

Da vi i november 1981 modificerede Hafler DH 200 effektforstærkeren, havde vi ingen anelser om de konsekvenser, artiklen skulle vise sig at få. Blandt de mange, der eksperimenterede med servokredsløbet, var nemlig konstruktøren til Hafler DH 200, Erno Borbely.

Erno Borbely er enig med os i, at servokredsløbet medfører en forbedring, og han har siden konstrueret en helt ny MOS-FET effektforstærker med servokredsløb. Borbely's næste skridt var en grundig revision af hele problematikken omkring off-set problemet i effektforstærkere med henblik på en konstruktion, der slet ikke kræver servo-kredsløb, selv om der er fuld forstærkning ved DC.

Resultatet blev "EB DC 100", en ren DC-koblet MOS-FET forstærker i 100W klassen. Det krævede imidlertid flere års eksperimenter, før forstærkeren var en realitet.

Borbely har nu stillet et større materiale til rådighed for os i form af hele to komplette konstruktionsbeskrivelser af henholdsvis servo-versionen og den rent DC-koblede version. Vi har besluttet at viderebringe kredsløbsbeskrivelsen og de tanker, der ligger bag diagrammet til servo-versionen i denne måned.

I næste måned fortsættes sagaen med den tilsvarende beskrivelse af "EB DC 100", der suppleres med printtegninger og styklister, så interesserede kan gå i gang med at bygge Erno Borbely's nyeste effektforstærker.

Biografi

Erno Borbely afsluttede sin uddannelse som svagstrømsingeniør i Norge i 1961, hvorefter han beskæftigede sig med professionelt audioudstyr hos Norsk Ryskringkasting.

I 1969 flyttede han til USA og blev ansat hos Dynaco, hvor han arbejdede for David Hafler som udviklingsingeniør. I 1972 blev Borbely leder af Dynaco's udviklingsafdeling. I denne periode udviklede han det patenterede "Dynatune"-kredsløb, som anvendtes i FM-5 tuner. Desuden udviklede Borbely Stereo 400 effektforstærkeren, hvor der anvendes seriekoblede effekttransistorer.

I 1973 blev Borbely ansat hos Motorola i Geneve, Schweiz som "Senior Application Engineer", med ansvar for audio og radio. Borbely beskæftigede sig her med støjsvage forstærkere og effektforstærkere, som senere fandt vej til David Hafler Co's produkter, blandt andet DH-200 effektforstærkeren.

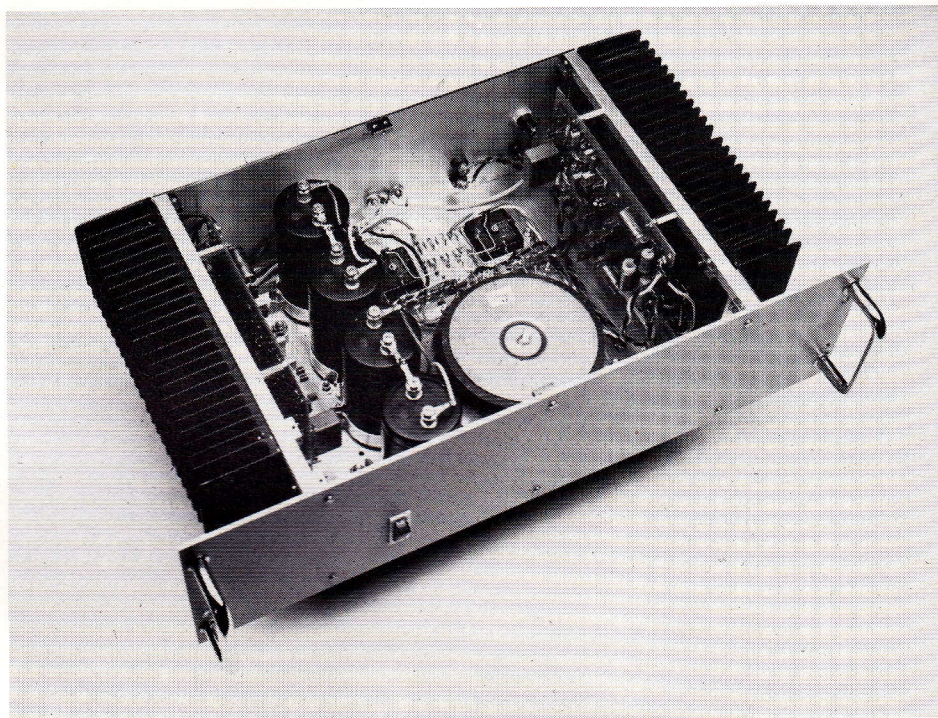
I øjeblikket arbejder Erno Borbely som Training Manager hos National Semiconductor i Vesttyskland og arbejder i sin fritid med højttalersystemer og forstærkerkredsløb.

Vi giver ordet til Erno Borbely:

Bipolare transistorer kontra MOSFETs

I de 16 år, jeg har arbejdet med bipolare effekttransistorer, har jeg altid haft tre problemer med dem. Det største problem er den termiske ustabilitet (1), som kendetegner alle bipolare transistorer.

Konstruktion: Effektforstærker med MOS-FET's 1. del



Erno Borbely's MOSFET forstærker i konstruktørens egen udgave, som den blev stillet os til rådighed.

Under normale betingelser, hvilket vil sige: stor strøm, lav spænding, har vi en ensartet strøm- og temperaturfordeling på hele transistor-chip'en. Når transistoren anvendes ved højere spænding, er kollektorstrømmen tilbøjelig til at koncentrere sig på små arealer, hvilket medfører meget høje spidstemperaturer på disse steder (200-300°C). Vi kalder disse steder for "hot spots", og de skyldes termisk ustabilitet i selve chip'en. Gennemsnitstemperaturen, som kan måles direkte på transistor-huset, afslører ikke tilstedeværelsen af "hot spots", og de opdages derfor ikke. Indre processer i silicium-chip'en er tilbøjelig til at reducere strømkoncentrationen og danne det, der kaldes stabile "hot spots". Disse stabile "hot spots" gør normalt ikke øjeblikkelig skade, men de

har en negativ indflydelse på transistorens egenskaber, blandt andet forøger de transistorens ulinearitet. Når spændingen over transistoren øges, kan termisk ustabilitet føre til en ødelæggende tilstand, der kaldes "secondary breakdown".

En typisk "Safe Operating Area" kurve, som den normalt præsenteres af transistorfabrikanterne, ses på fig. 1. Det er vigtigt at bemærke, at "hot spots" også dannes indenfor "Safe Operating Area" kurven, specielt når der optræder store spændinger og strømme samtidig (se kurvens prikede areal). For at være sikker på at undgå degradering af en transistors data, må vi holde os fri af området, hvor der er risiko for dannelsen af "hot spots".

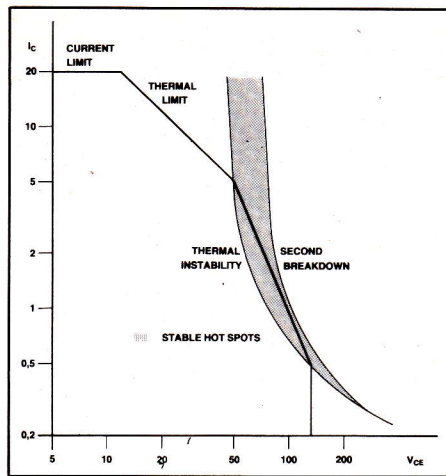
I årenes løb er der udviklet flere metoder til at sikre bipolare transistorer mod "secondary breakdown". Den mest benyttede er udviklet af Sondermeyer fra RCA (2). Der er tale om en spændingsstrømbegrænser, der gradvis begrænser kollek-

torstrømmen ved stigende kollektor-emitter spænding, hvilket sikrer transistoren mod den destruktive kombination af store strømme og spændinger. Ulempen ved denne type begrænser er en ubehagelig type forvrængning af signalet, når den aktiveres. Ikke desto mindre har den været brugt i forskellige udformninger i de sidste 15 år.

I modsætning til bipolare transistorer har effekt MOSFETs ikke en indbygget termisk ustabilitet. Drainstrømmen er fordelt jævnt over hele transistorens chip, hvilket udelukker dannelsen af "hot spots". Følgelig har MOSFETs ingen "secondary breakdown" problemer. Dette betyder, at der ikke er behov for nogen strømspændingsbegrænser i forstærkeren, og den opnåelige udgangseffekt er alene begrænset af effektkapaciteten hos chip/hus-kombinationen og den eksterne køling.

Det andet problem, som er nært beslægtet med det første, er den positive temperaturkoefficient hos kollektorstrømmen som funktion af base-emitter spændingen. En stigning i temperaturen medfører stigning i kollektorstrømmen på grund af en forandring af VBE-karakteristikken. Dette fænomen fører igen til en stigning i temperaturen og vil eventuelt føre til en såkaldt "termisk runaway" situation. Den simpleste måde at modvirke denne effekt på er at benytte termisk feed-back. Dioder eller transistorer, som benyttes til at give bias til udgangstransistorerne, monteres på udgangens køleplade. Ved at tilpasse temperaturkoefficienterne er det

"Servo 100" forstærkerens diagram.



"Safe Operating Area" kurve for en bipolar effekttransistor. Når der optræder store spændinger over transistoren samtidig med, at der trækkes stor strøm – det skraverede areal – er der risiko for dannelsen af ødelæggende "hot spots".

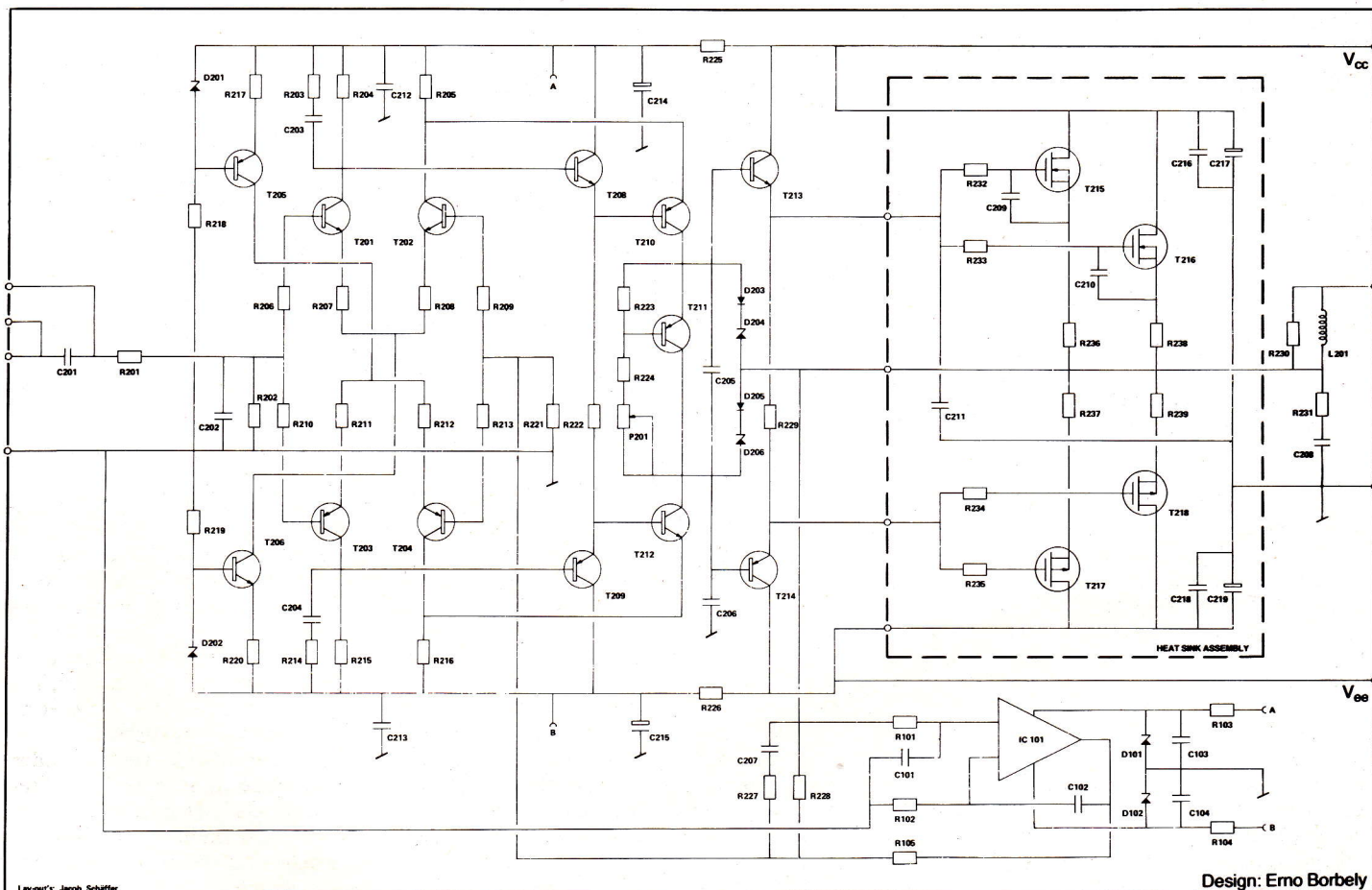
muligt at opnå den nødvendige sænkning af biasspændingen ved forøget temperatur. Metoden har flere ulemper. For det første føler biaskredsløbet kun den gennemsnitlige temperatur på kølepladen og ikke den øjeblikkelige temperatur på selve transistor-chip'en. Det er derfor næsten umuligt at opnå perfekt tracking i systemet.

Overføringskarakteristikken for Hitachi's SK 134 MOSFET transistor ses på fig. 2. Karakteristikken hælder svagt positivt ved lave drain-strømme, men klart negativt

ved store strømme. Karakteristikken er vandret ved 100 mA, hvor temperaturkoefficienten er nul. Hvis biasstrømmen i MOSFET-forstærkeren sættes til 100 mA, bliver den praktisk taget fri for temperaturdrift, og komplicerede biaskredsløb er unødvendige. I praksis kan man nøjes med et simpelt potentiometer.

Det tredje problem med bipolare transistorer er den kendsgerning, at de er minoritetsbærende halvledere. Bipolare transistorer akkumulerer ladning i baseregionen, hvilket giver problemer i klasse AB forstærkere: det kræver både tid og kræfter at fjerne ladningen. Da ladningen skal fjernes i tidsrummet, hvor en transistor går "off", og den anden går "on", vil ladingens størrelse bestemme varigheden af skiftet. En konsekvens af dette er stigende effekt-afsættelse ved høje frekvenser. Et andet problem er den stigende bredde ved høje frekvenser af cross-over forvrængningen i forhold til sinussvingningsperiode svarende til større forvrængning. Naturligvis ville det ikke være noget problem at reducere forvrængningen til nul, hvis der havde været uendelig meget feed-back i systemet, hvilket imidlertid ikke er tilfældet, især med bipolare transistorer i udgangstrinnet. Ved at bruge dobbelte, eller tre-dobbelte emitterfølgere, hvilket er normalt i medium og high-power forstærkere, bliver båndbredden begrænset og fasedrejningen anseelig. Dette medfører, at der ikke er megen feed-back til rådighed ved høje frekvenser til at reducere forvrængningen.

MOSFETs lider langt mindre under disse problemer. Som majoritetsbærere kontrol-



Prototypen til "Servo 100" versionen er opbygget med fælles ringkernetransformator til begge kanaler, men med separate viklinger, to brokoblinger og to sæt lade-elektrolytter.

leres ladbærerne af et elektrisk felt og ikke af tilførslen af minoritetsbærere i den aktive region. Der er derfor ingen op-hobet ladning i gate-regionen. Skiftet fra "on" og "off" tilstanden sker særdeles hurtigt, selv når transistoren først skal ud af klipning.

Når MOSFETs bruges som source-følgere, har de en langt større båndbredde end en tilsvarende bipolar transistor i emitter-følger kobling (se fig. 3). Dette tillader os at realisere en større open-loop båndbredde, med større forstærkning til rådighed for feed-back ved høje frekvenser. Den kombinerede fordel af hurtigere skift og større båndbredde bevirker mindre cross-over forvrængning ved høje frekvenser, hvilket får forstærkeren til at lyde blødere og mindre øretrættende end de fleste konventionelle forstærkere med bipolare transistorer. Jeg drager fordel af disse MOSFET-egenskaber og konstruerer forstærkere med lav open-loop forstærkning og stor båndbredde samt mindre højfrekvensforvrængning end forstærkere med stor open-loop forstærkning og bipolare udgangstransistorer.

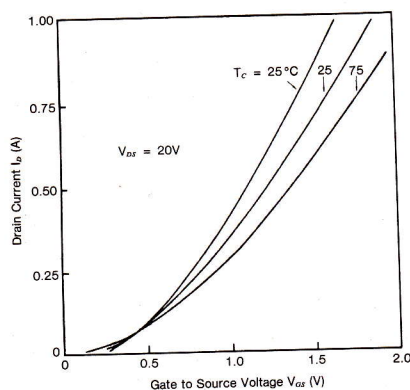
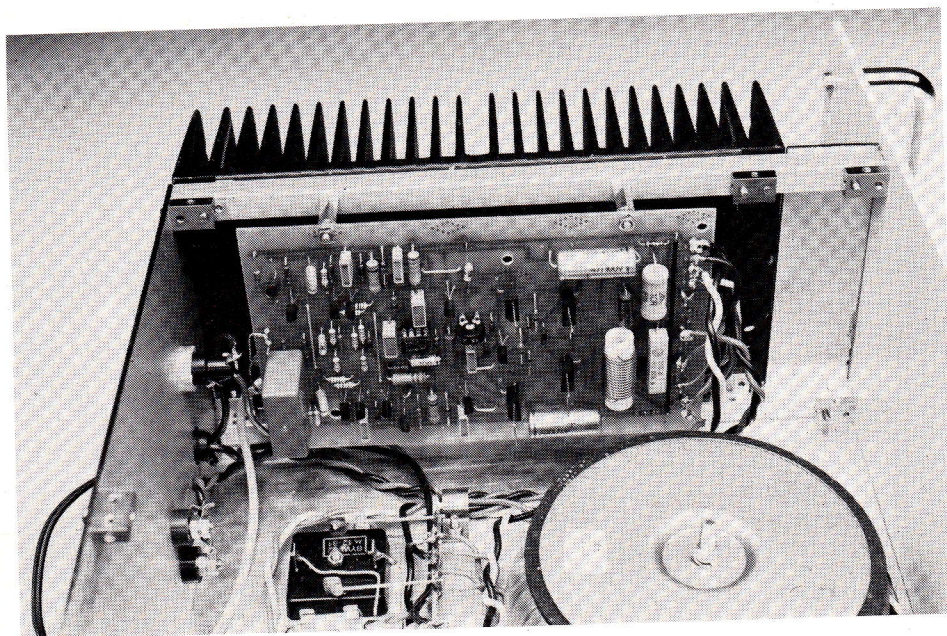
Hvis MOSFETs løser alle problemer, hvorfor så overhovedet bekymre sig om problemerne med bipolare transistorer? Faktisk bruger jeg dem heller ikke, men det betyder ikke, at der slet ikke er problemer med MOSFETs. De har visse ulemper, selv om de ikke er alvorlige.

For det første har de en relativt høj "on" modstand i Hitachi's udgave. Den er specificeret til en typisk værdi på 1 ohm, med max. værdi på 1,7 ohm. Det er let at forstå, at dette medfører et større effekttab i transistorerne og en lavere effektivitet. I praksis bliver en MOSFET effektforstærker en anelse varmere end en tilsvarende forstærker med bipolare transistorer, desuden er forsyningsspændingen et par volt højere.

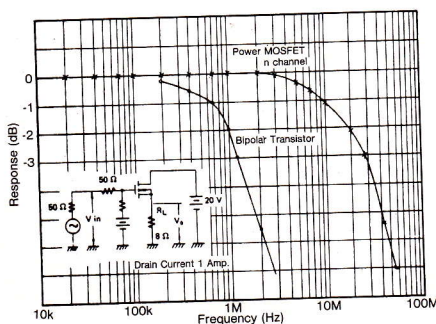
MOSFETs med langt lavere "on"-modstand er tilgængelige fra andre leverandører, men ikke med samme høje breakdown spænding og/eller ikke i den komplementære udgave, vi har brug for. Der er grund til at formode, at adskillige andre fabrikanter vil komme med forbedrede versioner af MOSFETs indenfor de næste par år.

Et andet punkt, der er værd at nævne, er strøm- og effektkapaciteten for Hitachi's MOSFETs. 2SK134/2SJ149 sættet er specificeret til max. 7A og 100W. Hitachi har også en 8A/125W version, men selv den synes "lille" i forhold til de "store" bipolare (16-25A). Tager man imidlertid højde for, at der ikke er mulighed for "secondary breakdown" kan trække mindst lige så meget, måske endda mere effekt ud ved høje spændinger, end det er muligt med bipolare typer.

Selv om det normalt betragtes som en fordel, er MOSFETs store indgangsimpedans



Hitachi SK 134 MOSFET transistorens overføringskarakteristikker ved tre forskellige temperaturer. Ved meget svage strømme medfører en temperaturstigning en tilsvarende forøgelse i drain-strøm, hvori- mod den samme temperaturstigning betyder reduktion af strømmen ved store drain-strømme.



MOSFET effektt transistorer i source-følger kobling giver større båndbredde end tilsvarende bipolare transistorer i emitter-følger kobling.

ikke så let at håndtere for drivertrinet, som man skulle tro. Belastningen fra MOSFET'en er nemlig ren kapacitiv, med typiske værdier omkring 600 pF til 900 pF (N- og P-kanal, respektivt). Som vi får at se senere, er det nødvendigt at tage dette i

betragtning, når driverkredsløbet dimensioneres.

Driver kredsløbet

En effektforstærker består af to trin: et drivertrin og et udgangstrin. Udgangstransistorerne anvendes normalt i en unity-gain konfiguration, hvilket betyder, at drivertrinet skal levere hele forstærkerens spændingssving. Udformningen af driverkredsløbet er derfor det vigtigste punkt i hele forstærkerkonstruktionen. Følgende krav bør opfyldes:

- linearitet
- open-loop båndbredde
- driver-kapacitet

Når vi ønsker at anvende forstærkeren som en ren DC-forstærker, må vi tilføje DC-stabilitet til de ovenfor opstillede krav. Dette vil vi vende tilbage til i næste artikel.

Jeg betragter indre linearitet som den vigtigste parameter ved valget af driverkredsløb. Dette betyder, at kredsløbet skal have lav forvrængning uden feed-back. Fig. 4 viser det kredsløb, jeg har benyttet før i en 60W forstærker (3), som opfylder de stillede krav. Det er et to-trin, fuldt symmetrisk kredsløb, bestående af et dobbelt differential indgangstrin og et differentielt drevet, single-ended andet trin. Strømmen gennem det differentielle indgangstrin er 2 mA (1 mA i hver transistor), transistorerne i det andet trin: T6 og T8 gennemløbes af 10 mA. Strømmen i T6 og T8 bestemmes af forholdet mellem R1 og R2:

$$\frac{R1}{R2} = \frac{I2+I1}{I1}$$

Med I1 = 1 mA, bliver dette:

$$\frac{R1}{R2} = I2+1$$

Skal I2=10 mA, må forholdet mellem modstandene være 11. Sættes R1 = 2,2k, må R2 være på 200 ohm.

Jeg har brugt kredsløbet med et strømforhold på 30:1 i 60W forstærkeren, (3) med en strøm i andet trin på ca. 30 mA. Dette viste sig at være det maksimale forhold,

Driverkredsløbet uden modkobling. Båndbredden er under disse betingelser 30 kHz (-1 dB).

jeg kunne opnå uden at sætte lineariteten over styr. Dette kredsløb viste sig tilstrækkeligt til at op- og aflade MOSFET'ernes indgangskapacitet selv ved de højeste frekvenser. Situationen er imidlertid en anden, når vi ønsker 100W ud af forstærkeren, idet dette kræver 2 sæt udgangstransistorer, og i denne situation er 30 mA for lidt til at drive MOSFET'erne med lav forvrængning ved høje frekvenser.

Den simpleste måde at forøge drivernes evne til at styre udgangstransistorerne på, er ved at tilføje emitterfølgere. Naturligvis vil dette forøge kredsløbets ulinearitet, men det vil også forøge open-loop forstærkningen, hvilket omsat i feed-back korrigerer for ulineariteten. Langt vigtigere er det imidlertid, at emitterfølgere kan levere ekstra strøm, når der er brug for det, hvilket reducerer problemet med at drive MOSFET'ernes indgangskapacitet ved høje frekvenser.

Fig. 5 viser driver-kredsløbet, som det målt under open-loop betingelser. Kondensator C bestemmer driverkredsløbets øvre grænsefrekvens. Uden kondensatoren målt en open-loop båndbredde på 30 kHz (-1 dB). En realistisk værdi for denne kondensator i den endelige version af forstærkeren er ca. 50 pF, hvilket giver en 3 dB båndbredde på ca. 20 kHz. Dette tilfredsstiller kravet til en open-loop båndbredde, der er tilstrækkelig til at undgå intern overstyring af forstærkeren ved transiente signaler (4) i vore dage kendt som Transient Intermodulationsforvrængning eller TIM.

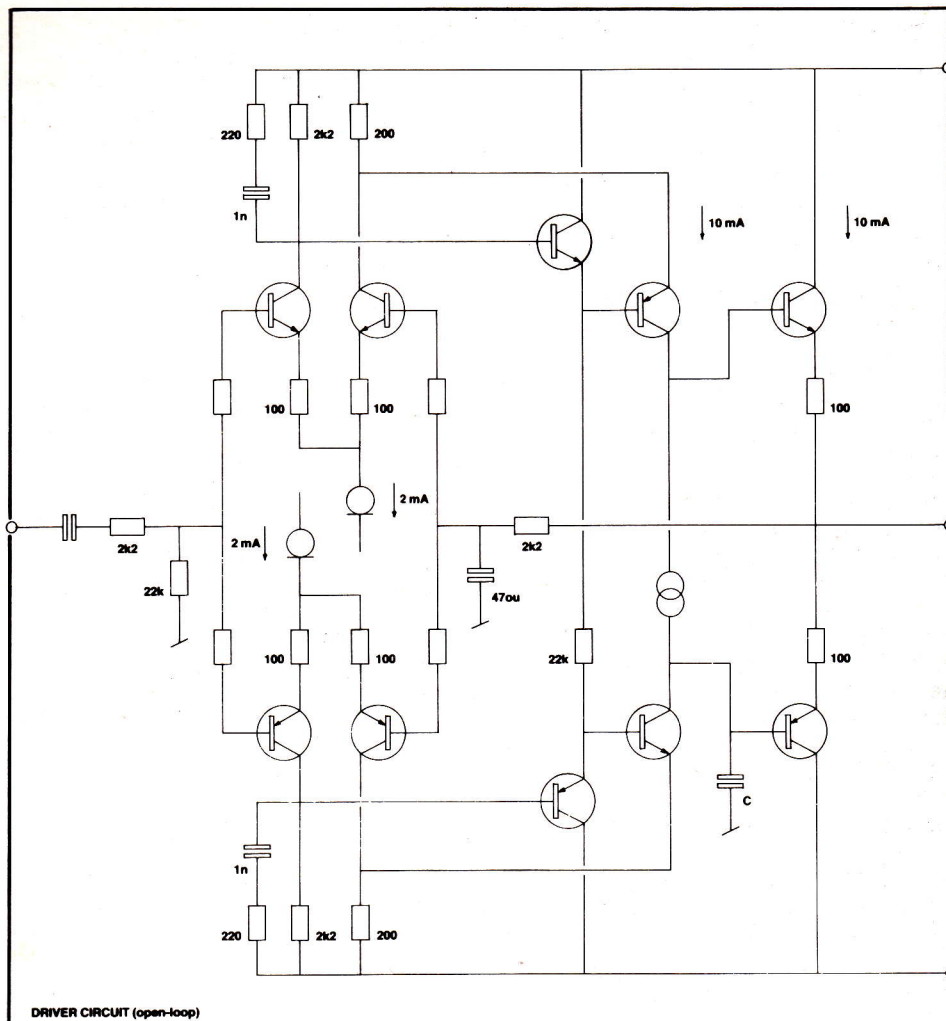
Driver-kredsløbets open-loop forstærkning er ca. 56 dB. Closed-loop forstærkningen hos den færdige forstærker valgtes til 26 dB, så den samlede feed-back bliver ca. 30 dB. Jeg betragter dette som et velvalgt forhold mellem open-loop forstærkning og closed-loop forstærkning, og den færdige forstærker beviser, at det er muligt at opnå særdeles gode closed-loop egenskaber med opstillingen.

"Servo 100" diagrammet

Det komplette diagram ses på fig. 6. Diagrammet er delt i to, print og kølepladearrangement.

Forstærkerens passive indgangsnetværk består af komponenterne R1, R2, C1 og C2. R1 og C2 begrænser frekvensområdet opefter til 40-50 kHz. C1 er kun nødvendig, når der er risiko for DC-off-set fra den tilsluttede forforstærker.

Når C1 er monteret, bestemmer R2 off-set'et på grund af indgangstransistorernes biasstrøm. Da denne biasstrøm er afhængig af strømforstærkningen, er det en fordel at bruge transistorer med stor strømforstærkning i indgangstrinet. Desværre har transistorer med tilstrækkelig store CE-breakdown-spændinger sjældent særlig stor strømforstærkning. Der må derfor indgås et kompromis. Mit bedste bud er det komplementære par MPS 8089 (NPN)/MPS 8599 (PNP). De er specificere-



ret til 80 volt og har en strømforstærkning på 100-300 ved en kollektorstrøm på 1 mA. Da netop 1 mA er den faktiske strøm, vi benytter, kan vi direkte bruge disse tal til beregninger på off-set spændingen. Da feed-back netværket normalt er af ret lav impedans, så vil off-set'et optræde over R2. Går vi ud fra, at NPN transistoren har max. forstærkning og PNP transistoren har min. forstærkning, bliver dette off-set over R2:

$R2 \times IB (PNP) - R2 \times IB (NPN) = 146 \text{ mV}$
hvor $R2 = 22 \text{ kohm}$, og IB er basestrømmen.

Dette er en ganske høj værdi og vil bevirke et off-set på forstærkerens udgang på næsten 3 volt med en DC forstærkning på 20 gange. Servo'en kan imidlertid relativt let bringes til at kompensere for dette, som vi vil få at se senere. Bemærk at off-set'et er ligefrem proportionalt med R2, hvilket begrænser denne modstands max.-værdi.

Mit andet bud på egnede indgangstransistorer er BC546B/BC556B. De tåler 65 volt og har en strømforstærkning på 180 til 450 gange ved 2 mA. Den større forstærkning vil naturligvis reducere off-set'et: max. vil ligge omkring 70 mV med den samme værdi for R2. Hvad break-down spændingen angår, er den mere end tilstrækkelig for anvendelser, hvor spændingsforsyningen ikke er over plus eller minus 60 volt.

En tredje type indgangstransistorer blev overvejet, nemlig matchede dual-transistorer. Imidlertid gav disse ingen nævneværdig gevinst i servo-versionen, hvorfor de ikke blev brugt. Mere om disse dual-transistorer i næste artikel, hvor de udgør en væsentlig del af det helt DC-koblede kredsløb.

Forstærkerens modkoblingsnetværk består af R21, R22, R23 og C7. R21 og R22 fastlægger DC og AC forstærkningen, teoretisk er dette:

$$\frac{R21 + R22}{R22} = 23 \text{ gange}$$

eller 27,2 dB. Vi mister lidt forstærkning i indgangen på grund af spændingsdelingen mellem R1 og R2, og på grund af forstærkerens begrænsede forstærkning under open-loop betingelser. Den samlede totalforstærkning er ca. 20 gange eller 26 dB, hvilket er ganske normalt for en 100W forstærker.

R23/C7 er et fasekompensationskredsløb, som er justeret til den bedst mulige fir-kantgengivelse.

T5 og T6 og komponenterne omkring dem udgør konstantstrømsgeneratorer for indgangstrinene.

For at lave en stabil konstantstrømsgenerator er det nødvendigt at have en lige så stabil spændingsreference. Ofte bliver kompenserende lavspændings-zenerdioder brugt til dette formål. Imidlertid har sådanne lavvolts zenerdioder en høj dynamisk impedans og kræver en temmelig

stor strøm for at afgive den nominelle zenerspænding.

En langt bedre løsning består i at bruge en af National Semiconductor's spændings-referencedioder. Der er tale om aktive komponenter, som fungerer over et meget bredt strømområde, med en typisk dynamisk impedans på mindre end 1 ohm. En velegnet type hedder LM 336. Den fremstilles til enten 2,5 eller 5 volt reference-spænding. Jeg bruger 5 volt typen, som fungerer i et område mellem 400 uA og 10 mA. Ved hjælp af et trimmepotentiometer kan spændingen reguleres mellem 4 og 6 volt, men her bruges den ujusteret, med en tolerance på plus minus 100 mV. Typebetegnelsen for den billige plastikudgave er LM336BZ-5V.

IC1 og de tilhørende komponenter udgør servokredsløbet. Det er en ikke-inverterende integrator, bygget op omkring enten en LF 411A low off-set BIFET eller en LM 11C bipolar opamp.

Går vi ud fra, at opamp'ens maksimale spændingssving er plus/minus 12 volt, bliver det maksimale off-set, som kan udkompenser af servo'en:

$$\frac{12V}{R24} = 120 \text{ mV}$$

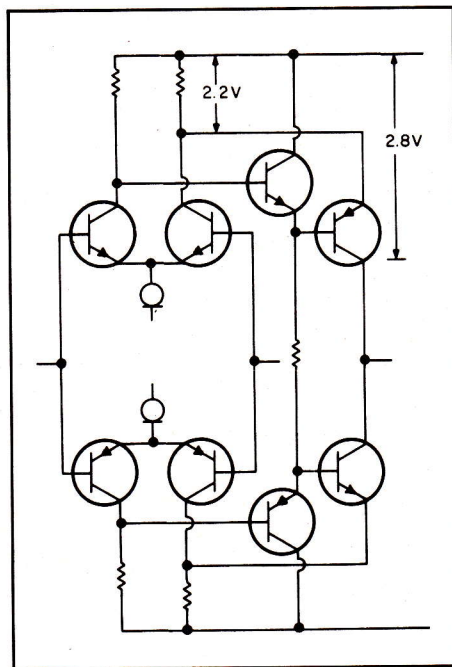
hvor $R24 = 10 \text{ kohm}$. Dette er lidt lavere end det, vi udregnede for MPS transistortyperne, men sandsynligheden for at rende ind i "worst case" situationen er minimal, når der kun er tale om at fremstille forstærkeren i mindre serier.

Emitterfølgerne T8 og T9 gennemløbes af ca. 5 mA, og plastudgaverne i TO-92 hus er derfor tilstrækkelige set ud fra et rent effektsynspunkt, 2N5550/2N5401 er glimrende til dette formål.

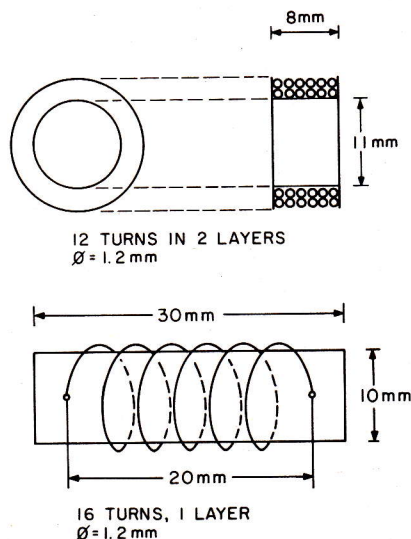
T10 og T12 er de vigtigste transistorer i hele forstærkeren. De skal først og fremmest kunne tåle høje spændinger, have lav mætningspænding og god linearitet. Et stort antal transistortyper er blevet prøvet, men kun to typer viste sig at fungere tilfredsstillende: BF 757/BF 760 og de gode gamle 2N 5415/2N 3440. BF typerne leveres i TO-202 hus og kan klare 2W i fri luft uden køling. 2N typerne leveres i metal hus af typen TO-5 og kræver en lille køleplade.

T9 og spændingsdelen, som består af P1, R31 og R32, udgør biasjusteringen. Eftersom vi ikke behøver nogen temperaturkompensation, ville et enkelt trimmepotentiometer have kunne klaret opgaven, men jeg finder det ikke betryggende at sende 10 mA gennem glideren på et lille trimmepotentiometer og anvender derfor det viste kredsløb. Den samlede hvilestrøm justeres til 230 mA, hvilket svarer til 100 mA i hver MOSFET udgangstransistor, hvilket anses for optimalt i relation til cross-over forvrængning og temperaturdrift.

Emitterfølgerne T13/T14 gennemløbes af strømme i samme størrelsesorden som T10 og T12 (ca. 10 mA), og der bruges samme transistorer her: enten BF eller 2N typerne 10 mA er nok til at drive MOSFET'erne i klasse A det meste af tiden. Bliver der brug for mere strøm ved for eksempel kapacitiv belastning ved høje fre-



Symmetrisk dobbelt-differentielt indgangstrin.



Udgangsspølen.

kvenser, kan emitterfølgerne klare det ved at arbejde i klasse AB.

Dioderne D5-D6 og D7-D8 beskytter MOSFET'erne mod gate-source breakdown. Denne break-down spænding er specificeret til ± 14 volt for 2SK134/2SJ49 typerne. Under normale omstændigheder optræder der ikke så høje spændinger på gaten af transistorerne, men når udgangen belastes med lave impedanser, som for eksempel kapacitiv belastning ved høje frekvenser, begrænses spændingssvinget på udgangen. Den lokale modkobling forsøger at kompensere for dette ved at tvinge det andet trin til at levere et større spændingssving til MOSFET'erne. Eventuelt overstyres det andet trin, hvorved det afgiver kortvarige spændingspidser til MOSFET'ernes gates, hvilket medfører et gate-source break-down. På trods af at jeg aldrig har været ude for permanent skade på disse MOSFET's, er jeg ikke tryk ved at bruge dem under disse betingelser. Derfor begrænser jeg spændingssvinget til ga-

te'erne til plus/minus 10 volt. Eventuelt kan man bruge 12 volt zenerdioder, hvilket medfører en mindre forøgelse af forstærkerens evne til at afgive strøm til lave impedanser.

R35/L1 og R36/C15 er standard udgangsnetworket i effektforstærkere. L1 har en stigende impedans ved høje frekvenser og forhindrer kapacitive belastninger i at kortslutte udgangen. R35 mindsker resonanskredsens Q, hvorved ringningen på firkantgengivelsen dæmpes.

C15/R36 belaster forstærkeren rent ohmsk ved meget høje frekvenser. Dette er for at sikre, at forstærkeren fungerer under kontrollerede betingelser, selv om de tilsluttede højttalere har meget høj impedans ved disse frekvenser.

Køling af udgangstransistorerne

MOSFET transistorerne er meget hurtige højfrekvenstransistorer, som ved anvendelse i audioudstyr kræver lidt ekstra opmærksomhed.

I lighed med alle andre højfrekvenskomponenter har de det bedst med godt afkoblede spændingsforsyninger. Dette opnås med C22/C23 på P-kanal siden og C20/C21 på N-kanal siden. For at gøre afkoblingen effektiv over et bredt frekvensområde er 100 uF elektrolytterne parallelkoblede med 0,1 uF kondensatorer.

Selv om N-kanal og P-kanal MOSFET'erne regnes for at være komplementære typer, er der visse forskelle i de interne parametre. Mest afgørende er det, at indgangskapaciteten hos N-kanal typen er ca. 600 pF, mens den hos P-kanal typen er ca. 900 pF. Dette gør forstærkerens stige- og faldtid forskellig og vanskeliggør stabiliseringen. Den letteste løsning på dette problem består i at indføre en ekstern kapacitet i parallel med N-kanal MOSFET'ens indgangskapacitet. C18 og C19 har denne funktion.

Ud over udligningen af indgangskapaciteten er det fordelagtigt at montere en lille kondensator til stel fra source-follower trinet indgang (C17). Denne bør placeres sammen med 220 ohm gate modstanden så tæt på MOSFET'erne som overhovedet muligt. Det er en god ide at bruge sokler til udgangstransistorerne, hvor disse komponenter kan loddes direkte på soklernes tilslutningsben.

Den negative temperaturkoefficient sammen med den høje indgangsimpedans tilader os at parallelkoble dem uden de store problemer. Den eneste parameter, det er nødvendigt at lægge vægt på, er, hvor stor gate-source spænding der skal til for at få transistoren til at gå "on". Efter specifikationerne kræves mellem 0,15 til 1,45 volt for at opnå en drain-strøm på 100 mA. Det er min erfaring, at flertallet af transistorerne befinder sig i den lave ende af dette specifikationsområde, men med mindre man er storfanger af transistorerne fra Hitachi, må man finde sig i det store område. Ideelt bør transistorerne matches til for eksempel $100 \text{ mA} \pm 10 \text{ mA}$, men dette er kun muligt, hvis man har mange eksemplarer at udvælge fra. Heldigvis kan problemet løses tilfreds-

fortsættes side 98

fortsat fra forrige side

tabel, men professionelle lydfolk og ambitiøse amatører kan have megen gavn af de 18 trimmere, især hvis de tilslutter instrumenter med større opløsning end de indbyggede udstyringsindikatorer. Dog skal det understreges, at en automatisk testcomputer kan udføre båndtilpasningen mindst lige så godt og meget hurtigere.

Maskinens elektronik og lyd gengivelse lever ikke helt op til den suveræne båndtransport og det omfattende udstyr. Dette forbehold vil næppe genere professionelle, og vi kan ikke forestille os, at ret mange Hi-Fi purister investerer i en Teac Z-6000.

Forholdet mellem pris og kvalitet er – som altid ved entusiast-grej – håbløst. Teac Z-6000 er et unikt liebhaver-produkt, og som sådan kan maskinen anbefales, for ingen anden kassettebåndoptager har i øjeblikket en tilsvarende kombination af kvalitet, finesser og status.

Knud Søndergaard

Måleresultater

Udgangsniveau, 250 nWb/m, 315 Hz: 1,0V

Indgangsfølsomhed, 0 VU, 1.000 Hz:

Mic: 0,36 mV

Line: 83 mV

Frekvensgang, DIN: Se kurver (bedre end 20-20.000 Hz)

Signal/støjforhold, ref. 250 nWb/m, 315 Hz, A kurve:

Maxell XLI-S: 55 dB

Maxell XLII-S: 57 dB

Agfa CrII-S: 58 dB

TDK MA-R: 54 dB

Dynamik, ref. 315 Hz, 3% klir, A kurve, med Dolby B/C/dbx:

Maxell XLI-S: 69/76/87 dB

Maxell XLII-S: 68/76/84 dB

Agfa CrII-S: 65/73/82 dB

TDK MA-R: 63/70/82 dB

Tredieharmonisk forvrængning, 315 Hz, 250 nWb/m:

Maxell XLI-S: 1,0%

Maxell XLII-S: 1,8%

Agfa CrII-S: 3,0%

TDK MA-R: 3,0%

Hastighedsafvigelse, 4,75 cm/s: +0,16% (var. -11% – +13%)

Wow og flutter, DIN: 0,02-0,03%

Spoletid, C-60: 95 sek.

Hovedtelefon, 0 VU, 1.000 Hz: 1,17V/150 ohm

Gammel

behøver ikke at betyde forældet. Det gælder Hi-Fi, hvor mange ældre forstærkere og højttalere stadig er eftertragtede. Men det gælder også "high fidelity", fordi flere og flere opdager, at artikler i ældre numre indeholder megen nyttig information. Gamle numre af "high fidelity" kan stadig fås ved henvendelse til forlaget, der også kan hjælpe med "high fidelity"-samlemapper, hvis du vil have system i tingene.

Fortsat fra side 92

deller og byggesæt på markedet. I forbindelse med subwoofer konstruktionen fra 1978 bragte "high fidelity" et tredjeordens elektronisk delefilter, ECN-II. Der kan ikke længere købes print til denne konstruktion, men hvis der viser sig at være tilstrækkelig interesse, kan vi genoptage produktionen af print og fremstille fotokopier af byggebeskrivelsen. Endelig kan vi afsløre, at bladets selvbyggerafdeling har et nyt elektronisk delefilter på beddingen, men belært af erfaringerne fra tidligere projekter tør vi ikke love, at det vil være klart til en præcis dato.

En passende forstærker for subwooferen bør have en udgangseffekt på ikke under 100 watt i 8 ohm – og 4 ohm, hvis der anvendes Philips enheder. Basforstærkeren skal helst være DC koblet, og den må absolut ikke indeholde nogen form for subsonisk filter i området mellem 10 Hz og 30 Hz. Det vil også være en fordel, hvis forstærkeren har en virkelig solid strømforsyning med store kraftreserver. Derimod er det underordnet, om den har særlig lav forvrængning, en båndbredde på flere hundrede kHz eller en form for klasse A udgangstrin. Vi foretrækker at bruge en mono-blok i hver kanal for at gøre højttalerledningerne så korte som muligt, men en stereo udgangsforstærker er naturligvis også anvendelig.

God byggeglæde

Vi har søgt at udarbejde byggevejledningen for den nye universal subwoofer således, at selvbyggere med en smule erfaring fra andre Hi-Fi projekter næppe vil møde uoverstigelige vanskeligheder undervejs. Vi anser projektet for færdigt fra vor side, men hvis vi modtager gode ideer til modifikationer fra læserne – eller selv får nogle, vil de naturligvis blive bragt i bladet.

Som sædvanlig ved selvbyggerprojekter har vi ikke kapacitet til at give individuel vejledning. Læserbreve om emnet vil blive bragt og besvaret her i "high fidelity" i det omfang, de har interesse for en bredere læserkreds.

Knud Søndergaard

Fortsat fra side 34

stillende ved at bemærke, om de leverede transistorer er påstemplet samme dato-kode. Samme dato-kode sandsynliggør nemlig, at transistorerne stammer fra samme produktionsserie og derfor er nogenlunde ens, hvad angår VGS spænding. For at reducere VGS spændingens betydning anvender jeg små source modstande til hver MOSFET (R39 til R42). Dette har et par ekstra fordele. Det gør det muligt at måle biasstrømmen i hver transistor for sig, og gennem lokal feed-back hjælper de med til at linearisere MOSFET-ernes karakteristik.

Erno Borbely

Referencer:

- (1) Safe Operating Area limits for power transistors.
David L. Blackburn.
National Bureau of Standards

Du har ikke hørt
dine højttalere rigtigt,
før du har
hørt dem gennem

SUPRA KABEL!

Specifikation:

99,9% rent kobber

Kapacitet:

0,0095 Nanofarad pr. meter

Modstand:

2,5 mm² 0,007 ohm pr. meter

4,0 mm² 0,004 ohm pr. meter

Antal ledere:

1302 pr. kabel 2,5 mm²

2078 pr. kabel 4,0 mm²

Danmark: Quali-Fi,
Brønsholmvej 26, 2980 Kokkedal,
tlf. (02) 24 12 11

Norge: Prosonic,
Sverdrupsgaten 22, Oslo 5,
tlf. (02) 35 11 65

Washington, D.C. 20234

- (2) Inexpensive Audio Amplifiers can be reliable.

J.C. Sondermeyer
RCA

- (3) The Electronic Engineer, Dec. 1967
A 60W MOSFET Power Amplifier.
Erno Borbely.
The Audio Amateur, No 2, May 1982.

(Audio Amateur Publications, P.O. Box 576, Peterborough, N.H. 03458, USA).

- (4) Some design objectives for audio power amplifiers, D.G. Daugherty and R.A. Greiner.
IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics
Vol. AU-14, No 1, March 1966.

V i fortsætter Erno Borbely's beskrivelse af to effektforstærkere med MOS-FET udgangstransistorer. I sidste måned handlede det om en servo-version, inspireret af vor modifikation af Hafler DH-200 forstærkeren, som Borbely har konstrueret. Her drejer det sig om en helt DC koblet version, som vi lader Erno Borbely beskrive med egne ord:

Før jeg begynder beskrivelsen af "DC 100", må jeg komme med en tilståelse: Det er ikke noget let job at udvikle en DC-koblet 100W audio-forstærker. Jeg har brugt det meste af min fritid i de sidste par år på at bekæmpe problemer med DC-off-set, af og til krydret med hæftige protester fra min familie, når jeg ikke forlod mit laboratorium i en hel week-end. I løbet af denne proces fremstillede jeg seks "færdige" versioner af denne forstærker. Desuden har jeg lavet et utal af "fuglere" opstillinger — de første blev lavet allerede i 1981.

Selv om den version, der præsenteres her, i realiteten blev afprøvet allerede i juni 82, skrinlagdes ideen, fordi det hele så ud til at blive for dyrt og kompliceret. I stedet begyndte jeg at gå på kompromis, blandt andet ved at ofre den 100% symmetriske opbygning. Imidlertid var jeg så heldig at få lejlighed til at diskutere problemerne med min Hi-Fi ven, Flemming Mortensen, fra National Semiconductor i Danmark, og han gjorde mig opmærksom på vigtigheden af ikke at gå på kompromis med kvaliteten, selv om det vil koste lidt ekstra. Derefter besluttede jeg at fortsætte udviklingen af den 100% symmetriske DC-forstærker, som beskrives i denne artikel.

DC overvejelser

Da det er vores hensigt at anvende denne forstærker med fuld DC-kobling, bliver vi nødt til at se nærmere på de krav, som denne virkemåde indebærer. I en typisk audio forstærker er der to kondensatorer, der spærre for DC, se fig. 1. C2 sidder i feed-back kredsløbet og afbryder frekvensgangen under en bestemt frekvens, så forstærkningen er 1 ved DC. Off-set på indgangen af forstærkeren vil optræde uforstærket på udgangen. Under normale forhold er det derfor let at holde off-set'et nede på nogle få mV.

Hvis vi fjerner C2, eller kortslutter den for at være præcise, vil forstærkningen ikke længere rulle af, den bliver den samme som for audio-frekvenser, og input-off-set'et vil blive ganget op med den fulde forstærkning. Off-set'et på udgangen vil derfor blive:

$$V_{os} \times \frac{R_3 + R_2}{R_2}$$

Hvis V_{os} er lig 20 mV, og forstærkningen er 20 gange, resulterer dette i 0,4 volt DC på udgangen.

C1's funktion er at blokere DC-spændingen fra omverdenen, hvilket normalt vil sige forforstærkeren. Hvis der ikke er nogen DC spænding på udgangen af forforstærkeren, kan C1 fjernes fra indgangen. Imidlertid er vi nødt til at checke, om forforstærkerens udgang har en DC-udgangs-

Konstruktion: Effektforstærker med MOS-FET's 2. del

impedans, som bliver lagt i parallel med R1, som kan ændre V_{os} på grund af input bias-strømmen, som vi skal se senere. En off-set spænding på indgangen er ikke i sig selv noget problem, fordi det er let at kompensere for den. Det eneste, vi behøver at gøre, er at tilføre en lille DC-strøm til en af indgangene og justere den, indtil udgangs-off-set'et bliver nul. Problemet består i, at indgangs-off-set'et normalt er temperaturfølsomt, og det hjælper derfor ikke at justere ved en bestemt temperatur, når den mindste temperaturændring

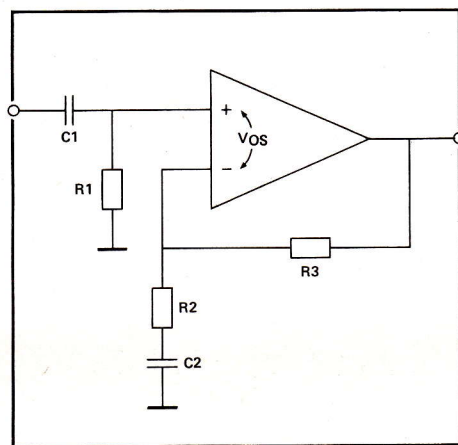


Fig. 1. I en typisk effektforstærker er der mindst to kondensatorer til at modvirke DC off-set.

giver et nyt off-set.

For at få en forstærker til at "gå ned til DC", må vi sikre os, at input-off-set'et ikke er temperaturfølsomt. Lad os derfor se nærmere på de forhold, der betinger DC-stabilitet.

Det differentielle indgangstrin

Den vigtigste del i alle DC forstærkere er det differentielle indgangstrin, som det er vist på fig. 2. I_B er base-strømmen, V_{BE} er base-emitter spændingen, og I_0 er konstantstrømskilden, som forsyner trinnet med DC-strøm. Indgangs bias-strøm-off-set'et defineres som $I_{B1}-I_{B2}$, når kollektor-spændingerne er de samme. Indgangs off-set'et er forskellen i basespændingerne: $V_{B1}-V_{B2}$, som må tilføres for at opnå ens kollektor spændinger.

Det er indlysende, at så længe de to tran-

sistorer er perfekt matchede, hvad angår V_{BE} og h_{FE} , og kollektormodstandene er ens, vil forskellene mellem kollektor-spændingerne være nul, når der tilføres ens spændinger til de to transistorers baser. Desværre vil der altid i praksis være små forskelle, og dette vil resultere i et off-set. Når baserne drives fra en lav impedans, vil det resulterende off-set hovedsagelig stamme fra ubalance i base-emitter spændingerne hos de to transistorer. Forskelle i forstærkning h_{FE} fører til et off-set, når baserne drives fra et kredsløb med høj impedans. I dette tilfælde vil der opbygges forskellige spændinger over modstandene, fordi forskelle i base-strømme resulterer i differential spændingsstyring af baserne. I en praktisk forekommende forstærker vil base-modstandene have endelige værdier, og både spændings- og strøm off-set'et vil optræde på forstærkerens indgang.

Off-set-spændinger er normalt kun opgi-

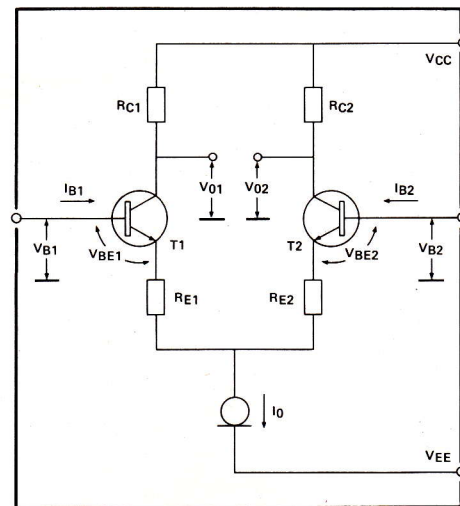


Fig. 2. Hjertet i enhver DC-forstærker, monolitisk eller diskret, er differentialindgangstrinnet.

vet ved 25°C, så der er behov for yderligere oplysninger for at beskrive den termiske tilpasning mellem de to transistorer, Q1 og Q2. Den termiske tilpasning er indikeret ved off-set drift oplysningen, som fortæller om ændringen i off-set pr. grad celcius, eller den totale ændring over et givent temperaturområde. Både input-

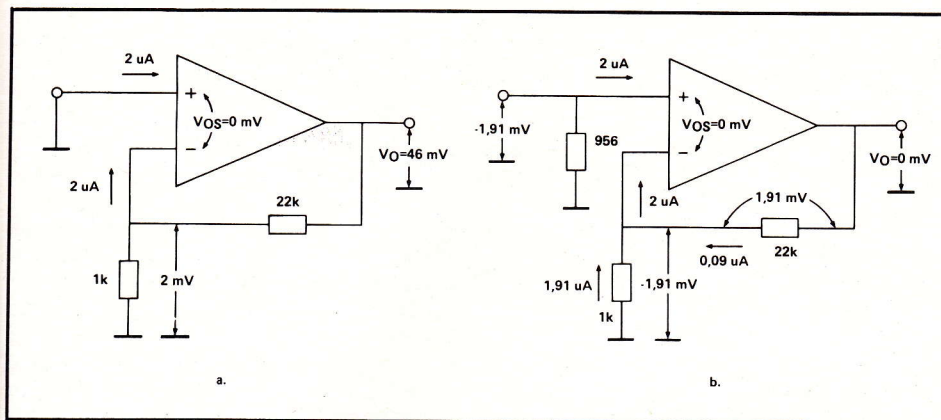


Fig. 4. På grund af forskellen i biasmodstandene opstår et DC off-set på udgangen. Dette kan korrigeres ved at udligne base-modstandene.

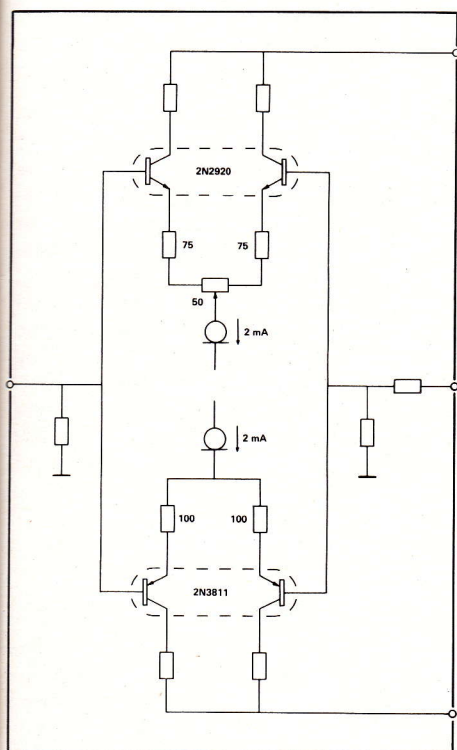


Fig. 3. "Servo 100"'s indgangstrin kan ændres til DC-kobling, men man skal sikre sig, at konstantstrømskilderne virkelig er konstante, også med temperaturen.

off-set spændings-driften og input off-set strøm-driften er det nødvendigt at tage i betragtning.

Monolitiske transistorer giver muligheder for særdeles gode off-set specifikationer, som det kendes fra høj kvalitets op-amps. Desværre kan sådanne transistorer ikke anvendes i vort tilfælde, idet der ikke findes nogen typer, der kan tåle tilstrækkeligt høje spændinger og/eller komplementære typer. Imidlertid kan vi komme et godt stykke ad vejen ved hjælp af matchede transistorer i fælles hus.

Et typisk eksempel på sådan en dobbelt transistor er 2N 3811. Det er et PNP-par, som tåler kollektorspændinger op til 60 volt, hvilket måske er lige i underkanten, men de fungerer glimrende i vores kredsløb. Strømførstærkningen, hFE, er speci-

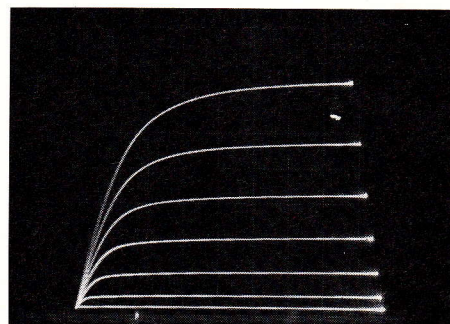


Fig. 6. Curve-tracer fotoet viser, at de fire J-FETs i AH 5012CN er beregnet til store strømme og har stor g_m -værdi. (Vert.: 5 mA/div., hor.: 2V/div., stept: 0,5V/div.).

ficeret til 300-900 ved 1 mA kollektorstrøm. Denne strømførstærkning er tilstrækkelig, men det relativt store variationsområde gør den basale justering noget besværlig. Hvad angår matching af de to transistorer gælder, at strømførstærkningsforholdet $hFE1/hFE2 = 0,9-1$ ved 25°C , tiltagende til $0,85-1$ over hele temperaturområdet fra -55°C til $+125^\circ\text{C}$. Base-emitter spændingsforskellen $V_{BE1}-V_{BE2}$ er 3 mV, og dennes ændring gennem temperaturområdet $+25^\circ\text{C}$ til $+125^\circ\text{C}$ er max. 1 mV. (Alle data er opgivet for $I_C = 100 \text{ mA}$ og $V_{CE} = 5 \text{ volt}$).

Uden yderligere tekniske manøvrer kan vi sige, at denne dual-transistor vil fungere glimrende i en forstærker med et enkelt differential indgangstrin. Vi vil imidlertid bruge den samme topologi til et dobbelt komplementært differentialtrin, som vi brugte i "servo 100" forstærkeren i sidste måned, og dette komplicerer situationen en hel del. Teoretisk skal de to NPN-transistorer ikke alene matches til hinanden, men også til PNP-typerne. Sådanne matchede sæt af NPN og PNP transistorer findes ikke, med mindre man har råd til at bestille dem specielt hos halvlederfabrikanterne. Da dette ikke er tilfældet, er vi nødt til at lægge os fast på standard typer. 2N 3811 dualtransistoren har et komplementært par, som hedder 2N 2920. Det har samme hFE og matching egenskaber som 2N 3811, men vi kan desværre ikke få alle fire transistorer i samme hus. Når der anvendes to adskilte huse, er det ikke muligt at lave en forstærker med stor forstærkning på grund af den dårlige termiske tilpasning mellem de to transistor-

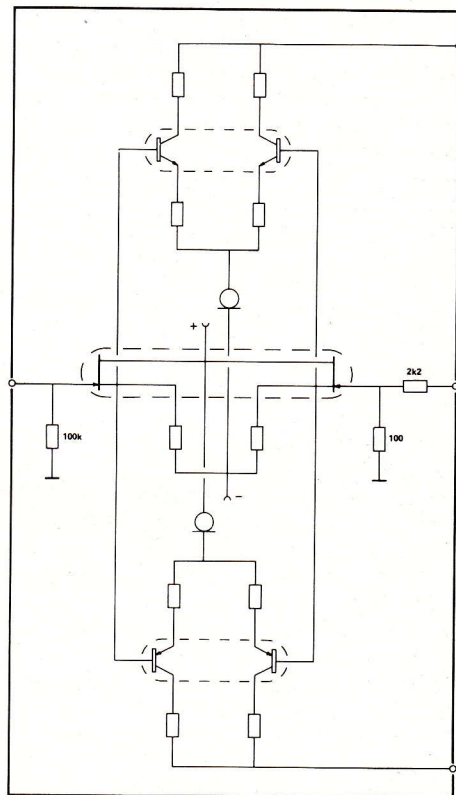


Fig. 5. Det er let at realisere et enkelt FET-følger indgangstrin, idet der er mange matchede dual N-kanal enheder på markedet.

sæt. Til vort formål er forstærkningen ca. 20 gange, altså forholdsvis beskednen, hvilket reducerer kravet til termisk matching en del. Hvis vi går ud fra, at $\pm 20 \text{ mV}$ off-set er acceptabelt på udgangen, kan vi tolerere et off-set på indgangen på plus-minus 1 mV, og det er muligt med de ovenfor nævnte transistorer.

Vi kan nu konvertere "servo 100" kredsløbet, som blev beskrevet i sidste måned, til et rent DC-koblet kredsløb. Selv om det er en tilnærmelse, går vi ud fra, at det kun er indgangstrinet, som er ansvarligt for DC-stabiliteten i forstærkeren, og vi begrænser modifikationen til dette trin. Fig. 3 viser en skematisk fremstilling af det modificerede indgangstrin. De indikerede konstantstrømskilder skal være temperaturafhængige. En simpel off-set justering kan indføres ved at sætte et trimmepotentiometer i den ene emitter af en af differentialindgangene. Dette blev prøvet, men det virkede ikke tilfredsstillende. Lad os se hvorfor.

Bias-strømmen

Indtil nu har vi kun beskæftiget os med effekten af input-off-set'et selv. I en praktisk forstærker med negativ modkobling bliver vi også nødt til at tage hensyn til endnu en fejlkilde, input bias strømmen. For at illustrere effekten af input-bias strømmen kan vi antage, at indgangstransistorerne arbejder med en kollektorstrøm på 1 mA, og at strømførstærkningen hFE er 500. Input bias-strømmen vil blive $2 \mu\text{A}$. Fig. 4a viser en forstærker, hvor den ikke-inverterende indgang er DC-mæssigt kortsluttet til stel, og den inverterende

indgang forsynes via et 22k-1k modkoblingsnetværk. Går vi tillige ud fra, at indgangs off-set spændingen V_{os} er nul, skulle der slet ikke optræde noget off-set på udgangen. Imidlertid vil biasstrømmen på 2 μ A, hvorfra størstedelen passerer i kohm modstanden, bevirke et spændingsfald over denne modstand. Spændingen vil optræde over forstærkerens indgang og vil blive forstærket op med closed-loop forstærkningen, som er:

$$\frac{R_3 + R_2}{R_2} = \frac{22k + 1k}{1k} = 23 \text{ gange}$$

Der vil med andre ord optræde et off-set på udgangen af størrelsesordenen 23×2 mV, eller 46 mV.

Dette kan vi udbalancere ved at indføre en modstand i den ikke-inverterende indgang. Gøres denne modstand lig parallelforbindelsen af 1k og 22k modkoblingsmodstandene, eller 956 ohm, vil off-set-et på grund af biasstrømmen blive elimineret, se fig. 4b.

I den praktiske forstærker er dette ikke muligt, fordi 956 ohm vil være for lav en indgangsimpedans for mange forforstærkere. For at undgå faseproblemer og opnå lav forvrængning ved høje frekvenser, er det desuden fordelagtigt at anvende en ca. 10 gange lavere impedans i feed-back netværket, end det der ses på fig. 4a. Med 22 kohm i den ikke-inverterende indgang og et 2,2 kohm-100 ohm feed-back kredsløb ved den inverterende indgang – i lighed med det, der benyttes i "servo 100" forstærkeren – vil vi ende op med et off-set på 44 mV på indgangen og ca. 1 volt på udgangen. Naturligvis ville en større indgangsimpedans, for eksempel 100 kohm, give et endnu større off-set.

Den eneste måde, man kan undgå disse bias-relaterede off-set problemer på, er ved at anvende FET source-følgere, som har forsvindende lille input strøm. En enkel FET-følger er let at realisere (se fig. 5), og der er mange matchede, N-kanal typer på markedet. Jeg konstruerede adskillige versioner af dette kredsløb, som alle opførte sig ganske tilfredsstillende, hvad DC-stabiliteten angår, men det gik lidt ud over symmetrien i opstillingen, hvilket gav sig udslag i en lille smule mere forvrængning, lidt dårligere symmetri i firkantgengivelsen "blop" ved tilkobling af forstærkeren, og så videre.

Alt dette lyder vel lidt i retning af "undergrunds-anmeldelser", og jeg tror i virkeligheden ikke, at nogen ville kunne høre forskellene via højttalere, men som ingeniør kunne jeg ikke acceptere det. Det kunne min ven Flemming heller ikke, da jeg beskrev for ham i telefonen. Hvis det skulle være et symmetrisk kredsløb, så skulle det også være det hele vejen igennem, uden at indgå kompromisser. Jeg besluttede herefter at gå videre i retning af det helt symmetriske kredsløb.

Det er imidlertid langt sværere at realisere en helt komplementær FET-følger end en enkelt, fordi matchede P-kanal typer ikke er tilgængelige. Man kan naturligvis udsøge dem fra et antal diskrete transistorer, men dette er naturligvis ikke en brugbar fremgangsmåde for "gør det selv"

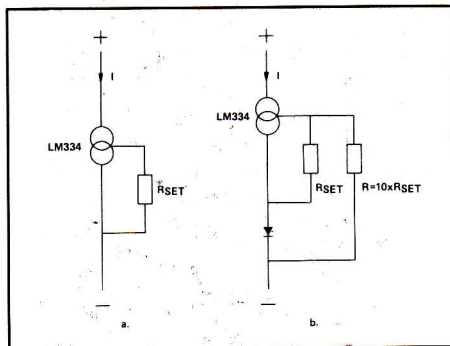


Fig. 9. Strømmen I opnås med en ekstern modstand. Temperaturkompensationen kræver en ekstra diode og en modstand.

folk, da de ikke har det tilstrækkelige antal til rådighed og heller ikke råder over måleudstyret, der skal til for at foretage udvælgelsen. I stedet ledte jeg længe og grundigt efter egnede typer af P-kanal FETs, som ikke kræver at blive matchede. Til sidst fandt jeg, nærmest ved et tilfælde, lige hvad jeg var på udkig efter. National Semiconductor fremstiller en række såkaldte "Analog Switches for Signal Multiplexing". Nogle af disse kaldes Analog Current Switches og er tilfældigvis P-kanal typer. De kaldes AH 5011 CN og AH 5012 CN og indeholder fire P-kanal FETs i monolitisk teknologi (2). Da de er beregnede for switch-funktioner, er de opgivne data ting som: "on" modstand, "on" modstand-matching, switchhastighed og så videre. Ved hjælp af en såkaldt "curve tracer", som jeg havde til rådighed, fandt jeg frem til, at der er tale om typer bereg-

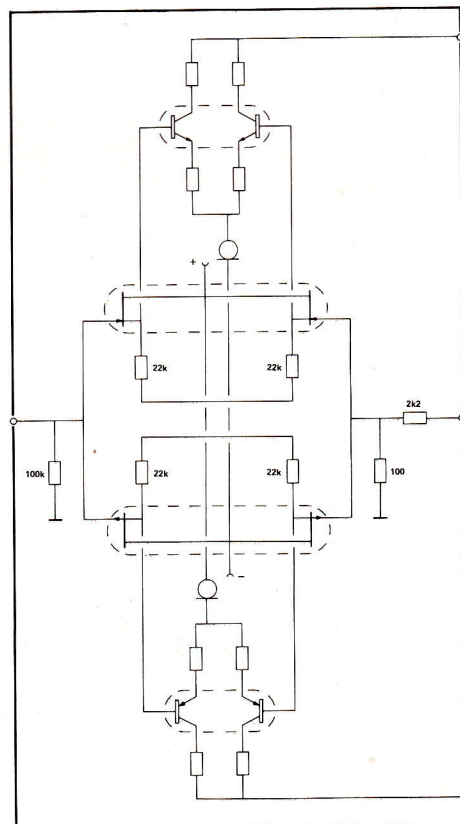


Fig. 7. Et symmetrisk DC-koblet indgangstrin med komplementære FET-følgere til at eliminere bias-introducerede fejl.

net til store strømme, og at de er ekstremt nøjagtigt matchede, takket være den monolitiske opbygning. ID-VGS karakteristikken, som ses på fig. 6 er typisk for en af de fire FETs i kredsen, men de øvrige tre ser ud på nøjagtig samme måde uden målelige afvigelser, som kan ses på "curve tracer"-en.

Fig. 7 viser en simplificeret skematisk fremstilling af indgangstrinet, med anvendelse af komplementære FET-følgere i indgangen. På grund af den meget lave gate-strøm i FET'erne, kan vi bruge store modstande i den ikke-inverterende indgang (100k) og lave værdier (100 ohm) i den inverterende, uden off-set. FET'ernes indgangs off-set vil optræde på source'erne, men vil ikke blive forstærket på grund af source-følger konfigurationen (spændingsforstærkningen er ca. 1). De to bipolare transistor-par drives fra source-følgerne, som har ens DC-modstand e. Dette udgør en fuldt balanceret konfiguration med meget god DC-stabilitet.

Det komplette "DC 100" diagram

Fig. 8 forestiller "DC 100"'s driverkredsløb. Udgangstrinet er ikke vist, fordi det er det samme, som er beskrevet i sidste måned, i første del. Den grundlæggende topologi for driverkredsløbet er også det samme som for "servo 100", den eneste virkelige forskel er indgangstrinet.

De første usædvanlige komponenter, man støder på i indgangstrinet, er LM 334'erne (Q2 og Q5), som forsyner dual NPN og PNP trinene, respektivt. Fig. 9a viser dette kredsløbs basale opbygning. Strømmen bestemmes af en eneste ekstern modstand: R_{set} , og dennes værdi beregnes efter formelen:

$$R_{set} \text{ (ohm)} = \frac{64 \text{ (mV)}}{I \text{ (mA)}}$$

LM 334 fra National Semiconductor fungerer indenfor et strømområde på 10.000:1 (1 μ A til 10 mA) og har fremragende strømregulering og et bredt spændingsområde på 1 til 30 volt. Det er en ægte "flydende" strømkilde, som ikke kræver ekstern forsyning.

Strømmen I er imidlertid temperaturafhængig, med en ændring på ca. +0,3% pr. grad Celsius. For at udkompensere denne temperaturafhængighed kræves en ekstra ekstern modstand og en siliciumdiode, se fig. 9b. Bemærk at strømmen nu bliver 2x strømmen med den samme værdi af R_{set} , så vi bliver nødt til at doble værdien for at opnå den samme strøm som i fig. 9a. Beregner vi R_{set} for en strøm på 2 mA i fig. 9a, vil den blive 32 ohm, hvilket svarer til 64 ohm i kredsløbet i fig. 9b. I den praktiske forstærker anvender jeg 68 ohm og 680 ohm som de modstande.

Den eneste ulempe ved at bruge LM 334 i denne anvendelse er den begrænsede breakdown spænding på 30 volt. Med ca. ± 60 volt forsyning kan vi ikke bruge den direkte på forsyningerne. Det er der imidlertid andre komponenter i opstillingen, der heller ikke kan tåle. N-kanal FET'erne er specificerede til 40 volt, og selv om jeg ikke har nogen specifikationer for P-kanal FET'erne i AH 5012CN, så viser curve-tracer

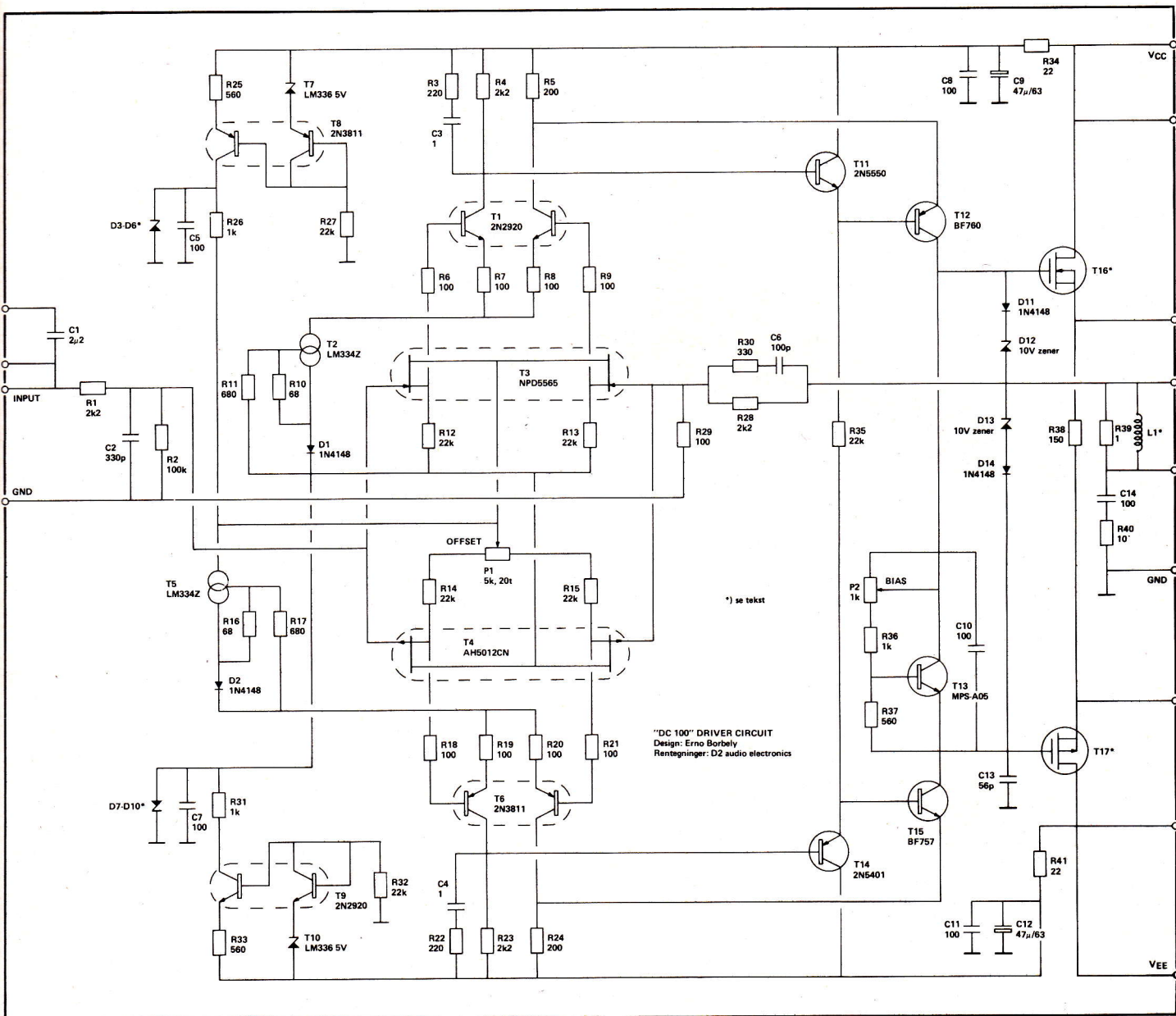


Fig. 8. Det komplette "DC 100" kredsløb". Udgangstrinet er det samme som i "servo 100".

målingerne, at 40 volt også er break-down spændingen for disse. Vi har derfor behov for en lavere forsyningsspænding til at forsyne strømkilderne og FET-følgerne. Den simpleste måde at lave en sådan forsyning på er ved at anvende en zenerdiode i serie med en modstand op til forsyningerne. Jeg prøvede det, det virker, men ikke helt tilfredsstillende. For det første er en zenerdiode i området 20-30 volt meget temperaturfølsom. For det andet vil variationer i forsyningsspændingerne selv under varierende belastning af forstærkeren have betydning. Disse to forhold gav for store spændingsvariationer for det DC-koblede indgangstrin. For at løse dette zener-problem, udnytter jeg den kendsgerning, at zenerdioder med break-down spændinger omkring 5 volt er langt mere stabile over for temperaturændringer end zenerdioder til højere spændinger. Ved at sætte fire 5,1 volt dioder i serie opnås en forbedring, der ik-

ke koster mange øre.

For at undgå problemet med variationerne i forsyningen, bruger jeg en konstantstrømskilde til at forsyne zenerdioderne med ca. 10 mA. Selv om LM 334 kan levere 10 mA, kan den ikke klare spændingerne og effektafsættelsen på omkring 200 mW. I stedet benytter jeg en kompenseret konstantstrømskilde med de samme dual-transistorer, som jeg brugte i indgangstrinet. Som reference bruges en LM 336-5V diode.

Forstærkerens off-set justeres med P1, som bør være et multi-turn potmeter. Justeringen bør foretages efter, at forstærkeren har været tændt i ca. 15 minutter. Et digital-voltmeter med en opløsning på 1 mV er nødvendigt for at foretage denne justering. Det er en god ide at checke DC off-set'et på udgangen et par gange i de første par dage efter, at forstærkeren er taget i brug.

Det andet trin af driverkredsløbet, som består af Q11, Q12, Q14 og Q15 er det samme som i "servo 100". Biaskredsløbet er bygget op omkring en NPN transistor i stedet for en PNP. Den eneste årsag til

denne ændring er, at jeg fik lettere ved at placere P2 på printet på denne måde.

En anden afvigelse fra "servo 100" driverkredsløbet er udgangs-følgerne. Jeg ønskede at bruge MOSFETs i begge kredsløb oprindeligt, men kunne ikke få dem leveret i tide for at få dem i "servo 100". MOSFETs giver både fordele og ulemper på dette sted. Fordelen er en mindre fase-drejning sammenlignet med emitterfølgerne. Dette betyder mindre kompensation og større slew-rate. En af ulemperne er kravet om en lidt højere forsyningsspænding for at kompensere for "on" modstanden hos MOSFET'erne. En anden ulempe består i, at FET'erne kræver ekstra køling. En passende køleplade ses på fig. 10. Den er fremstillet af en 22x60x1,5 mm aluminium plade. To små L-vinkler bruges til at bolte den til printpladen. Totalt set opnåede jeg lidt bedre resultater med MOSFET'erne, og jeg tror, de er mere pålidelige end bipolare transistorer. Er der problemer med at få fat på disse MOS-FET's, kan de bipolare typer imidlertid uden videre anvendes, og der er beregnet plads i printet til begge typer.



Lay-out: D2 audio electronics.
Design: Erno Borbely

Print-lay-outet til "DC 100" ses på fig. 11. Lay-outet er lavet på et Europa-kort og følger diagrammet på fig. 8 nøje. Fig. 12 viser komponentplaceringen. Bemærk at begge FET-huse er symmetriske og kan vendes. I tilfældet AH 5012CN giver dette en speciel fordel, idet man kan vælge de to transistorer, der giver mindst off-set. (Kun to af de fire FET's bruges i denne opstilling). Anvendes der sokler til de to Dual-in-line FET-huse, gør det afprøvningsproceduren og eventuel fejlfinding langt lettere.

Til sidst et par kommentarer til DC-koblede effektforstærkere i almindelighed. Som det sikkert allerede er bemærket, har jeg anbragt en kondensator, C1, i indgangen af "DC 100". Her gælder de samme kommentarer som til "servo 100": så længe man ikke ved, hvad der kommer ud af sin forforstærker, skal man lade C1 forblive i kredsløbet. Da forstærkerens indgangs-impedans er omkring 100 kohm, kan vi bruge en relativt lille kondensatorværdi (2,2 μ F) og følgelig anvende en højkvalitetstype, for eksempel polypropylene. Er man sikker på, at der ikke er DC på udgangen af ens forforstærker, kan man naturligvis kortslutte C1 og forbinde forforstærkeren direkte. Det er under alle omstændigheder en god ide at checke, om DC-off-set'et er mindre end 20 mV på udgangen, før højttalerne tilsluttes.

Jeg nævnte tidligere, at vi går ud fra, at DC-stabiliteten hos driverkredsløbet kun er afhængig af indgangstrinet. Dette er ikke helt korrekt, det andet trin medvirker også til off-set'et. Anvendes for eksempel BF 760/757 i det andet trin, kan man ved at bringe dem ud af termisk balance (afkøle eller opvarme den ene), fremprovokere et off-set på udgangen, men så snart der igen er termisk ligevægt, forsvinder off-set'et igen. Så længe hele printet udsættes for en ensartet temperaturpåvirk-

Fig. 11. Print lay-out'et til "DC 100" driver-kredsløbet set fra kobbersiden i størrelsesforholdet 1:1.

ning, er der ingen temperaturdrift i kredsløbet af betydning. Til ekstremt krævende formål kan det være en fordel at indsvøbe hele driverkredsløbet i en termisk ledende plastmasse, men til normale audio-anvendelser er dette ikke nødvendigt.

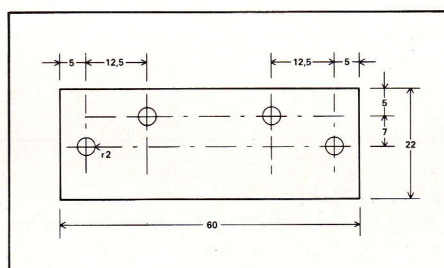


Fig. 10. En anvendelig køleplade til 2SK 213/2SJ76 source-følgerne. De bipolare typer BF757/BF760 kræver ikke ekstra køling.

Praktiske betragtninger

De to forstærkere "servo 100" og "DC 100" er meget ens i AC-henseende med en lille fordel til "DC 100" på grund af FET-følger i indgangstrinet. DC-mæssigt kan de to kredsløb slet ikke sammenlignes i det hele taget. Servo-versionen går ned til 0,7 Hz, mens "DC 100" er en ægte DC-forstærker. Uden at hævde, at den er perfekt, kan det med rimelighed hævdes, at kun en monolitisk opbygning kan bringes til at fungere bedre i DC-henseende end "DC 100".

På grund af den kendsgerning, at de to forstærkeres fysiske opbygning er meget ens, og de eksterne forbindelser er de samme for de to driver-kredsløb, er de "plug-kompatible". Da der ikke anvendes kon-

nektorer, betyder dette, at der alligevel kræves en loddekolbe for at ændre en "servo 100" til en "DC 100" eller omvendt.

Forstærkerne er realiserede i tre forskellige versioner, hvad angår praktisk opbygning. Jeg betragter mono-versionen med egen strømforsyning som den bedste løsning. Den næstbedste løsning består i at placere to forstærkere i et kabinet, men med hver sin forsyning. Eventuelt kan der bruges fælles transformator med separate viklinger til de to kanaler. Jeg anbefaler i øvrigt ringkernetransformatorer frem for andre typer på grund af deres langt mindre spredningsfelter. Fig. 13 viser ledningsføringen i monoversionen af forstærkeren. Bemærk at indgangsstel er forbundet til udgangsstel på printet, og at den eneste forbindelse til chassis findes ved indgangsbøsningen. Den samme ledningsføring kan anvendes, hvis der placeres to mono-forstærkere i et kabinet.

En to-kanal forstærker med fælles forsyning er den tredje mulighed. En måde at trække ledningerne på i en sådan forstærker er omtalt i ref. 2. Anvendes denne metode i vores forstærkere, skal indgangsstel forbindes til udgangsstel via en modstand på 2,7 ohm. Den ene indgangsbøsning er helt isoleret fra chassis, mens den anden er forbundet til chassis via en 2,7 ohm modstand.

Endnu en måde at lave ledningsføringen på er vist på fig. 14. I denne opbygning har vi ingen forbindelse fra indgangsstel til udgangsstel på printet. En ekstra stelledning fra forsyningen er forbundet til chassis lige ved indgangsbøsningerne. Den ene indgangsbøsning er forbundet direkte til chassis, mens den anden forbindes via en 10 ohm modstand. Jeg anbefaler denne sidste metode til "servo 100" og "DC 100" forstærkerne.

Forsyningen er vist i detaljer på fig. 14.

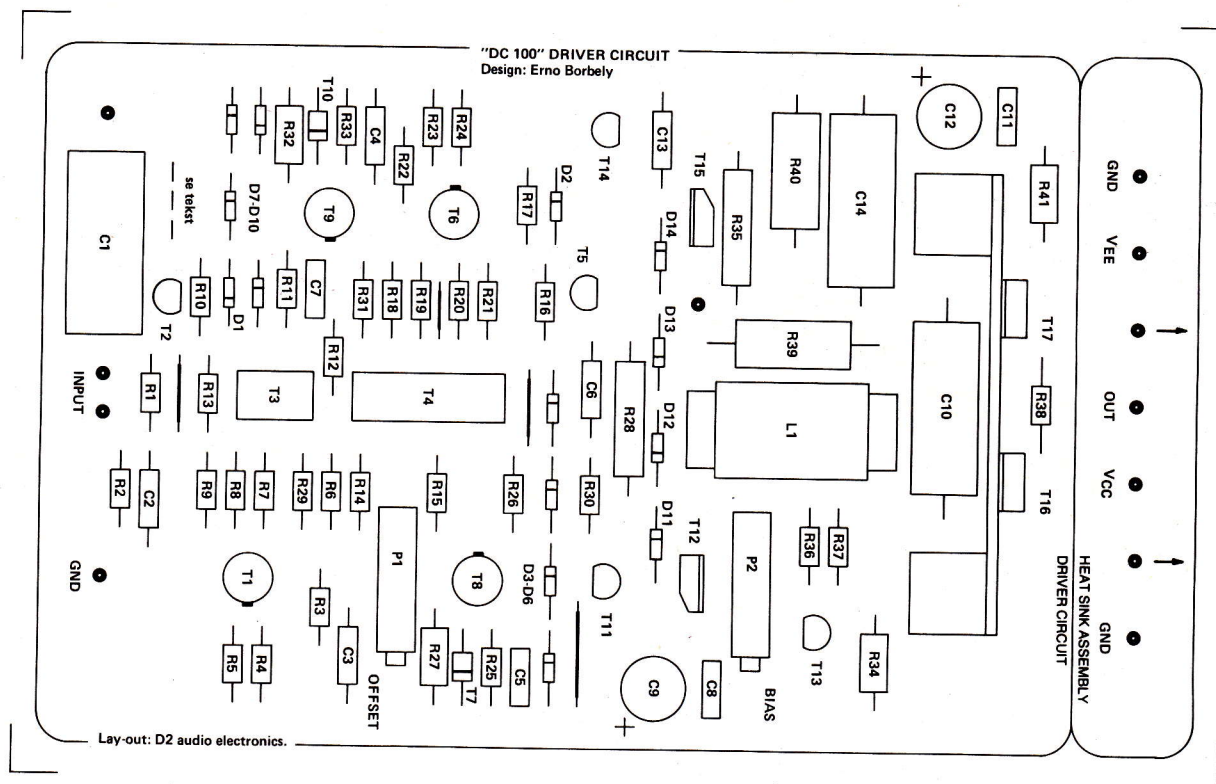


Fig. 12. Komponentplaceringstegningen til "DC 100".

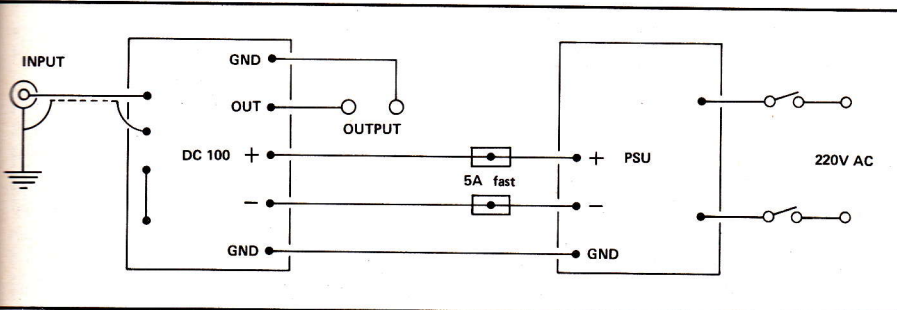
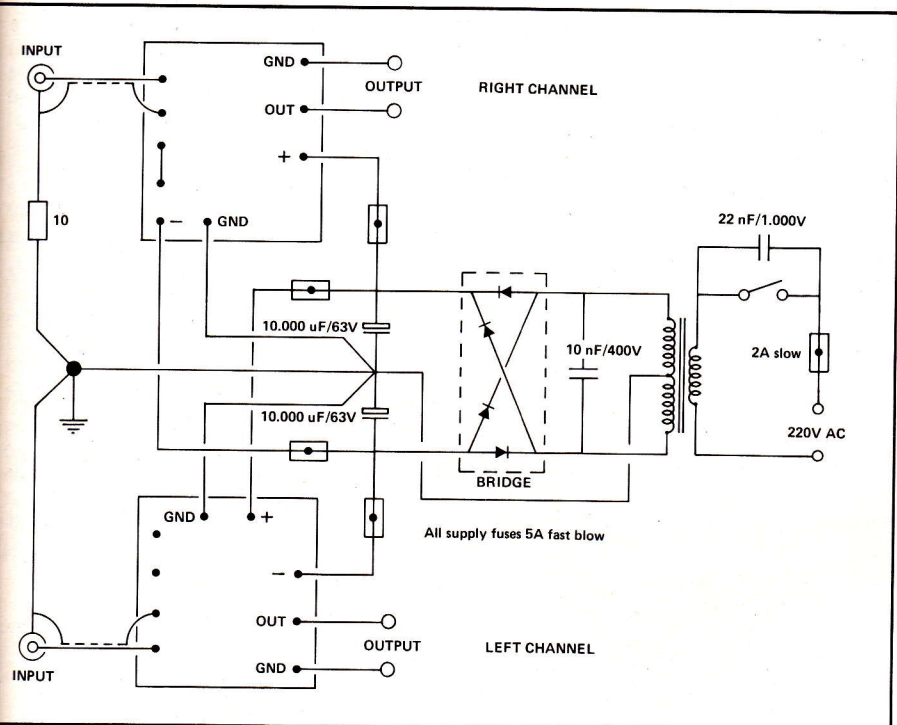


Fig. 13. Når der er tale om mono-forstærkere forbindes ind- og udgangsstel sammen.



Til 2-kanal versionen bør transformatoren være dimensioneret til mindst 400W. Begge print og strømforsyningen er vist med 63 volt ladelytter. Tager man hensyn til en mulig 10% afvigelse i forsyningsspændingen, bliver den ubelastede sekundærspænding fra transformatoren 40 volt RMS, 40 volt er normalt en standard transformator-spænding, og det bør ikke volde de store problemer at få fat i en type med midtpunktsudtag. Spændingen under fuld belastning er afhængig af transformatorens evne til at regulere (dens udgangsimpedans). Ønsker man mere effekt ud af forstærkerne, er det let at opnå dette i tilfældet "servo 100". MPS 9099/8599 indgangstransistorerne tåler 80 volt, og vi kan uden videre gå op til en forsyningsspænding på ca. ± 65 volt. Dette vil give ca. 120W i 8 ohm. Check først, om alle elektrolytter kan tåle de højere spændinger, de bør kunne tåle minimum 80 volt. "DC 100"s indgangstransistorer tåler 60 volt, og da der ikke er dual-transistorer på markedet til højere spændinger, er der ikke noget at gøre her, uden at hele indgangstrinet først skal omdimensioneres. Brokoblingen er en 30A type, som skal kunne tåle 400 volt. Ladelytterne bør være på mindst 10.000 μF . Kan man fremskaffe større, er det en fordel, og hvis man har råd, er det en fordel at sætte flere i parallel, det resulterer i et mere detaljeret og stabilt lydbillede (3). I mono-tilfældet

Fig. 14. Ledningsføringen i en stereo-over-sion kan laves på denne måde.

Nøgle-data for "servo 100" og "DC 100"

	"SERVO 100"	"DC 100"	Bemærkninger
Voltage gain:	26 dB	26 dB	
Feedback:	30 dB	30 dB	
Input imp.:	22k	100k	
THD, 1 kHz:	.0025%	.0025%	
10 kHz:	.0055%	.0055%	
Slew rate:	> 60 V/us	80 V/us	Uden input filter
Rise time:	1 us	.8 us	50 V p-p firkant uden input firkant
Output power, 8 ohm:	100 W	100 W	Afhænger af forsyningen
4 ohm:	> 140 W	> 140 W	

er minimum 10.000 μ F.

(En formentlig endnu bedre løsning, som dog endnu ikke er afprøvet i praksis, består i at anvende den regulerede forsyning, som udvikledes af Rene Jørgensen til effektforstærkeren, beskrevet i "high fidelity" nr. 7/8, 9 og 10-82, red.).

Forsyningssikringerne er 5A, fast-blow typer. Disse tillader kontinuerlig effektafsættelse i 8 ohm, men sikrer forstærkeren i tilfælde af kortslutning. Som det sikkert allerede er bemærket, benytter jeg ikke andre sikringer end disse i selve forstærkerne. Dette skyldes til dels, at jeg har glimrende erfaringer med Hitachi-transistorernes pålidelighed. Jeg har ikke brændt en eneste af dem af, siden jeg begyndte at eksperimentere med dem i 1978! Det skyldes dog også de overdimensionerede køleplader, som jeg under test-procedurer lader blive meget varme, men som under normale forhold, hvor der spilles musik, ikke bør blive varmere end ca. 50-60°C i gennemsnit. Det er altså en god ide at overdimensionere sine køleplader, en termisk modstand på ikke over 0,7°C/W pr. kanal er passende. Til sidst et hjælpe-skema for samlingen af forstærkeren: Fig. 15 viser pin-konfigurationen for alle transistorerne, MOSFET'erne, JFET'erne og IC'erne, som benyttes. Alle er vist "nede-fra", som man ser dem, når de loddes i print-pladen.

Erno Borbely
oversat af Michael Madsen

Stykliste til driver-print

R1	2,2k
R2	100k
R3	220
R4	2.2k
R5	200
R6,R7,	
R8,R9	100
R10	68
R11	680
R12,R13,	
R14,R15	22k
R16	68
R17	680
R18,R19,	
R20,R21	100
R22	220
R23	2.2k
R24	200
R25	560
R26	1k
R27	22k 1W metalfilm
R28	2.2k 2W metalfilm
R29	100
R30	330
R31	1k
R32	22k 1W metalfilm
R33	560
R34	22
R35	22k 2W metalfilm
R36	1k
R37	560
R38	150
R39	1 5W trådviklet
R40	10 4W metalfilm
R41	22

Alle modstande 1/4W, 5% kulfilm, hvis ikke andet er angivet. 1/4W modstande kan erstattes af 1% metalfilm.

Potentiometre

P1	5k linear 20 vindinger (IRC 960-20 ell.lign.)
P2	1k linear 1/4W

Kondensatorer

C1	2.2 uF 100V polypropylen, polycarbonat eller mylar
C2	330 pF 63V polypropylen, polystyren
C3,C4	1000 pF 63V polypropylen, polystyren
C5	.1 uF 250V polykarbonat, mylar, keramisk
C6	100 pF 63V polypropylen, polystyren
C7,C8	.1 uF 250V polykarbonat, mylar, keramisk

C9	47 uF 63V Elektrolytisk
C10,C11	.1 uF 250V polykarbonat, mylar, keramisk
C12	47 uF 63V elektrolytisk
C13	56 pF 63V polypropylen, polystyren
C14	.1 uF 250V Polykarbonat, mylar

Transistorer og IC'er

T1	2N2920
T2	LM 334Z National Semicond.
T3	NPD 5565 National Semicond.
T4	AH 5012CN National Semicond.
T5	LM 334Z National Semicond.
T6	2N3811
T7	LM 336BZ-5V National Semic.
T8	2N3811
T9	2N2920
T10	LM 336BZ-5V National Semic.
T11	2N5550
T12	BF 760
T13	MPS-A05
T14	2N5401
T15	BF 757
T16	2SK 213 alt. BF 757
T17	2SJ 76 alt. BF 760

Diode

D1,D2	1N4148
D3-D10	5.1V zener 1N5231, BZX 83/CSV1 ell.lign.
D11	1N4148
D12,D13	10V zener 1N5240, ZPY 10 ell.lign.
D14	1N4148

Stykliste til udgangstrin

R232	220
R233	220
R234	220
R235	220
R236	0,22 5W
R237	0,22 5W
R238	0,22 5W
R239	0,22 5W

Kondensatorer

C209	330 pF
C210	330 pF
C211	150 pF, udgår
C216	100 nF stacked foil
C217	100 uF/63 volt
C218	100 nF stacked foil
C219	100 uF/63 volt

Transistorer:

T215	2SK 134 Hitachi
T216	2SK 134 Hitachi
T217	2 SJ 49 Hitachi
T218	2 SJ 49 Hitachi

Kondensatorerne på fig. 8 er angivet i nF, hvor andet ikke er anført.

Referencer

- (1) Linear Databook
National Semiconductor, 1982.
- (2) A 60W MOSFET Power Amplifier.
Erno Borbely.
The Audio Amateur, No. 2, May 1982.
(Audio Amateur Publications, P.O. Box 576, Peterborough, N.H. 03458, USA)
- (3) Hvordan og hvorfor –
modifikation af Hafler DH-200.
Steen Michaelsen.
"high fidelity", nr. 11, 1981.

Erno Borbely's MOS-FET forstærkerkonstruktion(-er), som vi bragte i nr. 9 og 10 i år, har vist sig at have interesse for ganske mange selvbyggere. Under bearbejdelsen af artiklerne skønnede vi, at den fuldt DC-koblede version, som Borbely kalder "DC 100" var den bedste og derfor mest interessante for selvbyggere, hvorfor vi ikke bragte stykliste og print-lay-out til "Servo 100" versionen. Vi er blevet klogere siden.

Ganske vist er "DC 100" den teknisk set mest avancerede af de to konstruktioner, men den er samtidig også langt den dyreste at bygge, men ikke nok med det. Mr. Borbely har i sine bestræbelser på at opnå det optimale ikke taget særlige hensyn til hverken pris eller leveringsmuligheder i Danmark, for de transistorer, der anvendes i det kritiske indgangstrin. Et par af typerne er ganske kostbare, og andre er der lang leveringstid på. De virkelige entusiaster lader sig ikke gå på af den slags problemer, men væbner sig med tålmodighed, bestiller stumperne og bruger ventetiden på at spare pengene sammen.

De mere økonomisk bevidst og mindre tålmodige selvbyggere bliver irriterede på os og beder os bringe stykliste og print lay-out til "Servo 100" hurtigst muligt, og det er altså disse ønsker, der nu har fået os til at vende tilbage til Erno Borbely's "Servo 100" forstærker.

Diagram

"Servo 100" diagrammet bragtes i nr. 9 side 31 i tilknytning til gennemgangen af hele projektet. På denne tegning er der to detaljer, der bør bemærkes. RC-leddet på udgangen skal efter Erno Borbelys oplysninger sidde efter udgangsspølen, modsat normal praksis, hvilket er indtegnet på diagrammet til "DC 100" i nr. 10, men ikke på "Servo 100" i nr. 9.

»Servo 100«

– praktisk opbygning

Erno Boerbely har af stabilitetshensyn indført en modstand i forstærkerens indgang, som ikke er indtegnet på diagrammet i nr. 9, men som der er beregnet plads til på printet. Printet er i øvrigt også korrekt, hvad den førnævnte placering af RC-leddet på udgangen angår, så der er ikke noget at tage fejl af, når man blot monterer printet efter komponentplaceringstegningen.

Den nye modstand i indgangen kaldes Rin og er placeret efter RC-leddet C202/R202 og ført til knudepunktet mellem R206 og R210.

Styklisten til "Servo 100" består, så vidt vi er orienterede, udelukkende af komponenter, som kan betragtes som almindelige, og som det ikke skulle være vanskeligt at fremskaffe hurtigt. Michael Madsen

R203,214	220 ohm
R205,216	200 ohm
R223	560 ohm
R224	1 kohm
R229	150 ohm
R227	330 ohm
R222	22 kohm/PR52, metalfilm
R225,226	22 ohm/PR37, metalfilm
R228	2,2 kohm/PR52, metalfilm
R230	1 ohm/AC05 trådviklet 5W
R231	10 ohm/AC05 trådviklet 5W
R232-R235	220 ohm
R236-R239	0,22 ohm/AC05 trådviklet 5W

Stykliste til "Servo 100"

Modstande

R101,102	1 Mohm
R103,104	10 kohm/PR37, metalfilm
R105	10 kohm
Rin	2,2 kohm
R201,204,215,217,220	2,2 kohm
R221,R206-R213	100 ohm
R202,218,219	22 kohm

Kondensatorer

C101,102	220 nF/Stackfoil, polyester
C103,104,216,218	100 nF/Stackfoil, polyester
C201	6,8 µF/63 Volt Polykarbonat
C202,209,210	330 pF/630 Volt Polypropylen, polystyren



C203,204	1 nF/630 Volt Polypropylen, polystyren
C205,212,213	100 nF/63 Volt Polypropylen, polystyren
C206	56 pF/630 Volt Polypropylen, polystyren
C207	100 pF/630 Volt Polypropylen, polystyren
C208,211 C214,215	47 µF/63 Volt Elektrolyt
C217,219	100 µF/63 Volt Elektrolyt
Potentiometre P201	1 kohm/multi- turn
Dioder D201,202	2M336BZ -5V, ref. diode (Natio- nal Semiconduc- tor)
D203,205 D204,206	1N4148 1N5240, 10 Volt/ 1/2W zenerdiode
D101,102	1N5245, 15 Volt/ 1/2W zenerdiode
Transistorer T201,202,206	MPS 8099, BC 546 B
T203,204,205	MPS 8599, BC 556 B
T207 T208 T209	udgår 2N5550 2N5401
T210,214 T212,213	BF 760, 2N5415 BF 757, 2N3440

T211	MPSA 55, MPSA 56 (National Se- miconductor) LM336BZ-5V, Ref. Diode,
T215,216	2 SK 134 (Hita- chi)
T217,218	2 SJ 49 (Hitachi)

IC'er IC101	LF411 ACN, LM 11 CN
----------------	------------------------

Appendix

Alle modstande er 1/4W, 5% kulfilm, med mindre andet står anført i styklisten. 1/4W modstandene kan erstattes af 1% metalfilmtyper. Brug nærmeste værdi. Printet er lagt ud, således at rastermålet passer til Philips' modstande og kondensatorer. Vær opmærksom på, at komponentplaceringstegningen *kun* passer til transistorerne i styklistens førsteangivelse. Undersøg derfor et alternativs benkonfiguration og afstem med diagram og print-lay-out inden montering. — Det kan spare kroner og ærgrelser.

Har du modtaget et girokort til brug vedrørende fornyelse af dit abonnement?

Ønsker du at bevare fordelene ved at være abonnent, så må vi bede dig indbetale beløbet senest den dato, der er anført på girokortet.

**Med venlig hilsen
Forlaget Audio**

