
Lydforsterker

Project 3A

STIAN RISHAUG, BASTIAN S. SOLEM,
ALEKSANDER UTHUS OG VEGARD ØYE

Veileder: Herman Ranes



HØGSKOLEN
I SØR-TRØNDELAG

Trondheim, april 2008

Sammendrag

Rapport for konstruksjon av den 60 W klasse AB-forsterkeren *Project 3A*: enkelt design (BJT-transistorer, tilbakekobling) og god lydkvalitet.

Simulering ga jevn forsterkning i det hørbare området (20 Hz–20 kHz). Målt forsterkning var 24,9 dB, med en effekt på 2×55 W ved 8Ω .

En detaljert kretsanalyse av forsterkeren trinn for trinn ga en forsterkning uten tilbakekobling på 20714 ganger; beregnet forsterkning med tilbakekobling var 23 dB.

Strømforsyningen var en 200 VA 24–0–24 V transformator; fortrinnsvis bør en på 300 VA brukes.

Kabinettet og innsiden er dokumentert med fotografier. Forsterkeren har to forsterkerkretser, en for hver lydkanal, med felles kjøleribbe. Kretskortenes «silk screen» har enkelte feil.

Grunnet støyproblemer er kretsen lettere modifisert ved å lodde fast ekstra kondensatorer. Kjølingen bruker termisk tilbakekobling. Hvilestrømmen bestemmes ved å skru på et potensiometer og bør ligge på ca. 75 mA.

Rapporten inneholder komponentliste og budsjett. Budsjettet lå på 1000,- kr, mens utgiftene ble 1085,70 kr, bl.a. på grunn av dyre utgangstransistorer. Testing ble gjort med billige BD911- og BD912-transistorer; lydkvaliteten økte dramatisk da de ble byttet ut med MJL3281A- og MJL1302A-transistorer.

Forsterkeren kan anses som høyst vellykket lydmessig, men det er rom for forbedringer: automatisk utlading av glattefilteret, DC-vern over utgangstrinnet for å beskytte høyttalerne ved kortslutning av utgangene, kraftigere strømforsyning, større kjøleribbe, mindre kretskort og ev. delefilter.

Innhold

Sammendrag	2
Forsterkertype og spesifikasjoner	7
Simulering	8
Målinger	9
Kretsskjema	15
Kretsanalyse	17
Grunnleggende begreper	17
Råforsterkning og tilbakekobling	21
Strømforsyning	39
Konstruksjon	43
Kabinettet	43
Innsiden	44
Kretskort	51
Feil i «silk screen»	52
Modifikasjoner	53
Trimming	55
Komponentliste	57
Budsjett	59
Konklusjon	61

Forsterkertype og spesifikasjoner

Mens det er trivielt å forsterke en konstant inngangsstrøm eller -spenning, er det vanskelig å gjengi endringer i den samme strømmen eller spenningen. Både blant hobbyentusiaster og profesjonelle går det sport i å konstruere en «enda bedre» forsterker, og *hi-fi*-pressen ser aldri ut til å gå tom for anledninger til å presentere det nyeste, mest avanserte og angivelig beste innen elektronisk lydgjengivelse. Hvor mye av utviklingen som er reell, er det opp til den enkelte å vurdere, men et kjapt overblikk over markedet levner ingen tvil om at lydforsterkning er *big business*.

Mot denne bakgrunnen presenterer vi et forsterkerdesign som er 20 år gammelt og forbausende enkelt. Rod Elliots *Project 3A* (fork. *P3A*) gir høy ytelse ved lave kostnader, er velutprøvd og er lett å bygge. Det er et ideelt design for nybegynneren, men kan også anbefales til den kresne *hi-fi*-entusiasten. Designet bygger videre på det opprinnelige *Project 03*, og drar nytte av nyere og bedre utgangstransistorer.

De oppgitte spesifikasjonene til forsterkeren er som følger:

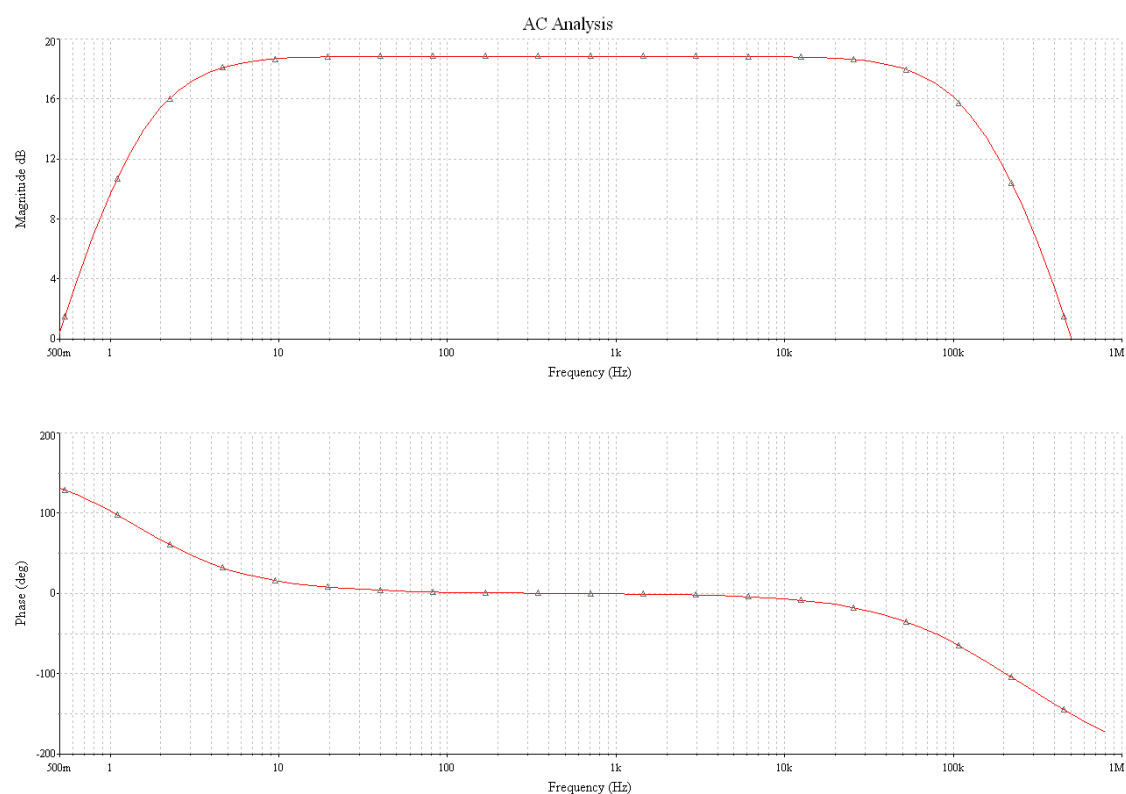
Effekt:*	Ca. $2 \times 60 \text{ W}$ (8Ω)
Strømforsterkning:	27 dB
Inngangsimpedans:	24,2 k Ω
Inngangssensitivitet:	1,22 V for 100 W (8Ω)
Båndbredde:	10 Hz–30 kHz (–1 dB)
Klirr:	0,04 %, 1–80 W
DC offset:	<100 mV

Forsterkeren er en *klasse AB-forsterker*, altså en blanding av en klasse A-forsterker og en klasse B-forsterker. For små signaler fungerer den som en klasse A-forsterker, og utgangstransistorene er konstant «på» – men siden dette bare gjelder små signaler, trekker ikke forsterkeren like mye strøm som en ekte klasse A-forsterker, som er

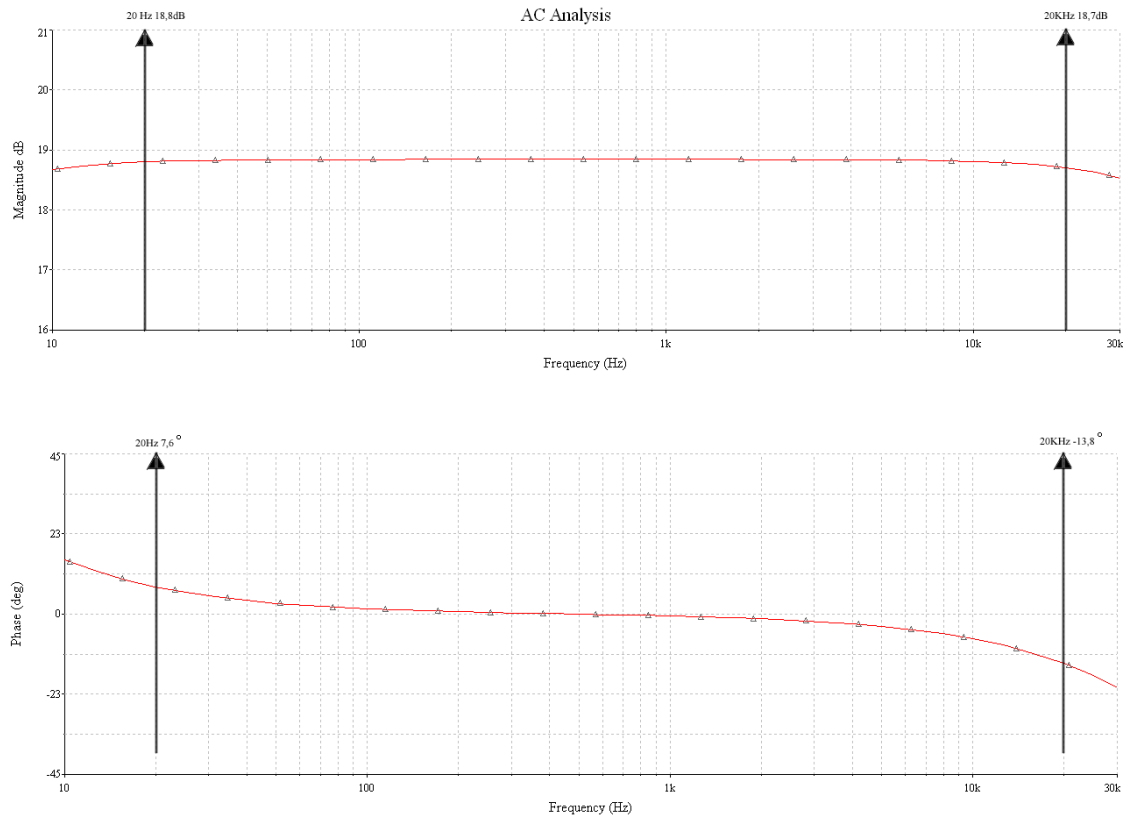
*Avhenger av transformator.

konstant «på» uavhengig av lydnivået. For store signaler fungerer forsterkeren som en klasse B-forsterker, og utgangstransistorene bytter på å forsterke positive deler av signalet og negative. Forsterkeren bruker negativ tilbakekobling for å oppnå linearitet for høye strømmer og spenninger. (For en detaljert gjennomgang av kretsens oppbygning og virkemåte, se kretsanalysen, s. 17.)

Simulering



Bode-diagrammet viser at forsterkeres maksimale båndbredde ligger fra 1/2 Hz til ca. 500 kHz. Den originale kretsen ville normalt gått mye høyere, men siden vi har *modifisert* kretsen noe ved å koble 368 pF kondensatorer i parallell med C_4 og C_6 (se s. 53 for detaljer), blir de flaskehalsen i kretsen.



Det lydmessig interessante området ligger fra 20 Hz til 20 kHz (*hi-fi*), og av utsnittet ser vi at dette området ligger ganske flatt.

Målinger

Forsterkning

Vi fikk at 8 mV inn ga 140 mV ut. Det gir en forsterking på

$$A = \frac{0,14 \text{ V}}{0,008 \text{ V}} = 17,5$$

I desibel tilsvarer dette

$$A_{\text{dB}} = 20 \lg 17,5 = 24,9 \text{ dB}$$

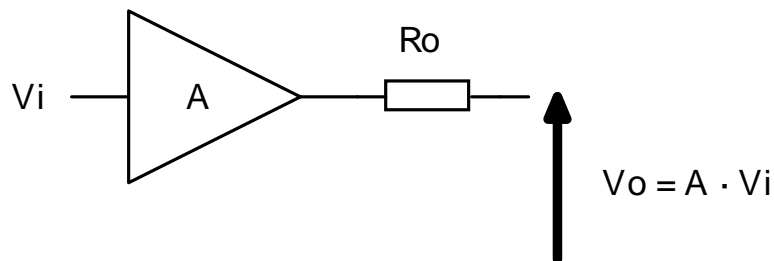
Utgangsimpedans

Utgangsimpedansen finnes ved å sammenligne utgangsspenningen med last med utgangsspenningen uten last. Vi har følgende målinger for 40 mV inn på inngangen:

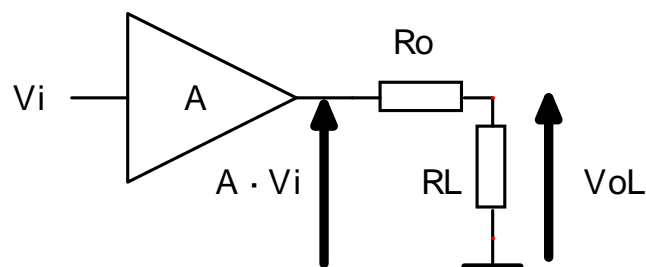
Frekvens	Uten last	Ved 1 Ω	Tap
40 Hz	$v_o = 833,40 \text{ mV}$	$v_{oL} = 830,50 \text{ mV}$	$\Delta v_o = 2,9 \text{ mV}$
1 kHz	$v_o = 834,78 \text{ mV}$	$v_{oL} = 832,08 \text{ mV}$	$\Delta v_o = 2,7 \text{ mV}$
16 kHz	$v_o = 833,90 \text{ mV}$	$v_{oL} = 831,90 \text{ mV}$	$\Delta v_o = 2,0 \text{ mV}$

Gjennomsnittlig verdi for utgangsspenning uten last blir $\overline{v_o} = 834,03 \text{ mV}$, for utgangsspenning med last $\overline{v_{oL}} = 831,49 \text{ mV}$ og for tap $\overline{\Delta v_o} = 2,5 \text{ mV}$.

For å finne utgangsimpedansen, la oss betrakte en skjematisk fremstilling av forsterkeren uten last:



Ettersom det ikke går noen strøm i forsterkeren, er spenningsfallet over utgangsimpedansen, R_o , lik null, og vi har $v_o = Av_i$. Med last:



Her har vi følgende spenningsdeling over R_o og R_L :

$$\begin{aligned}
 v_{oL} &= Av_i \frac{R_L}{R_o + R_L} \\
 &= v_o \frac{R_L}{R_o + R_L}
 \end{aligned}$$

hvor vi utnytter at $v_o = Av_i$ for å få en sammenheng mellom v_{oL} og v_o . Uttrykket kan så ordnes for R_o :

$$\begin{aligned} R_o &= R_L \left(\frac{v_o - v_{oL}}{v_{oL}} \right) \\ &= \frac{v_o - v_{oL}}{v_{oL}} \quad \text{dersom } R_L = 1 \, \Omega \end{aligned}$$

Her ser vi verdien av å måle med en utgangslast på $1 \, \Omega$ – uttrykket blir enklere. Vi setter inn for gjennomsnittsverdiene og får en utgangsimpedans på

$$R_o = \frac{\overline{v_o} - \overline{v_{oL}}}{\overline{v_{oL}}} = \frac{834,03 \, \text{mV} - 831,49 \, \text{mV}}{831,49 \, \text{mV}} = 0,003 \, \Omega$$

På grunn av forsterkerens negative tilbakekobling (se s. 21) blir utgangsimpedansen mindre enn den ellers ville ha vært.

Dempningsfaktor

Damping factor ... is probably the all-time least important and over-used non-specification for an amplifier.

Richard D. Pierce,
rec.audio.high-end

Dempningsfaktor ved $8 \, \Omega$:

$$\frac{R_L}{R_o} = \frac{8 \, \Omega}{0,003 \, \Omega} = 2667$$

Klirr

I et lydsignal er det ved siden av grunntonen også til stede flere overharmoniske toner. Disse overharmoniske tonene er toner med frekvenser som er N ganger høyere enn grunntonens frekvens. Det er denne sammensetningen av de overharmoniske tonene sammen med grunntonen som bestemmer klangen til en tone.

Når vi skal forsterke et signal, er vi kun interessert i å forsterke grunnfrekvensen, og unngå å få med andre overtoner enn de som allerede er i signalet. Får vi med flere overharmoniske toner, har vi fått det som kalles klirr. Får man med veldig mange overtoner, blir klirrfaktoren stor og signalet blir deformert gjennom forsterkeren.

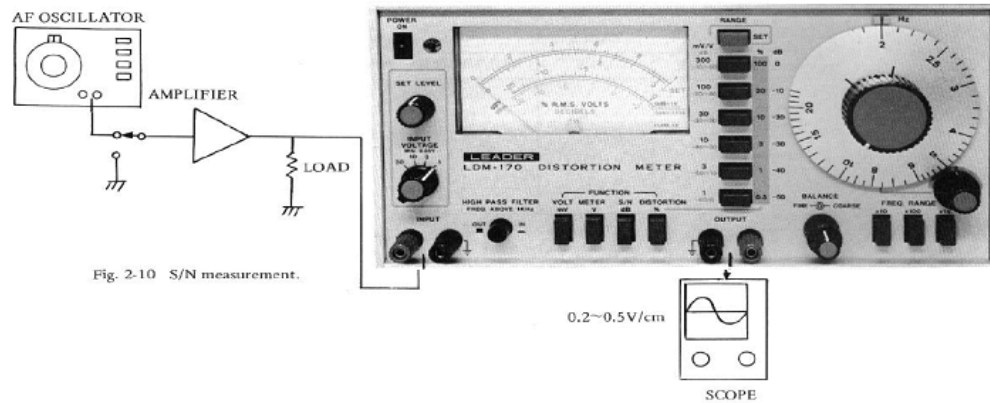
En måte klirr ofte oppstår på er hvis en eller flere transistorer jobber på feil arbeidspunkt. Det vil da oppstå klirr på signalet. Klirr måles ved hjelp av et klirrmeter

som registrerer de overharmoniske komponentene til et sinussignal og returnerer en prosentverdi

For å beregne klirr har man følgende formel:

$$K = \sqrt{\frac{\hat{U}_2^2 + \hat{U}_3^2 + \hat{U}_4^2 + \dots}{\hat{U}_1^2}} \cdot 100 \%$$

Vi målte klirr ved å koble opp og måle som vist på figuren:



Vi målte en klirrfaktor på 0,015 % ved 1 W og 1 kHz.

Båndbredde

Båndbredden er 20 Hz–20 kHz. Målinger ved 8 Ω og 1 W ga:

20 Hz	2,933 mV
100 Hz	2,948 mV
1000 Hz	2,950 mV
10 000 Hz	2,949 mV
20 000 Hz	2,946 mV

Dermed har vi

$$2,950 \text{ mV} - 2,933 \text{ mV} = 17 \text{ mV}$$

som gir

$$20 \lg \left(\frac{17 \text{ mV}}{2,950 \text{ mV}} \right) = 0,05 \text{ dB}$$

Effekt

Utgangseffekten målt med effektmeter var $2 \times 55 \text{ W}$ ved 8Ω .

En dobling av effekten vil ikke gi mer enn 3 dB økning i lyden. For eksempel vil en høyttaler med sensitivitet lik driftseffekten 96 dB ved 1 m 1 W gi:

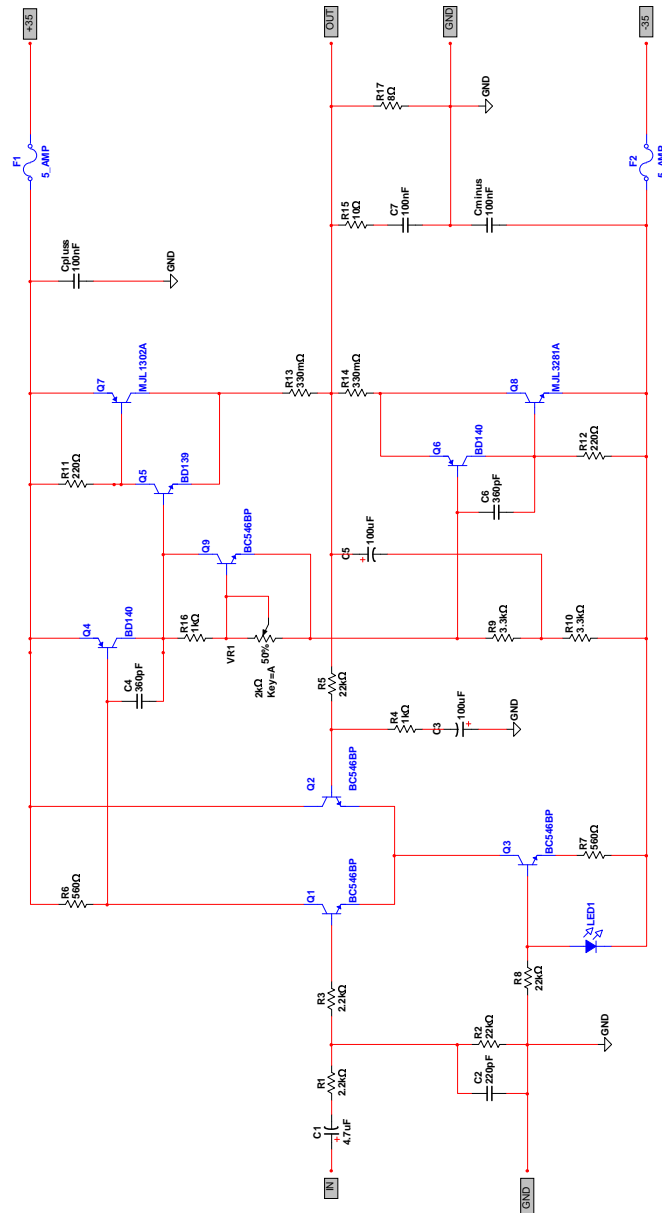
$$I_{\text{dBmaks}} = I_{\text{sens}} + 10 \lg\left(\frac{P_{\text{maks}}}{1 \text{ W}}\right) = 96 \text{ dB} + 10 \lg\left(\frac{55 \text{ W}}{1 \text{ W}}\right) = 113,4 \text{ dB}$$

Dette vil ved en sitteavstand på 4 m gi:

$$I_{\text{dBmaks}} = I_{\text{sens}} - 20 \lg\left(\frac{4 \text{ m}}{1 \text{ m}}\right) = 113,4 \text{ dB} - 20 \lg\left(\frac{4 \text{ m}}{1 \text{ m}}\right) = 101,36 \text{ dB}$$

hvor vi ser bort fra akustikk i vegger.

Kretsskjema



Kretsskjema fra Multisim. For det opprinnelige kretsskjemaet til Rod Elliot, se s. 22.
For et modifisert skjema som viser hvordan kretsen ble etter egne justeringer, se s. 54.

Kretsanalyse

Grunnleggende begreper

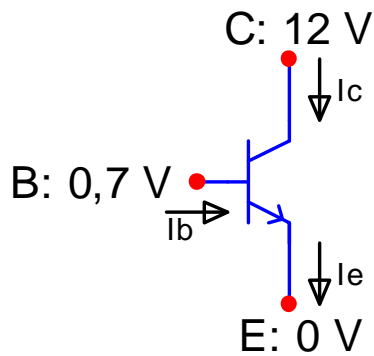
Den følgende kretsanalysen forutsetter en viss kjennskap til elektroniske kretser og modellering av disse. For å gjøre den mer tilgjengelig, men også for presisjonens skyld, gjennomgår vi her noen av de grunnleggende begrepene som analysen baserer seg på.

Denne seksjonen kan skimleses eller hoppes over av dem som allerede er kjent med elementær elektronisk kretsteori.

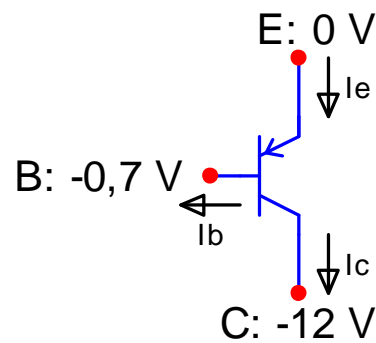
Forspenning av transistorer i det aktive området

En transistor har tre utganger eller *terminaler* – base (B), emitter (E) og kollektor (C) – og dermed også tre *overganger* – base–emitter-, base–kollektor- og kollektor–emitter-overgangen. Transistorens «oppførsel» eller *modus* avhenger av hvilke spenninger man påtrykker disse overgangene, dvs. av hvordan man *forspenner* transistoren. Den modusen man typisk er interessert i hva forsterkere angår, kalles *det aktive området*, og er kjennetegnet ved at *små* endringer i base–emitter-spenningen (v_{BE}) gir *store* endringer i kollektorstrømmen (i_C). Kollektorstrømmen er relatert til den mye mindre basestrømmen (i_B) ved $i_C = \beta i_B$, der β er transistorens *strømforsterkning*.

Såkalte BJT-transistorer (bipolare transistorer) kommer i to varianter: *NPN-transistorer* og *PNP-transistorer*. I en NPN-transistor går strømmen *inn* i basen og kollektoren og kommer *ut av* emitteren. I en PNP-transistor går strømmen *inn* i emitteren og kommer *ut av* basen og kollektoren. (For begge transistorer er emitterstrømmen lik summen av base- og kollektorstrømmen, dvs. $i_E = i_B + i_C$.) Transistorene symboliseres med en pil på emitterutgangen som indikerer strømretningen og dermed også transistortypen.



NPN-transistor i det aktive området.



PNP-transistor i det aktive området.

For å forspenne en NPN-transistor i det aktive området må base–emitter-spenningen være rundt 0,7 V, dvs. basespenningen må ligge ca. 0,7 V *over* emitterspenningen (eller *under* for en PNP-transistor).^{*} Dessuten må kollektorspenningen ikke ligge mer enn ca. 0,4 V *under* basespenningen (eller *over* for en PNP-transistor); vanligvis ligger kollektorspenningen godt over (eller under) basespenningen, som på figuren.

Arbeidspunkt og småsignal

En forsterkerkrets inneholder *flere* spenningskilder, både konstantkilder (DC-spenning) og en signalkilde (AC-spenning). Ifølge *superposisjonsprinsippet* kan en hvilken som helst spenning eller strøm i kretsen finnes ved å beregne *summen av strøm- og spenningskildenes enkeltbidrag*, der bidraget fra en strøm- eller spenningskilde finnes ved å erstatte de øvrige strøm- eller spenningskildene med hhv. brudd eller kortslutninger, og så beregne den resulterende spenningen eller strømmen.

^{*}Vi kan ikke snakke om «spenningen i et punkt» i kretsen på samme måte som vi snakker om strømmen i punktet (strømgjennomgangen målt i coulomb per sekund eller ampere), for spenning er alltid *over en strekning*, dvs. mellom to ytterpunkter. Når vi f.eks. sier at «kollektorspenningen er 12 V», mener vi alltid at kollektorutgangens *spenningspotensial i forhold til jord* er 12 V (hvor jord er nullpotensialet, 0 V); eller med andre ord, spenningen over strekningen fra kollektorutgangen til jord er 12 V (dersom det er flere slike strekninger, spiller det ingen rolle hvilken man betrakter ettersom spenningen er den samme over alle grener i en parallellkobling). At spenningen i et punkt ligger «over» spenningen i et annet, er å forstå som at det første punktets spenningspotensial i forhold til jord er større enn det andres. I denne rapporten bruker vi om hverandre uttryksmåter som «basespenningen» (baseutgangens spenningspotensial i forhold til jord, dvs. spenningen over strekningen fra basen til jord), «base–emitter-spenningen» (spenningen over strekningen fra basen til emitteren, eller *mer presist*, baseutgangens spenningspotensial i forhold til jord minus emitterutgangens spenningspotensial i forhold til jord) og «spenningsfallet over motstanden» (spenningen over motstanden, dvs. mellom motstandens to terminaler).

For eksempel: Hvis kretsen inneholder DC-kildene V_+ og V_- og AC-kilden v_{\sim} (og ingen strømkilder), kan spenningspotensialet i punktet P , v_P , uttrykkes som

$$v_P = v'_P(V_+) + v''_P(V_-) + v'''_P(v_{\sim})$$

hvor $v'_P(V_+)$ er spenningspotensialet i P når V_- og v_{\sim} erstattes med kortslutninger, $v''_P(V_-)$ er spenningspotensialet i P når V_+ og v_{\sim} erstattes med kortslutninger, osv.* La oss gruppere enkeltbidragene i DC- og AC-bidrag:

$$\begin{aligned} v_P &= \underbrace{v'_P(V_+) + v''_P(V_-)}_{\text{DC}} + \underbrace{v'''_P(v_{\sim})}_{\text{AC}} \\ &= V_{PQ} + v_p \end{aligned}$$

hvor $V_{PQ} = v'_P(V_+) + v''_P(V_-)$ og $v_p = v'''_P(v_{\sim})$. Vi kan nå innføre følgende terminologi: V_{PQ} er *arbeidspunktet* til v_P , og v_p er *småsignalet* til v_P . Arbeidspunktet er DC-delen av v_P , som AC-delen – småsignalet – varierer rundt.

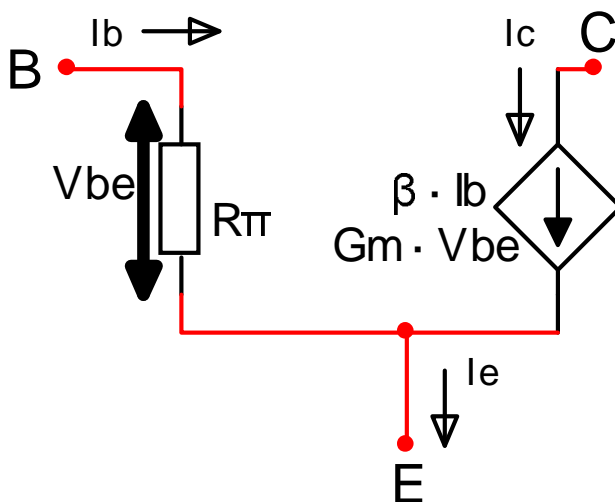
Siden superposisjonsprinsippet gjelder for strømmer så vel som spenninger, kan alle strømmer og spenninger i kretsen deles opp i en arbeidspunktsdel og en småsignalsdel.

Småsignalmodeller

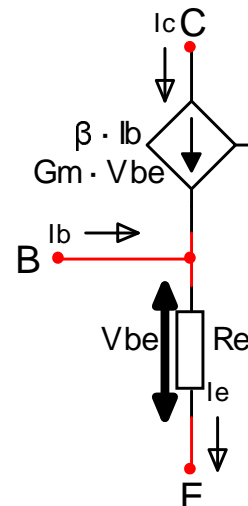
Superposisjonsprinsippet gjør det mulig å betrakte kretsens DC- og AC-egenskaper hver for seg. Ved å fjerne alle konstantkildene, men beholde signalkilden, får man et *småsignalskjema*, som gjør det mulig å analysere og beregne forsterkerens signalegenskaper, f.eks. signalforsterkningen.

Slike analyser *modellerer* transistorernes småsignalegenskaper. De to mest brukte småsignalmodellene er den *forenklede hybride π -modellen* og *T-modellen*. Disse modellene inneholder en styrt strømkilde som tilsvarer strømforsterkningen (β), samt en inngangsmotstand enten på basen (r_{π}) eller emitteren (r_e).

* Det er vanlig å bare skrive v'_P , v''_P , osv. Her anfører vi spenningskilden i parentes for å gjøre notasjonen tydeligere.



Forenklet hybrid π -modell (NPN-transistor).



T-modell (NPN-transistor).

Modellenes parametre avhenger av transistorens parametre. β er her transistorens *småsignal*-strømforsterkning, altså forholdet mellom *småsignal*-kollektorstrømmen og *småsignal*-basestrømmen ($\beta = i_c/i_b$). Den er ofte oppgitt i databladet som h_{fe} (hvis den ikke er oppgitt, kan den tilnærmes med DC-forsterkningen h_{FE}).

r_π , brukt i den hybride π -modellen, er inngangsmotstanden til base-emitter-overgangen *sett fra basen*. Den er definert som *småsignal*-base-emitter-spenningen delt på *småsignal*-basestrømmen:

$$r_\pi = \frac{v_{be}}{i_b}$$

For å finne r_π er det vanlig å gå veien om *transkonduktansen*, g_m , som er forholdet mellom *småsignal*-kollektorstrømmen og *småsignal*-base-emitter-spenningen:

$$g_m = \frac{i_c}{v_{be}} = \frac{I_{CQ}}{nV_T} = \frac{I_{CQ}}{V_T} \quad \text{dersom } n = 1$$

der $n = 1-2$ (ofte settes $n = 1$ slik at den kan sløyfes) og $V_T = 25$ mV ved en omgivelsestemperatur på 25 °C. Dersom transistoren er i det aktive området, er forholdet nesten konstant, og transkonduktansen kan forstås som *stigningsgraden* til i_C-v_{BE} -kurven i *arbeidspunktet*:

$$g_m \approx \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{i_C=I_{CQ}}$$

Ettersom $i_c = g_m v_{be}$, er basestrømmen gitt ved $i_b = i_c / \beta = g_m v_{be} / \beta$, og vi får for r_π :

$$r_\pi = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{v_{be}}{g_m v_{be} / \beta} = \frac{\beta}{g_m}$$

Tilsvarende er r_e , brukt i T-modellen, inngangsmotstanden til base-emitter-overgangen sett fra emitteren:

$$r_e = \frac{v_{be}}{i_e}$$

Ettersom $i_e = i_b + i_c$ og $i_c = \beta i_b$, er $i_e = (\beta + 1) i_b$. Det gir for r_e :

$$r_e = \frac{v_{be}}{(\beta + 1) i_b} = \frac{v_{be}}{(\beta + 1) g_m v_{be} / \beta} = \frac{\beta}{(\beta + 1) g_m} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m} = \frac{V_T}{I_{CQ}}$$

der α er forholdet mellom emitterstrømmen og kollektorstrømmen ($i_c = \alpha i_e$) og er tilnærmet lik 1. Da $v_{be} = i_b r_\pi = i_e r_e$, finnes følgende sammenheng mellom r_π og r_e :

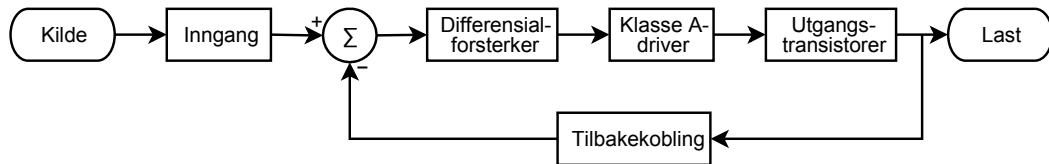
$$r_\pi = (\beta + 1) r_e$$

Råforsterkning og tilbakekobling

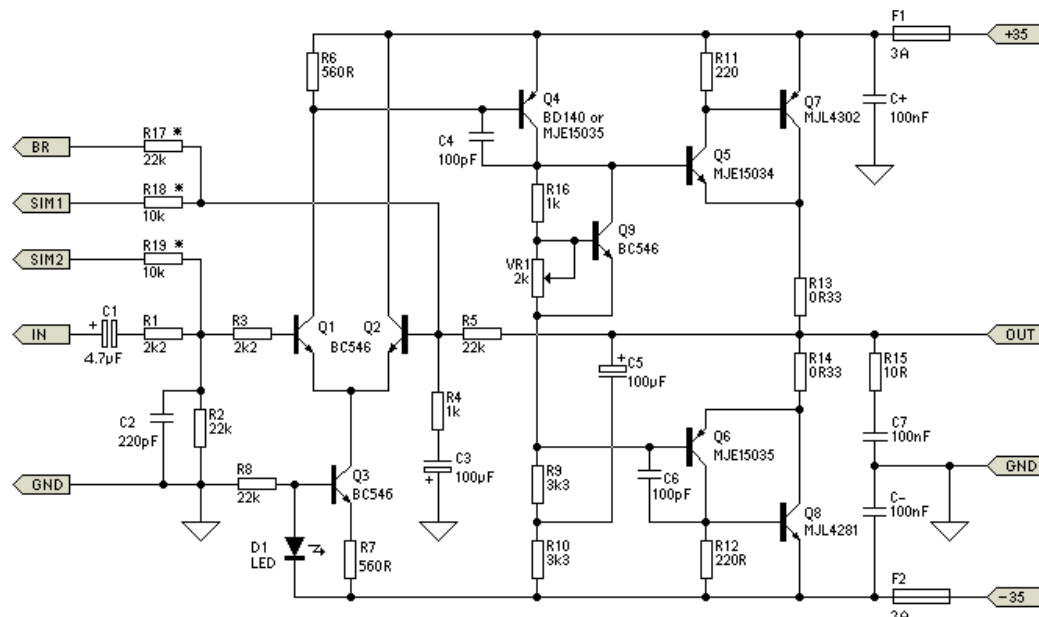
En klasse AB-forsterker kombinerer egenskapene til en klasse A-forsterker og en klasse B-forsterker. For *små* inngangssignaler (lav musikk) fungerer forsterkeren som en klasse A-forsterker, og utgangstransistorene er i det aktive området. For *store* signaler (høy musikk) fungerer forsterkeren som en klasse B-forsterker, og utgangstransistorene bytter på å forsterke henholdsvis positive halvperioder og negative halvperioder (for et sinussignal). Når forsterkeren fungerer som en klasse B-forsterker, påtrykkes utgangstransistorene spenninger langt utover det aktive området. Forsterkningen blir dermed ikke lineær, ettersom transistorene bare er i det aktive området for *små* strømmer og spenninger.

For å oppnå en kraftig forsterkning som også er lineær, anvendes *negativ tilbakekobling*: Det ulineært forsterkede signalet fra utgangstransistorene sendes tilbake inn på en *differensialforsterker ved inngangen* (utgjøres av transistorene Q_1 og Q_2). I dette oppsettet *tvinges de to inngangssignalene til å være så like hverandre som mulig*, noe som har en fordelaktig effekt på det ulineært forsterkede signalet.

Med andre ord gjør den negative tilbakekoblingen den ulineære forsterkningen *mindre*. Differensialforsterkeren sammenligner det «lineære» inngangssignalet med det «ulineære» forsterkningssignalet og gir utgangstransistorene det signalet de trenger for å *summa summarum* produsere en nær lineær forsterkning.



For å finne forsterkningen med tilbakekobling må vi først finne forsterkningen *uten* tilbakekobling, dvs. råforsterkningen. Det betyr å følge signalets bane gjennom kretsen og, for hvert trinn i forsterkeren, beregne forsterkningen.* Den totale råforsterkningen er dermed gitt som produktet av alle enkelttrinnforsterkningene. Fordi vi får behov for å beregne utgangslasten til hvert trinn, går vi gjennom kretsen *baklengs* – fra utgangssignalet til inngangssignalet – slik at vi kan uttrykke utgangslasten til tidligere trinn med utgangspunkt i inngangsimpedansen til senere trinn.



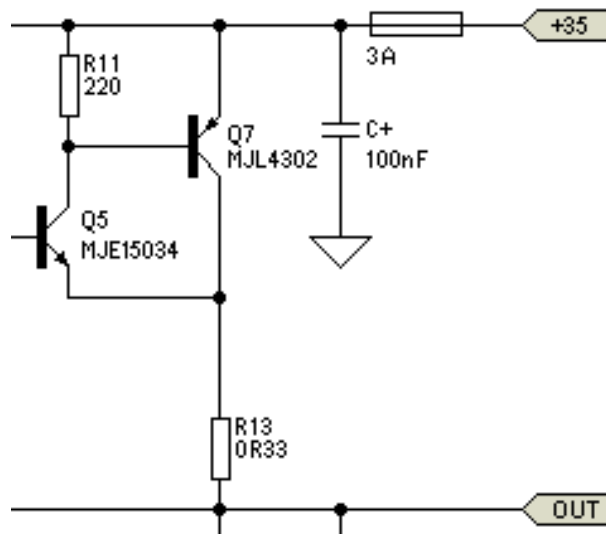
Det opprinnelige kretsskjemaet for forsterken, etter Rod Elliot.

Komponenter markert med * er utelatt fra kretskortet.

* Her bruker vi ordet «forsterkning» i en noe utvidet betydning, dvs. som en multiplikator som godt kan være under 1. En verdi på f.eks. 0,8, som effektivt vil *forminske* signalet snarere enn forsterke det i den ordinære betydningen, betraktes altså også som en «forsterkning».

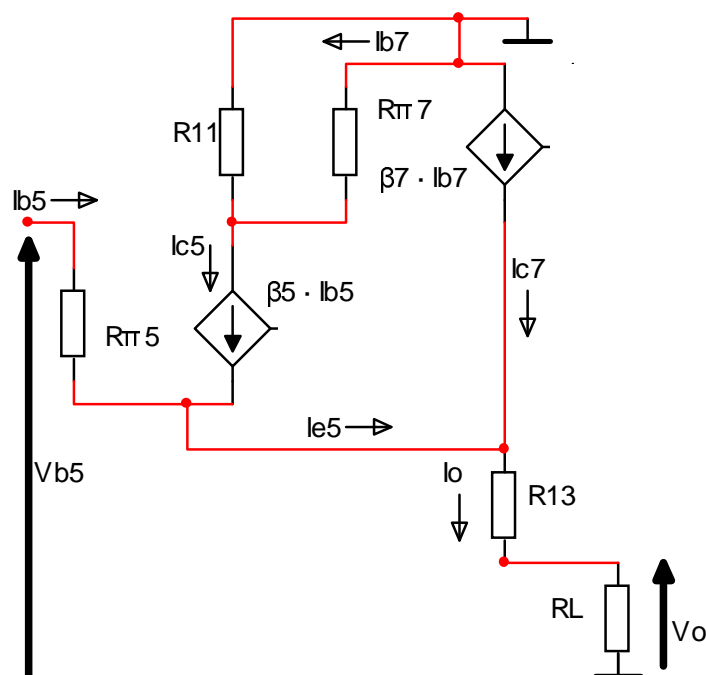
Utgangstransistorene

Forsterkeren har to store utgangstransistorer, Q_7 og Q_8 , som forsterker henholdsvis positive og negative halvperioder av signalet når den fungerer som en klasse B-forsterker, som vi i denne analysen vil betrakte den som. Vi vil derfor begrense oss til å se på Q_7 , som er koblet sammen med Q_5 i en såkalt *Sziklai-kobling*. Denne koblingen gjør det mulig å betrakte Q_7 og Q_5 som én stor transistor med strømforsterkning lik produktet av strømforsterkningene til Q_7 og Q_5 (noe som vil vises under), og det er dermed rimelig å regne også Q_5 som en del av dette trinnet.



Strømmen avhenger av utgangslasten (dvs. impedansverdien til høyttaleren), som vi kaller R_L , og som typisk er på $8\ \Omega$. Verdien er imidlertid ikke relevant før vi har foretatt en *arbeidspunktanalyse* av kretsen som gir oss den informasjonen vi trenger for numeriske utregninger. Inntil videre begrenser vi oss til *småsignalanalyser*, som gir oss symbolske uttrykk for enkelttrinnforsterkningene. De numeriske verdiene fyller vi inn siden.

For å analysere Sziklai-koblingen av Q_5 og Q_7 bytter vi ut begge transistorene med forenklede hybride π -modeller. Vi får dermed to basemotstander, $r_{\pi 5}$ og $r_{\pi 7}$, og to styrte strømkilder med forsterkningsgrad β_5 og β_7 , henholdsvis. Basestrømmen til Q_5 kaller vi i_{b5} , emitterstrømmen i_{e5} og kollektorstrømmen i_{c5} , mens basestrømmen til Q_7 kaller vi i_{b7} , osv. Dette navngivningssystemet følger vi konsekvent i hele analysen for å skille kretsens mange størrelser fra hverandre.



Vi tar utgangspunkt i i_{b5} , som vi betrakter som trinnets inngangsstrøm – og basespenningen til Q_5 , v_{b5} , er tilsvarende inngangsspenningen. Trinnets utgangsspenning er spenningen over R_L , v_o , som skapes av utgangsstrømmen i_o . Vi vil i analysen anta at den samme strømmen går gjennom R_{13} og R_L : Strømmen fra R_{13} går riktignok også til R_5 , R_{14} og R_{15} , men R_5 ses bort fra ettersom vi beregner forsterkningen *uten tilbak kobling*, R_{15} er koblet i serie med kondensatoren C_7 , som har veldig lav kapasitans og dermed høy reaktans for alle frekvenser unntatt de aller høyeste, og R_{14} går til utgangstransistoren Q_6 , som under analysens antagelser ikke er aktiv når Q_7 er aktiv og forsterkeren fungerer som en klasse B-forsterker.

Det første vi kan se er at i_{c5} er lik summen av i_{b7} og strømmen gjennom R_{11} , og da kan vi bruke strømdeleingsprinsippet for å finne i_{b7} uttrykt ved i_{c5} . Vi får

$$i_{b7} = \frac{R_{11}}{R_{11} + r_{\pi 7}} i_{c5} = \frac{R_{11}}{R_{11} + r_{\pi 7}} \beta_5 i_{b5}$$

der vi bruker strømforsterkningen til Q_5 , β_5 , for å uttrykke i_{c5} med i_{b5} . Tilsvarende er $i_{c7} = \beta_7 i_{b7}$, og vi har

$$i_{c7} = \frac{R_{11}}{R_{11} + r_{\pi 7}} \beta_5 \beta_7 i_{b5}$$

mens $i_{e5} = (\beta_5 + 1)i_{b5}$. Utgangsstrømmen, i_o , er nå gitt ved

$$\begin{aligned} i_o &= i_{e5} + i_{c7} \\ &= (\beta_5 + 1)i_{b5} + \frac{R_{11}}{R_{11} + r_{\pi 7}} \beta_5 \beta_7 i_{b5} \\ &= i_{b5} \underbrace{\left((\beta_5 + 1) + \frac{R_{11}}{R_{11} + r_{\pi 7}} \beta_5 \beta_7 \right)}_{\beta_{57}} \end{aligned}$$

der vi kan betrakte β_{57} (uttrykket i parentesene) som den totale forsterkningen til Sziklai-koblingen av Q_5 og Q_7 . Ved hjelp av noen avrundinger kan vi gjøre uttrykket for denne forsterkningen en hel del enklere:

$$\begin{aligned} \beta_{57} &= (\beta_5 + 1) + \frac{R_{11}}{R_{11} + r_{\pi 7}} \beta_5 \beta_7 = \frac{R_{11} \beta_5 \beta_7}{R_{11} + r_{\pi 7}} + \beta_5 + 1 \\ &= \frac{\beta_5 \beta_7}{1 + \frac{r_{\pi 7}}{R_{11}}} + \beta_5 + 1 \approx \beta_5 \beta_7 + \beta_5 + 1 \quad \text{ettersom } r_{\pi 7} \ll R_{11} \\ &\approx \beta_5 \beta_7 + \beta_5 = \beta_5 (\beta_7 + 1) \\ &\approx \beta_5 \beta_7 \end{aligned}$$

Her har vi bekreftet det vi sa om Sziklai-koblingen innledningsvis – at den totale strømforsterkningen er (tilnærmet) lik produktet av strømforsterkningene til Q_7 og Q_5 .

Utgangsspenningen er gitt ved $v_o = i_o R_L = i_{b5} \beta_{57} R_L$. Inngangsspenningen er lik summen av alle spenningsfallene fra basen til Q_5 til jord:

$$\begin{aligned} v_{b5} &= i_{b5} r_{\pi 5} + i_o R_{13} + i_o R_L \\ &= i_{b5} r_{\pi 5} + i_{b5} \beta_{57} (R_{13} + R_L) \\ &= i_{b5} \underbrace{(r_{\pi 5} + \beta_{57} (R_{13} + R_L))}_{R_{iu}} \end{aligned}$$

der innholdet i parentesene, R_{iu} , er *inngangsimpedansen* til trinnet. *Forsterkningen*, som vi kan kalle A_u , blir

$$A_u = \frac{v_o}{v_{b5}} = \frac{i_{b5} \beta_{57} R_L}{i_{b5} (r_{\pi 5} + \beta_{57} (R_{13} + R_L))} = \frac{\beta_{57} R_L}{r_{\pi 5} + \beta_{57} (R_{13} + R_L)}$$

Ettersom $\beta_{57} \approx \beta_5 \beta_7$ og $r_{\pi 5} \approx \beta_5 r_{e5}$, kan uttrykket avrundes og forenkles:

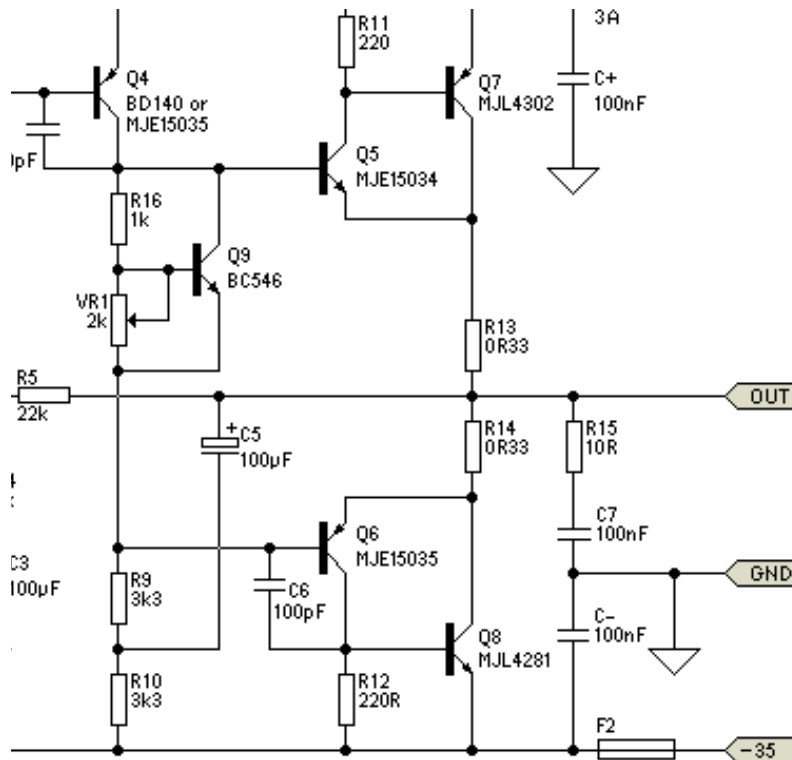
$$A_u \approx \frac{\beta_5 \beta_7 R_L}{\beta_5 r_{e5} + \beta_5 \beta_7 (R_{13} + R_L)} = \frac{\beta_5 \beta_7 R_L}{\beta_5 (r_{e5} + \beta_7 (R_{13} + R_L))} = \frac{\beta_7 R_L}{r_{e5} + \beta_7 (R_{13} + R_L)} \quad (1)$$

$$\approx \frac{\beta_7 R_L}{\beta_7 (R_{13} + R_L)} = \frac{R_L}{R_{13} + R_L}$$

Ettersom telleren er mindre enn nevneren, er $A_u < 1$.

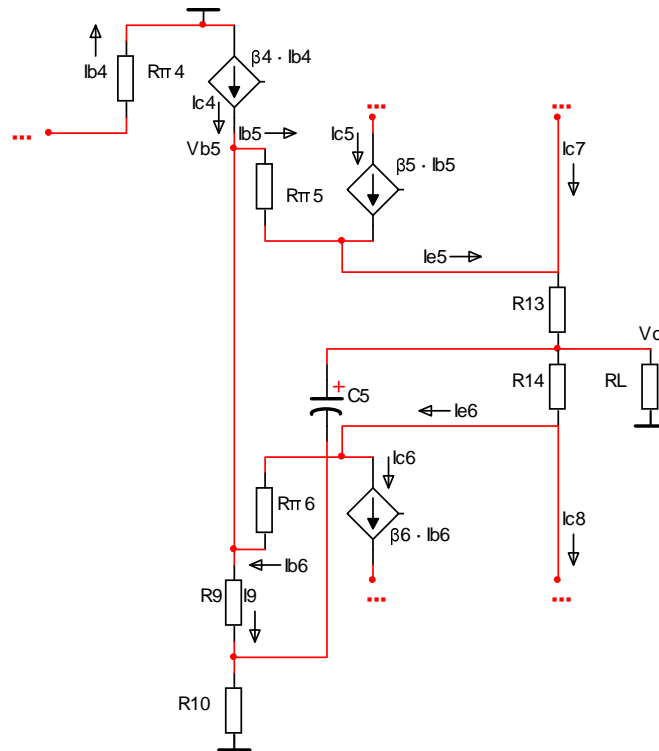
Klasse A-driveren

Av de foregående resultatene er to av avgjørende viktighet for analysen av klasse A-driveren (transistoren Q_4). Det ene er inngangsimpedansen til utgangstransistortrinnet, R_{iu} . Det andre er nevnte trinns forsterkning, A_u .

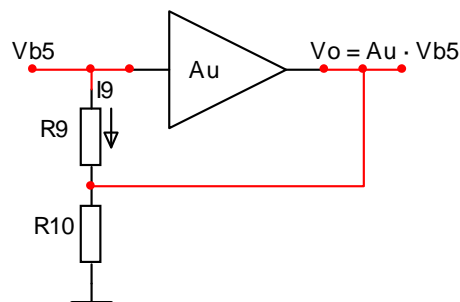


Q_4 er koblet til en v_{BE} -multiplikator som sørger for en konstant DC-spenning mellom Q_5 og Q_6 , og som utgjøres av transistoren Q_9 , motstanden R_{16} og potensiometeret VR_1 . Multiplikatoren kan erstattes med en konstant spenningskilde, som i småsignalskjemaet erstattes med en kortslutning. Således får vi kollektoren til Q_4 koblet til

en parallellkobling av Q_5 , Q_6 og *bootstrap*-motstanden R_9 . Vi ser bort fra kondensatoren C_4 , som er en koblingskondensator som fjerner «parasitt»-oscillasjoner.



Når vi skal finne utgangslasten til klasse A-driveren, er inngangsimpedansen til Q_5 (så vel som Q_6) gitt ved R_{iu} . Spenningsfallet over bootstrap-motstanden R_9 avhenger imidlertid av forsterkningen til utgangstransistorene, A_u : Spenningspotensialet i den *øvre* terminalen til R_9 er v_{b5} , mens spenningspotensialet i den *nedre* terminalen er v_o , som er gitt ved $v_o = A_u v_{b5}$. Spenningsfallet over motstanden er differansen mellom disse to potensialene, og vi får at $v_{R_9} = v_{b5} - v_o = v_{b5} - A_u v_{b5}$.



Skjematisk fremstilling av bootstrap-koblingen.

Vi kan nå finne *strømmen* gjennom R_9 -motstanden, som vi kaller i_9 . Den er gitt ved spenningsfallet delt på resistansen:

$$i_9 = \frac{v_{b5} - A_u v_{b5}}{R_9} = \frac{1 - A_u}{R_9} v_{b5}$$

Bootstrap-resistansen til R_9 , dvs. inngangsimpedansen til bootstrap-koblingen, er gitt ved spenningspotensialet ved inngangen (den øvre terminalen til R_9) delt på strømmen gjennom dette punktet. Vi kaller denne størrelsen for R'_9 og får

$$R'_9 = \frac{v_{b5}}{i_9} = \frac{v_{b5}}{v_{b5}(1 - A_u)/R_9} = \frac{R_9}{1 - A_u}$$

Vi vet at $A_u < 1$, og det betyr at $R'_9 > R_9$ (med en faktor på $\frac{1}{1-A_u}$). Så er også dette selve formålet med bootstrap-koblingen – å oppnå en «større» resistans AC-messig enn den rene motstandsverdien til R_9 . Dermed blir forsterkningen større.

Nå kan vi finne utgangslasten til klasse A-driveren, R_{La} . Dersom forsterkeren fungerer som en klasse B-forsterker, får vi inngangsimpedansen til Q_5 (eller Q_6), R_{iu} , i parallell med inngangsimpedansen til bootstrap-koblingen, R'_9 :

$$R_{La} = R_{iu} \parallel R'_9 = \frac{R_{iu}R'_9}{R_{iu} + R'_9}$$

(Dersom forsterkeren fungerer som en klasse A-forsterker, er både Q_5 og Q_6 aktive, og vi får $R_{La} = R_{iu} \parallel R_{iu} \parallel R'_9 = \frac{1}{2}R_{iu} \parallel R'_9$.) Utgangsstrømmen, kollektorstrømmen til Q_4 , er tilnærmet lik i_9 ettersom basestrømmen til Q_5 er neglisjerbar. Utgangsspenningen, kollektorspenningen til Q_4 , er dermed gitt ved $v_{c4} = i_{c4}R_{La} \approx i_9R_{La}$.

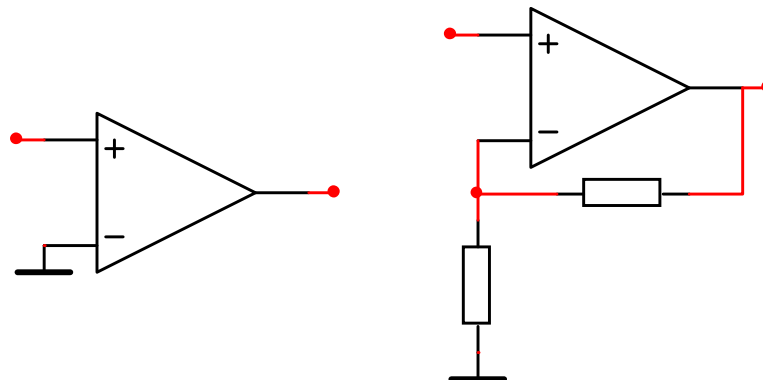
Ettersom det eneste som står mellom basen til Q_4 og jord er basemotstanden $r_{\pi 4}$ (som dermed er inngangsimpedansen), er inngangsspenningen, v_{b4} , gitt ved

$$v_{b4} = i_{b4}r_{\pi 4}$$

Forsterkningen, som vi kan kalle A_a , blir

$$A_a = \frac{v_{c4}}{v_{b4}} = \frac{\beta_4 i_{b4} R_{La}}{i_{b4} r_{\pi 4}} = \frac{\beta_4 R_{La}}{r_{\pi 4}} \quad (2)$$

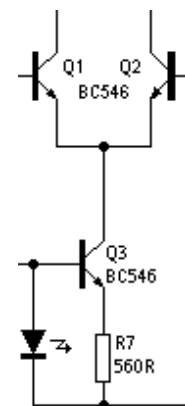
Differensialforsterkeren



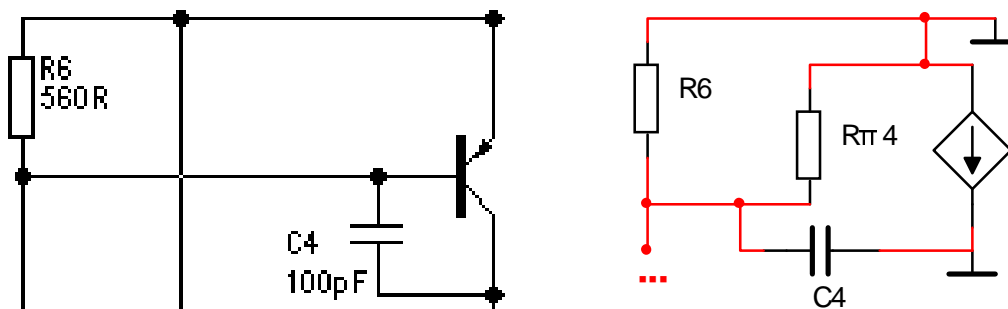
Differensialforsterkeren konseptualisert som en operasjonsforsterker.
Til venstre: med den ene inngangen jordet. *Til høyre:* med negativ tilbakekobling.

Differensialforsterkeren på inngangen realiseres av et såkalt *long-tailed pair* som utgjøres av de identiske transistorene Q_1 og Q_2 . Transistoren Q_3 , som dette er koblet videre til, utgjør sammen med lysdioden, D_1 , en *strømkilde*. I et småsignalskjema erstattes strømkilder med brudd, og dermed kan vi eliminere Q_3 fra analysen.

Basen til Q_1 er differensialforsterkerens ene inngang. *Basen til Q_2* er dens andre inngang. *Kollektoren til Q_1* er utgangen.* For å finne *differensialforsterkningen uten tilbakekobling* kobler vi basen til Q_2 til jord, og bytter så ut Q_1 og Q_2 med T-modeller.



*En differensialforsterker har vanligvis *to* utganger s.a. utgangsspenningen er gitt ved differansen mellom spenningspotensialene. Her er imidlertid kollektoren til Q_2 jordet, så utgangsspenningen kan sies å utgjøres av spenningspotensialet til kollektoren til Q_1 alene.



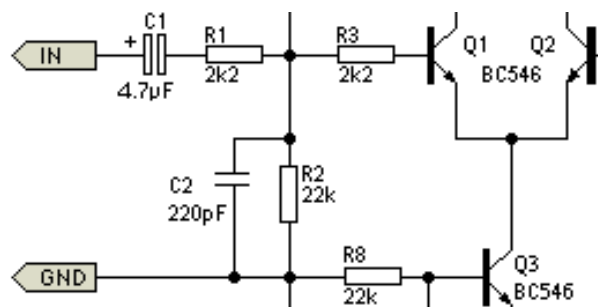
Skjemaet viser at vi også får kondensatoren C_4 i parallell med $r_{\pi 4}$. Men vi ser bort fra C_4 og betrakter parallellkoblingen av R_6 og $r_{\pi 4}$, som vi kaller R'_6 (dvs. $R'_6 = R_6 \parallel r_{\pi 4}$). Denne går til jord, og kollektorspenningen er dermed gitt ved

$$v_{c1} = i_{c1} R'_6 \approx i_{e1} R'_6 = v_{b1} \frac{R'_6}{2r_{e1}}$$

Nå er v_{b1} inngangsspenningen til differensialforsterkeren, og v_{c1} er utgangsspenningen. *Forsterkningen* til differensialforsterkeren, som vi kan kalle A_d , blir da

$$A_d = \frac{v_{c1}}{v_{b1}} = \frac{R'_6}{2r_{e1}} \quad (3)$$

Inngangen



Mellom differensialforsterkeren og inngangen er det plassert noen kondensatorer og motstander som filtrerer bort DC-spenning og støy, samt sørger for korrekte inngangsstrømmer og -spenninger. Vi ser bort fra kondensatorene, men er interessert i å finne spenningsforsterkningen. Først finner vi utgangsspenningen, v_{b1} , som er sum-

men av alle spenningsfallene fra basen til Q_1 og jord:

$$v_{b1} = i_{e1}(r_{e1} + r_{e2}) = (\beta_1 + 1)i_{b1}(r_{e1} + r_{e2}) \approx i_{b1} \underbrace{(2\beta_1 r_{e1})}_{R_{Li}}$$

Her er kollektoren til Q_2 fortsatt koblet til jord. i_{b1} er trinnets utgangsstrøm, mens R_{Li} er utgangslasten, som kan betraktes som i serie med R_3 . La $R_p = R_2 \parallel (R_3 + R_{Li})$. Spenningsdelingsprinsippet gir følgende sammenheng mellom inngangsspenningen, v_i , og spenningen over parallellkoblingen, v_p :

$$v_p = v_i \frac{R_p}{R_1 + R_p}$$

Ettersom v_p er spenningen over seriekoblingen av R_3 og R_{Li} , er også utgangsspennin-gen gitt ved spenningsdeling:

$$v_{b1} = v_p \frac{R_{Li}}{R_3 + R_{Li}}$$

De to uttrykkene kan settes sammen til ett stort uttrykk. Forsterkningen, som vi kan kalle A_i , blir dermed

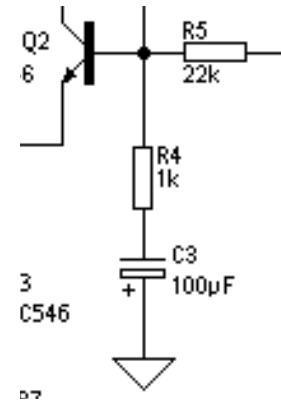
$$A_i = \frac{R_p}{R_1 + R_p} \cdot \frac{R_{Li}}{R_3 + R_{Li}} \quad (4)$$

der $R_p = R_2(R_3 + R_{Li}) / (R_2 + R_3 + R_{Li})$.

Tilbakekoblingen

Selve tilbakekoblingen er en enkel spenningsdeler inn på basen til Q_2 (kondensatoren C_3 ignoreres). Vi går fra høyre til venstre, slik at inngangsspenningen til tilbakekoblingen er *utgangsspenningen* til forsterkeren, v_o , mens utgangsspenningen til tilbakekoblingen er basespenningen til Q_2 , v_{b2} . Basestrømmen er neglisjerbar, og spenningsdeleren gir følgende sammenheng mellom spenningene:

$$v_o \frac{R_4}{R_4 + R_5} = v_{b2}$$



Tilbakekoblingsfaktoren, som vi kaller β , blir dermed

$$\beta = \frac{v_{b2}}{v_o} = \frac{R_4}{R_4 + R_5} \quad (5)$$

Arbeidspunktanalyse

For å bestemme kretsens *DC*-egenskaper tar vi utgangspunkt i *hvilestrømmen* gjennom motstandene R_{13} og R_{14} . Den stilles inn med potensiometeret VR_1 og bør ifølge Rod Elliot ligge på ca. 75 mA, som svarer til 50 mV over R_{13} og R_{14} (se s. 55).

Vi kaller denne strømmen I_Q (for *quiescent current*). (Ettersom spenningen over base-emitter-overgangen til Q_5 og Q_7 er ca. 0,7 V – et «diodedropp» – når transistorene er i det aktive området, er spenningen over v_{BE} -multiplikatoren gitt ved $2 \cdot 0,7 \text{ V} + 50 \text{ mV} = 1,45 \text{ V}$.)

Da kollektoren til Q_7 leverer brorparten av hvilestrømmen fra +35 V til jord (utgangen er DC-jord, ettersom den bare leverer signalspenning), og kollektoren til Q_8 leverer brorparten fra jord til –35 V, er

$$I_{C7Q} = I_{C8Q} = I_Q = 75 \text{ mA}$$

Dersom Q_7 er av typen MJL1302A, er strømforsterkningen $\beta_7 = 100$. Ettersom kollektorstrømmen til Q_5 er tilnærmet lik basestrømmen til Q_7 (strømmen gjennom R_{11} er

veldig liten), får vi at

$$I_{C5Q} = \frac{I_{C7Q}}{\beta_7} = \frac{75 \text{ mA}}{100} = 750 \text{ } \mu\text{A}$$

Q_5 er av typen BD139, og har for denne strømmen forsterkning $\beta_5 = 25$. Dens småsignal-motstander blir

$$r_{e5} = \frac{V_T}{I_{C5Q}} = \frac{25 \text{ mV}}{750 \text{ } \mu\text{A}} = 33,3 \text{ } \Omega$$

$$r_{\pi 5} = (\beta_5 + 1)r_{e5} = (25 + 1) \cdot 33,3 \text{ } \Omega = 866 \text{ } \Omega$$

Av ligning (1) blir utgangstransistorenes forsterkning dermed:

$$A_u = \frac{\beta_7 R_L}{r_{e5} + \beta_7(R_{13} + R_L)} = \frac{100 \cdot 8 \text{ } \Omega}{33,3 \text{ } \Omega + 100 \cdot (0,33 \text{ } \Omega + 8 \text{ } \Omega)} = 0,92$$

som er tilnærmet lik $R_L/(R_{13} + R_L) = 8 \text{ } \Omega/(0,33 \text{ } \Omega + 8 \text{ } \Omega) = 0,96$.

For å beregne forsterkningen til klasse A-driveren, A_a , må vi først finne kollektorlasten til Q_4 , R_{La} . Den er gitt ved parallellkoblingen av R_{iu} og R'_9 , der

$$R_{iu} = r_{\pi 5} + \beta_{57}(R_{13} + R_L)$$

$$= 866 \text{ } \Omega + 25 \cdot 100 \cdot (0,33 \text{ } \Omega + 8 \text{ } \Omega) \quad \text{der } \beta_{57} \approx \beta_5 \beta_7$$

$$= 21,7 \text{ k}\Omega$$

og

$$R'_9 = \frac{R_9}{1 - A_u} = \frac{3,3 \text{ k}\Omega}{1 - 0,92} = 41,3 \text{ k}\Omega$$

R_{La} blir dermed

$$R_{La} = R_{iu} \parallel R'_9 = \frac{R_{iu} R'_9}{R_{iu} + R'_9} = \frac{21,7 \text{ k}\Omega \cdot 41,3 \text{ k}\Omega}{21,7 \text{ k}\Omega + 41,3 \text{ k}\Omega} = 14,2 \text{ k}\Omega$$

Videre må vi finne kollektorstrømmen til Q_4 , som er omtrent den samme strømmen som går gjennom R_9 og R_{10} . Spenningspotensialet i den nedre terminalen til R_{10} er -35 V , mens potensialet i den øvre terminalen til R_9 er $-I_Q R_{14} - V_{BE6} = -25 \text{ mV} -$

0,7 V = -0,73 V. Strømmen blir dermed

$$I_{C4Q} = \frac{-0,73 \text{ V} - (-35 \text{ V})}{R_9 + R_{10}} = \frac{34,27 \text{ V}}{3,3 \text{ k}\Omega + 3,3 \text{ k}\Omega} = 5,19 \text{ mA}$$

Q_4 er av typen BD140, som for denne strømmen har forsterkning $\beta_4 = 140$. Dens småsignal-basemotstand blir

$$r_{\pi 4} = (\beta_4 + 1) \frac{V_T}{I_{C4Q}} = (140 + 1) \frac{25 \text{ mV}}{5,19 \text{ mA}} = 680 \Omega$$

Av (2) blir klasse A-driverens forsterkning dermed:

$$A_a = \frac{\beta_4 R_{La}}{r_{\pi 4}} = \frac{140 \cdot 14,2 \text{ k}\Omega}{680 \Omega} = 2924$$

For å beregne forsterkningen til differensialforsterkeren, A_d , må vi finne kollektorstrømmen til Q_1 . Den går gjennom motstanden R_6 , som er koblet over base-emitterovergangen til Q_4 . Vi kan dermed anta at spenningsfallet over motstanden er om lag 0,7 V, hvilket gir

$$I_{C1Q} = \frac{V_{EB4}}{R_6} = \frac{0,7 \text{ V}}{560 \Omega} = 1,25 \text{ mA}$$

Q_1 , som er av typen BC546, har strømforsterkning $\beta_1 = 200$ for denne kollektorstrømmen. Småsignal-emittermotstanden blir

$$r_{e1} = \frac{V_T}{I_{C1Q}} = \frac{25 \text{ mV}}{1,25 \text{ mA}} = 20 \Omega$$

Videre trenger vi R'_6 , som er parallellkoblingen av R_6 og $r_{\pi 4}$:

$$R'_6 = R_6 \parallel r_{\pi 4} = \frac{R_6 r_{\pi 4}}{R_6 + r_{\pi 4}} = \frac{560 \Omega \cdot 680 \Omega}{560 \Omega + 680 \Omega} = 307 \Omega$$

Av (3) blir differensialforsterkerens forsterkning dermed:

$$A_d = \frac{R'_6}{2r_{e1}} = \frac{307 \Omega}{2 \cdot 20 \Omega} = 7,7$$

For å beregne forsterkningen til inngangen, A_i , må vi finne utgangslasten til trinnet,

R_{Li} . Den er gitt ved

$$R_{Li} = 2\beta_1 r_{e1} = 2 \cdot 200 \cdot 20 \, \Omega = 8 \, \text{k}\Omega$$

Vi trenger også R_p , som er parallellkoblingen av R_2 og $R_3 + R_{Li}$:

$$R_p = R_2 \parallel (R_3 + R_{Li}) = \frac{R_2(R_3 + R_{Li})}{R_2 + R_3 + R_{Li}} = \frac{22 \, \text{k}\Omega \cdot (2,2 \, \text{k}\Omega + 8 \, \text{k}\Omega)}{22 \, \text{k}\Omega + 2,2 \, \text{k}\Omega + 8 \, \text{k}\Omega} = 7 \, \text{k}\Omega$$

Av (4) blir inngangens forsterkning dermed:

$$A_i = \frac{R_p}{R_1 + R_p} \cdot \frac{R_{Li}}{R_3 + R_{Li}} = \frac{7 \, \text{k}\Omega}{2,2 \, \text{k}\Omega + 7 \, \text{k}\Omega} \cdot \frac{8 \, \text{k}\Omega}{2,2 \, \text{k}\Omega + 8 \, \text{k}\Omega} = 0,6$$

Til slutt er tilbakekoblingsfaktoren, β , gitt av (5), og vi får

$$\beta = \frac{R_4}{R_4 + R_5} = \frac{1 \, \text{k}\Omega}{1 \, \text{k}\Omega + 22 \, \text{k}\Omega} = \frac{1}{23} = 0,043$$

Forsterkning

Nå kan vi beregne forsterkningen. Råforsterkningen fra differensialforsterkeren til utgangstransistorene er

$$A_o = A_d \cdot A_a \cdot A_u = 7,7 \cdot 2924 \cdot 0,92 = 20714$$

Forsterkningen når vi tar med tilbakekoblingen, men ser bort fra inngangen, er

$$A_f = \frac{A_o}{1 + \beta A_o} = \frac{20714}{1 + 0,043 \cdot 20714} = 23,2$$

Da råforsterkningen er stor, er $\beta A_o \gg 1$, og brøken kan rundes av til $A_o/\beta A_o$, som tilsvarer $1/\beta$. Ettersom utregningen for tilbakekoblingsfaktoren ga $\beta = \frac{1}{23}$, ser vi at dette stemmer bra med den nøyaktige utregningen av A_f .

Den totale forsterkningen fås nå ved å multiplisere med inngangsforsterkningen:

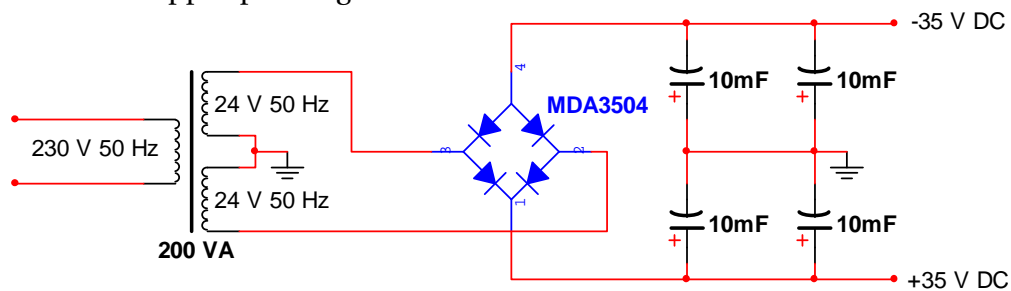
$$A = A_i \cdot A_f = 0,6 \cdot 23,2 = 14$$

I desibel tilsvarende dette

$$A_{\text{dB}} = 20 \lg 14 = 23 \text{ dB}$$

Strømforsyning

Strømmen kommer fra lysnettet og inn gjennom transformatoren. Den omgjør 230 V fra lysnettet til et spenningsnivå som passer for elektronikken. Den gir også et galvanisk skille mellom lysnettet og forsterkerkretsen. I vårt tilfelle bruker vi en ringkjerne- trafo. Fordelen med å bruke en ringkjernetrafo er at den gir liten lekkasjefluks, en viktig egenskap i en lydforsterker. Strømmen går så videre gjennom en likeretterbro. Der foregår omformingen fra AC til DC. Til slutt har vi fire 10 mF glattekondensatorer som reduserer rippelspanningen.



For å oppnå en effekt på $2 \times 60 \text{ W}$ i 8Ω trenger vi en spenningsforsyning på

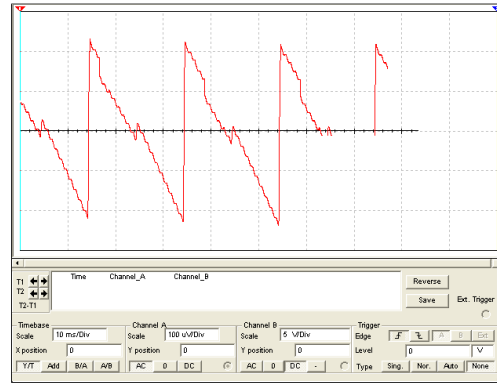
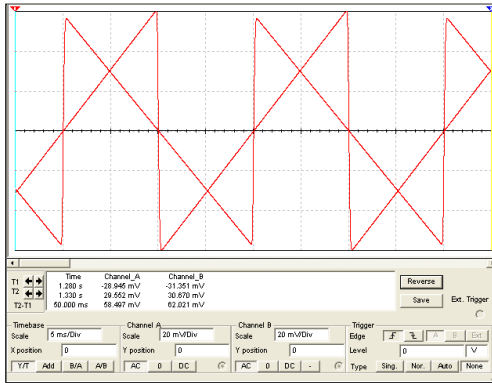
$$U_{\text{maks}} = \sqrt{2 \cdot P \cdot R_L} = \sqrt{2 \cdot 60 \text{ W} \cdot 8 \Omega} \approx 31 \text{ V}$$

U_{CC} blir da:

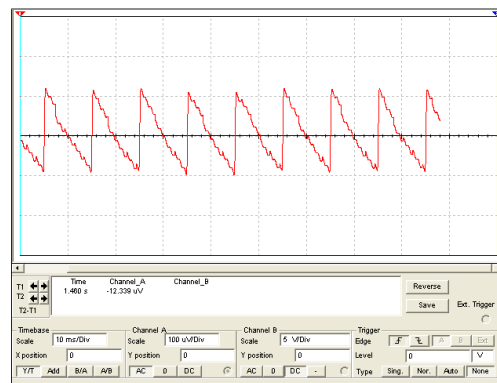
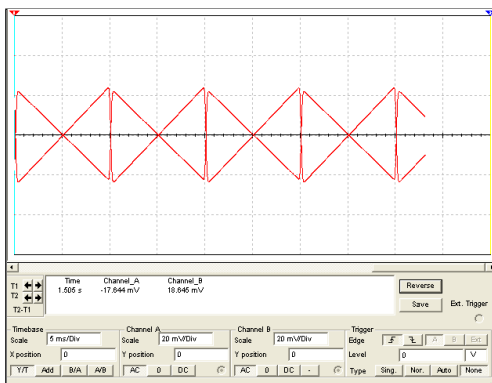
$$\begin{aligned} U_{CC} &= U_{\text{maks}} + U_{CE\text{sat}} + \text{sikkerhetsmargin} \\ &= 31 \text{ V} + 1 \text{ V} + 10 \% \approx 35 \text{ V} \end{aligned}$$

Dette oppnår vi med en trafospenning på

$$\frac{35 \text{ V}}{\sqrt{2}} \approx 24,7 \text{ V}$$



Skopbilder fra glattekondensatorene (*venstre*) og utgangen (*høyre*) med forsterkeren på tomgang og 29–0–24 V trafo.



Skopbilder fra glattekondensatorene (*venstre*) og utgangen (*høyre*) med forsterkeren på tomgang og 24–0–24 V trafo.

Maks strøm med en last på 8 Ω og 2 V tap:

$$I_{\text{maks}} = \frac{35 \text{ V} - 2 V_{U_{\text{CEsat}}}}{8 \Omega} = 4,125 \text{ A}$$

Vi trenger dermed en forsyning på

$$2 \cdot I_{\text{maks}} \cdot U_{\text{CC}} = 2 \cdot 4,125 \text{ A} \cdot 35 \text{ V} = 2 \cdot 144,4 \text{ VA} \approx 290 \text{ VA}$$

Vi ser at en trafo på 300 VA oppfyller kravet.

Vår trafo ytte over 600 VA, men siden den ikke hadde de rette spenningene (29–0–24 V), oppsto det en del problemer. Forsterkeren ville kanskje ha virket, men som man ser av figurene over, ble det simulert at dette ville føre til dobbelt så stor

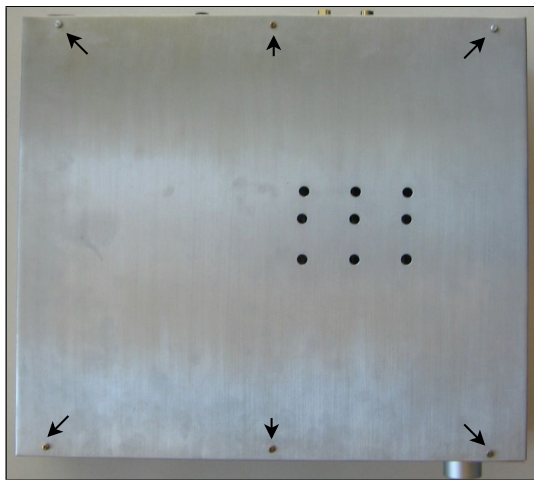
ripped. Etter mye om og men ble vi til slutt tilbudt en 200 VA 24–0–24 V trafo. Denne vil ikke ødelegge forsterkerens lydegenskaper annet enn ved maks belastning, som vil medføre spenningsfall og klipping.

$$I = \frac{200 \text{ VA}}{35 \text{ V}} = 5,714 \text{ A} = 2 \cdot 2,857 \text{ A}$$

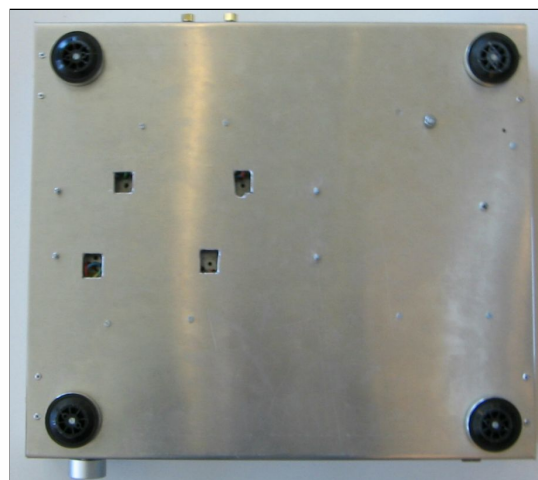
$$\begin{aligned} P &= 2 \cdot ((8 \, \Omega \cdot 2,857 \text{ A}) - 2 \cdot 1 \text{ V}_{\text{sat}}) \cdot 2,857 \text{ A} \\ &= 119,2 \text{ W} = 2 \cdot 59,6 \text{ W} \quad (8 \, \Omega) \end{aligned}$$

Konstruksjon

Kabinettet



Topp.



Bunn.



Front.



Bak.



Side.

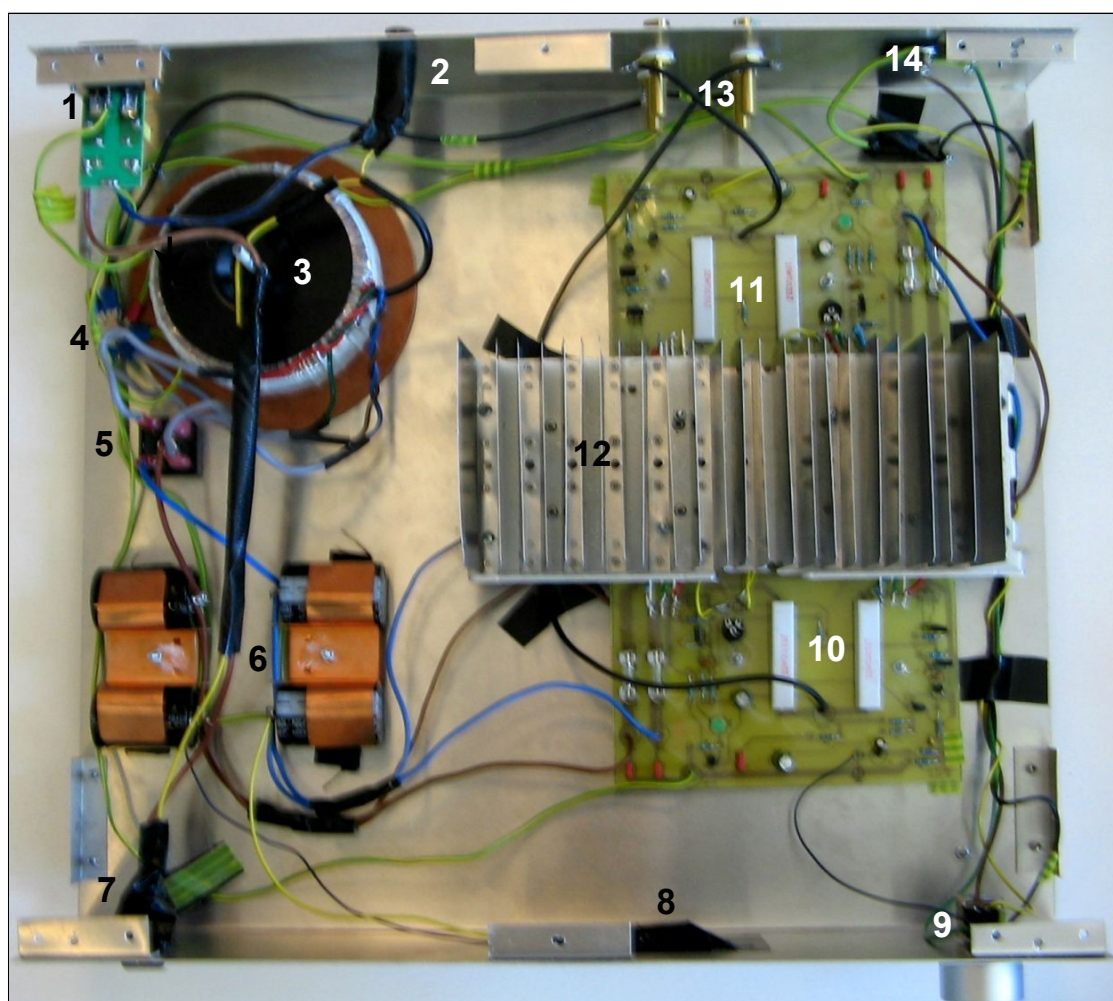


Perspektiv.

Selve kabinettet måler $46,1 \times 40 \times 10,2$ cm (bredde \times dybde \times høyde). Dersom ytre ekstremiteter som føtter og volumkontroll medregnes, måler forsterkeren om lag $46,1 \times 43,5 \times 11,7$ cm.

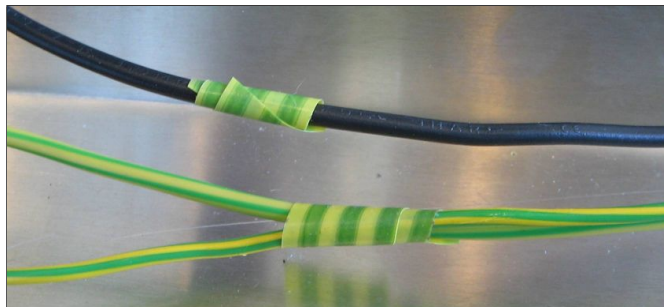
Kabinettsskruene er markert med piler: seks på oversiden, og to på hver side. For å åpne kabinettet, skru ut skruene og løft opp kabinettets øvre del. Sørg for at luftehullene ligger over kjøleribben når kabinettet skrues sammen igjen.

Innsiden



1. Strøminngang. 2. Hovedsikring. 3. Transformator. 4. Jordingspunkt (stjernejord). 5. Brolikeretter.
6. Glattefilter (fire glattekondensatorer). 7. Av/på-knapp. 8. Lysdiode.
9. Volumkontroll (potensiometer). 10. Venstre forsterkerkrets. 11. Høyre forsterkerkrets.
12. Kjøleribbe. 13. Utganger. 14. Innganger.

Ledninger

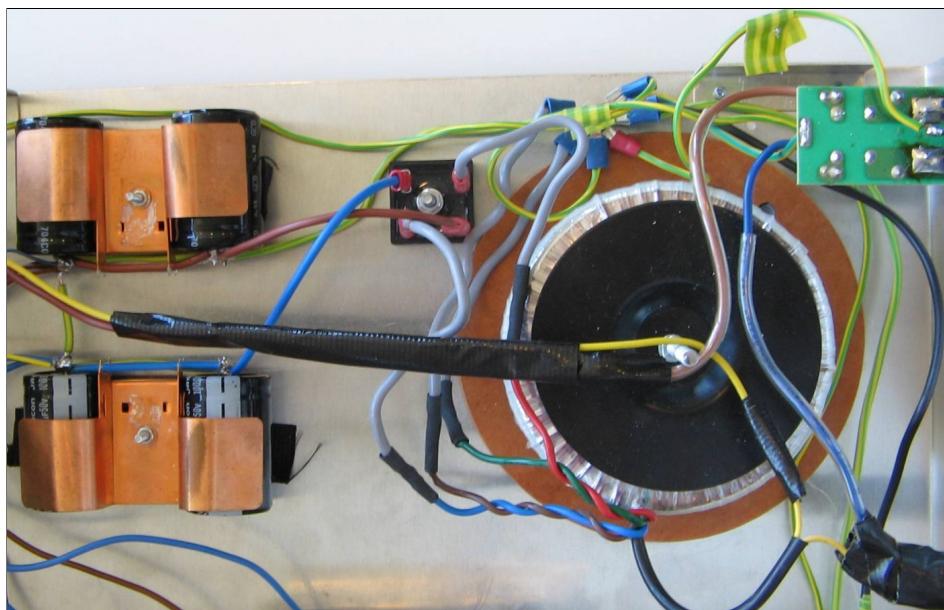


Gulgrønne ledninger går til jord. Ledninger merket med gulgrønn elektrisk tape er også jordledninger.

For å unngå støy har forsterkeren ett jordingspunkt – stjerne-jord. Det befinner seg i nærheten av transformatoren og kan demonteres ved å skru ut skruen som holder kablene sammen.



Strømforsyningen



Strømforsyningen omfatter en strøminngang, en hovedsikring, en transformator, en brolikeretter, et glattefilter og en av/på-knapp. (For et kretsskjema og teoretisk utdypning, se s. 39.)



Strøminngang.

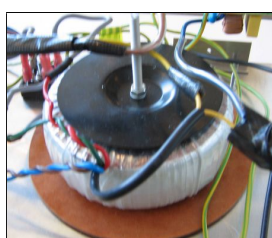


Hovedsikring.



Av/på-knapp.

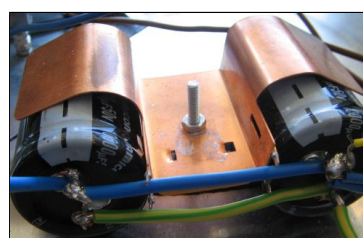
Strøminngangen er festet til kabinettet med to skruer fra utsiden. Den er koblet videre til hovedsikringen, som kan skiftes ut uten å åpne kabinettet. Av/på-knappen, som fungerer som et brudd når den er av og leder strøm når den er på, er ikke festet med skruer, men er klemmt på plass. Koblingspunktene er isolert med tape.



Transformator.



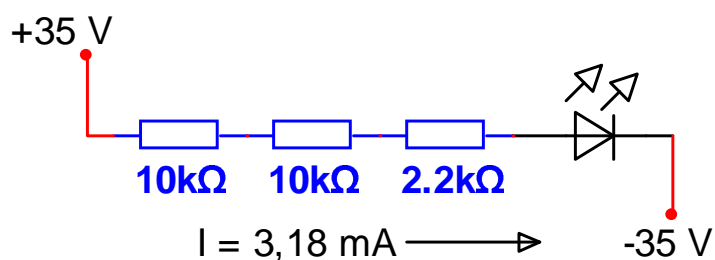
Brolikeretter.



Glattekondensatorer.

Strømmen går videre til transformatoren og derfra til brolikeretteren, som hver er festet til kabinettet med en skrue fra undersiden. Glattekondensatorene, som strømmen så går videre til, er festet parvis til kabinettet med en holder fra oversiden og en skrue fra undersiden.

Lysdiode



Dioden er koblet i serie med tre motstander for å gi riktig strøm.

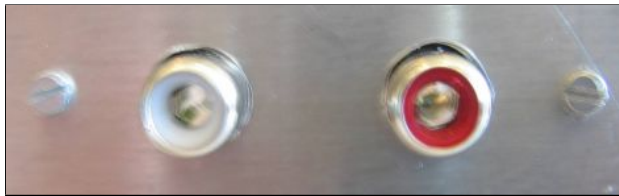
Som en visuell indikator er det koblet en rød lysdiode over påtrykksspenningene på +35 V og -35 V. Så lenge det er spenning i glattekondensatorene, vil dioden lyse, så den vil ikke umiddelbart slukne når forsterkeren slås av ettersom utladningen tar litt

tid. Det er imidlertid slett ikke noen ulempe med en pålitelig indikator på glattefilterets spenningsstatus (se under).

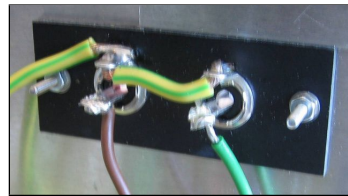


Venstre: Dioden forfra. Høyre: Diodekretsen er festet til kabinettet med tape.

Innganger og utganger

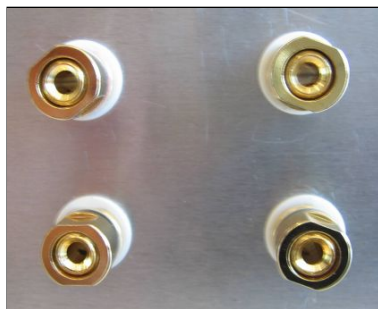


Inngangene utenfra.



Inngangene innenfra.

Inngangene er festet til kabinettet med to skruer utenfra. De har felles jord.



Utgangene utenfra.



Utgangene innenfra.

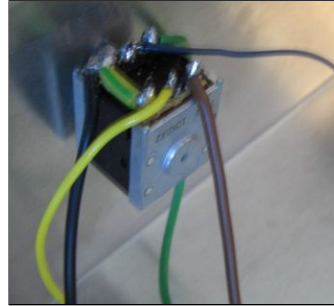
Utgangene har felles jord og er festet med mutter og plastskiver for å isolere dem fra kabinettet. **Det er ekstremt viktig å unngå at utgangene og kabinettet kortsluttes. En kortslutning vil resultere i en så stor strøm at utgangstransistorene står i fare for å brenne opp.** Her kan det være lurt å bruke den røde lysdioden som referanse – dersom det fortsatt er spenning igjen i glattekondensatorene, vil dioden lyse, og da

gjelder det å utøve den største forsiktighet ved bytting av høyttalerledningene. Fortrinnsvis bør man spille litt ekstra musikk etter å ha slått av forsterkeren slik at kondensatorene utlades skikkelig. (Automatisk utladning kan fås ved å koble en effektmotstand – en *glider* – over kondensatorene; høyttalerne kan vernes ved å montere et DC-vern på utgangstrinnet.)

Volumkontroll

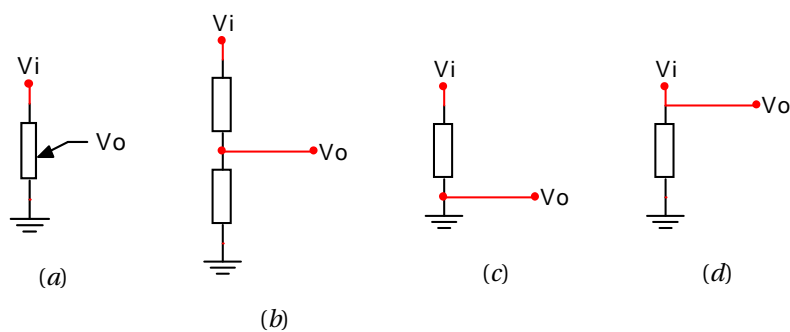


Volumkontrollen.



Volumpotensiometeret.

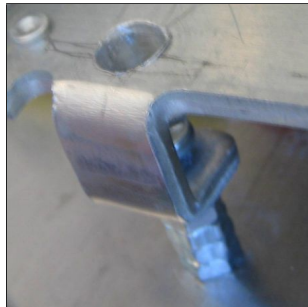
Før det når forsterkerkretsen går inngangssignalet gjennom volumkontrollen, som utgjøres av et dobbelt potensiometer – et for hver kanal. Potensiometerene fungerer som en variabel spenningsdeler som bestemmer hvor mye av inngangssignalet som skal sendes videre til forsterkerkretsen. Hvis inngangssignalet (v_i) og jord kan betraktes som ytterpunkter, er det utgangssignalet (v_o) sin «plassering» mellom dem som bestemmes ved å skru på volumkontrollen. Hvert potensiometer har tre terminaler: utgangssignalet tas ut fra den midterste, mens de to andre kobles til inngangssignalet og jord.



Et potensiometer (a) kan betraktes som en enkel spenningsdeler over to motstander (b).

Når volumet er null, er v_o lik jord (c). Når volumet er på fullt, er $v_o = v_i$ (d).

Kjøleribben



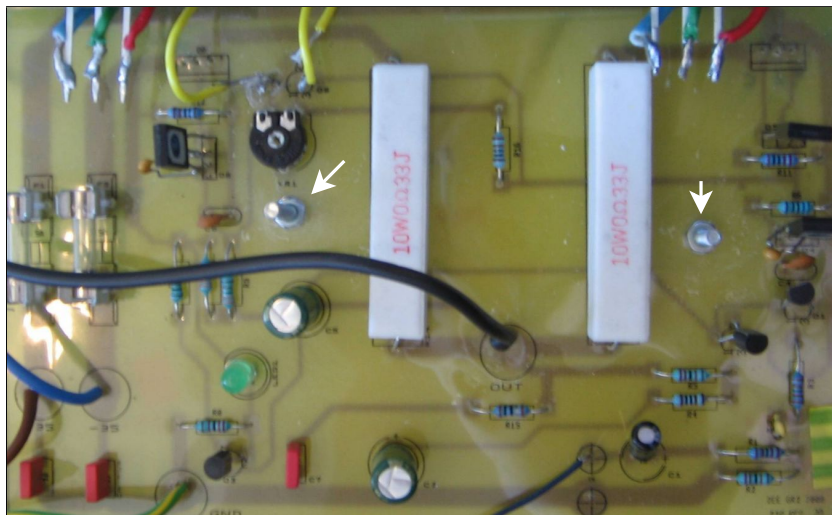
Kjøleribben er plassert mellom de to kretskortene og er festet til kabinettet med fire skruer fra oversiden. Hver skrue har fire muttere mellom kjøleribben og kabinettet for å gi riktig høyde over kretskortene. For enkel tilgang til skruene (ovenfra) er det boret hull i kjøleribben.

Utgangstransistorene er festet til kjøleribben med skruer fra undersiden. Disse kan nås gjennom hull i kabinettet.



Ikke løft opp kjøleribben uten å ha skrudd kretskortene fra kabinettet eller utgangstransistorene fra kjøleribben.

Kretskort

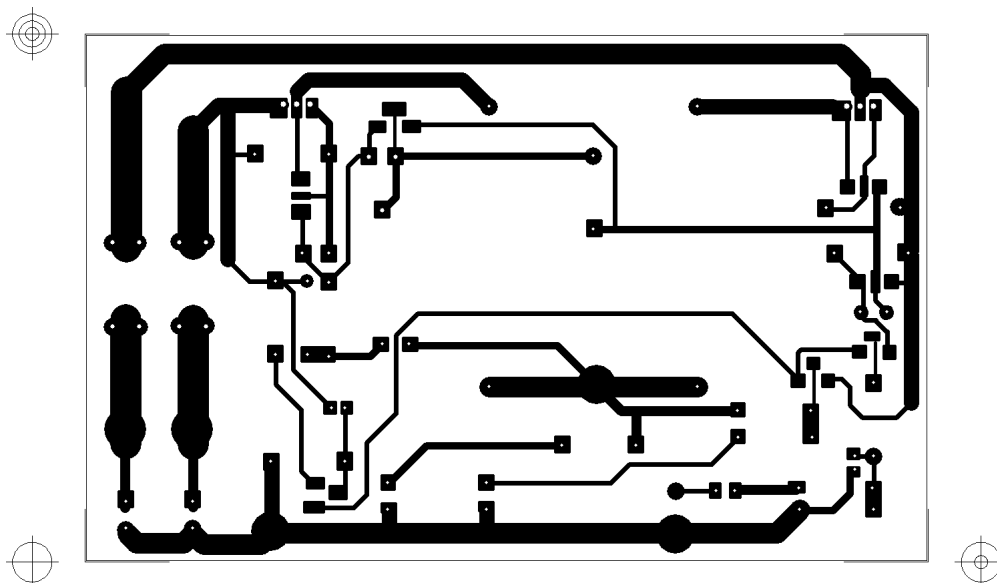


Hvert kretskort er festet til kabinettet med to skruer, her markert med piler.

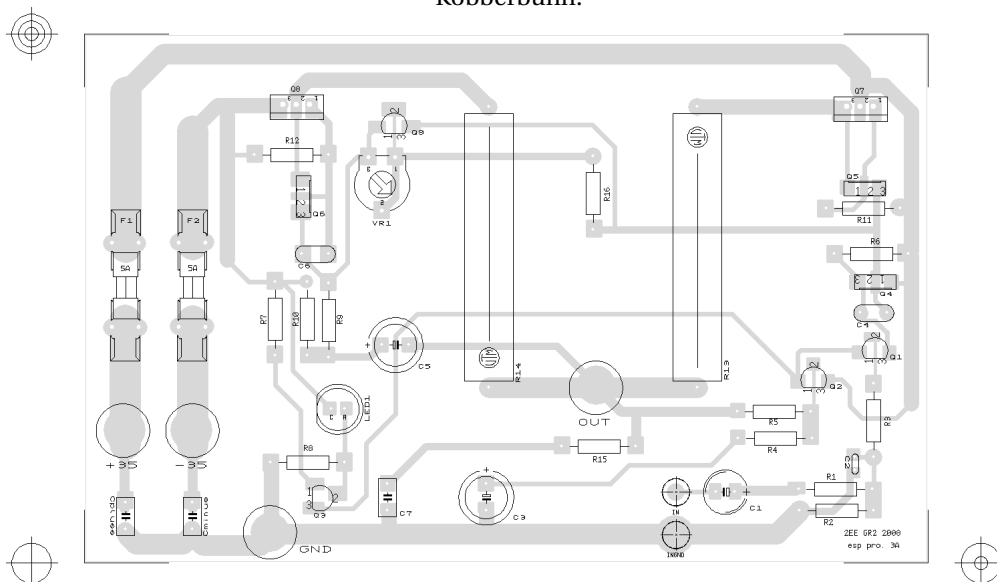
Forsterkeren inneholder to kretskort, et for hver lydkanal. Hvert kort måler 10×16 cm og er festet til kabinettet med to skruer fra undersiden. Hver skrue har to muttere mellom kortet og kabinettet for å gi kortene riktig høyde.

Kortene har kobberbaner kun på undersiden, mens komponentene er på oversiden. Til oversiden er det festet et plastoverlegg (transparent) som viser hvor komponentene skal stå («*silk screen*»).

Advarsel: Det er avvik mellom overlegget og komponentplasseringen. Ved reparasjon på kortet *må* man først lese denne teksten.



Kobberbunn.



«Silk screen». Kobberbanene er vist i grått.

Feil i «silk screen»

På grunn av noen feil gjort under konstrueringen av kretskortutlegget, kan ikke plast-overlegget stoles på hundre prosent. Skjønt det viser hvor de ulike komponentene skal stå, er ikke *monteringen* alltid korrekt. Vær oppmersom på følgende:

- **Elektrolyttkondensatorene** (C_1 , C_3 og C_5) skal stå *motsatt vei* – plussterminalen skal *ikke* kobles til «+» på overlegget. Riktig montering av f.eks. C_1 er altså med plussterminalen til «IN» og den andre til «+».
- **BC546-transistorene** (Q_1 , Q_2 , Q_3 og Q_9) har *byttet om på emitteren og kollektoren* (de ytterste benene; det midterste er basen). Monteringen blir altså motsatt vei av halvsirkelformen på overlegget (det er nødvendig å bøye benene på transistorene noe for å få dem til å treffe hullene). Pga. endringer beskrevet under er Q_9 koblet til kjøleribben via gule ledninger, men prinsippet er det samme.
- **Utgangstransistorene** (Q_7 og Q_8) er koblet til kjøleribben med ledninger med følgende *fargekode*: basen – rød, kollektoren – grønn, emitteren – blå. (På overlegget er emitteren og kollektoren til Q_7 byttet om – fargekoden tar høyde for dette.) *Bruk fargekoden for å beholde oversikten.*

Dersom det er tvil om hvordan komponentene skal monteres, så konsulter kretsskjemaet.

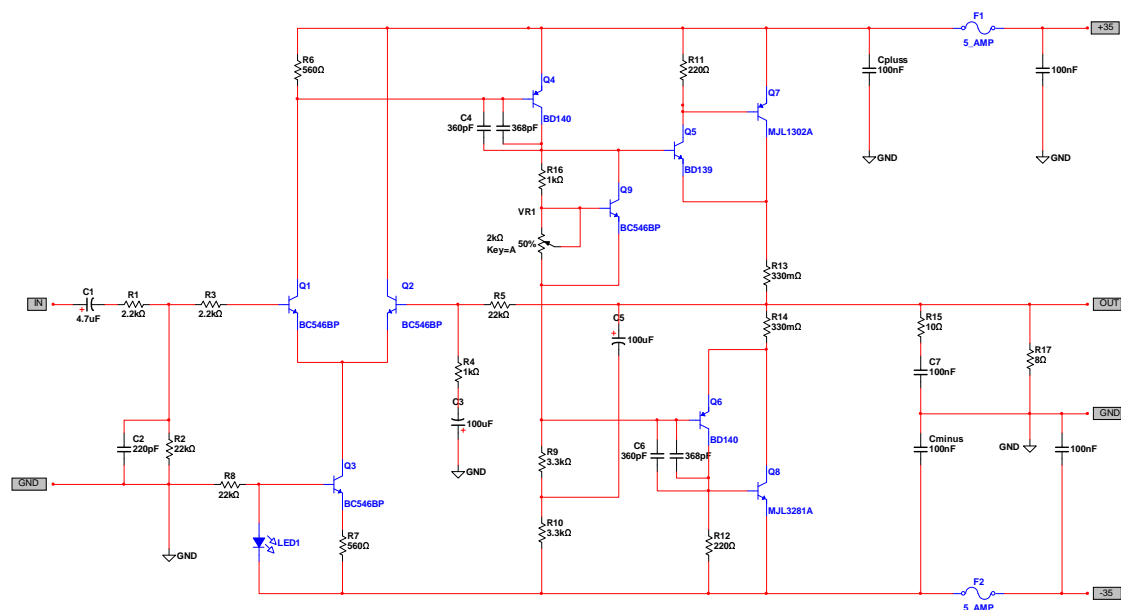
Modifikasjoner

Kretsen er noe modifisert for å fungere optimalt.

Pga. problemer med støy (1 MHz) koblet vi 368 pF kondensatorer i parallell med C_4 og C_6 , for å øke kapasitansen. De ekstra kondensatorene er loddet fast til benene til transistorene Q_4 og Q_6 (se bilde).

Videre er C_+ og C_- parallellkoblet med 100 nF kondensatorer på motsatt side av sikringene (F_1 og F_2). Disse er festet på undersiden av kortet.





Modifisert kretsskjema.

For å oppnå *termisk tilbakekobling* er transistoren i v_{BE} -multiplikatoren, Q_9 , limt fast til kjøleribben. Utgangstransistorene i en lydforsterker blir gjerne svært varme, og når temperaturen i en transistor eller diode øker, øker også strømgjennomgangen. (Dette til forskjell fra en opphetet *motstand*: Resistansen øker og strømgjennomgangen minker.) Dersom temperaturen blir kritisk, oppstår det en selvforsterkende utvikling hvor den økte strømmen øker temperaturen og omvendt, inntil transistoren brenner opp. Dette er kjent som *thermal runaway* – transistorene «løper løpsk».*



Termisk tilbakekobling av Q_9 .

Termisk tilbakekobling tar sikte på å motvirke denne utviklingen ved å overføre noe av varmen som genereres av utgangstransistorene til Q_9 . Når Q_9 blir varm, går det mer strøm i Q_9 – og når det går mer strøm i Q_9 , går det *mindre* strøm i utgangstransistorene. Dermed blir temperaturen til utgangstransistorene stabilisert.

I denne forsterkeren overføres varmen via kjøleribben, men i prinsippet kan det

* Det kan legges til at vi ikke hadde noen problemer med varmeutvikling i denne forsterkeren, hverken med eller uten termisk tilbakekobling. Kjøleribben og utgangstransistorene ble bare varme (men ikke faretruende varme) ved langvarig bruk på fullt volum. Ingen komponenter brant opp under testen av forsterkeren.

også fungere å feste transistoren til en av kollektormotstandene R_{13} og R_{14} , som også vil utvikle varme når strømmen i utgangstransistorene øker. Imidlertid har vi benyttet kraftige 10 W motstander som i så stor grad «tåler en støyt» at de ikke er egnet for tilbakekobling. Dersom 5 W motstander ble brukt i stedet, ville ikke bare varmeutviklingen ha blitt større, men størrelsen på kortet kunne ha blitt redusert betraktelig (til om lag 10×8 cm). Et mindre kort betyr kortere baner og dermed mindre støy.

Ved å speilvende kretskortet vil man for øvrig kunne feste transistorene til kjøleribben på en annen måte – oppå kjøleribben i stedet for under.

Trimming

Første gang man skal starte opp forsterkeren, anbefales det at man gjør det med en *ekstern* spenningskilde med strømbegrensning. Ved feil kan en ekstern kilde kuttes, mens den interne strømforsyningen har ingen slik sikkerhet pga. glattekondensatorene.

Hvilestrømmen stilles inn med potensiometeret VR_1 . Skru potensiometeret til full motstand (med klokken) og følg med på spenningen over motstandene R_{13} og R_{14} med et multimeter. Hvis spenningen plutselig skulle begynne å stige, er noe galt – skru av spenningskilden og feilsøk kretsen.



Når påtrykksspenningen er på ± 35 V, justeres *hvilestrømmen* gjennom R_{13} og R_{14} ved å stille på potensiometeret. Ifølge Rod Elliot bør strømmen gjennom motstandene ligge på 75 mA, som svarer til et spenningsfall på 50 mV:

When you are satisfied that all is well, set the bias current. Connect a multimeter between the collectors of Q_7 and Q_8 – you are measuring the voltage drop across the two 0.33Ω resistors. The most desirable quiescent current is 75 mA, so the voltage you measure across the resistors should be set to $50 \text{ mV} \pm 5 \text{ mV}$. The setting is not overly critical, but at lower currents, there is less dissipation in the output transistors. Current is approximately 1.5 mA/mV , so 50 mV will represent 75 mA quiescent current.*

Hvilestrømmen avgjør balansen mellom forsterkerens klasse A- og B-funksjonalitet. For lav hvilestrøm gir overgangsførvrengning.

*Fra <http://sound.westhost.com/project3a.htm>. Gjengitt her med typografiske justeringer.

Komponentliste

Motstander

Komponent	Verdi	Komponent	Verdi	Komponent	Verdi
R_1, R_3	2,2 k Ω	R_2, R_5, R_8	22 k Ω	R_4, R_{16}	1 k Ω
R_6, R_7	560 Ω	R_9, R_{10}	3,3 k Ω 1/2 W	R_{11}, R_{12}	220 Ω
R_{13}, R_{14}	0,33 Ω 5 W	R_{15}	10 Ω 1/2 W		
VR_1	2 k Ω potensiometer				
Diodemotstander: 2 \times 10 k Ω , 1 \times 2,2 k Ω					
Volumpotensiometer					

Kondensatorer

Komponent	Verdi	Komponent	Verdi	Komponent	Verdi
C_1	4,7 μ F (bipolar elektrolytt)	C_2	220 pF	C_3	100 μ F 16 V (electrolytt)
C_4, C_6	100 pF 500 V	C_5	100 μ F 63 V (elektrolytt)	C_7, C_+, C_-	100 nF
Ladekondensatorer: 4 \times 10 000 μ F 50 V					
Modifikasjoner: 4 \times 368 pF, 4 \times 100 nF					

Halvledere

Komponent	Type	Komponent	Type	Komponent	Type
Q_1, Q_2, Q_3, Q_9	BC546	Q_4, Q_6	BD140	Q_5	BD139
Q_7	MJL1302A	Q_8	MJL3281A	D_1	LED (grønn)*
Rød lysdiode					

Annet

Forsterkeren består for øvrig av:

- Fire 5 A sikringer (F_1 og F_2) og tilhørende sikringsfester
- En 2,5 A hovedsikring
- Strøminngang og strømkabel
- Av/på-knapp
- 24–0–24 V ringkjernetransformator (minst 200 VA, fortrinnsvis 300 VA)
- Brolikeretter
- Kjøleribbe
- Inngangsterminaler
- Utgangsterminaler

*Merk at fargen på lysdioden er avgjørende. Som Rod Elliot sier det: «This is not for appearance (although the green LED looks pretty neat on the board), but for the voltage drop – different coloured LEDs have a slightly different voltage drop.»

Budsjett

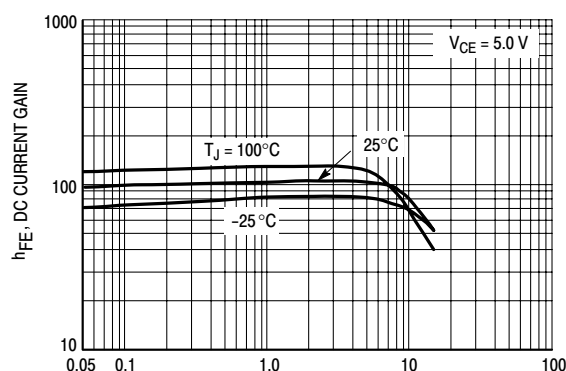
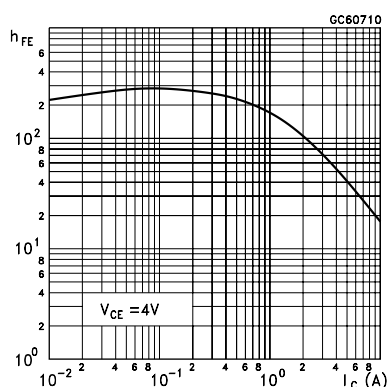
Kvanta	Type	Brukte penger	Produksjonspris	
4	5 W effektmotstand 0,3	19	19	
2	1/2 W 1 % 10			
4	1/2 W 1 % 220			
4	1/2 W 1 % 560			
4	1/2 W 1 % 1K			
4	1/2 W 1 % 2,2K			
4	1/2 W 1 % 3,3K			
6	1/2 W 1 % 22K	12	12	
2	Variabel motstand 2K	8	6	
1	Volumkontroll	94,5	81	
4	100 pF keramisk	2	2	
2	220 pF keramisk	1	1	
4	390 pF keramisk	2	2	
4	100 nF keramisk	4	4	
2	100 nF polyester	7,6	7,6	
4	Pluss-utgang 100 nF polyester	15,2	15,2	
4	Minus-utgang 100 nF polyester	15,2	15,2	
2	4,7 µF elektrolytt	3	3	
3	100 µF elektrolytt	7	5	2 stk.
3	100 µF 35 V elektrolytt	7	5	2 stk.
8	BC546 NPN 80 V	11,2	11,2	
4	BD139 NPN	10	10	
2	BD140 PNP	9	9	
2	Power PNP MJL1302A	142	142	
2	Power NPN MJL3281A	148	148	
1	Ringkjerne 24–0–24 V 200 VA	0	400	Min. 290 VA

Fortsetter på neste side

Kvanta	Type	Brukte penger	Produksjonspris
1	Brolikeretter 280 V 400 V 15 A 300 A	30	30
4	10 000 μ F 50 V ladecondensator	218	218
1	Rød lysdiode	0	1
2	Grønn lysdiode	0	3
8	Sikringsholder (klips)	11	11
1	Primærsikring 2,5 A	0	4
4	5 A sikringer	0	17
1	Strømkontakt	0	10
1	Strømkabel	0	20
1	Strømbryter	21	21
2	Audioplugger	25	25
2	Høytalerterminaler	0	45
1	Kjøleribbe	0	50
	Annet	20	20
0,544 m ²	Aluminium	163	163
3,2 dm ²	Ensides printkort	80	80
Sum		1085,70	1616,20

Konklusjon

Det ble en forsterker med et imponerende lydbilde. Valg av utgangstransistorer hadde noe å si for lydkvaliteten: For testing benyttet vi først billige BD911- og BD912-transistorer, som ga et greit resultat, men uten presis lydgjengivning ved komplekse signaler. Vi byttet dem siden ut med dyrere MJL3281A- og MJL1302A-transistorer og opplevde en dramatisk økning i lyd kvalitet (og pris). Temperaturutviklingen i transistorene ble lavere ettersom de dyre transistorene har en større flate og dermed overfører temperaturen bedre til kjøleribben.



Kvalitet koster: BD911 (venstre) kontra MJL3281A (høyre).

Budsjettet skulle ligge på 1000,- kr, noe vi *nesten* overholdt med våre totale utgifter på 1085,70 kr. Forsterkeren ville ha blitt dyrere å produsere på egen hånd ettersom vi anskaffet en del materiale gratis under prosjektet (kjøleribbe, transformator).

Forsterkerens største svakhet er helt klart transformatoren på 200 VA – det er egentlig meningen at en transformator på 300 VA skal benyttes. Påtrykksspenningen kan også økes til $\pm 42 V$, noe som vil gi kraftigere effekt for en 8Ω høyttaler (men som på den annen side umuliggjør bruk av 4Ω høyttalere). Det er godt med plass i kabinettet til en større transformator. Kjøleribben ble plukket fra en annen forsterker og er noe underdimensjonert for full effekt ved 4Ω last.

En annen svakhet er at glattekondensatorene ikke utlades automatisk. Dette kan ordnes ved å koble en effektmotstand over dem, som vil trekke strøm inntil kondensatorene er utladet. Dersom utgangene og kabinettet kortsluttes mens det er spenning i filteret, kan høyttalerne skades. Ved å montere et DC-vern på utgangstrinnet unngås denne risikoen. DC-vernet er imidlertid en forholdsvis omfattende krets; en enklere løsning kan være et relé som aktiveres av spenningsfall over R_{13} og R_{14} .

En ytterligere forbedring av forsterkeren ville være å installere et delefilter ved inngangen, for å tilpasse lyden til høyttalerne.



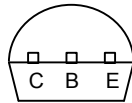
Micro Commercial Components
21201 Itasca Street Chatsworth
CA 91311
Phone: (818) 701-4933
Fax: (818) 701-4939

BC546,B BC547,A,B,C BC548,A,B,C

Features

- Through Hole Package
- 150°C Junction Temperature

Pin Configuration
Bottom View



NPN Silicon Amplifier Transistor 625mW

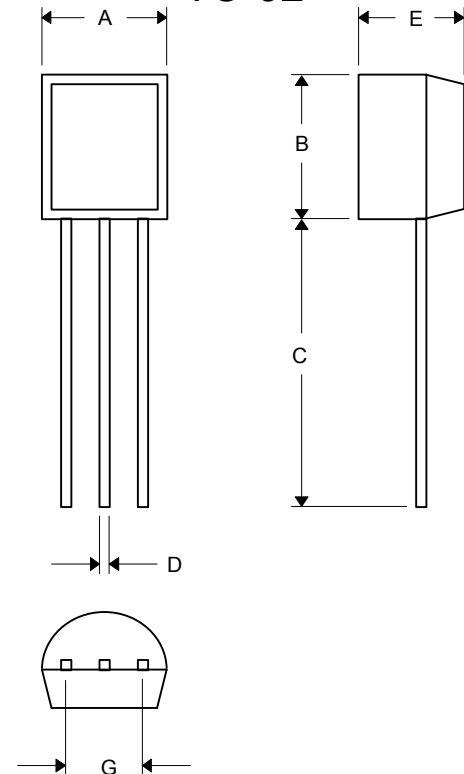
Mechanical Data

- Case: TO-92, Molded Plastic
- Polarity: indicated as above.

Maximum Ratings @ 25°C Unless Otherwise Specified

Charateristic	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	BC546 BC547 BC548	65 45 30	V
Collector-Base Voltage	BC546 BC547 BC548	80 50 30	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	6.0	V
Collector Current(DC)	I_C	100	mA
Power Dissipation@ $T_A=25^{\circ}\text{C}$	P_d	625 5.0	mW mW/°C
Power Dissipation@ $T_C=25^{\circ}\text{C}$	P_d	1.5 12	W mW/°C
Thermal Resistance, Junction to Ambient Air	$R_{\theta JA}$	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W
Operating & Storage Temperature	T_j, T_{STG}	-55~150	°C

TO-92



DIMENSIONS					
DIM	INCHES		MM		NOTE
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	.175	.185	4.45	4.70	
B	.175	.185	4.46	4.70	
C	.500	---	12.7	---	
D	.016	.020	0.41	0.63	
E	.135	.145	3.43	3.68	
G	.095	.105	2.42	2.67	

BC546 thru BC548C



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector–Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1.0 mA, I _B = 0)	BC546 BC547 BC548	V _{(BR)CEO}	65 45 30	— — —	— — —	V
Collector–Base Breakdown Voltage (I _C = 100 µA, I _E = 0)	BC546 BC547 BC548	V _{(BR)CBO}	80 50 30	— — —	— — —	V
Emitter–Base Breakdown Voltage (I _E = 10 µA, I _C = 0)	BC546 BC547 BC548	V _{(BR)EBO}	6.0 6.0 6.0	— — —	— — —	V

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain (I _C = 10 µA, V _{CE} = 5.0 V)	BC547A/548A BC546B/547B/548B BC548C	h _{FE}	— — —	90 150 270	— — —	—
(I _C = 2.0 mA, V _{CE} = 5.0 V)	BC546 BC547 BC548 BC547A/548A BC546B/547B/548B BC547C/BC548C		110 110 110 110 200 420	— — — 180 290 520	450 800 800 220 450 800	
(I _C = 100 mA, V _{CE} = 5.0 V)	BC547A/548A BC546B/547B/548B BC548C		— — —	120 180 300	— — —	
Collector–Emitter Saturation Voltage (I _C = 100 mA, I _B = 5.0 mA)		V _{CE(sat)}	—	—	0.3	V
Base–Emitter Saturation Voltage (I _C = 100 mA, I _B = 5.0 mA)		V _{BE(sat)}	—	—	1.0	V
Base–Emitter On Voltage (I _C = 2.0 mA, V _{CE} = 5.0 V) (I _C = 10 mA, V _{CE} = 5.0 V)		V _{BE(on)}	0.55 —	— —	0.7 0.77	V

SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS

Current–Gain — Bandwidth Product (I _C = 10 mA, V _{CE} = 5.0 V, f = 100 MHz)	BC546 BC547 BC548	f _T	150 150 150	300 300 300	— — —	MHz
Output Capacitance (V _{CB} = 10 V, I _C = 0, f = 1.0 MHz)		C _{obo}	—	1.7	4.5	pF
Input Capacitance (V _{EB} = 0.5 V, I _C = 0, f = 1.0 MHz)		C _{ibo}	—	10	—	pF
Small–Signal Current Gain (I _C = 2.0 mA, V _{CE} = 5.0 V, f = 1.0 kHz)	BC546 BC547/548 BC547A/548A BC546B/547B/548B BC547C/548C	h _{fe}	125 125 125 240 450	— — 220 330 600	500 900 260 500 900	—
Noise Figure (I _C = 0.2 mA, V _{CE} = 5.0 V, R _S = 2 kΩ, f = 1.0 kHz, Δf = 200 Hz)	BC546 BC547 BC548	NF	— — —	2.0 2.0 2.0	10 10 10	dB

BC546 thru BC548C

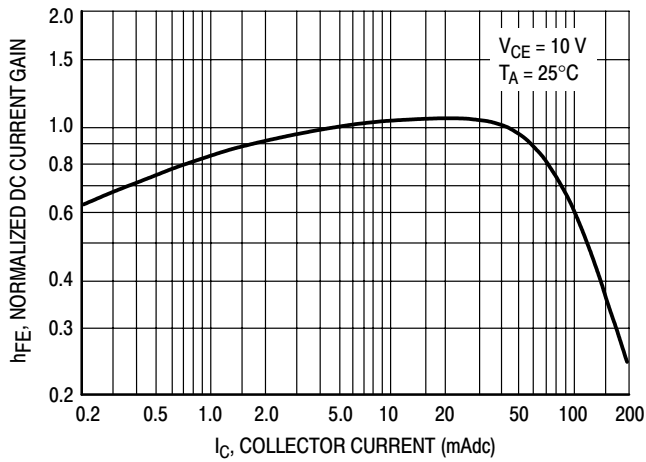


Figure 1. Normalized DC Current Gain

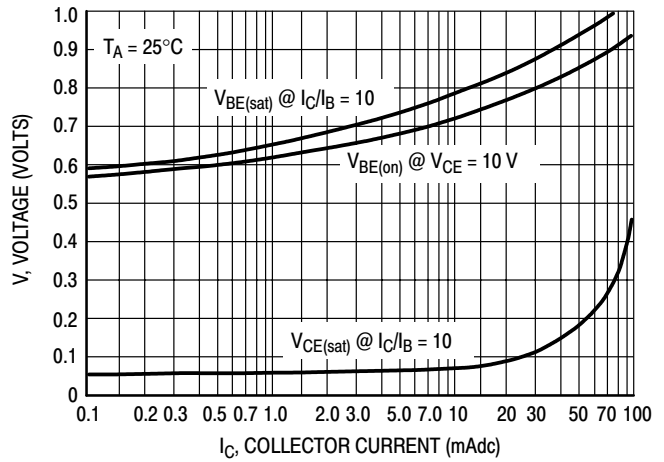


Figure 2. "Saturation" and "On" Voltages

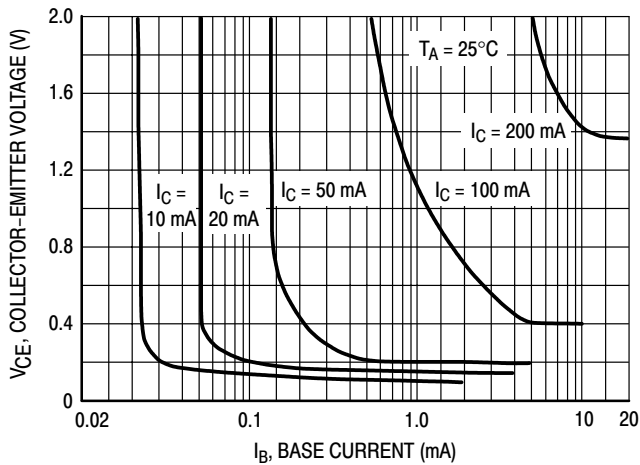


Figure 3. Collector Saturation Region

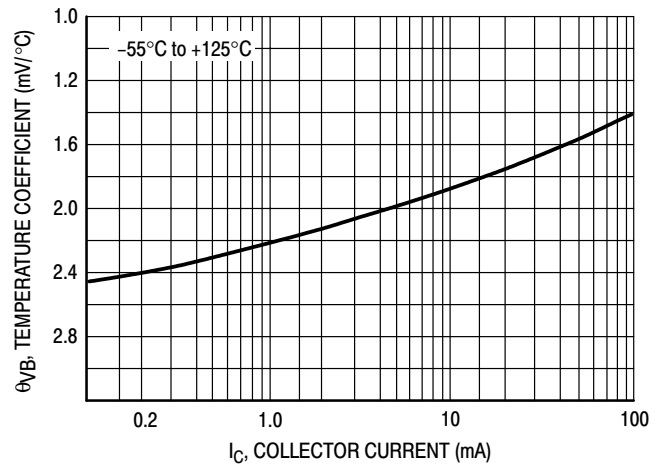


Figure 4. Base-Emitter Temperature Coefficient

BC547/BC548

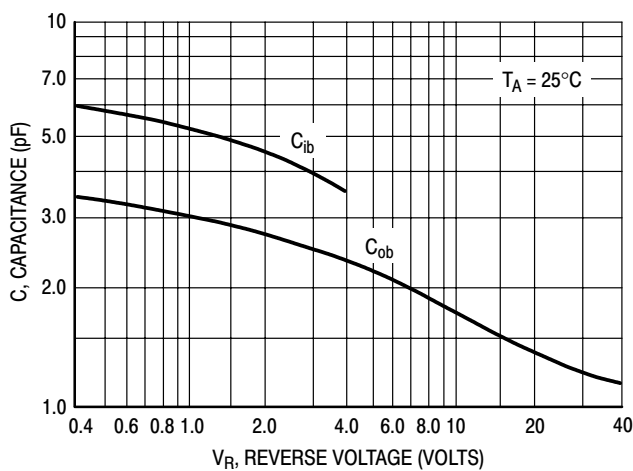


Figure 5. Capacitances

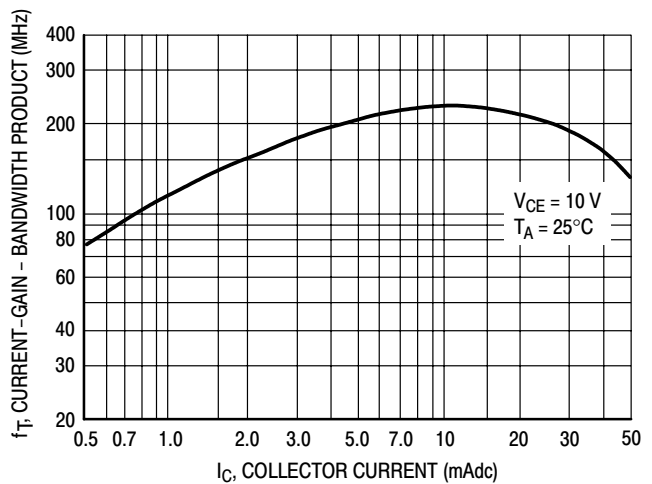


Figure 6. Current-Gain - Bandwidth Product

BC546 thru BC548C

BC547/BC548

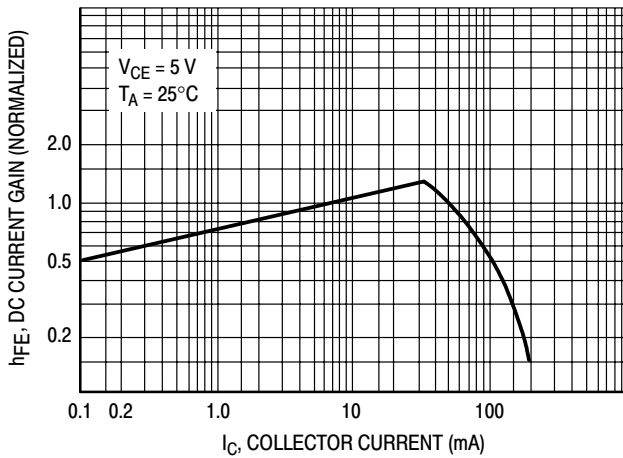


Figure 7. DC Current Gain

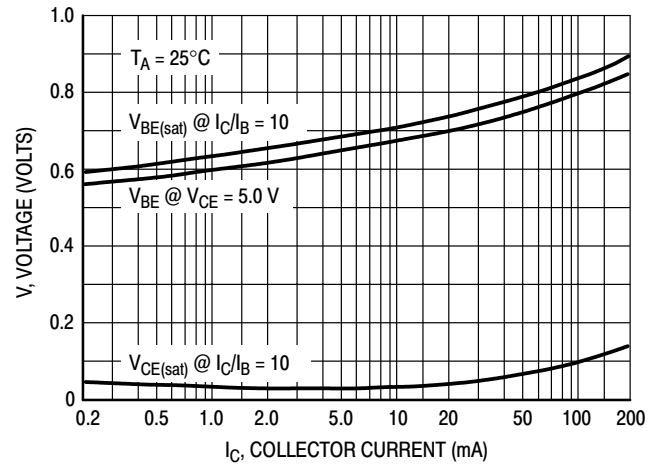


Figure 8. "On" Voltage

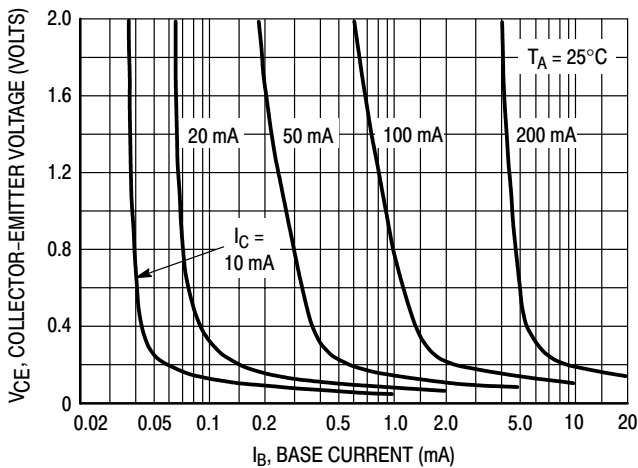


Figure 9. Collector Saturation Region

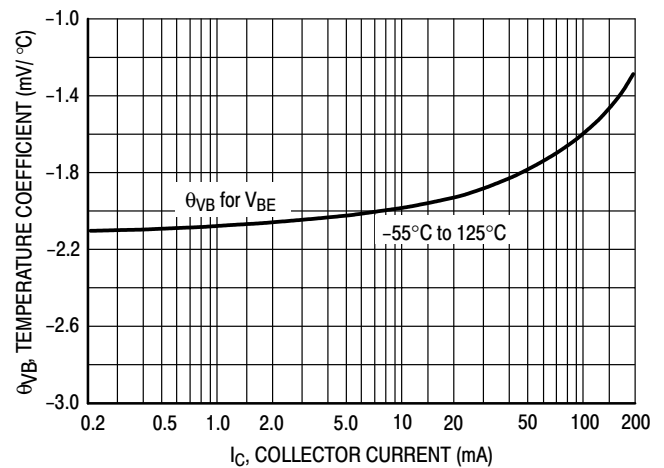


Figure 10. Base-Emitter Temperature Coefficient

BC546

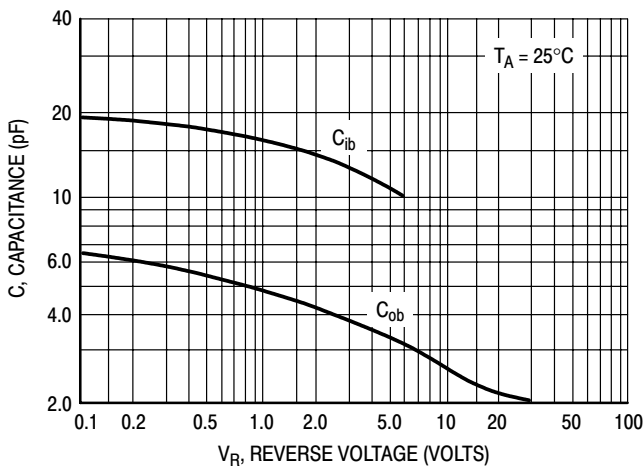


Figure 11. Capacitance

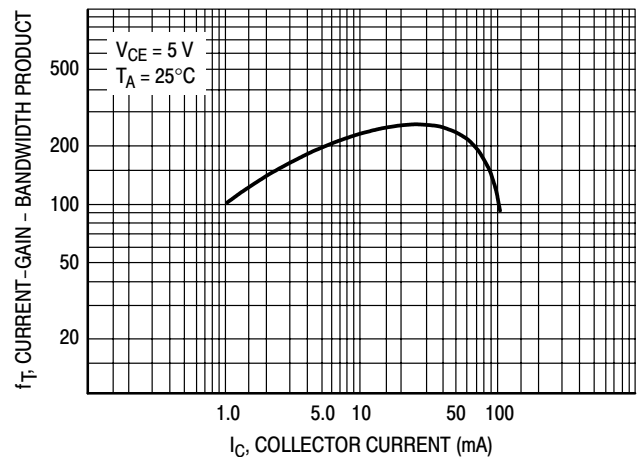
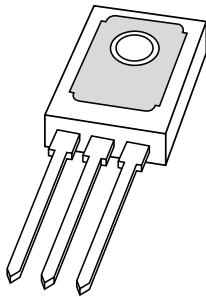


Figure 12. Current-Gain - Bandwidth Product

DATA SHEET



BD135; BD137; BD139 NPN power transistors

Product specification
Supersedes data of 1997 Mar 04

1999 Apr 12

NPN power transistors

BD135; BD137; BD139

FEATURES

- High current (max. 1.5 A)
- Low voltage (max. 80 V).

APPLICATIONS

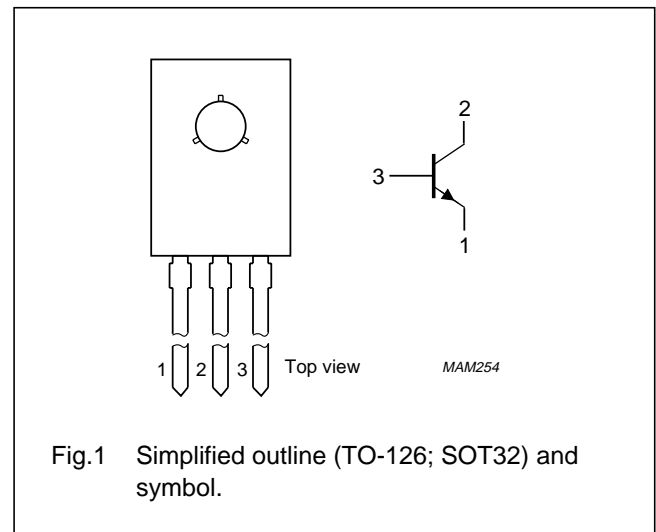
- Driver stages in hi-fi amplifiers and television circuits.

DESCRIPTION

NPN power transistor in a TO-126; SOT32 plastic package. PNP complements: BD136, BD138 and BD140.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	collector, connected to metal part of mounting surface
3	base



LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	BD135		—	45	V
	BD137		—	60	V
	BD139		—	100	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	BD135		—	45	V
	BD137		—	60	V
	BD139		—	80	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	—	5	V
I_C	collector current (DC)		—	1.5	A
I_{CM}	peak collector current		—	2	A
I_{BM}	peak base current		—	1	A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{mb} \leq 70\text{ °C}$	—	8	W
T_{stg}	storage temperature		−65	+150	°C
T_j	junction temperature		—	150	°C
T_{amb}	operating ambient temperature		−65	+150	°C

NPN power transistors

BD135; BD137; BD139

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	note 1	100	K/W
$R_{th\ j-mb}$	thermal resistance from junction to mounting base		10	K/W

Note

1. Refer to TO-126; SOT32 standard mounting conditions.

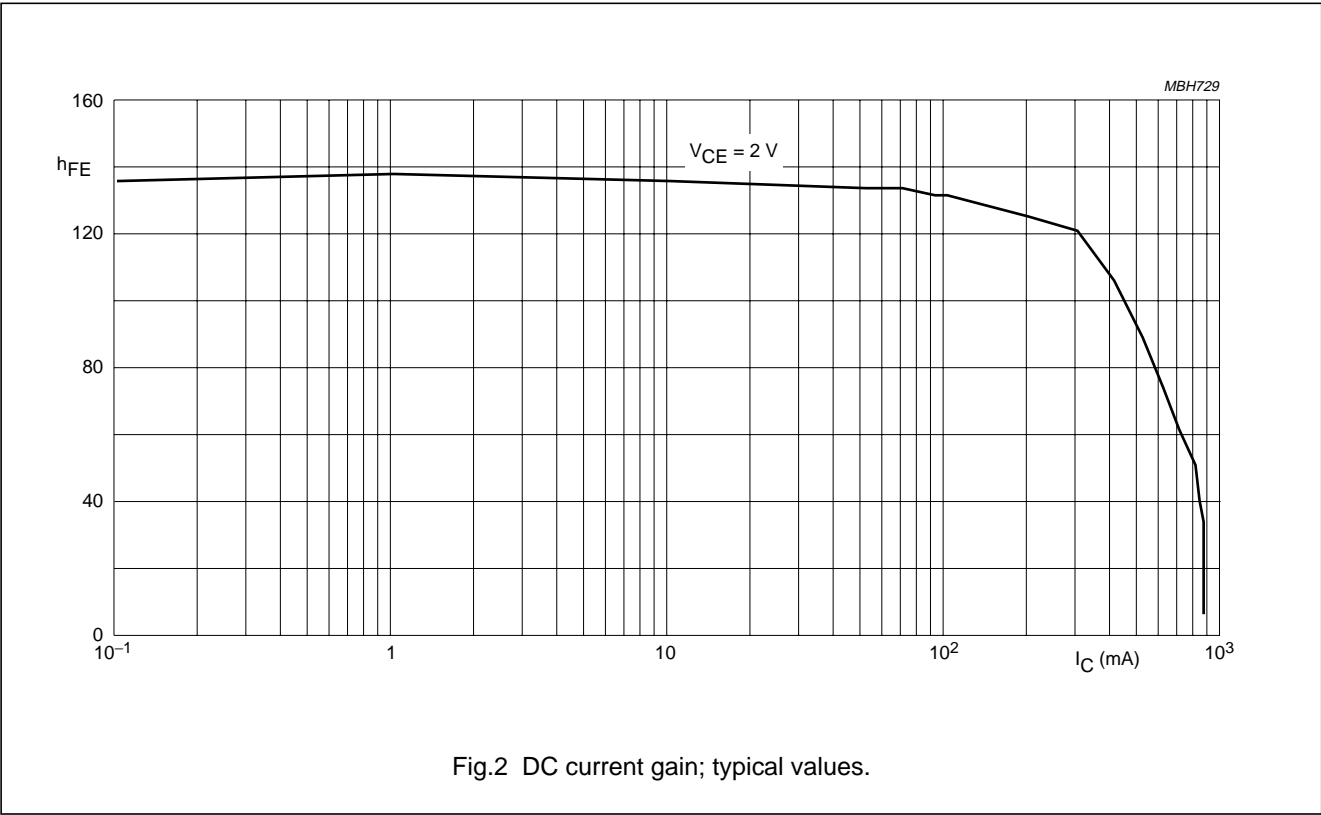
CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	$I_E = 0; V_{CB} = 30\text{ V}$	–	–	100	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 30\text{ V}; T_j = 125\text{ °C}$	–	–	10	μA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = 5\text{ V}$	–	–	100	nA
h_{FE}	DC current gain	$V_{CE} = 2\text{ V};$ (see Fig.2) $I_C = 5\text{ mA}$	40	–	–	
		$I_C = 150\text{ mA}$	63	–	250	
		$I_C = 500\text{ mA}$	25	–	–	
	DC current gain BD135-10; BD137-10; BD139-10 BD135-16; BD137-16; BD139-16	$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V};$ (see Fig.2)	63 100	– –	160 250	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}$	–	–	0.5	V
V_{BE}	base-emitter voltage	$I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$	–	–	1	V
f_T	transition frequency	$I_C = 50\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V};$ $f = 100\text{ MHz}$	–	190	–	MHz
$\frac{h_{FE1}}{h_{FE2}}$	DC current gain ratio of the complementary pairs	$ I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$	–	1.3	1.6	

NPN power transistors

BD135; BD137; BD139

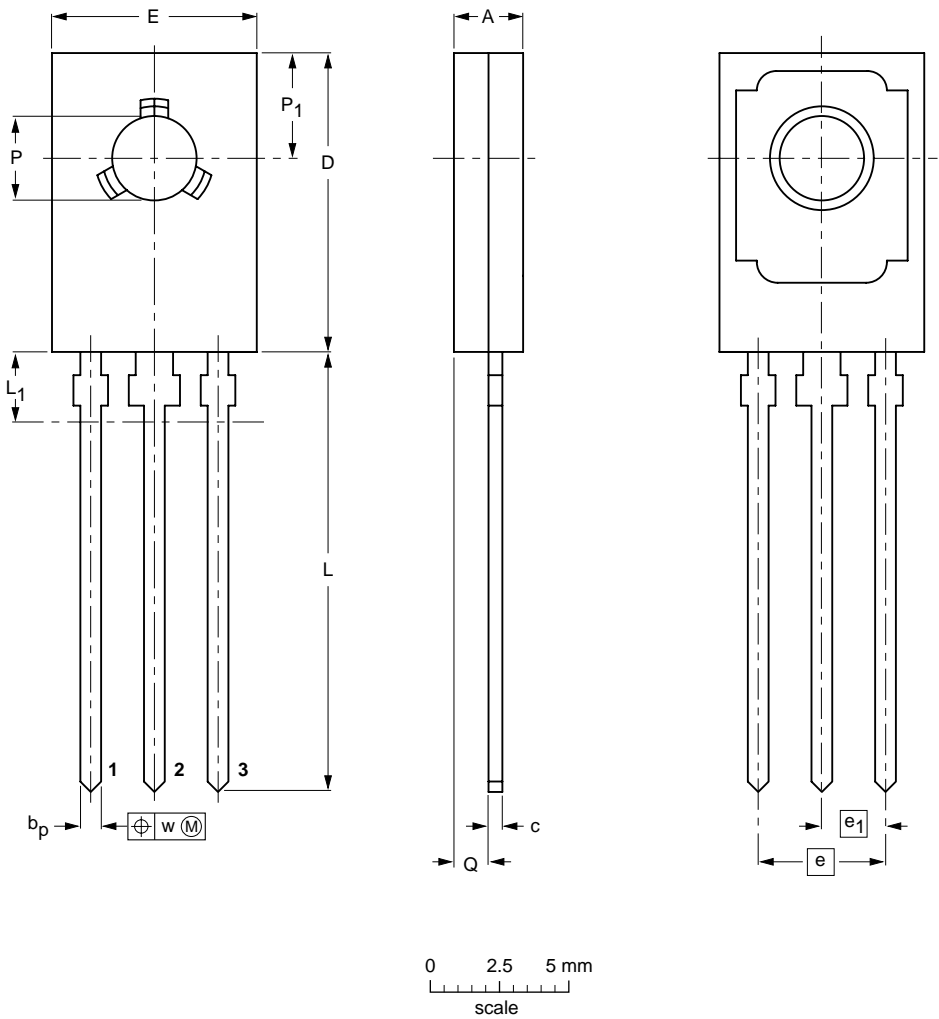


NPN power transistors

BD135; BD137; BD139

PACKAGE OUTLINE

Plastic single-ended leaded (through hole) package; mountable to heatsink, 1 mounting hole; 3 leads SOT32

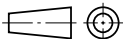


DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	A	b _p	c	D	E	e	e ₁	L	L ₁ ⁽¹⁾ max	Q	P	P ₁	w
mm	2.7 2.3	0.88 0.65	0.60 0.45	11.1 10.5	7.8 7.2	4.58	2.29	16.5 15.3	2.54	1.5 0.9	3.2 3.0	3.9 3.6	0.254

Note

1. Terminal dimensions within this zone are uncontrolled to allow for flow of plastic and terminal irregularities.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT32		TO-126				97-03-04

NPN power transistorsBD135; BD137; BD139

DEFINITIONS

Data Sheet Status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

NPN power transistors

BD135; BD137; BD139

NOTES

Philips Semiconductors – a worldwide company

Argentina: see South America

Australia: 34 Waterloo Road, NORTH RYDE, NSW 2113,
Tel. +61 2 9805 4455, Fax. +61 2 9805 4466

Austria: Computerstr. 6, A-1101 WIEN, P.O. Box 213,
Tel. +43 1 60 101 1248, Fax. +43 1 60 101 1210

Belarus: Hotel Minsk Business Center, Bld. 3, r. 1211, Volodarski Str. 6,
220050 MINSK, Tel. +375 172 20 0733, Fax. +375 172 20 0773

Belgium: see The Netherlands

Brazil: see South America

Bulgaria: Philips Bulgaria Ltd., Energoproject, 15th floor,
51 James Bourchier Blvd., 1407 SOFIA,
Tel. +359 2 68 9211, Fax. +359 2 68 9102

Canada: PHILIPS SEMICONDUCTORS/COMPONENTS,
Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

China/Hong Kong: 501 Hong Kong Industrial Technology Centre,
72 Tat Chee Avenue, Kowloon Tong, HONG KONG,
Tel. +852 2319 7888, Fax. +852 2319 7700

Colombia: see South America

Czech Republic: see Austria

Denmark: Sydhavnsgade 23, 1780 COPENHAGEN V,
Tel. +45 33 29 3333, Fax. +45 33 29 3905

Finland: Sinikalliontie 3, FIN-02630 ESPOO,
Tel. +358 9 615 800, Fax. +358 9 6158 0920

France: 51 Rue Carnot, BP317, 92156 SURESNES Cedex,
Tel. +33 1 4099 6161, Fax. +33 1 4099 6427

Germany: Hammerbrookstraße 69, D-20097 HAMBURG,
Tel. +49 40 2353 60, Fax. +49 40 2353 6300

Hungary: see Austria

India: Philips INDIA Ltd, Band Box Building, 2nd floor,
254-D, Dr. Annie Besant Road, Worli, MUMBAI 400 025,
Tel. +91 22 493 8541, Fax. +91 22 493 0966

Indonesia: PT Philips Development Corporation, Semiconductors Division,
Gedung Philips, Jl. Buncit Raya Kav.99-100, JAKARTA 12510,
Tel. +62 21 794 0040 ext. 2501, Fax. +62 21 794 0080

Ireland: Newstead, Clonskeagh, DUBLIN 14,
Tel. +353 1 7640 000, Fax. +353 1 7640 200

Israel: RAPAC Electronics, 7 Kehilat Saloniki St, PO Box 18053,
TEL AVIV 61180, Tel. +972 3 645 0444, Fax. +972 3 649 1007

Italy: PHILIPS SEMICONDUCTORS, Piazza IV Novembre 3,
20124 MILANO, Tel. +39 2 6752 2531, Fax. +39 2 6752 2557

Japan: Philips Bldg 13-37, Kohnan 2-chome, Minato-ku,
TOKYO 108-8507, Tel. +81 3 3740 5130, Fax. +81 3 3740 5077

Korea: Philips House, 260-199 Itaewon-dong, Yongsan-ku, SEOUL,
Tel. +82 2 709 1412, Fax. +82 2 709 1415

Malaysia: No. 76 Jalan Universiti, 46200 PETALING JAYA, SELANGOR,
Tel. +60 3 750 5214, Fax. +60 3 757 4880

Mexico: 5900 Gateway East, Suite 200, EL PASO, TEXAS 79905,
Tel. +9-5 800 234 7381, Fax +9-5 800 943 0087

Middle East: see Italy

Netherlands: Postbus 90050, 5600 PB EINDHOVEN, Bldg. VB,
Tel. +31 40 27 82785, Fax. +31 40 27 88399

New Zealand: 2 Wagener Place, C.P.O. Box 1041, AUCKLAND,
Tel. +64 9 849 4160, Fax. +64 9 849 7811

Norway: Box 1, Manglerud 0612, OSLO,
Tel. +47 22 74 8000, Fax. +47 22 74 8341

Pakistan: see Singapore

Philippines: Philips Semiconductors Philippines Inc.,
106 Valero St. Salcedo Village, P.O. Box 2108 MCC, MAKATI,
Metro MANILA, Tel. +63 2 816 6380, Fax. +63 2 817 3474

Poland: Ul. Lukiska 10, PL 04-123 WARSZAWA,
Tel. +48 22 612 2831, Fax. +48 22 612 2327

Portugal: see Spain

Romania: see Italy

Russia: Philips Russia, Ul. Usatcheva 35A, 119048 MOSCOW,
Tel. +7 095 755 6918, Fax. +7 095 755 6919

Singapore: Lorong 1, Toa Payoh, SINGAPORE 319762,
Tel. +65 350 2538, Fax. +65 251 6500

Slovakia: see Austria

Slovenia: see Italy

South Africa: S.A. PHILIPS Pty Ltd., 195-215 Main Road Martindale,
2092 JOHANNESBURG, P.O. Box 7430 Johannesburg 2000,
Tel. +27 11 470 5911, Fax. +27 11 470 5494

South America: Al. Vicente Pinzon, 173, 6th floor,
04547-130 SÃO PAULO, SP, Brazil,
Tel. +55 11 821 2333, Fax. +55 11 821 2382

Spain: Balmes 22, 08007 BARCELONA,
Tel. +34 93 301 6312, Fax. +34 93 301 4107

Sweden: Kottbygatan 7, Akalla, S-16485 STOCKHOLM,
Tel. +46 8 5985 2000, Fax. +46 8 5985 2745

Switzerland: Allmendstrasse 140, CH-8027 ZÜRICH,
Tel. +41 1 488 2741 Fax. +41 1 488 3263

Taiwan: Philips Semiconductors, 6F, No. 96, Chien Kuo N. Rd., Sec. 1,
TAIPEI, Taiwan Tel. +886 2 2134 2886, Fax. +886 2 2134 2874

Thailand: PHILIPS ELECTRONICS (THAILAND) Ltd.,
209/2 Sanpavuth-Bangna Road Prakanong, BANGKOK 10260,
Tel. +66 2 745 4090, Fax. +66 2 398 0793

Turkey: Talatpasa Cad. No. 5, 80640 GÜLTEPE/ISTANBUL,
Tel. +90 212 279 2770, Fax. +90 212 282 6707

Ukraine: PHILIPS UKRAINE, 4 Patrice Lumumba str., Building B, Floor 7,
252042 KIEV, Tel. +380 44 264 2776, Fax. +380 44 268 0461

United Kingdom: Philips Semiconductors Ltd., 276 Bath Road, Hayes,
MIDDLESEX UB3 5BX, Tel. +44 181 730 5000, Fax. +44 181 754 8421

United States: 811 East Arques Avenue, SUNNYVALE, CA 94088-3409,
Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

Uruguay: see South America

Vietnam: see Singapore

Yugoslavia: PHILIPS, Trg N. Pasica 5/v, 11000 BEOGRAD,
Tel. +381 11 62 5344, Fax. +381 11 63 5777

For all other countries apply to: Philips Semiconductors,
International Marketing & Sales Communications, Building BE-p, P.O. Box 218,
5600 MD EINDHOVEN, The Netherlands, Fax. +31 40 27 24825

Internet: <http://www.semiconductors.philips.com>

© Philips Electronics N.V. 1999

SCA63

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Printed in The Netherlands

115002/00/03/pp8

Date of release: 1999 Apr 12

Document order number: 9397 750 05576

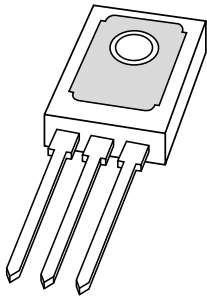
Let's make things better.

**Philips
Semiconductors**



PHILIPS

DATA SHEET



BD136; BD138; BD140 PNP power transistors

Product specification
Supersedes data of 1997 Mar 26

1999 Apr 12

PNP power transistors

BD136; BD138; BD140

FEATURES

- High current (max. 1.5 A)
- Low voltage (max. 80 V).

APPLICATIONS

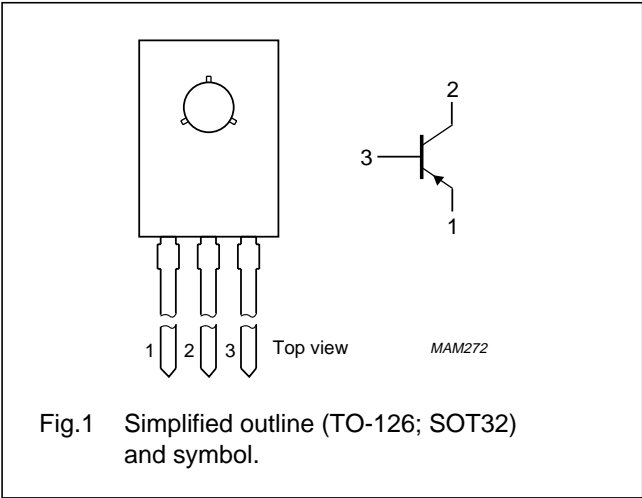
- General purpose power applications, e.g. driver stages in hi-fi amplifiers and television circuits.

DESCRIPTION

PNP power transistor in a TO-126; SOT32 plastic package. NPN complements: BD135, BD137 and BD139.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	collector, connected to metal part of mounting surface
3	base



LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	BD136		–	–45	V
	BD138		–	–60	V
	BD140		–	–100	V
V _{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	BD136		–	–45	V
	BD138		–	–60	V
	BD140		–	–80	V
V _{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	–5	V
I _C	collector current (DC)		–	–1.5	A
I _{CM}	peak collector current		–	–2	A
I _{BM}	peak base current		–	–1	A
P _{tot}	total power dissipation	T _{mb} ≤ 70 °C	–	8	W
T _{stg}	storage temperature		–65	+150	°C
T _j	junction temperature		–	150	°C
T _{amb}	operating ambient temperature		–65	+150	°C

PNP power transistors

BD136; BD138; BD140

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	note 1	100	K/W
$R_{th\ j-mb}$	thermal resistance from junction to mounting base		10	K/W

Note

1. Refer to TO-126 (SOT32) standard mounting conditions.

CHARACTERISTICS

$T_j = 25\ ^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	$I_E = 0; V_{CB} = -30\ \text{V}$	—	—	—100	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = -30\ \text{V}; T_j = 125\ ^\circ\text{C}$	—	—	—10	μA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = -5\ \text{V}$	—	—	—100	nA
h_{FE}	DC current gain	$V_{CE} = -2\ \text{V};$ (see Fig.2)				
		$I_C = -5\ \text{mA}$	40	—	—	
		$I_C = -150\ \text{mA}$	63	—	250	
		$I_C = -500\ \text{mA}$	25	—	—	
	DC current gain BD136-10; BD138-10; BD140-10 BD136-16; BD138-16; BD140-16	$I_C = -150\ \text{mA}; V_{CE} = -2\ \text{V};$ (see Fig.2)	63	—	160	
			100	—	250	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	$I_C = -500\ \text{mA}; I_B = -50\ \text{mA}$	—	—	—0.5	V
V_{BE}	base-emitter voltage	$I_C = -500\ \text{mA}; V_{CE} = -2\ \text{V}$	—	—	—1	V
f_T	transition frequency	$I_C = -50\ \text{mA}; V_{CE} = -5\ \text{V};$ $f = 100\ \text{MHz}$	—	160	—	MHz
$\frac{h_{FE1}}{h_{FE2}}$	DC current gain ratio of the complementary pairs	$ I_C = 150\ \text{mA}; V_{CE} = 2\ \text{V}$	—	1.3	1.6	

PNP power transistors

BD136; BD138; BD140

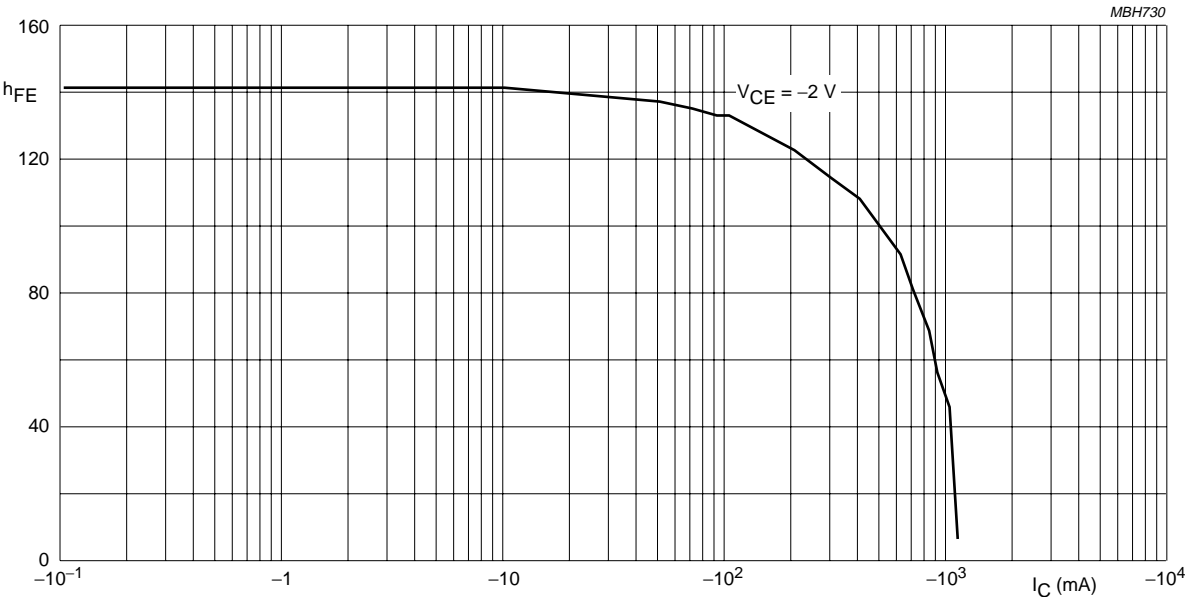


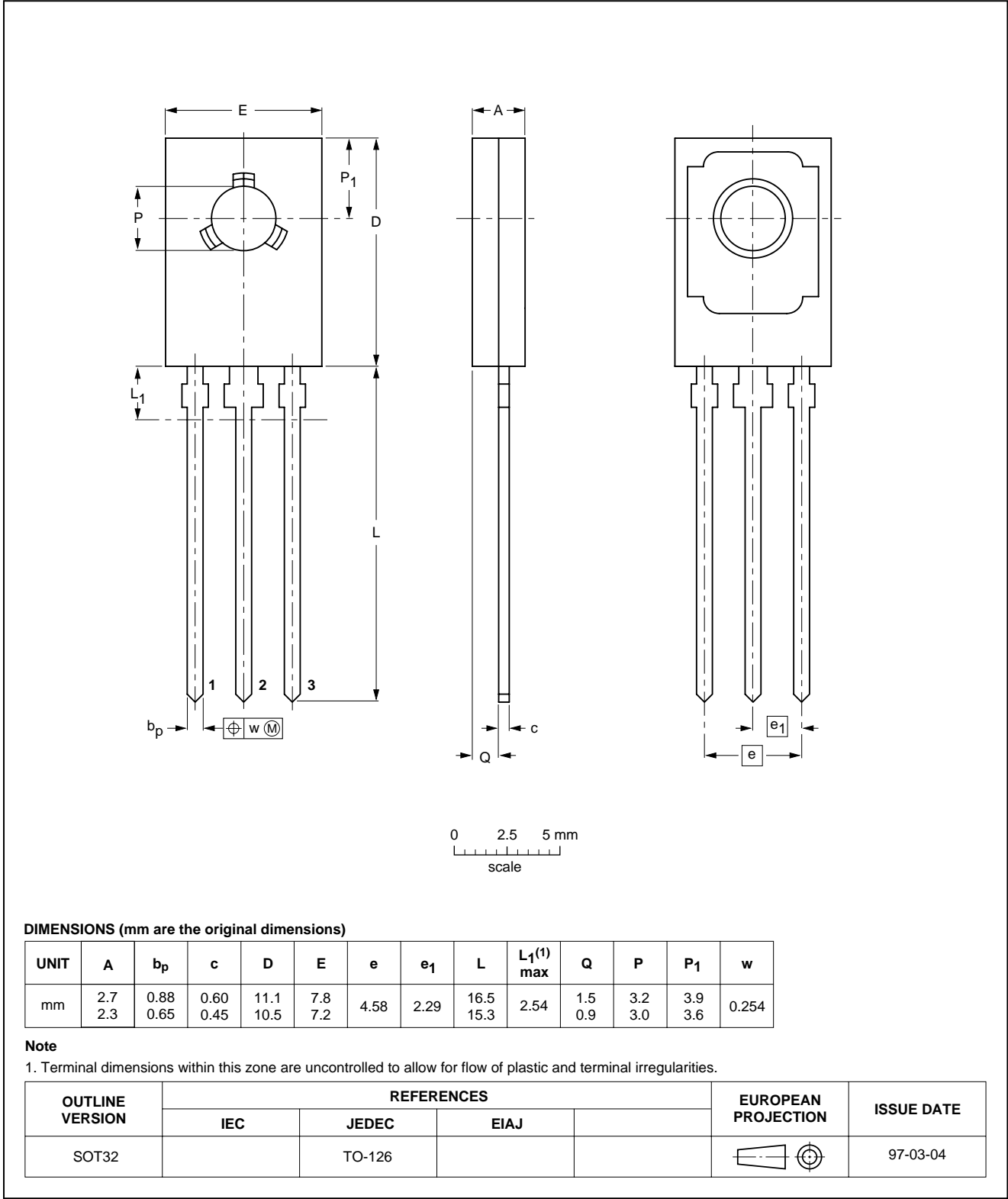
Fig.2 DC current gain; typical values.

PNP power transistors

BD136; BD138; BD140

PACKAGE OUTLINE

Plastic single-ended leaded (through hole) package; mountable to heatsink, 1 mounting hole; 3 leads SOT32



PNP power transistors

BD136; BD138; BD140

DEFINITIONS

Data Sheet Status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

PNP power transistors

BD136; BD138; BD140

NOTES

Philips Semiconductors – a worldwide company

Argentina: see South America

Australia: 34 Waterloo Road, NORTH RYDE, NSW 2113,
Tel. +61 2 9805 4455, Fax. +61 2 9805 4466

Austria: Computerstr. 6, A-1101 WIEN, P.O. Box 213,
Tel. +43 1 60 101 1248, Fax. +43 1 60 101 1210

Belarus: Hotel Minsk Business Center, Bld. 3, r. 1211, Volodarski Str. 6,
220050 MINSK, Tel. +375 172 20 0733, Fax. +375 172 20 0773

Belgium: see The Netherlands

Brazil: see South America

Bulgaria: Philips Bulgaria Ltd., Energoproject, 15th floor,
51 James Bourchier Blvd., 1407 SOFIA,
Tel. +359 2 68 9211, Fax. +359 2 68 9102

Canada: PHILIPS SEMICONDUCTORS/COMPONENTS,
Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

China/Hong Kong: 501 Hong Kong Industrial Technology Centre,
72 Tat Chee Avenue, Kowloon Tong, HONG KONG,
Tel. +852 2319 7888, Fax. +852 2319 7700

Colombia: see South America

Czech Republic: see Austria

Denmark: Sydhavnsgade 23, 1780 COPENHAGEN V,
Tel. +45 33 29 3333, Fax. +45 33 29 3905

Finland: Sinikalliontie 3, FIN-02630 ESPOO,
Tel. +358 9 615 800, Fax. +358 9 6158 0920

France: 51 Rue Carnot, BP317, 92156 SURESNES Cedex,
Tel. +33 1 4099 6161, Fax. +33 1 4099 6427

Germany: Hammerbrookstraße 69, D-20097 HAMBURG,
Tel. +49 40 2353 60, Fax. +49 40 2353 6300

Hungary: see Austria

India: Philips INDIA Ltd, Band Box Building, 2nd floor,
254-D, Dr. Annie Besant Road, Worli, MUMBAI 400 025,
Tel. +91 22 493 8541, Fax. +91 22 493 0966

Indonesia: PT Philips Development Corporation, Semiconductors Division,
Gedung Philips, Jl. Buncit Raya Kav.99-100, JAKARTA 12510,
Tel. +62 21 794 0040 ext. 2501, Fax. +62 21 794 0080

Ireland: Newstead, Clonskeagh, DUBLIN 14,
Tel. +353 1 7640 000, Fax. +353 1 7640 200

Israel: RAPAC Electronics, 7 Kehilat Saloniki St, PO Box 18053,
TEL AVIV 61180, Tel. +972 3 645 0444, Fax. +972 3 649 1007

Italy: PHILIPS SEMICONDUCTORS, Piazza IV Novembre 3,
20124 MILANO, Tel. +39 2 6752 2531, Fax. +39 2 6752 2557

Japan: Philips Bldg 13-37, Kohnan 2-chome, Minato-ku,
TOKYO 108-8507, Tel. +81 3 3740 5130, Fax. +81 3 3740 5077

Korea: Philips House, 260-199 Itaewon-dong, Yongsan-ku, SEOUL,
Tel. +82 2 709 1412, Fax. +82 2 709 1415

Malaysia: No. 76 Jalan Universiti, 46200 PETALING JAYA, SELANGOR,
Tel. +60 3 750 5214, Fax. +60 3 757 4880

Mexico: 5900 Gateway East, Suite 200, EL PASO, TEXAS 79905,
Tel. +9-5 800 234 7381, Fax +9-5 800 943 0087

Middle East: see Italy

Netherlands: Postbus 90050, 5600 PB EINDHOVEN, Bldg. VB,
Tel. +31 40 27 82785, Fax. +31 40 27 88399

New Zealand: 2 Wagener Place, C.P.O. Box 1041, AUCKLAND,
Tel. +64 9 849 4160, Fax. +64 9 849 7811

Norway: Box 1, Manglerud 0612, OSLO,
Tel. +47 22 74 8000, Fax. +47 22 74 8341

Pakistan: see Singapore

Philippines: Philips Semiconductors Philippines Inc.,
106 Valero St. Salcedo Village, P.O. Box 2108 MCC, MAKATI,
Metro MANILA, Tel. +63 2 816 6380, Fax. +63 2 817 3474

Poland: Ul. Lukiska 10, PL 04-123 WARSZAWA,
Tel. +48 22 612 2831, Fax. +48 22 612 2327

Portugal: see Spain

Romania: see Italy

Russia: Philips Russia, Ul. Usatcheva 35A, 119048 MOSCOW,
Tel. +7 095 755 6918, Fax. +7 095 755 6919

Singapore: Lorong 1, Toa Payoh, SINGAPORE 319762,
Tel. +65 350 2538, Fax. +65 251 6500

Slovakia: see Austria

Slovenia: see Italy

South Africa: S.A. PHILIPS Pty Ltd., 195-215 Main Road Martindale,
2092 JOHANNESBURG, P.O. Box 7430 Johannesburg 2000,
Tel. +27 11 470 5911, Fax. +27 11 470 5494

South America: Al. Vicente Pinzon, 173, 6th floor,
04547-130 SÃO PAULO, SP, Brazil,
Tel. +55 11 821 2333, Fax. +55 11 821 2382

Spain: Balmes 22, 08007 BARCELONA,
Tel. +34 93 301 6312, Fax. +34 93 301 4107

Sweden: Kottbygatan 7, Akalla, S-16485 STOCKHOLM,
Tel. +46 8 5985 2000, Fax. +46 8 5985 2745

Switzerland: Allmendstrasse 140, CH-8027 ZÜRICH,
Tel. +41 1 488 2741 Fax. +41 1 488 3263

Taiwan: Philips Semiconductors, 6F, No. 96, Chien Kuo N. Rd., Sec. 1,
TAIPEI, Taiwan Tel. +886 2 2134 2886, Fax. +886 2 2134 2874

Thailand: PHILIPS ELECTRONICS (THAILAND) Ltd.,
209/2 Sanpavuth-Bangna Road Prakanong, BANGKOK 10260,
Tel. +66 2 745 4090, Fax. +66 2 398 0793

Turkey: Talatpasa Cad. No. 5, 80640 GÜLTEPE/ISTANBUL,
Tel. +90 212 279 2770, Fax. +90 212 282 6707

Ukraine: PHILIPS UKRAINE, 4 Patrice Lumumba str., Building B, Floor 7,
252042 KIEV, Tel. +380 44 264 2776, Fax. +380 44 268 0461

United Kingdom: Philips Semiconductors Ltd., 276 Bath Road, Hayes,
MIDDLESEX UB3 5BX, Tel. +44 181 730 5000, Fax. +44 181 754 8421

United States: 811 East Arques Avenue, SUNNYVALE, CA 94088-3409,
Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

Uruguay: see South America

Vietnam: see Singapore

Yugoslavia: PHILIPS, Trg N. Pasica 5/v, 11000 BEOGRAD,
Tel. +381 11 62 5344, Fax. +381 11 63 5777

For all other countries apply to: Philips Semiconductors,
International Marketing & Sales Communications, Building BE-p, P.O. Box 218,
5600 MD EINDHOVEN, The Netherlands, Fax. +31 40 27 24825

Internet: <http://www.semiconductors.philips.com>

© Philips Electronics N.V. 1999

SCA63

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Printed in The Netherlands

115002/00/03/pp8

Date of release: 1999 Apr 12

Document order number: 9397 750 05575

Let's make things better.

**Philips
Semiconductors**



PHILIPS

MJL3281A (NPN) MJL1302A (PNP)

Preferred Devices

Complementary Bipolar Power Transistors

Features

- Exceptional Safe Operating Area
- NPN/PNP Gain Matching within 10% from 50 mA to 5 A
- Excellent Gain Linearity
- High BVCEO
- High Frequency
- Pb-Free Packages are Available

Benefits

- Reliable Performance at Higher Powers
- Symmetrical Characteristics in Complementary Configurations
- Accurate Reproduction of Input Signal
- Greater Dynamic Range
- High Amplifier Bandwidth

Applications

- High-End Consumer Audio Products
 - ♦ Home Amplifiers
 - ♦ Home Receivers
- Professional Audio Amplifiers
 - ♦ Theater and Stadium Sound Systems
 - ♦ Public Address Systems (PAs)

MAXIMUM RATINGS ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	260	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	260	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0	Vdc
Collector-Emitter Voltage – 1.5 V	V_{CEX}	260	Vdc
Collector Current – Continuous – Peak (Note 1)	I_C	15 25	Adc
Base Current – Continuous	I_B	1.5	Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate Above 25°C	P_D	200 1.43	Watts W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	– 65 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	0.625	$^\circ\text{C/W}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. Pulse Test: Pulse Width = 5 ms, Duty Cycle < 10%.

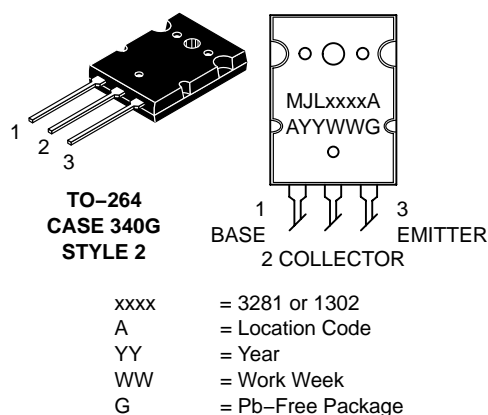


ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

**15 AMPERES
COMPLEMENTARY
SILICON POWER
TRANSISTORS
260 VOLTS
200 WATTS**

MARKING DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MJL3281A	TO-264	25 Units/Rail
MJL3281AG	TO-264 (Pb-Free)	25 Units/Rail
MJL1302A	TO-264	25 Units/Rail
MJL1302AG	TO-264 (Pb-Free)	25 Units/Rail

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

MJL3281A (NPN) MJL1302A (PNP)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 100\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	$V_{CEO(sus)}$	260	–	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 260\text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	I_{CBO}	–	50	μAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 5\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}	–	5	μAdc

SECOND BREAKDOWN

Second Breakdown Collector with Base Forward Biased ($V_{CE} = 50\text{ Vdc}$, $t = 1\text{ s}$ (non-repetitive)) ($V_{CE} = 100\text{ Vdc}$, $t = 1\text{ s}$ (non-repetitive))	$I_{S/b}$	4 1	– –	Adc
--	-----------	--------	--------	-----

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ($I_C = 500\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 5\text{ Vdc}$) ($I_C = 1\text{ Adc}$, $V_{CE} = 5\text{ Vdc}$) ($I_C = 3\text{ Adc}$, $V_{CE} = 5\text{ Vdc}$) ($I_C = 5\text{ Adc}$, $V_{CE} = 5\text{ Vdc}$) ($I_C = 8\text{ Adc}$, $V_{CE} = 5\text{ Vdc}$)	h_{FE}	75 75 75 75 45	150 150 150 150 –	
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10\text{ Adc}$, $I_B = 1\text{ Adc}$)	$V_{CE(sat)}$	–	3	Vdc

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current-Gain – Bandwidth Product ($I_C = 1\text{ Adc}$, $V_{CE} = 5\text{ Vdc}$, $f_{test} = 1\text{ MHz}$)	f_T	30	–	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 10\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f_{test} = 1\text{ MHz}$)	C_{ob}	–	600	pF

MJL3281A (NPN) MJL1302A (PNP)

TYPICAL CHARACTERISTICS

PNP MJL1302A

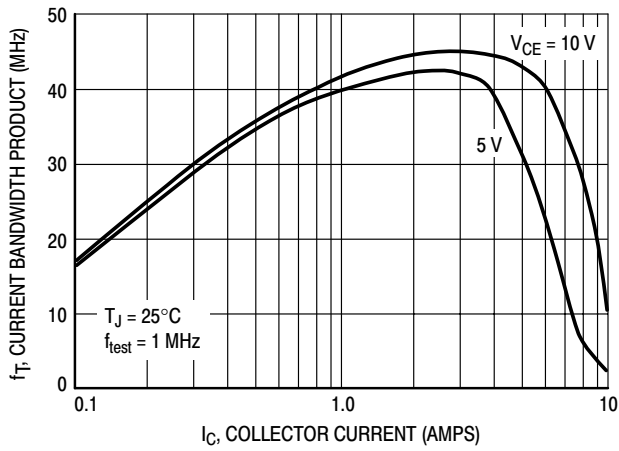


Figure 1. Typical Current Gain Bandwidth Product

NPN MJL3281A

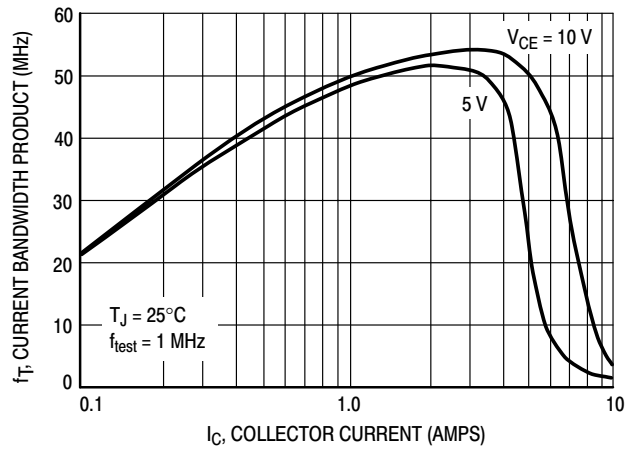


Figure 2. Typical Current Gain Bandwidth Product

PNP MJL1302A

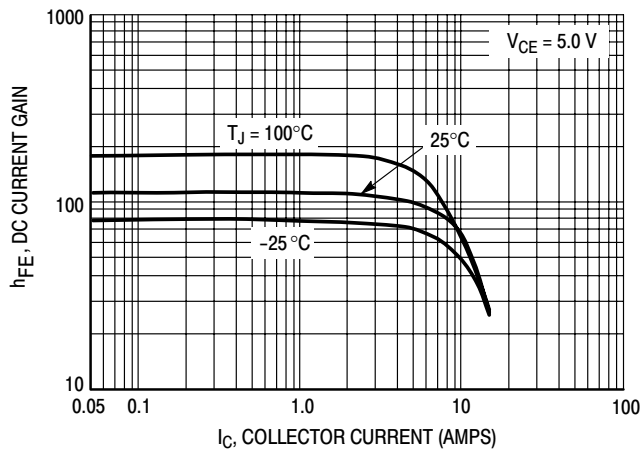


Figure 3. DC Current Gain

NPN MJL3281A

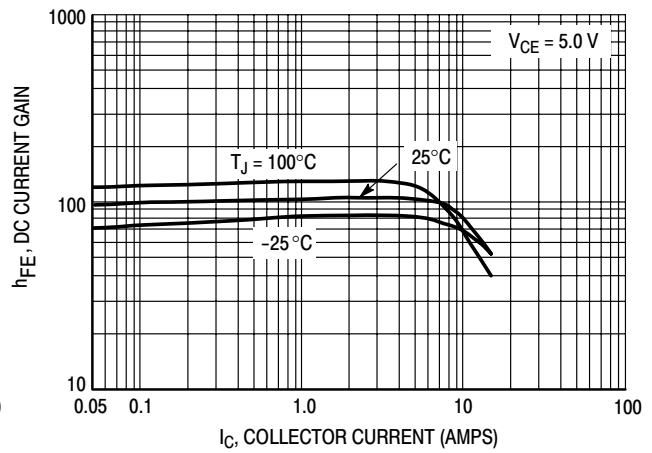


Figure 4. DC Current Gain

PNP MJL1302A

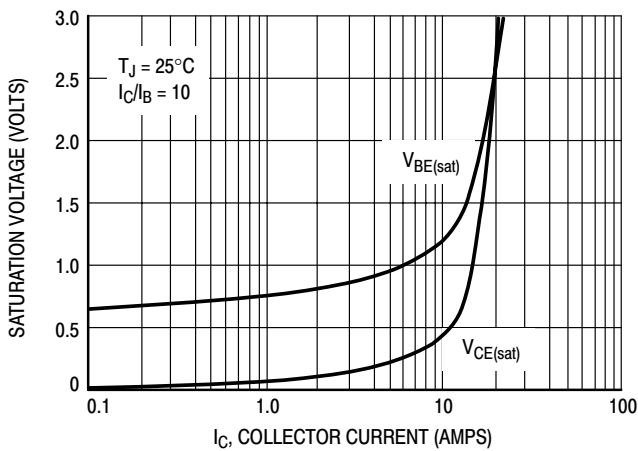


Figure 5. Typical Saturation Voltages

NPN MJL3281A

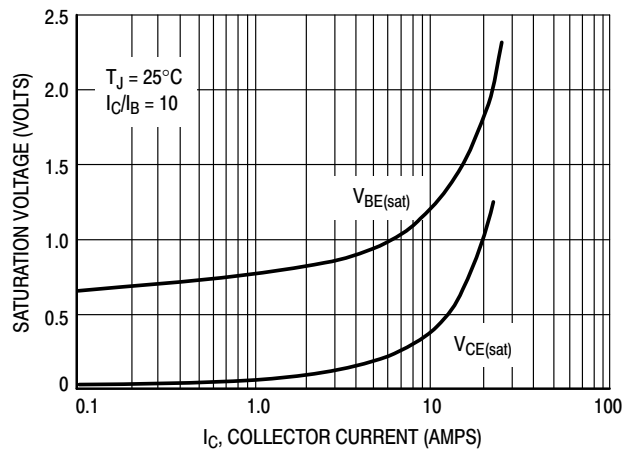


Figure 6. Typical Saturation Voltages

MJL3281A (NPN) MJL1302A (PNP)

TYPICAL CHARACTERISTICS

PNP MJL1302A

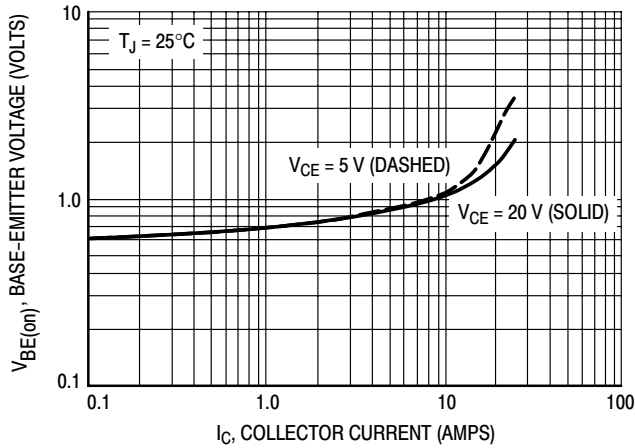


Figure 7. Typical Base-Emitter Voltage

NPN MJL3281A

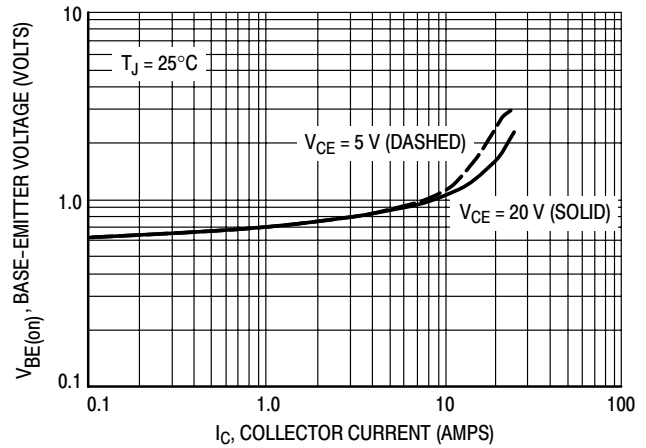


Figure 8. Typical Base-Emitter Voltage

PNP MJL1302A

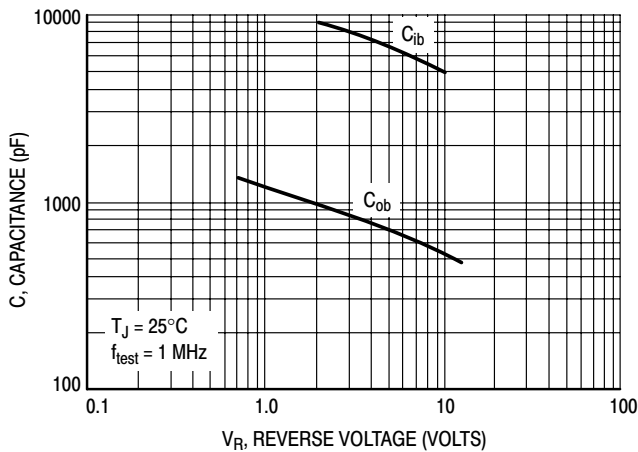


Figure 9. MJL1302A Typical Capacitance

NPN MJL3281A

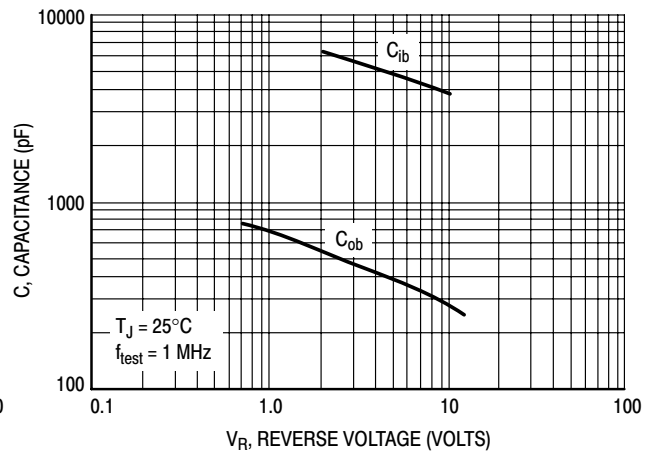


Figure 10. MJL3281A Typical Capacitance

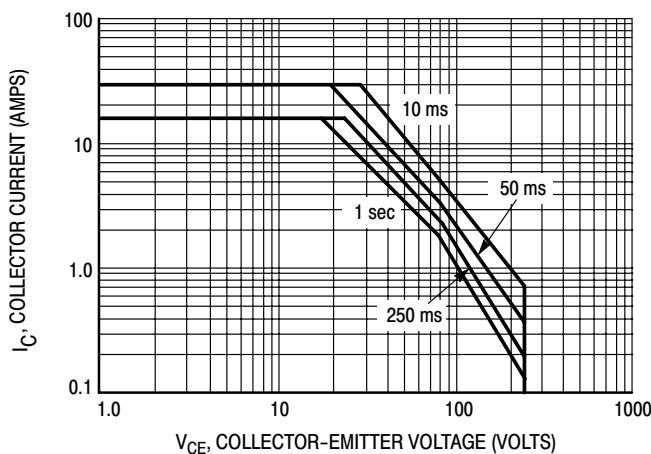


Figure 11. Active Region Safe Operating Area

There are two limitations on the power handling ability of a transistor; average junction temperature and secondary breakdown. Safe operating area curves indicate $I_C - V_{CE}$ limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 11 is based on $T_{J(pk)} = 150^\circ\text{C}$; T_C is variable depending on conditions. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power than can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

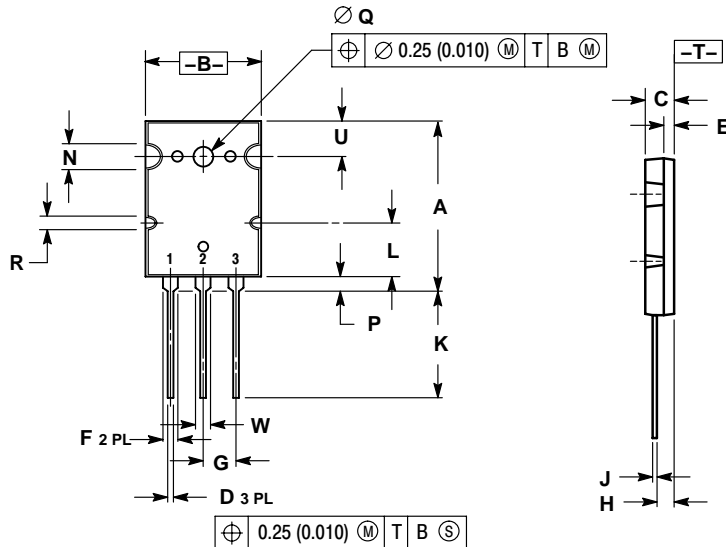
MJL3281A (NPN) MJL1302A (PNP)

PACKAGE DIMENSIONS

TO-3PBL (TO-264)

CASE 340G-02

ISSUE J



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.


DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	28.0	29.0	1.102	1.142
B	19.3	20.3	0.760	0.800
C	4.7	5.3	0.185	0.209
D	0.93	1.48	0.037	0.058
E	1.9	2.1	0.075	0.083
F	2.2	2.4	0.087	0.102
G	5.45 BSC		0.215 BSC	
H	2.6	3.0	0.102	0.118
J	0.43	0.78	0.017	0.031
K	17.6	18.8	0.693	0.740
L	11.2 REF		0.411 REF	
N	4.35 REF		0.172 REF	
P	2.2	2.6	0.087	0.102
Q	3.1	3.5	0.122	0.137
R	2.25 REF		0.089 REF	
U	6.3 REF		0.248 REF	
W	2.8	3.2	0.110	0.125

STYLE 2:

1. BASE
2. COLLECTOR
3. EMITTER

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

PowerBase is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC).

ON Semiconductor and  are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 61312, Phoenix, Arizona 85082-1312 USA
Phone: 480-829-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 480-829-7709 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada

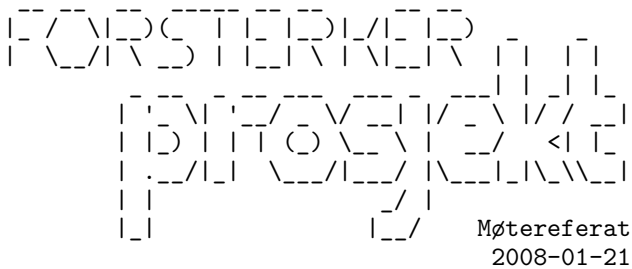
Japan: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
2-9-1 Kamimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0051
Phone: 81-3-5773-3850

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

Order Literature: <http://www.onsemi.com/litorder>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

MJL3281A/D



MØTT OPP:

Aleksander Uthus
Bastian S. Solem
Johan Wiggen
Stian Rishaug
Vegard Øye

HVA BLE GJENNOMGÅTT?

Prosjektplanlegging, A-, B- og AB-forsterkere, presentasjon av deltagere.

HVA SKAL GJØRES TIL NESTE MØTE?

Opprette it's learning-gruppe (Aleksander).

Lese seg opp på forsterkere og ev. gå for AB- eller A-forsterker.

Finne begrunnelse for AB-forsterker (Bastian).

Finne (mulighet for) trafo (Aleksander).

MØTEPLAN

Kl. 13.25 hver mandag.

MØTELEDER (NESTE MØTE):

Aleksander «the man» Uthus.



