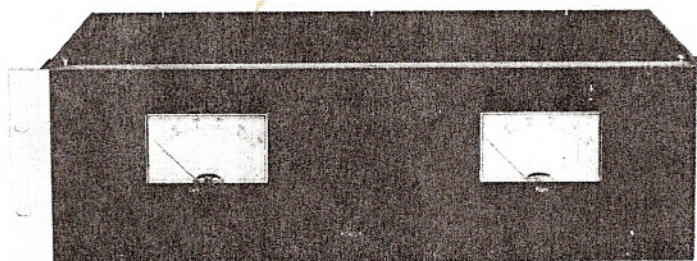


# Stereoslutsteg för $2 \times 75$ W effekt



*Ökade fordringar på dynamiskt omfång och högre kvalitet på återgivningen reser krav på effektreserverna i tonfrekvensförstärkare. RT presenterar här ett slutsteg med uteffekten 75 W per kanal. Utmärkande för konstruktionen är att de enskilda kretsarnas steg gjorts bredbandiga — därmed uppfylles väsentliga krav på låg transientdistorsion, TIM.*

■ Slutstegens utförande diskuteras ofta med avseende på både kretslösningar och prestanda. Konstruktionen sker alltid med avvägning mellan olika parametrar och man kan ibland fråga sig t ex varför ett visst steg inte har gjorts effektstarkare eller kortslutningssäkert.

Föreliggande slutsteg har konstruerats med utgångspunkt i de resultat som gavs vid en provlyssning för en tid sedan. Ett slutsteg med effekten 20 W fick driva ett exponentialhorn. Tack vare hornets höga verkningsgrad låg det nära till hands att anta att den använda effekten mer än väl skulle räcka till. Det visade sig dock att de första crescendona infann sig samtidigt som grimaserna i provlyssnarnas ansikten. Tillgänglig mätutrustning togs fram och det kunde konstateras att slutsteget klipp-te under de starkaste passagera. Det stod med andra ord klart att effekten 20 W inte var tillräcklig utan man skulle behöva en effekt i storleksordningen 70 W över 8 ohm.

Det är dock inte tillräckligt att förstärkaren är effektstark. Det finns en mängd andra krav att ställa på en slutförstärkare. Den skall t ex ha så liten fasvridning som möjligt inom tonfrekvensområdet, vilket innebär att bandbredden skall vara stor. Låg distorsion och stort signal/brus-avstånd ansågs självklart. Bandbredden före motkoppling dvs "open-loop"-bandbredden skall vara  $\geq 20$  kHz, samtidigt skall open-loop-förstärkningen inte överstiga 70 dB. (Otala föreskriver en inre bandbredd som överstiger det inmatade programmateriallets.) Open-loop-kriterierna var de som krävde mesta tiden vid beräkningar och mätningar varför vi skall dröja kvar vid denna del av förstärkaren.

## Problem med kopplingen mellan driv- och ingångssteg

Tidigare försök med vanlig differentialförstärkare som ingångssteg påvisade en hög grad av olinjäritet i kopplingen till efterföljande steg, där basströmmen kunde ha högt distorsionsinnehåll.

För att undvika detta används i den här beskrivna förstärkaren ett mottakt kopplat steg,

bestående av två komplementära differentialsteg med transistorerna T1–T8; se fig 1. Det är denna del som också bestämmer bandbredden och huvuddelen av förstärkningen (i "open-loop"), vilket gör att den kräver stor omsorg vid dimensioneringen.

De element i ingångsdel, som i huvudsak bestämmer bandbredden är kollektorströmmen genom T1; T8 och kollektormotstånd R4; R5. Förstärkningen i ingångsdifferentialen bestäms av strömmen genom T1 och T3 tillsammans med R4; R5.

Problemet är tämligen komplext. Med angivna värden är bandbredden i open-loop ungefär 40 kHz och förstärkningen ca 67 dB. Ingångsstegen av differentialtyp drivs med två strömgeneratorer T5; T6 och dioderna D3; D4. Diodernas zenerspänning har valts med tanke på lägsta temperaturkoefficient, vilken ligger mellan 4,1 och 5,1 V.

T7 och T8, som utgör drivsteget, har en tomgångsström som bestäms av respektive emittermotstånd; R15 och R16. Motståndet bör ha tämligen god anpassning sinsemellan ( $\pm 1\%$ ), då olikheter mellan dessa ger upphov till en offsetsänkning på kollektorsidan. Kollektorströmmen tillsammans med kondensatorn C4 bestämmer drivstegets spänningsderivata, vilken bör vara så stor att den motsvarar en frekvens som är ca 10 gånger högre än open-loop-bandbredden för att man ska undvika för stor fasvridning. Drivsteget har med givna komponenter en spänningsderivata (slew-rate) på ungefär  $21 \text{ V}/\mu\text{s}$ , vilket ger en maximal toppspänning av ca 20 V för att begränsning inte skall ske under 200 kHz.

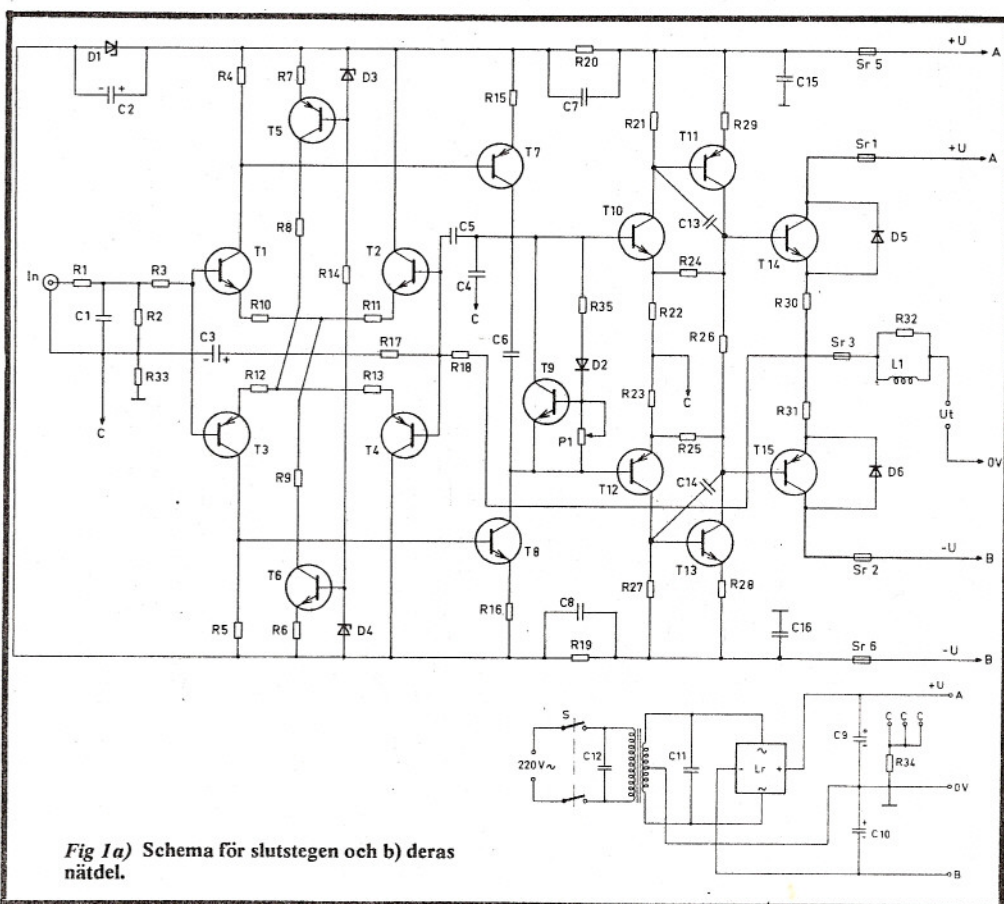


Fig 1a) Schema för slutstegen och b) deras närdel.

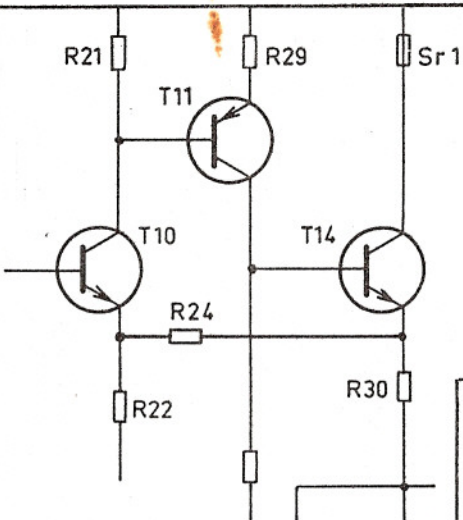


Fig 2. Ett försök med denna trippelkonfiguration gav stabilitetsproblem. Därför valdes i stället den koppling som visas i fig 1.

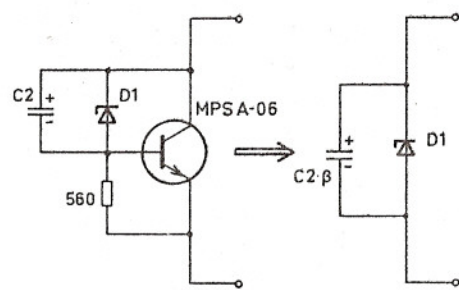


Fig 3. I stället för att stabilisera spänningen med en kondensator parallellt med en zenerdiod kan man använda en transistor, diod och kondensator. I det senare fallet får man genom Miller-effekten en multiplicering av kondensators värde med transistorens strömförstärkningsfaktor. M a o kan man i en sådan koppling välja en liten kondensator och trots detta få god glättning och en långsam spänningsökning vid tillslag.

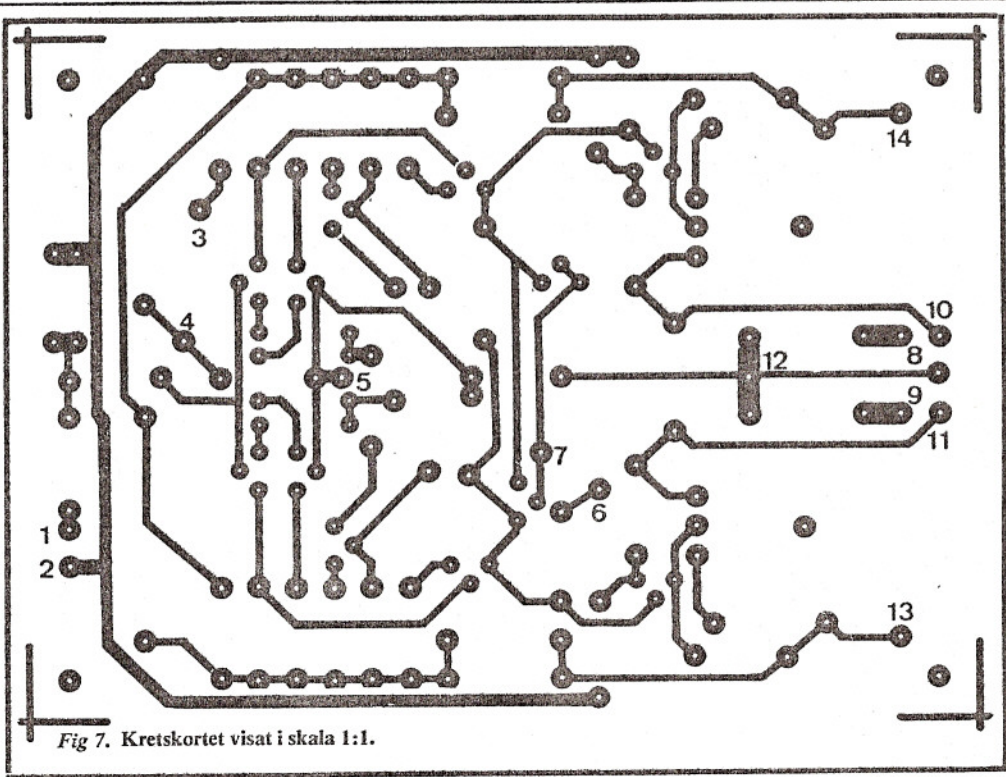


Fig 7. Kretskortet visat i skala 1:1.

För att man skall kunna ta ut fullt spänningssving har effektdelen givits en förstärkning av 2,19 ggr med motstånd R18, R19, och R20, R21. Denna förstärkning ökar spänningsderivatan till ca 47 V/ $\mu$ s, eller toppvärdet hos utsignalen till 37 V, vilket motsvarar matningsspänningen vid full utstyrning.

### Uppdelning av förstärkningen mellan driv- och slutsteg

Förfarandet med att dela upp förstärkningen mellan drivsteg och effeksteg har flera fördelar. Man kan med lätthet erhålla en hög slewrate utan att behöva driva hög ström genom T7 och T8. Det medför att förlusteffekten i T7 och T8 blir låg och samtidigt kan man minska distorsionen ytterligare genom att inte utnyttja fullt spänningssving, vilket minskar

kollektor-baskapacitansens modulerande inverkan på bandbredden.

Effektdelen består av två symmetriska halvkor för positiva och negativa signaler. Uppbyggnaden är tämligen lik den klassiska trippelkopplingen men med två viktiga skillnader: dels vad som nämnts beträffande förstärkningen, dels funktionen hos R26.

I tidigare kopplingar har man besvärats en hel del av en effekt som benämns "mutal con-

duction", vilken innebär att om switchförloppet från positiv till negativ signal (eller tvärt om) varit för snabbt, har detta medfört att båda effektransistorerna varit ledande, vilket framkallar sekundärt genombrott.

Det bör här också påpekas, att transistorers tillverkningsteknologi spelar en stor roll. Man bör använda tämligen snabba switch-transistorer tillverkade i epibase-teknik. Funktionen hos R26 är den, att då signalen växlar polaritet, kommer basen på den ena transistor att dras till en polaritet som effektivt stryper transistoren.

Framför allt kommer R26 att påskynda tömningen av basladdningen hos transistoren.

### Problem med tretransistorkoppling

Vissa försök med en modifierad version av effektdelen har också gjorts, se fig 2. Skillnaden mellan den och den här använda är att motkopplingen ligger över samtliga tre transistorer. Vissa problem med stabiliteten medgav dock inte användandet av den kopplingen då den förutsätter att T10, T11 resp T12, T13 skall vara av samma typ, vilket är svårt att realisera i effekthänseende.

### Lägre spänning hos ingångsstegen

Ingångs- och drivstegen har en lägre mat-

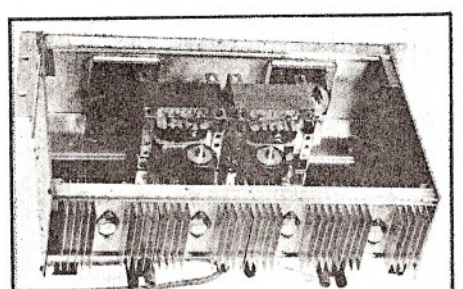


Fig 5. Apparaten sedd bakifrån. Märk raden av kylflänsar! Deras monteringsflänsar är avsågade för att kylflänsarna skall få plats på bredden i ISEP-lådan. I stället för att som här använda två parallellkopplade transformatorer, kan man använda en enda ringkärnetransformator.

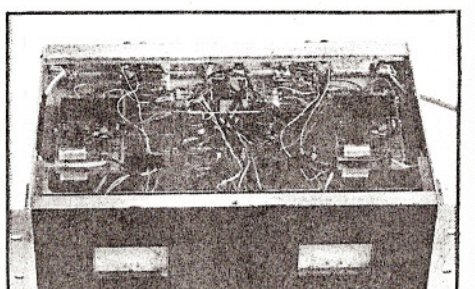
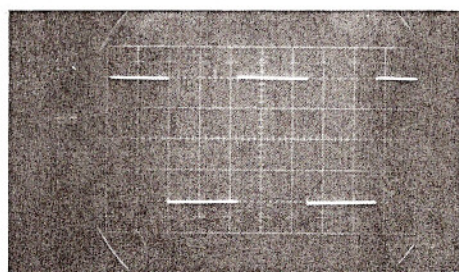
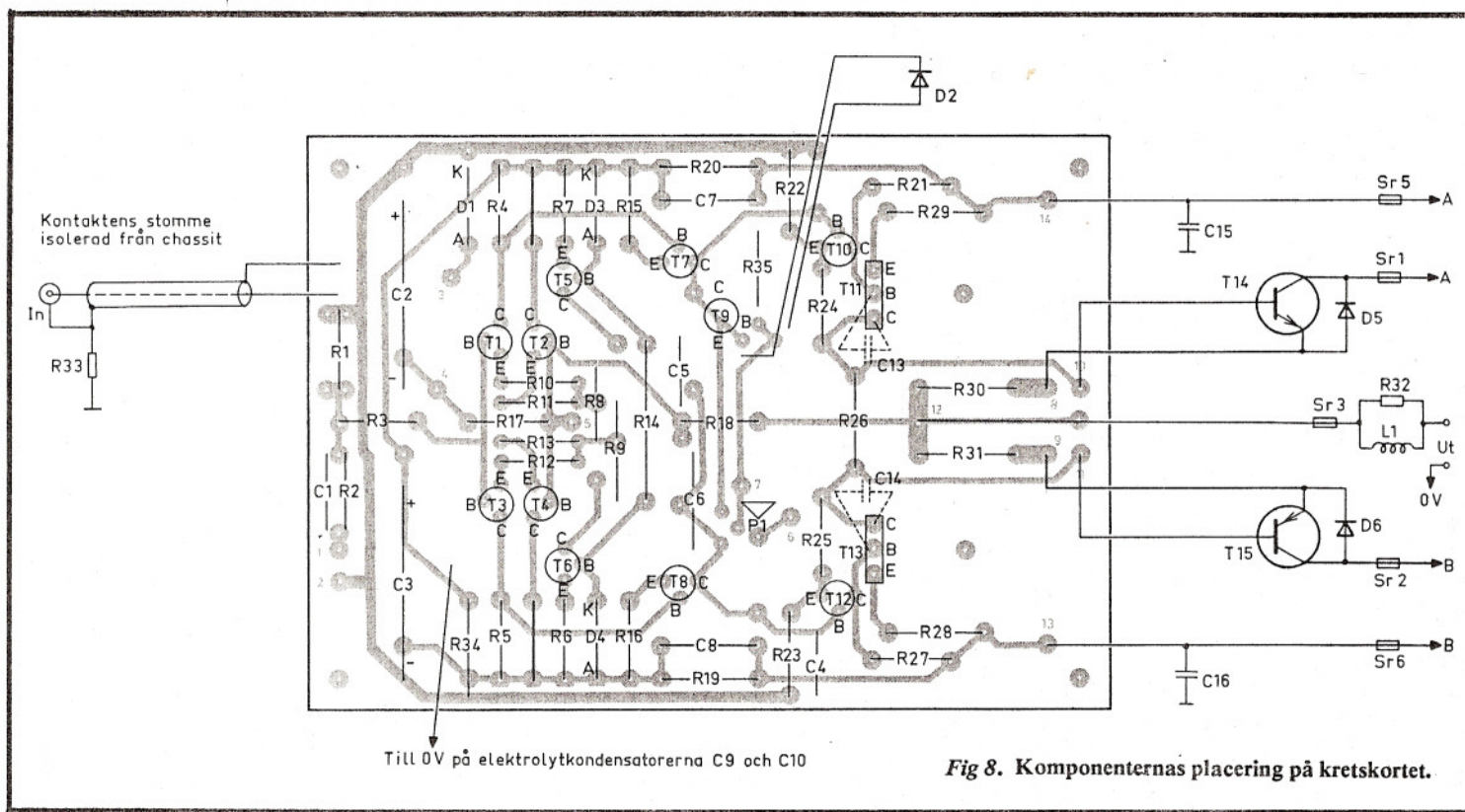
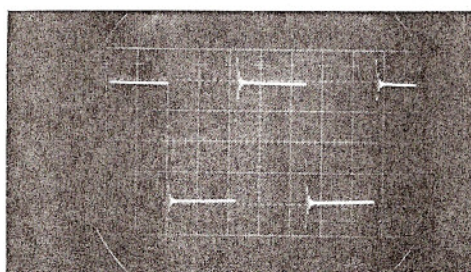


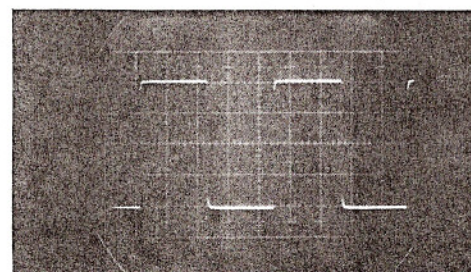
Fig 6. Här framgår hur apparaten ser ut från undersida. Här visas en tidig prototyp och därför skiljer kretskortens utseende något från det här presenterade utförandet.



a) 1 kHz och 7,5 ohm. 0,2  $\mu$ s resp 10 V/ruta.



b) 1 kHz och 7,5 ohm parallellt med 1,5  $\mu$ F. 0,2  $\mu$ s och 10 V/ruta.



c) 10 kHz och 7,5 ohm. 20  $\mu$ s resp 10 V/ruta.

## Tabell 1

Av författaren uppmätta testdata för slutsteg av typ 75/75.

**Max uteffekt**, båda kanalerna drivna. 1 kHz

2  $\times$  130 W över 4 ohm

2  $\times$  75 W över 8 ohm

2  $\times$  42 W över 16 ohm

**Intermodulationsdistorsion**

125 W 4 ohm 0,07 %

75 W 8 ohm 0,06 %

40 W 16 ohm <0,05 %

1 W 4-16 ohm <0,05 %

**Frekvensgång 80 W**

-2,5 dB 6 Hz - 680 kHz mätt utan filter på ingången. Med filter på ingången:

$\pm$  1 dB 6 Hz - 190 kHz

**Störavstånd:**

Öppen ingång: 1,06 mV

Kortsluten ingång: 0,25 mV

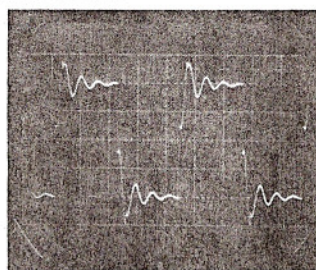
mätt på utgången utan bandbredds begränsning (50mHz oscilloskop).

**Slew rate** (max spänningsderivata):

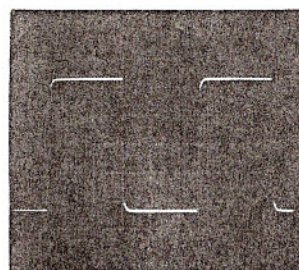
47 V  $\mu$ s, mätt utan filter på ingången

Stigtid: 1,8  $\mu$ s för -37 - +37 V.

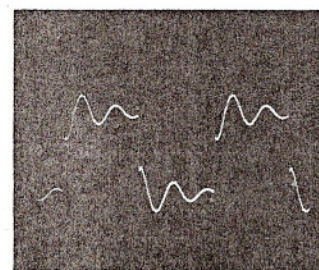
**Fyrkantvågssvar** vid olika belastningar och frekvenser se vidstående figurer.



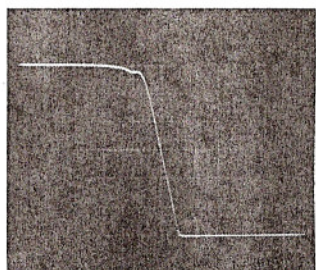
d) 10 kHz och 7,5 ohm parallellt med 1,5  $\mu$ F. 20  $\mu$ s och 10 V/ruta.



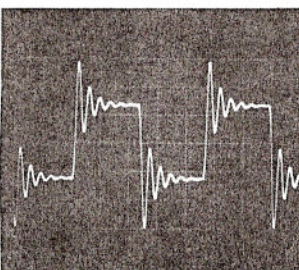
e) 20 kHz och 7,5 ohm. 10  $\mu$ s resp 10 V/ruta.



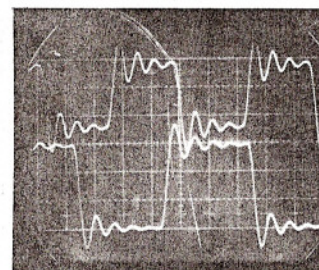
f) 20 kHz och 7,5 ohm parallellt med 1,5  $\mu$ F. 10  $\mu$ s resp 10 V/ruta.



g) 20 kHz och 7,5 ohm. 1  $\mu$ s resp 10 v/ruta.



h) 10 kHz och 1,5  $\mu$ F (20 VA). 20  $\mu$ s resp 10 V/ruta.



i) 15 kHz, överst, och 20 kHz. Belastning 1  $\mu$ F 20  $\mu$ s resp 20 V/ruta.

ngsspänning än effekteolen för att ett mini-  
um av rippel skulle uppstå. Regleringen  
er med zenerdioden D1 och kondensatorn  
2 tillsammans med motstånd R19, R20.  
ättaggregatet består i prototypen av två 160  
A transformatorer som parallellkopplats för  
t ge 320 VA. Spänningen 2×30 V likriktas  
h man får därvid ut ±42 V som glättats  
ed två kondensatorer om 10 000 µF. Dessa  
ansformatorer har använts då de fanns till-  
ngliga vid konstruktionens början. Bättre  
dock att använda ringkärnetransformato-  
r. Se tillägg.

I ett senare exemplar har sådana med ef-  
kten 300 VA byggts in, vilket givit ca 20 %  
ögre uteffekt från förstärkaren då dessa, i  
ötsats till andra transformatorer, är dimen-  
sionerade att ge 2×30 V ut vid en given  
öm, vilket inte är vanligt men väl önskvärt.  
I motkopplat skick uppmättes bandbredden  
d halv effekt till 200 kHz (−1 dB). Det an-  
gs viktigt att slutsteget inte hade någon vä-  
ntlig *inre* fasvridning, utan att denna, lik-  
m den totala bandbredden, bestämdes av  
passiva komponenter på ingången, R1; C1.  
m bandbredden är känd i förstärkaren  
h denna är ≤200 kHz, så skall inte C1 tas  
ed utan man låter förstärkaren helt be-  
ämna bandbredden. Fasvridningen med  
et värde på R1 och C1 blir ca 2,3° och −3  
B gränsen ca 400 KHz. Drivsteget är sepa-  
at motkopplat via C5 för bästa pulssvar i  
esistiv last.

#### Enkelt skydd med säkring

Någon form av elektroniskt skydd mot kort-  
utning och dylikt har inte tagits med, då

## Appendix till förstärkarkonstruktionen:

Spänningsderivatan (slew rate) för ett steg be-  
stäms av kollektorström, I och den på kollektor-  
sidan anslutna totala kapacitansen C enligt:

$$S = \frac{I(mA)}{C(nF)} (V/\mu s)$$

För att bestämma den nödvändiga spännings-  
derivatan för en given toppamplitud används:

$$S = V_p' 2\pi f \quad \begin{matrix} V_p = \text{topp amplitud (V)} \\ f = \text{maximal frekvens utan} \\ \text{distorsion} \end{matrix}$$

För att bestämma mättaggregatets filterkonden-  
satorer optimalt så bör man använda sambandet:

$$C = \frac{I' t}{V} (F) \quad \begin{matrix} I = \text{maximal toppström beroende} \\ \text{på lasten (A)} \end{matrix}$$

t = tiden för en halv period  
av strömmen. I · (S)

V = matningsspänningen (V)

säkringar ansågs vara tillräckligt. Det är ju  
inte här fråga om någon transportabel semi-  
proffsapparat som kan utsättas för defekta  
laster utan ett slutsteg för hemmabruk med en  
last av känd storlek och kvalitet. Slutsteget  
uppvisar en god stabilitet gentemot ren kapaci-  
tativ last eller blandlast — se foto.

#### Kommentarer och tillägg till byggbeskrivningen

Spänningsregleringen för ingångs- och drev-  
steg kan också utföras med en sk förstörad  
kondensator och zenerdiod, vilket ger ett  
långsammare tillslag av drivsidan samtidigt  
som spänningen glättas ännu effektivare, se  
fig 2.

Det har tidigare i RT påpekats att det vore  
önskvärt att slutsteg har en variabel förstärk-  
ning för att optimalt brus-avstånd skulle kun-  
na uppnås. I fig 4 ges förslag till en stegad  
förstärkningskontroll som då skall ingå i  
motkopplingslänken.

Det finns i konstruktionen ingen kondensa-  
tor som kan isolera ingången mot likspän-  
ningar från förstärkaren, något som bör

beaktas om det är osäkert hur den aktuella  
förstärkaren är konstruerad.

Det är viktigt att beakta hur man jordar  
slutsteg av detta utförande för att få så litet  
brus som möjligt, och det rekommenderas att  
det av författaren använda systemet tilläm-  
pas, se fig 1. Samtidigt bör utgångsanslut-  
ningar av typen polskruvar användas. DIN-  
kontakter gör sig ej besvär!

När man första gången skall starta slutste-  
get bör detta ske med en kanal åt gången. Ef-  
fekttransistorerna T14, T15 skall inte ha sina  
respektive kollektorer anslutna till matnings-  
spänningarna utan endast vara anslutna med  
bas och emitter. Enligt schemat kan man ut-  
föra detta genom att ta bort kollektorsäkring-  
arna. Därefter kopplas matningsspänningarna  
in och man kontrollerar att offsetspänningen  
på utgången är < ±50 mV. Potentiometern  
P1 skall vara ställd för maximal resistans,  
vilket vid inkoppling av sluttransistorerna ger  
minimal tomgångsström. Säkringarna för ef-  
fekttransistorerna sätts i, varvid nätaggregatet  
skall vara avstängt och urladdat, och tom-  
gångsströmmen ställs in till ca 10 mA i effekt-  
transistorerna.

## Komponentförteckning:

|                                              |                                |
|----------------------------------------------|--------------------------------|
| R1, R3                                       | 1 kohm                         |
| R2                                           | 47 kohm                        |
| R4, R5, R6, R7                               | 4,7 kohm                       |
| R8, R9                                       | 2,2 kohm                       |
| R10, R11, R12, R13                           |                                |
| R17                                          | 100 ohm                        |
| R14                                          | 4,7 kohm 1 W                   |
| R15, R16                                     | 68 ohm                         |
| R18                                          | 24 kohm                        |
| R19, R20                                     | 820 ohm 1 W                    |
| R21                                          | 560 ohm                        |
| R22, R23                                     | 470 ohm                        |
| R24, R25, R27                                | 560 ohm                        |
| R26                                          | 82 ohm                         |
| R28, R29                                     | 4,7 ohm 2 W                    |
| R30, R31                                     | 0,2 ohm 2 W                    |
| R32                                          | 10 ohm 5 W (Philips typ 83540) |
| R33                                          | 2,2 ohm 2 W                    |
| R34                                          | 1,8 ohm 2 W                    |
| R35                                          | 390 ohm                        |
| P1                                           | 470 ohm trimpot                |
| Alla motstånd 5 % 1/4 W om inte annat anges. |                                |
| C1                                           | 330 pF                         |
| C2                                           | 470 µF/40 V                    |
| C3                                           | 220 µF/6 V                     |
| C4                                           | 680 pF styrol                  |
| C5                                           | 39+39 pF styrol parallell      |

|                 |                         |
|-----------------|-------------------------|
| C6              | 0,1 µF 160 V            |
| C7, C8          | 22 nF 160 V             |
| C9, C10         | 10 000 µF 40 V          |
| C11             | 0,1 µF ker 500 V        |
| C12             | 0,01 µF ker 500 V       |
| C13, C14        | 27p                     |
| C13, C16        | 0,1 µF                  |
| D1              | IN5259 39 V 5 % 1/2 W   |
| D2              | IN3754 RCA              |
| D3, D4          | IN5230, 4,7 V 5 % 1/2 W |
| D5, D6          | IN4007                  |
| Likriktare      | 26 MB20                 |
| T1, T2          | 2N5209                  |
| T3, T4          | 2N5086                  |
| T5, T7, T12     | MPS-A56                 |
| T6, T8, T9, T10 | MPS-A06                 |
| T11             | BD530                   |
| T13             | BD529                   |
| T14             | BD317                   |
| T15             | BD318                   |

Samtliga halvledare: Motorola/Interelko utom D2  
som kommer från RCA och likriktaren från Multi-  
komponent eller Elfa.  
L1 Drossel lindad på R32 med Cu-tråd Ø 1 mm  
18 varv.  
Tr Transformator 220 V/2×30 V 5 A Transduk-  
tor 6030.  
Br Strömbrytare Lesa 8 B4 Deltron

S1, S2 3,15 A trög  
S3 4A trög för 8 ohms last  
S4 1 A trög  
S5, S6 160 mA  
Kylfläns för drivtransistorerna (kortmontage) Elfa  
K 18/2 (75-6216-8) T<sub>c</sub> = 20° C/W.  
Kylfläns för effekttransistorerna ska ha en termisk  
resistans ≤ 1,2° C/W.  
Dioden i kollektor-bas kretsen vid T9 ska vara ter-  
miskt ansluten till kylflänsarna för effekttransisto-  
rerna. Ledningarna mellan kort och effekttransisto-  
rerna ska vara ≤ 10 cm och hållas väl separerade  
mellan T14/T15.  
Anslutningskabeln mellan kollektor och nätaggre-  
gat, emitter-kretskort ska utföras med minst 1 mm<sup>2</sup>  
ledning. Samma gäller anslutningen mellan krets-  
kort och utgångskontakt.  
Trimpotentiometern ska vara någon av följande ty-  
per:  
Morgan typ 81 AE 500 ohm  
Morgan typ 81E 500 ohm  
Helipot typ 82P 500 ohm  
Helipot typ 66W 500 ohm  
I undantagsfall kan användas:  
AB Electronics C10 stående montage 470 ohm  
(Elfa).  
Kondensatorerna C2/C3:  
C2 Siemens B41 010 470µF/40 V  
C3 Siemens B41 282 220 µF/10 V  
Kretskort kan köpas hos:  
L W — Ljudteknik tel 08/29 08 76.

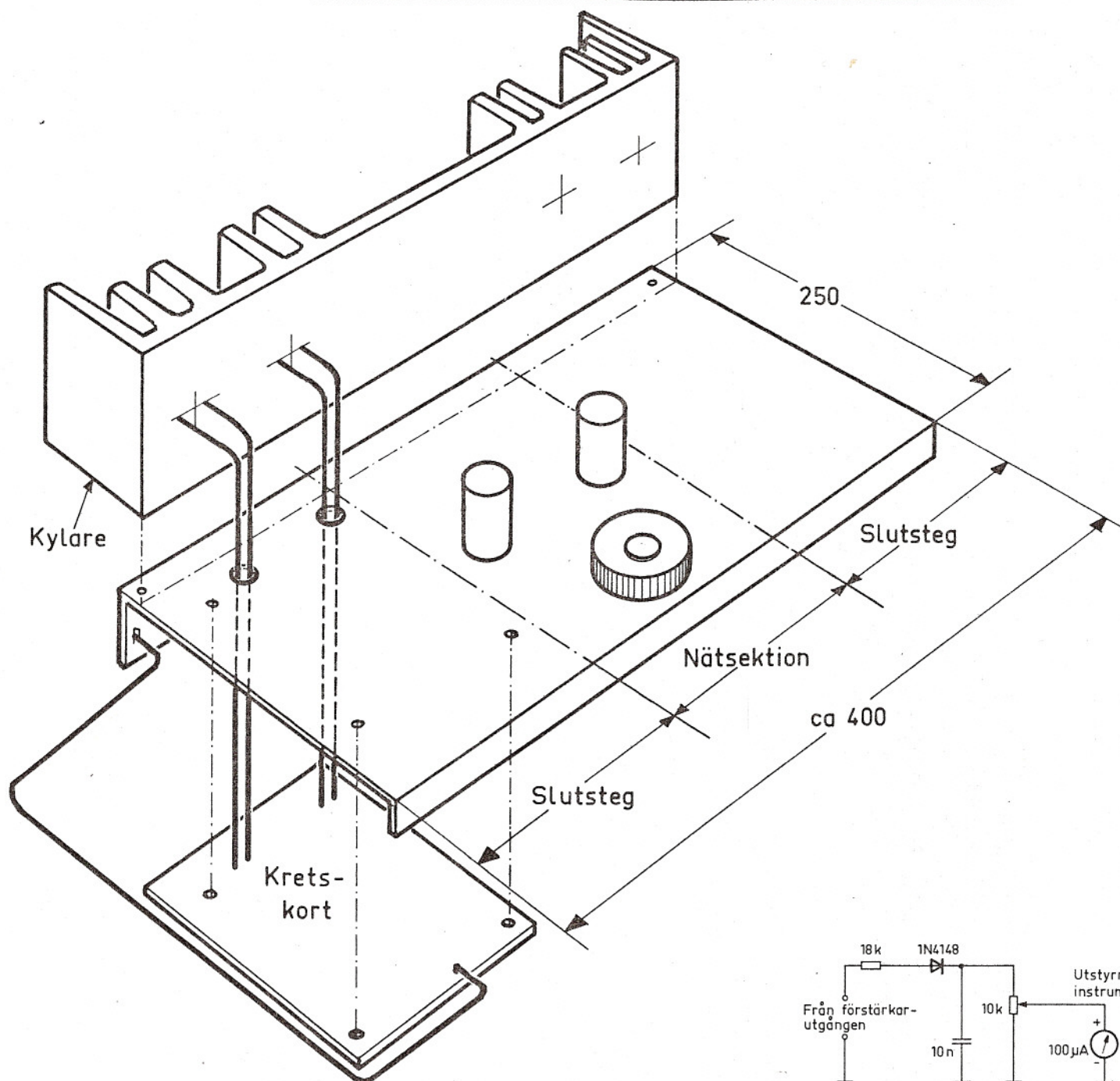


Fig 4. Här visas en lämplig mekanisk uppbyggnad av förstärkaren. De båda kanalerna byggs upp symmetriskt med den stora nättransformatorn mellan dem. Följ noga anvisningarna om jordpunkter och ledningsdragning!

#### Erfarenheter av olika byggen

Sedan slutsteget publicerades i RT 1975 nr 10, har ett stort antal förstärkare byggts och glädjande nog har väldigt få haft problem med sina steg. Vid de flesta fall har det rört sig om missförstånd samt slarvig eller kompakt uppbyggnad. Slutsteget skall vara symmetriskt placerat på ett monteringschassie med en ungefärlig storlek av 250×400 mm. Man kan med fördel placera transformatorn mitt på ovansidan av plåten och genomgående montera filterkondensatorerna genom chassiet. Se

fig 4. Krets-korten monteras sedan på undersidan av plåten på ca 10 mm höga distanser. Matningsspänningarna dras fram via säkringarna och avkopplas med C15/C16 direkt till chassieplåten. Kondensatorerna C14/C13 monteras på kortets foliesida enligt fig 8.

Med föreslagen uppbyggnad får man en önskad symmetri. Enda anslutningen direkt till chassiet skall ske vid de sammankopplade elektrolyterna C9/C10. De förbindes till jord med en grov ledning.

Alla andra "jordledningar" går fram separat till elektrolyterna.

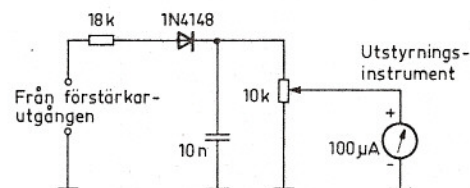


Fig 9. Förslag till enkel inkoppling av utstyrings-instrument. Med potentiometern ställs visaren till 100 % (uA) vid full utstyrning. OBS att instrumentet registrerar spänning. Med en normerad impedans betyder alltså utstyrning till 50 spakstreck att man tar ut 1/4 av fulleffekt. Instrumentet ger alltså en mycket ungefärlig uppfattning om uttagen effekt.

Transduktors transformator lämnar minst 2×33 V vid tomgång. Detta gav i den tidigare publicerade konstruktionen en klar överspänning. Med de här valda driv- och sluttransistorerna skall dock inga problem av detta slag behöva uppstå.

Man bör beakta att det finns vissa tendenser till självsvängning innan man har ställt in tomgångsströmmarna genom sluttransistorerna. För den första provningen och intrimningen av förstärkaren gäller sedvanlig procedur. Detta förklaras närmare i byggbeskrivningen av det aktiva delningsfiltret för basen längre fram i boken.