

75 W slutsteg i nytt utförande: Snabbare, tåligare, driftsäkrare

- Den stereoförstärkare som beskrevs i RT 1976 nr 10 och i Bygg själv Ljudteknik har troligen byggts i flera tusental. De flesta har lyckats väl, men några har inte klarat den tämligen kritiska konstruktionen.
- Vi har bett konstruktören undersöka om steget kunde göras mera okritiskt beträffande jordning, ledningsdragnings, komponentval m m.
- Här är resultatet av ansträngningarna: Det tål nu hårdhäntare behandling och är stabilare mot självsvängning.
- I kommande avsnitt visas kretskort för den nya versionen. Det kommer även en ombyggnadsbeskrivning för "uppgradering" av tidigare utförande.

■ ■ Det slutsteg som författaren presenterade hösten 1975 har rönt ett stort intresse bland RT-läsarna. Många har lyckats bra med sina byggen, men andra har haft problem av olika slag. Vissa väsentligheter i uppbyggnaden hos slutsteget kom att bli undanskymda. Detta bidrog till att under de gångna åren en uppsjö av olika mer eller mindre fantastiska konstruktioner såg dagens ljus: från byggen i aluminiumfolie till rena slag-skepp i avseende på mekanisk stabilitet.

Författaren avser att här försöka ge en så entydig bild som möjligt av hur uppbyggnaden bör se ut. Slutsteget som presenterades i RT 1975 nr 10 var emellertid inte helt invändningsfritt. En snålt tilltagen fasmarginal bidrog till att göra livet surt för många byggare. Många slutsteg självsvängde "friskt" och den sjuka patienten blev i många fall

felaktigt medicinerad. Många kondensatorer löddes in och den eventuella bandbredd som fanns försvann helt.

Det sadet att slutsteget skulle vara transientdistorsionsfritt vid den aktuella tiden och så var faktiskt fallet. Bandbredden uppgick i de av författaren byggda exemplaren till ca 75 kHz och förstärkningen till ungefär 58 dB. I stycklistan angavs en transformator från Transduktor om 30 V, något som gav vissa problem. Den lämnade nämligen 33 V i vila och det bidrog till att många slutsteg drabbades av sekundärt genombrott.

Detta var några problem som det tidigare steget drogs med. Tilläggas bör att åtskilliga har arbetat felfritt i flera år och förmodligen kommer att göra så även i fortsättningen. Avsikten med den här artikeln är att visa hur man kan undanröja de tidigare svagheter i utförandet.

Författaren har också försökt att tillmö-

tesgå de läsare som har önskat ett förförstärkarsteg till slutsteget. Ett sådant kommer också att presenteras i ett senare nummer av RT.

Det nya slutsteget med flertalet förbättringar

Det nya steget skiljer sig från det gamla i ett par viktiga punkter. I schemat, fig 4, kan vi se den elektriska kopplingen. Ingångssteget är som tidigare en dubbel differentialkoppling med NPN- och PNP-transistorer. Dessa har i sina respektive emitterkretsar en strömgenerator som håller strömmen konstant genom differentialparet. Basarna på strömgeneratorerna är förbundna med varandra genom en koppling, som vid tillslag av slutsteget kommer att fungera som ett avbrott för att sedan långsamt öka strömmen genom zenerdi-oderna. Detta bidrar till att slutsteget inte kommer att generera någon "duns" vid tillslag

Av PER ÅKEMARK

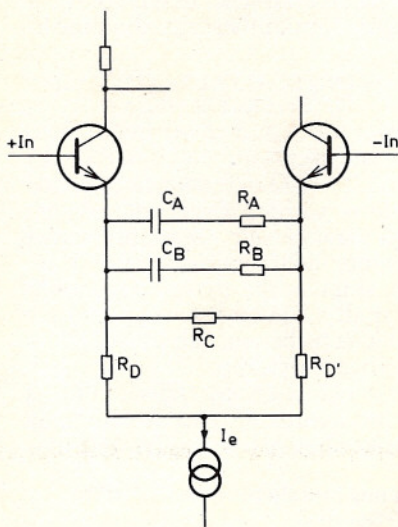


Fig 1. Här visas hur ingångssteget frekvenskompenseras. R_D och $R_{D'}$ är mycket större än R_C . R_C bestämmer förstärkningen från likström upp till 1 MHz. Över denna frekvens parallellkopplas R_C med den successivt minskade impedansen i länkarna R_A , C_A och C_B , R_B .

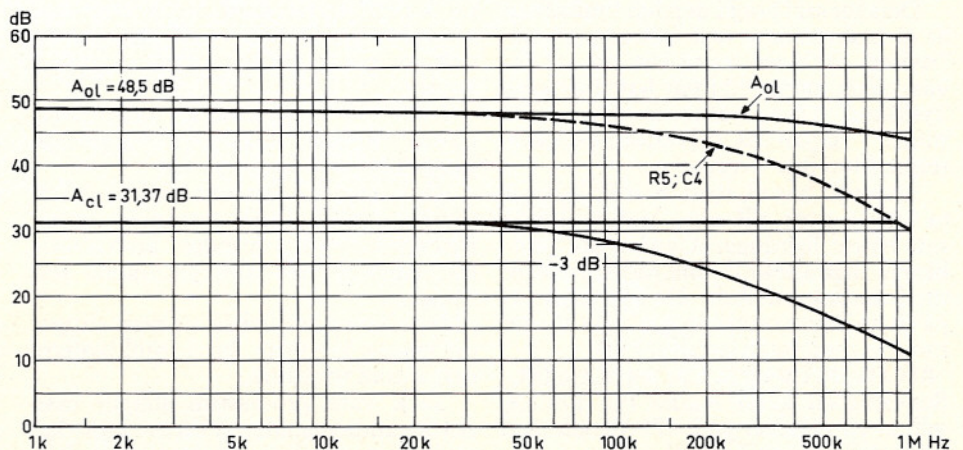


Fig 2. Förstärkningen som funktion av frekvensen i olika fall. A_{OL} betecknar förstärkaren utan motkoppling (open loop). När förstärkaren motkopplas blir frekvensgången rak upp till ca 900 kHz för att därefter sjunka. För att undvika TIM införs ett filter R_5 , C_4 , som reducerar bandbredden så att den blir mindre än A_{OL} . Man får i det fallet en -3 dB-punkt vid 100 kHz.

Fig 3. Bäst är att försöka få fram ingångstransistorer som är så lika som möjligt. Matchningen kan ske med den visade kopplingen.

Balansera transistorerna för den aktuella strömmen. (1,9 mA).

$R_C = 9 - 0,6$

I_C

Det ger $R_C = 8,4 = 4,42 \text{ kohm}$ och

1,9

vi väljer 4,3 kohm som är närmaste standardvärde.

KALIBRERING:

1) Sätt två motstånd mellan kollektor-emitteranslutningarna. Motståndet skall ha så god tolerans som möjligt. (10k 1%).

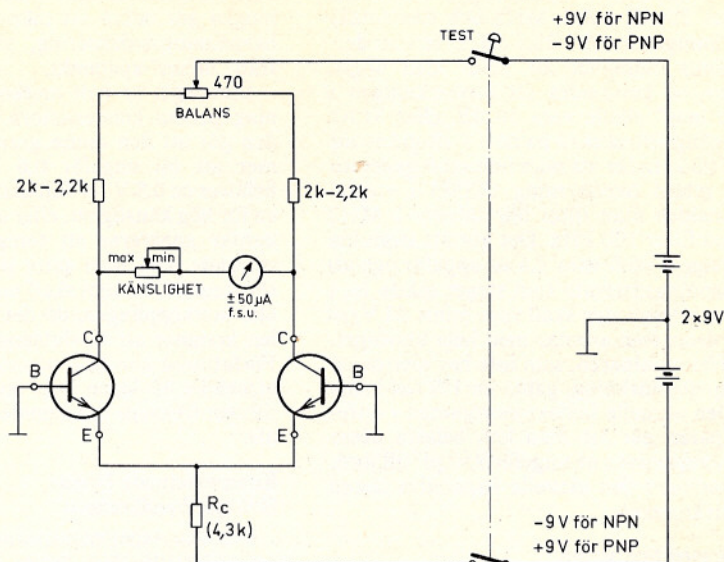
2) Vrid protentiometern "balans", så att instrumentet visar noll.

Kopplingen är nu balanserad och det går lika stor ström genom vardera kollektormotståndet. Ersätt kalibreringsmotståndet med två transistorer. Känslighetspotentiometern kan kalibreras så att instrumentet visar procentuell obalans.

MÄTNING:

1. Sätt i två transistorer och tryck ned knappen "test". Instrumentet kommer nu att ge utslag åt något håll och indikera obalans.

2. Ersätt en av transistorerna med en ny transistor till dess att instrumentutslaget blir så litet som möjligt.



och hålla alla kretsarna avstängda. Tiden som behövs för att man skall komma upp till rätt arbetsläge i alla strömmar är ca 30 s. Kretsen behöver sedan ett par minuter på sig att tömma laddningen från kondensatorn C6, så att den fungerar som den skall vid ett nytt tillslag. Om denna tid inte får passera utan tillslag kommer man att få en viss duns i högtalarsystemet. Denna obalans hänför sig allt som oftast till dålig matchning av differentialtransistorerna.

Emittermotståndet är på 3,9 kohm. Mellan emitterarna finns en överbryggnings med 100 ohms motstånd. Det är en teknik som används i oscilloskop bl a, och den har den fördelen att man kan ändra förstärkningen genom att variera motståndet mellan emitterarna. Samtidigt ger den möjlighet att kompensera kopplingen i de högre frekvensområdena; se fig 1. Författaren har inte utnyttjat detta faktum då instrumentering saknades för arbetet i frekvensområdet 2-10 MHz. Bandbredden på steget i det här visade utförandet är större än 1 MHz.

Efter ingångssteget kommer en emitterföljare för att minska den uttagna eller injicerade strömmen i differentialparens kollektorkretsar. Emitterföljarna utgörs av T8-T9. Signalen går vidare till ett GE-steg som utgörs av T10 resp T14. Kollektorerna på dessa två transistorer är anslutna till emitterarna på T11 resp T13, vilka är två basjordade steg.

Transistorer som ger större bandbredd

Orsaken till denna lösning är tvåfaldig. I "open loop" kan man se att bandbredden på hela steget är mycket beroende av kollektorjordkapacitansen hos T10 resp T14, vilket gör att uppbyggnaden av steget totalt kan påverka bandbredden och dessutom ge upphov till eventuell självsvängning. Kollektorerna på dessa två transistorer är således två kritiska punkter. Genom att isolera dessa med ett basjordat steg undviker man den ogynnsamma egenskapen.

Vidare är T10 och T14 utsatta för ett maximalt spänningssving vid styrning, vilket gör att vi får modulation av signalen i form av intermodulationsdistorsion. Det kan man undvika antingen genom att man höjer matningsspänningen med ca 50 % över vad man behöver eller att man håller spänningen V_{CE} konstant. Undersökningar har visat att denna distorsion uppträder så fort V_{CE} ändras sig,

vilket är helt naturligt ur teoretisk synvinkel men en ofta förbisedd funktion i praktiken.

Transistorerna T11:s och T13:s basar är anslutna till en stabil spänning i strömgeneratorerna. Det gör att vi över T10 och T14 kommer att ha zenerspänningen minus ett bas-emitter-spänningsfall. Bandbredden hos dessa steg är stort. Den övre gränsen ligger utanför mätapparaturens område. Nackdelen med ett sådant steg som valts är att man i någon mån förlorar maximal styrning; nog räknat zenerspänningen plus mätningsspänningen hos det basjordade steget. Det kan emellertid kompenseras genom en motsvarande höjning av matningsspänningen. Då förlusten svarar mot cirka en halv dB förlust i effekt ansågs åtgärden inte motiverad. För att hålla nere förstärkningen i steget har kollektorerna på T11 och T13 belastats med var sitt kollektormotstånd, 3,6 kohm mot jord. Förstärkningen blir då ungefär $3\ 600/75 = 48$ ggr. Faktorn 75 utgör emittermotståndet för T10 alternativt T14. Kollektorerna hos T11 och T13 förbinds med en transistor som har till uppgift att hålla efterföljande steg med en lämplig basförspänning. I denna transistor, T12, kollektor-baskrets ligger två temperaturberoende dioder som monteras på effekttransistorernas kylflansar.

Fyra sluttransistorer för säkrare funktion

Fyra effekttransistorer har använts i två NPN för positiv styrning och två PNP för negativ styrning. Fördelningen av kollektorspänning över T17, T18 resp T20, T21 är gjord så att över den ligger då halva matningsspänningen. Fördelningen styrs av transistorerna T19 resp T22 och de till deras baser anslutna motståndsnäten. Den övre effekttransistor fungerar som en serieregulator till den undre i respektive seriekopplat par. Den undre transistor styrs av en emitterföljare T15 och T16 som arbetar i klass A med en kollektorström av ca 50 mA. Baserna på de två undre effekttransistorerna är ihopkopplade med ett motstånd (R32) som har till uppgift att tömma effekttransistorernas basladdningar så snabbt som möjligt vid styrning för att man i möjligaste mån skall undvika att övre och undre slutstegshalvan leder samtidigt vid snabba omslag. Funktionen hos den spänningsfördelade kopplingen över effekttransistorerna är samma som har använts (och fortfarande används) av SAE

med den skillnaden att SAE har tre transistorer i serie och uteslutande har valt lösningen för att undvika sekundärt genombrutt i alla typer av last.

Seriekopplade transistorer matas från spänningsdelare

Som vi tidigare nämnde fungerar den övre transistor som en serieregulator för den undre i den bemärkelsen att den hela tiden försöker att hålla spänningen över den undre transistor till hälften av den aktuella matningsspänningen. I viloläge innebär det, med en matningsspänning av 50 V, att det kommer att vara 25 V över vardera transistor. Spänningsfördelningen ger ökad säkerhet genom minskad effektförlust i effekttransistorerna. Nackdelen med det är att man förlorar i maximal utspänning. För att i möjligaste mån minska den olägenheten är det undre motståndet delat i den kontrollerade motståndskedjan och avkopplat med kondensatorerna C10 resp C9. På detta sätt får man en "bootstrap"-funktion som gör att man vid styrning uppnår en tillförd spänning till T19, alternativt T22, som är högre än matningsspänningen och på detta vis fullständigt kommer att föra den övre effekttransistor in i bottnat tillstånd. Signal ut till högtalare tas vid emittermotståndet från effekttransistorerna. Författaren har inte använt den gängse drossel-motståndskopplingen på utgången då den inte behövs för att ge stabilitet åt slutsteget.

Det kan dock vara av vikt att använda en sådan koppling i vissa fall för att förhindra att radio- och nätstörningar kommer in i steget i drift. Det får den enskilde byggaren själv avgöra. Om man får starka störningar av kylskåp och dyl utrustning, "nätknappar", bör man sätta in ett filter på utgången. Emellertid orsakar ett sådant filter allt som oftast svåra ringningar vid transienter.

Mätningarna bekräftar att bandbredden är hög

Slutstegets bandbredd i "open loop" uppmättes med full effekt ut och följer kurva A i fig 2. Kurvan har uppmätts utan det filter som finns på ingången, R2 och C3, samt utan den "common mode"-länk som ligger mellan baserna på ingångsdifferentialen, R5 och C4. Den övre gränsen blev då 710 kHz för kopplingen.

Med R5 och C4 blir "open loop"-bandbredden (före motkoppling) ca 100 kHz, och faller

Bygg själv

med -6 dB/oktav. Överföringen har alltså dämpats 20 dB vid 1 MHz och den totala förstärkningen är då +28,5 dB. Eftersom det inte fanns möjlighet att mäta med högre frekvens, så bestämdes att förstärkningen i "closed loop" skulle vara 30 dB, eller 31,62 ggr. Ingångsfiltret skall ha en -3 dB-gräns vid högst 100 kHz för att man inte skall generera någon intern överstyrning (TIM) i steget. Bandbredden utan filter blir således 1 MHz och med filter 100 kHz. Det gör att stigtiden på slutsteget skall vara 3,5 μ s ungefär och att den spänningsderivata som steget måste ha i alla sina interna steg skall vara minst 23 V/ μ s för de delar som arbetar med hela utsvinget. För differentialparen, som inte har mer än ca 5,54 ggr förstärkning, gäller ca 1 V/ μ s i slew rate. Den aktuella kollektorströmmen i differentialparen gör att man kan belasta dessa med en kapacitans av ungefär 950 pF till jord. Det överstiger den aktuella kapacitiva lasten för kollektorerna.

Viktigt med lika ström genom differentialparen

Det är av största vikt att strömmen genom differentialparen parvis är så lika som möjligt, annars har man förlorat en av de stora fördelarna med att använda differentialkopplingen. Man bör således försöka att matcha ut par som har så lika kollektorström som möjligt vid givna betingelser. En enkel kopp-

ling för selekteringen visas i fig 3. Matchningen gör också att man får bästa möjliga likspänningsbalansering, vilket är önskvärt från "offset"-synpunkt.

Slutsteget är helt motkopplat vid likspänning genom kondensatorn C5. Storleken på den gör att den undre gränzfrequensen kommer att bli ungefär 0,6 Hz. Förstärkaren behöver ca 0,8 V för full utstyrning. Om det är en för hög känslighet, eller om förstärkaren kanske genererar ett tomgångsbrus som är störande, kan man sätta in en dämpats för slutsteget. Däremot skall man inte försöka att öka motkopplingen, då det med all sannolikhet kommer att få slutsteget att självsvänga. Författaren kan inte rekommendera detta då utseendet på "open loop"-kurvan inte är känd till den frekvens där signalen har sjunkit till 0 dB.

Kompenserande länkar förhöjer bandbredden

För den experimentlystne som vill försöka att vidareutveckla denna konstruktion kan nämnas att man kan kompensera ingångssteget med länkar enligt fig 4 för att upprätthålla förstärkningen i de högre registren, högre än 1 MHz. Kollektorstötdanden kan också seriekopplas med en trimbar induktans så att dessa ökar i värde med ökad frekvens. Transistorerna T10 och T14 kan ersättas med någon lämplig hf-transistor med f_t på ca 500 MHz.

Transistorerna T11 och T13 behöver däremot inte vara av hf-typ utan kan vara vilken epitaxialtransistor som helst som tål den aktuella strömmen och spänningen.

Det är viktigt att man håller jordsystemen för de olika delarna av steget isär! Ingångsjorden samt jordpunkten för motkopplingsnätet skall vara gemensamma men skilda från jorden för högtalarledningarna och jord för avkoppling från matningsspänningarna. Om så inte görs kommer man att få en positiv återkoppling allt som oftast med självsvängning som följd. Samtidigt kommer man att drabbas av ringningar över transienterna.

Slutsteget uppvisar inga tendenser till instabilitet med någon typ av last och kan lämna full effekt i blandad kapacitiv eller rent kapacitiv last. Man får emellertid en viss, mindre ringning i kantvågssvaret i kapacitiv last. Detta hänför sig till en viss elektromagnetisk koppling mellan in- och utgång i prototypen. Kopplingen var helt kontrollerbar och kunde påverkas genom att man flyttade högtalarledningarna.

I nästa del av den här beskrivningen skall vi visa hur man modifierar sitt tidigare slutsteg, det gamla 75 W-steget från anno 75 på hösten. Författaren kommer också att visa sin förstärkare, som är uppbyggd ungefär som det visade slutsteget och vilken har en ingång för pick up med rörlig spole.

(forts följer i ett kommande RT-nummer) ■

Komponentförteckning till 75 W slutsteget:

R1	1 M
R2	3 k
R3, R43	1 k
R4	30 k
R5	560 ohm
R6, R7, R9, R10	3,9 k
R8, R11, R22, R23, R30	100 ohm
R12, R13, R14, R15, R16, R17	2 k
R18	7,5 k
R19	100 k

R20, R21	750 ohm
R24, R27	75 ohm
R25, R26	18 ohm
R28, R29	3,6 k
R31	390 ohm
R32	22 ohm
R33, R34	100 ohm
R35, R36	820 ohm 1 W
R37, R38	560 ohm 1 W
R39, R40	150 ohm 1 W
R41, R42	0,1 ohm 2 W
R44	8,2 k
R45	270 ohm
Alla motstånd 0,25 W 5% om inte annat anges.	

C1, C2	47 μ F/6 V
C3, C4	330 pF styrol
C5	2 200 μ F 6 V
C6	22 μ F 63 V
C7	0,47 μ F
C8, C9	1 000 μ F styrol
C10, C11	200 μ F 6 V
C12, C13	10 000 μ F 63 V
C14, C15	22 μ F 63 V
C16, C17	0,1 μ F polyester
C18, C19	22 μ F 63 V
T1, T2, T6, T7, T9, T12, T14	MPSA 06
T3, T4, T5, T8, T10	MPSA 56

T11, T16, T22	BD530
T13, T15, T19	BD 529
T17, T18	BD 317
T20, T21	BD 318
D1, D2	1N5230
D3, D4	1N3754
D5, D6, D7	1N4007
Likriktare	BYW 22
Transformator	2x30 V/5 A 300 VA
Färdigborrat kretskort tillverkas av Meab Electronics och säljs av LW-ljudteknik, tel 08/29 08 76 som också tillhandahåller komponenter och kompletta komponentsatser.	

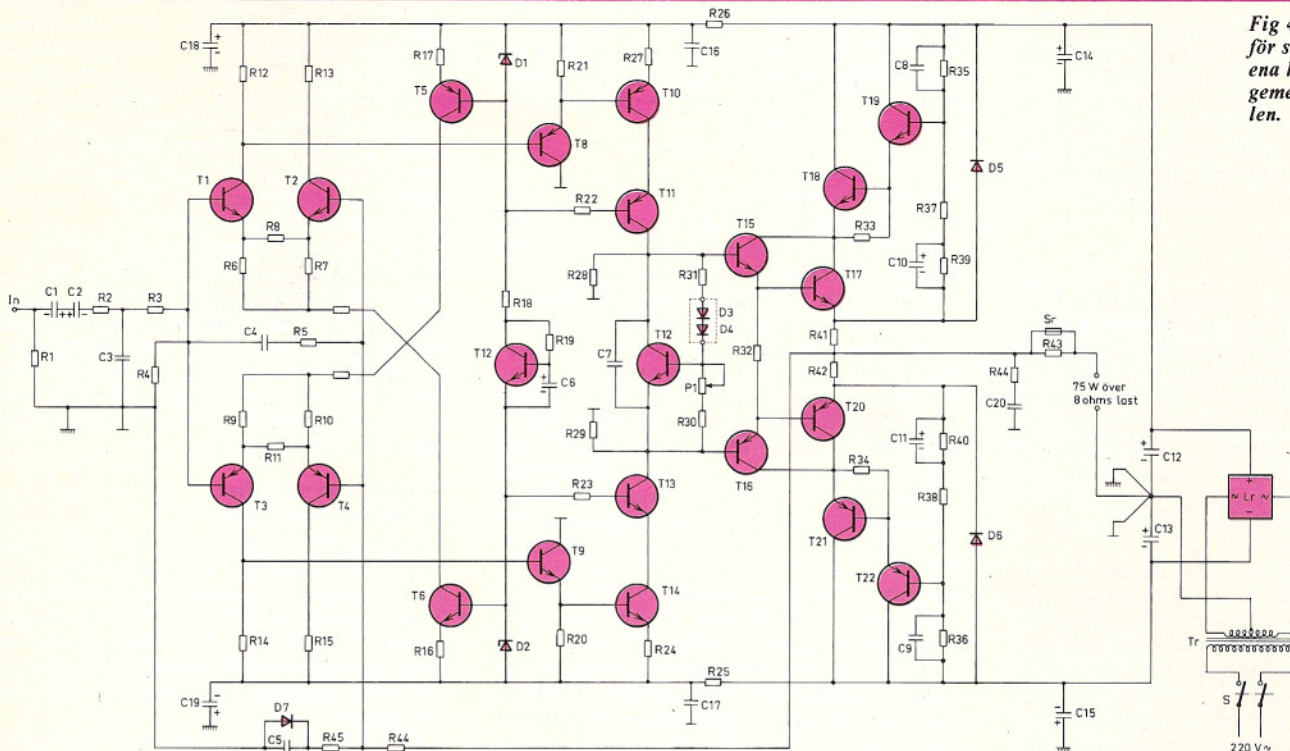


Fig 4. Principschema för stereoslutstegets ena kanal jämte den gemensamma nätleden.

75W slutsteg i nytt utförande: Snabbare, tåligare, driftsäkrare

Den välkända 75W-förstärkaren, som tidigare beskrivits i RT och i Bygg själv Ljudteknik kan göras driftsäkrare som framgick av tidigare avsnitt i RT nr 10.

Modifieringarna har lett fram till ett nytt kretskort som här presenteras jämte några ytterligare förbättringar.

■ Sedan första delen av artikeln om slutsteget lämnats till RT-redaktionen har en del mindre ändringar vidtagits som ytterligare förbättrar konstruktionens egenskaper. I serie med basarna på transistorerna T1 till T4 ligger nu motstånd om ca 1 kohm för att ytterligare minska risken för eventuell självsvängning p g a jordslinjor.

Vidare har fördröjningskretsen med transistor T7 fått en ökad fördröjning genom att ett emittermotstånd lagts in (2 kohm). Man skulle därför kunna minska kondensator C6, men i stället har förf valt att behålla det gamla värdet för att få ökad stabiliseringstid. — Se fig 2.

För att minska den eventuella offsetspänningen på utgången har motkopplingsmot-

ståndens ökad en dekad i storlek från 8,2 kohm resp 270 ohm till 82 kohm resp 2,7 kohm samtidigt som kondensatorn C5 har tagits bort och ersatts med en kompenseringsskrets för den kvarstående offset-spänningen, se fig 1.

Slutsteget har hittills byggts i 10 exemplar och alla har uppvisat samma egenskaper med avseende på stabilitet och driftsäkerhet. Försök att på olika sätt förstöra stärkaren med kortsluten utgång, felaktiga tomgångsströmmar och komplicerade laster har inte lett till destruktions. Den har bara bränt av sina säkringar i vissa fall (kortslutning) eller så har den fortsatt att fungera helt klanderfritt. Visserligen är 10 byggda ex ett väldigt litet underlag för att säga att det är helt felfritt, men resultatet pekar på en viss säkerhet för dem som kommer att bygga efter beskrivningen.

Nytt kretskort förenklar ombyggnad

I förra avsnittet nämndes att vi skulle visa hur man modifierar sin gamla effekt-del till denna nya variant. Detta är möjligt, men förf förordar en annan lösning, nämligen att komponenterna; transistorerna i första hand, flyttas till ett nytt kretskort och där kompletteras med nya motstånd och kondensatorer. Detta därför att det ingår så många nya motstånd i kopplingen och att det utan tvivel blir tämligen trångt på det gamla kretskortet om alla

komponenter skall få plats. Den annorlunda placeringen av komponenterna kommer dessutom att påverka den omotkopplade bandbredden. Detta är något som kan få ödesdigra följder för steget.

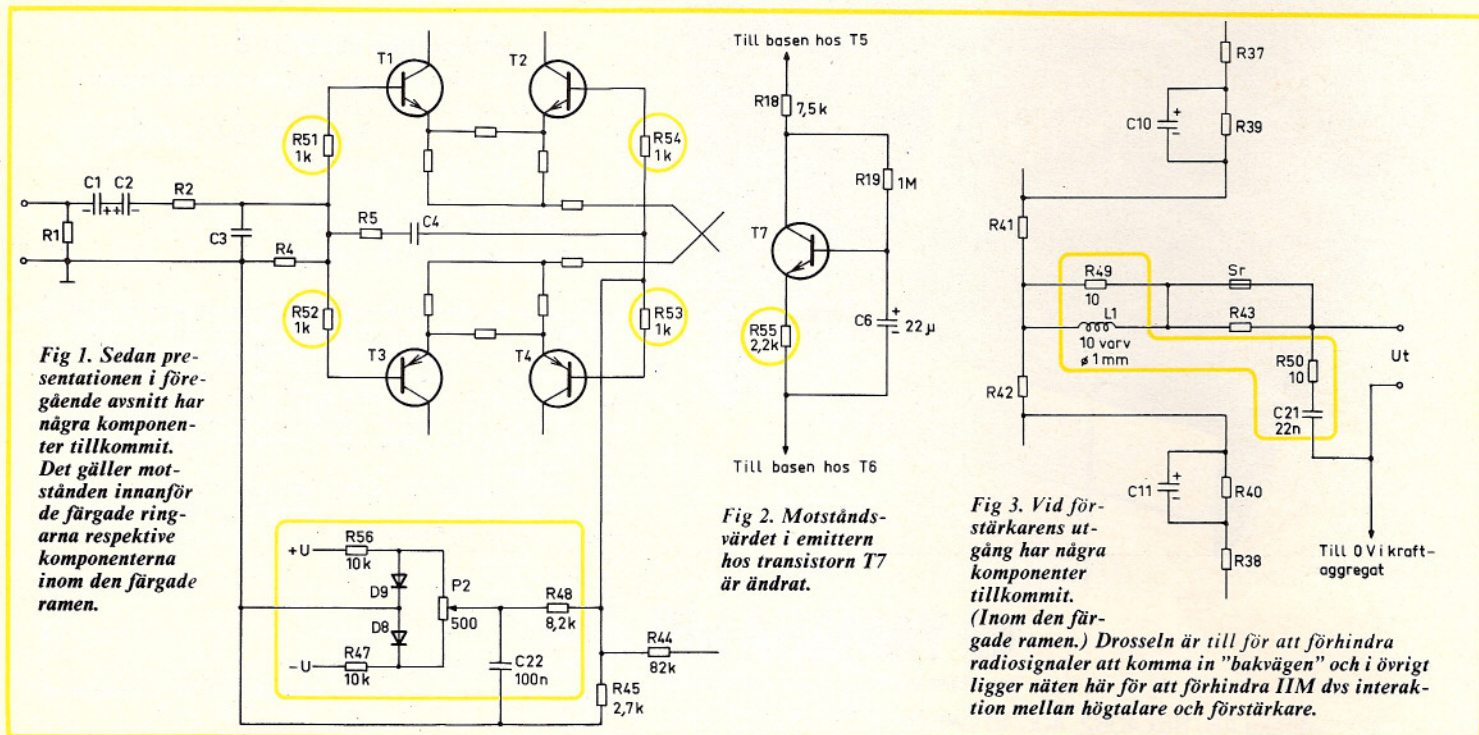
Högre effekter kan tas ut

Det ger i sitt nya utförande, utom de nämnda fördelarna, även möjlighet till att ge högre effekt genom en transformator med högre sekundärspänning. Förf har provat med en transformator som ger 2×40 V och 10 A och på så vis i 8 ohms last fått ut effekter i storleksordningen 140 W. Det bör understrykas och påpekas att detta samtidigt minskar säkerheten mot spänningsoverbrott i transistorerna! Speciellt gäller det transistorerna T11 och T13, vilka bör bytas ut om man använder högre matningsspänning. De kan ersättas av MPS-U 10 i stället för BD 529 och MPS-U 60 i stället för BD 530.

Det är två transistorer med V_{CE0} om 300 V och I_{Cmax} 0,5 A. Spänningen över sluttransistorerna är som högst hälften av den totala matningsspänningen. Med ± 45 V (90 V totalt) gör det att transistoren har 45 V som högsta V_{CE} -spänning.

För att inte få distorsion genom modulation av spänningen över transistoren, bör man ha en matningsspänning som inte överstiger 70 % av transistorens V_{CE0} -spänning. Överskrider man denna gräns, kommer distorsionen att öka

Av PER ELVING - ÅKEMARK



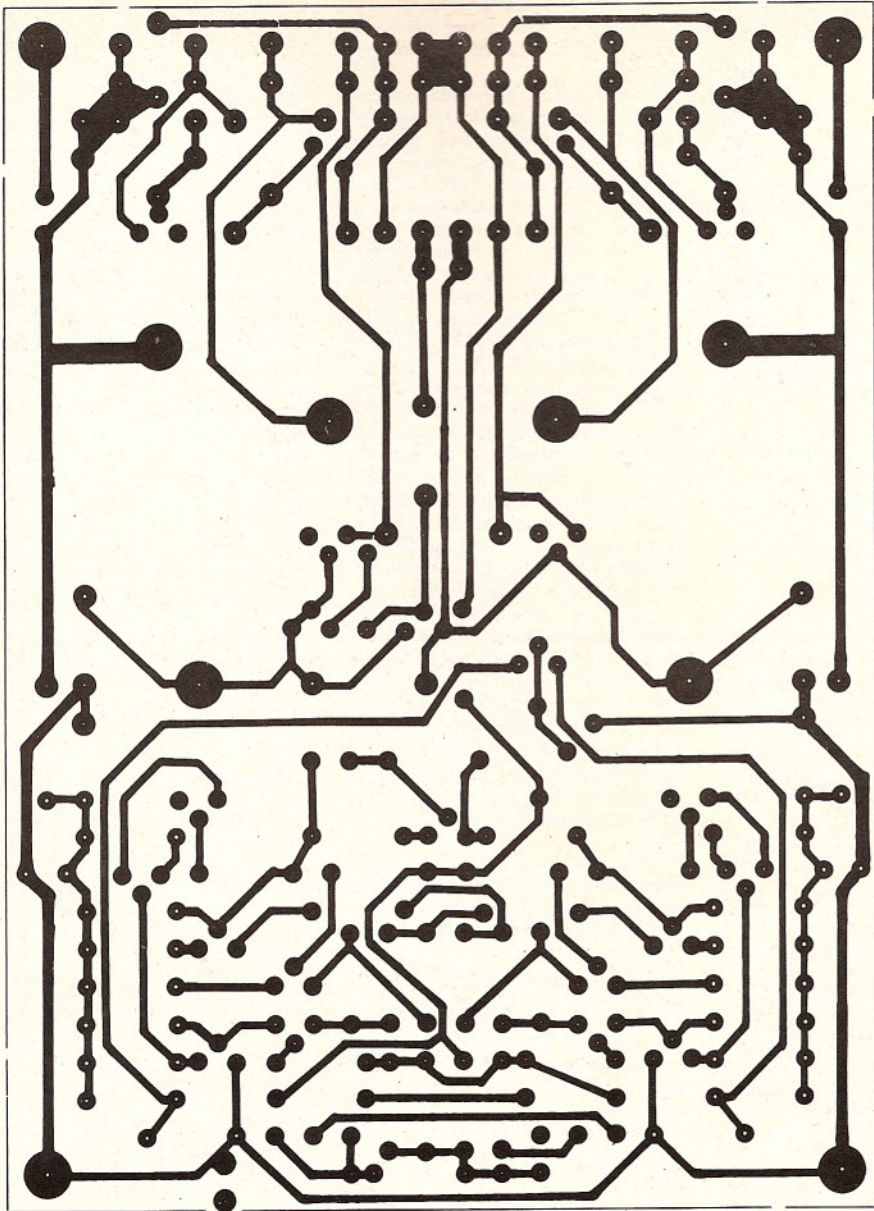


Fig 4. Kretskort för den nya 75W förstärkaren.

ganska snabbt vid höga effektuttag. Detta gör att maximal spänning över sluttransistorerna inte bör vara mer än 70 V i fallet med 100 V-transistorer. Med en matningsspänning av ± 70 V får vi då en effekt av ca 228 W i 8 ohms last.

Allt detta innebär naturligtvis att kylningen av transistorerna måste vara mycket god. Som riktvärde för förlusteffekten i det nyss nämnda fallet blir det ca 62 W/sida, vilket innebär 31 W per effekttransistor. Kylflänsen måste då ha en termisk resistans lika med eller mindre än 0,7 C/W. Normalt räcker det med en kylkropp om ca 1,0 till 1,5 C/W om vi använder en standardtransformator med 2×30 V sekundärspänning. Effektförlusterna är beräknade med sinusformad signal och en last om 8 ohm. Med 4 ohms last blir förlusteffekten dubbelt så stor, vilket bör tas i beaktande!

Stabil uppbyggnad på aluminiumchassi

Uppbyggnaden av förstärkaren bör ske i ett aluminiumchassi och vara utförd med så hög kvalitet som möjligt. Komponenterna monteras på kretskortet och det gäller alla komponenter utom de som skall vara monterade på utgångskontakten, drosseln L1 som är lindad på ett motstånd om 10 ohm 2 W (R45) samt länken med R50 och C21. Dessa monteras på kontakten direkt. Kretskortet skall monteras med så korta anslutningar till effekttransistorerna som möjligt. De distanser som används för att montera kortet på monteringsplåten skall vara av metall, så att en så god jordning som möjligt kommer till stånd mellan kort och plåt.

Undvik jordslingsor för lägsta brum

Kretskortet har tre jordslingsor vid ingångsdelen. En är avsedd för att jorda kortet i spänningsaggregatet (anslutning?) och de två andra för att ansluta en skärmad kabel i från

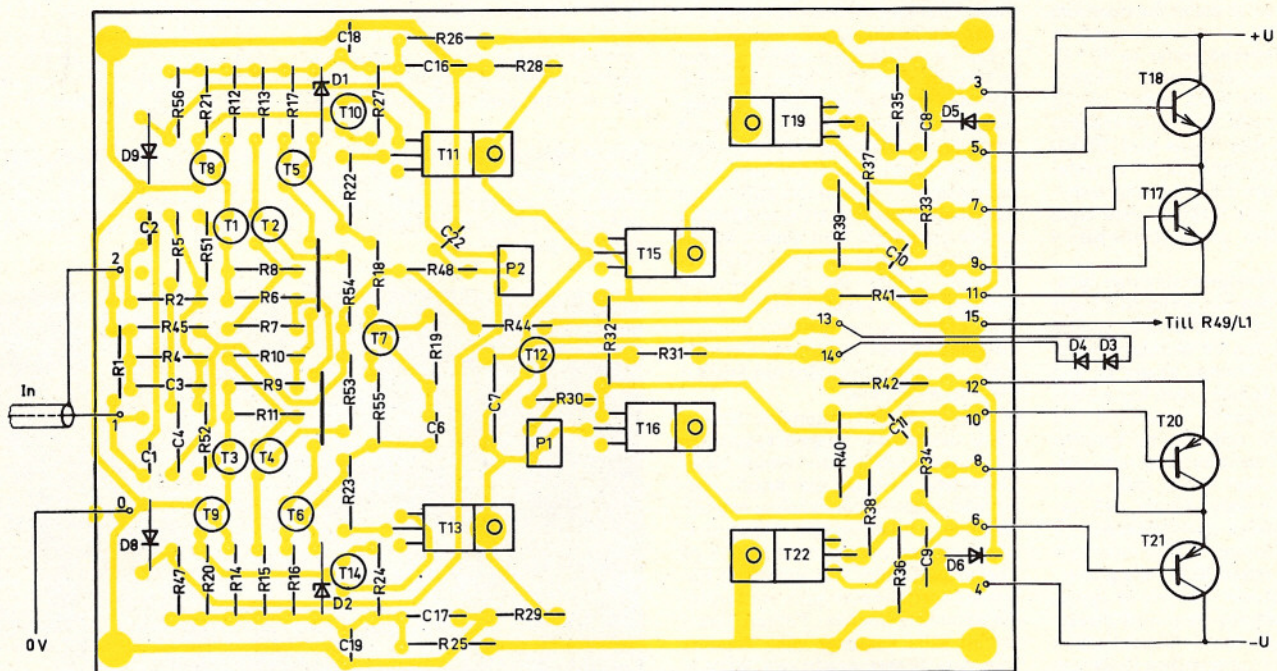


Fig 5. Komponenternas placering på kretskortet.

79 ◀ 75 W slutsteg forts

ingångskontakten till kortet. Till skillnad från det gamla steget behöver inte ingångskontakten vara isolerad från chassit. Orsaken till att två jordledningar har använts är, att i den skärmade ledningens jord (skärmen), skall endast signalström finnas för att man skall undvika brum. Alla styrströmmar från kortet går då via en separat ledning till kraftaggregatet. Det gör att man får en tyst och fin förstärkare.

Om man t ex belastar med reaktiva laster, som ger höga strömmar i jordledningarna, kommer det inte att påverka signalen, vilket annars varit fallet med annat jordningsförfarande.

Reducerad spänning vid premiärdriften

När slutsteget tas i drift är det fördelaktigt att ha tillgång till en vridtransformator så att man sakta kan öka spänningen. Endast ett steg i taget bör kopplas in första gången. Tag bort säkringarna till det andra steget. Om en vridtransformator inte finns till hands, kan man antingen chansa på att steget är rätt kopplat och slå på matningsspänningen eller också monterar man ett par motstånd, 220 ohm/2 W, i serie med transformatorns sekundärledning vid anslutningarna till likriktaren. Detta kommer att minska spänningen med ca 16 V normalt. Kortets strömförbrukning är med ± 44 V in ca 85–90 mA.

Efter det att man har försäkrat sig om att kortet är korrekt skall effekttransistorernas tomgångsström ställas in till en ström av 20–50 mA. Det lägre värdet är helt tillräckligt för att eliminera eventuell övergångsdistorsion. Om man önskar göra en mera perfekt inställning, skall man påföra en signal om ca 15–20 kHz. Med en signal om ca 1–2 V i 8 ohm påför man utgångssignalen till en distorsionsbrygga (thd) och undersöker restprodukterna på ett oscilloskop. Oscilloskopet skall vara x-y-kopplat och matat av nyttosignal resp restsignal. Man ställer nu in strömmen så, att man får en så jämn ellips som möjligt utan några spikar. Spikarna svarar nämligen mot övergångsdistorsion. För mycket ström kommer att visa sig genom att ellipsen får en krok ungefär mitt på.

Minsta "offset"-spänning ger inte alltid lågt thd

Efter detta skall man justera in offsetspänningen till noll på utgången med potentiometern P2. Det är ju brukligt att justera utgången till noll volt ut, vilket ger minsta effektförlusterna i vila för slutsteget och ingen kon-"offset" i den anslutna högtalaren.

Det är emellertid inte säkert att det ger den lägsta distorsionen! Den "offset"-spänning som bildas på utgången är ju ett resultat av obalans i bl a differentialtransistorerna. Vi vet, att för att få så låg distorsion som möjligt i differentialsteget skall vi ha en så perfekt balans som möjligt mellan transistorerna.

Om man har tillgång till en distorsionsmät-

brygga kan man ställa in offsetspänningen med den genom att åter igen påföra stärkaren en signal om ca 5 kHz och balansera ut signalen. Restprodukten minimeras sedan med offset-balanseringen.

Förf har i vissa andra slutsteg kunnat minimera distorsionen före applicerad motkoppling till storleksordningen 0,01 % där distorsionen låg på 0,5 till 0,1 % vid balans på utgången. Det hela måste i detta fall bli en kompromiss och avvägning mellan distorsionsminimering och "offset"-spänning ut och ett flertal faktorer måste tas med i beräkningen och avvägningarna, bl a "kon-offset" i högtalaren.

Det kan ju här påpekas att de flesta, att inte säga alla, högtalare har en dynamisk offset som i viss mån är frekvensberoende men som till största delen skulle kunna kompenseras genom en väl vald offset från slutsteget. Den experimentsugne byggaren kan ju innefatta högtalaren i distorsionsmätningen vid balanseringen av slutsteget.

Har man tur, kanske offsetspänningen har ett värde för minimum distorsion i slutsteget som koinciderar med rätt påförd offsetspänning för högtalaren, så att båda har minimal distorsion. Naturligtvis kan ju motsatsen inträffa, men då kan man skifta faserna på högtalarledningarna under förutsättning att man inte är anhängare av den "absoluta fasen". Efter dessa smärre inställningar skall slutsteget vara klart att tas i bruk.

En lämplig förstärkare kommer nu som nästa punkt. ■

kan vid behov läsas när som helst.

Som primära användningsmål anger Hughes militära applikationer, sådana som luftvärnsradar, utrustning för tröghetsnavigering, robotvapen m m, där ändringar av minnesinnehållet p g a strömavbrott annars kunde få katastrofala följder.

SLINGAN

Audio Magnetics kassetter

I detta nummer av RT redovisar vi nya rön om *Audio Magnetics* kassetband XHE. Efter det att vi gjort mätningarna har vi fått nya prover. Dessa har återigen bättre världen på brus och utstyrbarhet, så att XHE nu ser ut att vara lika bra som vi kom fram till i vårt test i RT 1978 nr 11, fränsett att de nya, portugisiska, banden inte smutsar huvudet på samma sätt som de amerikanska.

Variationerna mellan de olika prov vi fått är dock ganska stora, och vi är fortfarande något osäkra på vilka prov som är representativa. Hörmässigt betyder dock skillnaderna i mätvärden inte alltför mycket, utan XHE placerar sig ändå bland de bättre järnoxidbanden.

Rättelser

Yatzy-tärning måste ändras

Sedan RT 1978 nr 12 kommit ut i tryck har vi fått följande meddelande från konstruktören:

De mönster till kretskorten på sid 58 som RT har fått, tillhör en tidig prototyp. En förväxling har tyvärr skett här. Mönstren måste kompletteras med följande för att fungera:

Fig 2. 3:e kretsen uppifrån, högra raden, andra stiftet uppifrån (IC2 stift 2) skall förbindas med den ledning som passerar nedanför stiftet på bilden.

Fig 4. 3:e kretsen uppifrån, högra raden, 5:e stiftet uppifrån, skall förbindas med den vertikala ledning som passerar till höger om stiftet.

För dem som köper färdiga kretskort spelar det ingen roll, eftersom dessa är riktigt utförda.

Fig 3 och 5 är skiftade, som lätt kan inses, men vad värre är har några komponentvärden blivit felaktigt angivna. Det gäller motstånden under IC2 märkta R4, R5 och R6. De rätta beteckningarna skall vara R1, R4 och R5.

Elving-Åkemarks 75 W-slutsteg

Beskrivningen i RT 1978 nr 12 kräver en del kompletteringar:

D8, D9 = 1N4148

R19 = 1 M (fungerar även med 100 kohm, men man kan då höra en "knäpp" vid tillslag).

Säkringar bör finnas i ledningarna från nättaggregatet. Lämpligt värde: 3,15 A trög. Tomgångsströmmen 75-130 mA mäts genom att en sådan säkring temporärt avlägsnas.

C8, C9 skall vara 1 nF styrol.

C14, C15 monteras på kortet intill T19 resp T22. P1 = 500 ohm.

Komponenterna R31, D3, D4, P1 och R30 ligger i annan ordning på kretskortet än vad schemat visar. Det har ingen som helst betydelse, men vi nämner detta eftersom en läsare hört av sig om det.

Vidare kräver ej transistorerna T11, T13, T15, T16, T19 och T22 någon extra kylfläns.

Rätt pris för basic-dator

Datorn *Mylord*, presenterad i RT 1979, nr 1, kom optimistiskt att prissättas till 2 500 kr. För en dator med processorkort, 8 k RAM, moderkort, nättaggregat, basic-kort med 3 k RAM (tolken är av typ "tiny basic" i storleksordningen 4 k ord), printer för 14 teckens bredd och tangentbord kommer paketpriset att ligga vid 5 500 kr inkl moms, men utan låda.

Förutom firma μ CD kommer även *Zetner AB*, tel 08/98 78 75, att marknadsföra datorn meddelar konstruktören och författaren *Bengt Grahn*.

"En jazzplatta att älska . . ."

En av de senaste i raden av kända kritiker som lyssnat på RT:s och *Ställverkets Gugga H*-skiva med direktgravering är *Bengt Melin* i *Aftonbladet*.

"Mig förnöjer den omätligt", skriver han i sin spalt med den här upptill citerade rubriken. Man skulle önska att Gugga fick ut den här plattan i världen, skriver Melin, som också säger "jag tror mig aldrig ha hört Bandet så bra". Riktigt fina grejer, lyssna till de pojkarerna, uppmanar Melin apropå solisterna *Ulf Adåker* och *Hector Bringertz*.

Den första pressningen har förbehållits RT-läsarna som en jubileumsmanifestation av vår 50-åriga tidning. Det finns ännu lite kvar av denna unika upplaga - det går bra att beställa ditt ex genom RT:s sekretariat (*Gabrielle Hermelin*, 34 00 80). Den internationella lansering som förestår senare i år och den (starkt selekterade) butiksutgåva som kommer skall göras från en ny pressning.

Radio & Television får ny art director



Vår hittillsvarande layout-ansvariga kraft *Christina Blencke* drar vidare mot nya uppgifter efter nästan 10 år med RT och till hennes efterträdare är utsedd *Ulf Hedberg*, 46.

Han kommer från veckotidningen *SE* där han varit layoutchef under 17 år. Hedbergs talanger har också flitigt använts för formgivning av album, böcker och speciallitteratur av skilda slag. Ett av hans stora intressen är hi fi och ljudåtergivning och i den kapaciteten har han bl a medarbetat i olika tidningar.

Han utformade också *Ny Musik*, salig i åminnelse. Han är stor musikvän och väl orienterad inom t ex italiensk opera, som han sätter främst.

Vi säger välkommen och hoppas att RT-läsarna snart på ett positivt sätt skall märka hans hand här i spalterna från marsnumret.