver for å kunne drive dette trinnet ut av klipping noenlunde hurtig, (overload recovery time). Utgangstrinnet bør derfor ikke tillates å drives til klipping, dvs. i metning, da disse leverer for mye strøm, og krever derfor tilsvarende mye base-strøm for å åpne. Vi vil derfor la driverne bestemme klippenivået. Ulempen er at vi vil få et ekstra effekttap i utgangen, mao. redusert virkningsgrad.

Utgangstrinnet

Utgangstrinnet må kunne arbeide ved meget høye frekvenser. Dette gir at utg.tr. må spenningsstyres, dvs. drives fra en lav impedans, $Z_g \ll Z_{inn}$. Dette gir at emitterfølgeren får en grensefrekvens nærmere f_α enn f_β .

For å få en enkel montering ønsker vi å benytte TO-39 kanner som drivere, med evt. kjølestjerne. TO-39 transistorer har typisk $P_{Cmaks} = 3W$ ved $T_c = 25^\circ C$, og en $\theta_{jc} = 60^\circ C/W$, $T_{jmaks} = 200^\circ C$.

En standard kjølestjerne for TO-39 har typ. $\theta_{sa} = 50^\circ C/W$. Maks. omgivelsestemperatur regnes vanligvis til $50^\circ C$.

Vi får da at:

$$P_D maks = (T_j - T_{omg}) / (\theta_{jc} + \theta_{sa}) = 1.36 W \quad (1)$$

når vi antar $\theta_{cs} \ll \theta_{jc} + \theta_{sa}$

Vi regner foreløpig med at forsterkningen i utg.trinnet er tilnærmelsesvis lik 1, og vi får da at U_{CE} for driverne må være lik U_{peak} , dvs. 15.5V (likn. 3.3)

Dette gir absolutt maksimal strøm

$$I_{Cmaks} = P_{Dmaks} / U_{CE} = 88 mA \quad (2)$$

$$U_{CEmaks} = 2U_{CE} \quad (3)$$

Av linearitetshensyn vil vi ha at hvilestrømmen i trinnet skal være vesentlig større enn maksimal laststrøm. (Dette er nærmere forklart senere). Dette gir at vi kan regne I_C lik konstant.

SOAR kurvene for en typ. TO-39 (2N2219) og likn.3 gir oss en $I_{Cmaks} = 55mA$ før second breakdown.

Strømmen I_C som velges bør heller ikke være så stor at utgangstransistorene kan drives over sin I_{Cmaks} .

Et standard FE-koplet trinn (fig. 5) kan karakteriseres ved at trinnet må doble sin strøm i forhold til hvilestrømmen, og redusere den samme til nær null for å få fullt spennings-sving på utgangen. Ved full utstyring vil trinnet bli veldig ulineært. Dette ser en ved å betrakte I_C versus U_{BE} karakteristikken. For å få lav forvrengning bør en derfor

bruke et trinn som arbeider signal-messig på en liten del av sin I_C/U_{BE} karakteristikk for å levere fullt spennings-sving ut. Slike trinn er vist i fig. 6 og fig. 7 .

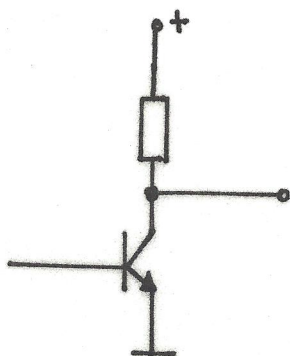


Fig.5

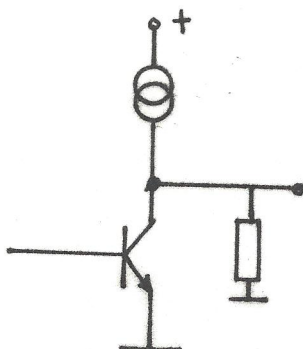


Fig.6

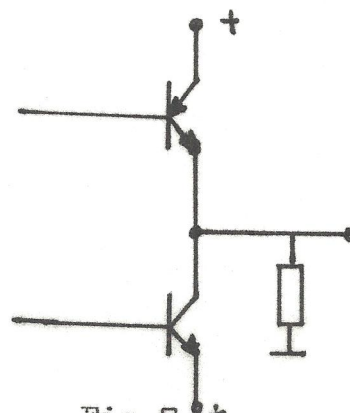


Fig.7

Vi vil velge å benytte varianten i fig.7 da denne koplingen reduserer like harmonisk forvrengning.

For alle inngangstrinnene gjelder at det er relativt lite komplisert å arbeide med små variasjoner både mhp.

i_c/I_C og u_{ce}/U_{CE} . Dette siste reduserer forvrengning forårsaket av variasjoner i h_{fe} med u_{CE} , variasjoner i C_{ob} med u_{ce} . Drivertrinnet vil derimot styres fullt ut mhp. u_{ce}/U_{CE} . Ved å la drivertrinnet arbeide i felles base kopling vil disse ulinearitetene reduseres betraktelig.

Vi oppnår da også større båndbredde for dette trinnet.

Dette trinnet må da drives av et FE-trinn.

Det vil være praktisk å slippe kjølestjerne på denne transistoren, dette gir i såfall, med $\theta_{ja} = 220^\circ\text{C}$

$$P_{dmaks} = (T_j - T_{omg})/\theta_{ja} = 0.68W$$

som betyr U_{CEmaks} ved $I_C = 55\text{mA}$ på $12.4V$

(1)

Selve utgangstransistorene vil bli koplet som vist i fig.8. Vi har valgt å benytte et komplementært par fra

General Electric, D44H11 (NPN) og D45H11 (PNP). Disse kan dissipere max. 50W, $I_{Cmaks} = 10A$ (20A peak) og med en $f_T = 50\text{MHz}$ ved $I_C = 0.5A$. Vi noterer også at h_{FE} versus I_C karakteristikken har sitt max.pkt. meget høyt, over 1A, og har ikke noe kraftig fall før over 2A.

U_{CC} må velges høyere enn U_{ppak} slik at ikke transistorene går i metning ved klipping.

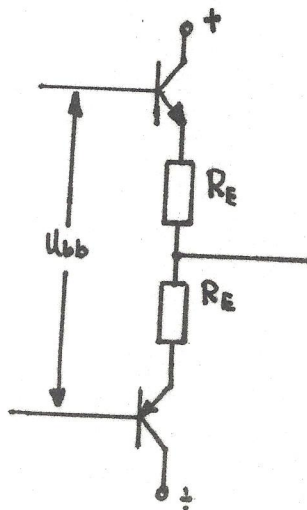


Fig.8

Vi vil benytte ca. $\pm 18V$. Fra SOAR-kurvene ser vi da at maksimal hvilestrøm $I_{Cq} = .35A$.

Ved å dimensjonere R_E så store som mulig for å oppnå god temperaturstabilisering, men ikke større enn at ved max. strøm ut skal den transistor som "ikke leder" ligge akkurat ved U_{BE} cut-in, dvs. unngå å revers - forspenne base-emitter dioden, har det vist seg å resultere i mindre forvrengning. Switche-tidene for transistorene forbedres også. Ved å velge en høy I_{Cq} vil vanlig forvrengning reduseres, samt at cross-overforvrengningen holdes på et lavt nivå. Vi har derfor valgt å legge I_{Cq} på ca. $0.2A$, noe lavere enn det kritiske pkt. $.35A$

$$I_{Cmaks} = I_{peak(4)} = 2.74 A \text{ (likn. 3.2)}$$

Vi kan da sette:

$$U_{BE} = V_T \ln(I_{Cq}/I_{Cmaks}) = 68 \text{ mV} \quad (1)$$

Vi har at U_{BE} ved $I_C = .2A$ er ca. $0.68V$, og cut-in antar vi lik $.4V$

Vi kan da sette opp flg. likninger for kretsen i fig.8

$$U_{BB} = U_{BE1} + U_{RE1} + U_{RE2} + U_{BE2} = 1.08V + 2.7R_E \quad (2)$$

for det tilfelle at $I_C = I_{Cmaks}$, $U_{BE1} = U_{BEq} + U_{BE}$,

$$U_{BE2} = 0.4V, U_{RE1} = I_{Cmaks} R_E \text{ og } U_{RE2} = 0$$

Ubelastet får vi $U_{BE1} = U_{BE2}$ og $U_{RE1} = U_{RE2}$.

Likn.(2) blir da:

$$U_{BB} = 2U_{BE} + 2U_{RE} = 1.36V + 0.4R_E \quad (3)$$

U_{BB} skal være konstant uavhengig av belastningen, og vi kan derfor løse likn(2) og likn.(3) mhp. R_E

Vi får da $R_E = 0.12 \text{ ohm}$, og velger standardverdi 0.1 ohm

Fra databladet finner vi $h_{FE} = 110$ ved $I_C = 0.2 A$

Ut ifra kurven for h_{FE} finner vi h_{fe} lik 120

Med 4 ohm belastning vil utgangstransistorenes inngangs-impedans være tilnærmet lik

$$R_{inn} = R_L h_{fe} = 500 \text{ ohm} \quad (4)$$

Den absolutt minste verdi for drivernes belastningsmotstand er:

$$R_{LDmin} = U_{peak}/I_{Cmaks} = 320 \text{ ohm} \quad (5)$$

Dette tilfredstiller ikke de kravene vi stillte på s. om at $z_g \ll z_{inn}$. Vi må derfor kople emitterfølgere til å drive utgangstransistorene. Utgangstrinnet blir da som vist i fig. 9. Til drivere velger vi å benytte TO-39 kanner, transistorene er valgt 2N2219A og 2N2905A. Disse har h_{fe} typ. = 150 ved I_C større enn 10mA. Utgangstransistorenes base strøm er

$$i_b = I_{Cpeak(4)} / h_{fe} = 22.5 \text{ mA} \quad (1)$$

$$I_B = I_{Cq} / h_{FE} = 1.8 \text{ mA} \quad (2)$$

Spenningen over disse transistorene blir i samme størrelsesorden som for driverne, vi bør derfor ikke la I_{Cmaks} for disse bli særlig større enn 50mA.

Med en hvilestrøm på ca. 20mA blir $I_{Cmaks} = 42.5\text{mA}$

Vi får for hele utgangstrinnet

$$R_{inn} = R_L h_{feut} h_{feem} = 4 \times 120 \times 150 = 72 \text{ kohm} \quad (3)$$

Ved utg.transistorenes maksimale kollektorstrøm, ca.20A er h_{fe} for sme. redusert til ca.20. Dette gir en base-strøm på 1A, som 2N2219 akkurat vil tåle. h_{fe} for denne vil da også være redusert til ca. 20, noe som gir en base-strøm på ca.50mA . (Mrk. dette gjelder kun for pulser). Maks. strøm fra driverne bør da ikke overstige 50mA, dvs. en hvilestrøm på mindre enn 25mA. Vi velger å legge den da på ca. 20mA. Vi kan derfor være forholdsvis sikre på at utgangstrinnet vil tåle kortslutning i korte øyeblikk, som for eksempel ved driving av kapasitiv belastning med signaler med stort høyfrekvensinnhold. I slike tilfelle (kapasitiv belastning, og f.eks. step-funksjon inn) vil forsterkeren i et kort øyeblikk oppfatte utgangen som klippet, dvs. intet tilbakekoplingssignal, og drivertrinnet vil åpne helt, til $I_C = 2I_{Cq}$. Denne strømmen vil bli levert til utgangstrinnet som basestrøm, utg.tr. vil forsøke å lade opp kondensatoren med all den strøm den kan levere. Sett fra kondensatorens side, vil den bli drevet fra en lavere kildeimpedans enn tilfellet ville ha vært uten negativ tilbakekopling.

For utgangstransistorene har vi at
 $f_T = 50\text{MHz}$ og $h_{fe} = 120$. Dette gir
 $f_{hfe} = 420\text{kHz}$. For 2N2219 er
 $f_T = 300\text{MHz}$, $h_{fe} = 150$, som gir
 $f_{hfe} = 2\text{MHz}$. Vi ser altså
 at utgangens inngangsimpedans
 vil være -3dB ved ca. 400kHz .
 Dette gir en ekvivalent inngangs-
 kapasitet på
 $C_{in} = 1/(2\pi f_{hfe} R_{inn}) = 5\text{pF}$
 2N2219 har videre $C_{ob} = 7\text{pF}$
 Det er koplet 4 slike transis-
 torer til dette pkt., og total
 kapasitet blir:

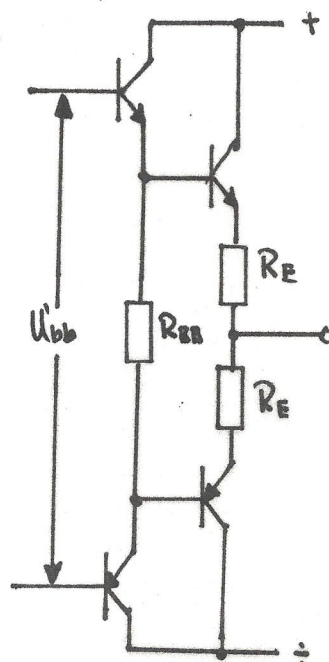


Fig.9

$$C_g = C_{in} + 4C_{ob} = 33\text{pF} \quad (1)$$

Kravene til R_g blir da:

Så høy som mulig for å få så lav forvrengning som mulig
 fra drivertrinnet.

Så lav som mulig for å få så høy båndbredde som mulig.

Med en R_g på ca. $2.5\text{k}\Omega$ blir $i_c/I_c \approx 1/10$, og
 grensefrekvensen

$$f_p = 1/(2\pi R_g C_g) = 1.9\text{MHz} \quad (2)$$

Dersom vi i fig.1 setter $A=A_1A_3$ og $A_2=1/(1+sT_1)(1+sT_2)$
 blir forsterkerens transfer-funksjon :

$$A_{cl}(s) = A/(1 + AB) \cdot 1/(1 + s(T_1 + T_2)/(1+AB) + s^2 T_1 T_2/(1+AB)) \quad (3)$$

For at dette systemet skal være kritisk eller overdempet
 må røttene i den karakteristiske ligningen være reelle.
 Dette betyr at

$$(T_1 + T_2)^2 - 4(1+AB)T_1 T_2 \geq 0 \quad (4)$$

Vi setter $1+AB = D$ (tilbakekoplingen) og $T_2 = T_1/k$, hvor
 k altså er forholdet mellom polene

Vi vil da se at T_1 faller bort og vi får en ligning som
 sier at

$$k^2 + k(1 - 4D) + 1 \geq 0 \quad (1)$$

Vi antar at $k \gg 1$ og at $D \gg 1$, noe som vil være tilfelle i praksis. Vi får da

$$k - 4D \geq 0 \quad \text{altså at} \quad k \geq 4D \quad (2)$$

Vi har valgt å legge den dominerende pol på 10kHz, og vi har funnet en ny pol på 1.9MHz, dette gir $k = 190$ og vi får da at $D \leq 47.5$ dvs. 33dB

Lign.(3.5) gir at $A_{cl} = 14 \times$ og siden

$$A_{ol} = A_{cl} D \leq 660 \times \quad (3)$$

Inngangstrinnet

Helt i inngangen har vi valgt å benytte felt-effekt transistorer pga. den høye inngangsimpedansen, som letter konstruksjonen av inngangsnettverket (for input lag), den gode lineariteten, degenereringsmotstander er ikke nødvendig, og den enkle forspenningsmåten. Vi har tidligere valgt en komplementær kopling (fig.7). Inngangstrinnet må da også være komplementært. (En kunne også valgt en løsning som benyttet strømspeil, det ville imidlertid ikke vært noen enklere løsning.) Koplingen er vist i fig.10

R_s bestemmer, avhengig av summen av U_{gs} spenningene for P- og N-channel typene, strømmen gjennom inngangstrinnet. Common-mode undertrykkelsen er uavh. av R_s , og blir derfor meget høy. (For et bipolart inng.

trinn måtte, for å få samme CMRR, konstant-strømgeneratorer med transistorer benyttes for hvert enkelt diff.trinn.)

Da steilheten i FET'ene er meget lav i forhold til bipolare transistorer, vil nødvendigvis spenningen over lastmotstanden bli tilsvarende større. FE trinnet i driver-

kretsen skal imidlertid bare ha noen få volt mellom forsyningsspenning og base, slik at det ikke lar seg gjøre å la FET-trinnet drive FE-trinnet direkte. Vi har derfor lagt et bipolart differensialtrinn mellom. Forenklet skjema for en halvdel blir som vist i fig.11. De etterfølgende beregninger refererer til de betegnelser som er benyttet i dette skjemaet.

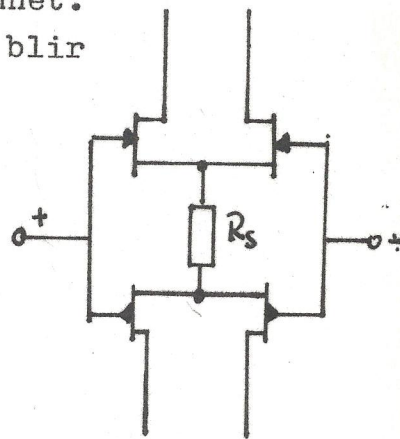


Fig. 10

Motstanden R_{DD} hindrer metning av T2 ved klipping ved å begrense maksimalt spenningsving på inngangen av T2. For å få så god linearitet som mulig, samt for å få en symmetrisk utstyring om arbeidspunktet for T3/T4 bør R_E være så stor som mulig, men ikke større enn at T3 ikke drives i metning ved klipping.

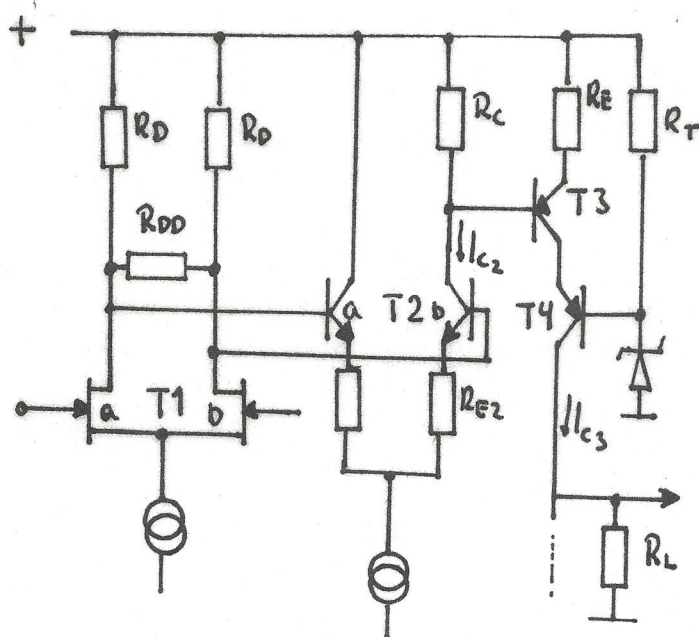


Fig. 11

R_E bestemmer også forsterkningen i T3/T4 trinnet, men for store verdier av R_E vil forsterkningen fra inng. på T2 til utgang av T4 være relativt uavhengig av R_E . Forsterkningen her vil være tilnærmet lik (komplementærdriften tatt med i betraktning):

$$A = \frac{U_{RC}}{2U_{RE2}} \frac{2 R_L}{R_E} = \frac{I_{C3}}{I_{C2}} \frac{R_L}{R_{E2}} \quad (1)$$

når vi setter $U_{RC} = R_E I_{C3}$, altså er A uavhengig av både R_E og R_C .

FET's

Dersom vi vet I_{DSS} og U_{GS} ved en gitt I_D kan U_{GSoff} beregnes, og da også g_{fso} og g_{fs} , fra formlene:

$$I_D = I_{DSS}(1 - U_{GS}/U_{GSoff})^2 \quad (1)$$

$$g_{fso} = K \sqrt{I_{DSS}/U_{GSoff}}, \quad K=1.1 - 2.5, \text{ typ. 2 for N-ch.} \quad (2)$$

$$g_{fs} = g_{fso}(1 - U_{GS}/U_{GSoff}) = g_{fso} \sqrt{I_D/I_{DSS}} \quad (3)$$

Fra (1) får vi også :

$$U_{GS}/U_{GSoff} = 1 - \sqrt{I_D/I_{DSS}} \quad (4)$$

Det vi er interessert i er å finne ett P-ch. par og ett N-ch. par som har samme U_{GS} ved den I_D vi ønsker å bruke. Vi ønsker også at de har samme g_{fs} (steilhet) ved den valgte I_D . Valget av I_D vil bestemme lineariteten av FET-transistoren. For å analysere dette kan vi sette opp flg. ligning basert på lign.(1)

$$I_D + i_D = I_{DSS}(1 - (U_{GS} + u_{GS})/U_{GSoff})^2 \quad (5)$$

Ved å løse ut 2.ordens leddet, og separere u_{gs} og u_{gs}^2 , fåes

$$i_D = u_{gs}(2I_{DSS}U_{GS}/U_{GSoff}^2 - 2I_{DSS}/U_{GSoff}) + u_{gs}^2(I_{DSS}/U_{GSoff}^2) + I_{DSS}(1 - 2U_{GS}/U_{GSoff} + (U_{GS}/U_{GSoff})^2) - I_D \quad (6)$$

Ved å sette inn (1) forsvinner likestrømsdelene og vi får:

$$i_D = u_{GS} \frac{-2I_{DSS}}{U_{GSoff}}(1 - U_{GS}/U_{GSoff}) + u_{GS}^2(I_{DSS}/U_{GSoff}^2) \quad (7)$$

Hvis vi betrakter den lineære delen av ligningen, og setter $g_{fs} = i_D/u_{GS}$, vil vi få ligning (3), og ligning (2).

2. ordens forvrenging relativt til steilheten får vi et uttrykk for ved å sette opp forholdet mellom den ulineære delen av lign. og den lineære, altså:

$$2.\text{ord.} = u_{GS} \frac{-1}{2(U_{GSoff} - U_{GS})} \quad (8)$$

For å få lav forvrengning bør da $U_{GS} \ll U_{GSoff}$, og fra lign. (14.1) gir dette høy I_D . Fra lign. (14.3) ser vi at dette også gir høy steilhet. Drain-motstanden blir følgelig også lav, noe som gir høyere cut-off frekvens på dette pkt. Vi velger da å drive FET'ene på ca $1/3 I_{DSS}$ slik at vi ved full overstyring av inngangstrinnet akkurat ikke når I_{DSS} . Dersom vi antar ingen mismatch mellom de 2 transistorene i hvert par vil alle like harmoniske kanselleres.

Vi har valgt å benytte 2N 5459 (N-ch) og 2N5462 (P-ch) Vi har målt ut I_{DSS} og U_{GS} ved en valgt I_D , og beregnet U_{GSoff} og g_{fso} for 10 enheter av hver type. Dataene er vist i tabell 1.

2N 5459 N-channel $U_{DS} = 15V$

Enhet nr.	I_{DSS} (mA)	U_{GS} (V) ved	I_D (mA)	U_{GSoff} (V)	g_{fso} (umhos)
1	4.82	1.065	2	2.99	3220
2	4.05	0.785	2	2.64	3070
3	4.22	0.84	2	2.70	3130
4	4.98	0.90	2	2.46	4050
5	5.00	1.175	2	3.20	3130
6	5.20	1.07	2	3.01	3210
7	4.88	1.07	2	2.97	3280
8	8.50	2.55	2	4.95	3430
9	6.4	1.57	2	3.56	3600
10	6.0	1.17	2	2.77	4330

2N 5462 P-channel $U_{DS} = 15V$

1	12.5	3.08	4	7.09	3530
2	11.2	2.37	4	5.89	3800
3	10.2	2.12	4	5.67	3600
4	10.8	2.28	4	5.80	3720
5	4.38	0.45	3	2.61	3360
6	5.4	0.81	3	3.18	3400
7	11.5	2.22	4	5.41	4250
8	4.45	0.48	3	2.68	3320
9	4.20	0.42	3	2.71	3100
10	5.2	0.78	3	3.24	3210

TABELL 1

Ut ifra dataene i tab.1 velger vi å benytte:

For kanal 1 : N-ch. enh.nr 1 og 6 , P-ch. enh. nr. 6 og 10

For kanal 2 : N-ch. enh. nr2 og 3 , P-ch. enh. nr. 5 og 8

Disse har I_{DSS} mellom 4 og 5mA, og vi velger da å drive dem på ca. 1.5mA. $U_{gsoff} = 2.3V$, og fra lign.(14.4) og(14.3) får vi:

$$U_{GS} = 1.27 V$$

$$/g_{fs}/ = 1730 \text{ umhos}$$

Den totale råforsterkningen (lign.(12.3)) er $A_{ol}=660x$
Ved lik deling mellom de tre trinnene gir dette 8.7 x pr. trinn.

På grunn av komplementærdrivingen av utgangen vil vi her få en dobling av forsterkningen relativt til et enkelt lastet trinn, mens vi for 2.trinnet har en halvering, fordi trinnet er differensielt inn, men enkelt lastet.

Emittermotstanden i 3.trinnet blir da:

$$R_E = 2R_L/A = 2x2500/8.7 = 570 \text{ ohm}$$

For dette trinnet har vi tidligere valgt en hvilestrøm på 20mA (side 10). Dette gir et spenningsfall over R_E på 11.4 V. For å unngå metning ved full utstyring må U_{CE} for T3 være større enn dette, noe som er i strid med kravet fra lign.(8.1). Vi vil også få en urimelig høy forsyningsspenning. Vi velger derfor å legge ca.3V over denne emittermotstanden $R_E = 3V/20mA = 150 \text{ ohm}$

$$A = 2x2500/150 = 33.3 X \quad (1)$$

Spenningen mellom T3's base og U_{cc} blir da:

$$U_B = U_{RE} + U_{BE} = 3.7 V \quad (2)$$

Ved full utstyring av 2.trinnet blir

$$U_{Bmaks} = 2U_B = 7.4 V \quad (3)$$

Ved å legge emitterspenningen på T4 10V under U_{cc} sikrer vi 2.6 V som U_{CEmin} for T3, som er tilstrekkelig til å hindre metning

For FE-trinnet (T3) får vi da flg. arbeidspunkt:

$$I_C = 20mA \quad U_{CE} = 7V \quad \text{Vi får}$$

$$P_C = 140mW \quad \text{Med } \theta_{ja} = 220^\circ C, \theta_{jc} = 60^\circ C \text{ blir}$$

$$dT_j = 31^\circ C, \text{ og } dT_c = P_c(\theta_{ja} - \theta_{jc}) = 22.4^\circ C \quad (4)$$

Maksimalt spenningsutsving på utgangen av 1.trinn er bestemt av tilgjengelig forsyningsspenning, spenningssving på utgang av 2.trinn pluss nødvendig U_{CE} for T2 for å unngå metning av dette trinnet, og minimum U_{DS} for inngangstrinnet. Inngangstrinnet kan sikres ved å tillate ca. 5V mellom drain og jord som minimum. Ved å la $U_{CEmin} = ca. 2.5V$, og siden U_{RC} maks er 7.4V, blir $U_{Bmaks} = U_{cc} - 10V$. Koplingen av inngangstrinnets utgang er vist i fig. 12. For full utstyring av trinnet kan vi sette:

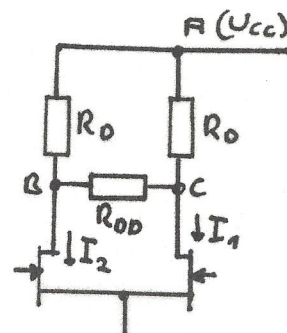


Fig. 12

$$\begin{aligned} I_1 &= I_2 = 3mA \quad I_2 = 0 \\ U_C &= 5V, \quad U_B = 15V \quad \text{Dette gir at} \\ U_{AB} &= U_{BC} = 10V, \quad \text{og siden } I_2 = 0 \text{ må } I_{AB} = I_{BC}, \text{ og dermed} \\ \text{må } R_D &= R_{DD} = R \end{aligned} \quad (1)$$

Vi kan videre sette:

$$U_{AC} = I R_D (R_D + R_{DD}) / (2R_D + R_{DD}) = IR \cdot 2/3 \quad (2)$$

Dette gir $R = 10k\Omega$

altså $R_D = R_{DD} = 10k\Omega$

Differensiell last for dette trinnet blir da

$$R_L = 2R_D // R_{DD} = 6.67k\Omega \quad (3)$$

Differensiell forsterkning er da

$$A_1 = \frac{1}{2} R_L g_{fs} = 5.77 \times \quad (4)$$

Fra lign.(16.1) har vi gitt at $A_3 = 33.3 \times$

Vi får da at forsterkningen i 2.trinnet skal være

$$A_2 = A_{ol} / (A_1 A_3) = 3.43 \times \quad (5)$$

Vi har nå ikke tatt hensyn til dempning som skyldes kopling mellom trinnene. Dette vil vi senere ta hensyn til ved å øke A_2 . Vi antar foreløpig at dempningen er tilnærmelsesvis lik 1.

$$\text{For andre trinnet setter vi (fig.11) } R_{Et} = R_{E2} + V_T / I_{E2} \quad (6)$$

$$\text{Forholdet mellom } R_C \text{ og } R_{Et} \text{ må da være } 2A_2 = 6.87 \quad (7)$$

$$U_{REt} = 3.7V / 6.87 = 0.54 \quad (8)$$

Valg av strømmen i 2.dre trinn påvirkes av flg. faktorer :

Høy strøm gir :

Høy grensefrekvens mellom R_L og tilhørende node-kapasitet
Lav forvrengning pga. h_{fe} ulineariteter i pkt. R_L -neste
trinn, pga. lav generatorimpedans for dette trinn.

Lav strøm gir :

Lav forvrengning pga. h_{fe} ulinearitet i pkt. R_D - 2.trinn,
pga. av lav belastning av denne kildeimpedansen.

I dette tilfellet er ikke ulinearitet i i_C versus u_{BE}
karakteristikken noe problem, da trinnets utstyring er
låst av kravene til utnivå fra hele forsterkeren.

Lign.(13.1) sier at I_{C2} er omvendt proporsjonal med RE_2
for konstant A. Ulineariteten er avhengig av forholdet
mellom $r_e = V_T/I_{C2}$ og R_{E2} , og av forholdet mellom i_C/I_C .
Dette siste er konstant pga. valget av virkningsgrad av
3.dje trinn. Ved å betrakte systemet i fig.11, ser man
at virkningsgraden av 2.re trinn er lik virkningsgraden
av 3.dje trinn. Det andre forholdet, r_e/R_{E2} , blir også
konstant pga. kravet til forsterkning gitt i lign(13.1).

Inngangsimpedansen for 3.dje trinn med h_{fe} for T3 lik
150 er:

$$R_{inn3} = (R_E + V_T/I_{C3})h_{fe} = 23 \text{ kohm} \quad (1)$$

Dersom vi regner h_{fe} ulinearitet som like for 2.dre og
3.dje trinn, uavhengig av hvor de arbeider på h_{fe} versus
 i_C karakteristikken, og lar h_{fe} -forvrengningsbidraget fra
hvert trinn være like, kan vi sette graden av strøm-
styring like for trinnene, dvs :

$$R_D'/R_{inn2} = R_C/R_{inn3}, \quad R_D' = 2R_D \sqrt{R_{DD}x_1^1}, \quad (2)$$

$$R_C = 3.7V/I_{C2}, \quad R_{inn2} = R_{Et}h_{fe} \quad (3,4)$$

Fra lign.(17.7) har vi at $R_C/R_{Et} = 6.87$,
Vi setter inn i (2) og får:

$$R_D'/(R_{Et}h_{fe2}) = R_{Et}6.87/R_{inn3} \quad \text{som gir} \quad (5)$$

$$R_{Et} = \sqrt{R_D'R_{inn3}/(6.87h_{fe2})} \quad \text{Antar } h_{fe2} = 300, \text{ og får}$$

$R_{Et} = 193 \text{ ohm}$, Vi får da $R_C = 6.87 \times 193 = 1326 \text{ ohm}$, og
velger standardverdi $R_C = 1k2$

Med $C_{ob} = 7pF$ for 3.dje trinn får vi cut-off frekvens ved
 $f = 1/(2\pi R_C C_{ob}) = 19MHz$

(6)

Dette kan neglisjeres når vi skal analysere stabiliteten av systemet.

Vi får videre:

$$I_{C2} = 3.7V/R_C = 3.1mA \quad (1)$$

Dette gir $r_e = 8.4 \text{ ohm}$

For å bestemme riktig verdi på R_{E2} må vi nå beregne dempningen i de forskjellige trinnsammenkoplingene.

Vi setter da først opp et ekvivalent skjema for utgangstrinnet (fig.13) : Pga. de lave impedansene vi opererer med kan vi se bort ifra virkningen av h_{ob} .

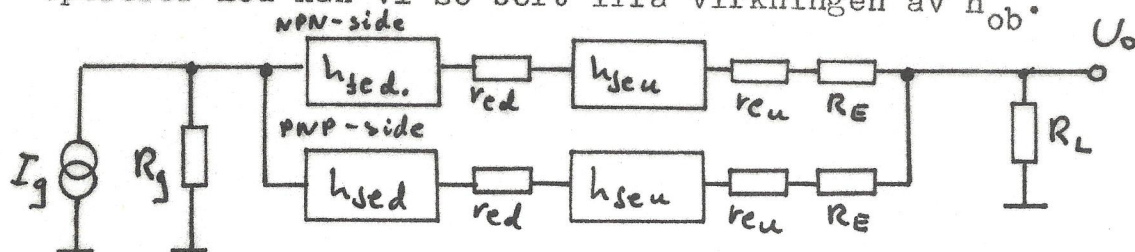


Fig. 13a

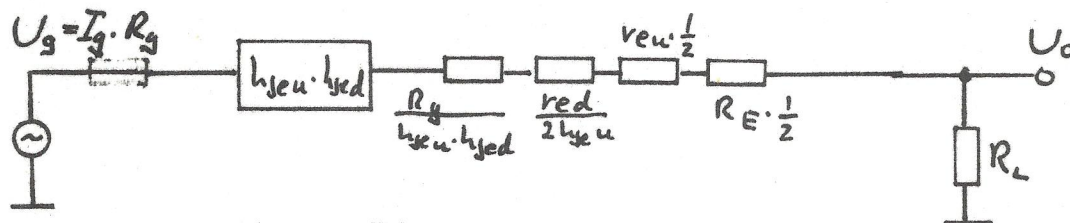


Fig. 13b

Skjemaet i fig.13a kan forenkles til det i fig.13b, hvor man vil finne:

$$D_u = R_L / (R_L + R_u) , R_u \text{ er forsterkerens utg. impedans} \quad (2)$$

$$R_u = R_g / (h_{fed} h_{feu}) + \frac{1}{2} r_{ed} / h_{feu} + \frac{1}{2} r_{eu} + \frac{1}{2} R_E \quad (3)$$

med $r_{ed} = 26mV / 20mA = 1.3 \text{ ohm}$ og $r_{eu} = 26mV / 0.2A = 0.13 \text{ ohm}$

blir $R_u = 0.26 \text{ ohm}$ og dermed $D_u = 0.939$ ved $R_L = 4 \text{ ohm}$

Inngangsimpedansen for 2.dre trinnet blir :

$$R_{inn2} = R_{Et} h_{fe2} = 58k\text{ohm} \text{ som gir } D_{i2} = R_{inn2} / (R_{inn2} + R_{i1})$$

som blir $D_{i2} = 0.946$

Dempningen for 3.dje trinnet blir:

$$D_{i3} = R_{inn3} / (R_{inn3} + R_C) = 0.950 \quad (1)$$

For T4 (felles base trinnet) blir dempningen lik

$$D_{fb} = i_C / i_E = h_{fb} = h_{fe} / (1 + h_{fe}) = 0.993 \quad (2)$$

Den totale dempningen blir derfor

$$D_t = D_{i2} D_{i3} D_{fb} D_u = 0.838 \quad (3)$$

Vi kompenserer for dette ved å øke forsterkningen i 2.dre trinnet :

$$A_{2ny} = A_{2gml} / D_t = 4.09 \quad \text{og forholdet } R_C / R_{Et} \text{ blir} \quad (4)$$

da $2A_{2ny} = 8.18$ Med $R_C = 1.2 \text{ kohm}$ blir $R_{Et} = 146.7 \text{ ohm}$
og $R_{E2} = R_{Et} - r_e = 138.3 \text{ ohm}$.

For å opprettholde 58kohm inngangsimpedans må da

$$h_{fe2} = 58 \text{ kohm} / 146.7 \text{ ohm} = 395 \quad (5)$$

Vi har valgt å benytte BC414 (NPN) og BC416 (PNP) i 2.dre trinnet, og vi må da benytte B-selektering for å tilfredstille kravet til h_{fe} .

Prinsipielt kan en serie-tilbakekoplet forsterker se ut som på fig.14.

Forsterkningen er da lik

$$A_{cl} = A_{ol} / (1 + A_{ol} B) \quad (6)$$

$$\text{hvor } B = R_s / (R_s + R_f) \quad (7)$$

Dette nettverket, (B), bør være så lavimpedant som mulig for å unngå problemer med evt. kapasiteter på ÷ inngangen.

Vi har at maks. utspenning er

15.5V, og det er praktisk å benytte 1/4W motstandere.

Minste verdi for $R_f + R_s$ blir da :

$$R = (15.5)^2 / 0.25 = 860 \text{ ohm}$$

Lign. 6 kan omformes til :

$$B = (A_{ol} - A_{cl}) / (A_{ol} A_{cl}) \quad (8)$$

Med de verdier vi tidligere har funnet for A_{ol} og A_{cl} blir $B = 72.5 \times 10^{-3}$. Lign. 7 kan omformes til

$$R_s = R_f B / (1 - B) \quad \text{Vi velger da } R_f = 1.3 \text{ kohm, og vil} \quad (9)$$

da få $R_s = 100 \text{ ohm}$.

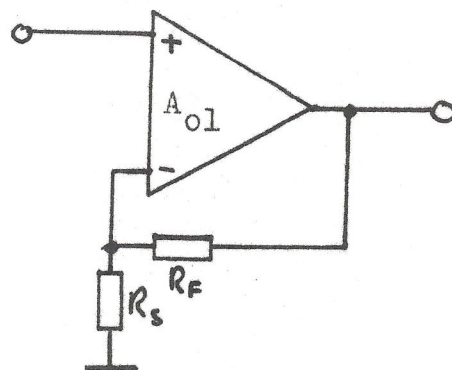


Fig. 14

Siden det 2.dre trinnet er differensielt inn og enkelt lastet vil transfer-karakteristikken ha 2 poler og ett nullpkt. Dersom vi antar at trinnet drives fra to uavhengige generatorer med lik kildeimpedans, og hvis generatorspenninger er i nøyaktig motfase, vil nullpunktet ligge en oktav over første polpunkt.

Vi setter generatorimpedansen lik R_D' , for begge generatorer. Den belastede delens inngangskapasitet er da $C_i = C_{ob}(1 + 2A2)$

(1)

Med $C_{ob} = 5\text{pF}$, og $A2=4.09$ blir $C_i = 46\text{pF}$

For den andre siden blir $C_i = C_{ob} = 5\text{pF}$.

Første pol blir da på $f = 1\text{MHz}$, andre pol 9x høyere, og nullpkt. på ca. 2MHz . Ved å legge inn en kondensator tvers over den differensielle inngangen kan virkningen av dette minimeres, og vi får da en fast cut-off frekvens lavere ned. Ved å betrakte fig.3 og fig.4, ser man at denne cut-off-frekvensen er kalt f_z .

Vi har valgt å benytte $C=100\text{pF}$, som gir en $f_z=239\text{kHz}$. Inngangsnettverket AO skal da inneholde en pol på 10kHz og et nullpkt. på 239kHz . For å få en definert pol på 10kHz legger vi en seriemotstand inn på inngangen. Blokkskjematisk løsning er vist i fig. 15

Nettverkets polpkt er

$$f_p = 1/(2\pi C(R_t)), \text{ hvor } (2)$$

$$R_t = R_i + R_f B + R_z (3)$$

Nettverkets nullpkt.

$$f_n = 1/(2\pi C R_z) (4)$$

Vi får da

$$f_n/f_p = 23.9 = (R_i + R_f B + R_z)/R_z (5)$$

som gir

$$R_z = (R_i + R_f B)/(1 - f_n/f_p) (6)$$

Vi velger $R_i = 10\text{kohm}$

og får da

$$R_z = 440 \text{ ohm}$$

$$C = 1.5\text{nF}$$

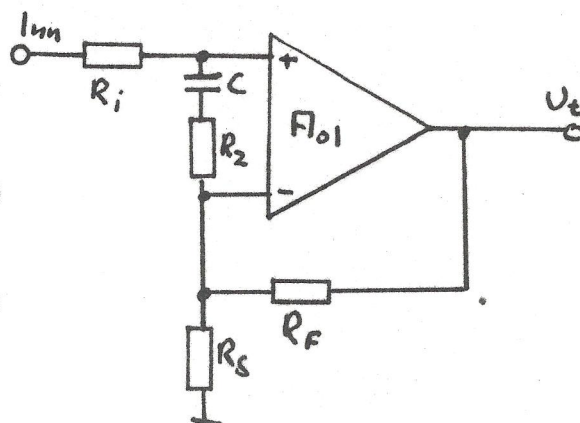


Fig. 15

Forspenningen av 2.dre trinnet er vist i fig.16

U_D er drain-spenningen på inngangstrinnet som er lik 10V i hvilestilling.

Spenningen over R_E er :

$$U_{RE} = I_{C2} R_E = 0.45 \text{ V} \quad (1)$$

$$U_{BE} \approx 0.55 \text{ V}$$

Spenningen over R_K blir da

$$U_{RK} = 2U_D - 2(U_{BE} + U_{RE}) = 18 \text{ V} \quad (2)$$

Strømmen gjennom R_K er lik

$$2I_{C2} = 2 \times 3.1 \text{ mA} = 6.2 \text{ mA}$$

R_K blir da 3.0k

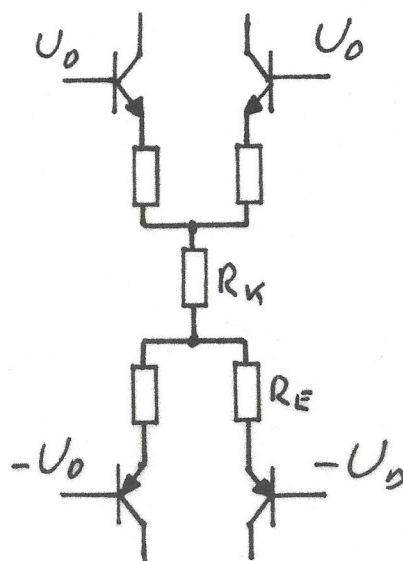


Fig. 16

I fig.9 er det markert at vi skal ha en viss forspenning

U'_{bb} , av utgangstrinnet. Dette

for at transistorene skal for-

spennes til kl.AB drift. I fig.17 er denne forspennings-

kretsen vist. Transistoren monteres slik at den er i

termisk kontakt med kjøleribben, og den vil dermed justere

forspenningen i takt med reduksjon/økning av utgangs-

transistorenes base-emitterspenninger som funksjon av

temperaturvariasjoner. Vi har valgt å benytte en

Darlington-transistor til dette (MPSA-12), slik at

transistorens base-strøm ikke skal påvirke forspenningen.

Trimmpotensiometeret gjør at man kan justere forspenningen

til den ønskede tomgangstrøm i utgangen er oppnådd. Pot-

ensiometeret er koplet slik at ved mekanisk svikt i viperen,

dvs. viperen mister kontakt med kullbanen, noe som lett kan

skje med ikke-innkapslede potensiometere ved mekanisk

berøring, vil forspenningen synke, og dermed tomgangsstrømmen reduseres, slik at ikke utgangen ødelegges.

U_{BE} for Darlington-transistoren er

regnet lik 1.2V. Nominell U'_{bb} er

lik $4 \times 0.65 \text{ V} = 2.6 \text{ V}$. Maksimal

variasjon av U'_{bb} valgt lik $\pm 0.5 \text{ V}$.

Vi kan sette:

$$I R_2 / 2 = U_{var} U_{BE} / U'_{bb} \quad (2)$$

Med R_2 lik 1k Ω (mest/best tilgjengelige verdi) blir $I = 923 \mu\text{A}$

$$U_{R1} = U'_{bb} - U_{BE} = 1.4 \text{ V, dvs. } R_1 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{2} R_2 + R_3 = U_{BE} / I = 1300 \text{ ohm}$$

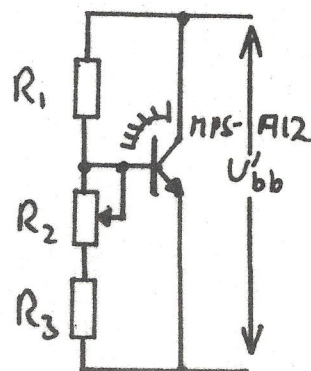


Fig.17

Med R_2 lik 1kohm gir dette $R_3 = 820\text{ ohm}$

Vi får da:

$$U'_{bbmin} = U_{BE}(R_1+R_2+R_3)/(R_2+R_3) = 2.19\text{V}$$

$$U'_{bbmax} = U_{BE}(R_1+R_3)/R_3 = 3.40\text{V}$$

Vi har nevnt tidligere at utgangstrinnet må ha en høyere forsyningsspenningen enn "normalt", for å unngå å gå i metning ved klipping.. Vi har derfor lagt U_{cc} for utgangstrinnet på $\pm 18\text{V}$.

Vi har fra tidligere at hvilestrømmen $I_q = 0.2\text{A}$

Vi har tidligere valgt å benytte små verdier for emittermotstandene (s. 9). Dette gir at vi ikke vil få en klart definert overgang mellom klasse A drift og klasse B drift. Fig.18 b og c viser dette. Vi må likevel anta at vi har en definert overgang for å kunne beregne effekttapet.

Det virkelige effekttapet vil sannsynligvis være noe større. Så lenge forsterkeren arbeider i klasse A området vil utgangen fungere som to parallell-koplete transistorer, det betyr at strømmen gjennom hver av dem er halv-parten av strømmen gjennom lasten.

Da det er komplementærdrift er det absoluttverdien av strømmen gjennom transistorene som er like, og strømmene er motsatt rettede.

I klasse B området vil transistorene vekselvis sperre og lede, slik at strømmen gjennom hver av dem er lik strømmen gjennom lasten i lede-fasen. Dette er også vist i fig. 19.

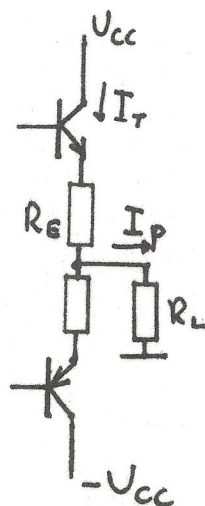


Fig.18a

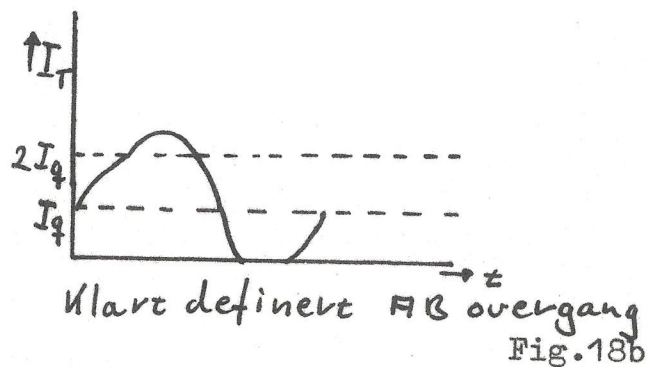
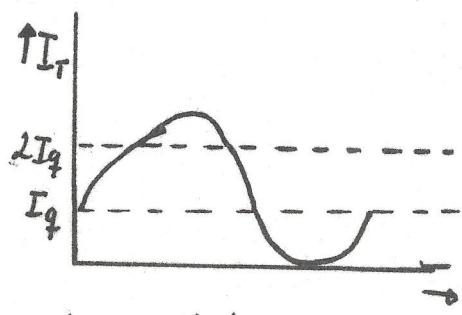


Fig.18b



Ingen definert AB overgang

Vi får da at så lenge forsterkeren arbeider i klasse A, dvs. $I_p \leq 2I_q$ (1)

er tilført effekt konstant $P_T = 2U_{cc}I_q$ (2)

Dissipert effekt er: $P_D = P_T - P_{ut}$ (3)

For klasse AB drift vil signalstrømmen gjennom transistorene se ut som på fig.19, når $U_{ut}(wt) = U\sin(wt)$

Vi får fra fig. 19 5 funksjoner for strømmen :

$$I_{T1} = I_q + \frac{1}{2}I_p \sin \theta, \quad 0 \leq \theta < a_1 \quad (4)$$

$$I_{T2} = I_p \sin \theta, \quad a_1 \leq \theta < a_2 \quad (5)$$

$$I_{T3} = I_{T1}, \quad a_2 \leq \theta < a_3 \quad (6)$$

$$I_{T4} = 0, \quad a_3 \leq \theta < a_4 \quad (7)$$

$$I_{T5} = I_{T1}, \quad a_4 \leq \theta < 2\pi \quad (8)$$

Overgangspkt. a_1 får vi når $I_T = 2I_q$, som gir $I_q = \frac{1}{2}I_p \sin \theta$, og $\sin \theta_{a1} = 2I_q/I_p$

Visetter $a_1 = a$, og får $a = \sin^{-1}(2I_q/I_p)$ (9)

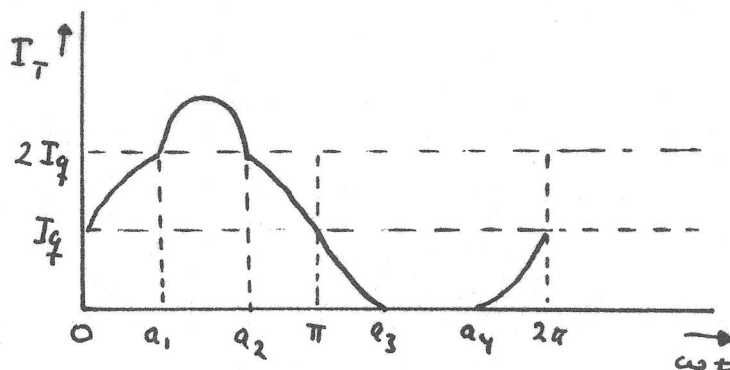


Fig. 19

Vi ser da fra fig.19 at

$$a_1 = a, \quad a_2 = \pi - a, \quad a_3 = \pi + a, \quad a_4 = 2\pi - a,$$

a er med andre ord en vinkel vi kan betegne som overgangsvinkelen mellom klasse A og klasse B.

Tilført strøm er da:

$$I_{DC} = (1/2\pi) \left(\int_0^{2\pi} I_T(\theta) d\theta \right) \quad (10)$$

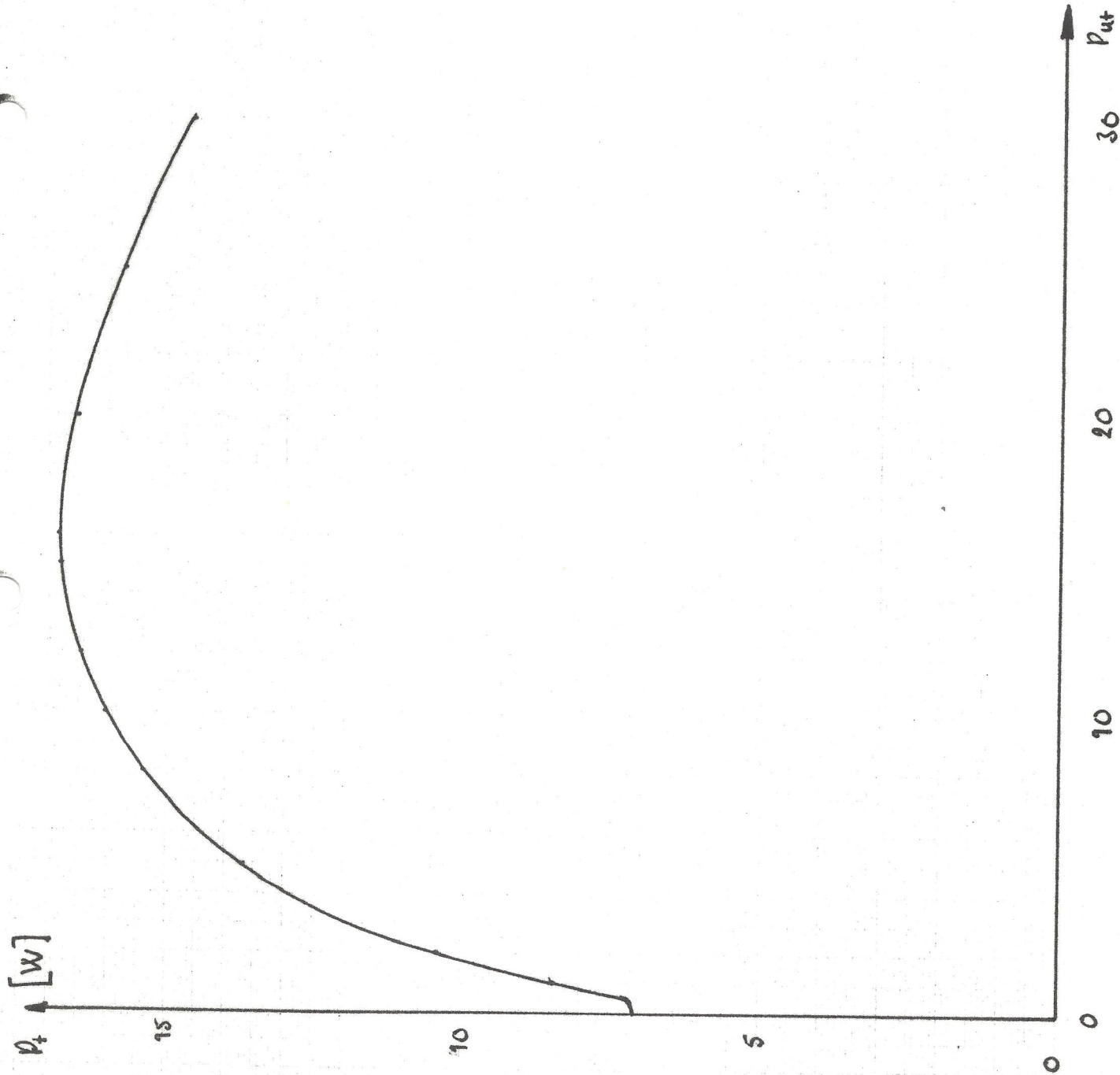
Ved å sette inn for $I_T(\theta)$, lign. 4-8, og løse det bestemte integralet vil vi få:

$$I_{DC} = (4I_q \sin^{-1}(2I_q/I_p) + 2I_p \cos(\sin^{-1}(2I_q/I_p)))/2\pi \quad (11)$$

$$\text{Tilført effekt er nå: } P_T = 2U_{cc}I_{DC} \quad (12)$$

$$\text{og dissipert effekt er: } P_D = P_T - P_{ut} \quad (3)$$

Vi har beregnet effekttapet som funksjon av utgangseffekten og kurver for dette er vist i fig. 20 og fig. 21, for henholdvis 4 og 8 ohms belastning.

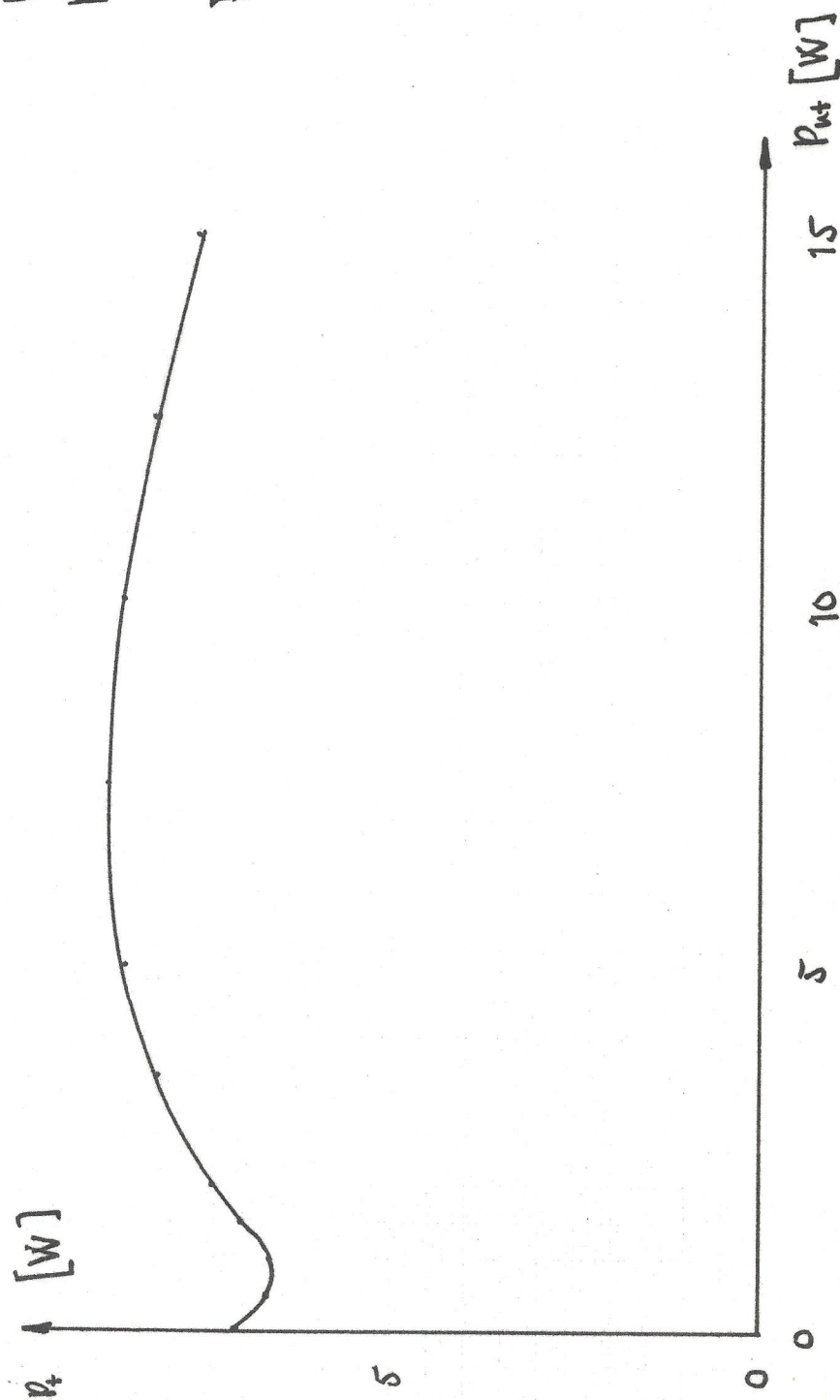


Kurven viser
effektforhold P_t som
funktion av ut-
gangseffekten P_{ut}
 $R_L = 4 \Omega$.

Fig. 20

kurven viser
effektavet P_t som
funksjon av
utgangseffekten P_{ut}
 $R_L = 8 \Omega$.

Fig. 21



Komponentplacering för
printkort

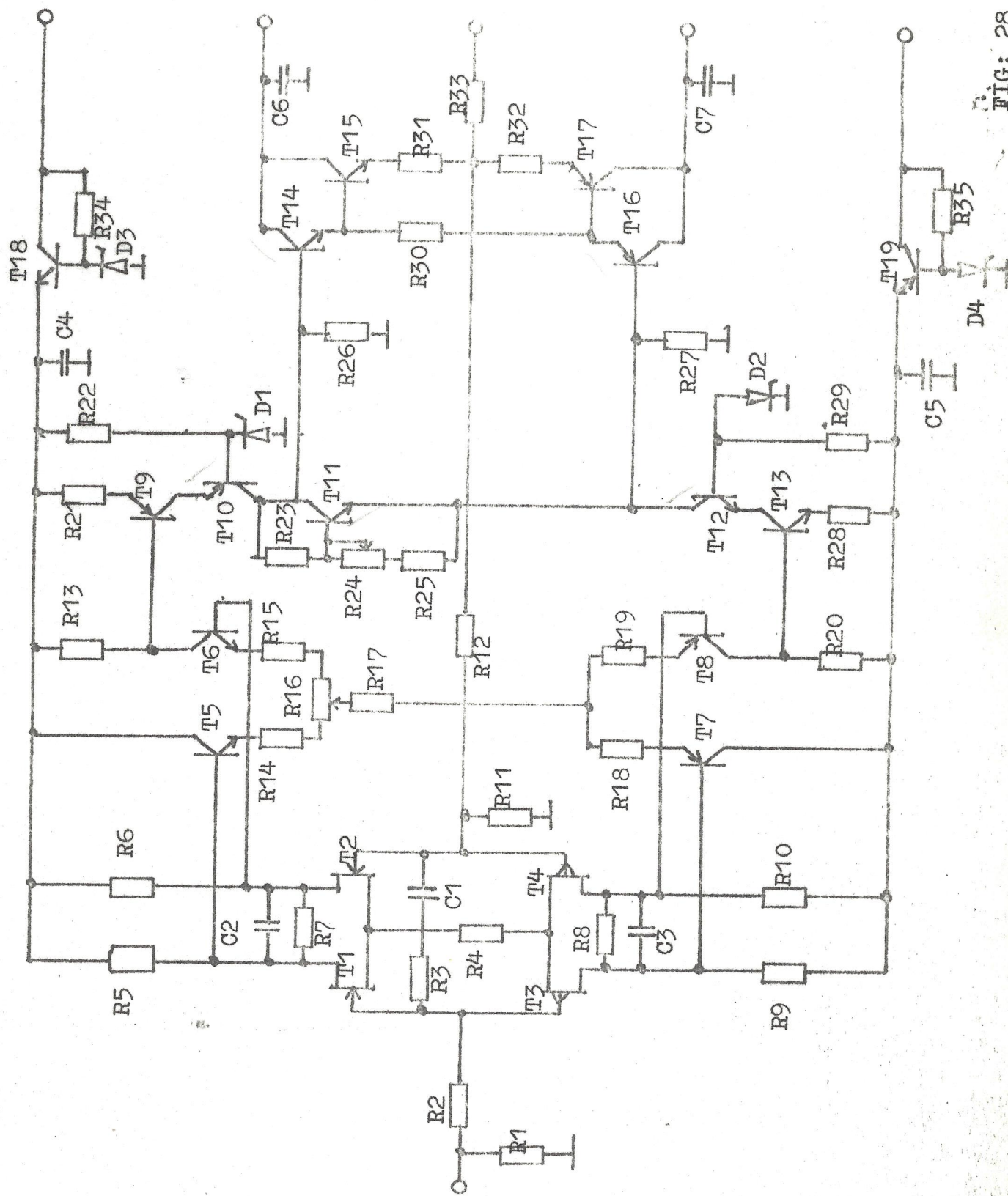


FIG: 28

STYKKELISTE FOR 1 stk. 15W effektforsterker

R1	Motst.	27k	5%	1/4W	
R2	Motst.	10k	5%	1/4W	
R3	Motst.	470R	5%	1/4W	
R4	Motst.	820R	5%	1/4W	x)
R5	Motst.	10k	5%	1/4W	
R6	Motst.	10k	5%	1/4W	
R7	Motst.	10k	5%	1/4W	
R8	Motst.	10k	5%	1/4W	
R9	Motst.	10k	5%	1/4W	
R10	Motst.	10k	5%	1/4W	
R11	Motst.	100R	1%	1/4W	
R12	Motst.	1.3k	1%	1/4W	
R13	Motst.	1.2k	5%	1/4W	
R14	Motst.	20R	5%	1/4W	
R15	Motst.	20R	5%	1/4W	
R16	Tr.pot	220R	cermet		
R17	Motst.	3k	5%	1/4W	
R18	Motst.	130R	5%	1/4W	
R19	Motst.	130R	5%	1/4W	
R20	Motst.	1.2k	5%	1/4W	
R21	Motst.	150R	5%	1/4W	
R22	Motst.	1k	5%	1/4W	
R23	Motst.	1.5k	5%	1/4W	
R24	Tr.pot	1k	cermet		
R25	Motst.	820R	5%	1/4W	
R26	Motst.	5.1k	5%	1/4W	
R27	Motst.	5.1k	5%	1/4W	
R28	Motst.	150R	5%	1/4W	
R29	Motst.	1k	5%	1/4W	
R30	Motst.	68R	5%	1/4W	
R31	Motst.	0.1R	10%	6W	
R32	Motst.	0.1R	10%	6W	
R33	Motst.	0.25R			y)
C1	Pol.kon.	1.5nF			
C2	Pol.kon.	100pF			
C3	Pol.kon.	100pF			
C4	Pol.kon.	0.68uF	z)		
C5	Pol.kon.	0.68uF	z)		
C6	Pol.kon.	0.68uF	z)		
C7	Pol.kon.	0.68uF	z)		
T1	2N 5459	Motorola	w)		
T2	2N 5459	Motorola	w)		
T3	2N 5462	Motorola	w)		
T4	2N 5462	Motorola	w)		
T5	BC 414B	Siemens			
T6	BC 414B	Siemens			
T7	BC 416B	Siemens			
T8	BC 416B	Siemens			
T9	2N 2905A	Motorola			
T10	2N 2905A	Motorola			
T11	MPS A12	Motorola			
T12	2N 2219A	Motorola			
T13	2N 2219A	Motorola			
T14	2N 2219A	Motorola			
T15	D44 H11	General Electric			
T16	2N 2905A	Motorola			
T17	D45 H11	General Electric			
D1	1N 4744A	15V 1W Motorola			
D2	1N 4744A	15V 1W Motorola			

x) Avhengig av T1-T4, og dered
 U_{GS} . Se side 15 og 16.
 $R4 = 2U_{GS}/2I_D$

y) Ikke montert på printkortet,
men direkte i kopplingslist

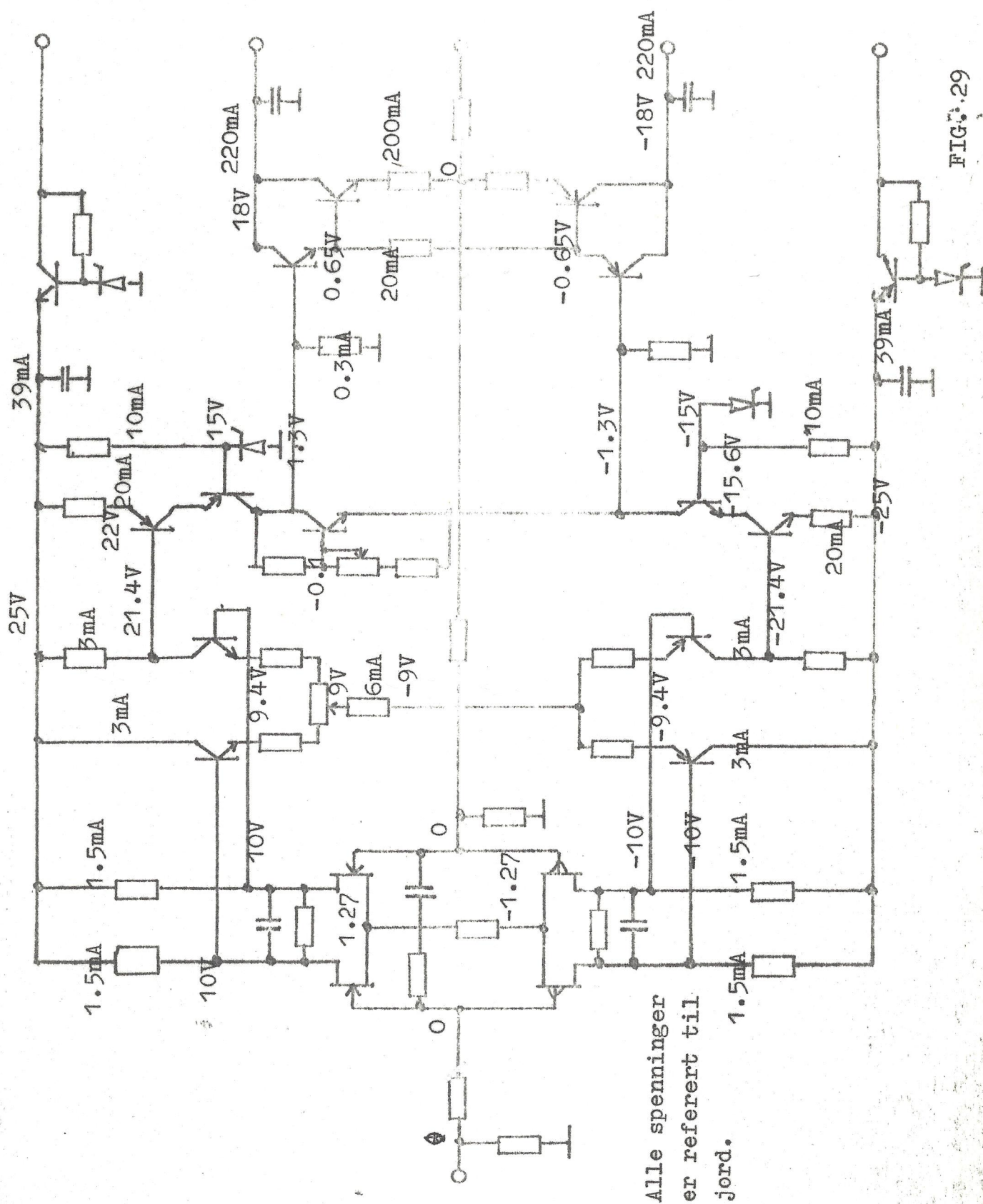
z) Montert på undersiden av
printkort. Se side 30

w) Disse transistorene må
matches, se side 14 og 15

[illegible]

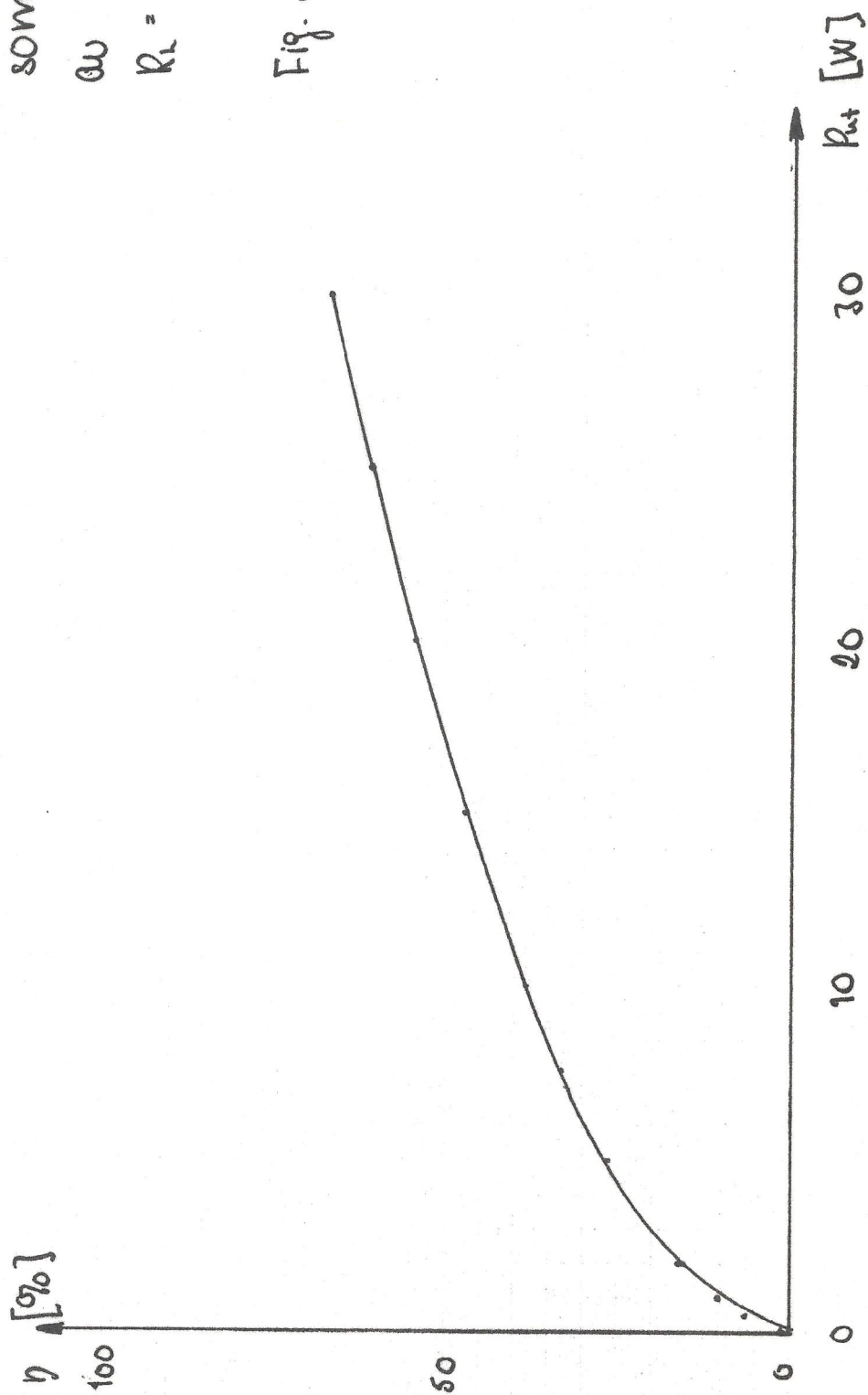
FIG. 27

KRETSSKJEMA MED ARBEIDSPUNKTER



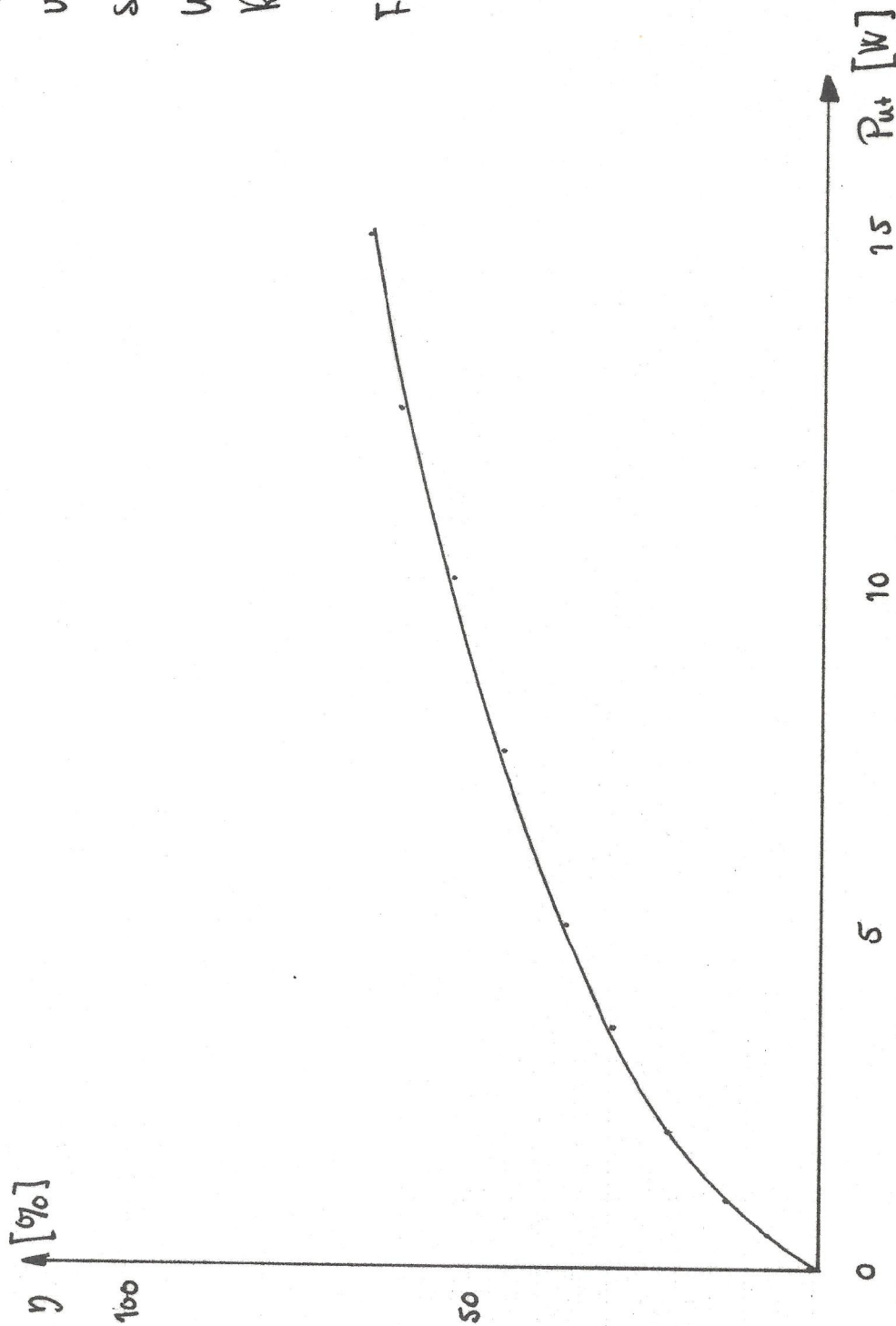
Kurven viser
 virkningsgraden η
 som funksjon
 av utgangseffekten P_{ut}
 $R_L = 4 \Omega$

Fig. 22



Kurven viser
virkningsgraden η
som funksjon av
utgangseffekten P_{ut}
 $R_L = 8 \Omega$.

Fig. 23



Fra fig. 24 kan vi sette :

$$U_{\text{peak}} = (U_z + U_{BE4} - U_{CE\text{sat}} - U_{BE\text{d}} - U_{BE\text{u}}) R_L / (R_L + R_E + \frac{r_{\text{red}}}{h_{fe\text{u}}} + r_{e\text{u}}) \quad (1)$$

Virkningen av R_{red} kan neglisjeres, $r_{e\text{u}}$ vil reduseres sterkt ved de strømmene det er snakk om, og vi vil kun sitte igjen med kontaktmotstandene, de ohmske motstandene, i transistoren, vi lar disse være tilnærmet lik 0.1 ohm, det samme som r_e ved hvilestrømmen. Dette gir :

$$U_{\text{peak}} = 13.57\text{V for } 4 \text{ ohm last, dvs. } P_{\text{ut}} = 23 \text{ W}$$

$$U_{\text{peak}} = 13.95\text{V for } 8 \text{ ohm last, dvs. } P_{\text{ut}} = 12.2\text{W}$$

Vi har altså fått noe mindre (20%) utgangseffekt enn hva vi hadde ønsket opprinnelig (side 3). Vi har utført alle målinger på forsterkeren som den er, da utgangseffekten likevel er så nær 15W resp. 30W. Det er heller ikke særlig sannsynlig at en økning i utgangsspenningen med 1.5 til 2V vil forandre spesifikasjonene noe av betydning. For å øke utgangseffekten må zenerdioden som er spenningsreferanse for T4 økes til ca. 17V. Dette er ikke standardverdi, så vi må i tilfelle benytte en 18V zener, f.eks. type 1N4746, Vi må også øke forsyningsspenningen med ca 2V for at ikke T3 skal kunne gå i metning. Dette gir at R_K i fig. 16 må økes med ca. 20%, til 3.6kohm, for at det skal gå samme strøm i 2.dre trinnet.

Vi har tidligere funnet at utgangsimpedansen av forsterkeren (side 19) er på 0.26 ohm. Dette er beregnet uten tilbakekopling, og vi har funnet at beta-faktoren er på 72.5×10^{-3} , og råforsterkningen lik 660x, altså er tilbakekoplingen lik $D = 1 + A_{ol}B = 48.9 \times$. I fig. 25 er et ekvivalentskjema for utgangen med tilbakekopling vist.

Utgangsimpedansen ved lave frekvenser er altså lik $R_{cl} = R_{\text{ut}}/D = 5.3 \text{ mohm (milli-ohm)}$. I og med at tilbakekoplingen reduseres fra f_{ol} lik 10kHz, gir dette at utgangsimpedansen må stige, altså er den induktiv.

$$\text{Og, } L = R_{cl} / (2\pi f_{ol}) = 84 \text{ nH}$$

Dersom vi belaster forsterkeren rent kapasitivt vil vi kunne

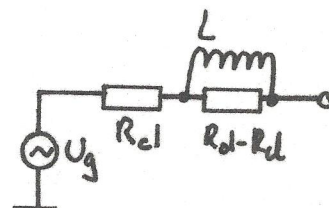


fig. 25

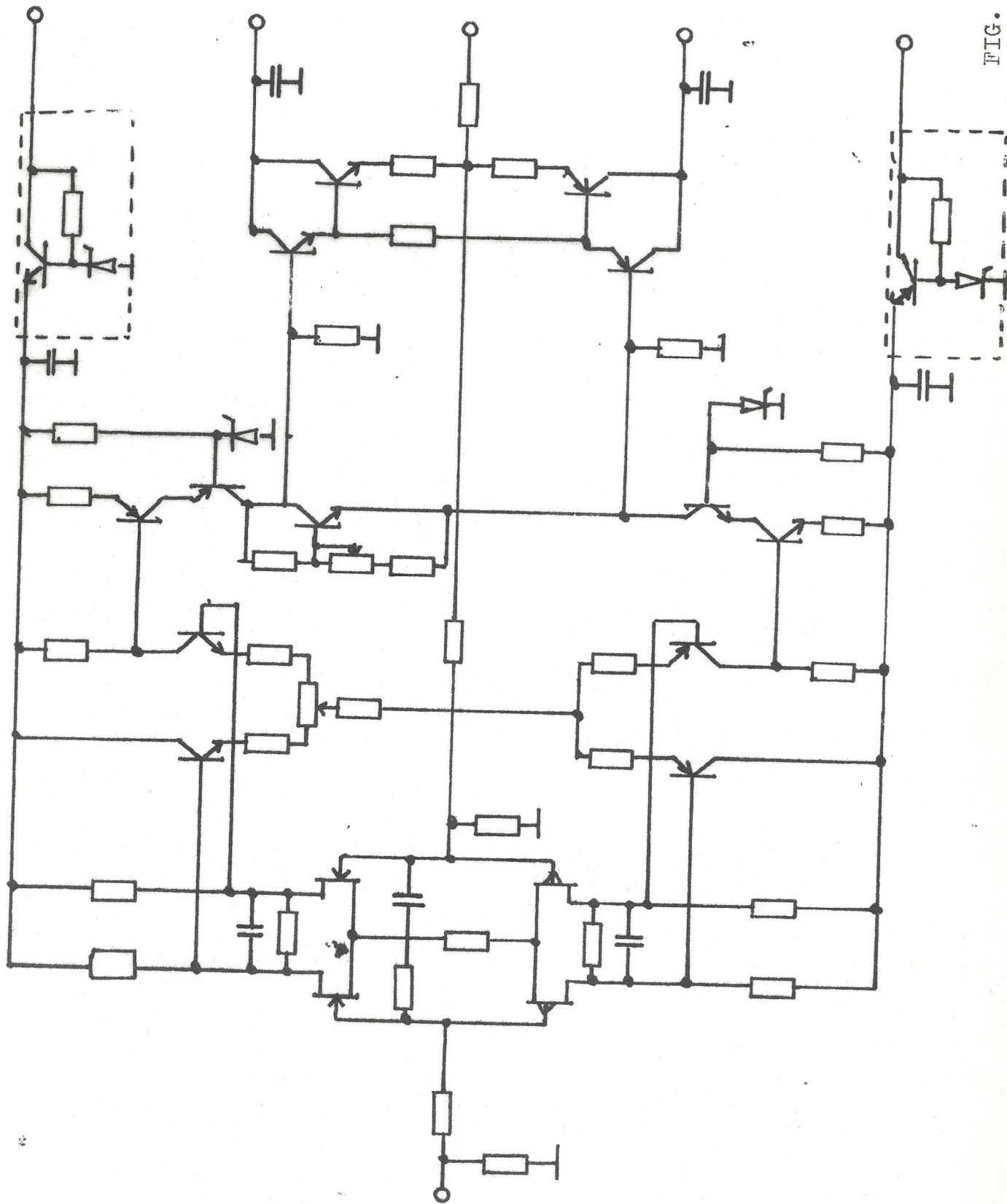
introdusere poler i transfer-karakteristikken som kan gjøre forsterkeren ustabil.

For å redusere mulighetene for dette, har vi lagt inn en seriemotstand lik forsterkerens open-loop utgangsimpedans etter pkt. hvor tilbakekoplingen er hentet, og altså i serie med lasten.

For 8 ohm last gir dette ytterligere 6% reduksjon i utgangseffekten, altså til 11.5 W .

Både på kretsskjemaet og på printkortet er det satt inn 2 regulatorer, bestående av en zenerdiode, motstand og transistor, som er tenkt benyttet ved bruk av utvendig uregulert strømforsyning. Kretsen er markert med stiplet omkrets på kretsskjemaet. Under alle målingene er det benyttet regulerte strømforsyninger utvendig, og vi har derfor ikke benyttet disse nevnte regulatorene.

Det endelige kretsskjemaet er vist i fig. 26, kretsskjemaet med komponentverdier i fig. 27, stykkeliste i tabell 2, skjema med komponentnummer i fig. 28, skjema med arbeidspunkter i fig. 29. Komponentplassering for printkortet er vist i fig. 30.



Målinger

Forvrengning, utgangseffekt

Til disse målingene benyttet vi en Sound Technology 1710A, som oscillator og voltmeter, og en HP 3580A spektrum analysator for å måle forvrengningsproduktene. Vi benyttet regulerte strømforsyninger for både $\pm 25V$ og $\pm 18V$. Ett wattmeter med innebygd kunstlast, 8 ohm, ble benyttet som last. Utgangseffekten er omregnet fra den målte utgangsspenningen. Vi har målt ved frekvensene 1000Hz og 10kHz. Siden forsterkeren er DC-koplet har vi ikke målt ved lavere frekvenser enn 1000Hz. Vi har definert maksimalt utgangssving som den spenning hvor THD blir større enn 0.2%.

Forvrengning er oppgitt for 2.dre og 3.dje harmoniske i dB under grunntonen, samt som THD, hvor THD i % er lik:

$$THD = 100 \times \sqrt{(10^{2nd/20})^2 + (10^{3rd/20})^2} \quad (1)$$

Utgangsimpedansen er målt ved 1kHz og 10kHz, etter flg. formel hvor U_g er utgangsspenning uten belastning og U_l er utgangsspenning med 8 ohm belastning, inngangsspenningen holdt konstant

$$R_{ut} = (U_g - U_l)R_l/U_l \quad (2)$$

Støy

Signal/støy forholdet er målt med kortsluttet inngang, med ST 1710A som voltmeter. Vi benyttet de innebygde 18dB/okt. filtrene ved 400Hz (høypass) og 30kHz (lavpass).

Signal/støy forholdet er referert til maks. utgangssving (rms) ved 8 ohm last.

$$S/S = 20 \log(U_{ut}/U_{støy}) \quad (3)$$

Frekvenssegenskaper

Vi har benyttet et firkantsignal og målt ~~risetiden~~ stigetiden på dette. Ut ifra dette har vi beregnet -3dB punktet etter formelen

$$f = 2.2/(t_{st} 2\pi) \quad (4)$$

Vi har videre målt utgangssving ved $f=1MHz$ (uten last) og beregnet slew-rate fra formelen

$$SR = U_{peak} 2\pi f \quad (5)$$

Utgangseffekt , $f=1\text{kHz}$, $\text{THD} = 0.2\%$, $R_L = 8\ \text{ohm}$: 11.0W
Forvrengning, $f=1\text{kHz}$, U_{ut} 1 dB under klipping (11W), dvs. 8.3V ut

2nd : $-82\ \text{dB}$
3rd : $-90\ \text{dB}$
THD : $0.0085\ \%$

Målt ved 3dB under maks.utg.eff., dvs. $U_{\text{ut}} = 6.6\text{V}$ (5.5W)
Ingen forvrengningsprodukter over -90dB som er spektrumana-
lysatorens oppløsning. Dette gir THD mindre enn 0.0045%
Uten belastning finner vi ikke målbar forvrengning opp til
 9V rms ut.

Forvrengning ved $f=10\text{kHz}$, Utgangsspenning -3dB under maks.
ut, dvs. ved halv effekt

2nd : $-78\ \text{dB}$
3rd : -80dB
THD : $0.016\ \%$

Ubelastet finner vi ikke målbar forvrengning opp til 9V rms ut.

Utgangsimpedans, 1kHz og 10kHz , $U_g = 6.8\text{V}$ $U_1=6.57\text{V}$ $R_1=8\ \text{ohm}$
 $R_{\text{ut}} = 0.28\ \text{ohm}$

Støy: På utgangen målt til $43\ \mu\text{V}$

Signal/støy forholdet ref. 9.4V ut : $-106.8\ \text{dB}$

Stigetiden er ikke avhengig av utgangsnivå, og er lik

Stigetid : $0.65\ \mu\text{s}$

Frekvensområde : 540kHz

Forsterkeren leverte fullt utgangssving ved $f=1\text{MHz}$, dvs. 13.5V peak,
som gir

Slew - rate : $85\ \text{V}/\mu\text{s}$

Full utgangseffekt fikk vi ved $U_{\text{ut}} = 9.4\text{V}$ rms, vi hadde da
 $U_{\text{inn}} = 0.72\ \text{V}$ rms

Forsterkning : $13.0\ \text{x}$; $22.3\ \text{dB}$

Om resultatene

Under arbeidet med forsterkeren er det et par ting som vi tok noe for lett på til å begynne med. Vi var litt for optimistiske når vi la ut kretskortet, og rett og slett "glemte" avkoplingskondensatorene, C4 - C7. Disse er derfor montert med ledninger på undersiden av kretskortet. Uten disse oscillerte forsterkeren ved klipping.

Valg av referansespenningen for felles-base trinnene gikk også noe fort, og resulterte i noe redusert utgangseffekt. Vi har imidlertid vist på side 26 hvordan utgangseffekten kan økes til de spesifiserte 15W i 8 ohm. Vi har ikke hatt tid til å gjøre dette på den innleverte enheten.

På de andre punktene, spesifikasjonene er kravene mer enn oppfylt. Forvrengningsspesifikasjonene ligger under alle forhold bedre enn 1 til 6. Både med og uten belastning fant vi ikke avlesbar forvrengning ved 1 og 10kHz ved alle nivåer opp til $\frac{1}{2}$ effekt. Spektrumanalysatorens oppløsning er 90dB, dvs. THD under 0.003% ! Tilbakekoplingen på forsterkerne er ca. 34dB, 50 X, som er lavt i forhold til hva som vanligvis benyttes for å oppnå såvidt lave forvrengningsdata.

Signal/støy forholdet er 26dB bedre enn hva vi spesifiserte til å begynne med.

Frekvensegenskapene er omtrent som beregnet. Firkantresponsen er uten "overshoot" og ringing, dvs. at tilbakekoplingssystemet er overdempet.

Vi har belastet forsterkeren med kondensatorer i størrelsesorden 0.1uF til 1uF, med kun kontrollert høyfrekvent ringing som resultat.

Forsterkeren klipper noe usymmetrisk, som følge av noe forskjellige zenerspenninger på D1 og D2. Den henter seg ut av klipping, ved 1dB overstyring, 12%, på under 3uS. Gjenhenting skjer uten kraftig etterringing, som er svært vanlig for forsterkere med høy båndbredde.

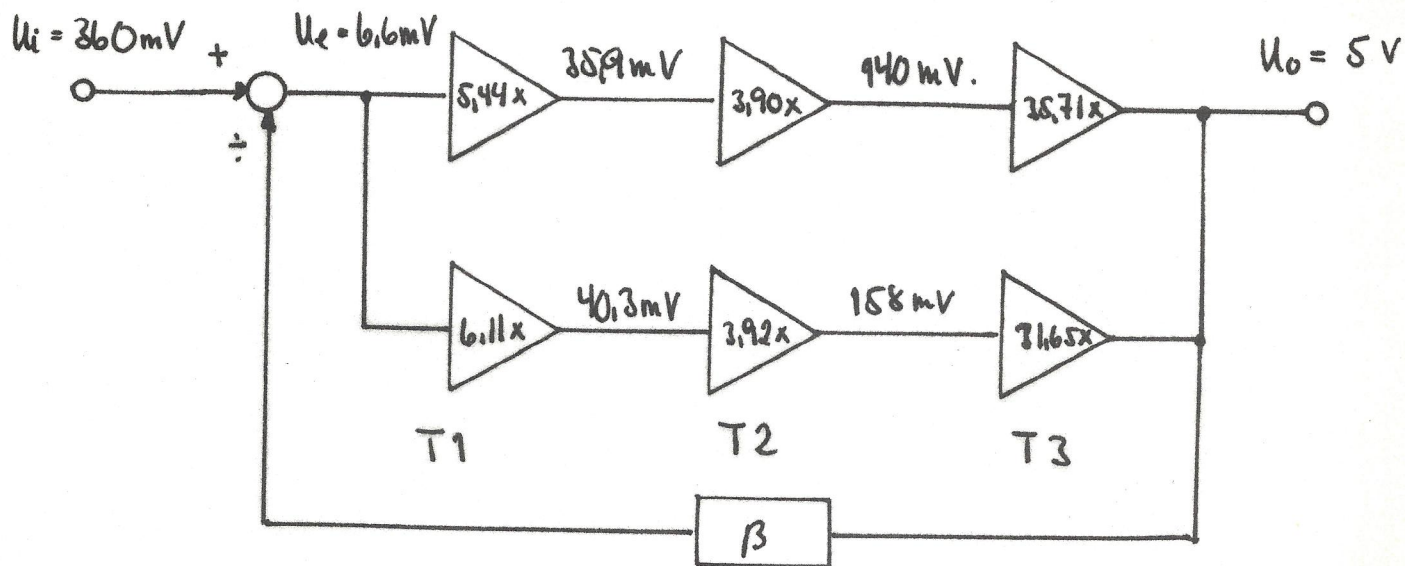
Forsterkerens slew-rate er målt uten belastning, for å unngå innvirkning fra induktansen i tilledningene til utgangstrinnet.

Det vi er interessert i ved måling av slew-rate er å undersøke om forsterkeren har interne oppladingsproblemer.

Vi har ikke greid å få forsterkeren til å gå i såkalt "slew-rate limiting", dvs. at flankene på signalet blir rette, og stiger saktere enn inngangssignalet.

H. KANAL

$$A_{ol} = \frac{U_o}{U_e} = 757 \times$$



V. KANAL

$$A_{ol} = 806 \times$$

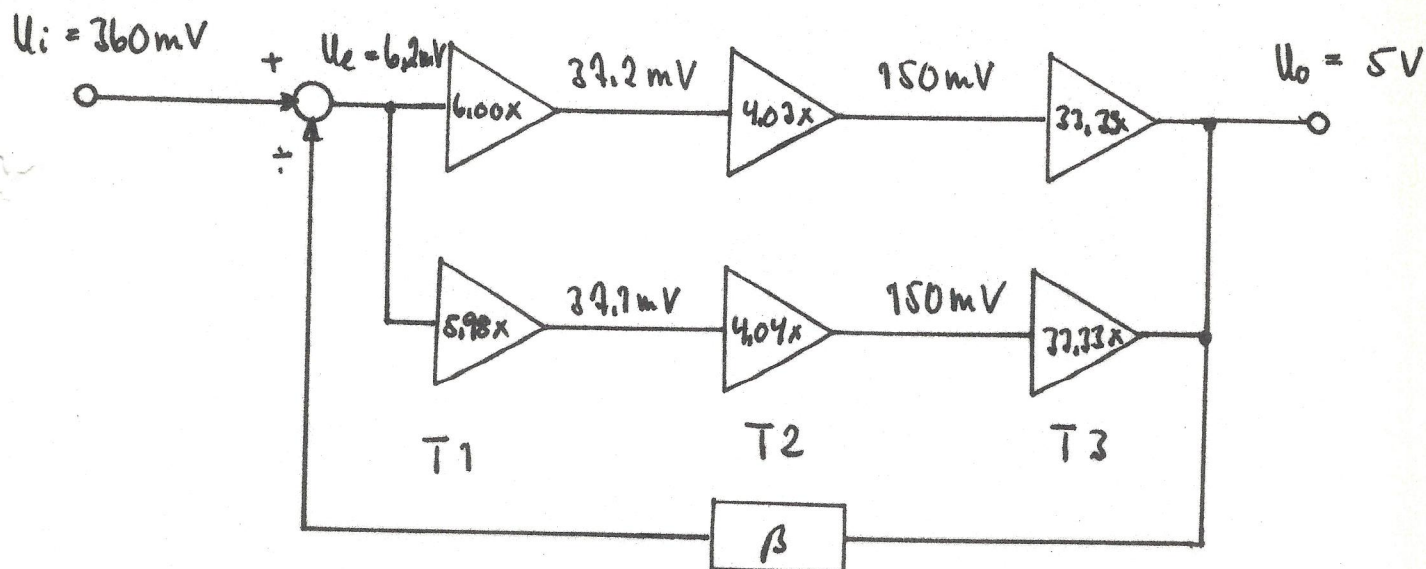


Fig. 31

Det maksimale vi har målt er 1MHz og fullt utgangssving. For å greie dette må forsterkeren slew-rate være større enn 85V/uS (lign.5 side 28). Forsterkeren aksepterer å bli drevet i klipping ved 1MHz, noe som er et tegn på god stabilitet.

For å undersøke hvor godt beregningene for de forskjellige trinnene stemte har vi målt signalnivåene gjennom forsterkeren. Resultatene er vist i fig. 31, og stemmer meget godt overens med beregningene. Totalforsterkningen er noe høyere, dette skyldes at dempningen pga. hfe for 2.dre og 3dje trinn er høyere enn antatt.

DC-offset på utgangen er meget liten, og er også meget langtidsstabil. I tomgang blir forsterkeren svakt lunken, og dersom DC-offset justeres (R16) etter at den er blitt noe varm, holder den seg innenfor 20mV. Vi testet for dette i ca. 1 time.

T11 som skal føle temperaturen på kjølefinnen og regulere hvilestrømmen i utgangen slik at denne hele tiden holder seg konstant, har derimot for stor termisk motstand til kjølefinnen, evt. er den termiske kapasiteten i kjølefinnen for stor til at denne transistoren greier å "føle" seg fram. Etter noe etterjustering, god og varm forsterker, holdt den seg konstant.

Forsterkeren har ikke gått i stykker eller foretatt seg noe annet på egenhånd under hele testperioden. Den er berøringsvennlig, og virker svært så robust.

Vi har ikke spandert noen form for strømbegrensing eller kortslutningsautomatikk på forsterkeren for å unngå å komplisere den ytterligere.

Vi har lyttevurdert forsterkeren med QUAD elektrostatere som høyttalere. Disse presenterer en ganske kompleks belastning for forsterkerne, men punkern har ikke hatt problemer med å ta rubbet på disse.

Oslo, 30/5-79 kl.01.15
