

Konstruktion: High Speed hoved- telefonforstærker

Til trods, for at det for mange måske vil virke som en unødvendig luksus, er der flere gode grunde til at anvende en separat forstærker til dynamiske hovedtelefoner. Først og fremmest kan hovedtelefonerne tilsluttes direkte til forstærkerens udgang uden dæmpningsmodstande, hvilket bevirker, at hovedtelefonens impedanskurve ikke længere påvirker frekvenskurvens udseende. Resultatet bliver en mere jævn og velafbalanceret lyd og givetvis mindre tendens til at give lyttetræthed.

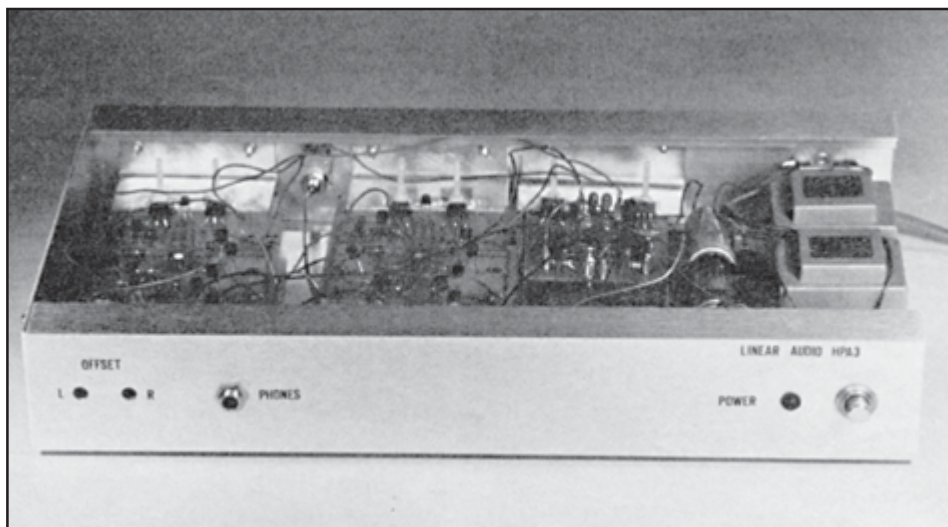
For det andet er det muligt, for en relativt lav pris, at konstruere en forstærker, som kvalitetsmæssigt ligger over næsten alle effektforstærkere, uanset pris. Årsagen er, at det er let at finde hurtige udgangstransistorer i de effektklasser, man her har med at gøre, og at de desuden er billige. Gode, dynamiske hovedtelefoner er ikke billige, og det er derfor økonomisk forsvarligt at bygge den her beskrevne forstærker for at drive hovedtelefonerne med et signal af højeste kvalitet. Selv om dette virker som store ord, håber forfatteren at kunne vise, at denne forstærker har flere ganske unikke egenskaber.

Forstærkeren

Under konstruktionen af forstærkeren har eliminering af alle former for TIM-forvrængning været det primære mål, andre mere traditionelle forvrængningsformer er kommet i anden række, uden at de af den grund glemmes helt. Årsagen til dette er, at det er relativt velkendt, hvor meget THD man kan høre, mens der endnu ikke findes lige så overbevisende undersøgelser af hørbarheden af transientforvrængning. Det betaler sig altså at bestræbe sig på at begrænse transientforvrængningen så meget som muligt i håb om, at det skal nå under hørbarhedsgrensen.

Som det ses på fig. 1 er forstærkeren helt symmetrisk og komplementært opbygget fra indgang til udgang. Dette giver lav forvrængning, selv uden modkobling, og bevirker, at den totale modkobling har kunnet holdes nede på 22 dB, uden at den statiske forvrængning giver problemer.

Forstærkeren opviser ligheder med MC-forstærkeren fra nr. 9 og 10 - 1978, men adskiller sig fra denne på et afgørende punkt, graden af lokal modkobling.



Forfatterens prototype til hovedtelefonforstærkeren. Den her valgte box er fra Josty-kit og har betegnelsen B 1350, men andre kan naturligvis også anvendes efter de aktuelle behov.

Transientforvrængningen opstår, pr. definition, når indgangstrinet overstyres, på grund af at modkoblingssignalet ikke "når frem" i tide. Der findes flere måder at forhindre dette på, blandt andre foreslår W.G. Jung at anvende et kraftigt modkoblet indgangstrin.¹⁾ I denne konstruktion er de to differentialtrin meget kraftigt modkoblede gennem emittermodstandene R7-R10. Denne modkobling sænker indgangstrinets gm fra 10 til 0,5, hvilket sammen med oplysningen om, at indgangstrinet kan levere 1 mA, gør det muligt at beregne differentialtrinets maksimale indgangsspænding, V_{th} .

Ifølge¹⁾ beregnes denne efter formlen: $V_{th} = I_{max}/g_m = 1/0,5 = 2V$. Dette er en meget stor værdi for V_{th} sammenlignet med mange andre forstærkere, hvor det stadig er almindeligt at anvende helt umodkoblede indgangstrin. En undtagelse udgør imidlertid forstærkere med FET-indgang, da FET's har betydeligt lavere gm-værdier end bipolare transistorer, men selv sammenlignet med FET-indgange er 2V en usædvanligt høj V_{th} -værdi.

Man kan nu spørge sig selv, hvad glæde man har af at kende V_{th} , men faktum er, at dette er en meget vigtig parameter for en forstærker, hvilket følgende formel forhåbentlig kan

anskueliggøre:

$SR = (V_{th} \cdot 6,28 \cdot GBP)/10^6$, hvor SR er Slew rate i V/ μ s og GBP er forstærkningsbåndbreddeproduktet for den pågældende forstærker. Blot man kender GBP og V_{th} kan forstærkerens maksimale slew rate let beregnes. For den her beskrevne forstærker er GBP 29 MHz, hvilket giver $SR = (2 \cdot 6,28 \cdot 29 \cdot 106)/10^6 = 364 V/\mu s$, en ganske respektabel værdi. Mere om dette senere.

For at maksimere GBP har forstærkeren ingen kompensations kondensatorer, og båndbredden bestemmes derfor helt af kollektor-base kapaciteten hos T4 og T10. Da denne kan variere en del mellem forskellige transistorer, er også dette andet trin kraftigt lokalt modkoblet gennem R18 og R19, for at formindske graden af ydre modkobling, og dermed risikoen for ustabilitet på grund af kapacitetsvariationer hos T4 og T10.

En anden fordel ved denne lokale modkobling er, at open-loop båndbredden forøges og når over 200 kHz. For at forhindre, at forstærkeren nås af højfrekvente signaler, som eventuelt kunne give anledning til TIM-forvrængning, er forstærkeren forsynet med et passivt lavpasfilter bestående af R1 og C2 på indgangen. Filtret skærer

ved 200 kHz og er beregnet til en udgangs-impedans på 600 ohm fra forstærkeren. Såfremt udgangsimpedansen (Z_{ud}) er kendt og afviger fra 600 ohm, kan en ny værdi for C_2 beregnes som: $1/1,26 \cdot 10^6 \cdot (Z_{ud} + 1,8 \text{ kohm})$.

Transistoren T5 monteres på en kølevinkel sammen med T12 og T13 og stabiliserer dermed tomgangsstrømmen til 50 mA. Denne høje værdi for tomgangsstrømmen er valgt for at give klasse A drift over næsten hele udstyrsområdet med hovedtelefoner med 100 ohm impedans eller mere. Begrænsningen til hovedtelefoner med en impedans over ca. 100 ohm forekommer måske unødvendig, men er gjort med hensyn til hovedtelefoners helbred i bagtankerne. Forstærkeren kan levere en udgangsstrøm på ca. 170 mA, eller 1 W i 35 ohm, og det er lidt for meget for de fleste hovedtelefoner. Der er ellers ingen risiko for at skade forstærkeren med en alt for lav-impedant belastning, så hvis man bare er lidt forsigtig med volumenknappen, kan hovedtelefoner med impedans under 100 ohm udmærket anvendes. Tænk blot på, at forstærkeren er konstrueret til at arbejde bedst med en højimpedant belastning.

Selvom forstærkeren på fig. 1 er vist AC-koblet, gennem kondensatorerne C_5 og C_6 , så erstattes disse normalt af kortslutninger, hvorved forstærkeren bliver internt DC-koblet. For at kunne minimere off-set spændingen på udgangen, er strømmen i strømgeneratoren T3 gjort variabel ved hjælp af potentiometret P1. Denne justering er normalt tilstrækkelig til at bringe off-set under $\pm 50 \text{ mV}$ på udgangen, men skulle forstærkeren give problemer med for stor off-set, kan C_5 og C_6 anvendes. Forstærkerens indgang beskyttes imod DC-spænding ved

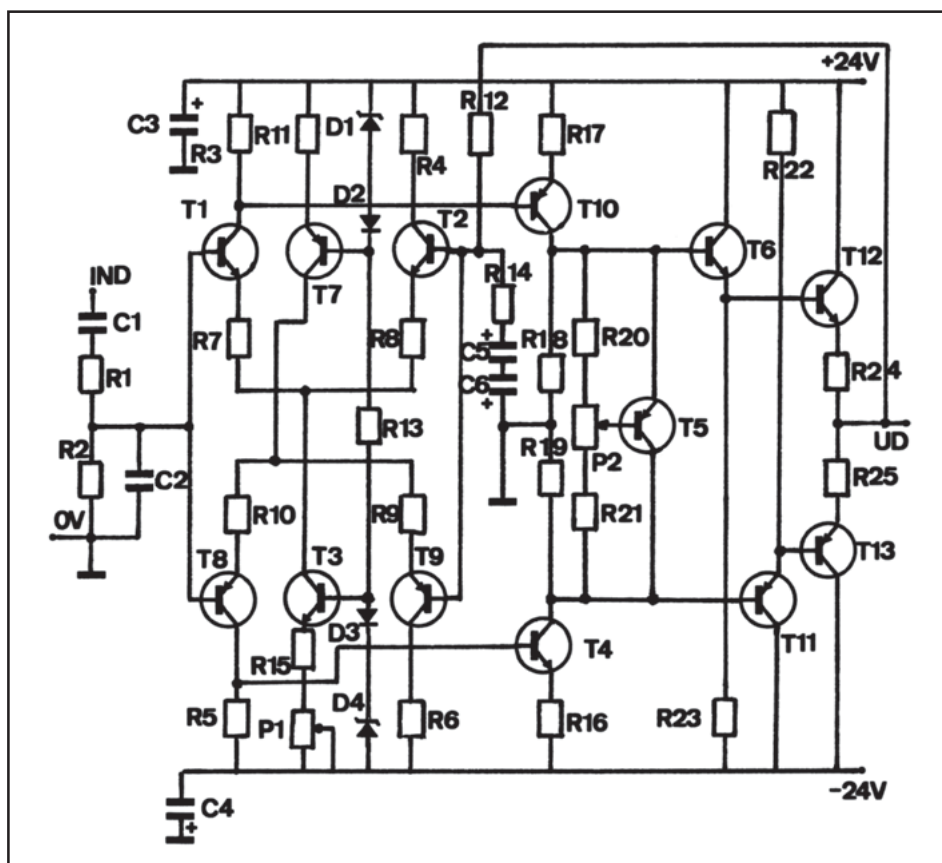


Fig. 1. Diagram af en kanal af hovedtelefonforstærkeren.

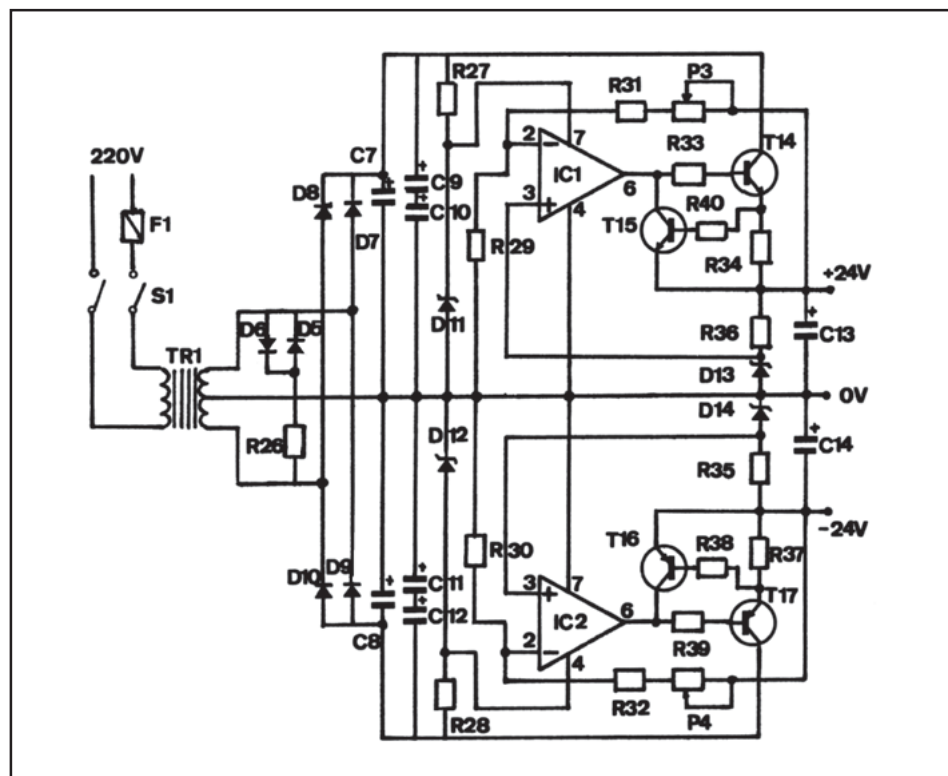
hjælp af C_1 , og det er vigtigt, at netop denne kondensator er af højeste kvalitet for ikke at påvirke lyd kvaliteten. For eksempel kan tantalkondensatorer, ifølge John Curl, give anledning til forvrængning på procentniveau, og er derfor uegnede som indgangskondensatorer.²⁾ I øvrigt bør komponenter

af højeste kvalitet anvendes, og for bedst muligt resultat kan metallfilmmodstande anvendes over hele linien i forstærkeren. I komponentlisten angives imidlertid hvilke som kan være af kulfilmtypen uden negative bivirkninger.

Strømforsyningen

Det skulle i princippet have været muligt at anvende integrerede spændingsregulatorer i strømforsyningen, men behovet for at indføre strømbegrænsning for at beskytte forstærkeren imod kortslutning gjorde det nødvendigt at konstruere en separat strømforsyning. Det anvendte diagram er vist på fig. 2, og da der her er tale om en ren standardkobling, er der ingen grund til nærmere diskussion her. Hvad der i stedet kan være interessant, er valget af transformator. Kredsen fungerer med sekundærspændinger mellem 2×20 og 2×24 volt, med en 22-0-22 volt ringkernetransformator som det bedste (og givetvis dyreste) alternativ. Transformatoren skal kunne give mindst 0,3 A sekundærstrøm, men i øvrigt er valget frit, forudsat at den har midtpunktsudtag. En ting, man dog bør huske, er, at R27 og R28 ændrer værdi afhængig af transformatorens sekundærspænding. Med forkerte værdier kan både modstanden og dioderne D11 og D12 beskadiges. Transistorerne T15 og T16 kan i princippet være enhver type småsignaltransistorer, men da de anbefalede typer er både billige og lette at få fat i, er der ingen grund til ikke at anvende disse. Selv transistorerne T14 og T17 kan erstattes af snart sagt enhver type effekt-darlington-transistorer, men da benene skal passe i printet, er det klart bedst at anvende de typer, som er angivet i komponentlisten. Potentiometrene P3 og P4

Fig. 2. Diagram over strømforsyningen.



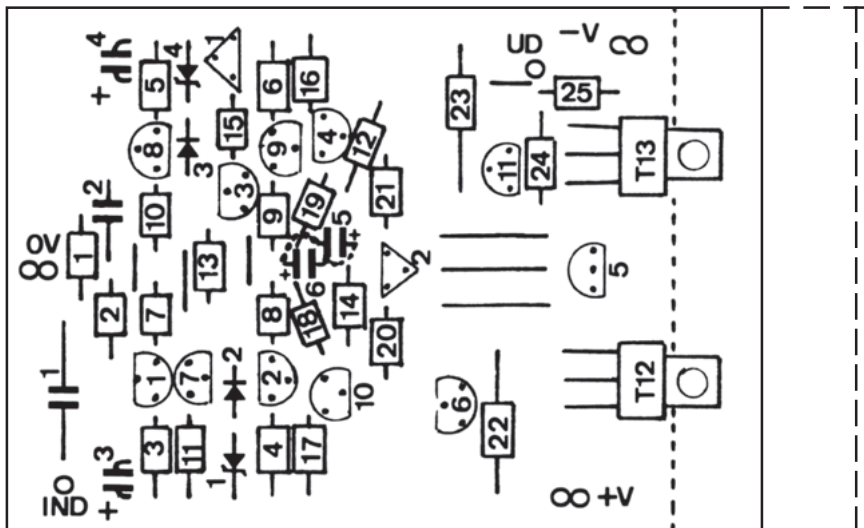


Fig. 6. Komponent-layout for en kanal af forstærkeren set fra komponentsiden. Hullerne til transistorskruerne bores med et 3,2 mm bor.

Fig. 4. Printtegning for en kanal af hovedtelefonforstærkeren set fra kobbersiden. Skala 1:1.

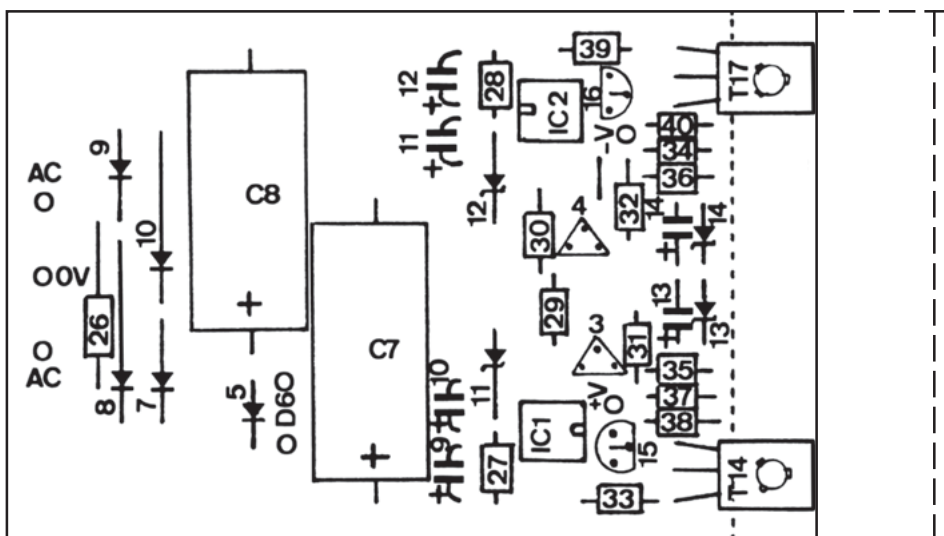
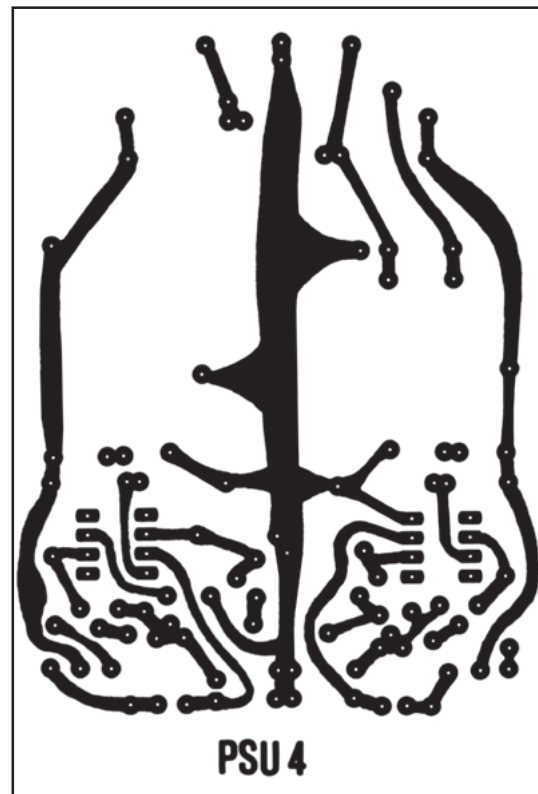


Fig. 5. Komponent-layout for strømforsyningen set fra komponentsiden. Hullerne til transistorskruerne bores med et 3,2 mm bor.

gør udgangsspændingen variabel, således at den kan indjusteres nøjagtigt til 24 volt.

Montering af printet

Printtegningen til strømforsyningen og forstærkeren er vist på fig. 3 resp. fig. 4, mens placeringen af komponenterne er vist på fig. 5 og fig. 6. Da komponenttætheden ikke er særlig høj, burde der ikke være problemer med at lodde komponenterne i på de rette pladser ved at sammenholde med figurene.

Et vigtigt punkt er, at IC'en, elektrolytkondensatorer samt transistorer vendes rig-

tigt på printet. For IC1 og IC2 gælder, at det lille hak i den ene ende vendes som vist på fig. 5, og for transistorerne gælder det, at plathuset vendes som angivet på fig. 5 og fig. 6. Hvis der opstår problemer, så tænk på, at en PNP-transistor har emitteren vendt mod +, mens en NPN-transistor har emitteren vendt mod -. Tænk også på, at de midterste ben på transistoren skal bøjes enten frem eller tilbage for at passe i hullerne, når transistorerne monteres efter figuren. Elektrolytkondensatorernes plusside er markeret på såvel fig. 5 og fig. 6. Monteringen af effekttransistorerne T12,

T13, T14 og T17 kan være lidt mere besværlig, da de skal monteres på kølevinkler af aluminium. Målene på disse køleplader er angivet på fig. 7, og de skal fremstilles af 1,5 mm aluminiumplade og bukes til en ret vinkel efter de punkterede linier på fig. 7. Transistorerne skrues fast til kølevinklerne med en skrue gennem både print og vinkel, og med en isolerende glimmerskive mellem transistor og kølevinkel. For at opnå den bedste varmeledning bør der anvendes siliconepasta på begge sider af glimmerskiven. Alle fire transistorer monteres med type-markeringen vendt opad, og for at undgå kortslutning bør skruen isoleres fra transistorhuset. Dette sker lettest ved at anvende nyonskrue.

Biasregulatoren TS bør også monteres på kølevinklen, og dette gøres bedst ved at smøre lidt siliconepasta på den plane underside af transistorhuset og siden presse transistoren mod kølevinklen ved at vinkle dennes tilslutningsben. Dette er ikke så let, som det lyder, og da det er vigtigt, at transistoren har god termisk kontakt med kølevinklen, betaler det sig at udføre dette punkt meget omhyggeligt. Der findes et antal "lus" (kortslutninger) på begge print, og disse er vist som sorte, fuldt optrukne streger mellem to huller på fig. 5 og fig. 6, undtaget er dog lusen i stedet for C5 og C6, som er vist punkteret. Disse kortslutninger udføres lettest ved hjælp af afklip fra modstandene. De, som ønsker det, kan siden erstatte lusen med C5 og C6, men pas på at kobberbanerne på printets bagside ikke tager skade ved udledning.

Kontroller printet en ekstra gang efter, at alle komponenter er loddet i, kontroller specielt at også dioderne er vendt korrekt.

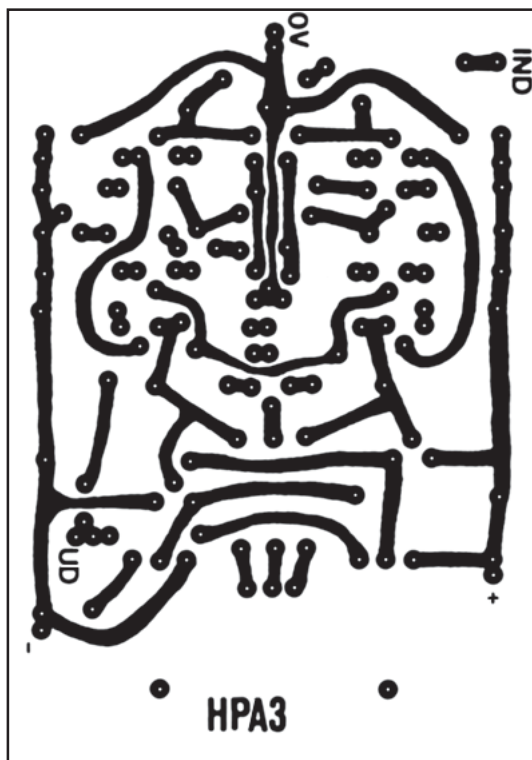


Fig. 3. Printtegning over strømforsyningen set fra kobbersiden. Skala 1:1.

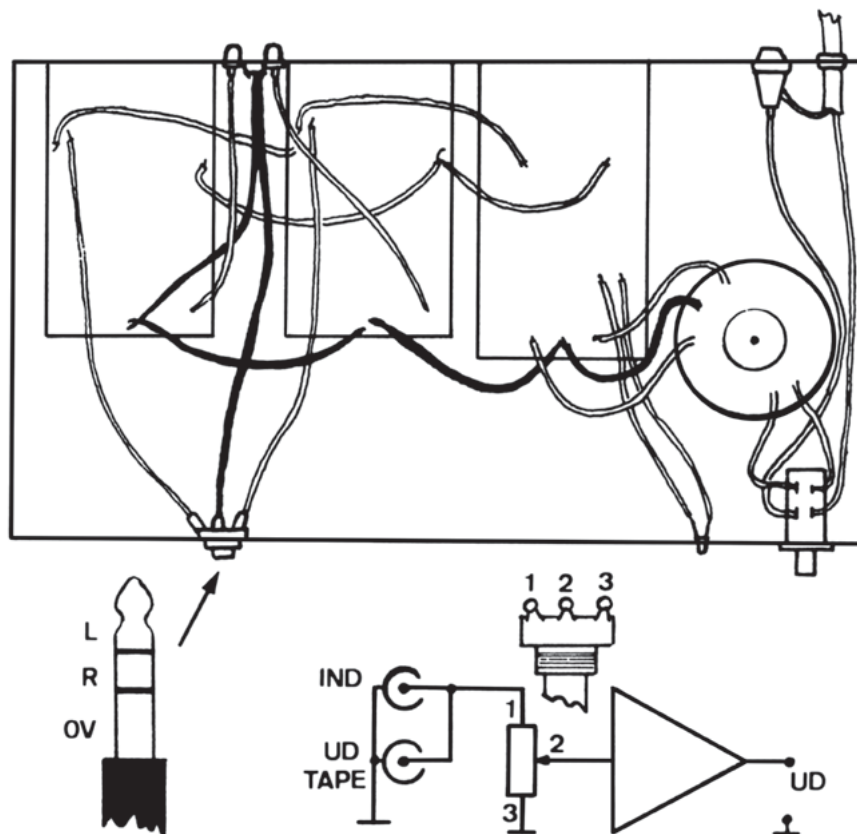


Fig. 8. Monteringsdetaljer for den samlede forstærker, skala 1:3.

Såfremt printet passerer denne inspektion uden bemærkninger, er de to forstærkerprint og strømforsyningsprintet klar til anvendelse, og som sidste punkt stilles alle potentiometre i midterstilling.

Afsluttende montage og justering

Når nu printene er færdigmonterede, må de også monteres i et passende kabinet, før forstærkeren er klar til anvendelse. Et meget velegnet kabinet er Josty-kits modulbox B 1350 med målene 350 x 200 x 55 mm. På fig. 8 er vist, hvordan printene, transformator og kontakterne kan monteres i et sådant kabinet. Al ledningsføring fremgår også af figuren, og det gælder naturligvis også, såfremt et andet kabinet anvendes. Figuren taler forhåbentlig for sig selv, men på et par punkter kan der muligvis være behov for lidt nærmere forklaring. Lysdioden D6 skal monteres modsat D5, ellers kan den tage varig skade, og den lyser definitivt ikke, i hvert tilfælde ikke mere end et kort blink. Skærmede ledninger kræves normalt ikke mellem indgangene og forstærkerprintene, men dette beror meget på den benyttede transformators brumfelt, og i enkelte tilfælde kan det være nødvendigt at anvende skærmede ledninger.

Jack-stikket til hovedtelefontilslutningen forbindes, så den passer til hovedtelefonstikket som vist på fig. 8.

Glem ikke at forstærkeren er lysnettilsluttet, og dårlige lodninger på netafbryderen kan være direkte livsfarlige.

Monter først transformator, strømforsyningen og tilhørende detaljer i kabinettet, og tilslut også transformator til strømforsyningsprintet. Tilslut derefter et voltmeter mellem V+ udgangen og stel.

Tænd forstærkeren og juster derefter P3 til voltmeteret viser nøjagtig 24 volt, gør derefter det samme med P4 og voltmeteret tilsluttet til V-.

Når dette er gjort, skrues et af forstærkerprintene i kabinettet, præcis som for strømforsyningen skrues kølevinklen mod kabinettets bagplade med siliconepasta mellem fladerne og V+, V- samt stelledningen monteres. Tilslut derefter et voltmeter mellem emitterne på T12 og T13 og slå derefter strømmen til. Tilslutningen til emitterne opnås lettest mellem de to modstande R24 og R25, se fig. 1, da der let opstår kortslutning, hvis man går direkte ind på transistorerne. Såfremt udslaget på voltmeteret er mindre end 1,5 volt, er alt O.K., men skulle udslaget være større, så afbryd hurtigst muligt strømmen og kontroller, at P2 står i midterposition samt at R20 og R21 har kor-

rekt værdi.

Såfremt udslaget var mindre end 1,5 volt, kan korrekt tomgangsstrøm indstilles, dette sker ved at justere P2, til voltmeteret viser præcis 1,5 volt. Eftersom $R24 + R25 = 30$ ohm, og spændingen over dem er 1,5 volt, bliver tomgangsstrømmen $= 1,5/30 = 50$ mA. Tomgangsstrømmen ændrer sig lidt, inden forstærkeren bliver varm, og det er derfor bedst at lade forstærkeren stå tændt en times tid og justere P2 til korrekt udslag ca. hvert 10. minut. Efter en time har forstærkeren nået sin arbejdstemperatur, og kølevinklen skal nu være let varm, såfremt transistorerne er monteret korrekt. Efter en sidste justering af P2 er tomgangsstrømmen indstillet.

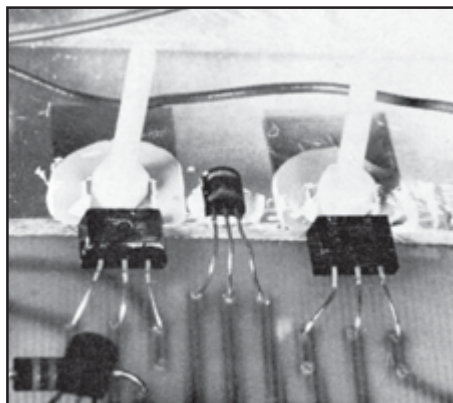
Tilslut nu voltmetret mellem udgangen og stel, og juster P1 til mindst mulige udslag. Hvis det af en eller anden grund er umuligt at justere udslaget til mindre end ± 50 mV, kan man overveje at isætte C5 og C6, men det bliver i hvert enkelt tilfælde tale om en vurdering af, hvor stort et off-set der kan tolereres. Da off-set justeringen er meget temperaturfølsom, kan det være klogt at kontrollere den nu og da de første dage, forstærkeren er i drift.

Foretag ovenstående justeringer på det andet forstærkerprint og tilslut derefter indgangsbøsningen (normalt phono-bøsning) samt jack-bøsningen til selve hovedtelefonudgangen til de to forstærkerprint. Glem ikke at montere de med sort optegnede stelledninger.

Forstærkeren er nu klar til brug.

Modifikationer

Forstærkeren er beregnet til tilslutning til udgangen på en forforstærker og har der



Monteringen af de kritiske transistorer. Det er vigtigt, at der ikke er elektrisk forbindelse mellem transistoren og køleprofilen, der helst er af aluminium.

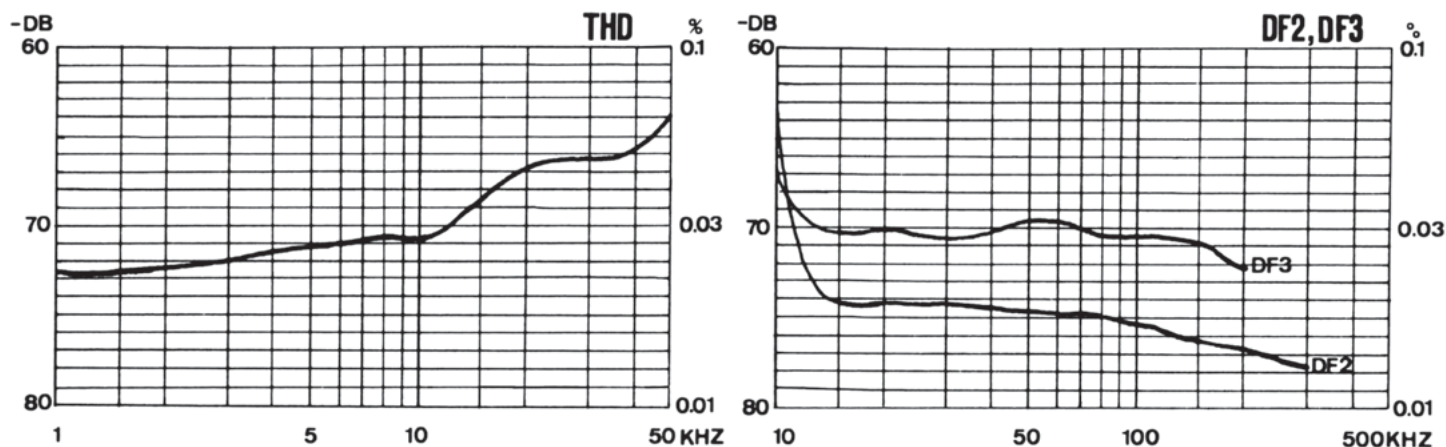


Fig. 9. Kurver over THD og differens-toneforvrængning for forstærkeren. Belastningen er i begge tilfælde 220 ohm.

for ingen volumenkontrol eller tonekontrol. Nu er det desværre sådan, at mange receiver og integrerede forstærkere ikke er forsynet med forforstærkerudgang. I stedet har de ofte to tape-udgange, og signalniveauet er her tilstrækkeligt til, i de fleste tilfælde, at drive forstærkeren. På fig. 8 vises, hvordan en volumenkontrol kan kobles ind før forstærkeren i sådanne tilfælde, og her vises også, hvordan volumenkontrollens tilslutninger kobles.

Som det ses på figuren, er indgangsbøsningen parallelkoblet med en bøsning mærket "tape out", hvilket er tænkt anvendt, hvor der kun findes en tape-udgang, eller hvor begge i forvejen anvendes. Signalet ledes altså fra receiverens tape-udgang til hovedtelefonforstærkeren og båndoptageren. Tricket består i, at de to parallelkoblede bøsninger også kan anvendes, hvis forforstærkeren kun har en udgang og den paral-

lelkoblede bøsning da anvendes til den sædvanlige effektforstærker. For ikke at belaste tape-udgangen på receiveren for meget, bør volumenkontrollen være et 50 kohm logaritmisk stereopotentiometer. Det er vigtigt at fjerne kondensatoren C2, hvis en volumenkontrol kobles ind før forstærkeren, da man ellers får en forstærker, hvis båndbredde varierer med volumenkontrollens stilling.

Hermed er spørgsmålene om hovedtelefonforstærkerens indkobling forhåbentlig tilstrækkelig belyst.

Kommentarer til målingerne

Kurver over forvrængning (THD) og differens-toneforvrængning vises på fig. 9, og ligeledes findes en opstilling af måleresultater sidst i artiklen. Hvad angår kurverne, gælder det, at belastningen er 220 ohm for begge. THD-kurven er målt med max. udgangsspænding, 10 volt RMS, og differens-tonemålingerne er foretaget ved 25Vpp hvilket ganske godt modsvarer max. udgangsspænding -1 dB.

THD-kurven viser en jævn stigning mod

højere frekvenser, og der er ingen tegn på TIM-problemer. Den stigning, der findes, forsvinder næsten helt, når udgangsspændingen reduceres til 8 V, og når niveauet sænkes til 3 V, er THD meget lav, som det fremgår af tabellen. Selv om kurven viser THD, så består den næsten udelukkende af 3. harmoniske overtoner, præcis som det kan forventes af en helt symmetrisk opbygget forstærker. Højere ordens ulige forvrængningskomponenter, såvel som lige ordens, er kraftigt undertrykte. Dominansen af ulige harmonisk forvrængning ses også tydeligt på differens-toneforvrængningskurven, hvor DF3 dominerer over DF2. Noget som er interessant ved disse kurver er, at forvrængningen falder ved stigende frekvens, og selv dette er et bevis på, at forstærkeren ikke lider under TIM-problemer.

Den kraftige stigning mod 10 kHz beror på måleudstyret og ikke på forstærkeren. I øvrigt kan det siges, at forvrængningen holder sig på et rimelig lavt niveau uden på nogen måde at være rekordlav.

Den i måleresultaterne anførte slew rate på

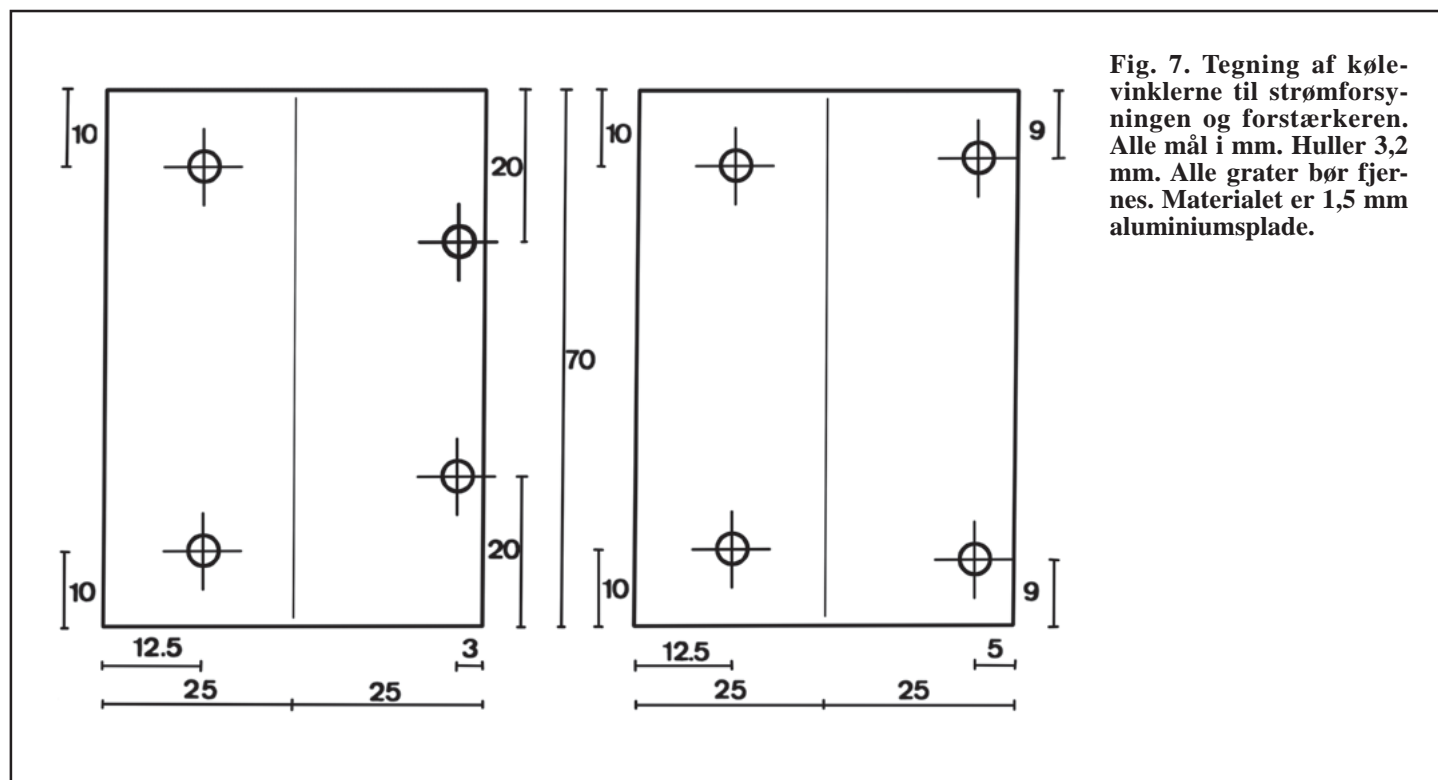


Fig. 7. Tegning af kølevinklerne til strømforsyningen og forstærkeren. Alle mål i mm. Huller 3,2 mm. Alle grater bør fjernes. Materialet er 1,5 mm aluminiumsplade.

18 Volt/ μ s kan forekomme skuffende, når man tænker på, at slew rate tidligere beregnedes til 364 V/ μ s. Dette beror på indgangsfiltret RL+C2, som begrænser forstærkerens stigetid til 1,75 μ s og dermed også den maximale slew rate. Hvad den målte værdi 18 V/ μ s egentlig betyder, er, at forstærkeren aldrig gennem indgangsfiltret kan presses til at yde mere end 5% (18/364) af sin maximale slew rate, og TIM-forvrængning bliver på denne måde en praktisk umulighed. Dette kommer også til udtryk i forstærkerens store effektbåndbredde på 2,2 MHz uden indgangsfiltre.

Som kommentar til støjmålingen kan det siges, at forstærkeren er helt fri for hørbar støj i højohmige hovedtelefoner, men at det er sandsynligt, at noget sus kan høres i meget følsomme lavohmige hovedtelefoner. Den anvendte båndbredebegrænsning på 400 Hz-20 kHz giver en værdi, som ligger midt imellem A-vejet og lineært i de fleste tilfælde.

Forstærkerens fasedrejning er meget lille, og det er meget tvivlsomt, om 7° ved 20 kHz kan have nogensomhelst hørbar indvirkning, forudsat at Cl er af højeste kvalitet.

Konklusion

Den beskrevne forstærker er et eksempel på en konstruktion, hvor problemer med transientforvrængning er praktisk taget elimineret, og hvor selv den harmoniske forvrængning ligger på et niveau, hvor den er uhørbar. Alle eventuelle farvninger af lyden beror altså på andre og hidtil ukendte forvrængningsformer, og indtil forskningen på disse områder kommer længere, er det altså vanskeligt ved hjælp af måleinstrumenter at forbedre en forstærker som denne. Derfor må forstærkeren betragtes som et godt alternativ til konventionelle effektforstærkere, når det gælder drift af dynamiske hovedtelefoner af høj kvalitet.

Bruno Carlsson

Litteraturhenvisning

- ¹⁾ Walter G. Jung, Mark L. Stephens og Craig C. Todd, "An overview of SID and TIM", Audio, juni, juli og august 1979.
- ²⁾ John J. Curl, "Omitted factors in Audio design", Audio, september 1979.

Tabel over måleresultater

Open-loop gain:	42 dB
Closed-loop gain:	20 dB
Open-loop båndbredde:	240 kHz
Båndbredde med indgangsfiltre (-3 dB):	2,3 Hz-200 kHz
Båndbredde uden indgangsfiltre (-3 dB):	DC-2,2 MHz
Slew-rate:	18 V/ μ s, symmetrisk
Max. udgangsspænding, RL>100 ohm, THD<1%:	10 Vrms
THD, RL>100 ohm, 1 kHz-50 kHz, Vud=3 Vrms:	<0,005%
Sus på udgangen, 400 Hz-20 kHz:	38 μ V, -108 dB rel. 10v
Udgangsimpedans:	0,65 ohm
Fasevinkel ved 20 Hz:	7°
Fasevinkel ved 20 kHz:	6°
Indgangsimpedans:	65 kohm

Komponentliste

Forstærkeren (en kanal)

R1:	1,8 kohm, KF
R2, 12:	68 kohm, KF
R3, 4, 5, 6:	10 kohm, MF
R7, 8, 9, 10, 16, 17:	1 kohm, MF
R11:	4,7 kohm, KF
R13:	5,6 kohm, KF
R14:	6,8 kohm, KF
R15:	3,9 kohm, KF
R18, 19:	27,4 kohm, MF
R20:	2,7 kohm, KF
R21:	15 kohm, KF
R22, 23:	2,7 kohm 1/2 W, KF
R24, 25:	15 ohm, KF
P1:	2 kohm cermettrimmepot.
P2:	10 kohm cermettrimmepot.
C1:	1 μ F, polycarbonat
C2:	330 pf, polyp., se tekst
C3, 4:	10 μ F/35 V, tantal
C5, 6:	22 μ F/16V, tantal
D1, 4:	4,7 V 500 mW zenerdiode
D2, 3:	1N4148 småsignaldiode
T1, 2, 3, 4, 6:	2N5210, NPN-transistor
T5, 7, 8, 9, 10, 11:	2N5087, PNP-transistor
T12:	MPSU 05 el. MPSU 06, NPN-transistor
T13:	MPSU 55 el. MPSU 56, PNP-transistor

Strømforsyning (begge kanaler)

R26:	3,9 kohm 1 W, KF
R27, 28:	100 ohm, KF v. 2x20 volt, 220 ohm, KF v. 2 x 22 volt, 390 ohm, KF v. 2 x 24 volt, trafo
R29, 30:	1 kohm, KF
R31, 32:	1,8 kohm, KF
R33, 38, 39, 40:	470 ohm, KF
R34, 37:	2,7 ohm, KF
R35, 36:	2,2 kohm, KF
C1, 8:	1000 μ F/40 V, elektrolyt
C9, 10, 11, 12:	2,2 μ F/35 V, tantal
C13, 14:	10 μ F/35 V, tantal
P3, 4:	2 kohm trimmepotentiometer
D5:	1N4148 småsignaldiode
D6:	Lysdiode
D7, 8, 9, 10:	1N4004 ensretterdiode
D11, 12:	30 V 1W zenerdiode
D13, 14:	6,2 V 500 mW zenerdiode
T14:	BD 677A, NPN-darlington-transistor
T15:	BC 337, NPN-transistor
T16:	BC 327, PNP-transistor
T17:	BD 678A, PNP-darlington-transistor
IC1, 2:	LM 741 NB, operationsforstærkere
F1:	500 mA hurtig sikring
S1:	2-polet afbryder 250 V/5 A
TR1:	20-0-20 volt, 22-0-22 volt eller 24-0-24 volt sekundærspænding, se tekst.

MF: metalfilmsmodstande 1%

KF: kulfilmsmodstande 5%