

# ELEKTOR Allt om **Elektronik**

Sveriges största specialtidning för tillämpad elektronik

**Rör eller transistorer?**  
**Känsla eller precision?**  
**Nostalgi eller tramsteg?**  
**Entusiast eller teknokrat?**

## BYGG DETTA:

Programmerbar  
kristalloscillator

Praktisk  
opampstestare

Spela solitär

## BAKGRUND:

Antibrussystem

PICXEX 18  
operativsystem



**EL156**  
rörförstärkare



**High-end slutsteg**  
**2x40 högklassiga watt**

INTERPRESS 0173-02



7 388017 309501

RETURVECKA 26



**Chefredaktör och ansvarig utgivare**  
Bill Cedrum

## Redaktionen

Box 178  
444 22 Stenungsund  
Besöksadress  
Kristinedal 40  
444 47 Stenungsund

## Redaktionssekreterare

Asta Russell

## Utgivare

Electronic Press AB  
Box 178  
444 22 Stenungsund  
Tel: 0303-77 04 90  
Fax: 0303-77 04 90  
E-mail: red@alltomelektronik.se  
http://www.alltomelektronik.se

## Prenumerationer 2005

PressData AB  
Tel: 08-799 63 25  
Fax: 08-98 45 72  
Helår 485:-  
Norge helår 485:- NOK + porto

## Annonser

Allt om Elektronik  
Annonsavdelningen  
Box 178  
444 22 Stenungsund  
Tel: 0303-77 04 90  
Fax: 0303-77 04 90  
E-mail: annons@alltomelektronik.se

## Tryck

db grafiska ab  
Örebro 2005

ISSN 0280-8765

Samtliga artiklar, fotografier, kretskortslayouter och annat är copyright-skyddat och får endast återges efter utgivarens skriftliga tillstånd. Detta gäller även delar av materialet. Allt om Elektronik har, så långt som är möjligt, kontrollerat samtliga byggprojekt. Dock tar vi inget ansvar för fel som ligger utanför vår kontroll. Ej heller tar vi ansvar för byggen som våra läsare utför.

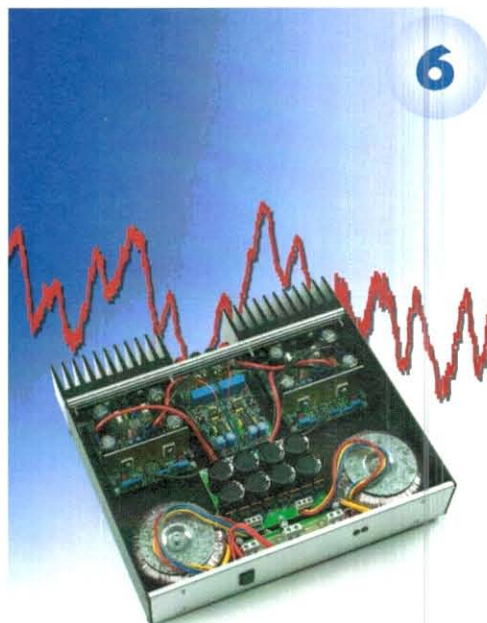
**Copyright:** Segment B.V.

(Beek, Holland) 2005  
Box 75  
6190 AB Beek (L), Holland

## BYGGPROJEKT

### High-end slutsteg

Den förstärkare i superklass som vi hade i nummer 3-4 och i nummer 5-6/2004 skall naturligtvis ha en matchande slutförstärkare i en identisklåda. På grund av den begränsade storleken på lådan så är utgångseffekten hos detta slutsteg ganska beskedlig, men kvalitén är helt enastående och räcker mer än värtill för att fylla ett vardagsrum med en imponerande ljudbild.



### EL156 audioförstärkare

Tack vare sin robusthet har den legendariska audioeffekt-pentoden EL156 funnit sin väg in i många professionella förstärkarenheter. Dragningskraften kommer inte bara från dess tilltalande form utan också från dess imponerande audioegenskaper. Vi presenterar därför denna klassiska krets, men nu uppdaterad med högkvalitativa moderna komponenter.



## SC Analyser 2005

I stort sett alla elektroniska kretsar innehåller bipolära transistorer, FET-ar eller dioder. De flesta elektronikhobbyister har en samling av dessa tagna från gamla kretskort. En testare som kan användas för att läsa ledarna och mäta egenskaperna är därför ett hädigt verktyg.



68

## INFORMATIVA ARTIKLAR

### Olika åsikter om rör och transistorer

I detta nummer har vi två förstärkarbyggen för audio, ett med rör och ett med transistorer. De skiljer sig lika mycket åt som folks uppfattning om vad som är bäst: Rör eller transistorer.



19

## Byggprojekt

- 6 High-end slutsteg  
*Förnämligt bygge med högklassiga watt*
- 19 Rörförstärkare med EL156  
*En gammal legend återvänder*
- 30 Bullerskydd med antibrus  
*En gammal uppfinning som kan realiseras med moderna komponenter*
- 34 Solitär  
*Ett klassiskt enmansspel byggt med modern elektronik*
- 40 Seriell kristalloscillator  
*Fullt programmerbar*
- 50 Ersättare för anodbatteri  
*Nu kan du få liv i din gamla rörradio igen*
- 54 LED-sänglampa  
*Litet, bekvämt ledljus*
- 66 Opamptestare  
*Enkel funkar/funkar inte testare för operationsförstärkare*
- 68 SC Analyser 2005  
*Kolla alla transistorer, JFET-ar och MOSFET-ar som du har liggande i bra-att-ha lådan*
- 76 LiPo-laddare  
*Litium-Polymerbatterier skall addas på särskilt sätt, här är en krets för detta.*

## Övrigt

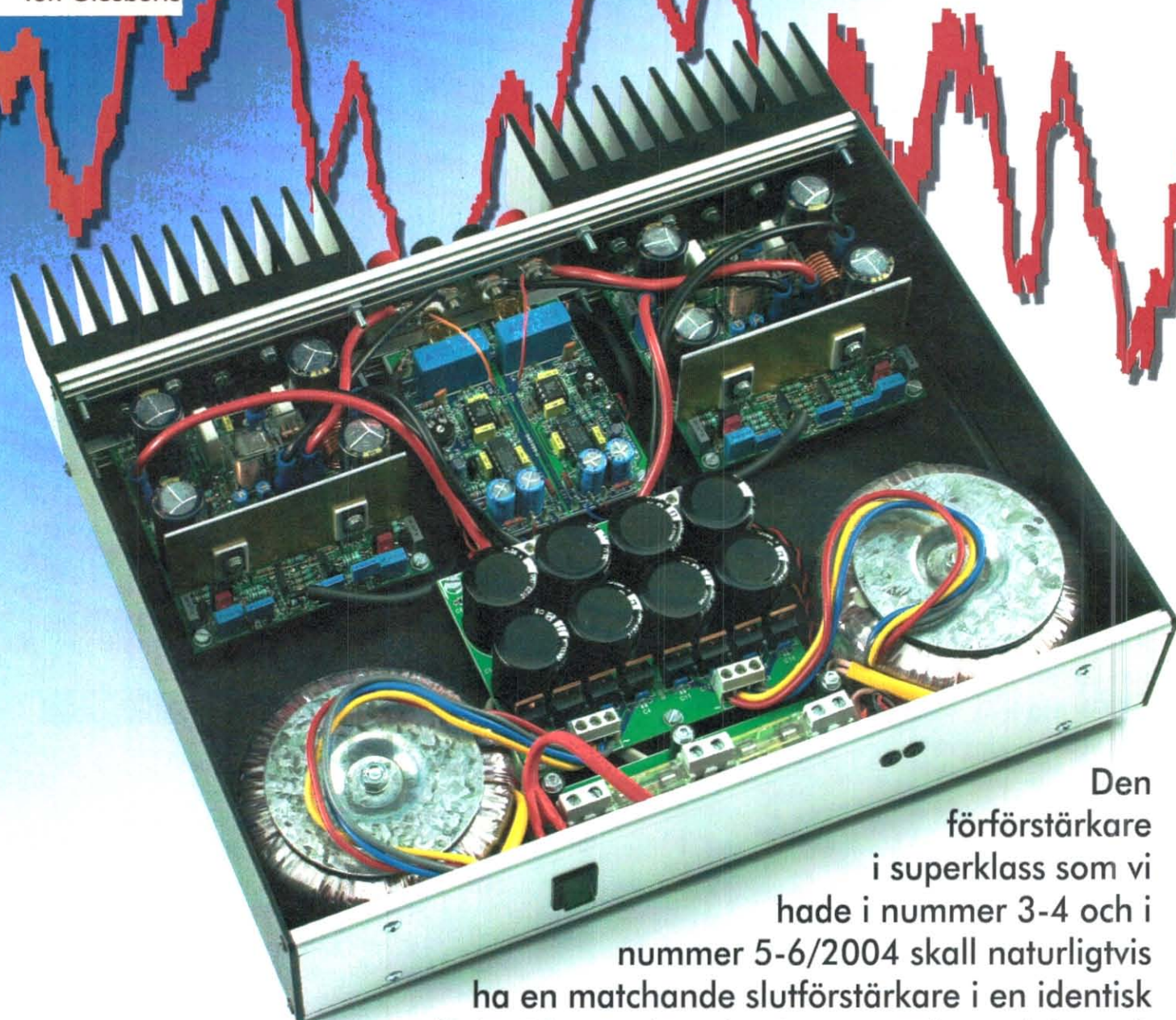
- 19 Rör eller transistorer?  
*Åsikterna går isär...*
- 44 Delhiprogrammering - 2  
*Häng med vår nya kurs*
- 58 PIC18XEX  
*Nytt operativsystem för PIC*
- 62 På bussen  
*Vilka bussystem finns det?*
- 80 Audiotrick  
*Få ut det mesta och bästa ur din audioanläggning*
- 82 Nästa nummer



# HIGH-END SLUTSTEG

## högklassiga watt

Ton Giesberts



Den  
förförstärkare  
i superklass som vi  
hade i nummer 3-4 och i  
nummer 5-6/2004 skall naturligtvis  
ha en matchande slutförstärkare i en identisk  
låda. På grund av den begränsade storleken på  
lådan så är utgångseffekten hos detta slutsteg ganska  
beskedlig, men kvalitén är helt enastående och räcker mer än väl  
till för att fylla ett vardagsrum med en imponerande ljudbild.



Den förstärkare som vi publicerade för ungefär ett år sedan fick ett mycket gott mottagande bland audioentusiasterna hos våra läsare tack vare sitt mycket bekväma användarinterface och högkvalitativa signalbehandling. En matchande effektförstärkare måste naturligtvis ha samma höga nivå när det gäller kvalitén och här har vi ansträngt oss extra mycket för att uppnå detta. Vår önskan att använda en identiska låda betyder att det inte finns så mycket plats tillgänglig och den maximala utgångseffekten hos ett slutsteg beror i huvudsak på dess storlek. Speciellt kylelementen och transformatorerna begränsas av lådans storlek. Vi har dock lyckats uppnå närmare 50 watt in i fyra ohm med hjälp av en 80-VA ringkärnetransformator (toroid). Denna förstärkare vänder sig således i huvudsak till dem som lyssnar på musik vid en 'civiliserad' volym och som är mycket krävande när det gäller kvalitén på återgivningen.

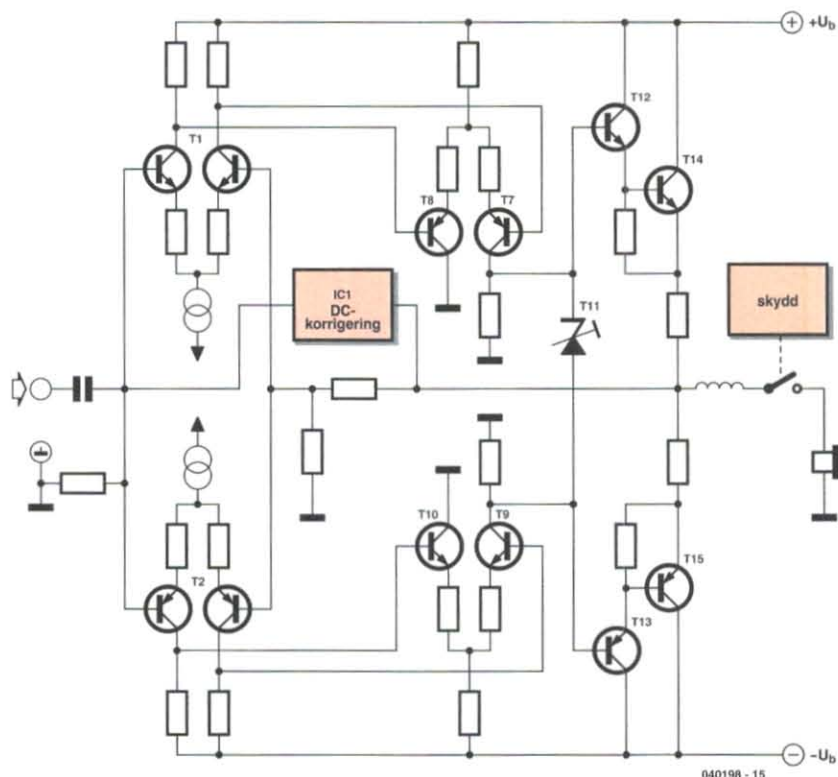
Då utgångseffekten är betydligt lägre än vad många av våra tidigare (diskreta) effektförstärkare kan lämna så har vi försett denna design med en noggrann överstyrningssindikator. Den jämför ingångs och utgångssignalerna hos slutförstärkaren och tänder en lysdiod om skillnaden är för stor. Detta gör att du som lyssnar kan hålla ett öga på utgångens drivnivå.

## Utgångssteg

Läsare som har tittat på kretsschemona för våra slutförstärkare under de senaste åren känner säkerligen igen en hel del i den här designen. Det finns inga egentliga överraskningar och ljudkvalitén bestäms mer av transistorvalet och kretskortslayouten än av kretsdesignen.

Som du kan se av blockschemat i figur 1 så består varje kanal i förstärkaren i huvudsak av två differentialförstärkare och en emitterföljare, men med en helt symmetrisk design. Det finns också en integrator som eliminerar all likspänningsoffset på utgången.

Ingångsstegets differentialförstärkare (figur 2) består av två komplementära dubbeltransistorer (T1a/T1b och T2a/T2b) från Toshiba. Detta följs av en andra uppsättning differentialförstärkare (T7/T8 och T9/T10) som står för större delen av förstärkningen. Kombinationen av T7 och T9 bildar en mottaktsförstärkare (push-pull) som kan lämna mer än tillräckligt med ström för att driva emitterföljarsteget på utgången.



**Figur 1. Blockschemat för High-End slutsteget, som baseras på tidigare konstruktioner i Allt om Elektronik.**

Arbetspunkterna hos dessa differentialförstärkare bestäms helt och hållet av arbetspunkterna hos T1 och T2.

Strömmarna genom differentialtransistorerna i det andra steget i förstärkaren bestäms av R20-R22 eller R23-R25 och spänningen över R7/R8 eller över R10/R11. Spänningarna över kollektormotstånderna hos ingångsparet bestäms i sin tur av konstantströmkällorna T3 och T4.

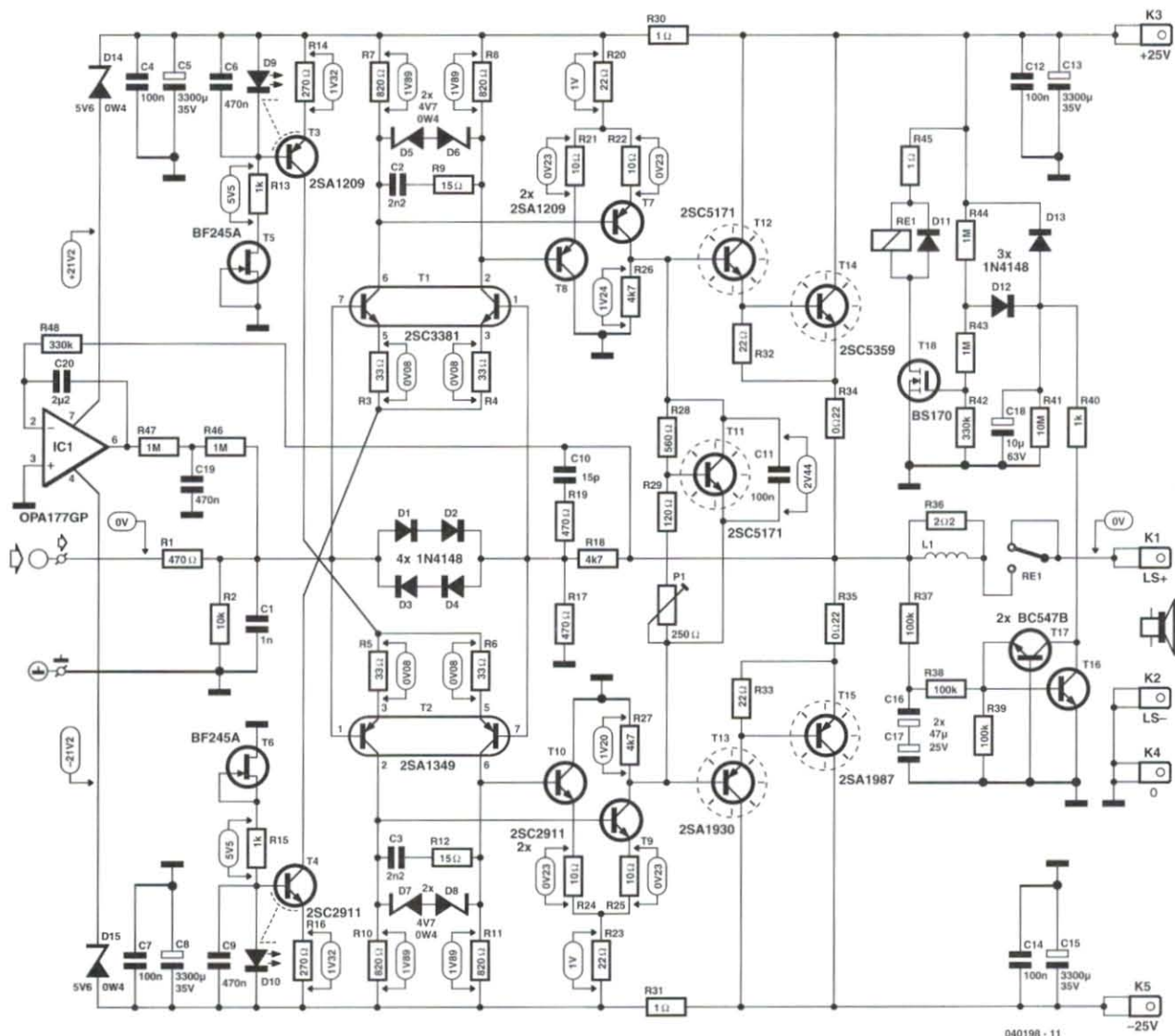
Som man kan se direkt så är alla arbetspunkter i förstärkaren beroende av dessa två strömkällor och vi ägnade därför designen av dessa särskild uppmärksamhet. Referensspänningarna för strömkällorna ges av platta LED, vilka i sin tur arbetar med konstanta strömmar som kommer från ett par enkla JFET-källor. Som ett resultat är de strömkällor som byggts runt T3 och T4 praktiskt taget immuna mot variationer i nätspänningen och rippel från strömförsörjningen. Tyvärr har JFET-ar ett mycket stort toleransområde så du skall alltid mäta spänningarna vid de olika punkterna i kretsschemat och jämföra dem med de visade värdena. En avvikelse på mer än 20% skall inte accepteras.

Effektutgångsstegen är kopplade som emitterföljare enligt en standarddesign

med två komplementära uppsättningar transistorer i Darlingtonkonfiguration (T12/T14 och T13/T15). Motstånderna R26 och R27 är placerade vid ingångarna till emitterföljarna för att linjärisera ingångsimpedansen till strömförstärkningssteget och minska effekten av olika parasitiska kapacitanser. Även om detta minskar open-loopförstärkningen så ökar det också bandbredden betydligt. Därmed kan vi använda mindre negativ feedback, vilket från en audiofils synpunkt är bättre när det gäller kvalitén på ljudåtergivningen.

T11 används för att ställa in tomgångsströmmen. Här använder vi samma typ av transistor som NPN-drivaren (T12). Detta gör monteringen enklare eftersom dessa transistorer har ett plasthölje och kan monteras på kylelementet utan någon isoleringsbricka. Detta gäller också T13. Biastransistorn för tomgångsströmmen är placerad på kretskortet mellan de två utgångstransistorerna (T14 och T15), vilka skall monteras med mica isoleringsbrickor för att uppnå maximal termisk koppling. Drivtransistorerna T12 och T13 är placerade på var sida om denna sats med tre transistorer. Tomgångsströmmen hos utgångstransistorerna är satt





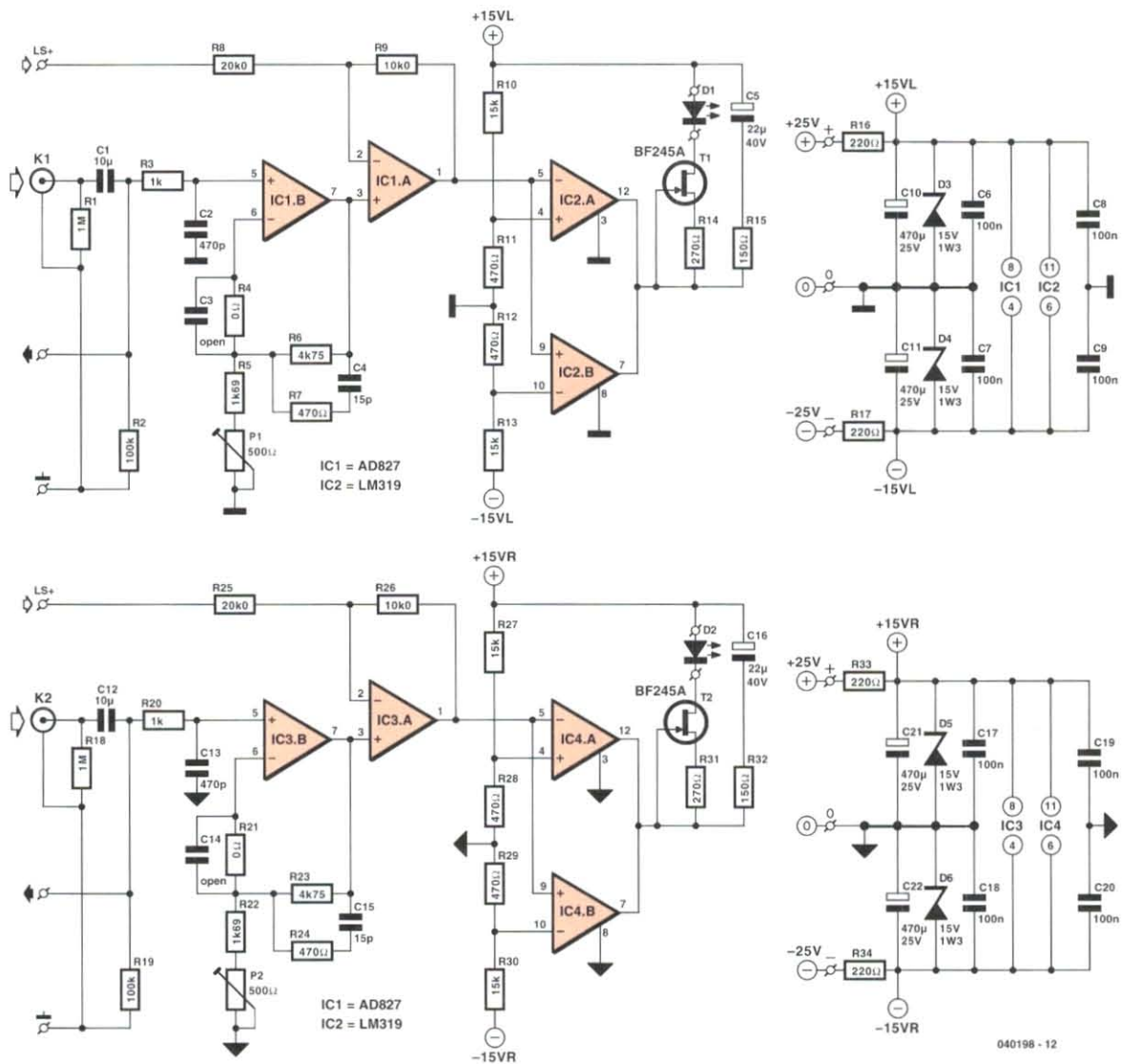
**Figur 2. Genom noggrant val av komponenter får vi bättre resultat med denna design än med tidigare modeller.**

till 100 mA, vilket är fullt tillräckligt. Integrator IC1 kompenserar för ingångens biasström, såväl som för eventuell offset som kan uppstå på grund av obalans i de olika DC-inställningarna, genom att injektera en ström in i förstärkarens ingång. Denna biasström beror huvudsakligen på skillnader i förstärkningsfaktorerna hos de komplementära dubbeltransistorerna och strömmarna från de två strömkällorna, samt obalans hos transistorerna i de följande stegen (skillnader i förstärkningsfaktorer och bas-emitterströmmar). En biasström på ca 8  $\mu$ A kan kompenseras med hjälp av de visade komponentvärdena. R48 och C20 bestämmer integrationskonstanten och C19 avkopplar all påverkan från IC1 (utom biasströmkorrigeringen). R1 och C1 vid förstärkarens ingång bildar ett lågpasfilter som förhindrar att förstärkaren överstyrs om det skulle

finnas överdrivet branta signalflanker på ingången. För att hålla den resulterande offsetspänningen så låg som möjligt har ingångsmotståndet R2 ett lägre värde än normalt (10 k $\Omega$  i detta fall). Ingångskänsligheten hos denna slutförstärkare har också gjorts relativt låg för att minska risken för överstyrning. Förstärkningen är således satt till ungefär 10,5 med R17 och R17 (glöm inte den påverkan R1 har). För att IC1 skall kunna utföra sitt jobb ordentligt måste ingången vara AC-kopplad. Med det värde som valts för ingångsmotståndet kan den kapacitans som är nödvändig för att få en tillräckligt låg roll-off frekvens endast uppnås med hjälp av en kondensator med relativt stora dimensioner så vi bestämde oss för att placera denna på kretskortet för överstyrningsindikatorn. På detta sätt kan kretskortet för slutsteget förbli ganska litet och ökar avståndet

mellan nätttransformatorerna och förstärkarkortet. En extra fördel är att överstyrningsindikatorn kan få direkt tillgång till ingångssignalen efter ingångskondensatorn, och därmed behövs det inte någon extra avtappning för detta. Frekvenskompenseringen för förstärkaren, som bestämmer dess open-loop-egenskaper, fås av C2/R9 och C3/R12. HF-avkoppling ges av filtret C10/R19. Förstärkarens utgång switchas av ett 16-A relä. Den typ som specificeras i komponentlistan har en stiftkonfiguration som är industristandard och kan ersättas med vilken annan likvärdig typ som helst. För att skydda högtalarna mot spänningstransienter som kan uppstå när nätspänningen kopplas på så finns det en uppstartsfördröjning (mjukstart) av utgångsrelät. Fördröjningen är ungefär 6-7 sekunder. Reläets tillstånd beror på





**Figur 3. Överstyrningsindikatorn i stereo jämför hela tiden ingångs och utgångssignalerna i slutsteget och visar om skillnaden är för stor. Ingångskondensatorerna för förstärkarkorten finns också här.**

matningsspänningen för slutsteget och inte på transformatorspänningen. Om matningsspänningen faller under 17 V avaktiverar MOSFET T18 relät. MOSFET-en börjar leda när dess gate-spänning är ca 2,5 V. Detta tröskelvärde kan variera från en MOSFET till en annan och därför kan också fördröjningstiden variera. Gate (styret) är kopplad direkt till matningsspänningen via spänningsdelaren R42-R44. Dioden D12 förhindrar C18 från att hålla MOSFET-en i 'till' tillstånd när matningsspänningen faller och D13 ser till att C18 urladdas om matningsspänningen faller under halva sitt normala värde. Därmed undviks att fördröjningstiden avkortas om förstärkaren switchas till direkt efter det att den stängts av. Reläspolen är ansluten till matningsspänningen via R45 och ett relä med lägre spölspänning kan därför användas genom att ändra värdet på R45. Se

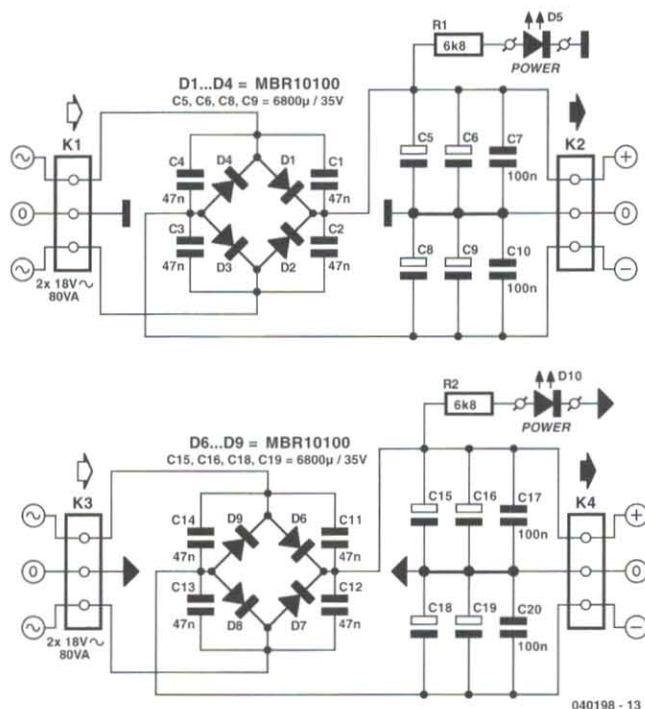
dock till att använda ett motstånd med tillräcklig effektmärkning. DC-skyddskretsen är också kopplad till mjukstarten. Den avaktiverar relät genom att snabbt ladda ur C18 i mjukstartskretsen. Om det finns en positiv DC-spänning kommer T16 att leda och ladda ur kondensator C18 via R40 om spänningen vid förstärkarens utgång är större än +1,5 V. Om det finns en stor negativ spänning vid utgången kommer T17 att leda på grund av den negativa spänningen på dess emitter. I detta fall måste urladdningsströmmen från C18 flyta genom R37 och R38. Resistensvärdena hos spänningsdelaren R42-R44 bestämmer också värdena för R37-R39. De senare värdena måste vara relativt låga eftersom tröskeln för att detektera negativ DC-spänning på förstärkarens utgång annars skulle vara för hög. Den är ca -3,5 V med motstånd på 100 k $\Omega$ . Detta bety-

der att kretsen är något mindre känslig för negativa DC-spänningar än för positiva, men detta har ingen praktisk betydelse.

## Överstyrningsindikator

Då utgångseffekten hos denna förstärkare är ganska modest efter dagens standard är det fullt möjligt att den överstyr under höga musikstycken, vilket resulterar i klippning. Av detta skäl har vi lagt till en pålitlig LED-indikatorkrets som visar när överstyrning sker. Indikatorkretsen (figur 3) jämför konstant utgångssignalen med ingångssignalen och genererar en varning när de inte matchar varandra. Förutom från att ha en större amplitud skall utgångssignalen från förstärkaren ha samma fas och frekvensegenskaper som ingångssignalen. Signalerna jämförs genom att dämpa





**Figur 4. Nätdelen använder Schottkydioder för låga spänningsförluster och har en buffertkapacitet på 2 x 13,000 µF per channel.**

utgångssignalen och förstärka ingångssignalen. Ingångssignalförstärkaren byggd runt IC1b (eller IC3b för den andra kanalen, som vi inte går igenom här) simulerar överföringsegenskaperna i förstärkaren så bra som möjligt med enkla medel. Till exempel, RC-filtret R3/C2 har ungefär samma tidskonstant som lågpassinfilteret vid förstärkarens ingång R1/R2 och C1). R3 och C4 är reserverade för ovanliga ingångskonfigurationer i andra applikationer och används inte här. Det filter som bildas av C4 och R7 påverkar inte mycket här, men har inkluderats för att filterkedjan skall vara komplett. IC1 är en snabb dubbel operationsförstärkare (opamp) av typ AD827. Här

är IC1a konfigurerad som en differentialsförstärkare som jämför de två signalerna vid dess ingångar. R8 och R9 dämpar högtalarsignalen med en faktor två ( $10,5/2$ ). Detta betyder att IC1b bara behöver ge en förstärkning på 3,5 ( $10,5/2/1,5$ ). Förstärkningen hos IC1a kan justeras med P1 för att kompensera för variationer i komponentvärdena. I teorin skall P1 ställas in på 210 Ω.

Utgångssignalen från IC1a matas till ingången på IC2, en dubbel komparator som här används som fönsterkomparator. Tröskelnivåerna är +0,5 V och -0,5 V, vilket betyder att utgångsspänningen måste skilja sig från det förväntade värdet med mer än 1 V ( $10,5$  gånger ingångsspänningen) för att generera en varningssignal. Det behöver knappas sägas att en så stor skillnad mest troligt är ett tecken på klippning, som uppstår när förstärkaren överstyrts. Att minska tröskelnivåerna skulle kraftigt öka kretsens känslighet för brus och andra former av HF-störningar och LED-en skulle tendera att tändas innan förstärkaren egentligen överstyrts.

De kombinerade öppen-kollektorutgångarna från komparatorerna laddar kondensator C5. Här ger R15 strömbe-gränsning. Spänningen på C5 används för att få LED D1 att lysa tydligt även om överstyrningen bara sker under

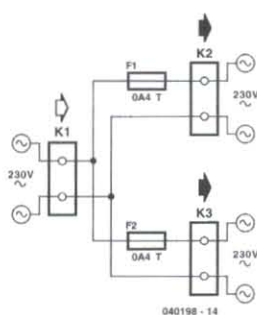
snabba toppar. När komparatorutgångarna har gått tillbaka till högimpedant tillstånd kommer LED-en att fortsätta matas med ström via konstantströmkällan T1. Detta utnyttjar den lagrade energin i kondensatorn så effektivt som möjligt och LED-en kommer att lysa med konstant ljusstyrka så länge som möjligt. Strömmen genom JFET-en är satt till ca 2 mA med R14. Genom att ha en låg LED-ström kan vi ha en liten kondensator för C5 vilket sparar plats. Detta kräver dock att vi använder en lågströms-LED som lyser starkt med en ström på 2 mA (exempel ges i komponentlistan).

Ingångens jord hålls strikt separerad från resten av kretsarna på kortet för att undvika jordslingor. Ingångssignalens jord är ansluten till en stjärnpunkt på förstärkarkortet. Ingångssignalen och jordanslutningen från ingångssockeln på indikatorkortet går härifrån till förstärkarkortet. Motståndet R1 ser till att ingångsterminalen hos C1 alltid är ansluten till jord. R2 är nödvändig för att ge biasström till ingången hos IC1b. Då R2 är anslutet parallellt med ingången beslöt vi att dra det till ingångsjorden på förstärkarkortet. Att dra biasströmmen för IC1b från denna källa har inga negativa effekter. Fördelen med att placera ingångskondensatorn på indikatorkortet är att det då går att jämföra signaler från DC till över 20 kHz. Därmed undviks märkfel på grund av lägre roll-off frekvens.

Matningsspänningen för indikatorkretsen tas från huvudmatningen och stabiliseras med hjälp av zenerdioder då värdet inte är kritiskt. Det finns utrymme för ganska höga belastningar på matningsspänningen. Av detta skäl opererar zenerdiодerna vid ganska höga strömmar, vilket betyder att de tillhörande seriemotstånden (R16, R17, R33 och R34) måste vara 1-wattstyper. För att spara utrymme valde vi särskilt små typer (Vishay BCcomponents PR01 serie).

## Strömförsörjning

Ett separat kretskort har tagits fram för nätdelen (figur 4). Det passar precis in i lådan mellan transformatorerna. Nät-delsdesignen är ganska konventionell med en standard 80-VA toroidtransformator, likriktare och elektrolytiska glätt-ningskondensatorer för varje kanal. För att göra det enklare att ansluta transformatorerna har vi också designat ett separat kretskort med tre kopplingsplintar och två säkringar (figur 5) så att



**Figur 5. En extra krets för nätsäkringarna och några kopplingsplintar för anslutning av transformatorer och nätswitch.**



# Uppmätta prestanda

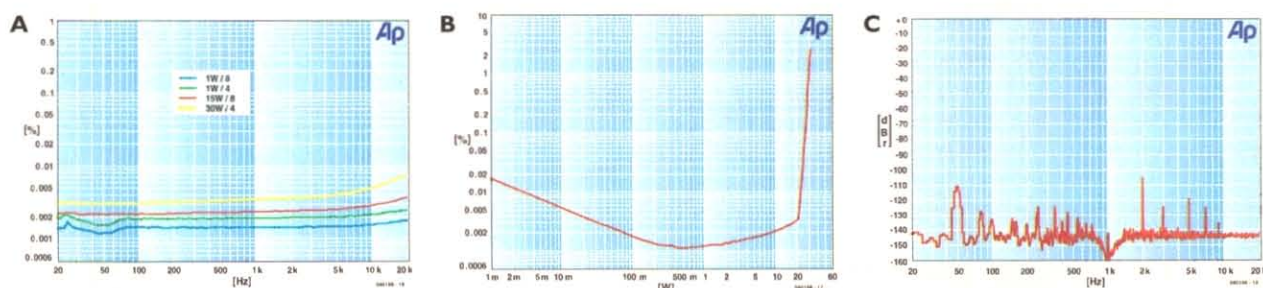
|                                                   |                                                                             |                                                                                              |                 |                 |
|---------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------|-----------------|
| Ingångskänslighet                                 |                                                                             | 1.5 V <sub>eff</sub> (30 W, 8 Ω, 1 % THD+N)<br>1.4 V <sub>eff</sub> (26 W, 8 Ω, 0,1 % THD+N) |                 |                 |
| Ingångsimpedans                                   |                                                                             | 9.3 kΩ                                                                                       |                 |                 |
|                                                   |                                                                             | 8 Ω                                                                                          | 4 Ω             | 2 Ω             |
|                                                   |                                                                             | 26 W                                                                                         | 42 W            | 58 W            |
|                                                   |                                                                             | 30 W                                                                                         | 47 W            | 65 W            |
| Effektbandbredd                                   | (refererad till 1 W/8 Ω)                                                    | 1.5 Hz till 265 kHz                                                                          |                 |                 |
| Slew rate                                         |                                                                             | 18 V/μs                                                                                      |                 |                 |
| Stighastighet                                     |                                                                             | 2 μs                                                                                         |                 |                 |
| Signal-till-brusförhållande                       | (refererad till 1 W/8 Ω)                                                    | 111 dBA<br>101 dB (22 Hz till 22 kHz linjärt)                                                |                 |                 |
| Harmonisk distorsion plus brus<br>(B = 80 kHz)    |                                                                             | 8 Ω                                                                                          | 4 Ω             | 2 Ω             |
|                                                   |                                                                             | 0.0014 % (1 W)                                                                               | 0.0019 % (1 W)  | 0.0029 % (1 W)  |
|                                                   |                                                                             | 0.0024 % (15 W)                                                                              | 0.0035 % (30 W) | 0.0053 % (40 W) |
|                                                   |                                                                             | 0.0037 % (15 W)                                                                              | 0.0075 % (30 W) | 0.01 % (40 W)   |
| Intermodulationsdistorsion                        |                                                                             | 0.0030 % (1 W)                                                                               | 0.0037 % (1 W)  | 0.007 % (1 W)   |
| Dynamisk IM-distorsion                            |                                                                             | 0.0013 % (1 W)                                                                               | 0.0013 % (1 W)  | 0.0016 % (1 W)  |
| Dämpningsfaktor                                   | 1 kHz/8 Ω<br>20 kHz/8 Ω                                                     | > 450<br>> 230                                                                               |                 |                 |
| Open-loop parametrar (15 W/8 Ω/1 kHz)             | Förstärkning<br>Bandbredd<br>Utgångsimpedans<br>THD+N 1 kHz<br>THD+N 20 kHz | 2183<br>55 kHz<br>0.5 Ω<br>0.48 %<br>0.53 %                                                  |                 |                 |
| Överstyrningsindikering<br>(at P <sub>max</sub> ) | 10 Hz<br>1 kHz<br>20 kHz                                                    | 1.5 % THD+N<br>1.5 % THD+N<br>0.3 % THD+N                                                    |                 |                 |
| DC-skydd                                          |                                                                             | +1.5 V/-3.5 V                                                                                |                 |                 |

Förutom dessa numeriska resultat har vi också registrerat flera plotningar som ger en bättre inblick i kvaliteten och egenskaperna hos förstärkaren

**Plot A** visar flera mätningar av harmonisk distorsion och brus med en bandbredd på 80 kHz. Två mätningar gjordes med en effekt på 1 W med laster på 8-Ω och 4-Ω, en mätning gjordes med 50% av maximal effektnivå med en 8-Ω last och den sista mätningen gjordes med samma utgångsspänningen och en 4-Ω last. De fyra kurvorna ligger mycket nära varandra vilket innebär att förstärkaren är praktiskt taget okänslig för belastningsimpedansen.

**Plot B** visar distorsion plus brus som en funktion av utgångsamplituden med en 8-Ω last. Vid effektnivåer upp till 0,5 W bestäms det uppmätta värdet av den mycket låga brusnivån. Ovanför denna nivå ökar distorsionen gradvis upp till ungefär 21 W. Vid denna punkt lämnar förstärkaren den linjära operationen och går över i en mjukklippningsregion. Mjukklippningsregionen sträcker sig ungefär över de resterande tio watt av förstärkarens utgångseffekt (eller de slutliga 3,5 volt av dess maximala utgångsspänning. Denna mätning gjordes med en 1-kHz signal och en bandbredd på 2+ kHz för att göra effekten av de harmoniska komponenterna mer synliga.

**Plot C** visar en Fourieranalys av en 1-kHz signal vid 1 W med en 8-Ω last. Här dominerar den harmoniska distorsionen av den andra övertonen, som ligger på en nivå av ungefär -104 dB. Detta gör den försumbar. Detta gäller också effekten av det magnetiska fältet från nättransformatorn, som är skyldigt till 50-Hz komponenten i plotningen. Denna nivå motsvarar en effekt på bara 10 pW.





primärledarna hos de två transformatorerna för en stereoförstärkare kan anslutas och monteras korrekt. Sekundärledarna på transformatorerna ansluts till kretskortet där glättningskondensatorerna och likriktardioderna finns. Elektrolytkondensatorerna för glättningen är vanliga typer (6800  $\mu$ F, 35 V) med radiella ledare och en diameter på 25 mm (det finns inte plats i lådan för någonting större). Den typ som används här har också en låg profil (bara 30 mm) så det finns mer än tillräckligt med utrymme på höjden.

På grund av den relativt låga matningsspänningen använde vi Schottky likriktare tillverkade av ON Semiconductor. De är märkta 100 V/20 A topp. Framspänningsfaller per diod är bara 0,5 V vid 3,5 A.

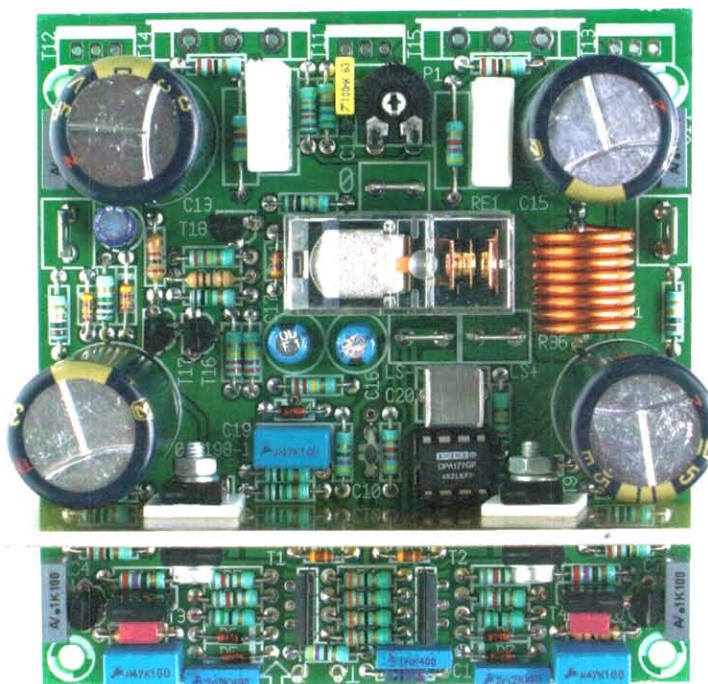
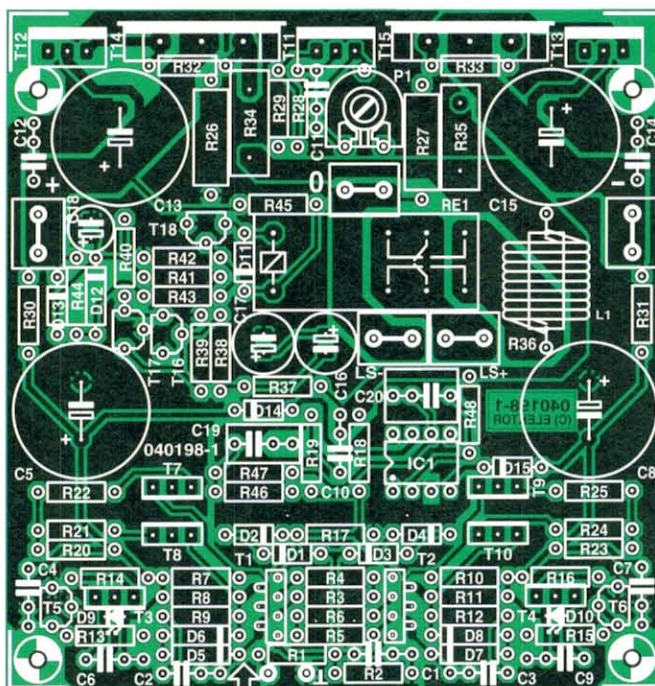
Trepoliga kopplingsplintar för kretskort används för alla externa ledare för att förenkla ledningsdragningen och framtida underhåll. Det finns också två LED på kretskortet som tjänstgör som nätspänningsindikatorer. Om näströmbrytaren inte har någon pilotlampa (på frontpanelen) skall dessa användas i stället

## Själva bygget

Det kompakta dubbelsidiga kretskortet för förstärkaren visas i figur 6. Det är inte ofta vi använder dubbelsidiga kretskort i Allt om Elektronik, men här har det definitivt sina fördelar och ger kortare signalvägar mellan komponenterna. Att montera komponenterna på kortet borde inte vara något problem (inga ytmonterade denna gång), men du måste vara noggrann. Alla komponenter sitter mycket tätt tillsammans, vilket betyder att du måste montera dem snyggt, använda komponenter med rätt dimension och vara uppmärksam (rätt polaritet och värde).

Det finns några detaljer som förtjänar lite extra uppmärksamhet. Lysdioderna D9 och D10 skall monteras med den platta sidan i kontakt med T3 och T4 för god termisk koppling så att strömkällorna blir oberoende av temperaturen. Transistorerna T7-T10 skruvas fast på ett gemensamt kylelement. Använd en bit aluminium för detta, med dimensionerna 85 x 38 mm och ca 1,5-2 mm tjock. Höjden är sådan att locket på lådan precis kan sättas på. Använd keramiska isolatorer (Fischer typ AOS 220) för alla fyra transistorerna och skruva dem på plats 'rygg-mot-rygg' (se bilden).

Använd de specificerade låginduktiva



## KOMPONENTLISTA

Förstärkarkort (040198-1)

### Motstånd:

R1, R17, R19 = 470 $\Omega$   
 R2 = 10k $\Omega$   
 R3-R6 = 33 $\Omega$   
 R7, R8, R10, R11 = 820 $\Omega$   
 R9, R12 = 15 $\Omega$   
 R13, R15, R40 = 1k $\Omega$   
 R14, R16 = 270 $\Omega$   
 R18, R26, R27 = 4k $\Omega$   
 R20, R23, R32, R33 = 22 $\Omega$   
 R21, R22, R24, R25 = 10 $\Omega$   
 R28 = 560 $\Omega$   
 R29 = 120 $\Omega$   
 R30, R31, R45 = 1 $\Omega$

R34, R35 = 0 $\Omega$ 22 MPC71

R36 = 2 $\Omega$ 2, 1W (t.ex. Farnell # 306-0408)

R37-R39 = 100k $\Omega$

R41 = 10M $\Omega$

R42, R48 = 330 $\Omega$

R43, R44, R46, R47 = 1M $\Omega$

P1 = 250 $\Omega$  trimpot

### Kondensatorer:

C1 = 1nF

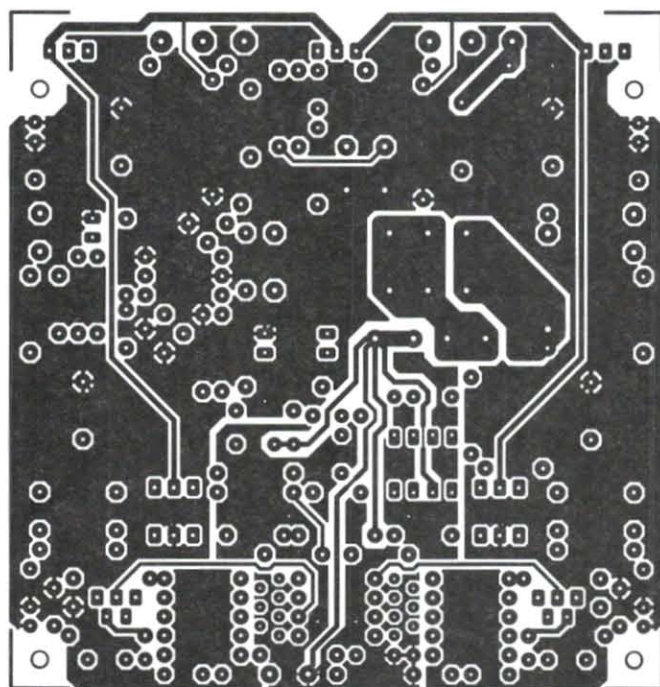
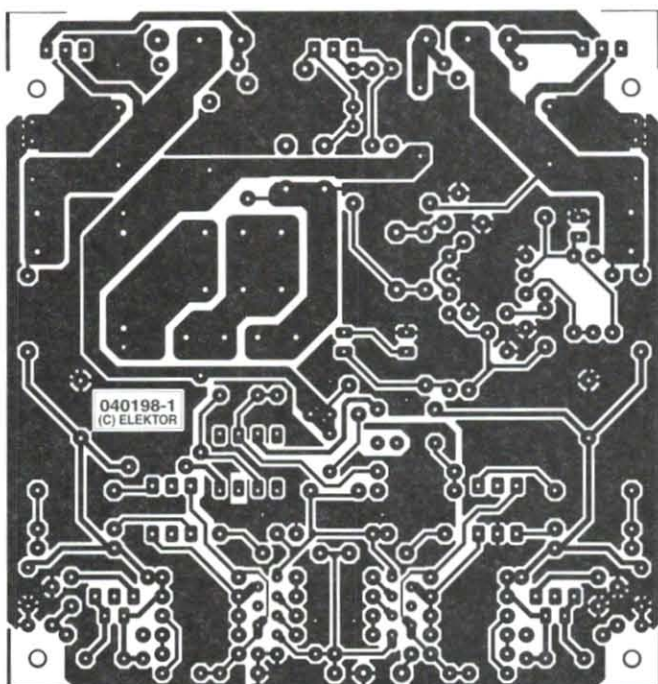
C2, C3 = 2nF2

C4, C7, C11, C12, C14 = 100nF

C5, C8, C13, C15 = 3300 $\mu$ F 35V, radial, raster 7.5mm, diam. 18 mm max. (t.ex. Farnell # 303-6467)

C6, C9, C19 = 470nF





**Figur 6. Monoförstärkarkortet är dubbelsidigt och genompläterat för att hålla signalvägarna mellan komponenterna korta och undvika trådbyglingar.**

motstånd för R34 och R35 då det annars finns risk för att förstärkaren blir instabil.

Spolen L1 kan tillverkas genom att linda 1,5 mm lackerad koppartråd på ett 10 mm borr (den släta delen så klart). Lämna generösa ändrar och skrapa dessa rena med en kniv. För sedan in R36 i spolen, böj anslutningsbenen och montera alltihop på kretskortet. Löda sedan fast motståndet och spolen. Klipp av ändarna på spolen efter det att den löts fast, men inte för nära kretskortet.

Löd inte fast drivtransistorerna, utgångstransistorerna eller transistorerna för tomgångsströmmen ännu. Benen på dessa transistorer måste först böjas rätt så att de kan vila mot kylelementet utan att utsättas för mekanisk stress när de löts fast. Detta beskrivs i detalj under 'Slutmontering'.

Därefter kommer indikatorkortet (figur 7). Motstånd R16, R17, R33 och R34 skall monteras en bit ovanför kortet och böjas något ifrån avkopplingskondensatorerna då de måste avge en hel del värme. Om du vill kan du använda en multimeter för att justera trimpotentiometern P1 och P2 till 210  $\Omega$  innan du löder fast dem på kortet (se 'Kalibrering' i slutet av artikeln). När det gäller C1 och C2 så se till att köpa kondensatorer som får plats på kortet. Strömförsörjningskortet i figur 8 är lätt att bestycka, men även här måste du använda kondensatorer med rätt storlek och rätt typ av Schottkydiod.

**Glöm inte byglarna mellan D2/D3 och D7/D8.**

C10 = 15pF  
C16, C17 = 47 $\mu$ F 25V, radial  
C18 = 10 $\mu$ F 63V, radial  
C20 = 2 $\mu$ F2 MKT, raster 5mm eller 7.5mm

#### Spolar:

L1 = 8 turns 1.5-mm diam. lackerad koppartråd, inre diam. 10 mm.

#### Halvledare:

D1-D4, D11-D13 = 1N4148  
D5-D8 = zenerdiod, 4V7, 0W5  
D9, D10 = LED, flat, röd  
D14, D15 = zenerdiod, 5.6V, 0.5W  
T1 = 2SC3381BL (Toshiba, Huijzer, Segor-electronics)

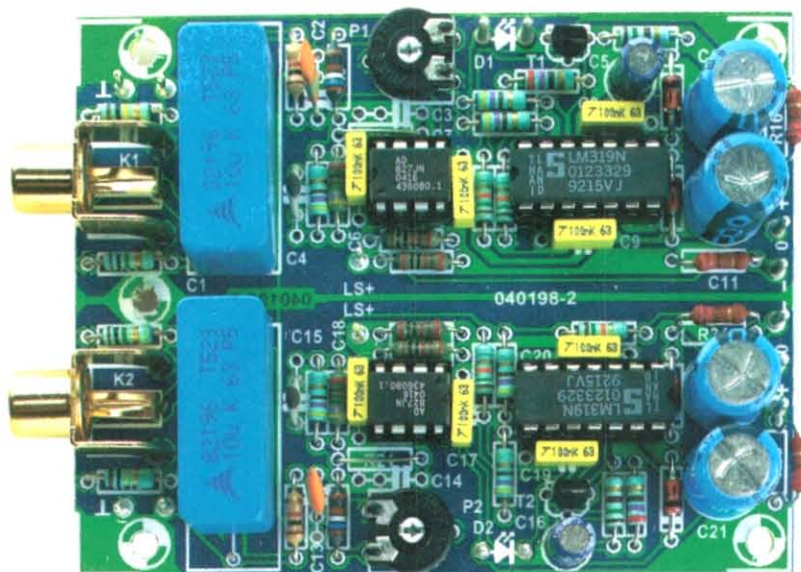
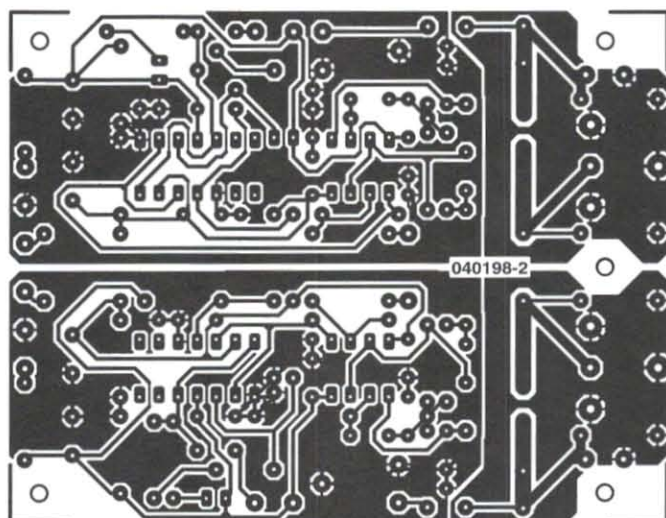
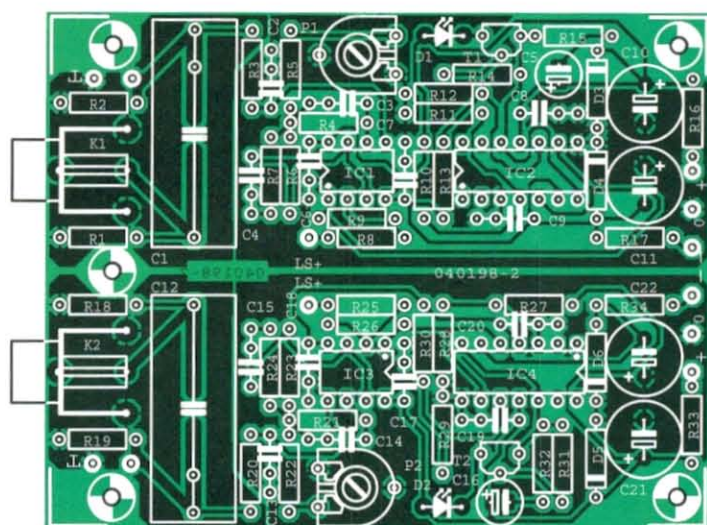
T2 = 2SA1349BL (Toshiba, Huijzer, Segor-electronics)  
T3, T7, T8 = 2SA1209 (Sanyo, Farnell # 410-3841)  
T4, T9, T10 = 2SC2911 (Sanyo, Farnell # 410-3853)  
T5, T6 = BF245A  
T11, T12 = 2SC5171 (Toshiba, Huijzer, Segor-electronics)  
T13 = 2SA1930 (Toshiba, Huijzer, Segor-electronics)  
T14 = 2SC5359 (Toshiba, Huijzer, Segor-electronics)  
T15 = 2SA1987 (Toshiba, Huijzer, Segor-electronics)  
T16, T17 = BC547B  
T18 = BS170

IC1 = OPA177GP (Texas Instruments/Burr-Brown, t.ex. Farnell # 205-023)

#### Övrigt:

K1-K5 = Spadkontakter för kretskort, stående, två stift  
RE1 = Kretskortsrelä 24V, 16A, 1100  $\Omega$  (t.ex. Omron G2R-1-24 VDC)  
Kylelement, 1.25 K/W t.ex. (Fischer SK411, höjd 50mm)  
Keramiska isolatorer för T7-T10 (Fischer AOS220)  
Mica isoleringsbrickor för T14 & T15 (t.ex. Conrad Electronics # 189049)  
Låda: T.ex. UC-202H/SW (Monacor/Monarch)





Figur 7. På indikatorkortet sitter också ingångskondensatorerna (C1 och C12) för förstärkarkorten.

## KOMPONENTLISTA

Indikatorkort (040198-2)

### Resistorer:

R1, R18 = 1M $\Omega$   
 R2, R19 = 100k $\Omega$   
 R3, R20 = 1k $\Omega$   
 R4, R21 = 0 $\Omega$  (trådbygel)  
 R5, R22 = 1k $\Omega$ 69  
 R6, R23 = 4k $\Omega$ 75  
 R7, R11, R12, R24, R28, R29 = 470 $\Omega$   
 R8, R25 = 20k $\Omega$   
 R9, R26 = 10k $\Omega$   
 R10, R13, R27, R30 = 15k $\Omega$   
 R14, R31 = 270 $\Omega$   
 R15, R32 = 150 $\Omega$   
 R16, R17, R33, R34 = 220 $\Omega$ , 1W PRO1  
 (Vishay BCcomponents, Farnell # 337-778)  
 P1, P2 = 500 $\Omega$  trimpot

### Kondensatorer:

C1, C12 = 10 $\mu$ F 63V MKT, raster  
 22.5/27.5mm, B x L = 11 x 31mm  
 max.  
 (t.ex. Farnell # 400-2015)  
 C2, C13 = 470pF  
 C3, C14 = monteras inte  
 C4, C15 = 15pF  
 C5, C16 = 22 $\mu$ F 40V, radial  
 C6-C9, C17-C20 = 100nF  
 C10, C11, C21, C22 = 470 $\mu$ F 25V,  
 radial

### Halvledare:

D1, D2 = LED, röd, lågströms, 3mm,  
 20mcd vid 2mA (Kingbright L-  
 934LSRD, Farnell # 637-075)  
 D3-D6 = zenerdiod, 15V 1.3W  
 T1, T2 = BF245A  
 IC1, IC3 = AD827JN (Analog  
 Devices, Farnell # 246-165)  
 IC2, IC4 = LM319N

### Övrigt:

K1, K2 = phonosockel för kretskort  
 (t.ex. Monacor T-709G)

## KOMPONENTLISTA

strömförsörjningskort (040198-3)

### Resistorer:

R1, R2 = 6k $\Omega$ 8

### Kondensatorer:

C1-C4, C11-C14 = 47nF keramik,  
 raster 5mm  
 C5, C6, C8, C9, C15, C16, C18, C19 =  
 6800  $\mu$ F/35 V, diam. 25 mm, raster  
 10mm (Farnell # 652-090)  
 C7, C10, C17, C20 = 100nF MKT,  
 raster 5mm eller 7.5 mm

### Halvledare:

D1-D4, D6-D9 = Schottkylikriktare,  
 10A, 100V, TO-220AC hölje (t.ex.  
 ON Semiconductor MBR10100,  
 Farnell # 878-443)  
 D5, D10 = LED, röd, lågströms

### Övrigt:

K1-K4 = 3-pol kopplingsplint raster  
 5mm



Slutligen finns det ett litet kretskort med nätsäkringarna och kopplingsplintar för distributionen av nätspänningen (figur 9). Detta kort är naturligtvis inte absolut nödvändigt, men det gör ledningsdragningen lite enklare (och säkrare!).

## Slutmontering

Som vi redan sagt använder förstärkaren samma typ av låda som vår högklassiga förstärkare. Det är därför vi har gjort oss så mycket besvär med att hålla allting så kompakt som möjligt. När det gällde kylelement letade vi

efter typer som inte var för långa men ändå hade tillräckligt låg termisk resistens. Vi fastnade till slut för Fisher SK411 som med dimensionerna 116,5 x 50 x 50 mm ger tillräckligt med utrymme mellan dem för högtalarterminalerna (relativt små typer) och ingångskontakterna.

För att maximera det tillgängliga utrymmet så fräste vi ur en fals runt kanten på kylelementen så att deras undersidor passar in mellan de två fästskenor. Detta får också kanterna på kylelementen att ligga helt intill lådans sidopaneler. Varje kylelement skruvas fast med fyra M3-skrivar

dragna genom kylelementen och fästskenor. Huvudet på en M3-skruva passar in mellan kylfenorna på denna typ av kylelement. I princip kan utgångstransistorerna sättas fast på samma sätt. Detta skulle underlätta hopmonteringen, men då skulle också kretskortet bli onödigt stort.

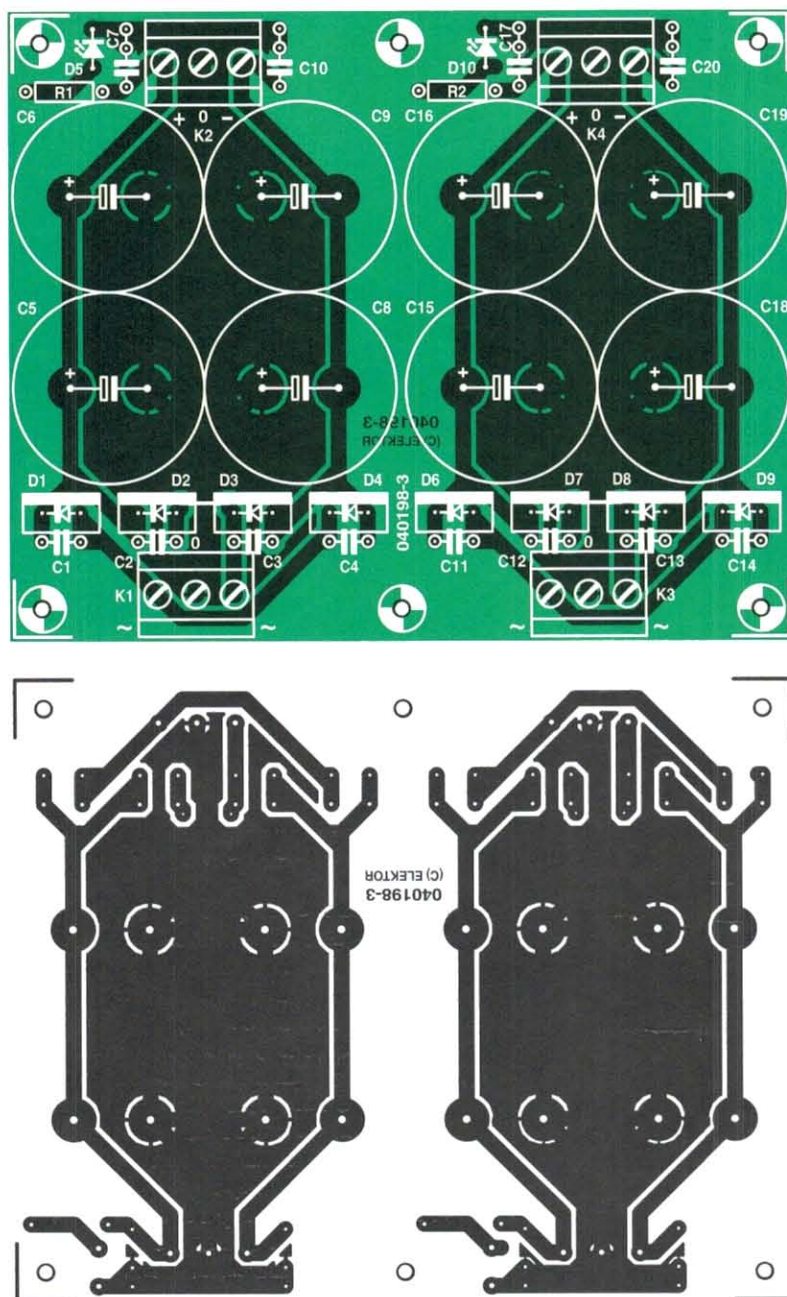
En liten 1,5 mm aluminiumplatta kan monteras mellan de två kylelementen (mät noga) för att fästa högtalarterminalerna och ingångskontakterna på. Den ursprungliga bakpanelen på lådan används inte.

Det finns egentligen ingen plats kvar för nätkabeln (och definitivt inte för en IEC ingångskontakt). I vår prototyp använde vi en stadig nätkabel med dragavlastare dragen genom bottenplattan intill kretskortet med säkringarna. I detta fall måste lådan stå på fötter som är tillräckligt höga för att kabeln skall kunna böjas utan problem.

Montera nättransformatorerna så nära frontpanelen som möjligt. Nätströmbrytaren och lysdioderna för överstyrningsindikatorn kan då monteras på var sin sida om säkringskortet och transformatorerna. Montera säkringskortet på bottenplattan med 10 mm distanser med plastskruvar och muttrar (de kopplingsplintar vi använde var delvis öppna bak). Detta ger klass-2 isolering. Du skall alltid vara noga när det gäller isoleringen av komponenter som bär nätspänning. Avståndet till delar som kan vidröras av användare skall vara minst 6 mm.

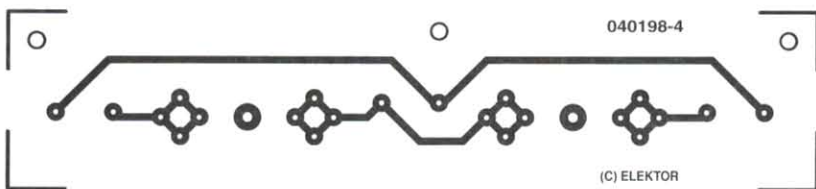
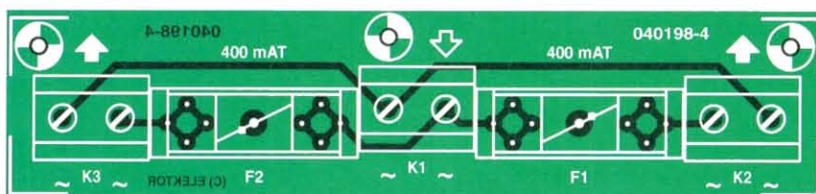
Sätt i varje strömförsörjningsterminal in matningsledningarna för förstärkarkortet och indikatorkortet tillsammans i den lämpliga terminalen. Kraftig kopplingsstråd med en genomskärningsyta på 2,5 mm<sup>2</sup> skall användas för förstärkarkortet, men tunn flexibel kabel räcker för indikatorkortet. Gör matningskablar för förstärkarkortet så korta och direkta som möjligt. Vi klämdede fast kabelskor på kablarna (av den typ som används för bilar) men du kan också löda fast dem direkt på kortet. Anslut högtalarutgångarna på kortet till utgångssocklarna på samma sätt. Vid socklarna monterade vi helt enkelt ringkabelskor på kablarna och undvek därigenom den kontaktresistens som kan uppstå med hylsor. Strömkablar för indikatorkortet kan lödas fast.

Montera indikatorkortet i mitten mellan förstärkarkortet. Ingångssocklarna kommer då att ligga nästan jäms med bakpanelen. Självklart behövs det lite mätning och inpassande för att få hålen till dessa kontakter på rätt ställe.



Figur 8. På strömförsörjningskortet sitter inte mindre än åtta elektrokondensatorer som matar de två förstärkarkorten.





## KOMPONENTLISTA

Säkringskort (040198-4)

### Övrigt:

K1-K3 = 2-pol kopplingsplint för kretskort, raster 7.5 mm  
F1,F2 = säkring, 400 mA (trög), med hållare för kretskort

**Figur 9. Ett litet extra hjälpkort för nätsäkringarna och nätanslutningarna.**

Det sätt på vilket kylelementen sitter fast får monteringsytan att ligga ca 6 mm från kanterna på kretskort under förutsättning att förstärkarkorten är fastsatta direkt på fästskenor. Detta

betyder att benen på transistorerna måste böjas två gånger så att de kan placeras korrekt utan att det uppstår en permanent mekanisk stress på transistorerna. För de stora utgångstransi-

storerna kommer den första böjen att ligga något närmare plastkroppen än vad som var tänkt från början eftersom benen annars kommer att vidröra fästskenor (eller inte passa alls). En an-





# Kretskort

Detta behövs för en stereoförstärkare (se Läsarservice):

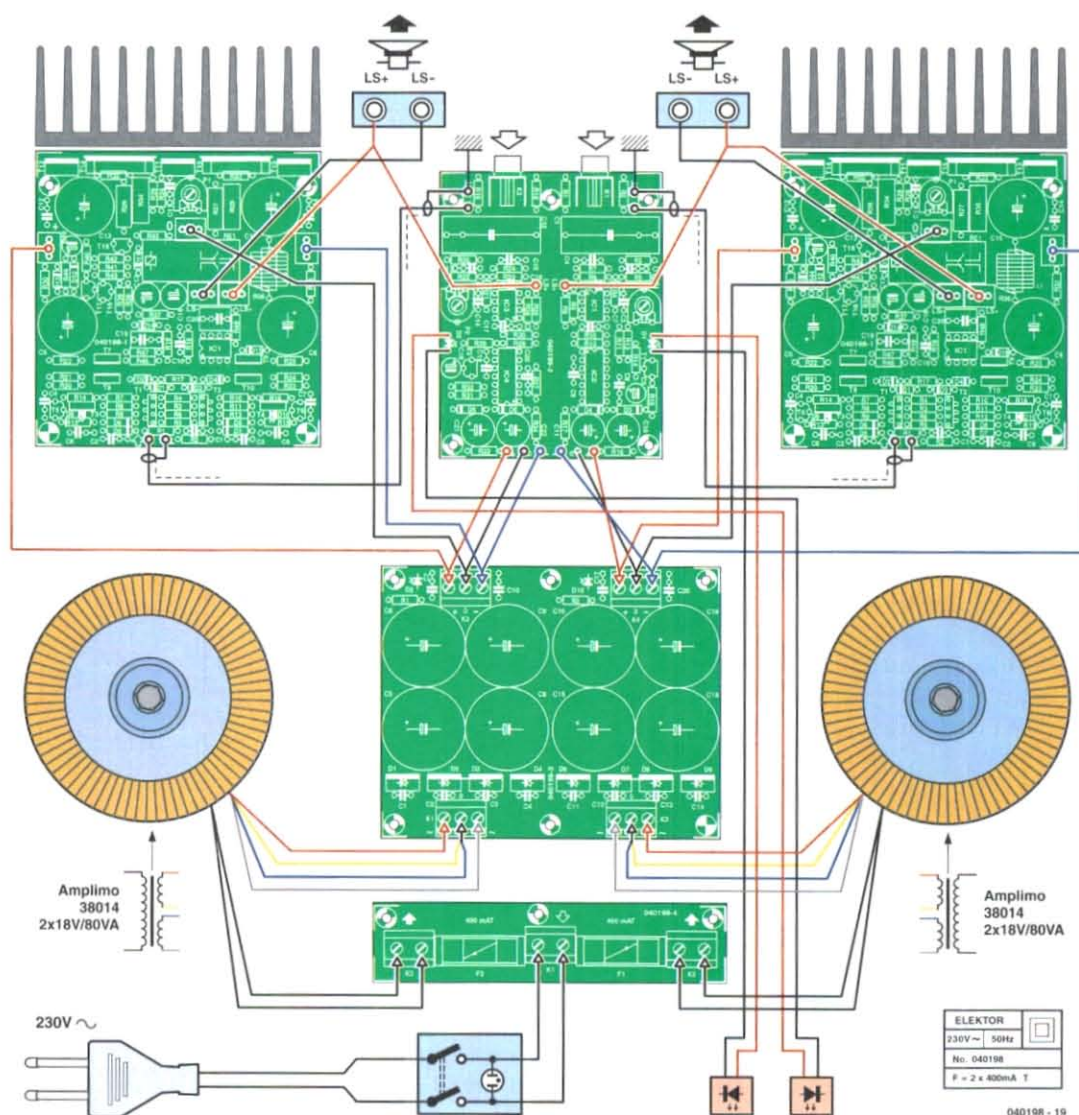
- 2 st ordernummer **040198-1**
- 1 st ordernummer **040198-2**
- 1 st ordernummer **040198-3**
- 1 st ordernummer **040198-4**

nan möjlighet, som har nackdelen att försvaga strukturen, är att fila bort tillräckligt med metall för att ge tillräckligt med plats. Vi avstod dock från denna möjlighet med avsikt.

När du har tagit hand om detta och transistorerna lätt kan placeras platt mot kylelementet och deras ben passerar fritt genom hålen i kretskortet kan du markera platserna för markeringshål bak på kylelementet. Naturligtvis skall du göra detta innan transistorerna löds fast på kretskortet, men efter det att monteringshål för att fästa förstärkarkorten har gjorts i bottenplattan. När utgångstransistorerna och deras drivare har monterats på kylelementet och löts fast på kretskortet kan bottenplattan tas bort ganska enkelt. Se till att benen på transistorerna inte utsätts för påfrestning när korten hänger fritt på detta sätt. Effektransistorerna T14 och T15 måste monteras på kylelementet med isolatorer (micabrickor) medan de övriga tre transistorerna (T11, T12 och T13) kan skruvas direkt på kylelementet. An-

vänd kylpasta på alla transistorerna. När du borrar monteringshål för resten av kretskorten, transformatorerna, nätströmbrytaren och lysdioderna (i frontpanelen) samt ventilationshålen i lådan kan du skruva fast allting på plats och dra kablarna.

Använd väl skärmad audiokabel för att ansluta ingångarna på förstärkarkorten med terminalerna nära ingångssocklarna på indikatorkortet. Använd de två jordterminalerna intill ingångskontakterna för att ansluta lådan till jorden på de två kanalerna. På detta sätt undviks jordslingor. Mätgångarna för förstärkarens utgångssignalen är placerade i mitten på indikatorkortet. Det enklaste sättet att ansluta dem är att använda tunn, flexibel kabel för anslutningen till utgångskontakterna. För att det skall bli enklare visas en komplett ledningsdragningschema i figur 10.



Figur 10. Här visas det rätta sättet att koppla ihop allting i lådan.



## Att välja transistorer

Dubbeltransistorer av typ 2SC3381 och 2SA134 från Toshiba används för differentialsförstärkarna i ingångssteget. Dessa transistorer kan eventuellt vara svåra att få tag på men är praktiskt taget de enda bra komplementära dubbeltransistorer som fortfarande finns tillgängliga kommersiellt.

Vi valde transistorer av typ 2SC2911 och 2SA1209 från Sanyo för differentialsförstärkarna i spänningsförstärkningssteget. Dessa transistorer kommer i TO-126 hölje och har en enastående linjäritet kombinerad med en låg utgångskapacitans (3 pF respektive 4 pF) och de kan hantera upp till 160 V. Den maximala värmeavledningen är 10 W (4 W vid 100 °C) och den maximalt angivna kollektorströmmen är 200 mA under en sekund eller 140 mA kontinuerligt. Den maximalt tillåtna emitter-basspänningen är endast 5 V så ett par 4,7 V zenerdioder är kopplade 'rygg-mot-rygg' mellan utgångarna hos var och en av differentialsförstärkarna (D5-D8). Dubbeltransistorerna har liknande begränsningar och två rygg-mot-rygg dioder är placerade mellan ingångarna hos var och en av differentialsförstärkarna (D1-D4).

Att matcha de respektive transistorparen (NPN-NPN och NPN-PNP) förbättrar definitivt kvaliteten hos förstärkaren och du skall därför vara uppmärksam på  $h_{FE}$  parameter klassificeringen (GR/BL, R/S/T/, och R/O) när du köper dessa komponenter.

Som utgångstransistorer och drivare för dessa har vi valt några gamla vänner, nämligen de transistorer som via använde i vår förstärkare Titan 2000 (Allt om Elektronik 2-6/1999). Dessa utgångstransistorer har en relativt konstant  $h_{FE}$  upp till ca 5 A och gör sig verkligen ett namn i denna förstärkare. De kan hantera en maximal kontinuerlig ström på 15 A, vilket i praktiken betyder att förstärkaren kan användas med så låga lastimpedanser som 1,5  $\Omega$ .

För integratorn IC1 valde vi en OPA177, som har en mycket låg offsetspänning (100  $\mu$ V mellan -40 °C och +85 °C). Denna opamp har en maximal biasström på  $\pm 6$  nA, vilket ger ett litet bidrag till de resterade offseten vid utgången från förstärkaren ( $\pm 2$  mV max, lika med 6 nA  $\times$  330 k $\Omega$ ).

Vi valde en MOSFET för T18 i skyddskretsen så att spänningsdelaren R43/R44 kunde ha en hög impedans. Detta gör att kapacitansen hos C18 kan vara relativt liten, vilket har två fördelar: Storleken på C18 kan hållas nere, och DC-skyddskretsen behöver inte dra så mycket ström från C18.

En av täckpanelerna i lådan är solid medan den andra har perforeringshål. För att lådan skall vara stadig beslöt vi oss för att använda den solida panelen som botten och den perforerade som lock. Detta ger kontinuerlig ventilation i lådan. Vi rekommenderar dock att du gör några extra ventilationshål i botten nära förstärkarkretskorten för extra kylning av T7-T10.

### Kalibrering

När allting monterats ihop och kabeldragningen är färdig kommer det ögonblick när du slår på förstärkaren för första gången. Som en säkerhetsåtgärd skall du montera 33  $\Omega$ , 5 W motstånd i serie med strömförsörjningsledarna innan du slår på förstärkaren, om något skulle gå fel. Vrid också först P1 längst till vänster (motsols) för att ställa in tomgångsströmmen på minimum. Efter detta kan du slå på strömmen.

För att ställa in tomgångsströmmen kan du mäta spänningen mellan emitttern på T14 eller T15 och R36 (som är lätt att komma åt med en mätprob). Justera spänningen till 22 mV. Om du kan göra detta för båda utgångssteget och inställningarna förblir stabila kan du ta bort motstånden från strömförsörjningsledningarna.

Det lättaste sättet att justera överstyrningsindikatorn är att använda ett oscilloskop, men du kan också klara det

utan något sådant. När tomgångsströmmen har ställts in skall du driva förstärkaren till precis under dess maximala utgångsamplitud med en 1-kHz sinussignal. Detta görs bäst med ett 8- $\Omega$  motstånd med en effektmärkning på minst 30 W, men kan också göras utan belastning. Mät signalerna vid utgången från IC1a och IC3a och justera dem till minimum. Om du inte har tillgång till ett oscilloskop kan du använda en multimeter. Den enklaste metoden är att ställa in trimpotentiometern på 210  $\Omega$  innan du löder fast dem på kortet.

### Varde ljud!

När du nu gjort allt detta så kan förstärkaren göra vad den är avsedd att göra, förstärka audiosignaler på ett mycket förfinat sätt. Det initiala ljudintrycket från denna förstärkare påminner mycket om det från föregångarna HEXFET-förstärkaren och IGBT-förstärkaren som vi hade i *Allt om Elektronik* för många år sedan. Valet av komponenter och den kompakta dubbelsidiga kretskortslyouten bär frukt här i form av en transparent återgivning som inte på minsta sätt låter ansträngd och som har en mycket rymlig, väldetaljerad stereobild. Denna förstärkare kräver ett par riktigt bra högtalare, helst stora sådana (då dessa normalt sett har bättre verkningsgrad än små kompakta högtalare). Trots allt så

handlar det ju om en ganska modest utgångseffekt men det borde inte vara något problem för alla dem som inte brukar lyssna på hårdrock, grunge och heavy metal. De noggranna indikatorerna är till stor hjälp när det gäller att ställa in den maximala volymen och denna förstärkare visar återigen hur lite effekt som egentligen behövs för att skapa ett enastående stereoljud med tillräckligt hög ljudnivå.

(040199-1)

## Varning

I denna design finns det strömförsörjningstransformatorer som är direkt anslutna till nätspänning. Detta kan leda till livsfarliga situationer om du inte följer säkerhetsföreskrifterna mycket noga. Om du använder den typ av nättransformator som visas i krets-schemat kan kretsen monteras in i en låda som en klass-2 enhet.

När du är färdig med bygget kan du sätta fast etiketten som visas i ledningsdragnings-schemat baktill på lådan.



# ÅSIKTER OM RÖR

## Rör kontra transistorer



I detta nummer har vi två förstärkarbyggen för audio, ett med rör och ett med transistorer. De skiljer sig lika mycket åt som folks uppfattning om vad som är bäst: Rör eller transistorer.

Finns det egentligen någon mening med att gå tillbaka till våra farföräldrars förstärkarteknik? Finns det något sådant som det 'legendariska rörljudet'? Eller är detta bara en fråga om att våra känslor vägrar att böja sig för fysiska mätresultat? Vi har för-

sökt att tränga in i detta ämne genom att titta på det från tre olika perspektiv. Ett från en designer i vårt eget laboratorium, ett från den professionella studiovärlden och ett som kombinerar den fysiska och musikaliska aspekten.





**Figur 1.** Schoeps M222 rörmikrofon är designad för fast eller bärbart bruk i en professionell omgivning. Med vridomkopplaren 'Harmonics' kan användaren justera inställningarna för att få önskat ljud.

## Audiodesignern: Inga känslor

Under många år så har **Ton Giesberts** varit en trogen medlem av det lilla, men tajta team som bemannar Elektor Electronics (vår modertidning) laboratorium. Under denna tid har han blivit specialist på audiokretsar. Han är ansvarig för de flesta av de stora audio-konstruktioner som vi har publicerat i Allt om Elektronik under lång tid nu, som 'Halvledarstyrd förstärkare' (1989), 'Mellaneffekts LF-förstärkare' (1990), 'Utgångsförstärkare för bandhögtalare' (1992), 'Batterimatad förstärkare' (1997), 'Titan 2000' (1999) och 'Crescendo ME' (2001) bara för att nämna några. I detta nummer finns hans senaste skapelse, det fantastiska, kompakta 'High-End slutsteget'.

Med tanke på den ständigt pågående dispyten mellan rör och transistorentusiaster om vad som låter bäst, och med tanke på det faktum att vi har byggen med båda varianterna i detta nummer, så vill vi naturligtvis höra vad Ton har att säga i detta ämne.

Vi skall börja med att säga att Ton håller benhårt på teknisk kvalitet och en bygg-självdesign med dåliga prestanda har inte en chans att lämna labbet med hans godkännande.

Ton har en klar uppfattning när det gäller förstärkare byggda med rör: "De är helt enkelt inte bra! De färgar ljudet och har dålig dämpning, vilket försämrar ljudet. En transistorförstärkare gör ett betydligt bättre jobb när det gäller att hålla kontroll på högtalarna och lägger i stort sett ingenting till ljudbilden".

Enligt honom så beror detta egentligen inte på rören utan på det faktum att de flesta rörförstärkare är dåligt designade. Dessutom bildar transformatorn i en rörförstärkares utgångssteg ett extra hinder när det gäller att få en realistisk ljudåtergivning. Han baserar sin uppfattning på de många mätningar som han har

utfört på rörförstärkare under årens lopp. Men Ton har inget emot rör som sådana. Han tror att de kan användas i excellenta designar, men då hans erfarenhet är begränsad till transistorkonstruktioner så är han tveksam till att ge sig på att designa en rörförstärkare. "Det är fel utmaning för mig, jag tillhör definitivt kisel-generationen".

Enligt Ton finns det andra allvarliga nackdelar när det gäller rörförstärkare vid sidan av ljudkvaliteten. "Hur kan man, i vår miljömedvetna värld, rättfärdiga marknadsföringen av en förstärkare med så usel verkningsgrad? Dessutom har rör en kort livslängd och innehåller förmodligen giftiga ämnen. De kanske skall betraktas som farligt avfall!".

Som du säkert förstår så skulle Ton aldrig bygga eller köpa en rörförstärkare. Han tror dock att det är möjligt att designa rörförstärkare och transistorförstärkare med lika bra egenskaper, men det är betydligt svårare att göra så med rör.

"Om någon väljer en rörförstärkare för dess 'varma' eller 'naturliga' ljud så är det helt OK med mig så länge han eller hon trivs med den. Men jag vill ha ett system som lägger så lite som möjligt till det ursprungliga ljudet. Utgångssignalen måste vara bästa möjliga kopia av ingångssignalen".

## Rörmikrofonen: Fysik kontra känslor

**Av Bernhard Vollmer**

Författaren har varit aktivt involverad i kvalitetsutvecklingen hos Schoeps, en tysk tillverkare av studiomikrofoner, under mer än två årtionden. Som leverantör till Schoeps tillverkar hans företag rörmikrofonen M222 ([www.m222.de](http://www.m222.de)).

Vad vore musiken utan känslor? Skall vår erfarenhet, våra öron och känslighet ha företrädesrätt framför de tekniska aspekterna? Förbättringar är endast möjliga om välgrundad förståelse utgör basen för ytterligare utveckling. Men även då är jämförande lyssningstester alltid nödvändiga för att bedöma slutresultatet. Men vilket är då det rätta sättet att göra jämförelser? De mänskliga sinnen är inte absoluta, alla som gör sig besväret att utföra jämförande tester och bara lyssnar på en enda produkt faller alltid offer för sina förväntningar ("rörljud är varmt därför att rören är varma"). Vad som gör det värre är att folk inte inser detta och därför baserar sitt utlåtande på förutfattade meningar. I allmänhet så är det två frågor som alltid måste besvaras:

1. Finns det någon skillnad i ljudet, och i så fall, av vilken beskaffenhet?
2. Vilket är det bästa resultatet?

Det är nödvändigt med långa lyssningssessioner för att kunna besvara dessa frågor. Om du finner någonting varmt eller kallt så har detta också att göra med temperaturen hos din tidigare omgivning. För att bekräfta antagandet att 'A' låter bättre än 'B' så är ditt enda alternativ att direkt jämföra dem den ena efter den andra utan någon fördröjning däremellan, eventuellt genom att switcha fram och tillbaka mellan dem när musiken spelar. På detta sätt kan du avgöra om det finns någon skillnad, hur stor denna är och skillnadens natur. All form av paus mellan de två signalerna innebär en stor risk för en felaktig värdering.



Ett annat viktigt övervägande i en sådan 'A'-'B' jämförelse är att nivåerna hos de signaler som jämförs måste vara absolut identiska. Folk kan inte höra en skillnad på bara 0,5 dB i ljudnivå som en skillnad i volym. Men signalen med den högre ljudnivå kommer emellertid att omedvetet bedömas som att den låter bättre.

En jämförande test med switchbara rörsignalvägar är meningslös om det finns tydligt mätbara skillnader i frekvensåtergivningen, eller om du inte noggrannt matchar signalerna. Mätbara skillnader skall elimineras så mycket som möjligt innan du låter dina öron vara med i spelet. I annat fall kommer du bara att höra de förhärskande skillnaderna, vilket du redan kunde ha upptäckt med hjälp av mätningar.

Många jämförande tester mellan rör och transistorförstärkare har redan utförts och sådana tester leder till jämförbara resultat om de utförs korrekt. För att inte gå för djupt in på onödiga detaljer kan man summera dessa resultat på följande sätt.

Vid låga signalnivåer är rör brusigare, med skillnaden i ljud är liten. Vid mellanhöga signalnivåer är skillnaderna knappt märkbara. Vid relativt höga signalnivåer skapar rören fler och fler övertoner (harmoniska signaler) speciellt vid lägre frekvenser. Resultatet blir att ljudet inte längre är neutralt som med transistorer, men ljudet kan låta mer behagligt, speciellt med högt impulsiva ljudhändelser (som tal och gitarrmusik). Då övertonerna vid låga frekvenser fortfarande är låga frekvenser beskrivs det resulterande ljudet ofta som varmare eller fylligare. Om konstruktörerna inte har gjort något allvarligt fel så är skillnaderna mellan rör och transistorförstärkare betydligt mindre än vad folk i allmänhet tror.

Schoeps M222 rörmikrofon är designad för rörentusiaster och kan användas som fast eller bärbar mikrofon i professionella omgivningar. Rörinställningarna kan ändras av användaren för att uppnå det önskade ljudet.

## Rörljudet: Myt eller verklighet?

Av Klaus Rohwer, PhD

Författaren är fysiker och spelar munspel på amatörjazznivå (<http://www.klausrohwer.de/>).

Det berömda rörljudet, existerar detta verkligen? Ja, det gör det — men det behöver inte komma från ett rör! Här måste vi skilja mellan enheter som producerar musik och enheter som återger musik. Den första kategorin inkluderar musikförstärkare och effektgeneratorer medan den andra kategorin inkluderar hi-fi och high-end system för vardagsrummet. Den förstnämnda typen av utrustning är optimerad för hög verkningsgrad (volym) och designad att låta musiker få fram det ljud som de vill ha. Den andra typen av utrustning skall vara optimerad för att reproducera ingångssignalen i förstärkt form med minsta möjliga förfalskning eller distorsion. Många musiker och audioentusiaster tror dock uppenbarligen att någonting måste 'glöda' någonstans för att kunna generera ett 'varmare' ljud. Jag anser personligen att detta enbart är en *idée fixe*.

Först, när det gäller musikproduktion, vad vi här menar med 'rörljud' efterfrågas i huvudsak av gitarrspelare och bluesmunspelare. Tonerna från en jazzgitarr utan rörljud är lika ofattbart som ljudet av Chicago

blues. Det består av fyra komponenter:

- mjuk klippning i stället för den hårda klippningen i en transistorförstärkare;
- en komprimerande effekt tack vare en strömförsörjning med hög inre impedans;
- ett 'fylligare' ljud tack vare extra jämna övertoner producerade av en karakteristiskkurva som är asymmetrisk (även i småsignalområdet);
- ökad färgning av högtalaregenskaperna tack vare en högimpedant utgång.

Mjuk klippning är resultatet av den gradvisa kröknings av förstärkningsegenskaperna (förhållandet mellan ingångsspänningen och utgångsspänningen) i motsats till den plötsliga kröken i egenskapskurvan hos en normal transistorförstärkare. Symmetrisk klippning, antingen den är hård eller mjuk, producerar alltid bara udda övertoner i utgångssignalen. Men med mjuk klippning faller amplituden hos högre ordningens övertoner mycket snabbare än vid hård klippning och ljudet låter därför mindre 'hårt' (figur 2). Liknande överväganden gäller högimpedansdrivningen (strömdrivning) för högtalarna. Signalkomprimering kan man också få med transistorer, men det är svårare än med rör. I dagens läge med digitala signalprocessorer (DSP) kan man uppnå detta enkelt och det finns flera kommersiellt tillgängliga effektgeneratorer, och även kompletta förstärkare (som de som tillverkas av Line 6, se weblänken) som kan emulera vissa typer av förstärkare med extraordinär trogenhet, vilket flera användare har försäkrat oss.

När det gäller musikåtergivningen, om du inte vill avvika från de raka kurvegenskaperna, som är det idealiska för alla high-end förstärkare, behöver du inte nödvändigtvis använda rör då du kan uppnå samma resultat med transistorer, vilket redan nämnts.

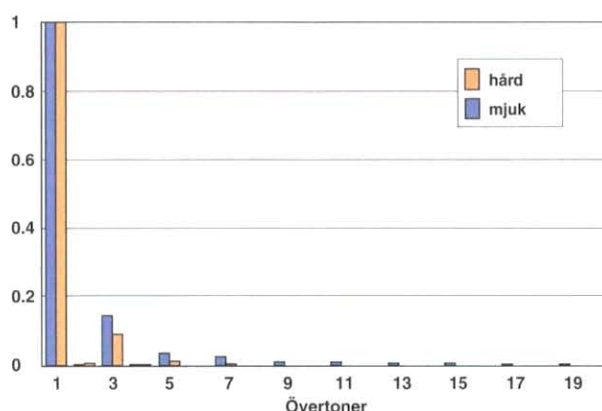
(040461-1)

### Weblänkar:

[www.m222.de](http://www.m222.de) (beskrivning av Schoeps M222 mikrofon)

[www.schoepsclassics.de](http://www.schoepsclassics.de) (äldre rörförstärkare från Schoeps)

[www.line6.com/products.html](http://www.line6.com/products.html) (effektprocessorer och mjukvara för rörförstärkareemulering)



**Figur 2. Med mjuk klippning avklingar amplituden hos högre ordningens udda övertoner mycket snabbare än med hård klippning och ljudet låter därför betydligt mindre hårt.**



# EL156 AUDIO EFFEKT-

Gerhard Haas



Tack vare sin robusthet har den legendariska audioeffekt-pentoden EL156 funnit sin väg in i många professionella förstärkarenheter. Dragningskraften kommer inte bara från dess tilltalande form utan också från dess imponerande audioegenskaper. Vi presenterar därför denna klassiska krets, uppdaterad med högkvalitativa moderna komponenter.



# FÖRSTÄRKARE

## En legend återvänder

EL156 tillverkades i den legendariska rörfabriken som Telefunken drev i Ulm nära floden Donau i Tyskland. Med EL156 kunde man tillverka förstärkare på upp till 130 W, med bara två rör i utgångssteget och ett i drivsteget. Genuina EL156 kan man idag inte köpa nya till realistiska priser och det finns knappast heller några begagnade att få tag på. De ursprungliga enheterna använde rörbaser av metall, som fortfarande går att få tag på, men en ny design som använder ursprungsrör och metallrörbas vore opraktiskt med tanke på tillgängligheten till vettiga priser.

### Made in China

Lyckligtvis tillverkas detta rör fortfarande i Kina med de ursprungliga Telefunkenmaskinerna. Numera används en normal oktallrörbas, vars stiftkonfiguration är densamma som hos EL84, 6L6, KT88 och liknande rör. Komponenterna är inte billiga direkt men priset är inte oöverkomligt och rören levereras normalt tillsammans med basen. Jämförelser med de ursprungliga Telefunkenrören visar att de är mycket goda mekaniska och elektriska kopior och väl lämpade att användas i en hi-fi förstärkare.

Innan vi fortsätter med att beskriva designen så skall vi först titta på några speciella egenskaper hos dessa rör. I textrutan jämför vi grundspecifikationerna hos EL156 med dem hos det välkända och allmänt använda EL34. Denna information kommer till stor del att avgöra förstärkarens design. För att få tillräcklig utgångseffekt måste anodspänningen vara minst dubbelt så hög som skärmgallerspänningen. Drivkretsen måste vara designad att enkelt kunna hantera den jämförelsevis lågimpedanta last som presenteras av gallerläckmotståndet. Den populära ECC83 kan man räkna bort då den arbetar endast runt 1 mA. ECC82 dubbeltriod kan arbeta med en anodström på 10 mA och verkar vara lämplig. Dess open-loop förstärkning är dock bara 17, vilket inte är tillräckligt för att

få adekvat känslighet, även före tillåten marginal för negativ feedback. ECC81 som har en open-loopförstärkning på 60 och kan arbeta med anodströmmar upp till 10 mA kan emellertid användas för att bygga en lämplig lågimpedanskrets.

Två EL156 kan användas för att producera en uteffekt på 130 W med bara 6% distorsion. För att förbättra tillförlitligheten och öka rörens livslängd så har vi emellertid begränsat den maximala uteffekten. En genuin hi-fi-utgång på 100 W med låg distorsion är bättre än 130 W vid 6%, speciellt som en stor del av denna distorsion finns inom den onjutbara tredje övertonen.

Hela kretsen byggs på fyra kretskort, som bildar ett monoblock. Figur 1 visar förstärkaren och nätdelen tillsammans. Kondensatorerna i strömförsörjningen är kaskadkopplade för att filtrera den höga anodspänning för att få den önskade spänningsstabiliseringen. För att få de relativt höga strömmar som behövs för skärmgallren hos EL156 så produceras två separata högspänningsmatningar med hjälp av likriktarbryggor från två isolerade transformatorlindningar ('hi' och 'lo'). Omedelbart efter likriktarna är dessa matningar seriekopplade och individuellt filtrerade. Drosseln Dr1, med ett värde på 2,3 H är märkt för en ström på 0,3 A och filtrerar anodmatningen medan Dr2, med ett värde på 4 H och en strömmärkning på 0,18 A, filtrerar skärmgallerspänningen. Drivröret matas också från skärmgallerspänningen. Denna spänning måste vara väl filtrerad eftersom eventuellt brum på denna kommer att förstärkas hela vägen till utgången. Här har skärmgallret en viss kontrolleffekt. De föreslagna värdena ger god filtrering och därmed lågt brum. Radiala elektrolytkondensatorer på 100  $\mu$ F och 500 V rekommenderas för att få strömförsörjningen kompakt. En arbetsspänning på 500 V ger en tillräckligt stor marginal för pålitlig operation även i händelse av nätöverspänning. Notera urladdningskondensatorerna parallellt med elektrolyterna. Den neg-

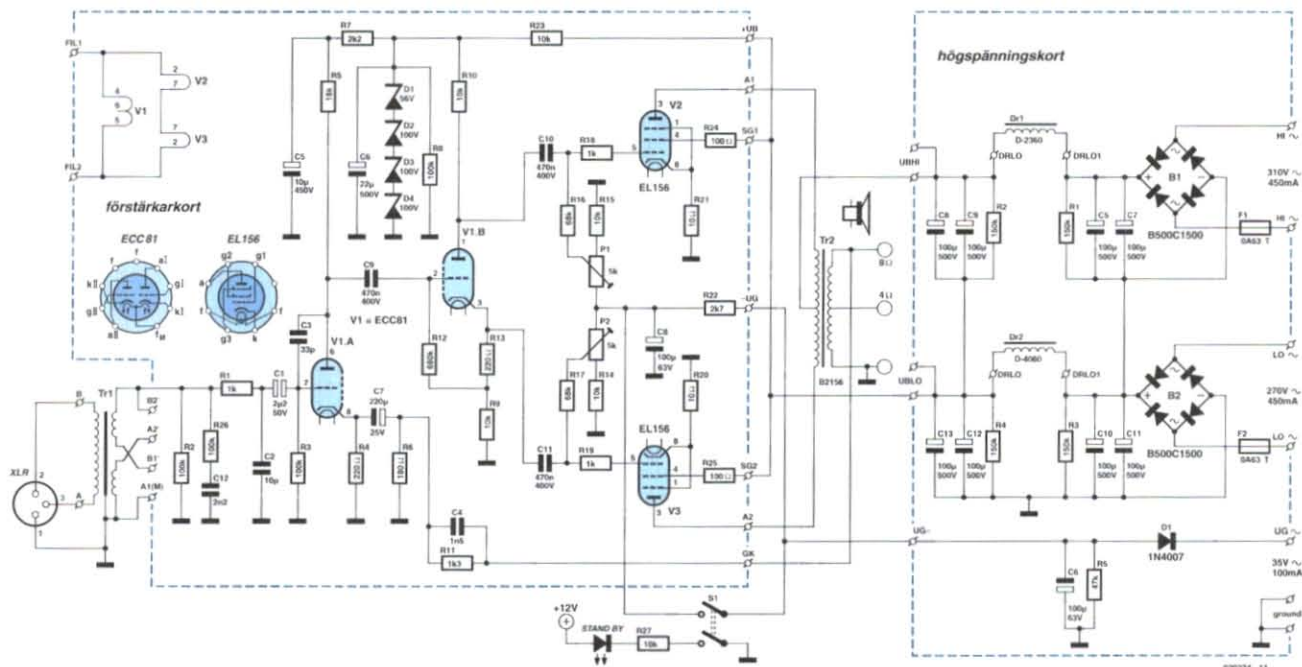
ativa gallerförspänningen lämnas av en diod och en elektrolytkondensator. Denna spänning filtreras ytterligare på förstärkarkortet.

Det är inte möjligt att bygga en ultralinjär förstärkare med EL156 med en hög anodspänning. Detsamma gäller för EL34. Utgångstransformatorn är därför ansluten på så sätt att impedansen hos galleranslutningen till utgångsröret är mycket lägre än i konventionella rörkretsar och betydligt lägre än det maximalt tillåtna värdet på 100 k $\Omega$ . Detta minskar kraven på toleransen hos rören och därmed behövs inte någon så kallad 'select-on-test' av rören.

Kopplingskondensatorerna C9 till C11 har ganska stora värden. Detta behövs för att se till att tillräckligt låga frekvenser kan hanteras i lågimpedanskretsen. Ingångs och fasvändarstegen (V1 respektive V2) har relativt låga anod och katodmotstånd. Matningsspänningen för ingångs och fasvändarstegen stabiliseras av zenerdioderna D1 till D4. Arbetspunkten hos V1 är därför oberoende av fluktuationer i matningsspänningen orsakade av utgångens drivsteg. R1 och C2 spärar höga frekvenser. Kondensator C4, kopplad parallellt med negativa feedbackmotståndet R11, dämpar högfrekvensoscillering. C3, mellan anoden och gallret på V1a, utför samma uppgift. R4 och R6 ligger parallellt med AC-signaler och sätter, tillsammans med negativa feedbackmotståndet R11, in den totala förstärkningen. Förstärkaren är designad med endast en liten mängd negativ feedback, detta förbättrar det slutliga ljudet.

En E-1220 transformator (Tr1) med ett varvförhållande på 1:2 monteras på förstärkarens ingång. Detta ger tillräcklig ingångskänslighet såväl som isolering. Differentiella eller kvasidifferentiella audioanslutningar är teoretiskt mindre känsliga för störningar och förhindrar jordslingor. Dessutom ger 1:2 förhållandet en extra känslighet på 6 dB utan extra brus och lämnar lite mer marginal för negativ feedback.





Figur 1. Hjärtat i rörförstärkaren med utgångstransformatorn och högspänningsmatningen.

Kretskortet tillåter också en 1:1 anslutning, i vilket fall dubbla insignalnivån behövs för full drivning. Det önskade förhållandet kan väljas med trådbyglar. Kombinationen C12 och R26 kompenserar för transformatorresponsen vid höga frekvenser.

## Alltid redo

Utgångssteg med rör designas ofta med en så kallad stand-by funktion. Detta förlänger livet på rören i ut-

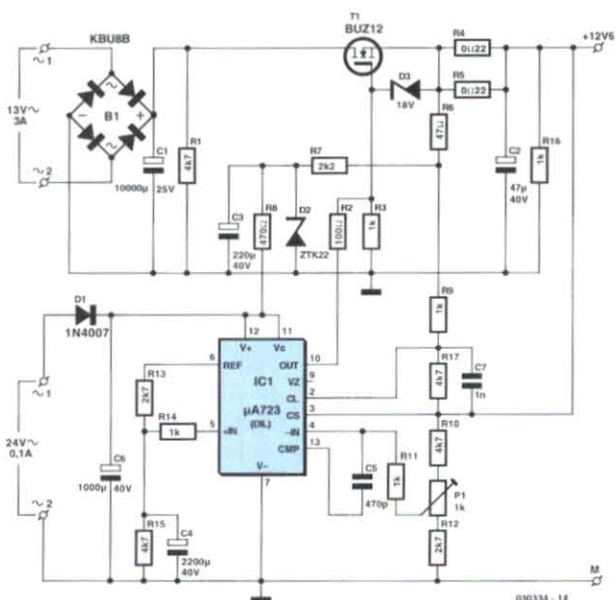
gångssteg, vanligtvis genom att koppla från anodmatningen medan glöd och anodspänningar ligger kvar. Genom att lämna den i stand-by läge är förstärkaren klar att användas omedelbart.

Med tanke på den höga anodspänningen är en vanlig switch eller ett vanligt relä inte lämpligt. Vi använder en annan lösning och kortsluter R22 med stand-byswitchen så att den negativa gallerförspanningen på utgångsrören höjs. Nu flyter det endast en liten

tomgångsström. Enligt rördataböcker är detta att föredra framför att koppla från anodspänningen, då lång tid med glödström utan att det finns någon anodspänning gradvis minskar katodens emissionsförmåga. En LED ansluten till den andra polen på den dubbelpoliga switchen indikerar när stand-bymod är aktivt. LED-en kan försörjas från glödströmsmatningen.

## DC-glödström

För att minimera brum används en lågfalls DC-glödström med den välkända spänningsregulatorn 723 och en MOSFET (figur 2). Matningen har designats för att minimera förluster och för detta så har glödtrådarna i de två EL156-orna seriekopplats. ECC81 kan arrangeras så att den arbetar från en glödspänning på 12,6 V. Vid dubbla spänningen (12,6 V i stället för 6,3 V) flyter bara halva strömmen, vilket betyder att förluster i likriktarbryggan minskas betydligt. Med de givna komponentvärdena hålls förlusterna i T1 nere. Ett annat trick används för att minska spänningsfallet på grund av strömbegränsningskretsen. 723-an inkluderar en kiseltransistor för strömbegränsning, vars bas-emitterpunkt känner av spänningen över strömbegränsningens avkänningsmotstånd R4 och R5. Normalt skulle dessa kiseltransistorer switcha från vid ca 0,6 V. Här förses emellertid basen med en stabiliserad

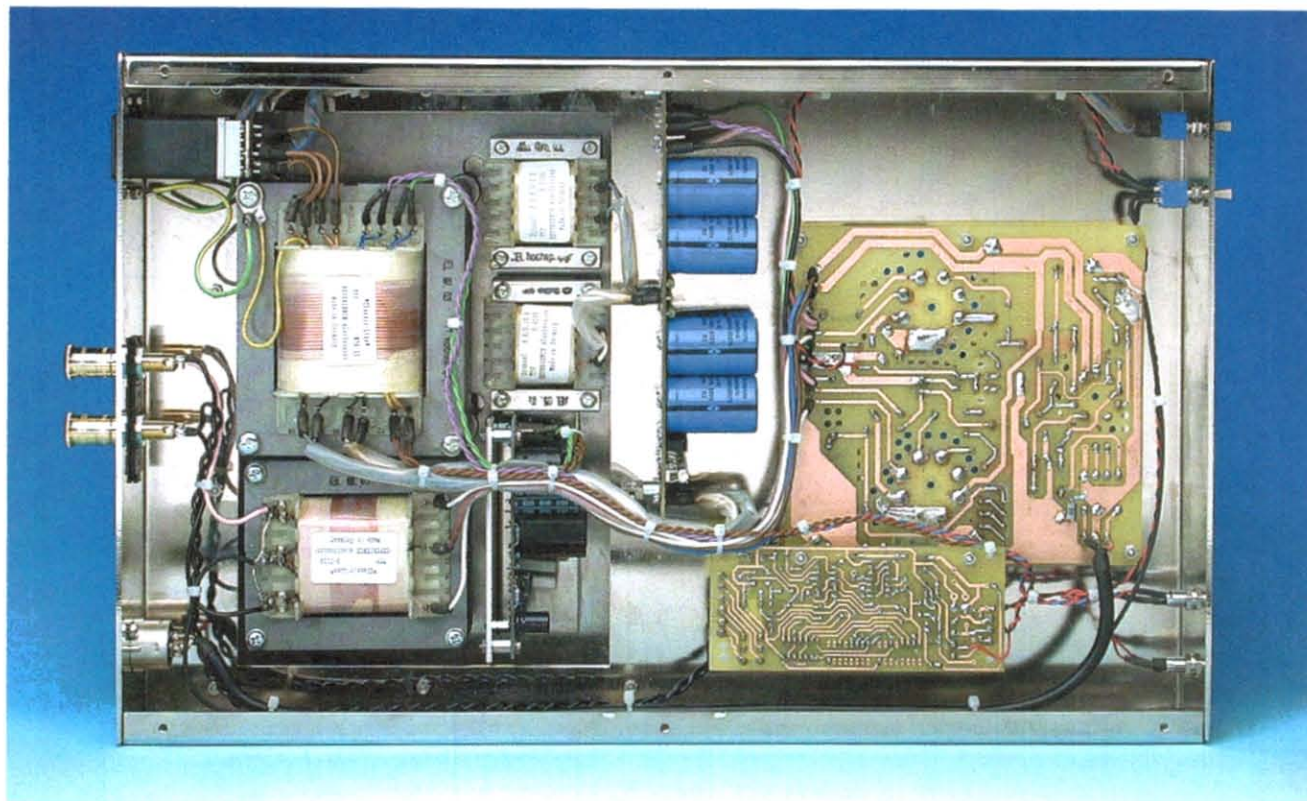


Figur 2. Denna lågfalls DC-regulator ger glödströmmen.









Figur 4. Förstärkaren sedd underifrån.

satorerna C10 och C11 laddas ur snabbt. Om spänning läggs på igen måste hela cykeln upprepas. Detta ser

till att utgången återigen tystas så att de tidigare nämnda önskade effekterna undviks.

### Själva bygget

Monoblockförstärkaren omfattar totalt tre kretskort och flera lindade komponenter monterade i en låda såsom vi-

## Ett rör är ett rör är ett rör...

| Parameter                        | Symbol      | EL34    | EL156 | Enheter    |
|----------------------------------|-------------|---------|-------|------------|
| Glödspänning                     | $U_f$       | 6.3     | 6.3   | V          |
| Glödström                        | $I_f$       | 1.5     | 1.9   | A          |
| Maximal anodspänning             | $U_{amax}$  | 800     | 800   | V          |
| Maximal katodström               | $I_{kmax}$  | 150     | 180   | mA         |
| Maximal anodeffektförlust        | $P_{Vmax}$  | 25/27,5 | 40    | W          |
| Maximal skärmgallereffektförlust | $P_{vg2}$   | 8       | 8/12  | W          |
| Skärmgallerström                 | $I_{g2}$    | 11/22   | 5/25  | mA         |
| Maximal skärmgallerspänning      | $U_{g2max}$ | 425     | 450   | V          |
| i klass AB operation             |             | 425     | 350   |            |
| Gallerförspanning                | $U_{g1}$    | -39     | -24   | V          |
| AC gallerdrivspänning            | $U_{g1AC}$  | 23      | 18    | V          |
| Transkonduktans                  | $S$         | 11      | 13    | mA/V       |
| Inre resistens                   | $R_i$       | 15      | 20    | k $\Omega$ |
| Maximalt gallerläckmotstånd      | $R_{g1max}$ | 700     | 100   | k $\Omega$ |

I vissa fall har storheterna rundats av eller så visas riktvärden då inte alla databöcker exakt håller med om alla värden. Värden visade efter ett snedstreck gäller maximal drivning. EL34 och EL156 är genuina audioeffektpentoder snarare än strålrörstetroder som 6L6, KT88 eller 6550. De liknar varandra men är inte identiska i alla aspekter. EL156 kräver ca 27% mer glödeffekt och ger en maximal katodström som är ca 20% högre. Dess maximala anodeffektförluster är ca 60% högre än hos EL34. EL156 har också högre inre resistens, högre transkonduktans, högre ström och något lägre gallerförspanning.

Den maximala drivningen kan också uppnås med en lägre gallerdrivningsspänning. Tack vare dessa egenskaper kan högre förstärkning uppnås med en EL156 än med en EL34 och som ett resultat av detta behöver vi bara en dubbel triod i





**Figur 5. Det sköna glödet från en EL156 i funktion.**

sas i figur 4. Vår prototypförstärkare byggdes in i en sömlöst svetsad nickelpläterad aluminiumlåda som polerats högblank. Geom att använda alu-

minium får vi skärmning från magnetiska störningar, vilka i huvudsak kommer från de fält som produceras av transformatorerna. Alla jordanslut-

ningar måste dras ihop på förstärkarkortet och fästas i lådan vid en enda punkt med en skruv, mutter och lödtunga. Om du inte gör detta kommer

drivsteget, trots vår högre utgångseffekt.

För båda rören måste ett antal detaljer observeras i högeffektsoperation. Vid högre matningsspänningar måste skärmgallerspänningen vara fixerad vid ett givet maxvärde. Det är också i allmänhet nödvändigt att ha en fast gallerförspanning. Det maximala tillåtna gallerläckmotståndet är betydligt mindre för EL156 än för EL34. Det maximala värdet på gallerläckmotståndet specificeras i databladet för varje rör. Teoretiskt sett kan ett rör drivas utan effektförluster men i praktiken flyter det en liten gallerström som måste ledas bort. Detta måste tas med i beräkningen när man designar drivkretsen. EL156 kan bara drivas effektivt när anodspänningen är tillräckligt hög, effekt har sitt pris! I en triodkrets som använder klass AB push-pull operation kan förlusterna uppgå till 30 W.

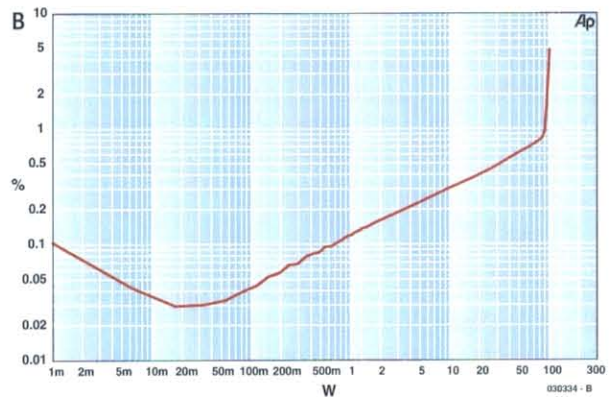
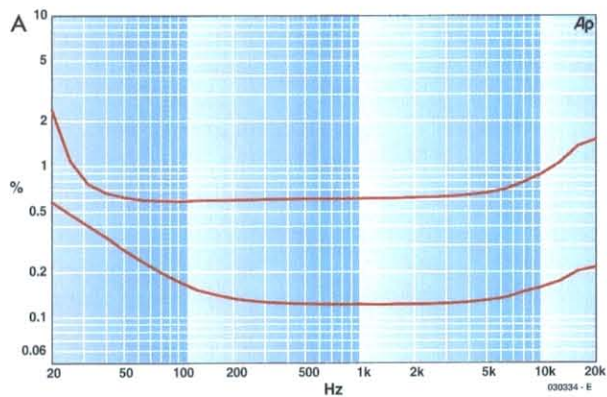
Skärmgallerspänningen för EL156 i högeffekts klass AB push-pull operation måste vara minst 350 V. För EL34 krävs minst 400 V.



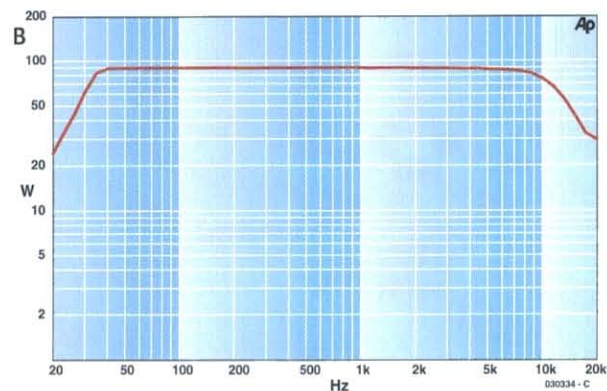


# På testbänken

| Uppmätta egenskaper (alla mätningar gjorda med en 8 Ω last) |                                        |        |       |                  |
|-------------------------------------------------------------|----------------------------------------|--------|-------|------------------|
| Parameter                                                   | Konditioner                            |        | Värde | Enheter          |
| Ingångskänslighet                                           | 90 W, 1 % THD+N                        |        | 1.4   | V <sub>eff</sub> |
| Ingångsimpedans                                             | 20 Hz                                  |        | 4     | kΩ               |
|                                                             | 1 kHz                                  |        | 9     |                  |
|                                                             | 20 kHz                                 |        | 1.08  |                  |
| Utgångseffekt i sinus                                       | 1% THD+N                               |        | 90    | W                |
| Bandbredd                                                   | −3 dB, 1 W                             |        | 41    | kHz              |
| Slew rate                                                   | 10 μs steg                             |        | 5     | V/μs             |
| Signal-till-brusförhållande                                 | vid 1 W, bandbredd = 22 Hz till 22 kHz |        | 88    | dB<br>BA         |
|                                                             |                                        |        | 102   |                  |
| Harmonisk distorsion och brus                               | 1 W                                    | 1 kHz  | 0.12  | %                |
|                                                             |                                        | 20 kHz | 0.21  |                  |
|                                                             | 50 W                                   | 1 kHz  | 0.6   |                  |
|                                                             |                                        | 20 kHz | 1.43  |                  |
| Intermodulationsdistorsion                                  | 50 Hz : 7 kHz = 4:1                    | 1 W    | 0.5   | %                |
|                                                             |                                        | 50 W   | 2.6   |                  |
| Dynamisk intermodulationsdistorsion                         | 3.15 kHz fyrkant och 15 kHz sinusvåg   | 1 W    | 0.064 | %                |
| Dämpningsfaktor                                             | 1 kHz                                  | 2.9    | –     |                  |
|                                                             | 20 kHz                                 | 2.3    |       |                  |



Figur A visar den totala harmoniska distorsionen plus brus (THD+N) som en funktion av frekvensen när förstärkaren drivs vid 1 W och 50 W. Mätningarna utfördes med en bandbredd på 80 kHz. Som man kan förvänta sig av en rörförstärkare så stiger distorsionen när kärnan i utgångstransformatoren börjar närma sig mättnad. Detta är inte någon särskild nackdel då det mänskliga örat är okänsligt för låga frekvenser och inte finner högre distorsionsnivåer obehagliga.



Figur B visar distorsionen som en funktion av drivnivå. Distorsionen stiger från ca 50 mW och framåt och domineras av harmoniska komponenter. Mätningarna utfördes med en bandbredd på 22 Hz till 22 kHz för att mer tydligt visa effekterna av harmonisk distorsion vid låga effekt-nivåer. Vid 90 W börjar förstärkaren att klippa.

Figur C visar den maximala effekten som en funktion av frekvensen för en fast distorsion (här 1%). Bandbredden vid distorsionsmätningarna var 80 kHz. Den maximala effekten börjar falla av mot de övre och nedre ändarna av förstärkarens frekvensområde. Vid den övre delen av frekvensområdet är situationen inte så illa då det i allmänhet behövs mindre effekt här i alla fall. Det är annorlunda under 40 Hz då djupa toner ofta kräver mycket effekt.





Figur 5. Det sköna glödet från en EL156 i funktion.

sas i figur 4. Vår prototypförstärkare byggdes in i en sömlöst svetsad nickelpläterad aluminiumlåda som polerats högblank. Geom att använda alu-

minium får vi skärmning från magnetiska störningar, vilka i huvudsak kommer från de fält som produceras av transformatorerna. Alla jordanslut-

ningar måste dras ihop på förstärkarkortet och fästas i lådan vid en enda punkt med en skruv, mutter och lödtunga. Om du inte gör detta kommer

drivsteget, trots vår högre utgångseffekt.

För båda rören måste ett antal detaljer observeras i högeffektsoperation. Vid högre matningsspänningar måste skärmgallerspänningen vara fixerad vid ett givet maxvärde. Det är också i allmänhet nödvändigt att ha en fast gallerförspanning. Det maximala tillåtna gallerläckmotståndet är betydligt mindre för EL156 än för EL34. Det maximala värdet på gallerläckmotståndet specificeras i databladet för varje rör. Teoretiskt sett kan ett rör drivas utan effektförluster men i praktiken flyter det en liten gallerström som måste ledas bort. Detta måste tas med i beräkningen när man designar drivkretsen. EL156 kan bara drivas effektivt när anodspänningen är tillräckligt hög, effekt har sitt pris! I en triodkrets som använder klass AB push-pull operation kan förlusterna uppgå till 30 W.

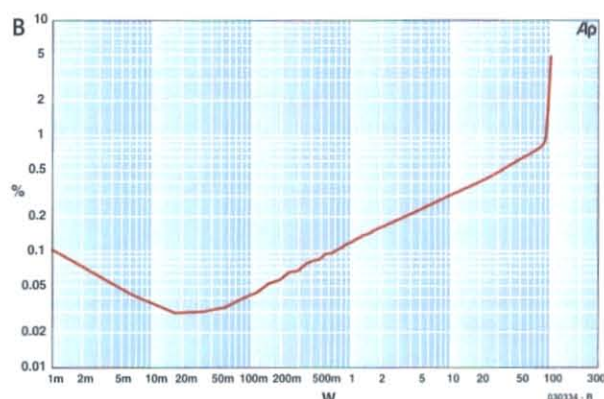
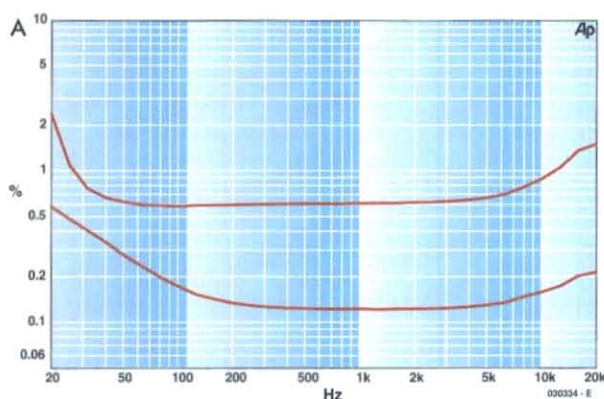
Skärmgallerspänningen för EL156 i högeffekts klass AB push-pull operation måste vara minst 350 V. För EL34 krävs minst 400 V.



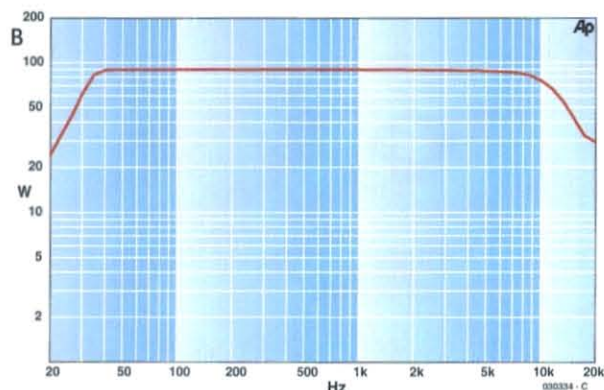


# På testbänken

| Uppmätta egenskaper (alla mätningar gjorda med en 8 Ω last) |                                        |        |       |                  |
|-------------------------------------------------------------|----------------------------------------|--------|-------|------------------|
| Parameter                                                   | Konditioner                            |        | Värde | Enheter          |
| Ingångskänslighet                                           | 90 W, 1 % THD+N                        |        | 1.4   | V <sub>eff</sub> |
| Ingångsimpedans                                             | 20 Hz                                  |        | 4     | kΩ               |
|                                                             | 1 kHz                                  |        | 9     |                  |
|                                                             | 20 kHz                                 |        | 1.08  |                  |
| Utgångseffekt i sinus                                       | 1% THD+N                               |        | 90    | W                |
| Bandbredd                                                   | -3 dB, 1 W                             |        | 41    | kHz              |
| Slew rate                                                   | 10 μs steg                             |        | 5     | V/μs             |
| Signal-till-brusförhållande                                 | vid 1 W, bandbredd = 22 Hz till 22 kHz |        | 88    | dB BA            |
|                                                             |                                        |        | 102   |                  |
| Harmonisk distorsion och brus                               | 1 W                                    | 1 kHz  | 0.12  | %                |
|                                                             |                                        | 20 kHz | 0.21  |                  |
|                                                             | 50 W                                   | 1 kHz  | 0.6   |                  |
|                                                             |                                        | 20 kHz | 1.43  |                  |
| Intermodulationsdistorsion                                  | 50 Hz : 7 kHz = 4:1                    | 1 W    | 0.5   | %                |
|                                                             |                                        | 50 W   | 2.6   |                  |
| Dynamisk intermodulationsdistorsion                         | 3.15 kHz fyrkant och 15 kHz sinusvåg   | 1 W    | 0.064 | %                |
| Dämpningsfaktor                                             | 1 kHz                                  | 2.9    | —     |                  |
|                                                             | 20 kHz                                 | 2.3    |       |                  |



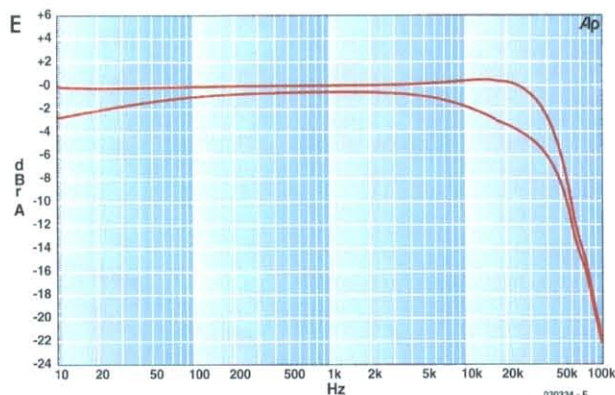
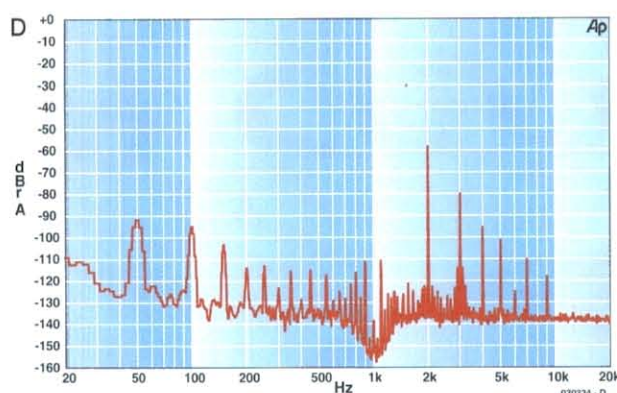
Figur A visar den totala harmoniska distorsionen plus brus (THD+N) som en funktion av frekvensen när förstärkaren drivs vid 1 W och 50 W. Mätningarna utfördes med en bandbredd på 80 kHz. Som man kan förvänta sig av en rörförstärkare så stiger distorsionen när kärnan i utgångstransformatorn börjar närma sig mättnad. Detta är inte någon särskild nackdel då det mänskliga örat är okänsligt för låga frekvenser och inte finner högre distorsionsnivåer obekväma.



Figur B visar distorsionen som en funktion av drivnivån. Distorsionen stiger från ca 50 mW och framåt och domineras av harmoniska komponenter. Mätningarna utfördes med en bandbredd på 22 Hz till 22 kHz för att mer tydligt visa effekterna av harmonisk distorsion vid låga effektnivåer. Vid 90 W börjar förstärkaren att klippa.

Figur C visar den maximala effekten som en funktion av frekvensen för en fast distorsion (här 1%). Bandbredden vid distorsionsmätningarna var 80 kHz. Den maximala effekten börjar falla av mot de övre och nedre ändarna av förstärkarens frekvensområde. Vid den övre delen av frekvensområdet är situationen inte så illa då det i allmänhet behövs mindre effekt här i alla fall. Det är annorlunda under 40 Hz då djupa toner ofta kräver mycket effekt.





En spektrumanalys av distorsionen av en 1 kHz sinussignal vid en utgångseffekt på 1 W visas i figur D. Nästan all distorsion kan hänföras till den andra övertonen vid -58.3 dB. Den tredje övertonen ligger vid -80 dB och resten av övertonerna, tillsammans med nätbrum, ligger under -90 dB. Brumkomponenten beror i huvudsak på det magnetiska fältet från transformatorerna (50 Hz komponent) annars kunde man förvänta sig att 100 Hz komponenter var mer framträdande.

Slutligen visar figur E effekten av ingångskretsen till förstärkaren där ett 4.7 k $\Omega$  motstånd och en 2.2 nF kondensator är parallellkopplade över sekundärsidan på ingångstransformatoren. Om utgångsimpedansen från förförstärkaren är högre än 50  $\Omega$ , så har ingångsimpedansen till effektförstärkaren en tydlig effekt. Den övre kurvan visar den normala frekvensåtergivningen med en impedans på 20  $\Omega$ , medan vid 600  $\Omega$  frekvensresponsen tydligt faller av i både den övre och den nedre delen av frekvensområdet.

lådan att fungera som en antenn och förstärkaren kommer att brumma.

Den höga spänning som används innebär att lådan **måste** jordas. Ingångs och utgångsanslutningarna måste isoleras från lådan, annars kan det uppstå krypströmmar.

Kablar med en genomskärningsyta på minst 0,5 mm<sup>2</sup> skall användas mellan reläkontakterna och högtalarutgångarna. Tunnare kablar har för hög resistens och då kan ett trumlande ljud höras i högtalarna under uppvärmningen. Glödtrådsanslutningarna skall ha kablar på 1,5 mm<sup>2</sup>, jordanslutningskabeln 0,75 mm<sup>2</sup>, anslutningskablar för högspänningen skall vara på 0,5 mm<sup>2</sup> och slutligen kablar för hjälpspänningsmatningen skall ha en yta på 0,25 mm<sup>2</sup>.

Operationen är relativt enkel. Kolla först att alla komponenterna är monterade korrekt och att all ledningsdragning är korrekt. Kolla därefter hjälpspänningarna men sätt ännu inte in säkringen för högspänningsmatningen. När du slår på nätspänningen skall den negativa gallerförspanningen omedelbart finnas på rörbaserna och kunna justeras med trimpotentiometrarna. För ögonblicket kan du ställa in denna spänning på maximalt negativt värde. Kolla därefter glödspänningen och justera denna till 12,6 V. Om spänningen kan justeras över ett område på

två till tre volt, men du inte kan uppnå värdet 12,6 V, då måste du byta motstånden R10 eller R12. Montera därefter rören. Kort därefter skall glödtrådarna börja glöda såsom visas i figur 5. Vi kan nu testa kretsen med högspänningen närvarande. Det är absolut nödvändigt att ett lastmotstånd på minst 150 W **alltid** är anslutet. Glöm inte att slå ifrån förstärkaren innan du monterar in säkringen för högspänningsmatningen!

Slå nu på förstärkaren igen och anslut ett oscilloskop över lastmotståndet för att fungera som utgångsmonitor. När uppvärmningsfasen är komplett kan tomgångsströmmen hos utgångsrören ställas in. Mät spänningsfallet över varje katodmotstånd, R20 och R21, med en multimeter. Justera alternativt strömmarna genom V2 och V3 för ett spänningsfall på 450 mV, vilket motsvarar 45 mA per rör. Anslut därefter en signalgenerator som producerar en 1 kHz sinusvåg till ingången och öka gradvis amplituden på signalen. Observera utgångssignalen på oscilloskopet. Den skall öka i amplitud utan någon distorsion eller falska svängningar upp till den punkt där den börjar att klippa. Om förstärkaren har en tendens att oscillera så kolla att ledningsdragningen är korrekt och att jordningen är fullständig. Om förstärkaren skulle gå in i en högampitudsosciller-

ing så fort som den slås på, vilket kan ses på oscilloskopet som en förvrängd fyrkantssignal med en frekvens på ungefär 100 Hz och höras som brum i transformatorn och utgångsrören, slå då omedelbart av förstärkaren. Detta betyder att utgångstransformatoren har anslutits med felaktig polaritet och anod 1 måste byta plats med anod 2 och växla den positiva feedbacken till negativ feedback. Om förstärkaren slås av omedelbart så uppstår det inga skador på rören eller några andra komponenter.

(030334-1)

## Notera

Av utrymmesskal finns kretskortslayouterna, komponentplaceringsritningarna och komponentlistorna bara tillgängliga i elektronisk form att hämta från vår websida

[www.alltomelektronik.se](http://www.alltomelektronik.se)

Färdiga, obestyckade, kort och kompletta byggsatser kan köpas från konstruktören

([experience.electronics@t-online.de](mailto:experience.electronics@t-online.de)).



# BULLERSKYDD MED

Buller har en allvarlig påverkan både på miljön och på människor. Förutom de klassiska sätten att minska ljudstörningar, som isolering, tacklar nu forskarna problemens ursprung med hjälp av elektronik. De har redan haft vissa framgångar.





# ANTIBRUS

## The sound of silence

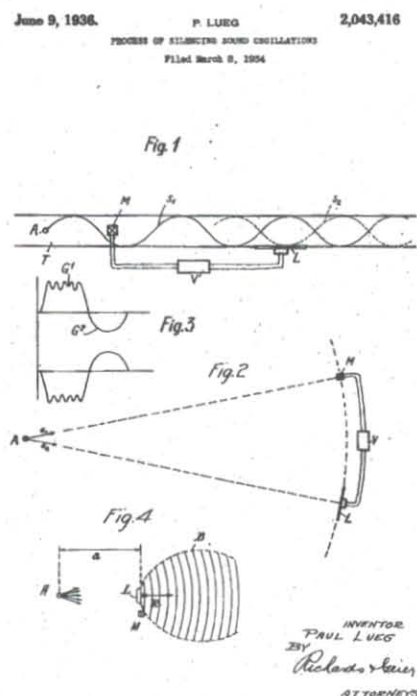
Ibland händer det att man väl kan följa den underliggande fysiska processen när den är nedskriven på papper, men arbetet med att översätta teorin till verklighet tar lång tid. Ett exempel på detta är det patent som beviljades den tyske fysikern Paul Lueg 1933. Hans idé var häpnadsväckande enkel och elegant. I det ursprungliga patentdokumentet (figur 1) beskriver han hur en inkommande ljudvåg kan detekteras med hjälp av en mikrofon, omvandlas till en elektrisk signal, fasskiftas 180°, och sedan blandas med ursprungssignalen i en högtalare. Resultatet blir tystnad (figur 2). I alla fall teoretisk sett är resultatet tystnad. Mikrofonens frekvensåtergivning, högtalare och elektronik tillsammans med annan påverkan som temperatur och luftfuktighet betyder att saker och ting är betydligt svårare i praktiken.

### Antibuller i hörlurar

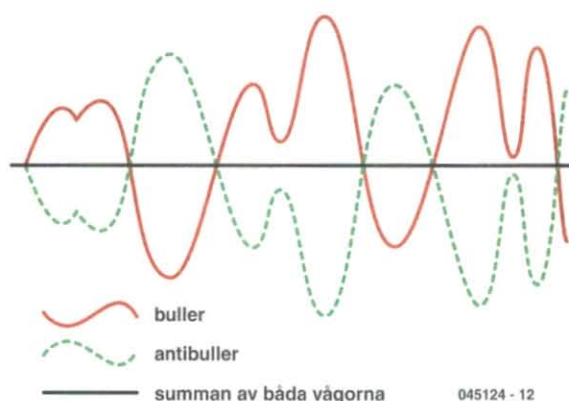
Buller påverkar både miljön och människor på ett allvarligt sätt. Det orsakar trötthet, koncentrationssvårigheter, nervositet och irritation och kan också leda till permanenta hörselskador. Passiva öronskydd minskar bullret speciellt i mellan och övre frekvensområdena, men är inte tillräckligt bra vid lägre frekvenser (figur 3).

Är det möjligt att använda Paul Leugs patent i kriget mot buller? Definitivt, den mest spridda och välkända applikationen finns inom flyget där aktiv bruskompensering används i hörlurar för besättning och passagerare (i första klass naturligtvis). Systemet är känt som ANR (active noise reduction) eller ANC (active noise cancellation). I åtminstone USA finns det en stor konsumentefterfrågan på ANR-hörlurar med vilka man kan lyssna på musik oförvrängd även i bullriga omgivningar. Marknaden fyller också detta behov och det finns hörlurar att köpa från ca 30 dollar från så välkända tillverkare som Philips, Sony, Aiwa, Maxell, Bose, Shure, Koss, Altec-Lansing och Jensen. Panasonic erbjuder också öronproppar med ANR.

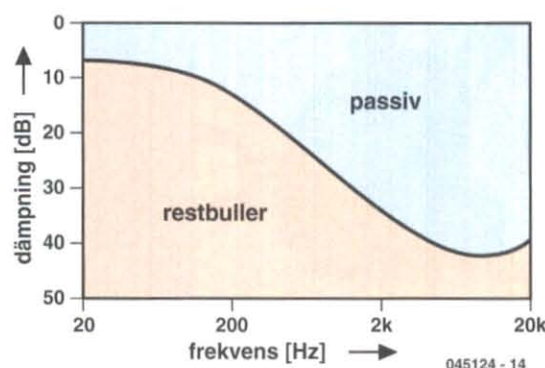
Sennheiser ([www.sennheiser.com](http://www.sennheiser.com)) är bland de ledande leverantörerna av hörlurar och hörlurar med ANR med sitt system NoiseGuard™. En elektretmikrofonkapsel är monterad i varje hörlursenhet tillsammans med en krets för negativ feedback och ett transducersystem. Det ljud som tas emot av mikrofonen, som inkluderar både den önskade signalen och störningar, förstärks och den önskade signalen filtreras ut. Störningssignalen processas, fasskiftas 180° och blandas med den önskade signalen. Resultatet skickas till transducersystemet. Överlagringen av antifassignalen minskar amplituden på störningen betydligt medan den önskade signalen, som inte passerat genom kompenseringskretsen, förblir opåverkad. NoiseGuard™ headset och hörlurar finns tillgängliga i både öppna och slutna versioner. Öppna versioner är lämpliga för att kompensera för de bullernivåer och spektrum man finner i affärsjet eller kommersiell flyg.



Figur 1. Faksimile av patentdokumentet från Paul Lueg.



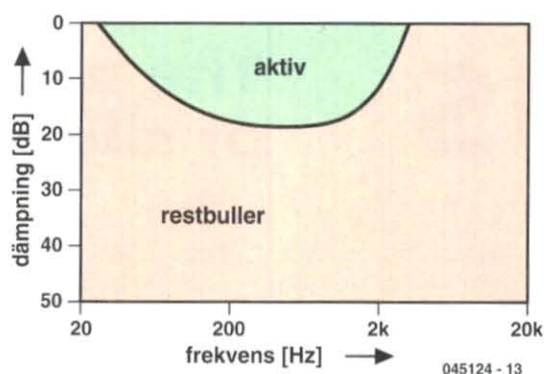
Figur 2. Hur antibuller-system fungerar (men tyvärr bara i teorin)



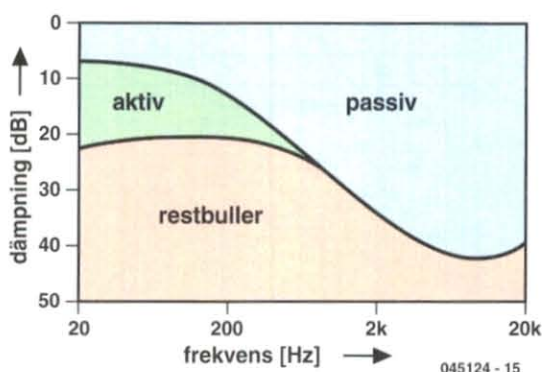
Figur 3. Dämpning i slutna hörlurar utan ANR.



Figur 4.  
Ett aktivt system  
med öppna hör-  
lurar fungerar  
speciellt bra i  
mellanfrekvens-  
området.



Figur 5.  
Med slutna hör-  
lurar dämpar  
ANR också läg-  
re frekvenser.



Mer än 10 dB kompensering uppnås över området 400 Hz till 1000 Hz (figur 4). Detta gör att man kan minska volymen när man använder radiokommunikation utan att detta går ut över hörbarheten. Tack vare hörlurarnas öppna form kan röster och larmsignaler i cockpit höras praktiskt taget utan distorsion. Brus och buller å andra sidan, dämpas betydligt. Lättviktiga öppna hörlurar är mycket komportabla att bära och speciellt viktiga under långa flygningar.

Om passiva öronskydd, som hörselproppar eller slutna hörlurar, kombineras med aktiv brusreducering,

kan brus i frekvensområdet från 25 Hz till 500 Hz dämpas mer än 25 dB (figur 5). Den totala effekten av aktiv och passiv brusreducering ligger runt 30 dB över hela radiospektrat. Slutna system är speciellt lämpliga i flygplan med en hög bullernivå i cockpit, som helikoptrar och militärflygplan, såväl som i de flesta propellerplan. Dessa slutna system kan i efterhand förses med ANR-satser för att lägga till aktiv bullerminskning. Bilden i början av denna artikel visar ett headset tillsammans med en ANR-modul från en ANR-sats. Som man kan se av bilden består varje modul av två hörlurshögtalare med en elektretmikrofonkapsel placerad mellan de två högtalarna. På modulens baksida sitter ett kretskort med ytmonterade komponenter. Vid närmare titt ser vi att de två IC-kretsarna är en TL064C (fyrdubbel FET-opamp) och en MC34119 (lågeffekts audioförstärkare). Ytligt liknar kretsen en relativt enkel analog ANR-krets, men tester och erfarenhet visar att denna är mycket effektiv. Modulerna och headsetet på bilden kan köpas från Büscher-Flugversand, 43466 Wolfhagen, Germany ([www.flugversand.de](http://www.flugversand.de), websidan tyvärr bara på tyska).

## Aktiv bruskontroll

I de applikationer för bruskompensering som vi har beskrivit är rumsvolymen inom vilken bruset minskar mycket begränsad. Under dessa förhållande är ANC mest effektivt. I större utrymmen och utomhus är det

## Antibuller online

En websida som specialiserat sig på hörlurar är HeadWize. Denna är en rik informationskälla när det gäller ANR-hörlurar. Såväl som en artikel om de olika grundprinciperna för funktionen [1], som är väl värd att läsa, så finns det också en komplett beskrivning över konstruktionen av en analog AVR-krets [2].

Något mer komplex är DSP-applikationen 'Adaptive Active Noise Control for Headphones Using the TMS320C30 DSP' av Texas Instruments [3].

En bra översikt av ämnet, inklusive massor med information, idéer och länkar, kan man hitta på ANC-sidorna hos Signal Systems Corp. [4] och ANC FAQ sajten av Christopher E. Ruckman [5]. Edge Consulting Group [6] erbjuder en ny sajt för akustik, vibrationer och signalbehandling med en sida om 'Active Noise Control'.

Alla som överväger att använda en ANR-sats på ett passivt headset hittar detaljerad information vid ANR-Headsets.com [7] och Headsets Inc. [8].

### Webadresser:

- [1] [http://headwize.com/tech/anr\\_tech.htm](http://headwize.com/tech/anr_tech.htm)
- [2] [http://headwize.com/projects/showfile.php?file=noise\\_prj.htm](http://headwize.com/projects/showfile.php?file=noise_prj.htm)
- [3] [www.s.ti.com/sc/psheets/spra160/spra160.pdf](http://www.s.ti.com/sc/psheets/spra160/spra160.pdf)
- [4] [www.signalssystemscorp.com/ancindex.htm](http://www.signalssystemscorp.com/ancindex.htm)
- [5] <http://users.erols.com/ruckman/ancfaq.htm>
- [6] [www.ecgcorp.com/](http://www.ecgcorp.com/)
- [7] [www.anr-headsets.com/](http://www.anr-headsets.com/)
- [8] [www.headsetsinc.com/](http://www.headsetsinc.com/)

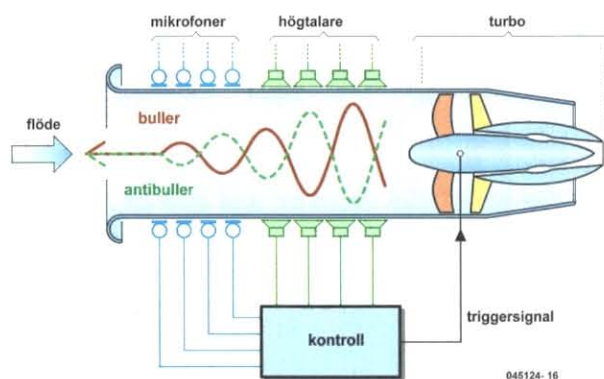
Figur 6.  
Typiska billiga  
ANR-hörlurar för  
att lyssna på  
musik i bullriga  
omgivningar.  
Elektronikboxen  
ansluts till  
signalkällan  
(stereo etc) och  
länkas till  
hörlurarna, som  
inkluderar två  
mikrofoner och  
en 8-polig  
skärmad kabel.





betydligt svårare att uppnå bullerreducering. Det har dock gjorts en del framsteg i denna riktning. Inom flyget har bruskompensering använt sedan mitten på 90-talet, speciellt i turbopropplan och mer nyligen även i affärsjet. Det första kommersiella flygplan som utrustats med ett sådant system är det svenska flygplanet SAAB 2000. Systemet, av Ultra Electronics Ltd. ([www.ultraquiet.com](http://www.ultraquiet.com)) använder 72 mikrofoner i kabinen som kontinuerligt analyserar bruspektrat. Ett kraftfullt mikroprocessorsystem processar signalerna och genererar en fasskiftad korrigeringsignal som sänds ut över 36 högtalare. ANC är speciellt lämpligt för att minska propellerbuller. Ett liknande applikationsområde är att minska det buller som produceras av stora ventilationsfläktar i klimatkontrollanläggningar. Industriella motorer kan också förses med ANC. Inom fordonssektorn befinner sig ANC ännu på forskningsstadiet, men det skulle naturligtvis vara intressant att kunna utnyttja det existerande högtalararrangemanget.

Det verkar naturligtvis betydligt vettigare att försöka reducera bullret där det produceras i stället för där det tas emot. Detta är ett område som det forskas mycket inom, men de praktiska resultaten har hittills varit få. Figur 7 visar konstruktionen av ett forskningsprojekt vid det tyska rymdforskningscentret där målet är att minska bullret från en flygplansturbine. Experter räknar med att man kan uppnå en minskning av bullernivån på mellan 10 dB och 20 dB. Detta motsvarar mellan



**Figur 7.** Aktiv buller-kontroll vid källan. Forskning vid tyska rymd-centret.

hälften och en fjärdedel av den ursprungliga volymen. Bullerminskningstekniken ANC kan inte bara användas när det gäller buller utan också när det gäller vibrationer. Och tekniken AVC (active vibration control) och ASAC (active structure acoustic control), vars mål är att minska buller som orsakas av vibrationer, verkar gå en ljus framtid till mötes.

(040440-1)

## Vakuumpump **Y**



**220V AC 2W**  
**Vakuum 0.125 Bar**  
**Luftflöde 1.5 liter/min**  
**Storlek 8 x 6 x 4.5 cm**  
**Sladd 1.5 m**  
**Mycket tyst gång**  
**Vikt 230 gr**

**Vårt motto är en pump per elev, elektroingenjör, tekniker m. fl. Så snabba på innan de tagit slut.**

**Pris: 500:– 10-pack 4.500:–**  
**Frakt och exp. avg. ingår i priset.**

**JPS Elektronik** Tel 0522-174 90  
 E-post: [jps.elektronics@glocalnet.net](mailto:jps.elektronics@glocalnet.net)  
 (lämna gärna tel. nr!)

## Mikrodatorteknik

Vi har ett stort utbud av kurser inom teknik  
 I mån av plats tar vi emot efteranmälningar  
 till bl a följande kurser:

**Datorkommunikation  
 och nätverksdesign**  
 120 p helfart, start ht 2005

**Mikrodatorteknik**  
 5 p distans halvfart, sommarkurs 2005  
 eller 5 p distans kvartsfart, ht 2005  
 Under kursen får du låna hem en AVR Butterfly

**lär dig mer**



**HÖGSKOLAN PÅ GOTLAND**  
**WWW.HGO.SE - 0498-29 99 00**

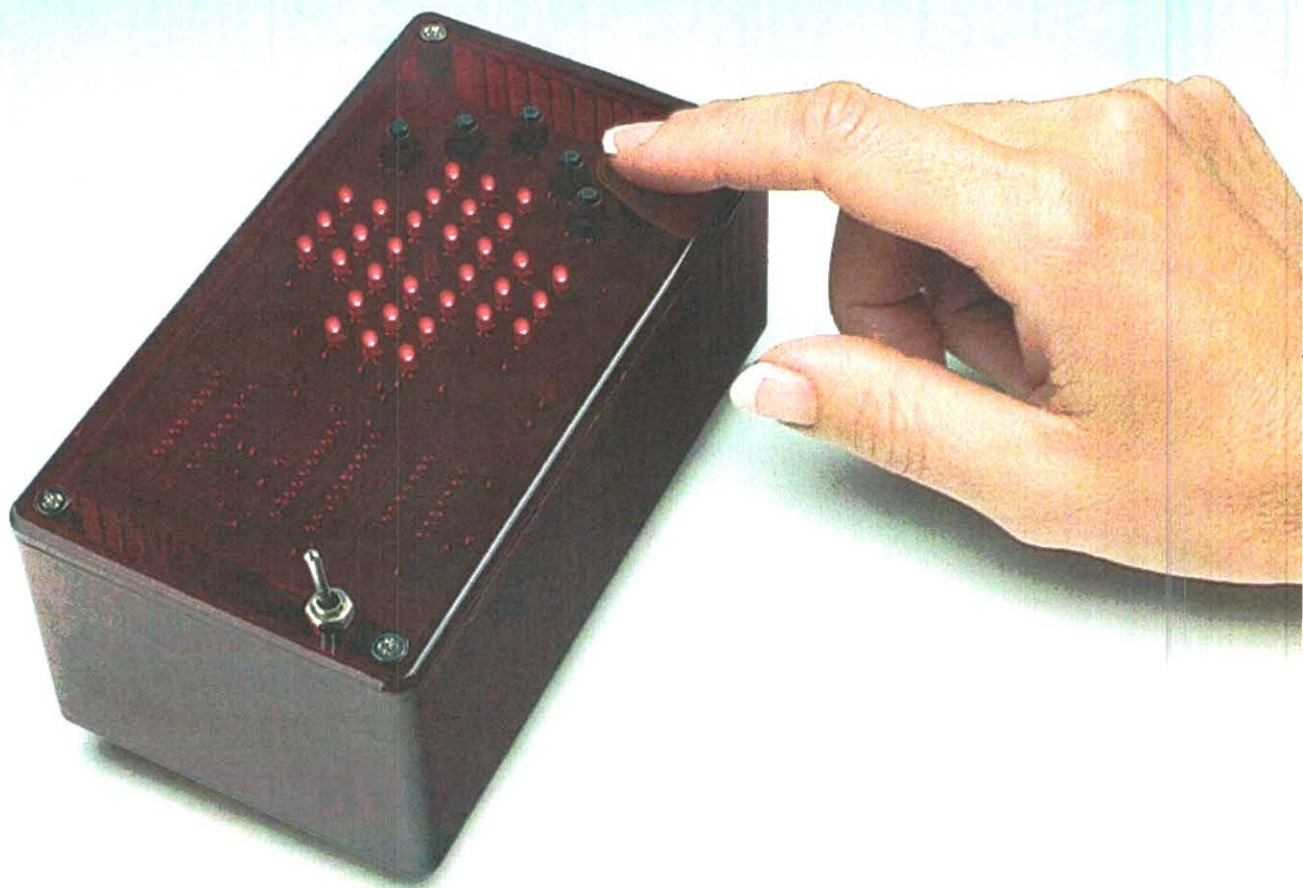


# SPELA SOLITÄR

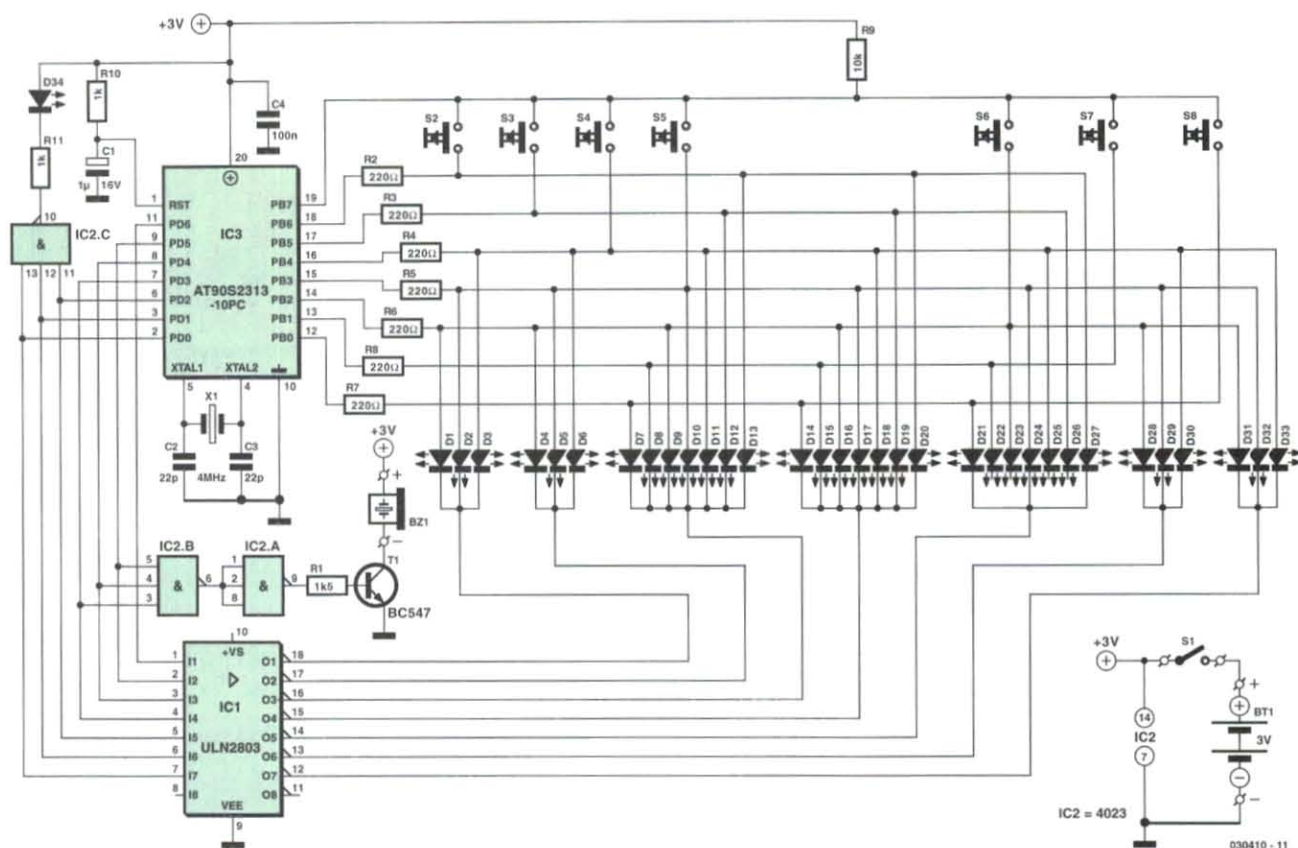
... inbyggd i en AT90S mikro

Andy & Rose Morrell

**Denna version av Solitär spelas med lysdioder i stället för med pinnar och med en mikrokontroller bakom scenen som kollar hur bra du är på att spela. Som du snart kommer att märka är detta spel i högsta grad beroendeframkallande**







**Figur 1. I hjärtat av Solitärspelet hittar du en AT90S2313 mikrokontroller som kör en riktigt intelligent mjukvara.**

Detta projekt är ett bra exempel på hur man kan minska komponentmängden i ett bygge när man använder en mikrokontroller med tillhörande mjukvara och samtidigt ge ett svar på den eviga frågan 'jättekul, men vad skall man ha den till?' från utomstående och nybörjare när man diskuterar dessa mångbenade monster som är allmänt kända som mikrokontroller.

Designen baseras på en mikrokontroller av typ AT90S2313 från Atmel, som valdes för sitt låga pris, hastighet, antal I/O-linjer och som är enkel att programmera i assembler med verktyg som är gratis.

## Hårdvaran

Om du tänker på en mikrokontroller som en svart låda och som sitter mellan ingångs och utgångsenheter som switchar och LED, då är kretsschemat i figur 1 inte något speciellt. Det innehåller dock några geniala lösningar när det gäller att 'gifta' mjukvaran med hårdvaran så att det hela blir så enkelt och reproducerbart som möjligt.

AT90S2313 mikron, IC1, körs med en klockfrekvens på 4 MHz, som fås med

hjälp av kristallen X1. De två 22-pF kondensatorerna fungerar som parallellaster för oscillator/kristallkonfigurationen (notera att oscillatoren finns inbyggd i AT-mikron).

De utgångsenheter som styrs av AT90-mikron omfattar den aktiva summern Bz1, lysdioderna D1-D33 som utgör spelplanen, och LED D34 som bekräftar att ett drag har utförts. Summern ljuder som en reaktion på att mjukvaran har aktiverat linjerna PD3, PD4 och PD5 samtidigt. Denna kondition signaleras av NAND-grunden IC2.B där IC2.A endast fungerar som en inverterare. Ett liknande arrangemang, men utan logisk invertering, används för LED D34 som tänds när PD0, PD1 och PD2 är logiskt Höga samtidigt. Här är IC2.C den ansvariga NAND-grunden. Alla portlinjer PD0 till PD6 läggs till ingångarna på en driv-IC typ ULN2803. Notera den inverterande funktionen hos denna IC, den kommer att dra de gemensamma katoderna hos lysdioderna låga när det finns en Hög nivå på portlinjerna. Anoderna på lysdioderna till anslutna till portlinjerna PB0-PB7 via 220-ohms strömbegränsande

motstånd. På detta sätt kan varje individuell LED på spelplanen tändas och släckas med hjälp av bara 15 kontrollinjer i stället för... rätt, 33 stycken!. Denna process kallas för multiplexing. Här förlitar den sig på mjukvaran.

När det gäller ingångsenheterna är ett antal PB på IC-linjerna också anslutna till switchar, vilket får dem att fungera både som ingångar och utgångar. På ett kontrollerat sätt naturligtvis! Tryckknappsaktiviteten detekteras på portlinje PB7 (som bara är en ingång). Switcharna S1-S4 är kursor (riktnings) kontroll, medan S6, S7 och S8 fungera som kontroll för VÄLJ, AVBRYT och DÖDLÄGE.

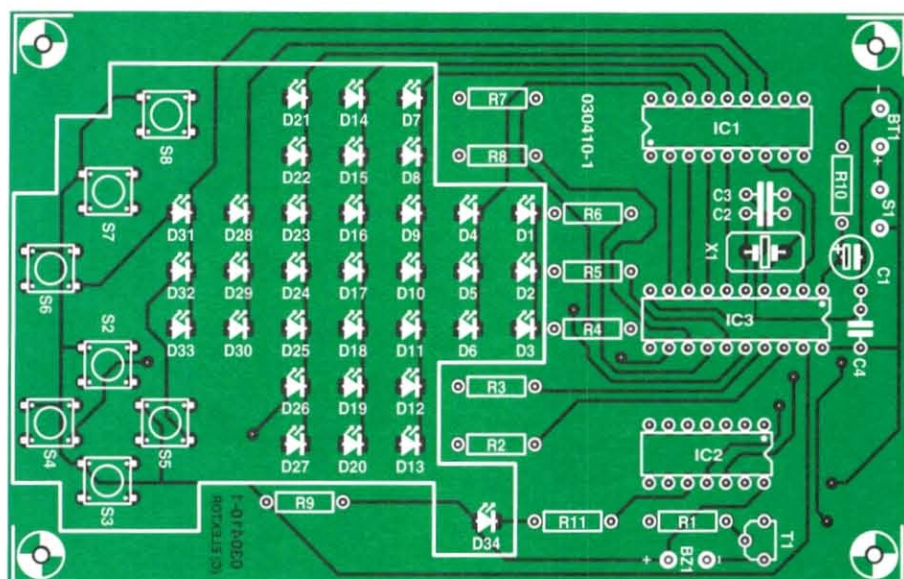
Mikrokontrollern nollställs vid uppstart av en kort logiskt Låg nivå från filtret R10-C3.

Kretsen har ingen spänningsregulator och drivs direkt från en 3-voltsmatning bestående av två seriekopplade 1,5-V torrbatterier.

## Regler för att spela Solitär

Som namnet anger så är Solitär ett spel att spela ensam. Spelplanen består av





## KOMPONENT-LISTA

### Motstånd:

R1 = 1kΩ  
R2-R8 = 220Ω  
R9 = 10kΩ  
R10, R11 = 1kΩ

### Kondensatorer:

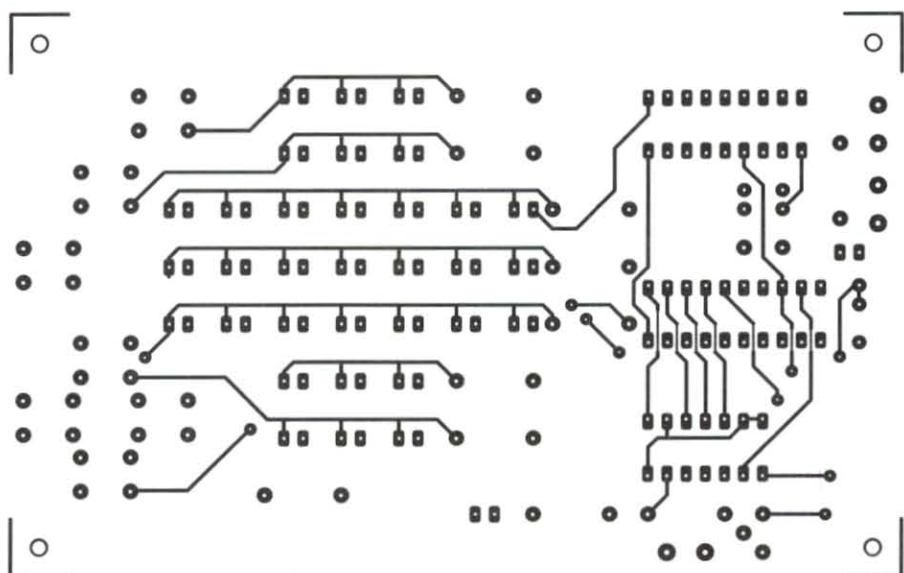
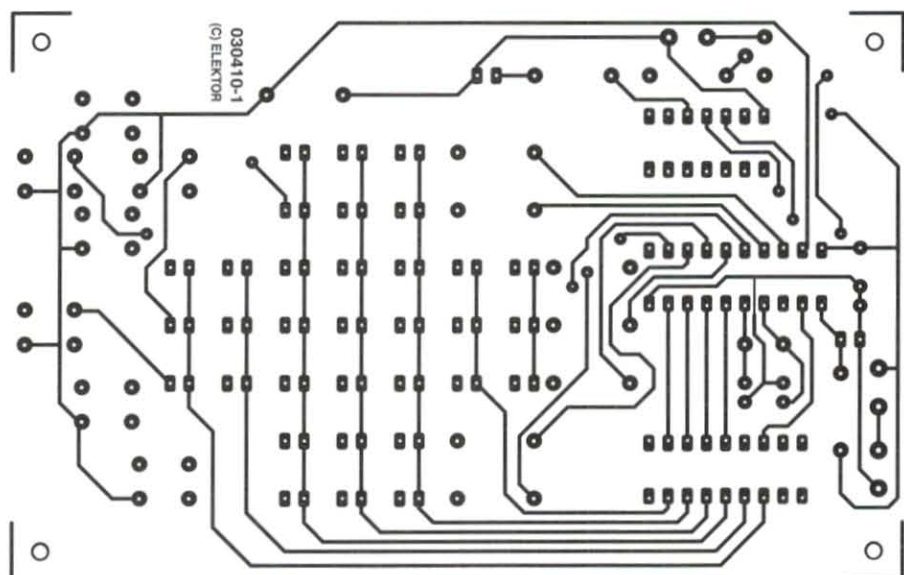
C1 = 1μF 16V, radial  
C2, C3 = 22pF  
C4 = 100nF

### Halvledare:

D1-D34 = LED, 3mm, lågströms, röd  
T1 = BC547  
IC1 = ULN2803  
IC2 = 4023  
IC3 = AT90S2313-10PC, programmerad, ordernummer 030410-41

### Övrigt:

S1 = till/frånsch, en kontakt  
S2-S8 = tryckknapp för kretskort, en kontakt, 5mm, t.ex. T60 (Conrad Electronics # 700479)  
X1 = 4MHz kristall  
BZ1 = 5VDC (aktiv) summer  
BT1 = 2 x AA-batterier med hållare  
Låda, t.ex. Hammond typ 1591DTRD (150 x 46 x 84mm)  
Kretskort 030410-1, från The PCBShop



Figur 2. Det kretskort som designats för Solitär.

33 lysdioder i form av ett kors där en pinne på planen indikeras av en aktiv LED.

Målet med detta spel är att det skall finnas så få pinnar kvar som möjligt när spelet är slut, dvs när du inte längre kan flytta någon pinne, dödläge eller pätt som man säger i schack. Du vinner när det bara finns en enda pinne kvar i mitten av planen. Som du kommer att upptäcka så är detta mycket svårt. Hur kommer du då fram till detta önskeresultat?

När du startar spelet kommer 32 LED att lysa kontinuerligt och en LED, i mitten, blinkar. Den blinkande LED-en visar din position på planen, din pinne. Det första steget

## Projekt download

AT90S mikrokontrollermjukvara. Fil: 030410-11.zip

[www.alltomelektronik.se/download.html](http://www.alltomelektronik.se/download.html)  
välj aktuellt nummer.



är att bestämma att antingen spela därifrån den din pinne finns eller flytta pinnens position. Hur byter du då position om du skulle vilja det.

1. För att byta position använder du helt enkelt de fyra riktningsswitcharna S1-S4. Du kan flytta vart du vill med dessa.
2. När du har placerat dig där du vill vara så trycker du på knappen VÄLJ (Select). Den LED som du befinner dig på kommer då att blinka snabbare. Detta betyder att du är i hoppmod. För att hoppa över en pinne, som måste finnas sig intill din egen — upp, ned, vänster, höger men inte diagonalt, trycker du på lämplig riktningsswitch. Den pinne som du är placerad på kommer att hoppa över pinnen till platsen på andra sidan och den överhoppade pinnen försvinner. Du kan bara hoppa över en pinne om det finns en tom plats på andra sidan och om det finns en pinne där du är placerad. Det är inte alltid alldeles självklart att det finns en pinne där du är placerad eftersom den blinkande LED-en ser likadan ut oavsett om det bara är din position eller om du verkligen har en pinne där. Om du försöker hoppa och det är omöjligt så hörs ett pip. Hoppmod kommer att avbrytas för det hoppet och du kan sedan fortsätta som tidigare.
3. Nu fortsätter du denna procedur tills du inte kan hoppa längre. Ju färre pinnar som finns kvar desto bättre. Om (du tror att) ett hopp inte längre är möjligt så kan du trycka på knappen för DÖDLÄGE (STALEMATE). Beroende på resultatet kommer summern att producera ett antal pip som visar detta:

- 1 pip = ≤ 10 återstående pinnar
- 2 pip = 8 återstående pinnar
- 3 pip = 4 återstående pinnar
- 4 pip = 1 återstående pinne!**

Här betyder pinne lysdiod. I assemblerlistan hittar du etiketter som 'bad\_luck', 'excellent', 'well\_done', 'very\_good' och 'good' för de relevanta rutinerna.

## Själva bygget

Spelet byggs på det dubbelsidiga

## Listning 1. LED-styrningsrutin (utdrag ur AT90S-programmet)

```
INIT_RED:
    LDI    TEMP, 0B11111111 ;7 BIT TABLE FOR 7X7 LED PATTERN
    STS    $60, TEMP
    LDI    TEMP, 0B11111111
    STS    $61, TEMP
    LDI    TEMP, 0B11111111
    STS    $62, TEMP
    LDI    TEMP, 0B11110111
    STS    $63, TEMP
    LDI    TEMP, 0B11111111
    STS    $64, TEMP
    LDI    TEMP, 0B11111111
    STS    $65, TEMP
    LDI    TEMP, 0B11111111
    STS    $66, TEMP
    ;
    LDI    TEMP, $80 ;TERMINATOR
    STS    $67, TEMP
    ;
    LDI    TEMP, $80 ;TEST
    STS    $68, TEMP
    RET

;=====
REFRESH_RED:
    CLI
    PUSH    R27
    PUSH    R26
    ;
    LDI    R26, $60
    LDI    R27, $00
    LDI    COUNT1, 01
    RCALL   CONVERSION_ROUTINE
    ; INPUT IN COUNT3
    ; RESULT IN COUNT2
    ;
REFRESH_LOOP:
    CLR     TEMP
    LD      TEMP, X+ ;GET RAM DATA AND INCREMENT POINTER
    CPI     R26, $68 ;END OF COLUMN?
    BREQ    EXIT_ROUTINE ;YES
    CPI     FLAG, 1 ;NO
    BREQ    FLASHA
    ;
    CP      COUNT1, COUNT2 ; COUNT1 = COUNT3 EFFECTIVELY
    BRNE    WRONG_ROW
    EOR     TEMP, CURSOR
    ;
WRONG_ROW:
FLASHA:
    OUT     PORTD, COUNT1
    OUT     PORTB, TEMP
    RCALL   DELAY
    ; NOW SHIFT COUNT 'LEFT'
    ROL     COUNT1
    RJMP    REFRESH_LOOP
    ;
EXIT_ROUTINE:
    POP     R26
    POP     R27
    RET
```

kretskort vars layout och komponent-placering visas i figur 2. Komponenterna i den inramade delen skall

monteras på kortets lödsida. Du kan göra samma sak med till/frånkopplaren om du vill. Detta är nöd-



vändigt för att kunna placera kortet så nära lockets insida som möjligt (med lämpliga hål för switcharna. Om du vill använda lödstift för batterianslutningen monterar du dessa också på lödsidan.

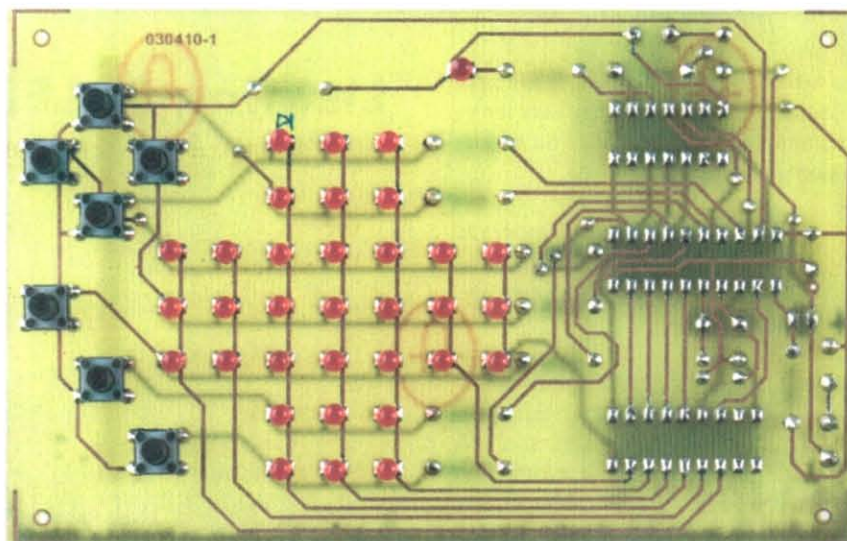
Bilden i figur 3 visar kortet innan det monterades under ett genomskinligt lock. Det röda filtret förbättrar lysdiodernas synlighet. Egentligen är det kortet och de övriga komponenterna som blir mindre synliga.

## Mjukvara

Hela källkoden för det program som körs av AT90S-mikron finns att hämta gratis från vår websida vid [www.allt-omelektronik.se](http://www.allt-omelektronik.se) so fil **030410.zip**.

Programlistningen är ett bra exempel på en enkel kod med kommentarer där det är nödvändigt. Ett utdrag ur programmet visas i Listning 1 — denna del tar hand om LED-aktiviteten på kortet.

Slutligen, för er som inte vill, eller kan, er egen mikro för projektet kan köpa en



**Figur 3.** Det färdigbyggda prototypkortet innan det monterades in i lådan.

färdigprogrammerad mikrokontroller från oss med ordernummer **030410-41**.

(030410-1)

# Uppdatering av Swiss Army Knife

*Jim Spence har informerat oss om att det finns en uppdatering av mjukvaran att hämta för hans Swiss Army Knife projekt (Allt om Elektronik 9-10/2004).*

*Detta är en ny version av TCB (TB2-K) som förbättrar existerande TCB på följande sätt:*

### Nya kommentarsymboler

som gör att källkod kan kommenteras utan att lagras.

### Bättre errorhantering

som indikerar radnummer där error inträffat

### Hex

förbättrad hantering av hextal, tal kan nu vara antingen decimal eller hex utan att ändra arbetsmod, exempel: `a=&FE`.

### LOADB

massiv tidssparande egenskap, LOADB kommer nu att ladda ett TCB-program utan radnummer.

### I<sup>2</sup>C

Fullt stöd för I<sup>2</sup>C-enheter som använder mjukvara, inga specialprocessorer behövs, nya I<sup>2</sup>C-kommandon: CPOKE, CPEEK, CPUT, CGET, CREAD & CWRITE.

### 27LC256

EEPROM-stöd (LOAD & SAVE) gör att program kan sparas och laddas och därmed finns det inte längre något behov av batteriupbackade RAM.

### RUN

utökat att låta program köras i RAM när de anropas från en ROM-adress.

*Det finns också en version som kan arbeta med vår startsats för Flash Mikrokontroller ('Flash Microcontroller Starter Kit') - samma som ovan men med automatisk RAM-detektering bortkopplad.*

*Uppdateringarna kan hämtas från vår websida under Nummer 9-10/2004.*



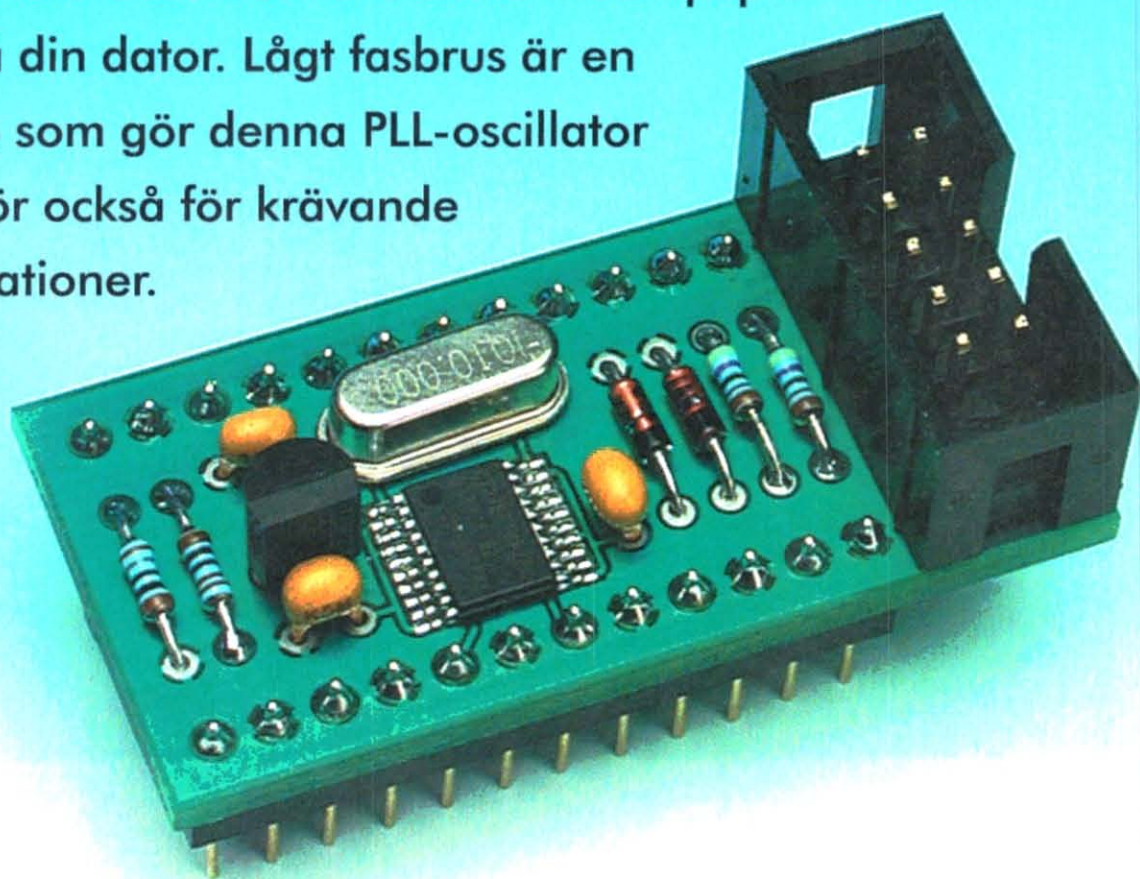


# Seriellt programmerbar

## Kompakt och universell

Burkhard Kainka

Den rätta kristallstyrda frekvensen i rättan tid. Med denna oscillator, som inte är större än en IC-sockel, behöver du inte vänta på att få en speciell kristall tillverkad. Den kan programmera dess frekvens exakt med hjälp av RS232-porten på din dator. Lågt fasbrus är en egenskap som gör denna PLL-oscillator lämplig för också för krävande Hf-applikationer.



Den mångsidiga klockgeneratorkrets som visas här använder en CY27EE16 programmerbar oscillator ur CyberClockfamiljen från Cypress. Hela den oscillatorkrets som visas i figur 1 består inte av mycket mer än klockgeneratorchipet tillsammans med en spän-

ningsregulator och passar snyggt in på ett litet kretskort. Tillsammans bildar detta en extremt mångsidig klockgenerator som säkert kommer att finna sin väg in i många applikationer. Den 10 MHz referenskristall som visas i komponentlistan monteras på krets-

kortet via en sockel. Ett annat värde kan användas om det är nödvändigt att producera två eller flera specifika utgångsfrekvenser samtidigt för en speciell applikation.

Chipet kommunicerar med PC:n över en I<sup>2</sup>C-buss som använder handskak-

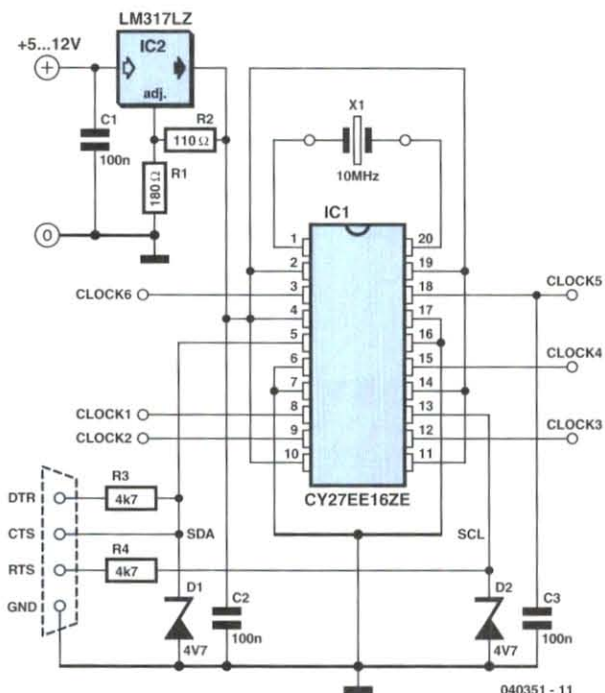


# kristalloscillator

ningssignalerna hos RS232-interfacet. Data från slaven läses på CTS-linjen. De två signalerna DTR och RTS läses av DCD och DSR och dessa kan användas senare i mjukvaran för eventuell utbyggnad av designen och de används också för att styra datahastigheten i en USB/RS232-adapter.

Mjukvaran låter användaren ladda inställningarna till det interna EEPROM eller RAM-registret. I många applikationer kommer oscillatorchipet att byggas in i utrustningen och dess klockfrekvensparametrar kommer att programmeras in i EEPROM-et. Det är alltid möjligt att ändra värde senare om frekvensen skulle behöva bytas. I andra fall, där applikationen kräver att utgångsfrekvensen skall vara valbar, är anslutningskabeln kopplad till PC:n hela tiden och nya data kan skickas till klockchipet när det är nödvändigt.

Kretskortet har samma storlek som en 24-bens DIL IC. Du kan löda fast två rader med lödstift så att enheten kan



Figur 1. Schemat över den programmerbara klockkretsen.

## KOMPONENT-LISTA

### Motstånd:

R1 = 180Ω  
R2 = 110Ω  
R3, R4 = 4k7

### Kondensatorer:

C1, C2, C3 = 100nF keramik

### Halvledare:

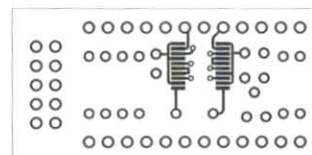
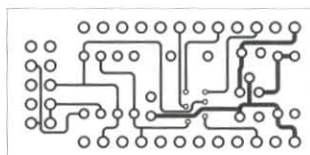
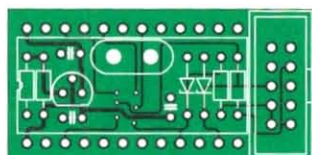
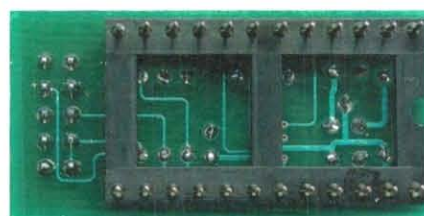
IC1 = CY27EE16ZE  
IC2 = LM317LZ, TO92  
D1, D2 = zenerdiod 4.7V 0.5W

### Övrigt:

10.0 MHz kristallmodul med sockel  
10-pol stifttag  
10-pol flatkabel med IDC-sockel och  
9-pol sub-D sockel  
Kretskort 040361-1 från The PCBShop

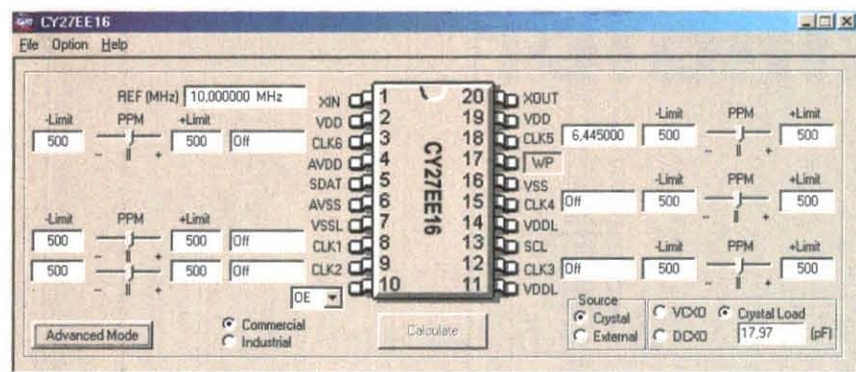
### Notera:

Färdigbyggda och testade kort samt obestyckade kort kan köpas från AK-Modul-Bus GmbH, Germany ([www.ak-modul-bus.de](http://www.ak-modul-bus.de)).

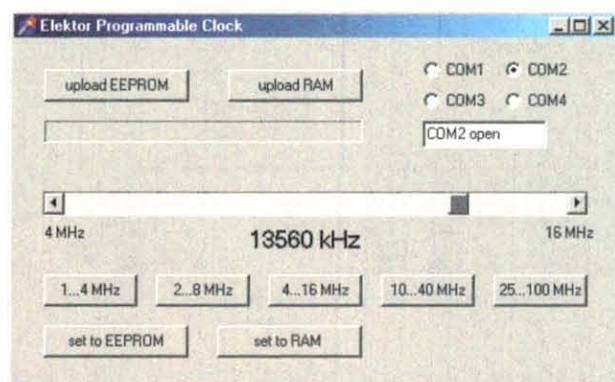


Figur 2. Kretskortet är arrangerat som en 24-polig DIL-sockel.





Figur 3. Frekvensinställning med hjälp av CyberClocks.



Figur 4. Programmet Clock.exe.

pluggas in i en standard 24-polig IC-sockel. Ett 10-poligt stifttag används för kabeln från PC-n. Denna kabeln behövs bara när oscillatoren behöver om-

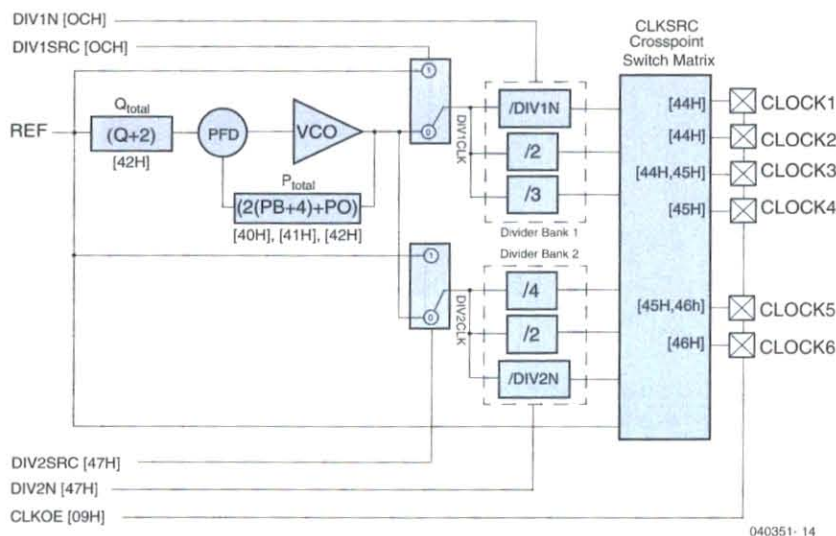
programmeras. Data och klocksignalerna till CY27EE16 ansluts också till stiftarna på IC-sockeln så att den inbyggda processorn i målsystemet kan

omprogrammera klockgeneratoren direkt med hjälp av lämplig mjukvara. Tabell 1 visar stifttilldelningen på den 24-poliga sockeln.

Att montera komponenterna på kretskortet borde inte vara något problem för er som har lite erfarenhet av ytmontering. En metod som använder generösa mängder lödtenn och sedan en lödfäta för att suga upp överflödet har vi beskrivit tidigare i *Allt om Elektronik*. När det färdigbyggda kortet ansluts till en lämplig strömkälla kan en spänning på 3,3 V mätas på matningsbenen till CY27EE16 och kristallen skall svänga. Alla ben för utgångssignaler kommer dock att vara vid hög impedans tills chipet är programmerat. Programmet *Clock.exe* tillsammans med några hjälpsamma exempel kan hämtas gratis från *Allt om Elektronik*s websida vid adressen [www.alltom-elektronik.se](http://www.alltom-elektronik.se). Filen heter **040351-11**. För att till fullo kunna utnyttja chipprogrammeringen det också nödvändigt att ladda ner *CyberClocks* program och detta kan hittas vid [www.cy-press.com](http://www.cy-press.com).

## Ändra inställningarna med CyberClocks

Alla konfigurationsdata för chipet kan programmeras med hjälp av *CyberClocks*. Det är nödvändigt att specificera referenskrystallfrekvensen och också vilket (eller vilka) utgångsben som skall användas och den önskade utgångsfrekvensen. Figur 3 visar ett exempel som använder CLK5-utgången. Information som innehåller regis-



Figur 5. Den programmerbara delaren och register.

| Pin | Signal    | Signal | Signal |
|-----|-----------|--------|--------|
| 1   | 3.3 V O/P | +5 V   | 24     |
| 2   | Jord      | Jord   | 23     |
| 3   | Clock1    | Clock6 | 22     |
| 4   | Jord      | Jord   | 21     |
| 5   | Clock2    | Clock5 | 20     |
| 6   | Jord      | Jord   | 19     |
| 7   | Clock3    | Clock4 | 18     |
| 8   | Jord      | Jord   | 17     |
| 9   | SCL       | Jord   | 16     |
| 10  | Jord      | Jord   | 15     |
| 11  | SDA       | Jord   | 14     |
| 12  | Jord      | Jord   | 13     |



tervärden och inställningar lagras som en binär fil i PC:n och laddas ner till chipet.

## Dataöverföring med Clock.exe

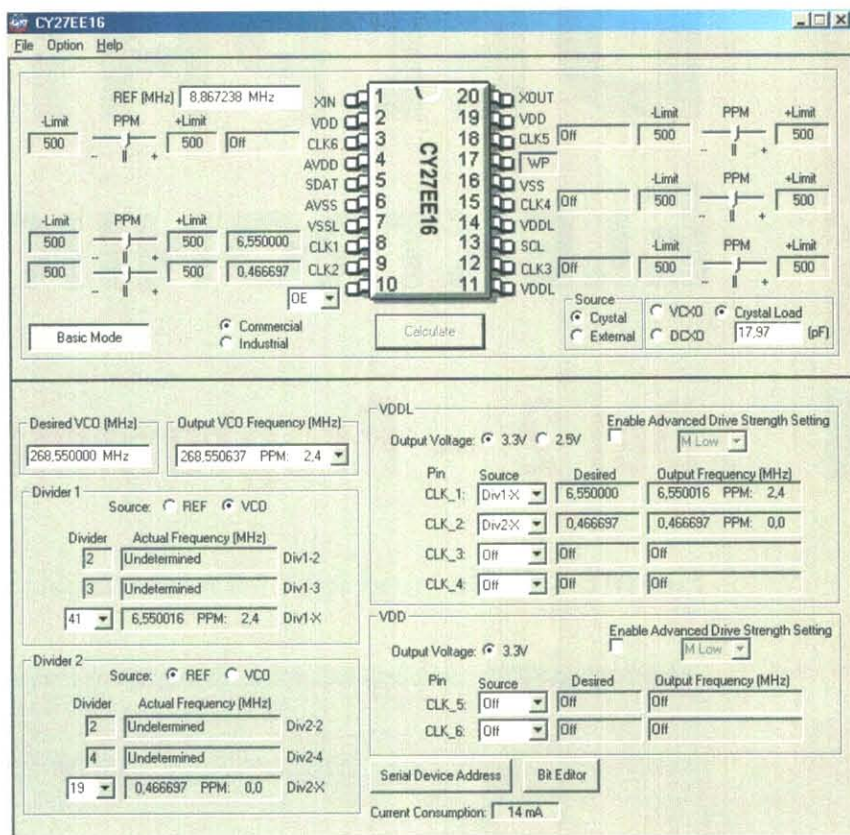
Programmet *Clock.exe* skriver data antingen till det inbyggda EEPROM-et hos CY27EE16 eller till RAM. Registerinnehållet i RAM blir tillgängligt omedelbart medan de inställningar som lagras i det icke-flyktiga EEPROM-et inte blir tillgängliga förrän efter nästa uppstart då alla EEPROM-data skrivs till RAM-et. Mjukvaran inkluderar några exempelfiler för att generera olika utgångsfrekvenser från en 10-MHz referensklocka. De knappar som är märkta 'upload EEPROM' och 'upload RAM' överför den genererade binärfilen till Cypress *CyberClocks* program.

I den nedre delen av programfönstret är det möjligt att direkt ändra frekvensinställningarna utan att använda *CyberClocks* programmet. Vi antar att en kristall på 10 MHz används och att en fil med den önskade utgångsfrekvensen redan laddats in. *Clock.exe* ändrar inte alla registren utan programmerar bara in nya värden i PLL-en och 7-bitars delaren DIV1N för delarbank 1. Det maximala PLL-området från 100 MHz till 400 MHz används med de minsta stegen på 250 kHz. De olika områdena för utgångsfrekvenserna produceras av efterdelaren och ger följande stegförändringar i utgångsfrekvensen:

| Utgångsfrekvens i MHz | Steg i kHz |
|-----------------------|------------|
| 1 till 4              | 2.5        |
| 2 till 8              | 5          |
| 4 till 16             | 10         |
| 10 till 40            | 25         |
| 25 till 100           | 62.5       |

## Flera klockkällor från en enda oscillator

Klockegeneratoren *cyberclock* har sex frekvensutgångar och det är viktigt att förstå hur det interna delarprogrammet begränsar programmeringen av utgångsfrekvenser. Det finns två 7-bitars interna programmerbara delarbanker som kan konfigureras att



Figur 6. Inställningar i avancerat mod.

dela ner utgången från kristallen eller PLL-en. Två alternativa delare i varje bank erbjuder fixerade delningsförhållanden. PLL-utgången kan till exempel göras tillgänglig på tre utgångsben, på det första benet är PLL-frekvensen delad med 127, på det andra är PLL-frekvensen delad med 2 och på det tredje är PLL-frekvensen delad med 3. De övriga delarbankerna kan användas för att dela kristallfrekvensen. En mer detaljerad beskrivning av detta kan man hitta i databladet från Cypress.

I en typisk HF-applikation finns det ofta behov av mer än en frekvenskälla i hela systemet. CY27EE16 innehåller bara en enda PLL men den kan generera flera olika frekvenser om kristallfrekvensen väljs omsorgsfullt. Figur 6 visar ett exempel där två oscillatorfrekvenser produceras av klockgeneratoren för en DRM-mottagare. Den önskade andra oscillatorfrekvensen på 467 kHz fås med en avvikelse på 300 Hz med hjälp av en delningsfaktor på 19 efter kristalloskillatorn. Första oscillatorfrekvensen använder PLL-en och här fås den önskade frekvensen på 6550 kHz med bara 16 Hz offset.

*CyberClock* tillåter också finjustering av kristallfrekvensen med en programmerbar lastkondensator. Dess värde kan justeras inom ett område från 7,8 pF till 32 pF i steg om 0,1 pF. För att prova denna egenskap krävde författaren en mycket stabil exakt frekvens på 45.012 MHz för en mottagare med ett 45 MHz filter för att få en utgångssignal på 12 kHz. Efter lite roande i reservlådan hittades snart ett antal lämpliga kristaller och med hjälp av en fickräknare avgjordes att en standard 8.867238 MHz PAL-kristall kunde vara lämplig och ge den utgångsfrekvens som låg närmast den önskade signalen.

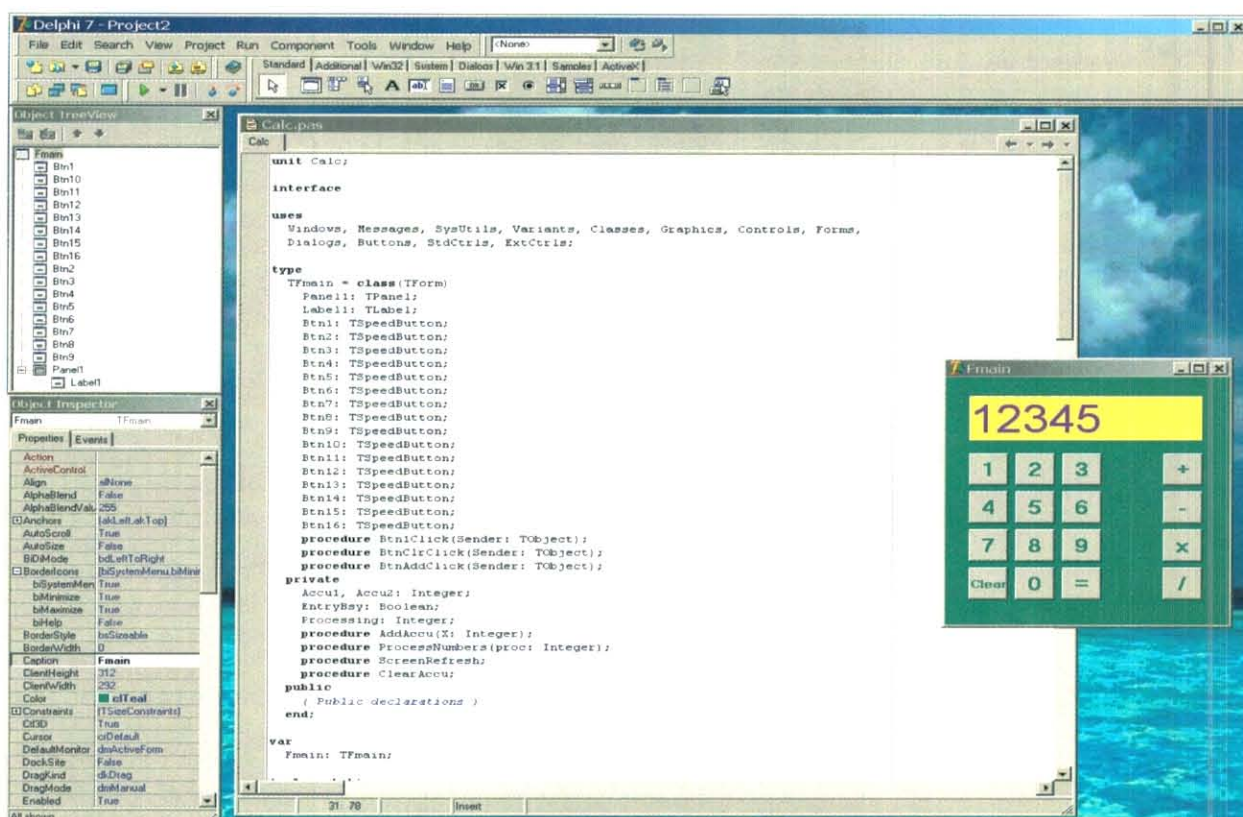
Frekvensskillnaden var bara 210 Hz, eller 4,7 ppm. Kristallen skulle därför endast behöva 'dras' 40 Hz för att uppnå exakt den önskade utgångsfrekvensen. Denna sista justering utfördes med den gamla hederliga metoden 'trial and error' och det slutliga 'trimmer' värdet befanns vara 22 pF.



# DELPHI FÖR ELEKTRONIKER

## Del 2 – Programmera en kalkylator

Herman Bulle med tack till Anton Vogelaar



I den första artikeln i denna serie introducerade vi Delphi programmeringsmiljö och beskrev flera exempel som visade hur man programmerar i Delphi. I denna artikel tar vi en mer detaljerad titt på designen av ett något mer seriöst program. Vårt projekt här är att bygga en enkel kalkylator i mjukvara. I nästa nummer kommer vi att inkludera en knappsets som kan kopplas till en serieport så att knapptryckningarna kan läsas av Delphiprogrammet.



Detta projekt består av tre komponenter:

- Presentationslagret som visar resultatet på monitorn.
- Drivlagret som förser interfacet med hårdvara (knapp-satsen). Detta lager beskrivs i nästa nummer.
- Processlagret, som är den mjukvara som simulerar funktionen av en fickräknare.

Då de flesta av våra läsare förmodligen inte är så hemmastadda med Delphi så koncentrerar vi oss i denna artikel på designen av programmet och presentationslagret. Ett attraktivt grafiskt användarinterface (GUI) bildar en viktig del av det slutliga projektet. Programmets framgång beror ju till syvende och sist på själva presentationen. Det finns väl ingen som vill ha en ful hembyggd förstärkare i vardagsrummet även om dess prestanda är helt enastående. Detsamma gäller också för mjukvaruprojekt.

Det slutresultat som visas i figur 1 uppnås genom att placera olika komponenter efter varandra på skärmen. I följande beskrivningar använder vi Windows och Delphitermer och förklarar dem när det är nödvändigt.

## Presentationslager

När Delphi startas visas ett Formobjekt på skärmen. Det är i detta grå fönster som du skall placera de olika komponenterna från flikarna i Componentpaletten. Med hjälp av Object Inspector, som också visas på skärmen, (vanligen till vänster) kan du ändra egenskaperna hos fönstret och alla de komponenter som du placerat i fönstret. Först skall du använda Name för att ge Form ett unikt namn (som FMain, som är en förkortning av Form-Main). Hitta egenskaperna Width och Height och tilldela dem värdena 300 och 360 pixlar. Leta sedan efter egenskaper Color. Om du klickar på den lilla pilen till höger på inputfältet så får du upp en drop-downlista med flera Windowsfärger och du kan välja en av dessa. Om du i stället dubbelklickar på inputfältet får du upp en färgdialog där du kan välja vilket färg som helst. Välj nu en färg som du tycker är snygg.

Självklart är det bäst att ge den numeriska knapp-satsen en annan färg. För att göra detta måste du ge en del av Form en annan färg. Detta gör du genom att placera en Panel i Form. Du kan hitta ett panelobjekt i Componentpaletten under Standardfliken. Välj panelobjektet genom att klicka på det och klicka sedan på Form. Nu kan du använda musen för att justera positionen och storleken på panelobjektet genom att markera detta och sedan dra i de visade 'handtagen'. Då position och storlek är egenskaper så kan du också justera dem med Object Inspector. Panelobjektet är inte avsett att visa siffror. Det markerar helt enkelt ett område i Form och fungerar som en 'behållare' på vilken du kan placera andra komponenter.

En rad med siffror (i form av text) kan visas genom att använda en Label. Placera en label på panelen genom att klicka på Label under Standardfliken i Componentpaletten och klicka sedan på panelen. Som du ser tar label bara upp en liten del av panelen. Detta är inte vad vi vill eftersom label skall fylla hela panelen. Du kan använda egenskaper Align för att åstadkomma detta. Om du klickar på den lilla pilen till höger på inputfältet visas flera alternativ. Välj alClient. Label kommer då att bli lika stor som panelen, och detta är vad vi vill. För att få en uppfattning om hur det kommer att se ut senare kan du använda egenskapen Caption för att skriva in flera siffror. Nu kan det också vara dags att välja ett lämpligt typsnitt genom att klicka på Font och sedan välja en font, storlek och färg.



Figur 1. Den slutliga layouten för kalkylatorn.

Den slutliga uppgiften är att placera knapparna. Det finns flera olika typer tillgängliga bland Componentverktögen. Den snyggaste knappen för denna applikation är SpeedButton från fliken Additional (andra från vänster). Placera 16 av dem på Form. Arrangera dem sedan snyggt i en grupp såsom visas i figuren. Varje knapp har en caption (rubrik) med en font som du kan använda för att identifiera varje knapp individuellt. Förvalt är att varje knapp har ett namn med ett nummer, som SpeedButton1, SpeedButton2 osv. Använd egenskapen Name för att ge varje knapp ett individuellt namn som gör att du kan känna igen dess funktion, såsom 'CalculatorBtn1' (i vårt exempel valde vi den enkla förkortningen 'Btn1').

Du kan använda egenskaper Tag för att låta programmet avgöra vilken knapp som tryckts in. Tag är en egenskap för programmerare som kan använda den som de anser lämpligt. I detta fall vill du att värdena på de siffror som tilldelats tags skall skickas till programmet. Knapparna 0-9 skall således tilldelas tagvärdena 0-9. En liknande lösning används för funktionsknapparna (+, -, \* och /). Detta fullbordar presentationskomponenten.

Det är en god vana att skapa en separat katalog eller underkatalog för varje projekt du påbörjar. Därmed slipper du problem med äldre filer som kanske har samma namn som nyare filer. Delphi skapar en hel del filer när ett program skrivs, men många av dem är inte nödvändiga efteråt. De filer som måste sparas har filändelsen .DPR (Delphi Project Resource), .DFM (Delphi Form) och .PAS (Pascal Unit). Dessa är nödvändiga om du vill öppna ett projekt senare. När programmet kompileras skapas också en .EXE fil (executable) (till exempel 'Calculator.exe') om du gav projektet namnet Calculator. Denna fil är den egentliga applikationen.

## Processlager

Nu måste vi få applikationen att fungera. Varje process i kalkylatorn, som att addera två tal, består av fyra steg:

- ange den första siffran
- lagra operationen
- ange den andra siffran
- starta processen genom att trycka på = knappen.



Ett tal bildas genom att trycka på knappen för den första siffran och lagra detta tal. Om en andra siffra trycks in multipliceras föregående tal med tio och den andra siffran läggs till resultatet. Denna procedur upprepas tills alla siffrorna har infogats.

Siffrorna infogas genom att klicka på de lämpliga knapparna. De flesta komponenter, som knappar, kan användas för att initiera en procedur genom att klicka på dem med musen. En sådan aktion kallas för en Event, en händelse. Välj en knapp och titta sedan i Object Inspector. Välj fliken Events. Om du dubbelklickar på en av rutorna intill de poster som listas där kommer Delphi att automatiskt skapa en procedur. Dubbelklicka på rutan intill OnClick och proceduren kommer att genereras för dig.

Nu behöver du en hjälpprocedur för att arrangera siffrorna i rad. Om du tittar på den kod som redan genererats av Delphi ser du något som 'type TFmain = class(TForm)' överst i Form, följd av referenser till labels (etiketter), paneler, knappar och andra objekt som du placerat i Form. Under detta ser du:

```
var
  Fmain: TFmain;
```

Detta sätt att göra saker kräver en del förklaring. Delphi är ett objektorienterat språk. På ren svenska betyder det att en variabel Fmain av en specifik typ (TFmain) har skapats. Ett annat sätt att beskriva detta är att säga att du först genererar en definition på en kalkylator i Type deklARATIONEN (Type TFmain), och att du sedan använder ett exempel av denna typ (var Fmain). Detta sätt att göra saker är typiskt för objektorienterade programmeringsspråk som Delphi, C++, DotNet, senare versioner av Visual Basic och olika databasprogram. Programmet har nu följande struktur:

```
type
  TFmain = class(TForm)
    Panel1: TPanel;
    Label1: TLabel;
    Btn1: TSpeedButton;
    Btn2: TSpeedButton;
    .
    .
    procedure Btn1Click(Sender: TObject);
    .
    .
  private
    Accu1, Accu2: Integer;
    procedure AddAccu(x: Integer);
  public
    end;

var
  Fmain : TFmain;
```

Du kan också se att så fort som en komponent adderas till Form adderas det också till Typedefinitionen av Form. Detsamma gäller för de procedurer som hör till en händelse (event). Den egentliga proceduren finns längre fram i programmet under rubriken 'Implementation'. Genom att låna en term från en mikroprocessors hårdvarustack (stack är en specifik typ av lista med sitt eget speciella sätt att lägga till och ta bort data) tilldelar vi namnen Accu1 och Accu2 till de variabler som tar emot de två siffror som skall processas. Dessa variabler hör till kalkylatorns egenskaper och det är därför de deklarerar på den platsen. I detta fall är de inkluderade i subsektionen 'Private', men detta har ingen betydelse här. De är av typen 'heltal' vilket kallas för 'Integer'. Proceduren som används för att placera siffrorna i rad

(AddAccu) deklarerar också här. Naturligtvis måste denna procedur också implementeras. Detta sker i implementeringssektionen, under rubriken 'Implementation'. Implementeringen ser ut så här:

```
procedure TFmain.AddAccu(x: Integer);
begin
  Accu1:=Accu1*10+x; // en programsats avslutas med ;
end; // kommentarer föregås av dubbla snedstreck
```

Om du trycker på flera knappar i följd så vill du att siffrorna skall placeras på rad. Detta kan göras genom att multiplicera föregående tal med tio och lägga den aktuella siffran till resultatet. Flera operationer är nödvändiga för att uppnå detta. Du måste lagra den första siffran, läsa den andra siffran, multiplicera den första siffran med tio och addera den sista siffran till resultatet osv. Detta kan man göra genom att introducera en hjälpvariabel av typ Boolisk. Precis som inom digital elektronik kan denna variabel ha värdena TRUE eller FALSE.

Deklarera en variabel EntryBsy : Boolean med ett initialvärde på FALSE (se Listning 1). Den första siffran läses in, innehållet i Accu1 kopieras till Accu2 och siffran placeras i Accu1. Efter detta sätts värdet på EntryBsy till TRUE. När nästa siffra läses in ser proceduren att värdet på EntryBsy är TRUE och ovanstående steg exekveras inte. I stället multipliceras värdet i Accu1 med tio och den nya siffran adderas till resultatet. Den kompletta proceduren är som följer:

```
procedure TFmain.AddAccu(x: Integer);
begin
  if EntryBsy = FALSE then
    begin
      Accu2:=Accu1;
      Accu1:=x;
      EntryBsy:= TRUE;
    end
  else
    Accu1:= 10*Accu1+x;
  end;
```

(Notera att alla nyckelord visas med fetstil. Ett nyckelord är ett reserverat ord eller symbol som Delphi känner igen som en del av programmeringsspråket).

Nu kan du processa resultatet av att trycka på en knapp på följande sätt: Välj en knapp (tangent), som Btn1, gå till Object Inspector/Events och dubbelklicka på inputfältet intill OnClick. Följande procedur genereras automatiskt:

```
procedure TFmain.Btn1Click(Sender: TObject);
begin
  .
  .
end;
```

Du måste också se till att variabeln X är tilldelad ett värde innan proceduren anropas. Proceduren har redan genererats genom att du klickat på OnClick händelsen för knappen. En möjlighet vore att inkludera följande programsats mellan nyckelorden Begin och End

```
AddAccu((Btn1).Tag); // använd knappens tagnummer
```

Detta måste dock repeteras för varje sifvertangent, vilket skulle betyda tio nästan identiska procedurer. Men det finns dock en kortare lösning. Som du kan se inkluderar proceduren en parameter som kallas Sender. Denna parameter tar emot egenskaperna hos den komponent som anropar proceduren. Du kan således tilldela Ad-



dAccu ett lämpligt värde eftersom du redan tilldelat taggenskapen ett tal i område 0-9.

```
AddAccu((Sender as TComponent).Tag);
```

Nu vill du att alla sifferknapparna skall peka på denna procedur. För varje knapp i tur och ordning går du till OnClick händelsen och klicka på knappen intill input-fältet. Välj sedan den korrekta proceduren (Btn1Clk). Efter detta behöver du fortfarande en möjlighet att kunna visa det talet på displayen (se figur 2). Då detta måste göras flera gånger i olika situationer så kan du generera en separat procedur för detta ändamål. Inkludera proceduren ScreenRefresh i definitionen och placera denna i Implementationssektionen:

```
procedure TFMMain.ScreenRefresh;
begin
  Label1.Caption := IntToStr(Accu1);
end;
```

Funktionen IntToStr ('integer to string') omvandlar ett tal till en rad med text (textsträng) och denna textsträng tilldelas till Label1.Caption. Detta får resultatet att visas på skärmen.

Att processa funktionsknapparna kräver ett litet trick. Om en funktionsknapp (+, -, \* eller /) trycks in så skall processen inte verkställas omedelbart. I stället måste den vänta på att = knappen trycks in. Detta betyder att du måste komma ihåg vilken funktionsknapp som trycktes in. För att göra detta deklarerar du en heltalsvariabel:

```
Processing: Integer;
```

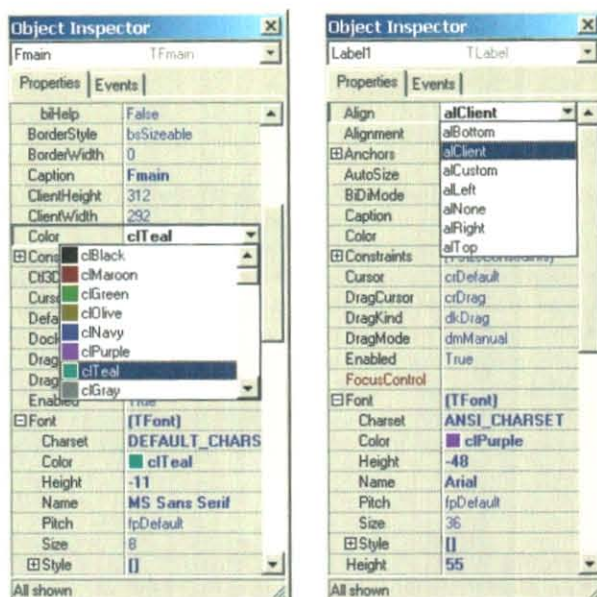
Knapparna +, -, \* och / har tagvärden på 1-4 och = knappen har tagvärdet 0. Generera en ny procedur som använder dessa två tal:

```
procedure TFMMain.ProcessNumbers(proc: Integer);
begin
  case Processing of
    1: Accu1:=Accu2 + Accu1;
    2: Accu1:=Accu2 - Accu1;
    3: Accu1:=Accu2 * Accu1;
    4: Accu1:=round(Accu2 / Accu1);
  end;
  Processing:=proc;
  EntryBsy := False;
end;
```

Variabeln EntryBsy är satt till TRUE för att låta kalkylatorn återigen acceptera ett nytt tal. Denna procedur anropas med en procedur som är länkad till en händelse. Dubbelklicka nu på OnClick händelsen för 'addera' knappen.

Fram till nu har inget värde tilldelats Accu2. Den enklaste lösningen är att inkludera en rad i AddAccu proceduren för att kopiera Accu1 till Accu2:

```
Accu2 := Accu1;
```



Figur 2. Inställningarna i Object Inspector. Färgvalet för kalkylatorn visas till vänster och inställningarna för egenskaper Align visas till höger.

Generera en ny procedur som anropar den procedur som listas ovan:

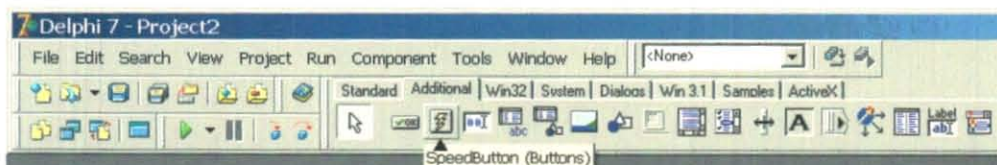
```
procedure TFMMain.BtnAddClick(Sender: TObject);
begin
  ProcessNumbers((Sender as TComponent).Tag);
  ScreenRefresh;
end;
```

Välj nu denna procedur i OnClick händelsen för var och en av de tre övriga funktionsknapparna och = knappen på samma sätt som beskrivits ovan. När ett program startas är alla variabler satta till noll (Processing = 0). När + knappen först trycks in är värdet på Processing initialt 0 och i proceduren ProcessNumbers tilldelas den värdet för addition (1). När denna procedur körs en andra gång sker den egentliga additionen och resultatet visas på skärmen.

Nu är du nästa klar, det är endast Clearknappen som också måste tilldelas en funktion. Nu borde du vara så hemma på hur man gör detta att det inte är svårt att fylla i denna procedur. Dubbelklicka på OnClick händelsen hos Clearknappen och välj proceduren BtnClrClick:

```
procedure TFMMain.BtnClrClick(Sender: TObject);
begin
  ClearAccu;
  ScreenRefresh;
end;
```

Denna procedur anropar ClearAccu för att sätta Accu1 och Accu2 till noll och sätta EntryBsy till FALSE.



Figur 3. Ikonen för SpeedButton är placerad under Additionalfliken i Componentpaletten.



```

procedure TFMmain.ClearAccu;
begin
  Accu1 := 0;
  Accu2 := 0;
  EntryBsy:=False;
end;

```

Listning 1 visar det kompletta programmet inklusive alla de komponenter som har lagts till manuellt. Nu när programmet är klart kan du köra det och testa om kalkylatorn fungerar som den skall. Om den inte fungerar korrekt första gången så skall du först kolla inställningarna av de sexton SpeedButtons. Verifiera att värdena för namn, tag och OnClick händelser är rätt angivna för varje knapp. Det skall noteras att kalkylatorn är ganska primitiv i sin nuvarande form då den endast kan hantera heltal (inga decimaler). Men låt inte

detta förstöra din programmeringsglädje då det bara är en början.

I denna artikel har vi ägnat stor uppmärksamhet åt programmets design för att du skall kunna bekanta dig med kommandon och procedurer. När detta nu är ur vägen kan vi i nästa artikel fortsätta med att ansluta en knappsats till serieporten på en PC. Att utväxla data mellan PC:n och knappsatsen är en viktig aspekt av detta nästa steg.

(040240-2)

### Listning 1. Komplett listning av kalkylatorprogrammet.

```

unit Calculator;

interface

uses
  Windows, Messages, SysUtils, Variants,
  Classes, Graphics, Controls, Forms,
  Dialogs, Buttons, StdCtrls, ExtCtrls;

type
  TFMmain = class(TForm)
    Panel1: TPanel;
    Label1: TLabel;
    Btn1: TSpeedButton;
    Btn2: TSpeedButton;
    Btn3: TSpeedButton;
    Btn4: TSpeedButton;
    Btn5: TSpeedButton;
    Btn6: TSpeedButton;
    Btn7: TSpeedButton;
    Btn8: TSpeedButton;
    Btn9: TSpeedButton;
    Btn10: TSpeedButton;
    Btn11: TSpeedButton;
    Btn12: TSpeedButton;
    Btn13: TSpeedButton;
    Btn14: TSpeedButton;
    Btn15: TSpeedButton;
    Btn16: TSpeedButton;
    procedure Btn1Click(Sender: TObject);
    procedure BtnClrClick(Sender: TObject);
    procedure BtnAddClick(Sender: TObject);
  private
    Accu1, Accu2: Integer;
    EntryBsy: Boolean;
    Processing: Integer;
    procedure AddAccu(X: Integer);
    procedure ProcessNumbers(proc: Integer);
    procedure ScreenRefresh;
    procedure ClearAccu;
  public
    { Public declarations }
  end;

var
  Fmain: TFMmain;

implementation

{$R *.dfm}

procedure TFMmain.AddAccu(X: Integer);
begin
  if EntryBsy = FALSE then
    begin
      Accu2 := Accu1;
      Accu1 := X;
      EntryBsy := TRUE;
    end
  else
    Accu1 := 10*Accu1 + X;
  end;

procedure TFMmain.ProcessNumbers(proc: Integer);
begin
  case Processing of
    1: Accu1 := Accu2 + Accu1;
    2: Accu1 := Accu2 - Accu1;
    3: Accu1 := Accu2 * Accu1;
    4: Accu1 := round(Accu2 / Accu1);
  end;
  Processing := proc;
  EntryBsy := False;
end;

procedure TFMmain.ClearAccu;
begin
  Accu1 := 0;
  Accu2 := 0;
  EntryBsy := False;
end;

procedure TFMmain.ScreenRefresh;
begin
  Label1.Caption := IntToStr(Accu1)
end;

procedure TFMmain.Btn1Click(Sender: TObject);
begin
  AddAccu((Sender as TComponent).Tag);
  ScreenRefresh;
end;

procedure TFMmain.BtnAddClick(Sender: TObject);
begin
  ProcessNumbers((Sender as TComponent).Tag);
  ScreenRefresh;
end;

procedure TFMmain.BtnClrClick(Sender: TObject);
begin
  ClearAccu;
  ScreenRefresh;
end;

end.

```



# ELEKTRONISKT ANO

Prof. Martin Ohsmann



Rörkretsar, och speciellt radioapparater, omhuldas av många entusiaster. Vill du ha din högt värderade antika radio så autentisk som möjligt, och dessutom kunna använda den, behöver du ett högspänningsbatteri eller dess elektroniska motsvarighet.

En av de populäraste äldre radioapparaterna som körs från ett högspänningsbatteri, är den rörbestyckade, bärbara mellan- eller långsvågsmottagaren. Om du bestämmer dig för att använda en switchande step-up omvandlare för anodspänningen på 90 V

finner du snart att en design som använder den vanliga switchningsfrekvensen på 30-50 kHz är problematisk när det gäller att förhindra att övertoner läcker in i mottagarens HF-krets. I många fall är dessa problem oöverstigliga.

Denna artikel beskriver en krets som förhindrar exakt denna typ av problem genom att använda en mycket låg switchningsfrekvens, 50 Hz (eller 60 Hz!). Denna lösning ser inte bara till att övertonerna vid, till exempel, 200 kHz förblir vid en försumbar nivå utan också att en vanlig nättransformator direkt från hyllan kan användas, vilket betyder att du inte behöver linda dina egna transformatorer eller spolar. Och vid 50 Hz kan till och med standard CMOS-logik användas för att vända gateladdningen på en MOSFET tillräckligt snabbt. Vi behöver inte heller några snabba högspänningsdioder utan den välkända 1N4007-an kan hantera detta enkelt. Med detta koncept i tankarna är det enkelt att rita upp kretsschemat i figur 1. De logiska grindarna i en 74HC04 IC konfigureras som en oscillator med en



## En 90-volts inverterare för rörapparater



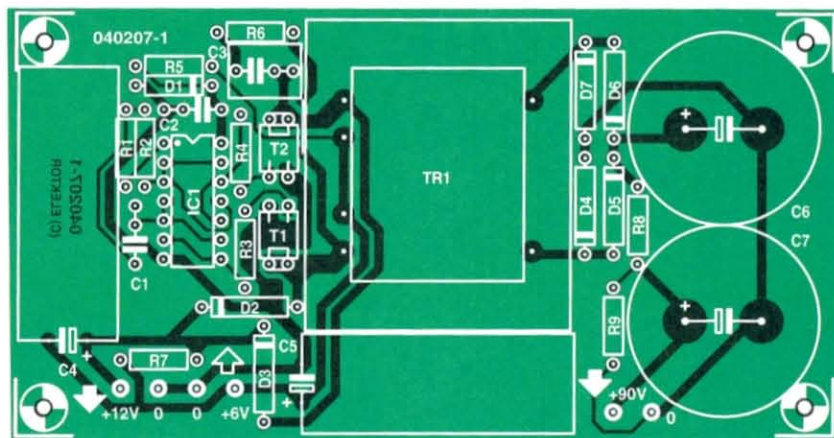
Utgångsspänningen (vid 0 och +90 V kontakterna) är elektriskt isolerad från matningskretsen på primärsidan. Själva inverteraren matas från fem seriekopplade NiMH-batterier på 1,2 V vardera. Dessa batterier kan också dubbla som glödströmsmatning, till ex-

ningssignaler som läggs till transformatorns primärlindning. Dioderna dubblar som skydd mot strömrusning.



51





... komponentplaceringsritning.

## KOMPONENTLISTA

### Motstånd:

R1 = 1M $\Omega$   
R2 = 100k $\Omega$   
R3, R4, R5, R8 = 100 $\Omega$   
R6 = 150 $\Omega$   
R7 = 10k $\Omega$   
R9 = 680k $\Omega$

### Kondensatorer:

C1, C2 = 100nF  
C3 = 680nF  
C4, C5 = 3300 $\mu$ F 16V radial (diam. 13mm, 5mm raster)

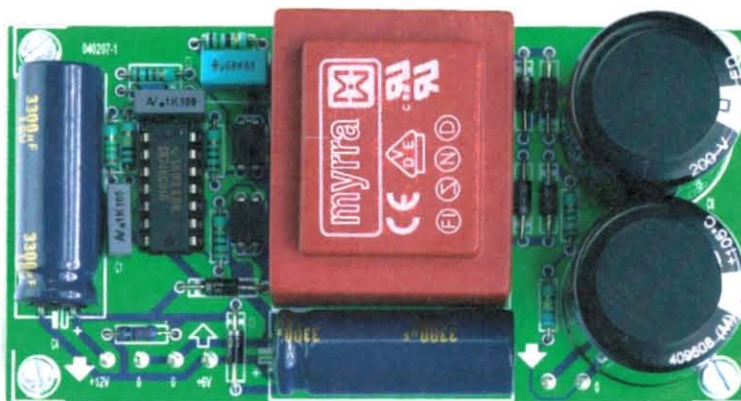
C6, C7 = 470 $\mu$ F 200V radial (diam. 25mm, 'snap-in'; Elfa # 67-559-53)

### Halvledare:

D1 = zenerdiod 6.2V 0.4W  
D2-D7 = 1N4007  
T1, T2 = IRLD120 (International Rectifier; Farnell # 362-1066)  
IC1 = 74HC04

### Övrigt:

TR1 = 2x9V 3VA nättransformator  
Kretskort från The PCBShop, nummer 040207-1



Figur 3. Den färdigbyggda prototypen av omvandlaren.

gar genom transistorerna. Komponenterna R5 och C1 skyddar IC1 mot för höga spänningsnivåer. När det inte finns någon regulering är omvandlarens utspänning beroende av den anslutna lasten. Vissa testvärden erhållna med en matningsspänning på 6 V visas i tabell 1.

## Själva bygget

Både konstruktionen och komponentvalet är okritiskt. MOSFET-arna har så kallade 'hexdip' höljen. Drainanslutningarna är de hopkopplade benen.

De två elektrolyterna C4 och C5 monteras stående för att spara plats. Glöm inte trådbygeln mellan transformatorn och T2.

Om du vill hålla nere brumnivån rekommenderar vi att du skärmar av hela kretsen med skärmlåt, vilket också minskar risken för magnetisk koppling. Den färdigbyggda kretsen visas i figur 3.

Olika utspänningar och effekter kan skapas genom att använda lämpliga nättransformatorer.

**Varning.** Kretsen genererar livsfarliga spänningar. Inga delar skall kunna

Tabell 1. Uppmätta värden (6 V matningsspänning)

### Ingen last

|                  |        |
|------------------|--------|
| Strömförbrukning | 48 mA  |
| 12-V utgång      | 11.6 V |
| 90-V utgång      | 115 V  |

### 12-V utgång belastad

|                           |        |
|---------------------------|--------|
| Strömförbrukning          | 207 mA |
| 12-V utgång, 80 mA        | 9.54 V |
| 90-V utgång (ej belastad) | 100 V  |

### 90-V utgång belastad

|                                     |               |
|-------------------------------------|---------------|
| Strömförbrukning (33 k $\Omega$ )   | 101 mA        |
| Strömförbrukning (22 k $\Omega$ )   | 121 mA        |
| Strömförbrukning (16.5 k $\Omega$ ) | 141 mA        |
| 12-V utgång (ej belastad)           | 11.2 - 11.4 V |

### 12-V och 90-V utgångar lastade

|                                |                                     |
|--------------------------------|-------------------------------------|
| Strömförbrukning               | 277 mA                              |
| 12-V utgång (120 $\Omega$ )    | 8.9 V (ripple 85 mV <sub>pp</sub> ) |
| 90-V utgång (16.5 k $\Omega$ ) | 74 V (ripple 4 mV <sub>pp</sub> )   |



Figur 4. Under vårt sökande efter en bild på ett 'riktigt' HV-batteri hittade vi denna mycket snyggt designade sats från Kit Radio Company.

vidröras när kretsen används och alla relevanta säkerhetsåtgärder måste följas.

(040207-1)

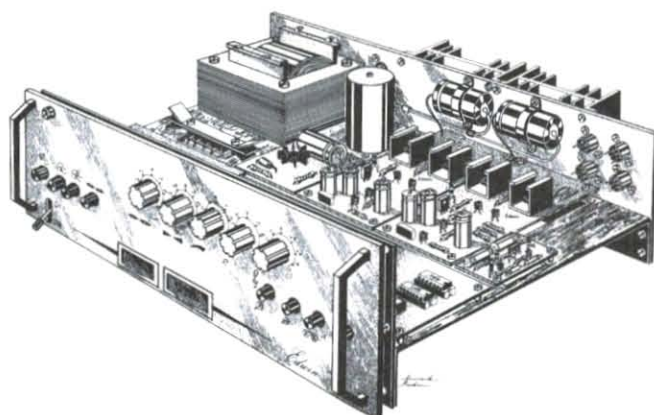
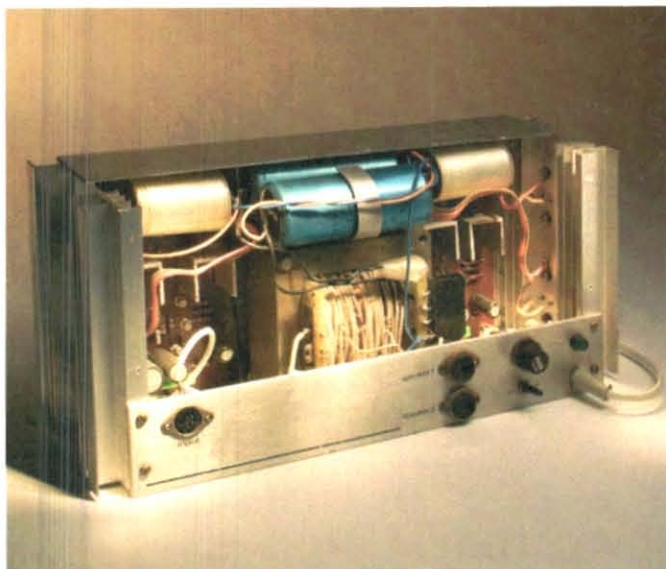
### Bildkälla:

Kit Radio Company, Westerham (inledningsbild och figur 4).

### Webadress:

[http://hometown.aol.co.uk/\\_ht\\_a/kitradioco/uk.htm](http://hometown.aol.co.uk/_ht_a/kitradioco/uk.htm)  
Radiosatser (inklusive högspänningsbatteriersättning KRC-A-2), komponenter och gratis byggbeskrivningar.





## 'Edwin' audio-förstärkare (1975)

Jan Buiting

Med anledning av detta nummers fokus på förstärkare så vill vi ta er tillbaka till september 1975 när Elektor publicerade en audioförstärkare som kallades 'Edwin'. 1975 var det första kompletta året som Elektor publicerades på engelska (på svenska kom den första gången 1982). Inte så överraskande kanske tittade redaktörerna på designer som redan visat sig mycket populära i Holland och Tyskland, där tidningen redan funnits några år. 'Edwin' var en uppgraderad version av en ännu äldre design, som tyvärr försvunnit någonstans djupt i arkiven. Jämfört med den tidigare konstruktionen dubbade Edwin uteffekten från 20 till mäktiga 40 watt (max). Att Edwin blev en stor succé kan man se av det stora antal kretskort som såldes, vilket enligt äldre kollegor uppgick till flera tusen, något vi bara kan drömma om idag när

gör-det-självelektroniken fått ge vika för mikrokontroller och stödprojekt för PC-datorer.

I september 1975 var priset på Edwinkortet, nr 97-536, £1.20 inkl. moms och exkl. porto (då 15 p). Om ni skulle tycka att detta verkar lite udda, så skall ni komma ihåg att på den tiden kostade tidningen 35 p i affär och en 2N3055 70 p. Och pundet stod på tiden i ca 10:-.

Designen av Edwin skulle förmodligen få moderna förstärkarkonstruktorer att rysa eller brista ut i gapskratt. Utgångssteget bestod av riktiga 'arbetshästar' som BD138, BD130 och 2N3055 och där fanns en utgångskondensator på 2500 mikrofarad.

Förstärkaren hade vanliga småsignaltransistorer, som den berömda BC107/BC108 i förstegen, och arbetade från en singelmatning på 42-VDC. Två matningsspänningar under tomgång angavs. Den ena på 42,5 VDC för 20 watt i 8 ohm eller 34 watt i fyra ohm och en på 46,5 V för 24

watt i åtta ohm eller 42 watt i fyra ohm. Dessa värden gavs för att hjälpa läsarna att välja transformatorns sekundärspänning på 30 V<sub>rms</sub> eller 33 V<sub>rms</sub>.

Förstärkaren ansågs vara ovanlig då den 'omfattade två typer av utgångssteg i en förstärkare'. Genom att skifta förspänningsnivåerna hos två trissor i designen, beroende på den pålagda signalnivån, kunde Edwin uppträda som en klass-A eller en klass-B förstärkare, utan att hamna i för mycket överhörningsdistorsion. Designen marknadsfördes som 'ovanligt stabil' och 'kortslutningssäker', vilket vid den tiden var något revolutionerande.

1975 fanns det inga foton på den publicerade konstruktionerna, förmodligen beroende på den låga kvaliteten på tidningspapperet. I stället gjordes en teckning av konstruktionen av vår förra kollega Laurent Martin och trycktes över en hel sida. Bilden i denna artikel är från en stereoversion som hittades i en låda tillsammans med andra gamla relikter. Den var byggd, åt-

minstone som jag ser det, med total likgiltighet för elektrisk säkerhet. Notera det sätt som transformatorlindningen har utförts på, förmodligen för att trimma sekundärspänningen.

Det var ganska roliga att läsa att redaktörerna på den tiden dels kallade Edwin för en 'högkvalitets 40-W audio-förstärkare' i inledningen och sedan avslutade samma artikel med 'Trots att Edwin-förstärkaren mycket väl står upp till sina exakta specifikationer finns det ingen anledning att rekommendera den för hifi-entusiaster'. Detta verkar vara betydligt mer realistiskt och samtidigt också mer modest. Bortsett från detta så var det tusentals av våra läsare som mycket nöjt byggde denna legendariska förstärkare.

(045106-1)

Retronik är en återkommande spalt i Allt om Elektronik, som även inkluderar legendarisk byggen. Vi tar gärna emot idéer. Adress: editor@elektor-electronics.co.uk Ämne: Retronics EE.



# LED-SÄNGLAMPA med släckfördröjning

Eduard Heger



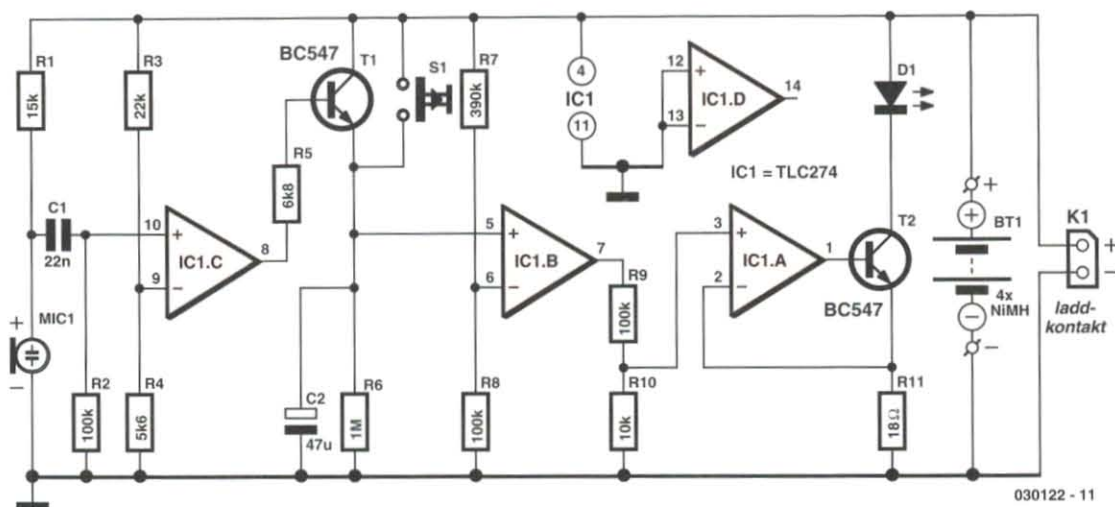
Om du inte är lycklig innehavare av dyrbar testutrustning erbjuder lampkretsar med lysdioder ett bra alternativ och tillåter lite elektronisk experimentering.

En av våra läsare har tagit fram detta enkla, men användbara tillbehör till den vanliga sänglampan. Lampan aktiveras genom att antingen trycka på en knapp eller när den inbyggda mikrofonen detekterar ett ljud. När den är tänd förblir lysdioden till under en förutbestämd tid. Kretsen har låga effekt-

krav och fyra laddningsbara NiMH-batterier (BT1) är tillräckligt för att försörja kretsen under några månader av då-och-då användning innan de behöver laddas. Den kompletta kretsen drar ca  $400\ \mu\text{A}$  i standbyläge och  $24\ \text{mA}$  när LED-en lyser. Mikrofonen behöver en anslutning till

den positiva matningen via R1 och kretsschemat (figur 1) visar den AC-kopplad till IC1.C. Mikrofonens känslighet





Figur 1. Två komparatorer och en förstärkare.

styrts till en viss del av värdet på R1. Ett värde på 15 kΩ rekommenderas men det kan behöva ändras för att passa känsligheten hos den mikrofon du använder. Vid maximal känslighet trigades LED-en av det tryck som uppstod på mikrofonmembranet av draget som producerades när sovrumsdörren öppnades!

Kondensator C1 används för att ta bort DC-komponenten från mikrofonsignalen medan R2 ser till att den resulterande AC-signalen refereras till jord. Motstånd R3 och R4 bildar en spänningsdelare som ger spänningströskeln för den negativa ingången till komparatorn IC1.C. När den signalnivå som produceras av bruset överskrider detta tröskelvärde kommer utgången att gå hög och switcha till T1. Kon-

densatorn C2 kommer då att laddas och spänningsnivån på den positiva ingången till IC1.B kommer att stiga exponentiellt. Att trycka på knappen S1 har samma effekt då denna är parallellkopplad med T1. Laddningsvägen för C2 har inget motstånd så även ett mycket kort ljud räcker för att ladda C2 fullt. IC1.B är kopplad som en komparator då motstånd R7/R8 bildar en spänningsdelare som definierar tröskelspänningen på 20% av matningsspänningen (ca 1 V) vid den inverterande ingången. När C2 är fullt laddad tar det ca 1.5 minuter för spänningen att falla till denna nivå när den laddas ur genom motståndet R6.

Den sista opampen, IC1.A, är konfigurerad som en förstärkare tillsammans med transistor T2. LED-strömmen

(och därmed ljusstyrkan) kan ändras genom att byta värde på R11 ( $I_{LED} = 0.44 \text{ V}/R_{11}$ ). Den spänning som utvecklas över R11 används av IC1.A för att styra hur T2 leder i en klassisk feedbackkonfiguration. Detta ser till att ljusstyrkan hos D1 förblir konstant även när batterispänningen faller till det skarpa 'knät' i dess egenskaper. En extern laddare kan återladda batterierna via kontakten K1.

Komponentplaceringen (inklusive en sockel för IC1) visas i figur 2. Det är inte nödvändigt att montera några trådbyglar och förutom halvledarna finns det bara en polariserad komponent (C2). Det kanske är att utmana ödet, men vi vågar påstå att det inte går att göra fel vid bygget. LED-en löds in på plats när kretskortet monterats i sin lå-

## Fördröjningsberäkningar

Tiden innan LED-en stängs av är enkel att beräkna eller ändra om man så vill. Utgången från komparatorn IC1.B förblir hög så länge som signalen vid den icke-inverterade ingången (ben 5) ligger över spänningen hos den inverterande ingången (ben 6). Spänningsnivån vid ben 6 ges av:

$$U_{PIN\ 6} = U_{BT1} \times R8 / (R7 + R8)$$

Spänningen över C2 laddas ur enligt den naturliga logaritmiska funktionen:

$$U_{C2} = U_{BT1} \times e^{-t / R6C2}$$

Vi skriver om ekvationen för t:

$$U_{C2} / U_{BT1} = e^{-t / R6C2}$$

$$\ln (U_{C2} / U_{BT1}) = -t / R6C2$$

$$t = -R6C2 \times \ln (U_{C2} / U_{BT1})$$

$U_{C2}$  och  $U_{PIN\ 6}$  skall vara lika och ersätts med:

$$t = -R6C2 \times \ln (U_{BT1} \times R8 / (R7 + R8)) / U_{BT1}$$

Batterispänningen kan tas bort från ekvationen så att fördröjningstiden enbart beror på motstånd och kondensatorvärdena!

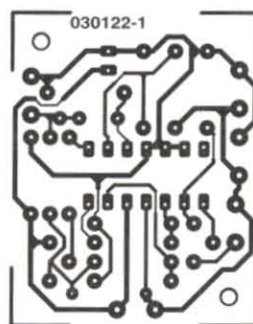
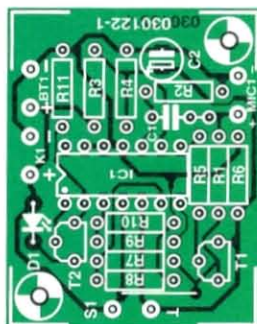
$$t = -R6C2 \times \ln (R8 / (R7 + R8))$$

Om vi ersätter med de verkliga komponentvärdena:

$$t = -106 \times 47 \times 10^{-6} \times \ln (10^5 / 4.9 \times 10^5) = 75 \text{ s}$$



da och LED-en positionerats genom ett hål i denna. Du kan montera en reflektor som koncentrerar ljuset om du vill. Anslutningarna till kretskortet kan göras via lödstift. Det kan vara möjligt att ansluta laddningskontakten och tryckknappen direkt till de relevanta stiften utan någon kabel men det beror på vilken typ av låda du använder. Mikrofonkapseln kan monteras inuti lådan, men glöm inte att göra en öppning för denna så att ljudvågorna kan nå mikrofonen.



(030122-1)

**Figur 2. Kretskortslayout och komponentplacering.**

## KOMPONENT-LISTA

### Motstånd:

R1 = 15k $\Omega$   
R2, R8, R9 = 100k $\Omega$   
R3 = 22k $\Omega$   
R4 = 5k $\Omega$   
R5 = 6k $\Omega$   
R6 = 1M $\Omega$

R7 = 390k $\Omega$   
R10 = 10k $\Omega$   
R11 = 18 $\Omega$

### Kondensatorer:

C1 = 22nF  
C2 = 47 $\mu$ F 16V radial

### Halvledare:

D1 = LED, white, e.g., Conrad Electronics # 153867

IC1 = TLC274  
T1, T2 = BC547B

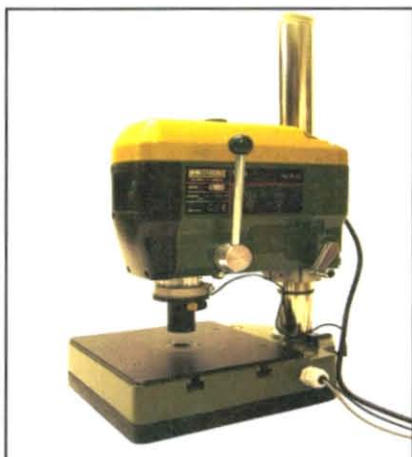
### Övrigt:

Bt1 = batterihållare för fyra 4 NiMH-batterier  
K1 = laddkontakt för batterier  
MIC1 = elektret mikrofonkapsel  
S1 = tryckknapp, 1 slutande kontakt  
kretskort 030122-1 från The PCBShop  
Låda

## Kretskortsborrmaskin med en inbyggd kamera

Använd en vanlig TV som monitor

Perfekt för gymnasie och högskolor. Underlättar betydligt vid prototyp tillverkning för mönsterkort



Med spånutsug och belysning av borrarcentrum

Elektronisten  
013-131460

elektronisten.linkoping@telia.com

## Nya CD-ROM

### The Audio Collection 2

Fler än 75 olika audiokretsar från de senaste 5 åren ur Allt om Elektronik. Bland annat: Crescendo Millenium Collection Audio-DAC 2000 och Audio-ADC 2001 IR-S/PDIF sändare och IR-S/PDIF mottagare och mycket mer. Inkl. Acrobat Reader. Audio Collection 2. Engelska. Pris 210:- inkl. moms Porto tillkommer.

### Robotics

Robotik handlar om mekanik, elektronik och informatik. Innehållet i denna CD-ROM vänder sig till ung som gammal, amatörer och proffs och innehåller information om sensorer som informerar roboten om den miljö den befinner sig i, mikrokontroller som hela tiden är upptagna med att behandla sensordata, aktivatorer, inklusive motorer, som omvandlar mikrokontrollernas svar till rörelser. Kroppen som håller övriga delar på plats. Robotics. Engelska. Pris 210:- inkl. moms. Porto tillkommer.

Allt om Elektronik  
Box 178, 444 22 Stenungsund  
Tel/Fax: 0303-770 490  
www.alltomelektronik.se



# PICXEX18 OCH

Lourens le Grange

bitcraft@global.co.za

I denna artikel beskrivs utvecklingen av ett multi-tasking operativsystem för mikrokontrollern PIC18xxx från Microchip. Kod och RAM-minneskraven är minimala och grundidén mycket enkel, men den kan förenkla implementeringen av en applikation med denna mikrokontroller betydligt.

Applikationer är enklare att specificera, designa, koda och avbugga om du börjar med att separera dem till funktionselement, så kallade uppgifter (tasks). En mjukvarustruktur för hantering av uppgifter skulle då kunna se ut som i figur 1.

Här är vårt 'operativsystem' inte någonting mer än några CALL-instruktioner med en GOTO MAIN-instruktion i slutet. CALL-instruktionen aktiverar uppgiften och uppgiften måste samarbeta genom att köra en RETURN-instruktion som skickar tillbaka kontrollen till operativsystemet. Detta räcker för små applikationer, men vanligtvis behöver de funktioner/uppgifter som utgör vår applikation någon form av kontroll över sin egen körning eller körningen av andra uppgifter. Så skall, till exempel, en tangentavsnökningsuppgift kontinuerligt övervaka ett antal tangenter. När någon av dessa trycks in skall den uppgift som hör ihop med denna tangent aktiveras av tangentövervakningsuppgiften. Eller en sekvens (uppgifter) skall kunna utföra ett av sina (många) steg och sedan fortsätta till nästa steg (kodsektion) när ett speciellt villkor uppfyllts. Det är tydligt att vi behöver mer än RETURN-instruktioner för att övervaknings- och sekvensuppgifterna

skall samarbeta i ett system. Tangentövervakningsuppgiften behöver aktivera en sovande (OFF-kopplad) uppgift medan sekvensuppgiften måste kunna modifiera sin egen ingångspunkt så att endast en speciell sektion av koden (t.ex. det aktiva steget och dess kriterier) körs åt gången. En uppgifts ingångspunkt (entry point) är den adress där uppgiftens kod börjar köras när operativsystemet skickar över kontrollen till uppgiften.

## PICXEX18 funktioner

I PICXEX18 finns följande funktioner i form av makron som programmeraren använder i sin uppgiftskod.

### XexTaskON TaskNr

Med detta makro kan användaren aktivera vilken uppgift som helst i applikationen. Det kan också användas i kod utanför uppgiften, till exempel så kan en interruptrutin starta en uppgift.

### XexTaskOFF TaskNr

Med detta makro kan användaren deaktivera vilken uppgift som helst i applikationen. Kan också användas i vilken kod som helst.

### XexTaskExit

Ett makro som används i en uppgift för att skicka tillbaka kontrollen till operativsystemet.

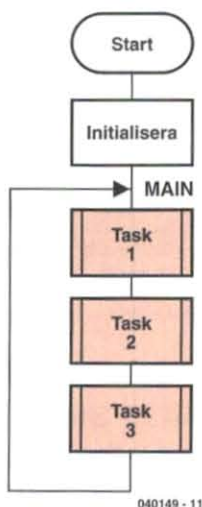
### XexSetEPoint TaskNr, EPoint

Modifierar en uppgifts ingångspunkt. Kan också användas i vilken kod som helst.

### XexEPNext TaskNr

Sätter en uppgifts ingångspunkt till nästa instruktion. Skall endast användas i koden för den uppgift vars ingångspunkt skall modifieras.

I figur 1 är operativsystemets 'uppgiftsaktiveringskod' en enda CALL TASK\_X instruktion. Denna måste utökas. Först måste vi lägga till ett test som förhindrar en uppgift från att aktiveras om den är OFF. Sedan



Figur 1. Mjukvarans grundstruktur för att implementera en applikation som är uppdelad på tre funktions-element, eller så kallade uppgifter (task).

040149 - 11



# PICWIN8

## Operativsystem och monitor för PIC mikrokontroller

måste vi kunna ändra en uppgifts ingångspunkt under körningen, i vilket fall en CALL-instruktion inte kan användas som destinationsadress om denna instruktion fixerats i assembler.

ON/OFF-testet för en uppgift implementeras genom att tilldela varje CYCLE TASK en bitvariabel som, om den är satt, indikerar att uppgiften är i aktivt tillstånd. Möjligheten att modifiera en uppgifts ingångspunkt implementeras genom att använda PIC18-ns möjlighet att 'tvinga' en adress på sin returnstack. Så aktiveringskoden för CYCLE TASK skall först testa uppgiftens ON/OFF-flagga. Om denna är satt skall den hämta uppgiftens aktuella värde för ingångspunkt, tvinga den på Return Stack och sedan köra en RETURN-instruktion.

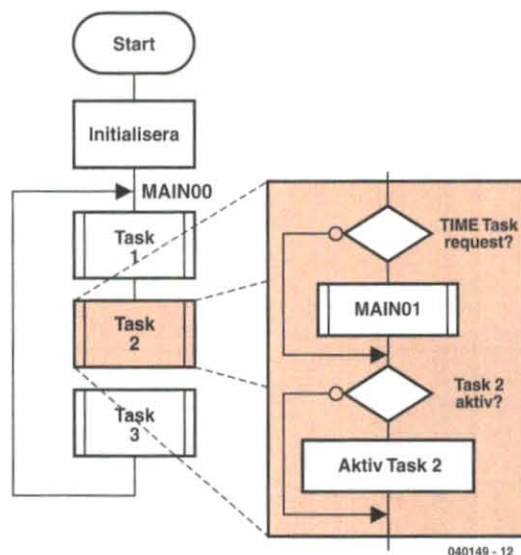
För varje CYCLE TASK reserveras 3 RAM-byte. Det första byteet håller ON/OFF-flaggan i sin bit <7> och de nästa två byteen håller uppgiftens aktuella värde för ingångspunkten. Applikationsdesignen kan förenklas ytterligare genom att till vårt operativsystem lägga till möjligheten att köra uppgifterna med valbara tider. Detta gör att programmeraren kan koncentrera sig på själva uppgiftskoden utan att behöva bekymra sig om hur man kodar tajmingen eller räknemekanismer för att reglera körningen av koden.

PICEX18 tillåter 8 TIME TASKS där exekveringstiden för varje uppgift sätts i assembler i filen xextask1.def. Då deras exekvering beror på tiden kan dessa uppgifter inte switchas ON eller OFF av användaren och deras ingångspunkter kan inte ändras. PICEX18 använder en CALL-instruktion för att aktivera en TIME TASK. Därmed kan vi använda en enkel aktiveringsmekanism, om uppgiftens ON/OFF-flagga är satt anropa (CALL) då uppgiftskoden. För att skicka tillbaka kontrollen till operativsystemet används makrot XeX-TaskExit inuti uppgiftskoden. Om du tittar på den verkliga koden för detta makro ser du att RETURN-instruktionen utför samma jobb. Att använda ett makro är bara ett bättre sätt att indikera i din kod var uppgiftens utgångspunkt (exit point) finns.

Grunderna för PICEX18 multitasker kan nu beskrivas genom att referera till figur 2. Innan en CYCLE TASK aktiveras utförs ett test för att kolla om det finns några TIME TASKS som väntar på att köras. Om det finns det så skickas kontrollen (med en CALL MAIN01-instruktion) till koden i figur 3.

Här kommer dessa TIME TASKS, hos vilka Task Request Bits är satta, att köras. I slutet av TIME TASK listan finns en RETURN-instruktion, som tar oss tillbaka till CYCLE TASK loopen i figur 2, så körningen av CYCLE TASK fortsätter där vi lämnade den.

Som visas i figur 2 så testas vi för begäran att köra TIME TASKS mellan varje exekvering av CYCLE TASK. Det är därför viktigt att CYCLE TASK inte behåller kontrollen över CPU:n längre än ca 5 ms. En PIC som



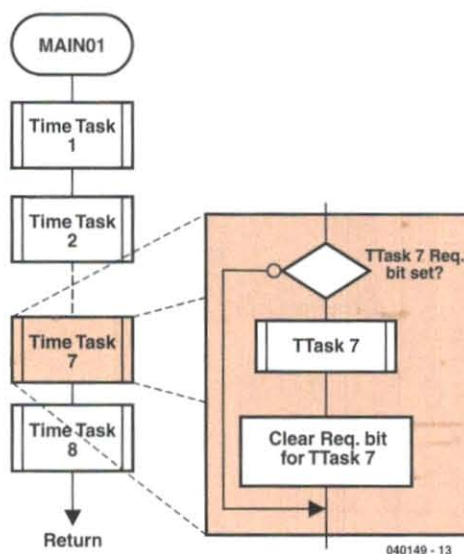
Figur 2. Main Cycle Task loopen hos PICEX18 visar hur testningen av TIME TASK förfrågan utförs innan en CYCLE TASK aktiveras.

körs med beskedliga 8 MHz kan köra en hel del kod under 5 ms!

En schemaläggningssubrutin (scheduler) i PICEX18 styr aktiveringen av TIME TASKS genom att sätta Task Request Bits vid de önskade tiderna.

För att schemaläggningen skall fungera måste koden ha en timerrutin som anropar schemaläggaren varje 10 ms.

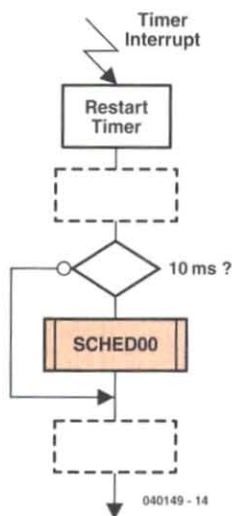
Figur 4 visar grunderna för en timerinterruptrutin (som är din kod) innehållande ett anrop till subrutinen



Figur 3. Operativsystemet kommer att köra en CALL MAIN01 instruktion om någon TIME TASK Request Bit är satt. MAIN01 aktiverar alla TIME TASKs hos vilka Request Bit är satt.



**Figur 4.**  
För att TIME TASK schema-  
läggaren hos PICXEX18 skall  
fungera måste  
användaren  
arrangera så att  
en timerrutin  
kör en CALL  
SCHED00 in-  
struktion varje  
10 ms.



SCHED00. Följande exekveringshastigheter (i ms)  
finns tillgängliga för TIME TASKS:

10, 20, 40, 50, 100, 200

Schemaläggaren för TIME TASK använder en 20-  
posters uppslagstabell för att spara uppgiftens timing-  
information. Var 10 ms hämtar schemalägningsruti-  
nen nästa post i denna tabell och OR-ar den till den  
RAM-adress som håller de 8 requestbitarna för TIME  
TASK. Posterna i uppslagstabellen genereras i assem-  
bler med hjälp av informationen i filen xetask1.def.  
Källkoden för PICXEX18 finns i följande tre filer:

Xetask1.def  
Xex18tsk.mac  
Xex18mak.asm

### Xetask1.def

Detta är den enda fil som behöver modifieras. Filen  
används för att definiera följande:

Antalet CYCLE TASKS.

Label vid början av varje TIME TASK.

Exekveringshastighet för varje TIME TASK.

Biastid för varje TIME TASK.

### Xex18tsk.mac

Källkod för uppgiftkontrollmakron.

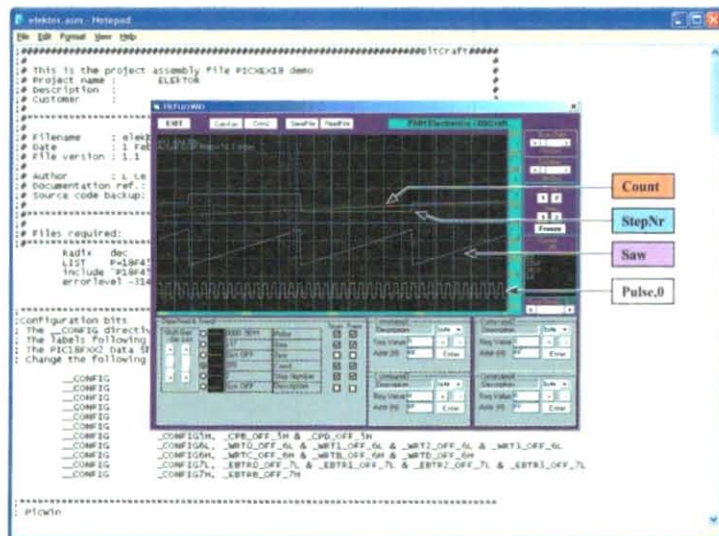
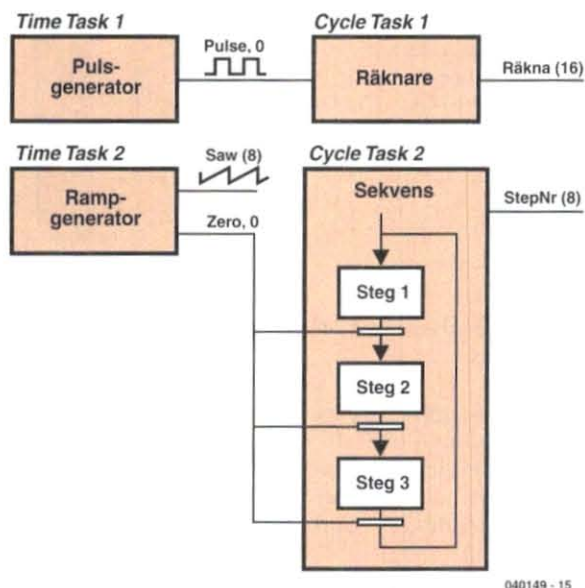
### Xex18mak.asm

Denna fil innehåller koden för PICXEX18. När denna  
fil assembleras genereras koderna för CYCLE och TIME  
TASK looparna och schemaläggningstabellen.

## Att använda PICXEX18

Filen 040149-11.zip kan du hämta gratis från vår  
websida och innehåller all källkod som behövs för följande  
applikationsexempel som demonstrerar an-  
vändningen av PICXEX18. För att generera .HEX-filen  
skall du bara assemblera filen ELEKTOR.ASM med hjälp  
av MPASM-assemblern (gratis från Microchip). Den

**Figur 5.**  
Funktions-  
schemat över  
applikations-  
exemplet, en  
kombinerad  
Puls/Ramp-  
generator.



**Figur 6.**  
PicWin8-  
monitorn i  
aktion. Här visas  
'Fuzzy'-version  
(fortfarande  
under  
utveckling.

## Gratis download

Alla assemblerfiler för  
PICXEX18 och Pulse/Ramp  
demo-programmet.  
PICWin8 programmet och hand-  
ledning.

Fil nummer: 040149-11.zip

[www.alltomelektronik.se/down-  
load.html](http://www.alltomelektronik.se/download.html)

välj aktuellt nummer.



senare filen innehåller direktiv hur man inkluderar de övriga filer som behövs. Applikationen omfattar två CYCLE TASK och två TIME TASK.

**Time Task 1** är en pulsgenerator. Den kommer att pulsa biten 'Pulse,0' med en hastighet på en puls varje 400 ms.

**Time Task 2** är en sågtandsgenerator. Den får bytet 'Saw' att rampa upp på 2550 ms till ett värde på 255 och sedan återställas till 0. Vid varje reset sätts biten 'Zero,0' (den återställs av det aktiva steget i sekvensen).

**Cycle Task 1** är en pulsräknare. Varje stigande flank hos biten 'Pulse,0' kommer att inkrementera (räkna upp) 16-bit värdet 'Count'.

**Cycle Task 2** är en sekvens med tre steg. Sekvensen kommer att stanna i ett steg tills biten 'Zero,0' är satt. Denna bit kommer att rensas och sekvensen gå till nästa steg. När den är i det tredje steget, och biten 'Zero,0' är satt, kommer sekvensen att gå tillbaka till steg 1. Bytet 'StepNr' indikerar antalet aktuella steg.

När du har assemblerat denna applikation kan den testas genom att använda MPLAB-simulatoren. För att verifiera att de två TIME TASKS faktiskt körs vid de önskade hastigheterna på 200 och 400 ms så kan du använda en brytpunkt vid uppgiftens startpunkt PULSE\_GEN och RAMP\_GEN och MPLAB-s stoppsfunktion för att se hur lång tid det tar mellan två körningar.

Applikationen programmerades in i en PIC18F452 som klockas med 8 MHz.

## PICWin8

När man testar en applikation där det sker saker samtidigt är det mycket bra att kunna se hur de olika signalerna uppför sig. I filen ELEKTOR.ASM, direkt efter inställningen av konfigurationsbitarna, hittar du en programsats för inställning av assemblervariabeln 'PicWin'. Denna används för att inkludera assemblerkod för en interruptrutin för UART-en för hantering av datautväxlingen med en PC för att övervaka och modifiera variablerna i PIC-en. Skärmbilden av PicWin-monitorn i funktion, figur 6, visar trendkurvor för de fyra variablerna i vår applikation som, vilket du kan se, fungerar som de skall.

'PicWin'-monitorn har följande egenskaper:

- VB6-applikation
- Baud rate 9600 (fast)
- Kan visa och 'tenda' upp till sex värden samtidigt
- 4 fält för kommandon (modifiera PIC RAM-adresser).
- Varje trendbuffert = 800 samplings. Display = 400 samplings med scrollning
- Data typer: bit, byte, word, Fpoint
- Justerbar scan rate
- Prestanda: Skärmbilden visar fyra kurvor scannade vid 87 ms. Varje kurva skiftades för att få en bättre överblicka av vad som händer.

En användarhandledning och installationsinstruktioner för PicWinmonitorn kan du hitta i en textfil som inkluderats i zipfilen för detta projekt.

(040149-1)

## Komponenter - Byggsatser - Elektronrör - Kontakter - Kabel - Verktyg Instrument - Nätaggregat Högtalarelement - Litteratur - Datortillbehör

### Komponentsatser

**Motstånd, metallfilm, 1%, 61 värden i E-12 serien, 10 ohm - 1M, 10 st/värde, Totalt 610 motstånd. Pris: 89:--/sats.**

**Som ovan men 50 st/värde. Totalt 3050 motstånd. Pris 295:--/sats.**

**Motstånd, kolfilm, 1W, 5%, 61 värden i E-12 serien, 1 ohm - 100 Kohm, 5 st/värde, Totalt 305 motstånd. Pris: 139:--/sats.**

**Trimpotar, kolbana, kapslade, 10x10 mm. 220ohm-1K-2K2-4K7-10K-22K-47K-100K-220K-470K-1M. 3 av varje värde, totalt 33 st. Pris: 79:--/sats. Ange liggande eller stående.**

**Elektrolyter, stående, 25 V. (uF) 10-22-33-47-100-220-470. 5 av varje, totalt 35 st. Pris: 49:--/sats.**

**Elektrolyter, stående, 50 V. (uF) 0,47-1-2-2,2-3,3-4,7-10-22-47-100-220. 5 av varje, totalt 50 st. Pris: 59:--/sats.**

**Plastfilmkondensatorer, stående, 100V, 5 mm raster. (nF) 1-1,5-2,2-4,7-6,8-10-15-22-33-47-68-100. 5 av varje värde. Totalt 60 st. 59:--/sats.**

**Keramiska kondensatorer, stående, 50V. (pF) 10-15-22-33-47-68-100-150-220-330-470-680-1000-1500-2200-3300-4700-6800-10000. 5/värde, totalt 95 st. Pris 84:--/sats.**

**Zenerdioder 1/2 W, 5%. 2V7-3V3-3V6-3V9-4V7-5V1-5V6-6V8-7V5-8V2-9V1-10V-11V-12V-13V-15V-16V-18V. 5/värde, totalt 90 st. Pris 59:--/sats.**

**Ytmonterade motstånd, 1%, storlek 0805, 61 värden i E-12 serien, 10 ohm - 1M, 100 st/värde, Totalt 6100 motstånd. Pris: 199:--/sats.**

### Halvledare

|        |            |              |
|--------|------------|--------------|
| 1N4148 | 3:--/10 st | 19:--/100 st |
| 1N4004 | 4:50/10 st | 17:50/50 st  |
| BC547B | 7:--/10 st | 29:--/50 st  |
| BC557B | 7:--/10 st | 29:--/50 st  |
| BD139  | 4:50/st    | 29:--/10 st  |
| BD140  | 4:50/st    | 29:--/10 st  |
| IRF720 | 9:--/st    | 39:--/5 st   |

UA7805, 7806, 7808, 7809, 7812, 7815, 7818  
4:--/st 29:--/10 st

UA7905, 7908, 7912, 7915, 7818  
4:--/st 29:--/10 st

MAX232, 16-pin DIP 17:50/st 129:--/10 st  
NE555, Timer 4:--/st 25:--/10st

|                                |          |
|--------------------------------|----------|
| PIC16F84A-20/P, 20 MHz, 18-DIP | 59:--/st |
| PIC16F628-20/P, 20 MHz, 18-DIP | 45:--/st |
| PIC16F870-I/SP, 20 MHz, 28-DIP | 55:--/st |
| PIC16F872-I/SP, 20 MHz, 28-DIP | 65:--/st |
| PIC16F874A-I/P, 20 MHz, 40-DIP | 89:--/st |

### Experimentkort

**Kopplingsdäck**  
830 punkter "naken" 69:--  
830 punkter, 3 polskruvar. 109:--  
1560 punkter, 3 polskruvar. 159:--  
3220 punkter, 4 polskruvar. 239:--

### Prototypkort i glasfiber

|                              |       |
|------------------------------|-------|
| 100 x 80 mm med kopparbanor  | 33:-- |
| 100 x 80 mm med löddar       | 33:-- |
| 100 x 160 mm med kopparbanor | 49:50 |
| 100 x 160 mm med löddar      | 49:50 |
| 100 x 160 mm med länkar om 3 | 49:50 |

### Laminat med fotoresist 100 x 160 mm

|                   |          |            |
|-------------------|----------|------------|
| Enkel, pertinax   | 26:--/st | 118:--/5st |
| Enkel, glasfiber  | 38:--/st | 169:--/5st |
| Dubbel, glasfiber | 48:--/st | 215:--/5st |

### USB-minnen

128MB 199:-- 256MB 299:-- 512MB 499:--

**IC-utdragare utan extra  
kostnad på alla order över  
150:--**

**Alla priser är inklusive moms.**

Butik mitt i  
Lund

[www.autemashop.com](http://www.autemashop.com) 046 - 37 20 90

Autema Elektronik AB - Lilla Gråbrödersgatan 2 - 222 22 Lund



# PÅ BUSSEN

David Daamen



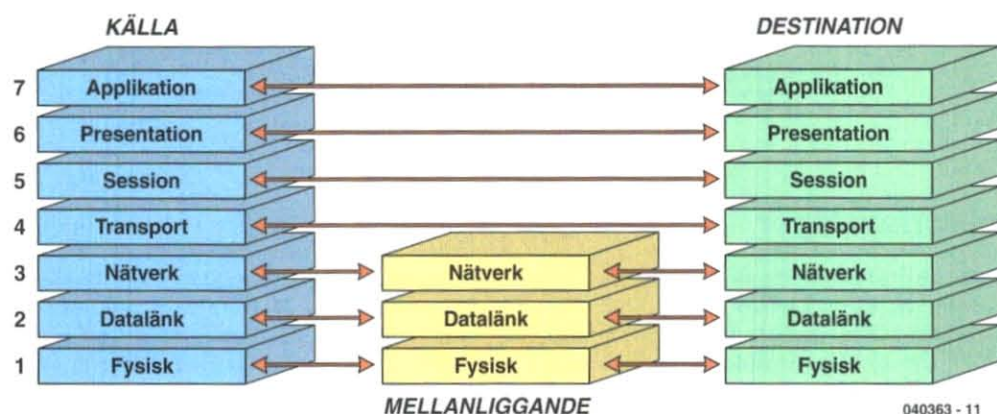
Att kunna kontrollera en TV eller en stereo från favoritfåtöljen tar man för givet idag. Men hemautomatisering är inte bara fjärrkontroll av audio och videoapparater. Även om fler och fler tillverkare hoppar på den buss som kallas Home Automation, eller Smart Home, så finns det ännu inga tecken på ett genombrott för den stora massan.

Trots att det idag finns flera system på marknaden som automatiserar olika funktioner i och runt vårt hem så är det stora antalet av olika, konkurrerande, standarder och egenutvecklingar ett mycket stort hinder på vägen fram mot Framtidens Hem.

Vi har tidigare varit inne på att utvecklingen inom hemautomatiseringen har saktats ner både av möjligheterna och omöjligheterna av att tillverka fungerande kringutrustning. Uppenbarligen är utveckling och marknadsföring av ett kompatibelt system så tids-



# Ändhållplatsen långt borta



Figur 1.  
Modellen  
The Open  
Systems  
Interconnect  
(OSI) utvecklad  
av ISO.

krävande att tillverkarna alltid verkar ligga ett steg efter verkligheten.

Ett av huvudproblemen verkar vara utväxlingen av data mellan olika applikationer. Så fort man har hittat, och löst, de större problemen har man blivit frångörd på grund av de höga utvecklingshastigheter som råder inom elektronikindustrin. Detta har resulterat i en uppsjö av olika protokoll och standarder, vilket bara verkar förvärra problemen.

Vissa läxor ser det dock ut som om man har lärt sig, för idag är trenden att inte bara att titta på anslutningsmetoden, utan mer och mer på den egentliga applikationen.

## OSI

Det faktum att det tagit så lång tid för systemdesigners att spendera tid på applikationen är inte överraskande i sig själv. Sedan mitten av 80-talet har det funnits en standard som beskriver vilka aspekter man skall ta hänsyn till när man implementerar nätverksfunktionalitet. Då publicerade ISO (International Standards Organization) en referensmodell som kallades Open Systems Interconnect (OSI), se figur 1.

Lite längre fram skall vi se, att förutom de många standarder som koncentrerar sig på den egentliga anslutningen och/eller sättet att kommunicera, så finns det nu också standarder som riktar sig mot det högsta lagret i OSI-modellen, det område som rör den egentliga applikationen.

För bekvämlighets skull skall vi dela in standarderna (professionella nätverk och hemautomatisering) i tre kategorier tagna från OSI-s referensmodell. Vi delar in i (1) nätverkslagret; (2) kommunikationslagret och (3) applikationslagret.

## Nätverkslager

Standard som RS-485, Ethernet, FireWire, HomePNA, HomePlug, MoCA, USB och X10 är i huvudsak beskrivningar av olika sätt att kommunicera över ett fysiskt medium. HomePNA, till exempel, är en standard som är vitt spridd i USA och som beskriver hur anslutningar med farter upp till 240 Mbit/s kan etableras inom ett hem med hjälp av de befintliga telefonledningarna. Gruppen Multimedia over Coax Alliance har publicerat en standard som baseras på samma princip, att använda redan befintlig kabel, i detta fall den koaxkabel som redan finns installerad i många hem för distribution av (analog) radio och TV-signaler. Enligt MoCA är standarden framtidssäkrad och kapabel till hastigheter upp mot 1 Gbit/s.

Standarden HomePlug är nu på 'uppgång' i Europa och använder också befintliga kablar, de nätspänningskablar som finns dragna i ditt hem. Här anger man farter på upp till 14 Mbit/s.

Även trådlösa standarder som Bluetooth, ZigBee, DECT, WiFi och IrDA bör också räknas till nätverkskategorin. I rutan 'Bussystem' finns länkar till mer information om dessa standarder.

I nätverkslagret ligger fokus på den fysiska anslutningen och därför går de flesta standarder inte längre än till det första lagret i OSI-modellen.

Resultatet är att sådana standarder inte är särskilt användbara om det inte finns överenskommelser om hur data skall sändas och det är här som behovet av ett nätverksprotokoll blir uppenbart. Idag är IP (Internet Protocol) det mest använda.



[illegible]

I dessa sammanhang är så kallad inter-operabilitet viktigt. Ett av sätten att uppnå detta är att enas om ett sändningsschema som inte är beroende av de data som sänds. Detta passar mycket bra in i ett 'öppet' system. Förresten stängs ett system som baseras på 'öppna' specifikationer av sig självt när det används i en viss applikation eller konfiguration, vilket kanske inte så många förespråkare av öppna system tänker på!

[www.tiaonline.org](http://www.tiaonline.org)  
[standards.ieee.org](http://standards.ieee.org)  
[www.apple.com](http://www.apple.com)  
[www.homepna.org](http://www.homepna.org)  
[www.homeplug.org](http://www.homeplug.org)  
[www.mocalliance.org](http://www.mocalliance.org)  
[www.usb.org](http://www.usb.org)  
[www.x10.com](http://www.x10.com)  
[www.bluetooth.com](http://www.bluetooth.com)  
[www.zigbee.org](http://www.zigbee.org)  
[www.dectweb.com](http://www.dectweb.com)  
[www.wi-fi.org](http://www.wi-fi.org)  
[www.irda.org](http://www.irda.org)

[www.bacnet.org](http://www.bacnet.org)  
[www.batibus.com](http://www.batibus.com)  
[www.eiba.com](http://www.eiba.com)  
[www.konnex.org](http://www.konnex.org)  
[www.echelon.com](http://www.echelon.com)

[www.cebus.org](http://www.cebus.org)  
[www.modbus.org](http://www.modbus.org)  
[www.profibus.com](http://www.profibus.com)  
[www.havi.org](http://www.havi.org)  
[www.smarthomeforum.com](http://www.smarthomeforum.com)  
[www.osgi.org](http://www.osgi.org)  
[www.salutation.org](http://www.salutation.org)  
[www.upnp.org](http://www.upnp.org)



## Applikationslager

Inom de standarder som normalt associeras med detta lager ligger tyngdpunkten på system och applikationshantering. Alltså är det huvudsakliga målet hos denna standard att definiera ett så kallat nätverksberoende API (Application Programming Interface). Denna kategori omfattar standarder som i CEBUs, ModBus, PROFIBUS, HAVi, EHS, OSGi och UPnP. Där CEBus i huvudsak används i USA så refererar initiativ som HAVi och UPnP till sant global utveckling. Du har kanske redan hört talats om UPnP, det koncept för Plug-and-Play som är så välkänt inom Windows/PC-miljön där det är fullt integrerat i hårdvaru- och mjukvarukoncept. För tydlighets skull skall vi också säga att många av de kategorier som vi nämnt här överlappar varandra. Vissa standarder från nätverkskategorin, till exempel, kompletteras ofta med lösningar för hantering och kontroll. Det motsatta gäller också då ett visst medium ibland väljs som bas för en applikationsgrupp. Detta gäller, till exempel, HAVi, ett system med sina rötter fast rotade i Firewire (IEEE1394) och avsett som en anslutningstandard för digitala audio- och videosignaler (figur 2).

## Konnex

En full genomblick av alla tillgängliga standarder ligger utanför möjligheterna med denna artikel och därför skall vi bara plocka ut några som vi tror är speciellt intressanta. Den standard som föreslås av European Home System Association (ESHA) är ett bra exempel på hur detta kan göras. Förutom att ge specifikationer när det gäller medium och kommunikationsprotokoll siktar gruppen in sig på en lösning som är märkesoberoende, autokonfigurerande (plug-and-play), modular och framtidssäkrad. Faktum är att ESHA, Bat-iBus och EIB har anslutit sig och bildat Konnex Association (figur 3) för att hjälpa till att uppnå målen. Då standarden är öppen och plattformsoberoende medan den också stöder olika real-world media så tror vi att den kommer att få en ökat täckning i framtiden.

## I praktiken

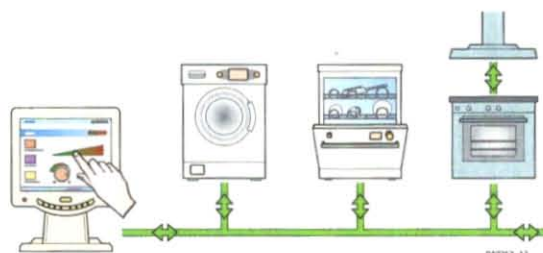
Så vad har då framtiden i sitt sköte när det gäller hemautomatisering? Med en välunderbyggd bas snabbt på frammarsch begränsas möjligheterna i stort sett bara av vår egen fantasi, eller den hos tillverkarna naturligtvis.

Dagens möjlighet att kontrollera TV:n eller stereon från soffan är bara ett förbud av vad vi kan förvänta oss inom de närmaste åren. Under tiden får vi nöja oss med fjärrstyrda ljussystem som nu finns att köpa. Detta är dock inte så särskilt intressant förrän andra system kan integreras (figur 4). Tänk er bara en röststyrd dator som hjälper dig med mät och styrfunktioner i och runt ditt hem, eller centralvärmen kopplad till en tid som programmeras in i väckarklockan. En kvart innan du behöver gå upp ser systemet till att det finns en komfortabel temperatur i badrummet! Tar vi detta ett steg längre så kopplas kaffebryggaren på automatiskt när du går ur duschen.

Hemautomatisering kan också bidra betydligt till säkerheten. Så kan, till exempel, ett centralt system simulera aktivitet i ditt hem och även skicka ett mail till dig vid ett larmläge, som inbrott, översvämning, hög/låg temperatur eller rökdetektering, så att du varnas om du glömt ugnen på!



Figur 3.  
Loggan för  
Konnex  
Association.



Figur 4.  
Så småningom  
kommer alla  
apparater  
hemma att  
kunna prata  
med varandra.

## Gör-det-självd omotic

Medan konsumenterna väntar på att industrin skall komma fram med lämpliga och överkomliga system så är det inte överraskande att det finns en hel mängd av gör-det-självlösningar på Internet. Några av dessa kommer vi att titta närmare på i ett senare nummer av Allt om Elektronik. Under tiden, varför inte ta en titt på vad som händer på websidorna för 'Homeseer' och 'Home Automated Living', som ger exempel på båda hårdvara och mjukvara som du kan använda för att börja integrera och automatisera ditt hem här och nu. De relevanta weblänkarna hittar du nedan. (Domotic = Domestic Electronics, hemmaelektronik).

(040363-1)

### Weblänkar

[www.hometoys.com](http://www.hometoys.com)  
[www.smarthomeforum.com](http://www.smarthomeforum.com)

### Mjukvara och hårdvara

[www.homeseer.com](http://www.homeseer.com)  
[www.automatedliving.com](http://www.automatedliving.com)

## Tidigare i Allt om Elektronik

Allt om Elektronik har en lång historia när det gäller artiklar om bussystem som är lämpliga för gör-det-självdautomatisering av ett hem. De viktigaste av dessa listas nedan.

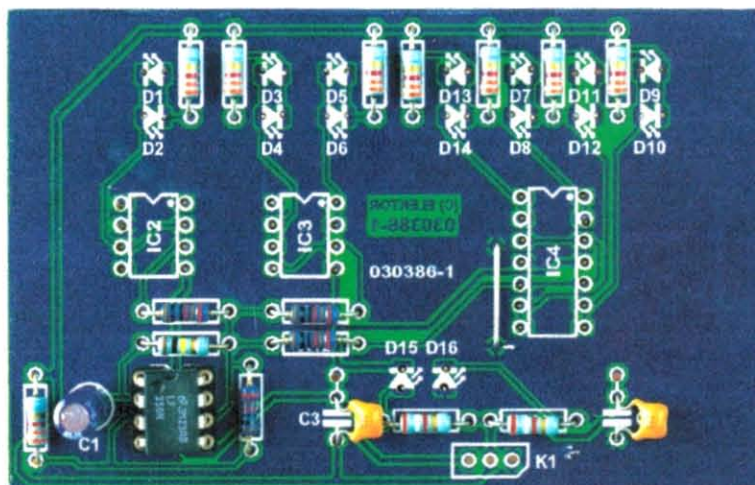
- RS232 till RS485 halvduplexadapter; fördelar med balanserade linjer (Allt om Elektronik 6/2002)
- DCI-bussen; RS485 hemmanätverk med upp till 64 terminaler (Allt om Elektronik 10-11/2002)
- USB-RS232 interface; en kompakt lösning för saknade portar (Allt om Elektronik 5/2003)
- Controller Area Network (CAN-bussen); intelligent datakommunikation i praktiken (Allt om Elektronik 8-11/1999, 1/2000).



# OPAMPTESTARE

## Snabb funkar/funkar-inte test av operationsförstärkare

Dirk Schumacher



Inte en mikrokontroller så långt ögat kan se men ändå ett mycket händigt testinstrument för hemmalabbet.

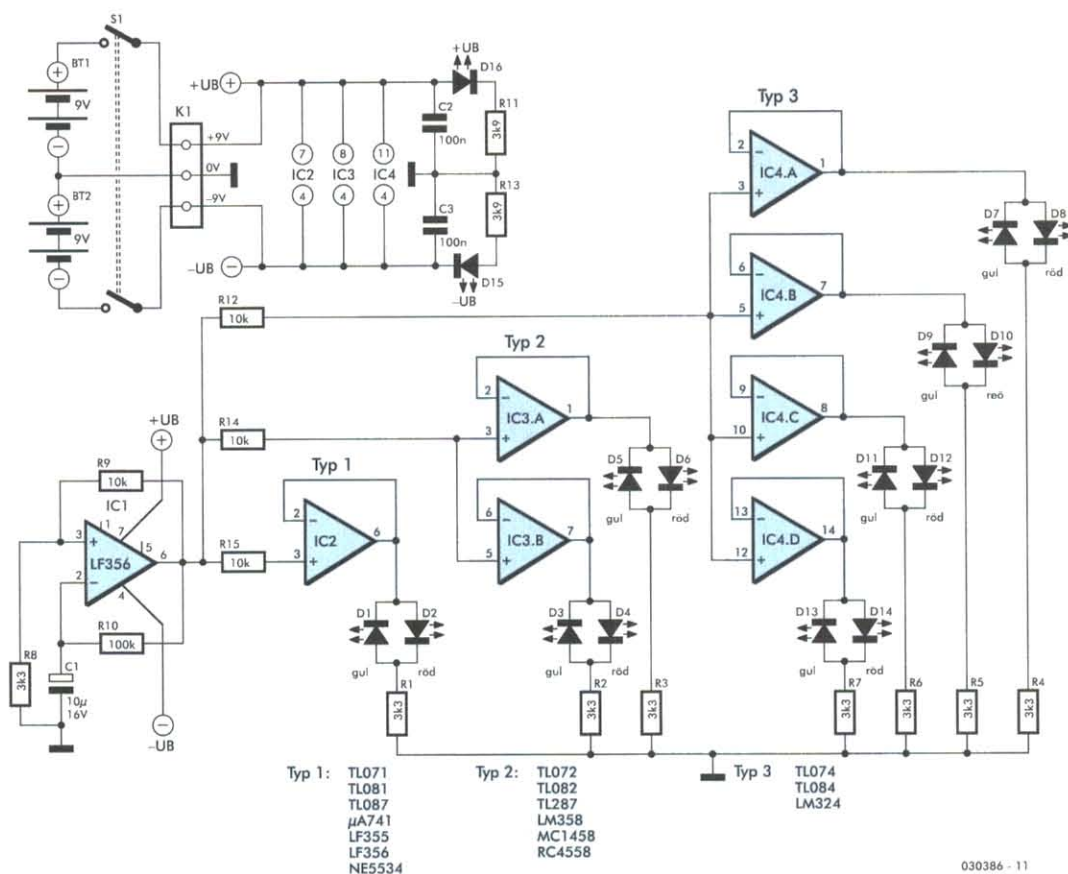
Om du någon gång skulle vilja använda en operationsförstärkare som du räddat från en skrotad krets eller tagit från bra-att-ha lådan, så måste du räkna med att komponenten kanske inte längre fungerar. Tyvärr finns det inte något enkelt sätt att utföra en snabb funkar/funkar-inte test på en operationsförstärkare med en multimeter som man kan göra på ett motstånd, spole, säkring, diod eller på en kondensator. Och även om en opamp-testare skulle vara bra att ha så är de svåra att få tag på. Du kan dock bygga detta testinstrument själv på några få minuter och du behöver definitivt inte spränga banken för det. Testkretsen består bara av en enkel fyrkanoscillator (IC1) som svänger med en frekvens på ca 1 Hz. Utgången från oscillatorn, vid ben 6, svingar mellan 'hög'  $+(V_b - 0,5 \text{ V})$  och 'låg'  $-(V_b - 0,5 \text{ V})$  med en period på ca 1 sekund. De flesta operationsförstärkare kommer i kapslar som innehåller en, två eller fyra identiska kretsar. Alla till-

verkare har standardiserat på tre benkonfigurationer, oavsett komponentens beteckning. (Det finns några komponenter med icke-standard benkonfiguration men dessa är mycket sällsynta). Dessa tre visas i krets-schemat som 'Typ 1', 'Typ 2' och 'Typ 3'. Beteckningarna för några 'allmänna' opampar visas också. Enkla och dubbla opampar kommer i åttabenshöljen medan fyrdubbla opampar kommer i 14-benshöljen. Alla opampar under test är identiskt kopplade som spänningsföljare/impedansomvandlare. Utgångsspänningen är lika med spänningen på den icke-inverterande ingången och fyrkantvågen från IC1 kommer därför att finnas på alla de relevanta benen. Resultatet av testet visas med hjälp av lågströms-LED. Om utgången från opampen är hög kommer den röda LED-en att lysa och om utgången är låg kommer den gula LED-en att lysa. Opamparna som testas måste kunna sänka och avgiva en ström på åtminstone 2 mA.

Testenheten matas från två 9 V batterier, BT1 och BT2. D15 och D16 visar när det finns matningsspänning på alla relevanta ben på oscillatorn och på alla testsocklar. Som en titt på kretskortet i figur 2 avslöjar så skall det inte vara något problem att bestycka detta. Det finns många LED som naturligtvis måste monteras åt rätt håll, liksom den lilla elektrolytkondensator och oscillator-ICn. Glöm inte den enda trådbygeln som kopplar ihop de två delarna av jordplanet. Det är värt att tydligt markera positionen av ben 1 hos testsockeln på lådans frontpanel så att de testade komponenterna aldrig sätts i åt fel håll. I annat fall kan den testade opampen snabbt ge upp andan, vilket du tydligt kommer att märka om du sedan sätter in den åt rätt håll!

(030386-1)





Figur 1. Kretsen kan testa enkla, dubbla och fyrdubbla opampar.

## KOMPONENT-LISTA

### Motstånd:

R1-R8 = 3kΩ  
R9,R12,R14,R15 = 10kΩ  
R10 = 100kΩ  
R11,R13 = 3kΩ

### Kondensatorer:

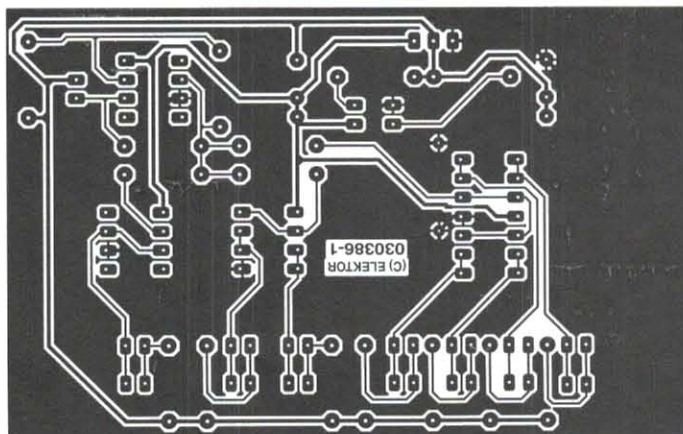
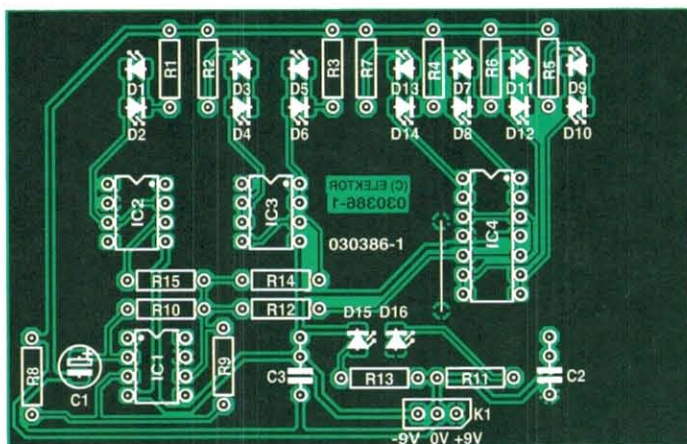
C1 = 10μF 16V radial  
C2,C3 = 100nF

### Halvledare:

D1,D3,D5,D7,D9,D11,D13,D15,D16  
= LED, 3mm, gul, lågströms  
D2,D4,D6,D8,D10,D12,D14 = LED,  
3mm, röd, lågströms  
IC1 = LF356

### Övrigt:

2 8-pol IC-socklar  
1 14-pol IC-sockel  
S1 = dubbelpolig till/frånschakt  
BT1,BT2 = 9-V batteri med clip-on  
kontakt  
Låda, Hammond typ 1591B  
1 trådbygge  
Kretskort 030386-1, se Läsaarservice



Figur 2. Kretskortet har en tydlig och öppen layout.

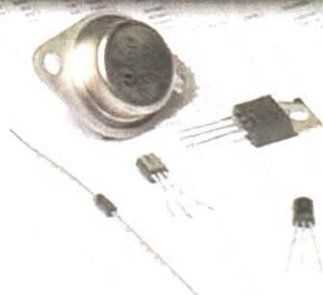


# SC Analyser 2005

## Intelligent testare för diskreta halvledare

Michel Waleczek

I stort sett alla elektroniska kretsar innehåller bipolära transistorer, FET-ar eller dioder. De flesta elektronik-hobbyister har en samling av dessa tagna från gamla kretskort. En testare som kan användas för att läsa ledarna och mäta egenskaperna är därför ett hädigt verktyg.





Om man fortfarande kan läsa beteckningarna på en komponent är det möjligt att leta upp dess tekniska egenskaper i en databok. Men om markeringarna är oläsbara, eller inte finns, så kan du bara gissa. Med hjälp av denna händiga testare kan du snabbt identifiera de flesta vanliga typer av halvledarkomponenter (bipolära transistorer, JFET, MOSFET och dioder), inklusive ytmonterade komponenter. Förutom att identifiera ledarna beräknar testaren vissa parametrar, som  $H_{FE}$  för bipolära transistorer,  $V_{TH}$ ,  $I_{DSS}$  och  $R_{DS(on)}$  för JFET-ar, tröskelspänningen för MOSFET-ar och framström/spänning samt läckström för dioder. All denna information visas tydligt på en LCD (kompatibel) skärm.

## Arbetsprincip

Var och en av de tre ledarna hos den okända komponenten ansluts till jord eller +5 V via motstånd med kända värden. Följande resistensvärden kan användas: 100  $\Omega$ , 1 k $\Omega$ , 5.6 k $\Omega$ , och 100 k $\Omega$ . För varje konfiguration mäts tre spänningar med hjälp av en mikrokontroller av typ PIC16F876.

Mikrokontrollern börjar alltid med en snabb, grov mätning för att avgöra om komponenten är en bipolär transistor. Detta utförs genom att ansluta två av de tre transistorbenen till jord medan det tredje ansluts till +5 V via ett motstånd på 5.6-k $\Omega$ . Mikrokontrollern mäter spänningen över motståndet och lagrar det uppmätta värdet. Ytterligare två mätningar av samma slag utförs med lika bensekvenser och där varje mätning görs i korsningen mellan 5.6-k $\Omega$ -motståndet och transistorn. Detta ger i tre värden vilka har ett specifikt förhållande till transistortypen.

**Tabell 1** visar de värden som teoretiskt skall mätas för NPN och PNP-transistorer. Här motsvarar minustecknet en anslutning till jord via ett motstånd på 100  $\Omega$  och plustecknet står för en anslutning till +5 V via ett motstånd på 5.6 k $\Omega$ . Ett NPN-motstånd ger två värden på ca 5 V och ett på ca 0,7 V, medan en PNP-transistor ger ett värde på 5 V och två på 0,7 V.

Det första testet är också tillräckligt för att identifiera basledaren på transistorn eftersom detta är ledaren vars värde skiljer sig från de två andra värdena. När nu transistorn har identifierats på detta sätt testas dess strömförstärkning. Då positionerna för emittern och kollektorn inte är kända mäts strömförstärkningen för var och en av

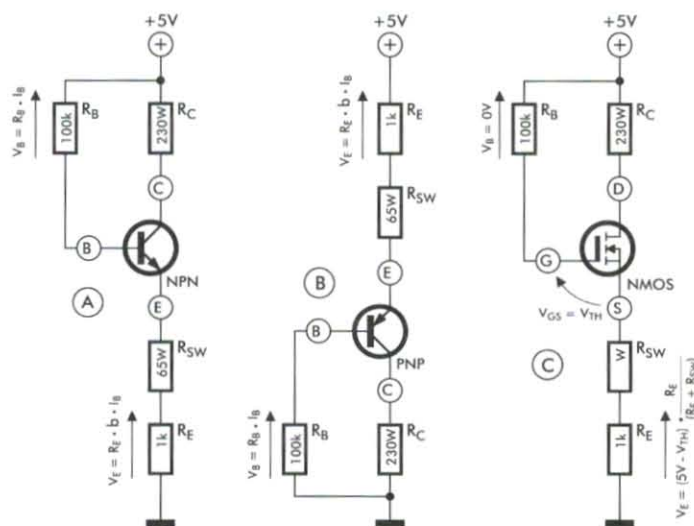
| Typ | E | B | C | uppmätt värde |
|-----|---|---|---|---------------|
| NPN | - | - | + | 5 V           |
|     | + | - | - | 5 V           |
|     | - | + | - | 0.7 V         |
| PNP | - | - | + | 0.7 V         |
|     | + | - | - | 0.7 V         |
|     | - | + | - | 5 V           |

de två möjliga kombinationerna. Det ultimata värdet anses vara det större av de två uppmätta värdena.

Om de uppmätta värdena inte matchar någon av kombinationerna i Tabell 1 så utsätts komponenten för specialtester för andra typer av komponenter (MOSFET, diod och JFET). För att testa om komponenten är en MOSFET mäts strömförstärkningen på liknande sätt för alla sex möjliga benarrangemangen. Vissa bipolära transistorer ger dock också resultat som skiljer sig från dem i Tabell 1. Detta sker i allmänhet med transistorer som har en skyddsdiad mellan kollektorn och emittern. För sådana transistorer mäts strömförstärkningen också för alla de sex möjliga kombinationerna.

## Begränsningar

För att undvika eventuella missuppfattningar så skall vi direkt säga att SC Analyser 2005 inte kan användas för att testa tyristorer eller Darlington-transistorer.



**Figur 1. Konfigurationer för att mäta värdet  $\beta$  för en transistor och tröskelspänningen för en MOSFET.**

## Att mäta strömförstärkning hos bipolära transistorer

De mätningar som beskrivits ovan har identifierat basledaren hos transistorn och nu identifieras de två övriga ledarna genom att koppla transistorn i en gemensam-kollektorkonfiguration om det är en bipolär transistor eller i en sourceföljarkonfiguration om det är en MOSFET (figur 1).

Förstärkningen i transistorn bestäms genom att mäta  $V_B$  och  $V_E$ . Formlerna för denna parameter är:

$$V_E = R_E \times (\beta + 1) \times (V_B \div R_B)$$

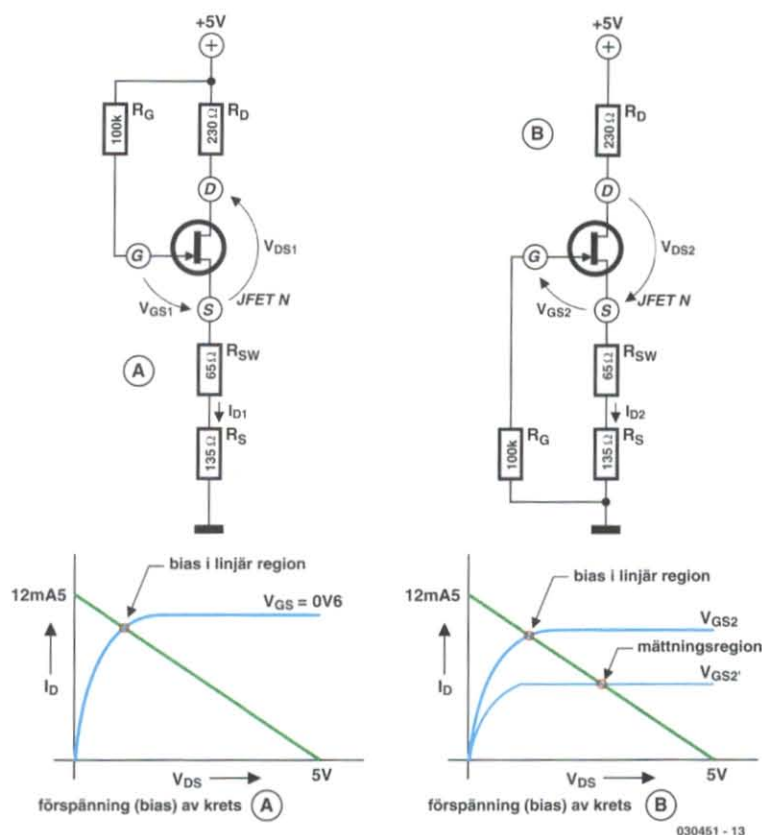
$$\beta = [(V_E \times R_B) \div (V_B \times R_E)] - 1$$

Kretsen kan mäta förstärkningsvärdet över området 5 till 999. En N-kanals MOSFET (figur 1c) kan skiljas från en bipolär transistor av det faktum att gateströmmen är praktiskt taget noll. I detta fall motsvarar tröskelspänningen spänningen  $V_{CC}-V_E$  (för en N-kanalstyp). För att kunna identifieras korrekt av testaren måste MOSFET-en ha en tröskelspänning på mindre än 4,5 V och måste vara av anrikningstyp (enhancement type), vilket nästan alltid är fallet. Den andra typen, utarmningstypen (depletion type) används nästan aldrig mer.

## Att mäta FET-parametrar

Fälteffekttransistorer (FET) kan karakteriseras av ett visst antal parametrar, men här är vi bara intresserade av tre





**Figur 2. Konfiguration för att mäta JFET-parametrar.**

av dem:  $V_{TH}$  (gate-source tröskelspänning),  $I_{DSS}$  (drain mättnadsström) och  $R_{DSON}$  (resistensen i fullt 'till' tillstånd). Att bestämma dessa parametrar är mer komplicerat än att mäta strömförstärkningen i en bipolär transistor. Topologin hos kretsen lämpar sig knappt för att utföra direkta mätningar, så en indirekt metod baserad på en mate-

matisk modell av FET-en (Schichman-Hodges modell) används för att bestämma värdena på de ovan nämnda tre parametrarna genom beräkningar. Av de tre huvudsakliga parametrarna hos denna statistiska modell, som primär används i Spicesimulering, visar det sig att bara två egentligen behövs här då den tredje parametern ( $\lambda$ ) knappast

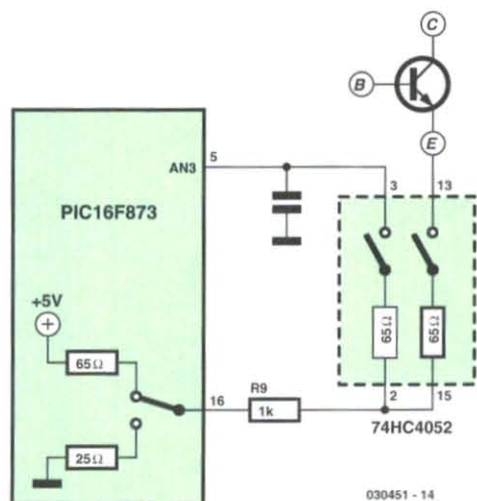
har någon inverkan på den slutliga beräkningen (se textrutan).

För att kunna bestämma värdena på dessa två parametrar är det nödvändigt att examinera två specifika arbetspunkter för att kunna erhålla två uppsättningar ekvationer. I det första fallet förspänns (bias) FET-en i sin linjära arbetsregion (**figur 2a**) genom att använda motståndet  $R_G$  för att tvinga  $V_{GS1}$  till ungefär 0,6 V. Vissa FET med låga mätnadsströmmar kan förspänns in i sin mätnadsregion i denna konfiguration och i sådana fall används en variation av den krets som visas i **figur 2**, men detta beskrivs inte här. Den första konfigurationen ger den första uppsättningen värden för  $V_{DS1}$ ,  $V_{GS1}$  och  $I_{D1}$ . Den andra arbetspunkten erhålls genom att konfigurera transistorn att arbeta som en strömkälla (**figur 2b**), som ger en andra uppsättning värden ( $V_{DS2}$ ,  $V_{GS2}$  and  $I_{D2}$ ).

Nu blir det hela lite mer komplicerat då den andra arbetspunkten kan ligga i den linjära regionen eller i mättnadsregionen. Arbetsregionen kan inte bestämmas förän tröskelspänningen  $V_{TH}$  är känd. Det finns således inget annat val än att beräkna värdet på  $V_{TH}$  för båda regionerna och sedan välja det rätta värdet från den två resultaten genom att kolla motsvarande arbetsregion.

Resistenserna  $R_{SW}$  hos de analoga omkopplarna visas i schemat i **figur 3**. De har ett värde på ungefär 65  $\Omega$ . De exakta värden bestäms med hjälp av en automatisk kalibreringsmetod. Drainresistensen, som är ca 230  $\Omega$  består av ett 100- $\Omega$  motstånd, resistensen hos den analoga switchen (65  $\Omega$ ) och utgångsresistensen hos mikroprocessorn (65  $\Omega$ ).

En annan faktor man måste komma ihåg är att de flesta FET-ar är symmetriska, vilket betyder att drain och source är utbytbara. Det är således omöjligt att skilja dessa båda ledare från varandra och testaren kan egentligen bara identifiera gateledaren. Drain och sourceledarna indikeras enligt den konfiguration som användes för att beräkna transistorparametrar. Att växla source och drainedarna kommer inte att ändra den information som visas på skärmen hos SC Analyser 2005, men resultatet av beräkningen motsvarar alltid det visade benarrangemanget.



**Figur 3. Med Kelvinkretsen undviks mätfel som beror på den inre resistensen hos en 74HC4052.**



höver runt 20 mA) och matas från ett 9-V batteri. En 78L05-regulator med tre avkopplingskondensatorer tar spänningen till exakt 5 V för att försörja PIC-en 16F876, LCD:n (med belysning) och de tre multiplexrarna 74HC4502. Displaymodulen kommunicerar med mikrokontrollern i 4-bitarsmod via fem Port C ledare och ledaren RA5 hos Port A. PIC16F876 klockas vid ca 1 MHz av R10/C4-filtret. PIC16F876 skiljer sig från den 'klassiska' 16F84 genom att ha en inbyggd A/D-omvandlare, som används i denna krets. Resetpinnen

kan dras direkt till +5 V eftersom mikrokontrollern har en automatisk reset-funktion. De tre kontrollsignalerna för den transistor som håller på att testas kommer från RC4, RC5 och RC6 i Port C. Dessa signaler, som har nivåer på 0 V eller 5 V, dras till de tre testterminalerna via tre analoga multiplexrar för att det skall gå att infoga motstånd med specifika värden mellan mikrokontrollerns utgångar och var och en av testterminalerna. Resistensvärdena bestäms av väljarsignalparen RB4 och RB5 för den högra signalen (J1), RA2

och RB2 för mittsignalen (J2) och RB1 och RB2 för den vänstra signalen (J3). Spänningarna som finns på testterminalerna mäts av PIC18F876 via analoga ingångarna AN0, AN1 och AN2. För att kompensera för påverkan från de inre resistanserna hos de analoga switcharna vid strömmätningar så utförs dessa mätningar med hjälp av en andra switch i varje 74HC4052 i stället för direkt på ledarna hos den okända transistorn. Funktionen hos detta arrangemang visas schematiskt i figur 3 med motstånd

## Att mäta FET-ar med Schichman–Hodges modell

De statiska egenskaperna hos en JFET kan representeras av en uppsättning formler som uttrycker drainströmmen som en funktion av spänningarna  $V_{GS}$  och  $V_{DS}$  hos FET-en. Det finns två olika formler då modeller skiljer på den linjära regionen  $0 \leq V_{DS} \leq (V_{GS} - V_{TH})$  och den mättade regionen  $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_{TH})$  där  $V_{TH}$  är FET-ens tröskel-spänning.

Den kompletta modellen använder tre parametrar:  $\beta$ ,  $\lambda$ , and  $V_{TH}$ . Parameter  $\beta$  relateras till mättningsströmmen, medan parameter  $\lambda$  representerar kanallängdsmoduleringsfaktorn och bortses från i våra beräkningar ( $\lambda = 0$ ). Den matematiska modell som vi använder är således:

För linjära regionen, definierad som  $0 \leq V_{DS} \leq (V_{GS} - V_{TH})$ , gäller följande formel:

$$I_D = \beta \cdot V_{DS} \cdot [2(V_{GS} - V_{TH}) - V_{DS}] \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS})$$

För mättningsregionen, definierad som  $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_{TH})$ , gäller följande formel:

$$I_D = \beta \cdot (V_{GS} - V_{TH})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS})$$

Som vi har sett så i den första konfigurationen är FET-en i den linjära regionen med en tillräckligt hög  $I_{DSS}$ , så den första formeln blir:

$$I_{D1} = \beta \cdot V_{DS1} \cdot [2 \cdot (V_{GS1} - V_{TH}) - V_{DS1}] \quad [1]$$

I den andra konfigurationen kan FET-en vara i den linjära regionen med:

$$I_{D2} = \beta \cdot V_{DS2} \cdot [2 \cdot (V_{GS2} - V_{TH}) - V_{DS2}] \quad [2]$$

eller så kan den vara i mättningsregionen med:

$$I_{D2} = \beta \cdot (V_{GS2} - V_{TH})^2 \quad [3]$$

På detta sätt får vi en uppsättning med två ekvationer i vilka  $V_{TH}$  och  $\beta$  är de okända. Beroende på vilken arbetsregion FET-en befinner sig i måste vi använda antingen formel [2] eller formel [3].

Om vi antar att FET-en arbetar i den linjära regionen ger formlerna [1] och [2]:

$$V_{THLIN} = C - (V_{GS2} - V_{DS2})^2 / (V_{DS2} - V_K) \quad [4]$$

där

$$V_K = (I_{D2} \div I_{D1}) \cdot V_{DS1}$$

och

$$C = V_{GS2}^2 + V_K \cdot (V_{DS1} - 2 \cdot V_{GS1}) \quad [5]$$

Följaktligen kan vi beräkna konstanten B som följer:

$$B = 2 \cdot (V_K - V_{GS2}) \quad [6]$$

Om arbetspunkten hos FET-en ligger i mättningsregionen ger formlerna [1] och [3] en andragradsekvation:

$$V_{TH}^2 + B \cdot V_{TH} + C = 0$$

Vi har nu två lösningar för  $V_{TH}$ :

$$V_{TH1} = -B + \sqrt{B^2 - 4 \cdot (C \div 2)} \quad [7]$$

och

$$V_{TH2} = V_{THSAT} = -B - \sqrt{B^2 - 4 \cdot (C \div 2)} \quad [8]$$

Endast en av dessa lösningar är fysiskt möjlig och detta avgörs genom att utvärdera de två uttrycken. Allt som är kvar nu är att bestämma  $V_1$  och  $V_2$  för att avgöra den egentliga arbetsregionen för FET-en i den andra konfigurationen:

$$V_1 = V_{GS2} - V_{THLIN} - V_{DS2}$$

$$V_2 = V_{GS2} - V_{THSAT} - V_{DS2}$$

Om  $V_1 > 0$  och  $V_2 < 0$ , arbetar FET-en i det linjära området och  $V_{TH} = V_{THLIN}$ .

Om  $V_1 < 0$  och  $V_2 > 0$ , arbetar FET-en i mättningsområdet och  $V_{TH} = V_{THSAT}$ .

Om FET-en arbetar i mättningsområdet motsvarar parametern  $I_{DSS}$  en drainström för  $V_{GS} = 0$ . För  $V_{DS}$  tar vi det värde som motsvarar gränserna för mättningsregionen, vilket är:

$$V_{DS} = V_{GS} - V_{TH} = -V_{TH}$$

Om vi byter  $V_{DS}$  i ekvationen [2] eller [3] får vi:

$$I_{DSS} = \beta \cdot V_{TH}^2$$

Detta värde kan lätt beräknas genom att flytta om formel [1] på följande sätt:

$$\beta = I_{D1} \div \{ V_{DS1} \cdot [2 \cdot (V_{GS1} - V_{TH}) - V_{DS1}] \}$$

Resistensen  $R_{DS(on)}$  motsvarar brantheten i början av egen-skapskurvan:

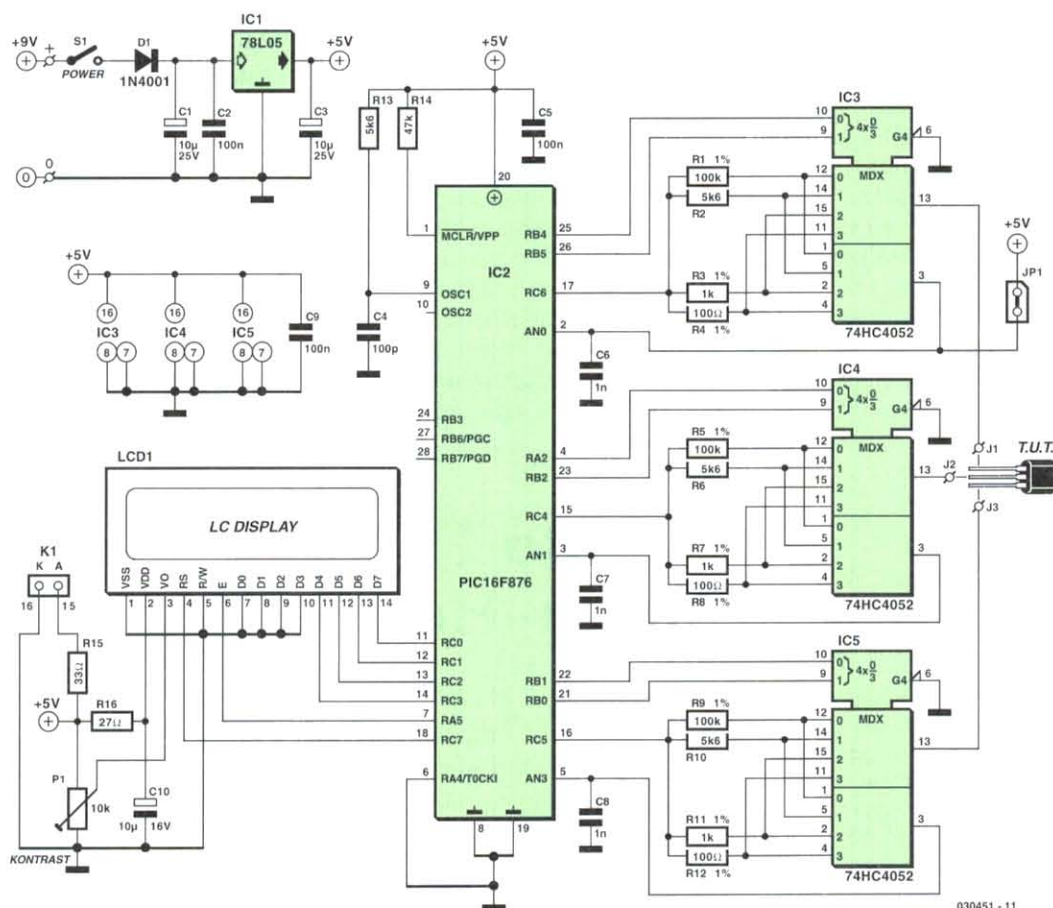
$$V_{DS} = f(I_D) \text{ if } V_{GS} = 0$$

Slutligen ger formel [1] följande resultat när  $V_{DS}$  närmar sig 0 V:

$$I_D = -2 \cdot \beta \cdot V_{DS} \cdot V_{TH}$$

$$R_{DS(on)} = dV_{DS} / dI_D = -[1 \div (2 \cdot \beta \cdot V_{TH})]$$





Figur 4. Komplet kretsschema över SC Analyser 2005.

det R9 inkopplat i kretsen. Den inre resistensen hos mikrokontrollerns utgång, som ligger runt 30  $\Omega$ , måste också tas med i beräkningen. Slutligen ger tre 1-nF kondensatorer en viss filtrering av de uppmätta signalerna.

## Mjukvara

Mjukvaran är skriven helt i assembler och tar upp en stor del av minnesutrymmet i PIC18F876. Ungefär halva det ockuperade området används för att beräkna parametervärdena för FET-ar. Om du vill programmera din egen kontroll kan du hämta hexkoden för detta gratis från vår websida ([www.allt-omelektronik.se](http://www.allt-omelektronik.se)). För de er som inte har tillgång till Internet finns filen att köpa från oss på diskett, ordernr **030451-11**. Självklart kan du också köpa en helt färdigprogrammerad mikrokontroll från oss också, ordernr **030451-41**.

## Själva bygget

Kretskortslayouten och komponentplaceringen visas i **figur 5**. Se till att IC-socklar, elektrolytkondensatorer, 5-V

regulatorn och de fyra IC-kretsarna monteras åt rätt håll.

1%-motstånd kan ersättas med 5% metallfilmmotstånd om de väljs noggrant med hjälp av en exakt och tillförlitlig multimeter. De analoga switcharna måste vara 74HC-typer eftersom den inre resistensen hos den vanliga 4000-serien är alldeles för hög för denna applikation.

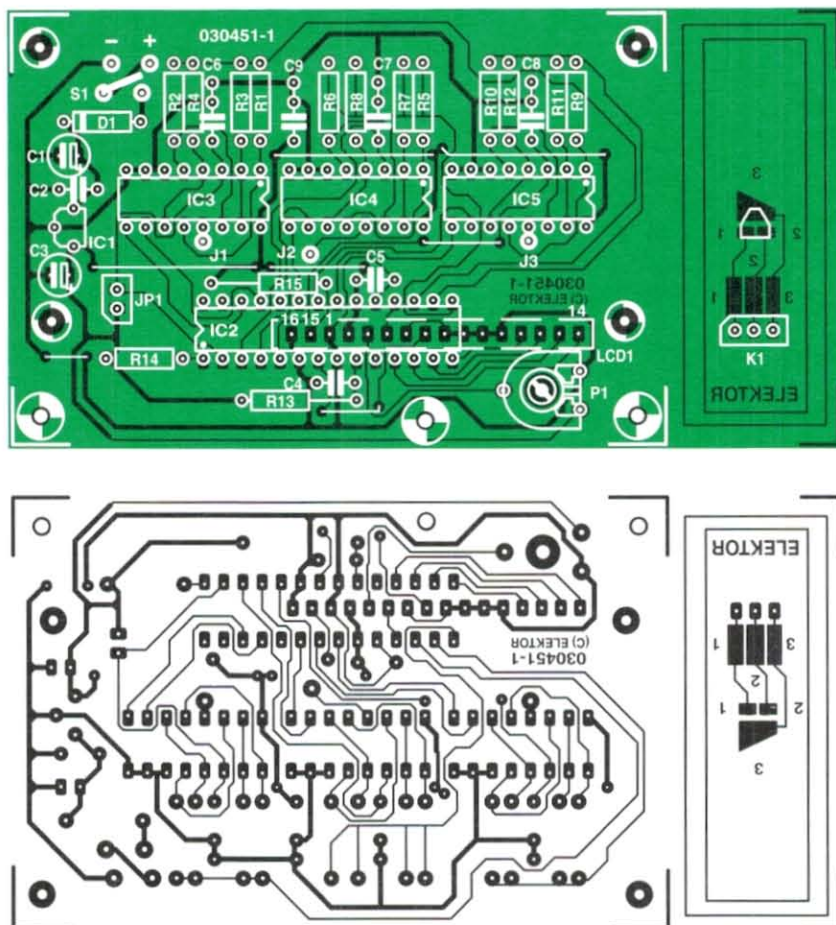
Displaymodulen kan monteras på kortets kopparsida. För att göra det enkelt att ansluta displayen finns det ett enkelradigt, 16-poligt stifttag (hane) på kretskortet som passar ihop med motsvarande 16-poliga honkontakt på displaykretskortet. Här använder vi en modern typ av display som kallas 'PLED' (se rutan 'PLED' och 'OLED', men du kan också använda vilken annan LCD-modul som helst som baseras på (eller är kompatibel med) Hitachi HD44780, även om stiftarrangemanget kan skilja sig från det som vi använder här. Notera att det stiftarrangemang som vi använder för displayen här är ganska ovanligt, med stift 15 och 16 för bakgrundsbelysningen intill stift 1.

Förutom testledare med krokodilklämmor så finns det också ett speciellt testkretskort som kan användas för att underlätta testningen av ytmonterade (SMD) komponenter (dioder och transistorer). Använd tre korta, mjuka kopplingstrådar för att ansluta SMD-hållaren till huvudkretskortet och se till att behålla den korrekta sekvensen på ledarna (sett från ovan: Kontakt 1 till J1, kontakt 2 (mitten) till J2 och kontakt 3 till J3). Även om det knappast har någon betydelse för mätningarna är det viktigt att kunna identifiera ledarna. **Mittkontakten måste alltid vara ansluten till J2.** Naturligtvis kan du också använda mjuka kopplingstrådar med miniclips. Kretskortet är designat för att passas in i en standardlåda med utrymme för ett 9-V batteri.

## Kalibrering

När du startar testaren får du upp ett välkomstmeddelande och mjukvaruversionen (*SC-Analyser 2005 Elektor Rev. 1.0e*). Om du inte ser detta meddelande så försök att justera kontrast-





**Figur 5. Kretskortslayout och komponentplacering. Ytmonterade komponenter kan enkelt testas med hjälp av det lilla kretskortet.**

kontrollen P1.

Det första du skall göra är att kalibrera de interna resistenserna hos de analoga de switcharna. Om dessa värden är

kända så exakt som möjligt kommer mätningarna av de olika transistorparametrarna att vara mer noggranna. Om du inte utför denna kalibrering

kommer det förvalda värdet på  $68 \Omega$  att användas för varje switch. Varje gång testaren startas kollar mjukvaran om det utförts någon kalibrering, och om detta inte gjorts visas meddelandet 'Cal error' under ca en sekund.

Kalibreringsproceduren är enkel och körs automatiskt. För att utföra denna skall du sätta in en kortslutningsbygel i position JP1 när testaren är frånslagen och kortsluta ihop alla tre testledarna och sedan koppla på testaren. Meddelandet 'Cal Remove jumper' visas nu på displayen. Nu skall du ta bort bygeln och kalibreringsproceduren startar. Tre resistenser mäts efter varandra och deras värden visas successivt. Därefter visas meddelandet 'Short  $R_{SH} XX \Omega$ '. Efter detta kan du koppla bort de tre testledarna från varandra och testaren kommer automatiskt att växla till testmod och visa meddelandet 'No component \*-\*-\*'. Kalibreringen kan utföras när som helst genom att upprepa ovan nämnda procedur (koppla bort strömmen, montera bygeln och koppla på strömmen igen). Om du skulle få några problem så kolla att de fem trådbyglarna på kortet är monterade. Kolla också att det finns matningsspänning på IC-socklarna.

## Funktion

Efter det välkomstmeddelande som visar mjukvaruversionen (SC-Analyser 2005 Elektor Rev. 1.0e) skall displayen nu visa följande information (bild 1).

Den första raden visar transistortyp och värdet på en av de karaktäristiska para-

## KOMPONENT-LISTA

### Motstånd:

R1, R5, R9 =  $100k\Omega$ , 1%  
R2, R6, R10, R13 =  $5k\Omega$   
R3, R7, R11 =  $1k\Omega$ , 1%  
R4, R8, R12 =  $100\Omega$ , 1%  
R14 =  $47k\Omega$   
R15 =  $33\Omega$   
R16 =  $27\Omega$   
P1 =  $10k\Omega$  trimpot

### Kondensatorer:

C1, C3 =  $10\mu F$  25V radial  
C2, C5, C9 =  $100nF$   
C4 =  $100pF$   
C6, C7, C8 =  $1nF$  MKT  
C10 =  $10\mu F$  16V radial

### Halvledare:

D1 = 1N4001  
IC1 = 78L05  
IC2 = PIC16F876-20/SP

(programmerad, order **040409-41**)  
IC3, IC4, IC5 = 74HC4052 (HC baral)

### Övrigt:

S1 = till/från skjutomkopplare  
LCD1 = standard LCD med  $2 \times 16$  tecken, t.ex. ASI-G-162FS-GF-EWS/W (med belysning) eller LCD 162C BL (P-LED med aktiv belysning)  
16-pol SIL-stifttag med passande kontakt, eller flatkabel för anslutning till displayen  
JP1 = 2-pol stiftlist med bygel  
3 minikrodioklämmor\*  
3 DIL16 IC-socklar  
1 DIL28 IC-socklar  
Låda, t.ex. Hammond 1591BTBU  
9-V batteri med clips  
5 trådbyglar  
Kretskort **030451-1** (se Läsaerservice eller [www.alltomelektronik.se](http://www.alltomelektronik.se))  
Diskett med PIC hexkod, ordernr **030451-11** eller gratis från [www.alltomelektronik.se](http://www.alltomelektronik.se)

\* se text

## $\mu C$ konfiguration

Mikrokontrollern måste konfigureras med följande alternativ:

- oscillator i RC-mod
- watchdog timer (WDT) bortkopplad
- 'timer reset on power on' aktiverad
- brownout reset bortkopplad
- EEPROM-skydd bortkopplad
- skrivning till Flashminne bortkopplad
- avbuggningsmod bortkopplad
- code protection bortkopplad



metrarna. Den andra raden visar transistorens benarrangemang och, om det är relevant, värdet på en andra parameter.

### Bipolär transistor

Den första raden i displayen visar transistorens polaritet (PNP eller NPN), typ av halvledarmaterial (kisel eller germanium) och parametern  $H_{FE}$ . Den andra raden visar benarrangemanget hos transistor och kollektorströmmen. Strömmen har ett värde på ungefär 1,5 till 4 mA, beroende på strömförstärkningen. SC Analyser 2005 visar typ av halvledarmaterial ('Ge' för germanium eller 'Si' för kisel) i enlighet med det uppmätta värdet för  $V_{BE}$  (bild 2). Om transistoren är kortsluten helt eller delvis markeras de associerade ledarna med ett 'X' av SC Analyser 2005. Det anses vara en kortslutning om den

resistens som uppmäts mellan ledarna är lägre än 50  $\Omega$  (bild 3).

### FET

Värden för parametererna  $V_{TH}$ ,  $I_{DSS}$  and  $R_{DS(on)}$  visas ungefär varannan sekund. Drain och sourceledarna bestäms godtyckligt av SC Analyser 2005, men de motsvarar den konfiguration som verkligen används för att bestämma parametrarna. Om du växlar drain och sourceledarna hos transistoren under test (TUT) kan du få värdena för den omvända konfigurationen, men då FET-ar har symmetriska strukturer skall de inte finnas några större skillnader i de avlästa värdena. Om man tänker på den metod som används för att utföra mätningarna så är noggrannheten hos de värden som ges av SC Analyser 2005 mer än tillräckli-

ga. För  $I_{DSS}$  är de  $\pm 5\%$ , och för  $R_{DS(on)}$  är de  $\pm 5\%$ . Det uppmätta värdet för tröskelspänningen kan dock avvika med 0,5 V för vissa transistorer, även om en noggrannhet på 50 mV är det normala. En speciell typ av FET från en tillverkare kan ge ett värde som ligger mycket nära det sanna värdet, medan samma typ från en annan tillverkare kan ge ett värde som skiljer sig flera hundra millivolt. I praktiken relateras noggrannheten till Schichman-Hodges modell (läs texttrutan om detta ämne).

### Tröskelspänning

Tröskelspänningen är negativ för N-kanals FET och positiv för P-kanals FET. Det maximala värdet begränsas till  $\pm 20$  V av mjukvaran. Upplösningen är 10 mV för värden upp till  $\pm 9,99$  V och 100 mV för högre värden (bild 4).

## OLED och PLED

Organiska LED (OLED) och polymeriska LED (PLED) är nya utvecklingar inom LED-teknologin. OLED-effekten upptäcktes under tidigt 1980-tal av Eastman Kodak, men har först under senare tid börjat användas praktiskt i kommersiella applikationer som PDA och MP3-spelare. Kodaks digitala kamera LS633 var en av de första apparaterna som försågs med en OLED-skärm. Vissa MP3-spelare från Packard Bell har också särskilt snygga OLED-displayer.

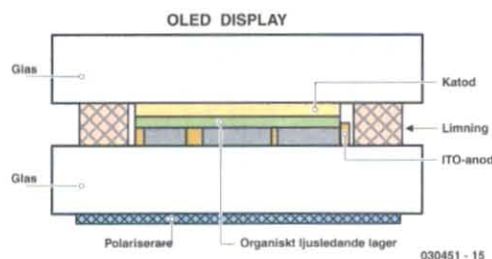
OLED baseras på LCD-teknik. En 'sandwich' bildad av flera lager organisk film är placerad mellan två laddade elektroder, en metallkatod och en transparent anod. Det finns totalt fyra organiska filmer, ett hålinjektionslager, ett håltransportslager, ett emissionslager och ett elektrontransportlager. Så fort som spänningen läggs på kombineras de positiva och negativa laddningarna i emissionslagret och genererar elektroluminent ljus. I motsats till LCD, som behöver en extern ljuskälla (bakgrundsbelysning) så emitterar OLED ljus aktivt.

En annu nyare utveckling är PLED, i vilka en odopad polymer 'sandwichas' mellan två elektroder. Polymern lyser upp när en spänning läggs på. Denna komponent kan producera hela skalan med färger och är ganska billig jämfört med andra teknologier, som LCD och OLED.

Fördelarna med PLED är att de bara behöver lite effekt för en hög ljusstyrka, de är relativt lätta, robusta och snabba och de fungerar över ett ganska stort temperaturområde.

#### Kommentaren från vår designavdelning:

Som du kanske har förstått så är vi ganska entusiastiska över de visuella egenskaperna hos den PLED-display som används här. Däremot är vi mycket besvikna på den inadekvata designen hos denna display. Den genererar stora strömspikar med amplituder upp till flera hundra milliampère, vilket skapar en hel del brus på 5-V matningslinjen. Enligt vår uppfattning orsakas detta av undermålig hårdvarusdesign av displayen (version A) med otillräcklig uppmärksamhet på de switchningstider som krävs av displaydrivarna. På grund av detta problem tvingades vi att inkludera ett extra RC-filter i +5-V matningen.



Cross-section of an OLED display.  
The structure of a PLED is similar.

Vi vet (ännu) inte PLED-displayer från andra tillverkare lider av samma problem. Om du kan få tag på ett annat märke av PLED-display kan det vara intressant att mäta vilken typ av strömpulser den drar.





### Mättningsström

Mättningsströmmen (med gate kortsluten till source) visas här. Värdet på mättningsströmmen sträcker sig från 0 till 99,9 mA. Upplösningen är 10  $\mu$ A för strömmar upp till 10 mA och 100  $\mu$ A för strömmar upp till 100 mA (bild 5).

### Drain-source resistens

Detta är drain-source resistensen när FET-en är fullt 'till' med  $V_{GS} = 0$  V. Mätningen har ett område på 0-999  $\Omega$  (bild 6).

### MOSFET

Den visade spänningen motsvarar en tröskelspänning hos MOSFET-en för en drainström på ca 2 mA. Mätområdet är 0-4,5 V, med en upplösning på 10 mV. För att komponenten skall identifieras korrekt som en MOSFET får gate-läckströmmen inte överstiga 0,5  $\mu$ A (bild 7).

### Dioder

Dioder kan anslutas mellan den vänstra och den högra terminalen på testaren. SC Analyser 2005 visar läget för anoden och katoden. Tre skärmar visas efter varandra med ett intervall på ca två sekunder. Den första skärmen visar spänningen och strömmen genom dioden med en resistens på ca 400  $\Omega$ . Den maximala strömmen är således begränsad till ca 12 mA (bild 8).

Den andra skärmen visar samma information, men denna gång med en resistens på ca 5,9 k $\Omega$ , vilket begränsar den maximala strömmen till ungefär 800  $\mu$ A (bild 9).

Den tredje skärmen visar strömmen i omvänd riktning och testspänningen. Upplösningen är 100 nA (bild 10).

### SMD (ytmonterade komponenter)

Du har förmodligen undrat över SMD-delen hos testaren. Ledarna hos de komponenter som skall testas måste ha kontakt med motsvarande koppar-tytor på kretskortet. SMD-dioder måste anslutas mellan yta 1 och yta 3. En liten plaststav kan användas för att trycka ner en SMD-komponent mot kretskortet så att det blir riktig kontakt mot detta.

## Avslutningsvis

SC Analyser 2005 är ett praktiskt, lätthanterligt och lättbyggt instrument med ett stort antal egenskaper och kan vara till stor hjälp för både hobbyelektroniker och för professionella elektronikingenjörer. En kort lista över

möjliga applikationer inkluderar sökning efter ekvivalenta typer, testning av komponentens funktion, sortering av komponenter, mätning av omärkta komponenter och helt enkelt bestämning av benarrangemanget utan att behöva leta upp databöcker. Dags att värma upp lödkolven!

(030451-1)

### Internetlänkar

Konstruktörens websida:  
[www.mwinstruments.com](http://www.mwinstruments.com)

FAQ-sida:  
[www.mwinstruments.com/SCA2005/sca2005.html](http://www.mwinstruments.com/SCA2005/sca2005.html)

Konstruktörens e-mailadress:  
[m.waleczek@mwinstruments.com](mailto:m.waleczek@mwinstruments.com)

Microchip:  
[www.microchip.com/download/lit/pline/picmicro/families/16f87x/30292c.pdf](http://www.microchip.com/download/lit/pline/picmicro/families/16f87x/30292c.pdf)



De bilder som hänvisas till i texten.

## Om konstruktören

Konstruktören föddes 1965 och studerade vid École Nationale Supérieure d'Électronique et de Radioélectricité de Grenoble (ENSERG) i Frankrike. Han arbetade under flera år i forskningsavdelningen hos en stor fransk tillverkare av vägningsutrustning. Efter detta började han på den franska delen av Hameg där han nu är utvecklingschef. Mellan sina resor till andra änden av jordklotet har han lyckats hitta lite tid för att designa mätinstrument för hobbyelektroniker.

### För uppfinnare & tekniker.

Stor sortering metaller, fjädrar, rostfria kulor, delrin, nylon, teflon, tum-gångverktyg, svarvstål  
[www.ironbill.se](http://www.ironbill.se)  
Tel. svar 035-38024

### Stor sortering metaller.

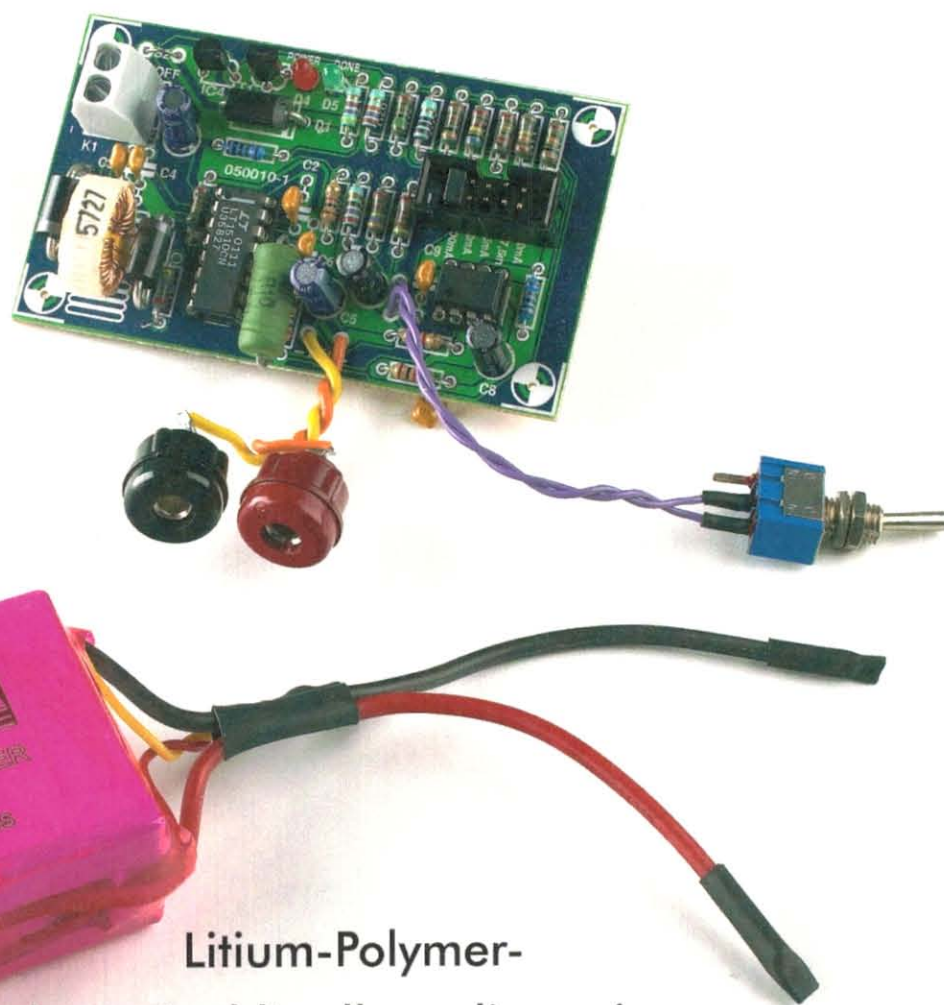
Fjädrar, rostfria kulor, delrin, nylon, teflon, radaltätningar, kul-lager, svarvstål, brotschar, dubbhålsborr, borrar, tum-gångverktyg, fräsar, silverstål, mässing, rostfritt automatstål, automatstål, aluminium, lagermetall, mm.  
[www.ironbill.se](http://www.ironbill.se)  
Tel. svar 035-38024



# ENKEL LiPO-LADDARE

för 2 eller 3 celler

Paul Goossens



Litium-Polymer-

batterier blir allt vanligare i nya

elektriska apparater. De är överlägsna när

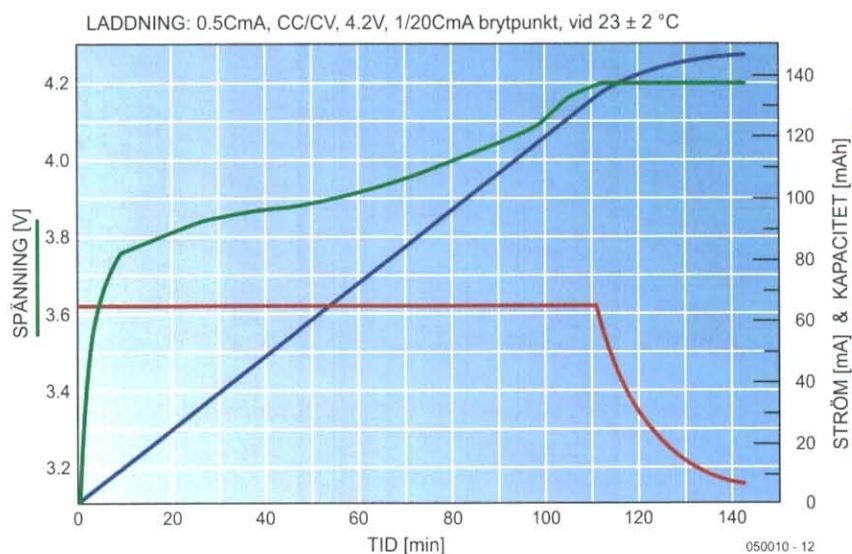
det gäller både vikt och storlek jämfört med NiCd och NiMH-batterier. Laddningsmetoden för LiPo-celler skiljer sig dock markant från andra batterityper. I denna artikel presenterar vi en enkel, men effektiv laddare för denna typ av batterier.



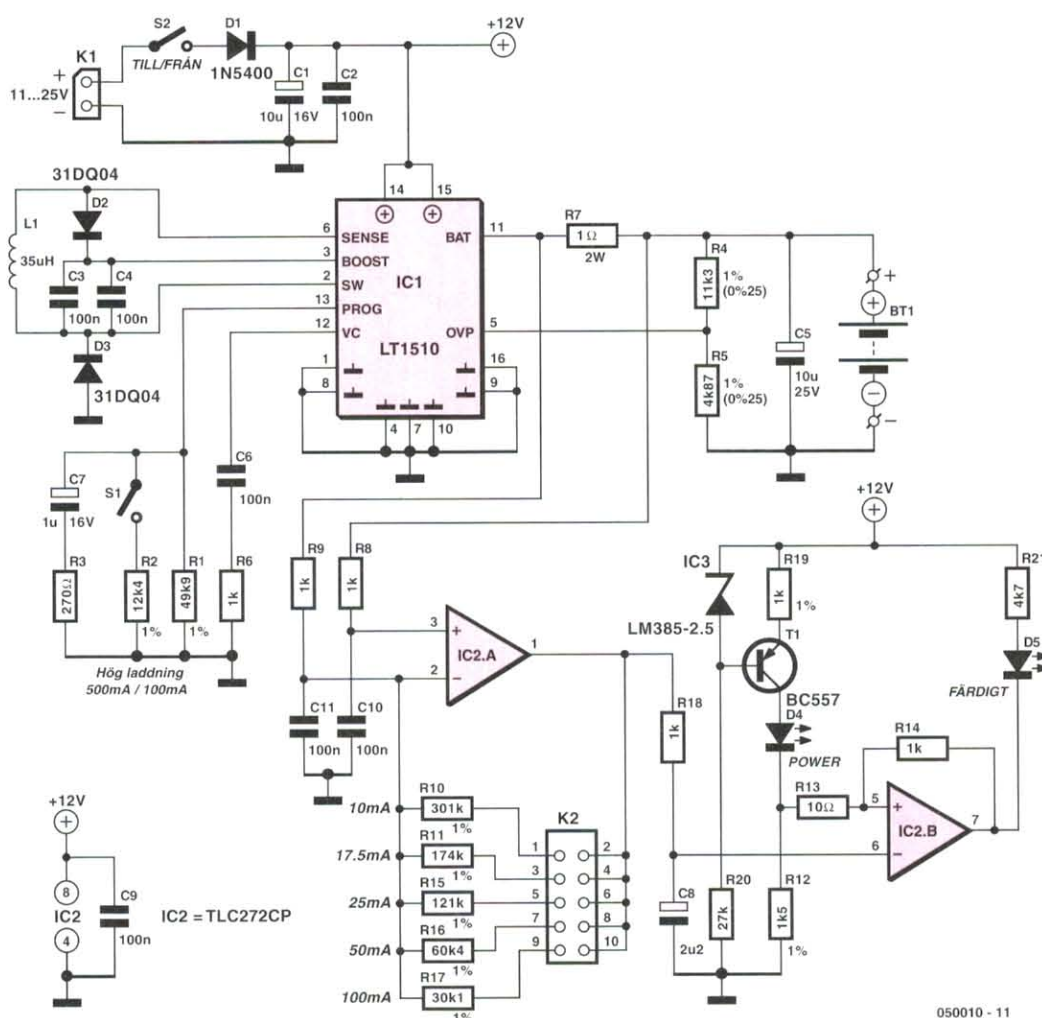
Litium-polymerbatterier är idag vanliga i små elektroniska apparater som mobiltelefoner, PDA (handdatorer) och liknande. I dessa applikationer är det viktigt för tillverkaren att det batteri som används är så litet och lätt som möjligt. Det är naturligtvis också viktigt att batteriet har tillräckligt stor kapacitet så att det inte behöver laddas varje dag.

Tar man med allt detta i beräkningen så kommer man snabbt fram till LiPo (Litium-Polymerbatterier). Det finns dock några nackdelar när det gäller LiPos. Det är inte alla LiPos som kan leverera högre strömmar. De kan normalt sett leverera en maxström på 10C (se textrutan). Det finns dock undantag, vissa LiPos kan leverera 20C och ända upp till 30C ström!

En annan viktig sak som måste tas med i beräkningen är den annorlunda

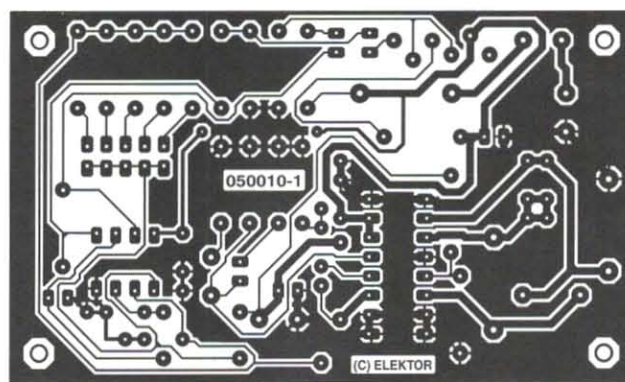
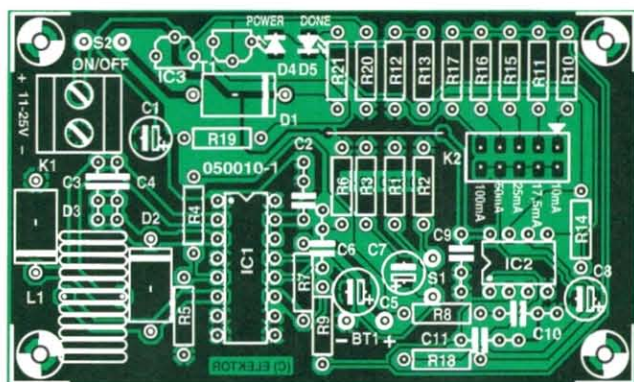


**Figur 1. Laddningsegenskaperna hos en LiPo-cell. Vid en konstant laddningsström stiger spänningen långsamt till 4,2 V.**



**Figur 2. Schemat består av en laddningssektion runt den speciella laddar-IC:n av typ LT1510 och en indikatorsektion runt IC2a/b.**





Figur 3. Med hjälp av kretskortet är det enkelt att bygga laddaren. Glöm inte bygeln mellan K2 och C2.

## KOMPONENT-LISTA

### Motstånd:

R1 = 49k $\Omega$  1%  
R2 = 12k $\Omega$  1%  
R3 = 270 $\Omega$   
R4 = 11k $\Omega$  1%  
R5 = 4k $\Omega$  1%  
R6, R8, R9, R14, R18 = 1k $\Omega$   
R7 = 1 $\Omega$  2W  
R10 = 301k $\Omega$  1%  
R11 = 174k $\Omega$  1%  
R12 = 1k $\Omega$  1%  
R13 = 10 $\Omega$   
R15 = 121k $\Omega$  1%  
R16 = 60k $\Omega$  1%  
R17 = 30k $\Omega$  1%

R19 = 1k $\Omega$  1%  
R20 = 27k $\Omega$   
R21 = 4k $\Omega$  1%

### Kondensatorer:

C1, C5 = 10 $\mu$ F 25V radial  
C2, C3, C4, C6, C9 = 100nF  
C7 = 1 $\mu$ F 25V radial  
C8 = 2 $\mu$ F 25V radial  
C10, C11 = 680nF

### Spolar:

L1 = avstörningsdrossel 35 $\mu$ H >2A  
(t.ex. Digikey # M5727-ND)

### Halvledare:

D1 = 1N5400  
D2, D3 = 31DQ04  
D4 = LED, röd, lågströms  
D5 = LED, grön, lågströms

IC1 = LT1510CN (Linear Technology,  
www.linear.com)  
IC2 = TLC272CP IC3 = LM385BLP-2.5  
T1 = BC557

### Övrigt:

S1, S2 = switch, till/från  
K1 = 2-pol kopplingsplint för kretskort,  
raster 5 mm.  
K2 = 10-pol (2x5) stiftlist med 1  
kortslutningsbygel  
Bt1 = två lödstift för  
batterianslutningen  
1 trådlänk  
Låd, t.ex. Hammond type 1591B  
Kretskort 050010-1 tillgängligt från  
ThePCBShop

laddningsmetoden. Dessutom är LiPo-batterier mycket känsliga för felaktigt bruk. Det är inte helt omöjligt att dessa batterier kan börja brinna, eller explodera, om de används på fel sätt. Så när man designar en laddare för LiPo-batterier måste man följa vissa regler.

## Laddningsmetod

När man laddar ett LiPo-batteri är det två saker som måste övervakas, nämligen strömmen och spänningen. Tillverkarna anger alltid en lämplig laddningsström i termen  $C$  (nominell kapacitet i ampéretimmar). Detta värde ligger vanligtvis inom området  $1C$  till  $2C$ . Dessutom får den maximala spänningen aldrig överskridas. Denna är, beroende på tillverkare, 4,2 eller 4,25 V per cell.

Vår laddare är egentligen en nätdel som är både ström och spänningsbe-

gränsad. En typisk laddningskurva för ett LiPo-batteri visas i figur 1. Strömmen är konstant i början av laddningsperioden. Under laddning stiger spänningen långsamt till ungefär 4,2 V. Från det ögonblicket kommer spänningen att vara konstant och strömmen minskar långsamt.

Laddningsprocessen är i stort sett klar när strömmen sjunkit till ca 0,5C. Vid denna punkt är batteriet i stort sett fullt och ytterligare laddning sker endast mycket långsamt.

## Kretsen

I figur 2 visas det kompletta schemat för laddaren. I mitten sitter en IC från Linear Technology, LT1510. Denna IC innehåller en step-downomvandlare, tillsammans med en ström och spänningsbegränsare, och för en komplett laddare behövs därför bara några få

externa komponenter. Tack vare step-downomvandlaren har laddaren en hög verkningsgrad och det behövs inte något extra kylelement.

Omvandlaren behöver bara en extern spole, dioder och en kondensator. Regulatorn arbetar vid en ganska hög frekvens (ca 200 kHz) och spolen (L1) kan därför vara ganska liten.

### Justeringar

Den laddare som visas här är avsedd för två LiPo-celler i serie. Den maximala spänningen på 4,2 V får aldrig överskridas. Det är därför vi valt en maxspänning på 8,2 V (4,1 V per cell). Denna justering utförs av motstånd R4 och R5. IC-n ser till att spänningen vid ben 5 (OVP) inte går över 2,365 V. Spänningen vid OVP är lika med  $V_{OVP} = V_{batt} \times R5/(R4+R5)$

När spänningen över batteriet är lika



med 8,18 V kommer spänningen vid ben 5 att vara 2,47 V. På detta sätt ser IC-n till att spänningen inte kan stiga ytterligare och att spänningen över vårt batteri inte blir för hög.

Om laddaren behöver ladda tre celler i serie kan vi enkelt justera värdet på R4 så att IC-n begränsar spänningen till 4,1 x 3 V. Med ett värde på 19k6 på R4 kommer spänningen att begränsas till 12,39 V. Detta är lika med 4,13 V per cell.

Då cellerna är mycket känsliga för den pålagda spänningen, vilket vi redan har nämnt, är det mycket viktigt att R4 och R5 är motstånd med 1% tolerans. På detta fall kan spänningen i sämsta fall aldrig vara mer än 1% högre än avsett. Dessutom är IC-kretsen i sig själv inte 100% noggrann. Det är därför vi designat för en cellspänning på 4,1 V i stället för 4,2 V. Vi kan nu vara säkra på att den maximalt tillåtna spänningen inte överskrids!

Då vi använder en step-downregulator måste kretsen matas med en spänning som är ett par volt högre än den önskade laddningsspänningen för batteriet. Följaktligen kan ett batteri med två celler i serie laddas med en matningsspänning på 12 V. När det är tre celler i serie måste strömförsörjningen vara på minst 15 V.

## Ström

Justering av strömmen görs enkelt med ett motstånd mellan jord och ben 13 (PROG) på IC1. C7 och R3 är nödvändiga för att stabilisera regulatorslingan, utelämnas aldrig dessa komponenter! När switchen S1 är öppen bestämmer R1 den maximala ström som IC-n levererar. Formeln är:

$$I_{\text{const}} = 2.465 \times (2000 / R1) \text{ eller} \\ R1 = 2.465 \times (2000 / I_{\text{const}}).$$

I vår krets har R1 ett värde på 49k9. Detta ställer in strömmen på ungefär 100 mA. När switchen S1 är sluten 'ser' IC-n ett resistensvärde som är lika med parallellvärdet hos R1 och R2. I detta fall har vi 49k9 parallellt med 12k4, vilket ger en resistens på 9k93. Med hjälp av ovanstående formel kan en laddningsström på ca 500 mA erhållas. Om du vill öka laddningsströmmen så kom ihåg att strömtoptar är mycket högre än den programmerade genomsnittliga strömmen. Denna ström flyter, bland annat, genom D1, D2 och D3,

# Ström, C och batterier

Så fort vi diskuterar batterier så dyker termen 'C' upp hela tiden. För många av våra läsare kan detta kanske skapa förvirring. Konceptet är dock ganska enkelt.

Termen 'C' används för att indikera mängden laddnings och urladdningsström hos ett batteri. Enligt detta är 1C den ström som ett fullt laddat batteri kan lämna kontinuerligt under en timma. Med ett batteri på 1000 mAh är detta därför en ström på 1000 mA (1 A). Om vi belastar cellen med 0,5C kan den teoretiskt lämna denna ström under två timmar.

En viktig egenskap hos ett batteri är dess kapacitet (uttryckt i mAh) och dess strömmärkning (den maximala ström som batteriet kan leverera, vanligen uttryckt i C). Vanliga värden är 2C, 10C och 12C.

Vi antar, till exempel, att du vill använda ett LiPo-batteri i en krets som behöver en toppström på 1 A. Batteriet måste kunna leverera denna ström. Tillverkaren erbjuder flera typer av LiPo, var och ett märkt för en maximal lastström på 2C. Vårt batteri skall därför ha en minimikapacitet på 500 mAh (2C = 2 x 500 = 1000 mA). Endast då kan du vara tillräckligt säker på att LiPo-batteriet kan leverera den önskade strömmen.

spolen och också IC1. Dessutom måste du se till att den rekommenderade laddningsströmmen för batteriet inte överskrids.

## Laddningsindikator

En nackdel hos LT1510 är att det inte finns någon utgång tillgänglig som indikerar hur mycket ström som IC-n verkligen levererar. Det skulle vara en bra indikering på om laddaren fortfarande arbetar. För att kunna mäta strömmen i alla fall så har motståndet R7 lagts till i strömslingan (spänningsfallet över R7 är ju trots allt ett mått på utgångsströmmen från IC1). Spänningen över R7 förstärks av operationsförstärkaren IC2a. IC2b jämför denna signal med en fast spänning på 2,85 V. När spänningen vid den inverterande ingången på IC2b är lägre än 2,85 V kommer opampen att tända lysdioden, vilket visar att strömmen har fallit under ett visst värde. Denna mätmetod är inte exakt, men tillräckligt för att ge en indikering av laddarens tillstånd. Om du vill kan du ersätta motståndet R7 med en noggrann ammeter.

Spänningsförstärkningen hos IC2a är justerbar med en bygel på K2. Denna bygel väljer resistensvärde för feedbackmotståndet hos denna opamp och således spänningsförstärkningen. In till K2 visas till vilket värde strömmen skall minskas till (ungefär) för att LED D5 skall tändas.

## Själva bygget

Figur 3 visar kretskortslayouten för LiPo-laddaren. Designen är ganska generös och det borde inte vara svårt att montera komponenterna. Notera polariteten när du monterar dioderna, elektrolytkondensatorerna och IC-kretsarna. Glöm inte heller trådbygeln mellan K2 och C2. IC2 kan sättas i en sockel men det är bäst att löda in IC1 direkt på kortet (eller använd en högklassig sockel med svarvade ben!). Montera en bygel på K2 för den önskade strömmen för LED-indikatorn. Det är bäst att välja ett värde som ligger nära batteriets C/10-värde. Nu är kretsen klar att ladda batterier. Batteriet ansluts till stiftet BT1. Anslut nu en nätadapter (som måste kunna lämna den önskade utgångsströmmen) till K1 och plugga in den i ett vägguttag. Under laddningsprocessen kan du kolla att allting går bra genom att mäta spänningen över batteriet (8,2 V max med två celler) och spänningsfallet över R7 (ett mått på laddningsströmmen, 0,1 V vid 100 mA). Om allt är korrekt kan du bygga in kretsen i en låda med några lämpliga kontakter för strömförsörjningen och batteriet. Därmed blir den mycket enklare att ta med sig.

(050010-1)



# AUDIOTRICKS

Från avmagnetisera till fernissa

Harry Baggen

För sanna audioentusiaster är ingenting omöjligt eller för mycket när det gäller att förbättra ljudkvaliteten i deras hifi eller surround-soundsystem. Självklart kan du spendera en hel del på kablar och andra tillbehör, men du kan också gå ännu längre, som att modifiera dina apparater eller specialbehandla dina LP och CD-skivor.



Trots de veritabla berg av billiga audioapparater som säljs varje år, så finns det fortfarande en aktningvärd grupp människor som är hängivna sann hifi-återgivning både i stereo och i surround-soundversioner. Många av dessa bekräftade 'high-enders' förlitar sig också på ganska ovanliga metoder för att krama ut den sista droppen av prestanda ur sin utrustning och för att få ut just en gnutta fler detaljer från högtalar-

na. Här har vi samlat några av dessa metoder, vilka sträcker sig från relativt seriösa till ganska diskutabla.

Låt oss börja med några ur den senare kategorin. Det finns olika knep för att få CD-skivor att låta bättre. Det sägs, till exempel, att en CD låter betydligt bättre om man låter den ligga i frysen några timmar innan den spelas. Då det inte kostar nå-

gonting är det enkelt att testa. Ett annat sätt (såjs det) att förbättra ljudet hos en CD är att avmagnetisera den och det finns flera tillverkare som säljer kommersiella apparater för detta.

Ett av de konstigare tricken för att förbättra ljudet hos en CD hittade vi nyligen på **Audio Tweaks** websida [1]. Där säger någon att man kan spreja lite Pledge (en slags vaxpolityr för trämöbler) ut i luften och sedan



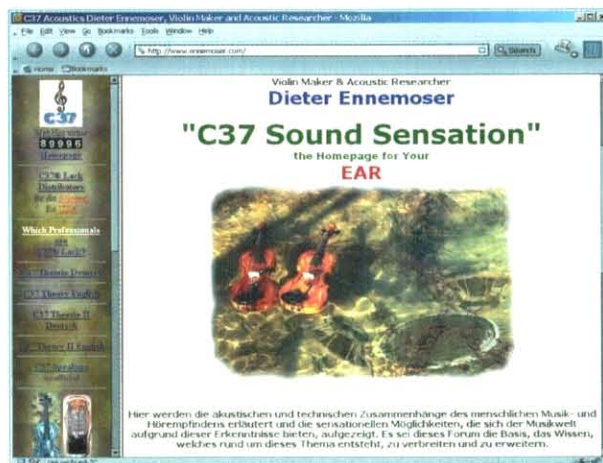
dra datasidan på CD-n genom molnet i luften [2]. Detta skulle då få mikroskopiska droppar av vätskan att fastna på CD-ns yta och ge bättre återgivning. Ur en teknisk synvinkel verkar detta vara en ganska riskfylld procedur, då rester av polityren troligtvis kommer att släppa från skivan och fastna i drivmekanismen, vilket kan få katastrofala konsekvenser för både lasern och slädmekanismen. Nu har vi åtminstone varnat er. Denna plats har mer än 300 audiotrick och det är ganska roligt att plöja genom dem.

Ett annat ganska ovanligt trick handlar om 'C37 fernissa', en slags magisk lösning som formulerats av den österrikiske violintillverkaren **Dieter Ennemoser** [3]. Det är en slags violinfernissa som också verkar ha speciella egenskaper när det gäller audioapparater och allting som täcks med denna fernissa vibrerar enbart vid naturliga harmoniska frekvenser (baserade på kol vid en kroppstemperatur på 37 °C, därav namnet). Och vi måste nog hålla med om att om du täcker dina högtalarkoner med detta så påverkas ljudkvaliteten. Herr Ennemosers sida har också länkar till sajter med beskrivningar för behandling av förstärkare och liknande med denna fernissa. Till och med att fernissa IC-kretsar på kretskortet leder till en tydlig förbättring av ljudet. Men läs först vad andra människor har att säga och dra sedan dina egna slutsatser.

Aktiviteterna hos det amerikanska företaget **CryoPlus** [4] är inte fullt lika underliga och de har också en teknisk förklaring. Vad de gör är att kyla ner kopplingskablar och högtalarkablar, såväl som individuella rör och IC-kretsar till absolut noll. Idén bakom detta är att återställa den ursprungliga kristalliska strukturen hos materialet i kablarna eller komponenterna. Du kan köpa behandlade kablar hos dem, men du kan också be dem att kyla ner dina egna kablar. Priserna är ganska resonabla, men så tillkommer ju frakten till USA förstås.

Tidigare var det så att 'tuning' och 'tweaking' av hifi-utrustning var något som primärt utfördes av hobbyister, men detta har nu utvecklats till ren affärsverksamhet. Väckända företag, som **Van Medevoort** [5] i Holland och **Swoboda Audio** [6] i Tyskland erbjuder modifierade konsumentapparater med alla möjliga trimningar, såsom optimering av lådans dämpning, uppgradering av strömförsörjningen eller modifiering av subkretsar (som att använda specialopampar i utgångssteget från en CD). Det är ingen tvekan om att dessa långt gående metoder påverkar ljudkvaliteten till det bättre och kan ge mycket goda slutresultat. I de flesta fall är det dock ett dyrbart företag då det både är mycket jobb och tidsödande att modifiera en redan befintliga apparat.

Slutligen har vi en trevlig idé för minimalisterna bland våra läsare. När du tänker på en förstärkare tänker du dig vanligen en stor låda med en kraftig nätdel (och nu går vi inte in på den kontroversiella frågan om hur mycket feedback som behövs för att få bästa resultat!). Under mottot 'håll kretsen mellan ingången och utgången så liten som möjligt' har **Charles Altmann** [7] från Tyskland skapat ett förstärkarsteg som bara består av en effekt-IC på ett kretskort med ingångs och utgångskontakter och en potentiometer. Den har det suggestiva namnet 'BYOB-förstärkare'



och kretsen strömförsörjs från ett bilbatteri. Då Altmann tycker att en metallåda genererar oönskade vibrationer monteras förstärkaren på en liten, snygg träbricka. Bilderna på hans hemsida kan säkert inspirera många att skapa något liknande själva.

Och som du märker så är sann hifi verkligen ett synnerligen öppet ämne!

(045111-1)

## Internetadresser

- [1] Audiotweaks: [www.audiotweaks.com/collection\\_ascend.htm](http://www.audiotweaks.com/collection_ascend.htm)
- [2] Pledge-tip: [www.audiotweaks.com/tweaks/tweak\\_265.htm](http://www.audiotweaks.com/tweaks/tweak_265.htm)
- [3] Dieter Ennemoser: [www.ennemoser.com/](http://www.ennemoser.com/)
- [4] CryoPlus: [www.cryoplus.com/audio.html](http://www.cryoplus.com/audio.html)
- [5] Van Medevoort upgrades: [www.audioart.nl/nl/upgrade.html](http://www.audioart.nl/nl/upgrade.html)
- [6] Swoboda Audio: [www.swobodaudio.de/](http://www.swobodaudio.de/)
- [7] BYOB amplifier: [www.mother-of-tone.com/byob.htm](http://www.mother-of-tone.com/byob.htm)