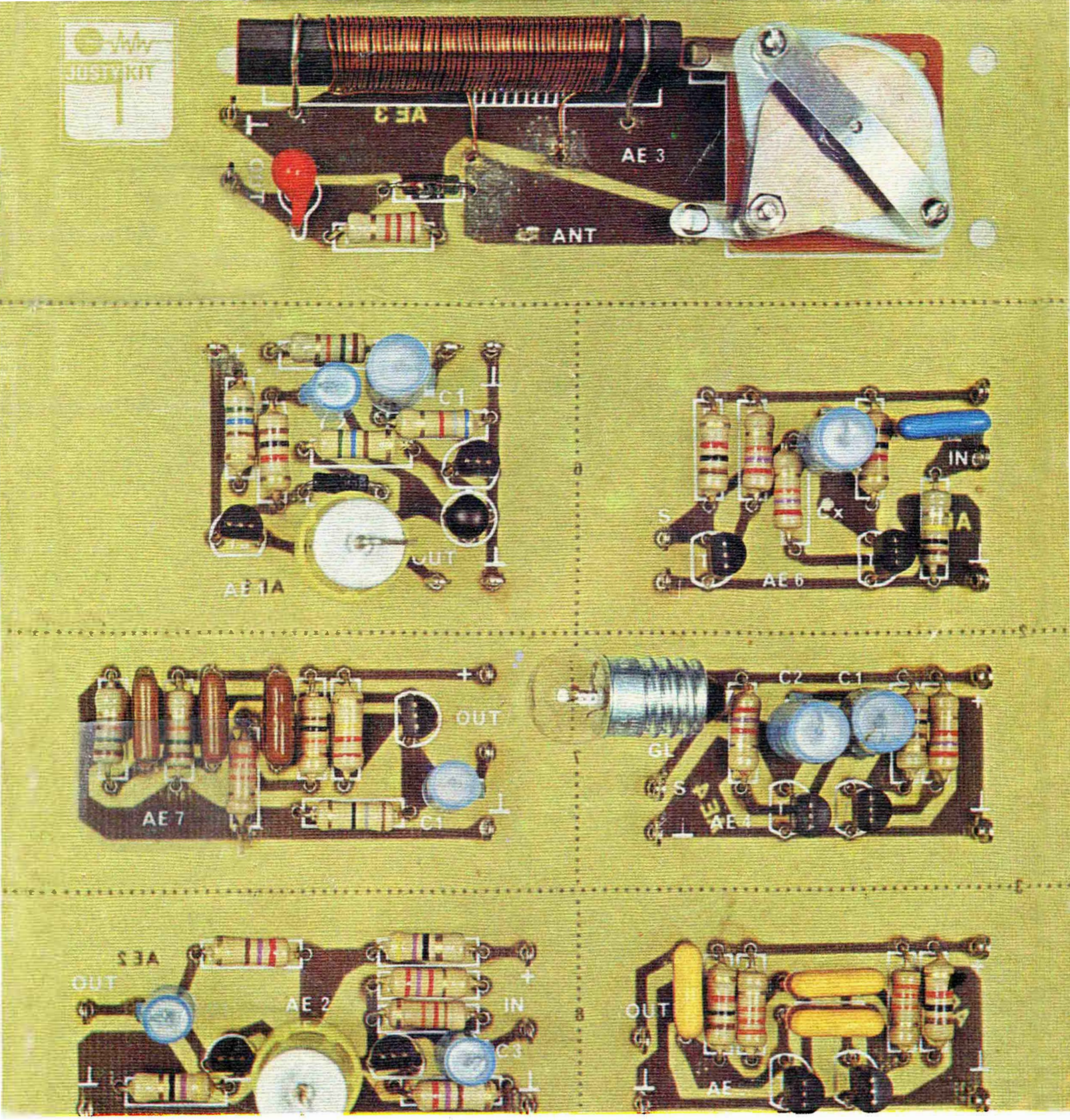


TILLÄMPAD ELEKTRONIK
ELEKTRONIKENS GRUNDER
10 TE – KONSTRUKTIONER MED KRETSKORT
260 SIDOR PRINCIPSCHEMOR

J. SOELBERG

TE

TREDJE UPPLAGAN

TILLÄMPAD ELEKTRONIK
av
JAN SOELBERG

PROGRAMMERAD INLÄRNING I
TRANSISTORTEKNISK GRUNDTEORI
OCH BERÄKNING

Copyright
JOSTY KIT AB, MALMÖ

Danska originalets titel: Anvendt elektronik

Tredje upplagan: April 1977

Svensk översättning: Ingvar Svensson

Enligt lagen om upphovsrätt är det förbjudet att utan tillstånd av copyrightinnehavaren helt eller delvis mångfaldiga detta arbete genom tryck, duplicering, stencilering, bandinspelning etc.
Utgivaren förbehåller sig rätt att utan varsel ändra stycklistor och data för de i boken förekommande konstruktionerna.

Jan Soelberg

FÖRORD

Den första upplagan av TE boken utgavs 1972. Avsikten var då som nu att erbjuda den intresserade, en enkel väg till ökat vetande inom elektronik och teknik.

Den tredje svenska upplagan som du nu håller i handen, är en helt reviderad utökad upplaga med många nya konstruktioner och tips.

TE boken används numera i många skolor runt omkring i Europa. Många självbyggare har börjat sitt byggande med TE boken i sin hand.

Det är vår förhoppning att denna upplaga skall vara till glädje för Dig — som den har varit för de över 200.000 andra läsare över hela Europa.

Innan du startar, bör Du läsa instruktionen om den så kallade PROGRAMMERADE LÄSNINGEN.

JOSTY KIT AB

Malmö 1977

INNEHÅLLSFÖRTECKNING

Kapitel	Användningsområde	Sida
Grundbok		
L	Tips för läsaren	7
G1	Atomteori	10
G2	Halvledare	12
G3	Ström och spänning	15
G4	Kondensatorn	18
G5	Kopplingar med kondensatorer	20
G6	Kondensatortyper	22
G7	Elektromagnetism	25
G8	Motstånd — Ohms lag	28
G9	Koppling med motstånd	32
G10	Effekt	37
G11	Växelström	39
G12	Nätdelen	41
G13	AC & C & L	45
G14	Avstämda kretsar	47
G15	Mätning	50
G16	Halvledare II	60
G17	DC - koppling	73
G18	AC - koppling	88
G19	Filter	92
G20	Akustiska komponenter	110
G21	Antenner	126
G22	AM - FM modulation	129
G23	Sändaren	131
G24	Mottagaren	141
G25	Stereo	154
G26	Oscilloskopet	161
G27	TV - mottagaren	164
G28	Bandspelaren	167
G29	Montering	172
G30	Datateknik	178
Tilläggsavsnitt		
T1	Räkneteknik och nomenklatur	185
T2	Färgkodning	191
T3	Symbolförklarning	195
T4	dB — En praktisk storlek	203
Feedback		
F	Feedback	209

TE konstruktioner

TE1	Effektförstärkare 100 mW	248
TE2	Förförstärkare	249
TE3	Diodmottagare	251
TE4	Blinker	252
TE5	Astabil multivibrator	253
TE6	Monostabil multivibrator	254
TE7	RC - generator	255
TE8	Bashöjningsfilter	256
TE9	Diskanthöjningsfilter	257
TE10	CCIR - filter	258

Extra kopplingsexempel

Extra kopplingsexempel	259
Tidsfördröjning	260
Kristalloscillator	261
Elektronisk siren	262
Tyristortändning för mopeder	263
Ljusmätare med lampa	263
Förförstärkare	264
Kompressionsled	264
Termometer	265
Högspänningsgenerator	266
Lögndetektor	267

Josty Kit byggsatser

Josty Kit byggsatser		268
AF 25	Mixer	269
AF 30	Förförstärkare CCIR	271
AF 90	Tonkontroll utan förstärkning	273
AF 95	Tonkontroll med förstärkning	275
AF 300	Universalförstärkare 3 W	278
AF 302	Efterklangsförstärkare	281
AF 310	Effektförstärkare 15 W	284
AF 340	Effektförstärkare 40 W	287
AF 350	Förförstärkare - STEREO	290
AF 360	Effektförstärkare 50 W	295
AF 380	Universalförstärkare 2 W	298
AF 386	Universalförstärkare 1 W	304
AF 410	Effektförstärkare 100 W	309
AT 30	Fotocellförstärkare	312
AT 60	1 kanal ljusorgel	314
AT 65	3 kanals ljusorgel	316
AT 320	AC/DC regulator	318

AT 325	Torkarrobot	328
AT 347	Elektroniskt spel	332
AT 350	1 A Växelströmsregulator	335
AT 355	TOUCH - växelströmsregulator	337
AT 356	6 A Växelströmsregulator	340
AT 365	3 kanals ljusorgel med mikrofon	342
AT 390	Brusspärr	346
AT 405	Elektroniskt relä	348
AT 460	1 kanal ljusorgel	350
AT 465	3 kanals ljusorgel	354
AT 466	Stroboskop	357
AT 468	Rinnande ljus	361
GP 310	Grundenhet för 2 x 15 W	365
GP 340	Grundenhet för 2 x 37 W	370
GP 410	Grundenhet för 100 W orkesterförstärkare	375
GU 15	Fuzz	383
GU 330	Tremulo	385
HF 65	HF - oscillator	388
HF 305	VHF - konverter	392
HF 310	FM - mottagare	396
HF 325	FM - mottagare med MUTING	399
HF 330	Stereodekoder	410
HF 334	TV - spel	415
HF 361	Mellanvågsmottagare	421
HF 365	Stereokoder	428
HF 375	MINI FM - mottagare	433
HF 385	VHF/UHF antennförstärkare	436
HF 395	Antennförstärkare	440
LF 380	4D - dekoder	442

MI 310	Stereo VU - meter	446
MI 350	S - meter förstärkare	449
MI 360	Signalgenerator	454
MI 390	FM - skala	458
MI 391	VU - meter	461
MI 392	Balansmeter	464
MI 393	Detektormeter	467
MI 395	Stationsautomat	470
MI 402	Halvledartester	472
MI 450	Digitalklocka	478
NT 300	Laboratorienätaggregat 2,2 — 35 V	486
NT 305	Spänningsomvandlare	489
NT 311	Spänningsomvandlare för mottagare	493
NT 315	Nätdel 4,5 — 15 V	496
NT 316	Nätdel 9 — 30 V	498
NT 400	Laboratorienätaggregat 0 — 40 V	500
NT 410	Nätdel till antennförstärkare	506
NT 360/410	Nätdel till AF 360/410	509
NT 411	Batterieliminator	510
NT 415	Laboratorienätaggregat 0 — 30 V	513

Det här behöver du veta, innan du börjar läsa.
Innehållet är uppdelat i fyra huvudavsnitt:

1. Grunddelen med det teoretiska innehållet och övningsuppgifterna. Denna del är markerad med bokstaven G åtföljd av ett kapitelnummer.
2. Tilläggsdelen innehåller uppgifter om färgkoder, lite matematik osv. och markeras med bokstaven T.
3. Feed-backlistan, markerad med bokstaven F.
4. Avdelningen Praktiska konstruktioner med schemor, beskrivningar och stycklistor. Här finner du en mängd intressanta konstruktioner, från de 10 praktiska TE-konstruktionerna, för vilka ett kretskort medföljer boken, till ett stort antal mer eller mindre avancerade konstruktioner, dels från JOSTY KIT, dels "lånegods" från ett stort antal elektronik-tidskrifter från hela Europa.

Innehållet i grund- och tilläggsdelarna är programmerat. Efter varje avsnitt finns ett antal uppgifter, där du får välja mellan två och sex svarsalternativ.

Sedan du löst uppgiften och valt ut ett svar, kontrollerar du detta i feed-backlistan. Använd gärna ett bokmärke, så hittar du lättare. Feed-backlistan är uppgjord i samma ordningsföljd som grunddelen. Visar listan att du har svarat rätt, går du vidare til nästa uppgift eller text. Behärskar du redan en del av ämnet, kan du gå direkt på sista uppgiften i nästa avdelning och fortsätta så, tills du kör fast. Sedan börjar du med texten.

Om du har valt en felaktig lösning, talar feed-backlistan om, vad du har gjort för fel och förklarar det rätta sammanhanget. Sedan du förstått uppgiften är det bara att fortsätta. Känner du dig osäker på någon punkt, bör du läsa igenom avsnittet en gång till.

Detta är en mycket effektiv inlärningsmetod. En förutsättning är naturligtvis, att du inte fuskar utan verkligen gör ett försök att lösa uppgifterna, innan du slår upp lösningen i feed-backlistan.

För att illustrera vad programmering är, har vi programmerat dessa "Tips för läsaren". Prova själv.

Uppgift 1.

Vad är det som gör en bok programmerad?

Att den är illustrerad med teckningar	A ☐
Att den har övningsuppgifter med feed-backlista	B ☐
Att den innehåller en programförklaring	C ☐
Att det lättaste står först, det svåraste sist	D ☐

Svaret finner du i feed-backlistan:

A. Det är viktigt att en bok har teckningar som förtydligar texten, men det principiella i en programmerad lärobok är uppgifterna och feed-backlistan. När du har löst uppgiften, får du genom feed-backlistan reda på, om du har gjort något fel. Den anger den rätta lösningen på "annat" sätt och talar om, vad du skall göra härnäst. Försök nu med uppgift 2.

B. Rätt. Feed-backlistan ger kontroll över uppgiftslösningen och därmed en koll på att du har förstått det hela och kan gå vidare. Försök nu med nästa uppgift.

C. Nej, detta är inte rätt. Du har gått efter ordlikheten. Programmering innebär, att du har en feed-backlista att rådfråga. En feed-backlista skall inte förväxlas med ett facit. Ett facit anger bara den rätta lösningen, medan en feed-backlista ger både den rätta lösningen, en alternativ förklaring och anvisning om vad du skall göra härnäst. Gå nu vidare till uppgift 2.

D. Det är korrekt, att boken börjar med det lätta och slutar med det mera komplicerade. Men enbart därigenom är den inte programmerad. Det är feed-backlistan som är det väsentliga. Genom denna får du reda på, om du har gjort rätt eller fel, du får en förklaring av problemet och slutligen får du också veta, vad du skall fortsätta med. Gå vidare till uppgift 2.

Uppgift 2.

Vad är det väsentliga i feed-backlistan?

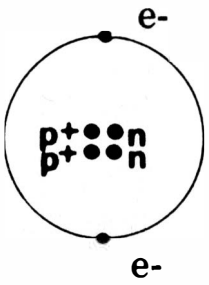
Att den anger den rätta lösningen?	A ☐
Att den talar om, att du har räknat fel?	B ☐
Att den förklarar vad som är rätt och vad som är fel samt anger annan möjlig lösning och talar om, vad du ska göra härnäst?	C ☐
Att den talar om, vad du ska fortsätta arbeta med?	D ☐

A. Att bara ange den rätta lösningen är fel. För att man ska få en verklig kontroll av förståelsen, måste det finnas en förklaring på uppgiften och om möjligt ska du också få reda på, vad du har missförstått. Slutligen måste du få veta, vad du ska fortsätta med. Din gamla föreställning om facit räcker alltså inte helt. Vi hoppas nu att du förstår vad vi menar, så att du kan sätta igång med själva boken.

B. Ett kort konstaterande av att du har valt rätt eller fel lösning är inte tillräckligt. Feed-backlistan ska både förklara den rätta lösningen på ett annat sätt samt försöka klargöra, vad du har gjort för fel. Vidare bör det framgå, vad du ska göra nu. Vi tycker du ska ta itu med själva boken.

C. Helt riktigt. Alla tre sakerna utgör tillsammans programmeringens ide'. Nu vet du säkert hur du ska få mest glädje av boken lycka till.

D. Det är viktigt, att feed-backlistan talar om, vad du ska göra, men ännu viktigare är det att du får en förklaring av uppgiften. Både förklaringen och den rätta lösningen samt en redogörelse för vad du har gjort fel med är iden bakom bokens disposition. Alla tre sakerna måste vara med för att feed-backlistan ska bli effektiv. Nu förstår du säkert, hur du ska få mest glädje av boken. Mycket nöje.



Elektron (negativ)
Neutron (neutral)
Proton (positiv)

Fig. G 1.1

ATOMEN

Allting består av smådelar som kallas atomer. Ordet är grekiska och betyder "odelbar". Den grekiske filosofen Demokritos, som levde ett par hundra år före Kristi födelse, antog att man inte kunna hålla på att dela ett material hur länge som helst. Till slut måste man ha några bitar kvar som inte kunde delas.

Medeltidens vetenskapsmän förkastade hans ideer, men de har nu åter tagits till heder i något annan form. Man betraktar inte atomen som en hård fullständigt oförstörbar kula, tvärtom.

Atomens kärna är uppbyggd av positiva partiklar, protoner, och neutrala partiklar, neutroner, som håller samman dem. Utanför kärnan finns ett moln av negativt laddade partiklar, elektroner. Molnet är ca. 10^{-10} m i diameter. Fig. 1 visar en He-atom (He = helium) med två protoner, två neutroner och två elektroner.

Alla elektronerna i elektronmolnet sitter inte lika stadigt. Elektronmolnet kring kärnan är uppdelat i lager, s.k. skal, ungefär som spisringar. I varje skal kan det finnas upp till åtta elektroner. När dessa åtta elektroner sitter på plats, är skalet runt, jämnt och regelbundet. Brist eller överskott på elektroner ger upphov till tomrum eller bucklor i ytan. Detta förhållande är inte stabilt.

En metallstav är normalt elektriskt neutral. Metaller är uppbyggda så, att det vid varje atom finns en eller flera elektroner som är löst placerade. Dessa elektroner kan gå på vandring i metallen.

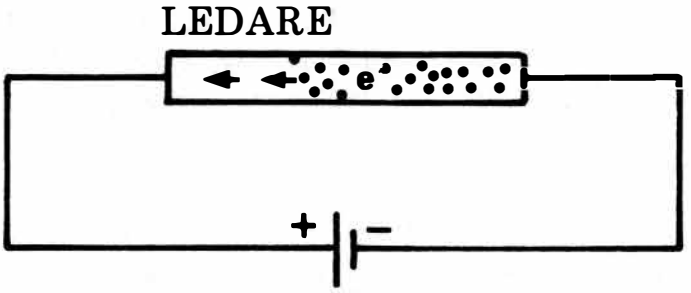


Fig. 1.2

Om vi kopplar en ledning till ett material, batteri eller annan strömkälla med underskott på elektroner, kommer ledningens lösa elektroner att strömma till och fylla ut de tomma platserna. Om ledningen i den andra ändan kopplas till ett material med för många elektroner, kommer dessa att strömma in och placera sig i de tomrum som sålunda uppstått. Det kommer att ske en laddningstransport, vilket innebär, att det går en ström.

Elektronerna går från överskott (—) till underskott (+), även om många som ett arv från elektronikens barndom räknar strömmen i motsatt riktning, från plus till minus

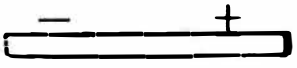
Uppgift 1

Vad består atomkärnan av?

Elektroner	A ☐
Protoner	B ☐
Annat	C ☐

Uppgift 2

Vilket håll går en elektron åt i denna ledare?



Mot höger	A ☐
Mot vänster	B ☐

När du har löst en uppgift, kollar du svaret i feed-backlistan.

Halvledare är i praktiken aldrig riktiga halvledare. Halvledare är material som leder mycket dåligt. Den dåliga ledningsförmågan beror på att elektronerna inte som i metallerna sitter löst utan är bundna i banor kring kärnorna.

Nu visar det sig, att om man blandar små mängder av vissa material i en halvledare, leder den mycket bättre. Detta förhållande bör förklaras närmare, eftersom det utgör grunden för all halvledarteknik.

För att största möjliga effekt ska uppnås vid indblandning av främmande material, måste halvledarmaterialet ha formen av en kristall.

Vi känner alla till kristaller i form av koksalt och ädelstenar. Metaller är också uppbygda av kristaller, men de är små och oregelbundet placerade. Om en halvledare var uppbyggd på samma sätt, skulle det uppstå oordning i elektronerna, där två kristaller ligger intill varandra, och det skulle finnas många lösa elektroner som kunde leda strömmen.

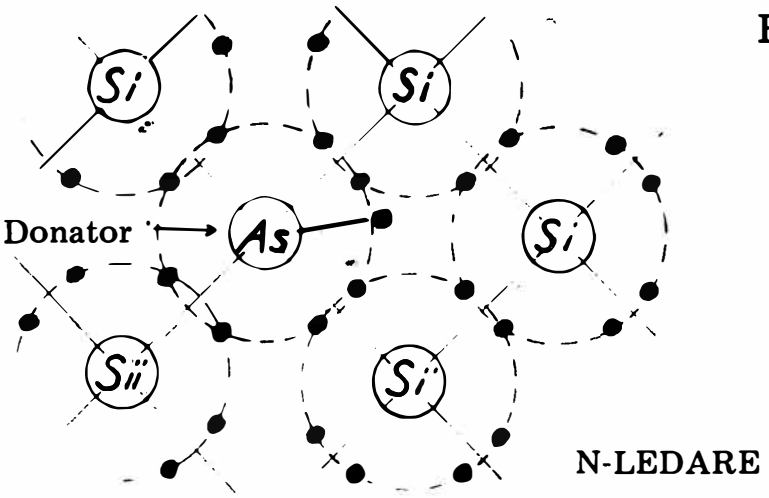


Fig. 2.1

4 elektroner plus 4, som delas med andra kärnor.

En kristall av germanium eller kisel ser i två dimensioner ut som på teckningen. Det utmärkande för dessa kristaller är, att varje atom har fyra elektroner i det yttersta skalet och att samtliga hjälper till att hålla ihop kristallen med hjälp av elektronbindningar som består av två elektroner.

Elektronbindningens elektroner tillhör både den ena och den andra atomen. Varje enskild atom verkar därför att ha åtta elektroner omkring sig. Skalet är fyllt och alla elektronerna sitter fast, så att någon laddningstransport ej kan ske. Kristallen leder dåligt.

Om några enstaka av atomerna byts ut mot andra, t.ex. As (arsenik) eller B (bor), som har 3 resp. 5 elektroner i det yttersta skalet, blir bilden annorlunda.

På fig. 2.1 har Si (kisel) blandats med As (arsenik). Det finns nu i kristallen en elektron som inte är bunden till någon bestämd atom. Den är fri och kan röra sig runt som i en normal metall. En halvledare med för många elektroner kallas ett N-material.

Fig. 2.2

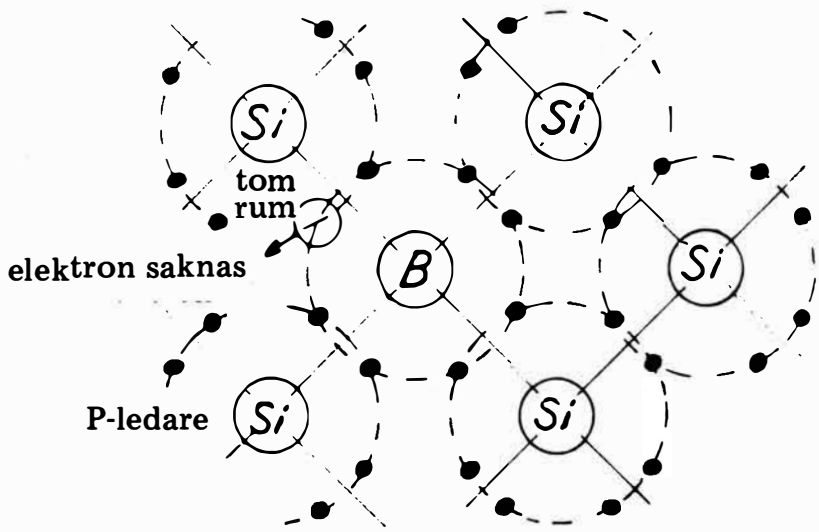


Fig. 2.2 visar ett stycke kisel med inblandning av bor. Det saknas en elektron, och en elektron intill kan finna på att flytta sig från sin gamla plats till den tomma platsen som kallas hål. Hålet har på så vis flyttat sig, och då det råder brist på elektroner, kan det betraktas som en positiv laddning. Det går således en positiv laddning i motsatt riktning mot den elektron som flyttade sig. På så sätt passerar ström genom P-materialet, som kristallen med hålen kallas.

Av detta kan vi dra följande slutledning:

En elektron kan inte existera fritt i ett P-material, inte heller ett hål i ett N-material. I varje fall inte någon längre tid åt gången.

Uppgift 1

Varför leder ren kisel dåligt, medan förorenad kisel leder utomordentligt bra?

Därför att alla elektronerna i ren kisel sitter fastbundna, medan föroreningar skapar lösa elektroner eller hål: A ☐

För att föroreningarna kan vandra och därmed leda elektriciteten B ☐

Uppgift 2

Varför kan elektronerna inte existera fritt i ett P-material någon längre tid åt gången?

Därför att N-materialet drar dem till sig A ☐

Därför att de faller ned i ett hål B ☐

Därför att det inte finns plats till dem C ☐

Vid framställning av elektricitet skiljer vi elektronerna från de atomer de tidigare varit bundna vid och håller dem samlade på ett ställe, så att de inte löper tillbaka. Vi skall själva med hjälp av ledningar kunna leda dem vart vi vill och där kunna använda dem på ett bestämt sätt. Detta gäller för alla apparater som verkar genom elektricitet. Avskiljandet kan ske med batterier, starkströmsnät, solceller osv.

STRÖM

Ström betyder, att det löper elektroner från ett ställe till ett annat. Storleken på strömmen beror på antalet elektroner per sekund. Strömmen mäts i ampere och en ström på 1 Amp. betyder, att det löper 6×10^{18} elektroner genom ledningen varje sekund.

SPÄNNING

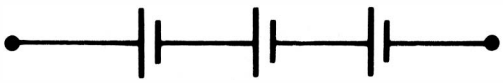
Spänningen mäts i volt och är ett mått på över- eller underskott av elektroner, således ett slags elektrontryck. Om vi pressar samman luft i en behållare, kommer den att strömma ut genom eventuella hål, tills trycket blir lika stort inuti som utanför behållaren. På samma sätt sker med elektroner som samlas på ena polen av ett batteri.

BATTERIER

Förbinder man batteriet med en ledning, går det en ström från ett större till ett mindre antal elektroner, även om spänningen faller från + 6 till + 3 volt. Kom bara ihåg, att den ström vi normalt räknar med går från + till —. Elektronerna däremot går från — till +

SERIEKOPPLING

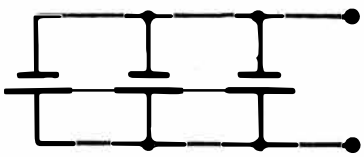
Kopplar man samman batterier i serie, så att den positiva polen på den ena går till den negativa på den andra, blir den samlade spänningen lika med summan av varje batteris spänning. Så gör man t.ex. i ficklampor och transistorapparater, där flera batterielement placeras i serie för att glödlampan resp. radiomottagaren skall få rätt spänning.



Seriekoppling (3 batterielement kopplade i serie) Fig. 3.1

PARALLELLKOPPLING

Fig. 3.2 visar en parallellkoppling av element. Vi kan få mer ström på detta sätt — i det här fallet tre gånger så mycket, men spänningen är oförändrad.



Parallellkoppling (3 parallellkopplade batterielement) Fig. 3.2

Uppgift 1

Hur stor ström representerar 6 x 10^{19} elektroner pr sekund?

(Se ev. T1: potenser)

1 Amp	A ☐
6 Amp	B ☐
10 Amp	C ☐

Uppgift 2

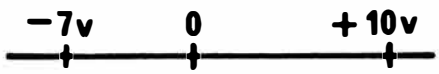
Hur stor ström uttryckt i milliampere representerar 6 x 10^{15} elektroner pr. sekund?

(Se ev. T1: nomenklatur, potenser)

0,6 mA	A ☐
1,0 mA	B ☐
60 mA	C ☐

Uppgift 3

Vilken väg går elektronerna på skissen?



Båda mot noll
Från —7 till + 10
Bort från 0
Från 10 till —7

Uppgift 4

Tre batterier på vardera 450 V kopplas i serie. Hur stor är sammanlagda spänningen i kV?

(Se ev. T1: nomenklatur)

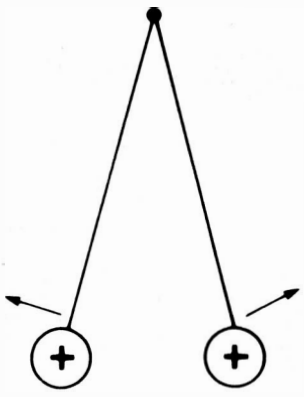
1,35 kV	A ☐
4,50 kV	B ☐
0,135 kV	C ☐
0, 45kV	D ☐

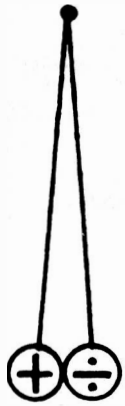
Upgift 5

Hur många mA kan vi dra från två parallellkopplade batterier som var för sig kan avge 0,1 A och som i sin tur är parallellkopplade med ett batteri som kan avge 2 A? — Batterierna är avsedda för samma spänning.

(Se ev. T1: nomenklatur)

2100 mA	A ☐
1200 mA	B ☐
2200 mA	C ☐
12000 mA	D ☐





Flädermärgskulor

KULORNA STÖTS BORT FRÅN VARANDRA

KULORNA DRAS MOT VARANDRA

KONDENSATORN

Vid ett mycket gammalt försök med elektricitet hängde man upp två flädermärgskulor isolerat. Om båda kulorna är laddade med samma slags elektricitet, stöter de bort varandra. Om de laddas med olika slags elektricitet, dras de i stället mot varandra.

En kondensator består av två metallplattor som skiljs från varandra av något isolerande material. Om vi anbringar en negativ laddning på den ena och avlägsnar en motsvarande negativ laddning från den andra, kommer kondensatorplattorna att vara laddade med olika slags elektricitet. De båda laddningarna dras till varandra precis som flädermärgskulorna. Detta tillstånd varar ända tills plattorna förbindes med en ledning, så att elektronerna kan förenas med hålen.

Om vi tillför en kondensator en laddning (ström) genom en amperemätare, ser vi, att det fordras en kort strömstöt, innan kondensatorn är uppladdad. Den stora betydelsen av denna egenskap skall vi tala om i samband med växelström.

Vi kan göra ett litet experiment med en lampa, en kondensator och en omkopplare. När strömmen slutes, lyser lampan men släcks efter en kort stund, då kondensatorn laddats upp. (Se fig. 4.3).
När omkopplaren vrids till läge 2 urladdas kondensatorn genom lampan, som åter tänds för ett ögonblick. Det går således ström till och från kondensatorn, men inte igenom den.

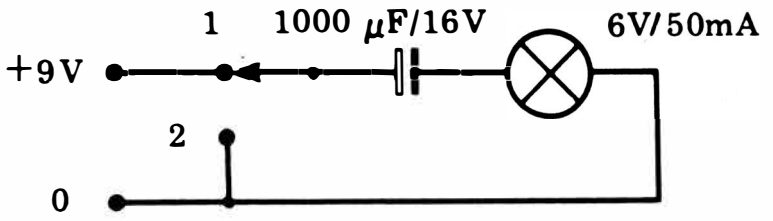


Fig. 4.3

Kondensatorns storlek mäts i Farad och uttrycker, hur stor laddning den förmår lagra (ackumulera).

Kapaciteten beror på:

1. Plattornas storlek	Stor platta = stor kapacitet
2. Avståndet mellan plattorna	Stort avstånd = liten kapacitet
3. Isolationsmaterialet	Lämpligt material = stor kapacitet

Uppgift 1

Vilken kapacitet har en fritt upphängd nyckel?

Stor	A ☐
Liten	B ☐
Medelstor	C ☐

1. Kondensatorer kan kopplas i serie eller parallellt.
   Vid parallellkoppling kan man jämföra två enskilda kondensatorer med en enda med dubbelt så stor plattyta.
   Parallellkopplingar kan uträknas med hjälp av följande ekvation:

   $$Cx = C_1 + C_2 + C_3 \ldots \text{osv}$$

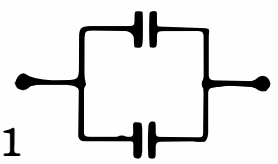


Fig. 5.1

2. Vid seriekoppling kan man jämföra två enskilda kondensatorer med en enda med dubbla avståndet mellan plattorna och därmed halva kapaciteten.
   Seriekopplingar kan uträknas med hjälp av följande ekvation:

   $$\frac{1}{Cx} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \ldots$$

Fig. 5.2

Har du problem med bråktal och potenser, titta i avsnitt T1.

Uppgift 1

Två kondensatorer på 0,5 μF sammankopplas parallellt över varandra. Hur stor blir den sammanlagda kapaciteten?

1 μF	A ☐
0,25 μF	B ☐
50 μF	C ☐

Uppgift 2

De minsta kondensatorer du kan använda är på 1 nF. Hur kan du sammankoppla dessa så att kapaciteten blir 333 pF?

Genom att löda samman 2 parallellt	A ☐
Genom att koppla 3 i serie	B ☐
Genom att parallellkoppla 2 med 1 i serie	C ☐

Uppgift 3

Hur stor total kapacitet får du med 2 parallellkopplade kondensatorer märkta med färgerna brun, svart, orange (se avsnittet om färgkodning, T2):

50 nF	A ☐
2 nF	B ☐
20 nF	C ☐
5 nF	D ☐

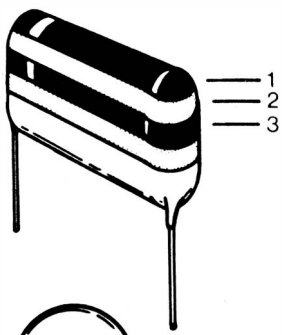
Uppgift 4

Tre kondensatorer, samtliga märkta med färgerna brun, grön, röd, kopplas i serie. Hur stor är kapaciteten:

1,5 nF	A ☐
500 pF	B ☐
5 nF	C ☐
4,5 nF	D ☐

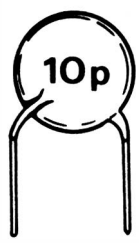
Följande kondensatortyper kan sägas vara allmänt förekommande:
Polyesterkondensatorer
Keramiska kondensatorer
Oljekondensatorer
Trimkondensatorer
Vridkondensatorer
Elektrolytkondensatorer
Tantalkondensatorer
Kapacitetsdioder (behandlas under dioder)
I förbigående kan vi också nämna ett par föråldrade typer: papperskondensatorer och glimmerkondensatorer.

Polyesterkondensatorn består av två tunna lager polyester och två lager staniol. Polyesterfolien isolerar för metallfolien.



Med hänsyn till den mekaniska storleken är metallen ofta fastångad på polyestern. Kondensatorn är ingjuten och färgkodad. Värdena ligger mellen 10 nF och 2 μF.

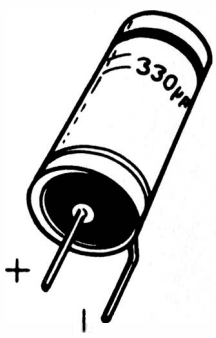
Den keramiska kondensatorn (pin-up) består av ett keramisk isolerande rör med ett silverlager på insidan och ett på utsidan. Tilledningar är anbringade i ändarna och hela härligheten har gjutits in i en isolerande polyestercement och färgkodats. Värden mellen 1 pF och 10 nF.

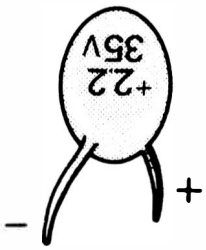


Oljekondensatorn används normalt för högspänningskonstruktioner, eftersom olja (och papper) är en god isolator.

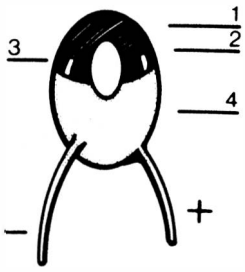
Trimkondensatorn och vridkondensatorn är utformade som två isolerade, förskjutbara uppsättningar skivor med luft som isolator. Kapaciteten ligger mellan 1 och 1000 pF.

Elektrolytkondensatorn är den vanligaste, och med den uppnår man den största kapaciteten. Normalt mellan 10 μF och 10 mF. Kapaciteten uppnås vid kemisk förvandling. Elektrolytkondensatorn är polariserad och måste därför monteras vänd åt rätt håll. Vill du ha en effektfull demonstration av hur viktigt detta är, kan du sluta växelström genom en elektrolytkondensator på ca. 100 μF/35 V. Använd skyddsskärm — vissa kondensatorer "springer i luften"! Strömkällan skall kunna ge 30 volt växelspänning och ca 3 ampere samt vara kortslutningssäker.





Tantalkondensatorn är en förhållandevis ny kondensatortyp som storleksmässigt kan ge högre kapacitet än elektrolytkondensatorn. Samtidigt har tantalkondensatorn mycket låg förlust, vilket gör den speciellt lämplig för konstruktioner som tidur och liknande, där uppladdningstiden måste vara lika lång varje gång, även vid olika temperaturer.
Tantalkondensatorn är i likhet med elektrolytkondensatorn polariserad och måste därför liksom denna monteras "rättvänd".



Uppgift 1

I vilken enhet mäter man kondensatorer:

Volt	A ☐
m	B ☐
Farad	C ☐
Ampere	D ☐

Uppgift 2

En papperskondensator på 30.000 pF parallellkopplas med en glimmerkondensator på 2 nF. Hur stor blir den sammanlagda kapaciteten?

0.032 uF	A ☐
16.000 pF	B ☐
1,9 nF	C ☐
23 nF	D ☐

Uppgift 3

Hur många skikt kan en polyesterkondensator bestå av, om man skiljer den.

1 skikt	A ☐
2 skikt	B ☐
4 skikt	C ☐
8 skikt	D ☐

Uppgift 4

Bestäm färgkoderna för följande kondensatorer: 3,3 nF, 270 pF, 47 pF, 10 pF, 8,2 nF, 3,9 nF, 390 pF. Läs avsnitt T2 om färgkoder, lär dem och färgkoda sedan utan att använda schema T2. Notera antalet rätt under A, B eller C, sedan du kontrollerat i T2

0—3 rätt	A ☐
4—5 rätt	B ☐
6—7 rätt	C ☐

Uppgift 5

Varför använder man nästan aldrig oljekondensatorer i elektroniska konstruktioner?

De är för dyra	A ☐
De är för stora	B ☐
De tåler inte spänning	C ☐
Hela apparaten måste vara nedsänkt i olja	D ☐

Uppgift 6

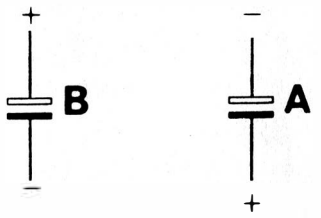
En trimkondensator med kapaciteten 3—30 pF parallellkopplas med en kondensator märkt brun, röd, brun. Hur stor blir kapaciteten?

2,8 — 23 pF	A ☐
213 — 240 pF	B ☐
123 — 150 pF	C ☐

Uppgift 7

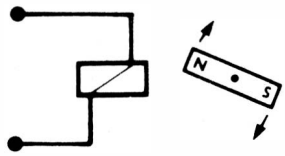
På vilket diagram är kondensatorn vänd åt rätt håll?

På diagram a	A ☐
På diagram b	B ☐



Den danske vetenskapsmannen H.C. Örsted upptäckte 1820, att man kunde göra en magnet med hjälp av elektrisk ström. Senare kom man på, att ström kan bildas med hjälp av en magnet, om man hade en spole och lät magneten röra sig i förhållande till spolen. Detta kallas att inducera en ström. Alla kraftiga strömgivare, dynamor, verkar genom induktion.

Fig. 7.1



När magnetfältet i en spole varierar, induceras en spänning i spolen. Så sker också, när det är strömmen i själva spolen som bildar magnetfältet. När vi börjar sända en ström genom spolen, kommer det magnetfält som då bildas, att inducera en annan spänning i spolen i motsatt riktning. Strömmen kommer inte genast, som vi är vana vid, när vi sluter en kontakt.

Minskas strömmen igen (t.ex. genom att den får passera ett motstånd eller en transistor), kommer denna variation av magnetfältet att inducera en spänning som försöker bibehålla strömmens rörelse.

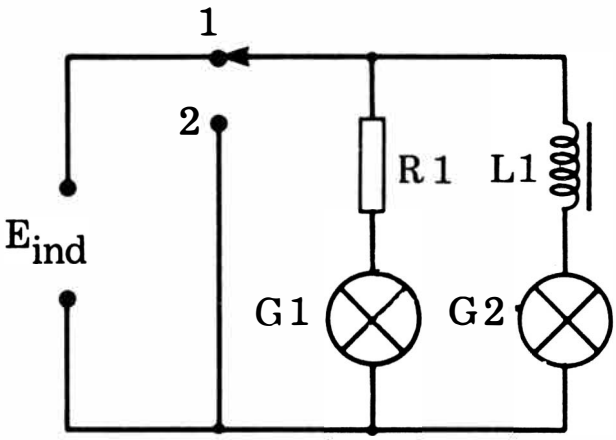


Fig. 7.2

Figuren ovan visar detta. Lampa 2 kommer att lysa något senare än lampa 1, när vi sluter kontakten, men den lyser i gengäld en aning längre när man släcker genom att vrida kontakten till läge 2. Det senare är dock svårare att se än fördröjningen när man tänder. Motståndet har till uppgift, dels att få de båda lamporna att lysa lika kraftigt, dels att begränsa strömmen.

SPOLAR

En spole består av några slingor av en ledare kring något föremål. Spolens konstruktion kan variera kraftigt — från en enkel slinga kring en penna till stora järnkolosser, stora som skrivbord och med lindningar på flera tusen varv. I schemaexemplen kommer vi att gå närmare in på valet av spoltyp.

Spolens elektriska storlek mäts i storheten Henry. Oftast träffar man på storheterna μH och mH, eftersom enbart Henry är en mycket stor enhet.
En spole verkar som spärr för högre frekvenser.
Spolens motstånd gentemot växelströmmar kallas Z_L = växelströmsimpedansen. Detta växelströmsmotstånd räknar man ut på följande sätt:
$Z_L = \omega \cdot L = 2\pi \cdot f \cdot L$
ω är vinkelfrekvensen, som i sin tur är $2 \cdot \pi$ (3,14) $\cdot$ f.
L är spolens storlek i Henry.
Lägg märke till, att en transformator ofta har en tämligen avsevärd självinduktion.

Uppgift 1

Bildas elektricitet, när en magnet står stilla i en spole?

ja	A ☐
nej	B ☐

Uppgift 2

I uppställningen enligt schemat lyser lampan 2 ständigt, när kontakten slås om till läge 2. Varför släcks den senare igen?

För att:

går sönder	A ☐
den bara lyser, när det finns ett magnetfält i spolen	B ☐
den bara lyser, när strömmen förändras	C ☐
spolen inte är stor nog	D ☐

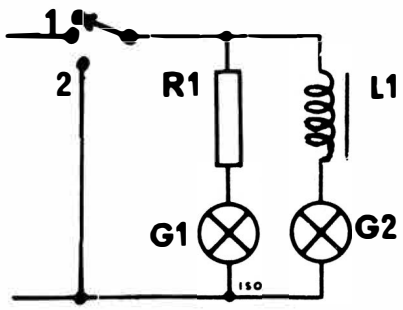


Fig. 7.3

Uppgift 3

Hur stort motstånd ger en spole vid växelström, när spolen är 1 μH och frekvensen 1000 Hz:

6.28 Mohm	A ☐
6.28 Kohm	B ☐

Uppgift 4

Hur stor impedans ger samma spole med en frekvens av 1.000.000 Hz, d.v.s. 1 MHz?

6.28 Ohm	A ☐
6.28 Mohm	B ☐

Motstånd är "elektronbromsar" som placeras i ett kretslopp för att begränsa strömmen.

Om spänningen över ett motstånd är högt, driver den många elektroner — stark ström — genom motståndet.

Omvänt kan en låg spänning bara driva en svag ström genom ett stort motstånd.

Denna fysiska grundsats uttrycks i Ohms lag:

$E = R \cdot I$

där E betecknar spänningen, R motståndet och I strömmen.

Enheten för motstånd kallas ohm. Den betecknas också med den grekiska bokstaven omega: Ω

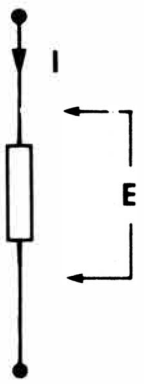


Fig. 8.1

Ohms lag använder man, när man vill räkna ut någon av storheterna I, U eller R och två av storheterna är kända. Ohms lag enligt formeln ovan kan således också skrivas så här:

$R = \frac{U}{I}$ $\qquad$ $I = \frac{U}{R}$

De båda senare varianterna av Ohms lag får man fram genom allmän bråkräkning med grundformeln som utgångspunkt.

För att få det rätta utbytet av den här boken, måste du lära dig Ohms lag ordentligt.

OLIKA TYPER AV MOTSTÅND

Denna lilla underavdelning handlar om motstånd i olika varianter.

Förr lindade man alla motstånd med konstantantråd. Numera använder man för det mesta kolmotstånd, sedan tekniken för påförandet av kollagren förbättrats.

Vanliga kolmotstånd förekommer i standardstorlekar från 1/8 til 1 watt. Kol tål inte kraftig värme. Därför måste man fortfarande använda trådmotstånd vid effekter över 1 watt. Sådana motstånd är ofta ingjutna i glas.

NTC-MOTSTÅND

Sådana speciella egenskaper finner man hos NTC-motstånden. Hos dessa faller ohmtalet med stigande temperatur. NTC står för *N*egative *T*emperature *C*oefficient alltså negativ temperaturkoefficient. Sådana motstånd används för regleringsändamål och mätning. Se den tecknade symbolen i avsnitt T3, där symbolerna förklaras.

PTC-MOTSTÅND

Det finns också PTC-motstånd, motstånd med positiv temperaturkoefficient och således motsatsen till NTC. I det här fallet ökar motståndet vid stigande temperatur.

VDR-MOTSTÅND

Ett annat specialmotstånd är det s.k. VDR-motståndet. VDR står för *V*oltage *D*ependent *R*esistor, spänningsberoende motstånd. Ohmvärdet hos sådana motstånd faller, när spänningen stiger över ett visst värde. Ett VDR-motstånd kan användas som säkring för serietransistorn t.ex. i en transistoriserad tändningsapparat.

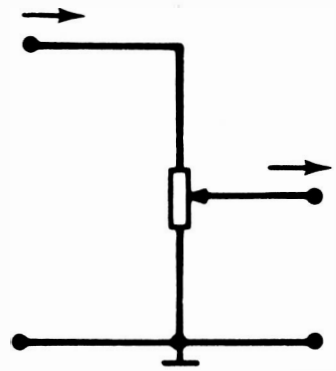
LDR-MOTSTÅND

Detta tillverkas av germanium. LDR står för *L*ight *D*ependent *R*esistor, ljusberoende motstånd. Ju starkare ljus, desto lägre motstånd. LDR-motstånden används för ljusmätning och styrning, t.ex. i samband med den färdiga byggsatsen AT 405 från JOSTY KIT.

POTENTIOMETERN

Både potentiometern och trimpotentiometern är variabla motstånd. Motståndet varieras med hjälp av ett skjut- eller vridreglage. En potentiometer är i verkligheten en spänningsdelare, med vars hjälp man kan variera förhållandet mellan motstånden.

Man tillför potentiometern en signalspänning över de båda änduttagen och lägger den ena till jord. Utgångsspänningen tar man över mittpunkten till jord. Signalledningen kopplas till mittpunkten.



Potentiometerns funktion

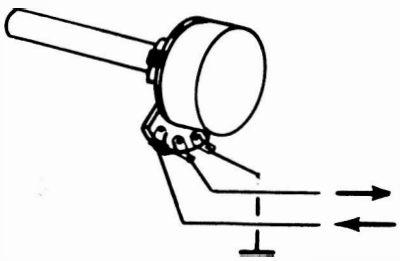


Fig. 8.2 Potentiometerdiagram med inkopplingsanvisning

Uppgift 1

Vi har ett motstånd på 10 ohm och vill genom detta sända en ström på 0,1 ampere. Hur stor ska spänningen vara?

0,1 V	A ☐
1,0 V	B ☐
100 V	C ☐

Uppgift 2

Hur stor är strömmen i ett motstånd,när detta är 0,1 ohm och spänningen över det är 10 volt?

1 A	A ☐
0,1 A	B ☐
100 A	C ☐

Uppgift 3

Hur stor spänning avges från en grammofon-pickup, när den sänder 10 uA genom ett motstånd på 47 kohm?

0,047 V	A ☐
470 mV	B ☐
210 mV	C ☐

Uppgift 4

Vi önskar ett spänningsfall på 1,2 V över ett motstånd, som passeras av en ström på 1 mA. Hur stort ska motståndet vara?

1,2 kohm	A ☐
820 ohm	B ☐
120 ohm	C ☐
8,2 kohm	D ☐

Motstånd kan kopplas parallellt eller i serie. Vid seriekoppling lämnar vart motstånd sitt bidrag till det sammanlagda motståndet, varför uträkningen av motståndet i en seriekoppling blir:

Fig. 9.1
Seriekoppling

$$Rx = R_1 + R_2 + R_3 \ldots \text{etc.}$$

Formeln för en parallellkoppling ser ut så här:

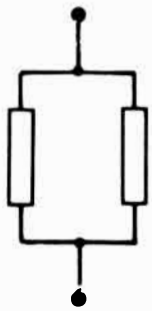


Fig. 9.2
Parallellkoppling

$$\frac{1}{Rx} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} +$$

Det förstår man lättast om man tänkar sig, att motstånden i parallellkopplingen var för sig leder igenom sin del av elektronerna. På så vis kommer det alltid ut fler elektroner genom en parallellkoppling än genom något av de motstånd som ingår i parallellkopplingen. Det sammanlagda motståndet är alltså här alltid mindre än det minsta motståndets. Det vi lägger samman är motsatsen till motstånd nämligen ledningsförmågan som är lika med:

$$\gamma \cdot \frac{1}{R}$$

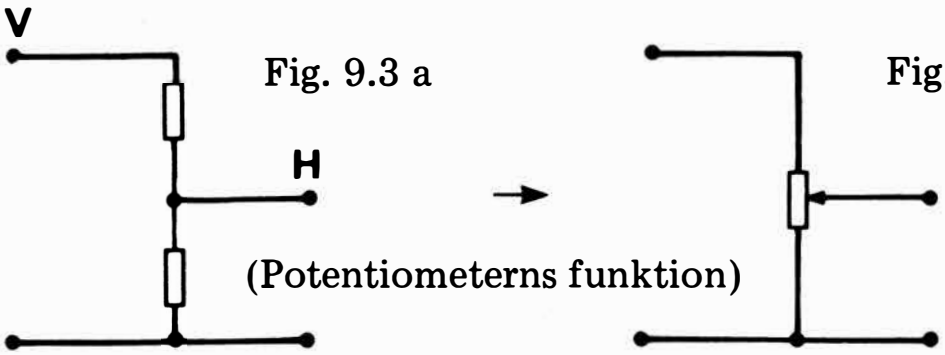


Fig. 9.3 a

Fig. 9.3 b

Det händer rätt ofta, att vi behöver sänka en spänning i ett bestämt förhållande. Till detta kan vi använda spänningsdelaren.

En spänningsdelare är i verkligheten en seriekoppling av två motstånd. Över dessa båda motstånd lägger man en spänning. Spänningskällans ena pol kallas noll. Denna är oftast kopplad till chassit. Om minuspolen är kopplad till noll, talar man i praktiken om spänningskällan, noll och plus.

Om man kopplar den gemensamma ledaren för spänningsdelaren till chassi eller jord, är spänningen noll. Vi applicerar nu en positiv spänning upptill på spänningsdelaren. På vägen från plus och ned genom de båda motstånden, måste spänningen alltså gradvis falla från plus till noll. Är de båda motstånden lika stora, sänks spänningen lika mycket över varje motstånd, och spänningen från noll till motståndens mötespunkt blir nödvändigtvis hälften av den totala spänningen.

Då ett stort motstånd är en "kraftig elektronbroms", kommer det mesta av spänningen att sjunka över detta. Det betyder, at spänningen är proportionell med motståndsvärdet. Man behöver således inte använda Ohms lag utan kan klara sig med vanlig regula di tri. Låt oss ta ett enkelt exempel: Vi ska minska en spänning från 11 till 1 volt.

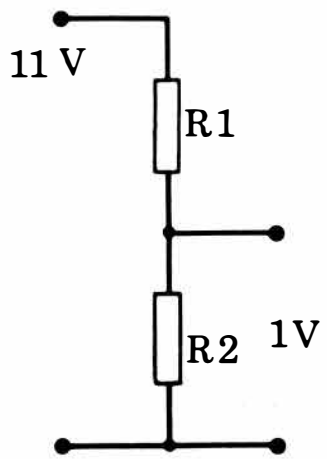


Fig. 9.4

Detta betyder i praktiken, att 10/11 av spänningsdelarens sammanlagda motståndsvärde skall ligga över R_1. Vi skulle i så fall exempelvis kunna använda ett motstånd på 10 kohm som R_1 och ett på 1 kohm som R_2. Tillsammans ger dessa motstånd 11 kohm och precis 10/11 är placerade över R_1 och 1/11 över R_2.

Spänningen är delad med 10.

Men tro nu inte, att den här spänningsdelaren kan användas för större strömslukare som lampor, radioapparater och bandspelare. Man kan bara dra svaga strömmar från en spänningsdelare, om utgångsspänningen ska motsvara uträknat värde. En tumregel säger nämligen, att strömmen i spänningsdelaren (tvärströmmen) ska vara minst 10 gånger större än driftsströmmen. På så sätt kan felet nämligen "bara" bli 10%. Varför då? Jo, se på teckningen, fig. 9.5.

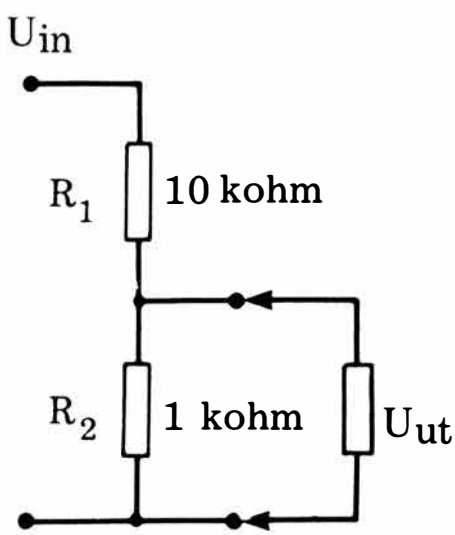


Fig. 9.5

Här är utgången på 1 volt ansluten till en strömförbrukare på 1 mA vid 1 volts spänning. Detta motsvarar enligt Ohms lag 1 kohm — men R2 är dessutom också på 1 kohm. Vi får en parallellkoppling på 1 kohm||1 kohm, vilket är 500 ohm. På grund av det nya förhållandet 10 kohm till 500 ohm är spänningen nu bara 1/2 volt (50% fel). Man ska alltså använda spänningsdelaren med eftertanke.

BERÄKNINGSMÄSSIGT utnyttjas relationsräkningen så här:

$$\frac{U_{in}}{U_{ut}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

vilket, om relationen är större än 10, motsvarer:

$$\frac{U_{in}}{U_{ut}} = \frac{R_1}{R_2}$$

Spänningsdelare med zenerdioder kan användas till större strömmar. Se kapitel G12, NÄTDELEN och G17, slutet.

Uppgift 1

Två motstånd kopplas i serie. Det ena är på 5,6 kohm, det andra på 12 kohm. Hur stort blir det sammanlagda motståndet?

3,9 kohm	A ☐
17,6 kohm	B ☐

Uppgift 2

Två motstånd på 100 ohm kopplas parallellt. Hur stort blir det sammanlagda motståndet?

50 ohm	A ☐
200 ohm	B ☐

Uppgift 3

Hur stor är strömmen genom två parallellkopplade motstånd, när spänningen över dem är 10 V och vart och ett är på 22 kohm?

2,2 A	A ☐
0,9 mA	B ☐
0,009 A	C ☐

Uppgift 4

Två motstånd parallellkopplas och ansluts till en spänningskälla på 4,5 V. Motståndet är på 1 kohm och 1,5 kohm. Hur stor blir strömmen?

18 mA	A ☐
1,8 mA	B ☐
7,5 mA	C ☐

Uppgift 5

Vår matarspänning är på 7,5 V och vi behöver 3 V, där det finns möjlighet att ta ut en ström på 10 uA. Hur stort skall motståndet vara?

R1	R2	
47 kohm	33 kohm	A ☐
470 kohm	330 kohm	B ☐

Uppgift 6

Förhållandet mellan R2 och R1 i en spänningsdelare är 1:4. Ingangsspänningen är 10 V. Hur stor är utgångsspänningen?

2 V	A ☐
2,5 V	B ☐

Uppgift 7

Vi vill dela en spänning i förhållandet 1:10. Vi känner inte spänningen, men vi vet, att ingångsmotståndet till nästa steg är 50 kohm. Hur stora skall motstånden vara?

R1	R2	
470 kohm	47 kohm	A ☐
47 kohm	4,7 kohm	B ☐
47 kohm	5 kohm	C ☐

När elektronerna bromsas i ett motstånd, bildas värme (friktionsvärme), precis som när bromsarna aktiveras i en bil. Sådan värme (arbete) kan uttryckas i watt (P).

Den här formeln:

$$P = U \cdot I$$

uttrycker just, att vi erhåller värme, om ett motstånd passeras av *många* elektroner under *kraftigt tryck* (U · I).

Om en elektronisk komponent matas med större effekt än den är avsedd för, "bränner" den.

Som du ser, innehåller formeln för effekt beteckningarna U och I, som också ingår i ohms lag. Därför kan vi också kombinera dessa formler.

Ohms lag i denna form: $I = \frac{U}{R}$

kan till exempel sättas in i effektformeln:

$$P = U \cdot \frac{U}{R} = \frac{U^2}{R}$$

Här kan man således finna effekten, när man känner motståndet och spänningen över det. En sak som man kan ha stor glädje av att, när man ska räkna ut effekten på en effektförstärkare. Här mätes spänningen U t.ex. över ett 3,2 ohms motstånd, och *motståndet* beräknar man efter ovanstående formel.

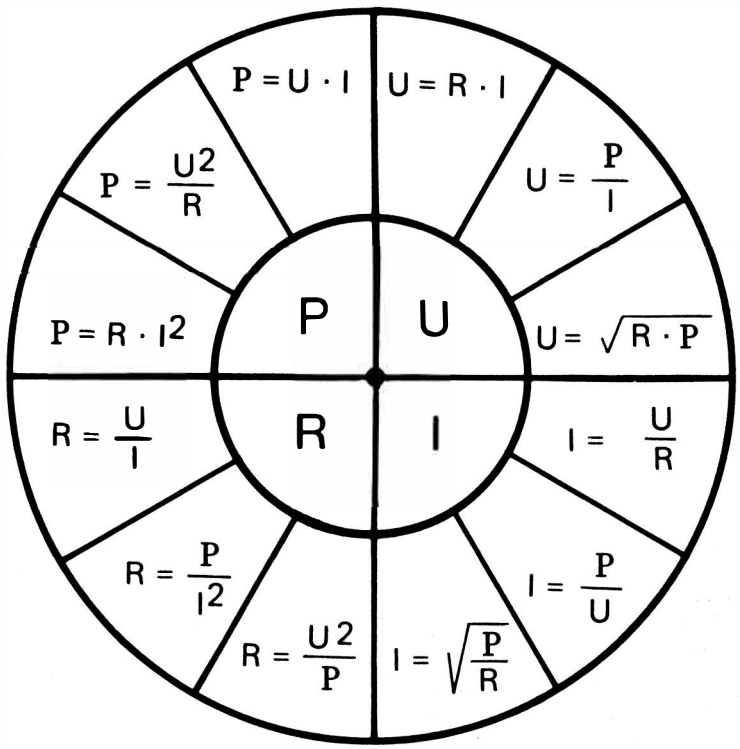


Fig. 10.1 **Räknecirkeln för Ohms lag**

Genom att på olika sätt kombinera effektformeln och Ohms lag kan man ställa upp sammanlagt 12 formler.

I den inre cirkeln står de storheter man önskar få reda på, och utanför varje finner man tre olika formler för denna. Sammanlagt 12 formler för uträkning av U, I, R och P.

Uppgift 1

Vi vill mäta den effekt som levereras av en förstärkare. Vi kan inte mäta direkt över en högtalare, eftersom dennas impedans hela tiden ändrar sig. I stället använder vi ett 3,3 ohms motstånd, som heller inte säger så mycket. Över detta motstånd kan vår förstärkare ge en spänning på 15 volt AC utan att vi kan höra eller, på ett oscilloskop, se någon form av förvrängning. Vi använder följande formel från räknecirkeln:

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Hur stor är förstärkarens effekt?

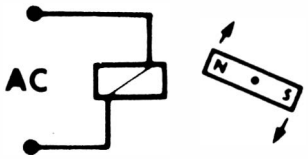
7 Watt	A ☐
70 Watt	B ☐
10 Watt	C ☐

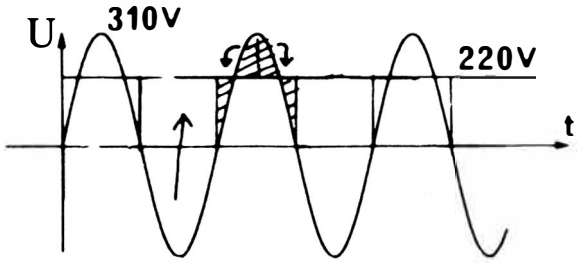
En ström, som varierar mellan positiva och negativa värden, kallas växelström (AC = Alternating Current). Alla andra strömformer, även pulserande, kallas likspänningar.

Växelström framställes på elverken med hjälp av stora generatorer, men växelström kan också framställas av likström genom elektronisk omvandling

(DC = Direct Current).

Fig. 11.1





Belysningsnätets sinusformade växelspänning varierar mellan + 310 och — 310 volt. Detta för att växelspänning anges i effektivt värde — den storlek som kan utföra samma arbete som en likspänning skulle göra. Detta framgår, om man tittar närmare på koordinatsystemet. Toppen kan fylla ut dalen och "strömnivån" når då effektivlinjen — 220 volt.

För en sinusformad växelspänning gäller, att toppvärdet är lika med 1,4 x effektivvärdet ($\sqrt{2}$ x effektivvärdet), vilket är mycket viktigt att komma ihåg vid beräkning av nätdelar. I en nätdel uppladdas kondensatorn till toppvärdet. Det är på grund av detta som det kommer mer likspänning ut än växelspänning in i en ostabiliserad likriktardel.
Växelström uppför sig som likström, när den används tillsammas med vanliga motstånd, men när det i kretsen ingår kondensatorer och spolar, gäller särskilda "regler". Dessa behandlas i avsnittet G12.

Det antal gånger som växelspänningen svänger från plus til minus kallar man frekvensen. Frekvensen på det svenska belysningsnätet är 50 Hz. Denna frekvens är under lång tid ytterst exakt och frekvensen kan därför användas för styrning av klockor, skivspelare m.m.

Hz är en förkortning av Herz, och betecknar antalet svängningar per sekund.

Det spelar ingen roll, om svängningarna är akustiska, elektriska eller mekaniska. Inom elektroniken använder man frekvenser från nästan 0 Hz ända till GHz (Giga Herz), 1.000.000.000 Hz.

Detta stora område kan ur praktisk synpunkt delas upp på följande sätt:

Hörbart område	16 — 20.000 Hz
Ultra ljud	20 kHz — 60 kHz
Långvåg	150 kHz — 350 kHz
Mellanvåg	500 kHz — 2000 kHz
Kortvåg	2 MHz — 50 MHz
TV-kanal 2-4 (VHF)	50 MHz — 70 MHz
FM	86,5 MHz — 108 MHz
TV-kanal 5-12 (VHF)	200 MHz — 400 MHz
TV-kanal 21-48 (UHF)	450 MHz — 750 MHz
Radar	1 GHz — 10 GHz
Mikrovågor	över 16 GHz
Strålning	över 10 GHz
Ljus	över 100 GHz

Utom sinusformade spänningar kan man träffa på fyrkants-, sågtands- och trekantsspänningar. Dessa används för styrning och mätning av elektronik. Benämningarna hänför direkt till kurvformen.

Uppgift 1

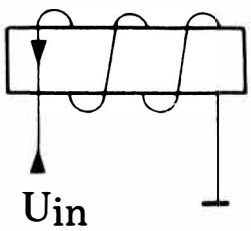
Varför är spänningen större efter likriktning och filtrering?

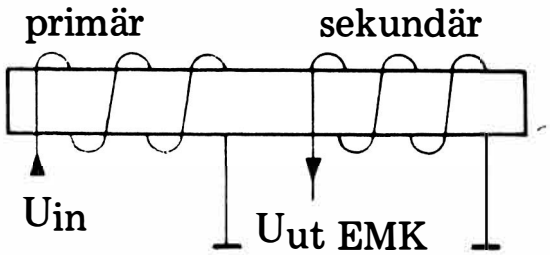
För att likriktaren förstärker	A ☐
För att man får maximalvärdet av den inkommande växelspänningen	B ☐

TRANSFORMATORN

Från spolarna vet vi, att en ström långsamt växer i en självinduktion, eftersom den själv sänder en nästan lika stor ström åt motsatt håll. Om spolen förses med ännu en lindning, kommer det att gå en ström i denna också på samma sätt. Vi har fått en transformator. Genom att mata in en växelspänning inducerar man en motspänning — också i den andra spolen.

EMK
(Elektromotorisk kraft)





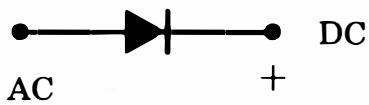
Den första spolen kallas primärlindning, den andra sekundärlindning. Den erhållna spänningen är helt proportionell med antalet varv, vilket skrives:

$$\frac{\text{primärspänning}}{\text{primärlindningens varvtal}} = \frac{\text{sekundär spänning}}{\text{sekundärlindningens varvtal}} \quad \text{eller}$$

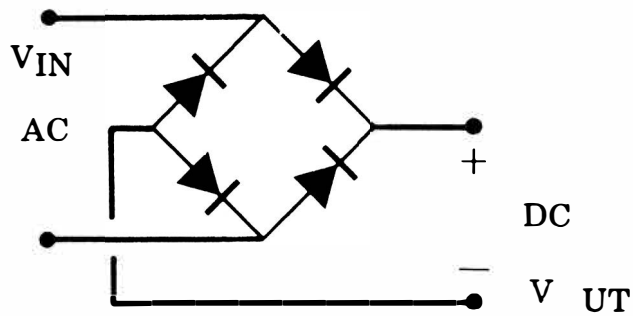
$$\frac{Up}{Vp} = \frac{Us}{Vs}$$

Transformatorns utgångsspänning är normalt 10—20% större än den angivna på grund av inre förlust. Den angivna spänningen på en transformator stämmer därför endast, när den belastas med den ström som den är märkt med (märkström).

Fig. 12.1



Enkel likriktning



Graetzkoppling

LIKRIKTAREN

Likriktarens teoretiska funktion förklaras speciellt under halvledare. Här ska bara anmärkas, att en likriktare är ett slags ventil, som tillåter en ström passera. På så sätt kan en positiv ström passera i diodpilens riktning, medan negativ ström stoppas. Normalt använder man en kombination med fyra dioder för likriktning av växelspänning (Graetzkoppling), då vi på så sätt inte förlorar den ena växelströmshalvperioden. Kopplingen för alla negativa halvperioder från *bägge transformatorinledningarna* till minus och alla positiva halvperioder till plus. Teckningarna nedan visar, hur man med likriktning utjämnar den pulserande likströmmen med en kondensator.

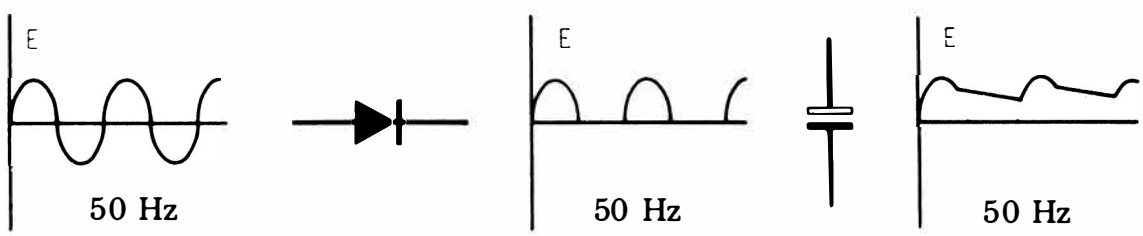


Fig. 12.2 Kurvform före och efter likriktning med laddningskondensator

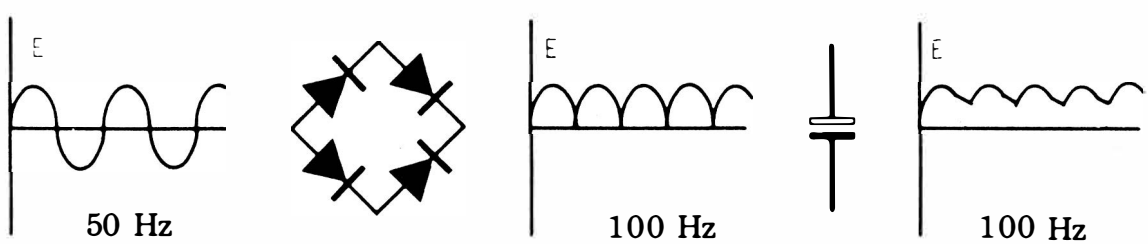


Fig. 12.3 Kurvform före och efter Graetz-likriktning med laddningskondensator.

Vid användning av helvågslikriktare får man fördubblat frekvensen för den pulserande likspänningen och transformatorns verkningsgrad. Dessutom behöver man bara en hälften så stor elektrolytkondensator för utjämningen. Då likriktare är mekaniskt små och elektrolytkondensatorerna stora, vinner man betydande fördelar genom att använda bryggkopplingen.

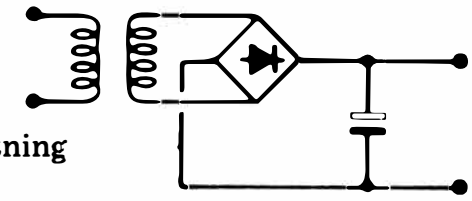


Fig. 12.4

Ostabiliserad Graetz- eller dubbellikriktning

KONDENSATORN

För att avlägsna den mest pulserande delen av spänningen från likriktaren ansluts en stor kondensator, normalt över 1000 uF, från plus till minus på likriktarkopplingen. Kondensatorn kommer då att laddas till toppvärden som är 1,4 gånger effektivvärdet. Vi får alltså ut en spänning som är större än den växelspänning vi tillfört. Spänningen över elektrolytkondensatorn blir således:

$$U_C = U_{AC} \cdot \sqrt{2}$$

där U_C är spänningen över kondensatorn och U_{AC} den spänning vi får från transformatorn.

En likriktare av denna konstruktion är i allmänhet tillfyllest, men om man helt vill undvika brum, får man transistorstabilisera likspänningen. Se NT315 i den praktiska avdelningen.

ELEKTRONISK UTJÄMNING

Varje likriktardel som består av transformator och likriktare med laddningskondensator avger vid belastning en likspänning med överlagrad brumspänning.

I de flesta sammanhang är denna brumöverlagring utan betydelse. Om man nämligen använder en sådan nätdel till en utgångsförstärkare och denna är korrekt konstruerad, medverkar förstärkarens motkoppling till att undertrycka brummet. Låt oss belysa detta med ett exempel:

Restbrummet från plus på nätdelen mätes till 1 volt.

Om den anslutna förstärkaren inte var motkopplad, skulle hela brumspänningen på 1 volt ledas direkt till högtalaren. Och det skulle man knappast stå ut med att höra på. Lyckligtvis är en förstärkare ofta motkopplad 10.000 gånger. Brummet undertrycks då med denna faktor från 1 volt till 100 mikrovolt (100 uV)

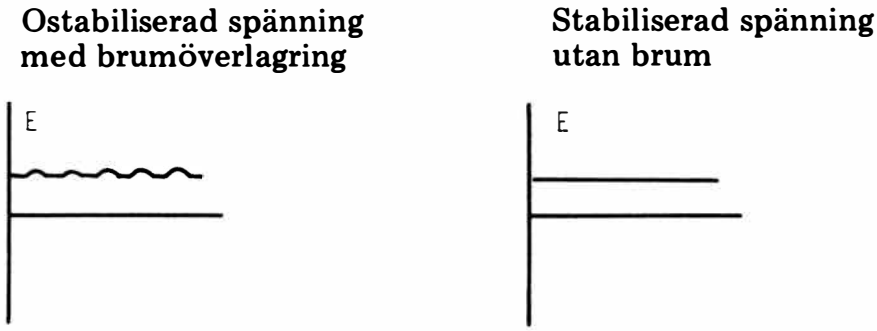


Fig. 12.5

Om den strömförbrukare man kopplar till nätdelen inte är motkopplad, måste man stabilisera elektroniskt i själva nätdelen.

Vad som sker är ytterst enkelt. Först likriktar man med en bryggkoppling och utjämnar med en kondensator.

Därefter sänker man utgångsspänningen så mycket att brumtopparna avskäres helt. Se fig. 12.5. Om det steg som sänker utgångsspänningen så är helt fritt från eget brus, blir utgångsspänningen fullständigt "ren". I sitt enklaste utförande består stabiliseringssteget bara av ett motstånd och en zenerdiod. I bättre steg används integrerade kretsar och transistorer. Till detta återkommer vi i slutet av G17. För praktiska konstruktioner, se NT300 och NT315.

Uppgift 1

Vi vill använda en transformator, vars primärsida har 10.000 lindningar, 220 volt. Sekundärspolen har 500 lindningar. Hur stor är spänningen efter likriktning med en Graetz-brygga och följande filtrering över en kondensator?

155 volt	A ☐
15,5 volt	B ☐
11 volt	C ☐

VÄXELSTRÖM: SPOLAR OCH KONDENSATORER

KONDENSATORNS IMPEDANS

När vi först talade om kondensatorn fick vi reda på, att det uppstod en liten strömimpuls, när kondensatorn anslöts till ett batteri. En växelspänning, som består av flera impulser, får en AC-ström att gå till kondensatorn.

Vi kan betrakta kondensatorn som ett slags motstånd med storleken:

$$Zc = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

f: frekvens i Hz
C: kondensatorns storlek i farad

Av formeln kan vi direkt se, att om frekvensen är hög eller kondensatorn stor, kan mycket ström passera, vilket beror på att motståndet är lågt.

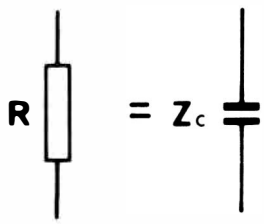


Fig. 13.1

Men det är likväl inget riktigt motstånd, så det har fått sitt ege namn, impedans, och betecknas med Z_C. Bokstaven "c" betyder, att vi har med en kondensator att göra. Inom vissa gränser kan vi räkna med, att impedansen är ett ohmskt motstånd och att Ohms lag därför kan tillämpas.

Det är värdefullt att lägga märke till, att kondensatorns impedans faller med stigande frekvens.

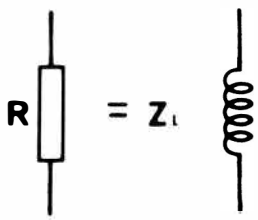


Fig. 13.2

SPOLENS IMPEDANS

Spolen reagerar inte omedelbart på en ändring av spänningen och ger vid växelspänningar en mindre ström än vid likspänningar. Den har också ett speciellt växelströmsmotstånd: impedansen Z_L enligt följande:

$$Z_L = 2 \pi f L$$

f: frekvens i Hz

L: spolens storlek i Henry (självinduktion)

Av formeln kan vi se, att impedansen faller med fallande frekvens och med fallande självinduktion.

Uppgift 1

Vid en given frekvens av 1 kHz ska en kondensator ha en impedans på 1 kohm. Hur stor ska kondensatorn vara?

$$Z_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot c} \quad \text{eller} \quad C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Z_c}$$

150 nF	A ☐
15 nF	B ☐
1 uF	C ☐

Vi ska nu titta lite närmare på de tillfällen, då vi *inte* får räkna med spolar och kondensatorer som vanliga motstånd.

Det inträffar, när vi har en spole och en kondensator som antingen är parallell- eller seriekopplade.

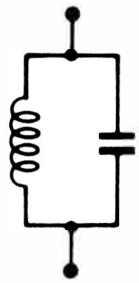


Fig. 14.1

Vid tillförsel av en växelspänning med en bestämd frekvens, kommer systemet i svängning. Elektronerna skvalpar fram och tillbaka som böljor i en simbassäng. Det kommer en bölja efter varje impuls, men svängningarna blir kraftiga bara när impulserna har den rätta frekvensen.

Vi kan också likna det hela vid en gunga. När gungan får en enda puff, svänger den ett par gånger, men står snart stilla igen. Men om vi puffar på vid de rätta tidpunkterna, kan vi utan att anstränga oss få gungan i kraftiga svängningar. Passar vi inte på ordentligt, kommer gungan emellertid snart att stå stilla igen.

Vid vår svängningskrets kan vi alltså vänta oss, att den uppför sig på ett speciellt sätt vid den rätta frekvensen — resonansfrekvensen — men en bit därifrån kan vi räkna normalt med impedanserna.

Resonansfrekvensen är given vid:

$$f_{res} = \frac{159.000}{\sqrt{L \cdot C}} \qquad \text{(nF, mH, Hz)}$$

Vid varje koppling har vi en anslutningsimpedans som kan avbildas som ett motstånd R i en spänningsdelare.

SERIEKOPPLING

Seriekopplingen har vid resonansfrekvensen mycket litet motstånd, medan vi ett stycke därifrån kan räkna med komponenternas impedanser var för sig. Spänningsdelaren avger då vid resonansfrekvensen en mycket svag signal, medan den vid andra frekvenser åstadkommer en stark signal.

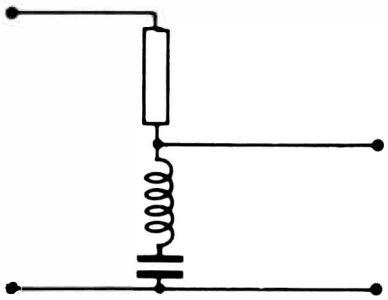


Fig. 14.2

F.eks. R= 10kOhm Z_{res}= 10 Ohm U_{in} = 10V

Vid resonans är $U_{ut} = \frac{10}{10.000}$ U=10mV

PARALLELLKOPPLING

Vid sidan av resonansfrekvensen kan vi t.ex. ha Z_C = 1 kohm, Z_L = 100 ohm och vi får då U_{ut} = 1 V.

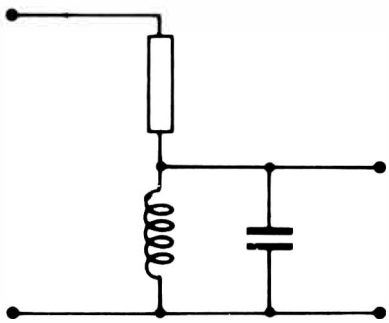


Fig. 14.3

Parallellkopplingen har vid resonansfrekvensen mycket hög impedans, så att här kommer full signal igenom, medan alla andra frekvenser dämpas.

R = 10 kOhm Z_{res} = 100 kOhm

U_{in} = 10 V

$$U_{ut} = \frac{100 \cdot 10\ V}{110} = 9\ v$$

Vid sidan av resonansen kan vi ha samma data som ovan och får:

$$U_{ut} = \frac{100\ Ohm}{10\ Ohm} \cdot 10\ V = 0{,}1\ V$$

Alla uträkningar får gälla med viss reservation, då vi inte tagit någon hänsyn till fasvridning.

Uppgift 1

Räkna ut resonansfrekvensen för en kristallapparat. Spolen är en ferritstav med en självinduktion på 0,1 mH, och vi använder en kondensator på 100 pF. Vilken våglängd är kristallapparaten avsedd för?

Mellanvåg ca 1 MHz	A ☐
Kortvåg över 2 MHz	B ☐
Långvåg ca 150 kHz	C ☐

Den inom elektroniken mest använda mätapparaten är universalinstrumentet, varför vi uteslutande ska tala om detta här. Det används för att mäta ström, spänning och motstånd.

Universalinstrumentet består av ett vridspoleinstrument med hög känslighet, 20 kohm/volt, och en omkopplare med ett antal motstånd, så kopplade att olika mätområden kan nås. I kretsen för ohmmätning har man dessutom skjutit in ett batteri.

Vridspoleinstrumentet drar alltid samma ström och spänning för fullt utslag. Det bestämmer det inre motståndet enligt Ohms lag, som tillämpas vid alla följande beräkningar.

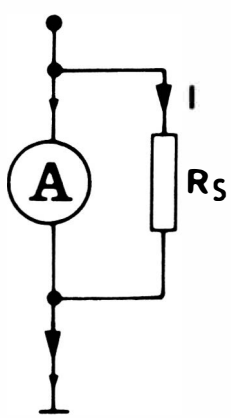


Fig. 15.1

MÄTNING AV STRÖM

Vid mätning av ström leds en del av strömmen utanför instrumentet via en *shunt*. För att beräkna shunten, måste man känna instrumentets inre motstånd och känslighet. Är känsligheten t.ex. 20 kohm/V och det inre motståndet 100 ohm, kan man med proportionsräkning finna den spänning som fordras för att instrumentet ska ge fullt utslag.

$$\frac{\text{Det inre motståndet}}{\text{Känslighet}} = \text{spänningen över instrumentet}$$

vid fullt utslag, eller uträknat för det aktuella fallet:

$$\frac{100 \text{ Ohm}}{20.000 \text{ Ohm/V}} = U_i = 5 \text{ mV}$$

Därefter kan strömmen uträknas med hjälp av Ohms lag:

$$I_e = \frac{U}{R} = \frac{5 \text{ mV}}{100 \text{ Ohm}} = 50 \ \mu\text{A}$$

Ska instrumentet användas till mätning av 1 mA, måste de 950 uA löpa genom shunten för att instrumentet ska göra fullt utslag men *inte mera.*

Då det ligger 5 mV över shunten (och mätaren, eftersom de är parallellkopplade), och vi vet att strömmen skall vare 950 uA, kan vi tillämpa Ohms lag:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{5 \text{ mV}}{950 \ \mu\text{A}} = 5{,}26 \text{ Ohm}$$

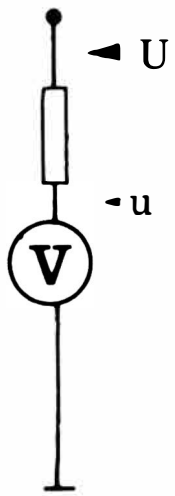


Fig. 15.2

MÄTNING AV SPÄNNING

Vid spänningsmätning avsättes något av spänningen över ett förmotstånd (se G9, spänningsdelare). För fullt utslag vet vi av beräkningarna att det ligger 5 mV över det instrument som vi använder för strömberäkningarna. Då vi samtidigt vet, att strömmen genom instrumentet för fullt utslag ska vara 50 uA, och att strömmen i seriekopplingar är den samma överallt, behöver vi bara veta, hur mycket spänning det ligger över motstånden för att kunna räkna ut den med hjälp av Ohms lag.

Om vi vill mäta 1 volt för fullt utslag, och det ligger 5 mV över instrumentet, måste det ligga 995 mV över förmotståndet. Ohms lag:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{995\ \text{mV}}{50\ \mu\text{A}} = 19{,}9\ \text{kOhm}$$

Då de flesta mätinstrument har en noggrannhet på 2%, är det dock tillräckligt med ett motstånd på 20 kohm i ovannämnda fall. Under strömmätning räknade vi ut ett motstånd till 5,26 ohm. Här bör ett motstånd på 5 ohm vara tillfyllest.

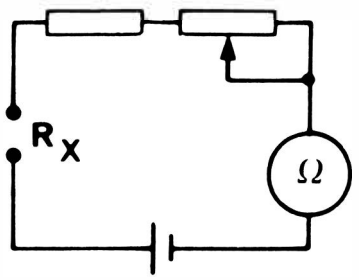
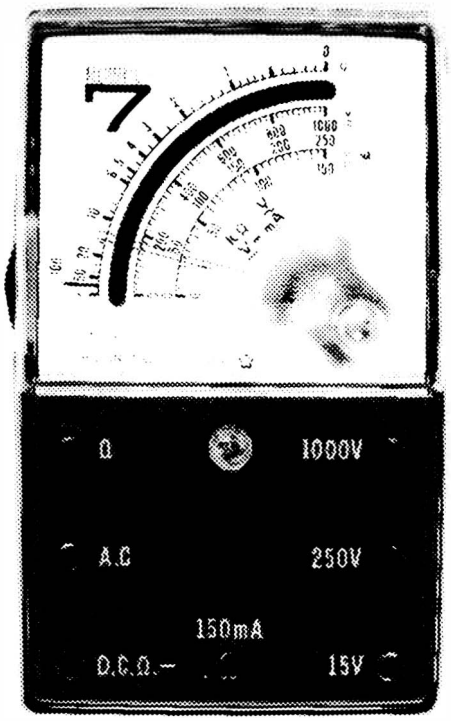


Fig. 15.3

MÄTNING AV MOTSTÅND

Vid ohm-mätning mäts strömmen i en krets med det obekanta motståndet inskjutet. När vi använder ohm-mätaren kortslutes testpinnarna och den inskjutna trimpotentiometern nollställes. Därefter skjuter man in det okända motståndet, och dess värde kan avläsas på en speciell skala.



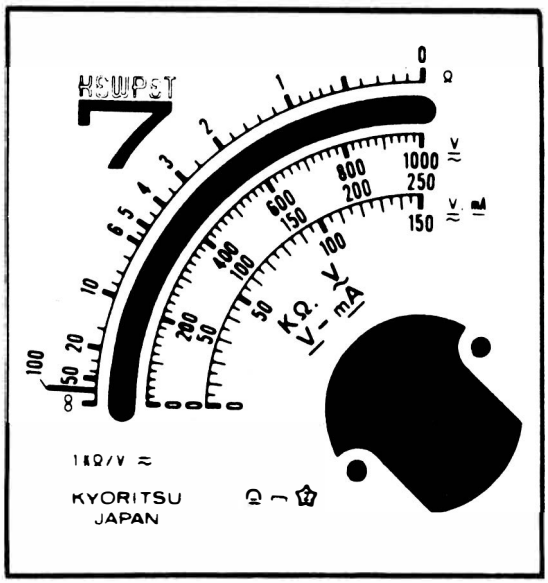
TYPISKT UNIVERSALINSTRUMENT
UNIVERSALMETER KEW 7

Detta synnerligen prisbilliga, väldsbekanta lilla mätinstrument har mätområden och data som gör det lämpligt för amatörbruk. Rätt använt duger det även i professionella sammanhang. Nackdelarna uppväges helt av priset och storleken (ca 45 kr, 2 x 5 x 7 cm). också mycket god.

Instrumentets nackdel är den låga känsligheten och den stora belastning det därigenom utsätter mätobjektet för. Belastningen betyder dock ingalunda, att KEW 7 skulle kunna ge upphov till skador — det kan bara ge felaktiga värden, om instrumentet användes felaktigt.

Känsligheten på 1 kohm/volt är alltså 20 gånger lägre än för bättre instrument med värdet 20 kohm/volt.

Att instrumentet på samma gång är enkelt, gör det bara lättare att förstå funktionen.



OHM-MÄTNING

Testpinnarna placeras i M (röd) och DCM (svart).

Testpinnarna kortslutes och den lilla potentiometern på sidan av instrumentet justeras, tills visaren står på 0 ohm. Härefter kan alla motstånd mellan 100 ohm och 50 kohm undersökas med rimlig noggrannhet. Motstånd över 100 kohm kan inte avläsas, men det är möjligt att "bedöma" motstånd mellan ca 25 och 100 ohm.

Kom ihåg, att man inte kan mäta motstånd som monterats i en krets, då andra motstånd kan göra att utslaget blir felaktigt. Ohm-mätaren har ett litet inbyggt batteri, och därför kan man också se, om större kondensatorer är i ordning eller kortslutna. Sätt t.ex. en elektrolyt på 1000 uF över mätpinnarna. Visaren kommer då att göra ett kraftigt utslag och därefter falla tillbaka. Kortslut elektrolyten och låt den laddas upp på nytt, varefter du får ett nytt visarutslag. Är kondensatorn liten, t.ex. 1 uF, blir strömstöten efter uppladdningen mycket liten.

AMPERE-MÄTNING

KEW 7 har bara ett mätområde för ström, men det är väl valt — till 150 mA (svart).

Stick in testpinnarna i DCMη och "150 mA" (röd).

Växelström kan man inte mäta med KEW 7, även om det skulle vara frestande att placera den svarta testpinnen i AC-uttaget i stället för i DCM÷. För den som arbetar med förstärkare, kan ett mätområde på 1,5 eller 3 ampere vara bra, men detta kan enkelt åstadkommas, om man monterar en utvändig shunt direkt över testpinnarna vid instrumentet.

Vid 1,5 ampere ska shuntmotståndet vara på 0,20 ohm, vid 3 ampere på 0,10 ohm.

VOLT-MÄTNING

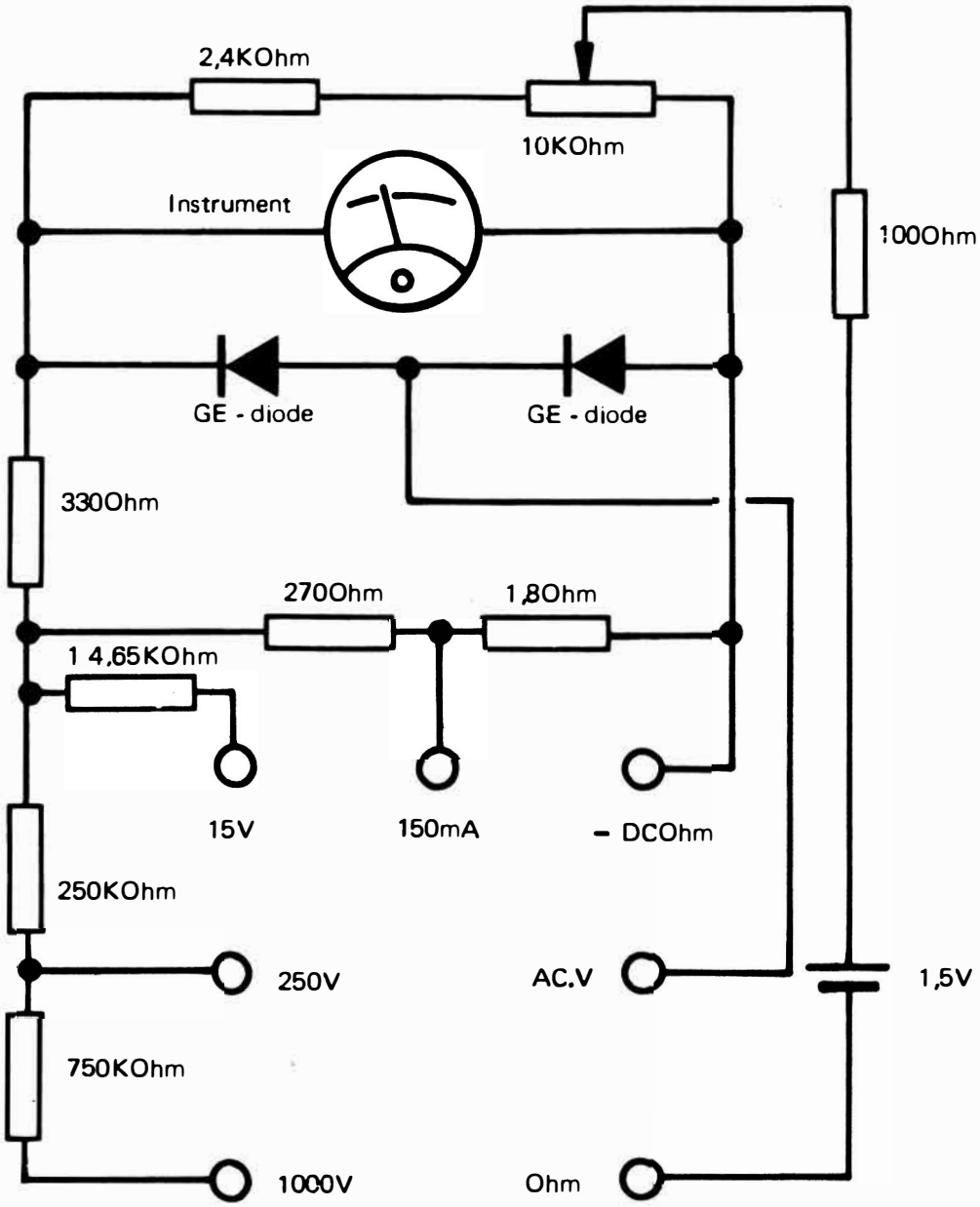
KEW 7 kan mäta både lik- och växelspänning i områdena till 15, 250 och 1000 volt.

Testpinnarna placeras i uttag DCM÷u (svart) och önskat område vid mätning av likspänning. Vid mätning av växelspänning placeras den svarta testpinnen i AC i stället för DCM÷.

Särskilt vid 15 voltsområdet bör man tänka sig för, eftersom det inre motståndet är 15 kohm. Om det redan finns 15 kohm i den krets man mäter, kan felvisningen bli upp till 50%. Om de motstånd man mäter på ligger i området 1—2 kohm, kan felvisningen sällan bli större än 10%, vilket är acceptabelt.

Om 15 voltsområdet är för lågt, och 30 volt verkar mera lämpligt, kan man montera ett 15 kohm motstånd i serie med den röda testladden. Glöm i så fall inte, att multiplicera skalvärdet med 2.

TEKNISKA DATA	
Likspänning	0—15—250—1000 volt (1000Ω/V)
Växelspänning	0—15—250—1000 volt (1000Ω/V)
Likström	0—150 milliampere
Motstånd	0—100 kohm
Storlek	57 x 93 x 30 mm
Nettovikt	108 g



SCHEMA KEW 7

Det är lättast att förstå schemat, om man koncentrerar sig på ett mätområde åt gången. Vi kan börja med spänningsområdet DC, 15, 250 eller 1000 volt.

Spänningen ska passera ett av fallmotstånden på 750 kohm, 250 kohm eller 14,65 ohm. I samtliga fall dämpas spänningen genom fallmotstånden, så att spänningen över hela parallellkomplexet av mätinstrument, 270 och 1,8 ohms motstånd samt seriekopplingsmotståndet, ger instrumentet ca 100 mV. Flyttar man ena testpinnen från DC till AC, ska växelspänningen bara omvandlas till likspänning, vilket sker med hjälp av de båda dioderna. Dessa utgör samtidigt godtagbart skydd mot kortvarig felkoppling.

När man mäter ström, passerar strömmen motståndet på 1,8 ohm och sänks till ca 300 mV. 200 mV "konsumeras" i 330 x 270 ohms-motstånden, vilket är den största svagheten i detta annars genomtänkta instrument.

Motståndsmätningen slutligen tillgår på så sätt, att ett litet batteri, seriekopplat med 100 ohms-motståndet och det okända motståndet, sänder en svag ström till instrumentet. Sedan 10 kohm-potentiometern nollställts, kan man avläsa motståndsvärden mellan 100 ohm och 100 kohm.

Mätinstrument med speciellt verkningssätt eller funktion behandlas för sig. Se även MI 10 i avdelning Praktiska konstruktioner.

Uppgift 1

Ett mätinstrument anger ofta ett antal milliampere per volt (mA/V). Vilka andra storheter behöver man för att kunna räkna ut den inre motståndet?

Strömmen	A ☐
Känsligheten	B ☐
Ingen	C ☐
Spänningen	D ☐
Måttet för fullt utslag	E ☐

Uppgift 2

Hur stor ström måste det löpa i en shunt vid mätområdet 100 mA, när det instrument man använder är av typ 1 mA/V och gör fullt utslag för 100 uA?

10 mA	A ☐
999 mA	B ☐
99.9 mA	C ☐

Uppgift 3

Hur stor ska ovannämnda shunt vara för ifrågavarande instrument? Tag först reda på spänningen över shunt (och instrument) genom proportionsräkning.

$$\frac{1\ \text{mA}}{1\ \text{V}} = \frac{100\ \text{uA}}{\text{X V}} \qquad \text{XV} = ?\ \text{mV}$$

Strömmen känner vi från uppgift 2. Vi tillämpar Ohms lag:

Hur stort är motståndet?	9 Ohm	A ☐
	10 Ohm	B ☐
	1 Ohm	C ☐

Uppgift 4

Samma instrument ska vi nu använda till spänningsmätning för 100 volt. Från uppgift 3 känner vi spänningen över instrumentet. Med hjälp av denna kan vi räkna ut motståndet. Hur stort är förmotståndet?

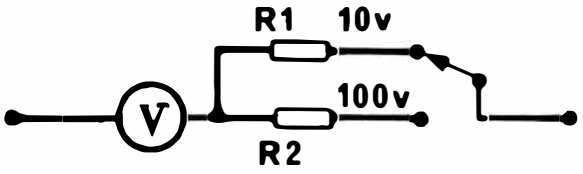
1 K Ohm	A ☐
1 M Ohm	B ☐
100 K Ohm	C ☐

Uppgift 5

Räkna ut komponentvärdena. Med en omkopplare ska vi kunna mäta spänningarna 10 volt och 100 volt. Instrumentet är 1 kohm/V och fullt utslag 1 mA.

Vilken kombination är riktig?

	R1	R2	
	9 kohm	99 kohm	A ☐
	9 kohm	990 kohm	B ☐



Halvledarkomponenterna är samtliga uppbyggda med en skiva halvledarmaterial (germanium, kisel m.m.) som verksam del. Halvledarmaterialet är alltid i form av N- eller P-material och vi ska se vad som händer, när ett N- och ett P-material kommer intill varandra.

DIODEN

I dioden har vi en P-N-övergång. När den är kopplad som visas på figuren, kommer några elektroner i N-lagret att gå ned i den positiva polen och några hål går från P-lagret ned i den negativa. Det kan inte uppstå nya elektroner och hål i kristallen, och när överblivna elektroner i N-laget är borta, avstannar strömmen. Samma sak sker med hålet i P-lagret. Vi säger att övergången spärrar.

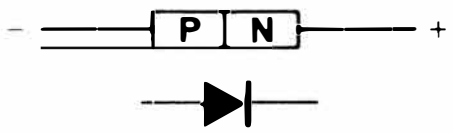


Fig. 16.1

Vänder vi batteriet, kommer det fler elektroner i N-lagret och fler hål i P-lagret. Några elektroner knuffas över i P-lagret och när de träffar på ett hål, faller en elektron ner i detta. Hål kommer på samma sätt att knuffas in i N-lagret och träffa på elektronerna där. Hål och elektroner kommer därför att upphäva varandra, så att vi kan skicka över fler från batteriet. Vi har nu en ström och övergången är ledande.

Övergången spärrar för positiv till N och negativ till P, medan den leder positiv till P och negativ till N, vilket är viktigt för förståelsen av transistorn

DIODER OCH DERAS ANVÄNDNING

Förutom tunneldioder, 4-lagsdioder, laser-maserdioder m.fl. använder man i dag kiseldioder, germaniumdioder, kapacitetsdioder, galium-arseniddioder, zenerdioder, DIAC-, TRIAC- och SCR-dioder. De tre förstnämnda är av så speciellt slag, att de faller utanför denna boks ämnesområde. KISELDIODER användes företrädesvis för likrättning, i vissa fall också för öppningspuls, och som skydd över reläspolar etc.

KISELDIODEN har mycket goda spärregenskaper och i ledande tillstånd är motståndet mycket lågt. Därför är kiseldioden bra som likriktare för stora strömmar och spänningar. En speciell egenskap hos kiseldioden är, att strömmen inte passerar förrän spänningen i ledningsriktningen överstiger 0,6—0,8 volt. Denna spänning är temperaturberoende. Vid 20°C är spänningen 0,7 volt. Spänningen faller linjärt med stigande temperatur till ca 0,6 volt vid 100°C.

Kiseldioder kan tåla temperaturer högre än 150°C. De sammankopplas ofta i samma hölje som bryggkoppling etc.

GERMANIUMDIODEN är på vissa områden kiseldioden överlägsen. Särskilt när det gäller likriktning av höga frekvenser och låg genomgångsspänning. Germaniumdiodens genomgångsspänning ligger kring 0,1—0,2 volt. Detta har betydelse, om man vill likrikta en svag växelspänning till ett mätinstrument. Här kan man över huvud taget inte använda någon kiseldiod. Germaniumdioden tål endast lite ström, upp till 50 mA. Kiseldioden tål upp till flera hundra ampere.

KAPACITETSDIODEN är en kiseldiod, vars normala kapacitet har ökats. När kapacitetsdioden utsättes för en spänning (ca 2—30 volt) i spärriktningen, antar kapacitansen ett bestämt värde (ca 2—15 pF). När kapacitetsdioden utsättes för en spänning i spärriktningen, innebär detta, att ingen ström passerar. Kapacitetsdioden användes särskilt för avstämning av TV/FM-bandet i både sändare och mottagare.

GALIUM-ARSENIDDIODEN eller lysdioden, som den också kallas, är en kiseldiod av speciella kristaller som avger ljus, när ström flyter genom i framriktningen. Lysdioden ska kopplas i serie med passande motstånd till strömkällan för att inte skadas. Den har en "ljus-spänning" på ca 1 volt och förbrukar omkring 20 mA. Den har lägre effekt än en glödlampa, men livslängden är förmodligen obegränsad. Den tid lysdioden behöver för att tändas är mycket kort, omkring 1 uS. Det betyder, att den kan användas tillsammans med ett fotomotstånd som t.ex. ljusstråle-samtalsanläggning. Sammankopplade lysdioder används också för siffrorna i digital-instrument.

ZENERDIODEN är också en kiseldiod. De har den speciella egenskapen att vid en viss spänning börja dra mycket ström. Detta gör den mycket lämplig som stabiliseringskomponent i konstanta ström- och spänningskällor. Vänder man zenerdioden i motsatt riktning och lägger en ström på 0,7 volt över den, leder den som en vanlig kiseldiod. Zenerdioder kan i dag tillverkas för spänningar från 2 till 200 volt och mer.

Kretsen nedan med zenerdiod kan stabilisera spänningen.

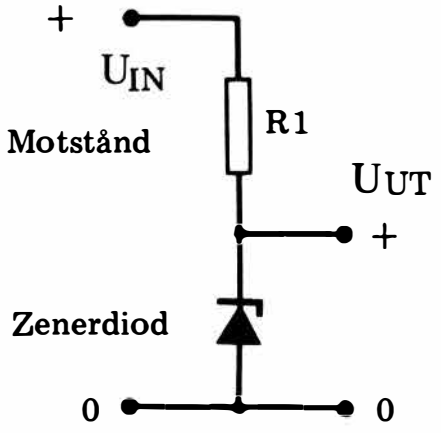


Fig. 16.2

Vi har använt en zenerdiod på 9,1 volt och sänder in 12 volt. Utgångsspänningen är 9,1 volt.

Kretsen kan betraktas som en helt vanlig spänningsdelare, där det undre motståndet R2 ersatts med en zenerdiod (se G9, Spänningsdelaren!). Den utvalda zenerdioden kan tåla 100 mA som därmed blir maximal utgångsström.

Spänningsfallet över R1 är lika med ingångsspänningen minus utgångsspänningen.

I detta exempel:

$$U_{R1} = U_{IN} - U_{UT} = (12{,}0 - 9{,}1)\ V = 2{,}9\ V.$$

Strömmen genom R1 är 100 mA, då den också flyter genom zenerdioden. Det är ju en seriekoppling och strömmen är den samma överallt. Enligt Ohms lag:

$$R_1 = \frac{U_{r1}}{I_2} = \frac{2{,}9\ V}{100\ mA} = 29\ Ohm$$

27 Ohm, — standard.

Effekten för R_1 är:

$$P_{R1} = U_{R1} \cdot I_Z = 2{,}9\ V \cdot 100\ mA = 290\ mW$$

En 1/4 Watts motstånd blir en aning underdimensionerat.

Vad som sker, när vi nu ansluter en förbrukare på mellan 0 och 100 mA är, att strömmen delas mellan zenerdiod och förbrukare. Om man använder 75 mA från kretsen, tar zenerdioden 25 mA. Förbrukning intill 100 mA är stabil. Om ingångsspänningen svänger något, blir utgångsspänningen ändå stabil hela tiden. Svänger utgångsspänningen på flera volt, måste man dimensionera R1 efter den största spänning den får över sig. Vid en ingångsspänning på 15 volt i det visade exemplet blir spänningen över R1 5,9 volt och R1 ska vara 59 ohm!

DIAC är en dubbeltriggerdiod för styrning av TRIAC. I elektriskt hänseende har DIAC stora likheter med en neonlampa. En sådan har nämligen liksom DIAC ett mycket stort motstånd, när spänningen är lägre än tändspänningen. Vid tändspänningen går det plötsligt en kraftig ström som begränsas av ett fallmotstånd. Tändspänningen för en DIAC ligger kring 30 volt, medan neonlampan inte leder förrän omkring 90 volt. DIAC användes för styrning av TRIAC. Eftersom en sådan är växelströmsreglerande måste DIAC tända för både positiva och negativa spänningar. DIAC är den enda växelströmsdioden.

SCR skulle man också kunna kalla en styrd likriktare. Det är en vanlig kiseldiod som leder ström först när man lägger en positiv spänning av omkring 100 mV på ett styrgaller (Gate).

SCR fortsätter att leda tills spänningen över själva dioden sjunkit till noll. Även om spänningen åter stiger, leder den inte, förrän den fått en ny styrimpuls. SCR leder bara växelströmmens ena halvperiod (framriktningen).

TRIAC liknar elektriskt två mot varandra vända och sammankopplade SCR-dioder. Normala TRIAC-dioder ska styras (triggas) med positiva spänningar i den "positiva framriktningen" och med negativa i den "negativa framriktningen". Man säger att sådana TRIAC-dioder triggar i 2 kvadranter. TRIAC-dioder som är styrbara med både positiva och negativa impulser i båda framriktningarna triggar i 4 kvadranter. Dessa TRIAC-dioder är TTL-kompatibla, d.v.s. att logiska integrerade kretsar, som bara kan ge positiv eller noll (high or low) utgångsspänning, kan styra en växelspänning med en likspänning på styrgallret (Gate).

TRANSISTORN

I transistorn har vi tre lager, t.ex. ett P-, ett N-, och så ytterligare ett P-lager. Det är alltid ordnat så, att de två lager, som är lika, skiljs åt av det tredje som är mycket tunt.

Det ena P-lagret är emitter, det andra kollektor, medan N-lagret år bas.

(tvärtom för NPN-transistor)

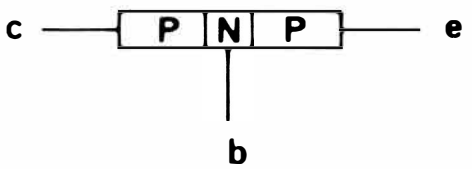


Fig. 16.3

PNP-transistorn förbindes med emittern till plus och kollektorn till minus. Så länge basen inte är ansluten, passerar ingen ström, eftersom det inte tillförs några elektroner.

När basen kopplas till minus (genom ett motstånd) tilförs elektroner utifrån och fyller några av hålen från emittern.

Nu kommer det viktiga:

Det tar en "viss tid" för ett hål at finna en elektron och under tiden rör det sig runt lite grann. Hålet har då möjlighet att komma in över NP-övergången till kollektorn som *inte* spärrar för hål utan bara för elektroner från baslagret.

När baslagret är mycket tunt händer det lätt, att hål passerar det. För varje elektron som kommer in i basen och finner ett hål, finns det kanske 100 eller 200 hål som gått förgäves och fortsätter över till kollektorn. Det går en ström i transistorn och vi har åstadkommit en strömförstärkning, eftersom den lilla basströmmen för med sig en större emitterkollektorström. Det antal gånger kollektorströmmen är större än basströmmen kallas strömförstärkningen β.

Matematiskt uppställt:

$$\beta = \frac{I_c}{I_b}$$

Där I_c är kollektorströmmen, I_b basströmmen och β strömförstärkningen.

I en NPN-transistor är lagertyperna de omvända och transistorn ska kopplas med emittern till minus och kollektorn till plus.

Här är det hål vi sänder in i basen. De drar till sig elektroner från emittern och det är huvuddelen av dessa elektroner, som inte kan finna ett hål och därför fortsätter vidare til kollektorn.

Strömförstärkningen räknas ut på samma sätt som för PNP-transistorn.

De använda symbolerna är viktiga och kommer att användas i fortsättningen utan ytterligare förklaring.

TRANSISTORNS GRUNDKOPPLINGAR

En vanlig transistor kan kopplas på tre olika sätt:

Jordad emitter

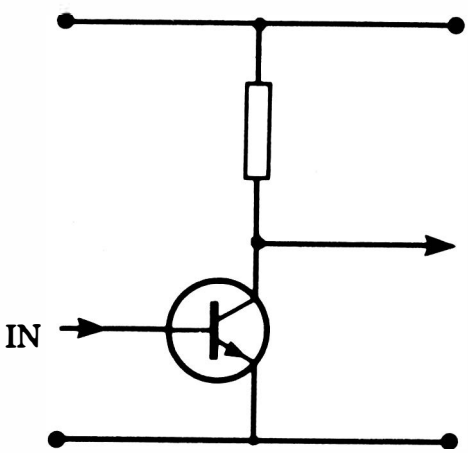


Fig. 16.4

Jordad kollektor

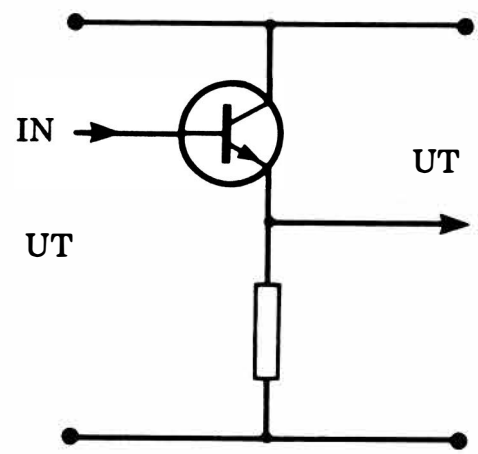


Fig. 16.5

Jordad bas

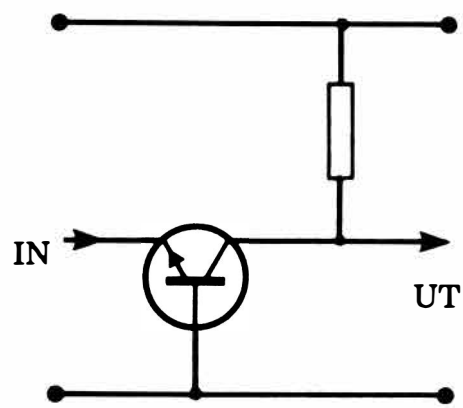


Fig. 16.6

KOPPLING MED JORDAD EMITTER användes ofta vid förstärkarkopplingar i LF-området. Vi kan utnyttja hela transistorns förstärkning som ofta ligger på flera hundra gånger. Man motkopplar dock alltid, så att frekvensgången blir linjär och förvrängningen låg (sällan mer än 10). Ingångsimpedansen ligger mellan 1 och 10 kohm. Utgångssignalen är fasvänd 180° i förhållande till ingångssignalen.

KOPPLING MED JORDAD KOLLEKTOR, emitterföljarkoppling, har en förstärkning av mycket nära 1 gång. Denna koppling är i sig själv optimalt motkopplad, ochi ingångsimpedansen är i det närmaste lika med emittermotståndets värde gånger transistorns förstärkning (intill flera Mohm). Utgångsimpedansen är lika med emittermotståndet dividerat med transistorns förstärkning. Ingen fasvridning.

KOPPLING MED JORDAD BAS användes företrädesvis till förstärkarkopplingar vid frekvenser över 50 MHz. Kopplad på detta sätt har transistorn en ypperlig HF-isolering och fin linjäritet. Det första är viktigt för att hindra oscillator-utstrålning från mottagare, det andra är viktigt för undertryckning av falska stationer.

TRANSISTORTYPER OCH DERAS ANVÄNDNING

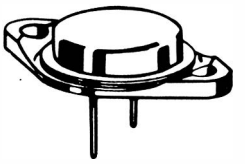
Den första transistorn som tillverkades var av germanium.

Då denna transistor ur teknisk synpunkt är den lättaste att tillverka, förblev denna typ ledande i nästan 15 år, tills mitten av 60-talet.

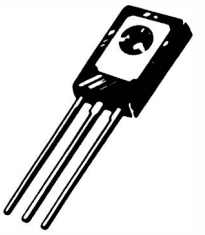
Bättre teknologi och kemi har gjort det möjligt att tillverka transistorer av kisel. Kiseltransistorer har betydligt bättre egenskaper och är enklare att tillverka för högre frekvenser och större effekter. Då författaren till TE-boken i 1956 köpte sin första transistor, OC 70 från Philips, var priset ca 20 kr. Omräknat i dagens penningvärde skulle detta motsvara ett pris av ca 60 kr eller mer. I dag kan man få en betydligt bättre transistor, t.ex. BC107 metallhölje, för ett par kronor!

Som du ser, kan man betrakta germaniumtransistorerna helt utkonkurrerade av kiseltransistorer, om man bortser från en del speciella typer.

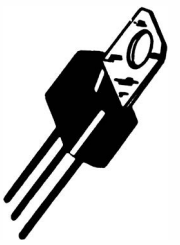
GERMANIUMTRANSISTORER har liksom germaniumdioder en framgående startspänning (bas-emitter) på 0,1—0,2 volt. Detta är en väsentlig anledning till att man fortfarande ser denna föråldrade transistortyp i bl.a. förstärkarutrustning som drivs med batterier, t.ex. för bilbruk (12 V). Germaniumtransistorer används nämligen för komplementära slutsteg, där det är väsentligt att få så kort utgångsspänningssving som möjligt och därmed högsta möjliga utgångseffekt. Transistortyperna AC 187—188 och AD 161—162 känner du säkert till. Den absolut högsta utgångseffekten vid 12 volt och 4 ohms högtalare är 2,5 watt (15 volt ∿ 4 watt). Germaniumtransistorer tål bara ca 60° C på kristallen.



KISELTRANSISTORERNA är de i dag mest kända och använda transistorerna. Genom massproduktion och förbättrade produktionsmetoder har man lyckats framställa dem i kvaliteter och priser som gör dem vida överlägsna både elektronrör och germaniumtransistorer.



Där en germaniumtransistors förstärkning fallit till 1 gång vid 1 MHz, är förstärkningen lika låg först vid 100—500 MHz, och det går utmärkt väl att göra speciella typer med 1 gångs förstärkning vid 10—15 GHz (1 GHz = 1000 MHz). Samtidigt är egenbruset lågt och linjäriteten god. Det betyder, att en förstärkare med kiseltransistorer ger mindre brus och lägre distorsion. Det är också enklare att göra effekttransistorer i kisel. Du känner kanske till 2N3055, som med sin förlusteffekt på 115 watt, har varit berömd. I 1972 kom Motorola med en direkt komplementär transistor med beteckningen MJ2955, också den på 115 watt. En ny teknik, epi-base-tekniken, har gjort det lika enkelt som billigt, varför 2955 håller samma pris. Även priset är således komplementärt.



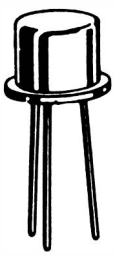
Det är emellertid möjligt, att tiden redan löpt ifrån denna "nya" transistor, eftersom plast-transistorer är ännu billigare att framställa. Metall är nämligen dyrt och påverkar försäljningspriset även i ett så här litet format.

Kom ihåg, att kiseltransistorer drar ström först när bas-emitterspänningen överstiger 0,7 volt. Kom också ihåg, att det kan vara svårare att arbeta med kiseltransistorer, då de lätt råkar i sving på 10 MHz eller mer på grund av den fina förstärkningen vid höga frekvenser. Kiseltransistorn tål temperaturer på upp till nästan 200°C på kristallen.

FÄLTEFFEKTTRANSISTORER

Det finns två slags fälteffekttransistorer: Junction-FET och MESA-FET.

Den första är seglivad som en kiseltransistor men går inte högre än till ca 10 MHz. MESA-FET däremot kan användas ända upp i GHz-området. MESA-FET är svår att arbeta med. Den bränner nämligen lätt sönder på grund av den höga ingångsimpedansen och statisk elektricitet. Den finns dock att få med inbyggda säkringsdioder och i det utförandet bränner den inte av vid blotta beröringen. (MPF 120—121—122)



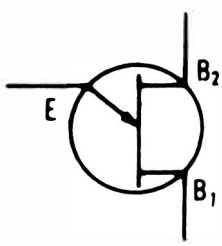
FET kan betraktas som ett variabelt motstånd, där motståndet mellan terminalerna Drain/Source ändras kraftigt vid minimal spänningsändring mellan Gate/Source. FET drar ström redan vid nollspänning på Gate. Inte förrän vid —1 til —5 volt börjar FET att spärra. Om man absolut vill använda FET i on/off-området, bör man således ha en negativ spänning till hands eller ha en source-spänning på ett par volt.

Ska FET bara användas som förstärkare, räcker det i regel att lägga noll på gate. FET arbetar då linjärt.

FET liknar elektriskt sett ett elektronrör, då den inte drar någon gate-ström.

FET har i allmänhet mindre brus än vanliga transistorer. De tillverkas inte heller för riktigt stora effekter.

Fig. 16.7



UNIJUNCTION-TRANSISTORN är ett slags dubbeltransistor som lämpar sig väl för triggning, oscillator eller switch. Den användes inte linjärt till förstärkarkonstruktioner. Den fungerar så här: Om man lägger en viss spänning på Emitter, kommer det, när denna spänning uppnås, att gå ström från B2 (Basis 2) till B1 (Basis 1). Det behövs mycket lite ström för att UJT ska slå om, ca 1—2 uA. Strömmen, som då kan gå mellan B2 och B1, är max. 100 mA. Emitterbrytspänningen är något temperaturberoende.

KYLPROBLEM

När du nu ska till att arbeta med effekter på mer än bara 1 watt, anmäler sig ett problem — kylningen. Det kan därför vara lämpligt att som ett litet P.S. till TRANSISTORTYPER OCH DERAS ANVÄNDNING tala lite om de kylproblem som kan uppstå.

JUNCTION TO CASE — VAD ÄR DET?

När man tittar i en dataförteckning från någon halvledarfabrikant, ser man ofta beteckningen T_{JC} eller JUNCTION TO CASE. För de bästa effekttransistorerna ligger denna storhet på ca 1°C/W. Direkt översatt betyder JUNCTION TO CASE här "kristall till hus". Storheten som antydes är värmeledningsnivån. I allmänhet tål en transistor en arbetstemperatur på kristallen av 175°C. Värmledningen från kristall till hus är en viktig storhet att känna till. Den talar nämligen om, hur stor temperaturen får vara på transistorhusets yttersida vid en given effekt.

Husets temperatur är då:

$$T_C = T_J - T_{JC} \cdot P$$

Om T_J anges till 175°C, T_{JC} till 1,0°C/W och effekten till 100 watt, får hustemperaturen vara:

$$T_C = 175°C - 1°C/W \cdot 100\ W$$
$$T_C = 75°C.$$

Ifall omgivningstemperaturen, T_O är 25°C, kan vi få fram hela det återstående temperaturspelrummet, t.ex.:

$$Tx = Tc - To;\ Tx = 75^{o}\ C - 25^{o}\ C = 50^{o}\ C.$$

Dessa 100 watt värme, som kommer från transistorn, ska nu ledas bort, väl att märka utan att temperaturen från transistor till luft genom kylprofil överstiger 50°C, T_{TK}. Kylprofilens kylförmåga uttryckes på samma sätt som för transistorn T_K:

$$T_K = \frac{T_{TK}}{P}$$

och i det givna exemplet:

$$T_K = \frac{50^o\,C}{100\,W} = \frac{1}{2}\,^o\,C/W$$

En kylplatta för 1/2°C/W är utomordentligt stor, speciellt med tanke på att mellanrummet mellan transistor och kylplatta, med glimmerskiva och compound, ofta anses lika med 0,2—0,3°C/W.

Om man i det här givna exemplet hade använt två transistorer, hade den erforderliga kylplattan varit på 1°C/W.

Det är det samma som att vi hade behövt ta till vattenkylning — eller hur? Försök själv att räkna efter.

Som konstruktör av slutsteg med kylprofiler är man normalt intresserad av att känna till antingen den effekt, som man kan avsätta i en bestämd kylplatta, eller hur stor kylplattan ska vara för en given effekt.

Först effekten:

$$P = \frac{T_J - T_o}{T_{JC} + T_{GK} + T_k}$$

där T_J är kristalltemperaturen (max. 175°C),
T_O är omgivningstemperaturen (väljes 25—50°C),
T_{JC} är värmeledningen JUNCTION TO CASE (°C/W, för T_O 3 normalt 1,2°C/W och plast ca 2° C/W),
T_{GK} är värmeledningen från transistorhuset genom luft, glimmerplatta och compound. Luft räknas vid måttlig normal ihopspänning till 0,3 och glimmerskivan till 0,7. Smörjer man compound på båda sidor, förbättras värdet till mellan 0,2 och 0,3.
T_K är kylplattans värmeledning "till luftström". Denna storhet beror helt på profil och storlek, mellan 100 och 0,3.

Vill du ta reda på den erforderliga kylplattans värmeledning, kan du använda följande formel:

$$T_K = \frac{T_J - T_{JC} \cdot P - T_{GK} \cdot P - T_O}{P}$$

Alla här ingående storheter igenkännes och omtalas under *effektuträkningen.*

Uppgift 1

Om en diod anslutes plus/minus i pilens riktning,

går strömmen fram?	A ☐
går strömmen inte fram?	B ☐

Uppgift 2

Vad är Beta (β)?

Det antal gånger kollektorströmmen är större än basströmmen	A ☐
Det antal gånger kollektorströmmen är mindre än basströmmen	B ☐

DC-KOPPLING

Uttrycket DC-koppling anger, att några komponenter kopplats samman på ett sådant sätt, att der går likström genom dem. En kondensator kan aldrig vara DC-kopplad.

DC-kopplingar används först och främst för att fastlägga arbetsström och spänningar för transistorer, med ett annat ord arbetspunkten.

När vi likväl har använt kondensatorer i in- och utgång, har vi gjort detta för att kunna koppla samman de enskilda stegen AC-mässigt.

För att kunna förstärka, måste transistorn kunna dra mer eller mindre ström och därvid variera spänningen över en HT eller ett motstånd.

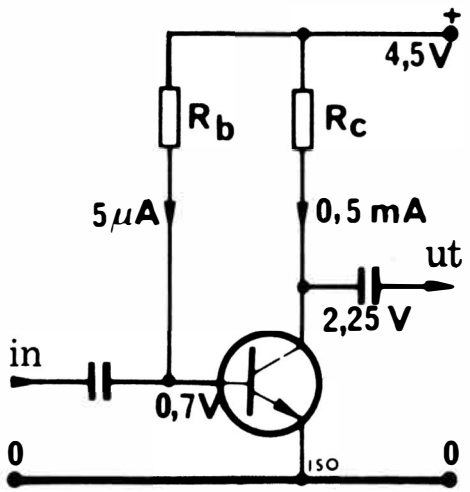


Fig. 17.1

Den enklaste konstruktionen består av en transistor och två motstånd. Vi har valt att använda ett 4,5 volts batteri och en ström på 0,5 mA. Vid denna ström stör småsignaltransistorer i regel minst.

När ingångssignalen varierar basströmmen, kommer kollektorströmmen att variera ännu mer, då man har anledning vänta, att en strömförstärkning uppstår i transistorn. Kollektorströmmen går genom R_C och de strömändringar som transistorn orsakar ger en spänningsändring över det fasta motståndet — Ohms lag.

För att nå största variation upp till plus och ned till minus väljer man kollektorspänningen til hälften av batterispänningen: 2,25 V.

Redan på detta stadium kan vi räkna ut kollektormotståndet:

$$R = \frac{2{,}25\ V}{0{,}5\ mA} = 4{,}7\ kOhm = Rc$$

För att finna den nödvändiga basströmmen måste vi nu slå upp strömförstärkningen i databoken. β = 100 för i frågavarande transistor BC 170.

Vi kan då ta reda på basströmmen, eftersom den bör vara 100 gånger mindre än kollektorströmmen, då man kan uppnå en förstärkning från *bas* til *kollektor:*

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = \frac{0{,}5\ mA}{100} = 5\ \mu A$$

Om vi samtidigt vet, att transistorns diodsträckning från bas til emitter är ledande och att en diod förspänd i ledningsriktningen har en inbyggd zenerspänning på 0,7 volt, vet vi, hur stor spänning det ligger på R_b:

$$U_b = U - 0{,}7\ V = 3{,}8\ V$$

Med hjälp av dessa dellösningar kan vi räkna ut R_b:

$$R_b = \frac{U}{I} = \frac{3 \cdot 8\ V}{5\ \mu A} = 680\ kohm$$

Kondensatorerna vid ut- och ingång överför signalen. Dessa behandlas i avsnittet AC-koppling.

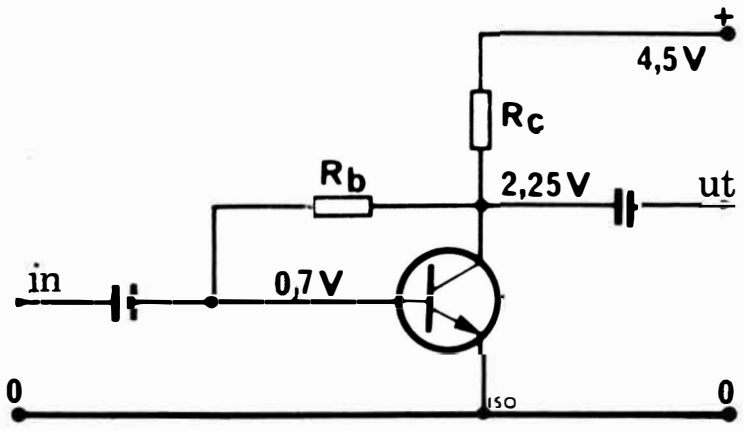


Fig. 17.2

En annan möjlighet är att lägga R_b till kollektorn. Därvid uppnår vi, att en del av signalen kopplas tillbaka och motverkar den inkommande signalen.

Det ger en mera likartad förstärkning över ett brett frekvensområde, liten förvrängning, bättre temperaturstabilitet och minskad känslighet för varierande strömförstärkning från transistor till transistor.

I gengäld blir förstärkningen mindre.

Vi väljer igen ett 4,5 volts batteri och en kollektorström på 0,5 mA. Då regeln för den halva kollektorspänningen redan är given, finner vi R_c:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{2{,}25\ \text{V}}{0{,}5\ \text{mA}} = 4{,}7\ \text{kohm} = Rc.$$

Vi ska nu ta reda på basmotståndet. Strömförstärkningen är 100. R_b är till skillnad från tidigare kopplad till spänningen över kollektorn, 2,25 volt. Därför är spänningen över R_b lika med 2,25 V — 0,7 V = 1,55 V.

Så kommer vi då fram till R_b:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{1{,}55\ \text{V}}{5\ \mu\text{A}} = 330\ \text{kOhm} = R_b$$

5 uA får vi genom att dividera kollektorströmmen med strömförstärkningen.

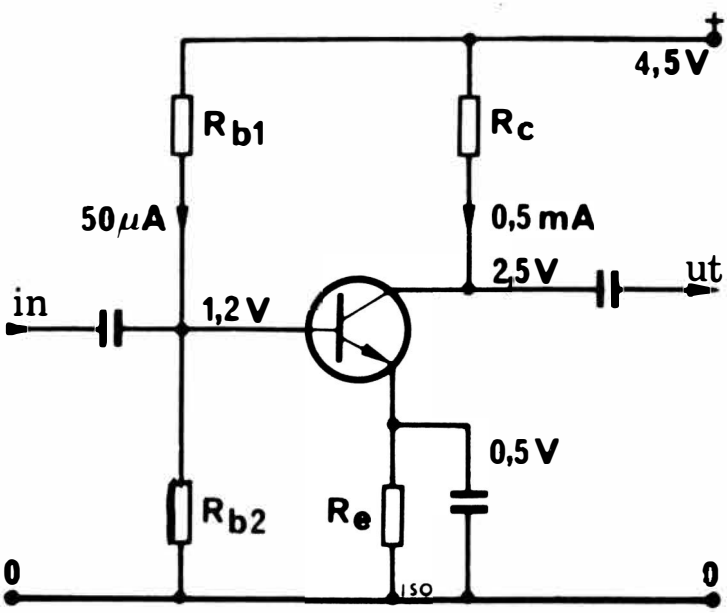


Fig. 17.3

I vårt tredje exempel är kretsspänningarna nästan oberoende av den använda transistorns strömförstärkning. Detta är en stor fördel.

Vi väljer batterispänningen 4,5 volt och strömmen 0,5 mA. Samtidigt måste vi här välja en spänning över R_e. Denna ska normalt vara 10 till 30% av batterispänningen. Motståndet stabiliserar transistorn mot temperatursvängningar. Vi har valt spänningen 0,5 volt.

Vi har nu plus-minus 2 volt kvar att svänga av på transistorns kollektor. Kollektorspänningen blir således 2,5 volt.

Vi kan nu finna kollektormotståndet:

$$Rc = \frac{U}{I} = \frac{2{,}0\ V}{0{,}5\ mA} = 3{,}9\ kohm$$

Lägg även här märke till, att vi inte anger det exakta värdet utan närmaste standardstorlek.

Därefter tar vi reda på emittermotståndet:

$$Re = \frac{U}{I} = \frac{0{,}5\ V}{0{,}5\ mA} = 1\ kohm$$

Vi ska ta reda på båda basmotstånden, och för att göra spänningen i mittpunkten på dessa okänsliga för temperaturändringar, väljer vi en ström som är 10 gånger större än den erforderliga basströmmen. Denna är 5 uA, eftersom vi har 100 gångers strömförstärkning, och kollektorströmmen 0,5 mA.

Över transistorn ligger nu 0,7 volt från bas till emitter, och från emitter till jord har vi valt en spänning på 0,5 volt. Sammanlagt är spänningen på basen då 1,2 volt.

Spänningen över R_{b2} är 1,2 V och strömmen 50 uA:

$$Rb2 = \frac{U}{I} = \frac{1{,}2\ V}{50\ \mu A} = 22\ kOhm$$

Spänningen över R_{b1} är följaktligen spänningen över batteriet minus spänningen över R_{b2}, 4,5 volt minus 1,2 volt. E över R_{b2} = 3,3 volt. Nu kan motståndet R_{b1} räknas ut, I = 50 uA:

$$Rb1 = \frac{U}{I} = \frac{3{,}3\ V}{50\ \mu A} = 68\ kohm$$

Kondensatorerna i in- och utgångar kopplar in föregående och efterföljande steg utan att spoliera våra DC-beräkningar. De överför endast växelspänningen. Se AC-koppling.

Se krets TE2 i avdelning Praktiska konstruktioner.

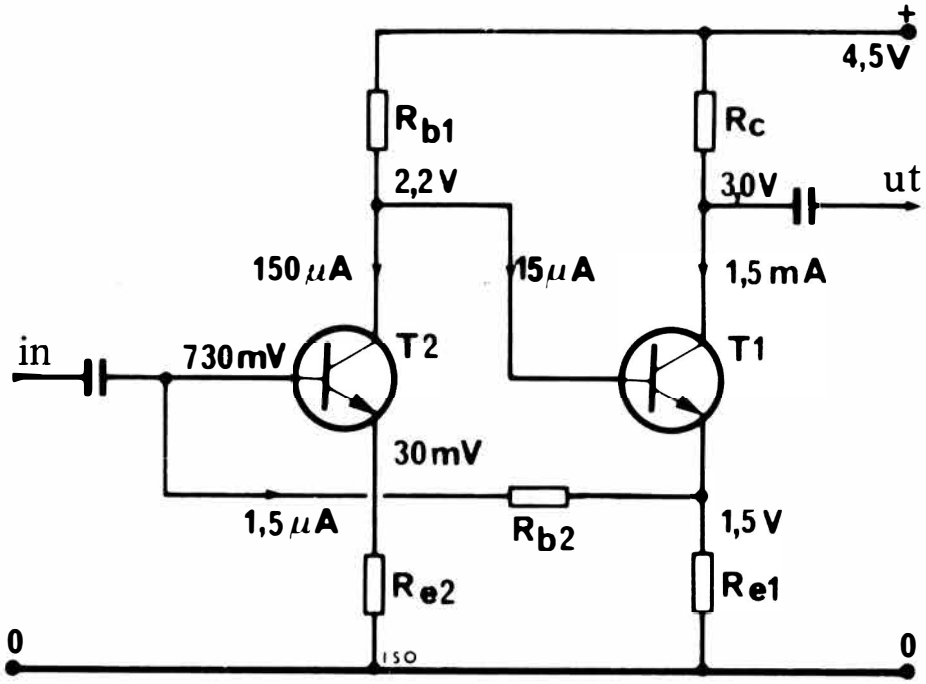


Fig. 17.4

Vårt fjärde exempel visar hur två transistorer kan kopplas samman DC-mässigt (fig. 17.4).

Först bestämmer vi strömmen till 1,5 mA i T1 och batterispänningen till 4,5 volt. Samtidigt sträcker vi oss så långt som att "önska" oss en ingångsimpedans på 15 kohm, t.ex. en B & O pick-up.

Emittermotståndet till T1 kan vi ta reda på, när vi har valt den spänningen som ska ligga över den. Vi väljer 1,5 volt, eftersom den tidigare inkopplade transistorn ska förses med en basspänning som i varje fall ska vara 0,7 volt. Vi måste ligga över dessa 0,7 volt.

Vid denna spänning och den givna strömmen finner vi R_{e1}:

$$R = \frac{U}{I} \quad \frac{1{,}5\ V}{1{,}5\ mA} = 1\ kohm = Re\ 1$$

Transistorn T1 kan nu svinga ned till 1,5 volt och upp till 4,5 volt. Vi väljer alltså en kollektorspänning på 3 volt, och kollektormotstånden för 1,5 volt:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{1{,}5\ V}{1{,}5\ mA} = 1\ kohm = Rc\ 1$$

Strömmen i T2 väljes 10 gånger större än den styrström som behövs för T1. Detta för att uppnå oberoende av transistorns spridningsdata och god temperaturstabilitet precis som i tredje exemplet, där strömmen valdes 10 gånger större i motstånden R_{b1} och R_{b2}. Med 100 gångers strömförstärkning och en kollektorström på 1,5 mA kräver T1 en styrström av 15 uA. Strömmen i T2 väljes 10 gånger större, 150 uA.

Basspänningen på T1 blir nödvändigtvis lika med emitterspänningen plus bas/emittersträckningen:

$U_b = U_e + 0{,}7\ V = 1{,}5\ V - 0{,}7\ V = 2{,}2\ V.$

Denna spänning är också kollektorspänning på T2, de är ju direkt sammankopplade, varför spänningen över R_{b1} utgör batterispänningen minus 2,2 volt, dvs. 2,3 volt.

R_{b1} uträknas:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{2{,}3\ V}{150\ \mu A} = 15\ \text{kohm} = R_{b1}$$

Nu måste vi räkna ut R_{e2}. Vi vet, att transistorns ingångsimpedans ungefär motsvarar strömförstärkningen gånger emittermotståndet. Då vi önskar en ingångsimpedans på 15 kohm med 100 gångers strömförstärkning blir emittermotståndet:

$$R_e = \frac{Z\ in}{ß} = \frac{15\ \text{kohm}}{100} = 150\ \text{ohm} = R_{e2}$$

Nu återstår bara att bestämma R_{b2}. Först räknar vi ut spänningen över R_{e2}:

$U_e = I \cdot R = 150\ uA \cdot 150\ Ohm = 0{,}02\ V$

$U_{b2} = 0{,}7\ v + 0{,}02\ v = 0{,}72\ v$

Spänningen över $R_{b2} = U_{e1} - U_{e2} = 1{,}50\ v - 0{,}72\ v = 0{,}8\ V$

Motståndet R_{b2} kan räknas ut med:

$$I_{R2} = \frac{I_T}{ß} = \frac{150\ \mu A}{100} = 1{,}5\ uA$$

$$R = \frac{U}{I} = \frac{0{,}8\ V}{1{,}5\ \mu A} = 470\ kOhm$$

Nu är samtliga motstånd beräknade. Motkopplingen i detta steg är kraftig och vi kan ta bort en del genom att förbikoppla motkopplingen med hjälp av kondensatorer, AC-koppling. Det ska vi tala om i nästa kapitel.

Se TE 1 i avdelning Praktiska konstruktioner.

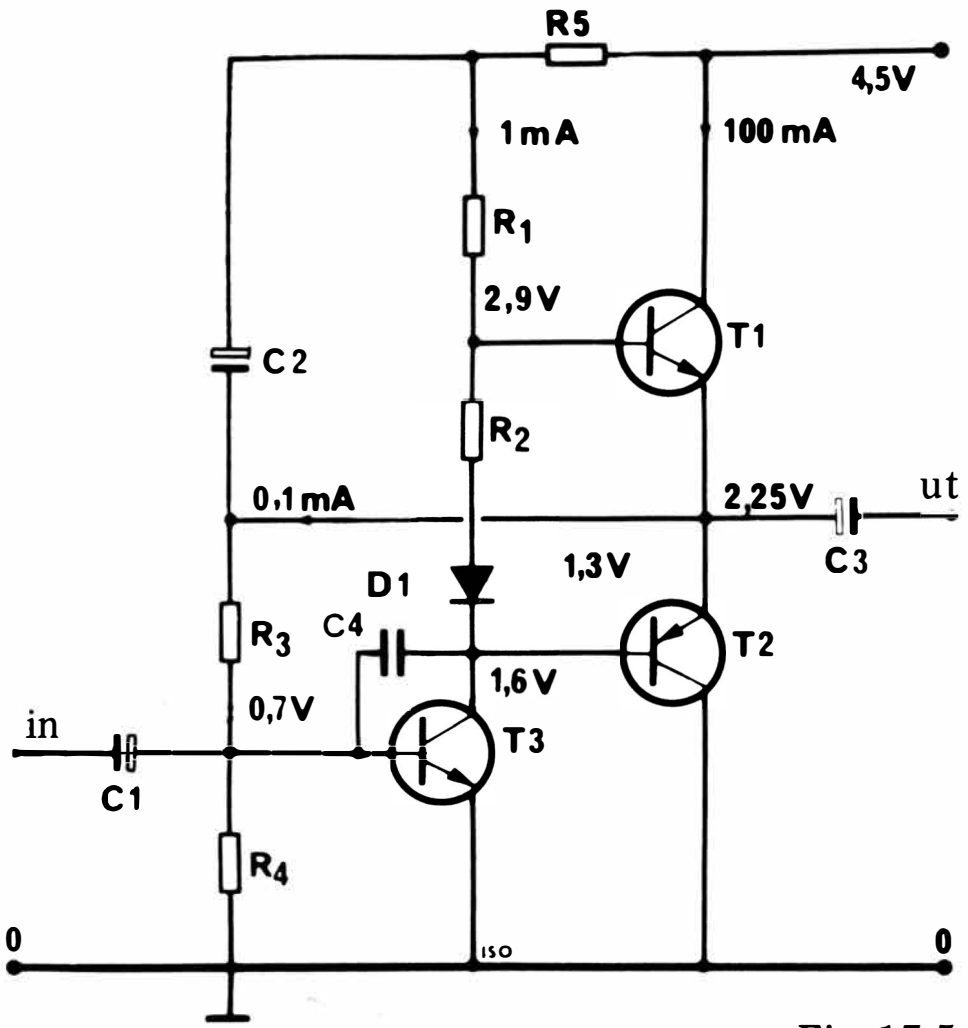


Fig. 17.5 (se TE 1)

Det femte exemplet (fig. 17.5) visar, hur man kan koppla ett komplementärt effektsteg för direkt drivning av högtalare. Följande data ligger till grund för denna uppgift:

Högtalare 3,2 ohm
Transistorer BC 170, 50 mA, 20 V, 100 mW, β 100.
Transistor ME0412, 50 mA, 20 V, 100 mW, β 100.

Först ska vi redogöra för konstruktionens funktion.

T1 och T2 är komplementära transistorer, av vilka den ena, BC 170, driver högtalaren i den positiva halvperioden, meden den andra, MEO 412, driver högtalaren under den negativa halvperioden. Detta kallas PUSH-PULL och är den form av effektsteg som ger största nyttoverkan och effekt med minsta transistor.

T3 är styrtransistorn som driver basen på sluttransistorerna T1 och T2 upp och ned.

Då transistorerna inte är linjära, måste man förse dem med en basförspänning, så att de drar en så stor ström, att de når upp i den del av karakteristiken, där de är linjära. Denna nödvändiga ström kallas tomgångsströmmen. Om baserna på T1 och T2 lagts samman direkt, skulle vi inte få någon tomgångsström utan i stället en CROSS-OVER-förvrängning som blir särskilt märkbar vid svag styrka.

T1 och T2 får basförspänning av R2 och D, vilken samtidigt är temperaturstabilisering. Om R2 blir för stor, kan det hända, att båda transistorerna i utgången blir helt ledande, vilket naturligtvis resulterar i kortslutning.

R1 är kollektormotstånd för T3. T3 får sin basförspänning från mittpunkten mellan T1 och T2. Detta ger god temperaturstabilitet.

Ofta sätter man också in ett emittermotstånd före T3 på 20—100 ohm och i större slutsteg, emittermotstånd framför T1 och T2 på mellan 0,3 och 1 ohm.

Vi ska nu beräkna steget med följande data givna:

Spänningen på mittpunkten av T1 och T2 kan variera från 2,25 volt upp til 4,5 volt och ned til 0 volt. Det finns en toppspänning, AC, på 2,25 volt p. Normalt mäter vi i effektivt värde, varför vi bör dividera med $\sqrt{2}$. Detta ger en maximal växelspänning på 1,6 volt.

Vi kan nu med hjälp av Ohms lag räkna ut den maximala utgångseffekten:

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{1{,}6^2}{3{,}2} = 0{,}8 \text{ Watt}$$

Detta är emellertid mer än transistorerna klarar.

Om de drar vardera 200 mW och vilar i andra halvperioden, när den andre transistorn arbetar, är belastningen relevant. Den motsvarar en kontinuerlig effekt av 100 mW.

Vid 200 mW och en 3,2 ohms högtalare blir kollektorströmmen:

$$I^2 = \frac{P}{R} = I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{0{,}2 \text{ W}}{3{,}2 \text{ Ohm}}} = 0{,}25 \text{ A} = 250 \text{ mA}$$

Denna ström är acceptabel, eftersom transistorn inte arbetar mer än halva tiden.

Vi kan nu lätt bestämma den erforderliga basströmmen, om strömförstärkningen är 100.

$$Ib = \frac{I_c}{ß} = \frac{250 \text{ mA}}{100} = 2{,}5 \text{ mA}$$

Då T3 tillsammans med R1 utgör en spänningsdelare liksom R_{b1} och R_{b2} i det tredje exemplet, väljer vi av samma anledning strömmen tre gånger större i R1 och T3. Det blir 8 mA.

Om mittpunktsspänningen är 2,25 volt och bas-emitterspänningen 0,7 volt, blir bas-kollektorspänningen 0,7 volt, blir bas-kollektorspänningen 1,55 volt.

Vi känner nu både ström och spänning och kan räkna ut motståndet:

$$R1 = \frac{U}{I} \quad \frac{1{,}55 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 180 \text{ Ohm}$$

Därnäst räknar vi ut R2. Dioden D tar 0,7 volt och 0,5 volt återstår för R2. Detta motstånd måste vara tämligen exakt för att transistorsteget inte ska gå med för stor tomgångsström.

$$R2 = \frac{U}{I} = \frac{0{,}5\ V}{8\ mA} = 68\ Ohm$$

Transistorn T3 kommer att föra en ström på 8 mA. För att spänningen över T3 ska bli den rätta fordras att basströmmen är korrekt. Om strömförstärkningen är 100, måste basströmmen vara 80 uA. Vi har emellertid en stabiliserad spänningsledare i R3 och R4. För att stabilisera bör strömmen i denna spänningsdelare vara 10 gånger större än den styrström som behövs för T3 — 0,8 mA.

Spänningen från bas till jord är 0,7 V, varför R4 kan räknas ut med:

$$R4 = \frac{U}{I} = \frac{1{,}55\ V}{0{,}8\ mA} = 2{,}2\ kOhm$$

Därnäst räknar vi ut det sammanlagda motståndet vid R3:

$$U_{R3} = U_{mitt} - U_{b3} = 2{,}25\ V - 0{,}7\ V = 1{,}55\ V$$

$$R3 = \frac{U}{I} = \frac{1{,}55\ V}{0{,}8\ mA} = 2{,}2\ kOhm$$

Slutkondensatorn är på 320 uF/6,4 V, ingångskondensatorn på 6,4 uF/25 V. Basmotståndet på T1 är av medkopplingsmässiga skäl jämnt fördelat och kopplat med en kondensator. Denna koppling kallas ofta bootstrap (stövelstropp). Den ger hög arbetsimpedans för T1, vilket ger lägre distorsion. Se TE 1 för vidare data.

Kondensatorn C4 är insatt för att hindra självsvängning. C4 är på 100 pF. Utan kondensatorn kan man i sämsta fall få ett sving på nästan 100 MHz. Detta är således ett utmärkt exempel på, hur man kan dämpa svingtendenser. Sådant sving är naturligtvis inte hörbart direkt, men indirekt blir lågfrekvenssignalen förvrängd eller låter väsande.

NÄTDELSKOPPLING

Hittills har vi bara talat om DC-förstärkare, men en konstruktion som är precis lika vanlig och lika viktig att känna till, är den stabiliserade nätdelen.

Stabiliserade nätdelar finns det i många variationer, men den vi ska tala om här är en serieregulator med överströmsbegränsare (kortslutningssäkring). Konstruktionen är synnerligen genomtänkt i syfte att ge så många fördelar som möjligt till lägsta kostnad. Principen tillämpas i JOSTY KITs nätdel NT 315.

Schemat kan delas upp i fyra funktioner:

1. Nätdel, transformator D1 och C1.
2. Serieregulator, T1, T2, R1, R2, R3 och C3.
3. Referens- och felströmsregulator, T3, R6, R7 och C2.
4. Överströmsbegränsare, T4, R4, R5 och C4.

1. Av dessa fyra sammansatta enheter har vi redan talat om nätdelen med transformator, likriktarbrygga och laddningskondensator.

2. Serieregulatorn består av T1 och T2 i den välkända Darlington-kopplingen.

   T1 är en effekttransistor på 10—200 watt, och T2 en transistor för svagare signaler på 100 mW till 10 watt. Den är helt enkelt insatt för att mer eller mindre kunna låsa upp för strömmen. När man darlingtonkopplar transistorer, får man en ny total strömförstärkning på $\beta T1 \cdot \beta T2$. T.ex. $20 \cdot 100 = 2000$ gånger. Med en regleringsserieström på 2000 mA behöver vi i detta fall bara en styrström på 1 mA.

   R1 och R2 är basmotstånd till darlingtonkopplingen och ska kunna leverera minst detta utöver angivna 1 mA, även när spänningen på utgången är nästan den samma som ingångsspänningen. Vi väljer en skillnad på 2 volt och får ett motstånd R1 + R2 = 1 mA = 2 kohm. R1 och R2 får då 1 kohm vardera. C3 kortsluter brum från R1 så att det inte fortsätter genom T2 och T1 till utgången.

R3 är ett motstånd, vars enda funktion består i att hindra en eventuell läckström i T1 att inverka på utgångsspänningen.

3. Referensförstärkaren mäter spänningen på utgången med basen på T3. Själva referensspänningen utgöres av basemittersträckningen på T3. Den kända spänningen på 0,7 volt är så stabil, att regleringen från noll till full last ligger inom 10% (0—2200 mA). Detta är tillräckligt i de flesta fall.

   Det som sker är, populärt förklarat, att T3 snappar åt sig den basström, som T2 skulle haft för att leverera utgångsspänning. Om man dimensionerar R4 på så sätt, att det vid 1 ampere ligger 0,7 volt över det, kan storleken räknas ut med hjälp av Ohms lag:

$$R = \frac{0{,}7\ \text{V}}{1\ \text{Ampere}} = \underline{0{,}7\ \text{Ohm}}$$

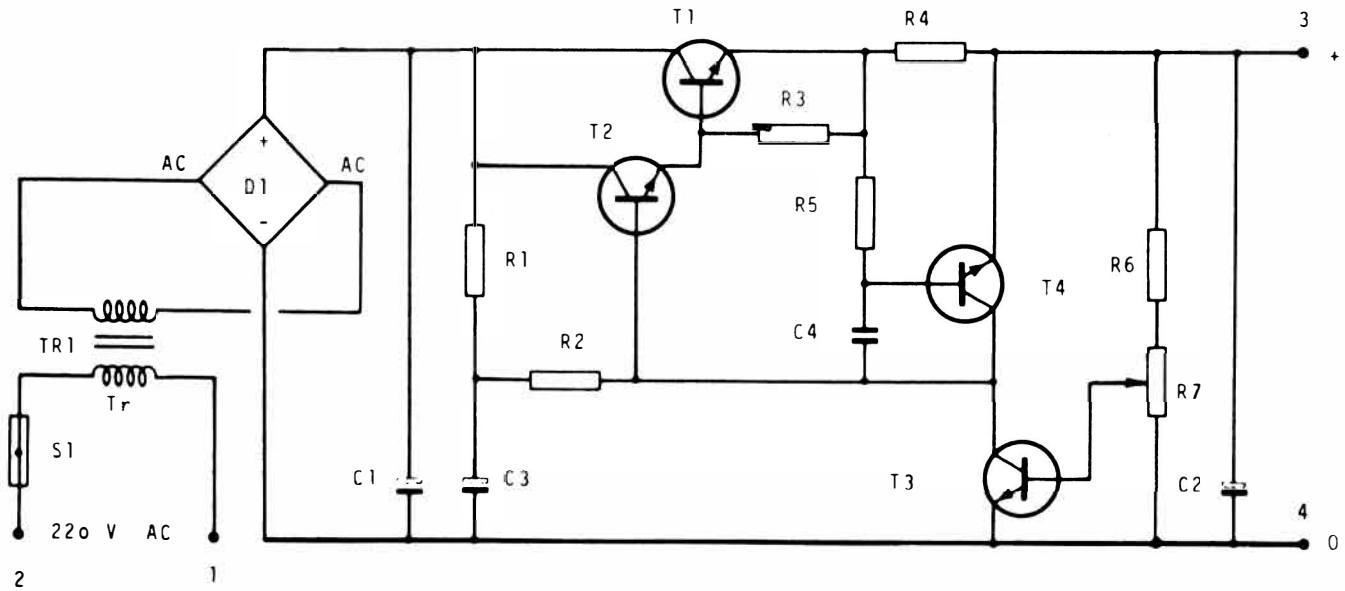
   Du kan alltså med hjälp av en enkel uträkning bestämma kortslutningsströmmen.

   100 mA är till exempel lika med 7 ohm (6,8). Öva själv med andra exempel.

   R5 och C4 är med, eftersom konstruktionen annars skulle råka i sving på en hög frekvens vid kortslutning. Sving under full belastning är omedelbart ödeläggande.

Den visade nätdelskopplingen kan med följande komponenter användas till alla transformatorer mellan 0 och 30 volt:

R1 = 1 kohm, R2 = 1 kohm, R3 = 100 ohm, R4 = (se text), 0,3—100 ohm (strömreg.), R5 = 1 kohm, R6 = 100 ohm, R7 = 10 kohm, C1 = 1000 eller 2000 uF/40 V, C2 = 100 uF/40 V, C3 = 100 uF/40 V, C4 = pF—1 nF, T1 = 2N3055, MJE 3055, BD 165 eller liknande NPN effekt-transistor. T2, T3 och T4 = BC 171, BC 107, BC 341 eller liknande NPN-transistor för svaga eller medelstarka signaler. D1 = B40C2200 eller mindre, B40C600, beroende på den ström man önskar. Den första duger till 2200 mA, den andra till 600 mA.



Uppgift 1

Ett transistorsteg önskas konstruerat som i första exemplet. Strömförstärkningen är 75, önskad kollektorström 0,5 mA och driftspänningen 6 V. Hur stora ska R_c och R_b väljas?

R_c	R_b	
12 kohm	680 kohm	A ☐
5,6 kohm	820 kohm	B ☐
5,6 kohm	680 kohm	C ☐
12 kohm	1,5 Mohm	D ☐

Uppgift 2

Här gäller det att konstruera ett transistorsteg som det i fig. 17.3. Driftspänningen är 3 V, önskad kollektorström 1 mA, och vi lägger 0,7 V över emittermotståndet. β = 100 för T1. Vilken motståndskombination blir bäst?

R_e	R_c	R_{b1}	R_{b2}	
680 ohm	1,2 kohm	6,8 kohm	22 kohm	A ☐
680 ohm	1,2 kohm	15 kohm	15 kohm	B ☐
1,2 kohm	2,2 kohm	15 kohm	15 kohm	C ☐
680 ohm	2,2 kohm	6,8 kohm	22 kohm	D ☐

Uppgift 3

Försök räkna ut ett komplementärt slutsteg som i fig. 17.5 för 15 volts spänning i stället för 4,5. Du bör använda kraftiga transistorer, t.ex.
T1, BD 165, 10 W, β = 50, 1,5 A, 40 V, NPN
T2, BD 166, 10 W, β = 50, 1,5 A, 40 V, PNP
T3, BC 171, 300 mV, β = 100, 100 mA, 40 v, NPN
Hur stor effekt får du, och hur ska motstånden vara?

W	R1 og R5	R2	R3	R4	
2	680+680 ohm	100 ohm	10 kohm	1 kohm	A ☐
6	68+68 ohm	10 ohm	1 kohm	100 ohm	B ☐

AC-KOPPLING

AC-kopplingen är en förbindelse som överför en växelström men spärrar för en likström. Vi har bara två komponenter med denna förmåga — kondensatorn och transformatorn. Transformatorn används företrädesvis till HF, eftersom den vid LF lätt ger upphov till förvrängning. HF-kopplingar med transformatorer visar vi i ett senare kapitel.

KONDENSATORKOPPLING

Till AC-kopplingar i LF-området ser man i dag endast kondensatorer. Förstärkningen i ett transistorsteg förutsätter en signal över bas-emitter. För hög förstärkningsgrad fordras, att signalen inte möter några hinder på vägen. På nästa sida ser du, hur signalen går i ett steg.
Signalen kommer in vid bas, passerar bas-emitter och R4 och kommer ut igen vid jord. Bas-emitter och R4 bildar en spänningsdelare. Ju större R4 är, desto starkare signal kommer att avsättes här i stället för i bas-emittern. Detta ger en signalförlust.
För att komma ifrån denna, kopplas en kondensator från emitter till jord, vilket gör emittern "kall" — emittern är växelströmsmässigt kopplad till jord.
Kondensatorn bör vara så stor som möjligt, men pris och mekanisk storlek gör att vi i stället vill ha den så liten som möjligt.
En kondensators impedans är minst vid höga frekvenser, så det är basen som gör det hela besvärligt.
I praktiken kan det mänskliga örat inte uppfatta någon skillnad vid en styrkeändring av 3 dB. 3 dB innebär en signalhalvering, varför kondensatorns impedans endast ska motsvara det motstånd den sitter över. En parallellkoppling av två likadana motstånd ger bara halva det önskade ohmvärdet.

Om motståndet är 1 kohm, måste kondensatorns impedans vara 1 kohm vid vår lägsta frekvens (20 Hz).

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \times f \times Z_c} \qquad \frac{1}{6{,}28 \cdot 20 \cdot 1000} = 8 \cdot 10^{-6} = 8 \text{ uF}$$

Kopplingskondensatorn C1 ska ha låg impedans i förhållande till stegets ingångsimpedans.
Ingångsimpedansen bestäms av R1 och R2 i parallell, samt detta i parallell med själva transistorns ingångsimpedans. Med avkopplingskondensatorn är den i regel omkring 1 kohm, och utan avkopplingskondensatorn R4 gånger

Utan C2 har vi:
Z_i = 1 k Ohm
Allt i parallell:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{10 \text{ kOhm}} + \frac{1}{27 \text{ kOhm}} + \frac{1}{1 \text{ kOhm}} = \frac{1}{900 \text{ Ohm}}$$

R = 900 Ohm

Z_c = 900 ohm vid 20 Hz, ger 8 uF och vi utnyttjar 10 uF/25 V

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{10 \text{ kOhm}} + \frac{1}{27 \text{ kOhm}} + \frac{1}{100 \text{ kOhm}} = \frac{1}{7 \text{ kOhm}}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot z_c} + \frac{1}{6{,}28 \cdot 20 \cdot 7000} = 1{,}2 \text{ uF}$$

Vi väljer 6,8 uF/10 V

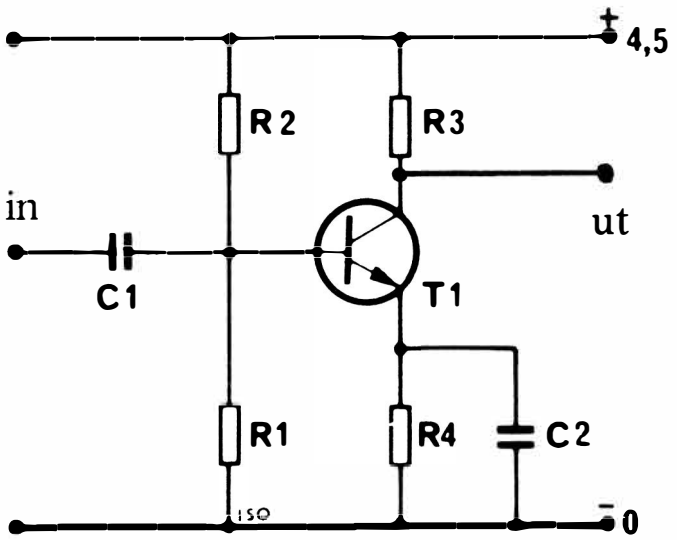


Fig. 18.1

TRANSFORMATORKOPPLING

I många japanska radioapparater av mindre modell såg man tidigare en eller två transformatorer i lågfrekvensförstärkaren. På detta sätt uppnådde man stor förstärkning, impedansanpassning och effektivitet med ett minimum av transistorer. Då arbetslönen i dag är betydande även i Japan, och det är betydligt mer arbetskrävande att tillverka transformatorer än transistorer, har även Japan — och Hongkong, Korea, Kina och öststaterna — måst ge efter och börja spara på arbetslönen.

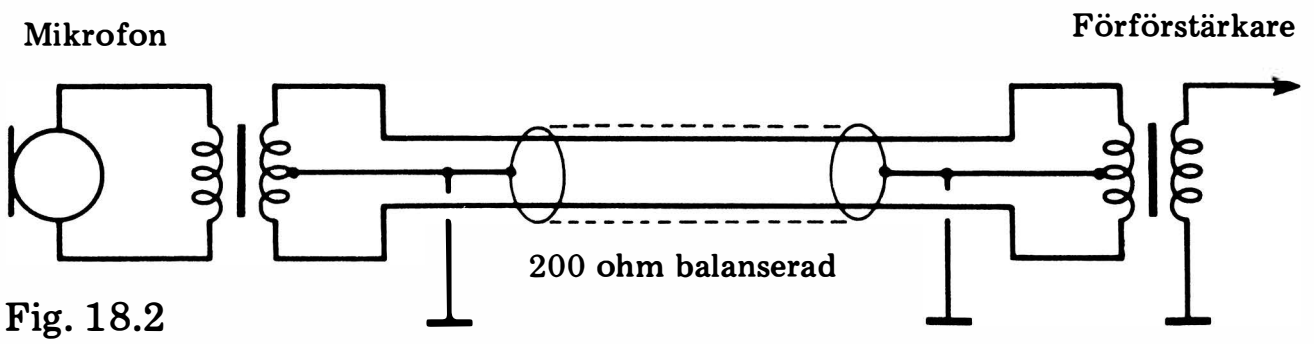


Fig. 18.2

Ett område, där transformatorer ännu ej är föråldrade som kopplingsled, är i mikrofoner. Man kan nämligen utbalansera allt brum med en balanserad transformator och en kabel med skärm och två ledare. Se fig. 18.2.

Uppgift 1

På en transistor skall emittermotståndet, som är 300 ohm, avkopplas. Den till förstärkaren kopplade högtalaranläggningen kan återge frekvenser ned till 40 Hz.

Hur stor ska kondensatorn minst vara?

13 uF	A ☐
25 uF	B ☐
250 uF	C ☐
125 uF	D ☐

Filterkonstruktioner hör utan tvivel till AC-kopplingar. Iden är, att man ska kunna dämpa vissa frekvenser i förhållande till andra. Kärnan i det hela är en frekvensberoende spänningsdelare. Sådana filter kallas ofta RC-filter.

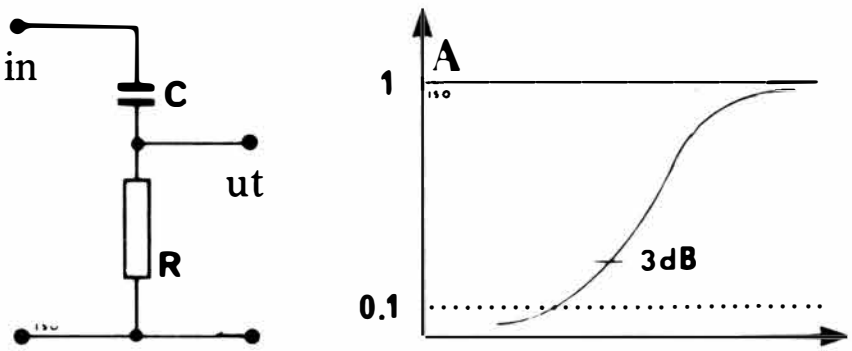


Fig. 19.1

Se TE 9 i avdelning "Praktiska konstruktioner".

DISKANTHÖJNING

Fig. 19.1 visar ett filter som låter alla höga frekvenser passera men leder dåligt för de låga. Delningsfrekvensen är den frekvens, vid vilken hälften av signalen passerar, dvs. där impedansen hos kondensatorn är lika med motståndet.

I praktiken kan man säga, att när kondensatorn leder gott för höga frekvenser, överförs dessa utan hinder. Lägre frekvenser överförs endast med svårighet, eftersom kondensatorns motstånd är större vid dessa.

Komponenternas värde får man genom att *välja* motståndet R och *beräkna* kondensatorn C.

Motståndet R väljes minst 10 gånger mindre än ingångsimpedansen för den krets eller den förstärkare filtret skall anslutas till. Om förstärkarens ingångsimpedans är 100 kohm, ska man välja 10 kohm på R. Kondensatorn för den delningsfrekvens vi väljer ska ha samma impedans för 3 dB dämpning, och vi kan därför strax räkna ut den:

$$f = 10 \text{ Khz}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times f \cdot 2c}$$

$$C = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 10^4 \cdot 10^4} \approx 1{,}5 \text{ nF}$$

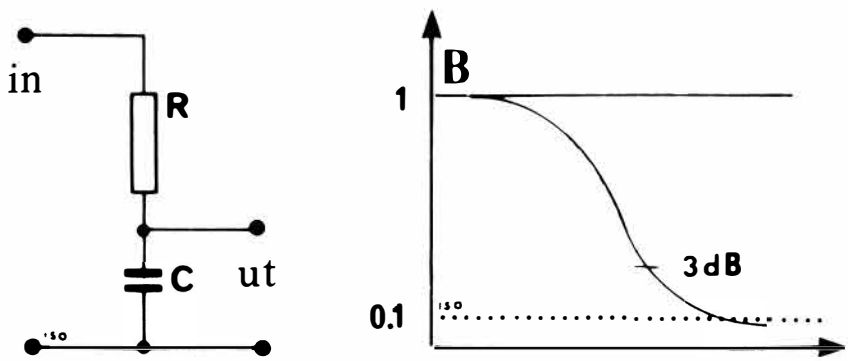


Fig. 19.2

DISKANTSÄNKNING

Fig. 19.2 visar ett filter för sänkning av diskanten.

I praktiken verkar denna krets på så sätt, att höga frekvenser passerar genom kondensatorn och kortsluts till chassi, medan mellan- och basregistrens frekvenser går direkt till förstärkaren. Anledningen till att mellan- och bastoner inte passerar kondensatorn är, att den har större motstånd på just det området.

Precis som i vårt föregående exempel räknar man ut kondensatorn C och väljer motståndet R. R väljes 10 gånger mindre än den följande förstärkarens ingångsimpedans.

Med samma data som i föregående exempel får vi således samma komponentvärden, 1,5 nF och 10 kohm, om f = 10 kHz.

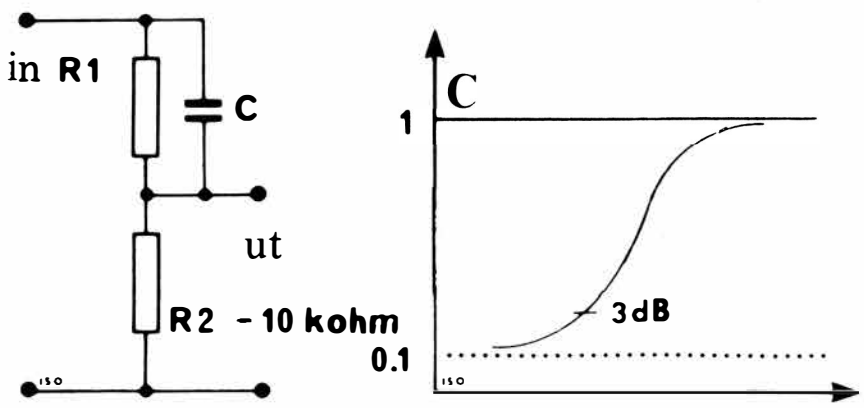


Fig. 19.3

DISKANTHÖJNING (20 dB)

Diskanthöjning kan också åstadkommas enligt fig. 19.3. Funktionen är den samma som för fig. 19.1, men här är ökningen bestämd till 20 dB, vilket motsvarar 10 gånger.

I praktiken fungerar diskanthöjningen enligt fig. 19.3 på så sätt, att motstånden R1 och R2 dämpar signalgenomgången med 10 (20 dB). Det kommer således ut 100 mV, om man sänder in 1000 mV.

Kondensatorn C bryter spänningsdelarförhållandet för de höga frekvenserna genom att leda dem över motståndet R1. Därvid blir utgångsspänningen större för höga frekvenser. Vi "lyfter" diskanten efter att först ha dämpat hela tonområdet med R1 och R2.

I följande exempel väljer vi liksom tidigare motståndet i filtrets utgång 10 gånger mindre än ingångsimpedansen hos den följande förstärkaren. Vi har valt R2 till 10 kohm. För att få spänningsförhållandet 10 till 1, väljer vi R1 till 100 kohm (11:1)

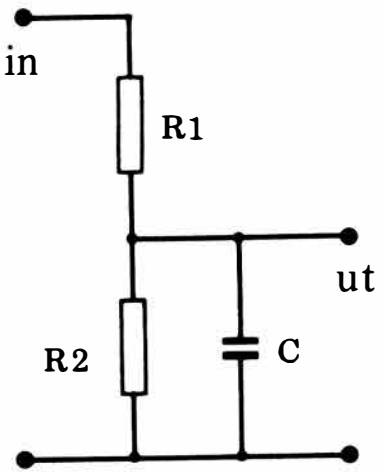
Kondensatorn C's värde beräknas efter det motstånd, utanför vilket det leder de höga frekvenserna. Det vill i det här fallet säga 100 kohm vid R1. Vid samma delningsfrekvens som i fig. 19.1, f = 10 kHz, får vi:

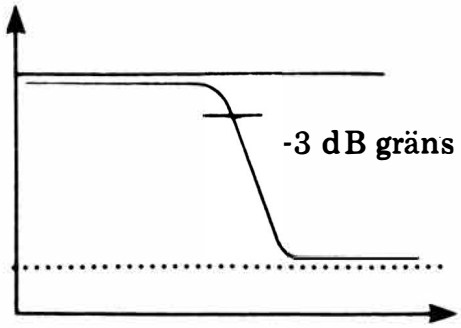
$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Z}$$

$$C = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 10^4 \cdot 10^4}$$

Kom ihåg att Zc = R2 = 100 kohm (10^5 ohm).
Kondensatorn blir därför C = 150 pF.

Fig.19.4





DISKANTSÄNKNING

Fig. 19.4 visar hur diskanten kan sänkas. Spänningsdelaren R1 + R2 dämpar signalen 10 gånger och diskanten dämpas ytterligare, eftersom kondensatorn C leder diskanten till 0 (jord eller chassi).

Beräkningsmässigt väljer man R1 och R2 efter det önskade förhållandet (10 gånger) och efter den anslutna kretsens ingångsimpedans.

Kondensatorn C beräknas till samma impedans som motståndet R2, R2 = Zc, efter önskad delningsfrekvens. (Normalt mellan 2 och 15 kHz). För 10 kHz och R1 = 100 kohm och R2 = 10 kohm, blir C = 1,5 nF.

Diskantfilter används ofta under benämningen "nålbrusfilter" vid avspelning av äldre grammofonskivor. Området är här 3—7,5 kHz.

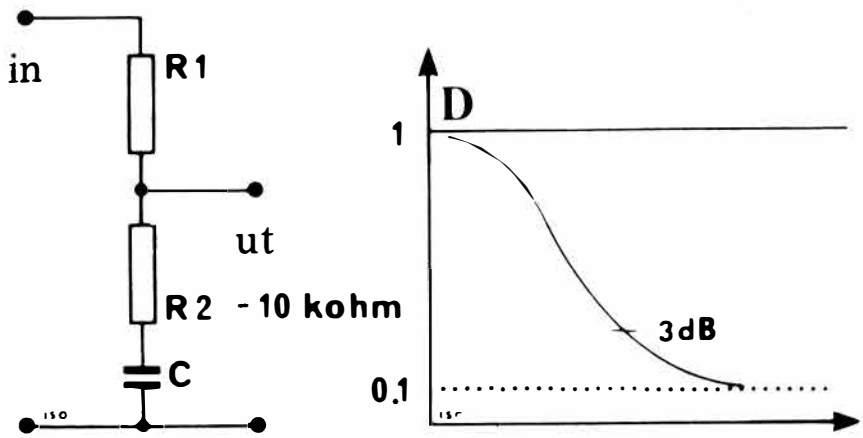


Fig. 19.5

En praktisk konstruktion finner du under TE 8.

BASÖKNING (20 dB)

Du själv eller någon elektronikintresserad bekant till dig har kanske byggt en förstärkare och kopplat den till en skivspelare bara för att finna att ljudet låter tunt?

Det är i alla fall ett problem som författaren ofta har ställts inför.

Detta filter, som dämpar signalen och därefter ökar basen, kan avhjälpa en del av den tunna klangfärgen. Anledningen till att signalen från skivspelaren överhuvud taget låter tunn är, att en grammofonskiva med hänsyn till utrymme och brus inspelas med basen sänkt ca 20 dB. Samtidigt med diskanten sänks också spårbruset — praktiskt eller hur?

Vårt bashöjningsfilter sänker inte diskanten för att kompensera en skivinspelning, men vi har också ett sådant kombineret filter, TE-filtret som är konstruerat enligt CCIR-normen. Se längre bak i boken under TE 10.

I allt detta resonemang om skivspelare ska vi inte glömma själva beräkningen av bashöjningsfiltret. R2 väljes efter ingångsimpedansen på efterföljande förstärkare. På fig. 19.5 är den 10 kohm. Därefter väljes R1 efter spänningsdelarförhållandet till 100 kohm. Kondensatorn C beräknas nu efter den önskade bashöjningsfrekvensen, t.ex. 150 Hz:

$$C = \frac{1}{2\pi \times f \cdot Zc} \qquad Zc = R2$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times f \cdot Zc} \approx 100\ nF$$

Gör själv ett försök att räkna med annan frekvens!

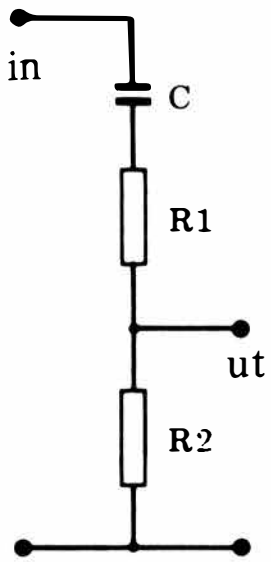
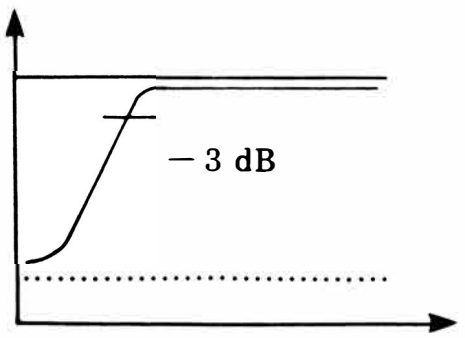


Fig. 19.6



BASSÄNKNING

Är basen alltför kraftig, eller man har rumble från skivspelaren, kan man använda filtret enligt fig. 19.6. Detta filter dämpar via R1 och R2 den totala signalen med 20 dB, men basen dämpas ytterligare, eftersom kondensatorn C är vald på så sätt, att endast mellanregister och diskant kan överföras utan hinder.

Värdet på kondensatorn C beräknas efter R1. Om vi använder samma motstånd som i föregående exempel, får vi:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Zc} \qquad Zc = R1$$

$$C = \frac{1}{6{,}28 \cdot 300 \cdot 10^5} \approx 10\ nF$$

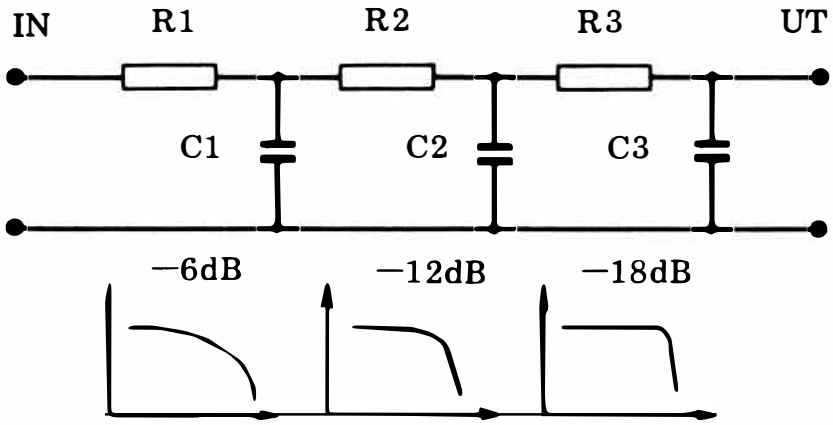


Fig. 19.7

SERIEKOPPLAT FILTER

Som framgår av fig. 19.7 kan man koppla ett önskat antal filter enligt fig. 19.1 eller 19.2 i serie med resultat att avskärningskurvan blir brantare. Ett ensamt filter skär med 6 dB per oktav, vilket betyder, att för varje gång frekvensen halveras eller fördubblas, blir ändringen 6 dB (två gånger eller en halv gång). För varje enskilt extrafilter som kopplas i serie, ökas sänkningen/höjningen med 6 dB per oktav. De tre visade filter ger således 18 dB avskärning.

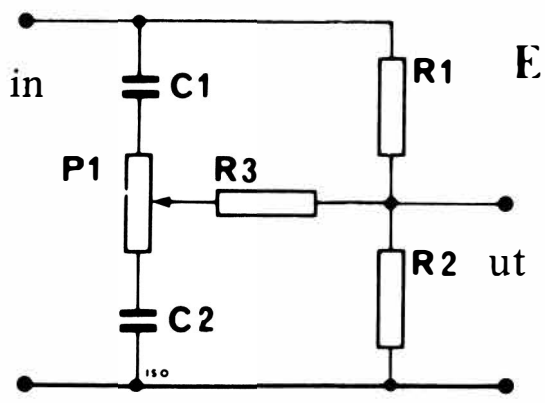


Fig. 19.8

KOMBINERAD DISKANTREGLERING

Med konstruktionen enligt fig. 19.8 kan vi variera diskanten godtyckligt. När potentiometerarmen står uppåt, kommer alla diskanttoner som passerar C1 att ledas utanför R1. Vi ökar då diskanten. När potentiometerarmen står nedåt, kommer de diskanttoner som lyckas passera R1 att ledas till 0 (jord eller chassi). Vi sänker diskanten. Z_{C1} är lika med R1 och Z_{C2} är lika med R2. Potentiometern är ca 10 gånger R1 + R2 och till slut väljes R1 och R2 efter den anslutna förstärkarens ingångsimpedans. R2 är nämligen 10 gånger mindre än Z_{IN}, och R1 lika med 10 gånger R2.

R3 monteras egentligen bara, om en diskant- och en basreglering ska sammankopplas och de ska vara inbördes oberoende. Värdet bör experimenteras fram, men det ligger ofta på samma nivå som R2.

Vi tar ett räkneexempel.

Diskantregleringen ska "se in i" en förstärkare med en ingångsimpedans på 100 kohm.

Så kan vi genast få fram R2 och R1. Förstärkarens ingångsimpedans är lika med 100 kohm, varför R2 är 1/10 av 100 kohm, således R2 = 10 kohm.

Spänningsförhållandet, som normalt väljs till 10, blir R1 = 10 · R2 = 100 kohm. Potentiometern ska vara stor i förhållande till R1 och R2, för att man ska få kraftig reglering och väljes därför också till 10 gånger R1 + R2. Närmaste standardvärde är 1 Mohm (1 M = 1000 K = 10^6).

Nu ska vi räkna ut kondensatorerna. Vi kan lätt omforma denna sammansatta konstruktion till våra enkla oreglerade exempel.

Vi tänker oss nu, att potentiometeraxeln vrids ända ned till C2. Diskantöverföringen hos C1 ska nu löpa genom hela potentiometermotståndet på 1 Mohm — det blir inte mycket kvar av signalen. Därför är verkan på C2 maximal, och vi kan låtsas som om konstruktionen bara bestod av R1 och R2 med C2 över — således i verkligheten som Fig. 19.4.

Eftersom vi har använt samma motstånd i exempel 19.8 som i 19.4, får vi samma kondensator på 1,5 nF, om vi väljer samma delningsfrekvens (10 kHz).

Nu vrider vi potentiometern uppåt. C2 blir då utan betydelse, och C1 är i verkligheten parallellkopplad med R1. Övergångsfrekvensen är som tidigare 10 kHz. R1 är 10 gånger så stor som R2 och C1 blir därför 10 gånger så liten — således 150 pF. Vi kan gott räkna ut exemplet:

$$C1 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Zc}$$

$$C1 = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 10^4 \cdot 10^4}$$

$$C1 \approx 150 \text{ pF}$$

Det var alltså rätt.

Gör nu ett försök själv och räkna ut en annan diskantreglering.

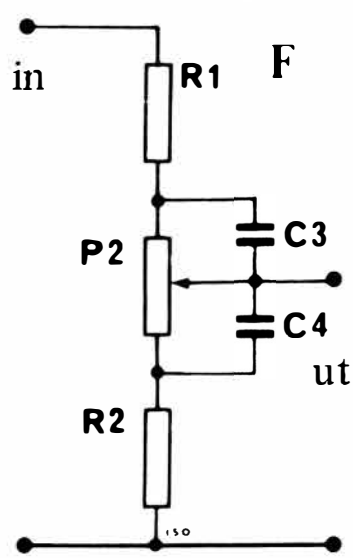


Fig. 19.9

KOMBINERAD BASKONTROLL

På fig. 19.9 ser du en kombinerad baskontroll. Egentligen är den en kombination av fig. 19.5 och 19.6. Sammankopplingen sker med potentiometern 1 Mohm.

Vi väljer samma anslutningsimpedans som för diskantkontrollkretsen, vilket underlättar den direkta sammankopplingen av en kombinerad bas- och diskantkontroll.

Som arbetsfrekvens för baskontrollen väljes 100 Hz.

Motstånd och potentiometrar är de samma som för diskantregleringen. (R1 = 100 kohm, R2 = 10 kohm, P = 1 Mohm). Sedan beräknas C3 efter motståndet R1 och C4 efter R2.

Anledningen till detta val är, att fig. 19.9 motsvarar basökningen på fig. 19.5, när potentiometern står i sitt översta läge, och bassänkningen på fig. 19.6 när potentiometern står i sitt understa läge.

Nu räknar vi ut C3:

$$C3 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R1}$$

$$C3 = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 100 \cdot 10^5}$$

$$C3 \approx 15 \text{ nF}$$

Och C4 beräknas då $Z_{C4} = R2$:

$$C4 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R2}$$

$$C4 = \frac{1}{2 \times 3{,}14 \times 100 \times 10^4}$$

$$C4 \approx 150 \text{ nF}$$

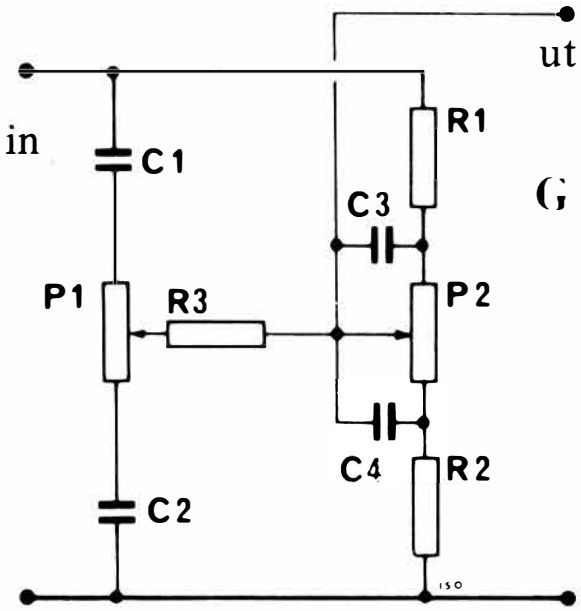


Fig. 19.10

KOMBINERAD BAS/DISKANT-KONTROLL

Om man kopplar ihop fig. 19.8 med fig. 19.9 som visas i fig. 19.10, får vi en kombinerad bas- och diskantkontroll. Motstånden R1 och R2 är gemensamma för både C1 + C2 och C3 + C4. Motståndet R3 minskar diskantkontrollens inverkan på baskontrollen. Ju större motståndet är, desto mindre inverkan, men tyvärr är diskantkontrollens verkningsområde i detta fall mindre. Det är alltså tal om en kompromiss. Uttaget kan också placeras direkt på P1's arm i stället för på P2's arm. Då kommer i stället baskontrollens verkningsområde att reduceras.

Slutligen kan man också fördela R3 på två lika stora motstånd och göra uttaget mitt emellan P1 och P2. Då reglerar man bas och diskant lika mycket.

Hela konstruktionen dämpar signalen 20 dB, varför man nästan alltid kopplar ett förstärkarsteg efter. Eventuellt kan fig. 17.3 schemat eller TE2 användas som förstärkare av signalen.
I stället för att förklara alla beräkningar på nytt, ställer vi upp dem lite mer matematiskt:

Där f_o = övre delningsfrekvensen, 2—10 kHz och
f_u = nedre delningsfrekvensen, 100—500 Hz

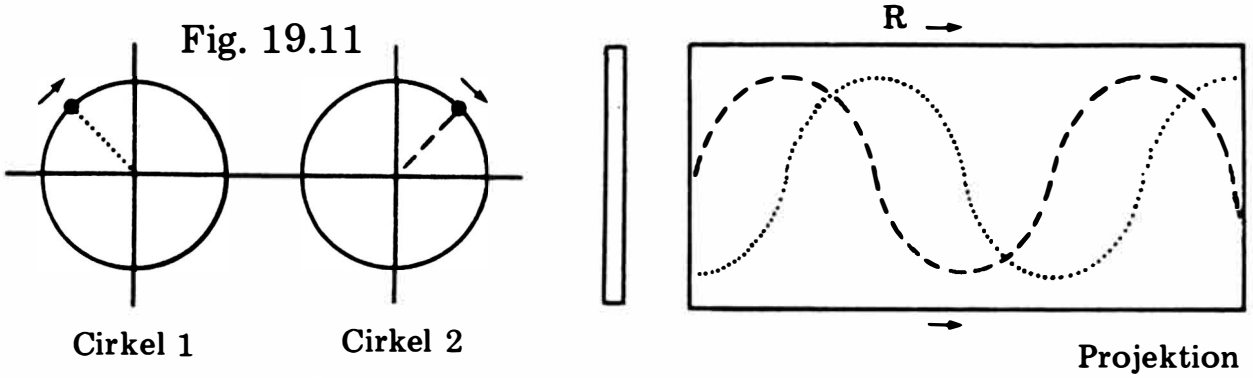
Med detta som underlag kan du själv räkna ut den kombinerade bas- och diskantkontrollen.

FASVÄNDNING

Hittills har vi talat om, att kondensatorns impedans kan liknas vid ett motstånd med en bestämd frekvens.

Detta är emellertid bara halva sanningen. Det sker nämligen mera rent spännings- och strömmässigt — en fasvändning.

Fig. 19.11



Cirkelns projektion på ett plan beskriver en sinuskurva, när planet förflyttas i riktningen R. Cirkelns vektorförskjutning ger en kurvförskjutning.

På fig. 19.11 ser vi, att cirkelns projektion på ett plan bildar en sinuskurva om planet, i form av en pappersremsa, förflyttas i riktning R.

Har vi en cirkel till som vrids i samma hastighet men med annan projektion, får vi en kurva motsvarande den som den första cirkeln gav, men förskjuten. Det stycke, som den ena kurvan är förskjuten i förhållande till den andra, kallas fasskillnad eller fasvändning.

Denna fas kan beskrivas som en enkel gradskillnad mellan den ena och den andra cirkelns projektionspunkt. På den visade projektionsremsan av papper är fasvändningen 90°. Vid 180° är kurvorna direkt motsatta, och om de symboliserade två lika spänningar, skulle dessa kunna upphäva varandra.

Om fasvändningen är noll grader, sammanfaller kurvorna.

Spänningsmässigt arbetar en transistor (i jordad emitterkoppling) på så sätt, att en positiv ändring på basen medför en negativ ändring på kollektorn.

Denna egenskap används för övrigt till motkoppling på så sätt, att en större eller mindre del av den negativa utgångssignalen sändes tillbaka till ingången, där den motverkar (motkopplar) den positiva ingångssignalen.

Om man med en speciell krets kan vända fasen 180% för en bestämd frekvens, och leder denna signal, som när den vänt 180° har skiftat polaritet, tillbaka till ingången, blir ingångssignalen inte motkopplad utan *medkopplad.*

Om medkopplingen är större än 1 gång, råkar konstruktionen i sving. Vi har således fått en tongenerator. Det är detta som egentligen sker på fig. 19.12.

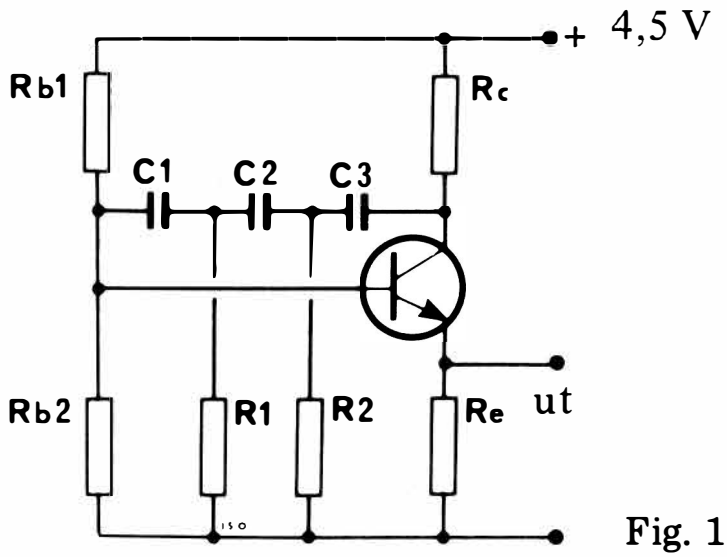


Fig. 19.12 tongenerator

En kondensator vänder fasen 90°. C1/R1, C2/R2 och C3/R3 bildar 3 fasfilter som på fig. 19.1, då filtren är belastade av kringliggande motstånd, begränsas fasvändningen i varje filter till omkring 60°.

3 filter ger därför de erforderliga 180° och tillsammans med transistorns 180° blir vändningen 360°. Så kommer konstruktionen att svänga, om transistorn har tillräcklig förstärkning för att uppväga förlusten i de tre C/R-leden. Svingfrekvensen bestämmes av:

$$F = \frac{0{,}07}{R \cdot C}$$

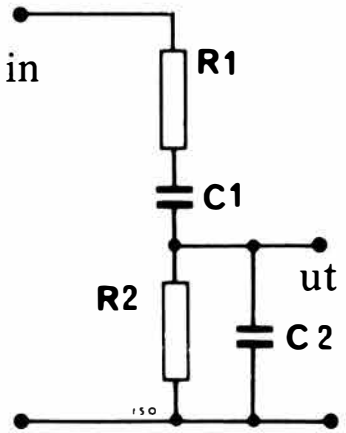


Fig. 19.13 Wien-brygga

För komplett diagram, se AE7 och MI80.

WIEN-BRYGGAN

En Wien-brygga är egentligen en sammankoppling av en diskantsänkning (C1) och en diskanthöjning (C2). Se fig. 19.13. Komponenterna räknas ut för en grundfrekvens. Vid just denna frekvens är fasvändningen 0°. Med hjälp av två transistorer kan man också fasvända 0°. Det betyder, att man kan göra en oscillator med hjälp av en Wien-brygga. Denna konstruktion är speciellt lämplig som tongenerator, då man med en vanlig stereopotentiometer kan justera frekvensen (R1 och R2). Delningsfrekvensen är:

$$f = 0{,}2 : (R \cdot C)$$

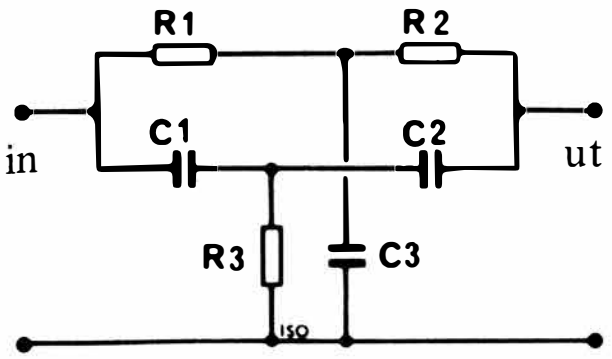


Fig. 19.14

DUBBEL T-LÄNK

För filtrering av enskilda frekvenser kan vi använda en dubbel T-länk. Denna består av tre motstånd och tre kondensatorer. Vid en särskild frekvens dämpar den kraftigt, medan alla andra frekvenser passerar.

Dimensioneringen är följande: R1 = R2 = Z_{C1} = Z_{C2} vid den önskade frekvensen och R3 = 2R1 = Z_{C3}.

I praktiken betyder detta, att R3 är hälften av R1, eller att R2 och C3 det dubbla av C1 eller C2.

Länken kan vara besvärlig att få i funktion. De inbördes värdena ska vara exakta och ingångsimpedansen i nästa steg ska vara hög.

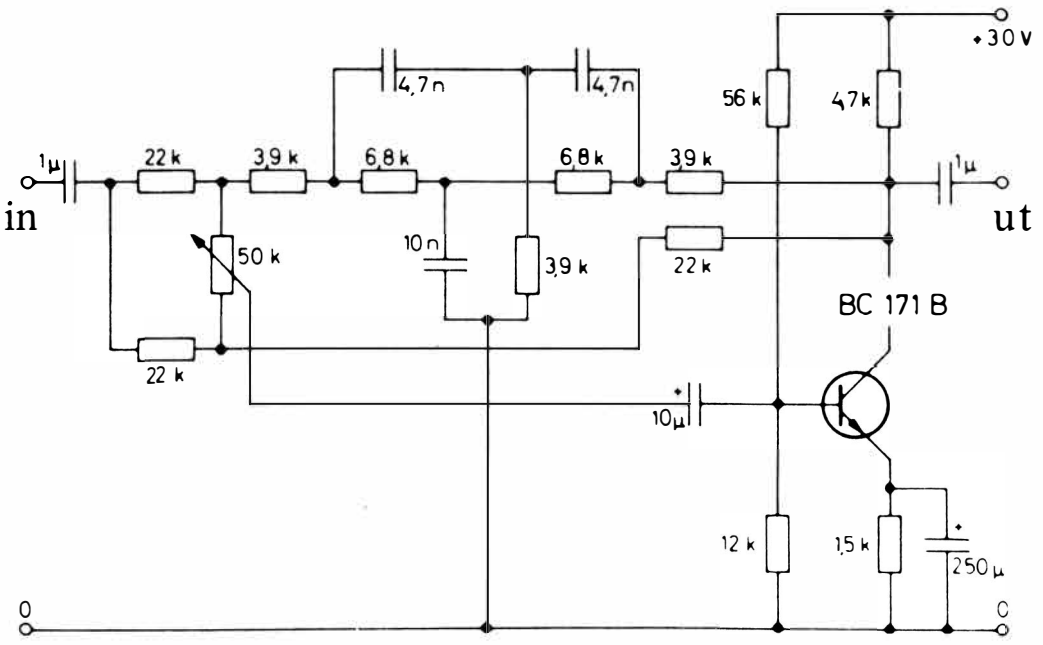


Fig. 19.15 Presensfilter från ITT

PRESENSFILTER

Med konstruktionen på fig. 19.5 kan man reglera frekvensområdets mellanregister. Med en dubbel T-länk inskjuten i transistorns motkoppling elimineras en del av den kraftiga motkopplingen för mellanregistret. Genomgångsförstärkningen är 1, och presensförstärkningen kan regleras mellan 0 och + 12 dB. Filtret är dimensionerat för 2—3 kHz.

Presensfiltret kan kopplas före eller efter en vanlig tonkontroll, och man får då en reglering av mellantonområdet. Flera sådana regleringar, med olika π-led, kan kombineras på sådant sätt, att man får en komplett tonmixer.

Efter ITT Schaltbeispiele, 1972.

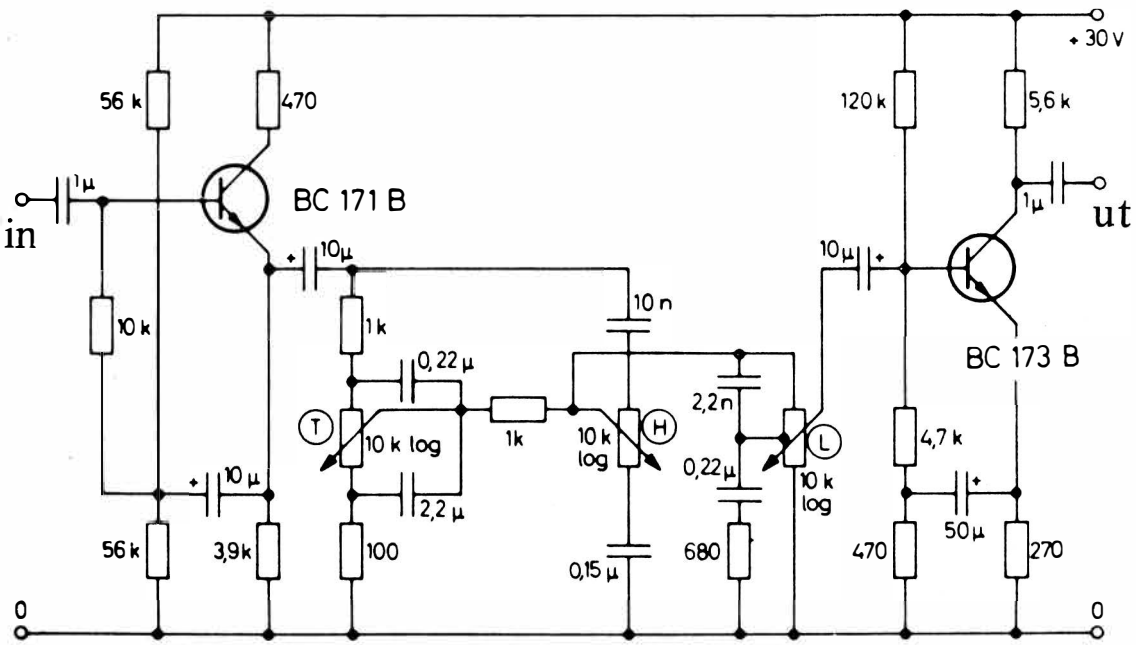


Fig. 19.16 Tonkontroll från ITT

TONKONTROLL MED FÖRSTÄRKNING

Även denna konstruktion kommer från ITT Schaltbeispiele, 1972. Se fig. 19.16. Transistorn BC 173B uppväger den förlust som uppstår i tonkontrollen, och BC 171B förstärker ingångsnivån från tuner eller band (ca 100 mV) omkring 10 gånger, så att utgångssignalen på omkring 1 volt kan utstyra en utgångsförstärkare.

Uppgift 1

Överför en kondensator bäst

Bastoner	A ☐
Diskanttoner	B ☐

Uppgift 2

Spärrar en kondensator för diskant, om den är kopplad som på

Fig. A	A ☐
Fig. B	B ☐

Fig. A

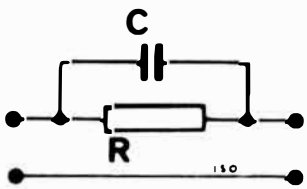
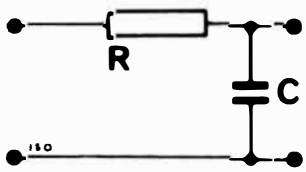


Fig. B



Uppgift 3

Vi vill konstruera ett filter för bashävning, som ökar basen tio gånger. Först sänkes hela signalnivån tio gånger, därefter ökas basen men inte mellan- och diskantregistren, till startnivån ($Z_C = R$)

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Z_C} \qquad R = 10 \text{ kOhm}$$

Hur ska C vara, för att ge en basökning från 160 Hz?

680 nF	A ☐
100 nF	B ☐
1000 nF	C ☐

Uppgift 4

Vi ska göra en RC-oscillator på 530 Hz. Det skall gå en ström på 1 mA i kollektorn, β lika med 100, vilket ger en basström på 10 uA.
Vid en batterispänning på 4,5 V, 0,5 V över emittermotståndet och 2 V över transistorn, får vi 2 V över kollektormotståndet.

$$R_c = \frac{U}{I} = \frac{2V}{1mA} = 2 \text{ kohm}$$

$$R_e = \frac{U}{I} = \frac{0,5V}{1 \text{ mA}} = 470 \text{ ohm}$$

Från plus till bas har vi 3,3 V.

För stabilitetens skull väljs strömmen i bas-spänningsdelaren 10 gånger större än själva basströmmen, alltså 0,1 mA. Det ger två motstånd.

$$R_{b1} = \frac{U}{I} = \frac{3,3V}{0,1mA} = 33 \text{ kohm}$$

$$R_{b2} = \frac{U}{I} = \frac{1,2 \text{ V}}{0,1mA} = 12 \text{ kohm}$$

För att frekvensen ska bli rätt, måste de andra motstånden i RC-kretsen vara ca 10 kohm, liksom R_{B1} och R_{B2} är parallella.
Hur stor ska kondensatorn vara för att frekvensen skall bli 466 Hz.

1 nF	A ☐
15 nF	B ☐
1,5 nF	C ☐

Uppgift 5

Vi vill filtrera bort rumblefrekvensen * på et grammofonverk med en T-länk. Rumblefrekvensen är 30 Hz och R1, R2 skall vara 10 kohm (och R3 5 kohm).
Hur stora kondensatorer ska vi välja?

220 nF och 470 nF	A ☐
470 nF och 1 nF	B ☐

*: Obehagligt bullrande ljud som kan uppstå vid avspelning av grammofonskivor. Ljudet kommer från grammofonverkets motor och denna mekaniska förbindelse med skivtallriken och uppfångas av pickupen.

AKUSTISKA KOMPENENTER

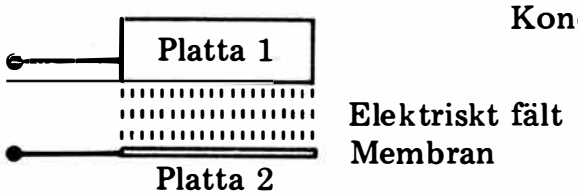
Akustiska komponenter omvandlar mekaniska svängningar till elektricitet eller omvänt. De viktigaste är mikrofoner, högtalare och pickuper.

När vi kastar en sten i vattnet bildas vågor. Samma sak sker, när vi hör en knall. Ljudvågen (i verkligheten tryckvågor) breder ut sig. Sådant som träffas av tryckvågorna börjar röra sig i takt med vågorna. Ju lättrörligare ett ämne är, desto större blir utslaget.

MIKROFONEN

En mikrofon ombildar ljud till elektricitet. En mikrofon kan bestå av ett lätt membran med en liten spole. Spolen vilar i ett magnetfält, och om spolen rör sig, uppstår elektrisk spänning som förstärks och matas till en högtalare.

Mikrofoner förekommer i många prislägen, karakteristiker och funktioner. Bra mikrofoner är i regel dynamiska med njur- eller kulkarakteristik, men i professionella sammanhang används ofta kondensatormikrofoner. Dessa har variabel karakteristik.



Kondensatormikrofon Fig. 20.1

KONDENSATORMIKROFONEN

Kondensatormikrofonens konstruktion framgår av fig. 20.1.

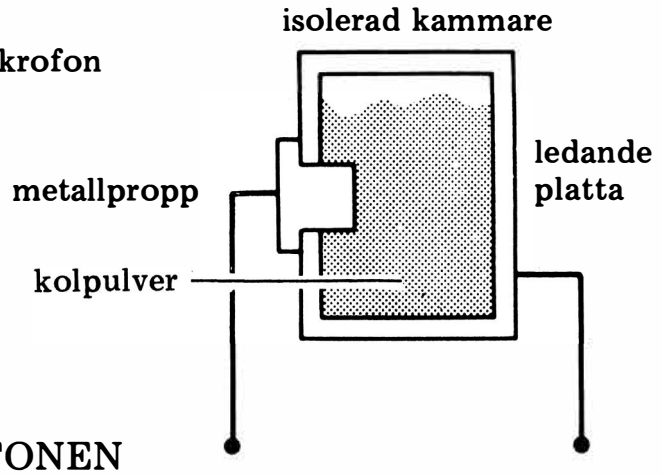
Detta är den mikrofontyp som ger det bästa frekvensområdet. 20—20.000 Hz med mindre än 1 dB avvikelse är ingenting ovanligt.

En kondensatormikrofon ska ha en polariseringsspänning på mellan 100 och 400 volt mellan plattorna.

När detta elektriska fält ändras, ändras också spänningen över plattorna. Fältet ändras vid akustisk påverkan av det mycket tunna membranet. Utgångsspänningen är ofta omkring 1—10 mV. Då en kondensatormikrofon har mycket hög impedans, bör man ansluta mikrofonen till en fältereffektförstärkare (med minst 100 Mohm ingångsimpedans), som bör anbringas mycket nära själva kapseln (1—5 cm). Detta gör kondensatormikrofonen till en "dyr affär".

Känsligheten kan ändras från kul- till njurkarakteristik genom ändring av polariseringsspänningen.

Fig. 20.2 Kolkornsmikrofon



KOLKORNSMIKROFONEN

Fig. 20.2 visar schematiskt en kolkornsmikrofon.

Kolpulvret är löst inlagt i ett isolerande plasthölje. Membranet, som ska påverkas akustiskt, är en tunn kol- eller metallpropp. När membranet påverkas, råkar kolpulvret i rörelse och motståndet däri ändras. Om man då sänder en ström genom mikrofonen, kommer spänningen över den därför att ändras.

Utgångsspänningen är på omkring 600—1000 mV. Således mer än tillräckligt för att driva en hörtelefon utan extra förstärkning.

Frekvensområdet ligger mellan ca 400 och 2000 Hz med resonanser och utsving till ± dB ("telefonklang").

Om kolkornsmikrofonen ska användas till modulering av exempelvis en sändare, bör den förspännas med en ström på omkring 10 mA.

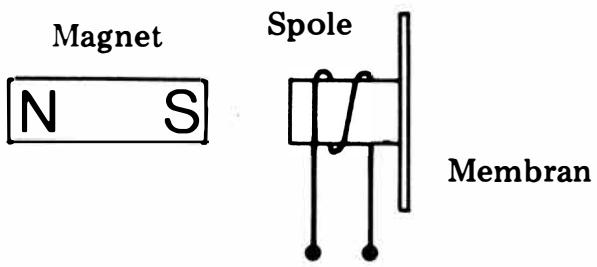


Fig. 20.3

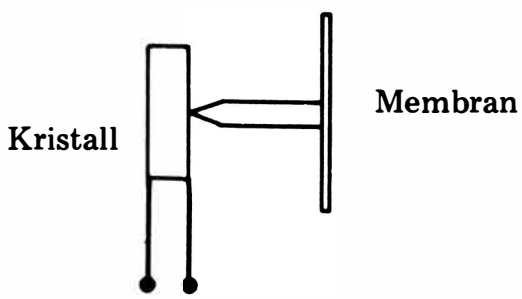
Dynamisk mikrofon

DYNAMISK MIKROFON

En dynamisk mikrofon är normalt uppbyggd på samma sätt som en högtalare, se fig. 20.3.

Membranet, som är synnerligen tunt, är monterat på en liten, lätt spole. Spolen är placerad i ett magnetfält.

Magneten är utformad som en rund E-kärna med permanent magnetism. Utgångsspänningen från en dynamisk hi-fi mikrofon ligger mellan 0,5 och 2,0 mV max.



Kristallmikrofon Fig. 20.4

KRISTALLMIKROFONEN

När en PIZO-kristall bockas eller böjes uppstår en utgångsspänning som står i proportion till böjningen.

Om mikrofon-membranet kopplas mekaniskt till en sådan kristall, kommer den att böjas helt lite. Därvid avges en spänning på mellan 1 och högst 100 mV.

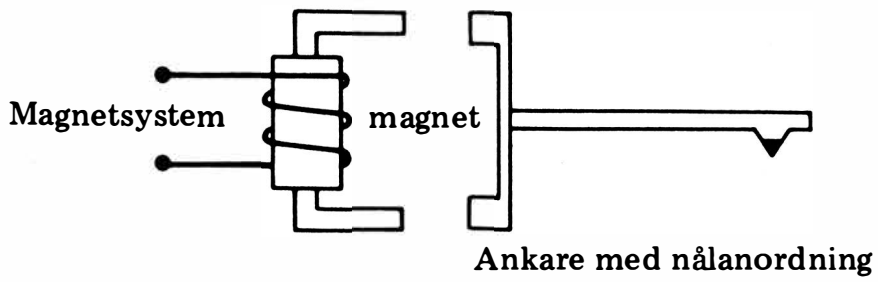
Den kvalitet man får med en kristallmikrofon är ganska låg. Ett frekvensområde på mellan 200 och 3000 Hz (± 3 dB) är typiskt.

NÅLMIKROFONEN (PICKUP)

Nålmikrofonen är konstruerad för att omvandla mekaniska rörelser i skivtallrikens spår till en svag elektricitet som kan förstärkas.

De vanligaste nålmikrofonerna är av kristall-, keramisk-, dynamisk- eller fotoelektrisk typ. De båda sistnämnda är vanligast på grund av den höga kvaliteten.

Fig. 20.5 Dynamisk pickup



DYNAMISK PICKUP

Den dynamiska pickupen är i dag den mest använda tack vare hög kvalitet och förhållandevis lågt pris.

Av fig. 20.5 framgår, hur en dynamisk standard pickup fungerar. Framför ett permanent magnetiskt järnankare med spole är ett litet järnkors arrangerat. När järnkorset rör sig, induceras en helt svag spänning.

Spänningen är på 2 till max. 8 mV vid 1000 Hz.

Spänningstoppar på 100 mV är dock inte ovanliga, när pickupen sänks ned på skivan.

Anslutningsimpedansen för sådana pickuper ligger mellan 2 och 50 kohm.

Kvaliteten står stort sett i proportion till priset och det finns dynamiska pickuper i prislägen från 100 till 1000 kr. Man bör dock tänka på, att vissa östasiatiska pickupmodeller för mellan 200 och 300 kr. kan motsvara europeiska eller amerikanska i 1000 kr-klassen. Frekvensområdet för en bra pickup ligger mellan 20 och 20.000 Hz ± 3 dB.

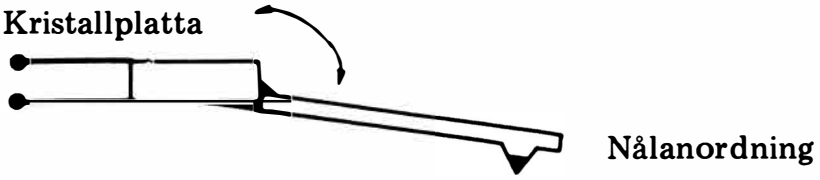


Fig. 20.6

KRISTALL-PICKUP

När en pizoelektrisk kristall böjes, uppstår det en spänning över den. Pickupnålen anbringas på så sätt, att kristallen böjes maximalt. Utgångsspänningen är då maximalt 500—1000 mV över 470 kohm anslutningsimpedans. Använder man en lägre anslutningsimpedans, faller spänningen. En kristall-pickup åldras genom uttorkning inom loppet av ca två år. Utgångsspänningen faller då våldsamt på grund av fuktighet.

Kristall-pickupens frekvensområde och distorsionsvärden är väsentligt sämre än motsvarande hos den dynamiska pickupen.

Den keramiska pickupen påminner till sin konstruktion om kristall-pickupen, men kvalitet och utgångsspänning motsvarar den dynamiska. Tyvärr gäller detta också för priset.

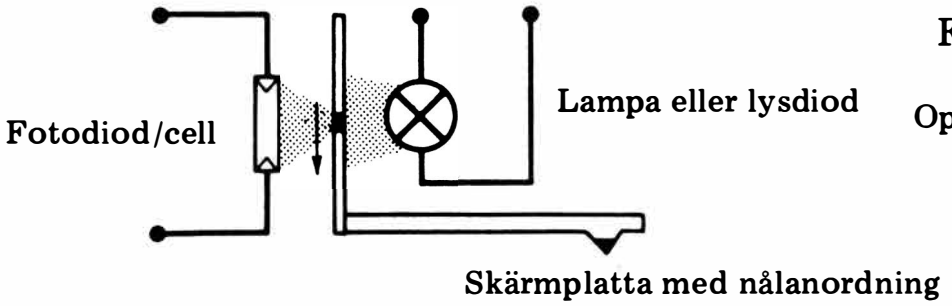


Fig. 20.7

Optisk pickup

OPTISK PICKUP

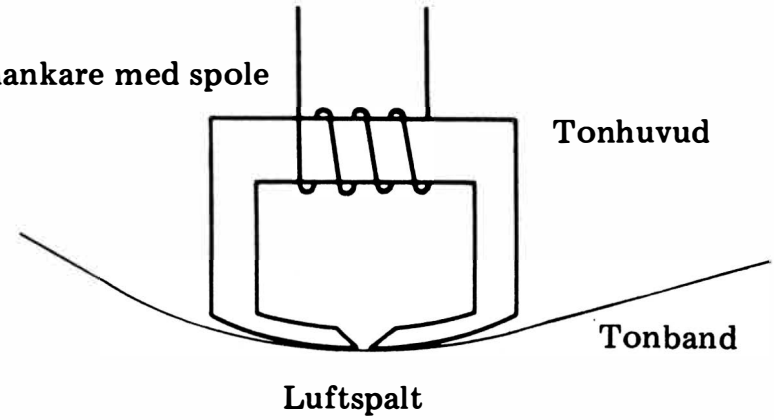
Den mest spännande nyheten inom pickupområdet på senare år, är den optiska pickupen.

Med hjälp av en lampa eller, ännu bättre, en lysdiod, alstras en spänning över en fototransistor, fotomotstånd eller fotocell.

Då man med en fototransistor kan få en verkligt hög utgångsspänning vid en mycket liten avskärmningsändring, betyder detta, att pickupen kan avge upp till 1000 mV utan problem med distorsion eller frekvenskurvans linjäritet.

Den höga utgångsspänningen är en fördel, eftersom man kan få brusfriare återgivning med en förstärkare, vars känslighet är 1000 mV i stället för 5 mV.

Fig. 20.8



TONHUVUDET

Tonhuvudet har till uppgift att omvandla de svaga magnetiska informationer, som kan lagras på ett tonband, till elektriska spänningar. Se fig. 20.8. Själva kärnan är av omagnetiskt järn eller ferrit och har formen av ett nästan slutet U. Själva spalten är inte bredare än 1—10 milliondels meter. Spolen är lindad kring kärnan och har normalt en impedans av 200 ohm.

Utgångsspänningen är ca 0,5—3 mV maximalt vid 1000 Hz.

Tidigare tillverkades tonhuvuden mest av järn, men i dag kan man göra bättre och betydligt mera hållbara tonhuvud med glas/ferrit.

HÖGTALAREN

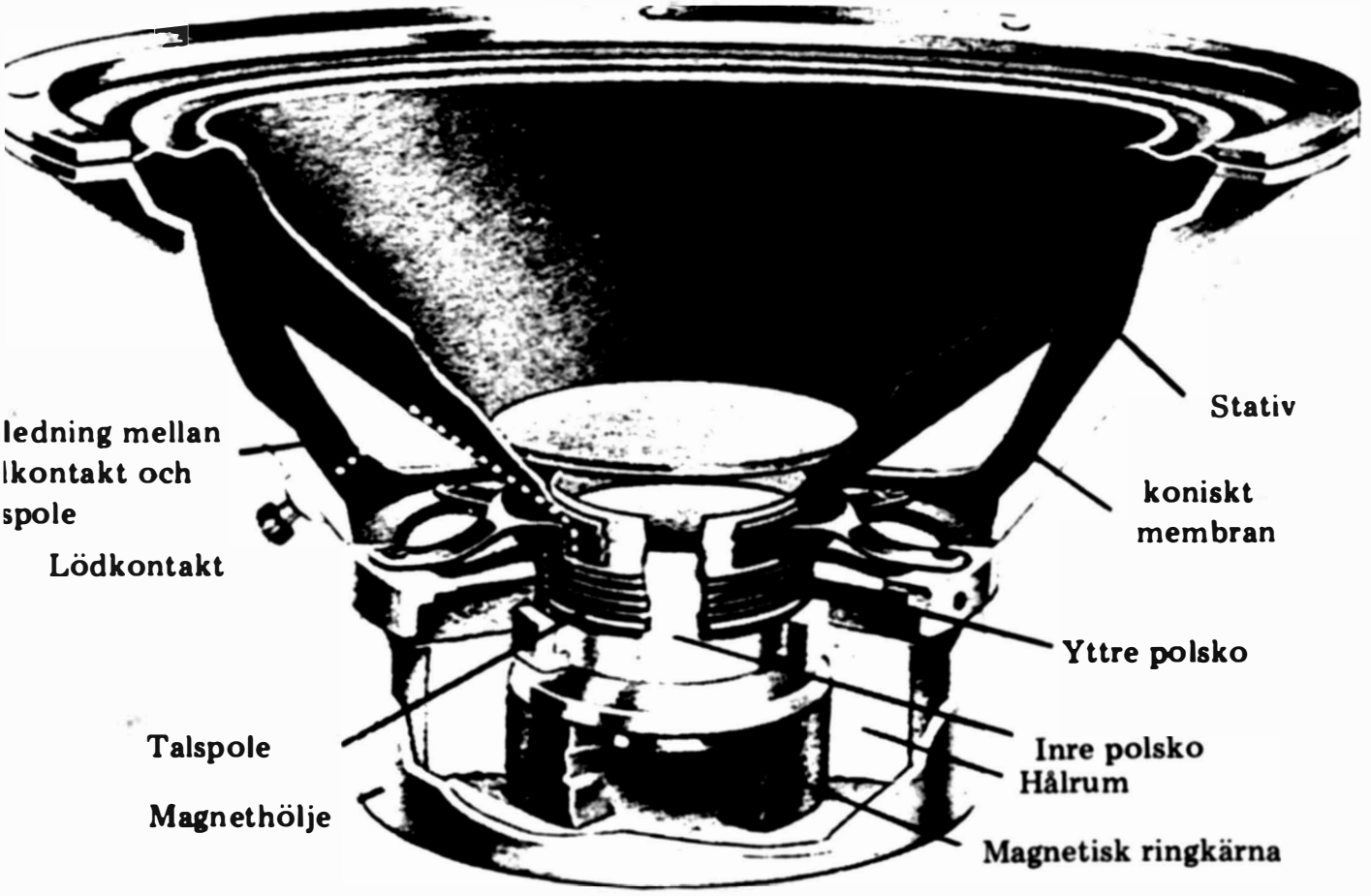
Högtalaren är en ljudgivare. Den är uppbyggd kring ett lättrörligt membran med en påklistrad svingspole. Spolen är omgiven av ett kraftigt magnetfält och rör sig därför, om vi skickar en ström genom den.

Om membranet är stort, kan det bara följa med vid låga frekvenser, exempelvis upp till 1000 Hz, men detta är nödvändigt, eftersom god musikåtergivning fordrar, att även de lägre frekvenserna kommer med.

Ett litet, tunt membran av hårt material kan användas för höga frekvenser. Ett exempel på detta är den s.k. dome-högtalaren eller dome-tweetern som kan återge toner upp till 25,000 Hz med stor exakthet.

Ett komplett högtalarsystem ska kunna återge frekvenser från 20 till 20.000 Hz. För att lyckas med detta, måste vi använda flera högtalare, ofta tre — bas, mellantons- och högtons- eller diskanthögtalare — och förse systemet med ett delningsfilter, så att varje högtalare får ta hand om sin rätta del av signalen.

En högtalare kan också vara elektrostatisk. Egentligen kan man likna den vid en kondensatormikrofon, men i stället för att få spänning *från* den, sänder den spänning *till* den.



Vanlig elektrodynamisk högtalare i genomskärning. Mellan de båda polerna i magnetfältet rör sig talspolen, som sätter det koniska membranet i rörelse.

Spänningen måste transformeras upp till omkring 8000 volt, vilket sannolikt hjälper till att fördyra den elektrostatiska högtalaren till det nästan "osäljbara".

DELNINGSFILTER

En ensam högtalare kan inte återge alla toner med samma kraft. Man använder därför i regel flera högtalare, ofta tre, varvid en högtalare tar över, när en annan inte kan följa med längre. Det räcker inte att bara kombinera tre olika högtalare i en parallellkoppling. Det skulle bara ge bortkastad effekt i två av högtalarna, som förblir tysta.

Man måste använda ett delningsfilter som skickar bastonerna till bashögtalaren, mellantonerna till mellantonhögtalaren og de höga tonerna till dome-tweetern.

Schemat här visar hur:

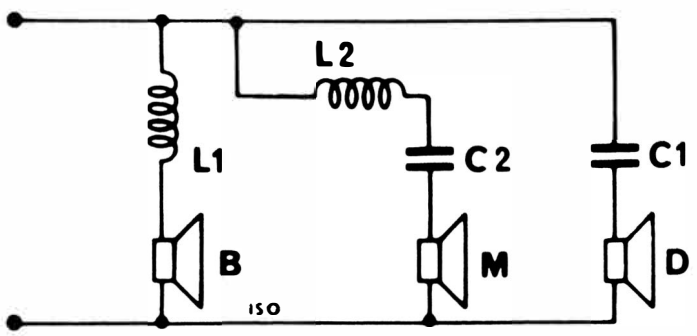


Fig. 20.12

Se även delningsfilter LF 414 — 438, bak i boken.

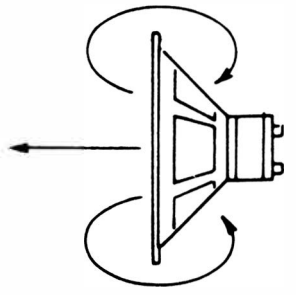
Bastonerna passerar lätt den lilla spolen L1, som är stor nog att spärra för mellan- och diskanttoner. Diskanttonerna är tillräckligt snabba för att passera en liten kondensator C1, som spärrar för mellan- och bastoner. Slutligen är mellantonhögtalaren placerad framför en kondensator och spole i seriekoppling. Här kan enbart mellantonerna passera.

Man kan också nöja sig med bara två högtalare och ändå få hygglig hifi-återgivning. Funktionen är nästan densamma som vid trevägs-delningsfiltret, men i det här fallet får bashögtalaren ta hand om mellanregistret också.

Följande komponenter kan användas, men det kan löna sig, att experimentera lite för att den vägen komma fram till rätt "sound".

Bas-högtalare AD 12100/W4
Mellan-högtalare AD 5060/W4
Diskant-högtalare AD 0160/T4
L1 = 6,4 mH, 100 varv 1,0 mm Cu över 10 mm Ø
L2 = 1,2 mH, 25 varv, 1,0 mm Cu över 10 mm Ø
C1 = 20 uF bipol.
C2 = 60 uF bipol.
Delningsfrekvenser ca 500 och 2000 Hz.

Fig. 20.13 Högtalare



En högtalare utan låda "säger ingenting". Övertrycksvågor från frontsidan löper runt kanten och utjämnas med undertrycksvågor.

HÖGTALARKONSTRUKTION

Lika viktig som högtalaren är den låda den är inbyggd i. Endast rätt låda kan ge rätt klang. Det är omöjligt att beräkna en högtalarlåda korrekt, så att den låter lika bra under alla förhållanden. Man måste acceptera en del kompromisser.

Vi kan göra en bra högtalare genom att använda 2—3 högtalarelement med delningsfilter, en stor låda med minst 50 liters rymd och en bra fyllning med mineralull. Ju större man kan göra högtalarlådan, desto bättre blir basklangen. En högtalare utan låda kan inte återge bastoner. Detta beror på att bastonerna löper utanför membrankanten och kortsluter sig själva. Om högtalaren placerades på en oändligt stor platta, skulle vi få idealisk återgivning.

Detta att basen kortsluter sig själv, kräver en förklaring. När högtalaren (bas) rör sig framåt, uppstår det övertryck på framsidan och undertryck på baksidan. Övertrycket på framsidan kommer då att löpa ut över högtalarens kant och utjämna trycket på baksidan. Det vill säga, att tryckvågen inte utbreder sig framåt utan kortsluter i basområdet.

Vid högre toner är avstånden mellan tryckvågorna små och en ensam våg hinner inte utanför högtalarkanten förrän en ny är på väg. Genom att göra högtalarkanten större, måste en ton löpa längre och hinner kanske inte runt och ut på baksidan förrän högtalaren rör sig åt motsatta hållet. Här träffar övertrycket ett annat övertryck och försvinner alltså inte.

Vi kan ta reda på längden hos en ljudvåg, om vi känner ljudets hastighet och frekvensen. Den lägsta frekvens vi kan höra, 20 Hz, ger:

$$\text{Frekvens f} = \frac{300}{\text{våglängden}}$$

$$f = \frac{300}{\lambda}$$

Följande gäller också:

$$\lambda = \frac{300}{f}$$

och i vårt exempel:

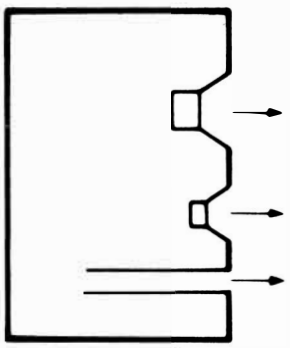
$$\lambda = \frac{300\ \text{m}}{20\ \text{Hz}} = 15\ \text{m}$$

Denna längd utgör avståndet från ett övertryck till närmast följande övertryck. Då fasskillnaden i en högtalare är 180 grader från framsida till baksida, måste vi göra högtalarkanten $\lambda/2$ meter, så att våglängden, som vår lägsta ton skall genomlöpa, ger 180 graders fasförskjutning till utjämning av högtalarens 180 graders fasförskjutning.

Då ljudet ska löpa både längs ovankanten och längs nedankanten av skärmen, behöver skärmens radie bara vara $\lambda/4$, eller i vårt inledningsexempel 3,75 meter.

BASREFLEXHÖGTALAREN

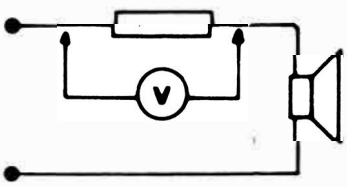
Vid beräkning av en högtalarlåda skulle det alltså vara bäst, om ljudet fått löpa 7,5 meter. Detta är givetvis en orealistisk längd. I praktiken gör man normalt lådan med en spalt och eventuellt med en inbyggd labyrint. En sådan låda kallas "basreflex-låda". Spalten är ofta utformad som en lutande låda för att basresonansen ska verka över ett större frekvensområde.



Basreflexlåda, där högtalarens bakåtstrålning fastvändes på grund av den långa väg ljudet måste från högtalarens baksida till öppningen i fronten.

Fig. 20.14. Basreflexlåda

Denna form av högtalare har under ett antal år varit den mest använda. Högtalare av denna typ har mycket god frekvensgång och verkningsgrad. Storleken är dock ett problem. För en basreflexlåda använder man en bashögtalare med en nedre frekvensgräns vid ca 20 Hz, och reflexlådan ska utföras så, att den har resonansfrekvens av samma storlek. Utförandet finner man enklast genom att pröva sig fram. Man kan mäta resonansfrekvensen med en tongenerator, en förstärkare och en AC-voltmätare enligt följande schema:
R1 = 4—16 Ohm



Mätmetod för bestämning av en högtalares resonansfrekvens med en tongenerator, en voltmeter och en linjär förstärkare.

Fig. 20.15 Mätning av högtalarsystemets resonansfrekvens

MÄTNING AV RESONANSFREKVENS

Det är klart, att både förstärkare och tongenerator ska vara linjära vid 15 Hz. Vid resonansfrekvensen hos högtalare eller lådor, kommer spänningen att falla över R1. Träffar lådan och högtalaren samma frekvens, utjämnar de varandra och basområdet blir i det närmaste linjärt.

Känner man högtalarens resonansfrekvens från databoken, kan man snabbt se, vilken resonansfrekvens lådan har — det blir nämligen den andra resonansen. Om högtalaren i lådan har en resonans på 40 Hz och man avläser spänningsfall på AC-voltmätaren vid t.ex. 40 och 80 Hz, är lådans resonansfrekvens 80 Hz. Lådan måste då göras större eller förses med en labyrint eller en port med klaff.

Anledningen till att spänningen stiger över motståndet R1 är att högtalaren får större impedans vid resonans. Detta ger lägre spänning över R1.

TRYCKKAMMARHÖGTALAREN

Den mest utbredda högtalartypen är den s.k. tryckkammarhögtalaren, som även i litet format kan ge en rimlig basåtergivning. Tryckkammarhögtalarens element har ett särskilt lättrörligt membran. Lådan är lufttät och den instängda luftmassan verkar som en fjäder på högtalarmembranets rörelser. Detta ger tillsammans med fyllningen av mineralull en god dämpning av resonansfrekvenserna.

VERKNINGSGRADEN

Till och med helt små lådor ger på så sätt användbart ljudtryck i basområdet, även om det i fråga om ren och oförvrängd ljudåtergivning inte når upp i klass med reflexhögtalaren. En vanlig mindre tryckkammarhögtalare har en verkningsgrad på 1—3 procent, medan en reflexhögtalare kan avge 10—50 procent av den tillförda effekten som ljud. Om en högtalare med 1% verkningsgrad ska kunna återge en symfoniorkester med naturlig styrka, krävs 4000 W. Nu kan man i ett bostadsrum nöja sig med 400 W vid 1% verkningsgrad, eftersom så höga ljudtryck som 4000 W är sällsynta,

men 400 W är också mycket. Om vi i stället använder en högtalare med 25% verkningsgrad, räcker en utgångseffekt på 16 watt, vilket är mera rimligt för återgivning av symfonisk musik.

Kvalitetshögtalaren enligt basreflexprincipen, t.ex. från Lansing, har också en verkningsgrad på nära 30%.

HORNHÖGTALAREN

Hornhögtalaren är konstruerad enligt en akustisk princip som vi känner från orgelpipan.

Ett rör har, beroende på längden, en viss resonansfrekvens. Om den ena öppningen blockeras, kommer luftmassans komprimering att svänga kraftigt, medan rörelsen är praktiskt taget noll. I andra ändan, som är öppen, har vi liten komprimering men stor rörelse. Om högtalaren är anbringad i den slutna ändan och har samma resonansfrekvens som röret, kommer membranets rörelse att bromsas vid resonans, och vi får ett rakt tonområde i basen.

Vid vissa tidpunkter kommer det att uppstå kraftiga rörelser i rörets motsatta ända. Är rörets öppna del böjd utåt, sprids resonansfrekvensen över ett stort område och vi får en fyllig bas som sitter fint i ryggen. Verkningsgraden är upp emot 50% men är beroende av den använda högtalaren och lådans utformning.

Det är mycket svårt att bygga en hornlåda för de lägsta frekvenserna (20 Hz), eftersom det beräkningsmässigt ska vara 16 meter långt och ha en öppningsdiameter på 4 meter.

Så här kan en hornhögtalare se ut i genomskärning:

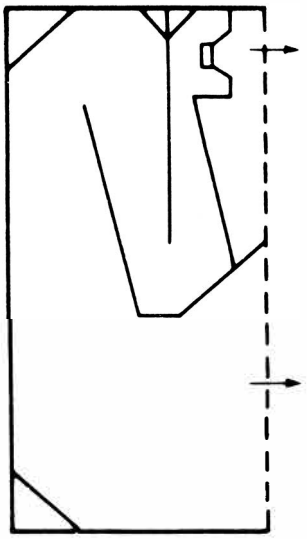


Fig. 20.16

75×40×30 CM

Exempel på en hornlåda med AD 9710M från Philips

Uppgift 1

En man avfyrar ett kanonskott mitt i en trafikrondell. Vid de fyra vägarna från rondellen mot norr, öster, söder och väster står en bil, en pappskärm, en 4 mm järnplåt och ett stycke uppspänt aluminiumfolie. De är alla ungefär lika stora och har placerats med nord-sydlig längdriktning. Vilken rör sig mest? Möjligheterna anges efter avtagande rörelse och betecknas med väderstrecken.

Norr och söder	A ☐
Väster och öster	B ☐

Uppgift 2

Varför har en dynamisk mikrofon inte magneter på membranet och fast spole?

Därför att	Spolen tar mindre plats än magneten	A ☐
	spolen är lättare än magneten	B ☐
	spolen kan ha fler vindlingar	C ☐
	jo, detta utförande är också möjligt	D ☐

Uppgift 3

Vad begränsar en mikrofons frekvensområde?

Ett begränsat membran A ☐
Spolens vikt B ☐
Magnetens styrka C ☐
Spolens storlek D ☐

Uppgift 4

Varför kan en ensam högtalare inte återge alla frekvenser?

Därför att Det är opraktiskt A ☐
Den skulle bli för stor B ☐
Låga frekvenser kräver stort membran, höga små C ☐
Fabriken vill sälja fler högtalare D ☐
Låga frekvenser kräver större effekt än höga E ☐

Uppgift 5

Vad beror kvalitetsskillnaden hos pickuper på?

Det är pickuptypen som gör skillnaden (kristallens egenskaper kontra induktion eller ljusvariationer). A ☐
En bra kristallpickup skulle bli för dyr B ☐
Nålen på en kristallpickup sitter hårdare fast än på en dynamisk eller optisk pickup C ☐

Uppgift 6

Varför är det i regel basen som skapar problem, när man ska bygga en högtalarlåda?

Därför att
tonens våglängd ska vara av samma storleksordning som avståndet mellan högtalarens fram- och baksida A ☐

Basens våglängd kräver mera plats B ☐
Klangbilden hos en baston är "fetare" och kräver mer plats för att komma till sin rätt C ☐

Uppgift 7

Varför använder man tre olika högtalare i samma låda?

För att få större effekt A ☐
För att frekvensområdet ska bli större B ☐

Uppgift 8

Vilka toner återger en dome-tweeter

Höga	A ☐
Låga	B ☐

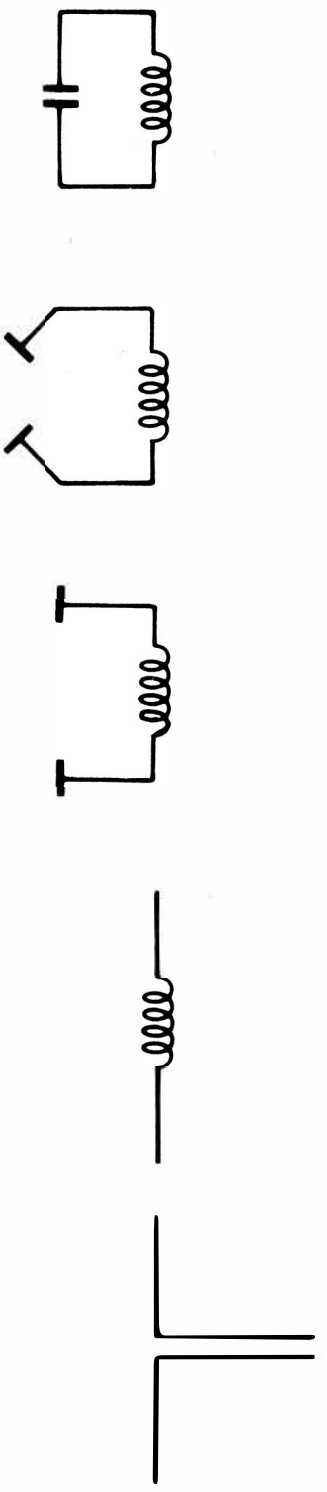
Uppgift 9

Varför använder man en spole i serie med bashögtalaren?

För att ta bort diskanten	A ☐
För att leda basen till bashögtalaren	B ☐

FREKVENS OCH VÅGLÄNGD

Fig. 21.1



Antennens uppgift är att fånga in de radiovågor radiostationerna sänder ut. För att mottagningen skall bli god, bör antennen passa till sändarens frekvens.

Radiovågor är elektriska (och magnetiska) vågor som breder ut sig med ljusets hastighet på samma sätt som ringar på vattnet. (Hastighed 3.10^8 m/s).

Frekvensen anger antalet vågor som passerar per sekund. Detta antal vågor är jämnt fördelat över 3.10^8 m (som första vågen genomlöper på en sekund).

Delar man denna sträcka med antalet vågor, får vi fram längden på en enskild våg:

$$\lambda = \frac{300.000.000}{f} \text{ (m)}$$

f är frekvensen och λ våglängden

Vi gör om formeln lite. Det är lättare att räkna med MHz.

$$\lambda = \frac{300}{f\,(\text{MHz})} \text{ (m)}$$

I en parallellsvängningskrets är kondensator och spole anpassade till en viss frekvens. Om kondensatorn vecklas ut i stavar som visas på figuren, får vi en svängningskrets som nu är känslig för yttre elektriska svängningar. Resonansfrekvensen är given genom stavarnas längd på så sätt att varje stav skall ha en längd av 1/4 λ. En sådan antenn kallas dipol.

För mellan- och långvåg måste vi med hänsyn till antennstorleken använda jorden som den ena polen och några meter ledningstråd som den andra.

ANTENNKONSTRUKTIONER

Antennens grundelement är dipolen. Genom att förse en dipol med reflektor och direktorer uppnås större känslighet (TV-antenner).

Reflektorn sitter bakom dipolen och återkastar signalen, medan direktorerna monterats framför med uppgift att dra den till sig.

För god mottagning krävs bestämd avstånd och längder. Reflektorn ska monteras 1/8 λ bakom dipolen och vara 5% längre. 1' direktor skall monteras 1/8 λ framför dipolen och vara 5% kortare. De efterföljande direktorernas avstånd och längder ska hela tiden avtaga med 5% i förhållande till framförvarande.

Reflektorn och en direktor ger två gångers förstärkning.

Varje 4-dubbling av antalet direktorer fördubblar antennens känslighet.

Ju större förstärkningen är i en antenn, desto starkare är dess riktningsverkan.

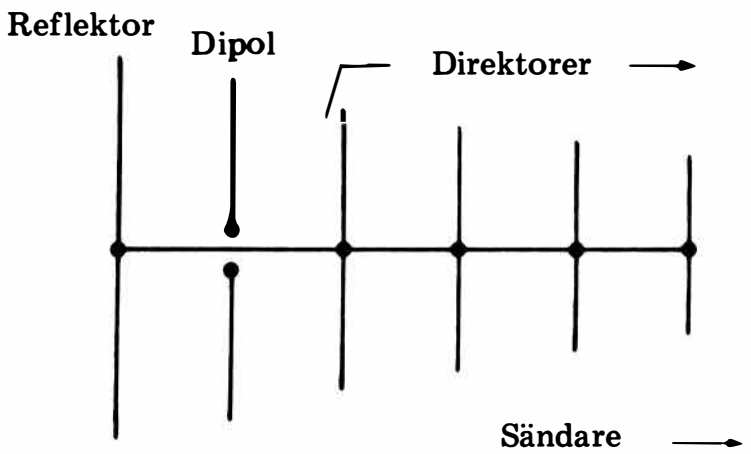


Fig. 21.2

Uppgift 1

Hur lång ska en 1/4-vågsantenn vara för att ta in Luxemburg på kortvåg bäst? (Luxemburg sänder på ca 6 MHz)

50 mtr A ☐
12,5 mtr B ☐

Uppgift 2

Räkna ut en dipol för 100 MHz. Om det ska stå en halvvåg över hela dipolen, hur långa blir då de båda kortvågsstavarna tillsammans?

1,5 mtr A ☐
3 mtr B ☐

AM OCH FM MODULATION

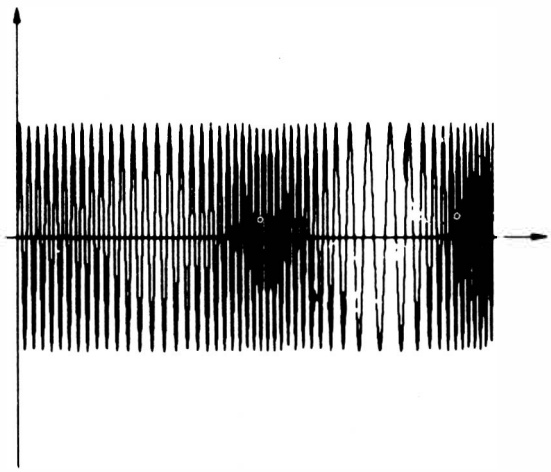
Radiovågor är snabba elektriska svängningar av hög frekvens (HF). En "ren" radiovåg utan tal och musik kallas *bärvåg*. Vågen är nödvändig för att vi ska kunna *bära* en signal längre än den kan höras.

En ren bärvåg kan höras som en "tom" station och "säger" således ingenting. För att få överfört en signal, måste vi variera bärvågens utseende och sedan mäta ändringarna i mottagaren. Dessa ändringar i bärvågen kallas modulation och är direkt hörbara som signalen från sändaren.

En bärvåg kan moduleras på flera olika sätt. Radiomottagare är inställda för mottagning av de två sätt som vi kallar AM och FM.

AM är en förkortning för amplitud-modulation. HF-svängningarna varierar i styrka (amplitud) i takt med den signal vi modulerar med. Se figurerna. Nästan alla vanliga radiostationer på lång- mellan- och kortvågsbanden till 30 MHz är AM-modulerade.
MHz er AM-modulerede.

FM-modulerad bärvåg



AM-modulerad bärvåg

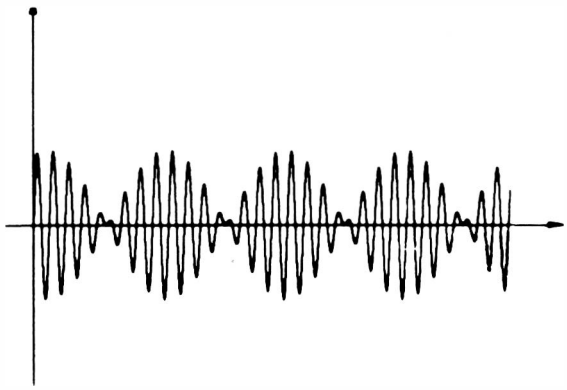


Fig. G 22.1

Dock sändes TV-bilden med AM-modulation och TV-ljudet med FM-modulation.

Vill du veta mer om HF-teknik och andra modulationsformer, kan vi hänvisa till landets amatörradioorganisationer.

FM står för frekvens-modulation. HF-svängningarna varierar i täthet (frekvens) i takt med signalen. Men de har alltid samma amplitud. Fördelen med FM är, att vi kan förhindra störningar som alltid uppstår vid AM. I stället fyller FM-sändaren mer i frekvens.

Uppgift 1

Om du när du leter efter en station på radioskalan kommer till en "död" punkt med svagt brus, vad saknas då?

Bärvåg	A ☐
Modulation	B ☐

Uppgift 2

Varför är FM bättre än AM?

Färre störningar	A ☐
Större räckvidd	B ☐

SÄNDAREN

En sändare har två huvudfunktioner:

A: Att åstadkomma en högfrekvent bärvåg som kan överföras genom sfären (HF).
B: Att modulera bärvågen med lågfrekvens (LF).

Därutöver ställer man en rad krav på utgångseffekt, frekvensstabilitet, modulationsgrad och frånvaron av icke önskat sving.

Utgångseffekten ska helst vara stor, så att även avlägsna mottagare kan höra sändaren.

Frekvensen, som bestämmer var någonstans på skalan sändaren ligger, ska vara ytterst stabil, så att man inte hela tiden ska behöva fininställa mottagaren. Samtidigt är det av stor betydelse, at sändaren inte "driver" så mycket i frekvens, att man oavsiktligt kommer att störa andra kanske livsviktiga sändare (anflygningssändare vid flygplatser o.dyl.).

Modulationsgraden antyder hur kraftigt sändaren är utstyrd. Liksom man inte bör överstyra en bandspelare, bör man heller inte med hänsyn till distorsion och "bredd" överstyra en sändare. *Frånvaron av icke önskat sving* hos en sändare är av stor betydelse. Det är i synnerhet ett problem att undvika, att en sändare också sänder s.k. harmoniskt sving. Harmoniskt sving uppstår som en följd av förvrängning eller distorsion och frekvensen är den dubbla, tredubbla osv. Det betyder, att en dåligt dämpad walkie-talkie på 27 MHz kan störa en TV-kanal på 54 MHz.

Blockschema över en AM-sändare

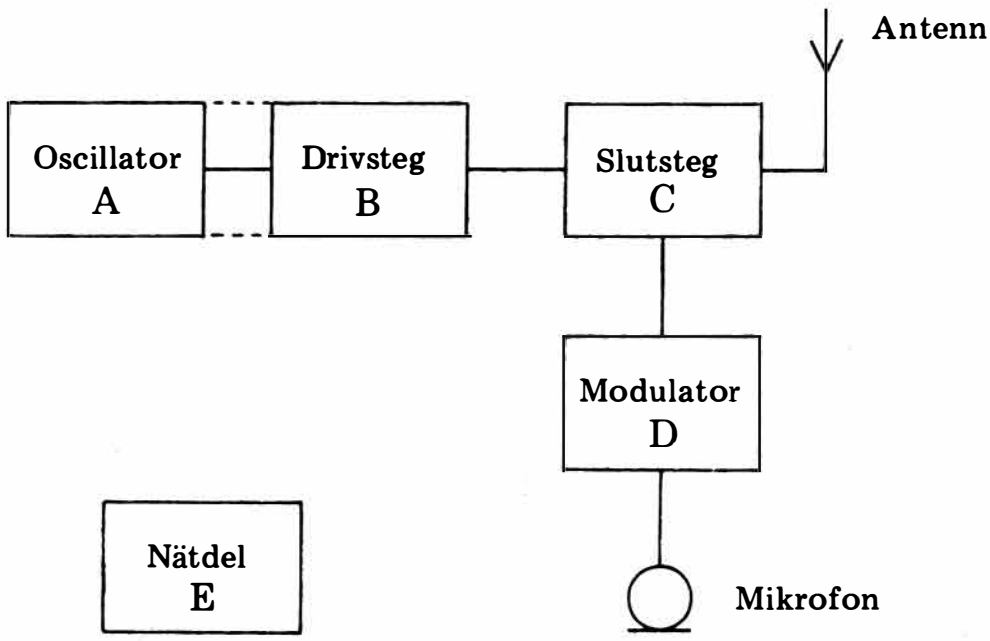


Fig. 23.1

På fig. 23.1 ser vi ett blockschema för en AM-sändare för telefoni eller telegrafi. Sändaren består av

A: Oscillator som åstadkommer sändarfrekvensen.
B: Drivsteg eller buffertförstärkare.
C: Slutsteg som ger erforderlig utgångseffekt.
D: Modulator som styr utgångseffekten i takt med mikrofonsignalen.
E: Strömkälla som kan leverera ström av erforderlig styrka till slutsteg och ge fin stabilitet så att oscillatorn håller sig kvar på sändarfrekvensen.

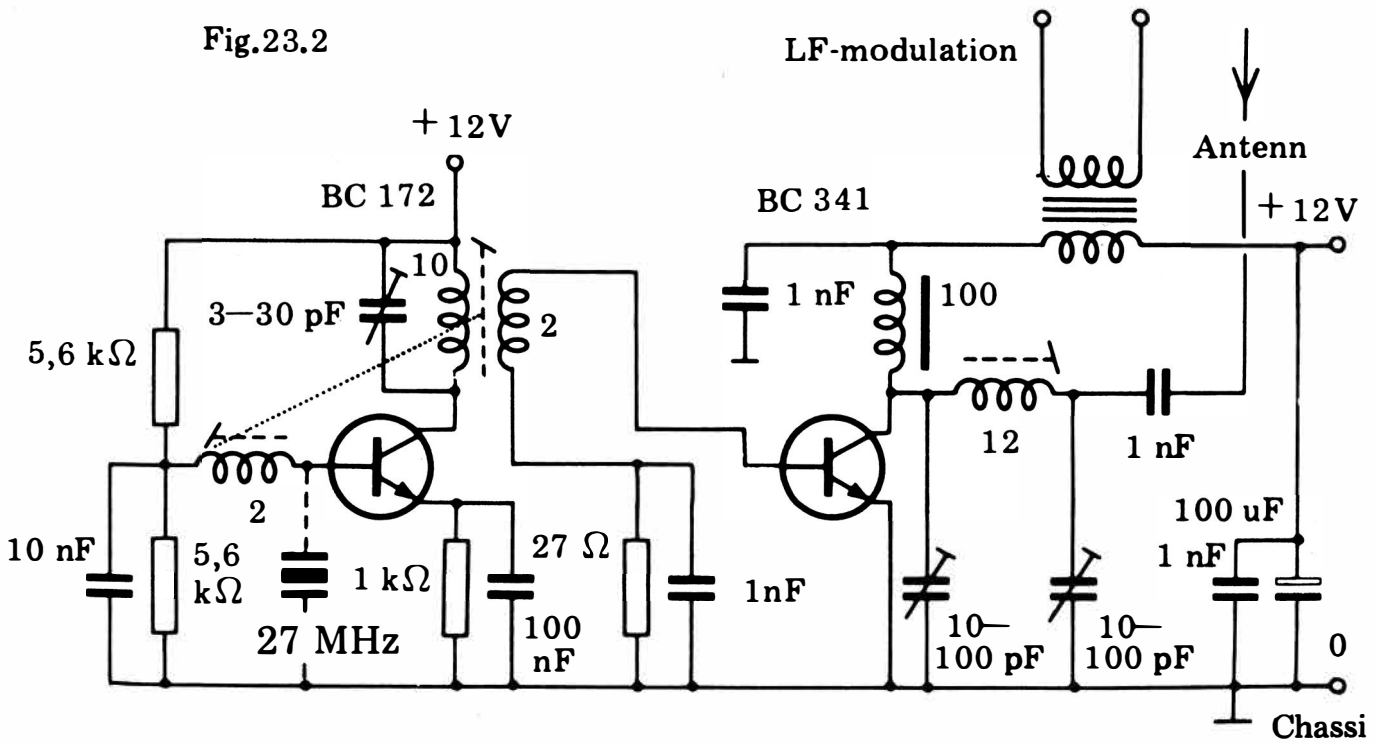
Utom med mikrofonmodulatorn kan sändaren också moduleras med en enkel telegrafinyckel genom att man helt enkelt bryter oscillatorn.

OSCILLATORN

För att en sändares frekvensstabilitet ska bli godkänd av Televerket måste oscillatorn i praktiken alltid vara kristallstyrd. Detta är nämligen den enda praktiska metoden man kan få en sändare helt stabil med. För radioamatörer gäller speciella krav, varför amatörstationer ofta utnyttjar både kristallstyrning och LC-styrning av oscillatorn.

För att underlätta förståelsen av hur en liten AM-sändare fungerar, har vi här gjort ett komplett schema, se fig. 23.2.

Fig.23.2



Schemat ser kanske till att börja med rätt komplicerat ut, men låt oss gå igenom varje byggbit för sig och jämföra med blockschemat.

Vi har konstruerat sändaren för 27 MHz. Om du tänker bygga efter det här schemat vill vi skynda oss att tala om, att det kanske kan uppstå problem med att få den att fungera. Detta för att det krävs stor erfarenhet att arbeta med höga frekvenser. Man ska överallt använda så korta ledningar och ett så väl skärmat chassi som möjligt. Själva oscillatorn utgöres av transistorn BC 172.

Transistorn arbetar DC-mässigt exakt som ett LF-steg. Man räknar ut emittermotståndet, sedan man valt ström. I detta fall 6 mA. Därefter ska vi ha ungefär halva batterispänningen över transistor och spole och den andra hälften över emittermotståndet. Med en batterispänning på 12 volt, får vi 6 volt till varje. Nu kan vi få fram emittermotståndet:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{6\ \text{Volt}}{6\ \text{mA}} = 1\ \text{kOhm}$$

Om strömförstärkningen i transistorn är 60, blir basströmmen:

$$I_b = \frac{Ic}{ß} = \frac{6\ \text{mA}}{60} = 100\ \mu\text{A}$$

Vi väljer tvärströmmen i basmotstånden 10 gånger större för att få god temperaturstabilitet. Tvärströmmen blir därför 1 mA.

När vi vet, att ungefär halva batterispänningen, 6 V, ligger över emittermotståndet, bör basspänningen vara 6 V + 0,7 V = 6,7 V. Vi kan därför säga, att basmotstånden delar batterispänningen någorlunda jämnt, 6 V + 6 V = 12 V. Med 1 mA genom motstånden får vi:

$$Rb = \frac{U_B}{I} = \frac{6\ \text{Volt}}{1\ \text{mA}} = 5{,}6\ \text{kOhm}$$

Nu arbetar oscillatorn riktigt DC-mässigt, och vi ska nu ha den att svänga på 27 MHz. Själva svängningskretsen är insatt i kollektorn. Frekvensen bestämmes efter formeln från avsnitt G14:

$$f\ \text{MHz} = \frac{159 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{L \cdot c}}$$

och de storheter vi sätter in är: pF, uH och MHz.

Samtidigt blir vi tvungna att beräkna spolen som en funktion av storlek och antal vindningar. För en enkellagrig luftspole gäller formeln:

$$L_H = n \cdot \frac{10^{-2} \cdot D}{\frac{L}{D} + 0{,}43}$$

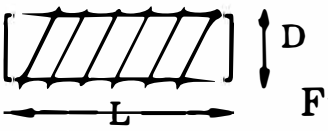


Fig. 23.3

Här är LH = spolens självinduktion i Henry, n = antalet varv, D = spolens diameter, och L = spolens längd.

Till 27 MHz har vi funnit passande 10—12 varv tätt lindade med en 1 mm tråd, D = 10 mm, och en variabel trimkondensator på 3—30 pF. Så kan man alltid efterjustera med en järnkärna i spolen.

Själva kollektorkretsen svänger inte av sig själv. Vi bör medkoppla med en baslindning.

Vad som sker här är, att baslindningen på två varv (10%—20% av kollektorlindningen) får inducerat en "medledande" ström som åter och åter förstärks av transistorn tills den är mättad. Så sker det hela bara med motsatt förtecken. Om man sätter in kristallen, som visas på fig. 23.2, ligger sändarfrekvensen helt fast, och man justerar bara kapacitet och spole på utgångsspänningen tills överföringslindningen är maximal.

DIODVOLTMETER

För att kunna ta reda på, när spänningen från oscillatorn når maximum, behöver man en diodvoltmeter, se fig. 23.4.

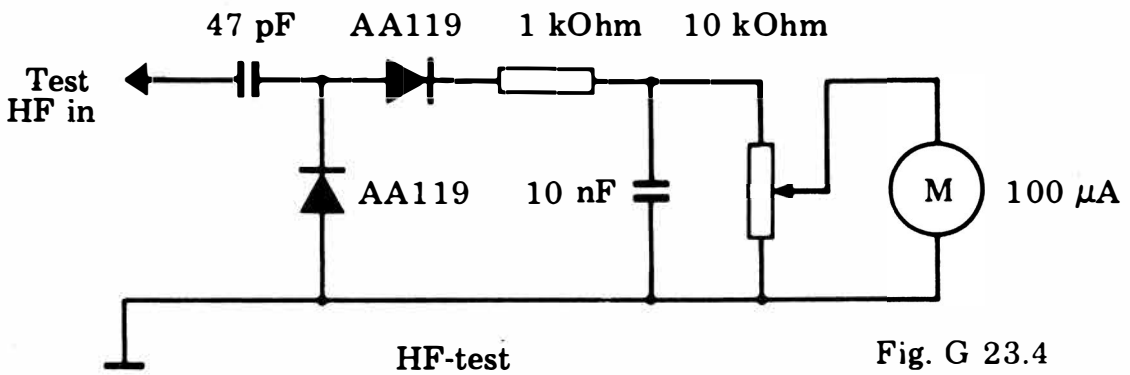


Fig. G 23.4

Den är effektiv och mycket enkel att sköta. När en högfrekvensspänning passerar 47 pF-kondensatorn, likriktas den av dioderna och filtreras till en rak likspänning av 1 kohm-motståndet och 100 nF-kondensatorn. Trimpotentiometern ställs till önskat utslag på instrumentet.

Det räcker bra med ett helt litet och billigt mätinstrument.

SLUTSTEG

För att inte påverka oscillatorns frekvens genom att ansluta antennen direkt, skjuter man in ett buffertsteg. Om utgångseffekten får vara under ca 1 watt, kan buffertsteget också vara slutsteg. Om 1 watt är otillräckligt, måste man bygga motsvarande steg med en större transistor och koppla in efteråt. Vårt kombinerade buffert- och slutsteg kan förstärka oscillatorns ca 50 mW till 0,5—1 W.

Eftersom slutsteget arbetar i klass C, där bara en del av den positiva högfrekvensen överföres, måste utgången anslutas till antennen genom ett s.k. π-led, som omvandlar dessa C-spetsar till sinus igen.

Man kan med god approximation beräkna de båda trimkondensatorerna i π-ledet som seriekopplade över spolen på 10—12 varv. Storleken räknas ut på samma sätt som på oscillatorspolen.

Drosselspolen på 100 varv i sluttransistorns kollektor är insatt för att leda likspänningen och modulationsspänningen till kollektorn. Den spärrar för de höga frekvenserna, så att dessa bara går ut till antennen. Emittermotståndet på 27 kohm kan man "leka" med lite, tills man når största uteffekt till lägsta strömförbrukning. Fig. 23.5 visar en anordning som är utmärkt som "konstantenn" under trimningsarbetet med hela sändaren. Den består av en enkel glödlampa på 6 V, 50 mA, och en kondensator.

Lampa och kondensator kopplas in mellan antennutgång och jord. Om oscillatorn arbetar, slipper det alltid ut en smula effekt och lampan glöder svagt. Nu kan man trimma hela sändaren från oscillator till π-led, och om det hela fungerar korrekt, ska effekten räcka till för att göra slut på lampan. Därefter fintrimmas på nytt, men nu med ett 75 ohms motstånd extra parallellkopplat över lampan.

Förutom som filter fungerar π-ledet också som en impedansomvandlare. Transistorns impedans på flera hundra ohm omvandlas till 30—90 ohm, så att den motsvarar antennimpedansen.

Den definitiva fintrimningen gör man bäst med antenn på sändaren. Man kan då också ha en mottagare med signalstyrkemätare till hands. Sändaren justeras till maximalt utslag på mottagaren.

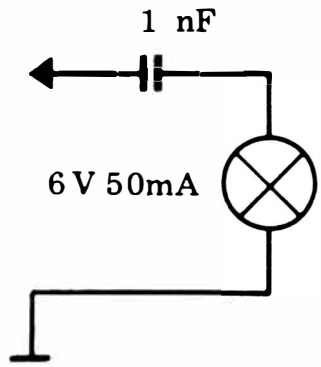


Fig. G 23.5

Trimningsenhet för justering av slutsteget.

MODULATORN

Modulatorn består av en vanlig LF-förstärkare, t.ex. Josty Kit AF20. Denna lilla effektförstärkare ansluts till modulationstransformatorn. Se fig. 23.2 igen.

Med modulationen på kommer sekundären, som är placerad i serie med plus och sluttransistorn, helt enkelt att addera och subtrahera sin spänning med driftspänningen. Om transformatorn ger 12 V AC, kommer spänningen till transistorn att variera från 0 till 24 volt, och utgångsspänningen på antennen kommer att se ut som i fig. 23.6.

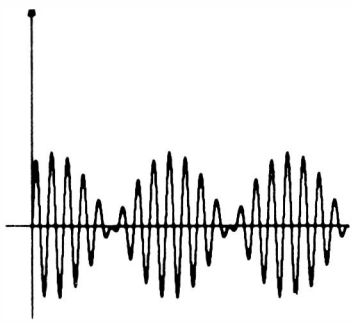


Fig. G 23.6

AM-modulerad signal

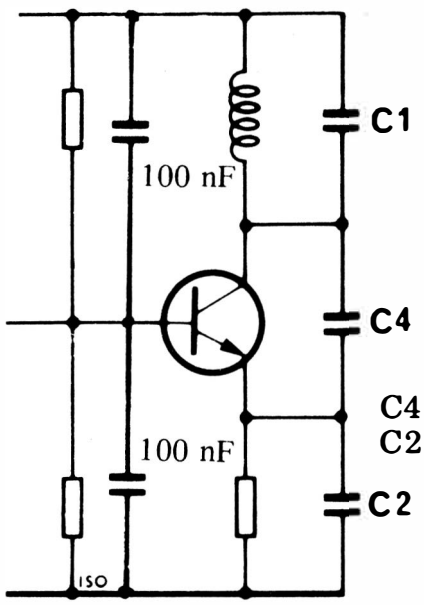


Fig. G 23.7

VHF-oscillator

C4 kopplar till sving över kollektor-emitter.
C2 är helt liten och kan användas för avstämning.

FM-SÄNDAREN

På fig. 23.7 ser vi en oscillator som är beräknad för frekvenser över 50 MHz. Transistorn BC341 kan användas. Konstruktionen är ytterst enkel.

Transistorn har vid frekvenser över 50 MHz så pass stor fasvändning från kollektor till emitter, att konstruktionen kan svänga. Transistorns bas är högfrekvensmässigt inte aktiv, eftersom två 100 nF kondensatorer kortsluter. Däremot kan låga frekvenser modulera transistorns bas. Man får likväl utnyttjat hela transistorns förstärkning i LF-området. I praktiken kan denna oscillator således AM-moduleras på basen. Använder man konstruktionen på 100 MHz FM, får man fin kvalitet, men det beror på, att denna oscillator också FM-moduleras.

När man AM-modulerar på detta sätt, förskjuts transistorns arbetspunkt och inre kapaciteter. Dessa kapaciteter har inflytande på den totala avstämningskapaciteten, varför även frekvensen flyttas. Se i övrigt Josty Kit HF65 i avdelning Praktiska konstruktioner.

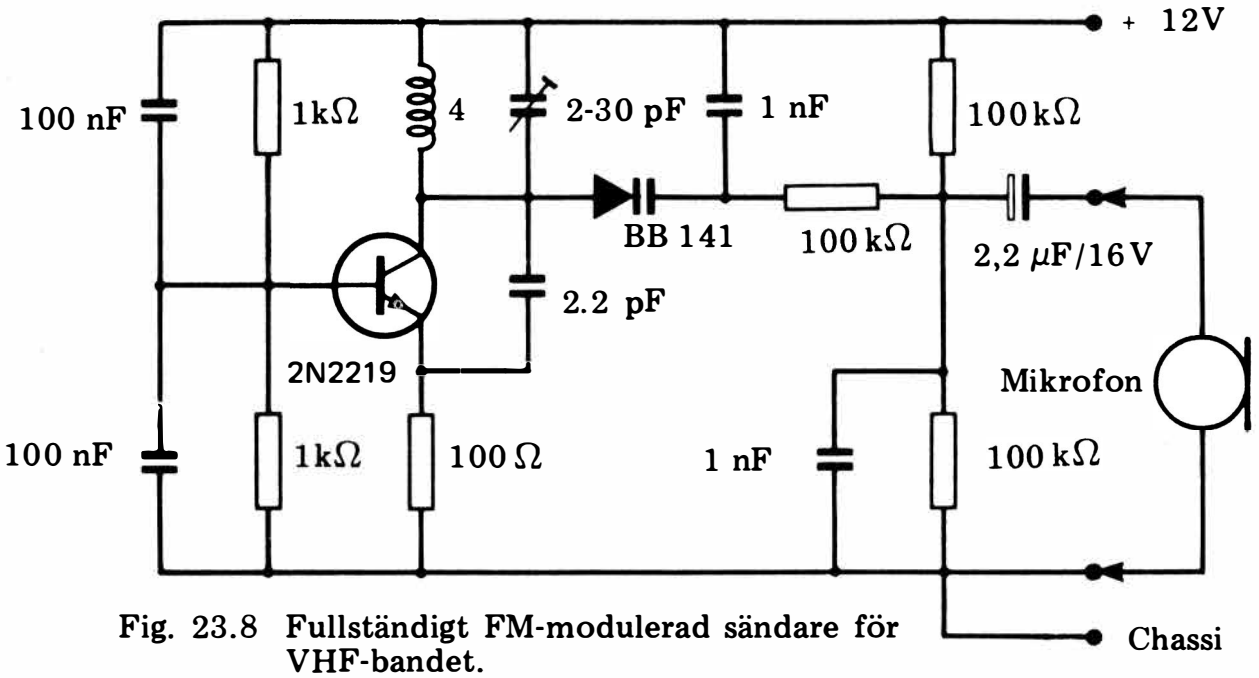


Fig. 23.8 Fullständigt FM-modulerad sändare för VHF-bandet.

Vill vi ha en ren FM-modulation av en VHF-oscillator, kan vi använda konstruktionen på fig. 23.8.

Själva grundoscillatorn fungerar precis som konstruktionen enligt fig. 23.7, men modulationen åstadkommes med en kapacitetsdiod. Genom att variera spänningen över denna diod med upp till 1 volt, som visas, får man kapaciteten över avstämningsspolen och därmed frekvensen — men bara den — att variera.

Ytterligare upplysningar om sändare kan du få från olika amatörradioorganisationer.

Uppgift 1

Vad frambringar en sändare?

LF	A ☐
HF	B ☐
Modulation	C ☐

MOTTAGAREN

Mottagarens uppgifter är att:

1: Att förstärka den oerhört svaga antennsignalen.
2: Omvandla den icke hörbara högfrekvenssignalen till lågfrekvens.
3: Förstärka lågfrekvenssignalen så den kan avlyssnas i hörtelefon eller högtalare.

För att du ska få en helt riktig inblick i mottagaren, ska vi förklara arbetssättet hos mycket enkla mottagartyper.

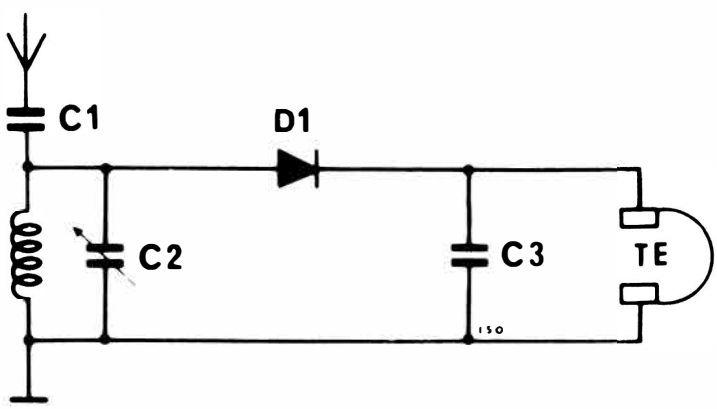


Fig. 24.1
Enkel dioddetektor för AM-mottagning

DIODDETEKTORN

Fig. 24.1 visar den dioddetektor som i dag har avlöst den gamla hederliga kristallapparaten som nybörjarmottagare. Dioddetektorn är en AM-mottagare och den använda kretsen, AE 3, är avsedd för ett speciellt AM-band, nämligen mellanvåg.

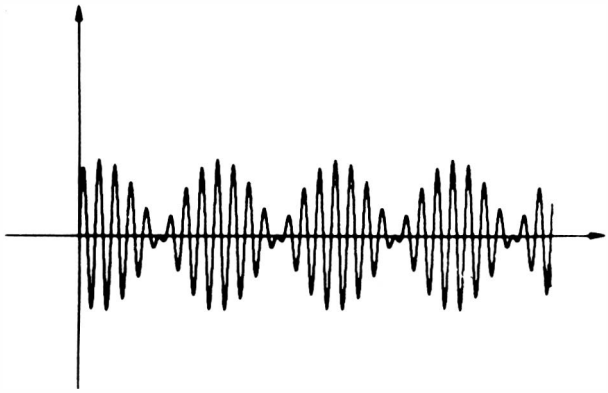


Fig. 24.2
Mottagen AM-modulerad bärvåg

DEN AVSTÄMDA KRETSEN

L1 och C2, bestämmer mottagningsfrekvensen. C2 kan justeras så att den önskade stationen kan avlyssnas. Som helhet fungerar denna krets som en spärrdel. Alla sändare som sänder en bärvåg, som inte är i resonans med kretsen, löper igenom antingen kondensatorn eller spolen till jord. Den mottagna modulerade bärvågen ser ut som på fig. 24.2. De många fina svängningarna är bärvågen. Bärvågen stiger och faller i amplitud (styrka i takt med modulationstonen. C1 leder antennsignalen från antenn till avstämd krets och detektor.

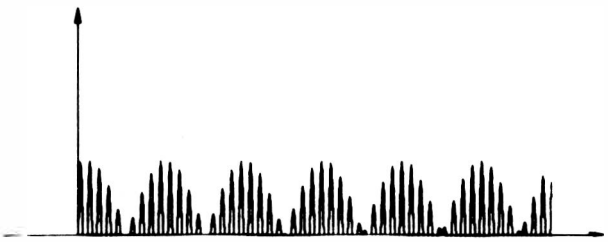


Fig. 24.3
Likriktad AM-modulerad bärvåg

DETEKTORN i vår moderna variant av kristallapparaten består av en germaniumdiod, t.ex. AA119, och en kondensator C3. Denna diod skär bort ena halvan av bärvågen och modulationen. Se fig. 24.3. Kondensatorn är precis så stor,

att den kortsluter bärvågen, som är en högfrekvens, medan lågfrekvensmodulationen inte påverkas av C3. Frekvensen är nämligen så låg, att kondensatorns impedans blir stor. Lågfrekvenssignalen kan därför utan hinder slippa in till hörtelefonen. Efter C3 se signalen ut som i fig. 24.4. Rent proportionellt är amplituden här dock tecknad en aning för stor. Dioddetektorn är enkel att bygga, men den kräver en kraftig antenn, och man kan bara ta in en eller två närliggande stationer. Det är fullt möjligt att förstärka dioddetektorns svaga signal, så att man kan lyssna på fler stationer, men avståndet mellan stationerna, separationen, kommer att bli mycket ringa. "I gamla tider" placerade man ett slags antennförstärkare före kristallapparaten, så att de svaga signalerna förstärktes till en nivå, där detektordioden likriktar bättre. På så sätt kunde man få in svaga stationer också. Denna mottagare hade dock många brister, bland annat var stationsavstämningen mycket besvärlig.

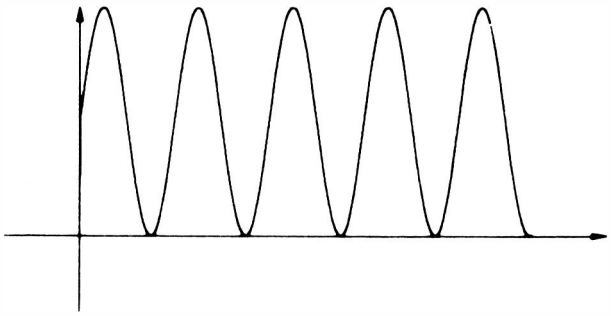


Fig. 24.4
AM-modulation. HF-bärvågen är bortfiltrerad

REGENERATIV MOTTAGARE

Schemat enligt fig. 24.5 är en s.k. regenerativ mottagare. Signalen från antennen går till bas genom ett uttag på spolen. Genom att använda ett uttag belastar vi kretsen så litet som möjligt och får större selektivitet.

Det kommer en HF-ström till transistorn från antenn och avstämningskrets. Från emitter kopplas något av strömmen tillbaka till svängningskretsen och därmed till basen. Transistorn hjälper sig själv, så vi får en mycket stor förstärkning. Samtidigt förbättras selektiviteten. Den rätta stationen går genom kretsen flera gånger, innan den dämpas, medan den icke önskade stationen dämpas med en gång. Återkopplingen får inte vara alltför kraftig, får då råkar steget i sving och verkar som en oscillator.

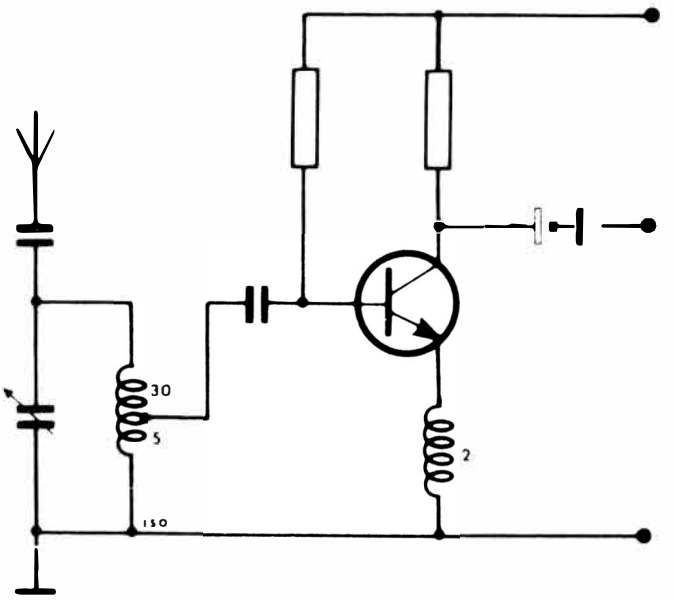


Fig. 24.5
Regenerativ mottagare

Man kan med avsikt göra återkopplingen så kraftig, att det hela precis råkar i sving, och man kan på radioamatörbanden ta emot en speciell modulationsform, SSB (Single Side Band).

Detekteringen (likriktningen) sker samtidigt i transistorn, så att vi kan ta LF direkt från kollektorn till vår hörtelefon.

SUPERN

Det fullständiga namnet är superheterodynmottagare. Av blockschemat i fig. 24.6 kan vi se, hur den är uppbyggd.

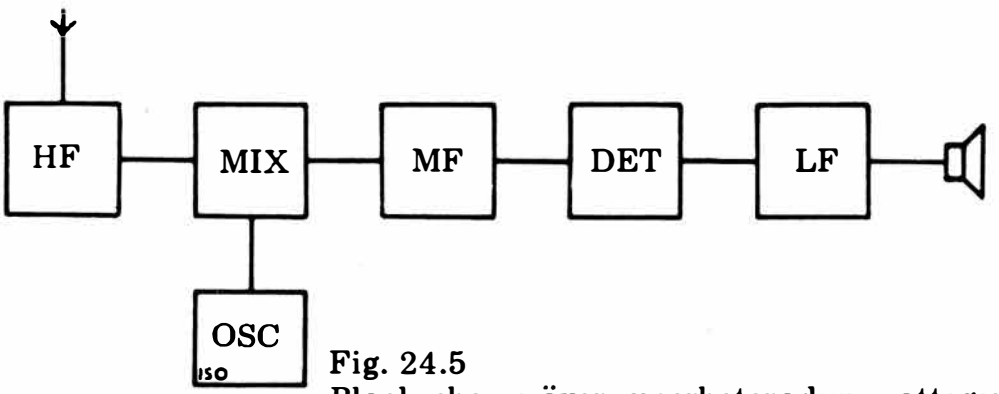


Fig. 24.5
Blockschema över superheterodyn-mottagaren

HÖGFREKVENSSTEGET (HF-STEGET) förstärker antennsignalen. Med en enkel avstämd krets i ingången filtreras de icke önskade stationerna bort.

OSCILLATORN (OSC.) är en tongenerator, vars frekvens är antingen högre eller lägre än ingångssignalens.

BLANDAREN (BL) är en olinjär mixer som blandar oscillatorfrekvensen med den mottagna signalen. Vid olinjär blandning uppstår alltid två nya frekvenser — summan respektive skillnaden av oscillatorfrekvensen och mottagningsfrekvensen.

Olinjär blandning är egentligen bara "förvrängd" blandning (precis som falska toner). Blandaren levererar alltid samma utgångsfrekvens, oberoende av vilken station man tar in.

MELLANFREKVENSFÖRSTÄRKAREN (MF) är en s.k. avstämd förstärkare med den speciella egenskapen att den bara förstärker ett tämligen smalt frekvensband — exakt det frekvensband som blandarsteget avger. Man har funnit det praktiskt att använda samma frekvenser i alla radioapparater.
För AM använder man 455 kHz och för FM 10,7 MHz (med små avvikelser).
Här är det kanske lämpligt med ett praktiskt exempel:

Oscillatorfrekvens:	1500 KHz
Mellanfrekvens:	455 KHz

MOTTAGNINGSFREKVENSEN är nu både summan av och skillnaden mellan 1500 och 455 kHz:

M1:	1500 + 455 =	1955 KHz
M2:	1500 — 455 =	1045 KHz

Dessa båda frekvenser skulle mottagas lika kraftigt, om inte också mottagningsfrekvensen var avstämd i HF-steget. Då de båda mottagningsfrekvenserna ligger rätt långt från varandra, är det enkelt att med bara ett enkelt filter eliminera den ena. Den undertryckta mottagningsfrekvensen tillåts i billigare mottagare slippa igenom med svag styrka. Skillnaden i styrka mellan den riktiga stationen och den falska (speglade) kallas spegel selektivitet och uttryckes i dB. Ju fler dB, desto bättre spegelselektivitet.

DETEKTORN är identisk med diodmottagarens detektor och består ofta bara av en diod och en kondensator.

LÅGFREKVENSSTEGET (LF-STEGET) tjänar bara till att förstärka den svaga radiosignalen till högtalarstyrka. Detta har vi redan talat om i avsnitt G17.

Nu ska vi plocka isär en AM-mottagare och behandla varje enskilt steg för sig. Sedan ska vi plocka ihop det hela igen till en spelklar radio.

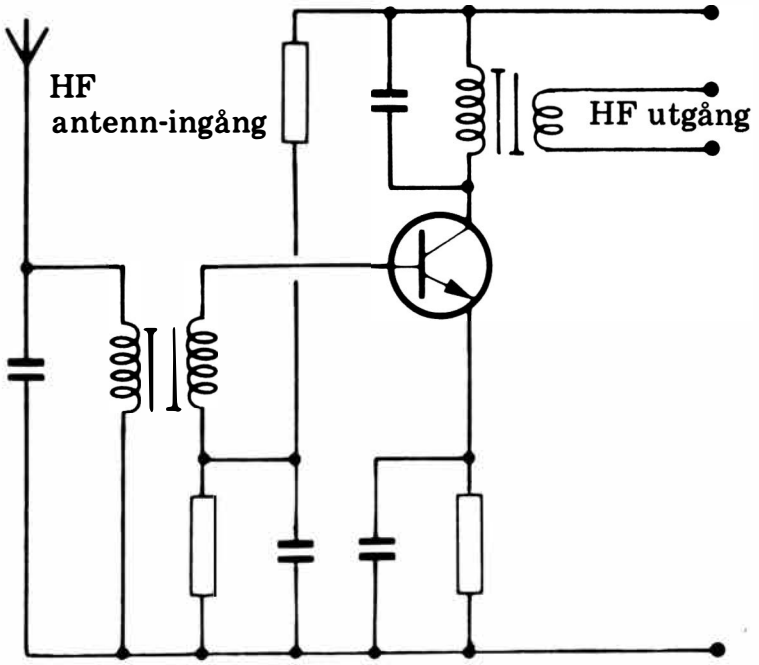


Fig. 24.7
HF-steg för superheterodyn-mottagaren

HF-STEGET

HF-steget förstärker HF-signalen från antennen, och de insatta avstämda kretsarna väljer det område, där vi söker stationen.

Egentligen skulle konstruktionen enligt fig. 24.7 lämpa sig alldeles utmärkt som antennförstärkare. Vad som sker här är nämligen, att en viss avstämd frekvens blir förstärkt. Kondensatorn och spolen i ingången bildar en avstämd krets. Ofta är denna spole lindad direkt på en ferritstav, och man ska då inte koppla till någon utvändig antenn, eftersom ferritstaven i sig själv är en utmärkt antenn.

Teoretiskt skulle man gott kunda använda ferritstav både till TV och FM, men eftersom järnpulvret som ferritstaven består av inte kan tillverkas så finkornigt, att virvelströmsförlust kan undvikas, får man nöja sig med att använda ferritstaven upp till ca 5 MHz.

Transistorn belastar ingångskretsen mycket kraftigt. Man bör därför omtransformera ingångskretsen för att få en god stationsselektivitet. Normalt ordnas detta med ett uttag eller en separat lindning med 10—20% av antalet varv på primärspolen.

Själva transistorn arbetar i jordad emitterkoppling och transistorn förstärker därför från bas till kollektor.

Motstånden uträknas som en vanlig LF-upställning, där halva batterispänningen ligger över emittern. Emittermotståndet är "avkopplat" med en kondensator, så att man utnyttjar hela förstärkningen.

Utgångskretsen, också den en spole och en kondensator, ska liksom ingångskretsen avstämmas till mottagningsfrekvensen. Om avstämningen ska vara variabel, måste dessa två avstämningskretsar följas åt.

MF-STEGET

Mellanfrekvensförstärkaren påminner väldigt mycket om HF-förstärkaren på fig. 24.7 med den skillnaden, att in- och utgångskretsen är fast avstämd till 455 kHz eller 10,7 MHz. Vid AM och 455 kHz mellanfrekvens använder man normalt två MF-förstärkare kopplade efter varandra. Vid FM och 10,7 MHz mellanfrekvens använder man normalt tre eller fyra förstärkare. Vid FM har sista kretsen framför detektorn ytterligare den funktionen, att den begränsar, d.v.s. skär av, hela toppen och botten av signalen, så att bara frekvensvariationer kan mottagas. AM är ju styrkeändringar (och brus), och det är därför praktiskt att detta inte får något inflytande på mottagningen.

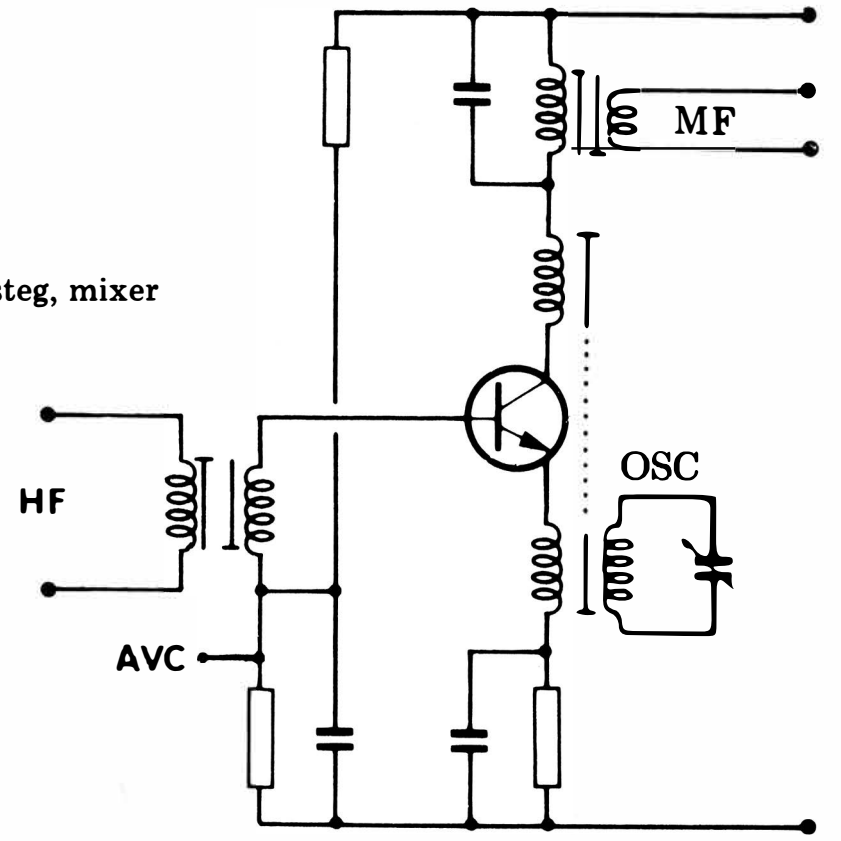


Fig. 24.8
Kombinerat HF-steg, mixer och oscillator

OSCILLATOR OCH BLANDARE

Till blandaren matas två signaler, dels en från HF-steget och dels en från oscillatorn. Mellanfrekvensen uttages över första MF-transformatorn i kollektorn. Uttaget märkt AVC (Automatic Volume Control) användes för automatisk reglering av förstärkningen.

Den på fig. 24.8 visade konstruktionen är emellertid en kombinerad oscillator och blandare. Man ser dock ofta, att detta steg också är ett HF-steg. Man kopplar då bara in den avstämda kretsen på transistorns bas, som i fig. 24.7. HF-signalen förstärks i transistorn. Samtidigt medkopplas en del av signalen från kollektorn till emittern genom de två särskilda lindningarna. För att fastställa den rätta oscillatorfrekvensen är oscillatorspolen försedd med en extra lindning som tillsammans med en vridkondensator bildar en avstämd krets.

Ingångssignalen blandas med oscillatorfrekvensen, och bara den antennsignal, som tillsammans med oscillatorfrekvensen ger 455 kHz, kommer att förstärkas av MF-förstärkaren.

Detta kombinerade oscillator-, blandar- och HF-steg beräknas DC-mässigt som ett LF-steg, där emitterspänningen är hälften av batterispänningen.

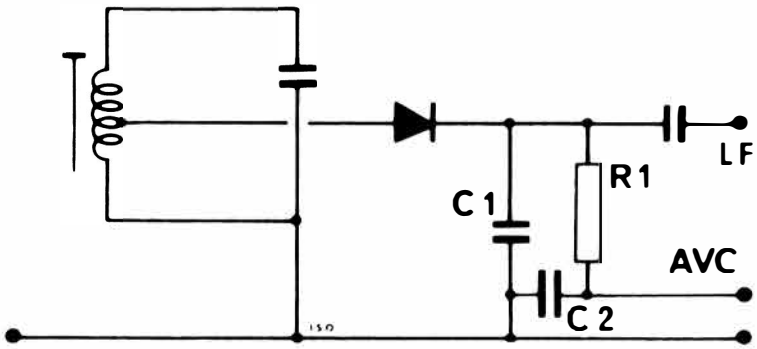


Fig. G 24.9
AM-detektor med AVC-utgång

AM-DETEKTORN

Till AM och FM används detektorer av olika typ. Alla detektorer kan bestå av en enkel diod eller en transistor. Här visas en dioddetektor. LF-signalen uppnås liksom i en diodmottagare genom likriktning och filtrering av MF-signalen och tages ut till höger. Dessutom kommer det att stå en spänning över C2 som är proportionell med MF-signalens genomsnittliga styrka, dvs. stationens styrka. Denna spänning kan användas till en automatisk volymkontroll (AVC) då den återkopplas till blandaren så att den förstärker mindre. Detta resulterar i att en kraftig station får svag förstärkning, medan en svag station får kraftig förstärkning. Som en följd härav kommer alla stationer att höras ungefär lika starkt i högtalaren. Genom att koppla ett mätinstrument över C2, kan man av utslaget se, om stationen är stark eller svag.

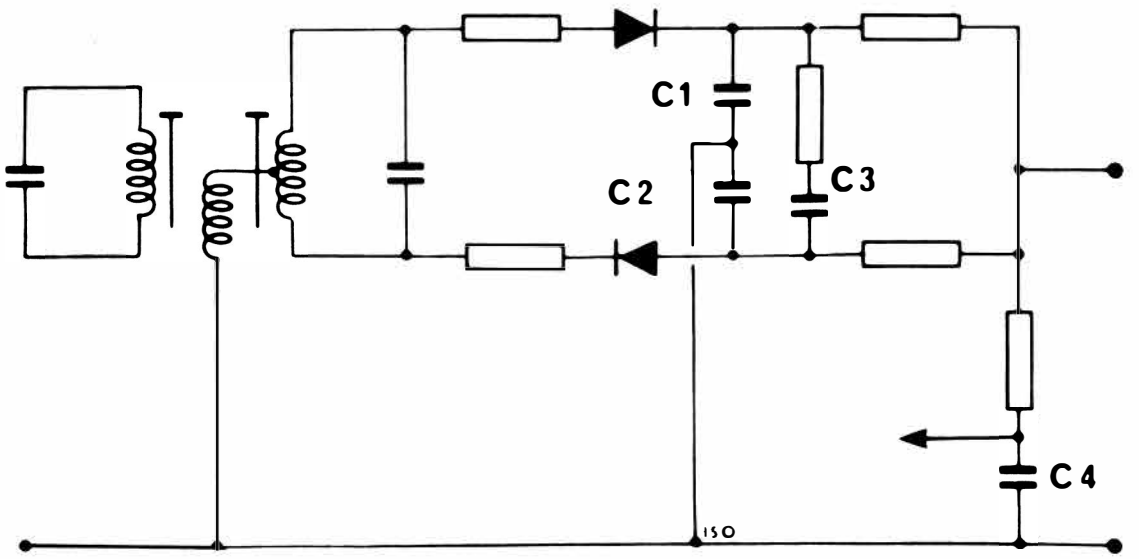


Fig. 24.10 FM-detektor

FM-DETEKTORN

FM-detektorn är något mer komplicerad och vi ska inte gå in på dess verkningssätt. Den visade FM-detektorn är en Foster-Seeley-detektor. Vid en viss frekvens (den avstämda kretsens resonansfrekvens), har utgången ingen spänning. Frekvenser över och under ger positiva och negativa spänningar.

Då FM-signalen skiftar frekvens precis i takt med den signal vi sänder, kommer utgången att vara omväxlande positiv och negativ i likhet med LF-signalen.

Samtidigt kommer den att ha en medelspänning beroende av hur korrekt vi har ställt in på stationen. Om avstämningen är rätt, kommer signalen i genomsnitt att vara positiv lika mycket som den är negativ. Ligger stationens mellanfrekvens snett i förhållande till detektorn, kommer endera att dominera.

Denna effekt kan användas för automatisk finavstämning eller frekvenskontroll (AFC). Om kondensator C4 laddas upp med utgångens genomsnittsspänning, kan vi styra ett par kapacitetsdioder i avstämningen. En skev inställning rättas till med hjälp av spänningen på C4. Med en ren kapacitetsdiodavstämning är systemet mycket enkelt att utföra.

Fig. 24.11

MEKANISKT MF-FILTER

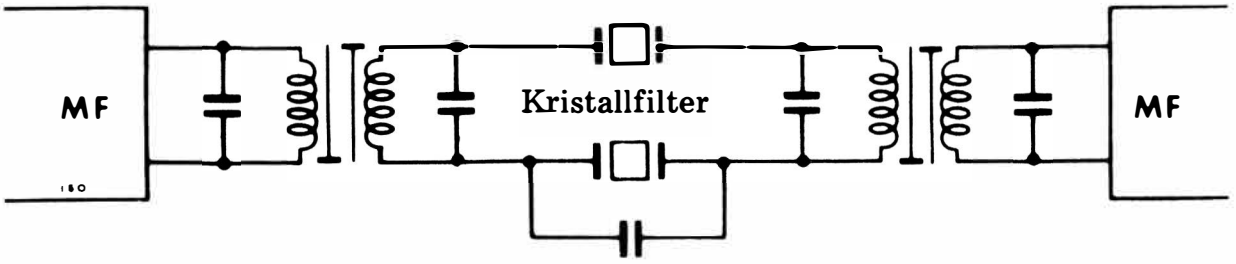
För att förbättra en mottagares selektivitet kan vi antingen använda flera MF-transformatorer eller koppla in speciella filter. Vi vill här nämna tre.

Det mekaniska filtret är baserat på det faktum, att man kan få en metallstav att svänga på MF. Vi vet att ett vattenrör avger en ton, när vi slår på det.

En mycket kortare stav ger en ton på MF. En magnetisk stav är försedd med en spole i båda ändar. Den ena spolen matas med vår MF-signal och järnstaven kommer i svängning på MF. När andra änden svänger i spole nr. 2, induceras en signal maken till den ursprungliga MF-signalen.

Staven har ett mycket litet frekvensintervall, där den kan svänga, därför slipper endast ett mycket litet frekvensområde igenom.

Fig. 24.12



KRISTALLFILTRET

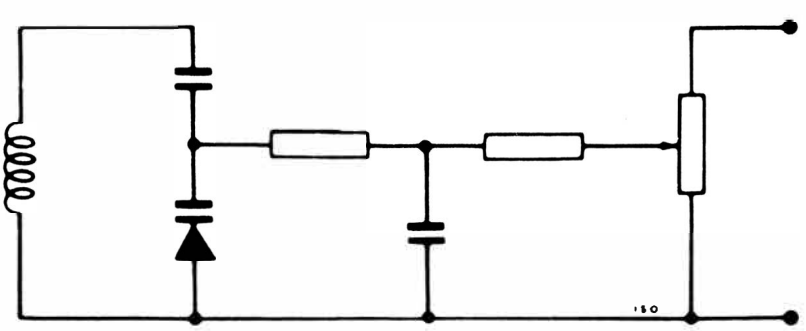
Kristallfiltret bygger också på mekaniska svängningar. Här är det kvartskristall som svänger på MF. Kristallen anbringas mellan två plattor. Det visar sig då, att impedansen under ett mycket snävt frekvensintervall är mycket liten mellan de båda plattorna. Intervallet är faktiskt för litet, men med två kristaller med en aning olika resonansfrekvenser kan vi få igenom ett passande frekvensområde, och detta blir dessutom mycket skarpt avgränsat.

KERAMISKT FILTER

Det keramiska filtret, som inte får förväxlas med kristallfiltret, är på grund av kvalitet och lågt pris på väg att konkurrera ut alla de tidigare nämnda filtren. Det fungerar på samma sätt som kristallfiltret men är mera bredbandigt och därmed bättre lämpat för MF.

Fig. 24.13

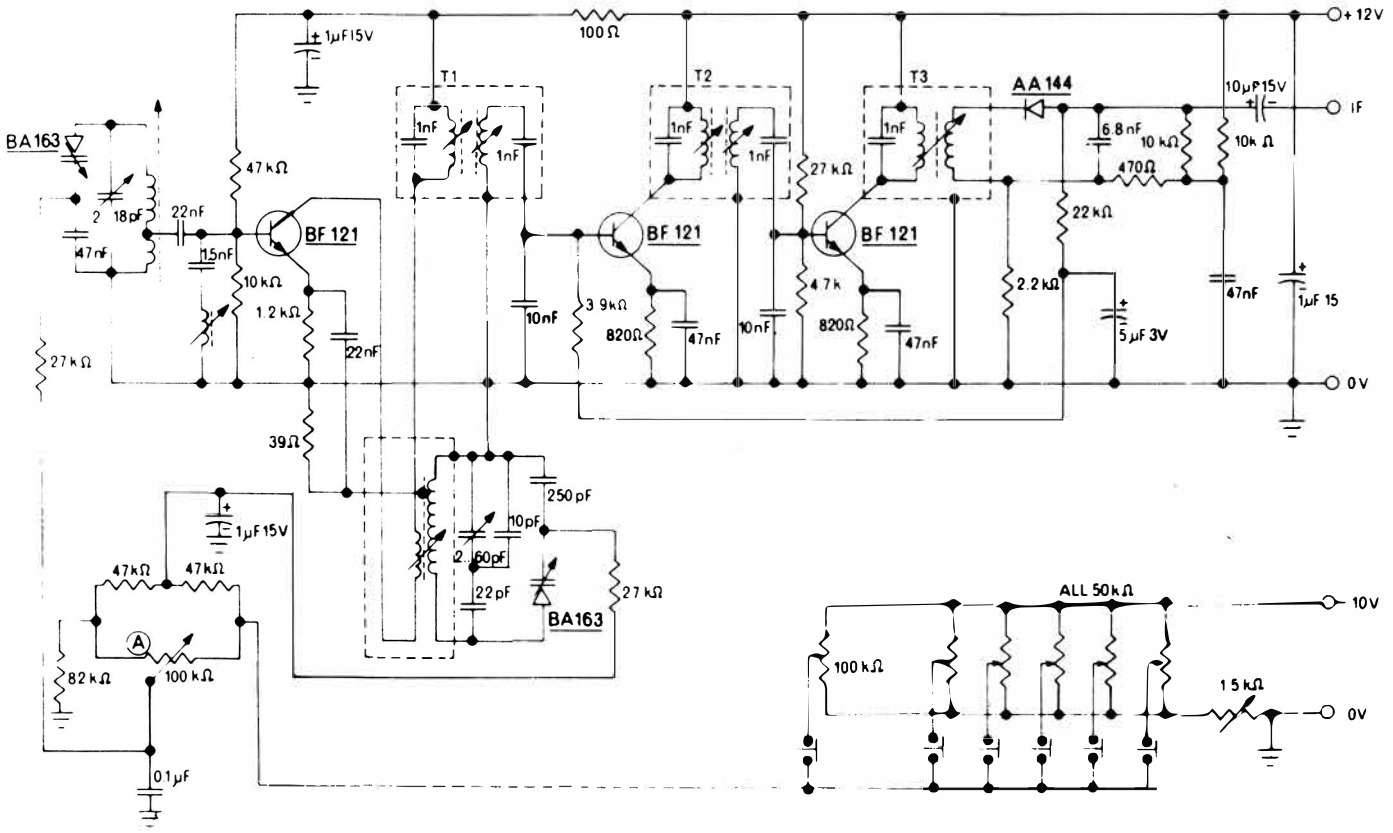
Kapacitetsdiodavstämningsenhet



KAPACITETSDIODAVSTÄMNING

Den variabla avstämningen till HF-steg och oscillator utföres i dag med kapacitetsdioder. När en kapacitetsdiod är monterad och förspänd i spärriktningen, fungerar den som en liten kondensator. Genom att varieraspärrspänningen, varierar man kondensatorvärdena. Med hjälp av en potentiometer kan både HF-steg och oscillator avstämmas samtidigt. Fördelen med kapacitetsdioden är först och främst att den tar mindre plats och är mycket lättare än en vridkondensator.

Fig. 24.14
Komplett AM-mottagare med diodavstämning



KOMPLETT MELLANVÅGSMOTTAGARE

Av schemat kan vi se, att det här är fråga om en mellanvågsmottagare med tre transistorer.

Mottagaren är en förenklad kombination av de tre tidigare omtalade enheterna: det kombinerade blandar-, HF- och oscillatorsteget samt mellanfrekvensförstärkaren och AM-detektorn. Detektorns diod är förspänd på så sätt, att man också får en fin AGC-funktion (AGC = Automatic Gain Control, dvs. automatisk styrkekontroll) i första MF-steget. Lägg märke till motståndet, som levererar basströmmen till första MF-steget. Det är detta som är AGC.

Om AGC-funktionen saknades, skulle en stark station kunna överstyra MF-steget, så att den återgivna signalen blev kraftigt förvrängd.

Konstruktionen är lätt att bygga med de många kompletta spolsatser som kommer från Japan.

Uppgift 1

Om en sändare skickar ut en signal som varierar både i amplitud och frekvens, är det då

AM	A ☐
FM	B ☐
FM + AM	C ☐

Uppgift 2

På vilka punkter är en superheterodynmottagare överlägsen andra typer?

Pris	A ☐
Ljudkvalitet	B ☐
Selektivitet	C ☐
Förstärkning (känslighet)	D ☐
Enkelhet (antal komponenter)	E ☐
Betjäning	F ☐

Uppgift 3

Är en mellanfrekvens

Variabel	A ☐
Fast	B ☐

Uppgift 4

Fastställes mellanfrekvensen i

blandaren	A ☐
HF-steget	B ☐

Uppgift 5

Vilka komponenter kan användas som frekvensbestämmande enhet i en mottagare?

Keramiska filter	A ☐
Motstånd	B ☐

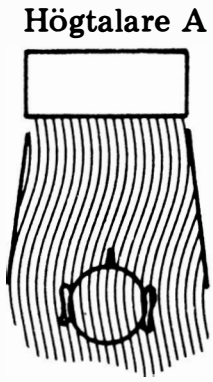


Fig. 25.1
Monoåtergivning

MONOÅTERGIVNING

Vid vanlig monoåtergivning använder vi en högtalarenhet och en förstärkare. Ljudet kommer således endast från ett ställe och vi får inte någon rumsförnimmelse. De skillnader i ljudtryck, som våra öron uppfattar, omvandlas till riktningsförnimmelser i hjärnan.

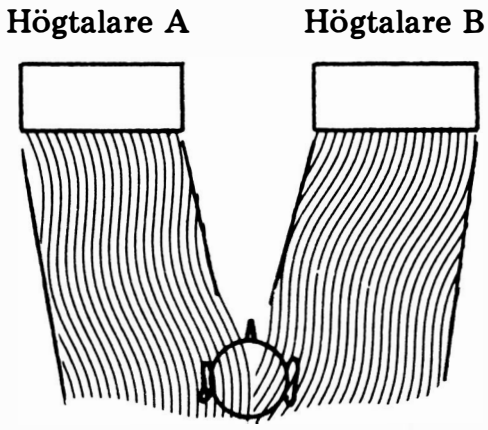


Fig. 25.2
Stereoåtergivning

STEREOFONI

Ska vi nu spela in ljud som ger rumsförnimmelse vid återgivningen, använder vi i allmänhet två mikrofoner som motsvarar våra två öron. Vid upptagningen håller man de båda signalerna så åtskilda som möjligt.
Signalerna matas nu in på skiva eller band, där varje kanal har sitt eget spår. Vid återgivningen använder man två monosystem i kombination. Tekniskt är det således inte mycket svårare att framställa utrustning för stereo än det är för mono. Man använder bara dubbelt av allting. För att inte göra användandet alltför besvärligt, bygger man samman stereoförstärkarens kontrollknappar. En stereo-potentiometer består således av två elektriskt åtskilda men mekaniskt sammanbyggda potentiometrar.

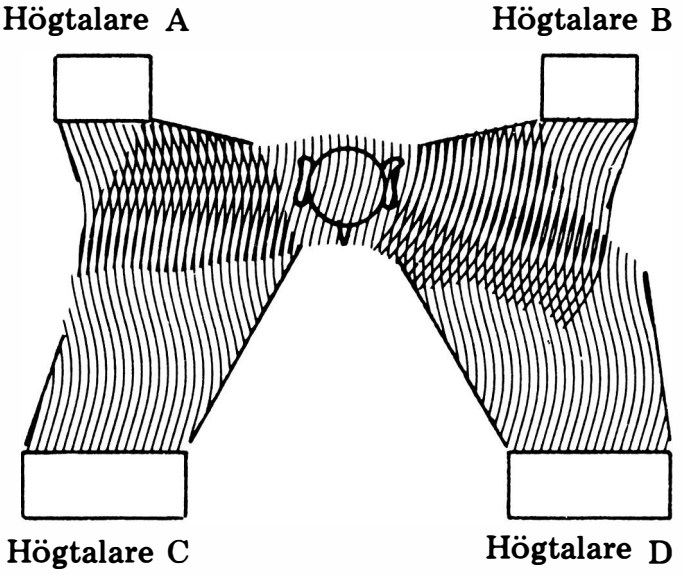


Fig. 25.3
Fyrkanalsåtergivning

FYRKANAL

I den helt nya stereotekniken använder man fyra kanaler. Här använder man således alla fyra spåren på bandet till de fyra kanalerna och i övrigt fyra av allt annat i förstärkning, högtalare och mikrofoner.

Det kan vid ett första ögonkast förefalla som ett säljknep, men faktum är, att fyrkanal-tekniken ger en rumsinformation som man inte finner hos vanlig stereo. Trots att vi bara har två öron, kan vi nämligen avgöra både höger/vänster- och framåt/bakåt-riktningarna.

Du själv tittar t.ex. inte framåt efter ett flygplan som kommer bakifrån.

MATRIS-PRINCIPER

Fyrkanal kan åstadkommas på flera olika sätt. Enklast är det naturligtvis att använda alla fyra spåren på bandspelaren till fyra kanaler. Det vållar inga problem att realisera ett sådant projekt, men hur ska man få plats med fyra kanaler på en grammofonskiva eller i en FM-radio?

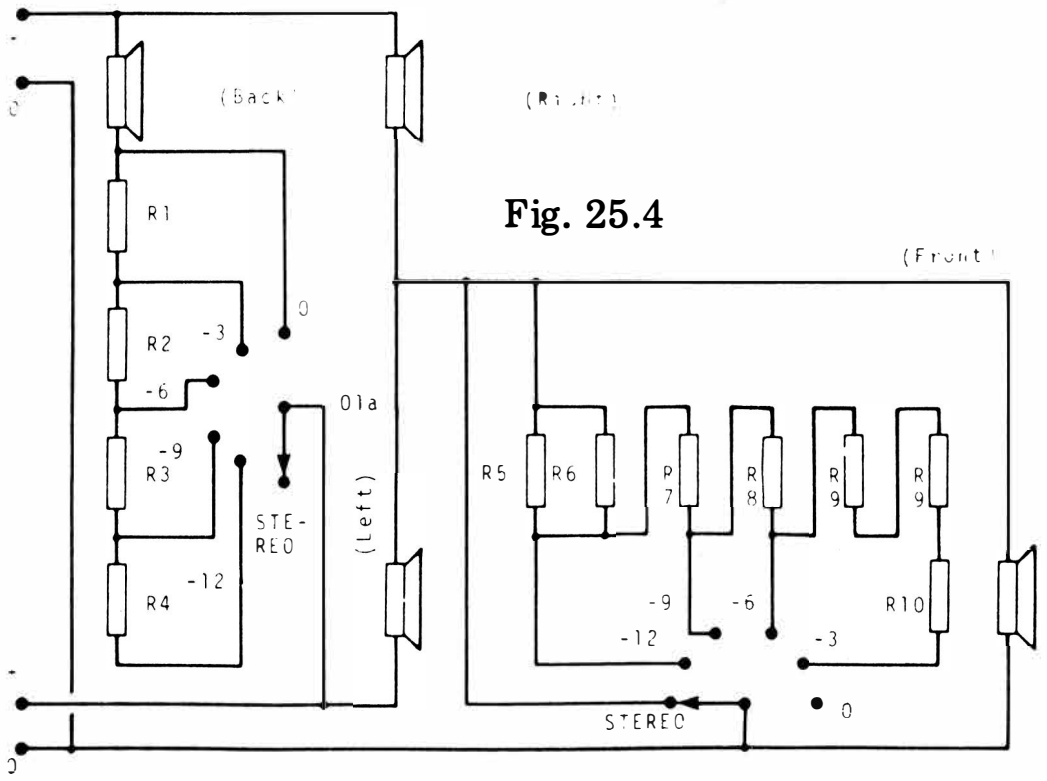


Fig. 25.4

Många fabrikanter i branschen har kommit fram med lika många möjliga lösningar. Man har huvudsakligen gått ifrån den egentliga fyrkanal-tekniken med bandspelare. Man koncentrerar sig på matrisprincipen, som kan utformas på många olika sätt. Amerikanen DAVID HAFFLER har patenterat ett system som kan kopplas mellan ett vanligt befintligt stereosystem och två extra högtalare. Principen framgår av fig. 25.4.

Vi kan göra upp en tabell för samtliga möjliga utgångsspänningar till alla högtalarna:

Förstärkare		Högtalare			
A	B	A	B	C	D
+1	−1	+1	−1	+2	0
+ 1	+ 1	+ 0,33	+ 0,33	0	+ 0,66
− 1	+ 1	−1	+ 1	− 2	0
−1	−1	−0,33	−0,33	0	− 0,66

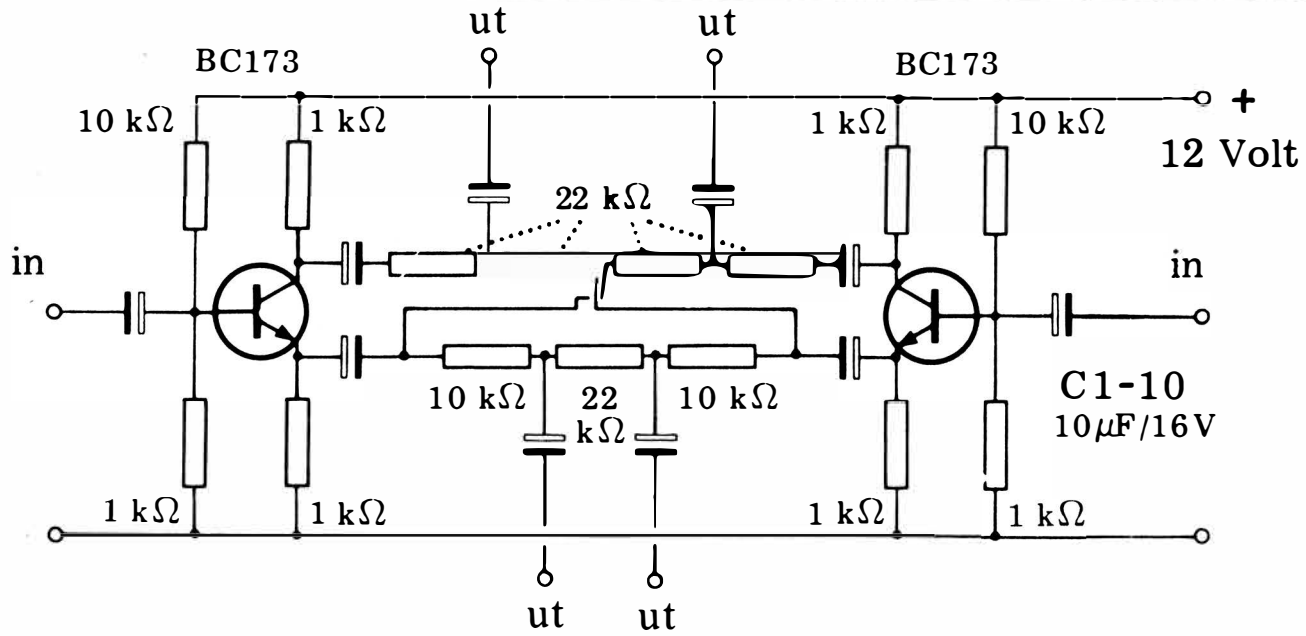


Fig. 25.5 Förenklat schema över fyrkanalenhet att monteras mellan förförstärkare och fyra slutsteg.

Fig. 25.5 visar en matris som kopplas in mellan en stereoförstärkare och fyra slutsteg.

På detta sätt undviker man för effektförstärkarna skadliga impedansförskjutningar.

"Förförstärkarmetoden" har också den fördelen, att man kan få andra konstanter bara genom att ändra på ett par små motstånd.

SANSUI har till och med patenterat ett system som fasförskjuter med en svagt tremolerande effekt på det bakre högtalarparet.

Sammanfattningsvis måste man dock säga om matris-systemen, att kanalseparationen minskas till högst 10 dB från kanske tidigare 40 dB med bandspelare. (10 dB = tre gånger, 40 dB = hundra gånger).
Det amerikansk/japanska bolaget RCA-VICTOR har utvecklat en grammofonskiva med pilotton. Systemet är känt från radio-stereofoni, men i stället för att omvandla en kanal till två kanaler, får man fyra kanaler av två (CD-systemet).
Slutligen ska blott nämnas, att varken konventionell stereo eller fyrkanal har någon betydelse, om kvaliteten inte är high-fidelity eller om anläggningen är felaktigt uppställd. Ett typiskt exempel är diskoteken, där högtalarna ofta är så illa placerade, att man sällan får någon glädje av stereoverkan.

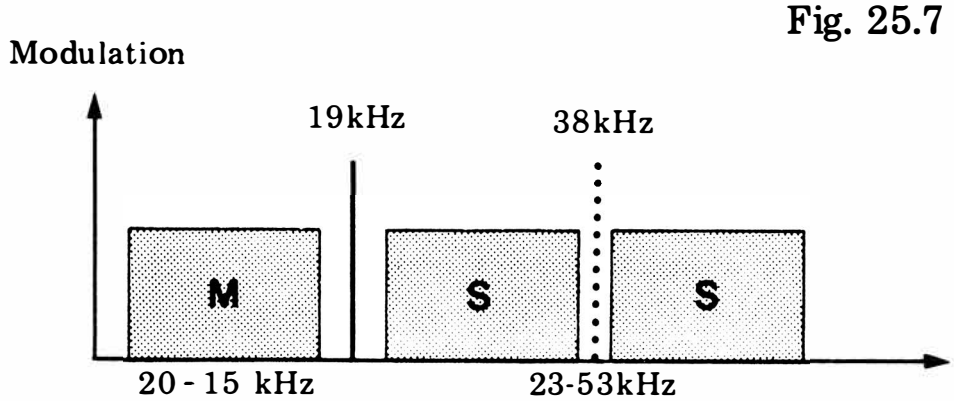
FM-STEREO ENLIGT PILOTTON-SYSTEMET

PILOTTON-SYSTEMET (FC-MULTIPLEX) är uppbyggt på så sätt, att ljudkvaliteten blir lika bra vid mono- som stereomottagning. Vid mono-mottagning kombineras stereokanalerna A och B till en M-kanal, och vid stereo-mottagning har man en S-kanal till hjälp, som skiljer A-signalen från B-signalen.

Med S-kanalen modulerar man en 38 kHz bärfrekvens. För att uppnå bättre separation, när denna HF-bärfrekvens moduleras, utsändes endast sidobanden 28—38 kHz och 38—51 kHz, i det att bärfrekvensen på 38 kHz undertryckes. För att styra mottagarsidan utsändes halva bärfrekvensen, 19 kHz. Denna styrton kallas för pilottonen.

Dekodern har till uppgift att demodulera S-signalen med hjälp av pilottonen på 19 kHz. Denna omvandlas först till den ursprungliga bärfrekvensen på 38 kHz. Genom att M- och S-signalerna dras från varandra resp. läggs samman, återvinnes de ursprungliga A- och B-signalerna.

Fig. 25.7



Multiplexsignalen, som är en lågfrekvenssignal i området 20—51 kHz, moduleras i FM-sändaren med ett maximalt frekvenssving till 75 kHz på samma sätt som en monosignal. Den mottages därefter i FM-radion och går därifrån till stereodekodern, som delar upp signalen för resp. stereokanal.

Precis som A plus B blir till en M-kanal och A minus B blir till en S-kanal, kan motsatsen uppnås i dekodern:

M = A plus B
S = A minus B

Lägger man samman M- och S-signalerna, får vi 2A och drar vi S från M, får vi 2B. På så sätt återfår vi de ursprungliga signalerna, vilka genom lämpliga filter leds vidare till stereoförstärkaren.

På grund av det utvidgade frekvensområdet från 20 till 51 kHz, som användes för pilotton-systemet, reduceras störavståndet för FM-mottagaren med omkring 20 dB eller 10 gånger.

Detta betyder, att mottagningsförhållandena måste vara bättre vid stereo än vid mono. Antennsignalen måste vara fem till tio gånger starkare vid stereomottagning, för att man ska få en "ren" mottagning utan brus. En riktbar antenn med flera element och en antennförstärkare kan ibland förbättra detta förhållande.

Ovannämnda system för radiostereofoni är europeisk standard.

Uppgift 1

Hur många utgångsförstärkare behövs till stereo?

1	A ☐
2	B ☐

Uppgift 2

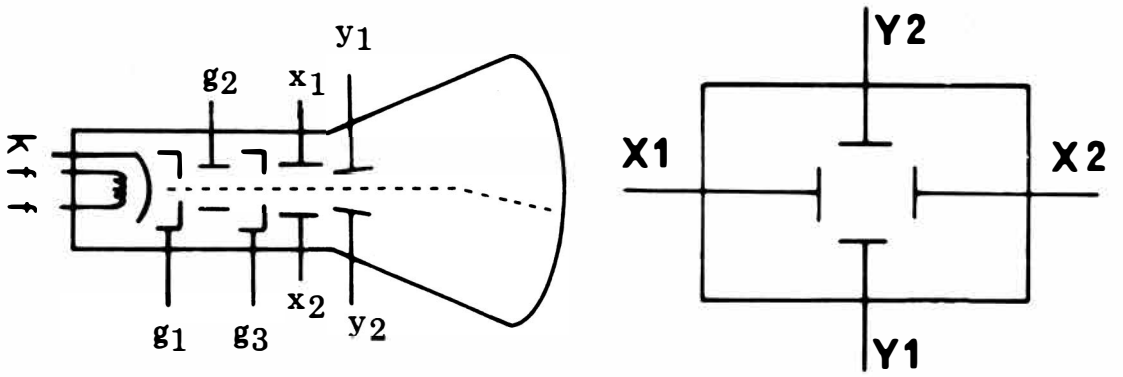
Tror du man använder två balanskontroller vid fyrkanal-stereo, och två volymkontroller eller fyra?

2 balanskontroller	A ☐
4 volymkontroller	B ☐

OSCILLOSKOPET

Ett oscilloskop är en apparat som visar en växelspänning i bild som en funktion av tiden. Oscilloskopets viktigaste komponent är katodstråleröret.

Fig. 26.1 OSCILLOSKOPRÖR



KATODSTRÅLERÖRET

Ett katodstrålerör består av en glödtråd, f, och en katod som värms upp av glödtråden och då utsänder en ström av elektroner. De rent av kokas ut ur katodmetallen. Dessutom finns det ett antal galler, med vars hjälp vi kan variera styrka och fokusering (skärpa) hos elektronstrålen, samt en sats avböjningsplattor och en anod.

Själva katodstråleröret är lufttomt. Sättes anoden till plus och katoden till minus, går elektronerna från katoden till anoden. Gallerna sörjer för att vi får en smal, jämn stråle av elektroner. När strålen träffar fluorescens-skärmen, lyser den upp i en punkt. Från skärmen går elektronerna till anoden.

Genom att använda ett mer eller mindre negativt styrgaller, gl, kan vi variera elektronstrålens storlek. Ett mycket negativt galler stoppar elektronerna helt. Sätter man spänning på g2, som påverkar elektronstrålen som en lins påverkar ljus, kan skärpan — fokus — ställas in.

Ett katodstrålerör har dessutom en sats avböjningsplattor som avgör, var någonstans på skärmen som ljuset skall falla. Satsen består av två vertikala och två horisontella plattor, parvis anbringade i rät vinkel mot varandra. Om man sätter en positiv spänning på en av plattorna, flyttar strålen sig till denna. Om vi använder en negativ spänning, stöts strålen bort. Genom att tillföra lämpliga spänningar, kan vi placera punkten var som helst på skärmen.

Det är nu lämpligt att jämföra med blockdiagrammet.

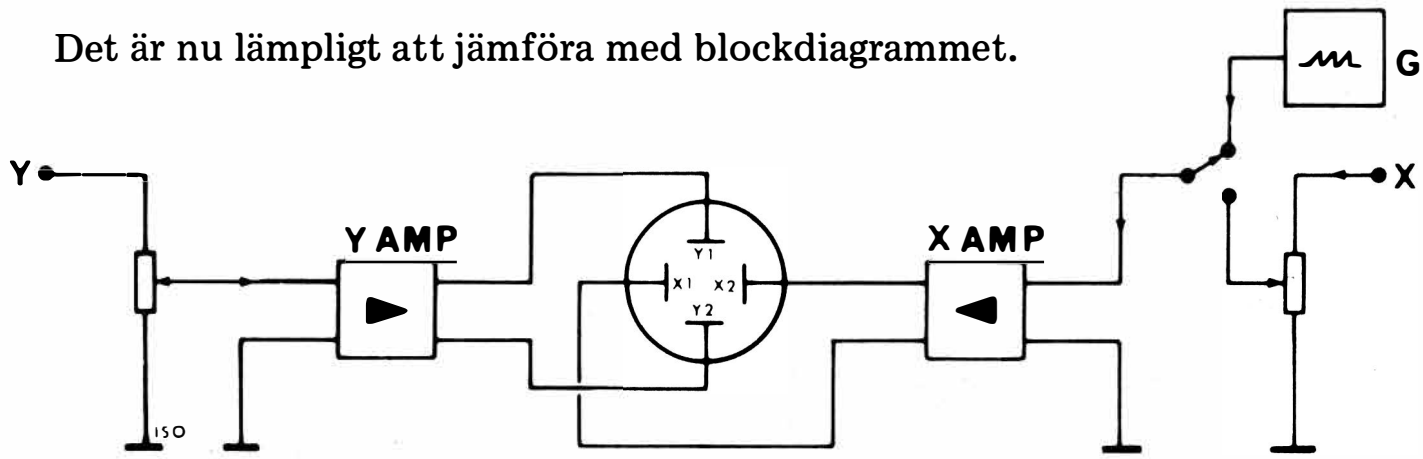


Fig. 26.2

FÖRSTÄRKARNA

I varje ingång har man anbringat en potentiometer för inställning av nivån. Därnäst finner vi en förstärkare som förstärker de låga mätspänningarna från några mV till ca. 300 V, den gallerspänning som behövs för strålens avböjning.

Oscilloskopets y-förstärkare ger från ganska svaga spänningar upp till styrspänningsnivå. Ofta är denna förstärkare uppbyggd dubbelt eller differentialt för att temperaturdriften inte skall påverka strålens böjning.

Oscilloskopets x-förstärkare kan varieras på detta sätt, men oftast kopplar man in en sågtandsgenerator.

En sågtandsgenerator avger en spänning som stiger jämnt till ett bestämt värde för att sedan omedelbart sjunka till noll. Om denna generator ansluts till x-plattorna kommer punkten på skärmen att röra sig jämnt från vänster til höger sida och genast hoppa tilbaka och börja från början igen.

Saknas signal på y-ingången, visar sig detta som ett streck på skärmen. Om det kommer en signal på y-ingången, börjar elektronstrålen också att röra sig upp och ned. Vi får fram en kurva och kan analysera den som signalen över ingången.

Då sågtandsgeneratorns stigningstid kan justeras, kan vi uppfatta även mycket snabba svängningar — upp till 200 MHz — utan att använda ett sampling-oscilloskop.

Uppgift 1

Vilken funktion har ett oscilloskop?

Att visa en kurva som funktion av tiden	A ☐
Att mäta strömmen	B ☐
Att visa en bild	C ☐

Uppgift 2

Vilken terminal i katodstråleröret avger elektroner?

Gallret	A ☐
Anoden	B ☐
Katoden	C ☐

Uppgift 3

Vad skulle inträffa, om sågtandsgeneratorns lodräta flank inte var helt lodrät?

Vi skulle se en cirkel	A ☐
Vi skulle få se en del av kurvan löpa tillbaka och bita sig själv i svansen	B ☐

TV-MOTTAGAREN

Bildröret är TV-apparatens hjärta.

Det innehåller en elektronkanon av samma typ som katodstråleröret i oscilloskopet men saknar avböjningsplattor. Avböjningen av strålarna sker i stället med en uppsättning elektronmagneter som sitter i en s.k. avböjningsspole på bildrörets hals.

TV-sändaren ger följande informationer till mottagaren:

1. Svart/Vit nivå
2. Linjesynkronisering
3. Bildsynkronisering
4. Ljudinformation
5. Ev. färginformation

Den utsända signalen uppfångas av en antenn. Därifrån leds den till tunern. Tunern väljer den önskade stationen. Signalen förstärks nu i mellanfrekvensförstärkaren. Från denna går en del av signalen till ljud-mellanfrekvensförstärkaren, där den FM-detekteras, förstärks och matas till högtalaren.

Den andra delen av signalen detekteras efter AM-metoden med en enkel diod och vi får en lågfrekvenssignal som innehåller bildinformationen.

Den lågfrekvenssignal vi får ut till "skärmen" innehåller linjeteckning, bildteckning och svart/vit nivå. Den kallas också videosignalen.

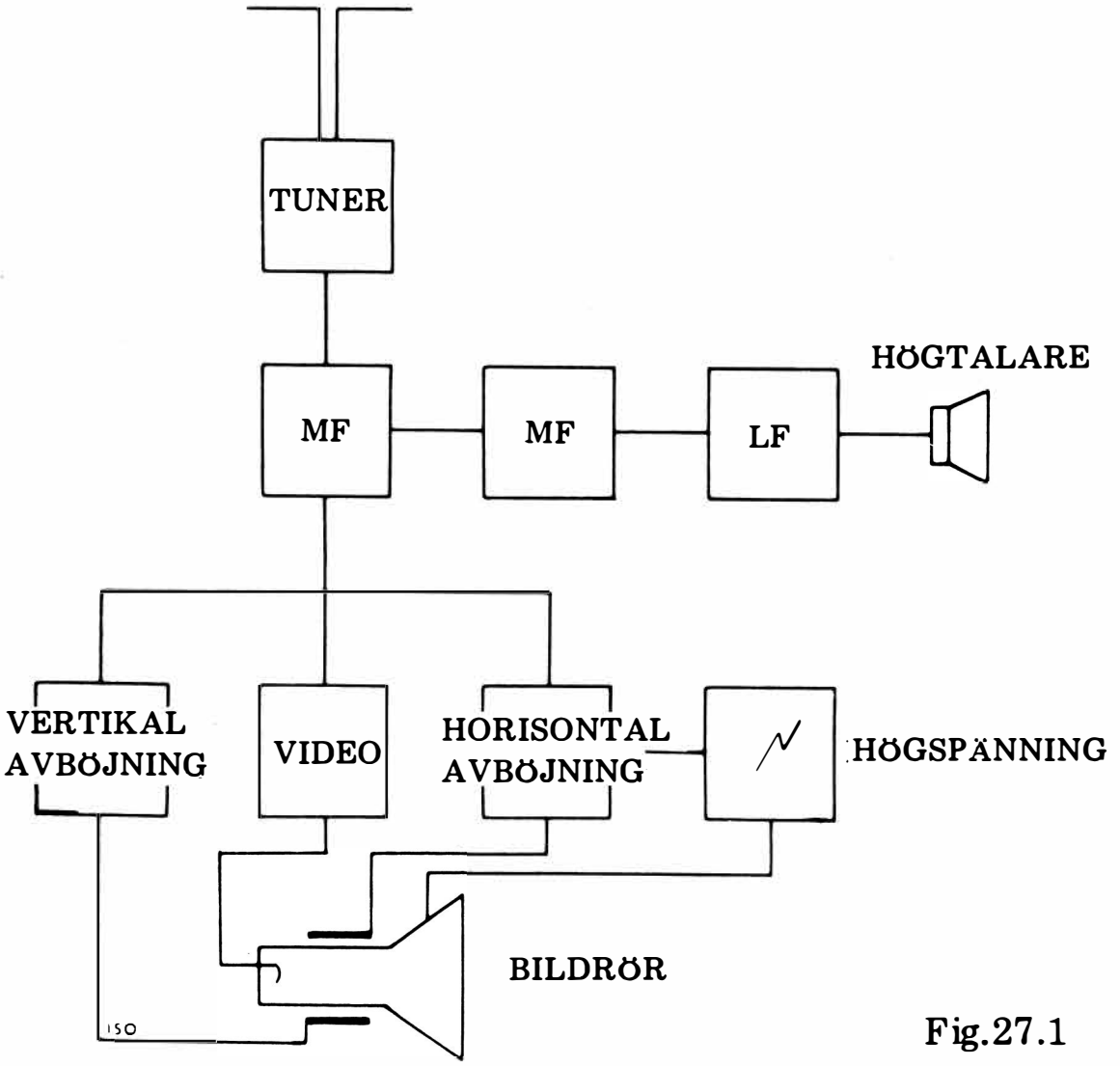


Fig.27.1

En särskild krets skiljer ut linje- och bildteckningen och leder signalen vidare till avböjningsspolarna. Det uppstår 25 bilder per sekund, varje bild består av 625 linjer.

Bildröret kräver hög spänning och därför innehåller TV-apparaten också en högspänningsgenerator som levererar mellan 16.000 och 25.000 volt. Den drivs av linjeavböjningen.

TV-mottagarens enklare funktioner framgår av blockdiagrammet. Utöver de visade blocken, finns det några kretsar för stabilisering av bildhållning osv.

TV avger alltid en hög ton som är på 15.625 Hz. Den styr tillsammans med en 50 Hz-ton linjeantalet, som alltså är 625.

Uppgift 1

Vad har oscilloskopröret som bildröret saknar?

Galler	A ☐
Avböjningsplattor	B ☐
Katod	C ☐

Uppgift 2

Vilken information är inte nödvändig för korrekt bild på TV-rutan?

Linjesynkronisering	A ☐
Ljudinformation	B ☐
Svart/Vit nivå	C ☐

Uppgift 3

Vilka frekvenser avskiljes i TV-mottagaren?

4000 Hz	A ☐
625 Hz	B ☐
50 Hz	C ☐

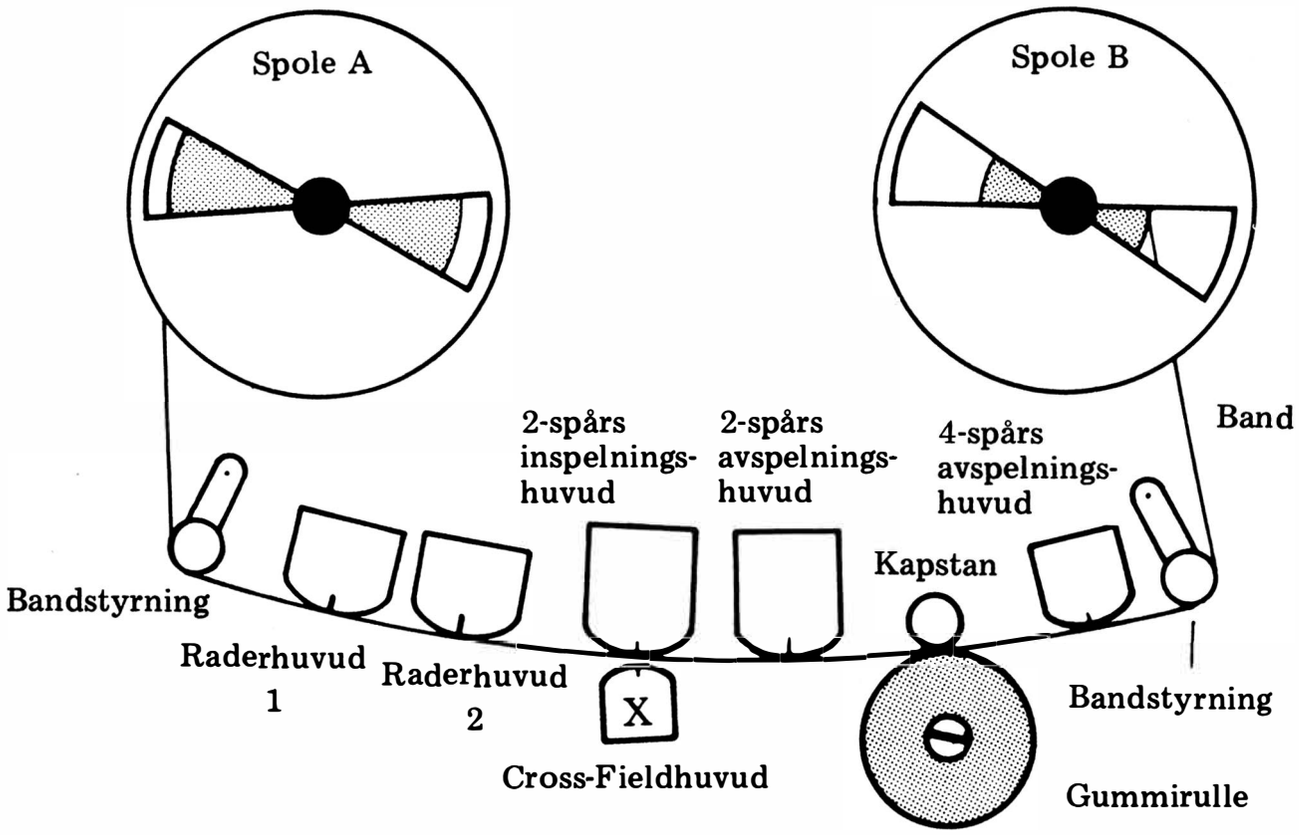


Fig. 28.1. BANDETS GÅNG

BANDSPELAREN

Bandspelarens princip går ut på att omvandla en elektrisk ström till magnetism på ett band.

BANDET

Vid avspelning inducerar magnetismen i bandet åter en elektrisk signal, se fig. 28.1.

Bandspelaren har ett inspelnings- och ett avspelningshuvud. Dessa består av elektromagneter med en smal luftspalt, ca 5 um.

Bandet är av plast och har beläggning av något magnetiskt material — järnoxid eller kromdioxid. Det senare ger 2—6 dB bättre störavstånd. Kromdioxid kan magnetiseras lika bra som järnoxid.

INSPELNING

Vid inspelning bildar den elektriska signalen en magnetisk signal i elektromagneten. När bandet passerar luftspalten går några av elektromagnetens magnetiska kraftlinjer ut i bandets beläggning som då blir magnetiserat. Se fig. 28.1.

AVSPELNING

Vid avspelningen passerar det växlande magnetiska fältet på bandet förbi luftspalten i avspelningshuvudet. En del av fältet går in i elektromagneten och inducerar en signal i spolen. Signalen förstärks och kan sedan höras i högtalaren. Fig. 28.1.

FUNKTION

Motorn som driver bandet är mycket viktig. Den styr genom den s.k. kapstan-axeln bandets hastighet. Samtidigt står den genom glidkopplingar i förbindelse med spolarna, så att bandet alltid är sträckt.

För att bandets hastighet skall hållas konstant, måste motorn gå ytterst jämnt. Redan någon procents variation av bandhastigheten gör avspelningen outhärdlig att lyssna till. Fenomenet kallas wow och är ett slags svaj som mäts i procent. Sist i denna avdelning kommer en beskrivning på hur du själv kan mäta wow på din bandspelare. Innan man kan spela in någonting på bandet, måste detta raderas. På bandspelaren finns ett raderhuvud, som i princip är ett inspelningshuvud. Det tillför en hög frekvens som rör om ordentligt bland de små magneterna på bandet. Raderhuvudet sitter framför inspelningshuvudet och kopplas i regel in automatiskt. Inspelningshuvudet får inte bara den önskade signalen utan också en biassignal. Denna har mycket hög frekvens och får en kvalitetshöjande inverkan genom att minska

förvrängningen. I stället för att leda biassignalen till inspelningshuvudet har man börjat tillämpa en ny teknik som går ut på att ge biassignalen ett eget huvud som då placeras omedelbart ovanför inspelningshuvudet. Därigenom korsas signalfältet av biasfältet, vilket förbättrar kvaliteten både i fråga om förvrängning och gränsfrekvens. Arrangemanget kallas cross-field. Övre gränsfrekvensen blir ca 1,5 gånger högre än med den gamla inspelningstekniken. Den japanske tillverkaren AKAI har patent på metoden, och norska Tandberg utnyttjar licensen i Skandinavien.

Avspelningshuvudet är ofta det samma som inspelningshuvudet. Med separata in- och avspelningshuvud har man möjlighet att genom medhörning, s.k. monitoring, kontrollera inspelningens kvalitet under själva inspelningen. Dessutom kan man göra många inspelningstrick, t.ex. multiplay och eko.

KONTROLLPANEL

Kontrollpanelen är omfattande och har förutom kontroller för förstärkaren också reglage för spolning, omkoppling från in- till avspelning samt val av bandhastighet.

SPÅRANTAL

En bandspelare kan vara avsedd för två eller fyra spår.
Med en tvåspårs bandspelare utnyttjar man först ena hälften av bandets bredd för att sedan vända bandet och, med samma sida mot tonhuvudena, utnyttja andra hälften.
Fyrspårsbandspelare använder bara hälften så breda spår. Bandet indelas i fyra zoner. I ena riktningen kan vi spela in på spår 1 och 3, i den andra på spår 2 och 4. Fyrspårsutförandet ger dubbla speltiden på samma band men samtidigt mer brus.
Vid stereo använder man två spår åt gången. Alla tonhuvud är då dubbla. På en tvåspårsbandspelare utnyttjas hela bandbredden, på en fyrspårsmodell spår 1 och 3 samtidigt i ena riktningen, spår 2 och 4 samtidigt i andra riktningen.
Med en helt ny teknik spelar man in fyrkanal-stereo på bandets hela bredd. Genom fyrkanalstekniken får man utöver vänster-högerinformationen också med information framifrån och bakifrån.

SMÖRJNING OCH JUSTERING

Bandspelaren måste rengöras med jämna mellanrum, både mekaniskt och elektriskt.

Mekaniskt rengör man ytan på tonhuvudena med lite eterfuktad vadd, elektriskt med hjälp av en induktorspole.

Induktorspolen avger ett kraftigt växelmagnetfält som avlägsnar anhopad magnetism. Man för då spolen kring tonhuvudet och ökar långsamt avståndet till två eller tre meter, innan spolen kopplas bort.

Wow mäter man på följande sätt: från stickkontakten leder vi en brumsignal till bandspelarens ingång genom ett par kondensatorer på 5 nF. Därefter avspelas bandet med brumsignalen, och vi sänder in denna signal i ena sidan av ett instrument. Från stickkontakten hämtas på nytt en signal som går till instrumentets andra sida. Mätaren skall vara av frekvensmätar- eller varvräknartyp. Den avlästa spänningen står i direkt proportion till förekomsten av wow. VARNING: Mätningen innebär risk för el-stötar. Den bör därför inte utföras av orutinerad person — och aldrig utan skiljetransformator.

Om bandspelaren, vilket är troligt, endast har lågt wow, kan man ansluta ett vanligt växelströmsinstrument och avläsa det utslag instrumentet gör per sekund. Det bör inte gärna bli mer än ett slag per sekund.

Flutter är också en form av hastighetsändring. Flutter är snabba hastighetsändringar, medan wow är långsamma.

Uppgift 1

Vad består ett tonband av?

Aluminiumfolie	A ☐
Plast med färgbeläggning	B ☐
Plast med magnetisk beläggning	C ☐
Stål	D ☐
Papper	E ☐

Uppgift 2

Vilka egenskaper är bättre med fyra spår än med två spår?

Förvrängning	A ☐
Brus	B ☐
Wow	C ☐
Speltid	D ☐

Uppgift 3

Hur stor del av bandet tar en stereosignal i anspråk på en tvåspårs-bandspelare?

1/1 bandbredd	A ☐
1/2 bandbredd	B ☐
1/3 bandbredd	C ☐
1/4 bandbredd	D ☐

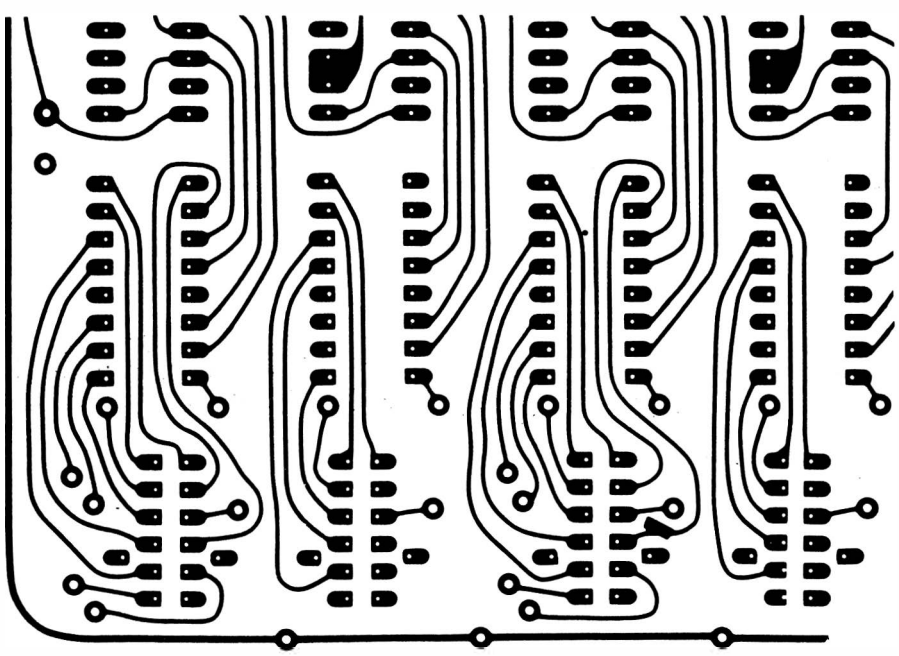
MONTERING

En mycket viktig sak i samband med elektronik är träning av den praktiska färdigheten. Om man helt förstår en förstärkares verkningssätt är det förargligt, om hela konstruktionen går åt skogen bara för att lödningar och chassijordningar är dåliga.

Lödningen utföras i dag nästan överallt på kretskort. Ett kretskort är en isolerande platta med ledande kopparbanor som förbinder de olika komponenterna och håller dem fast.

På ett kretskort är förbindelsen mellan komponenterna redan klar. Ofta finns det också hål färdiga och allt som återstår är själva monteringen.

Fig. 29.1 Kretskort



KRETSKORTET

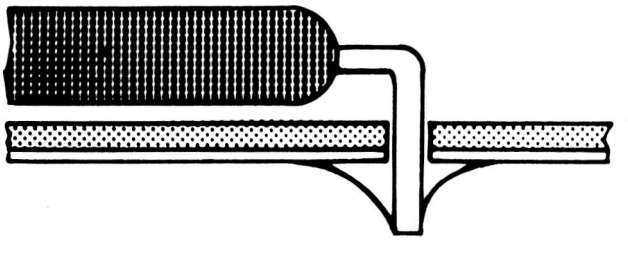
Så här monterar du komponenterna på kretskortet:

Bocka komponenternas tilledningar så att de kan stickas ned i rätt hål på kretskortet. Komponenterna ska placeras på den sida som inte har kopparspår och så nära ytan som möjligt. Klipp av ledningarna så att bara 2—5 mm sticker fram. Löd nu. Till lödningen använder du en tilfilad, ren, förtennad och varm lödkolv. Placera lödkolven så att den rör vid både kopparbanan och komponentens tilledning. Tillför samtidigt mellan två och fem millimeter lödtenn. Håll kvar lödkolven, tills tennet har flutit ut över kretskortet som vatten flyter ut över en svamp. Med en kolv på 20—50 watt tar detta mellan tre och fem sekunder. Använd flusshaltigt elektroniktenn, inte den sort som finns i järnaffärer och som saknar tillsats av flussmedel.

Bra tennmärken är t.ex. MULTICORE och FLUITIN.

VARNING: använd inte lödvatten, lödfett, lödpasta eller liknande. Sådana lödmedel är avsedda för stuprännor och liknande! De fördärvar ohjälpligt hela elektronikkonstruktionen. Har du aldrig lött förr, bör du först öva med en bit styv monteringstråd och ett kasserat kretskort.

Fig. 29.2



Korrekt komponentmontage

KRETSKORT

Det är både lärorikt och roligt att tillverka egna kretskort, men det krävs tålamod med planering, komponentplacering och teckning av kortet.

TÄCKMETODEN

Med denna metod kan var och en av ett överblivet kort lätt tillverka en elektronisk krets. Man gör på följande sätt (se fig. 29.1):

Skura ren kortets kopparsida med skurpulver, så att den blir helt ljus. Ett stycke självhäftande plast av samma typ som användes till träimitation klistras på kopparytan och alla blåsor pressas ut. Nu ritar du in kretsen på plastytan, eventuellt med ett karbonpapper som mellanlägg. Kring de områden som ska leda och förbinda komponenter, skär man bort smala remsor från plasten. Använd vass kniv eller ett rakblad. När du fått bort remsorna, etsar du med 50 procentig järnklorid $FeCl^3$. Värm till 60—100°, så är etsningen klar på 5—10 minuter.

Akta dig, så du inte får järnklorid på kläder och händer — det färgar kraftigt. När etsningen är klar, sköljer du bort järnkloriden med rinnande vatten. Återstående plast plockas bort och där under ligger de etsade ledningarna, klara för användning. Borra där så behövs och montera konstruktionen.

MÅLNINGSMETODEN

Man kan i fackhandeln köpa en speciell lödbar täcklack. Med denna lack kan man måla kortets kopparsida. Det vill säga, att du målar alla ledningar mellan komponenterna.

Därefter kan du etsa kortet i 30—50° C varm ferrokloridlösning, varefter kortet är fullt klart för borrning och montering av komponenterna.

Målningsmetoden är enkel, men det är svårt att få ett resultat som ser någorlunda professionellt ut. Se fig. 29.2.

FOTOMETODEN

Från större filmfabrikanter kan man köpa en ljuskänslig lack, som kan appliceras på kretskortets kopparsida. Med hjälp av denna lack kan man tillverka kretskort på samma sätt som man kontaktkopierar familjeporträtt.

Man ritar först upp hela kretskortet som det ska se ut. Därefter täcker man med tusch eller en speciell maskeringstejp. Denna är svart och helt ogenomsynlig, mycket flexibel och färgtålig, framställd speciellt för ändamålet. (Man kan också få lödställen och kombinationer med hela IC, d.v.s. integrerade kretsar, etc.). Detta arbete, som normalt göres två till fyra gånger den aktuella storleken, dras ned till slutlig storlek i klar, negativ film.

Den negativa filmen "omvänds" till en positiv 1:1 film, som placeras stadigt över ett kretskort med ljuskänslig emulsion. Sedan exponerar man med starkt, ultraviolett ljus i ca 10 minuter. Det går t.ex. bra att använda en kvartslampa på 1 m avstånd från kretskortet.

Efter exponeringen är alla ledningsförbindelser "härdade" och man framkallar med den specialvätska, som filmfabrikanten rekommenderar för den använda emulsionen. Nästa steg är etsningen som utföres på vanligt sätt med ferroklorid. Nu har man en professionell produkt.

Kretskort i serier överstigande 100 st tillverkas fabriksmässigt enligt en helautomatisk silkscreenmetod.

TILLSKÄRNING AV KRETSKORT

Kretskort av glasfiber kan antingen sågas med cirkelsåg eller lövsåg. Har man tillgång till plåtsax eller skärmaskin, går det givetvis utmärkt att använda dessa.

Pertinax-kort tillverkas av råoljeprodukter som blir mjukt och böjligt vid uppvärmning till 60 a 100°C. Man kan därför lätt klippa i pertinax som man först värmt upp. Pertinax har också den fördelen att inte spricka, när man bryter det i varmt tillstånd. För borrning av kretskort använder man normala eller high speed-borr, och maskinen ska gå med högsta varvtal, gärna 10—40.000 varv per minut.

MEKANISKT MONTAGE

Den rent mekaniska monteringen av komponenterna är lika viktig som den elektriska. Inte bara med hänsyn till kvaliteten utan som en förutsättning för god funktion. Det lönar sig inte att plocka ihop ett "fågelbo" i en cigarrlåda, när monteringen redan är given som i en färdig byggsats.

Följande punkter bör du hålla i minnet, när du monterar förstärkare, mätinstrument eller liknande.

1. Montera alltid på ett stabilt metallchassi, ev. på 2—3 mm aluminiumplåt.

2. Placera alltid förförstärkare så långt bort som möjligt från transformator, strömbrytare och ledningar för dessa. Annars kan det lätt uppstå brum. Skärma ev. av med en plåtbit, helst av något magnetiskt material.

3. Spänn fast de olika delkonstruktionerna i samtliga hål. Använd 3 mm skruv och mutter med metrisk gänga. Distanshylsor bör vara 6—8 mm långa, lämpligen av tunt metallrör.

4. Koppla en enda jordledning från varje delkonstruktion till en enda jordningspunkt mitt i chassit. Använd en skruv och ett antal lödöron.

6. Använd skärmad ledning från ingångskontakterna till förförstärkaren. Anslut skärmens ena ände, varken mer eller mindre, till förutnämnda jordskruv.

7. Sätt alltid in erforderligt RC-led i plusledningen mellan de olika förstärkaravsnitten.

8. Se till att utgångstransistorerna får god kylning.

9. Använd aldrig onödigt långa ledningar.

10. Kom ihåg att sätta in säkring, där så är möjligt — det kan annars börja brinna i konstruktionen.

11. Isolera och avskärma alla spänningsförande delar, så att inte någon klåfingrig person kommer till skada.

IMPULSTEKNIK

Datamaskiner eller datorer som de numera kallas, är de största elektroniska apparater som tillverkas. En medelstor dator innehåller mellan 50.000 och 100.000 transistorer, något fler dioder och ett motsvarande antal kondensatorer.

Tillsammans blir resultatet ytterst komplicerat, men i sina mindre enheter är det fråga om ett återkommande antal enkla kretsar.

BISTABIL MULTIVIBRATOR

Den viktigaste kretsen är det bistabila steget eller vippan, även kallad flip-flop. Det består av två symmetriskt kopplade transistorer. Dessa kan befinna sig i två tillstånd — antingen drar T1 ström och T2 blockerar eller så är förhållandet det omvända.

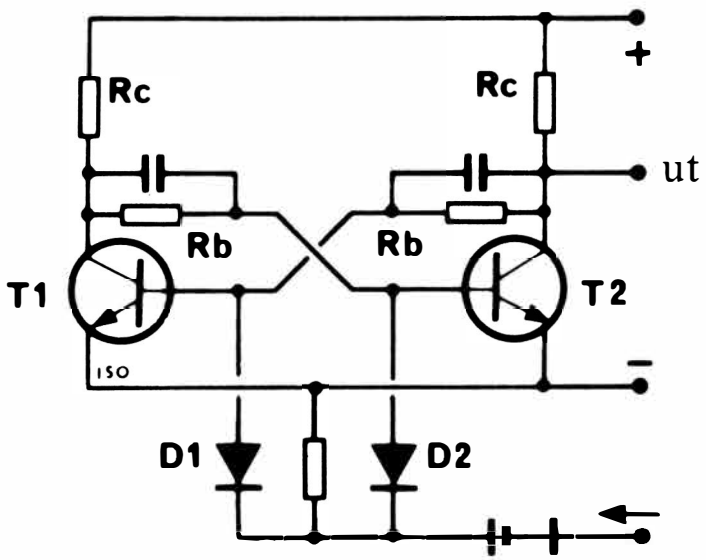


Fig. 30.1
FLIP-FLOP uppbyggd med diskreta komponenter

När T1 drar ström blir kollektorspänningen ca 0,4 volt. Detta är inte tillräckligt för att ge basström till T2. För detta krävs minst 0,5 volt. När T2 inte får någon basström, finns det heller ingen kollektorström och kollektorspänningen är hög. T1's bas kan då dra ström och kretsen är stabil. Det motsatta läget är naturligtvis lika stabilt, eftersom kretsen är symmetrisk.

Genom att avge en negativ impuls till den bas som drar ström, upphör transistorn ett ögonblick med att leda och kollektorspänningen stiger. Den andra transistorn får basström, kollektorströmmen får kollektorspänningen att falla, så att den första transistorn inte kan få basström på nytt. Härmed är steget omkastat. Med ett par dioder som visas i schemat kommer varje negativ impuls vi skickar in, att få steget att koppla om. Sitt engelska namn "flip-flop" har kretsen fått av det ljud den åstadkommer: åt ena hållet låter det som "flip", åt andra som "flop". Kondensatorn hjälper till at öka omkopplingshastigheten men styr dessutom omkopplingarna.

Eftersom det går åt många flip-flops till räknemaskiner, räkneverk och annan digital-utrustning, har det lönat sig att integrera hela serier av flip-flops i små plasthöljen med 14 eller 16 ben. Då man genom integrationen samtidigt utan extra kostnad kan bestycka multivibratorn med ett nästan obegränsat antal halvledare, är funktionsstabiliteten många gånger bättre.

Kretsarna 7473 och 7474 innehåller båda en dubbel uppsättning flip-flops.

Den integrerade kretsen 7490 innehåller fyra flip-flops och ett antal "gates" som kan kopplas samman för tiotalsräkning.

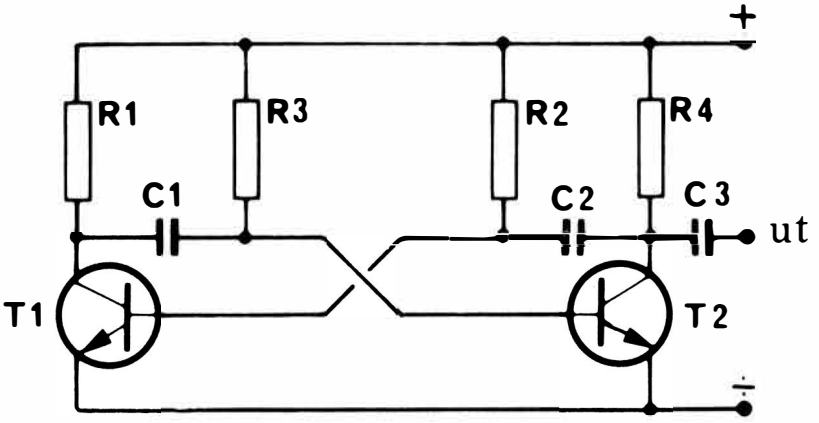


Fig. 30.2
Astabil multivibrator

Se vidare TE4 och 5 i avdelning Praktiska konstruktioner.

ASTABIL MULTIVIBRATOR

Detta är en tongenerator som avger en fyrkantssignal. Vi kan betrakta den som en kombination av två monostabila steg, där impulsen genom kondensatorerna kastas från det ena till det andra.

Motstånden försöker få transistorerna att dra full ström, men en tendens hos T1:s kollektor att sjunka i spänning överföres till basen, så att denna drar mindre ström. T2:s stigande kollektorspänning får T1 att dra full ström och helt slå ifrån T2. Detta tillstånd är delvis stabilt genom att R2 håller T2:s bas strömfri. C1 laddas upp av R3 och vid en viss tidpunkt börjar basen på T2 att få spänning. Transistorerna kopplar om, men inte heller detta tilstånd är stabilt, eftersom C2 nu har blivit uppladdad. Det uppstår en svängning, vars frekvens bestäms genom:

$$f = \frac{0,7}{R \times C}$$

R är basmotståndet, C är överföringskondensatorn.

Motstånden ska vara dimensionerade så att basströmmen kan bli stor nog att dra kollektorn på noll. Teoretiskt är alltså R2 = $\beta \cdot$ R1, men den ska väljas 20 a 30% mindre för säkerhets skull. R1 väljes från den önskade kollektorströmmen och den tillgängliga spänningen. Därefter beräknas kondensatorn till önskad frekvens.

Vid dimensioneringen väljer vi kollektorströmmen. Kollektormotståndet ska ge ett spänningsfall motsvarande den tillgängliga spänningen vid denna ström. Basen ska ha riktigt med ström för att kollektorströmmen ska bli korrekt. Detta bestämmer det totala motståndet i basledningen. Om strömförstärkningen är 100 gånger och den tillgängliga spänningen 4,5 volt samt den önskade kollektorströmmen 0,4 mA, har vi:

$$Rc = \frac{4,5\ V}{0,4\ mA} = 11\ kOhm;\ \text{Välj 10 kohm}$$

Erforderlig basström $\frac{0,4\ mA}{100} = 4\,\mu A$

Det totala motståndet i basledningen:

$$R_b = \frac{4,5V-0,7V}{4\mu A} = \frac{3,8V}{4\mu A} = \text{ca. } 1\ M\Omega$$

Vi väljer 1 Mohm som närmaste standardvärde. Välj alltid närmaste mindre standardvärde, såvida inte närmast högre ligger mycket nära. (Önskas 660 kohm, välj 680 kohm, önskas 630 kohm, välj 560 kohm osv.).

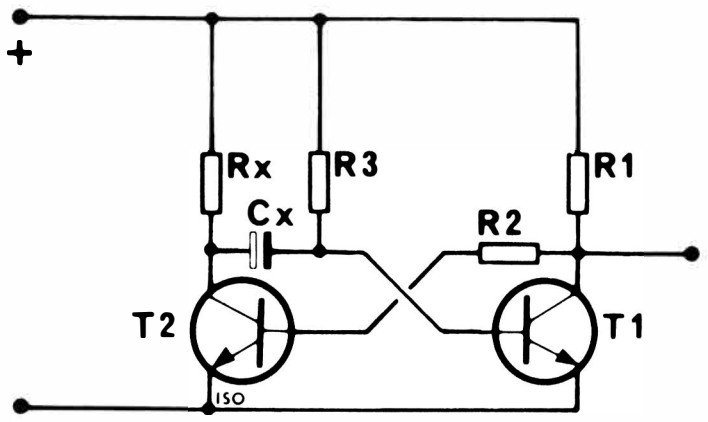


Fig. 30.3
Monostabil multivibrator

Se vidare TE6 i avdelning Praktiska konstruktioner.

MONOSTABIL MULTIVIBRATOR

Om det ena basmotståndet lägges till plus i stället för till den andra kollektorn, får vi en monostabil multivibrator. Uppställningen är stabil med T1 i ledande tillstånd och T2 blockerad, då T2 alltid får basströmmen via R2. Kondensatorn C1 kan dock tillfälligt hålla basen på T1 nere. Det sker, när vi utlöser kretsen över D. En negativ impuls stjäler basströmmen och kollektorspänningen faller.

C1 överför spänningsfallet och hindrar att T1 får basström. Detta tilstånd med T1 blockerad och T2 ledande varar, tills R2 har laddat upp C1. Då drar T1 basström igen, kollektorspänningen faller och T2 blockeras.

Resultatet blir, att en negativ impuls får steget att slå till inom en tidsrymd som bestämmes av uppladdningstiden hos C2: $t = R \cdot C \cdot 0{,}7$. R2 ska kunna ge tillräcklig basström tills T1:s kollektor ligger på 0,4 V. Här får vi vara frikostiga. R3 skall tillsammans med R1 kunna ge basström till T2. Först väljer man alltså kollektorströmmarna. Därmed har vi basströmmarna som kollektorström delat med strömförstärkningen (öka med 20 a 30%). När den tilgängliga spänningen är given, kan vi så räkna ut motstånden. En godtyckligt formad impuls omvandlas till en fyrkantsliknande impuls med exakt definierat höjd och bredd.

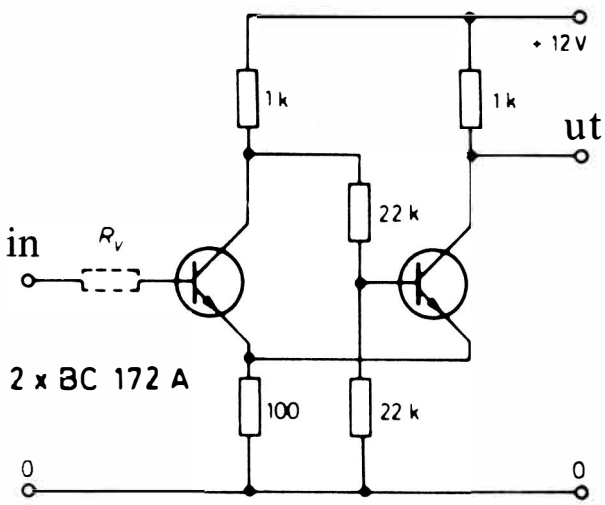


Fig. 30.4
Schmitt-trigger

SCHMITT-TRIGGERN

En schmitt-trigger omformar alla analoga signaler till digitala signaler.

Om Schmitt-triggerns ingångsspänning når en bestämd potential, kommer utgången att slå om. Utgången går tillbaka till utgångsställningen först när ingångspotentialen sjunker ned under nämnda omslagspunkt.

Denna skillnad mellan de båda ingångsnivåerna kallas hysteresen. Vid låg ingångsspänning spärrar den vänstra transistorn och den högra leder. Utgångsspänningen är därför lika med spänningsdelarförhållandet mellan kollektor- och emittermotstånden, 1 kohm och 100 ohm. Vid nämnda tillfälle ca 1,1 volt.

När ingångsspänningen ökar till en spänning som är större än spänningen över emittermotståndet plus vänstra transistorns bas/emitterspänning, kommer den att leda. Därvid faller kollektorspänningen så mycket, att den högra transistorn inte får någon basspänning/ström. Då kommer utgångsspänningen att öka till nästan samma potential som driftspänningen. Samtidigt med att höger transistor slutar leda, faller strömmen i det gemensamma emittermotståndet. Därvid faller också spänningen över emittermotståndet.

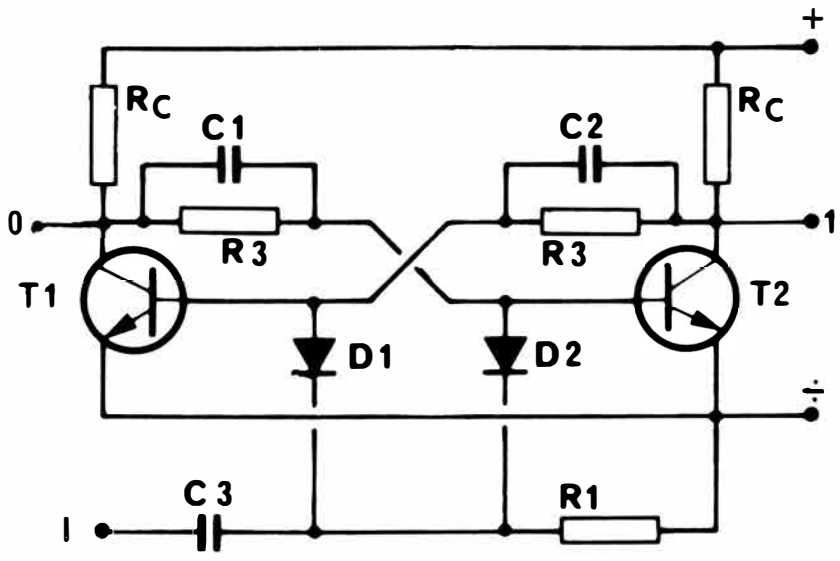
Råder nu samma ingångsspänning, kommer Schmitt-triggern att slå över mycket snabbt. Det är ju bara fråga om att övervinna bas/emitterspänningen på den vänstra transistorn. Ingången har i verkligheten blivit känsligare.

Schmitt-triggerns utgång kan styra en annan NPN-transistor genom ett motstånd på 1—10 kohm cirka.

SAMMANKOPPLING AV STEG

Med fyra bistabila steg kan vi göra ett räkneverk som kan räkna till 16. Om vi betecknar de två lägena hos en flip-flop för 1 och 0, kan vi således få 16 olika kombinationer från fyra steg. På blockschemat är båda kollektorerna i varje steg ute. Den ena heter 1 och den andra 0. Stegets värde bestäms av vilken ledning som är positiv.

Fig. 30.5
FLIP-FLOP



Med en sats dioder kan kombinationen delas upp så, att endast en transistor drar ström, när utgångarna är kombinerade på ett visst sätt. Dioderna är alltså kopplade så, att transistorn bara drar ström, när alla dioderna får en positiv spänning. Annars löper strömmen genom basmotståndet till den diod som har negativ spänning. På figuren visas en sådan koppling, en diodgrind med tre utgångar från tre bistabila steg (här finns totalt åtta möjligheter). De aktiveras genom kombinationerna 110, 010 och 001. Med en kombination av diodgrindar, vippor och monostabila multivibratorer kan im-

pulser styras till en bestämd plats i en maskin, räknare kan addera och subtrahera, och hela processer kan styras utifrån med hålremsa eller hålkort. Impulserna kan också lagras magnetiskt i små ferritringar, så att information kan bevaras. Särskilt sedan utvecklingen av integrerade kretsar tagit fart, har möjligheterna för användning av digitala kretsar mångdubblats. Genom massfabrikation har priserna sjunkit enormt. Anvisningar om speciallitteratur i detta ämne lämnas på annan plats. Tillblivelsen av TE-bokens text är f. ö. baserad på datateknik över magnetband (IBM datasättning).

För allmänt bruk kan impulskretsar användas för tidmätning, siffervisande instrument, fjärrstyrning och små elektroniska speldosor.

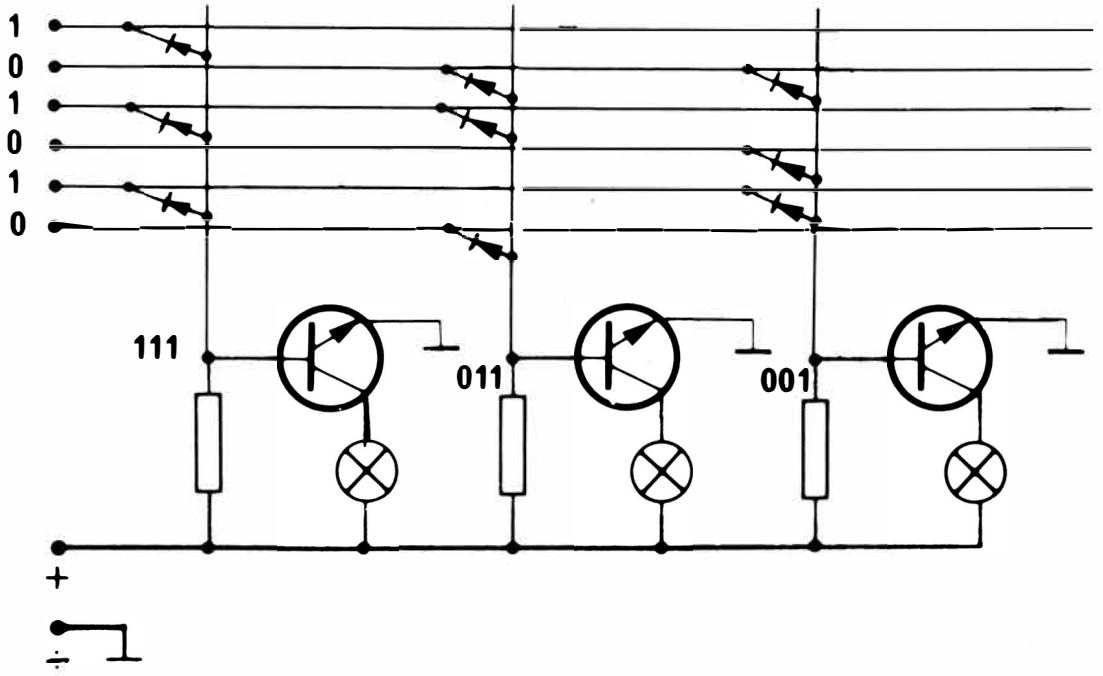
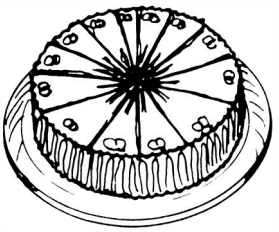
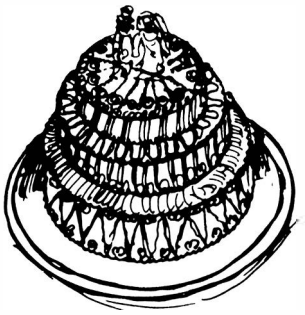


Fig. 30.6
Binär dekodning med diskreta komponenter.





RÄKNETEKNIK

Om du kan räkna äpplen och dela tårtor har du redan nått långt i räknekonsten. Vi vet ju, att du kan räkna, men vi vill känna oss säkra på, att du inte gör fel. Bara ett enkelt kommafel till exempel, kan göra att du bränner upp för ett par hundra kronor transistorer . . .

Om du får 2 äpplen och köper 3 till, hur många har du då? 5, inte sant? Om du ska ha reda på det totala motståndet i en seriekoppling, lägger du ihop de olika motståndens värden, t.ex. 10 kohm, 15 kohm, och 22 kohm blir 47 kohm.

Om du har två tårtor och ska *dela* dem lika mellan 5 personer, vad får då var och en (bortsett från magknip)? 2 hela dividerat med 5. Var och en får 2/5 = 0,4 tårta. Vi har här räknat ut det i decimalbråk.

Nu ska vi *göra* tårtor. 30 personer kommer med 1/8 tårta var. Hur många hela tårtor blir det?

x *tårtor* = 30 · 1/8
x = 30/8 = 3 · 6/8 = 3 3/4 *tårtor*

Om vi nu vill göra bröllopstårtor som är tre gånger så höga som vanliga tårtor och har ovannämnda antal bitar till hands, får vi:

3x *tårtor* = 30 · 1/8
3x = 30/8
x = 30/(3 · 8) = 10/8 = 5/4 = 1 1/4 *bröllopstårta*

Vi har nu fått demonstrerat den allra viktigaste räkneregeln, nämligen:

OM VI VILL FÖRA ETT TAL ELLER EN BOKSTAV ÖVER ETT LIKHETSTECKEN, SKA DET GÅ PÅ KORS

Det vill säga, om talet eller bokstaven står *över* bråkstrecket på ena sidan, ska det placeras *under* bråkstrecket på den andra sidan.

Från skolan känner du igen detta som regeln: man dividerar med ett bråk genom att multiplicera med det omvända. Vi tar väl ett exempel:

$$\frac{2 \cdot 3 \cdot 2}{2 \cdot 2 \cdot 2} = \frac{3\,A \times 4}{8} \qquad 3\,A \cdot 4 \cdot (2 \cdot 2 \cdot 2) = 2 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 8$$

$$12\,A \cdot 8 = 12 \cdot 8 \qquad 12\,A \cdot 12 \cdot \frac{8}{8} \qquad 12\,A = 12 \qquad A = \frac{12}{12} = 1$$

Så har vi räknat ut storleken på A.

Vi kan addera två bråk, om de har samma tal i nämnaren. 1/4 tårta och en 1/8 tårta kan lätt läggas samman, men vad får vi? Den största biten — 1/4 tårta — måste skäras upp till åttondelar, av vilka vi får två. Därefter har vi tre bitar, var och en bestående av 1/8 tårta, således totalt 3/8 tårta. Vid ett annat tillfälle har vi 1/3 och 1/4 tårta. Här kan vi inte nöja oss med att dela endast den ena, vi måste sätta kniven i båda. 1/3 tårta delas i fyra bitar till tolftedelar. 1/4 tårta kan skäras till 3 tolftedelar. Vi har nu sammanlagt 7 tolftedelar = 7/12 tårta.

När vi har två bråk, måste vi finna ett tal som båda nämnarna går jämnt upp i samt förlänga bråken, så att de får denna gemensamma nämnare.

$$x = \frac{1}{3} + \frac{3}{2}$$

$$x = \frac{2 \times 1}{2 \cdot 3} + \frac{3 \cdot 3}{3 \cdot 2} \quad \text{(vi förlänger med } \frac{2}{2} \text{ och } \frac{3}{3}\text{)}$$

$$x = \frac{2}{6} + \frac{9}{6}$$ (och vi får därvid samma nämnare)

$$x = \frac{11}{6} = 1\frac{5}{6}$$ (och så kan vi nu räkna samman bråken)

Nu är det inte bara enkla tal vi har att göra med inom elektroniken. Vi har storheter som skrivs med många nollor före eller efter kommatecknet, och i stället för att tala om tusen och miljoner osv. anger vi med vissa bokstäver, hur många nollor ett tal har. Bokstäverna skrivs samman med grundenheten.

NOMENKLATUR

Det enklaste exemplet ser vi varje dag i snabbköpet, när vi handlar potatis. Vi ser aldrig en påse med 2500 g potatis. Det förkortas till 2,5 kg (2 1/2 kg), eftersom 1000 g är 1 kg. Ett "k" framför betyder alltså 1000 gånger mer än grundenheten ensam. De andra bokstäver som används anger följande storheter:

$$\frac{1}{1.000.000.000.000} = 10^{-12} = 1\ \text{p}$$ uttalas piko

$$\frac{1}{1.000.000.000} = 10^{-9} = 1\ \text{n}$$ uttalas nano

$$\frac{1}{1.000.000} = 10^{-6} = 1\ \mu$$ uttalas mikro

$$\frac{1}{1.000} = 10^{-3} = 1\ \text{m}$$ uttalas milli

$$1 = 10^{0}$$ (potensen 0 definieras ej)

1.000	$= 10^3 = 1\text{k}$	uttalas kilo
1.000.000	$= 10^6 = 1\ \text{M}$	uttalas mega
1.000.000.000	$= 10^9 = 1\ \text{G}$	uttalas giga

POTENSER

10^{-12} utläses tio upphöjt till minus tolv — 12 är potensen och fördelen med att använda potenser visar sig i en förenkling av räkne- och skrivarbetet.

Med potenser kan vi reducera uttrycket genom subtrahering och addering. Man multiplicerar två tiotal upphöjda till potens genom att lägga samman potenserna.

Som ett exempel kan vi reducera följande uttryck. Jämför genom att skriva nollor!

$$x = \frac{10^{-15} \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{10^{-8} \cdot 10^{3} \cdot 10^{12}} \quad , \quad \frac{\text{Täljare}}{\text{nämnare}}$$

Över bråkstrecket får vi:

$10^{-15} \cdot 2 \cdot 10^{-3} =$

$10^{15-3} \cdot 2 =$

$10^{12} \cdot 2$

Och under

$10^{-8} \cdot 10^{3} \cdot 10^{12} =$

$10^{12+3-8} =$

10^{7}

Bråket ser nu ut så här:

$$x = \frac{10^{12} \cdot 2}{10^{7}}$$

Detta är förvisso ett motbjudande bråk, men vi kan flytta ett potenstal från nämnare till täljare eller omvänt genom att låta potensen skifta förtecken:

$$x = \frac{10^{12} \cdot 2}{1} = 2 \cdot 10^{5} = 200.000 = 200 \text{ k}$$

Och kom nu ihåg:

NÄR VI BYTER EN SIFFRA FRÅN NÄMNARE TILL TÄLJARE ELLER OMVÄNT, OCH DET INTE STÅR NÅGON ANNAN SIFFRA KVAR, SKALL DÄR STÅ EN ETTA, INTE EN NOLLA.

Det skulle t.ex. vara förfärligt att behöva dividera med noll, för det går ju inte.

Pröva nu dina krafter på uppgifterna, det ökar din säkerhet. De första är lätta, men det blir snabbt svårare.

Uppgift 1

$\frac{1}{4} + \frac{1}{4} = ?$

$\frac{1}{8}$ A ☐

$\frac{1}{4}$ B ☐

$\frac{1}{2}$ C ☐

Uppgift 2

$\frac{1}{4} + \frac{1}{8} = ?$

$\frac{2}{8}$ A ☐

$\frac{3}{8}$ B ☐

$\frac{4}{4}$ C ☐

Uppgift 3

$$\frac{3}{4} + \frac{4}{16} = ?$$

$\frac{16}{4}$ A ☐

$\frac{16}{16}$ B ☐

1 C ☐

Uppgift 4

$$A + \frac{A}{2} + \frac{A}{6} =$$

$\frac{10\ A}{6}$ A ☐

12 A B ☐

Uppgift 5

$$x = \frac{1}{A} + \frac{1}{14\ A} + \frac{1}{7\ A} + \frac{11}{14\ A}$$

$x = \frac{2}{A}$ A ☐

$x = \frac{A}{2}$ B ☐

Uppgift 6

Vi kan också ta talkonstanten med i formeln, då har värdet 3,14. Vi sätter in värdena för f och Z. T.ex. f = 100 Hz och Z = 1 Mohm.

C kan vi ta reda på så här: $\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Zc}$

Hur stor blir kondensatorn?

15 nF A ☐
1,5 nF B ☐
6,28 nF C ☐

FÄRGKODNING

Färgkoden är ett bra sätt att märka komponenter på. Både fabrikanten och förbrukaren har nytta av detta. Färgerna kan ses från alla sidorna, emedan en siffra kan döljas på baksidan av komponenten. Även om stora delar av färgen har bortflagnat, kan man se tillräckligt av färgen för att kunna läsa av värdet.

Alla vanliga motstånd på effekter mellan 1/10—2 Watt, är färgkodade. Det samma gäller keramiska och polyesterkondensatorer. Andra kondensatorer i området mellan 10 pF till 1 uF samt alla elektrolytkondensatorer har påtryckta siffervärden.

Färgkoden är utförd som färgade ringar runt komponenterna. Det kan finnas upp til 5 färgringar.

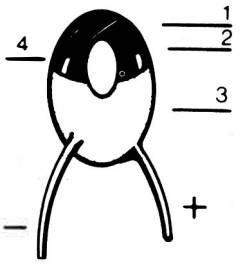
Först måste vi finna numreringen av färgringarna. Om det är en ledning i varje ända på komponenten, (gäller alltid vid motstånd) så är färgerna förskjutna mot ena sidan. På dessa komponenter avläses värdet där färgerna ligger ytterst. På kondensatorer går bägge benen oftast ut från ena sidan (botten). Då avläses värdet från den andra sidan (toppen). Tvärtom vid NTC — motstånd.

Färgringarna har följande betydelse: De tre första anger värdet i ohm eller pF. Den fjärde anger toleransen. (Fabrikens garanti på den max. avvikningen från det angivna värdet). Den femte, som endast finnes på kondensatorer, avger temperaturkoefficienten. Kodningen på de tre första ringarna är lika för både motstånd och kondensatorer med undantag från siffrorna x 0,1 och 0,01. Toleranserna har olika kodning, undantag från 1 och 2, som är respektive brun och röd. Temperaturkoefficienten är bara angiven för kondensatorer.

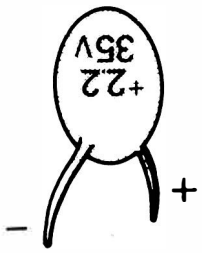
FÄRG	1. RING	2. RING	3. RING	4. RING
SVART	0	0	x1	
BRUN	1	1	x10	
RÖD	2	2	x100	
ORANGE	3	3	x1.000	
GUL	4	4	x10.000	
GRÖN	5	5	x100.000	
BLÅ	6	6	x1.000.000	
VIOLETT	7	7	x10.000.000	
GRÅ	8	8		
VIT	9	9		
BRUN				1%
GULD				5%
SILVER				10%
"INGENTING"				20%

Med färgkodningen kan vi inte ange alla möjliga värden, endast s.k. standardvärden. Dessa, liksom färgkodningen, används internationellt. Standardvärdena ligger så, att det är ett 20% hopp till närmast större värde. Utgångspunkten är 1, t.ex. 1 ohm. Standardvärdena är: 1 ohm, 1,2 ohm, 1,5 ohm, 1,8 ohm, 2,2 ohm, 2,7 ohm, 3,3 ohm, 3,9 ohm, 4,7 ohm, 5,6 ohm, 6,8 ohm, 8,2 ohm och slutligen 10 ohm. Samma siffror användes nu i nästa serie mellan 10 och 100 samt mellan 100 och 1000 osv. Vi kan inte få ett motstånd på 25 kohm. De två närmaste är 27 resp. 22 kohm. Kondensatorer med färgkod har samma standardvärden som motstånd.

För droppformade TANTALKONDENSATORER gäller en speciell färgkod. Då dessa kondensatorer blir mer och mer vanliga i moderna elektronikkonstruktioner, kan det vara lämpligt att nämna denna speciella färgkodning, vilken för övrigt är normerad enligt IEC och DIN 40 820.



Se vidstående teckning av en droppformad tantalkondensator. Första och andra ringen markerar första och andra siffran i kondensatorvärdet. Pricken, som också anger polariteten, markerar också den 10-potens de båda första siffrorna ska multipliceras med, för att man ska få fram kondensatorns värde i uF.



För de båda första ringarna/siffrorna gäller den vanliga färgindikeringen från svart, brun, röd osv. till vit, från 0—9, men för multiplikatorpricken har färgerna följande betydelse:

SVART	× 1
BRUN	× 10
GRÅ	× 0,01
VIT	× 0,1

Slutligen gäller en alldeles speciell märkning för kondensatorns märkspänning — färgen närmast trådanslutningarna:

VIT	3	volt
GUL	6,3	volt
SVART	10	volt
GRÖN	16	volt
BLÅ	20	volt
GRÅ	25	volt
ROSA	35	volt

För att man ska kunna vända en tantalkondensator rätt i förhållande till plus och minus, har den försetts med en prick på ena sidan. Det är samma prick som anger den 10-potens de båda första siffrorna ska multipliceras med. När du håller tantalkondensatorn framför dig med pricken synlig och benen nedåt, är det HÖGER ben som är plus.

Uppgift 1

Vilka data har ett motstånd med ringfärgerna brun, svart, röd, guld?

100 ohm/5%	A ☐
1000 ohm/10%	B ☐
1 kohm/5%	C ☐
10 kohm/10%	D ☐
10 kohm/5%	E ☐

Uppgift 2

Vilka data har ett motstånd med ringfärgerna orange, vit, orange, silver?

390 Ohm/10%	A ☐
37 kohm/10%	B ☐
3,1 kohm/10%	C ☐
31 kohm/10%	D ☐
39 kohm/10%	E ☐
3,9 kohm/10%	F ☐

Uppgift 3

Vi har ett motstånd med ringar i färgerna guld, gul, violett, gul. Vilka data har motståndet?

4,7 ohm/4%	A ☐
47 kohm/20%	B ☐
470 kohm/5%	C ☐
4,7 kohm/20%	D ☐

Uppgift 4

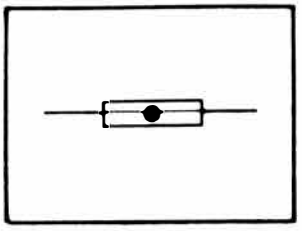
En kondensator är märkt med färgerna grön, blå, brun, vit och svart. Vilka data har den? Vi bortser från temperaturberoendet.

560 pF/10%	A ☐
650 pF/10%	B ☐
560 nF/10%	C ☐
560 uF/10%	D ☐
560 F/10%	E ☐
6500 pF/10%	F ☐

Uppgift 5

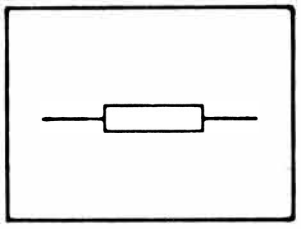
En kondensator är märkt orange, röd, svart. Hur stor är den?

33 pF/50%	A ☐
33 pF/20%	B ☐
32 pF/20%	C ☐
3300 pF/20%	D ☐



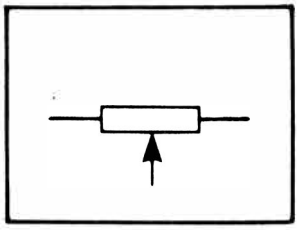
SÄKRING

Motståndssymbol med streck igenom och en prick i mitten. Ofta sättes värdet ut ovanför. Säkring markeras i stycklistan med ett S följt av ett nummer.



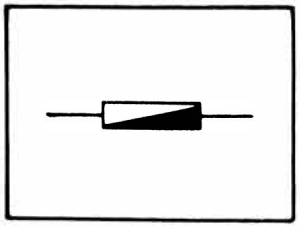
MOTSTÅND

Betecknas med R följt av nummerangivelse.



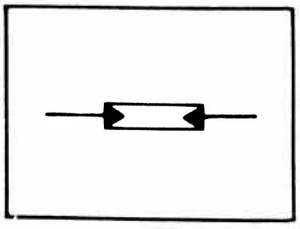
POTENTIOMETER

Betecknas med bokstaven P följt av nummer. Samma symbol som för motstånd men med en pil riktad mot mitten.



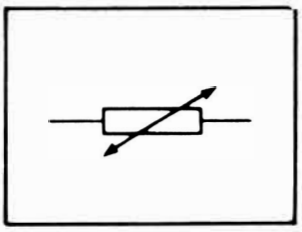
VDR-MOTSTÅND

Betecknas med ett R följt av nummer. VDR står för *V*oltage-*D*e-*R*esistor, vilket på svenska kallas spänningsberoende motstånd. Man symboliserar ett VDR-motstånd som ett vanligt motstånd fyllt til hälften diagonalt.



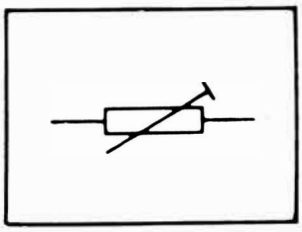
LDR-MOTSTÅND

Betecknas med bokstaven R följt av ett nummer. LDR står för *L*ight *D*ependant *R*esistor — ljusberoende eller ljuskänsligt motstånd. Symbolen som för vanligt motstånd men med en pilspets i varje sida.



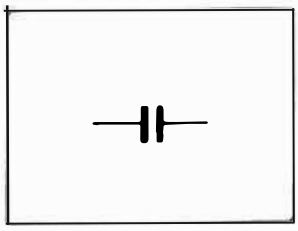
NTC/PTC-MOTSTÅND

Betecknas med R plus ett nummer. NTC och PTC står för *N*egative *T*emperature *C*oefficient resp. *P*ositive *T*emperature *C*oefficient. Det är alltså fråga om temperaturkänsliga motstånd. Ett NTC/PTC-motstånd har samma symbol som ett vanligt motstånd men dessutom en dubbelspil snedställd över symbolen samt bokstaven N eller P. Saknas bokstaven, är det nästan alltid fråga om ett NTC-motstånd.



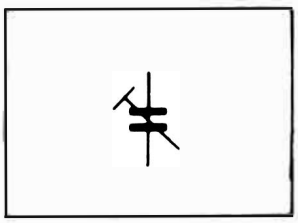
TRIMPOTENTIOMETER

Betecknas med R och följande nummer. Symbolen är fortfarande det vanliga motståndets men med snedstreck enligt figuren.



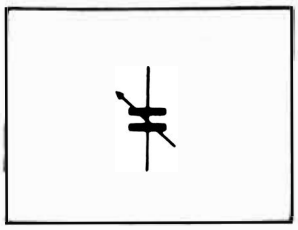
KONDENSATOR

Betecknas med C och ett följande nummer. En kondensator tecknas som två tjocka, separata plattor i rät vinkel mot tilledningen. Kondensatorer av följande typer visas med denna symbol: keramiska, polyester-, olje-, pappers-, rull-, pin-up- och metallpapperskondensatorer.



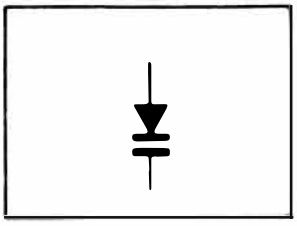
TRIMKONDENSATOR

Betecknas med bokstaven C plus nummer. Kondensatorsymbolen är kompletterad med ett diagonalt trimningsstreck.



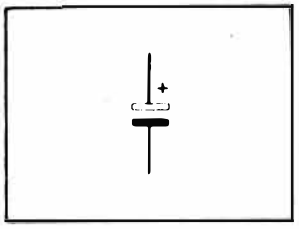
VRIDKONDENSATOR

Betecknas med ett C plus nummer. Vanlig kondensatorsymbol med diagonal pil.



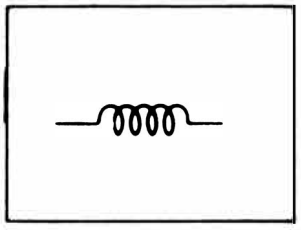
KAPACITETSDIOD

Betecknas med D och ett nummer. Symbolen är en kombination av kondensatorns och diodens symboler. Hör egentligen hemma bland halvledarkomponenterna men användes bara som avstämningskondensator.



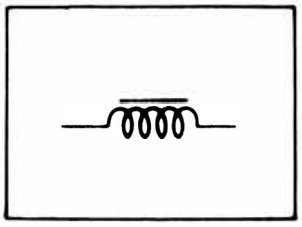
ELEKTROLYTKONDENSATOR el. TANTALKONDENSATOR

Betecknas med bokstaven C och nummer. I symbolen är den ena kondensatorplattan ej fylld. Den ofyllda betecknar plus. Övriga kondensatorer är inte polariserade.



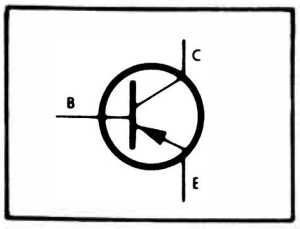
LUFTSPOLE

Betecknas med L och ett nummer. Symboliserad genom ett antal antal varv.



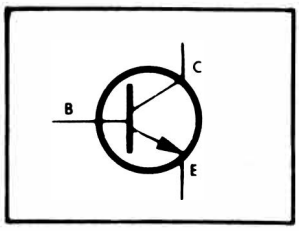
SPOLE MED JÄRNKÄRNA

Betecknas med L och ett följande nummer. Symbol som för luftspole men med ett litet vinkelrät ändstreck, är det fråga om en justerbar spole. Vridspolar förekommer i allmänhet inte.



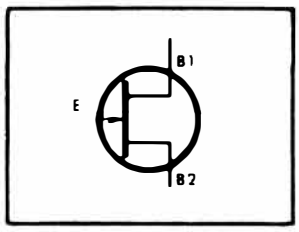
PNP-TRANSISTOR

Betecknas med bokstaven T och ett följande nummer. Symbolen består av en cirkel med lodrätt basstreck och snedställda streck för kollektor (C) och emitter (E). Vid PNP-transistor, som ska ha minus till kollektorn, visar pilen inåt vid emittern.



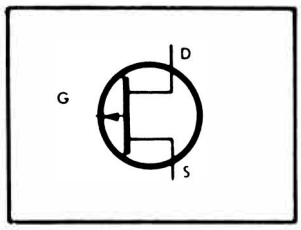
NPN-TRANSISTOR

Betecknas med bokstaven T och ett nummer. Samma symbol som för PNP-varianten, men pilen vid emittern är riktad utåt. NPN-transistorn ska ha plus till kollektorn.



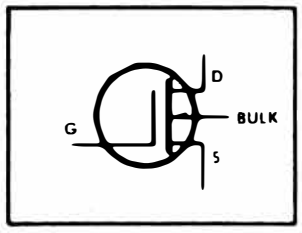
UNI-JUNCTION-TRANSISTOR (DUBBELBASDIOD)

Betecknas med T och nummer. Transistorsymbolen är modifierad så att de två andra tilledningarna går ut ur transistorn vågrätt. Kopplingen framgår av diagrammet.



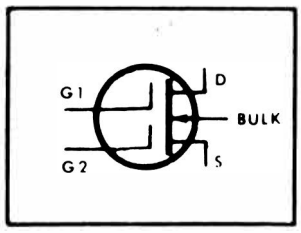
FÄLTEFFEKT-TRANSISTORN

Betecknas med T och följande nummer. En FET har samma symbol som UJT men emittern (E) kallas här gate (G), grind.



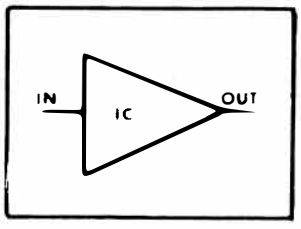
MOST

Betecknas med T plus nummer. Transistor med tre "basledningar", *D*rain, *B*ulk och *S*ource. Ingången kallas gate.



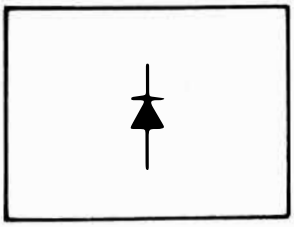
DUAL GATE MOST

Betecknas med T och ett nummer. Samma som MOST men med ytterligare en gate. Denne transistor har egenskaper som en heptod med transistorns goda strömförsörjningsegenskaper.



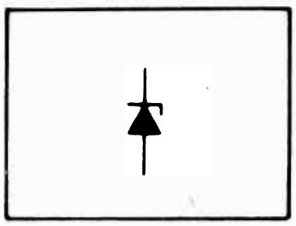
INTEGRERAD KRETS

Betecknas IC plus nummer. Den trekantliga pilen anger förstärkningsriktningen. En integrerad krets kan innehålla många tilledningar, ofta 14 eller fler.



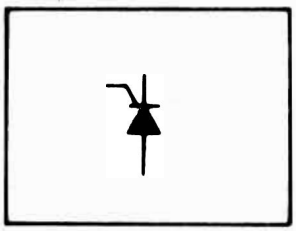
DIOD

Betecknas D med ett följande nummer. Symbolen utgöres av en fylld pil på tilledningen mot vinkelrätt spärrstreck. Strömmen går positiv i pilens riktning.



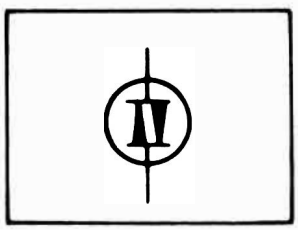
ZENERDIOD

Betecknas D med ett följande nummer. Samma symbol som ovan men med ett litet vinkelrätt streck på spärrstrecket.



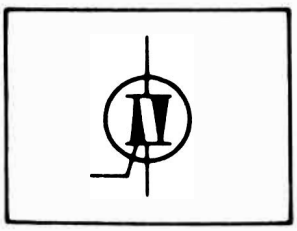
STYRD LIKRIKTARE eller TYRISTOR

Betecknas med bokstaven D och nummer. Symbolen liknar föregående men har ett litet böjt streck utifrån spärrstrecket. Det markerar styrgrinden.



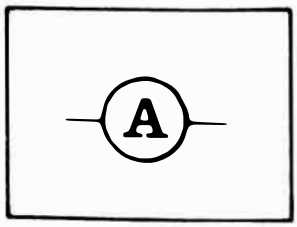
DIAC

Även denna betecknas med D och ett nummer. Symbolen är två parallella, mot varandra riktade dioder inuti en cirkel.



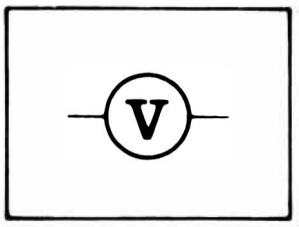
TRIAC

Betecknas med D plus nummer. Symbolen som föregående men med styrgrind. TRIAC förekommer ofta med inbyggd DIAC



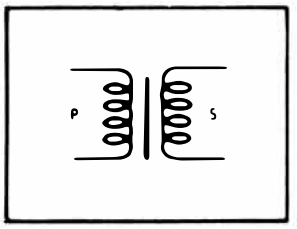
AMPEREMETER

Betecknas med M plus nummer. Symbolen är en cirkel som omsluter bokstaven A.



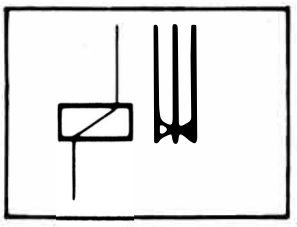
VOLTMETER

Betecknas med M och nummer. Symbolen är en cirkel som omsluter bokstaven V.



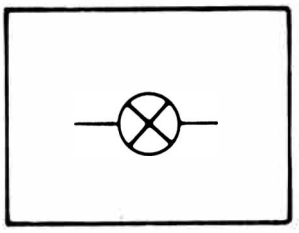
TRANSFORMATOR

Markeras med TR eller NT plus nummerbeteckning. Symbolen är parallella spolar, ofta med uppgift om spänning på primär och sekundär.



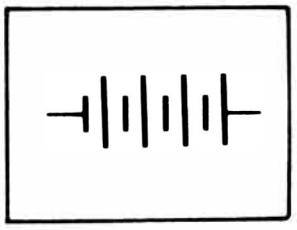
RELÄ

Markeras med RE plus nummer. Symbolen en rektangulär låda dubbelt så bred som en motståndssymbol. Kontakterna ritas också ut. Kontaktförbindelsen anges alltid med reläet i viloställning. Den etablerade förbindelsen markeras genom den fyllda pilspetsen.



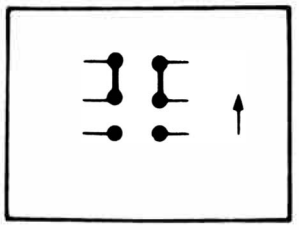
GLÖDLAMPA

Betecknas med GL och nummer. Cirkel med kors i 45° vinkel.



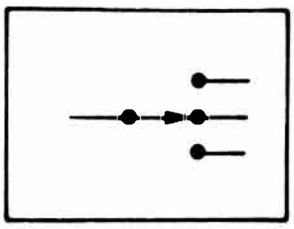
BATTERI

Markeras med B plus nummer. Symbolen består av omväxlande korta och långa streck i rät vinkel mot ledningen. Om inget annat sägs, markerar de långa strecken plus.



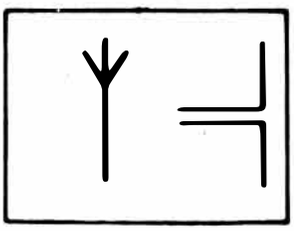
SKJUTSTRÖMSTÄLLARE

Markeras med 0 och åtföljande nummerbeteckning. Symbolen består av prickar med etablerad förbindelse i angiven ställning samt tilledningar.



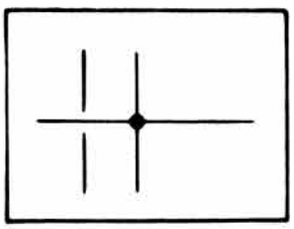
VRIDOMKOPPLARE

Markeras med 0 och nummer. Anges genom prickar och pil som markerar läget.



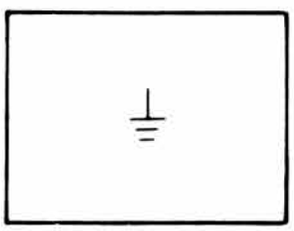
ANTENNER

Betecknas med ANT och nummer. AM-antennens symbol är en lodrät linje med en "kvast" upptill. FM-antennen eller dipolen består av två kraftiga streck med tilledningar i rät vinkel.



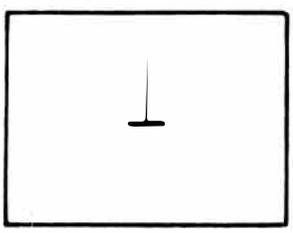
LEDNING

Ledningsförbindelser markeras med linjer. Om ledningarna inte är förbundna med varandra utan bara korsas, "bryter" man den ena ledningen. Om ledningarna skall förbindas, förser vi förbindelsepunkten med en liten prick.



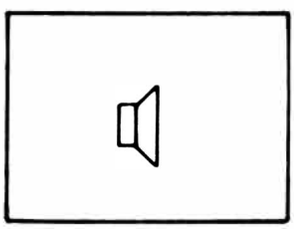
JORDFÖRBINDELSE

En lodrät linje som korsas av tre vågräta streck med avtagande längd. Betecknas med bokstaven J.



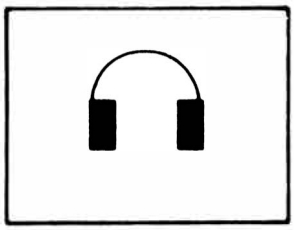
JORDNING I CHASSI

Lodrät linje mot tjockare streck i rät vinkel. Betecknas CHASSI eller JORD.



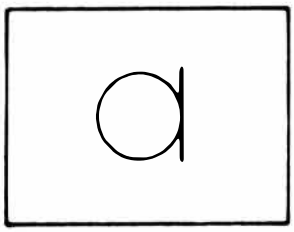
HÖGTALARE

Betecknas HT plus nummer



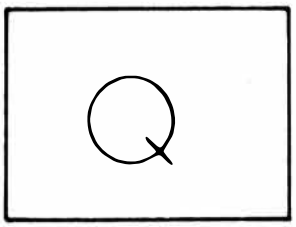
HÖRTELEFON

Betecknas HT plus nummer.



MIKROFON

Betecknas med bokstaven M och åtföljande nummer. Symbolen är en cirkel med tangerande lodrät linje.



PICK-UP

Betecknas PU med efterföljande nummer. Cirkel med kort streck som bryter periferin i rät vinkel.

dB — EN PRAKTISK STORLEK

En förstärkare är normalt avsedd till att förstärka en signal från en bestämd nivå till en större nivå. Detta gäller, oberoende om man talar om lågfrekvensförstärkare eller högfrekvensförstärkare - strömmar eller effekter.

Enklast skulle vara att uttrycka förstärkningen i ett antal gånger, utan vidare förklarningar. Men av två orsaker, använder man sig av deci-Bell (efter den skotsk-amerikanska uppfinnaren av telefonen, Alexander Graham Bell 1847 - 1922). För det första, kan en förstärkning i antal gånger ofta vara en siffra med många nollor efter. För det andra, är det omedelbara ljudtrycket, inte proportionellt med förstärkningen. En förstärkning på 1000 gånger, låter inte 1000 gånger högre.

Bell upptäckte, att man kunde uttrycka förstärkningen eller dämpningen efter en exponentiell kurva med ganska speciellt utseende. Kurvan är en multipel för 10 tal logaritmen och en fast siffra.
Detta gör det lättare att jämföra två storlekar eller att finna förstärkningen i flera steg. När man räknar med logaritmer, behöver man endast lägga ihop, då man med de rena talen måste multiplicera. Det är alltså riktigare och lättare att använda storleken Bell. Då en Bell är en mycket stor enhet, har man valt att använda utgångspunkten deci-Bell, dB. Det går alltså 10 små deci-Bells på en Bell.

FÖRSTÄRKNING

En förstärkning är förhållandet mellan en utgångssignal och en ingångssignal. Denna signal kan vara en spänning, ström eller effekt.
Ström och effekt hänger ihop. Effekten är en multipel av spänning och ström. I praktiken, ställer vi upp exempel på ovanstående enligt följande:

A: För spänningsförstärkning gäller $A_u = \frac{U_{ut}}{U_{in}}$ gånger

B: För strömförstärkning gäller $A_i = \frac{I_{ut}}{I_{in}}$ gånger

C: För effekt gäller $A_p = \frac{P_{ut}}{P_{in}}$ gånger

Vid effektförstärkning, måste man komma ihåg, att ström gånger spänning är det samma som effekt.
Detta medför att förhållandet blir proportionellt större.

DECIBELL — dB

I modern elektronik används storhetsförhållandet dB, men glöm inte att dB även kan användas vid DÄMPNING. Där dämpningen uttrycks i dB. Man säger inte att dämpningen är - X dB, utan att signalen är dämpad X dB.
Kom ihåg att benämningen dB inte är en fysisk storlek som volt, ampere, ohm och watt. Ibland får man höra i samband med mixerförstärkare eller förförstärkare att utspänningen är 0 dB, eller att en sändares harmoniska utstrålning är X dBm.
0 dB kommer av att man förutsätter att nivån från en förförstärkare är 0 dB vid 775 mV utspänning. Samtidigt att sändaren utstrålar harmonisk signal, som är X dB under 0 dBm. Det lilla »m» anger att 0 dB ligger vid 1 milliwatt. Andra former för små index kan förekomma.

Om vi nu följer upp texten kan vi beräkna förstärkningsförhållandet i dB för spänning, ström och effekt.

A: Spänning dB = $20 \log \frac{U_{ut}}{U_{in}}$

B: Ström dB = $20 \log \frac{I_{ut}}{I_{in}}$

C: Effekt dB = $10 \log \frac{P_{ut}}{P_{in}}$

Vi förutsätter i formel C, att ström · spänning = effekt.

Om man räknar med dB när det gäller ström och spänning kan dB värdena direkt adderas. Vid effekt, skall värdena multipliceras. Med de små reglerna som vi har gått genom, kan vi nu utan problem omräkna en förstärkning till ett antal dB. Bakvägen är lite svårare. Tidigare var man tvungen att slå i tabeller, men nu kan nästan alla kalkylatorer direkt ge svaret.

NÅGRA FASTA dB STORLEKAR

A: För ström och spänning

dB	Förstärkning	Förklaring
0 dB	1 gång	vår utgångspunkt
1 dB	1,1 gånger	mycket lite skillnad
3 dB	1,4 gånger	nästan 1/2 gång större signal
6 dB	2 gånger	fördubbling
10 dB	3,16 gånger	fixerad max. utslag för AC mätinstrument med både dB och spänningsangivning i 10 dB områden
20 dB	10 gånger	samma som ovan, fast spänningsangivningen i 20 dB områden

B: För effekt

dB	Förstärkning	Förklaring
0 dB	1 gång	vår utgångspunkt ev. med index el likn.
3 dB	2 gånger	en fördubbling av effekten, då både spänning och ström är 1,4 gånger större. Denna skillnad är precis hörbar - inte mer, även om det betyder en effekthöjning mellan 50 till 100 watt.
6 dB	4 gånger	en 4 dubbling av effekten
10 dB	10 gånger	en 10 dubbling av effekten
20 dB	100 gånger	en 100 dubbling av effekten

I anslutning till A och B är det mycket viktigt att notera, att ström och spännings dB tiodubblas för varje 20 dB och att effekt dB tiodubblas för varje 10 dB.

DÄMPNING

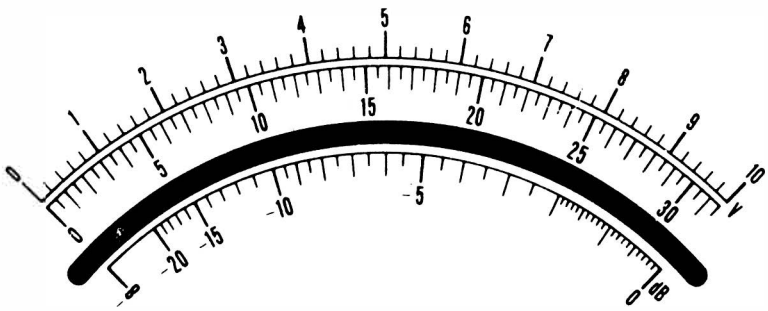
När man vill ange en dämpning i ett filter eller dämpningsled i dB, använder man det reciproka värdet för förhållandet, - man vänder på bråket i förhållandetalen.
Om en signal med effekten 1 dämpas till 0,5, halveras signalen.

Uträknas:

$$\text{gånger dämpning} = \frac{1}{0{,}5} = 2$$

Om det är fråga om spänning eller ström, blir talet 6 dB. Se tabell A i föregående avsnitt.
För att klargöra att det är fråga om dämpning, sättes ett minustecken framför. Då blir den korrekta benämningen - 6 dB.

fig. T4.1.



AVLÄSNING AV dB PÅ TAVELINSTRUMENT

I stället för att räkna om förstärkning till dB, kan man i praktiken oftast direkt avläsa resultatet på ett universalinstrument. Nästan alla universalinstrument är försedda med en skala som visar dB.

I fig. T4 1, visas en skala, som den kan se ut på ett universalinstrument. Instrumentet ger fullt utslag för 30V, 10V och 0 dB. Spänningsområdena är avsedda för växelspänning. Ett universalinstrument är samtidigt försett med omkopplare för inställning av olika känsligheter.
Man bör på ett universalinstrument för lågfrekvensmätning ha följande områden: 3 mV — 10 mV — 30 mV — 100 mV-300 mV — 1 V — 3 V — 10 V.

0 dB utslag och inställning av känslighet:

Det fulla utslaget 0 dB, står antingen för 10 eller 3,16 och är beroende på mätreferensen.

EXEMPEL

En förstärkare ger 3,16 V ut med en signal från en tongenerator på ingången. 0 dB punkten ligger alltså på 3,16 volt. Signalen från tongeneratorn tas bort och ingången kortsluts. Med mätinstrumentet i det känsligaste området, mäts nu utgången igen.
Vi tänker oss att omkopplaren på mätinstrumentet kopplar ner 10 dB 4 gånger (det är 40 dB) och att det avlästa värdet är - 6 dB. Restsignalen vid kortslutning av ingången är då - 46 dB. Man säger då att förstärkarens signal/brusförhållande är 46 dB.

I stället för ovanstående, kunde utgångssignalen ha varit på - 3 dB i 10 volts området. Med den utgångspunkten skulle omkopplaren ha vridits ner fem steg för ett passande utslag. Signalen är nu - 9 dB och vi får signal/brusförhållandet:

$5 \cdot 10\ dB + 9\ dB - 3\ dB = 56\ dB$

Man kan naturligtvis också först mäta bruset och sedan mata förstärkaren med signal. Då vrids omkopplaren upp till det önskade området. Med samma utgångspunkter blir resultatet det samma.

Universalinstrument är alltid försedda med en skala för växelspänning och som vi tidigare sagt, också med en skala för dB. Men då universalinstrument sällan är försedda med ett förstärkarsteg (detta kräver extra batterispänning), ligger den högsta känsligheten på 0,25 — 1 V.
Då universalinstrument i denna klass, även har ett begränsat frekvensområde (upp till 1000 Hz om inte annat sägs i data listan), måste man tänka sig för, innan man mäter på förstärkare och signaler.
Mätpunkten 0 dB är ofta på billiga universalinstrument placerad ca. 2/3 uppe på skalan. D.v.s. att man kan avläsa värden mellan + 3 dB till — 20 dB.

Feedback G1

1. A. Nej. Du menar säkert rätt, men det står faktiskt *atomkärnan*, inte *atomen*.

   B. Ja, men den innehåller också neutroner. Men det visste du säkert. Pröva nu dina krafter på uppgift 2.

   C. Detta måste betraktas som det helt riktiga alternativet. Atomkärnan innehåller nämligen två saker: protoner och neutroner. Fortsätt med uppgift 2.

2. A. Helt riktigt. Strömmen går från elektronöverskott (minus) till elektronunderskott (plus). Gå vidare till nästa uppgift eller till sista uppgiften i G2, om du känner dig säker.

   B. Nej, elektronerna går från överskott (minus) till underskott (plus). Fortsätt med texten i G2.

Feedback G2

1. A. Fullständigt rätt svarat. Fasta elektroner kan inte röra sig, men de lösa eller hålen kan. Fortsätt med uppgift 2.

   B. Det är inte själva föroreningarna som rör sig. I ren kisel uppstår nämligen en delning mellan atomernas elektroner. Atomerna har totalt åtta elektroner i sitt yttersta skal, vilket ger en mycket fast bindning. Föroreningarna har ett överskott eller underskott på elektroner. Detta skapar möjlighet för en laddningstransport. Gå vidare till uppgift 2.

2. A. Detta är inte rätt — inte alltid. I P-materialet finns det hål, dvs. det fattas elektroner. En elektron som har vandrat runt en tid, förenar sig med ett hål och "försvinner" som lös elektron betraktad. Du kan nu gå vidare till texten i G3. Vi kommer tilbaka till detta igen lite senare.

   B. Rätt! Elektronerna kan vandra en tid, innan de finner ett hål. När de då träffar på ett, ramlar de ned i det och är således inte lösa längre. Läs nu vidare om ström och spänning. Vi ska återkomma till halvledarna lite senare.

   C. Nej, det finns plats så det räcker. Mellan atomerna finns många tomrum, s.k. hål, som elektronerna kan falla ned i. När en elektron faller ned i ett sådant hål, upphör den att existera som fri elektron. Gå vidare till nästa kapitel om ström och spänning.

Feedback G3

1. A. Nej, 10^{19} är inte det samma som 10^{18}. Det är 10 gånger så mycket. 6×10^{19} är 10 gånger så mycket som 6×10^{18}. Strömmen är alltså 10 ampere. Försök nu med uppgift 2.

   B. Du har visst försökt komma ihåg talet. 1 A är 6×10^{18} elektroner per sekund. Men 6×10^{19} är 10 gånger så mycket. Vid 6×10^{18} är strömmen 1 A. Då blir den 10 A vid 6×10^{19} elektroner per sekund. Gå vidare till uppgift 2.

   C. Det är rätt. Om du känner dig hemma i nomenklaturen, dvs. förvandlingen mellan potenser och bokstäver, kan du gå direkt till uppgift 3. Ta annars itu med uppgift 2.

2. A. Utgångspunkten är 1 A = 6×10^{18} elektroner per sekund. 6×10^{15} har tre nollor mindre än 10^{18}. Vi har en ström som är 1000 gånger mindre än 1 A. Strömmen är alltså 6×10^{15} lika med 1 mA. Fortsätt med uppgift 3.

B. Helt rätt. Det där med potenser är inte så svårt, väl. Sätt nu igång med uppgift 3.

C. Det här var inte så bra. När 6×10^{18} är lika med 1 A måste 6×10^{15} vara lika med en etta och ett rätt placerat kommatecken. 6×10^{15} är 1000 gånger mindre och den ström som svarar mot siffran måste då vara 1000 gånger mindre än 1 A, nämligen 1 mA. Är vi överens nu, kan du gå vidare till uppgift 3. Pröva annars dina krafter på avsnittet om potenser, T1.

3. A. Strömmen går från en högre spänning till en lägre. Från 10 V går den till 0 och därifrån vidare till —7 V. Elektronerna går åt motsatt håll, vandrar alltså från —7 till +10 V. Fortsätt med uppgift 4.

B. Rätt, spänningen faller i ordningsföljd 10—0—-7 V och strömmen går från 10 till —7 V. Vi frågade efter elektronernas rörelseriktning, som är den motsatta. Du har därför svarat rätt — elektronströmmen går från —7 till +10 V. Gå vidare till uppgift 4.

C. Om alla elektronerna skulle strömma bort från noll, skulle vi få en positiv spänning. Strömmens riktning går alltid från högre till lägre spänning, i det här fallet från +10 till —7 V. Men vi frågade efter elektronernas riktning som är den motsatta till strömmens. Vi får alltså en elektronström från —7 till +10 V. Lös nu uppgift 4.

D. Strömmen går från 10 till —7 V. Elektronströmmen går emellertid åt andra hållet, alltså från —7 till +10 V. Fortsätt med uppgift 4.

4. A. $3 \cdot 450$ V = 1350 V. För att få sorten kV dividerar vi med 1000 och får 1,35 kV. Rätt svarat alltså. Fortsätt med uppgift 5.

B. Kopplar man batterier i serie, får man en spänning som är summan av alla batteriernas spänning. Samma sak gäller här. Den totala spänningen blir därför $3 \cdot 450$ V = 1350 V. Din siffra var alltså fel. Däremot ser det ut, som om du satt kommatecknet rätt. 1000 V är lika med 1 kV, vilket ger 1,35 kV om

spänningen är 1350 V. Gå nu vidare till uppgift 5.

C. Sifforna är rätt, men kommatecknet står fel. 3 x 450 V = 1350 V. 1000 V = 1 kV, varför 1350 V = 1,35 kV. Lös uppgift 5.

D. Du har förvandlat 450 V direkt till kV. Vid seriekoppling av spänningarna, ska du lägga ihop spänningen hos samtliga batterier. Vi får 1350 V eller 1,35 kV. Börja nu på nästa uppgift.

5. A. Du har gjort något fel. Kanske har du glömt, att de båda seriekopplade batterierna, som vart och ett kan avge 100 mA tillsammans ger 200 mA. Detta ger tillsammans med ännu ett seriekopplat batteri en total ström på 2200 mA eller 2,2A. Gå vidare till G4 som handlar om kondensatorn.

B. Du har nog bara gissat. Vid parallellkoppling ska strömmen adderas. 2000 mA + 100 mA + 100 mA = 2200 mA eller 2,2 A. Fortsätt med G4 som handlar om kondensatorn.

C. Du har kommit fram till det rätta resultatet. Har du lust, kan du gå direkt på sista uppgiften i nästa avsnitt. Starta annars med texten.

D. Genom att parallellkoppla batterierna får vi möjlighet att ta ut mera ström. Den totala mängden ström, som vi kan ta ut, är summan av batteriernas strömstyrka: 2000 mA + 100 mA + 100 mA = 2200 mA eller 2,2 A. Fortsätt nu med nästa avsnitt.

Feedback G4

1. A. Avståndet till alla kringliggande ting är stor och en nyckel vanligtvis liten. Båda delar ger liten kapacitet. Innan du går vidare, bör du läsa igenom sista stycket en gång till.

B. Rätt. Både storlek, avstånd och luft som isolationsmaterial tyder på liten kapacitet. Gå vidare till G5.

C. Varken storlek eller avstånd bör få oss att tro, att det är fråga om någon stor kapacitet. Gå vidare till avsnittet om kondensatorkopplingar, G5.

Feedback G5

1. A. Ja — alldeles rätt. Fortsätt med uppgift 3.

   B. Nej, svaret är fel. Kanske har du räknat som vid seriekoppling. När kondensatorer parallellkopplas, adderas kapaciteterna. 0,5 uF + 0,5 uF = 1 uF. Fortsätt med uppgift 2.

   C. Det här blev alldeles fel — man får inte 10 gånger så stor kapacitet vid parallellkoppling. De enskilda kapaciteterna läggs bara samman: 0,5 uF + 0,5 uF = 1 uF. Fortsätt med uppgift 2.

2. A. Nej, när man parallellkopplar kondensatorer adderas de enskilda värdena. Vid seriekoppling använder man:

$$\frac{1}{C\,333} = \frac{1}{C\,1} = \frac{1}{C\,2} + \frac{1}{C\,3} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots$$

   Då den resulterande kapaciteten ska vara 333 pF, får man:

$$\frac{1}{333} = \frac{1}{3\,C}$$

   Därför är C = 1 nF, och man använder 3 st. Fortsätt med uppgift 3.

   B. Alldeles rätt. Fortsätt med uppgift 3.

   C. Nej, fel. Se svar A, innan du räknar uppgift 3.

3. A. Du måste ha läst fel på färgkoden. Har du läst avsnittet om färgkodning? Kondensatorerna har värdena 1 — 0 — 103 = 10.000 pF = 10 nF. Parallellkopplar vi kondensatorerna får vi summan 20 nF. Du har räknat som vid seriekoppling. Försök med uppgift 4.

B. Du har använt rätt metod men börjat med fel kondensatorvärde. Orange är x 1000 och brun-svart 10. Kondensatorn blir på 10.000 pF eller 10 nF. Genom parallellkopplingen får vi 20 nF. Fortsätt med nästa uppgift.

C. Du har kommit fram till det rätta svaret. Fortsätt med uppgift 4.

D. Du har räknat som vid seriekoppling men har funnit rätt storlek på samtliga kondensatorer. Vid parallellkoppling av kondensatorer ska man addera för att få reda på den sammanlagda kapaciteten. Vi får 20 nF. Fortsätt med uppgift 4.

4. A. Kanske har du gissat värdena på kondensatorerna. Du har hittat de rätta, men seriekopplingen resulterar i ett kondensatorvärde som är mindre än värdet för var och en av de kondensatorer som ingår i serien. Om vi använder formeln för seriekoppling, får vi en kapacitet på 0,5 nF = 500 pF. Läs vidare i nästa textavsnitt som handlar om olika kondensatortyper.

B. Helt riktigt. Läs vidare om olika kondensatorer i G6.

C. Du har fått fram fel kondensatorvärde eller förväxlat pF och nF. Svaret ska vara 500 pF. Du kan lugnt gå vidare till G6 som handlar om olika kondensatortyper.

D. Du har nog trott det var fråga om en parallellkoppling. Seriekoppling av tre kondensatorer ger ett totalt kondensatorvärde som är 1/3 av kondensatorernas ursprungliga värde, dvs. 500 pF. Läs nu om kondensatortyper i G6.

Feedback G6

1. A. Detta är inte riktigt. Volt är enheten för spänning, medan enheten för kapacitet är FARAD. Har du läst avsnittet om kondensatorer ordentligt? Gör annars det, innan du går vidare med uppgift 2. Titta också under rubriken NOMENKLATUR i T1.

B. Ett ensamt m betecknar 1:1000. För hade man en måttenhet för kondensatorer som hette cm. 1 cm motsvarade omkring 1 pF. Enheten för kapacitet är FARAD. Gå nu vidare till nästa uppgift. Se även under NOMENKLATUR i T1.

C. Fullständigt rätt. Gå vidare till nästa uppgift.

D. Ampere är enheten för ström. Enheten för kapacitet är FARAD. Har du läst hela avsnittet G4 om kondensatortyper och kondensatorer? Fortsätt med uppgift 2.

2. A. Det är svårt. Först förvandlar man 30.000 pF till 30 nF. Parallellkopplingen ger summan av båda kondensatorerna: 32 nF. Redan här kan du se, att du löst uppgiften korrekt. 32 nF är lika med 0,032 uF då faktorn på skillnaden är 1000. Försök nu med uppgift 3.

B. Du ska inte dividera med två, när du har adderat kapacitanserna. Resultatet är 32.000 pF, eller 32 nF, vilket igen ger 0,032 uF. Fortsätt med uppgift tre.

C. 1,9 nF är den kapacitet vi får vid en seriekoppling. Om vi parallellkopplar ska de olika kapaciteterna bara adderas. Rätt svar blir 0,032 uF. Gå vidare till nästa uppgift.

D. Du har kastat om siffrorna. Resultatet blir 32 nF. 30.000 pF är lika med 30 nF. Till dessa lägger du 2 nF och vi får 32 nF eller 0,032 uF. Pröva nu dina krafter på nästa uppgift.

3. A. Kanske har vi inte förklarat kondensatorns konstruktion tillräckligt noga. Det ska finnas två skikt metallfolie och två skikt isolering, fyra tillsammans. Om metallen är ångad fast vid isoleringsmaterialet, finns det bara två skikt, när vi skiljer kondensatorn åt. Skikten har formen av långa band som rullats samman till ett block. Fortsätt nu med uppgift 4.

B. Om metallen ångats fast vid isoleringsmaterialet har du rätt, men i de flesta fall ligger metallfolien för sig själv och då har vi fyra skikt. Fortsätt med uppgift 4.

C. Du har räknat med metallfolien för sig, och då har vi fyra skikt. Är metallen ångad fast vid isoleringen har kondensatorn bara två lager som kan skiljas åt. Fortsätt med uppgift 4.

D. Åtta skikt är nog lite våldsamt. Kanske har du räknat med isoleringsmaterial på båda sidor om folien och två lager utanpå, men detta är inte riktigt. En kondensator består av fyra skikt av omväxlande metallfolie och isolation. Hos somliga kondensatorer har metallskiktet ångats fast på isolationsmaterialet. På sådana kan man bara särskilja två skikt. Försök nu med uppgift 4.

4. A. Det här var inte så bra. Du bör nog läsa igenom avsnittet om färgkodning, innan du sätter igång med uppgift 5.

B. Detta är skapligt. Om du vill, kan du fortsätta med uppgift 5 eller först läsa igenom avsnittet om färgkodning, T2.

C. Utmärkt. Sätt igång med uppgift 5.

5. A. Det är riktigt att de är dyra, vilket är ett gott skäl att undvika dem. Dessutom är de rätt stora, vilket också är till nackdel. Oljekondensatorn är beräknad för stora spänningar, varför den sällan förekommer under 10.000 volt. Gå vidare till uppgift 6.

B. Storleken spelar stor roll. Vi har mindre kondensatorer som är långt billigare. Oljekondensatorns förmåga att tåla höga spänningar har man sällan nytta av inom elektroniken.

C. Att oljekondensatorn tål höga spänningar är inte något skäl till varför man skulle undvika dem, men vi kan finna mindre och billigare kondensatorer som tål de allra flesta spänningar vi råkar ut för inom elektroniken. Fortsätt med uppgift 6.

D. Detta är lyckligtvis inte fallet. Oljekondensatorer är rätt stora och dyra. Därför bör vi helst undvika dem, om vi inte måste ha en kondensator som tål mycket höga spänningar. Gå vidare till uppgift 6.

6. A. Du har räknat som om det var en seriekoppling, men du har funnit rätt värde för den fasta kondensatorn. Vid parallellkoppling ska vi addera kapaciteten och kommer då fram till 123—150 pF. Fortsätt med uppgift 7.

B. Du har funnit fel värde på den fasta kondensatorn men annars räknat rätt. Kondensatorn är inte på 210 pF utan på 120 pF. Vid parallellkoppling får vi därför ett värde på 123—150 pF. Gå vidare till uppgift 7.

C. Detta är helt korrekt. Gå vidare till nästa uppgift.

7. A. Den svarta delen av kondensatorn är minus, den andra plus. Felvänd alltså. Gå vidare till nästa avsnitt G7 som handlar om elektromagnetism.

B. Den är rättvänd. Den svarta fyrkanten ska till minus, den vita till plus. Fortsätt med avsnitt G7, som handlar om elektromagnetism.

Feedback G7

1. A. Detta är fel. Det induceras ström, endast när magneten är i rörelse, inte när den står stilla. Försök med uppgift 2.

B. Rätt svarat. Magneten måste röra sig för att åstadkomma elektricitet. Fortsätt med nästa uppgift.

2. A. Detta är knappast sannolikt. Möjligheten finns dock vid extremt stora spolar. En elektromotorisk motkraft induceras endast så länge fältet ändras genom en yttre strömändring. Strömmen strävar hela tiden mot noll, men spolen sörjer för att strömvariationerna hela tiden motverkas. Det uppstår jämvikt, där

strömvariationerna är precis så stora att strömmen kan upprätthållas. När strömmen går mot noll, slocknar lampan. Om spolen har obegränsad storlek, förblir lampan tänd under obegränsad tid. Fortsätt med uppgift 3.

B. Det är inte magnetfältet i sig själv som gör att lampan lyser med stadigt sken. Även ett varierande magnetfält kan åstadkomma detta. Magnetfältet avtar, när strömmen bryts. Sedan magnetfältet tömts, slocknar lampan. Fortsätt med nästa avsnitt.

C. Ja, när strömmen når noll, varierar den inte mer. Detta beror på spolens begränsade storlek. En oändligt stor spole skulle hålla lampan tänd i oändlighet. Blir spolen mindre, får vi också en minskad ström. Lösning D är den helt korrekta. Läs igenom denna, innan du går vidare till nästa avsnitt.

D. Ja, det är spolen som håller strömmen konstant. I en liten spole faller strömmen snabbt mot noll. I en större spole, tar det längre tid. Spolens begränsade storlek gör att lampan slocknar efterhand, även om spolen är mycket stor. Fortsätt med avsnitt G8 som handlar om motstånd och Ohms lag.

3. A. Ja, alldeles riktigt. Du ser, att spolen vid denna frekvens leder nästan lika bra som en ledning. Fortsätt med uppgift 4.

B. Nej, inte helt. Du har gjort fel vid potensuträkningen. Se svar A, innan du går vidare.

4. A. Ja, spolen lämnar ett motstånd på 6,28 ohm. När frekvensen stiger, ökar motståndet (impedansen) proportionellt. Hade frekvensen varit 1 GHz (Giga, se T1, NOMENKLATUR) hade impedansen varit 6,28 kohm. Fortsätt med G8.

B. Nej, så stort motstånd får en så liten spole inte vid normala frekvenser. Se svar A, innan du går vidare till avsnittet om Ohms lag.

Feedback G8

1. A. För lågt. Ohms lag: $U = R \cdot I$ ger $U = 10$ ohm $\cdot$ 0,1 A = 1,0 V. Försök med uppgift 2.

B. Detta är rätt. Gå vidare till uppgift 2.

C. Vi skall finna ut spänningen med hjälp av Ohms lag: $U = R \cdot I$, $U = 10$ ohm $\cdot$ 0,1 A = 1,0 V. Lös nu uppgift 2.

2. A. Nej, det skall inte multipliceras utan divideras. $I = \frac{U}{R}$ = *0,1 ohm* = 100 A. Kom ihåg detta, när du löser uppgift 3.

B. Här har du visst trasslat till det. Använd Ohms lag: $U = R \cdot I$. Vi isolerar I när vi söker strömmen: I = 100 A. Fortsätt med uppgift 3.

C. Detta är rätt. Sätt nu igång med uppgift 3.

3. A. Du har räknat fel på en nolla, men rätt för övrigt. 10 uA = $10 \cdot 10^{-6}$ A, $47 \cdot 10^3$ V = $470 \cdot 10^3$ V = 470 mV. 0,047 V är lika med 47 mV.

B. Fullständigt rätt. Nu kan du lösa uppgift 4.

C. Du har räknat fel i formeln. Spänningen får man av $U = R \cdot I$ = 10 uA, 47 kohm = 470 mV. Du har dividerat strömmen med motståndet. Se om du kan lösa uppgift 4.

4. A. Motståndet fås av $R = \frac{U}{I}$. Du har funnit det helt rätta svaret. Om du redan känner till inkoppling av motstånd en smula, kan du gå direkt till uppgifterna efter nästa avsnitt. Starta annars med texten.

B. Du har använt formeln felaktigt och dividerat strömmen med spänningen. Det skall vara omvänt. R = 1,2 kohm. Fortsätt med nästa avsnitt.

C. Här har en nolla slunkit undan. 1,2 delat med 1 = 1,2 men 1 mA = 10^{-3} A, så vi ska dividera med 10^{-3}. R = 1200 ohm = 1,2 kohm. Läs lugnt vidare i nästa avdelning.

D. Detta är inte bra. Du ska använda formeln $R = \frac{U}{I}$. Se svar C.

Feedback G9

1. A. Du har trott, att det var fråga om en parallellkoppling. Vid seriekoppling skall man bara lägga ihop motstånden. Det blir alltså 17,6 kohm. Fortsätt med uppgift 2.

   B. Detta är rätt, men det var väl heller inte så svårt, eller hur? Fortsätt med uppgift 2.

2. A. Helt riktigt. Skynda vidare till uppgift 3.

   B. Du har precis som vid uppgift 1 räknat med en seriekoppling. Detta är en parallellkopling, och när två olika motstånd parallellkopplas, halveras totala motståndet som alltså blir 50 ohm. Fortsätt till uppgift 3.

3. A. Du har räknat fel. Först och främst ska de två motstånden parallellkoplas varvid det sammanlagda motståndet blir 11 kohm. Du har kanske missuppfattat uppgiften och räknat ut strömmen i ett ensamt motstånd. Men detta är inte rätt. I enlighet med uppgift 2 i G8 är $I = U/R$. Det rätta svaret blir då 0,9 mA. Lägg märke till att det är kohm! Fortsätt med uppgift 4.

   B. Det är rätt. Du kan gå vidare till G10 som handlar om effekt, om du inte till varje pris vill lösa uppgift 4 också.

   C. Du har räknat fel på potensen i Ohms lag. 0,009 A = 9 mA och resultatet skall bli 0,9 mA. Annars har du klarat det bra. Fortsätt med nästa uppgift.

4. A. Det var inte en seriekoppling utan en parallellkoppling. Motståndet blir då 600 ohm och inte 2,5 kohm. Dessutom har du räknat fel, men det gör inte så mycket. När motståndet är 600 ohm och spänningen 4,5 volt, blir strömmen 7,5 mA. Fortsätt med uppgift 5.

   B. 1,8 mA hade stämt, om det varit fråga om en seriekoppling. Men en parallellkoppling ger ett motståndsvärde på 600 ohm och därigenom en ström på 7,5 mA. Fortsätt med uppgift 5.

   C. Detta har du klarat bra. Fortsätt med uppgift 5.

5. A. Du bör göra så, att tvärströmmen väljes först. Den ska vara 10 gånger större än 10 uA = 100 uA = 0,1 mA. För att få en spänning på 3 V måste vi låta strömmen passera ett motstånd på 30 kohm. Detta är inget standardvärde, så vi nödgas välja antingen 27 eller 33 kohm. Du har räknat fullständigt rätt och kan fortsätta med uppgift 6.

   B. Du har glömt, att tvärströmmen ska vara 10 gånger så stor som den ström vi maximalt kan dra i utgången. Annars har du räknat fullständigt rätt och behöver bara dividera motståndsvärdena med 10 till 47 kohm och 33 kohm. Titta nu på uppgift 6.

6. A. Du har tänkt dig för ordentligt och kommit rätt. 4 + 1 = 5, och från detta tar vi *en* del. Försök nu med uppgift 7.

   B. Du gick i fällan. När ena motståndet ska vara fyra gånger det andra, blir hela spänningsdelarens motstånd fem gånger, dvs. spänningen delas i förhållandet 1:5, och resultatet blir 2 V.

7. A. När ingångsmotståndet är 50 kohm, måste vi ha spänningsdelarens motstånd 10 gånger mindre, alltså 5 kohm. Detta är inget standardvärde och vi väljer därför 4,7 kohm i stället. För att kunna dela i förhållandet 1:10 måste man ha motståndens förhållande som 1:9. Teoretiskt ska R1 därför vara 42,3 kohm, men detta är inte något standardvärde. Vi måste välja mellan de båda närmaste, 39 kohm och 47 kohm, av vilka vi föredrog 47 kohm. Läs nu vidare i G10 som handlar om effekt.

   B. Detta är det rätta svaret. Lade du märke till, att motståndet egentligen skulle ha förhållandet 1:9 men att standardvärdena tvingar oss att välja som vi gjorde? Annars vet du det nu. Gå vidare till G10 om effekt.

   C. Du har räknat fullständigt rätt, men vi har inte 5 kohm bland standardvärdena. Vi blir tvungna att välja 4,7 kohm, även om vi inte får förhållandet 1:10 utan 1:11. Läs vidare i G10 om effekt.

Feedback G10

1. A. Vi tror faktiskt, att du försökt lösa uppgiften, men tyvärr har du tappat bort en nolla. Det rätta svaret är 70 W. En nätt effekt eller hur. Gå nu vidare till avsnitt G11, som handlar om växelström.

   B. Ja, detta är helt riktigt. Gå lungt vidare till G11, växelström.

C. Detta är inte helt korrekt. Kanske har du gjort fel med potensberäkningen. U^2 är inte lika med 15 + 15, utan med 15 · 15. Det blir 225. Dividerar du med 3,3 får du ca 70 W. Fortsätt nu till avsnittet om växelström, G11. Känner du dig osäker i potensräkning, bör du läsa avsnittet om matematik. Det är inte alls svårt, fastän det börjar med tårträkning.

Feedback G11

1. A. Nej, det här är helt galet. En likriktare förstärker inte, den förvandlar bara växelspänning till likspänning. Orsaken till att spänningen blir större är, att den anslutna kondensatorn laddas upp till växelspänningens maximala värde. Detta spetsvärde är $\sqrt{2}$ gånger mer och därför blir spänningen större. Läs nu vidare i texten.

   B. Ja, detta är helt riktigt, det kanske du känner på dig. Kanske skulle du hoppa över nästa avsnitt och gå direkt på uppgifterna i stället för att ödsla tiden på något du redan kan.

Feedback G12

1. A. Nej, här har du visst tagit fel. Vi får ett mycket mindre omsättningsförhållande mellan primär och sekundär. 10.000 lindningar till 500 ger en spänningsomsättning från 20 till 1. Spänningen som kommer ut av transformatorn är alltså 20 gånger lägre än 220 volt, dvs. 11 volt. Efter likriktning och filtrering får vi en likspänning som är $\sqrt{2}$ gånger större. $\sqrt{2}$ är 1,41 gånger 11 volt, lika med ca 15,5 volt. Fortsätt med nästa avsnitt.

   B. Ja, detta är helt riktigt. Du har fattat det rätt och kan utmärkt väl fortsätta med nästa avsnitt som handlar om kondensatorer och spolar i växelströmskretsar.

C. Nej. Detta är inte riktigt, men du är på rätt spår. Transformatorn nedsätter helt riktigt de 220 volten till 11, men genom likriktning och filtrering, även kallat glättning, får vi en spänning som är $\sqrt{2}$ gånger större. $\sqrt{2}$ är 1,41, vilket multiplicerat med 11 ger ca 15,5 V. Fortsätt med nästa avsnitt och kom för framtiden ihåg, att en växelspänning som likriktas och glättas får ett värde som är 1,41 gånger större.

Feedback G13

1. A. Ja, helt rätt. Du behöver säkert inte mer träning i uträkning av kondensatorvärden. Fortsätt med avsnitt G14.

B. Nej, det här är inte riktig rätt. Siffran är rätt, men det fattas en nolla. Kanske skulle du lösa tilläggsavsnittet om potenser osv. Gå sedan vidare till G14.

C. Fel, tyvärr. Varken siffra eller sort är rätt. Det är nog bäst att vi går igenom uträkningen med dig. Vi använder oss av formeln:

$$Z_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}, \qquad \text{omskriven till } C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Zc}$$

Sätter vi in värdena får vi:

$$C = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^3 \cdot 10^3} \quad \text{uträknat i nF:}$$

$$C_{nF} = \frac{10^9}{6{,}28 \cdot 10^6} \quad \text{giver } C = 150 \text{ nF}$$

Feedback G14

1. A. Helt korrekt. Du har väl inte gissat bara? I så fall bör du titta på förklaringen till B, innan du börjar läsa om mätning i G15.

Nej, det är inte riktigt. Rätt svar är 1,59 MHz, vilket är mellanvåg. Vi kommer fram till dessa 1,59 MHz genom att dra kvadratroten ur 0,1 mH gånger 0,1 nF, vilket är 0,1. Storheten 0,1 är lika med 1/10 och man dividerar med 1/10 genom att multiplicera med den omvända, dvs. 159.000 skall multipliceras med 10, vilket ger 1,59 MHz. Gå vidare med avsnitt G15, som handlar om någonting helt annat, nämligen mätning.

C. Fel. Kanske ger texten inte tillräcklig förklaring. Se B ovan, innan du fortsätter med nästa avsnitt.

Feedback G15

1. A. Nej, detta är i alla fall fel. Strömmen är redan given. Vad vi skulle vilja veta är, hur stort det maximala utslaget blir. Då vi känner den ström som löper genom instrumentet, kan vi räkna ut det inre motståndet, om vi också känner spänningen. Vi bör samtidigt veta, hur mycket som fordras för fullt utslag på skalan. Den storhet vi behöver är alltså måttet på maximalt utslag. Gå vidare till uppgift 2.

   B. Nej, det stämmer inte. Vad vi måste veta, är måttet på fullt utslag. Fortsätt med uppgift 2.

   C. Jo, det är faktiskt nödvändigt att känna till en storhet, nämligen måttet för fullt utslag. Fortsätt med nästa uppgift.

   D. Nej, spänningen är 1 V vid 1 mA, det vet vi. Det vi måsta ta reda på är storleken vid fullt utslag. Om vi vet att det är 10 V, kan vi räkna ut det inre motståndet. Själva instrumentets inre motstånd får vi med ledning av 1 mA och 1 V till 1 kohm. Om instrumentet är avsett för mätning av 10 V, för fullt utslag, är motståndet 10 gånger större än vid 1 V, alltså 10 kohm. Gå nu vidare till nästa uppgift.

   E. Du har fullständigt rätt.

2. A. Fel. Det vi intresserar oss för är, att instrumentet ska ha 100 mA genom sig, men gör fullt utslag för 100 uA eller 0,1 mA. Bortsett från dessa 100 uA ska all

annan ström gå via shunten — i allt 99,9 mA. Gå vidare till nästa uppgift.

B. Nej, detta är bestämt inte riktigt. I uppgiften såg du, att vi släpper in 100 mA. Vi kan inte få nästan 10 gånger mer genom shunten. Läs förklaringen till A, ovan.

C. Helt riktigt. Ytterligare kommentarer överflödiga. Gå lugnt vidare till nästa uppgift: att räkna ut storleken på shunten.

3. A. Nej, inte helt. Vi skulle ha kommit fram till en spänning på 100 mV över instrumentet. Eftersom vi vet, att 100 mA ger fullt utslag, och 99,9 mA ska gå genom shunten, känner vi alltså både spänning och ström och kan med hjälp av Ohms lag räkna ut shunten. Ett mätinstrument har sällan noggrannhet på över 1% och vi kan i det här fallet runda av nämnda 99,9 mA till 100 mA. Gå vidare till uppgift 4.

$$Rs = \frac{U}{I} \; ; \; Rs = \frac{100 \text{ mV}}{100 \text{ mA}} = 1 \text{ Ohm.}$$

B. Nej, det är inte korrekt. Kanske saknas en potens. Se lösningen i A, innan du går vidare till nästa uppgift.

C. Helt rätt. Gå nu vidare med nästa uppgift.

4. A. Beklagar, men ditt svar är fel. Kanske har du bara glömt att multiplicera en faktor med 1000. Uträkningen går till så här: Genom uppgift 3 känner du spänningen över instrumentet för fullt utslag, 100 mV. Vi ska mäta 100 V. Därför måste förmotståndet vara 1000 gånger större än det inre motståndet. Spänningen vi ska mäta är ju 1000 gånger större. Det inre motståndet känner vi från uppgift 2 — 1 kohm, uträknat efter normen 1 mA — 1 V. Ska motståndet vara 1000 gånger större än 1 kohm, får vi ett motstånd på 1 Mohm. Gå vidare till uppgift 5.

B. Ja, helt riktigt. Du har fattat det väsentliga. Fortsätt med uppgift 5.

C. Rätt svar är 1 Mohm. Om du inte vill pröva dina krafter på samma uppgift en gång till, kan du se lösningen i A. Gå därefter vidare till uppgift 5.

5. A. Har du fått en sådan koppling: Så ska det i varje fall se ut. Motståndet har du räknat ut rätt, så du kan lugnt gå vidare till avsnitt G16, som handlar om dioder och transistorer.

B. Det här är inte rätt. Motståndet på 9 kohm har du fått rätt, men det på 990 kohm är fel. Det skulle vara på 99 kohm. Båda motstånden räknas ut så här: Vi vet, att det står 1 V över instrumentet vid 1 kohm. Om den spänning vi ska mäta är 10 V, måste vi alltså ha 9 V över motståndet. 1 V och 1 kohm ger en ström på 1 mA. 1 mA genom ett motstånd, över vilket det står en spänning på 9 V, ger ett ohmskt värde av 9 kohm. Vid 100 V har vi alltså 99 V över det andra motståndet, varför motståndet här ska vara 99 kohm eller — med rimlig noggrannhet — 100 kohm. Motståndet på 9 kohm kan t.ex. åstadkommas med hjälp av ett motstånd på 8,2 kohm och ett på 820 ohm, kopplade i serie. Diagrammet ska se ut som på figuren vid A. Gå nu vidare till G16.

Feedback G16

1. A. Alldeles riktigt. Fortsätt med uppgift 2.

B. Jo, vi får en ström. Plus leds nämligen igenom i pilens riktning. Gå vidare till uppgift 2.

2. A. Ja, du har fattat vad som menas med Beta. Gå nu vidare med uppgifterna eller texten i nästa avsnitt enligt anvisningarna i "Tips för läsaren" i bokens början.

B. Nej, det uppstår en strömreducering. I en transistor är det meningen, att man ska få ut en större ström av kollektorn än man släpper in på basen. Se ev. T3 Symbolförklaring och gå vidare till G17.

Feedback G17

1. A. Du har glömt, att hälften av nätspänningen ska ligga på kollektorn. Du har lagt hela spänningen över R_c. Eftersom det är fråga om hälften, måste motståndet också vara hälften så stort alltså 6 kohm. Vi använder ett standardmotstånd på 5,6 kohm. R_b är rätt uträknat. Fortsätt med uppgift 2.

   B. Detta resultat är rätt. Men kom ihåg, att när vi rundar av nedåt i kollektormotståndet, är det bäst att också runda av nedåt i basmotståndet till 680 kohm. Det blir inte någon hörbar skillnad på de båda konstruktionerna. Fortsätt med uppgift 2, om du inte vill gå direkt till nr. 3.

   C. Fullständigt riktigt. Fortsätt med uppgift 2 eller gå direkt på uppgift 3, om du känner att du behärskar ämnet.

   D. Konstruktionen är möjlig, men kollektorströmmen blir inte 0,5 mA, utan 0,25 mA. Du har räknat ut R_c, så att hela nätspänningen ligger över denna i stället för bara hälften av den. Därefter har du antingen räknat fel med R_b eller inbillat dig, att R_b vid detta tillfälle ska vara två gånger strömförstärkningen gånger R_c. Kom ihåg regeln om halva nätspänningen och försök med uppgift 2.

2. A. Du har gått förnuftigt tillväga. R_e och R_c är rätt, men du har glömt att det finns ett spänningsfall på 0,7 V från bas till emitter. Om du skjuter in detta, skall du nog se, att resultatet blir rätt, och sedan kan du fortsätta med uppgift 3.

   B. Helt riktigt. Gå vidare till uppgift 3.

   C. Du har gjort två allvarliga fel. Först har du glömt att halva nätspänningen skall ligga på kollektorn. Med R_c = 2,2 kohm faller hela spänningen över motstånden, så att transistorn inte har något kvar att arbeta på. Därnäst finns det en inbyggd spänning på 0,7 V från bas till emitter som du förbisett. Resultatet skall vara halva värdet av R_c = 1,2 kohm, samt R_{b1} och R_{b2} = 15 kohm. Se nu, om du kan klara uppgift 3.

D. Du är inte riktigt god vän med Ohms lag. R_e ska vara 680 ohm och inte 1,2 kohm. Samma fel kommer igen i R_c, som ska vara 1,2 kohm. R_{b1} och R_{b2} är 15 kohm. Hoppas det går bättre med uppgift 3.

3. A. Nej, det är fel. Försök att läsa igenom exempel 5 i G17 och jämför med de riktiga motstånden i svaret B. Följande mellandata kan kanske hjälpa. Effekten på 6 watt över en 4 ohm högtalare motsvarar ca. 1,2 amp. basisströmmen är 50 gånger mindre, 20 mA, men ökas till 60 mA. T3 beräknas till 0,6 mA basisström, men ökas 10 gånger till 6 mA.

B. Alldeles riktigt. 6 watt är faktiskt också det maximala, man kan "få ut" av ett 12—15 volt bilbatteri. Motståndsvärdena är rätt låga och utgångs- och ingångskondensatorerna bör vara 1000 uF/16 volt, 100 uF/16 volt och "Boots-trapp" kondensatoren 100 uF/16 volt. Glöm ej C4 på 100 pF, som eliminerar sving.

Feedback G18

1. A. Du har fullständigt rätt. Fortsätt med texten om filter i G19.

B. Du har glömt en faktor 2. Hoppas det inte är de normala 20 Hz du har tagit fel på. Man bör inte använda större kondensator än nödvändigt. Om högtalaren inte kan återge lägre frekvenser än 40 Hz, behöver vi inte dimensionera kondensatorn för 20 Hz. Det verkar som om du är väl hemmastadd bland tiotalspotenserna. I praktiken behöver vi en kondensator på 10 uF, eftersom 13 uF inte är standard. Fortsätt med avsnittet som handlar om filter.

C. Du har visst räknat fel på tiotalspotenserna. Dessutom har du gjort ett räknefel med 2-talet. Det rätta svaret är 13 eller 10 uF. Fortsätt med avsnittet om filter.

D. Du har nog gjort fel på en potens. Rätt svar är 13 eller 10 uF. Se upp med detta i fortsättningen. Gå vidare till G19, som handlar om filter.

Feedback G19

1. A. Nej, det är inte rätt. Kanske har vi inte förklarat detta tydligt nog i avsnittet om kondensatorer. När vi ändrar antalet elektroner på kondensatorplattorna, kommer strömmen (antalet elektroner per sekund) att bli större, om vi ökar hastigheten. Detta betyder, att höga frekvenser överföres lätt, eftersom de ger litet motstånd (större ström). Gå vidare till nästa uppgift.

   B. Helt riktigt. Gå vidare till nästa uppgift.

2. A. Nej — i uppgift 1 sade vi, att en kondensator leder diskanten bra. Diskanten ökar alltså, eftersom den leds utanför motståndet. Gå vidare till uppgift 3.

   B. Rätt svarat. Kondensatorn lägger ju diskanten till jord, eftersom den leder för de höga tonerna. Vi hör bara mellan- och basregistren i en ansluten förstärkare. Gå vidare till uppgift 3.

3. A. Nej, inte ens siffran är rätt. Försök igen och kom ihåg, att $\pi = 3{,}14$.

   B. Alldeles riktigt. Försök göra konstruktionen på ett kretskort så kan du höra, att basen verkligen blir kraftigare. Gå därefter vidare till uppgift 4.

   C. Nej, inte riktigt. Du har kanske glömt en siffra. Svaret skall vara 100 nF. Gå vidare till uppgift 4.

4. A. Nej, kondensatorerna skall vara på 15 nF, du har nog räknat fel. Försök igen. Motståndet är 10 kohm, frekvensen 466 Hz.

   B. Ja, det är alldeles rätt. Gå vidare till uppgift 5.

C. Nej, siffrorna är rätt, men kommat är fel. Försök igen. Kondensatorn ska vara på 15 nF. Gå vidare till nästa uppgift.

5. A. Nej, det här är fel. Du ska räkna ut kondensatorn, när dess impedans vid 30 Hz ska vara R1 = R2 = 10 kohm. Vi får 470 nF. R3 är på 5 kohm och kondensatorn blir dubbelt så stor: 1 uF. Gör ett försök till och gå sedan vidare till nästa textavsnitt.

B. Ja, det är rätt. Du har fattat vad det är fråga om. Gå direkt på sista uppgiften i nästa avsnitt, om du känner, att du behärskar ämnet.

Feedback G20

1. A. Nej — det blir fel. Gör en skiss och rita ut föremål och tryckvågor. Då ser du, att det är de båda andra skärmarna, som på grund av den stora ytan påverkas mest. Fortsätt med uppgift 2.

B. Alldeles rätt. Fortsätt med uppgift 2.

2. A. Fel. Det är inte storleken utan vikten som har betydelse, och magneten väger i allmänhet mer än spolen. Gå vidare till uppgift 3.

B. Korrekt. Den lätta spolen ger större utslag än en tung magnet. Fortsätt med uppgift 3.

C. Nu har du gissat. Det är vikten som har betydelse, och den lätta spolen gör större utslag än magneten. Fortsätt med nästa uppgift.

D. Teoretiskt är det möjligt, men i praktiken är konstruktionen mindre känslig, eftersom en spole normalt är lättare än en magnet. Men det är utmärkt, att du inte är bunden vid traditionella tankegångar. Gå vidare till följande uppgift.

3. A. Rätt, om du tänker på de låga frekvenserna, fel, om du tänker på de höga. Ett membrans utsträckning ska nämligen vara så stor som möjligt i förhållande till våglängden. Det ger en nedre gräns för frekvensen. Om du har tänkt rätt och också haft B som lösning, har du visat, att du verkligen känner till ljudvågornas verkan. Lös nästa uppgift.

   B. Rätt i fråga om den övre gränsfrekvensen. Fortsätt med nästa uppgift.

   C. Magnetens styrka har lika stort inflytande på alla frekvenser. Det är vikten på membran och spole som gör att mikrofonen inte kan följa med vid de högre frekvenserna. Gå ändå vidare til nästa uppgift.

   D. Detta är fel. Spolens storlek har ingen betydelse. Det har däremot vikten. Vid höga frekvenser kan en stor vikt inte följa med i svängningarna. Fortsätt med uppgift 4.

4. A. Nej, tvärtom. Det är motsättningen mellan på ena sidan de låga frekvensernas krav på stort avstånd mellan fram- och baksida för att kunna förflytta en stor luftmassa och på andra sidan de höga frekvensernas krav på ett litet, lätt membran, som gör det omöjligt at använda en ensam högtalare för hela registret. En enda högtalare för hela frekvensområdet skulle vara det ideala. Försök med uppgift 5.

   B. Nej, vid låga frekvenser fordras en stor högtalare, och sådana finns. Däremot kan ett stort membran inte följa med vid höga frekvenser, därför måste vi ha en liten högtalare för dessa. Fortsätt med uppgift 5.

   C. Rätt. Låga frekvenser kräver stort avstånd kring membranet och ska sätta en stor luftmassa i rörelse. Höga frekvenser kräver ett litet och lätt membran som kan följa med de snabba svängningarna. Gå vidare till uppgift 5.

D. Så utspekulerade är tillverkarna dock inte. Problemet är av tekniskt karaktär, därför behöver vi ett stort membram för att återge de låga frekvenserna, men ett litet och lätt för de höga tonerna. Gå vidare till uppgift 5.

E. Det är riktigt, att det normalt inte skickas iväg höga effekter i form av höga toner, men detta regleras av sig själv. Det är kraven från basen och diskanten som inte kan uppfyllas av en och samme högtalare. Djupa toner kräver ett stort membran, så att avståndet mellan fram- och baksida blir stort. Detta gör, att ljudtrycken inte hinner utjämna sig själva. Höga toner ska däremot ha ett så litet och lätt membran som möjligt för att det ska kunna följa med i svängningarna. Båda dessa krav kan inte tilfredsställas av en ensam högtalare. Fortsätt med uppgift 5.

5. A. Detta är delvis rätt, eftersom det är mycket svårt att göra keramiska och kristallpickuper linjära. Förvrängningen blir därför relativt stor. Problemet är betydligt enklare att lösa med dynamiska och fotoelektriska pickup-typer. Den viktigaste skillnaden är emellertid att en kristallpickup kräver en rätt styv förbindelse med nålen. Nålen kan då inte följa de höga frekvenserna (de snabba svängningarna), med mindre än att man använder en stor nålanläggningskraft som i sin tur ger upphov till starkt slitage på skivorna. Försök lösa uppgift 6 som handlar om högtalare.

B. Det kan väl ligga något i detta, eftersom en sådan pickup inte kan framställas fabrikationsmässigt utan måste trimmas in för hand efter ett strängt urval av material. Kvaliteten torde ändå aldrig kunna nå upp till de dynamiska eller fotoelektriska pickup-typerna. Förbindelsen mellan nål och kristall måste vara rätt styv, och de fina nyanserna i skivorna (särskilt de höga tonerna) går förlorade samtidigt med att kraftiga svängningar i spåret kan få nålen att hoppa. De båda andra pickup-typerna fordrar bara en mycket liten kraft för att röra sig. Gå nu vidare till uppgift 6.

C. Det är rätt. När nålen är styvt monterad i pickupen, fordras det stor kraft för att sätta den i rörelse. Höga

frekvenser och stora svängningar blir förvrängda. Detta sker inte vid dynamiska eller fotoelektriska pickuper. Fortsätt med uppgift 6.

6. A. Rätt. Detta krav gör att lådan måste vara mycket stor eller ha en massa inbyggda finesser, t.ex. en labyrint. Lös nu uppgift 7.
   B. Inte mer plats utan mer längd. Avståndet mellan högtalarens baksida till det hål, där reflexljudet kommer ut, ska vara stort. Detta kan man ordna i erforderlig grad genom att göra en del krokvägar för ljudet inuti lådan. Fortsätt med uppgift 7.
   C. Det här var nog ett svar "på känn". Förklaringen är långt mera jordbunden, eftersom det är basens stora våglängder som skapar problemen. Om inte avståndet från högtalarens baksida och ut till det fria är tillräcklig stort, kommer basen att kortsluta sig själv. Med en rätt gjord låda, kan man hjälpa upp detta genom att på konstlat sätt förlänga vägen från baksidan till framsidan. Det kan då eventuellt bli nödvändigt att bygga in en labyrint för ljudet i högtalarlådan. Fortsätt nu med nästa uppgift.

7. A. Nej, om man vill ha högre effekt, använder man flera likadana högtalare. Tre olika högtalare använder man för att var och en av dem bara kan återge ett begränsat område. Områdena gränsar till varandra så att vi får täckt hela frekvensregistret. Gå vidare till uppgift 8.
   B. Alldeles riktigt. Pröva nu dina krafter på uppgift 8.

8. A. En dome-tweeter återger mycket riktigt toner upp till 25.000 Hz — alltså den högre delen av tonregistret. Gå vidare till uppgift 9.
   B. Du har nog missförstått texten. Försök igen.

9. A. Helt riktigt. Det är för att diskanten inte så lätt passerar en spole. Försök nu med sista uppgiften i nästa avsnitt eller börja med texten, om du inte känner dig helt säker.
   B. Ja, en spole leder basfrekvenserna utmärkt men spärrar för diskanten. Försök med sista uppgiften i nästa avsnitt eller börja med texten, om du inte känner dig helt säker.

Feedback G21

1. A. Nej, detta är inte riktig rätt. Vi kommer fram till 50 m genom att dividera 300.000 km/s med 6 MHz. Om vi sedan vill ha en kvartvågsstav, dividerar vi med 4 och får 12,5 m. Gå vidare till uppgift 2.

   B. Ja, fullständigt rätt. Nu ligger Luxemburg på en något högre frekvens, ca 6,2 MHz, så antennen får vara lite kortare, ca 12 m. Fortsätt med uppgift 2.

2. A. Helt riktigt. Du har väl inte gissat? Nej, vi tänkte väl det. Om du hade gjort det, hade du blivit tvungen att läsa igenom svar B, innan du fått fortsätta med G22.

   B. Nej, 3 m får du, om du dividerar radiovågens hastighet, 300.000 km/s eller $3 \cdot 10^8$ m/s, med 100 MHz. Eftersom vi skall ha båda dipolerna med, får vi $2 \cdot 1/4 \cdot 3$ m = 1,5 m. Gå nu vidare till G22.

Feedback G22

1. A. Nej, detta är ett litet missförstånd. Bärvågen bär signalen till mottagaren. Det är modulationen som skulle innehålla musiken och talet, som saknas. Fortsätt med uppgift 2.

   B. Helt rätt. Den omodulerade bärvågen undertrycker bruset. Fortsätt med uppgift 2.

2. A. Alldeles riktigt. Det är ju så, att motorer, kylskåp, lysrör m.m. frambringar brus på AM, men inte på FM. Därför är FM-mottagningen störningsfri. Fortsätt nu med texten eller uppgifterna i G23, som handlar om sändaren.

   B. Nej, det stämmer inte helt med texten. AM har längre räckvidd. FM ligger nämligen på så hög frekvens, att vågorna liknar och utbreder sig som ljus — rätlinjigt. Pröva nu dina krafter på G23.

Feedback G23

1. A. Nej, själva sändaren frambringar HF. Det är radiostationen som står för lågfrekvenssignalen i form av en utsändning. Läs nu avsnittet om mottagaren.

   B. Ja, du har fattat det hela på rätt sätt. Skynda dig vidare till G24 som handlar om mottagaren. Du får A i elektronik.

   C. Delvis rätt. Modulationen åstadkommes på sändaren, men själva sändaren åstadkommer HF. Gå vidare till avsnitt G24 som handlar om mottagaren.

Feedback G24

1. A. Ja, det är AM, men då också frekvensen varierar, är det både AM och FM. Fortsätt med nästa uppgift.

   B. Ja, det är FM men amplituden varierar också, därför både AM och FM. Gå vidare till nästa uppgift.

   C. Pröva nu dina krafter på uppgift 2. Det var helt korrekt.

2. A. Nej, en super är på grund av komponentantalet den dyraste mottagaren.

   B. Ja.

   C. Ja, vi kan själv välja selektiviteten i MF-förstärkaren. Alla andra mottagare har dålig selektivitet, i varje fall om de kan avstämmas.

   D. Ja. Förstärkningsgränsen bestämmes av störningarna i rymden och ingångskomponenterna och ingenting annat. Vid andra typer sätter metoden själv en gräns.

   E. Nej. Det fordras många komponenter till en super.

F. Delvis. det finns bara en knapp — avstämningsknappen, men detta är en fördel supern har gemensam med många andra mottagare. Har du svarat rätt på tre av frågorna, bör du nog ta dig ännu en titt på ifrågavarande avsnitt. Fyra rätt är bra, och du kan lugnt fortsätta med nästa uppgift. Fem är verkligen duktigt och med sex rätt kan du säkert lösa alla följande uppgifter också.

3. A. Nej, verkligen inte. Har vi inte förklarat detta tydligt nog? Mellanfrekvensen är fast, därför att man inte ska avstämma i flera kretsar. Man kan ju aldrig träffa samma frekvens med 5 vridkondensatorer. Försök nu med nästa uppgift.

   B. Ja, annars skulle man ju inte kunna få en exakt mellanfrekvens. Fortsätt med uppgift 4.

4. A. Helt rätt. Blandarsteget bestämmer tillsammans med oscillatorsignalen den önskade signalen, mellanfrekvensen. Gå vidare till nästa uppgift.

   B. Nej. Mellanfrekvensen bildas av oscillatorn i blandarsteget. Gå vidare till uppgift 5.

5. A. Ja, det är rätt. Det keramiska filtret är en av de nyaste och bästa frekvensbestämmande komponenterna för MF. Pröva nu dina krafter på sista uppgiften i följande avsnitt.

   B. Nej, ett motstånd bestämmer inte frekvensen, bara strömmen. Läs igenom sista delen av avsnittet om "mottagaren" igen och försök komma underfund med riktigheten i svar A.

Feedback G25

1. A. Enbart en utgångsförstärkare räcker inte. Vi måste ha två. De kan förstås utmärkt väl rymmas i samma hölje, men två måste det vara. Fortsätt med uppgift 2.

   B. Rätt. Med endast en skulle det ju bli mono. Gå vidare till uppgift 2.

2. A. Den danske författaren Robert Storm Petersen sade en gång: "Det är svårt att spå — i synnerhet om framtiden". När detta skrives, är fyrkanal fortfarande på begynnelsestadiet. Det enligt min mening mest sannolika är en utveckling av en fyrgangad potentiometer som kan påverkas med en spak både uppåt/nedåt och åt höger/vänster. Gå nu vidare till G26 som handlar om oscilloskopet.

   B. Se svar A.

Feedback G26

1. A. Helt riktigt. Fortsätt lugnt med uppgift 2. Om du gissade, blev det en fullträff.

   B. Visst kan man mäta ström med ett oscilloskop, men dess egentliga uppgift är att visa AC-spänningskurvor. Försök nu med nästa uppgift.

   C. En bild visas normalt med en TV-apparat. Ett oscilloskop kan visserligen visa bilder, men den är i första hand avsedd att visa kurvor som en funktion av tiden. Gå vidare till nästa uppgift.

2. A. Fel. Gallret spärrar för elektronerna genom en styrspänning. Det är den "varma" katoden som avger massor av elektroner. Fortsätt med nästa uppgift.

   B. Nej, du har säkert inte förstått oss riktigt. Anoden kopplas till plus, dvs. till elektronöverskottet. Det är katoden som är "varm" och därför avger elektroner, när vi släpper fram spänning. Gå vidare til uppgift 3.

   C. Helt riktigt, det är katoden som avger elektroner. Försök nu med uppgift 3.

3. A. Detta är bara riktigt, om sågtandsgeneratorn inte avger sågtänder utan sinustoner och man sänder in dessa genom ingången med samma frekvens. Om flanken inte är lodrät, får vi se strålen löpa tillbaka. Gå vidare till nästa textavsnitt.

B. Helt riktigt. Detta inträffar ofta på billiga oscilloskop som av prisskäl saknar en bra sågtandsgenerator. Gå direkt på sista uppgiften i följande avsnitt. Är du särskilt intresserad eller tycker du behöver veta mer, kan du förstås börja med texten.

Feedback G27

1. A. Nej — du har nog missförstått oss. Gallret reglerar ljusintensiteten. Ett katodstrålerör i ett oscilloskop har avböjningsplattor som verkar elektriskt. Dessa finns inte i TV-mottagaren. Här används i stället en elektromagnetisk spole som sitter på bildrörshalsen. Fortsätt med uppgift 2.

   B. Du har svarat rätt. Gå vidare till uppgift 2.

   C. En katod avger elektroner som far iväg till skärmen och ger ljus. Katoden är nödvändig både för TV-röret och katodstråleröret. Vad TV saknar är avböjningsplattor. I TV:n har man i stället monterat en elektromagnetisk spole kring bildrörshalsen.

2. A. Det frågades, vilka informationer som inte var nödvändiga, men det kanske du inte tänkte på. Linjesynkroniseringen är ju nödvändig för att TV:n skall komma underfund med, hur bilden skall stå. Det är ljudinformationen som inte behövs. Gå vidare till uppgift 3.

   B. Helt korrekt. Ljudinformationen är inte nödvändig för bilden. Ljudet syns ju inte. Nu kan du lugnt koncentrera dig på nästa uppgift.

   C. Se upp här! Jo, det är sannerligen viktigt, att få med svart/vit nivå. Annars skulle bilden bara bli svart eller vit. Det är ljudinformationen som inte behövs för bildstyrningen. Gå vidare till uppgift 3.

3. A. Nej, inte. Har du läst texten, eller är det bara en gissning? Man avskiljer 50 Hz i mottagaren som startimpuls för varje ny halvbild. Fortsätt med texten på nästa sida.

   B. Det är inte helt riktigt. 50 Hz avskiljes tillsammans med 15.625 Hz och ger linjeantalet 625. 50 Hz är startimpuls för varje ny halvbild. Fortsätt med nästa sidas text.

   C. Helt korrekt. 50 Hz ger startimpulsen för varje ny halvbild. Du kan lugnt gå vidare i texten eller starta på sista uppgiften i följande avsnitt, om du tror du klarar den.

Feedback G28

1. A. Det är fel. Bandet är av plast med beläggning av järnoxid eller kromdioxid som kan magnetiseras av tonhuvudet. Men en liten bit av bandet är faktiskt av aluminium. Det är slutremsan som ska stoppa bandspelaren, när bandet passerat. Fortsätt med uppgift 2.

   B. Det är riktigt, att bandet är av plast och att färgen ofta är brun, men detta är inte bara färg utan en beläggning av järnoxid (eller kromdioxid) som kan magnetiseras och återge ljudinformationen. Se nu, om du kan klara uppgift 2.

   C. Rätt. Beläggningen är av järnoxid eller kromdioxid. Fortsätt med uppgift 2.

   D. Ur rent magnetisk synpunkt skulle ett stålband fungera utmärkt, men det finns risk för att det ska rosta, och för övrigt vara alldeles för ohanterligt. Ett ljudband består av ett plastband som är belagt med järnoxid. Järnoxid kan lätt magnetiseras och eftersom det i sig själv är en form av rost, så kan det inte rosta ytterligare. Du har förstått det väsentliga i sammanhanget och kan lugnt fortsätta till nästa uppgift.

   E. Det är fel. Papper har absolut ingenting med bandspelare att göra. Läs svaret under B, innan du går vidare till nästa uppgift.

2. Ett eller två rätta svar är i underkant. Tre rätt är bra och fyra är perfekt. När du är klar med svaren fortsätter du med uppgift 3.

A. Förvrängningen blir den samma. Den bestäms nämligen av bandmaterialet och kvaliteten på tonhuvudet, inte av spårbredden.

B. Nej. Det smalare spåret kan ge en mera oregelbunden signal med s.k. drop-outs eller "mistor" i återgivningen. I synnerhet damm ger mera brus på en 4-spårs bandspelare än en 2-spårs.

C. Ingen skillnad. Wow kommer från motorn och den mekaniska förbindelsen till bandet.

D. Ja, vi får dubbel speltid, både i mono och stereo.

Sedan du kontrollerat antalet rätta svar, kan du gå vidare till uppgift 3.

3. A. Rätt. Stereosignalen kräver två spår. Därmed har vi använt hela bandbredden. Gå vidare med avsnitt G29 om montering.

B. Nej, hälften av ett 2-spårs band är bara ett spår. Vi behöver två till stereo och använder därför hela bandbredden vid inspelningen. Fortsätt med G29 som handlar om montering.

C. 1/3 av ett band kan inte avsökas med vanlig bandutrustning. Läs svaret under B, innan du går vidare och läser om montering i G29.

D. Du måste dels ha tänkt på 4-spårsbandspelare, dels på band för två och fyra spår och så har du glömt, att det går åt två spår till en stereosignal. Om varje spår är lika med halva bandbredden, har bandet bara två spår och stereosignalen fyller alltså hela bandbredden.

Feedback T1

1. A. Nej, tänk på tårtan igen. Den kan delas i fyra lika stora delar a 1/4. Två av dessa utgör 2/4 lika med 1/2 tårta. Fortsätt med nästa uppgift.

   B. Nej, detta är lika fel som at säga, att 1 äpple placerat vid sidan av ett annat äpple utgör ett äpple. 1/4 + 1/4 är 2/4, vilket i sin tur är lika med 1/2. Gå vidare till nästa uppgift.

   C. Javisst. Se nu på nästa uppgift.

2. A. Nej, 1/4 kan delas i 2 delar på vardera 1/8. Lägger vi till detta ytterligare 1/8 får vi 3/8. Försök nu med uppgift 3.

   B. Ja, det är rätt. Gå vidare till uppgift 3.

   C. Nej — 4/4 motsvarar 1/1, men 1/8 plus 1/4 är 3/8, eftersom 1/4 kan delas till 2/8. Gå vidare till uppgift 3.

3. A. Du ska multiplicera *både* över och under strecket. Bara för att det står 4 på bägge ställena får du inte tro, att det också ger 4 till resultat. Det blir 16, och 16/16 = 1. Tag nu itu med uppgift 4.

   B. Det är rätt men inte riktigt bra ändå. Det blir det, om vi förkortat till 1. Fortsätt med uppgift 4.

   C. Fullständigt rätt. Du kan nog gå direkt till uppgift 5.

4. A. Ja, det är rätt. Försök nu med uppgift 5 som blir lite svårare.

   B. Inte rätt. Vi skall försöka gå igenom det steg för steg. A/6 är bra som det står. A/2 måste göras om till sjättedelar. 1/2 kan delas upp i 3/6. Därför är A/2 lika med 3A/6. A kan man inte heller räkna med, så också det måste göra som till sjättedelar. Delar man en tårta i sex lika stora delar, får vi sex delar. A är alltså lika med 6A/6. Vi kan nu lägga samman: $\frac{6A}{6} + \frac{3A}{6} + \frac{1A}{6} = \frac{10A}{6}$

som kan förkortas till 5A/3 eller 1 2/3A. Fortsätt nu med uppgift 5.

5. A. Ja, helt rätt. Sätt nu igång med den sista uppgiften.

   B. Nej, inte riktigt. Det rätta svaret är 2/A.

6. A. Om vi sätter in värdena, får vi:

$$C = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^2 \cdot 10^6}$$

$$\text{uttryckt i nF, CuF} = \frac{10^9}{6{,}28 \cdot 10^8} = 1{,}59 \text{ nF}$$

Svaret blir i Farad, vilket är en stor storhet. Vi kan ge svaret i nF, 10^9 gånger mindre genom att multiplicera med 10^9. 1/6 tårta uttryckt i sextiondedelar ger 10/60 = 10 sextiondedelar.

   B. Ja — grattis. Du är bestämt duktig i matte.

   C. Nej, du har glömt att dividera 10 med 6,28, vilket blir 1,5. Se gärna svar A ovan.

Vi hoppas det här lilla räkneprovet har varit till hjälp för dig.

Feedback T2

1. A. Du har siffrorna 1 och 0, men den röda färgen för 100 betyder, att 10 ska multipliceras med 100, inte att 1,0 ska ha två nollor till. Resultatet blev alltså 1 kohm, 5%. Guldfärgen för 5% har du funnit. Det gjorde du bra, så fortsätt med uppgift 2.

   B. 1000 ohm är riktigt. 1 och 0 plus två nollor till blir 1000 ohm = kohm. Men du har fått fel tolerans. Guld markerar 5%, inte 10%. Annars gick det bra, så fortsätt med uppgift 2.

   C. Detta är rätta svaret. Du har inte låtit lura dig av angivelsen i kohm. Och guldringen har du riktigt nog

fått till 5%. Känner du dig hemmastadd, kan du försöka med uppgift 3, om du inte föredrar att lösa nr 2 också.

D. Du har fått med en nolla för mycket. Brun ger 1 och svart noll, totalt 10. Röd färg som tredje ring ger faktorn 100, alltså två nollor till, totalt 1000 ohm = 1 kohm. Dessutom har ditt pekfinger snuddat vid uppgiften om guldringen. Guld betyder i det här sammanhanget 5%. 10% markeras med silver. Se nu, om uppgift 2 går lättare.

E. Brun och svart ger 10, men den röda ringen motsvarar bara 100, varför motståndet blir 1000 ohm = 1 kohm, 5% är rätt. Försök nu med uppgift 2.

2. A. Siffrorna 3 och 9 är rätta, men orange som tredje ring ger tre nollor efter, alltså 39.000 ohm = 39 kohm. Fortsätt med uppgift 3, som innehåller en liten fälla.

B. Den vita ringen har ställt till besvär. Vitt är 9. Men du har funnit rätt antal nollor i alla fall. Se upp noga i uppgift 3. Kom ihåg, att uppgiften om färgkoderna inte innehåller något tryckfel.

C. Det är inte så lätt. Du har dels missat att vitt är 9 och inte 1. Hade du märkt detta i listan över standardvärdena, skulle du strax ha märkt, att det var fel. Dessutom är antalet nollor fel. Orange som tredje ring markerar tre nollor och orange — vitt som de två första betyder 39. Således 39.000 ohm = 39 kohm. Du bör kanske helst hoppa över uppgift 3 och komma tilbaka till den, sedan du löst 4 och 5. Du får då mer träning på färgkoderna, innan du tar itu med uppgift 3 som är lite lurig.

D. Du har rätt antal nollor, nämligen tre, men du har missat på den vita ringen. Vitt är inte 1 utan 9. Du bör inte försöka lära dig färgkoderna utantill genast. Slå upp dem varje gång, så kommer du snart ihåg de flesta av dem. Fortsätt med uppgift 3 men lägg märke till, att det inte är något tryckfel i uppgiften, bara en liten fälla.

E. Det är rätt. Orange ger tre, vitt nio och orange på tredjeplatsen tre nollor. 39.000 ohm = 39 kohm. Fortsätt med uppgift 3.

F. Siffrorna är rätta, men det ska vara tre nollor och inte två. 39.000 ohm = 39 kohm är rätta svaret. Trösta dig med, att antalet nollor kan ställa till besvär för vem som helst. Fortsätt med uppgift 3.

3. A. Du har betraktat guld som en faktorangivelse som bara placerats före siffrorna. Men uppgiften är korrekt angiven. Vi har bara vänt motståndet åt fel håll och börjat bakifrån. Det kan nämligen ofta vara svårt att finna ut, vilket som är den första och sista ringen, särskilt den sista. Kom därför ihåg, att guld aldrig kan vara första ring, men däremot sista. Och då får vi 47 och fyra nollor. Alltså 470.000 ohm/5% = 470 kohm/5%. Det var en smula detektivarbete. Men när du nu fortsätter med uppgift 4, är vi tillbaka vid det normala.

B. Du har gått mycket systematiskt tillväga. Först 0,1 · 47 ohm = 4,7 ohm. Därefter fyra nollor, sammanlagt 47.000 ohm = 47 kohm. Slutligen blank = 20%. Men den som lämnat uppgiften, har inte vänt motståndet rätt, antingen av dumhet eller för att det varit svårt att se någon förskjutning åt ena sidan av färgerna. Guldringen bör strax sätta dig på spåret, eftersom guld aldrig kan stå först. Enda möjligheten är då att motståndet blivit vänt åt fel håll. Alltså får vi 47 och fyra nollor = 470.000 ohm = 470 kohm. Guld betyder 5%. Gå vidare till uppgift 4. Den innehåller inga fällor.

C. Nu var du duktig. Om du inte gissade förstås. Du har inte låtit dig störas av att uppgiftslämnaren börjat i fel ände utan gått direkt på det väsentliga: en guldring kan bara förekomma på tredje eller fjärde plats. Därmed har uppgiften reducerats till en normal färgkodsuppgift. Du kan nog gå direkt på uppgift 5.

D. Du har nog gissat. Du har helt enkelt bortsett från guldringen som något okänt och därefter fått fram de rätta siffrorna men gissat fel på antalet nollor. Lösningen är, att motståndet varit felvänt. Det kan ibland vara svårt att lista ut, vilken ring som står först, men om vi håller i minnet, att guld aldrig kan

stå först men däremot sist, kommer vi fram till 47 med fyra nollor och 5%. Alltså 470 kohm/5%. Fortsätt nu med uppgift 4. Den innehåller inte någon fälla.

4. A. Grön markerar fem, blå sex och brun noll. Sammanlagt 560 med sorten pF. Vit anger 10% och den sista färgen bortser vi från. Du har funnit den rätta lösningen och kan fortsätta med uppgift 5.

   B. Du har visst kastat om grön och blå. Det blir inte 650 utan 560 pF. Nollorna är rätta. Försök nu med uppgift 5.

   C. Talet 560 är rätt, men sorten ska inte vara nF utan pF. Resultatet ska alltid uttryckas i pF. Gå vidare till uppgift 5.

   D. Du har kommit fram till 560, vilket är rätt. Men du har satt ut fel sort. Använd alltid pF. Senare kan du förvandla till uF eller nF, t.ex. 1.500.000 pF = 1,5 uF. Fortsätt med uppgift 5.

   E. Sorten F används aldrig. Det är en kolossalt stor kondensator, du har kommit fram till. De största kondensatorerna, elektrolytkondensatorerna, som för övrigt alltid har värdet angivet med siffror, överstiger i allmänhet inte 25.000 uF = 0,025 F. Du ska alltid använda sorten pF när du läser färgkoder på kondensatorer. Svaret är 560 pF. Fortsätt med uppgift 5.

   F. Du har förväxlat siffrorna. De skall var 56. Och så bara en nolla, inte två. Resultatet blir 560 pF. Försök med uppgift 5.

5. A. Du har avläst direkt: orange = 3, röd = 2, svart = · 1. Det blir 32 pF. Toleransen har du antagit, att vi skulle finna ut åt dig. Först ett litet påpekande: 32 pF är inte något standardvärde. Här är ett fel någonstans. Du bör dela upp den orangefärgade ringen i två, så får du 33. Men det bör finnas fem ringar. En möjlighet är att ta tre ringar först och få 33 nF. Därefter ger röd 2% och svart anger temperaturkäns-

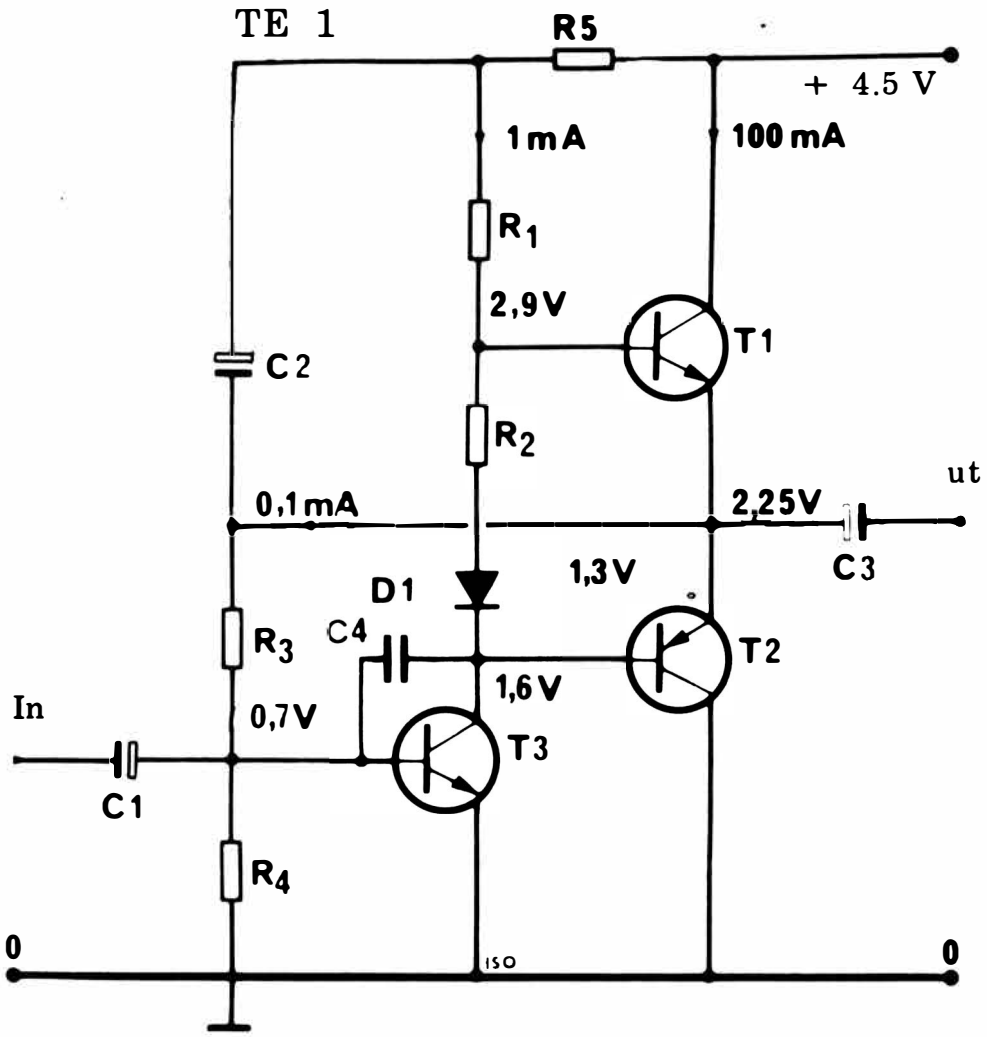
ligheten. Detta är en korrekt lösning med utgångspunkt från texten i uppgiften, men denna finns inte med i svarsalternativen. En annan möjlighet är att dela upp den röda i två, så får vi 3,3 nF/2%. Denna lösning finns inte heller med. Den svarta ringen kan däremot delas upp i två till 20% och en temperaturkänslighet. Kondensatorn är då på 3,3 nF/20%. Vilket som är rätt måste man se på kondensatorn. Vi kan då alltid konstatera, vilken ring som är bred och vilken som är smal. I detta fall var den orangefärgade förhållandevis bred, den röda smal och den svarta bred. Därmed var resultatet givet. Fortsätt läsa i boken.

B. Du har kommit på, att man kan dela upp den orangefärgade ringen i två till 3,3 nF. Slutligen måste vi också dela den svarta, så vi får en tolerans på 20%. Om du vill ha en utförlig redogörelse för valmöjligheterna, kan du läsa igenom svaret till 5A, ovan. Du kan också lita på oss och bara fortsätta med texten.

C. Orange ger tre, röd två och svart har du delat upp i x1 och 20%. Detta ger bara fyra ringar, och 32 är inte något standardvärde. Genom att dela den orangefärgade i två, får vi standardvärdet 33 och röd ger två nollor, alltså 3300 pF. Svart ska helt riktigt delas upp till 20% och ring nummer fem. En fullständig genomgång av möjligheterna finner du i 5A ovan, men du kan annars lugnt fortsätta med texten.

D. Detta är den enda givna möjlighet som stämmer. Orange och svart är båda uppdelade på två ringar, så det borde ha stått orange, röd, svart, svart. Men den omedelbara avläsningen på kondensatorn ger bara orange, röd, svart. 3,3 nF/20% är inte den enda möjligheten, om vi bara har färgerna beskrivna på det här sättet. Under svaret till 5A finner du en fullständig genomgång av samtliga alternativ. Titta gärna där, men annars kan du bara läsa vidare.

TE1 — det betyder Tillämpad Elektronik, konstruktion 1. TE1 är först i en serie små, lätta, praktiskt fungerande konstruktioner som syftar till att öva upp ditt rent praktiska kunnande.



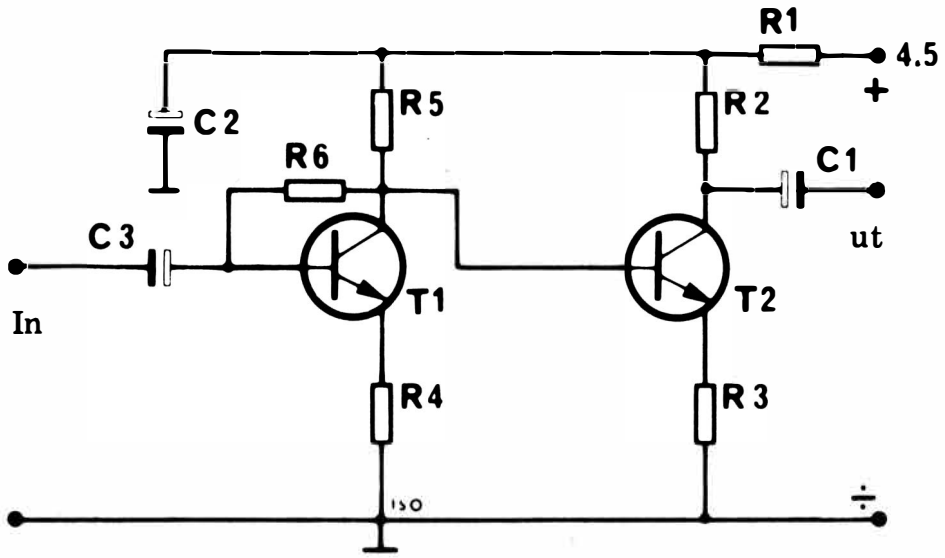
TE1 är en liten effektförstärkare på 100 mW. Dess effekt är inte så stor men tillräcklig för provändamål, en mindre kommunikationsanläggning eller radio. Förstärkningen är inte heller särskilt imponerande, bara omkring 2 gånger, så man måste placera en förförstärkare framför. Förförstärkaren kallas TE2. Impedansomsättningen är emellertid god hos denna lilla effektförstärkare — vi kan gå ända ned till 3,2 ohm för högtalarna. Ingångsimpedansen är 1 kohm. Högtalaren ansluts mellan jord och UT vid kondensatorn C3. Spänningen är 4,5 volt. Ingångssignalen lägges via C1 (IN) och jord.

Beräkningsunderlaget finns i avsnitten G17 och G18

TE1 — KOMPONENTLISTA

R1 = 1 kOhm	D1 = 1N4148
R2 = 560 Ohm	T1 = BC 171, BC 107, BC 172 el. BC 108
R3 = 15 k Ohm	T2 = ME 0412 el. BC 177
R4 = 6,8 k Ohm	T3 = BC 171, BC 107, BC 172 el. BC 108
R5 = 560 Ohm	
C1 = 6,8uF/40V	
C2 = 47uF/10V	
C3 = 330uF/10V	
C4 = 1nF	

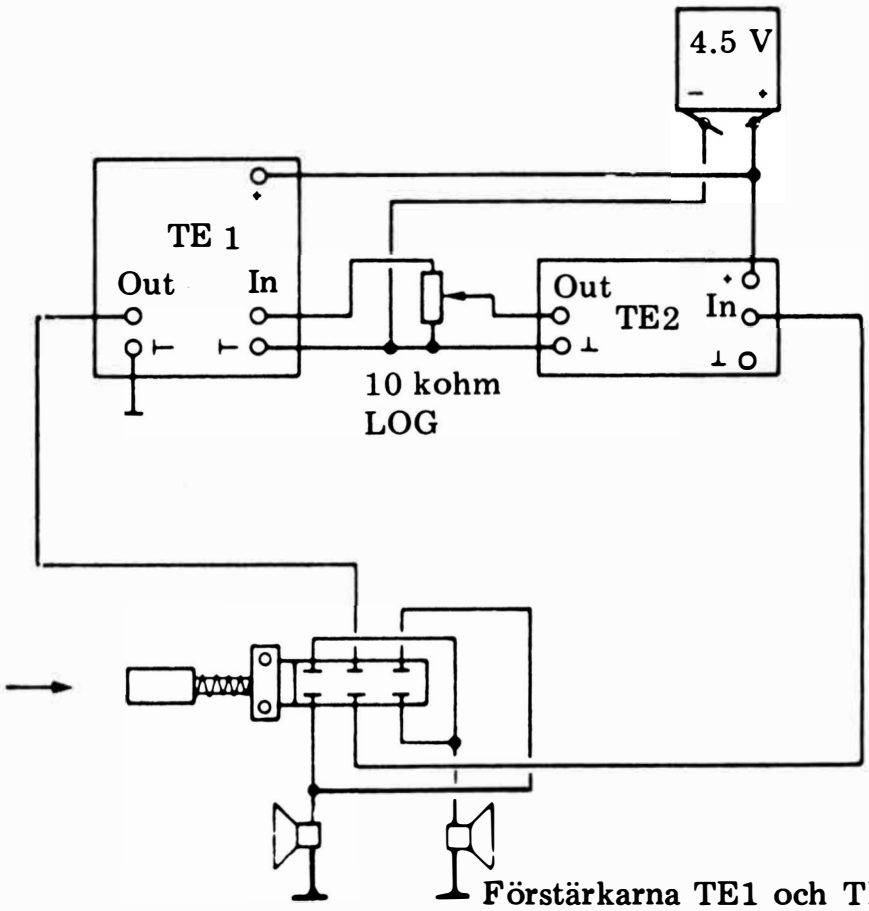
Använd ett 4,5 volts batteri eller den stabiliserade nätdelen NT 315 till samtliga TE-konstruktioner.



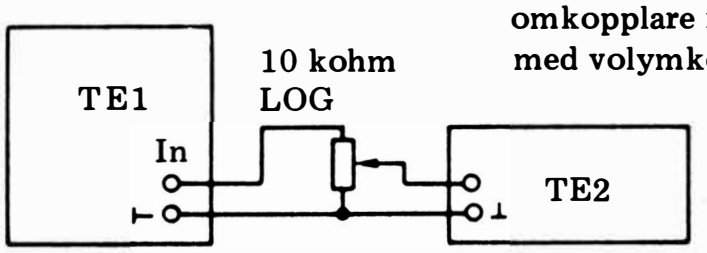
TE2 är en förförstärkare med ca 50 gångers förstärkning. Den kan kopplas till effektförstärkaren TE1, varvid förstärkningen blir så pass stor, att konstruktionen kan användas för en kommunikationsanläggning.

Om vi vill göra en kommunikationsanläggning, kopplar vi UT (OUT) på TE2 till IN på TE1. Nätspänningen parallellkopplas. Vi kopplar nu en högtalare till ingången och har så upprättat en talförbindelse. Med en godtyckligt vald strömbrytare kan man nu koppla om mellan tal- och lyssningsläget. Ingångsspänningen är 4,5 volt.

Beräkningsunderlaget finns i G17.

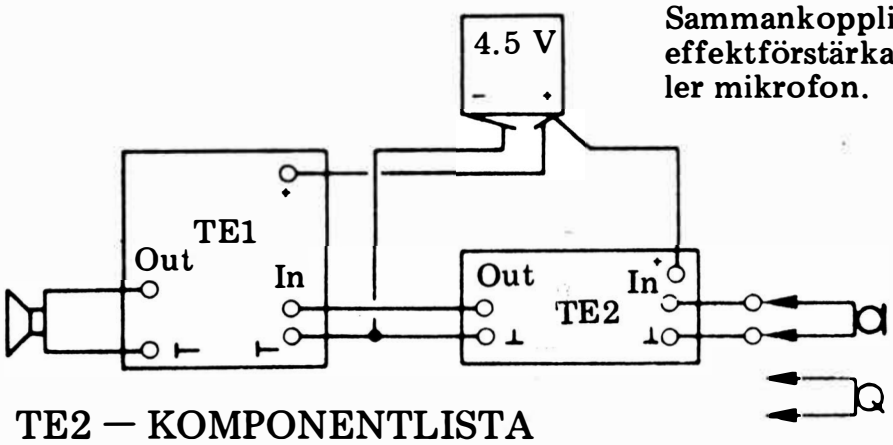


Förstärkarna TE1 och TE2 förbundna med omkopplare för användning som snabbtelefon med volymkontroll.



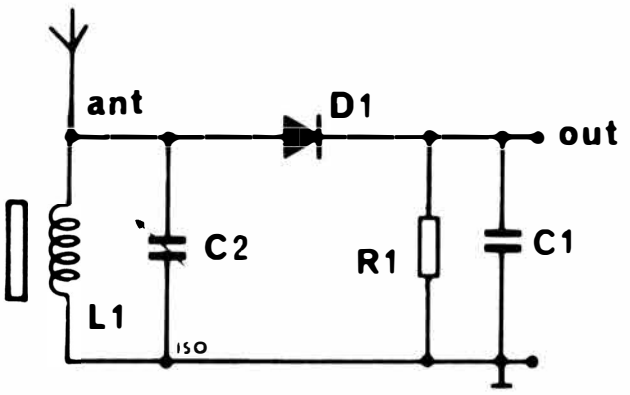
Inkoppling av volymkontroll.

Sammankoppling av förförstärkaren TE2 och effektförstärkaren TE1. Ingång för pickup eller mikrofon.



TE2 — KOMPONENTLISTA

R1 = 47 Ohm	C1 = 6,8uF/40V
R2 = 270 Ohm	C2 = 330uF/10V
R3 = 47 Ohm	C3 = 6,8uF/40V
R4 = 270 Ohm	T1 = BC 172, BC 108, BC 173 el. BC 109
R5 = 2,7 k Ohm	T2 = BC 172, BC 108, BC 173 el. BC 109
R6 = 12 k Ohm	

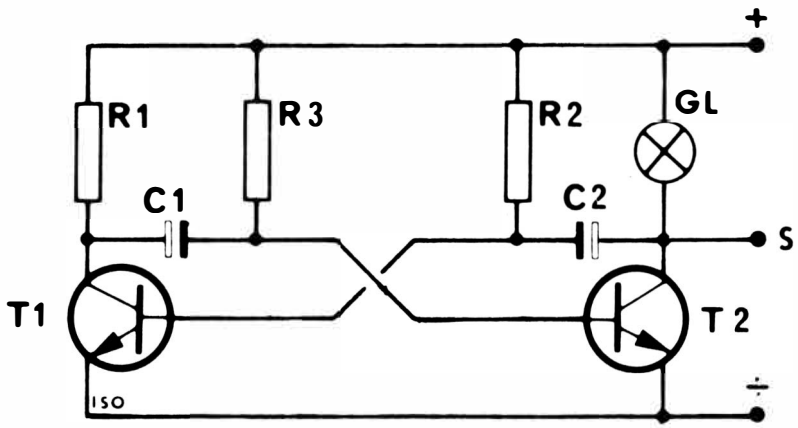


TE3 är en diodmottagare. Den är oerhört stark, om man tar hänsyn till det lilla antalet komponenter, och den kan under vissa förhållanden ta in mer än en station. Om man kopplar den till ingången på TE2 och TE1 får vi en utmärkt liten radio. Till och med utan antenn kan den med rimlig styrka fånga upp inte alltför avlägsna sändare.

Beräkningsunderlaget framgår av G24.

För TE3 behövs följande komponenter:

R1 = 22 kohm, C1 = 2,2 nF, C2 = 500 pF vridkondensator, D1 = AA 143. Spolen L1 består av en bit ferritstav med 30 varv flertrådig s.k. litztråd. TE3 kopplas med S till ingången på TE2 och jord till jord. En eventuell antenn kan anslutas vid ANT.
TE3 ger störst effekt i en hörpropp, då R1 och C1 INTE användes. R1 och R2
Om man använder en färdiglindad spole, skall den för bästa mottagning, ferritstaven dras ut ca. 1/2 cm ur spolen.



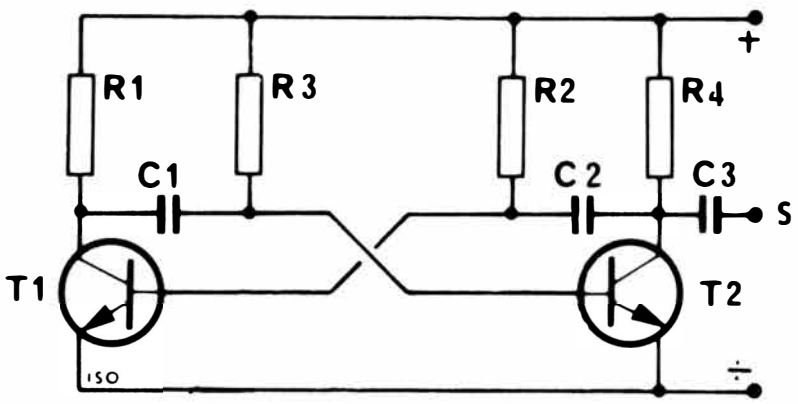
TE4 är en blinker som kan användas i julgranen, på en modelljärnväg eller liknande. Den behöver 4,5 till 6 volts spänning. TE4 har också en högtalarutgång.

Denna utgång förklaras närmare i samband med TE5.

Hur en blinker fungerar har vi beskrivit i avsnitt G30, Datateknik, och där finns också beräkningsunderlaget.

TE4 — KOMPONENTLISTA

R1 = 100 Ohm
R2 = 2,7 k Ohm
R3 = 2,7 k Ohm
C1 = 47uF/10V
C2 = 47uF/10V
GL= 6V/50mA
T1 = BC 171, BC 107, BC 172 el. BC 108
T2 = BC 171, BC 107, BC 172 el. BC 108



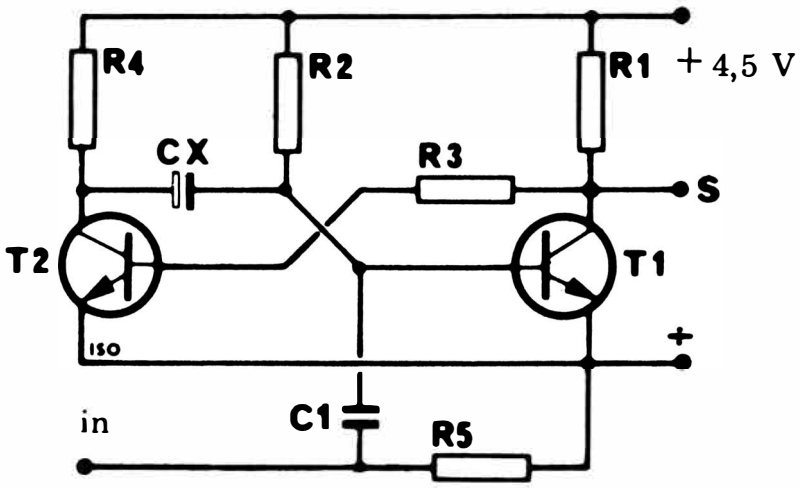
TE5 är en något annorlunda upplaga av TE4. Här använder vi en mycket mindre kondensator och klarar oss utan lampa. Konstruktionen kan användas som signalgenerator. Den avger en kraftig ton som kan överföras till effektförstärkaren TE1 eller direkt till en högtalare. Vi kan skoja till det lite genom att ansluta TE5 till S på TE4 med plus. TE4 tänder då lampan i takt med TE5 som alltså kommer att tjuta stötvis. Pröva! Utgången från TE5:s kontakt S kopplas genom TE1 till högtalaren. TE5 kan arbeta ljusstyrd, om man skjuter in ett LDR-motstånd i serie med R3 och R2.

Det erforderliga beräkningsunderlaget finner du i avsnitt G30 under den astabila multivibratorn.

Spänningsbehovet är 4,5 volt.

TE5 — KOMPONENTLISTA

R1 = 1 k Ohm
R2 = 33 k Ohm
R3 = 33 k Ohm
R4 = 1 k Ohm
C1 = 47 nF
C2 = 47 nF
C3 = 47 nF
T1 = BC 171, BC 107, BC 172 el. BC 108
T2 = BC 171, BC 107, BC 172 el. BC 108



TE6 är en monostabil multivibrator. När den påverkas, kopplar den om under viss tid och återgår därefter.

Vid S kan vi ansluta plussidan på den astabila multivibratorn TE5. Konstruktionen startas, när man kortsluter mellan IN och plus. TE5 avger då en ton, vars längd bestämmes av C_X.

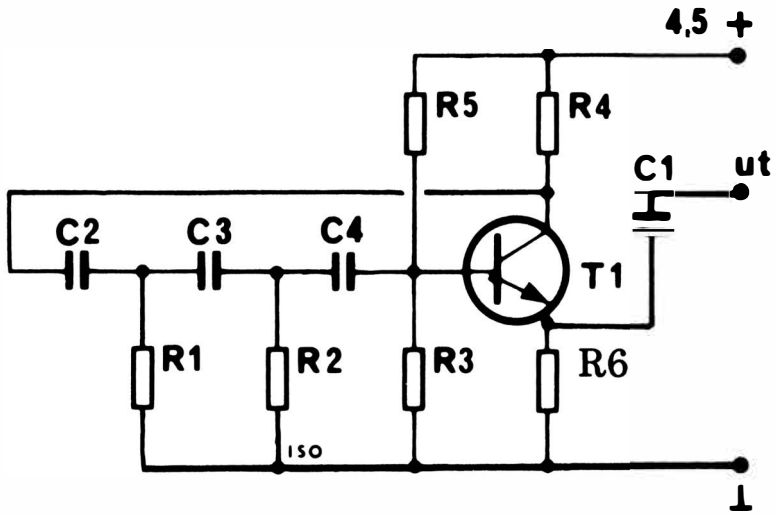
C_X = 400 uF ger en ton med ca 10 sekunders varaktighet. Denna står i direkt proportion till C_X.

Kopplas tonen från TE5 direkt till TE1, kan man använda kombinationen som dörrklocka.

Tryckknappen vid dörren kortsluter därvid 1 och 2. En ton uppstår, vars längd beror på, hur länge knappen hålles intryckt.
Spänningsbehovet är 4,5 volt.

TE 6 - KOMPONENTLISTA

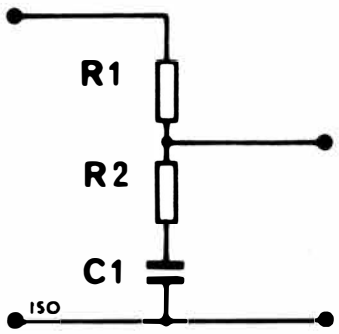
R1 = 1 k Ohm
R2 = 27 k Ohm
R3 = 27 k Ohm
R4 = 1 k Ohm
R5 = 100 k Ohm
C1 = 68 nF
Cx = 47uF/10V til 1000uF/16V
T1 = BC 171, BC 107, BC 172 el. BC 108
T2 = BC 171, BC 107, BC 172 el. BC 108



TE7 är en sinusgenerator som avger en nästan sinusformad ton. Den kan skriva TE1. Sinusgeneratorn kan användas som generator vid effektmätning, som provinstrument osv.
Driftspänningen är 4,5 volt. Det teoretiska finner du i G19.
Om inte TE 7 skulle börja svänga, så kan man ersätta motståndet R 3 med en trimpotentiometer på 100 kohm.

TE7 — KOMPONENTLISTA

R1 = 15 k Ohm
R2 = 15 k Ohm
R3 = 33 k Ohm
R4 = 10 k Ohm
R5 = 220 k Ohm
R6 = 18 Ohm
C1 = 10uF
C2 = 10 nF
C3 = 10 nF
C4 = 10 nF
T1 = BC 172, BC 108, BC 173 el. BC 109

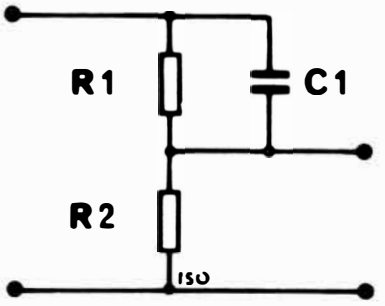


TE8 är ett filter som kan kopplas in framför din bandspelare, förstärkare osv. Det åstadkommer en bashävning på 15 a 20 dB.
OBS! Filtret kan ej användas på högtalarutgången på någon förstärkare, utan t. ex. mellan bandspelare och förstärkare. Det teoretiska kan du läsa om i G19, Filter.

Följande komponenter ingår:

TE8 — KOMPONENTLISTA

R1 = 18 k Ohm
R2 = 1,8 k Ohm
C1 = 220 nF

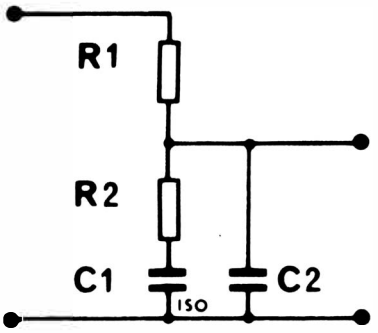


TE9 är ett filter för diskanthävning. Läs om det teoretiska i G19, avsnittet som behandlar filter.
OBS! Filtret kan ej användas på högtalarutgången på någon förstärkare, utan t. ex. mellan bandspelare och förstärkare.

Följande komponenter behövs:

TE9 — KOMPONENTLISTA

R1 = 18 k Ohm
R2 = 1,8 k Ohm
C1 = 4,7 nF



TE10 är ett synnerligen användbart CCIR-filter att placeras efter skivspelare med kristallpickup. Filtret häver basen och sänker diskanten, så att skivan låter "linjär" vid avspelning. Filtret är egentligen beräknat för den färdiga JOSTY-KIT-förstärkaren AF20. Det teoretiska resonemanget finner du i G19, avsnittet om filter. CCIR-filtret är beräknat för bashävning vid 500 Hz och diskantsänkning vid 2150 Hz.

OBS! Filtret kan ej användas på högtalarutgången på någon förstärkare, utan t. ex. mellan bandspelare och förstärkare.

Följande komponenter behövs:

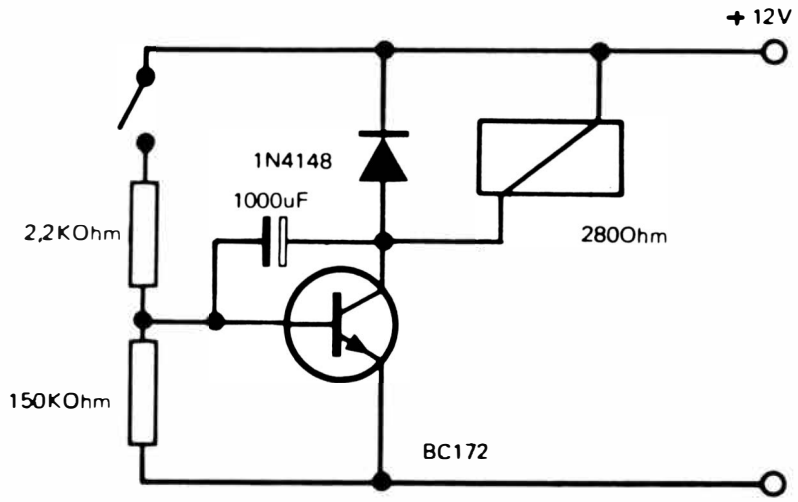
TE10 — KOMPONENTLISTA

R1 = 18 k Ohm
R2 = 1,8 k Ohm
C1 = 220 nF
C2 = 47 nF

På en del av de konstruktioner vi visat, saknas uppgift om vilka transistorer vi använt. Följande kan då tjäna som rättesnöre:

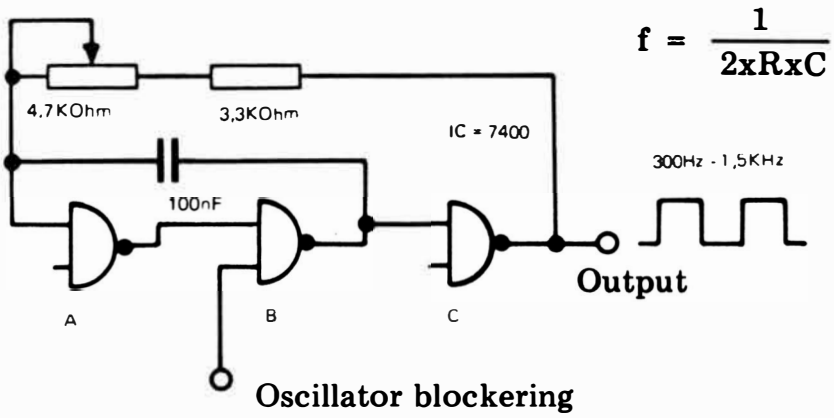
Om emitterpilen pekar ut från transistorn, är det en NPN-transistor. Här kan man således använda t.ex. BC 107, BC 108, BC 171, BC 547 m.m.

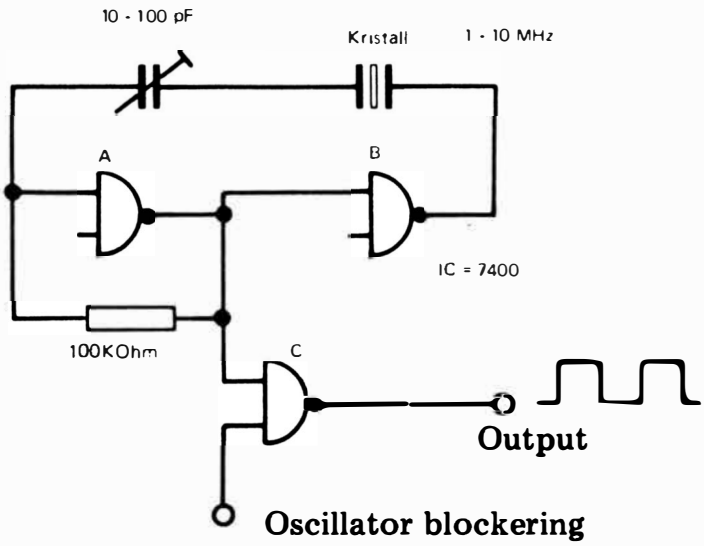
Om emitterpilen pekar in mot transistorn, är det en PNP-transistor. Och här kan man använda t.ex. BC 177, BC 557, MEO 412 m.m.



Tidsfördröjning

Med denna konstruktion kan man uppnå ända till 60 sekunders tidsfördröjning. När man trycker på knappen D, styrs transistorn ut och reläet påverkas.
Kondensatorn C urladdas nu över kollektor, emitter.
Reläet slår ifrån, så snart urladdningsströmmen fallit till ett värde som ligger under reläets hållström.
Tidsfördröjningen bestäms av transistorns förstärkning och kondensatorns storlek.
Med angivna komponenter är hålltiden ca 15 sekunder.





Kristall-oscillator med logiska kretsar

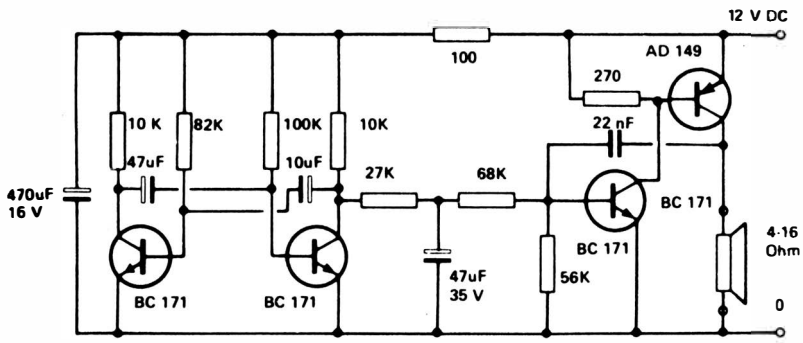
En kristall-oscillator är enkel och mycket stabil. Eftersom man samtidigt, genom att använda en kristall, slipper ifrån spolar och kondensatorer, blir det dubbelt så enkelt.
Konstruktionen består av 2 + 1 grind från exempelvis TTL-serien. Du kan använda nr 7400.
Kristallen är placerad i motkopplingskretsen för de båda grindarna. Härvid kommer konstruktionen att svänga på grundtonens serieresonans.
För att inte belasta oscillatorn, och för att få en signal med ett till/från-förhållande på 50%, använder vi en extra grind.

ELEKTRONISK SIREN

TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 — 15 V
Strömförbrukning	200 mA
Frekvensområde	400 — 4000 Hz
Svängningshastighet	0,2 Hz

Den elektroniska sirenen kan driva en högtalare direkt på utgången.
Tonen är stigande och fallande, nästan som amerikanska polissirener. Högtalaren bör vara på mellan 4 — 16 ohm. För högsta ljudtryck rekommenderas 4 ohm. Ritningen visar den elektriska uppbyggnaden och komponenterna. Transistorn AD 149 kan ersättas med BD 240.



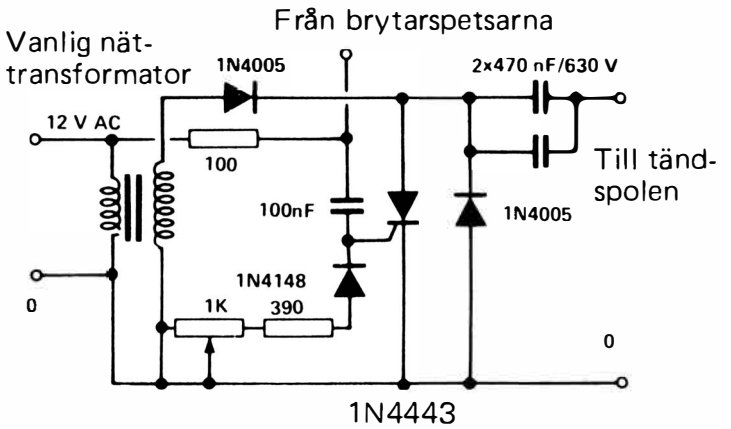
TYRISTORTÄNDNING FÖR MOPEDER

TEKNISKA DATA

Drivspänning	6 — 12 V AC
Utspänning	2 — 400 V DC

En tyristor eller transistortändning ökar ej hastigheten på mopeden. Förbättrad förbränning resulterar i jämnare gång och minskad bränsleförbrukning.

En kraftigare »gnista» erhålls med en tyristortändning. Tyristortändningen som visas på ritningen, ansluts till mopedens generator. Tändspolen ansluts till utgången och brytarspetarna förbinds till markeringen för dessa.
Tyristorn 1N4443 kan ersättas med S2062D.

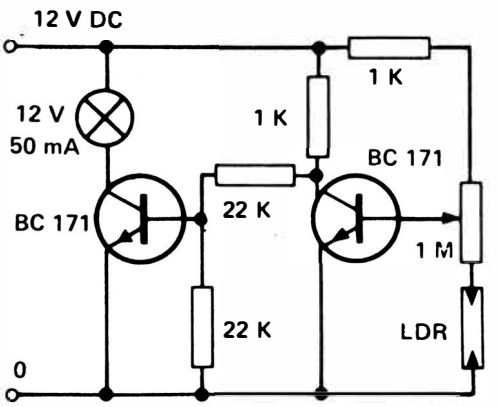


LJUSMÄTARE MED LAMPA

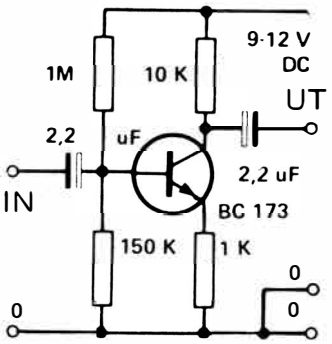
TEKNISKA DATA

Drivspänning	12 V DC
Strömförbrukning	50 mA

Ritningen visar en krets, där man med en lampa som indikator kan ansluta ett LDR - motstånd och bestämma ljuset. Med ett NTC - motstånd kan man även bestämma temperaturen.



I ritningen till belysningsmätaren, kan man bestämma den punkt, när lampan skall tända med potentiometrarna på 1 Mohm. Belysningsmätaren är lite temperaturkänslig, så den rekommenderas att användas i rumstemperatur.



FÖRFÖRSTÄRKARE

TEKNISKA DATA

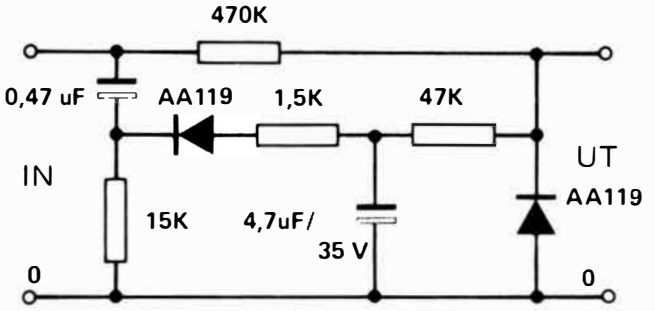
Drivspänning	12 V DC
Strömförbrukning	0,8 mA
Förstärkning	10 gånger
Förvrängning	0,1 %
Frekvensområde	10 — 20000 Hz

Med denna lilla förförstärkare, kan en liten signal förstärkas ca. 10 gånger. Signalen måste vara så liten att den inte överstyr förstärkaren. Den är lämplig som förförstärkare till PU tillsammans med AF 300, AF 380 och AF 386.
Med tanke på eventuellt brum, är det en fördel att inmontera förstärkaren i en liten metallåda.

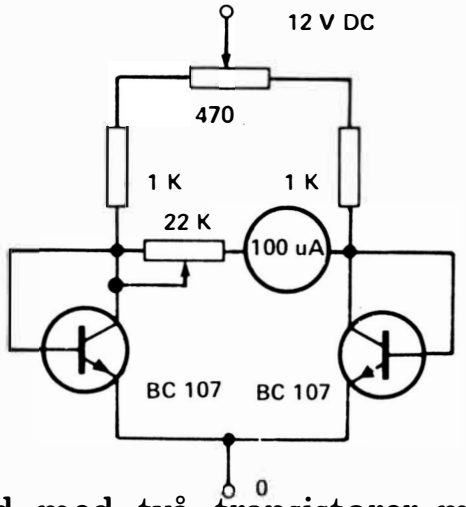
KOMPRESSIONSLED

TEKNISKA DATA

Genomgångsdämpning	10 gånger
Nerreglering	40 dB (100 gånger)
Ingångsimpedans	10 kohm
Utgångsimpedans	1 Mohm



Ett kompressionsled, komprimerar samtidigt som det dämpar signaler. Ingångssignalen bör vara mellan 500 — 1000 mV. Vid signaler under 500 mV, är det stor risk att själva signalen inte blir komprimerad. Om man skall använda konstuktionen till mikrofon, måste förförstärkare användas.



TERMOMETER

TEKNISKA DATA

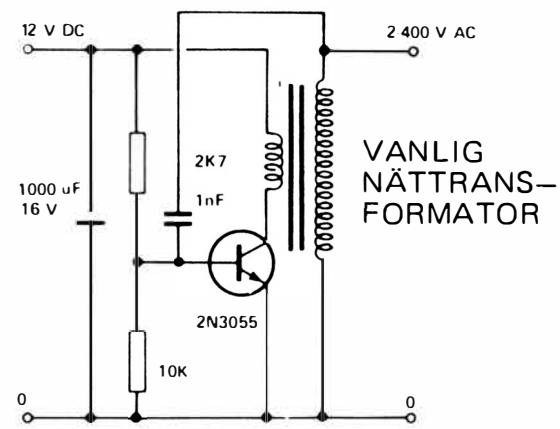
Drivspänning	12 V DC
Strömförbrukning	10 mA
Noggrannhet	1%

Denna termometer är uppbyggd med två transistorer med metallhölje, typ BC 109B. Termometern kan med stor noggrannhet användas i området 0 — 100° C.
Den ena transistorn håller en känd temperatur (rumstemperatur). Den andra transistorn är själva »mätsonden». När man på mätinstrumentet får ett utslag, är detta temperaturskillnaden. Om avläsningen säger 60° - är den verkliga temperaturen 80° C, med rumstemperaturen 20° C.

Trimpotentiometern på 470 ohm är avsedd för nollinställning, när det inte är någon temperaturskillnad mellan transistorerna.
Trimpotentiometern på 22 kohm används för justering av visningen till 80° C vid kokande vatten då omgivningstemperaturen är 20° C.

I denna konstruktion utnyttjas, att spänningen är en linjär funktion av temperaturen på en halvledare.
Som ses på ritningen, används endast den ena halvan av transistorn, då bas och kollektor är sammankopplade.

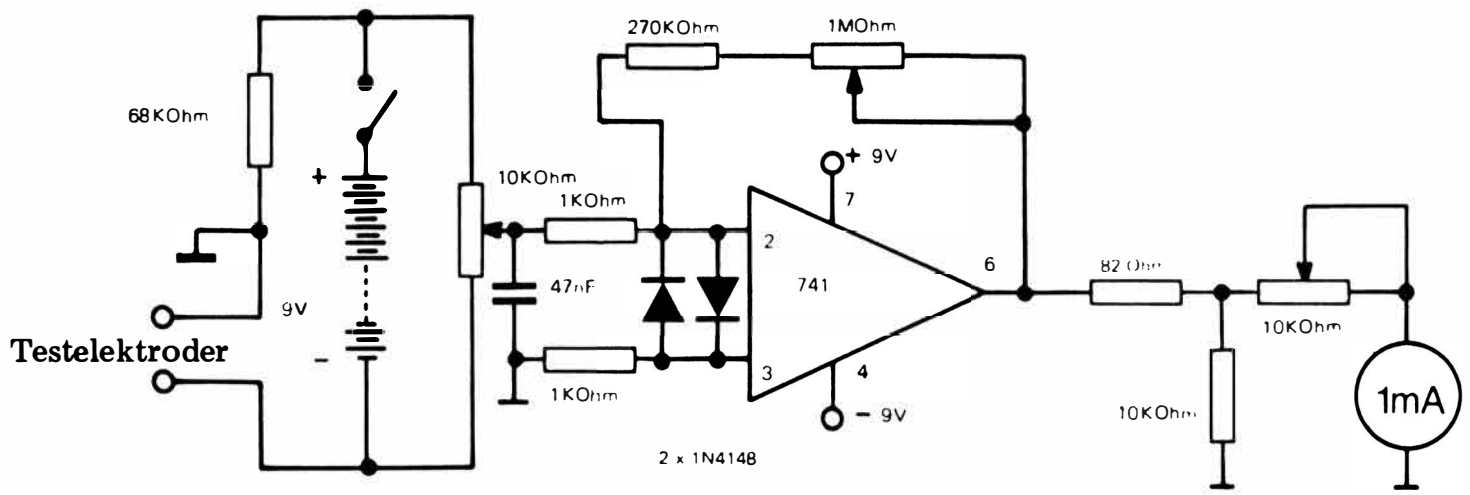
HÖGSPÄNNINGSGENERATOR



TEKNISKA DATA

Drivspänning	12 V DC
Strömförbrukning	300 mA
Utgångsspänning	400 V AC
Frekvens	5000 Hz

En högspänningsgenerator kan användas till »elektriskt staket».
Högspänningsgeneratorn behöver endast anslutas till ett batteri, för att leverera över 400 V växelspänning. 400 volts-utgången kan endast belastas med ca. 10 mA. Detta medför att man ej kan belasta med lampor o. dyl.
Den lite mer erfarne kan likrikta spänningen och ladda upp en kondensator som då kan driva ett urladdningsrör. Med att prova sig fram med transformatorer till högspänningsgeneratorn, kan man troligtvis få bort »ljudet» från transformatorn.
Nästan vilken som helst transformator kan användas till högspänningsgeneratorn, kom bara ihåg att lågohmssidan skall kopplas mellan plus och transistorns kollektor, samt högohmssidan till utgången.



Lögndetektor

Det är egentligen fråga om känsloreaktionstestare. Detta mätinstrument kan registrera, om försökspersonen är positiv eller negativ till en fråga. Eftersom lögner åstadkommer känslomässiga förändringar, kan man värdera de därav kommande motståndsmässiga värdena.
Även om man ljuger på skämt, träder detektorn i funktion. Beroende på frågornas art får man större eller mindre utslag. Ingångskretsen består av en bryggkoppling. Försökspersonen tar de båda elektroderna i handen och bildar en av de fyra bryggdelarna.
Ännu en bryggdel består av ett fast motstånd på 75 kohm. Den sista bryggdelen är en potentiometer som används att nollställa apparaten med, innan man börjar ställa "besvärliga" frågor. Apparatens känslighet kan inställas med trimmotståndet R5.
En helt svag motståndsändring förstärks av den integrerade kretsen MIC 741.
På ett 1 mA-instrument kan man nu avläsa motståndsändringen.
Som elektrod kan man använda vanligt kopparrör.
Som strömkälla kan man använda 3 st 9 volts H10-batterier från Hellesen (410).

JOSTY KIT BYGGSATSER

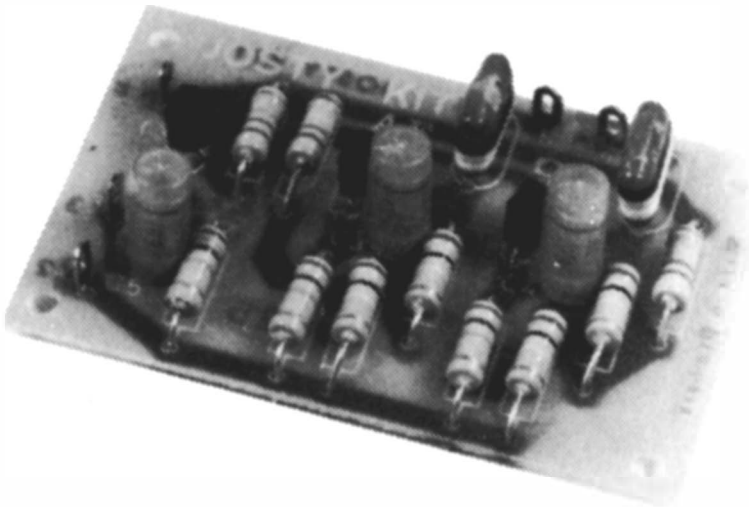
På följande sidor finner du schemor, beskrivningar och kopplingsexempel på den övervägande delen av de JOSTY KIT byggsatser, som levereras på den skandinaviska marknaden.

Vid tillverkningen av JOSTY KIT byggsatser användes bara komponenter med garanterade data och av högsta kvalitet. Detta betyder, att de data och uppgifter du finner i denna bok inte alltid helt stämmer överens med den byggsats du köper i dag. Avvikelserna är dock i regel mycket små.

JOSTY KIT garanterar bara konstruktioner som är köpta som byggsatser — du får alltså inte räkna med service på konstruktioner du byggt självständigt efter denna bok. Detta gäller såväl TE-satser som JOSTY-KIT och andra schemor i boken.

Det bör dock framhållas, att vi har strävat efter att presentera schemor och stycklistor som är helt "up to date".

Vi har inte möjlighet att bistå dig med ytterligare material utöver elektroniken i JOSTY KIT-byggsatserna. Kretskortsteckningar och komponentplaceringar medföljer ENDAST i JOSTY KIT-byggsatserna.



AF25 är en mixer som innehåller tre förstärkande transistorer. Vid användning av förstärkare blir de olika potentiometrarna inte inbördes beroende av varandra.

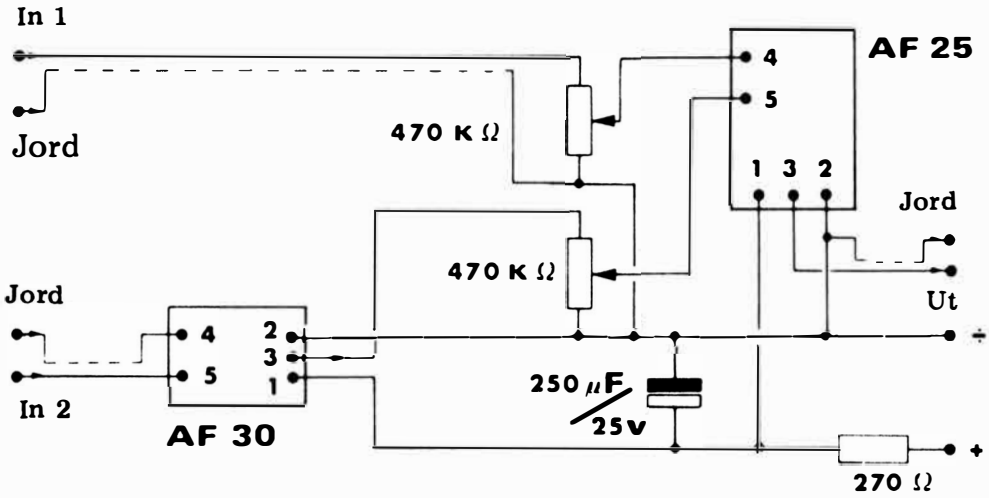
Schemat: AF25 innehåller två separata ingångssteg som är kraftigt motkopplade från emitter till bas genom motstånden R7 och R4 samt kondensatorerna C3 och C4. Samtidigt uppnås en mycket hög ingångsimpedans genom de stora emittermotstånden R6 och R9. Ingångsimpedansen är som bekant lika med emittermotståndet gånger strömförstärkningen i transistorn, vilket i det här fallet ger en ingångsimpedans på över 1 Mohm.

För att få en passande låg utgångsimpedans har T3 kopplats som emitterföljare. Utgångsimpedansen är här den motsatta: transistorns emittermotstånd dividerat med transistorns strömförstärkning eller ca 150 ohm.

Båda ingångsstegen är kopplade till emitterföljaren DC-mässigt, vilket ger god linjäritet utan förvrängning.

TEKNISKA DATA

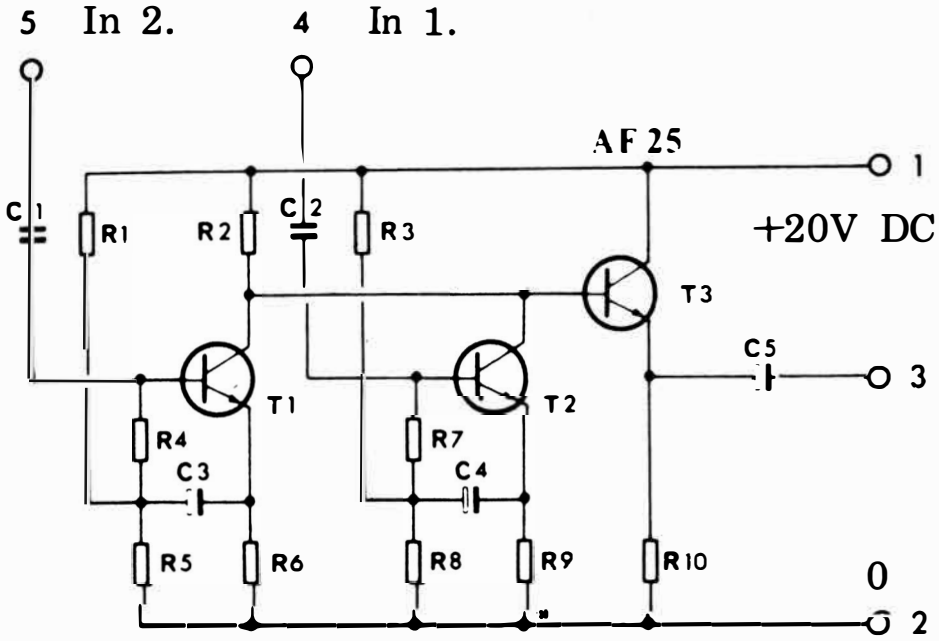
Drivspänning	20 volt DC
Strömförbrukning	2 mA
Utgångsspänning	1 gång
Förstärkning	20 Hz — 30 kHz ± 1 dB
Frekvensgång	max 0,1%
Harmonisk förvränging	max 0,5%
Intermodulation	150 ohm
Ingångsimpedans	1 mohm
Utgångsimpedans	max 1 V

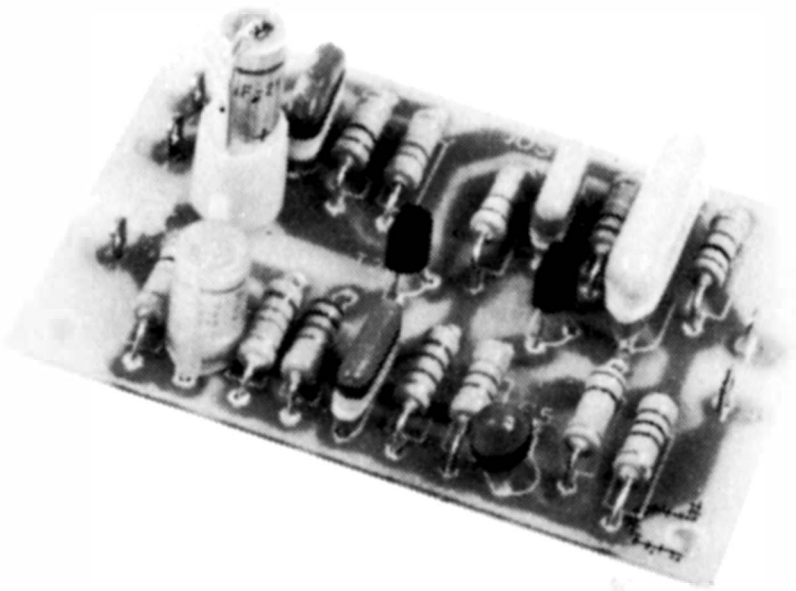


Ovan visas mixern AF25 kopplad med ingång 1 till exempelvis FM och ingång 2 till exempelvis en dynamisk pickup. Förförstärkaren AF30 användes som extra förförstärkare framför den dynamiska pickupen. Om C2 och C6 avlägsnas i AF30, kan denna ingång användas för en dynamisk mikrofon.

KOMPONENTLISTA

R1	270 kohm
R2	12 kohm
R3	270 kohm
R4	100 kohm
R5	100 kohm
R6	15 kohm
R7	100 kohm
R8	100 kohm
R9	15 kohm
R10	15 kohm
C1	100 nF
C2	100 nF
C3	6,8uF/40V
C4	6,8uF/40V
C4	6,8uF/40V
T1	BC173
T2	BC173
T3	BC173



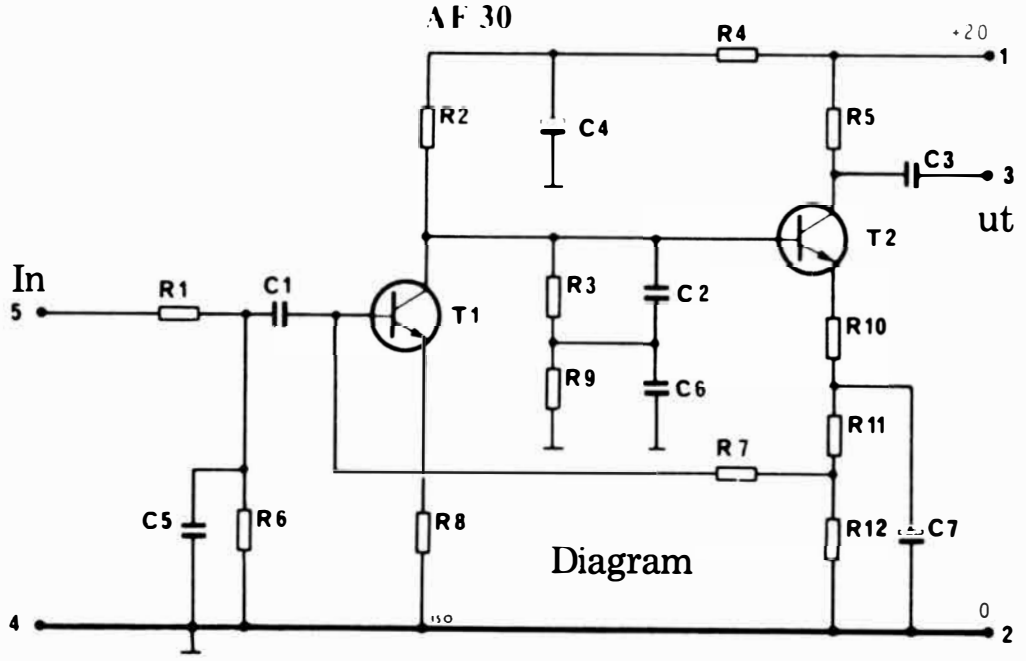


FÖRFÖRSTÄRKARE

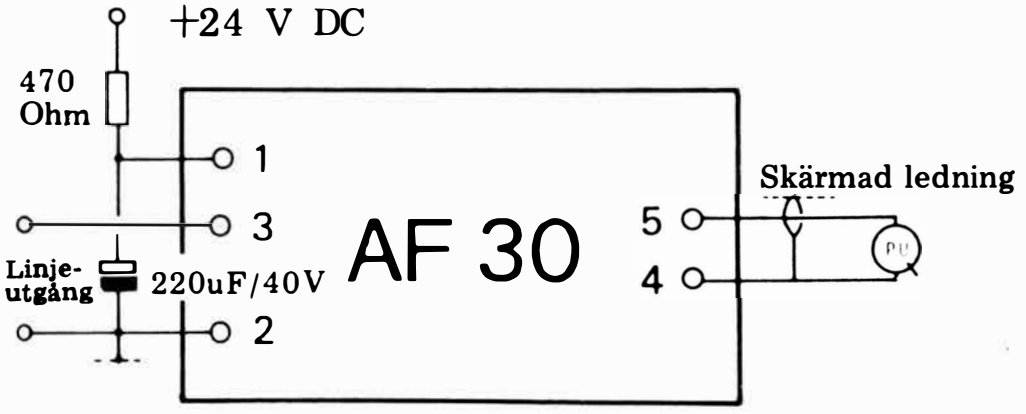
AF30 är en universellt användbar förförstärkare som lämpar sig för anslutning av låg-ohmiga pickuper som B & O, Shure eller Ortophone.
Förstärkaren är DC-kopplad direkt från kollektorn på T1 till basen på T2 och motkopplad via C2, som sänker diskanten och häver basen inom 1 dB i förhållande till CCIR-normen. R1 utgör tillsammans med C 5 ett filter som avlägsnar eventuell självsvängning vid frekvenser över 100 MHz.
R4 och C4 är ett enkelt RC-filter som avlägsnar s.k. "motorboating", det speciella tuffande ljud som kan uppstå vid oavkopplade förstärkare.
DC-mässigt är AF30 en balanserad förstärkare, då T1 får sin basspänning från T2:s emitter och T2 sin från T1:s kollektor. R2 är således både kollektormotstånd för T1 och basmotstånd för T2.
R8 och R10 är oavkopplade emittermotstånd, som motkopplar till ideal frekvensgång. R11 och R12 utgör en enkel spänningsdelare som avtrappar spänningen till T1:s bas genom R7, vilket är insatt för att begränsa strömmen till T1 samt för att undvika kraftig dämpning till chassi. Skulle denna saknas, hade motståndet till chassi-jord kommit att utgöras av R12, som är på 10 kohm till skillnad från R7 som är på 150 kohm.

TEKNISKA DATA

Drivspänning	20—30 V
Strömförbrukning	1 mA
Frekvensgång	20—20.000 Hz, CCIR ±1 dB
Förstärkning	10 gånger — nominell ingångsimpedans
Störavstånd	56 dB
Ingångsimpedans	15 kohm (2—50 kohm)
Utgångsimpedans	50 kohm



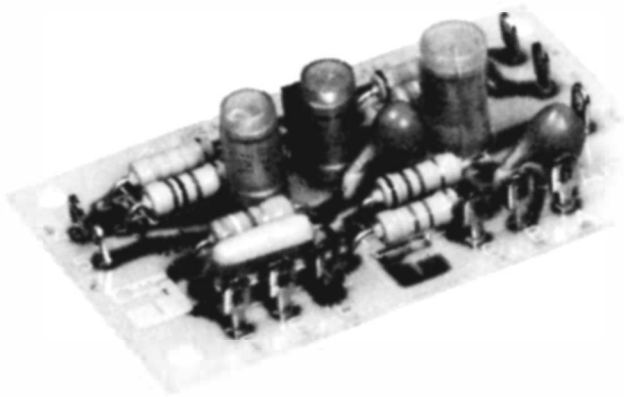
Vid ändring av R12 till 22 kohm kan AF 30 anslutas till 9 - 12 Volt



Anslutning

KOMPONENTLISTA

						C4	22uF/25V
R1	100 ohm	R6	1 mohm	R11	27 kohm	C5	100 pF
R2	100 kohm	R7	150 kohm	R12	10 kohm	C6	10 nF
R3	680 kohm	R8	4,7 kohm	C1	330 nF	C7	47uF/10V
R4	22 kohm	R9	6,8 kohm	C2	47 nF	T1	BC173
R5	100 kohm	R10	1,5 kohm	C3	100 nF	T2	BC173



AF 90 är en helt förträfflig tonkontroll med inbyggd förstärkning. Funktionen är av Baxendale-typ.

Signalen sänds in i ett frekvensbestämmande tonled.

Om P1 vrids mot vänster, ökar basen, eftersom den bas som kommer från R2 passerar direkt genom R2 och förstärks av T1. Om denna kontroll vrids mot höger, måste de låga frekvenserna passera en kondensator, vilket de har svårt att göra. Basen kommer inte igenom.

Om P2 vrids mot vänster, kommer diskanten obehindrat igenom C1, eftersom en kondensator är en utmärkt ledare av höga frekvenser. Vrids den däremot till höger, får vi svag diskant, eftersom den diskant som tränger igenom T1 måste passera genom C3 till C2 som överför, och alltså motkopplar, diskanten.

TEKNISKA DATA

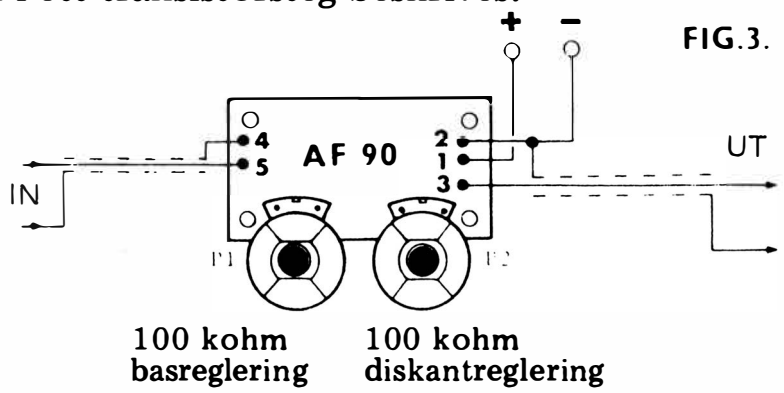
Drivspänning	18 volt
Strömförbrukning	2 mA
Förstärkning	1 gång
Frekvensgång	20 Hz—20 kHz ±1 dB
Störavstånd	60 dB vid 1 V
Reglering	ved 40 Hz ±20 dB
	ved 20 kHz ±20 dB
Övergångsfrekvens	bas 500 Hz
	diskant 1500 Hz
Harmonisk distorsion	mindre än 0,1%
Ingångsimpedans	40 kohm
Utgångsimpedans	180 ohm

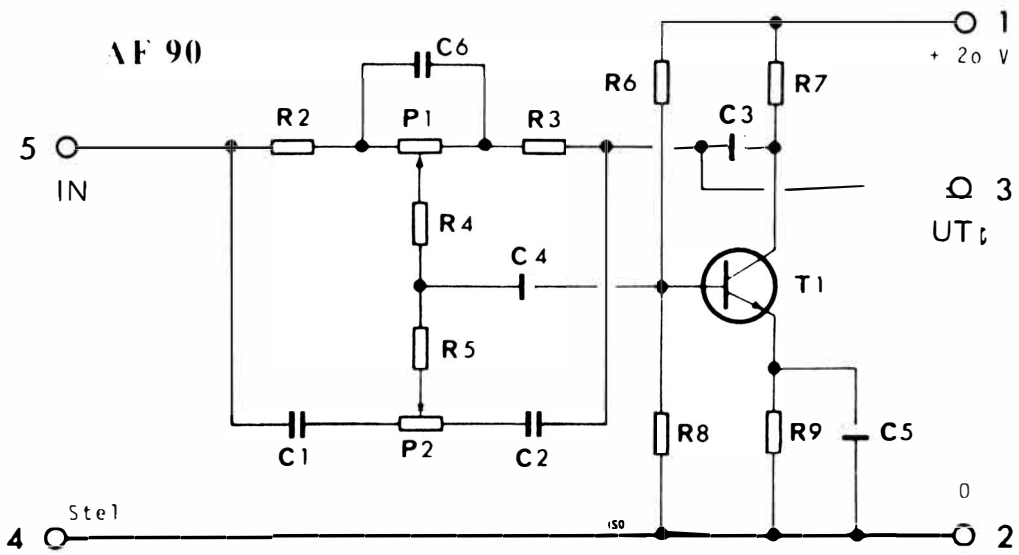
KOMPONENTLISTA

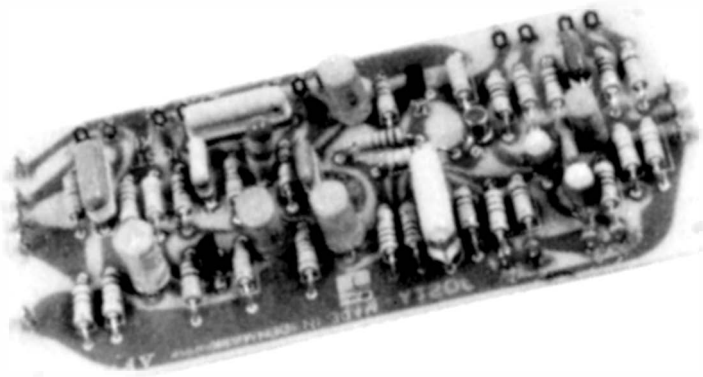
R2	3,9 kohm 1/4 Watt
R3	4,7 kohm 1/4 Watt
R4	39 kohm 1/4 Watt
R5	5,6 kohm 1/4 Watt
R6	180 kohm 1/4 Watt
R7	3,9 kohm 1/4 Watt
R8	33 kohm 1/4 Watt
R9	1 kohm 1/4 Watt
C1	2,2 nF pin-up
C2	2,2 nF pin-up
C3	22uF/25V elektrolyt
C4	6,8uF/40V elektrolyt
C5	22uF/25V elektrolyt
C6	47 nF
T1	BC 172
2 potentiometer	100 kohm lin.

Förstärkarkopplingen med T1 är ett skolexempel. Se G18, där förstärkningen i ett transistorsteg beskrives.

FIG.3.





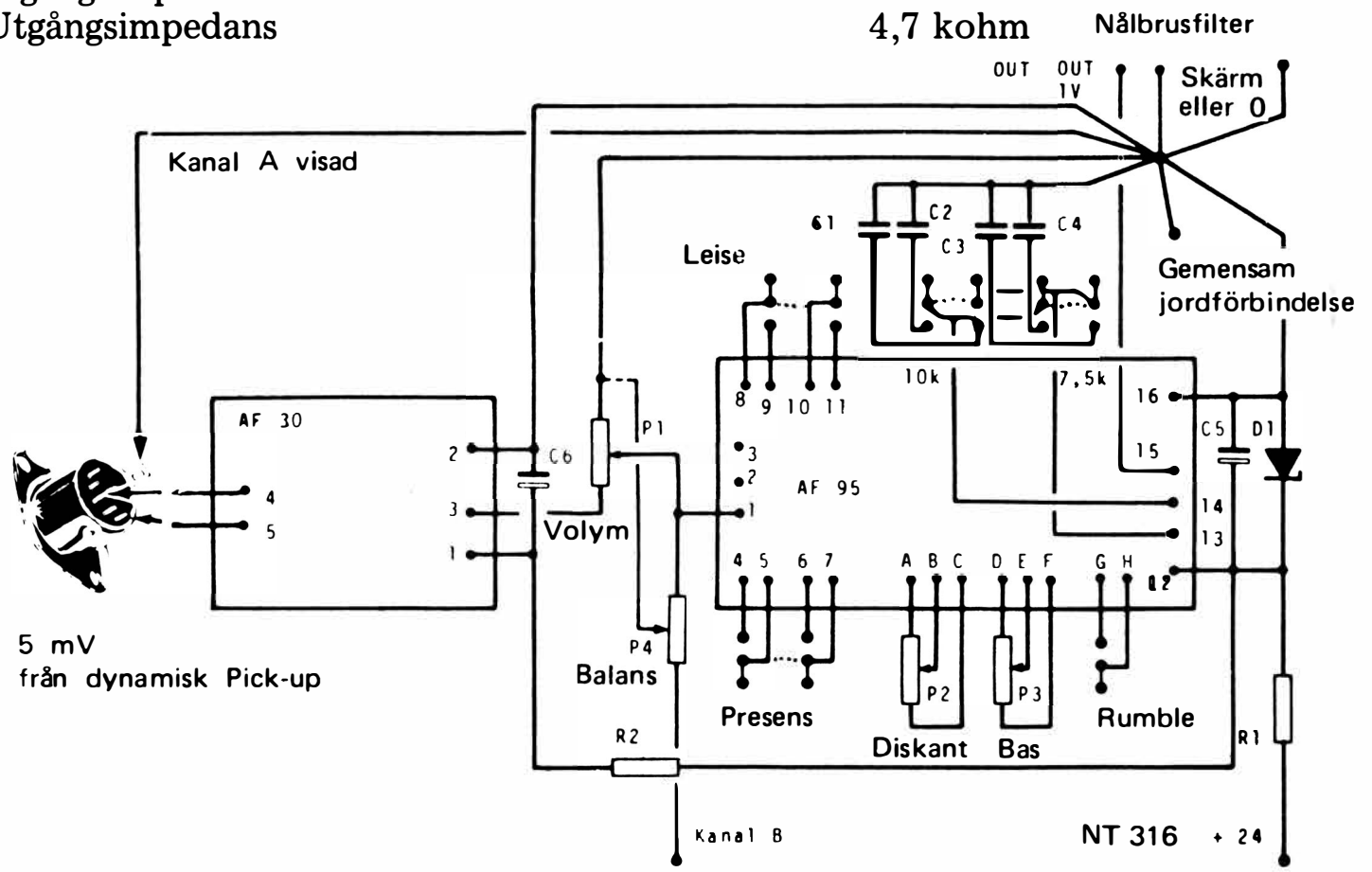


AF95 är en tonmodul med inbyggd förstärkning. Enheten är försedd med ett stort antal filter med olika funktioner.
Ingången till AF95 skall matas med signaler från en AF30, bandspelare eller tuner. Känsligheten är 100 mV, vid en utgångssignal på 1 V. Denna spänning räcker för utstyrning av en utgångsförstärkare av typ AF320, AF340, AF360 och AF410. Se ritningen sidan 281 AF95 består av två olika förstärkarsteg. Det sista förstärkarsteget är ett vanligt AC-kopplat steg med transistorn T3. Från T2 uttages signalen genom C7 till tonkontrollkretsen, som den passerar och kommer ut ur vid C11, fortsätter in i T3 för att förstärkas från 100 mV till 1 V. Loudnessfiltret består av R4 och C3 som utgör ett RC-led. Det dämpar diskanten men låter bas och mellanregister passera.

R3 och C2 utgör ett filter som spärrar för basen. Nu återstår bara mellanregistret. Det motkopplas av T1.
Loudnessfiltret sänker alltså hela mellanregistret men häver bas- och diskantregistren.
Presensfiltret häver tonläget vid 3000 Hz. Denna form för framhävt mellantonsljud är speciellt bekant från inspelningarna med Diana Ross och The Supremes.
Rumble-filtret är avsett för filtrering av det mycket lågfrekventa ljud som vissa även rätt dyra grammofonverk åstadkommer. Om presensfiltret ska användas i full utsträckning är det nödvändigt att koppla AF95 som visas på diagrammet, men man kan då inte skruva ned styrkan helt. Om man ska kunna göra detta, måste man kortsluta 2 och 3, varvid presenseffekten spolieras.
Möjlighet finns att koppla in nålbrusfilter vid 10, 7,5 och 5 kHz.

TEKNISKA DATA

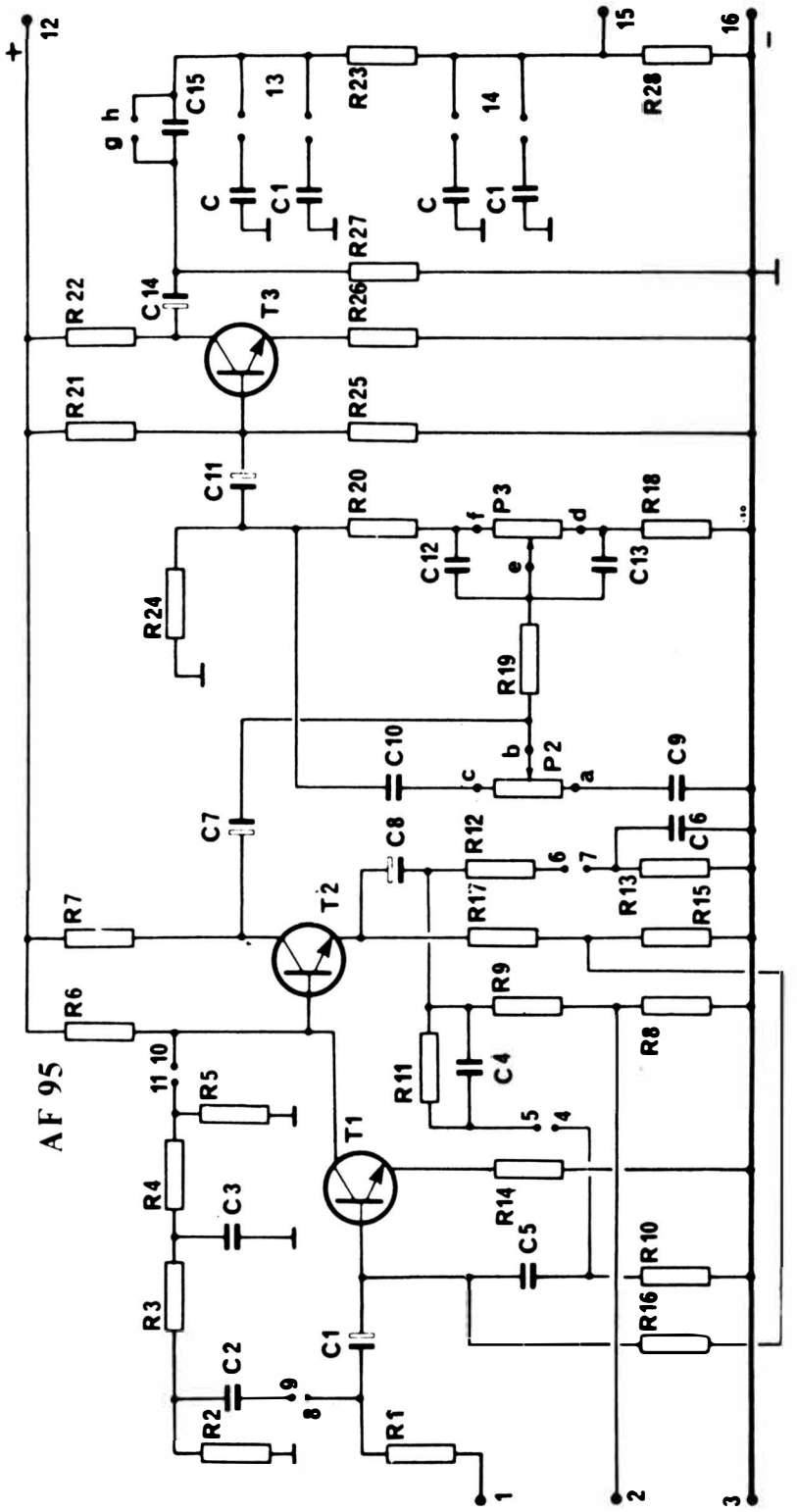
Drivspänning	24 V
Strömförbrukning	ca. 10 mA
Frekvensområde	10 — 25.000 Hz - 1 dB
Förstärkning	10 gånger
Signalspänning ut	1 V
Harmonisk förvrängning	0,05% vid 1 kHz, 1 V
Bas och diskantreglering	plus/minus 12 dB
Loudnessfilter	12 dB
Presensfilter	5 kHz, 10 dB
Rumblefilter	- 3 dB vid 100 Hz
Ingångsimpedans	47 kohm
Utgångsimpedans	4,7 kohm



Övriga nödvändiga komponenter

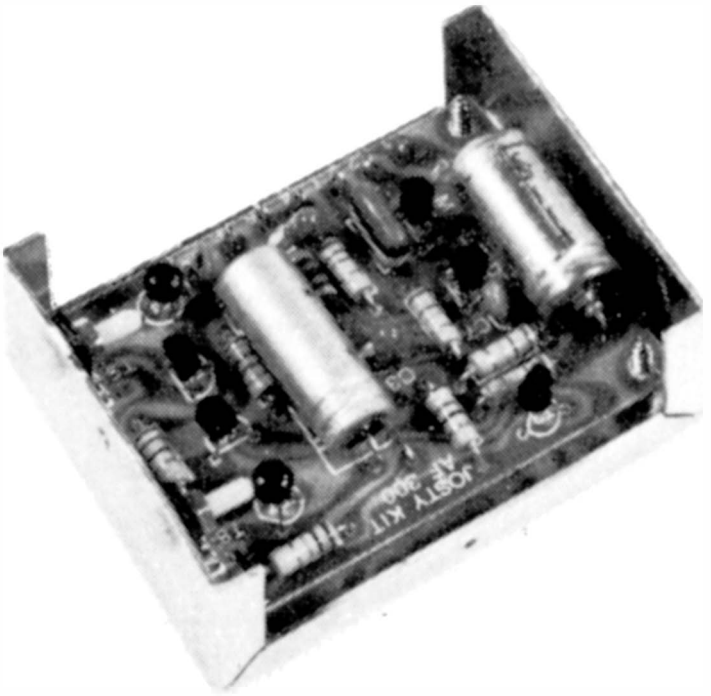
R1 vid 24-30 V	100 ohm	D1	ZPD 24 zenerdiod
R1 vid 30-40 V	820 ohm		
R1 vid 40-50 V	1,5 kohm	P1	47 kohm log potentiometer
R1 vid 50-60 V	1,8 kohm	P2	100 kohm lin potentiometer
R2	470 ohm	P3	100 kohm lin potentiometer
C1	4,7 nF	P4	47 kohm lin potentiometer
C2	4,7 nF		
C3	8,2 nF		
C4	8,2 nF		
C5	1000 uF/40 V elektrolyt		
C6	220 uF/40 V elektrolyt		

Dessutom diverse omkopplare, ledningar och kontakter.



KOMPONENTLISTA

R1	10 kohm
R2	1 mohm
R3	5,6 kohm
R4	5,6 kohm
R5	1 mohm
R6	33 kohm
R7	8,2 kohm
R8	270 ohm
R9	330 ohm
R10	1 mohm
R11	56 kohm
R12	220 ohm
R13	56 kohm
R14	1 kohm
R15	1 kohm
R16	68 kohm
R17	1,5 kohm
R18	820 ohm
R19	2,7 kohm
R20	5,6 kohm
R21	330 kohm
R22	2,2 kohm
R23	330 ohm
R24	2,7 kohm
R25	33 kohm
R26	120 ohm
R27	56 kohm
R28	5,6 kohm
C1	6,8uF/40V
C2	100 nF
C3	22 nF
C4	470 pF
C5	470 pF
C6	470 nF
C7	47uF/10V
C8	47uF/10V
C9	22 nF
C10	6,8 nF
C11	22uF/25V
C12	330 nF
C13	47 nF
C14	22uF/25V
C15	220 nF
T1	BC 173
T2	BC 172
T3	BC 172



TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 — 18 V DC
Strömförbrukning	15 — 300 mA
Frekvensområde —3 dB/8 ohm	20 — 20.000 Hz
Harmonisk distorsion	0,3%
Max. uteffekt med 4 ohm/15V/18V	3/6 W sinus
Ingångskänslighet för 2 W / 4 ohm	100 mV
Högtalarimpedans	4 — 16 ohm

AF 300 är en universellt användbar förstärkare. Den kan användas som hörlursförstärkare, till bilen eller som förstärkardel till t. ex. radiodelen HF 310.
Som hörlursförstärkare är den speciellt bra, då den till skillnad från många IC - förstärkare har mycket bra förvrängningsdata. AF 300 är självjusterande, varför inga justeringar är nödvändiga. Varken mittpunktsjustering eller tomgångsströmjustering.

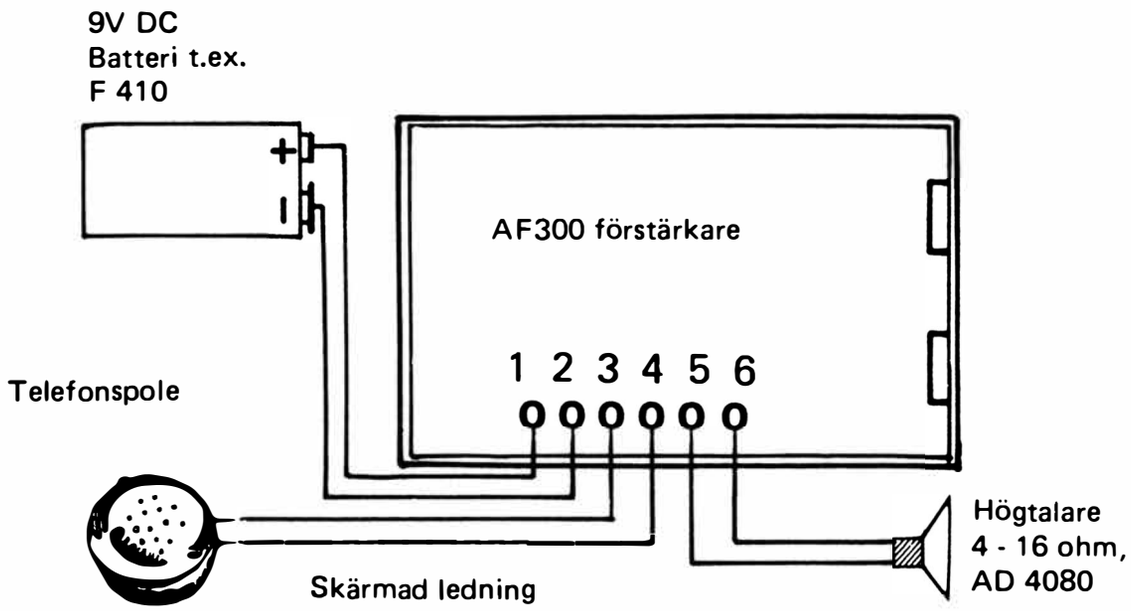
Av anslutningsritningen framgår det hur man förser AF 300 med spänning samt potentiometrar och in och utgångskontakter. Glöm ej jordförbindelsen till höljet för att förhindra uppkomsten av brum. Förbind även höljet på potentiometern till höljet på AF 300. Detta för att förhindra beröringsbrum på potentiometern.

AF 300 har en ingångskänslighet på 240 mV för maximal utstyrning. Är denna känslighet inte tillräcklig, kan motståndet R8 minskas i värde. I tabellen ses valmöjligheterna av ingångskänsligheten.

Motståndsvärde	Känslighet	Användning
R8 = 1,2 kohm	240 mV	till tape/ker PU
R8 = 470 ohm	100 mV	till radiodelar
R8 = 47 ohm	10 mV	till mikrofon/telefonadapter

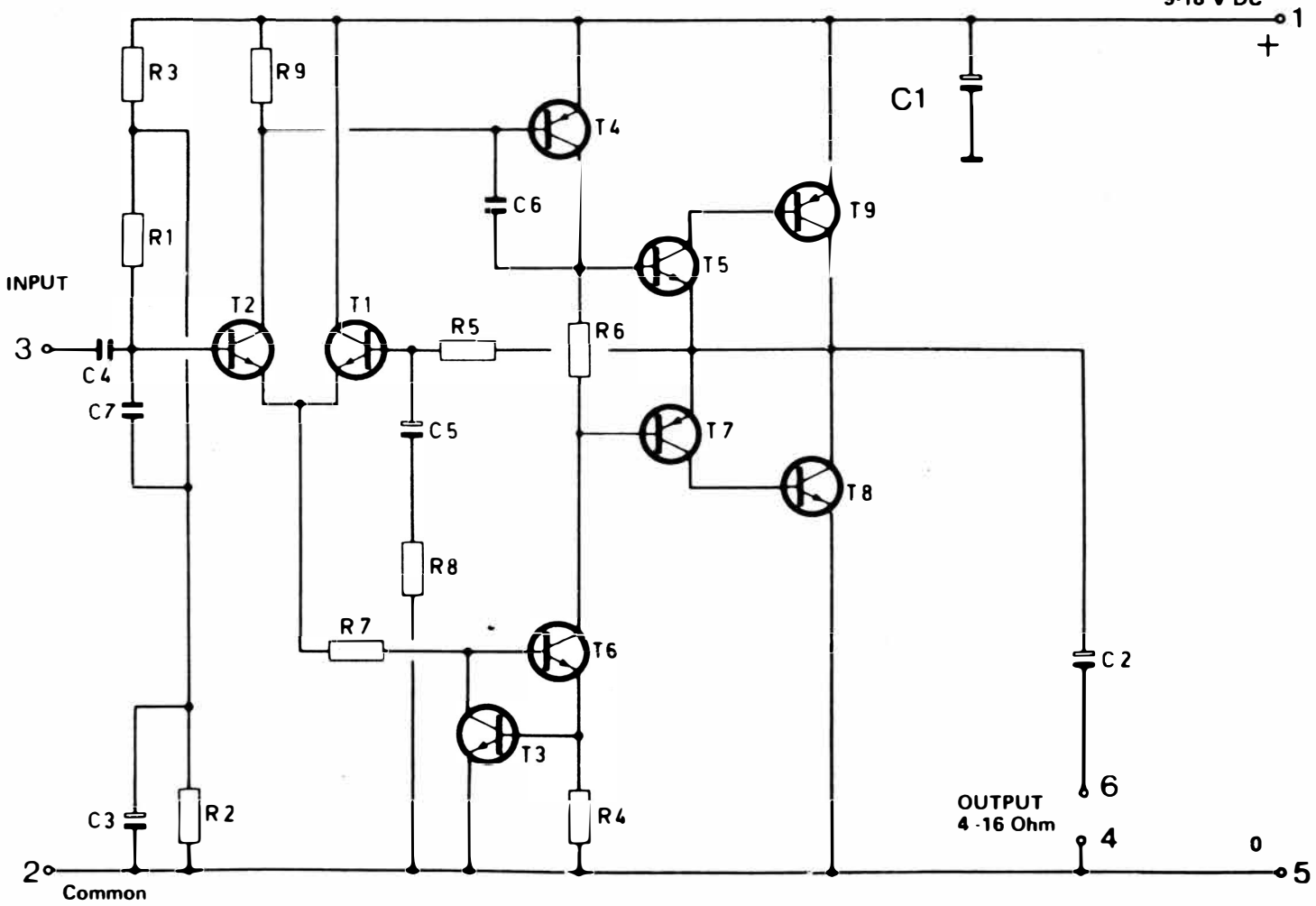
AF 300 rekommenderas som förstärkare till följande byggsatser:

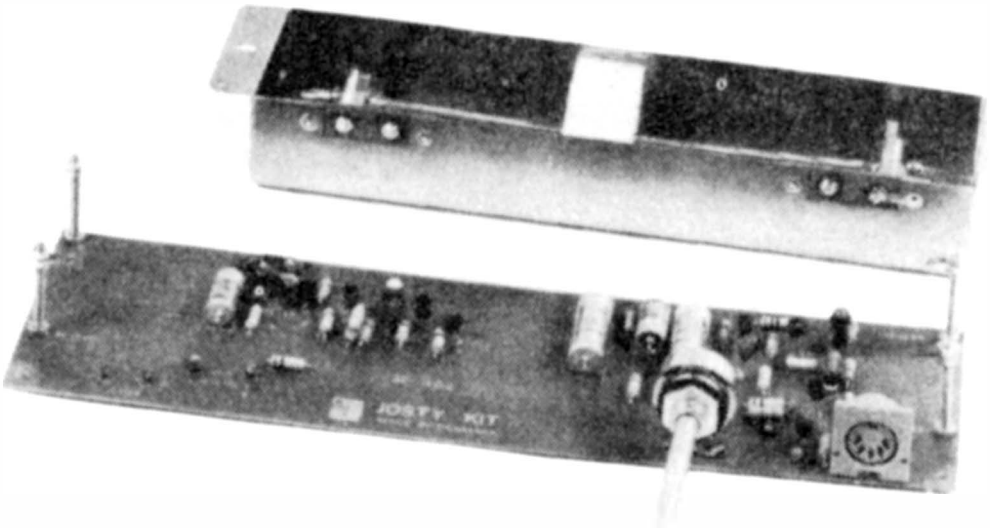
HF 375	FM mottagare (R8 = 47 ohm)
HF 361	AM mottagare (R8 = 470 ohm)
HF 310	FM mottagare (R8 = 470 ohm)



R1	68 kOhm	C1	220 uF/35-40 V	T1	BC172
R2	68 kOhm	C2	470 uF/16 V	T2	BC172
R3	68 kOhm	C3	10 uF/25 V	T3	BC172
R4	120 Ohm	C4	100 nF	T4	MEO412
R5	15 kOhm	C5	10 uF/25 V	T5	BC171
R6	220 Ohm	C6	100 pF	T6	BC172
R7	5,6 kOhm	C7	1 nF	T7	MEO412
R8	1,2 kOhm			T8	BD165 eller BD135 eller BD233
R9	2,2 kOhm			T9	BD166 eller BD136 eller BD234

AF 300 JOSTYKIT DENMARK General purpose amplifier





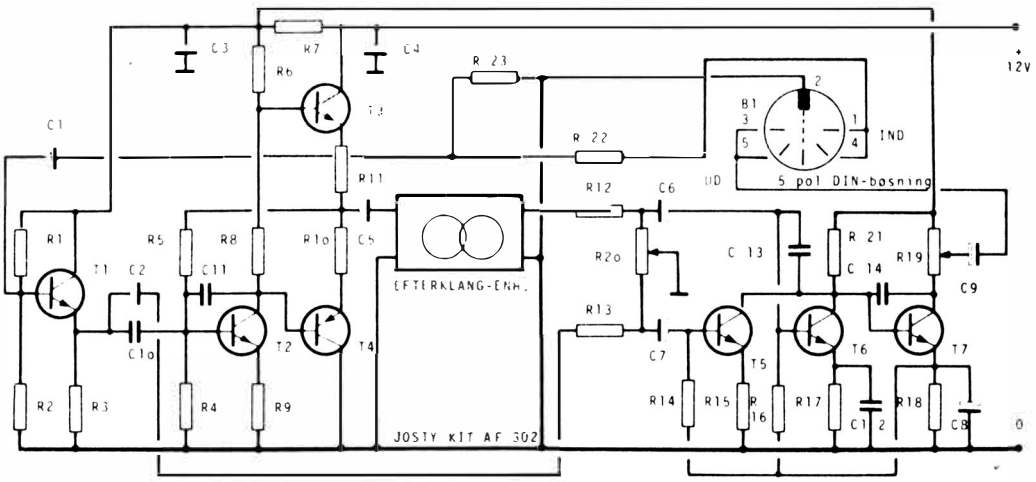
Efterklangsförstärkaren AF302 passar tillsammans med de flesta efterklangsenheter, även om den i första hand är konstruerad med tanke på JOSTY-KIT:s efterklangsenhet.
AF302 har förstärkning både före och efter ekoenheten. Det betyder, att AF302 kan skjutas in i signalledningen från t.ex. bandspelare till förstärkare. Ingångsspänningen ska vara ca 100 mV och utgångsspänningen kan justeras till samma nivå eller mellan 0 och 500 mV.
Signalkällan belastas med nominellt 47 kohm och utgångsimpedansen är så låg (2 kohm), att även tämligen lågohmiga ingångar kan anslutas.

TEKNISKA DATA

Drivspänning	(9 V) 12 V
Strömförbrukning	10—60 mA
Känslighet på ingången	50 mV
Utgångsspänning	0—500 mV
Förstärkning	0-10 dB
Ingångsimpedans	47 kohm
Utgångsimpedans	2 kohm
Harmonisk distorsion 1 kHz, 100 mV	1%
Störavstånd	50 dB
Efterklangstid	ca. 2 s

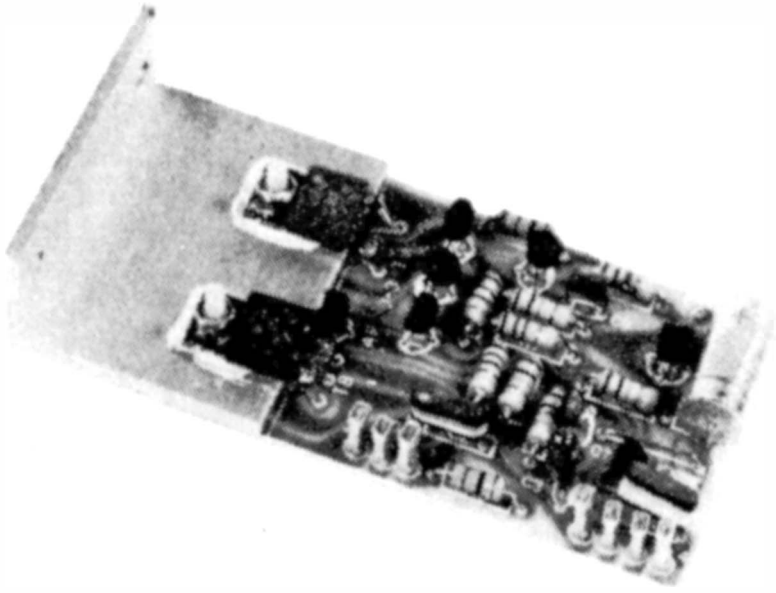
Från DIN-ingången B1 kommer signalen från förstärkarens linjeutgång eller bandspelarutgång. Signalen fortsätter till en emitterföljare, som anpassar ingångsimpedansen till lämplig höjd, så att efterklangsenheten inte belastar den anslutna utgången.
Från emitterföljaren går efterklangssignalen genom C10 till en liten effektförstärkare med god dämpningsfaktor som delvis eliminerar inverkan av självinduktion från efterklangsenheten.
Den direkta signalen från emitterföljaren går genom C2 och R13 till blandarpotentiometern, som kan mixa mellan full efterklangssignal och helt normal signal.
Det är nödvändigt med mixer för att få jämn styrka över hela mixerområdet. Denna mixer återger styrkan mellan efterklang och normal signal inom ca 3 dB. Då en efterklangsenhet har ett synnerligen varierat frekvensområde, krävs någon form av tonkontroll. Detta ordnas genom C11, C10 och C12.
Mixern är DC-kopplad, vilket ger låg förvrängning för den direkta signalen.
AF302 efterklangsförstärkare kan anslutas mellan en signalkälla och en förstärkare. Ingångssignalen ska vara omkring 100 mV. Utgångssignalen från AF302 kan med trimpotentiometern R19 varieras mellan 0 och 500 mV. Ingångssignalen tillföres efterklangsförstärkaren genom DIN-kontaktens poler 1 och 4. Utgångssignalen fås från polerna 3 och 5 i samma kontakt. Pol 2 är gemensam jord.
Som strömkälla kan man använda ett batteri på mellan 9 och 12 volt eller allra bäst en NT10 nätdel.

Anslutningsstift 1 och 4 är ingång och 3 och 5 är utgång.



KOMPONENTLISTA

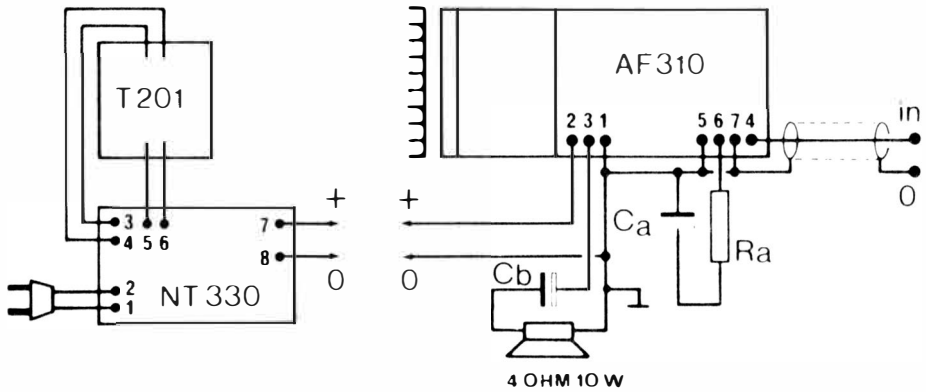
R1	100 k Ohm
R2	82 k Ohm
R3	2,7 k Ohm
R4	27 k Ohm
R5	100 k Ohm
R6	2,2 k Ohm
R7	270 Ohm
R8	560 Ohm
R9	47 Ohm
R10	10 Ohm
R11	10 Ohm
R12	100 k Ohm
R13	100 k Ohm
R14	1 M Ohm
R15	10 k Ohm
R16	1 M Ohm
R17	10 k Ohm
R18	3,9 k Ohm
R19	10 k Ohm
R20	100 k Ohm
R21	100 k Ohm
C1	10uF/25V
C2	10uF/25V
C3	47uF/35V
C4	470uF/16V
C5	470uF/16V
C6	10uF/25V
C7	10uF/25V
C8	47uF/35V
C9	10nF
C10	100nF
C11	100pF
C12	47nF
C13	47pF
T1	BC 173
T2	BC 173
T3	BC 173
T4	ME 0412
T5	BC 173
T6	BC 173
T7	BC 173



TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 — 36 V DC
Strömförbrukning	15 — 1000 mA
Utgångseffekt vid 4 ohm/1kHz/1%	20 W
Utgångseffekt vid 8 ohm/1 kHz/1%	15W
Utgångseffekt vid 9 - 12 V DC	2 — 3 W
Frekvensområde enl. DIN 45.500	20 — 20.000 Hz
Ingångskänslighet (0 dB)	775 mV
Förvrängning enl. DIN 45.500	0,2%
Ingångsimpedans	10 kohm
Högtalarimpedans	4 — 8 ohm

AF 310(3) är en utgångsförstärkare för effekter på upp till 20 watt. AF 310 är en förbättrad version av tidigare förstärkare med samma beteckning. AF 310 behöver ej någon justering, utan kan anslutas direkt efter montering och kontroll. AF 310 har självjusterande mittpunktsspänning och ger därför alltid, för den använda spänningen, maximal effekt.

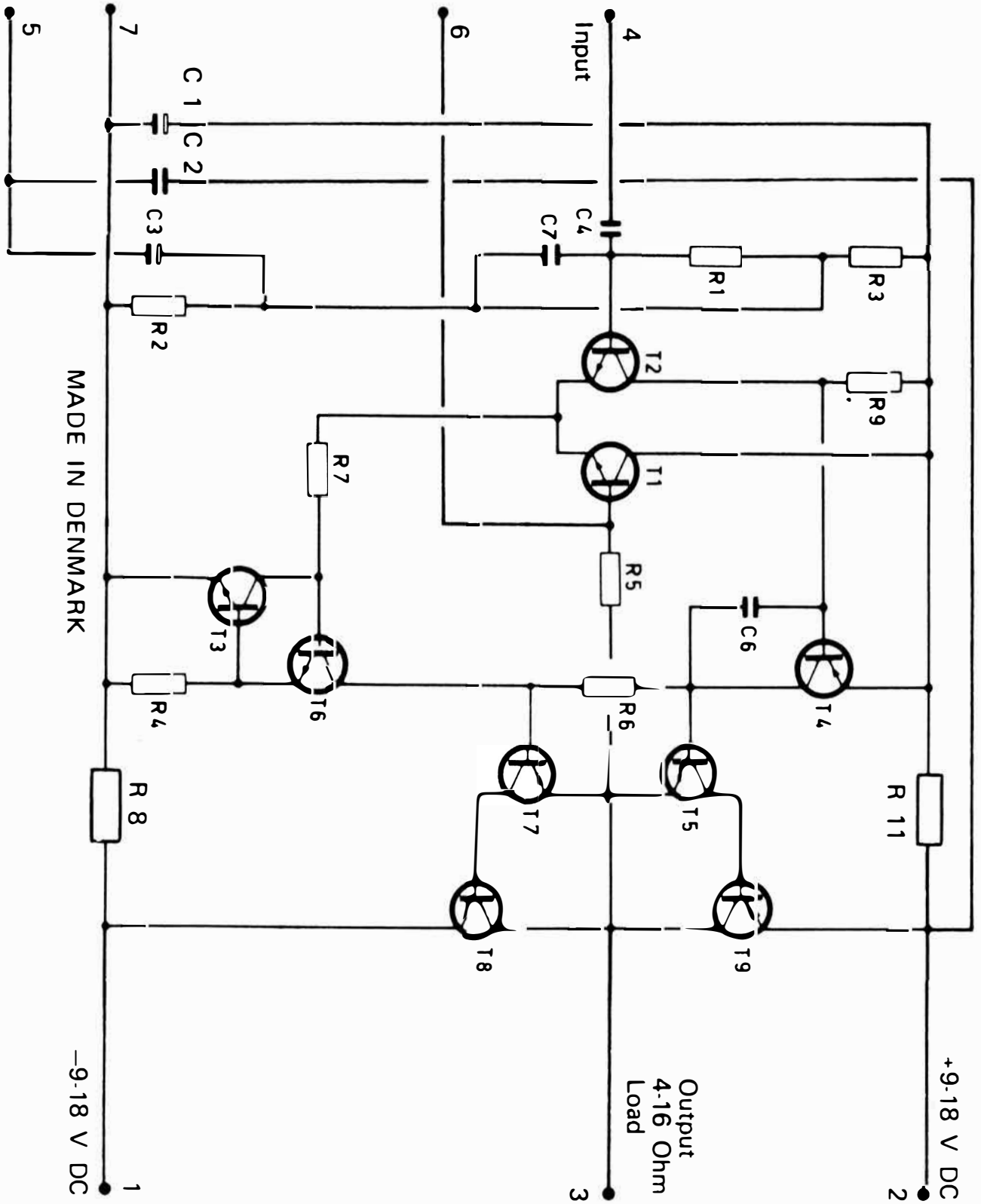


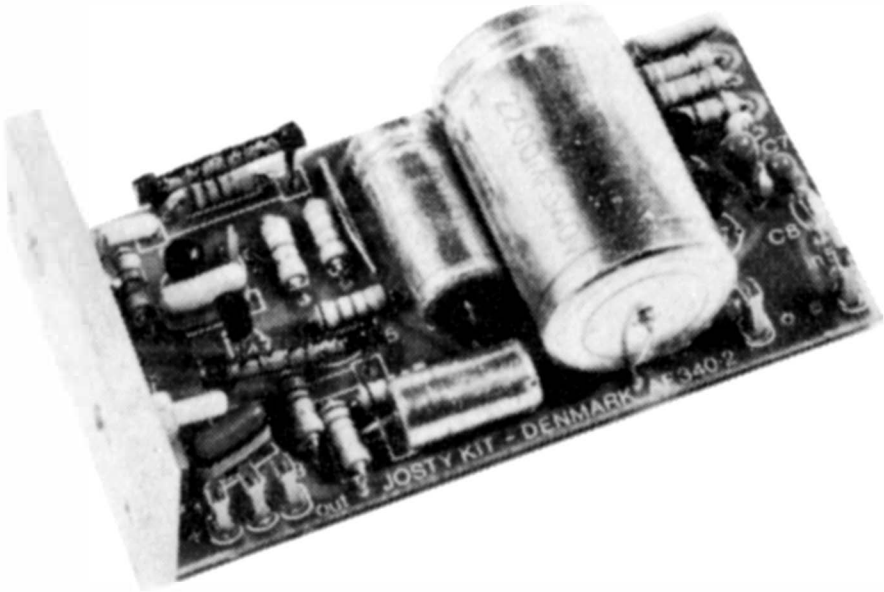
Så här kan AF310(3) kopplas till godtycklig spänning mellan 9 och 36 volt likström eller nätdelen NT330 och transformatorn T201.
Eftersom AF310(3) i detta exempel har kopplats till en enkel nätdel, är det nödvändigt att sätta in en högtalar-elektrolytkondensator på 1000—4700 uF/35—40 V.
Det förstärkningsbestämmande motståndet Ra väljes till 1,8 kohm för känsligheten 0 dB = 775 mV. Ca = 10 uF/25 V.
Störst uteffekt får man genom att justera spänningen över högtalar-elektrolytkondensatorn Cb till 40—45% av den maximala drivspänningen.
Känsligheten kan ändras med Ra.

KOMPONENTLISTA

R1	68 kOhm
R2	68 kOhm
R3	68 kOhm
R4	120 Ohm
R5	15 kOhm
R6	220 Ohm
R7	5,6 kOhm
R8	68 Ohm
R9	2,2 kOhm
R11	68 Ohm
C1	100 uF/35-40 V
C2	100 nF
C3	10 uF/25 V
C4	100 nF
C6	220 pF
C7	1 nF

T1	BC171
T2	BC171
T3	BC171
T4	MEO412
T5	BC171
T6	BC171
T7	MEO412
T8	BD239
T9	BD240

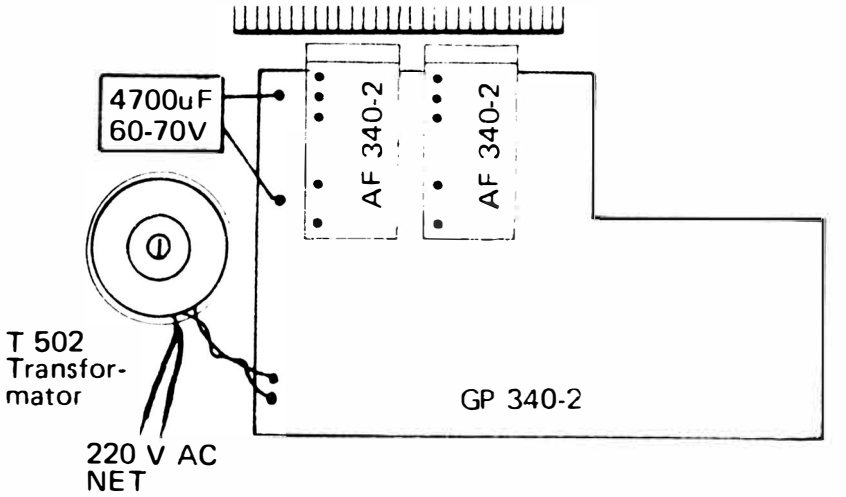

JOSTYKIT POWER AMPLIFIER AF 310–3
MADE IN DENMARK
Input
Output
4-16 Ohm
Load
+9-18 V DC
–9-18 V DC
1
2
3
4
5
6
7
C 1
C 2
C 3
C 4
C 6
C 7
R 1
R 2
R 3
R 4
R 5
R 6
R 7
R 8
R 9
R 11
T1
T2
T3
T4
T5
T6
T7
T8
T9



TEKNISKA DATA

Drivspänning	40 — 60 V DC
Strömförbrukning	20 — 2000 mA
Frekvensområde enl. DIN 45.500	20 — 20.000 Hz
Uteffekt vid 1 kHz/GP340/1%/4 ohm	37 watt sinus
Uteffekt vid 1 kHz/GP340/1%/8 ohm	26 watt sinus
Förvrängning enl. DIN 45.500 -3 dB	0,1%
Dämpfaktor större än	40 dB
Ingångsimpedans	10 kohm
Ingångskänslighet (0 dB)	775 mV
Högtalarimpedans	4 — 8 ohm

AF 340 är en utgångsförstärkare som används i JOSTY KIT SYSTEM 340 och 340 FM. Den kan med fördel även användas som slutförstärkare till de flesta förförstärkare typ AF 350.
Ingångskänsligheten 775 mV motsvaras av 0 dB enligt internationella normer.
Drivspänningen behöver ej vara stabiliserad utan en transformator på 30 till 40 volt, 2 amp. (T 502), en likriktarbrygga B80C3200 och en elektrolytkondensator på 4700 uF 60 — 70 volt är allt som behövs för att AF 340 skall fungera.

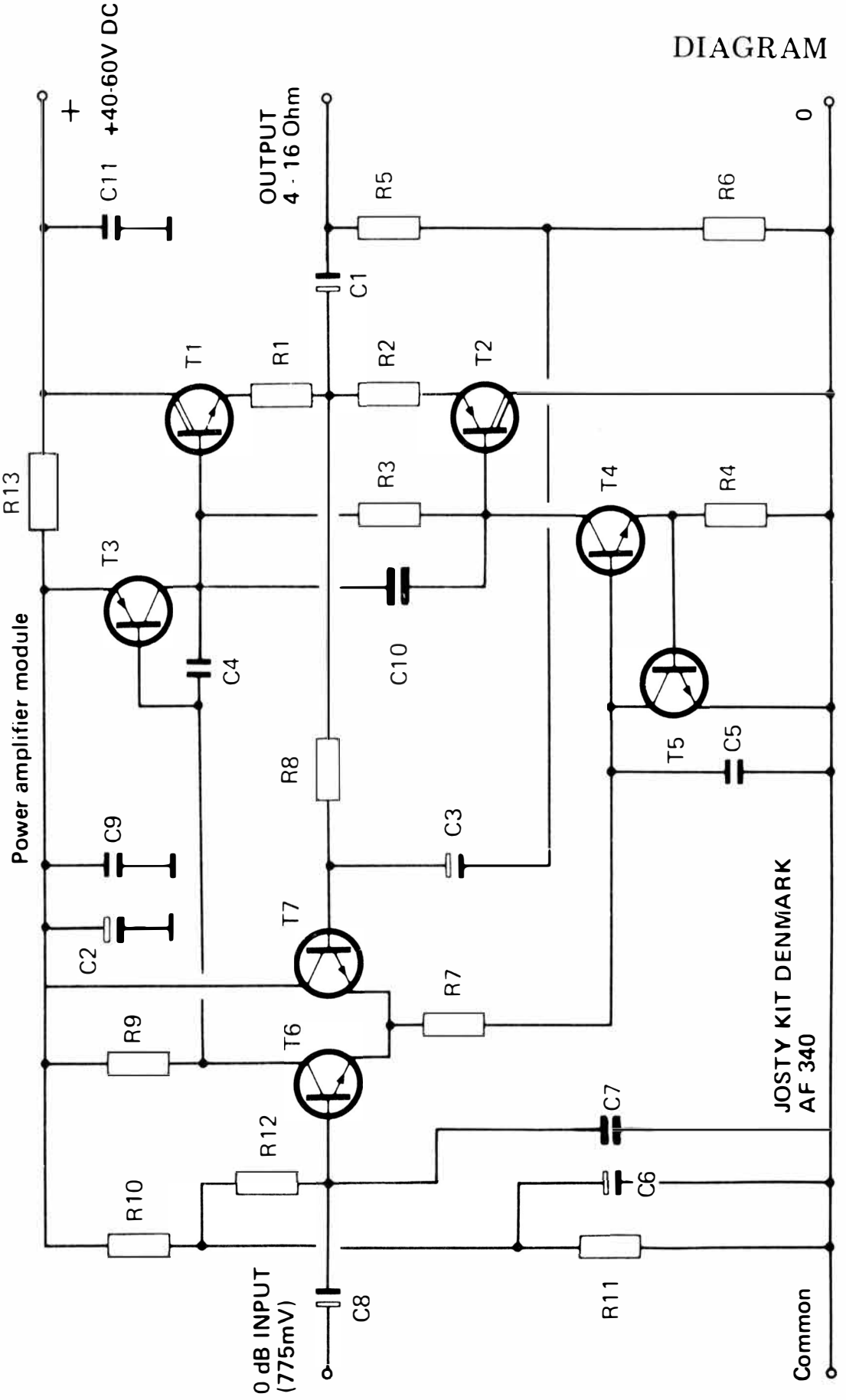


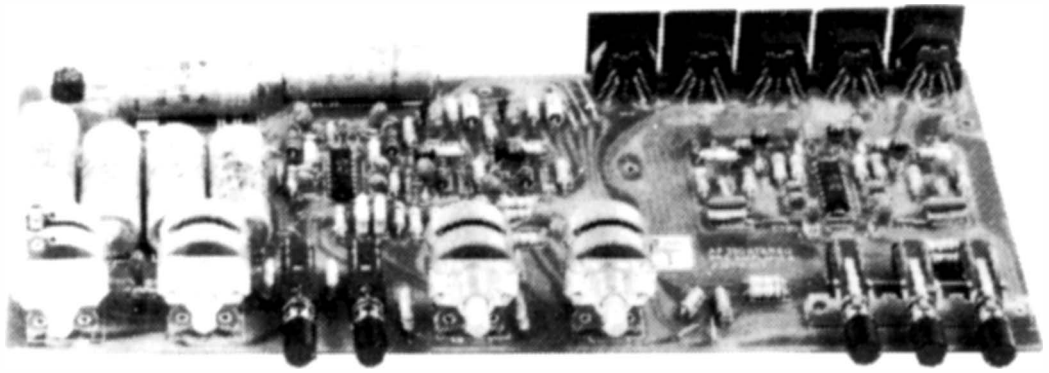
KOPPLINGSEXEMPEL

2st. AF 340 tillsammans med GP 340.
I kopplingsexempel 1 visas hur man sammankopplar 2 st. AF 340 med stereogrundkretskortet GP 340, som innehåller en komplett förförstärkare för dynamisk pick-up, tonkontroller och komplett nätdel. Hela enheten inbygges i ett metallchassi (B 3010). Uppställningen på ritningen är innehållet i SYSTEM 340.

R1	0,22 Ohm				
R2	0,22 Ohm				
R3	560 Ohm	C1	2200 uF/35—40 V		
R4	150 Ohm	C2	100 uF/60—70 V		
R5	12 kOhm	C3	220 uF/35—40 V		
R6	560 Ohm	C4	47 pF		
R7	5,6 kOhm	C5	1 nF	T1	BDX 33
R8	39 kOhm	C6	10 uF/25 V	T2	BDX 34
R9	3,9 kOhm	C7	470 pF	T3	MEO 412
R10	330 kOhm	C8	1 uF/35 V	T4	BC 171
R11	330 kOhm	C9	47 nF	T5	BC 171
R12	68 kOhm	C10	47 nF	T6	BC 171
R13	68 Ohm	C11	100 nF	T7	BC 171

DIAGRAM


+
+40-60V DC
C11
OUTPUT
4 - 16 Ohm
R5
R6
0
C1
T1
R1
R2
T2
R13
R3
T4
R4
T3
C10
C4
T5
C5
Power amplifier module
R8
C9
C3
T7
C2
R7
R9
T6
JOSTY KIT DENMARK
AF 340
C7
R12
C6
R10
R11
0 dB INPUT
(775mV)
C8
Common



TEKNISKA DATA

Drivspänning	20 — 0 — 20 V AC
Effektförbrukning	4 W
Utgångssignal vid 10 kohm	775 mV (0 dB)
Frekvensområde enl. DIN 45.500 -1dB	20 — 20.000 Hz
Förvrängning enl. DIN 45.500	0,03%
Intermodulation enl. DIN 45.500	0,05%
Ingångssignal PU	4 mV/47 kohm
Ingångssignal TUNER	250 mV/47 kohm
Ingångssignal TAPE	250 mV/47 kohm
Utgångssignal TAPE	200 mV/470 kohm
Signal/brusförhållande enl. DIN 45.500	53 — 56 dB
Kanalseparation enl. DIN 45.500	55 dB
vid 350 — 10.000 Hz	40 dB
Basreglering vid 40 Hz	plus/minus 10 dB
Diskantreglering vid 12.500 Hz	plus/minus 10 dB
Rumblefilter vid 20 Hz	—16 dB

AF 350 är en komplett stereoförförstärkare. Kretskortet som den är uppbyggd på passar direkt i JOSTY KIT chassi B 3040.
Då förstärkaren är uppbyggd med integrerade kretsar, kan man uppnå mycket fina tekniska data med relativt få yttre komponenter. Den maximala harmoniska distorsionen är under 0,03% och transientintermodulationen är under 0,05%. Vid standardmätningar med 1 kHz och 775 mV, är förvrängningen lägre än 0,002%.
Frekvensgången är helt linjär i det hörbara området (—1dB) och signal/brusförhållandet är 53 dB(typ. 56 dB), med en utgångsförstärkare med 30 dB's förstärkning.

PICK — UP FÖRSTÄRKAREN

Förförstärkaren för dynamisk pick-up är uppbyggd kring en integrerad krets av typ LM 1303 (3401). Denna IC-krets är speciellt avsedd för förförstärkare. Man skall därför inte direkt jämföra den med IC förstärkare av typ 741.
1303 har mycket lågt egenbrus och stort frekvensområde. Detta medför en hög motkopplingsfaktor vid låg förstärkning. Då IC-kretsen är både lågbrusig och snabb, får man låg förvrängning. 1303 är dock inte helt problemfri att arbeta med. Den kräver ett antal keramiska kondensatorer, så att man inte får självsvängningsproblem. Kretskortslayouten är därför också kritisk.

LINJE FÖRSTÄRKAREN

Även linjeförstärkaren är uppbyggd med en 1303 i AF 350. Då förstärkningen i detta steg är lägre än i förförstärkaren, är också kondensatorerna och de andra komponenterna annorlunda. RIAA-korregeringen saknas här. Linjeförstärkaren förstärker signalspänningen från 240 mV till 775 mV. Linjeförstärkaren »drar» samtidigt baxendale - tonkontrollens ingång. Det är viktigt att tonkontrollen »ser» in i en låg ingångsimpedans, detta för att man skall kunna få ett så stort regleringsområde som möjligt. Utgångsimpedansen är därför endast några ohm från 1303.

TONKONTROLLEN

Tonkontrollen i AF 350 är av baxendaletyp, som ger en linjär reglering kring en linjär potentiometers mittpunkt. För att säkra sig om att även detta steg har en låg förvrängning, är utgången efterföljd av en emitterföljare som sitter i tonkontrollens motkopplingsslinga. Utgångens impedans är lägre än 100 ohm och kan därför i praktiken driva slutsteg med en ingångsimpedans på 600 ohm och uppåt.

NÄTDELEN

Nätdelen på AF 350 är helvågslikriktad och filtreras med 6 st. stora elektrolytkondensatorer. Detta eliminerar brum och självsvängning. Man behöver endast ansluta en transformator på 20 — 0 — 20 volt AC, 100 mA (T 120).

KOMPONENTLISTA

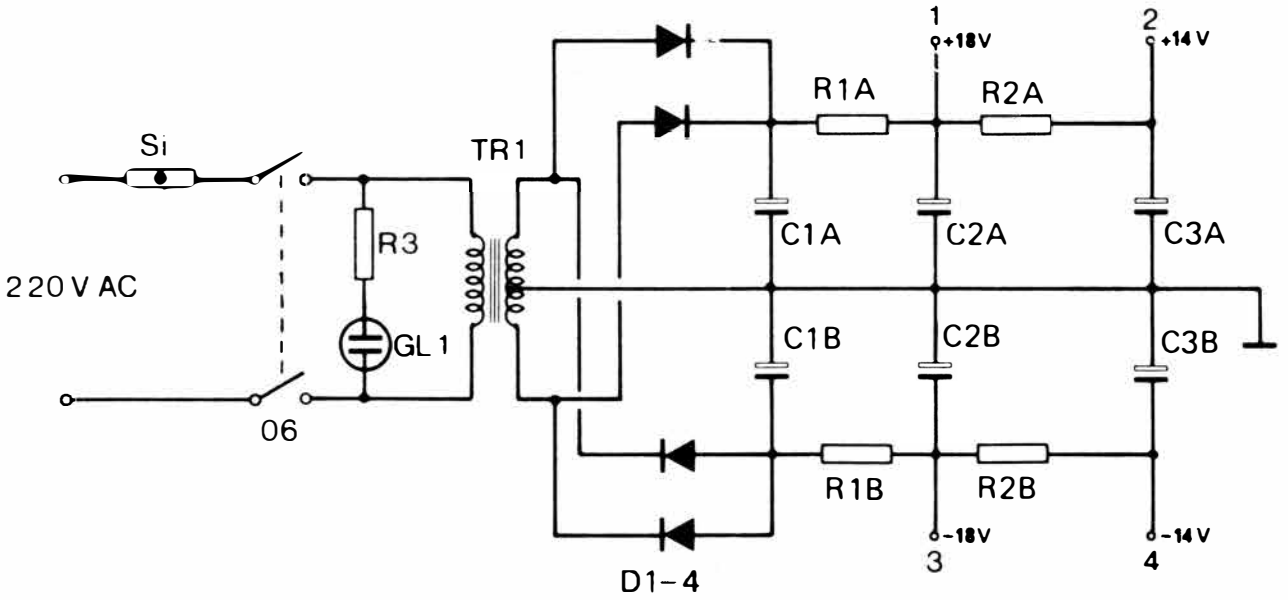
R1A & R1B	270 Ohm
R2A & R2B	270 Ohm
R4A & R4B	56 kOhm
R5A & R5B	3,3 kOhm
R6A & R6B	22 kOhm
R7A & R7B	330 kOhm
R9A & R9B	18 kOhm
R10A & R10B	10 kOhm
R11 A & R11B	3,3 kOhm
R12A & R12B	3,3 kOhm
R13A & R13B	10 kOhm
R14A & R14B	100 kOhm LIN ST
R15A & R15B	100 kOhm LIN ST
R16A & R16B	10 kOhm
R17A & R17B	10 kOhm
R18A & R18B	1,2 kOhm
R19A & R19B	330 kOhm
R20A & R20B	100 kOhm LOG ST
R21A & R21B	47 kOhm
R22A & R22B	150 kOhm
R23A & R23B	100 kOhm
R24A & R24B	270 kOhm
R25A & R25B	15 kOhm
R26A & R26B	680 Ohm
R27A & R27B	330 Ohm
R28A & R28B	1 MOhm
R29A & R29B	680 Ohm
R30A & R30B	68 kOhm
R31A & R31B	56 kOhm

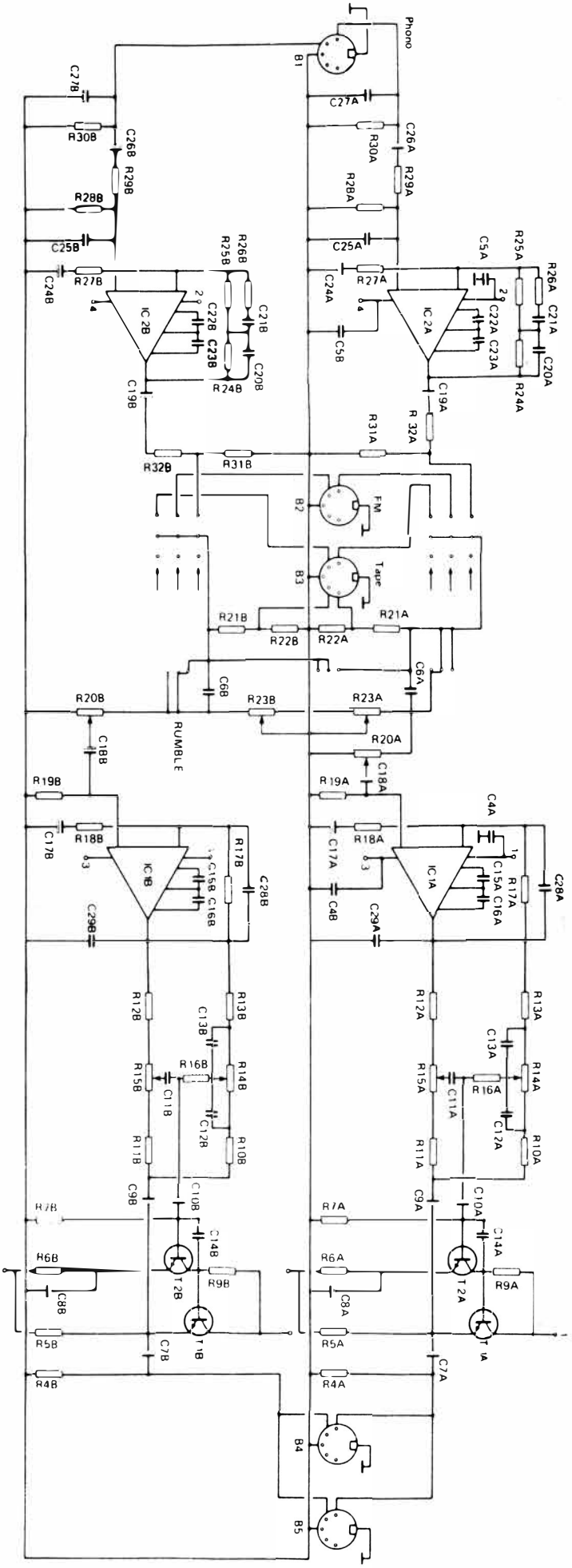
C1A & C1B	1000 uF/35-40 V
C2A & C2B	1000 uF/35-40 V
C3A & C3B	1000 uF/35-40 V
C4A & C4B	1,5 nF/125 V
C5A & C5B	1,5 nF/125 V
C6A & C6B	47 nF/250 V
C7A & C7B	6,8 uF/40 V
C8A & C8B	4,7 uF/35 V
C9A & C9B	6,8 uF/40 V
C10A & C10B	4,7 uF/35 V
C11A & C11B	2,2 nF/125 V
C12A & C12B	47 nF/250 V
C13A & C13B	47 nF/250 V
C14A & C14B	100 pF/125 V
C15A & C15B	1,5 nF/125 V
C16A & C16B	1,5 nF/125 V
C17A & C17B	4,7 uF/35 V
C18A & C18B	4,7 uF/35 V
C19A & C19B	4,7 uF/35 V
C20A & C20B	15 nF/250 V
C21A & C21B	4,7 nF/125 V
C22A & C22B	1,5 nF/125 V
C23A & C23B	1,5 nF/125 V
C24A & C24B	47 uF/6,3 V
C25A & C25B	100 pF/125 V
C26A & C26B	4,7 uF/35 V
C27A & C27B	100 pF/125 V
C28A & C28B	3,3 nF/125 V

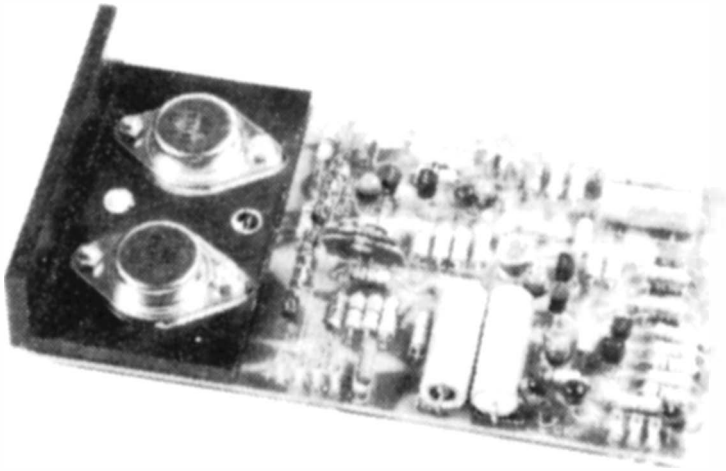
01	TAPE		
02	FM	01, 02 och 03	E253
03	PU		
04	MONO		
05	RUMBLE		

B1 till B5	5-pol DIN kontakt	
T1A & T1B	BC172 el. BC173 NPN transistor	
T2A & T2B	BC172 el. BC173 NPN transistor	
IC1	TBA231 eller MC1303 eller LM1303	
IC2	TBA231 eller MC1303 eller LM1303	
D1	W005	Helvågslikriktare

NÄTDEL




Phono
B1
C27B
C27A
R30B
R30A
C26B
C26A
R29B
R29A
R28B
R28A
C25B
C25A
R26B
R25B
R25A
R26A
C5A
C24B
R27B
R27A
C24A
IC 2B
IC 2A
C22B
C23B
C21B
C20B
C22A
C23A
C21A
C20A
C5B
C19B
C19A
R24B
R24A
R31A
R 32A
R32B
R31B
B2
FM
B3
Tape
R21B
R21A
R22B
R22A
C6B
C6A
R20B
R23B
R23A
RUMBLE
R20A
C18B
C18A
R19B
R19A
C4A
C17B
R18B
R18A
C17A
IC 1B
IC 1A
C15B
C16B
R17B
C15A
C16A
R17A
C28B
C28A
C29B
C4B
C29A
R12B
R13B
R12A
R13A
C13B
C13A
R15B
R16B
R14B
R15A
C11B
C11A
R16A
R14A
C12B
C12A
R11B
R10B
R11A
R10A
C9B
C10B
C9A
C10A
R7B
R7A
C14B
C14A
R6B
R6A
T 2B
T 2A
R9B
R9A
C8B
C8A
R5B
T 1B
R5A
T 1A
C7B
C7A
R4B
R4A
B4
B5



TEKNISKA DATA

Drivspänning	±33 V DC
Strömförbrukning	50—2500 mA
Uteffekt enligt DIN 45.500 (775 mV in)	50 W
Spänningsförstärkning	38 dB
Harmonisk distorsion	0,05%
Intermodulation	0,08%
Ingångsimpedans	10 kohm
Normerad högtalarimpedans	4 ohm
Typisk dämpningsfaktor	100 gånger
För sammankoppling med:	GP360/410 - NT360 - T302

Utgångskonfigurationen är helt otraditionell. Även om man bara använder NPN effekttransistorer är utgången komplementär — eller semikomplementär som detta mellanting kallas. Genom att använda tre transistorer i varje utgångsgren får man signalen att passera samma antal bas-emittersträckor i båda grenarna (som äkta komplementärsteg), vilket reducerar övergångsdistorsionen till ett minimum. Genom att använda denna kopplingsform kan man således dra nytta av alla komplementärstegets fördelar — med en kvasikomplementär uppsättning transistorer.
Effektsteget är, bortsett från några smärre ändringar, identiskt med det berömda effektsteget QUAD303. Biasströmmen ska med hänsyn till förvrängningen vara så stor, att övergångsdistorsionen blir låg. Därför har vi använt ett självstabiliserande biassteg. Detta användes på grund av den stora stabiliteten och den låga kostnaden av ett stort antal förstärkarfabrikanter. Ursprungligen är steget utvecklat och beskrivet av ett danskt ingenjörsteam från Philips. Steget skyddas av patent, som emellertid inte hävdas.

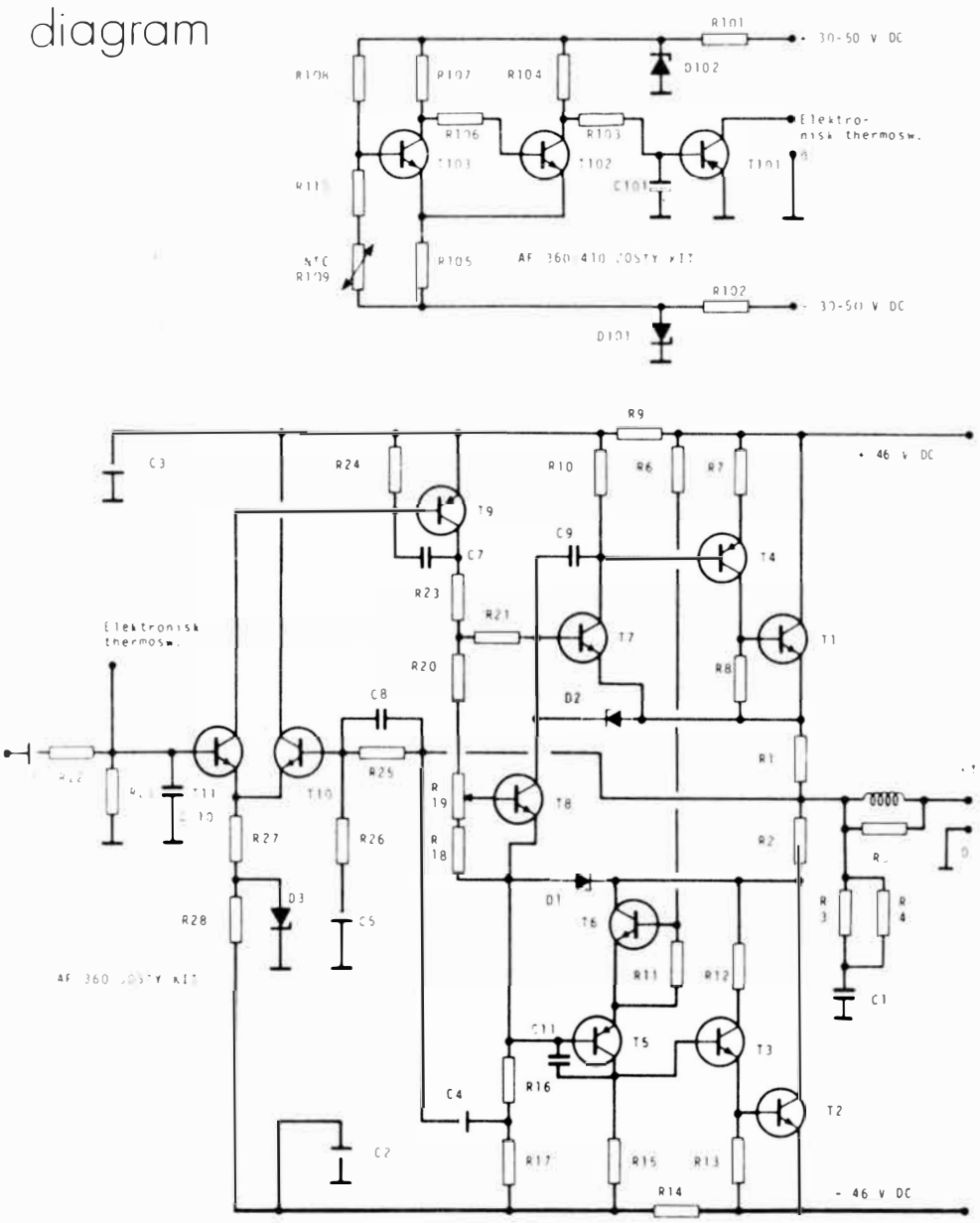
Själva ingångssteget är utformat som ett differential-förstärkarsteg. Ett sådant steg ger hög linjär förstärkning och en utomordentligt låg DC-drift. Det sista är mycket viktigt, eftersom högtalaren är DC-kopplad till förstärkaren, Det ska ju helst inte komma likspänning till högtalaren! En del av utgångssignalen leds genom R25 tillbaka till det tidigare nämnda differentialsteget, där den motkopplar och sänker tomgångsförstärkningen från ca 20.000 till 30 gånger. Detta ger extremt god motkoppling som i sin tur ger fin frekvensgång och låg distorsion. Detta steg ger precis som hos 100 watt-förstärkaren en frekvensgång på 10—40.000 Hz inom 0,2 dB.
6 små kondensatorer har placerats här och var för att eliminera självsvängning.

C7 motkopplar transistorn T9, så att fasvändningen för hela förstärkaren inte ger upphov till sving på ca 30 MHz. Denna kondensator är således livsviktig. Storleken på C7 och alla de andra mindre kondensatorerna är noggrant avpassade efter varandra — det är nämligen här fråga om en mängd kompromisser. Förstärkarens transientåtergivning (stigtid i kantvåg) ska vara god, och samtidigt gäller det att eliminera alla sving och insvingningsproblem.

C1 bildar tillsammans med R3 och R4 ett s.k. "zobel network" som säkrar drivtransistorerna mot skador vid anslutning av högtalarna. Den elektroniska säkringen i denna konstruktion är inte som hos AF410 bestyckad med transistorer utan med zenerdioder. Detta låter sig göra i detta fall, eftersom utgången uppför sig som en komplimentär konfiguration. Går spänningen över R1 och R2 till följd av överbelastning på högtalarutgången (kortslutning), stiger spänningen till zenerdioderna, och när dessa leder, hindras ytterligare utstyrning i basen på T5 och T6.
Samtidigt är denna konstruktion inte temperaturkänslig för annat än mät-NTC.

Ytterligare en fördel med Schmitt-triggern är, att den har en viss hysteres, dvs. att när temperaturen når 100°C stängs förstärkaren för utstyrning och förblir stängd, tills temperaturen har sjunkit till ca 70°C och det hela blivit tillräckligt avkylt — och det är viktigt!

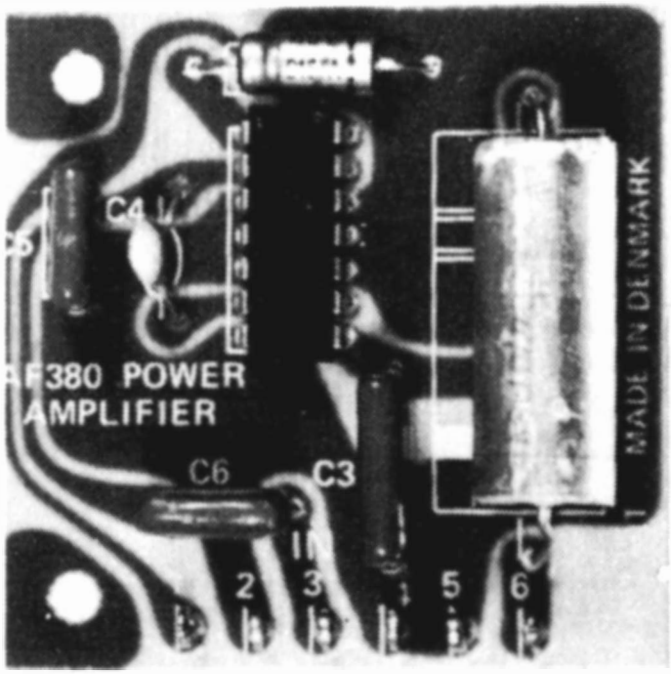
diagram



KOMPONENTLISTA

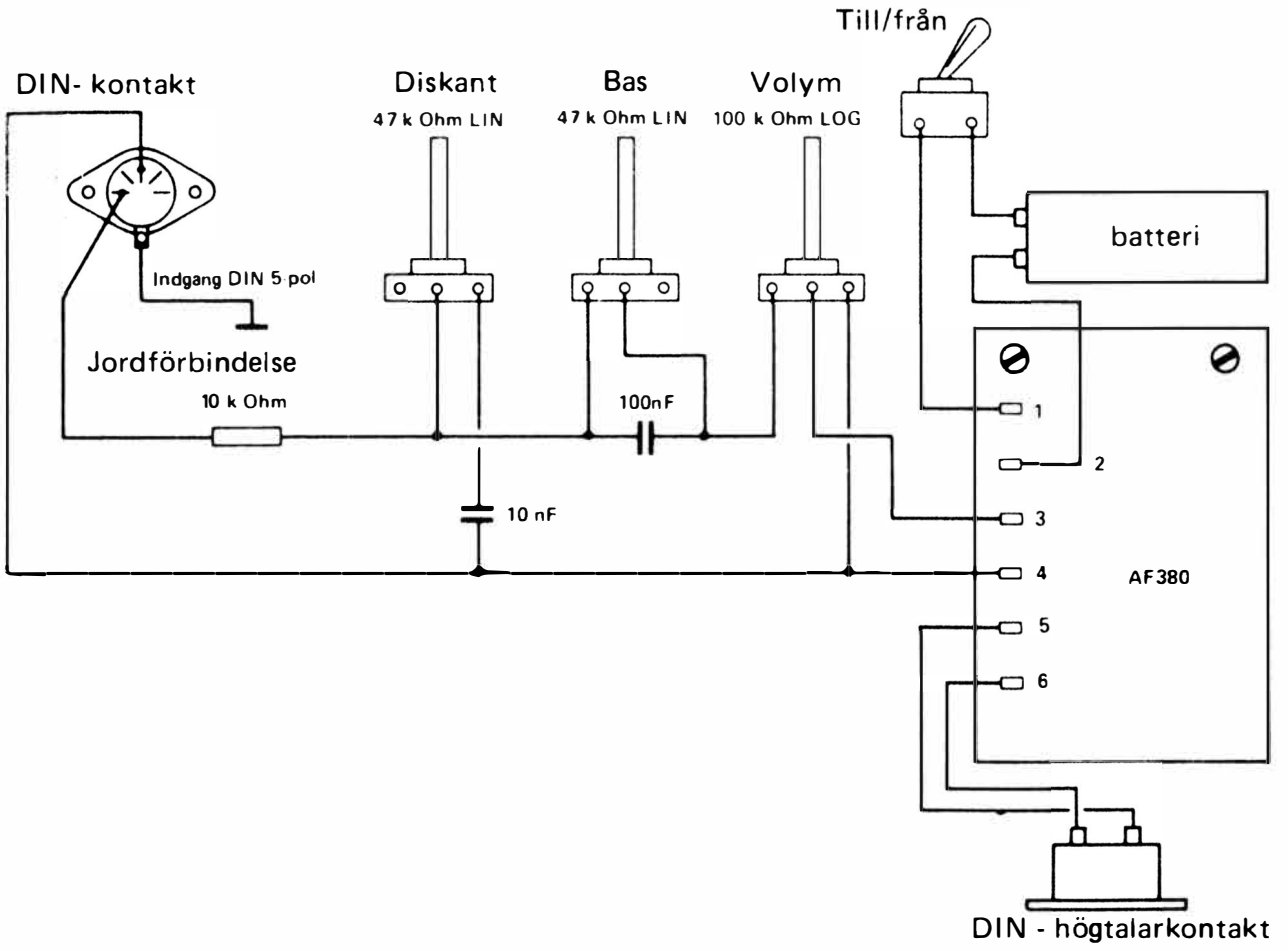
R1	0,22 Ohm
R2	0,22 Ohm
R3	22 Ohm
R4	22 Ohm
R5	10 Ohm
R6	33 k Ohm
R7	10 Ohm
R8	68 Ohm
R9	4,7 Ohm
R10	1 k Ohm
R11	1 k Ohm
R12	10 Ohm
R13	68 Ohm
R14	4,7 Ohm
R15	1 k Ohm
R16	2,2 k Ohm
R17	2,2 K Ohm
R18	5,6 k Ohm
R19	470 Ohm
R20	5,6 k Ohm
R21	27 Ohm
R22	330 Ohm
R23	560 Ohm
R24	1 k Ohm
R25	12 k Ohm
R26	330 Ohm
R27	10 k Ohm
R28	4,7 k Ohm
R29	12 k Ohm

R101	3,3 k Ohm	C4	100uF/70V	T1	2N3442
R102	3,3 k Ohm	C5	220uF/35-40V	T2	2N3442
R103	150 Ohm	C6	10uF/25V	T3	BSY 86
R104	18 k Ohm	C7	100pF	T4	2N4033
R105	2,7 k Ohm	C8	68pF	T5	ME 0412
R106	4,7 k Ohm	C9	100pF	T6	BC 174
R107	10 k Ohm	C10	100pF	T7	BC 174
R108	33 k Ohm	C11	100pF	T8	BC 173
R109	220 k Ohm	C101	10uF/25V	T9	2N4033
R110	100 Ohm	D1	1N4148	T10	BC 174
		D2	1N4148	T11	BC 174
C1	100nF	D3	ZPD 9,1	T101	ME 0412
C2	100uF/70V	D101	ZPD 9,1	T102	BC 172
C3	100uF/70V	D102	ZPD 9,1	T103	BC 172



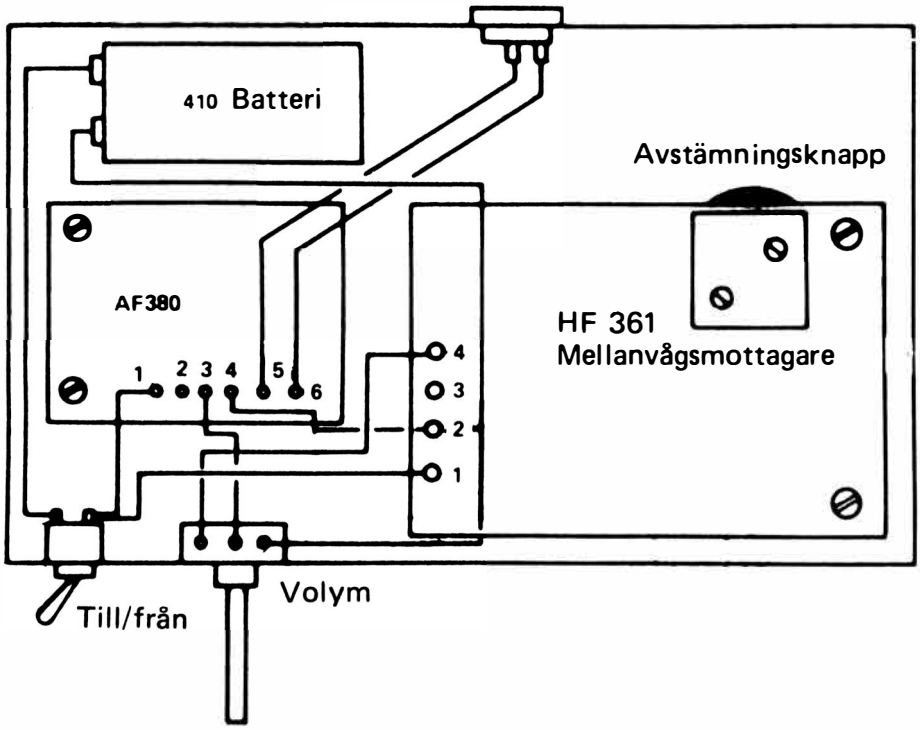
TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 — 12 V DC
Strömförbrukning	4 — 600 mA
Uteffekt 4 / 8 ohm	2,5/1,5 W
Harmonisk distorsion . 1 kHz/1W/4 ohm	0,2%
Känslighet vid 2,5W/4 ohm	63 mV
Frekvensområde	80 — 12.500 Hz
Signal/brusförhållande vid max. effekt	60 dB



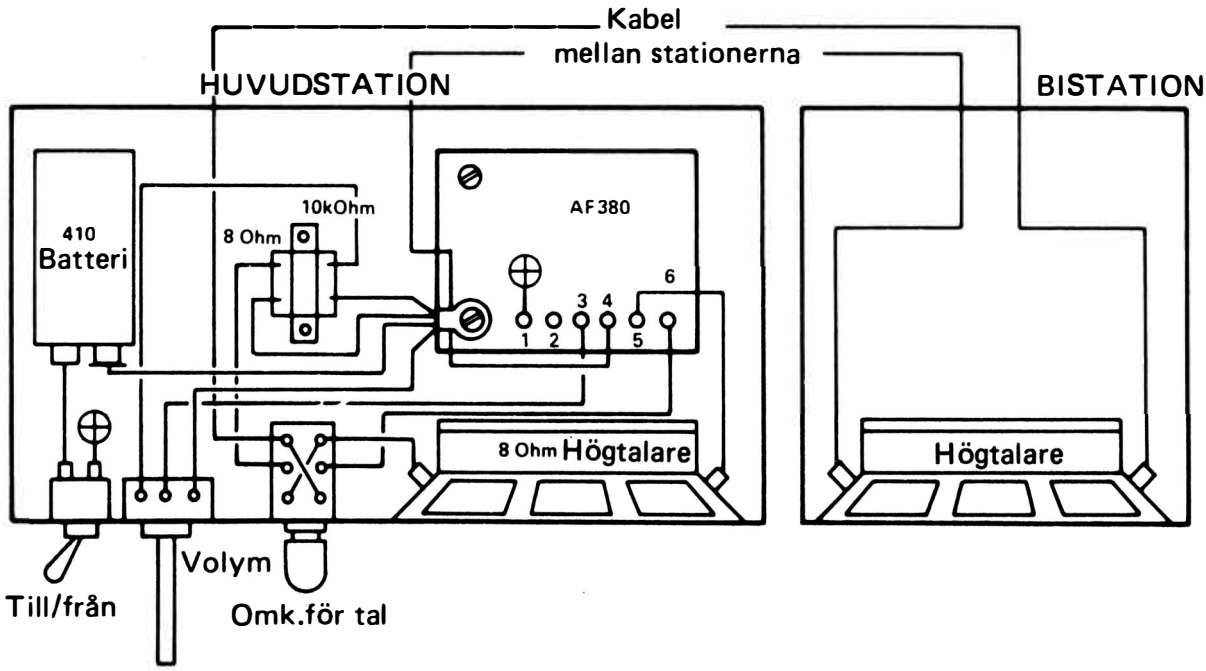
KOPPLINGSEXEMPEL 1.

På ritningen till exempel 1 visas, hur man kan bygga en liten förstärkare till t.ex. radio eller bandspelare.
De extra komponenterna kring AF 380 är bara exempel på hur allsidig AF 380 är.
AF 380 är verkligen att rekommendera till nybörjare.
Vill man inte använda tonkontrollerna på ritningen, ansluter man signalen direkt till potentiometerbenet som går till 100 nF kondensatorn. Vid montering av AF 380 i metallåda, är det nödvändigt att förbinda stift 4 och höljet på lådan. Detta för att slippa brum.



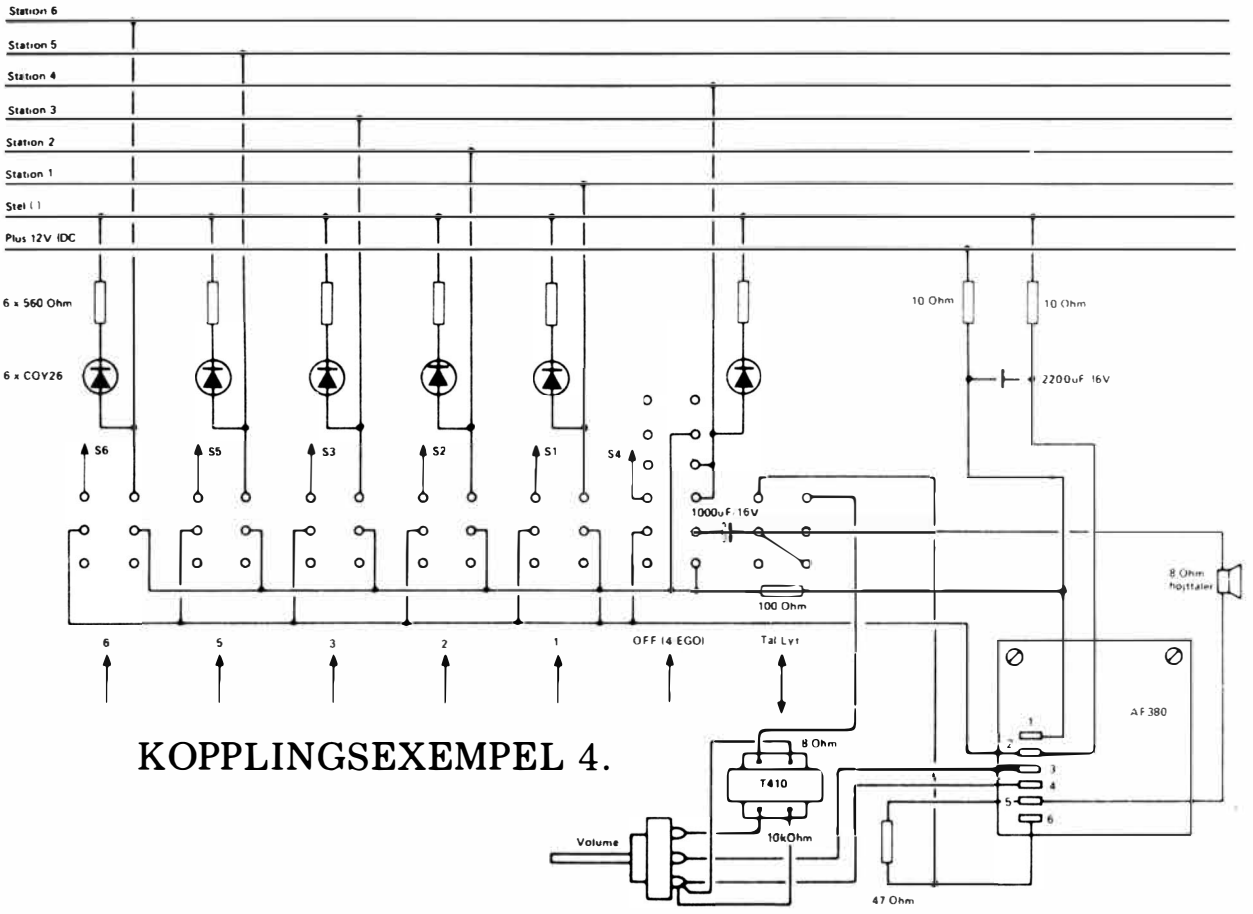
KOPPLINGSEXEMPEL 2.

På ritningen i exempel 2 visas hur man kan bygga en mellanvågsmottagare. Denna uppställning måste byggas i en plastlåda, ej metallåda, därför att ferritantennen inte fungerar i metallådan.



KOPPLINGSEXEMPEL 3

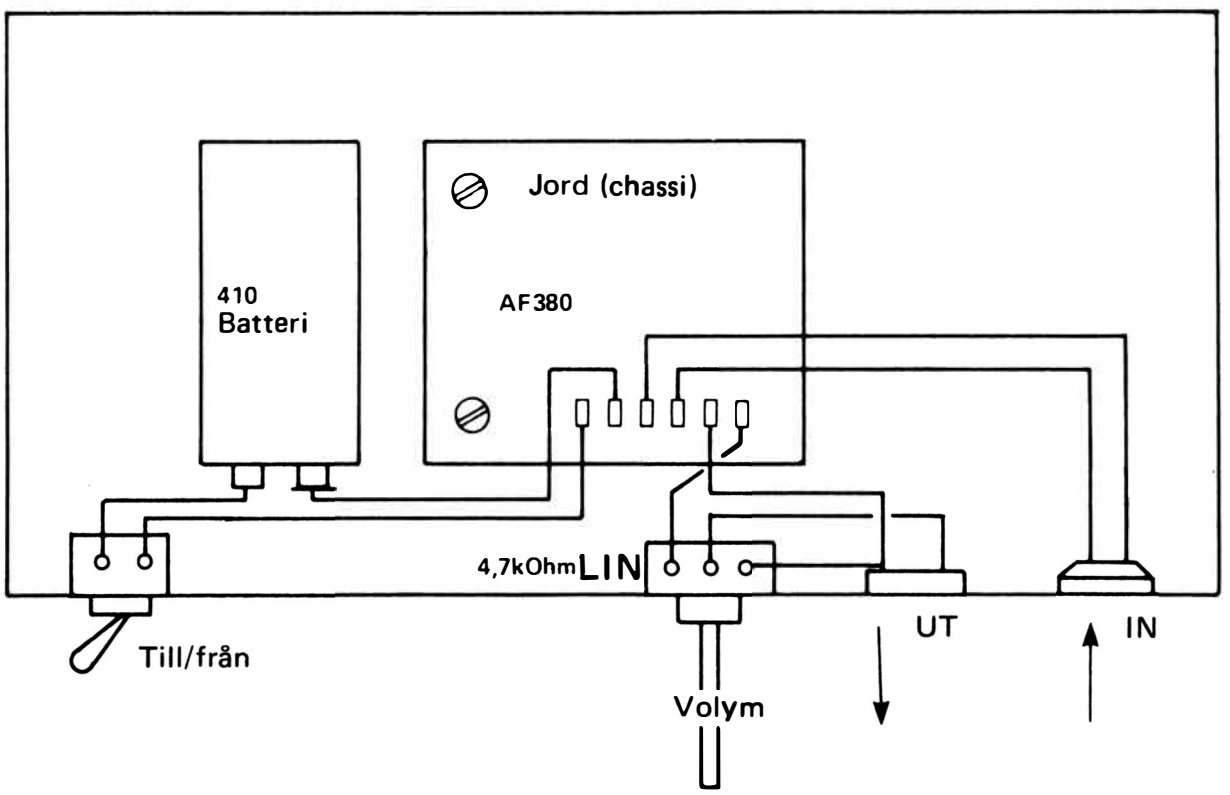
I detta exempel visar vi hur en tvåvägs samtalsanläggning kan se ut med AF 380. Detta exempel passar ju fint som t.ex. barnvakt. Om högtalaren för bistationen utbytes mot en telefonadapter (U 95), kan telefonen höras med högtalarstyrka.
Om man tänker använda en nätdel till uppkopplingen, rekommenderas det att bygga in den i en separat metallåda. I annat fall passar batterieliminatorn NT 411.



KOPPLINGSEXEMPEL 4.

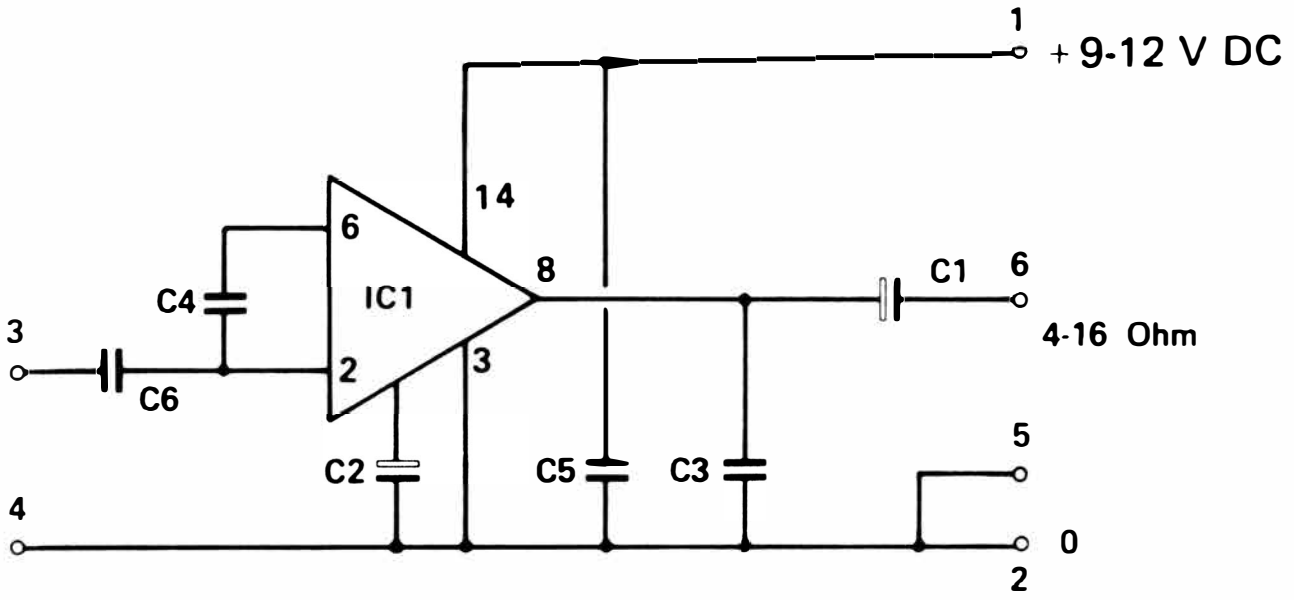
Detta exempel visar en ganska komplicerad uppkoppling av en samtalsanläggning. Därför bör den inte vara det första man sätter ihop.
Samtalsanläggningen är en flervägstyp med 6 st. bistationer. Med en större omkopplarbrygga kan den utbyggas till 10 stationer.
Den fungerar på följande vis. Om man trycker på en av stationerna 1 till 6, indikeras detta genom att lysdioderna på de andra stationerna tänds (samtal pågår). När sedan TAL-knappen nertrycks, hörs motstationen och när TAL-knappen släpps, hörs motstationen.

Vid avslutat samtal intryckes OFF och de andra stationerna kan nu trycka.
Ritningen visar inte någon CALL ton, men det kan lätt göras med hjälp av tongeneratorn MI 360. Den kopplas då med en separat omkopplare över själva TAL omkopplaren.
Det behövs två ledare till varje station. Dels den som är utritad och en jordledning eller 0-ledning. Den sistnämnda är markerad vid omkopplarstiften S1 till S6.
100 ohms motstånden är insatta för att leverera en låg positiv spänning för indikering av »SAMTAL PÅGÅR» hos de andra stationerna. Denna positiva spänning är överlagrad på talspänningen.



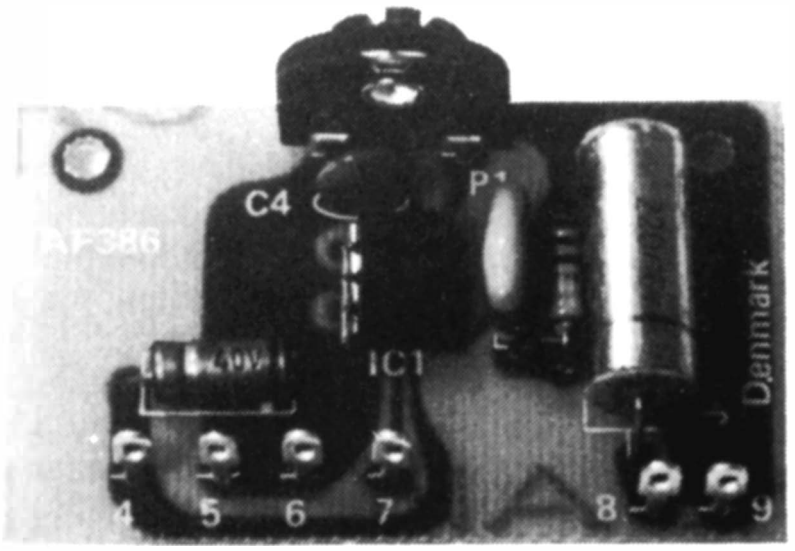
KOPPLINGSEXEMPEL 5

I detta exempel visas hur AF 380 kan kopplas som mikrofonförstärkare. Förstärkningen är 35 dB och 250 mV ut med en ingångssignal på 5 mV. Detta är tillräckligt för dynamiska mikrofoner på 5 — 50 kohm. AF 380 kan på detta sätt användas som mikrofonförstärkare till kommunikationsradio. Som visat på ritningen, skall potentiometern anslutas till utgången på AF 380 när den är kopplad som mikrofonförstärkare.



KOMPONENTLISTA

C1	470 uF/16 V
C2	6,8 uF/40 V
C3	150 nF/250 V
C4	27 pF/125 V
C5	100 nF/250 V
C6	100 nF/250 V
IC1	LM380

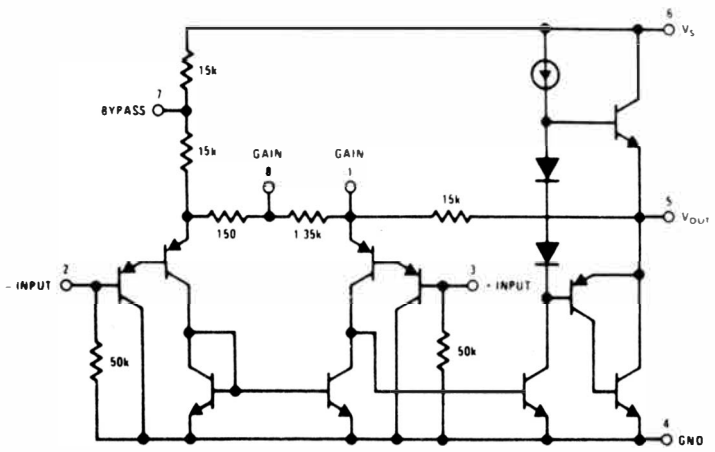


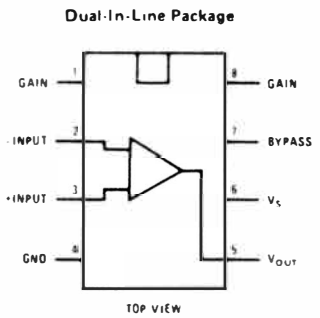
TEKNISKA DATA

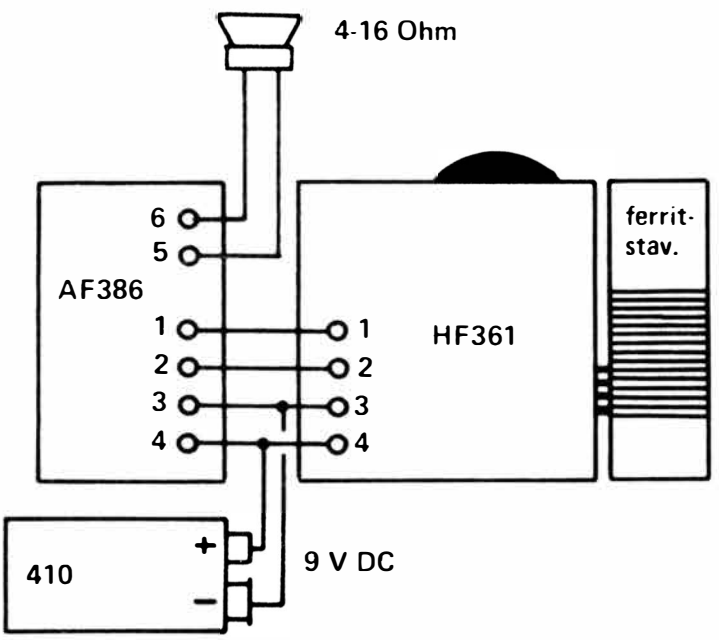
Drivspänning	4,5 — 12 V DC
Strömförbrukning	3 — 150 mA
Utgångseffekt	1W
Harmonisk distorsion 4 ohm/1 kHz/250 mW	1%
Känslighet för 250 mW/ 4 ohm	150 mV
Frekvensområde	75 — 20.000 Hz
Signal/brusförhållande	71 dB

AF 386 är uppbyggd kring en liten integrerad krets LM 386. Kretsen innehåller en komplett lågfrekvensförstärkare med termisk begränsare. Ritningen på nästa sida visar själva innehållet i IC-kretsen.

Ingångssignalen går genom en jordförbunden potentiometer för volymreglering. Den speciella ingångskopplingen tillåter kortslutning av ingången utan att utgångens DC-potential förändras.
Utgångssignalen, som är förstärkt 26 dB, tas ut mellan anslutningsstiften 5 och 6 via en elektrolytkondensator på 220 uF/16 volt. Kondensatorn är egentligen för liten för hifi bruk. Den skulle vara på ca. 1000 — 2200 uF, men på grund av dimensioner har vi valt den mindre typen. Skillnaden i frekvensområdet är ganska liten.
Från utgången 5 finns det ett filter bestående av C3 och R1. Dessa komponenter vrider förstärkarens fas, så att den inte börjar självsvänga vid olika belastningar.
Kondensatorerna C1 och C5 är brumdämpande. C4 kopplar för höga frekvenser till jord och hindrar självsvängning.



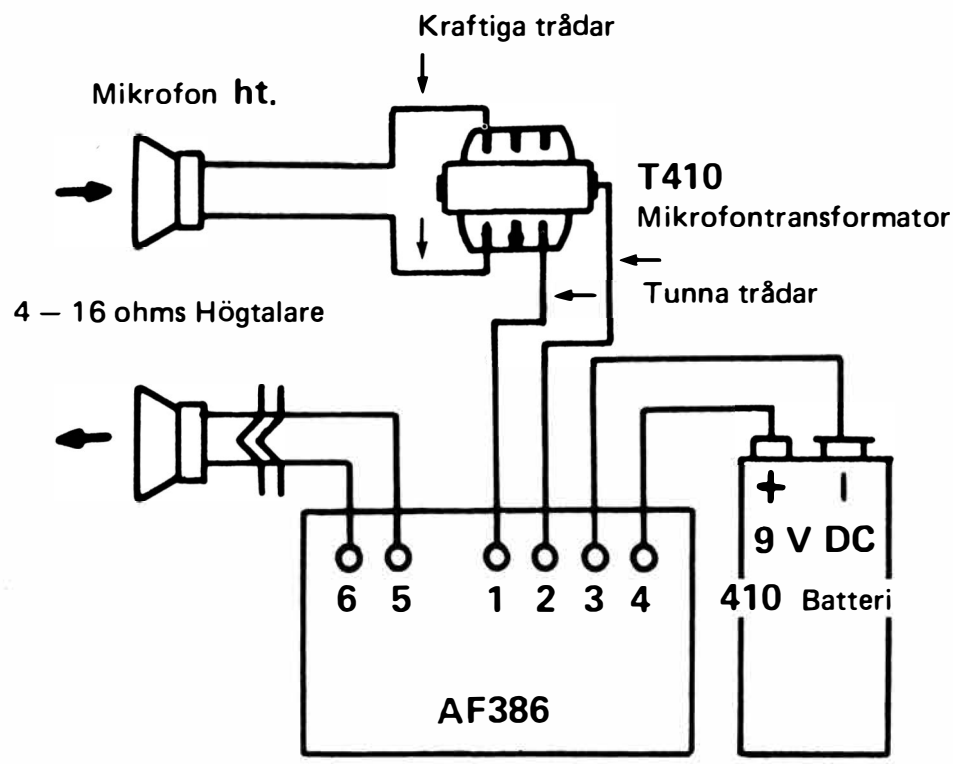




KOPPLINGSEXEMPEL 1

AF 386 och HF 361 sammankopplade till en liten AM-mottagare.

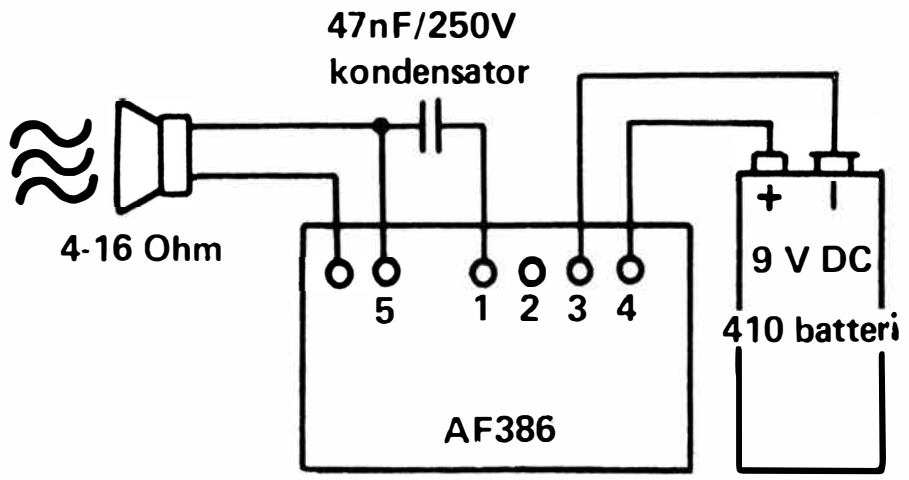
AF 386 passar utmärkt tillsammans med mini AM-mottagaren HF 361. Sammankopplingen är enkel — se på ritningen. Det kan vara en fördel att byta trimpotentiometern R2 på AF 386 till en vanlig potentiometer på 10 kohm LIN. Ett batteri, 9 volt(F410) räcker för att driva uppställningen.



KOPPLINGSEXEMPEL 2

Barnvakt med AF 386 och transformatorn T 410.

AF 386 kan även användas till barnvakt eller om man så vill, till en envägs samtalsanläggning. Två små högtalare mellan 4 — 16 ohm är allt som behövs förutom minitransformatorn T 410. Transformatorn omvandlar högtalarimpedansen till ca. 10 kohm. Dessutom blir det en viss förstärkning. Denna signal förstärker AF 386 ytterligare till den andra högtalaren. Om man istället för ett batteri skulle använda en liten nätdel, kom ihåg att placera T 410 så, att den inte upptar brum från nätdelen. När man har placerat T 410, vrider man den runt sin axel tills det eventuella brummet försvinner.



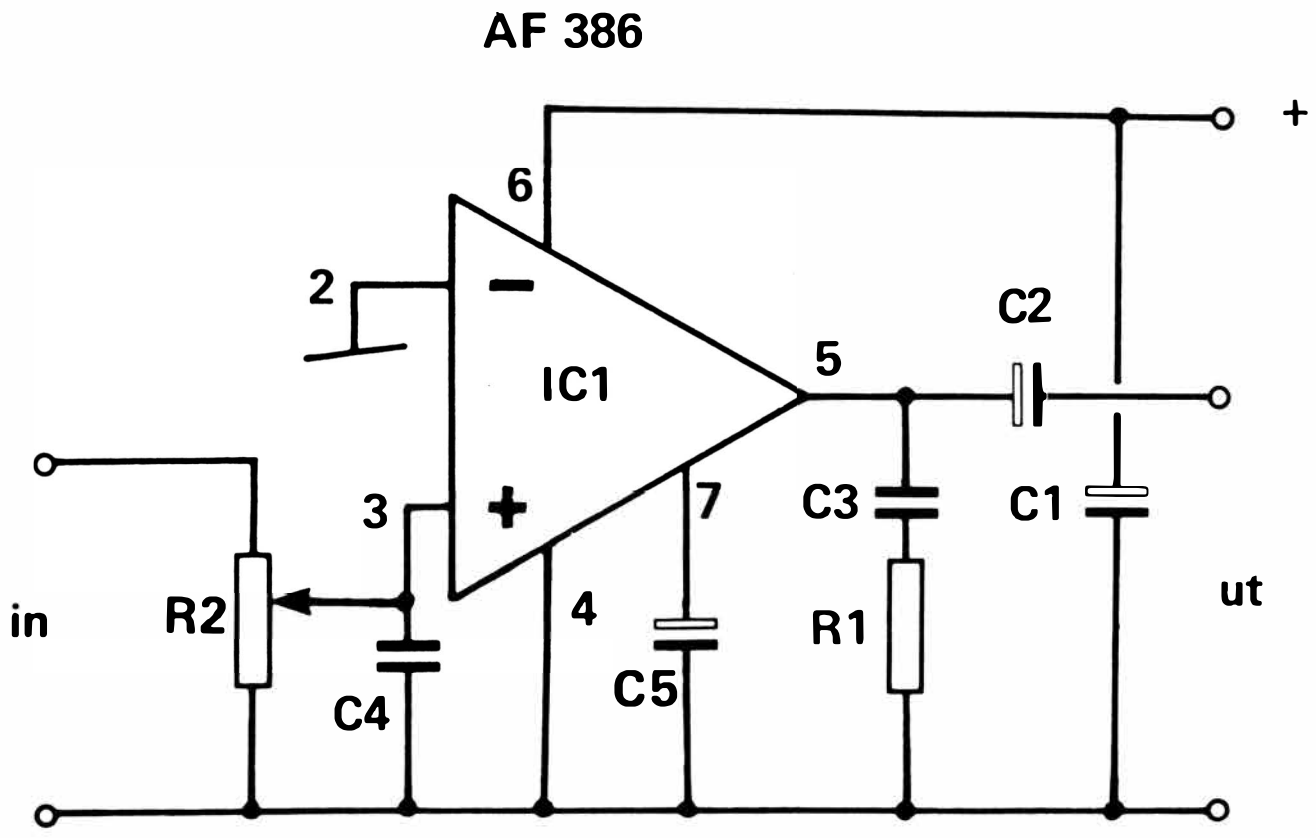
KOPPLINGSEXEMPEL 3

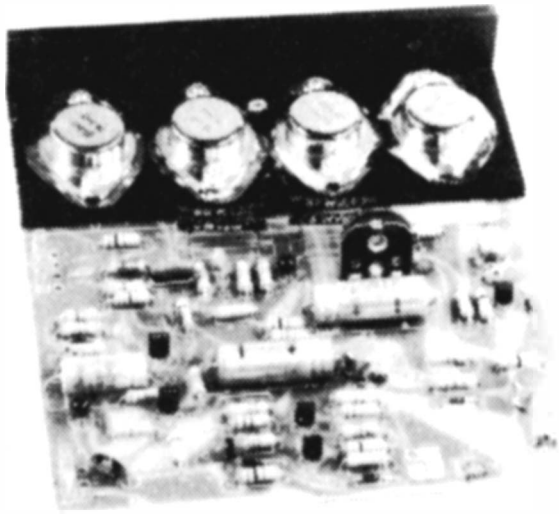
AF 386 som siren

Med att ansluta AF 386 som visat på ritningen, kan AF 386 användas som siren eller t.ex. som en ringklocka på en dörr. Själva tillslagskontakten kopplas på plusledningen till batteriet. Trimpotentiometern R2 ställs ungefär i mittläge för att starkast möjliga signal skall uppnås. Önskas ännu kraftigare akustisk signal, placeras ett papprör framför högtalaren. Röret bör vara ca. 25 — 35 cm. AF 386 levererar som siren ca. 2,5 watt vid 12 volt. Vid längre signaler rekommenderas det att sänka drivspänningen till mellan 6 — 9 volt, annars kan kretsen överhettas. Med en kondensator på 47 nF fås en svängningsfrekvens på mellan 1 — 3 kHz (1000 — 3000 svängningar per sekund). Med en större kondensator får en lägre frekvens och med en mindre kondensator, en högre frekvens.

KOMPONENTLISTA

R1	10 Ohm
R2	10 kOhm
C1	6,8 uF/40 V
C2	220 uF/16 V
C3	47 nF/250 V
C4	2,2 nF/125 V
C5	47 uF/10 V
IC1	LM 386





TEKNISKA DATA

Drivspänning	2 x 40 V DC
Strömförbrukning	50—3500 mA
Utgångseffekt Din 45.500	100 Watt
Harmonisk distorsion Din 45.500	0,2%
Intermodulation Din 45.500	0,5%
Ingångsimpedans	10 kohm
Högtalarimpedans	4—16 ohm
Kortslutningssäker vid fasförskjutning upp till	60°
Elektroniskt thermobegränsning av ingångssignal vid	100° C

100 watt-förstärkaren kallas AF410 och ersätter de äldre modellerna AF62 och AF65. Den är uppbyggd på ett glasfiberkort i storlek 130 x 135 mm.
Utgångstransistorerna samt alla säkringskretsar och justeringar är samlade på detta kort För att detta skall uppnås, har för sluttransistorerna använts en speciell vinkel-kylplatta (mönsterskyddad). Denna vinkel-kylplatta har den viktiga funktionen att överföra all förlusteffekt till en eller två huvudkylplattor.
Genom detta system är brukaren synnerligen väl ställd i fråga om kylning, då man utan besvär och med god överskådlighet kan placera förstärkaren med kylplatta på chassits baksida. Då förstärkaren kan placeras antingen vågrätt eller lodrätt, har man möjlighet att antingen bygga en låg förstärkare eller att komprimera några stycken till en fyrkanalförstärkare.
Eftersom AF410 är en förstärkare som ofta monteras av amatörer utan djupare elektroniska kunskaper, har det ansetts nödvändigt att säkra den mot kortslutning, sving (se ovan) och överhettning.

ANSLUTNING

AF 410 anslutes lämpligast till nätdelen NT360/410. Förförstärkare till AF410 bör lämna 0,775 V (0 dB) för att styra ut slutsteget helt.

En förstärkare kan också fördärvas genom överhettning. Man kanske har glömt att spänna fast huvudkylplattan, använt för liten kylplatta eller helt enkelt stoppat in det hela i ett skåp utan ventilation. Även detta klarar AF410. Säkringskretsen, som också finns med på kortet, kallas thermoswitch. När temperaturen på vinkelkylplattan överstiger 100°C, sänder NTC-mätmotståndet besked till Schmitt-triggern T103 och T120. Schmitt-triggern, som har en bestämd hysteres, öppnar igen, först när temperaturen sjunkit till under 60°C.
Schmitt-triggern styr en transistor som låser direkt för ingångsspänningen från den förförstärkare som användes. Utan utstyrning kan förstärkaren inte förbruka någon ström. Så även här är allt säkert.

Om man kortsluter en förstärkare, drar den all den effekt som nätaggregatet kan avge, och denna effekt fördelas inte mellan förstärkare och högtalare (50% verkningsgrad). Alltsammans går till transistorerna.
Nätdelen till AF410, NT360/410, kan avge upp till 350 watt. Detta är inte hälsosamt för förstärkaren. Toppeffekten kan på grund av elektrolyterna komma upp i 100 watt inom 1 mS.
Därför finns det en inbyggd säkring som skär ned utstyrningen, om strömmen i utgångstransistorerna överstiger 3—4 ampere T7, T8, D1 och D2 med kringliggande motstånd sörjer för denna beskärning, som begränsar effekten till 130 watt. För skojs skull plockade vi bort T7 och T8, varvid den elektroniska säkringen blev satt ur spel. Vi släppte på spänning och mätte upp en uteffekt på 172 watt, innan distorsionen på signalen var 1%. Det får man nog kalla en prestation. Har du själv mätutrustning, kan du själv göra provet och se, att det stämmer. Men ska du spela med AF410, är det nog klokt att bli kvar innanför säkerhetsgränsen.

KOMPONENTLISTA

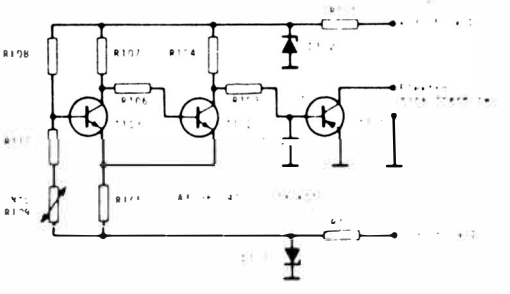
R1	0,3 Ohm
R2	0,3 Ohm
R3	0,3 Ohm
R4	0,3 Ohm
R5	10 Ohm
R6	22 Ohm
R7	22 Ohm
R8	1,2 k Ohm
R9	1 k Ohm
R10	1,2 k Ohm
R11	1 k Ohm
R12	560 Ohm
R13	560 Ohm
R14	Användes ej
R15	Användes ej
R16	100 Ohm
R17	100 Ohm
R18	4,7 k Ohm
R19	4,7 k Ohm
R20	4,7 k Ohm
R21	6,8 k Ohm
R22	27 Ohm
R23	1 k Ohm
R24	100 Ohm
R25	100 Ohm
R26	100 Ohm
R27	10 k Ohm
R28	270 Ohm
R29	4,7 k Ohm
R30	6,8 k Ohm
R31	10 k Ohm
R32	330 Ohm
R33	330 Ohm
R101	3,9 k Ohm
R102	3,9 k Ohm
R103	150 Ohm
R104	18 k Ohm
R105	2,7 k Ohm
R106	4,7 k Ohm
R107	10 k Ohm
R108	33 k Ohm
R109	22o k Ohm
R110	100 Ohm

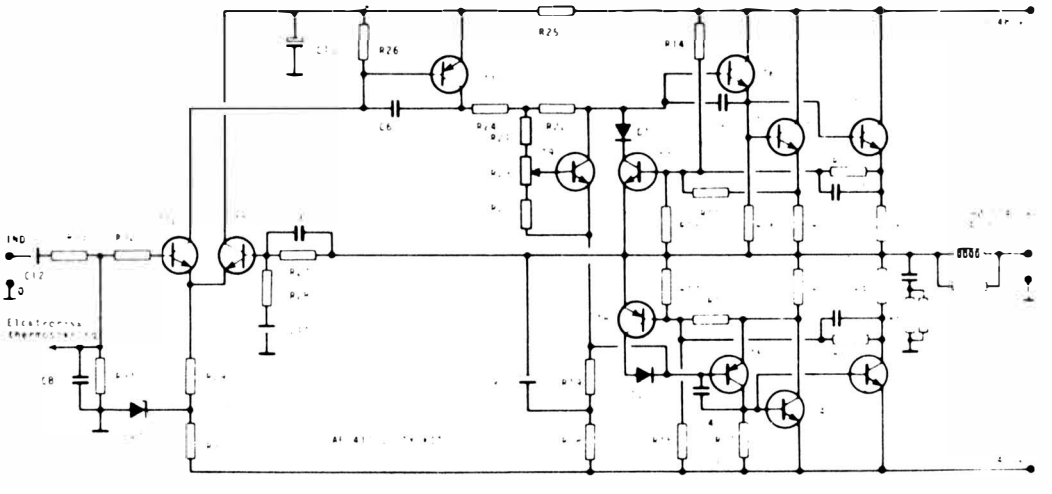
C1	100 nF
C2	100pF
C3	100 pF
C4	100 pF
C5	100 pF
C6	220 pF
C7	150 pF
C8	100 pF
C9	100uF/70V
C10	100uF/70V
C11	220uF/16V
C12	10uF/25V
C101	10uF/25V

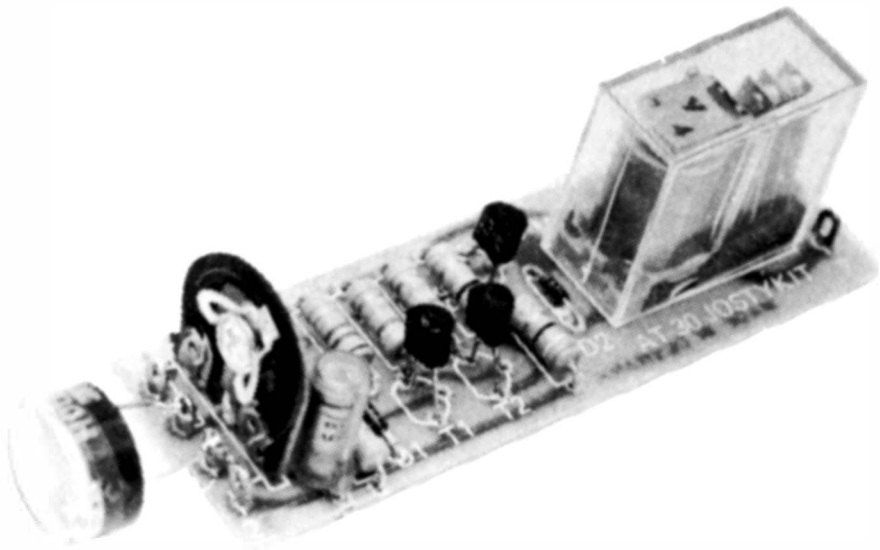
T1	2N3442
T2	2N3442
T3	2N3442
T4	2N3442
T5	2N4033
T6	BSY85
T7	BC172
T8	ME 0412
T9	BC172
T10	2N4033
T11	BC174
T12	BC174
T101	ME 0412
T102	BC172
T103	BC172

D1	1N4148
D2	1N4148
D3	ZPD 9.1
D101	ZPD 9.1
D102	ZPD 9.1

L1	10 varv 0,5 koppartråd på R5







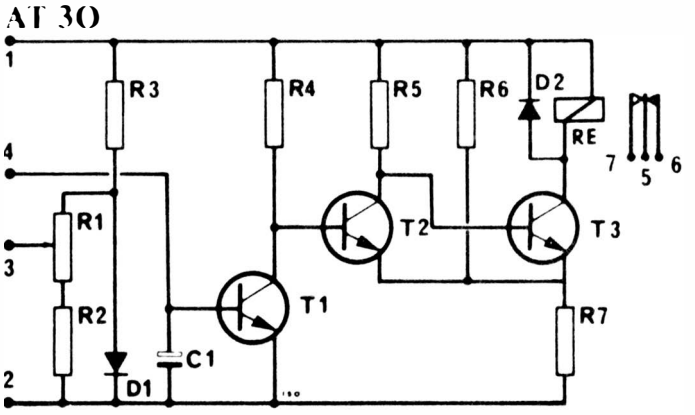
AT30 är en automatik-regulator av nästan professionell typ som levereras i stora antal till industrin.
Konstruktionen kan fås att reagera för ljus, temperatur och fuktighet, om den kombineras med lämpliga mätkomponenter.
För ljusmätning användes ett fotomotstånd, för temperaturmätning ett temperaturmotstånd (termistor eller NTC-motstånd) och för mätning av fuktighet helt enkelt ett par avisolerade trådändar. Schemat visar en spänningsstabilisator bestående av R3 och R2, R1 och D1. Med R1, som är en trimpotentiometer, kan man justera känsligheten inom mycket snäva gränser.
T1 är en DC-kopplad reglerförstärkare som aktiverar T2 och T3 som tillsammans utgör en pulsformare, schmitt-trigger, vilken vid en noggrant bestämd ström strax slår om och driver reläet.
Dioden D2 tjänstgör som skydd för T3 och hindrar denna från att bränna på grund av induktionsspänningar från reläet. Kondensatorn C1 hindrar icke önskade omslag.

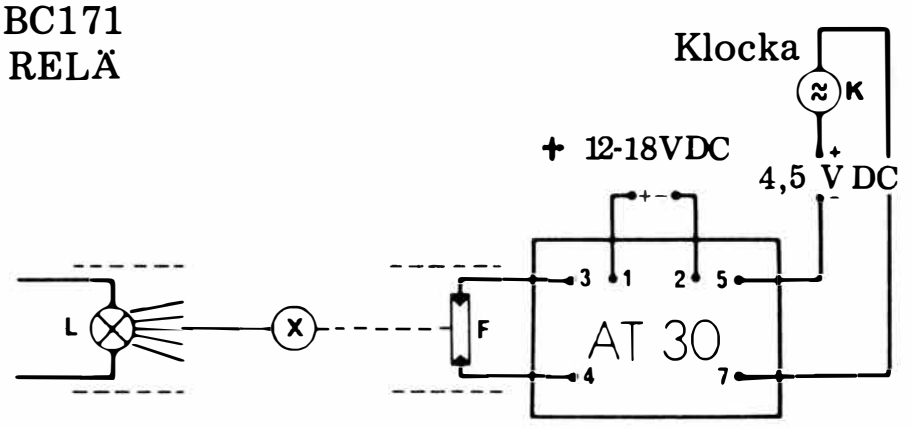
TEKNISKA DATA

Drivspänning	18 volt DC
Strömförbrukning	50 mA
Tidsfördröjning	500 mS
Känslighet	1 o/oo ändring av fotomotståndet mellan 3 och 4

KOMPONENTLISTA

R1	5 kohm TRIM
R2	15 kohm
R3	5,6 kohm
R4	47 kohm
R5	47 kohm
R6	10 kohm
R7	39 ohm
C1	6,8uF/40V
D1	1N4148
D2	1N4148
T1	BC173
T2	BC171
T3	BC171
RE	RELÄ

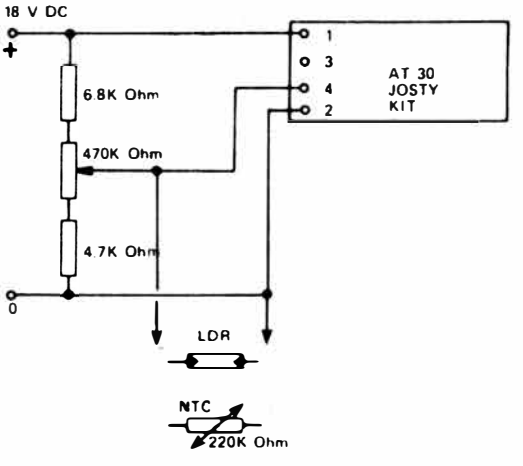




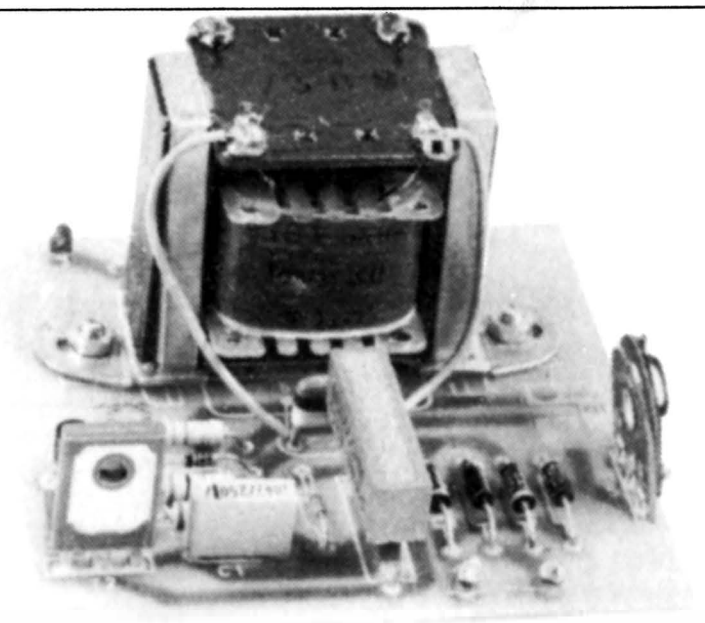
Ovan visas, hur AT30 kan användas som automatisk dörrklocka, när dörren är öppen.

L = Ljuskälla
F = Fotomotstånd
K = Klocka
X = Föremål som bryter ljuset

Både ljuskälla och fotomotstånd monteras i var sitt lilla rör, helst med en samlingslins framför.



Kopplingsexempel för temperatur- eller ljusmätning med förhöjd känslighet.



Med AT60 kan man på enkelt sätt reglera ljus i takt till musik. Denna enhet skiljer sig från andra genom att den följer musiken exakt utan tidsfördröjning genom lampor och fotomotstånd.

Enheten är beräknad för direkt anslutning till högtalarutgång med ett 5 ohms motstånd emellan och seriekoppling med ljuskälla för 220 V växelström.

Det bör framhållas, att AT60 kan justeras till mycket låg ljusstyrka utan att lamporna slocknar helt. Detta gör att lamporna håller länge.

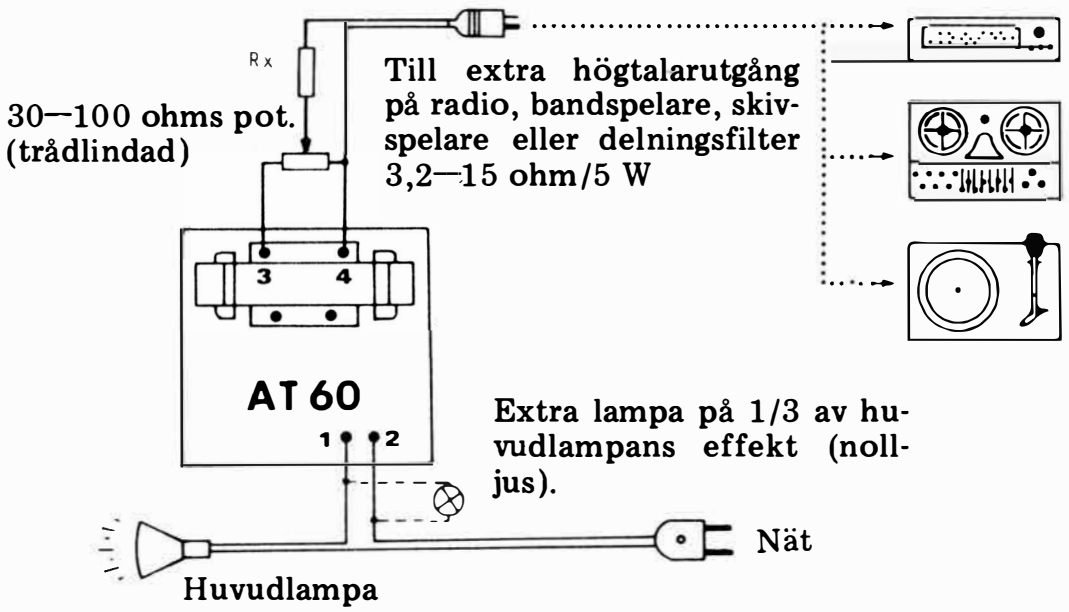
Om man inte vill att AT60 skall belasta högtalarutgången lika mycket som en extra högtalare, kan man koppla in en liten förstärkare, AF20 på 3 W, och koppla ingången på denna över den stora förstärkarens högtalarutgång.

Diagrammet över AT60 visar, att en transformator, som isolerar från det farliga 220 V-nätet, överför musikspänningen som likriktas och laddar upp C1. Genom R4 och R5 synkroniseras den inkomna pulserande växelspänningen på så sätt att T1, som är en dubbelbasdiod, tänder den anslutna lampan i slutet av varje period så att lampan nätt och jämnt tänds. När det kommer musik, som likriktas genom D1, laddas C1 upp snabbare, varvid lampan tänds tidigare i varje period och således lyser starkare.

D2 är en zenerdiod som håller spänningen så låg över T1, att denna inte skadas.

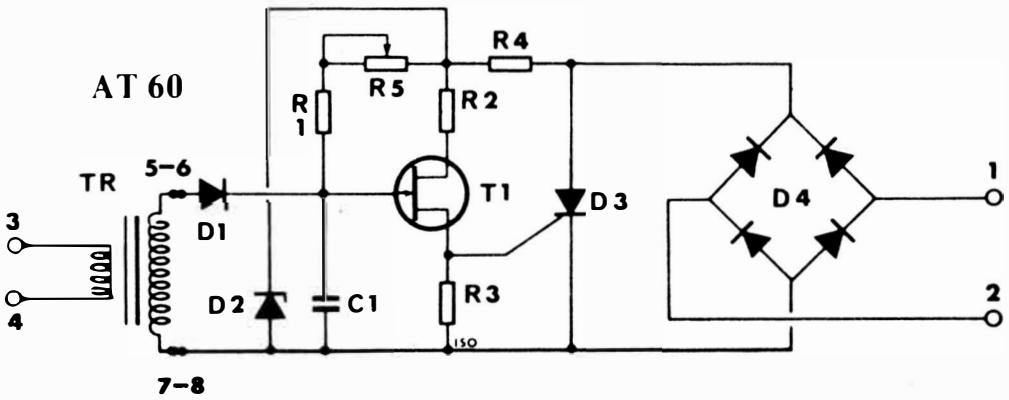
TEKNISKA DATA

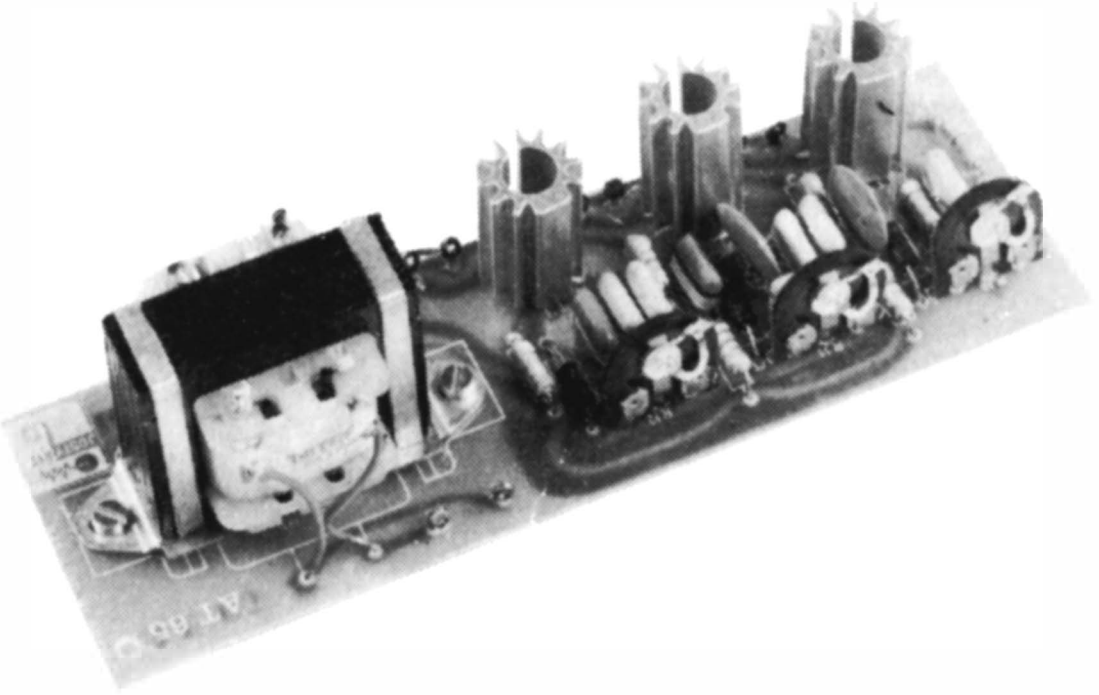
Spänning	220 volt AC
Effekt	600 Watt
Utstyrningseffekt	1 Watt
Synkroniseringshastighet, förutsatt att ansluten lampa hinner med	20 mS



KOMPONENTLISTA

R1	4,7 kohm	T1	2N4870 el. 2N4871
R2	100 ohm	D1	1N4148
R3	100 ohm	D2	ZPD 15
R4	15 kohm	D3	S2062 D
R5	470 kohm	D4	4 x 1N4005
C1	47 nF		
C2	100 nF		





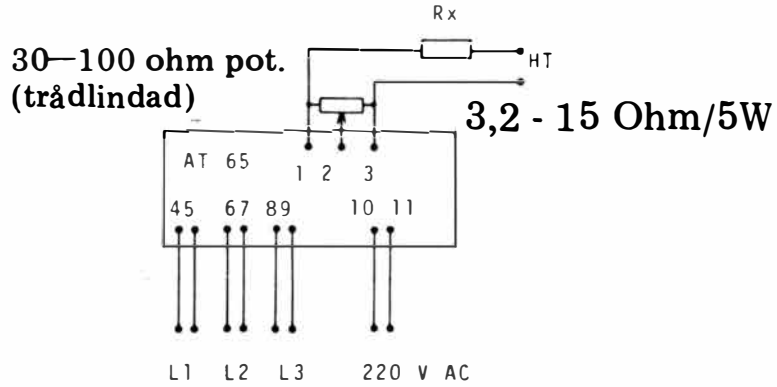
AT65 är en 3-kanals ljusorgel med frekvensdelning för bas-mellan- och diskanttonerna. Den är kopplingsmässigt en smula annorlunda än AT60. AT60 kan omsätta skillnaderna i musik till ljusvariationer, medan AT65 "bara" tänds eller släcks beroende på nivån. På AT65 kan man justera lampspänningen, så att lamporna precis nätt och jämnt tänds (så håller de längre).
AT65 skall utstyras med ca 1 W från förstärkare eller bandspelare.
Kom slutligen också ihåg, att det skall finnas ett motstånd på minst 4 ohm i den ena av högtalarledningarna till AT65.

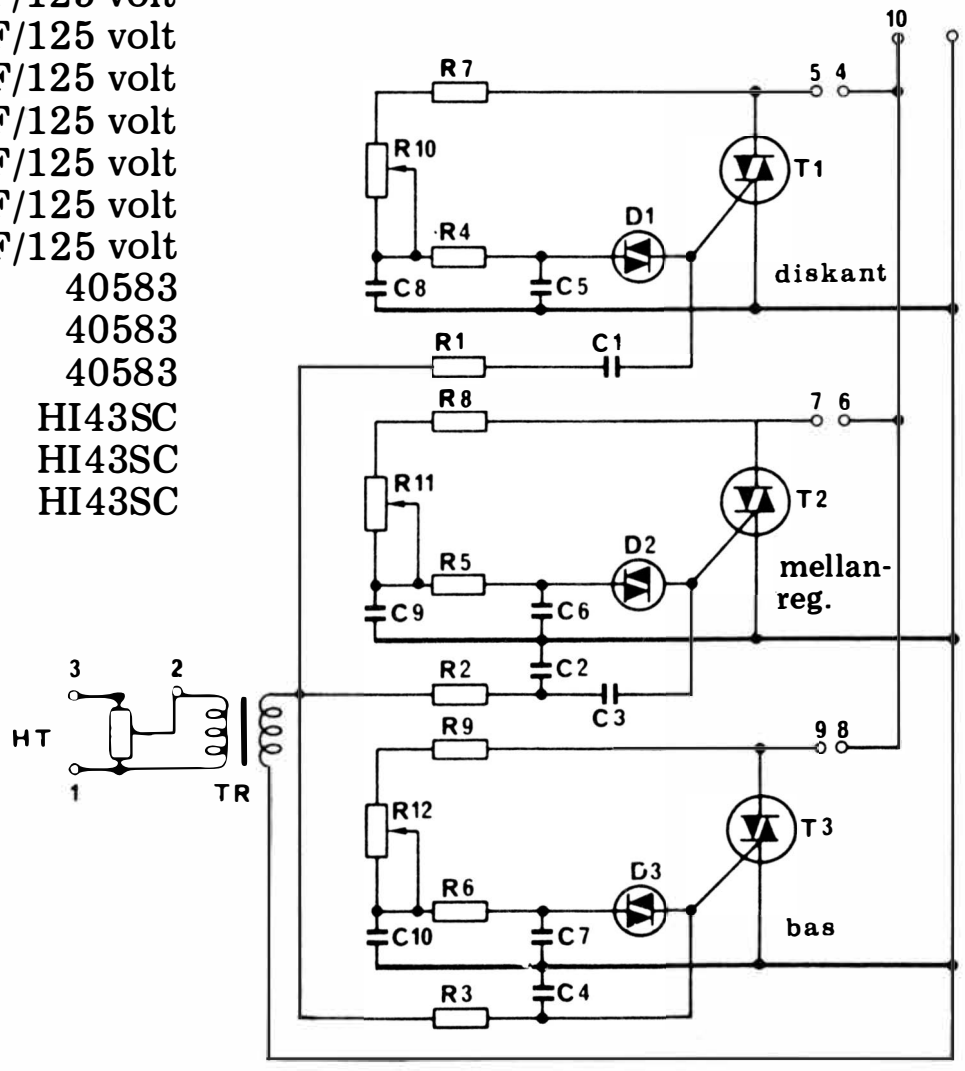
TEKNISKA DATA

Användning	3-kanals ljusshow	3-triac
Max. drivspänning	250 V	250 V
Max. effekt per enhet	300 W	300 W
Max. effekt totalt	1200 W	1200 W
Erforderlig utstyrningseffekt	1 W	
Justering av förspänning till lampa	0—220 V	0—220 V

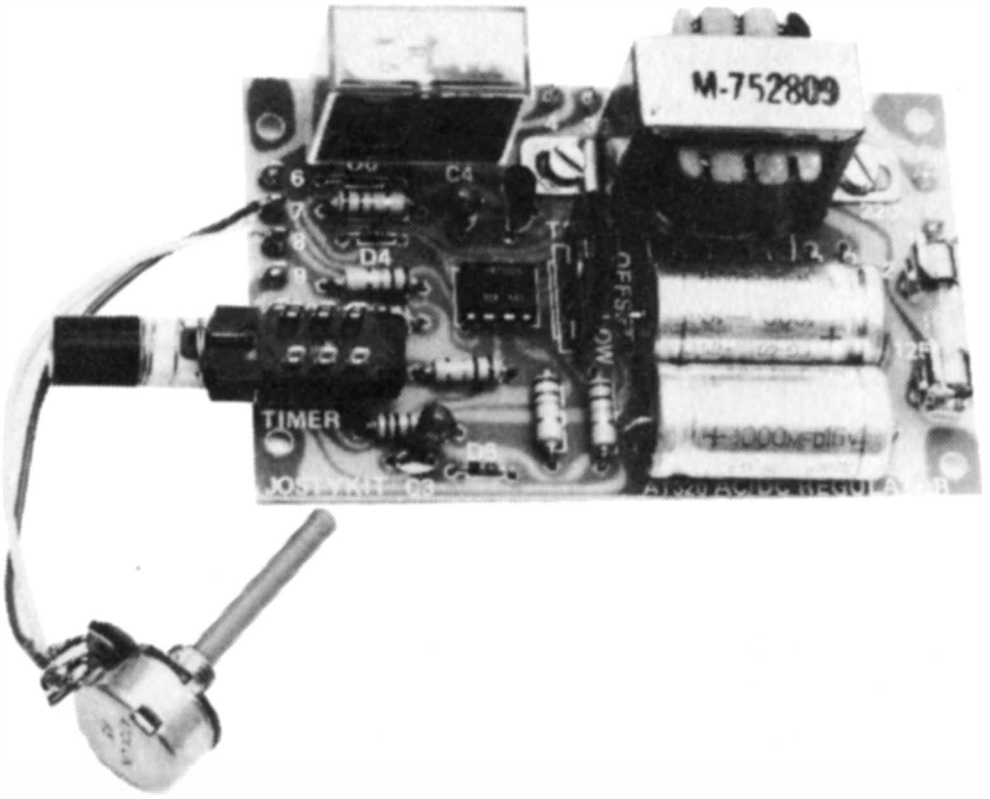
KOMPONENTLISTA

R1	3,9 kohm 1/4 Watt
R2	5,6 kohm 1/4 Watt
R3	39 kohm 1/4 Watt
R4	15 kohm 1/4 Watt
R5	15 kohm 1/4 Watt
R6	15 kohm 1/4 Watt
R7	3,3 kohm 1/4 Watt
R8	3,3 kohm 1/4 Watt
R9	3,3 kohm 1/4 Watt
R10	470 kohm 1/4 Watt
R11	470 kohm 1/4 Watt
R12	470 kohm 1/4 Watt
C1	6,8 nF/125 volt
C2	8,2 nF/125 volt
C3	10 nF/125 volt
C4	68 nF/125 volt
C5	47 nF/125 volt
C6	47 nF/125 volt
C7	47 nF/125 volt
C8	47 nF/125 volt
C9	47 nF/125 volt
C10	47 nF/125 volt
D1	40583
D2	40583
D3	40583
T1	HI43SC
T2	HI43SC
T3	HI43SC





L1=Belastning 1
L2=Belastning 2
L3=Belastning 3

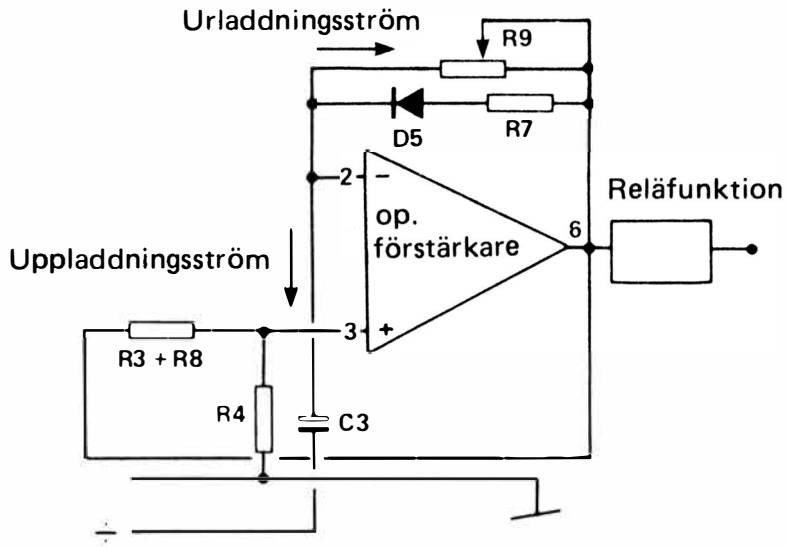


TEKNISKA DATA

Drivspänning	220 V AC
Effektförbrukning	4W
Reläutgång max. effekt	3A/250 V
Timerfrekvens	1 — 30 sek.
Slutningstid	ca. 1 sek.
AC känslighet justerbar	5 mV — 500 mV
DC känslighet justerbar	0,5 mV — 500 mV
Ingångsimpedans	27 kohm

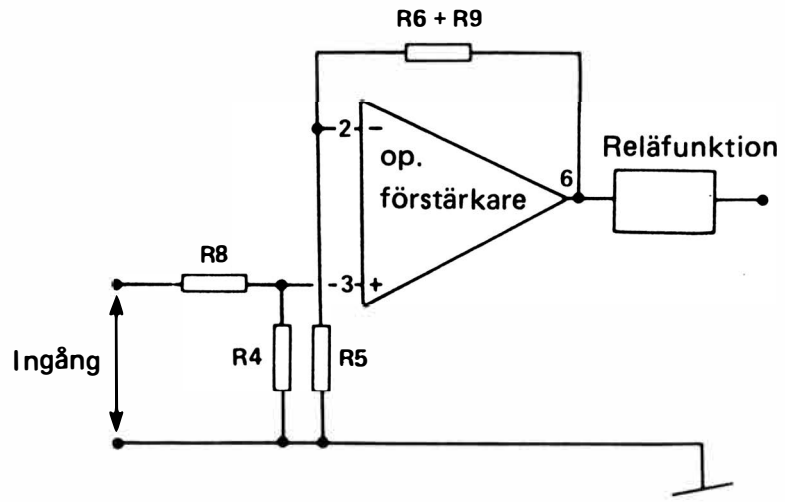
TEORETISK FUNKTION

Som visat på ritningen, är AT 320 uppbyggd kring en integrerad krets — en operationsförstärkare. Vidare finns nätdel, relä och andra yttre komponenter.
Med en tryckomkopplare kan man välja mellan timer och förstärkare. Potentiometern (R9), används som känslighetskontroll och anslutes mellan lödöronen 7 och 8.
Med omkopplaren i läge timer, fungerar AT 320 enligt ritningen. Kondensatorn laddas genom dioden D5 och motståndet R7. Det förloppet tar ca. 1 sekund. När utgångs-



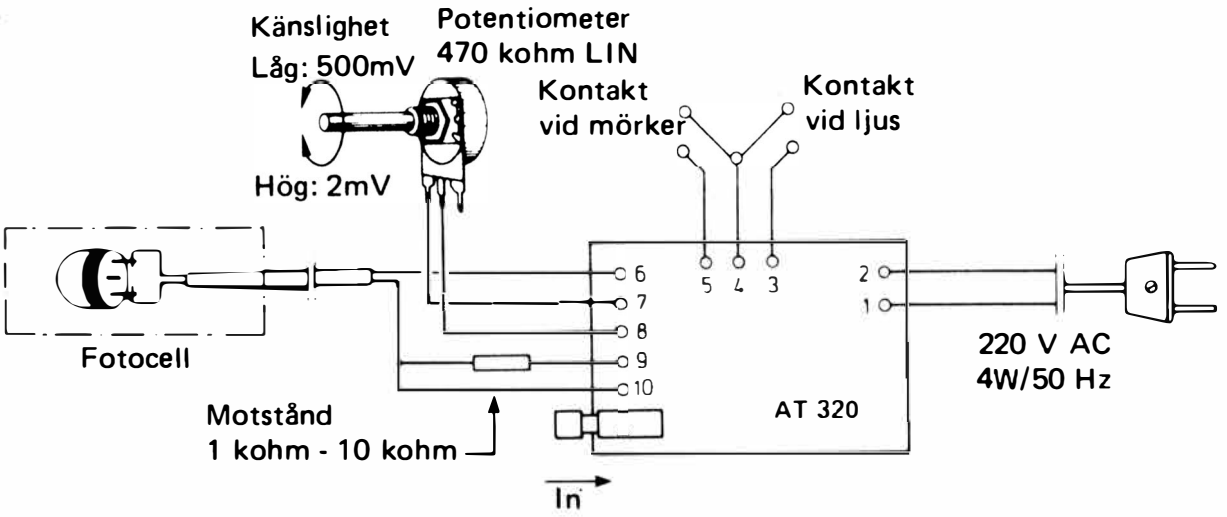
spänningen på operationsförstärkaren är så hög att spänningsdelaren med motstånden R3, R8 och R4 ger en tröskelspänning, kommer uppladdningen avstanna och en urladdning genom potentiometern R9 påbörjas. Kondensatorn C3 kan inte urladdas genom D5 och R7 på grund av diodens polarisering. Då potentiometern är mycket stor i förhållande till R7, varar urladdningen längre än 1 sekund. Med R9 kan urladdningstiden justeras mellan 1 — 30 sekunder. Om D5 borttages, kommer kondensatorn att uppladdas och urladdas lika fort genom potentiometern R9. R7 motståndet bestämmer impulslängden och potentiometern R9 pauslängden. När kondensatorn är urladdad ner till en bestämd spänning, bestämd av spänningsdelaren med motstånden R3, R8 och R4, kommer operationsförstärkaren att starta en ny uppladdning genom D5 och R7.
Kondensatorn C3 kan varieras i ett stort område, beroende på den urladdningstid eller rättare sagt, paustid man vill ha. Mellan 1 nF till 1000 uF. Används relä på utgången, skall inte C3 väljas under 1 uF med tanke på reläets egen tröghet.

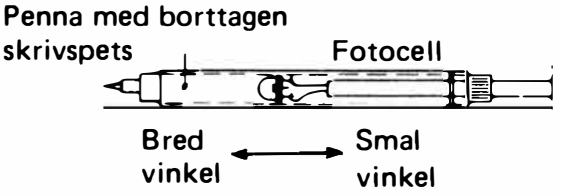
Med omkopplaren i läge »förstärkare», kommer AT 320 att fungera som ritningen här ovan visar.
På ingången kan en likspänning eller en växelspänning anslutas. En likspänning på ingången kommer att förstärkas till utgången, med spänningsförstärkningen bestämd av återkopplingsmotstånden R6, R9 och R5.
Förstärkningen är lika med spänningsförhållandet mellan motstånden R6 plus R9, dividerat med R5.
R5 är 1000 ohm. Om R9 är inställt på 90 kohm och R6 är 10 kohm, kommer förhållandet att vara: 90.000 plus 10.000 = 100.000, dividerat med 1000. Resultatet är 100, — det vill säga att förstärkningen är 100 gånger.



En insignal på 10 mV(millivolt) kan på så sätt förstärkas till 1000 mV eller 1 V. Detta räcker ju mer än väl till att öppna reläets drivtransistor.
Trimpotentiometern R2 reglerar operationsförstärkarens offsetspänning. Denna offsetreglering kompenserar de fel, som operationsförstärkaren eventuellt har. Med kortsluten ingång och maximal förstärkning inställs R2, så att reläet precis INTE drar. Detta görs vid normal användningstemperatur. Förstärkaren kan då individuellt justeras till maximal känslighet.
Om R9 kopplas bort, kommer förstärkningen att vara den största möjliga från själva operationsförstärkaren. Själva »råförstärkningen» från en operationsförstärkare av denna typ är ca. 100.000 gånger, vid likspänning.
En ingångsspänning på 0,1 mV ger en teoretisk utspänning på 10 volt. Med en god offsetjustering, kan man i praktiken komma ner till under 0,5 mV och fortfarande ha en säker reläfunktion.

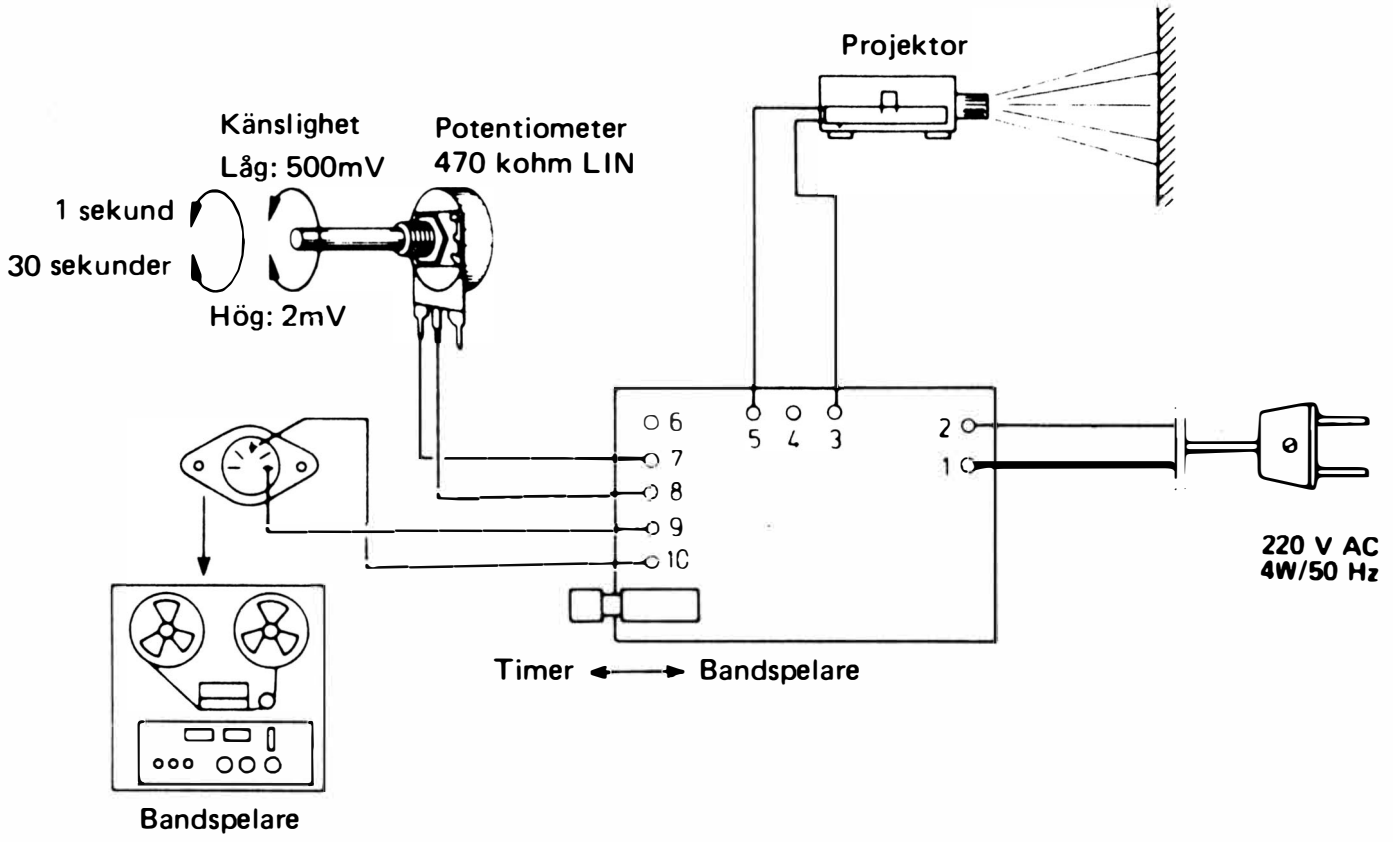
Om ingången matas med en växelspänning, kommer även denna förstärkas enligt en av R9 bestämd faktor. Dioden D4 i operationsförstärkarens utgång tillåter endast positiva signaler att passera till reläets drivtransistor. Därvid blir AT 320 lika användbar vid växelspänningssignaler. Operationsförstärkarens egen förstärkningsfaktor kommer dock att falla med en faktor 10, för varje 10 dubbling av ingångsfrekvensen.
Råförstärkningen vid 1000 Hz är således endast 1000 gånger i förhållande till 100.000 gånger vid 10 Hz. Ansluts AT 320 direkt till ett tonhuvud eller liknande, kommer det inte att räcka med en styrfrekvens på 1000 Hz. Ansluts AT 320 därimot till bandspelarens linjeutgång (250mV), är det inga problem med frekvenser kring 1000 Hz.





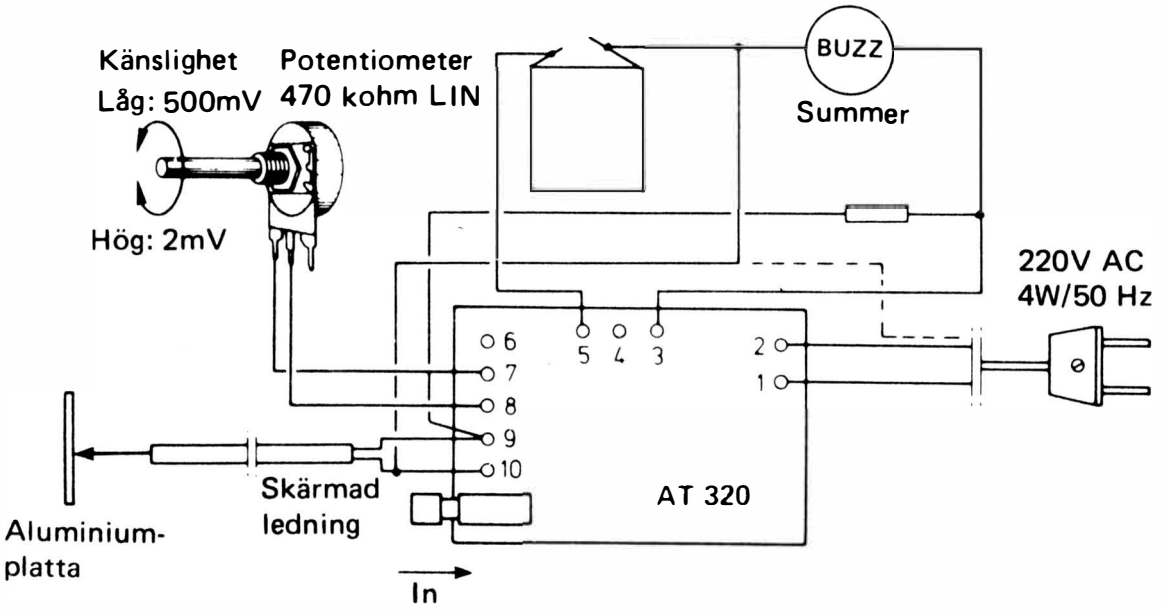
KOPPLINGSEXEMPEL 1

Fotocellstyrning av AT 320.
På ritningen till exemplet visas själva uppställningen. Med tanke på att känsligheten blir mycket hög eller rättare sagt, att det behövs en mycket liten ljusvariation för att reläet skall dra, är det en fördel att montera själva fotodarlingtontransistorn i ett litet rör. T.ex. ett hölje till en kulspetspenna. Bilden visar även monteringen av fototransistorn i ett sådant hölje. Glöm ej att tilledningarna till fototransistorn skall vara skärmade.
Med potentiometern kan känsligheten justeras, beroende på vilken ljuskälla som används.
Reläutgången kan sedan anslutas till en dörrklocka eller GONG — GONG.
En annan variant av detta exempel är att använda AT 320 som ljusmeter. Till det behövs ett litet instrument på ett par hundra uA. (G310). Mätinstrumentet förbinds genom ett motstånd på 68 kohm till anslutningsstiften 7 och 9. Skulle visaren göra utslag åt fel håll, skiftas kablarna till 7 och 9.



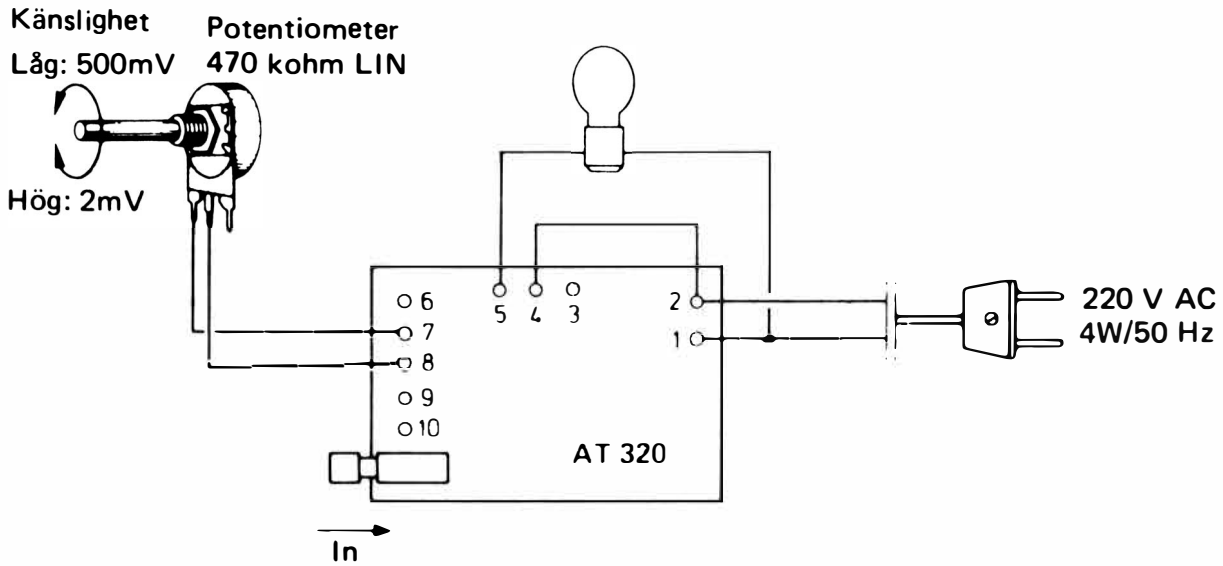
KOPPLINGSEXEMPEL 2

AT 320 för styrning av projektorer.
AT 320 kan med stor fördel användas till styrning av projektorer. På ritningen ses hur man kan välja mellan styrning från bandspelare eller direktstyrning av AT 320's egen timer. Timerns impulstid passar de flesta projektorer. Impulslängden är ca. 1 sekund. Paustiden inställs med potentiometern mellan 1 och 30 sekunder. Önskas samma impulstid och paustid, frånkopplas dioden D5. Genom att ändra på R7, kan även impulstiden varieras. En fördubbling av motståndsvärdet ger en fördubbling av impulstiden. Med omkopplaren i läge timer, används potentiometern till att justera paustiden och i läge förstärkare, justeras känsligheten. När AT 320 skall kopplas till en bandspelare, använder man den ena kanalen till ljudet och den andra till tonerna som sköter AT 320. Man kan INTE överlagra tonerna på samma kanal som ljudet är inspelat på.



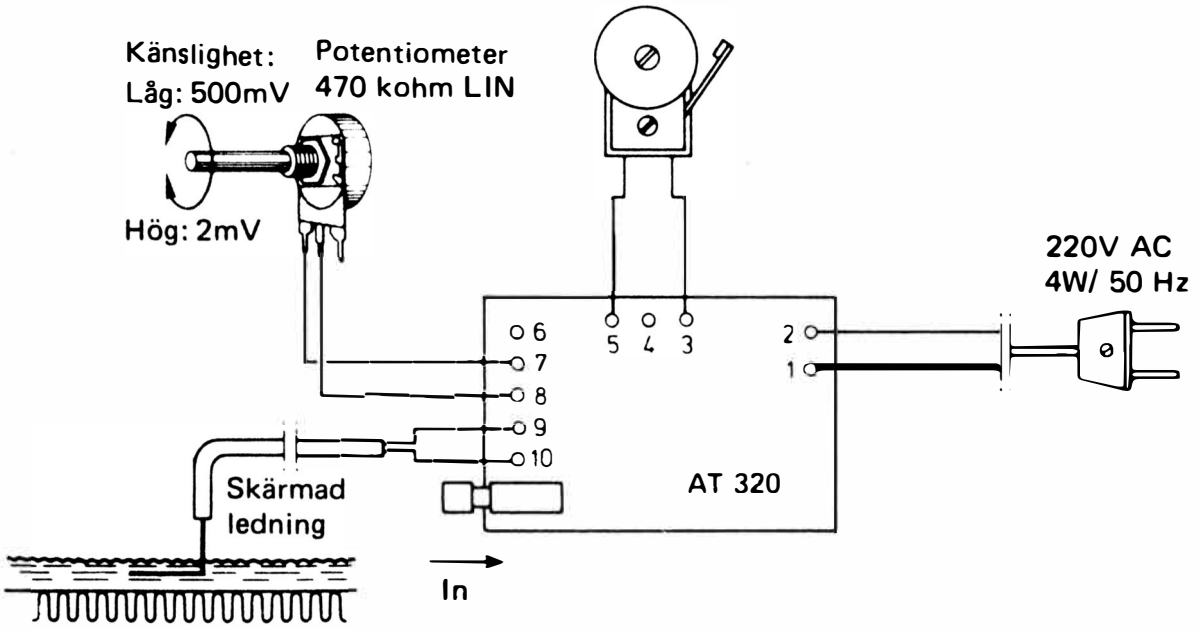
KOPPLINGSEXEMPEL 3

AT 320 som beröringskontakt.
Detta exempel visar AT 320 som beröringskontakt eller närdetektor. Känsligheten kan beroende på yttre förhållande justeras för tillslag av rörelser ca. 10 cm från sensorplattan. Sensorplattan, kan vara en bit staniolpapper på 25 x 25 cm, lagd under en matta eller ett trägolv. Vid beröringskontakt, kan sensorplattan vara en bit plåt eller mässingsbit på 2 cm^2. När känselområdet passeras eller berörs, kommer brumnivån att stiga. Människans stora innehåll av vatten drar åt sig omgivningens brumfält. Om man t.ex. trampar över sensorplattan, stiger brumfältet så mycket, att AT 320 »känner» och reläet drar. Den anslutna alarmgivaren startar då ljuda. Summern eller alarmgivaren slutar inte att ljuda förrän strömmen bryts. Detta på grund av att motståndet på 1 mohm återför växelspänningen, som uppstår när t.ex.summern ljuder, till den känsliga ingången.
På detta sätt slipper man att alarmgivaren (summern) endast ljuder när någon passerar eller berör sensorplattan.
I detta exempel skall omkopplaren timer/förstärkare vara intryckt. Kom ihåg att ledningen mellan sensorplattan och AT 320 skall vara skärmad. Skärmen skall dock inte anslutas vid sensorplattan.



KOPPLINGSEXEMPEL 4

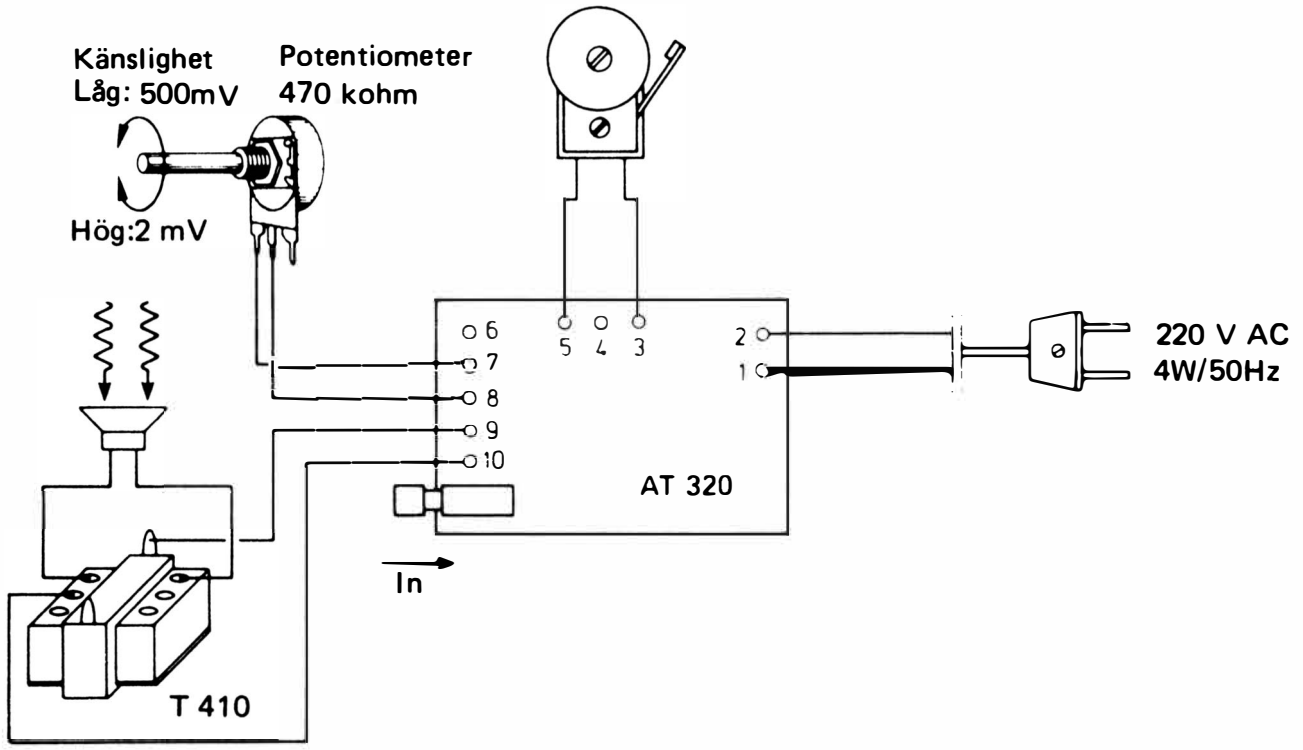
AT 320 som blinker.
Reläet på utgången till AT 320 tål höga belastningseffekter. Den totala effekten är 650 watt. T.ex. 26 st. 25 watts lampor kan anslutas på en gång. När AT 320 skall användas som blinker, skall omkopplaren timer/förstärkare vara i läge timer. Om tänd och släcktid skall vara den samma, skall dioden D5 inte användas. Om D5 är inkopplad, kommer t.ex. en lampa att tändas ett kort ögonblick för att sedan vara släckt i en längre tid. Den »släckta» tiden kan inställas med potentiometern. Om blinkhastigheten är för långsam, minskas värdet på kondensatorn C3. I orginal är blinktiden ca. 1 sekund. Om C3 ändras från 22 uF till 4,7 uF, kommer blinkhastigheten att ökas till ca. 4 per sekund — eller 10 per sekund med en kondensator på 2,2 uF. Om blinkhastigheten ökas till 10 per sekund, får inte effekten på reläet överstiga 300 W.



KOPPLINGSEXEMPEL 5

AT 320 som vattenalarm.
Om det tränger in vatten i ett sällan använt rum, kan detta upptäckas för sent, när skadan redan har skett. Ja, det finns många orsaker till att vatten kan komma där man inte vill. Med AT 320 kan man bygga ett fint litet vattenalarm. Ritningen till kopplingsexemplet visar, själva uppkopplingen. Sensorn är innerledaren i en skärmad ledning.
Känsligheten ställs till max. känslighet utan att reläet drar. Detta i torrt läge. Prova sedan med att stoppa ner sensorn i ett glas vatten.
Ett annat sätt att göra sensorn, om man vill avkänna ett större område, är att lägga ut två ledningar på golvet. Den ena förbunden till stift 10 och den andra till 9. Ledningarna avisoleras ca. 10 cm. Nu är detta inte en brumsensor,utan en enkel strömgenomgångssensor. När det blir vått mellan de avisolerade ledningarna, flyter en liten ström och reläet på AT 320 drar. Denna ström är mycket låg och alldeles ofarlig. AT 320 kan på detta sätt också användas som nivåavkännare. Monteras ett s.k. vattenalarm i ett fuktigt rum, skall anslutningsstift 9 förbindas till elektrisk JORD. — med tanke på stötfaran.

EN VÅT ELLER FUKTIG AT 320 KAN VARA FARLIG!

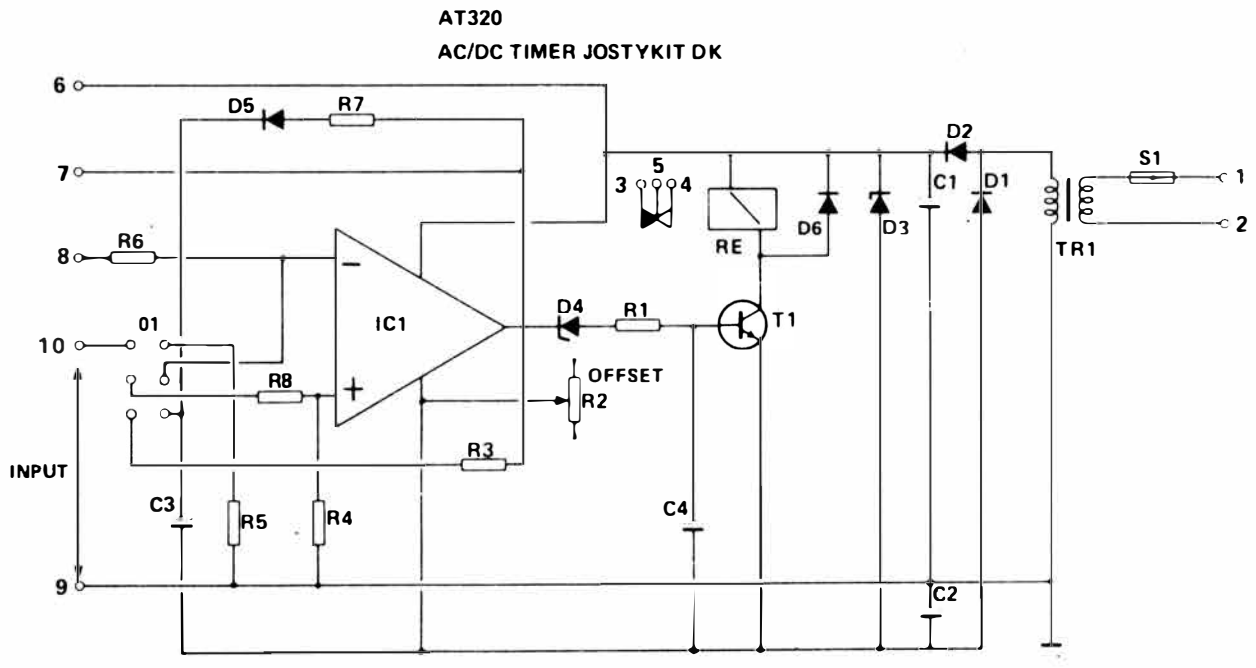


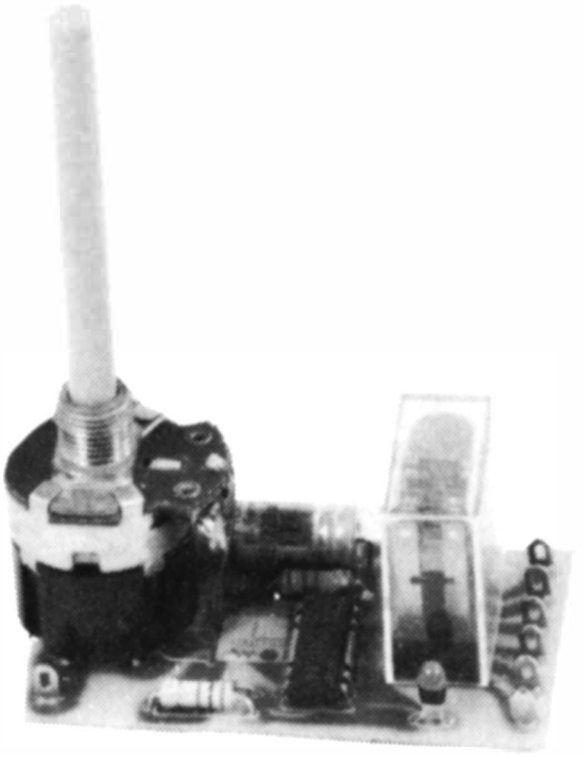
KOPPLINGSEXEMPEL 6

AT 320 som ljudalarm.
Ritningen visar ett ljudalarm med AT 320 och en transformator T410, samt en liten högtalare.
Om man till AT 320 i detta tillfälle har en tillräckligt stark ljudgivare, kommer ljudet från den att gå tillbaka till högtalaren. Det vill säga, att vid första ljudet, startar ljudgivaren. Detta ljud sätter högtalaren i svängning och på så sätt slutar ljudet inte förrän strömmen bryts. I detta exempel skall omkopplaren timer/förstärkare vara intryckt.

KOMPONENTLISTA

R1	12 kOhm	D1	1N4148
R2	2,2 kOhm	D2	1N4148
R3	6,8 kOhm	D3	ZPD15
R4	56 kOhm	D4	ZPD9,1
R5	1 kOhm	D5	1N4148
R6	10 kOhm	D6	1N4148
R7	15 kOhm		
R8	10 kOhm	T1	BC171B el. BC172B
R9	1 MOhm		
		IC1	MIC741
C1	1000 uF/16V		
C2	1000 uF/16 V	TR1	T400-220 V/9 V
C3	22 uF/10 V		
C4	47 uF/6,3 V	RE	S502-12 V/50 mA

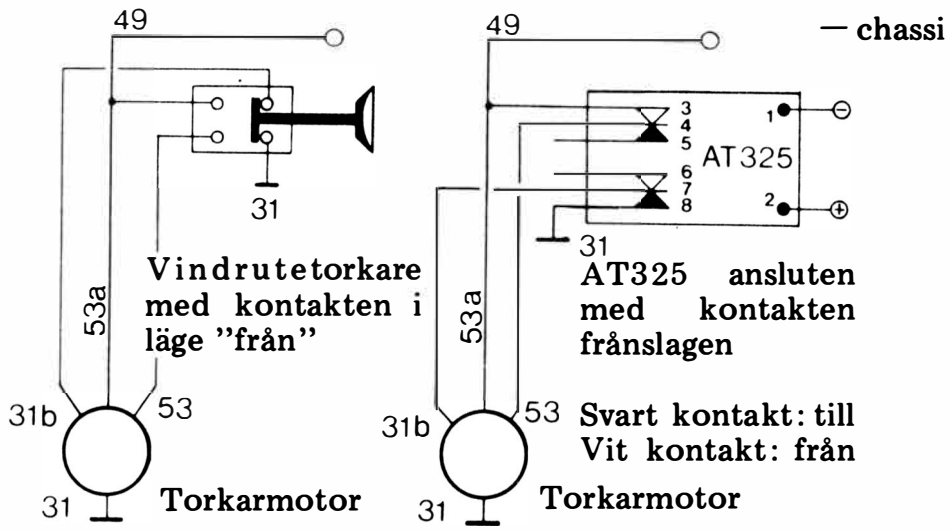




TEKNISKA DATA

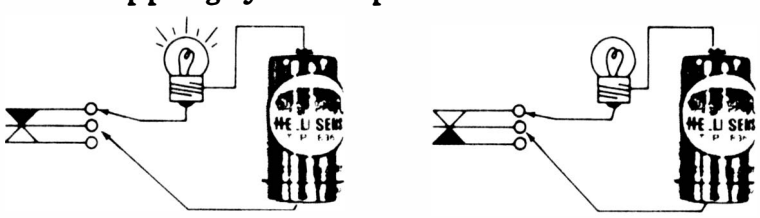
Drivspänning	12 V DC
Strömförbrukning	100 mA
Pausintervall	1 — 25 sekunder
Kontaktbelastning	3 A

AT 325 är en torkarrobot med relä, vilket kan styra torkarmotorer i alla bilar.
Drivenheten är en integrerad krets som innehåller en komplett timer. Kretsens effektutgång kan direkt driva ett relä med 100 mA strömförbrukning.
Då AT 325 har ett kontinuerligt tillslag kan man använda den till styrning av diaprojektorer.

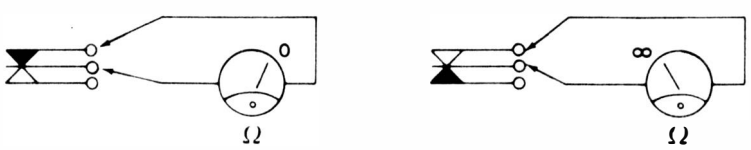


Av kopplingsexemplen ovan kan du se, hur AT325-reläets kontakter kan ersätta de båda normala torkarkontakterna — den ena sluter strömmen vid intryckning, medan den andra sluter direkt över torkarmotorn vid avbrott (elektrisk broms).

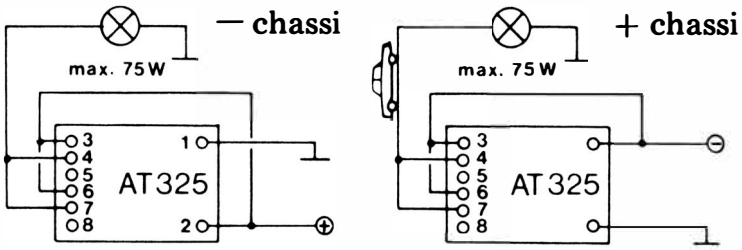
Vid inkoppling lyser lampan: svart kontakt.



Eftersom torkarkontakter ofta har en rätt komplicerad konstruktion, kan det vara nödvändigt att "ohma" eller lysa sig fram till insikt om, när kontakterna sluter strömmen och när de är inbördes frånslagna. Detta kan man göra som ovan med lampa eller med en så kallad ohm-meter.

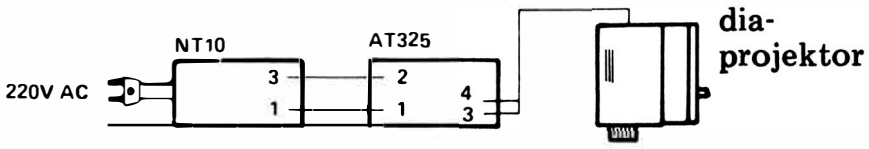


När ohm-metern gör utslag, är strömkretsen sluten (svart kontakt), när den inte ger utslag är strömkretsen bruten.

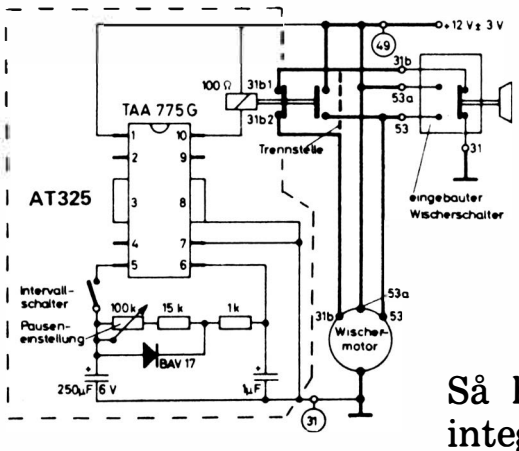


Du kan således koppla AT325 till bil med plus eller minus på chassi som varningsblinker. Värdet på R1 ska i detta exempel vara 1 kohm i stället för 5,6 kohm.

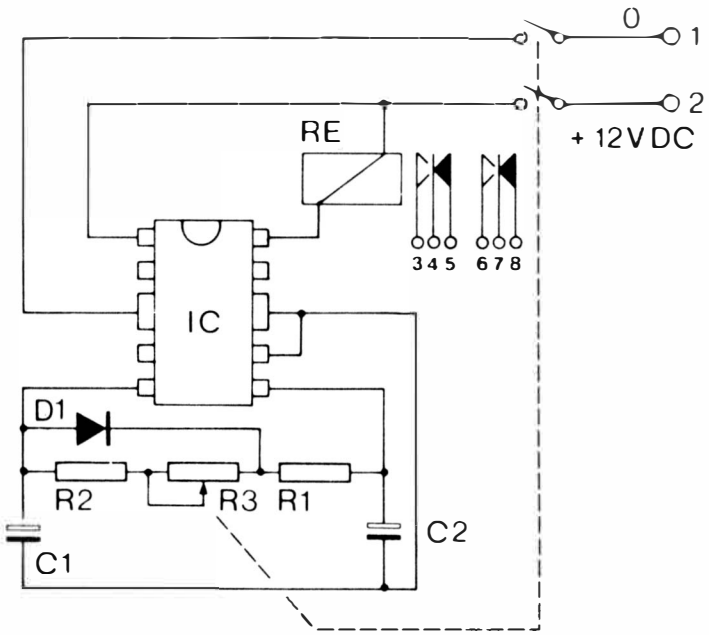
Av kopplingsexemplen ovan kan du se, hur AT325-reläets kontakter kan ersätta de båda normala torkarkontakterna —



AT325 kan också användas för styrning av automatiska dia-projektorer av t.ex. Paximat-typ. Projektorer som fungerar som dessa brukar gå baklänges med 5,6 kohm och framlänges med 1 kohm på R1. Det är impulslängden som är avgörande.



Så här tänker sig tyska ITT att den integrerade kretsen (TAA775) ska kopplas in i tyska bilar. Lagen tillåter bara användning av tickande relä.



KOMPONENTLISTA

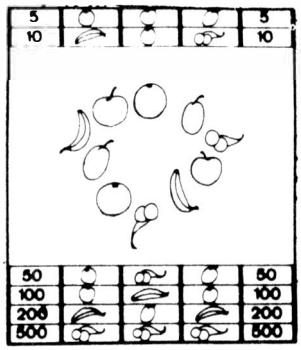
R1	5,6 k Ohm
R2	5,6 k Ohm
R3	100 k Ohm
C1	220uF/16V
C2	1uF/35V
D1	1N4148
IC1	TAA775
RE	12V-50mA

TEKNISKA DATA

Drivspänning	4,5 — 5,5 V DC
Strömförbrukning	50 mA
Oscillatorfrekvens	7 kHz
Stoppfrekvens	15 — 5 Hz

AT 347 är uppbyggd med 2 st. integrerade kretsar, en dekadräknare (10) och en dekoder, som omsätter räknarens ABCD — information till 10 tal system.
Styroscillatorn är uppbyggd med en unijunctiontransistor, som arbetar med en frekvens på 7 — 10 kHz. Detta, när omkopplaren 02 är intryckt (on). Alla lysdioderna lyser då svagt, samt kondensatorn C3 laddas upp.

När 01 omkopplaren PLAY släpps, kommer oscillatorn att svänga långsammare och långsammare på C3's uppladdning. När C3 till slut urladdas helt, stannar oscillatorn och endast en lysdiod är tänd. Då räknaren följer oscillatorn, kommer man i praktiken, när man släpper PLAY-knappen, se lysdiodcirkeln rotera snabbt. Avta i hastighet och slutligen stanna. Först efter det att man trycker på PLAY-knappen igen, kommer oscillatorn att starta (7kHz) och »korten kommer att blandas», tills man släpper knappen.



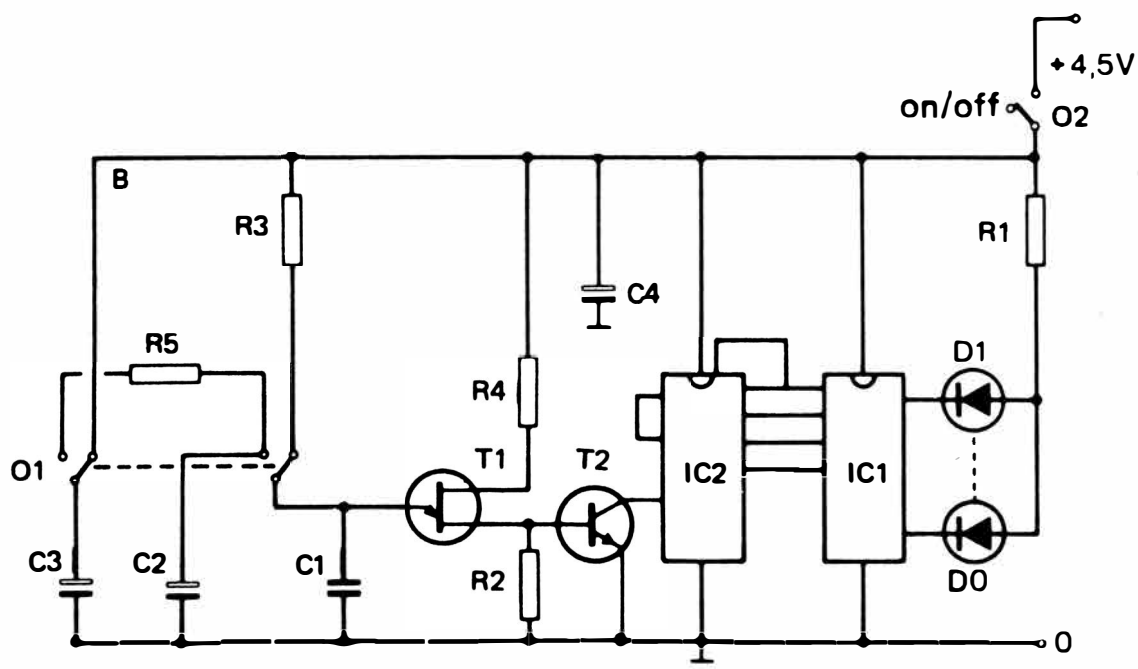
ELEKTRONISK » ENARMAD »

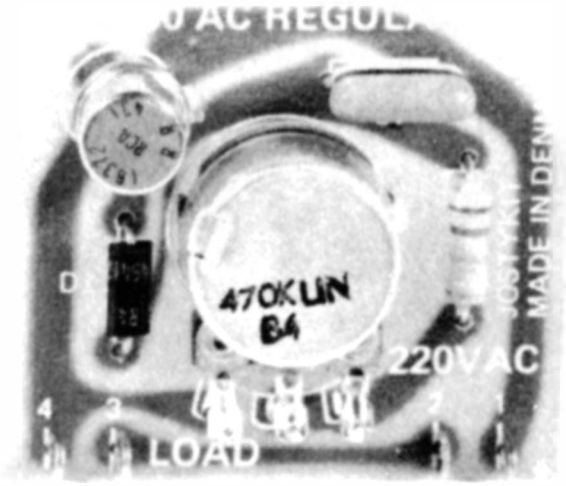
I detta, som i alla andra spel, startas AT 347 upp med att man trycker på on/off-knappen. Efter start med PLAY - knappen, blinkar lysdioderna saktare tills de stannar. Vid varje spel, spelar man på en bestämd figur, körsbär, banan, apelsin eller en blomma.
För varje tredje spel erläggs en insats. Får man den riktiga kombinationen, utbetalas insatsen gånger det antal som motsvarar vinstschemat.

TIPSEXTRA

AT 347 kan användas som elektroniskt tipssystem. Man kan uppnå en statistisk korrekt fördelning av 1, X eller 2. Som du säkert vet, menas 1 = hemmavinst, X = oavgjort och 2 = bortavinst. Vid statistiska beräkningar har man kommit fram till att de tre tecknen 1, X och 2 fördelar sig enligt förhållandet 5 till 2 till 3. AT 347 har tio lysdioder och fotbollspelet är fördelar i det rätta förhållandet 5—2—3. Vi hoppas att du skall få »nytta» och nöje av fotbollspelet.

R1	330 Ohm
R2	150 Ohm
R3	47 Ohm
R4	470 kOhm
R5	68 kOhm
D0-D9	CQY 26
C1	0,1 uF/35 V
C2	0,47 uF/35 V
C3	47 uF/6,3 V
C4	47 uF/6,3 V
01	
02	
IC1	7442 el. 7445
IC2	7490
T1	2N4870 el. 2N4871
T2	BC172 el. BC173





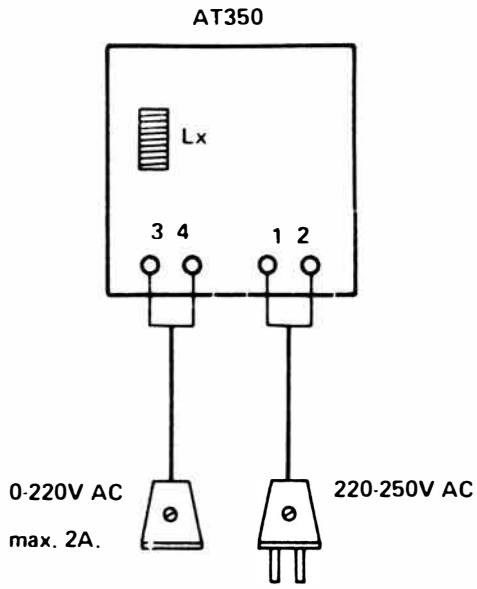
TEKNISKA DATA

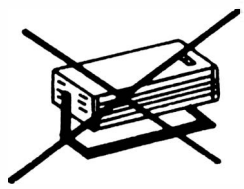
Drivspänning	220 – 250 V AC
Ström	1 A max.
Effektförbrukning	200 W

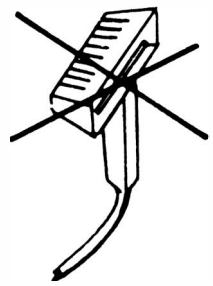
AT 350 är en enkel växelströmsregulator, passande till vanliga bordslampor, små motorer eller andra småeffekt apparater.
Tillsammans med en borrmaskin, kan AT 350 belastas med upp till max. 300 watt. Detta under förutsättning att man använder sig av en avstörningsdrossel L_x (S986).
Använd ej AT 350 till värmeplattor, ugnar eller jodlampor.

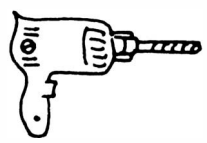
TEORETISK FUNKTION

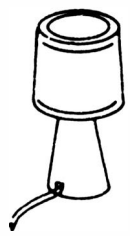
AT 350 använder sig av en växelströmsreglerande TRIAC. Samt en triggerdiod DIAC. Som visat på ritningen, öppnar triac'en för strömmar i en större eller mindre del av växelspänningens period.
Skyddsmotståndet och potentiometern laddar upp kondensatorn. När kondensatorn når tändspänning, leder DIACEN till TRIACEN som öppnar strömgenomgången. Kurvan visar hur DIACEN efter en viss tid »tänder» TRIACEN. Den »rena» växelspänningen blir alltså upphackad i småbitar. Ju mindre bitar, desto mindre ljus eller långsammare varvtal på motorn.

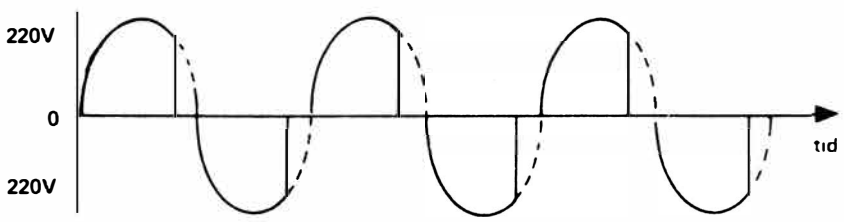


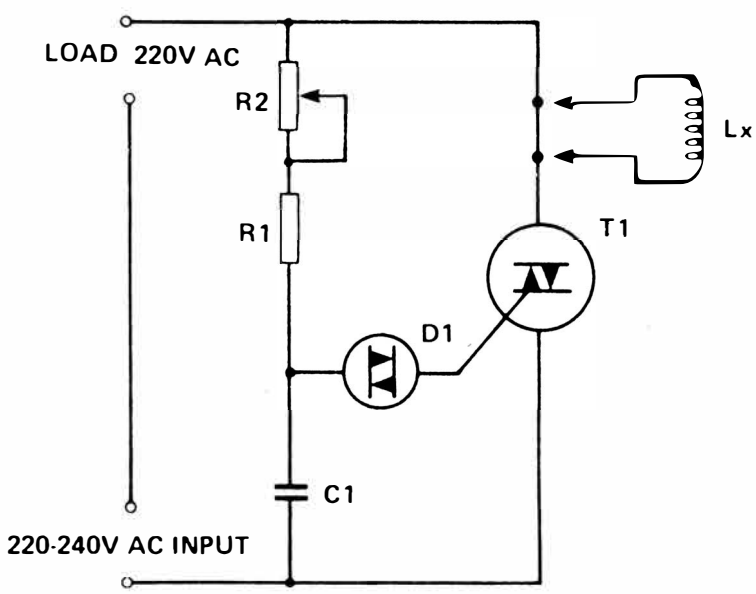






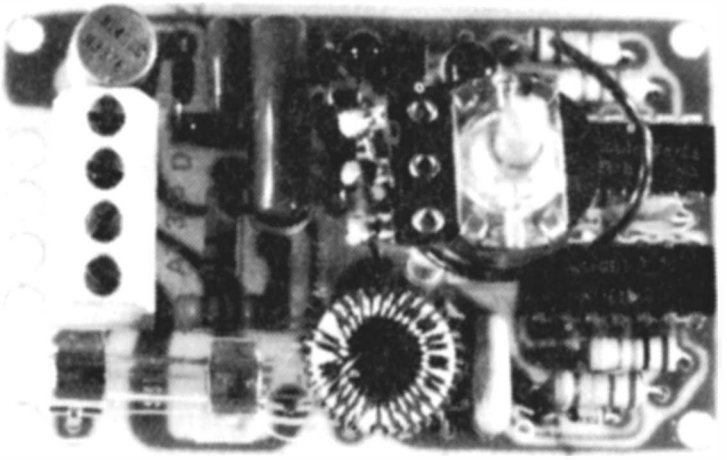






KOMPONENTLISTA

R1	12 kOhm
R2	470 kOhm
C1	100 nF
D1	40583
T1	HI43SC



TEKNISKA DATA

Drivspänning	220 — 240 V AC
Effektförbrukning max.	250 W
Ström	2 A

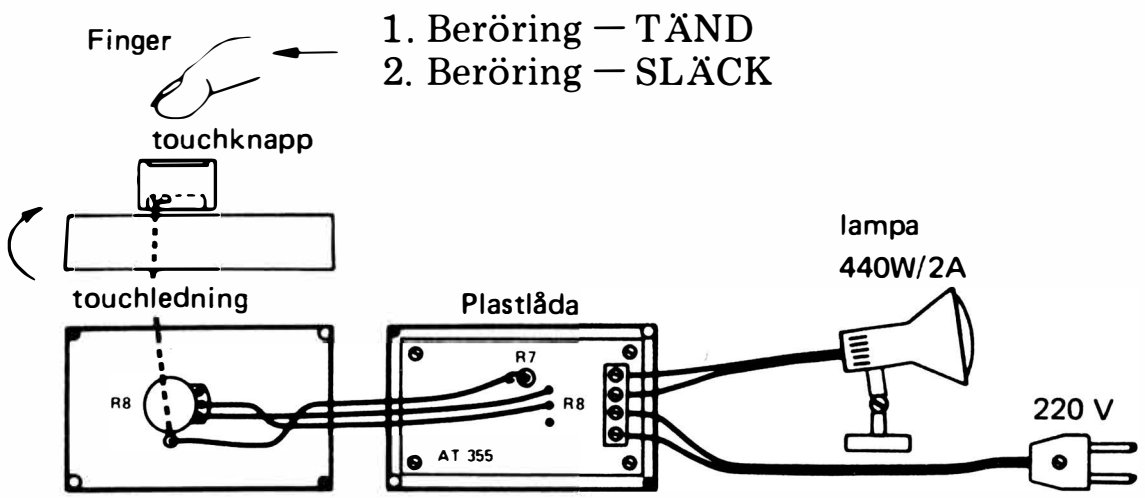
TEORETISK FUNKTION

AT 355 är uppbyggd med 4 st. C-MOS inverterare, en flip-flop och ett styrsteg för en TRIAC.

När TOUCH-knappen berörs, kommer det brumfält som då uppstår att utstyra ingångssteget. Detta steg består av två seriekopplade C MOS grindar. Förstärkningen i dessa grindar är över 100 gånger. Ingångsimpedansen bestäms av avkopplingsmotståndet R4 och den inre resistansen i zenerdioden D6. Då konstruktionen är direktkopplad till nätet, måste seperationen till beröringskontakten vara så stor, att den inte ger obehag. Serie-ingångsmotståndet är därför 4,7 Mohm (4700.000 ohm). Detta är 5 gånger större än nödvändigt.

Den höga ingångsresistansen och den stora förstärkningen försäkrar att alla brumsignaler skall överföras.
Det förstärkta brumfältet likriktas i dioden D7 och glättas av kondensatorn C3. När touch-knappen berörs, kommer spänningen över C3 att stiga och den efterföljande SCHMITT-TRIGGERN kommer att släppa fram en viss förinställd spänning. Denna spänning bestäms av motstånden R9 och R10. Varje gång schmitt-triggern släpper fram en spänning, kommer den efterföljande flip-flop-kretsen att slå om. Det betyder att flip-flop-kretsens utgång kommer att skifta för varje beröring på touch-knappen.

Flip-flop'ens utgångar styr var sin transistor. När TRIACEN skall vara »tänd», är båda transistorerna öppna och när den är släckt, kortsluter transistorerna den positiva och negativa styrspänningen. Transistorn T2 kortsluter de positiva styrspänningarna när flip-flop'ens Q-utgång är »HÖG»(1) och ger basström. Transistorn T3 fungerar omvänt, då de negativa styrspänningsimpulserna av sig själv, genom motståndet R6, ger basspänning, så att transistorn leder och därför kortsluter.Flip-flop'ens Q1 utgång är alltid motsatt potential av Q utgången. Om Q är »HÖG» (10 V), så är Q1, »LÅG»(0V). När Q1-utgången är »LÅG», kommer T3's förkopplingsmotstånd att vara tillräckligt litet för att leverera basström och T3 kommer att kortsluta de negativa styrspänningar.
När flip-flop'en skiftar, kommer T2 inte längre att leda, därför att Q-utgången är »LÅG». T2 leder inte och TRIACEN får positiva styrimpulser. De negativa styrimpulserna frigörs också, då Q1-utgången är »HÖG» och R11 motverkar den basström, som kommer från R6. De två transistorerna öppnar och stänger för VÄXELSPÄNNINGEN som styr DIACEN och TRIACEN.

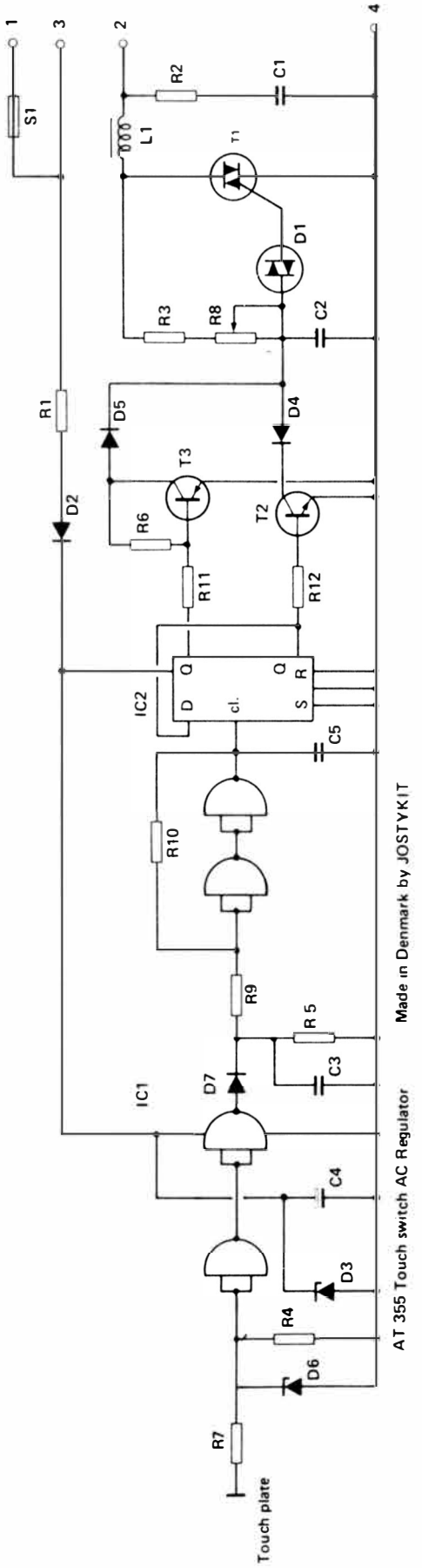


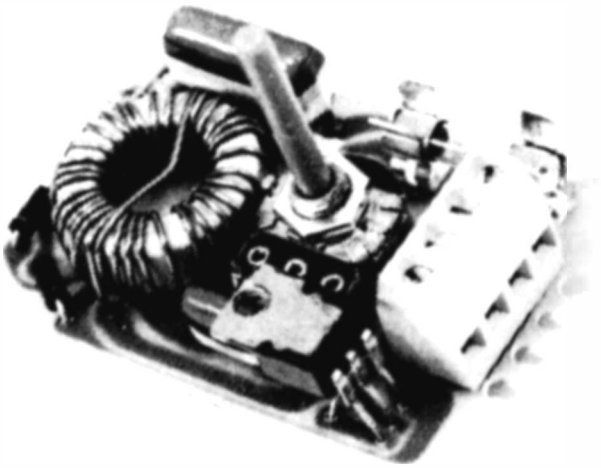
ANSLUTNING

AT 355 anslutes som visat på ritningen. Motståndet R7 skall endast förbindas med ena tilledningen till kortet. Berör TOUCH-knappen så att den anslutna lampan tänds. Ställ in ljusstyrkan, fortfarande med handen på TOUCH-knappen. När den valda ljusstyrkan är inställd, kan AT 355 tändas och släckas med TOUCH-knappen. AT 355 är INTE avsedd för motorer eller värmeelement utan endast för vanliga lampor.

KOMPONENTLISTA

R1	120 kohm
R2	27 ohm
R3	56 kohm
R4	1 Mohm
R5	1 Mohm
R6	470 kohm
R7	4,7 Mohm
R8	470 kohm 4mm LIN
R9	100 kohm
R10	1 Mohm
R11	47 kohm
R12	100 kohm
C1	100 nF/630 V
C2	100 nF/250 V
C3	47 nF/250 V
C4	10 uF/ 25 V
C5	1,5 nF/125 V
D1	40583
D2	1N4005
D3	ZPD 10
D4	1N4148
D4	1N4148
D5	1N4148
D6	ZPD 10
D7	1N4148
T1	HI43SC
T2	BC 174 B
T3	MEO 412
IC1	MOS 4011
IC2	MOS 4013





TEKNISKA DATA

Drivspänning	220 —240 V AC
Regleringsspänning	0 — 220 V AC
Max. reglerström	10 A
Rekommenderad belastning	6 A
Max. effektförbrukning	1200 W

TEORETISK BESKRIVNING

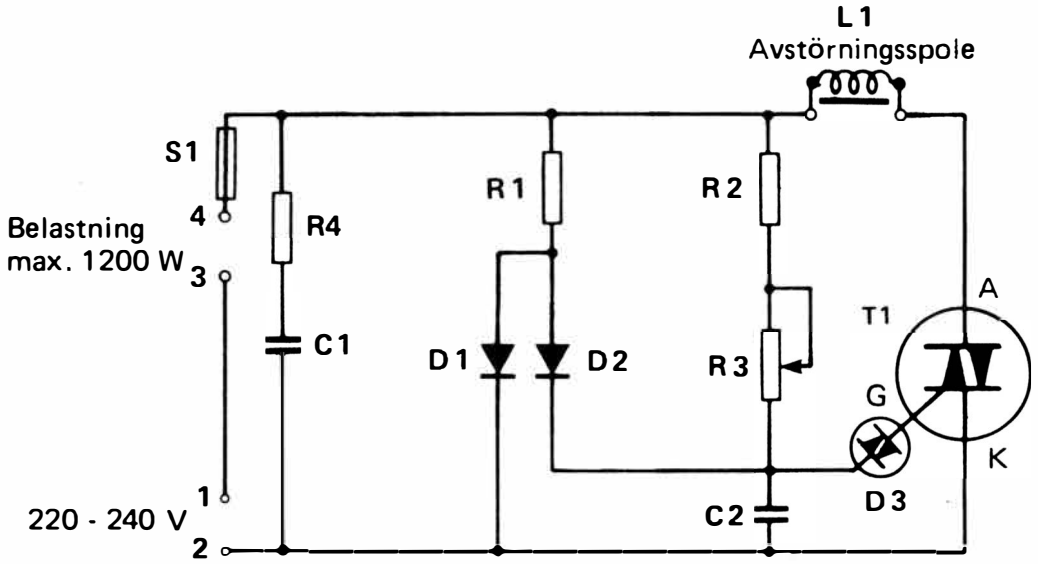
AT 356 skiljer sig från flertalet växelströmsregulatorer. AT 356 har nämligen inbyggd avstörningsdrossel och styrning med 0 - hysterense. Det vill säga att regleringen är mycket jämn.

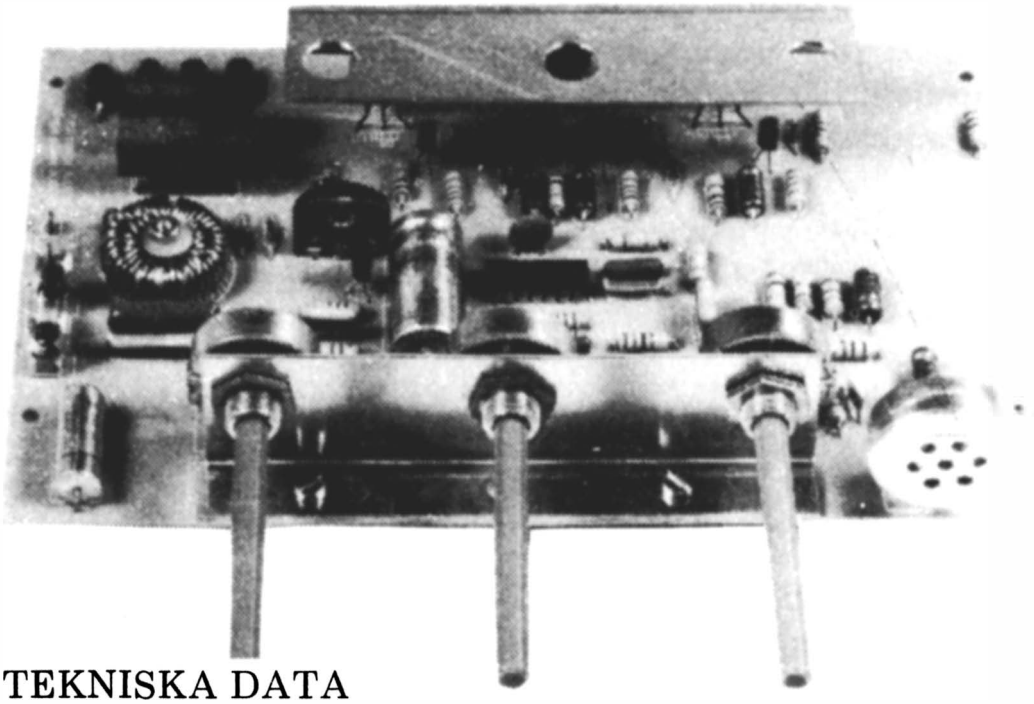
AT 356 tål också belastningar med samma påstämplade effekt som den rekommenderade belastningen — 6 A. Tål bara säkringen (6A) belastningen, så skall också AT 356 tåla den.
AT 356 är försedd med en 4 - kvadrant triggbar TRIAC på 8 ampere. Triggningen av TRIACEN sker med en DIAC. DIACEN kommer vid en bestämd spänning »slå genom» och leverera en triggimpuls till TRIACEN. Varje gång nätspänningen når en på potentiometern inställt värde, tänder DIACEN. Tändpunkten, om vi kallar den så, varierar beroende på hur snabbt kondensatorn C2 uppladdas.

TRIACEN är tänd ända tills växelspänningen skiftar polaritet. Detta sker 100 gånger i sekunden.
Dioderna D1 och D2, samt motståndet R1, levererar hela tiden tändspänning till DIACEN. Strömmen är dock för låg, för att DIACEN skall tända, men tillräckligt hög, att hysterensen skall undgås. Med en vanlig växelströmsregulator, utan hysterensekompensation, skall man vrida över »släckpunkten» innan lampan tänds. Det vill säga att lampan tänds med en liten »smäll». Med 0 - hysterensereglering, fås en lika fin reglering vid svag belysning som vid stark. Om man på AT 356 inte kan vrida ner belysningen helt, skall motståndet R1 utbytas mot ett på 180 kohm.

KOMPONENTLISTA

R1	150 kohm		
R2	15 kohm		
R3	470 kohm pot. LIN	D1	1N4005
R4	4,7 ohm	D2	1N4005
		D3	40583
C1	100 nF/630 V		
C2	100 nF/250 V	T1	IT48 el. TC0840





TEKNISKA DATA

Drivspänning	220 V AC
Belastningseffekt med alla kanaler	1500 W
Belastningseffekt med musik	3 x 1000 W
Belastningseffekt med max. utstyrning	3 x 500 W
Min. ljudtryck	70 - 75 dB

AT 365 får lampor att blinka i takt med musiken. En enkanals ljusorgel får EN LAMPA att blinka, oberoende av tonerna, utan endast på volymen. Men med en tre kanalsljusorgel bringas tre lampor att blinka, en för bastoner, en för mellanregistertoner och en för diskanttoner. Vanligtvis använder man färgade lampor till en ljusorgel. Vi rekommenderar RÖD till BASEN, GUL till MELLANREGISTRET och BLÅ till DISKANTEN.

VARFÖR MIKROFON?

AT 365 är försedd med mikrofon. Det medför att man ej behöver ansluta den elektriskt till någon förstärkare, utan den behöver endast stå i närheten av en högtalare. Detta är en stor fördel för orkestrar, där det är många förstärkare och instrument igång. Dessutom är orkesterförstärkarna oftast på mycket höga effekter.
AT 365 kan istället ställas mitt ibland orkestermedlemmarna och ta upp ljudet via mikrofonen. Med de tre potentiometrarna inställes känsligheten på varje kanal.

TEORETISK FUNKTION

Ljudet upptas av mikrofonen, som omvandlar ljudet till en liten växelström. Strömmen går till en integrerad krets som innehåller fyra operationsförstärkare. En av dessa operationsförstärkare förstärker upp signalen, skickar den genom ett passivt filter som fördelar signalen till tre olika signaler. En för BAS, en för MELLANREGISTER och en för DISKANT. Dessa signaler passerar genom var sin volympotentiometer till tre operationsförstärkare, som ytterligare förstärker signalerna. Efter operationsförstärkarna, likriktas signalerna och styr respektive tyristorer. Dessa i sin tur, reglerar spänningen till lamporna.
Tyristorerna fungerar endast på likspänning, varför 220 V spänningen från nätet likriktas direkt med fyra kraftdioder i en helvågslikriktare. Innan helvågslikriktaren finns en avstörningsdrossel. Drosseln har till uppgift att eliminera strömpulser och störningar från tyristorerna. Dessa kan nämligen störa rätt kraftigt, om man har förstärkare i direkta närheten av ljusorgeln.

Vidare finns en unijunctiontransistor inkopplad i tyristornätet. Den har till uppgift att reglera »tomgångsljuset» på lamporna. Lamporna skall nämligen lysa svagt när de inte blinkar. Skulle de tändas helt och släckas helt varje gång, så blev livslängden ganska kort på lamporna. Trimpotentiometern R7 sköter regleringen av »tomgångsljuset», vilket inställes en gång för alla.

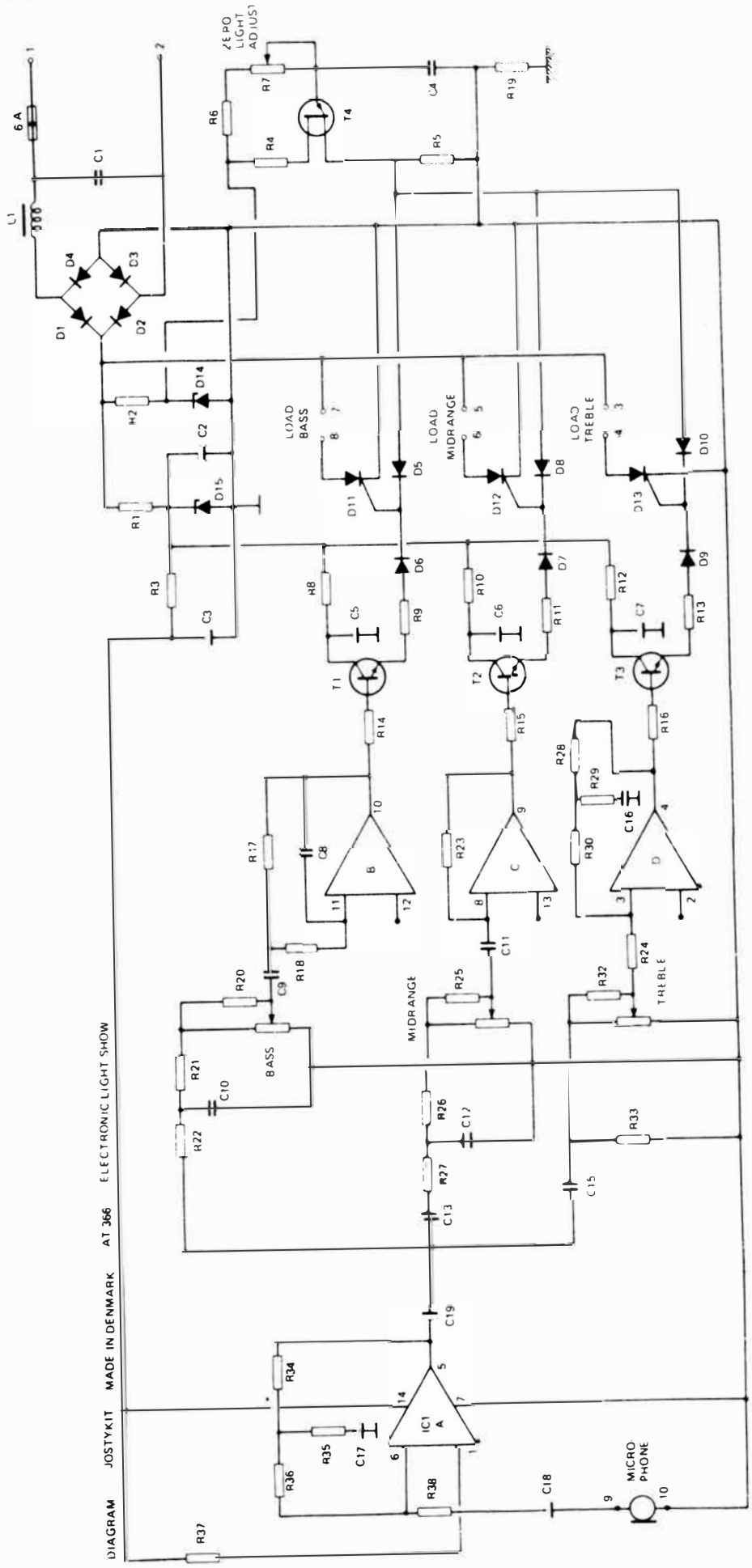
Till AT 365 finns en färdig låda med tryckt text och borrade hål (B 365).

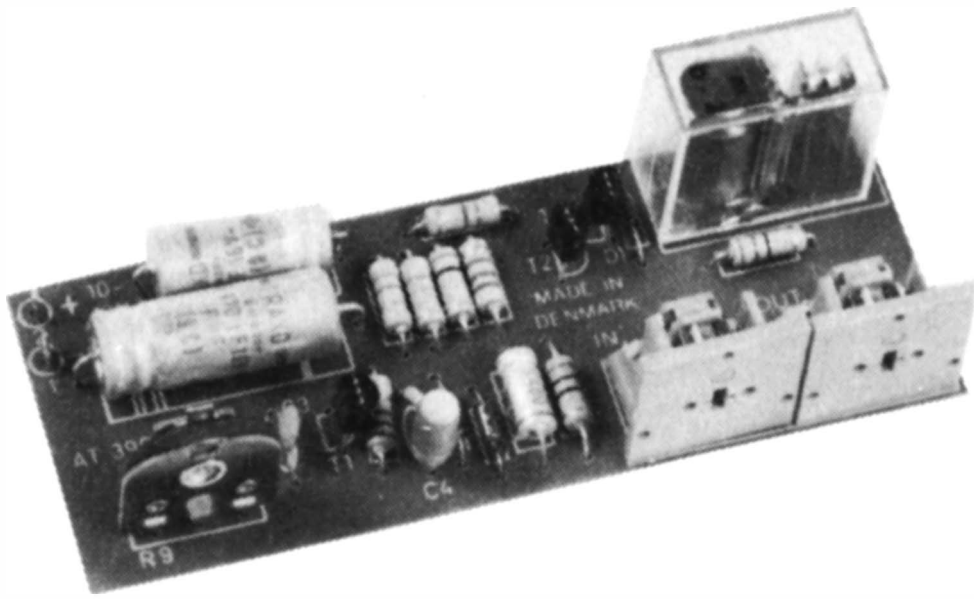
Om man använder AT 365 kontinuerligt, bör inte lampeffekten vara högre än 500 watt per kanal med vanliga lampor. Används SPOTLIGHTLAMPOR (F501 - F504), är det en fördel att inte överstiga 300 watt per kanal. Dessa lampor har en mycket kraftig startström. De kan under korta tidsintervaller dra upptill 10 gånger den påtryckta effekten.
Vidare bör ledningarna till lamporna vara så korta som möjligt, för att eliminera uppkomsten av störningar. 3 m, per lampa, ej längre. Även om AT 365 är avstörd, kan den störa på mellan och långvåg om ledningarna är för långa.

När man bygger in AT 365 i en låda måste den vara av metall. Detta också för att förhindra att AT 365 stör. När AT 365 är inmonterad i en metallåda kommer man att märka, att den »blinkar» bättre när man tar på lådan. Det beror på att brumspänningen i kroppen är så hög, att den påverkar mikrofonen. Motståndet R19 är anslutet till chassit. Brumspänningen från kroppen påverkar ljusorgeln genom detta motstånd.

KOMPONENTLISTA

R1	15 kOhm
R2	15 kOhm
R3	560 Ohm
R4	470 Ohm
R5	470 Ohm
R6	56 kOhm
R7	100 kOhm
R8	5,6 kOhm
R9	470 Ohm
R10	5,6 kOhm
R11	470 Ohm
R12	5,6 kOhm
R13	470 Ohm
R14	10 kOhm
R15	10 kOhm
R16	10 kOhm
R17	470 kOhm
R18	10 kOhm
R19	1 MOhm
R20	100 kOhm
R21	12 kOhm
R22	33 kOhm
R23	470 kOhm
R24	27 kOhm
R25	100 kOhm
R26	68 kOhm
R27	10 kOhm
R28	5,6 kOhm
R29	270 Ohm
R30	5,6 kOhm
R32	15 kOhm
R33	47 kOhm
R34	100 kOhm
R35	180 Ohm
R36	220 kOhm
R37	1 MOhm
R38	1 kOhm
R39	470 kOhm
R40	470 kOhm
R41	470 kOhm
C1	100 nF/630 V
C2	220 uF/16 V
C3	1000 uF/16 V
C4	47 nF
C5	6,8 uF/40 V
C6	6,8 uF/40 V
C7	6,8 uF/40 V
C8	4,7 nF
C9	100 nF
C10	68 nF
C11	47 nF
C12	22 nF
C13	4,7 nF
C15	4,7 nF
C16	15 nF
C17	6,8 uF/40 V
C18	6,8 uF/40 V
C19	6,8 uF/40 V
C20	Kortslutes
D1	1N5404
D2	1N5404
D3	1N5404
D4	1N5404
D5	1N4148
D6	1N4148
D7	1N4148
D8	1N4148
D9	1N4148
D10	1N4148
D11	S2062D el. 2N4443
D12	S2062D el. 2N4443
D13	S2062D el. 2N4443
D14	ZPD12 el. ZPY12
D15	ZPD12 el. ZPY12
T1	BC172 el. BC171
T2	BC172 el. BC171
T3	BC172 el. BC171
T4	2N4871 el. 2N4870
L1	6 A störspole S987
IC1	LM3900 el. LM3401
MIC	mikrofonkapsel


ZERO LIGHT ADJUST
6 A
L1
C1
D1
D2
D3
D4
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
R12
R13
R14
R15
R16
R17
R18
R19
R20
R21
R22
R23
R24
R25
R26
R27
R28
R29
R30
R32
R33
R34
R35
R36
R37
R38
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
C9
C10
C11
C12
C13
C15
C16
C17
C18
C19
D5
D6
D7
D8
D9
D10
D11
D12
D13
D14
D15
T1
T2
T3
T4
LOAD BASS
LOAD MIDRANGE
LOAD TREBLE
BASS
MIDRANGE
TREBLE
IC1 A
MICRO PHONE
DIAGRAM JOSTYKIT MADE IN DENMARK AT 366 ELECTRONIC LIGHT SHOW



AT390 mäter det brus som kommer från radion till högtalaren. När bruset detekteras och likriktas, säkerställer det med hjälp av ett förstärkarsteg, att ett relä har brutit och högtalaren kopplats bort. När bruset försvinner, sluter reläet på nytt och högtalaren kopplas in igen. Så enkelt är det!
Konstruktionen består av tre transistorer. T1 förstärker bruset, så att vi får en känslighet på 100 mV AC. C3 är en helt liten kondensator som bara tillåter de högsta brusfrekvenserna att komma fram till detektordioderna D2 och D3. C4 är också helt liten — av samma skäl som C3.
Om bruset är tillräckligt, drar transistorn T2 all den ström som annars skulle gått till basen på T3 för att reläet skulle kunna sluta. Som du ser, håller suset reläet öppet. Dioden D1 är insatt för att T3 inte ska bränna av till följd av induktionsströmmar från RE1. R1 säkrar den anslutna förstärkaren mot skador, om den inte kan tåla frånvaron av högtalarbelastningen.
Om reläet sedan högtalaren inkopplats klapprar hysteriskt, kan detta bero på, att in- och utgångskontakterna förväxlats.

AT390 eller brusspärren ansluts som sagt endast i serie med högtalarledningarna, se skissen. Som batteri kan man använda spänningar mellan 9 och 15 volt.
AT390 är med avsikt konstruerad så, att strömförbrukningen i beredskapsläge är ytterst låg, ca 3 mA.
Detta ger batteriet synnerligen lång livslängd. Endast när man får in en station, stiger strömförbrukningen till 50 mA.

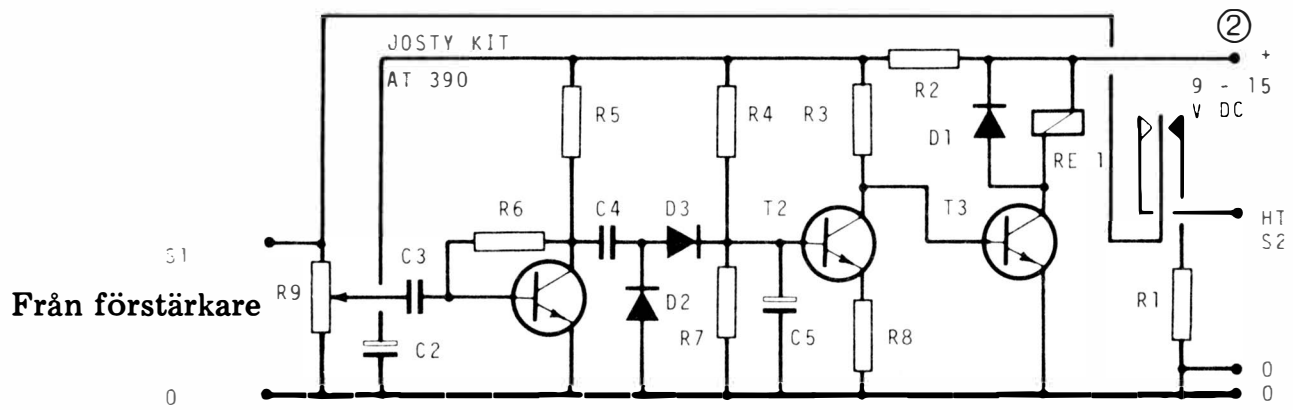
AT390 justeras på följande sätt:
Ställ trimpotentiometern R9 helt i vänsterställning — bort från ingångshylsorna — använd DIN-kontakter, det är bekvämare. Koppla in batteriet, tänd radion och ställ volymkontrollen på lämplig styrka. Diskantkontrollen ska stå i maximiläget. Justera nu på R9, tills högtalaren kopplas bort, när det inte finns någon station och man bara hör en massa brus, som man således i fortsättningen lyckligen slipper ifrån.

TEKNISKA DATA

AT 390 kan sammankopplas till alla FM mottagare med kraftigt brus mellan stationerna (minst 10.000 Hz).

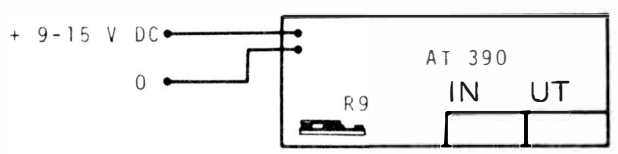
Drivspänning	9—12 V DC
Strömförbrukning vid öppen brusspärr	50—75 mA
Strömförbrukning i beredskapsläge högst	3 mA
Känslighet vid 10 kHz intill	100 mV
Seriekoppling med högtalarledning	4—16 ohm

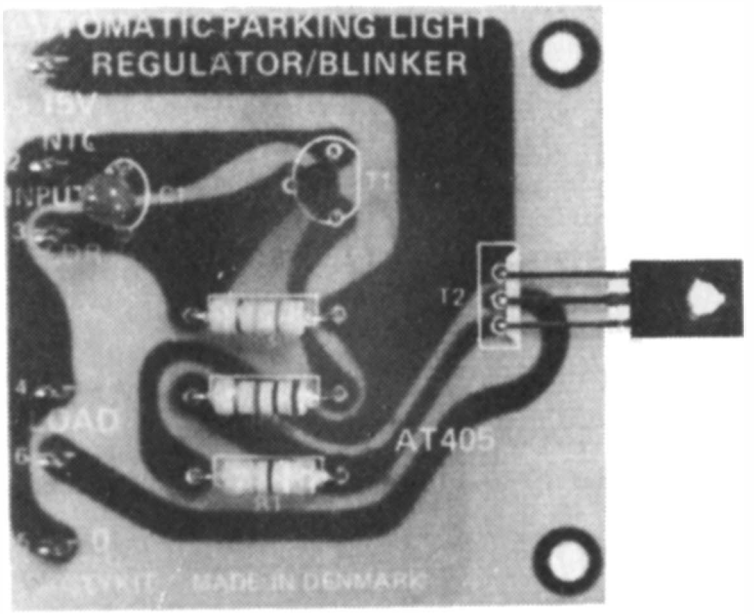
Kondensatorn C1 monteras mellan plus och minus.



KOMPONENTLISTA ①

R1	18 Ohm	C1	470uF/16V	RE	12V-50mA
R2	470 Ohm	C2	220uF/16V		
R3	10 k Ohm	C3	470pF	D1	1N4148
R4	47 k Ohm	C4	4,7nF	D2	AA119 el. AA143
R5	4,7 k Ohm	C5	6,8uF/40V	D3	AA119 el. AA143
R6	1 M Ohm				
R7	1,8 k Ohm			T1	BC 173
R8	10 Ohm			T2	BC 173
R9	4,7 k Ohm			T3	BC 173





TEKNISKA DATA

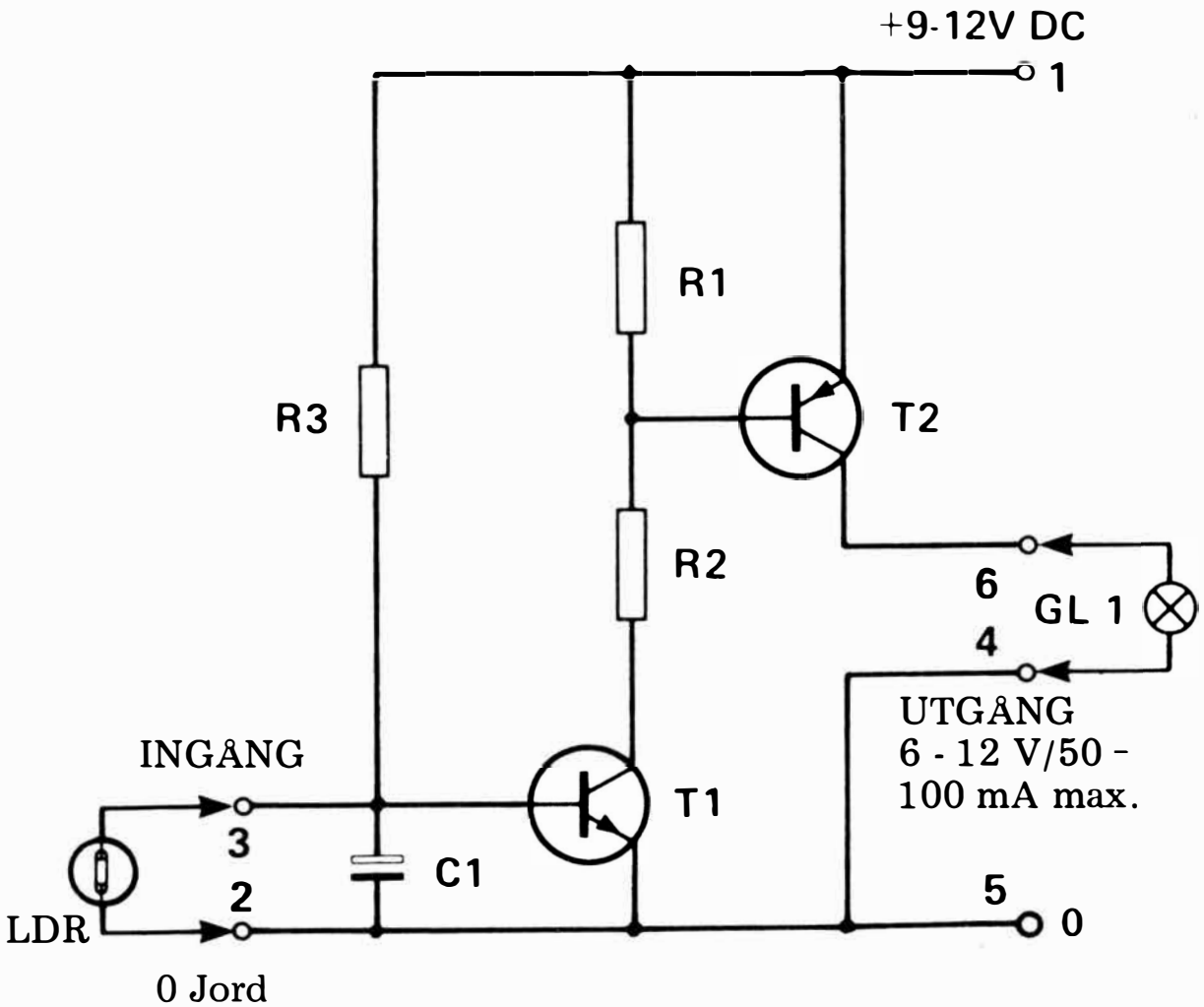
Drivspänning	9 — 15 V DC
Strömförbrukning obelastad	0,3 mA
Strömförbrukning max.	1000 mA
Belastning utan kylfläns	1,2 W
Belastning med kylfläns	15 W
Känslighet för omkoppling på utgången	0,6 — 0,7 V

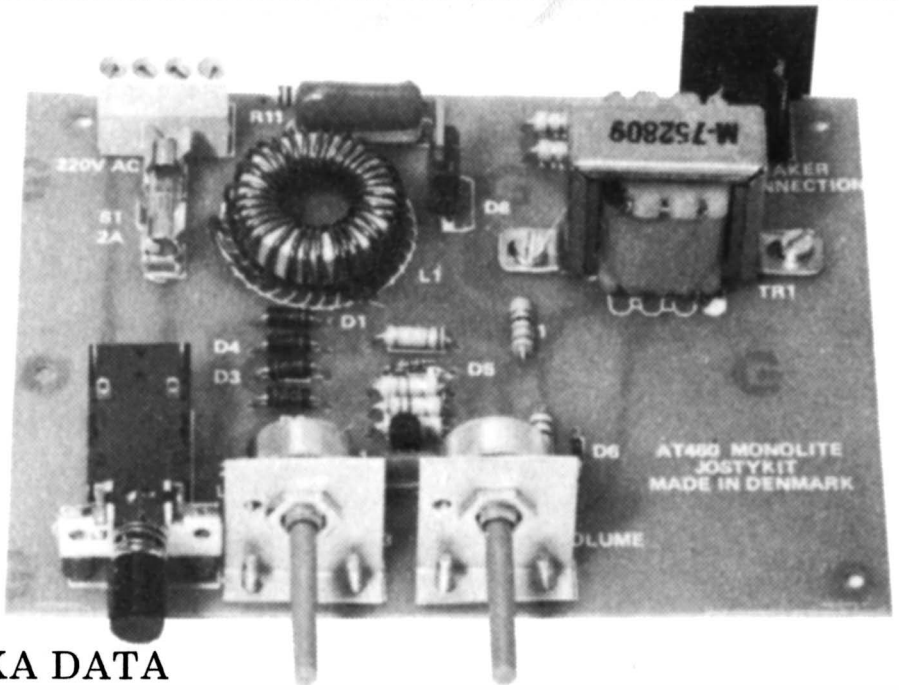
MÖRKERBLINKER

Anslut drivspänning 9 - 15 volt till anslutningsstiften 1 och 5. Plus till stift 1. Kopplas plus och minus fel, förstörs transistorerna. Anslut en lampa på upp till 1,2 W till stiften 4 och 6. Fotomotståndet ansluts till stiften 2 och 3. När det mörknar kring fotomotståndet, kommer elektroniken att tända lampan. Lampan lyser på fotomotståndet, som känner av ljuset och släcker lampan. Lampan kommer alltså att blinka. Hastigheten är beroende på avståndet mellan fotomotstånd och lampa.
Om fotomotståndet är långt i från lampan, kommer det att tända lampan, men ej att släcka den. Skall det anslutas lampor med större effekt än 1,2 watt, måste transistorn T2 förses med en kylfläns mot metallsidan. Kylflänsen får inte ha kontakt direkt med något av anslutningsstiften. Använd därför en glimmerskiva mellan transistor och kylfläns.
Om AT 405 skall anslutas till ännu större effekter, kopplas ett relä istället för lampan. Då låter man reläet ta över belastningen.

KOMPONENTLISTA

R1	390 Ohm
R2	1 kOhm
R3	47 kOhm
C1	100 uF/3 V
T1	BC172 el. BC171
T2	BD136 el BD234





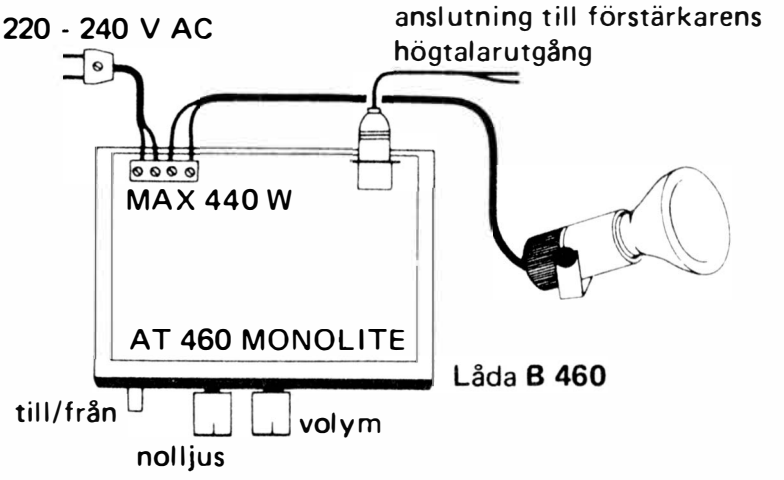
TEKNISKA DATA

Drivspänning	220 — 240 V AC
Max. strömförbrukning	2 A
Max. belastningseffekt	400 W
Min. utstyrningseffekt - 4 ohm	250 mW
Styreffekt, justerbar till	60 W

TEORETISK FUNKTION

AT 460 är uppbyggd med SCR eller försvenskat TYRISTORER. Detta för att få största säkerhet mot förstörelse. Tyristorn har visat sig överlägsen de tidigare använda TRIAC i ljusorglar. Då tyristorer endast kan leda i den positiva halvperioden, är nätspänningen helvågslikriktad. Lampspänningen är med andra ord likspänning, eller snabbt pulserande likspänning.
Impulsstyrningen av tyristorn sker med en unijunctiontransistor. Med potentiometern R3 inställs, i vilken punkt av växelspänningsperioden, tyristorn skall tändas. Ju tidigare tyristorn tänder, desto starkare lyser den anslutna lampan.

Musikutstyrningen sker med hjälp av en impedanstransformator. Transformatorn har två uppgifter. Dels att anpassa högtalarimpedansen till ljusorgelns elektronik. Dels att skydda förstärkaren mot att det kommer 220 volt i fel riktning. Impulserna från unijunctiontransistorn och transformatorn blandas med dioderna D6 och D7. Dioderna säkrar också mot att impulserna går bakvägen tillbaka till förstärkaren.



AT 460 drivs med nätspänning och skall behandlas därefter. RÖR EJ KOMPONENTERNA EFTER ANSLUTNING TILL NÄTSPÄNNING!
Se till att säkringen är på rätt värde! Det är en fördel att montera AT 460 i speciallådan B 460.

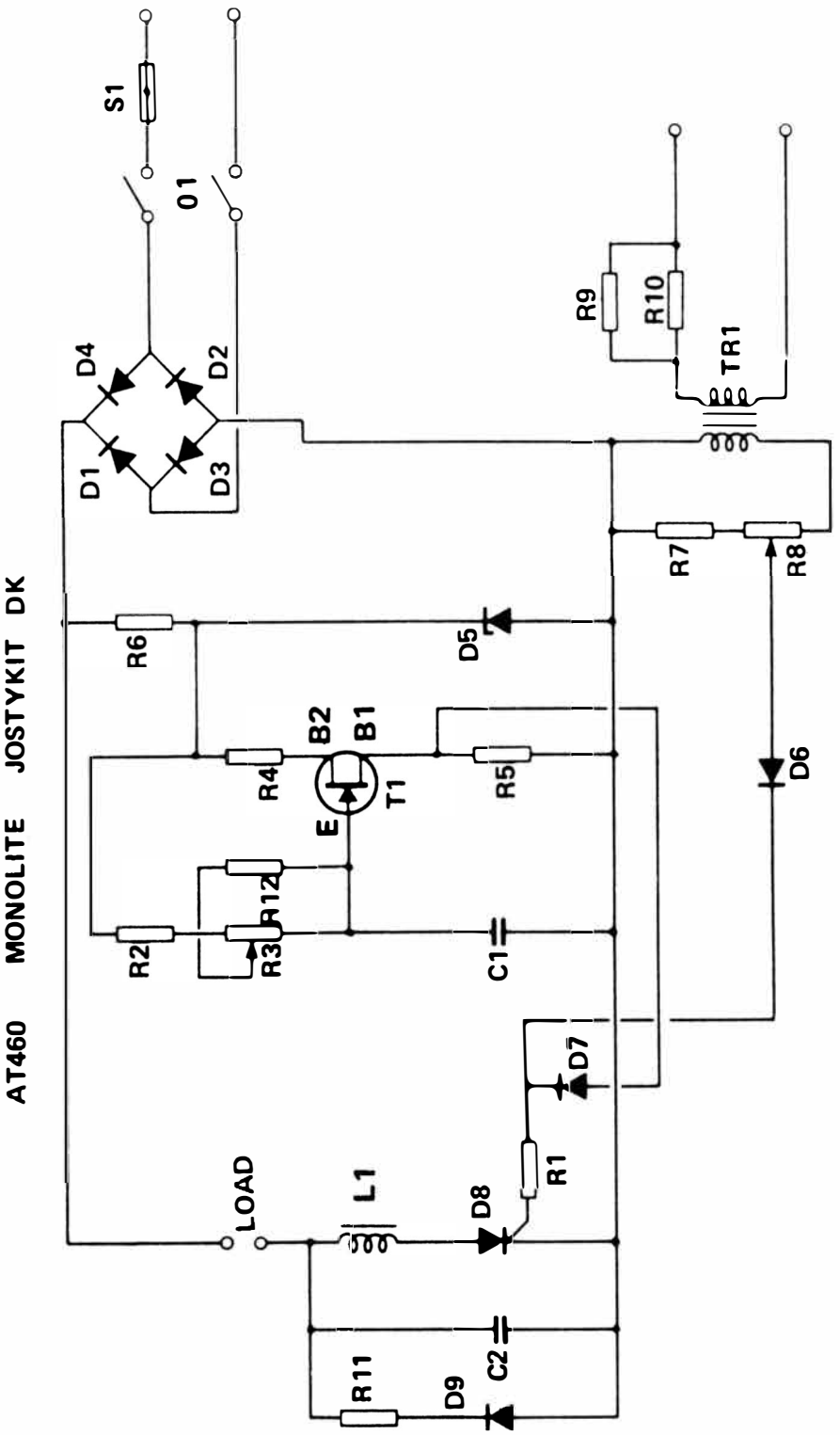
På ritningen ses hur man ansluter lampa och spänning till AT 460. Ingångstransformatorn (11 ohm), gör att man kan parallellkoppla AT 460 med befintlig högtalare, eller koppla den direkt till ett högtalaruttag. Används AT 460 till förstärkare med mycket hög uteffekt (30 - 50 watt), måste R9 ersättas av ett större motstånd. T.ex. 8,2 ohm 2 watt. När R9 utbyts mot ett högre värde, minskas naturligtvis känsligheten.

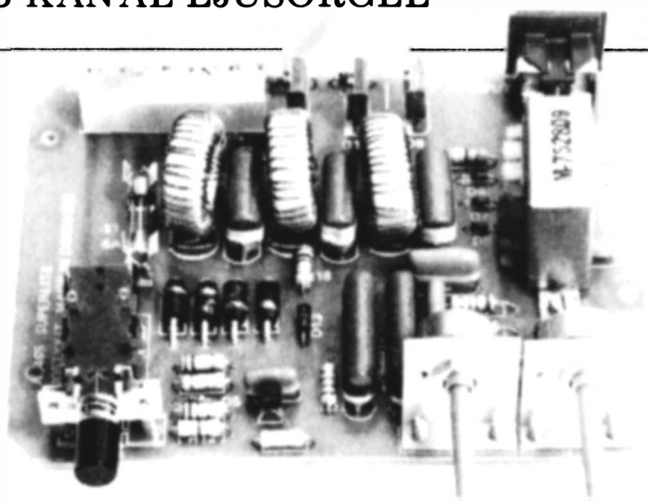
ZERO LIGHT potentiometern gör AT 460 även användbar som växelströmsregulator. Belastningseffekten bör då inte överstiga 300 watt.
Vid användning av AT 460 som ljusorgel skruvas lamporna ner så att de precis glöder med ZERO LIGHT potentiometern. Släck dem ej helt, för då förminskas livslängden på lamporna tiofallt.
Man kan även reglera borrmaskiner med AT 460. Det är då en fördel att inte använda musikutstyrningen. Det är ju rätt jobbigt att borra i takt med musiken.

AT 460 är försedd med avstörningsdrossel för att den inte skall störa på mellanvåg eller långvåg. Kom ihåg att om AT 460 är uppställd i närheten av en förstärkare, kan det uppstå ett »knarrande» ljud i högtalarna. Det rekommenderas att ha ljusorglar 2 till 3 meter från förstärkare.

KOMPONENTLISTA

R1	27 Ohm		
R2	4,7 kOhm		
R3	470 kOhm	D1	1N4005
R4	220 Ohm	D2	1N4005
R5	220 Ohm	D3	1N4005
R6	120 kOhm	D4	1N4005
R7	68 Ohm	D5	ZPD15
R8	22 kOhm	D6	1N4148
R9	4,7 Ohm	D7	1N4148
R10	4,7 Ohm	D8	SD2062
R11	10 Ohm	D9	1N4005
R12	470 kOhm		
		T1	2N4870 el. 2N4871
C1	22 nF/250 V		
C2	150 nF/630 V	TR1	9 V - 50 mA/220 V


AT460 MONOLITE JOSTYKIT DK
S1
01
D1
D2
D3
D4
R6
R2
R3
R12
R4
B2
B1
E
T1
R5
C1
D5
R7
R8
D6
R9
R10
TR1
D7
R1
D8
L1
LOAD
R11
D9
C2



TEKNISKA DATA

Drivspänning	220 —240 V AC
Max. ström per kanal	2 A
Max. effektförbrukning	1320 W
Max. effektförbrukning per kanal	400 W
Min. utstyrningseffekt	750 mW

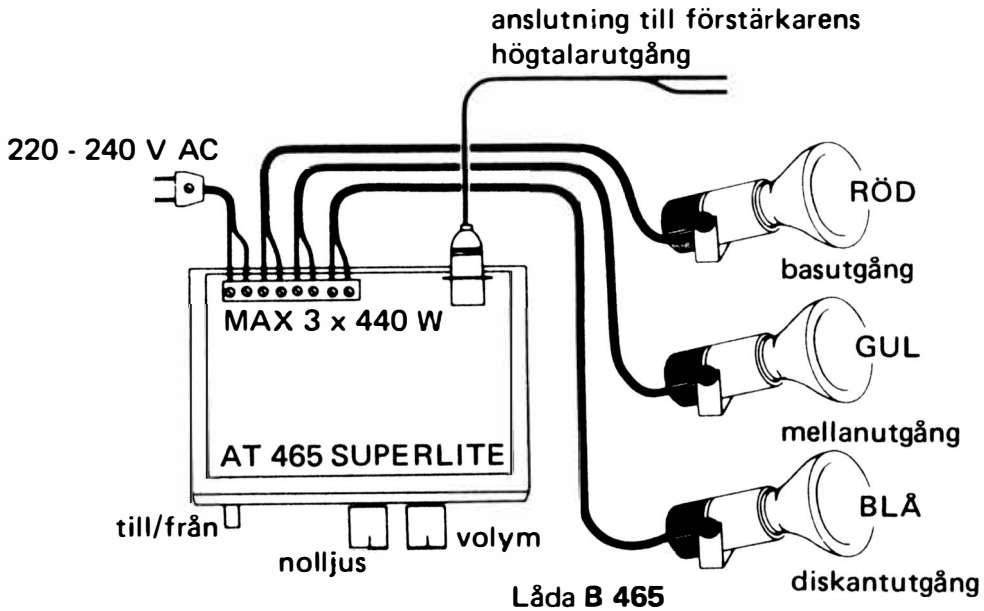
TEORETISK FUNKTION

AT 465 är som AT 460 uppbyggd med tyristorer. AT 465 har tre kanaler i stället. Dessa är fördelade på BAS, MELLANREGISTER och DISKANT.
Då tyristorer endast leder i den positiva halvperioden, är AT 465 försedd med helvågslikriktare (D1 till D4). Impulsstyrningen (nivåregleringen), av alla tre tyristorerna sker med en unijunctiontransistor. Med potentiometern R11 kan man sedan justera, i vilken punkt av växelspänningsperioden tyistorerna skall tända. Ju tidigare de tänder, desto starkare lyser lamporna.
Musikutstyrningen sker via en impedanstransformator. Den har två uppgifter. Dels att anpassa högtalarimpedansen till ljusorgelns elektronik. Dels att förhindra nätspänningen att förstöra förstärkaren. Impulserna från unijunctiontransistorn och signalerna från impedanstransformatorn blandas genom dioder till de tre kanalerna. Dessutom förhindrar dioderna att de tre frekvensuppdelade signalerna inte berör varandra.
För avstörning på mellanvåg och långvåg, har AT 465 tre avstörningsdrosslar, en för varje kanal. Avstörningen förbättras med de tre kondensatorerna C1, C2 och C3. Säkringen vid nätanslutningen förhindrar ev. brandfara vid kortslutning. Tyristorerna som styr lamporna, kommer vid en kortslutning under normala förhållanden att förstöras snabbare än säkringen.
Om man kortsluter en tyristor, sker det, att lampan tänds och lyser med full styrka.

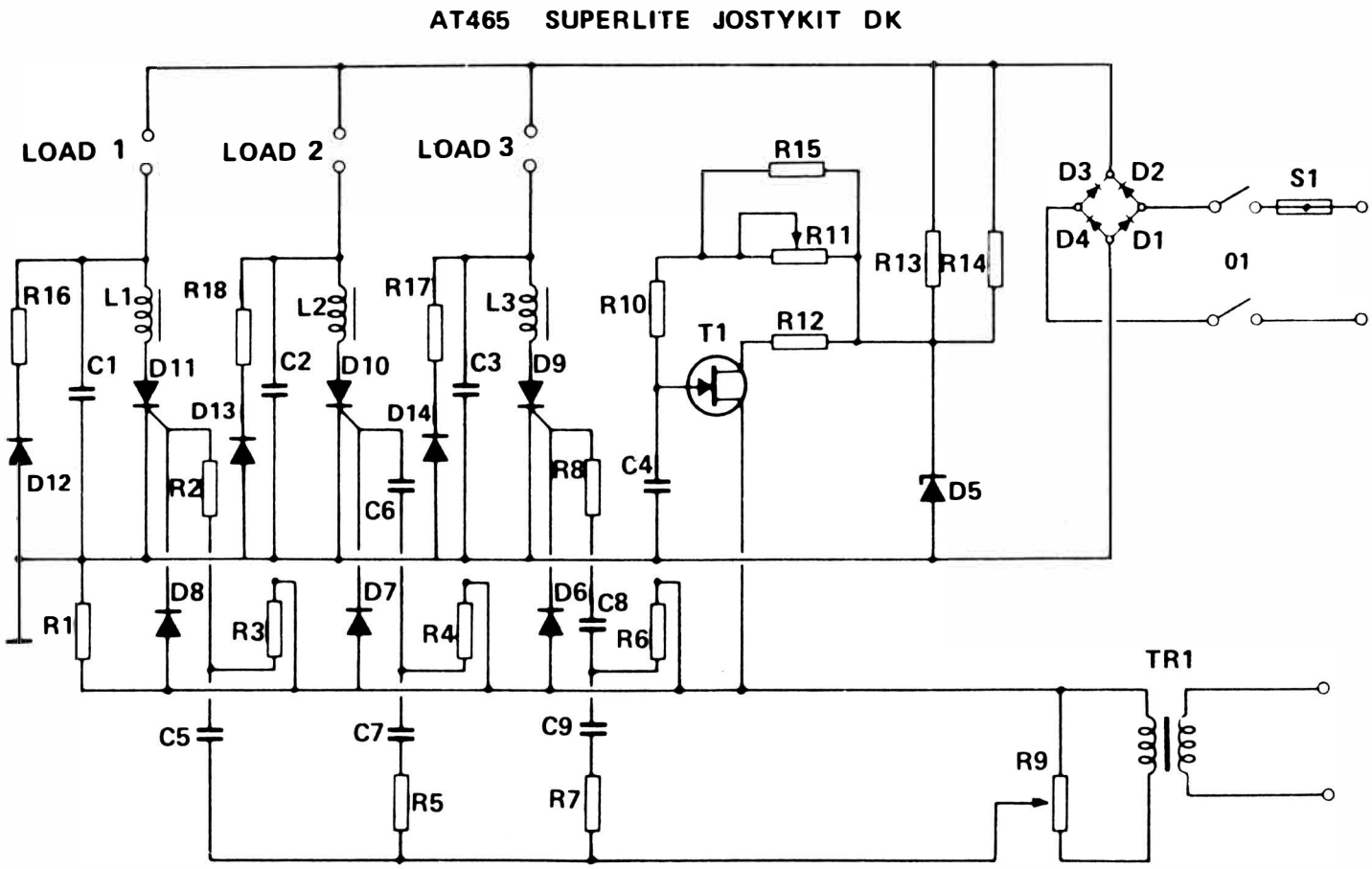
AT 465 är försedd med en kortslutningssäker transformator på 11 ohm. Man kan därför direkt koppla AT 465 till en förstärkares högtalarutgång. Eller till ett extra uttag. Om förstärkaren är på ca. 50 till 100 watt, är det en fördel att seriekoppla ett motstånd med högtalarledningen. Motståndet kan då vara på t.ex. 8,2 ohm 4 - 5 watt. Med motståndet kommer känsligheten naturligtvis att minska. Men under normala förhållanden, skall det mer än väl räcka med potentiometern R9.

Med ZERO LIGHT potentiometern R11, kan man ställa nolljuset för alla tre lamputgångarna. Vid musikutstyrning, skall lamporna utan ljud, bara lysa svagt. Att lamporna inte skall vara helt släckta beror på att livslängden minskar kraftigt, om dessa skall tändas och släckas helt varje gång. Alla ljusorglar som inte har ZERO LIGHT, förminskar livslängden på lamporna tiofallt.

ZERO LIGHT potentiometern, gör också AT 465 till en trekanals växelströmsregulator. I praktiken, kan man reglera hastiheten på tre motorer samtidigt. Dessutom kan deras hastigheter även regleras av ljud.

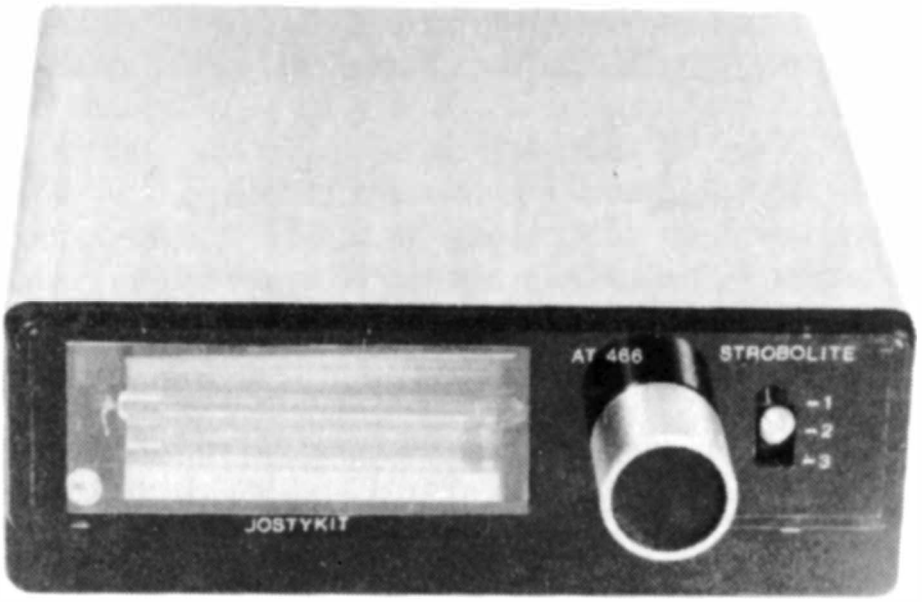


Anslutningsritningen visar inkopplingen av AT 465 till lampor, nätspänning och högtalarsignalen. Var mycket försiktig vid montering av nätkabel och kontakter. Tänk på att 220 V AC är livsfarligt.



KOMPONENTLISTA

R1	47 Ohm			D1	1N5404
R2	560 Ohm			D2	1N5404
R3	560 Ohm			D3	1N5404
R4	1,2 kOhm			D4	1N5404
R5	1,5 kOhm			D5	ZPD15
R6	1 kOhm			D6	1N4148
R7	3,3 kOhm			D7	1N4148
R8	560 Ohm			D8	1N4148
R9	4,7 kOhm			D9	S2062D
R10	1 kOhm	C1	150 nF/630 V	D10	S2062D
R11	470 kOhm	C2	150 nF/630 V	D11	S2062D
R12	330 Ohm	C3	150 nF/630 V	D12	1N4005
R13	150 kOhm	C4	22 nF/250 V	D13	1N4005
R14	150 kOhm	C5	100 nF/250 V	D14	1N4005
R15	470 kOhm	C6	220 nF/250 V		
R16	10 Ohm	C7	220 nF/250 V	T1	2N4871
R17	10 Ohm	C8	1 uF/250 V		
R18	10 Ohm	C9	1 uF/250 V	TR1	T400



TEKNISKA DATA

Drivspänning	220 — 240 V AC
Strömförbrukning	0,2 A
Effektförbrukning	45 watt max.
Justerbar frekvens	1 — 10 Hz
Slavblixtförsening	ca. 1/1000 S
Ingångskänslighet	100 mW
Typisk ljusstyrka ledtal	1,5

TEORETISK FUNKTION

Urladdningsröret urladdas med en blixt, när styrgallret på röret får en spänningspuls på ca. 5000 volt. Blixten kommer som en »tam» gnista från en urladdad kondensator. Kondensatorn laddas upp med en likspänning genom likriktardioden D1 och två strömbegränsningsmotstånd R12 och R13.
Styrimpulsen på 5000 volt får man från en tändtransformator TR3. Denna transformator omvandlar ca. 200 volt till tändspänningen 5000 volt. Spänningen till transformatorn kommer från C2 och tyristorn D5. Kondensatorn C2 uppladdas till 200 volt genom R1. R2 förhindrar att C2 förstörs av överspänning.

Operationsförstärkaren IC1, kan med en omkopplare fungera som en självsvängande oscillator eller som förstärkare. I läge förstärkare, väljer man mellan ljusstyrning eller ljudstyrning. Den sistnämnda ingången kan även användas till impulsstyrning från tändspolen på en bil (primärsidan). Detta för tändningsinställning. AT 466 har med en yttre omkopplare följande lägen:

1. Självblinkning (variabel hastighet)

2. Ljudstyrning (impulsstyrning från bil)

3. Ljusstyrning (slavblixt)

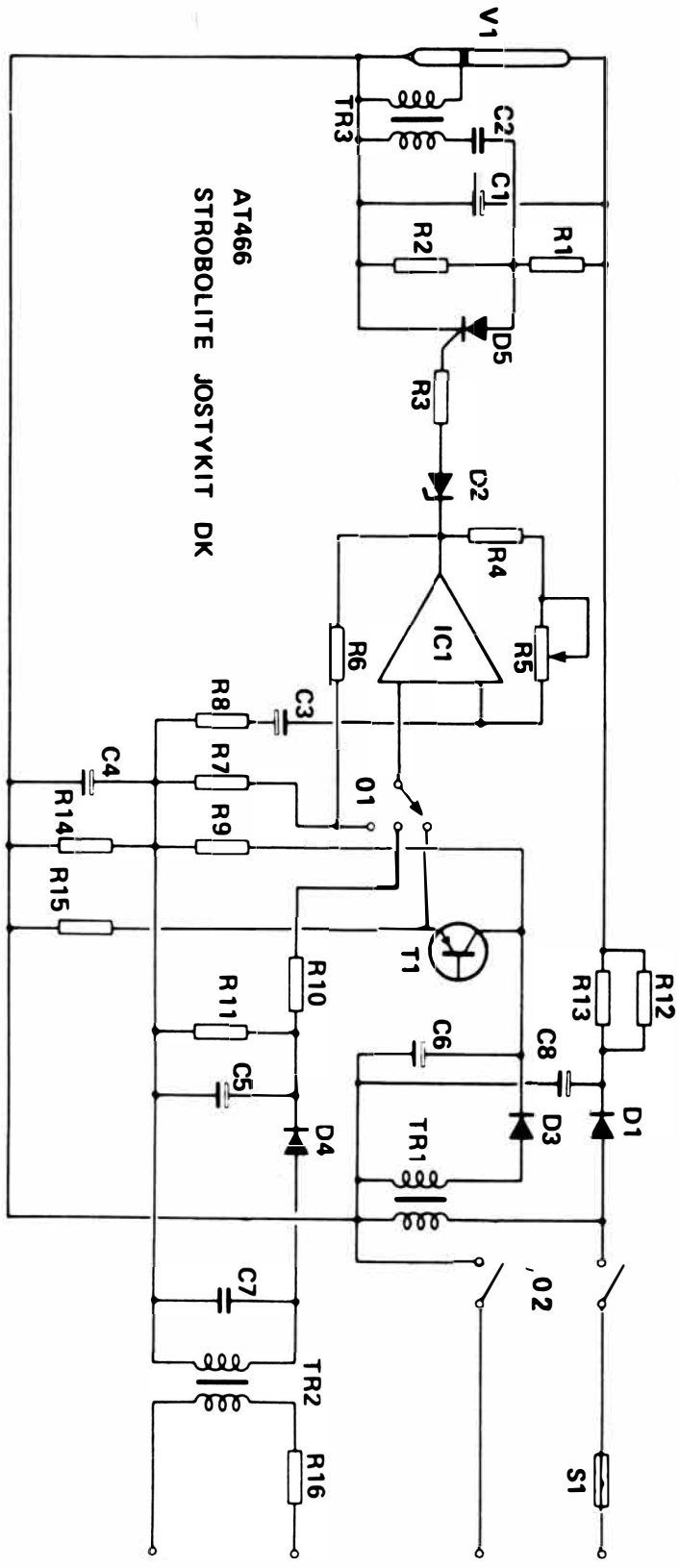
Med omkopplaren i läge 1, kan man med potentiometern inställa blinkhastigheten mellan ca. 1 till 10 blinkningar per sekund. Lämpligt vid så kallad »FRYSNING» av rörelser. Man kan öka hastigheten genom att ändra på två kondensatorer C1 och C3. Dessa måste halveras för varje fördubbling av hastigheten. Således får man 10 - 100 Hz med C1 = 2,2 uF / 350 V och C3 = 0,22 uF/ 35 V. Även om laddningskondensatorn minskar, minskar inte ljusstyrkan.
Om man ökar blinkhastigheten, kommer urladdningsröret inte att blinka med jämn hastighet. Det enda sättet att åtgärda detta, är att byta ut urladdningsröret mot ett, som kostar mer än vad hela AT 466 kostar.

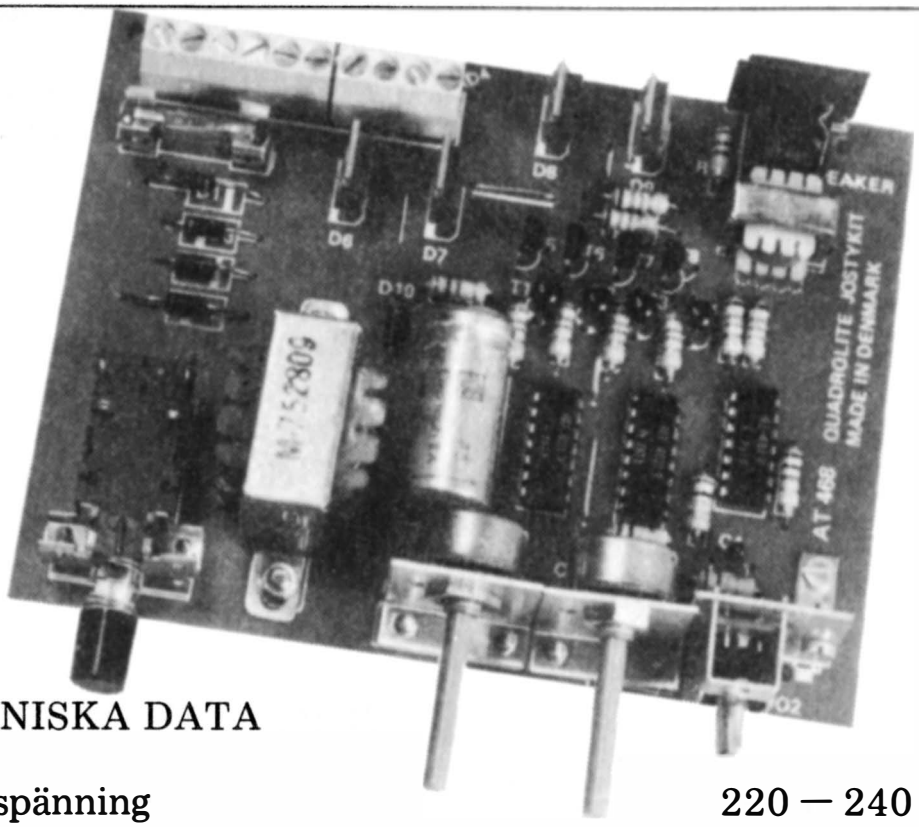
I omkopplarläge 2, är högtalarkontakten inkopplad. Musiksignaler eller tändpulsen på 12 volt från en bilmotor överförs och förstärkes i transformatorn. Impulserna likriktas och filtreras. Endast mycket stora och jämna spänningsvariationer kan användas till styrning. IC-kretsen förstärker därefter impulserna med en bestämd faktor, som inställs med R5.

I det tredje omkopplarläget är den befintliga fotodarlingtontransistorn inkopplad. AT 466 kan då tändas genom en yttre ljuskälla med en fördröjning på endast 1/1000 sekund. Skall AT 466 användas som slavblixt, ökas ljusstyrkan med att öka värdet på C1. Den av storlek största kondensator man kan använda på kretskortet är på 47 uF/350 volt. Med extra tilledningar kan en kondensator på 470 uF/350 volt anslutas. Blinkhastigheten får med en så stor kondensator ej överstiga 6 gånger per minut. I annat fall förstörs urladdningsröret mycket snabbt.
För inbyggnaden av AT 466 finns en speciell låda B 466. Var försiktig vid montering av nätkabel och kontakt. Med tanke på den höga tändspänningen på 5000 volt:
DET ÄR LIVSFARLIGT ATT ANVÄNDA AT 466 UTAN LÅDA.

KOMPONENTLISTA

R1	150 kOhm	C1	10 uF/350 V
R2	100 kOhm	C2	47 nF/250 V
R3	100 Ohm	C3	2,2 uF/35 V
R4	10 kOhm	C4	10 uF/25 V
R5	100 kOhm	C5	1 uF/35 V
		C6	470 uF/16 V
R6	47 kOhm	C7	22 nF/250 V
R7	47 kOhm	C8	15 uF/350 V
R8	1 kOhm		
R9	4,7 kOhm	D1	1N4005
R10	27 kOhm	D2	ZPD7,5
R11	18 kOhm	D3	1N4005
R12	2,7 kOhm	D4	1N4148
R13	2,7 kOhm	D5	S2062D
R14	4,7 kOhm		
R15	33 kOhm	T1	MEL31
R16	10 Ohm		
		IC1	MIC741
		TR1	220 V/9 V/50 mA
		TR2	8 Ohm/10 kOhm
		TR3	250 V/5.000 V
		V1	T 602 Urladdningsrör


V1
TR3
C2
C1
R1
R2
D5
R3
D2
R4
IC1
R5
R6
C3
R8
R7
R9
C4
R14
R15
01
T1
R10
R11
C5
D4
C7
TR2
R16
R12
R13
C6
C8
D3
D1
TR1
02
S1
AT466
STROBOLITE JOSTYKIT DK



TEKNISKA DATA

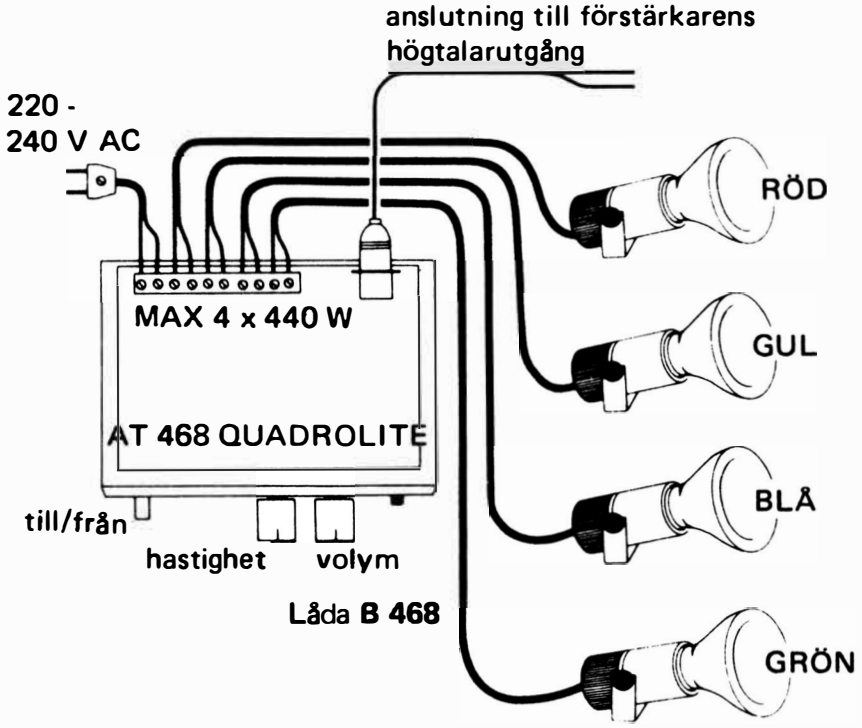
Drivspänning	220 — 240 V AC
Strömförbrukning	2 A
Max. belastning per kanal	400 W
Utstyrningseffekt	250 mW
Variabel frekvens	1 — 10 Hz

TEORETISK FUNKTION

AT 468 har som alla ljusorglar, tyristorer som driver lamporna. Dessa tål stora lampbelastningar. Tyristorerna leder endast i den positiva halvperioden. Därför helvåglikriktas växelspänningen från nätet direkt vid ingången till AT 468. För att få en störningsfri omkoppling mellan varje kanal, är AT 468 försedd med 8 transistorer, som endast tillåter lamporna att tändas när nätfrekvensen passerar nollpunkten.

Det är ej nödvändigt med avstörningsdrosslar i AT 468, då tyristorerna endast tänder och släcker.
Själva hjärtat i AT 468 är 3 st. C MOS integrerade kretsar. IC1 är en dubbel flip-flop. Dessa flip-flop's triggas (styrs ut) av en SCHMITT-TRIGGER eller med en oscillator. Schmitt-triggern är uppbyggd med två av fyra NAND-grindar i IC3. Oscillatorn är uppbyggd med de två återstående NAND grindarna i samma IC. Flip-flop'arnas utgångar dekodas av fyra grindar i IC2. Då tyristorerna måste ha en gateström på över 1 mA, förstärks strömmen från C MOS-kretsarna genom transistorerna T1 till T4.

Dessa transistorer tjänstgör samtidigt som fasvändare för de fyra dekodade signalerna. Fasvändningen är nödvändig, för att endast en lamputgång skall vara tänd åt gången. Utan fasvändningen skulle tre utgångar vara tända och en släckt. Musikutstyrningen från en förstärkares hötalarutgång, förstärks och skiljs från nätspänningen med en impedanstransformator TR2. MUsikimpulserna från TR2, likriktas och laddar upp kondensatorn C1. Endast »spetsen» på varje impuls överförs till schmitt-triggern (impulsomformaren). Detta sker oberoende av volymen på förstärkaren.

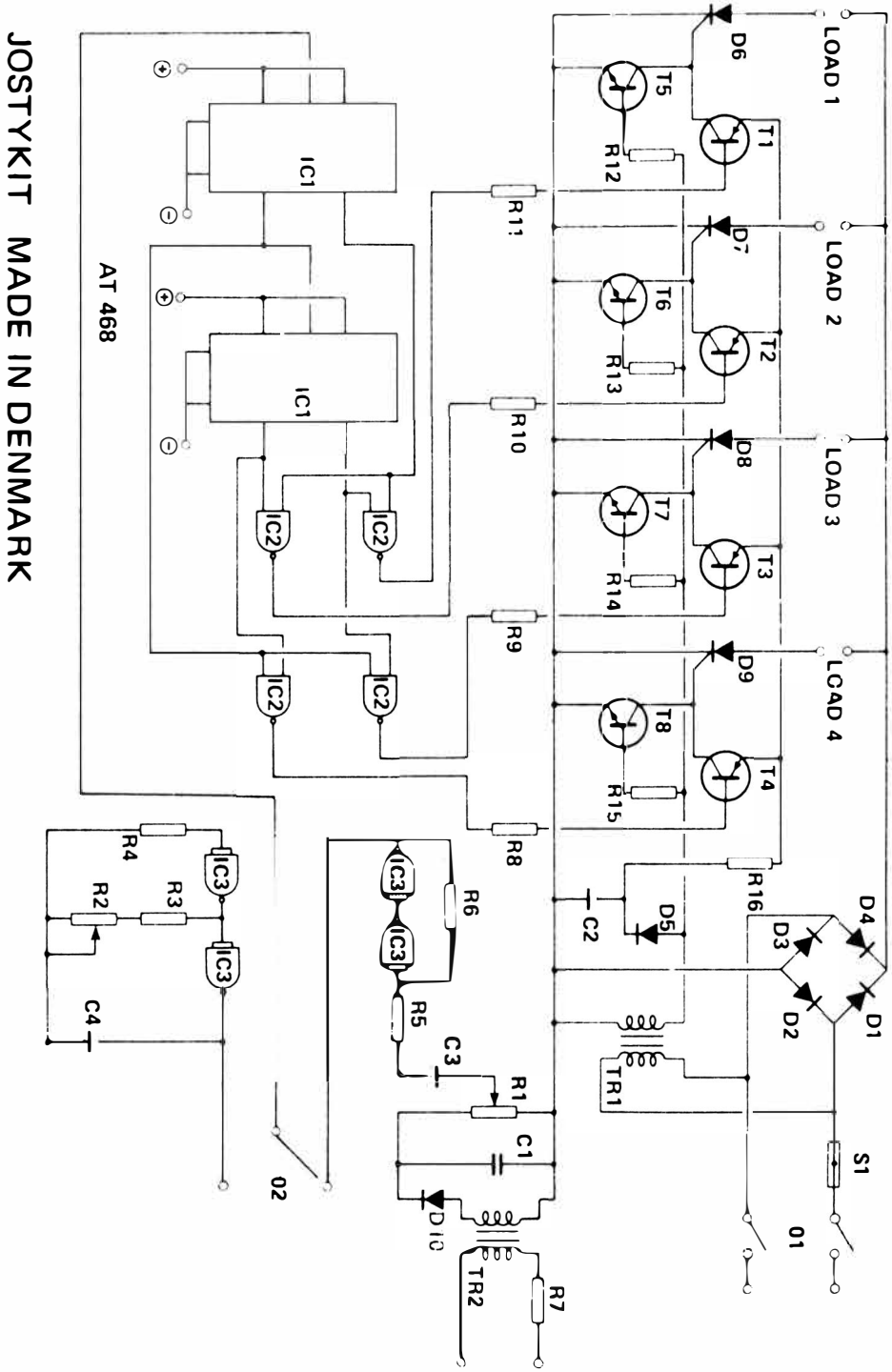


På ritningen visas, hur lampor, spänning och eventuell högtalarsignal skall anslutas till AT 468.
Vi musikutstyrning skall varje kanal belastas med max. 200 W.
Om man använder många lampor till AT 468, kopplas dessa enligt följande:
Om vi kallar lamputgångarna 1 till 4, kommer den femte lampan att anslutas parallellt över den första. Den sjätte över den andra och så vidare. Då uppnås en så kallad: BRODWAYEFFEKT.

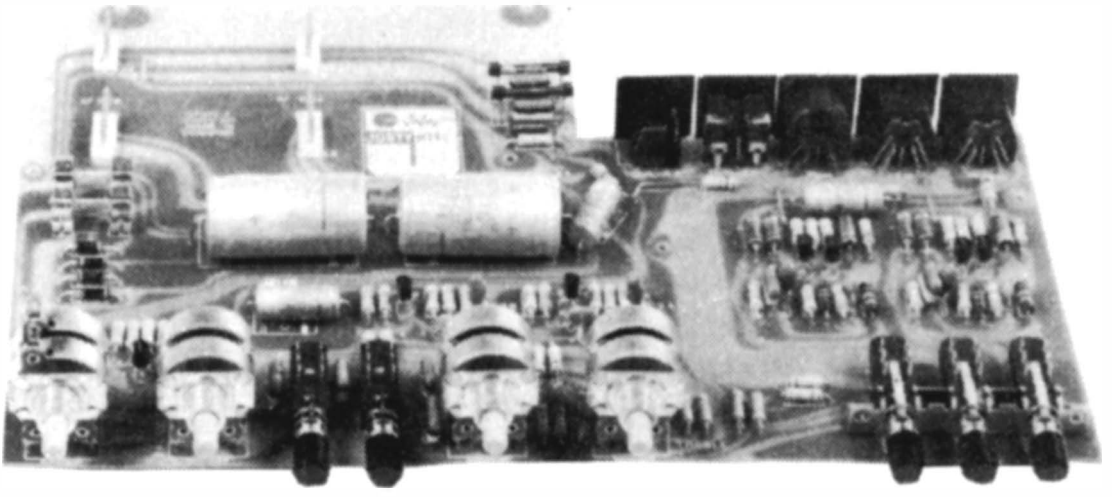
På AT 468 finns det som vi tidigare har sagt en omkopplare med tre lägen. I det första läget, kommer alla lampor att vara tända och »flämta» med full styrka. Detta är en lamptest.
Med omkopplaren i mittläge, »rinner» AT 468 av sig själv. Hastigheten justeras med potentiometern R2. Om hastigheten vill ökas, minska värdet på kondensatorn C4. Med omkopplaren i det sista läget, »rinner» ljuset i takt med musiken. Potentiometern R1, är en volympotentiometer, med vilken nivån från förstärkaren inställs. Om AT 468 skall anslutas till förstärkare med effekter över 10 watt, är det en fördel att utbyta R1 mot ett motstånd på 8,2 ohm 2 watt.

KOMPONENTLISTA

R1	470 kOhm	D1	1N4005
		D2	1N4005
R2	470 kOhm	D3	1N4005
		D4	1N4005
R3	100 kOhm	D5	1N4148
R4	100 kOhm	D6	S2062D
R5	100 kOhm	D7	S2062D
R6	1 MOhm	D8	S2062D
R7	10 Ohm	D9	S2062D
R8	18 kOhm	D10	1N4005
R9	18 kOhm		
R10	18 kOhm	T1	MEO412
R11	18 kOhm	T2	MEO412
R12	27 kOhm	T3	MEO412
R13	27 kOhm	T4	MEO412
R14	27 kOhm	T5	BC171B el. BC174B
R15	27 kOhm	T6	BC171B el. BC174B
R16	100 Ohm	T7	BC171B el. BC174B
		T8	BC171B el. BC174B
C1	100 nF/250 V		
C3	1000 uF/16 V	IC1	4027
C3	1 uF/35 V	IC2	4011
C4	0,47 uF/35 V	IC3	4011
		TR1	9 V/220 V
		TR2	8/10 kOhm



JOSTYKIT MADE IN DENMARK



TEKNISKA DATA (med 2 x AF 310)

Drivspänning	15 — 0 — 15 V AC
Strömförbrukning	max. 2 A
Utgångseffekt/1 kHz/sinus	2 x 15,5 W
	2 x 12 W/ 8 ohm
Högtalarimpedans	4 eller 8 ohm
Harmonisk distorsion enl. DIN 45.500	
1 kHz, 50 mW uteffekt	0,2% max.
— 3 dB av max. effekt	0,6%
Intermodulation DIN 45.500	1% max.
Frekvensområde DIN 45.500	20 — 20.000 Hz
Effektbandbredd	10 — 35.000 Hz
Dämpfaktor DIN 45.500	min. 20
Ingångskänsligheter:	
Ingång PU (dynamisk)	4 mV/ 47 kohm
Ingång TUNER	250 mV/ 47 kohm
Ingång TAPE	250 mV/ 47 kohm
Utgång TAPE	200 mV/ 470 kohm
Signal/brusförhållande DIN 45.500	
50 mW, PU (dynamisk)	min. 51 dB
50 mW, TUNER	min. 54 dB
50 mW, TAPE	min. 54 dB
Kanalseparation DIN 45.500	min. 45 dB
Basreglering vid 40 Hz	plus/minus 10 dB
Diskantreglering vid 12.500 Hz	plus/minus 10 dB
Rumblefilter	— 16 dB

GP 310 är en stereogrundenhet, som tillsammans med 2 st. effektförstärkare AF 310 och en transformator T 301 eller T 501 utgör en komplett stereoförstärkare på 2 x 15 watt. GP 310 består av förförstärkare för dynamisk pick-up, tonkontroller och linjeförstärkare för drivning av effektförstärkarna. Vill man ansluta en kristall pick-up, ändras följande:

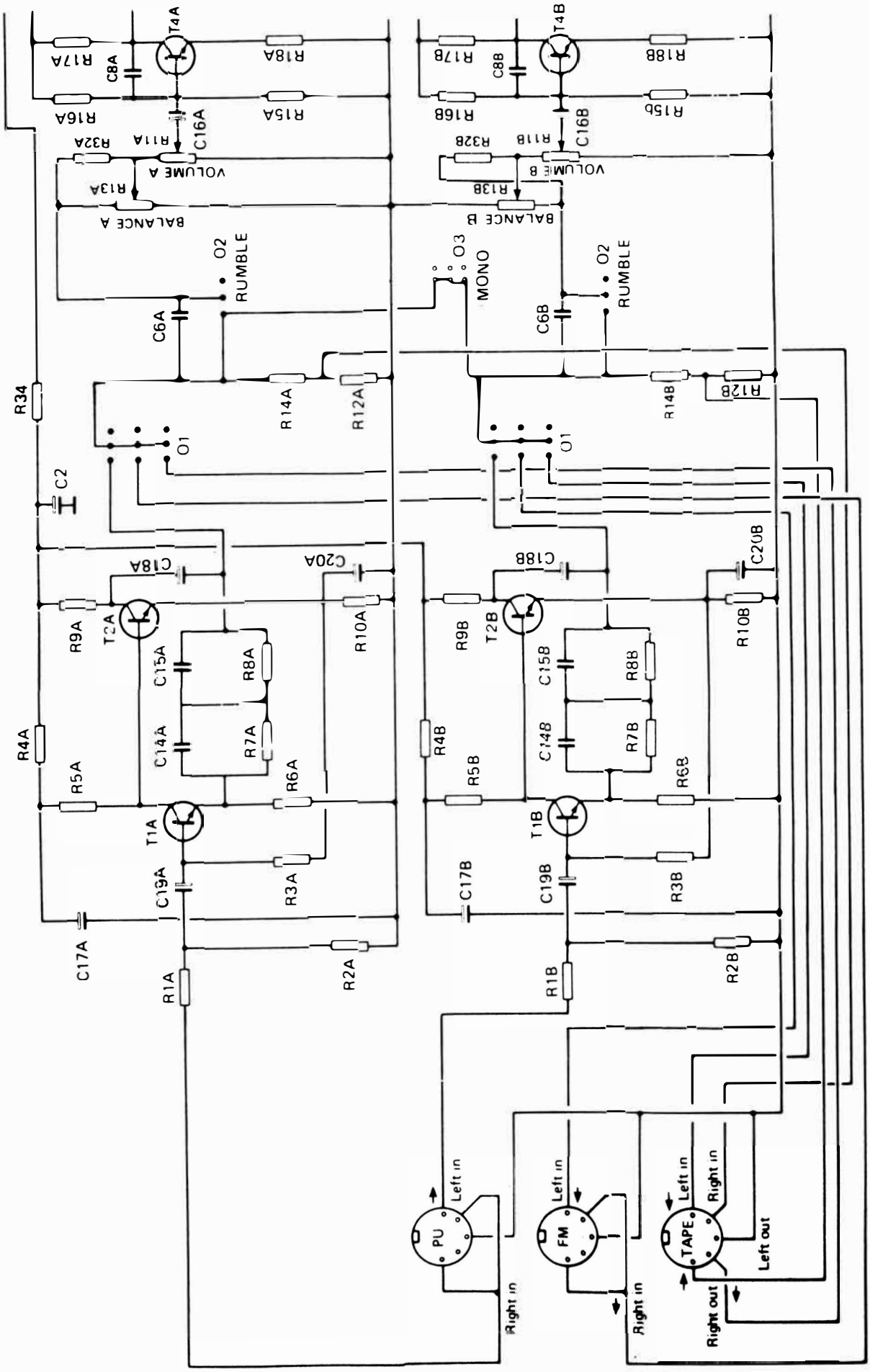
R1 monteras på platsen för R2.
R2 monteras på platsen för R1.
C14 monteras ej.
C15 ersätts av en kortslutningsbygel

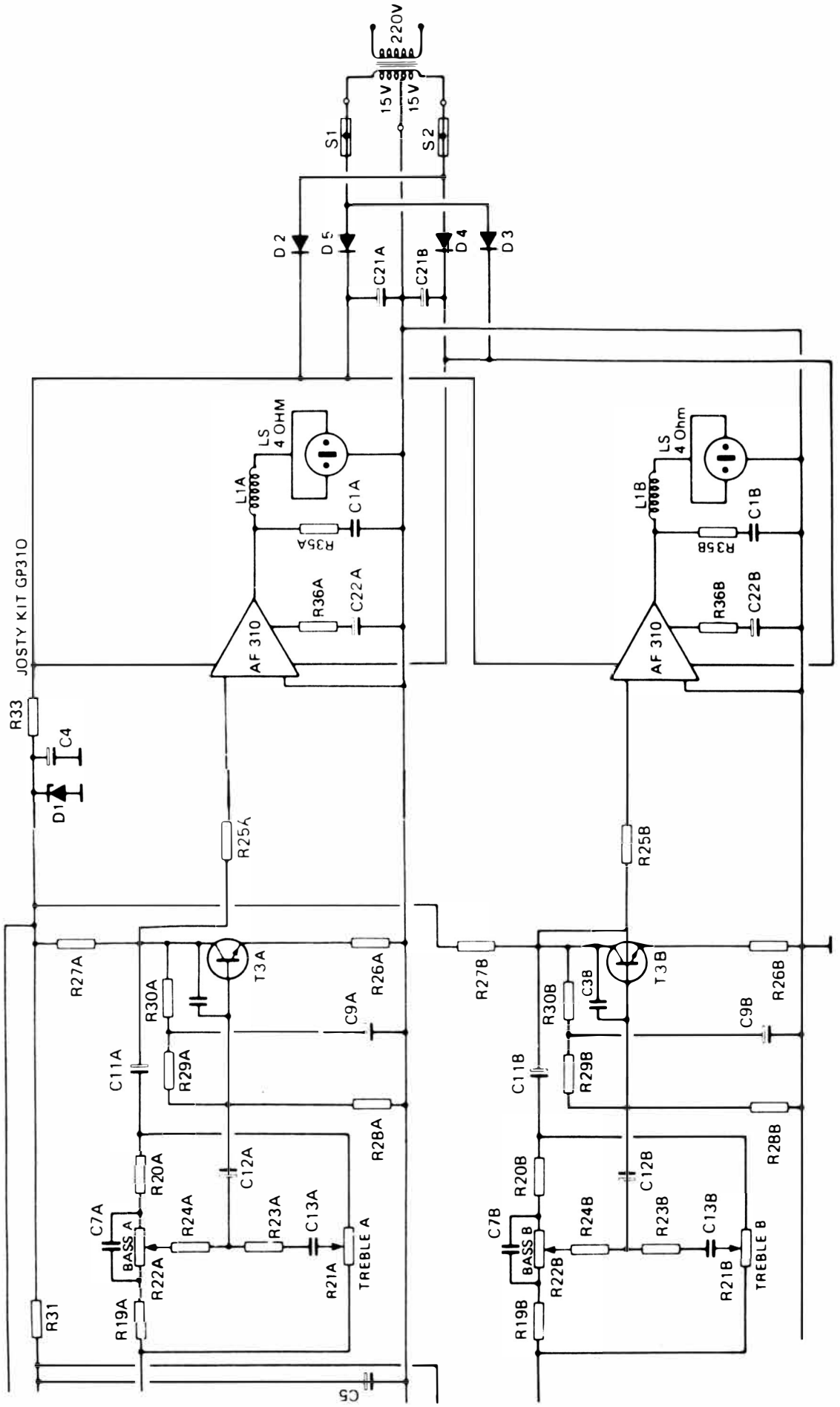
Alla kontroller, kontakter och omkopplare monteras direkt på kretskortet. Ledningsdragningen är därför minimal.

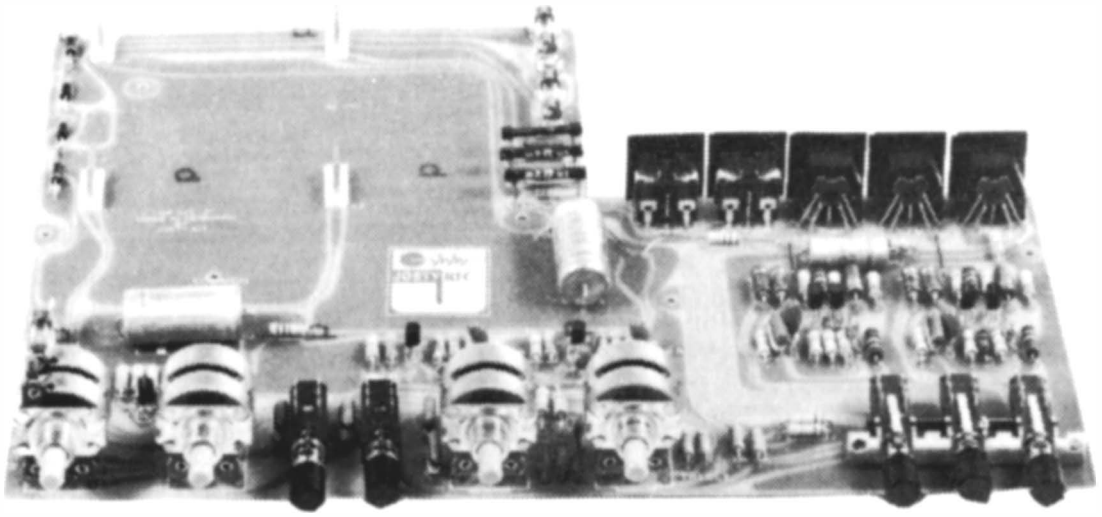
KOMPONENTLISTA

R1A-B	1,5 kOhm	
R2A-B	150 kOhm	
R3A-B	150 kOhm	
R4A-B	68 kOhm	
R5A-B	68 kOhm	
R6A-B	390 Ohm	
R7A-B	22 kOhm	
R8A-B	470 kOhm	
R9A-B	4,7 kOhm	
R10A-B	470 Ohm	
R11	10 + 37 kOhm	LOG ST.
R12A-B	180 kOhm	
R13	100 kOhm	LIN ST.
R14A-B	47 kOhm	
R15A-B	47 kOhm	
R16A-B	330 kOhm	
R17A-B	3,3 kOhm	
R18A-B	270 Ohm	
R19A-B	27 kOhm	
R20A-B	27 kOhm	
R21	100 kOhm	LIN ST.
R22	100 kOhm	LIN ST.
R23A-B	1 kOhm	
R24A-B	47 kOhm	
R25A-B	1 kOhm	
R26A-B	22 Ohm	
R27A-B	3,3 kOhm	
R28A-B	39 kOhm	
R29A-B	47 kOhm	
R30A-B	68 kOhm	
R31	100 Ohm	
R32	68 Ohm	
R32A-B	12 kOhm	
R33	330 Ohm	

R34	1,5 kOhm	1/4 W
R35A-B	8,2 Ohm	2 W
R36A-B	2,2 kOhm	1/4 W
C1A-B	100 nF/250 V	polyesterkondensator
C2	220 uF/16 V	elektrolytkondensator
C3A-B	27 pF/125 V	keramisk kondensator
C4	220 uF/16 V	elektrolytkondensator
C5	220 uF/16 V	elektrolytkondensator
C6A-B	47 nF/250 V	polyesterkondensator
C7A-B	10 nF/250 V	polyesterkondensator
C8A-B	27 pF/125 V	keramisk kondensator
C9A-B	10 uF/25 V	tantalkondensator
C11A-B	6,8 uF/40 V	elektrolytkondensator
C12A-B	2,2 uF/35 V	tantalkondensator
C13A-B	1 nF/125 V	keramisk kondensator
C14A-B	1,5 nF/125 V	keramisk kondensator
C15A-B	15 nF/250 V	polyesterkondensator
C16A-B	6,8 uF/40 V	elektrolytkondensator
C17A-B	6,8 uF/40 V	elektrolytkondensator
C18A-B	6,8 uF/40 V	elektrolytkondensator
C19A-B	6,8 uF/40 V	elektrolytkondensator
C20A-B	47 uF/6-10 V	tantalkondensator
C21A-B	4700 uF/16-25 V	elektrolytkondensator
C22A-B	220 uF/16 V	elektrolytkondensator
T1A-B	BC173 eller BC172	NPN transistor
T2A-B	BC173 eller BC172	NPN transistor
T3A-B	BC172 eller BC171	NPN transistor
T4A-B	BC173 eller BC172	NPN transistor
D1	ZPD12 eller ZPX12	zenerdiod
D2	1N4005 eller 1N4003	kraftdiod
D3	1N4005 eller 1N4003	kraftdiod
D4	1N4005 eller 1N4003	kraftdiod
D5	1N4005 eller 1N4003	kraftdiod
S1	2 ampere snabb säkring	
S2	2 ampere snabb säkring	
01	3 x tryckomkopplare	
02	tryckomkopplare	
03	tryckomkopplare	
K1	4 pol kantconnektorstift för kretskort	
K2	4 pol kantconnektorstift för kretskort	
K3	3 pol kantconnektorstift för kretskort	
K4	3 pol kantconnektorstift för kretskort	


T4A
T4B
R17A
R17B
C8A
C8B
R18A
R18B
R16A
R16B
R15A
R15B
C16A
C16B
R32A
R32B
R11A
R11B
VOLUME A
VOLUME B
R13A
R13B
BALANCE A
BALANCE B
O2
RUMBLE
O3
MONO
C6A
C6B
R34
R14A
R14B
R12A
R12B
O1
C2
C18A
C18B
C20A
C20B
R9A
R9B
T2A
T2B
R10A
R10B
C15A
C15B
R8A
R8B
C14A
C14B
R7A
R7B
R4A
R4B
R5A
R5B
R6A
R6B
T1A
T1B
C19A
C19B
R3A
R3B
C17A
C17B
R1A
R1B
R2A
R2B
PU
FM
TAPE
Left in
Right in
Left out
Right out


220V
15V
15V
S1
S2
D2
D5
D4
D3
C21A
C21B
LS
4 OHM
L1A
C1A
R35A
R36A
C22A
AF 310
JOSTY KIT GP310
R33
C4
D1
R25A
R27A
R30A
T3A
R26A
C9A
C11A
R29A
R28A
R20A
C12A
C7A
BASS A
R24A
R23A
C13A
TREBLE A
R22A
R21A
R19A
R31
C5
LS
4 Ohm
L1B
C1B
R35B
R36B
C22B
AF 310
R25B
R27B
R30B
C3B
T3B
R26B
C9B
C11B
R29B
R28B
R20B
C12B
C7B
BASS B
R24B
R23B
C13B
TREBLE B
R22B
R21B
R19B



TEKNISKA DATA (med 2 st AF 340)

Drivspänning	30 — 40 V AC
Uteffekt vid 1 kHz/ sinus	2 x 37 W/ 4 ohm
	2 x 26 W/ 8 ohm
Högtalarimpedans	4 eller 8 ohm
Harmonisk förvrängning DIN 45.500	
1 kHz, 50 mW uteffekt	0,2%
40 — 12.500 Hz, — 3 dB	0,2%
Intermodulation DIN 45.500	0,65%
Frekvensområde DIN 45.500	20 — 20.000 Hz — 1 dB
Effektbandbredd DIN 45.500	32 — 35.000 Hz
Dämpnings faktor DIN 45.500	min 40
In och utsignaler:	
Ingång PU (dynamisk)	4 mV/ 47 kohm
Ingång TUNER	250 mV/ 47 kohm
Ingång TAPE	250 mV/ 47 kohm
Utgång TAPE	200 mV/ 47 kohm
Signal/brusförhållande DIN 45.500	
50 mW, PU (dynamisk)	min. 51 dB
50 mW, TUNER	min. 54 dB
50 mW, TAPE	min. 54 dB
Kanalseparation	55 dB
Basreglering vid 40 Hz	plus/minus 10 dB
Diskantreglering vid 12.500 Hz	plus/minus 10 dB
Rumblefilter vid 20 Hz	— 16 Hz

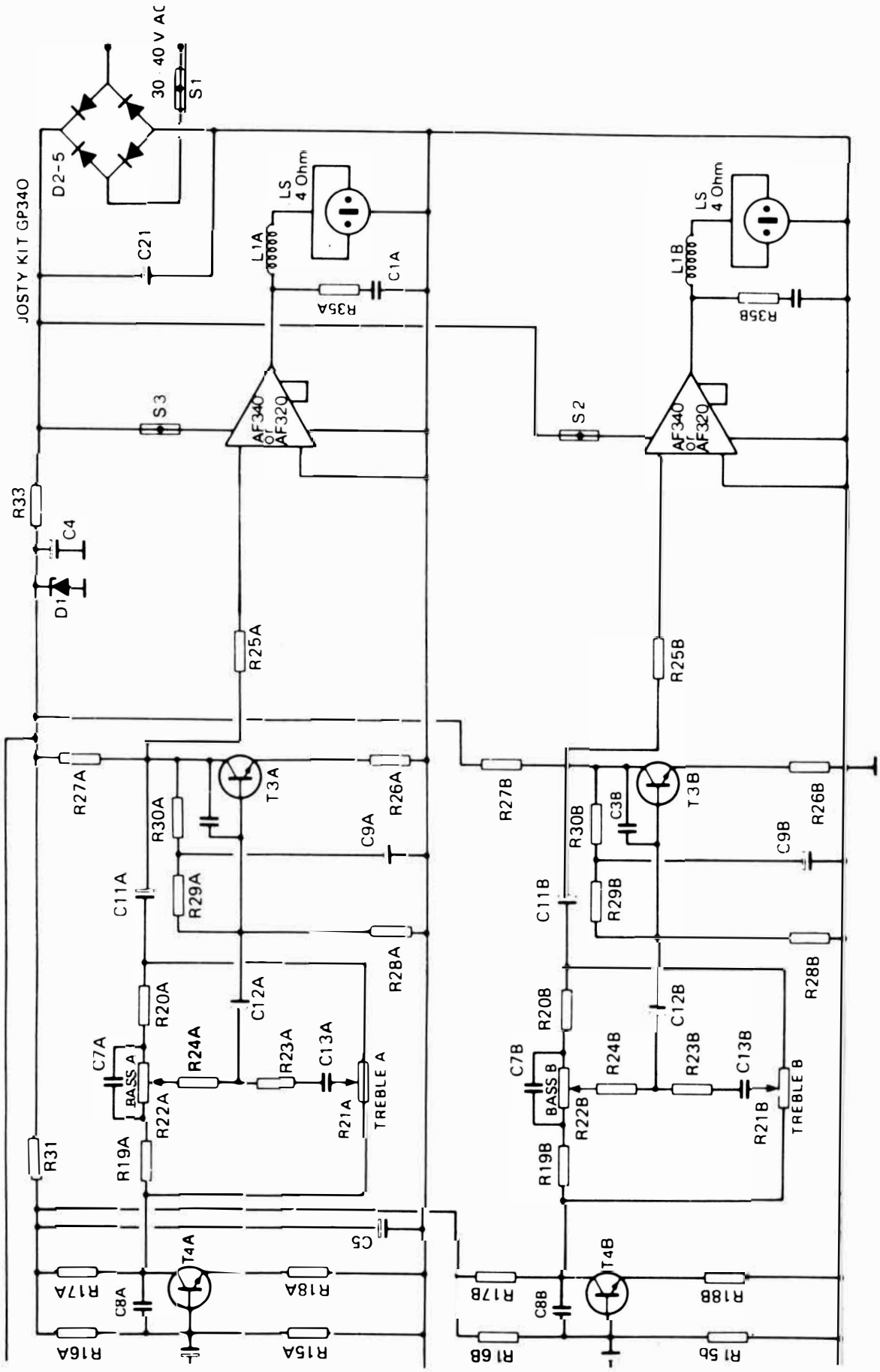
GP 340 är en stereogrundenhet för 2 st. effektförstärkare AF 340. Då kretskortet innehåller nätdel, behövs endast en transformator på 30 - 40 volt, AC (2,5 A).
GP 340 innehåller förförstärkare, tonkontroller, linjeförstärkare samt nätdel, som tidigare nämnts. Förförstärkaren är mycket känslig, 5 mV för max. utstyrning. Tonkontrollerna är av baxendal-typ med stort regleringsområde.
Om det skall anslutas en kristallpickup till GP 340, måste följande ändringar göras:

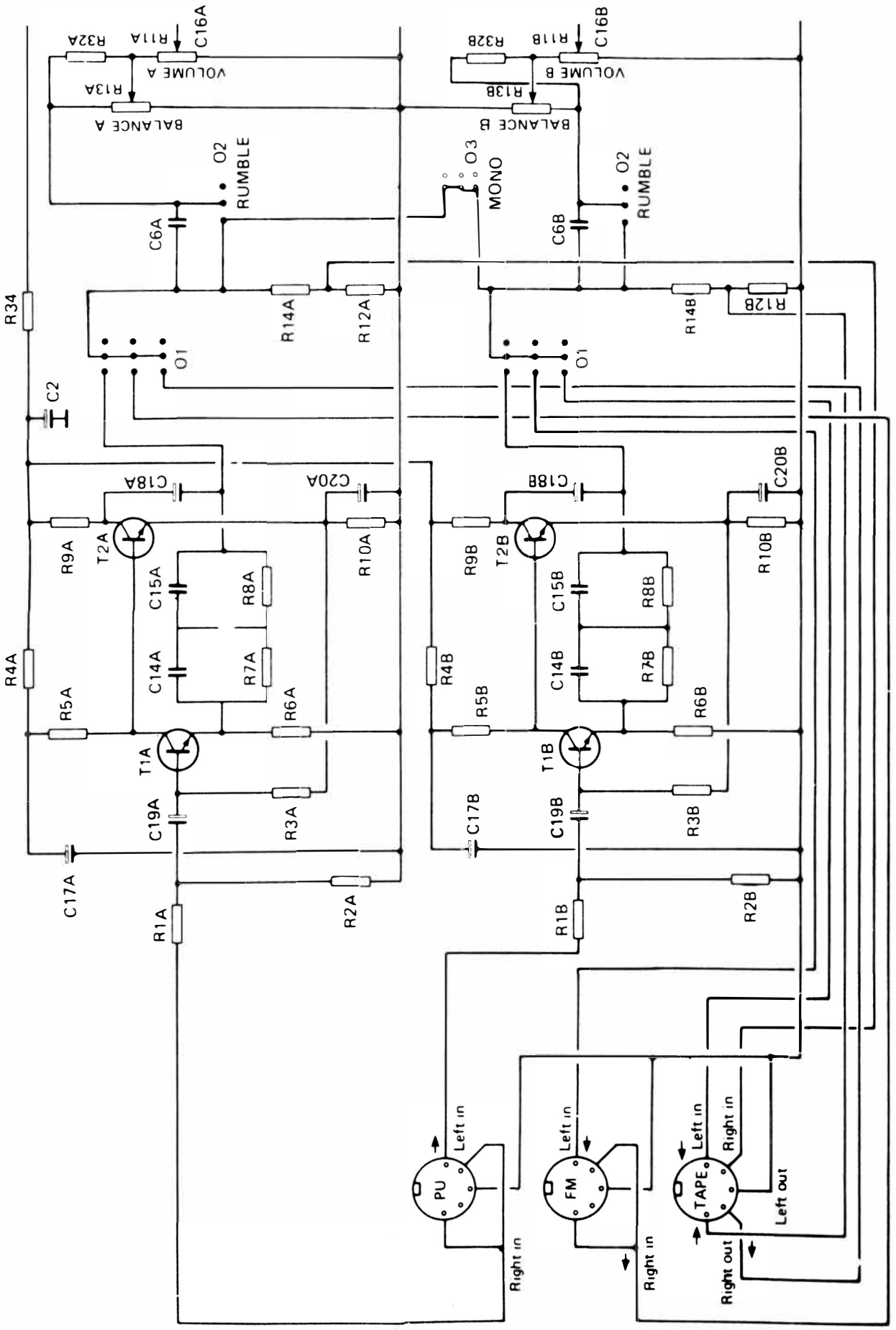
R1 monteras på platsen för R2
R2 monteras på platsen för R1
C14 monteras inte
C15 ersätts av en kortslutningsbygel

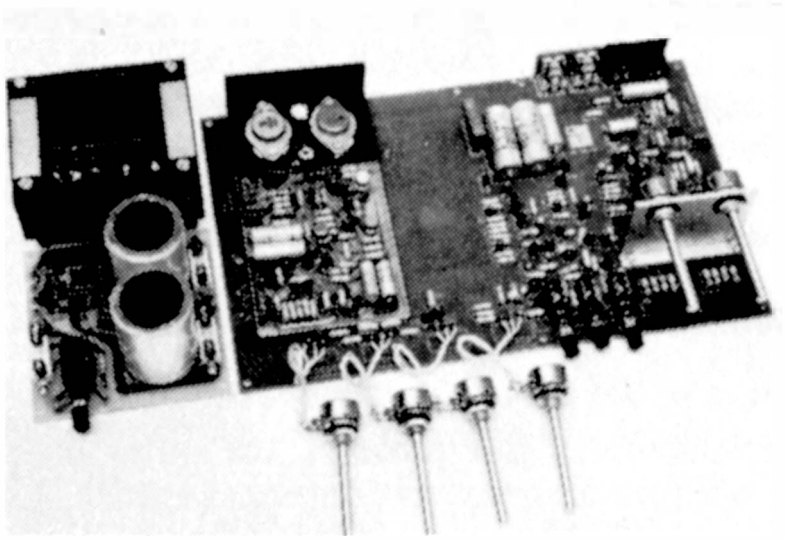
KOMPONENTLISTA

R1A-B	1,5 kOhm	1/4 W
R2A-B	150 kOhm	1/4 W
R3A-B	150 kOhm	1/4 W
R4A-B	22 kOhm	1/4 W
R5A-B	68 kOhm	1/4 W
R6A-B	390 Ohm	1/4 W
R7A-B	22 kOhm	1/4 W
R8A-B	470 kOhm	1/4 W
R9A-B	6,8 kOhm	1/4 W
R10A-B	470 kOhm	1/4 W
R11	47 kOhm	LOG eller 37/10 kOhm LOG potentiometer (volym)
R12A-B	180 kOhm	1/4 W
R13	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer (balans)
R14A-B	47 kOhm	1/4 W
R15A-B	22 kOhm	1/4 W
R16A-B	330 kOhm	1/4 W
R17A-B	10 kOhm	1/4 W
R18A-B	820 Ohm	1/4 W
R19A-B	27 kOhm	1/4 W
R20A-B	27 kOhm	1/4 W
R21	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer (diskant)
R22	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer (bas)
R23A-B	1 kOhm	1/4 W
R24A-B	47 kOhm	1/4 W
R25A-B	1 kOhm	1/4 W

R26A-B	22 Ohm	1/4 W
R27A-B	6,8 kOhm	1/4 W
R28A-B	12 kOhm	1/4 W
R29A-B	27 kOhm	1/4 W
R30A-B	68 kOhm	1/4 W
R31	100 Ohm	1/4 W
R32A-B	22 kOhm	1/4 W
R33	1 kOhm	2 W
R34	1,5 kOhm	1/4 W
R35A-B	8,2 Ohm	2 W
C1A-B	100 nF/250 V	polyesterkondensator
C2	220 uF/16 V	elektrolytkondensator
C3A-B	27 pF/125 V	keramisk kondensator
C4	470 uF/35-40 V	elektrolytkondensator
C5	470 uF/35-40 V	elektrolytkondensator
C6A-B	47 nF/250 V	polyesterkondensator
C7A-B	10 nF/250 V	polyesterkondensator
C8A-B	27 pF/125 V	keramisk kondensator
C9A-B	10 uF/25 V	tantalkondensator
C11A-B	6,8 uF/40 V	elektrolytkondensator
C12A-B	2,2 uF/35 V	tantalkondensator
C13A-B	1 nF/125 V	keramisk kondensator
C14A-B	1,5 nF/125 V	keramisk kondensator
C15A-B	15 nF/250 V	polyesterkondensator
C16A-B	6,8 uF/40 V	elektrolytkondensator
C17A-B	6,8 uF/40 V	elektrolytkondensator
C18A-B	6,8 uF/40 V	elektrolytkondensator
C19A-B	6,8 uF/40 V	elektrolytkondensator
C20A-B	47 uF/6-10 V	tantalkondensator
C21	4700 uF/63-70 V	elektrolytkondensator
T1A-B	BC173 eller BC172	NPN transistor
T2A-B	BC173 eller BC172	NPN transistor
T3A-B	BC172 eller BC171	NPN transistor
T4A-B	BC173 eller BC172	NPN transistor
D1	ZPD24 eller ZPX24	zenerdiod
D2	1N5404	kraftdiod
D3	1N5404	kraftdiod
D4	1N5404	kraftdiod
D5	1N5404	kraftdiod


JOSTY KIT GP340
30 40 V AC
S1
D2-5
C21
LS 4 Ohm
L1A
C1A
R35A
S3
AF340 or AF320
R33
C4
D1
R25A
R27A
R30A
T3A
R26A
C9A
C11A
R29A
R28A
R20A
C12A
C7A
BASS A
R24A
R23A
C13A
TREBLE A
R22A
R21A
R19A
R31
C5
T4A
R17A
C8A
R18A
R16A
R15A
LS 4 Ohm
L1B
R35B
S2
AF340 or AF320
R25B
R27B
R30B
C3B
T3B
R26B
C9B
C11B
R29B
R28B
R20B
C12B
C7B
BASS B
R24B
R23B
C13B
TREBLE B
R22B
R21B
R19B
T4B
R17B
C8B
R18B
R16B
R15B


R32A
R11A
C16A
VOLUME A
R13A
BALANCE A
O2
RUMBLE
C6A
R34
R14A
R12A
O1
C2
C18A
C20A
R9A
T2A
R10A
C15A
R8A
C14A
R7A
R4A
R5A
R6A
T1A
C19A
R3A
C17A
R1A
R2A
R32B
R11B
C16B
VOLUME B
R13B
BALANCE B
O3
MONO
O2
RUMBLE
C6B
R14B
R12B
O1
C18B
C20B
R9B
T2B
R10B
C15B
R8B
C14B
R7B
R4B
R5B
R6B
T1B
C19B
R3B
C17B
R1B
R2B
PU
Left in
Right in
FM
Left in
Right in
TAPE
Left in
Right in
Left out
Right out



GP360/410 är konstruerat speciellt för effektförstärkar-modulerna AF360 och AF410. Man kan därför välja mellan 50 eller 100 watt uteffekt på den kompletta förstärkaren.

Förutom den vanliga förförstärkaren är GP360/410 konstruerad med följande specialdetaljer, som gör den speciellt användbar även för krävande orkesterbruk:

TONKONTROLLER för bas och diskant med 15 dB reglering vid 100 Hz och 10 kHz.

MIXER mellan två ingångar med var sin förförstärkare. Med hjälp av en motståndsdekad kan man välja känsligheten till 4, 8, 40 och 400 mV utan någon form för ändringar. Man använder bara DIN-kontaktens stift 1, 4, 5 eller 3 i angiven ordning.

Man kan omedelbart använda både hög- och lågohmiga mikrofoner och pickuper till mixeringångarna på GP360/410. Dock bör man använda en balanserad/obalanserad mikrofontransformator, om ledningslängden överstiger ett par meter. En balanserad mikrofonledning samlar i praktiken inget brum från omgivningen.

Ska förförstärkarna användas till pickup, bör man i B-kanalen i stället för motståndet R84 använda komponenterna C36, C37, R59 och R60. R84 användas för linjära ingångar, dvs. för radio, gitarr, orgel eller mikrofon.

I A-kanalen ska R83 vid pickup ersättas med C42, C43, R71 och R72.

EFFEKTINGÅNGEN bör normalt kortslutas med en liten bygel, för att förstärkaren ska fungera. Eventuellt kan efterklangsenheten AF302 med L500 anslutas här. Det räcker då med en enkel stickpropp för både in- och utgång, som f.ö. sitter baktill på förstärkarkortet.

BANDSPELAR IN/UTGÅNG för avspelning genom förstärkaren från tonkontroll till utgång och inspelning från mixer och förförstärkare. Se schema.

BOOSTER — inkopplas med 03. Denna funktion åstadkommer en skärande klang som håller gitarr- eller orgelklangen uppe, även om signalstyrkan svänger.

WAW-BOOSTING inkopplas när man samtidigt påverkar 01 och 03. Låter som, och är, en kombination av auto waw-waw och boosting. Båda effekterna kopplas bort med hjälp av den mittersta knappen 02.

AUTO WAW-WAW träder i funktion, när man trycker på omkopplaren 01. Frekvensen kan varieras på potentiometern R47.

AUTO WAW-WAW är en av JOSTY KIT utvecklad specialeffekt, en blandning av WAW-WAW och TREMOLO. Effekten svänger automatiskt med den i förväg inställda frekvensen. Någon pedal eller kontakt behöver således inte kopplas till.

När man trycker på denna omkopplare, liksom på 02 och 03, ska volymkontrollen vara helt nedskruvad.

TEORETISK FUNKTION

Förförstärkarna, som består av integrerade kretsar, är brusvaga, linjära förstärkare, där man i praktiken bara behöver motkoppla efter aktuellt behov. Man kan använda linjär motkoppling genom att sätta in ett ensamt motstånd, eller olinjär motkoppling genom att använda två polyesterkondensatorer och två motstånd.

FÖRFÖRSTÄRKARE PU & MIC

Den olinjära motkopplingen användes för kompensation av en grammofonskivas olinjära inspelningskarakteristik. Man använder antingen RIAA- eller CCIR-normen vid olinjär motkoppling. De båda normerna avviker endast ca 2 dB från varandra, vilket gör det möjligt att avspela CCIR-inspelade skivor på RIAA-kopplade förstärkare.

GP360/410 är RIAA-kopplad. RIAA är en amerikansk norm, medan CCIR är europeisk.

Från förförstärkarnas utgångar går signalen genom två motstånd till förförstärkare nr 2. Här blandas signalerna från kanalerna A och B. När man placerar potentiometrarna framför förförstärkarna och låter MIXNINGEN äga rum efter förstärkarna, är det för att undgå, att den ena potentiometerns styrkeinställning får någon inverkan på den andra. Det "kostar" i verkligheten ett extra förförstärkarsteg att bygga en mixer så professionellt.

Förförstärkaren består av en darlingtontransistor och en emitterföljartransistor. Detta för att distorsionen ska bli så låg som möjligt. Stor förstärkning och kraftig motkoppling ger låg distorsion. För förförstärkaren lovar IC-tillverkaren bättre än 0,1% harmonisk distorsion, och de efterföljande stegen bör därför vara minst lika bra eller bättre.

De båda efterföljande förstärkarna har också en sammanlagd distorsion som är mindre än 0,03% vid 1 kHz och maximal utstyrning.

WAW-WAW

Med omkopplaren 02, normal-omkopplaren, bestämms motkopplingen och därmed förstärkningen i förstärkare nr 2 till ca 2 gånger.

När omkopplaren 01, AUTO WAW-WAW-omkopplaren, trycks in, urkopplas den linjära motkopplingen, och ett dubbelt T-led, C49, C50, C51, R34 och R36.

WAW-funktionen kan nu göras variabel genom att T-ledet varieras i takt med en frisvängande multivibrator, T5 och T6 med kringliggande komponenter.

Då man inte kan variera T-ledet direkt, har vi använt en FET som spänningsreglerat motstånd. Se T4 och tillhörande komponenter.

Den speciella waw-waw-klangen framkommer nu genom att vissa bestämda, skarpt avgränsade frekvenser förstärkes kraftigare än andra.

BOOSTER

Innan signalen löper in i denna speciellt motkopplade andra förförstärkare, kan den passera en distorsionsenhet, T7, T8 och kringliggande komponenter.

Distorsionsenheten eller BOOSTERN är en kraftig förförstärkare med dynamiken begränsad till några få dB. Det betyder, att en signal, som bara ökar sakta i styrka, kommer att klippas av i topp och botten på grund av överstyrning.

Då avklippningssymmetrin beror på transistorernas förstärkning, och då dessa ej är motkopplade, blir det nödvändigt att justera arbetslinjen. För detta använder man trimpotentiometern R54.

För att inte BOOSTERN ska komma ur symmetrin vid svängande drivspänning, är nätdelen stabiliserad med zenerdioden D2.

BOOSTERNS utgång är försedd med ett RC/CR-led som ger den rätta klangen och styrkan i förhållande till normalsignalen.

Man kan koppla in både BOOSTER och WAW-WAW samtidigt genom att trycka på både 01 och 03.

När man trycker på omkopplarknapparna, bör man först skruva ned volymkontrollen helt för att undvika missljud i högtalarna. Detta är en följd av kopplingsmetoden. Omkopplaren påverkar nämligen direkt motkopplingsnätverket i förförstärkare 2.

Från förförstärkare 2 går signalen till förförstärkare 3 som är motkopplad med tonkontrollkretsen till en total förstärkning av en gång. För att inte spoliera grundförstärkarens goda dynamikområde, har man placerat volymkontrollen före tonkontrollen.

Tonkontrollens variationsområde beror på ingångsimpedansen, och därför kan man inte direkt inkoppla en volymkontroll på detta ställe. Man använder då en emitterföljare som har en likartat låg utgångsimpedans och hög ingångsimpedans. Se T2 med kringliggande komponenter.

Tonkontrollen är utförd helt som en motkopplingskrets. Samtidigt är den helt symmetrisk för att man ska få lika stor höjning/sänkning av bas/diskant vid frekvenserna 100 Hz och 10 kHz. I ytterlägena är regleringen precis ± 15 dB. Regleringen från kontrollernas mittläge är logaritmisk. Detta för att man ska få fin reglering från LINJÄR-läget. Vrider man kontrollerna 90° åt varje sida, får man således en justering på bara ± 6 dB. De sista 45° ger återstående 9 dB.

En tonreglering av 15 dB låter kanske inte så mycket, men man bör hålla i minnet, att det är vid frekvenserna 100 och 10.000 Hz. Regleringen vid 20 och 20.000 Hz är naturligtvis större — ca 22 dB. Detta sätt att ange regleringen på är dock inte korrekt.

Utstyrningen för 4 mV in i förförstärkarna ger en utgångsspänning på drygt 775 mV, vilket passar till känsligheten hos AF360 och AF410 för full uteffekt.

GP360/410 kan utan vidare ge mer än 775 mV ifrån sig, om bara ingångsspänningen ökas. 8 mV in ger således 1,5 V ut.

TEKNISKA DATA

Drivspänning	2× 30—40 V DC
Strömförbrukning	50 — 3500 mA
Uteffekt med AF360/410	50 eller 100 W
Harmonisk distorsion (1 kHz)	0,05%
Ingångsimpedanser	10k/20k/100k/1M Ohm
Belastningsimpedanser	4, 8 och 16 ohm

Betr. speciella effekter, se föregående beskrivning.

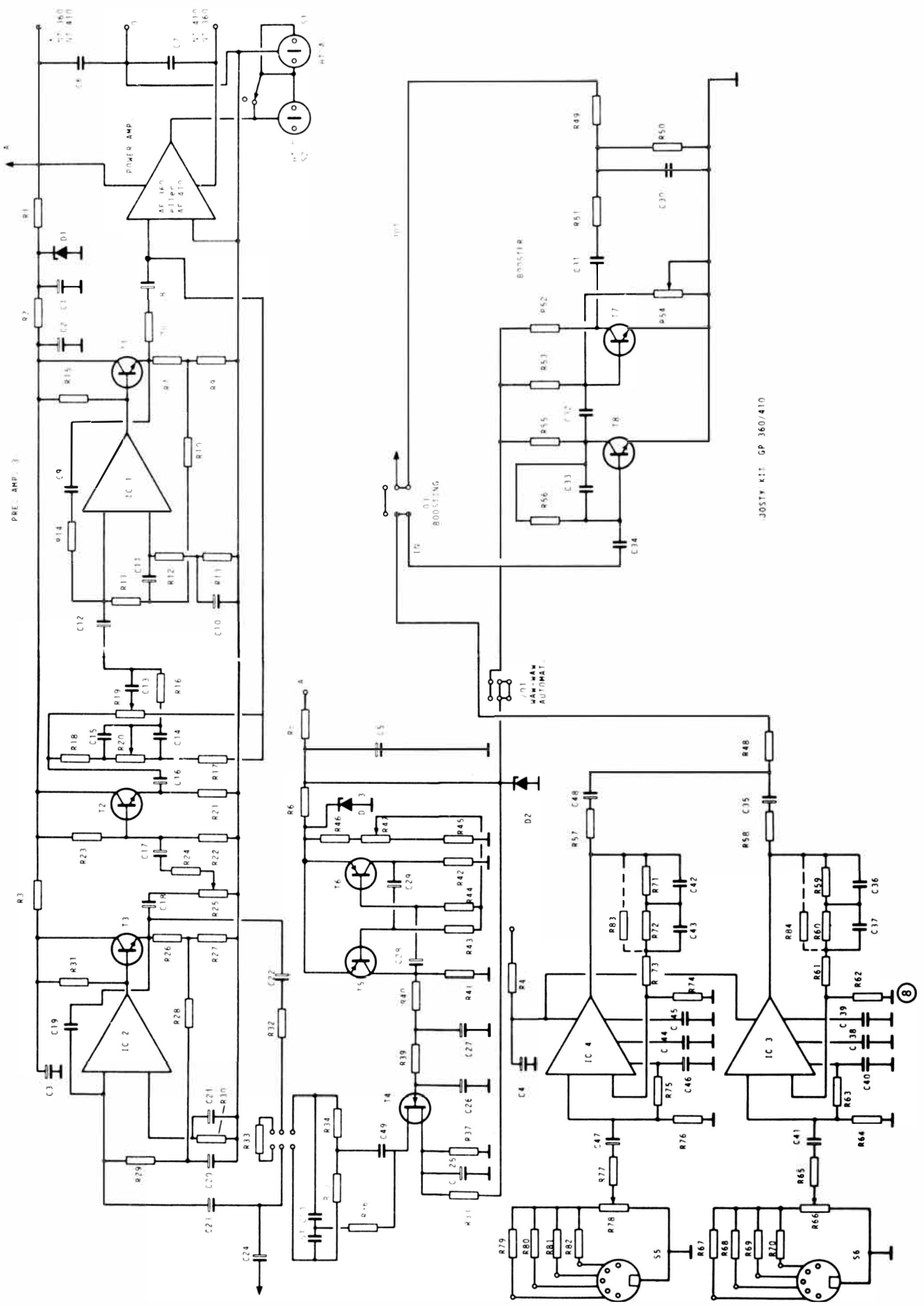
KOMPONENTLISTA

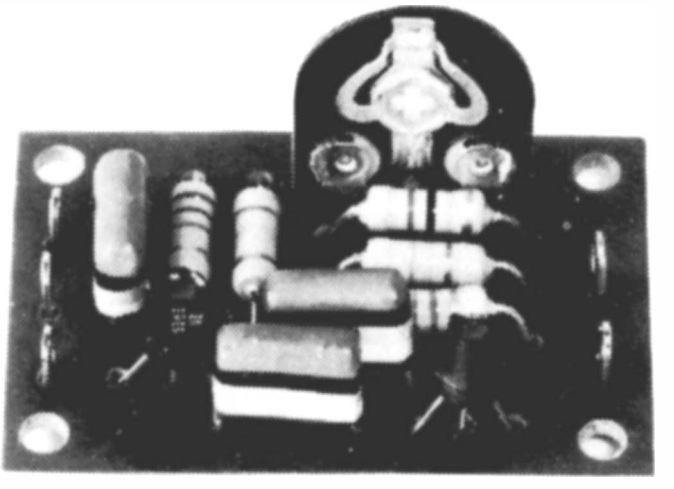
R1A	68 Ohm (m.AF360)	R26	2,2 k Ohm
R1B	270 Ohm (m.AF410)	R27	680 Ohm
R2	100 Ohm	R28	47 k Ohm
R3	100 Ohm	R29	18 k Ohm
R4	100 Ohm	R30	3,3 k Ohm
R5	3,3 k Ohm	R31	18 k Ohm
R6	470 Ohm	R32	10 k Ohm
R7	2,2 k Ohm	R33	47 k Ohm
R8	100 Ohm	R34	6,8 k Ohm
R9	680 Ohm	R35	6,8 k Ohm
R10	47 k Ohm	R36	3,9 k Ohm
R11	18 k Ohm	R37	5,6 k Ohm
R12	330 Ohm	R38	5,6 k Ohm
R13	3,3 k Ohm	R39	33 k Ohm
R14	68 Ohm	R40	33 k Ohm
R15	18 k Ohm	R41	15 k Ohm
R16	22 k Ohm	R42	10 k Ohm
R17	3,3 k Ohm	R43	33 k Ohm
R18	3,3 k Ohm	R44	33 k Ohm
R19	47 k Ohm	R45	10 k Ohm
R20	47 k Ohm	R46	3,9 k Ohm
R21	2,2 k Ohm	R47	10 k Ohm
R22	100 k Ohm	R48	10 k Ohm
R23	100 k Ohm	R49	10 k Ohm
R24	4,7 k Ohm	R50	15 k Ohm
R25	22 k Ohm	R51	68 k Ohm

R52	10 k Ohm
R53	10 k Ohm
R54	1 k Ohm
R55	10 k Ohm
R56	1 M Ohm
R57	10 k Ohm
R58	10 k Ohm
R59	3,9 k Ohm
R60	68 k Ohm
R61	470 Ohm
R62	100 Ohm
R63	220 k Ohm
C1	1000uF/35-40V
C2	1000uF/35-40V
C3	220uF/35-40V
C4	220uF/35-40V
C5	220uF/16V
C6	100nF
C7	100 nF
C8	10uF/25V
C9	47pF
C10	100uF/3V
C11	10uF/25V
C12	10uF/25V
C13	1,5nF
C14	47nF
C15	47nF
C16	10uF/25V
C17	10uF/25V
C18	10uF/25V
C19	47pF
C20	10uF/25V
C21	100uF/3V
C22	10uF/25V
C23	10uF/25V
C24	10uF/25V
C25	10uF/25V
C26	1uF/35V
C27	1uF/35V
C28	2,2uF/35V
C29	4,7uF/35V
C30	2,2nF
C31	6,8 nF
C32	100nF
C33	100pF

R64	68 k Ohm
R65	10 k Ohm
R66	10 k Ohm
R67	100 Ohm
R68	10 k Ohm
R69	100 k Ohm
R70	1 M Ohm
R71	3,9 k Ohm
R72	68 k Ohm
R73	470 Ohm
R74	100 Ohm
R75	220 k Ohm
C34	100nF
C35	0,1uF/35V
C36	15nF
C37	100nF
C38	47nF
C39	100nF
C40	100uF/3V
C41	0,1uF/35V
C42	15nF
C43	100nF
C44	47nF
C45	100nF
C46	100uF/3V
C47	0,1uF/35V
C48	0,1uF/35V
C49	47nF
C50	22nF
C51	22nF
T1	BC 173
T2	BC 173
T3	BC 173
T4	2N4302
T5	ME 0412
T6	ME 0412
T7	BC 173
T8	BC 173
IC1	MC1330
IC2	MC1330
IC3	MFC 8040
IC4	MFC 8040

R82	1 M Ohm
R83	3,9 k Ohm
R84	3,9 k Ohm
R79	100 Ohm
R80	10 k Ohm
R81	100 k Ohm
R76	68 k Ohm
R77	10 k Ohm
R78	10 k Ohm


POWER AMP
PRE AMP
BOOSTER
BOOSTING
WAW-WAW AUTOMAT
JOSTY KIT GP 360/410



GU15 är en förvrängningsenhet för gitarrer, orglar osv. Om den matas med en sinuston, omvandlas denna till något som liknar en fyrkantimpuls.

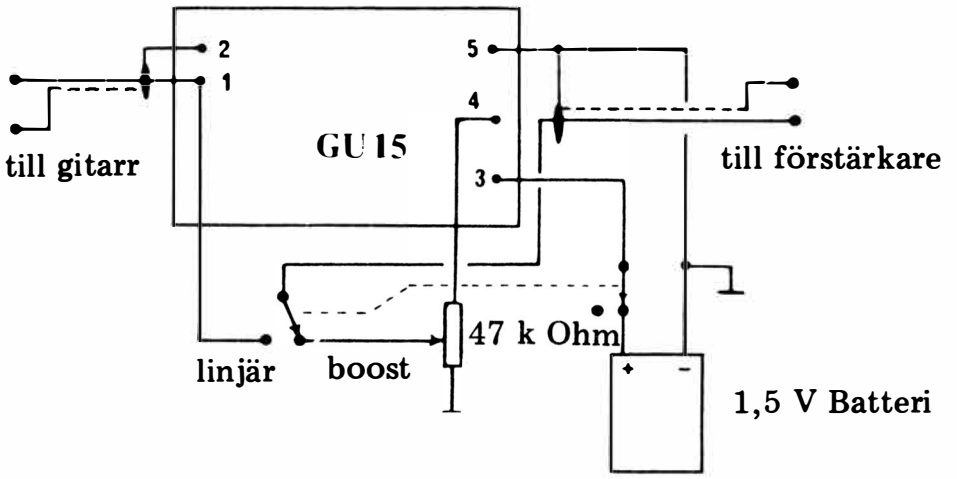
Med R6 kan man justera den basförspänning dom skall tillföras T1. Om den kan göras tillräckligt låg, kan transistorn fås att dra ström, när det kommer impulser genom C1. Detta låter då som en vanlig sinuston rik på övertoner.

Man kan koppla ett filter efter GU15 för uppmjukning eller framhävning av höga frekvenser.

TEKNISKA DATA

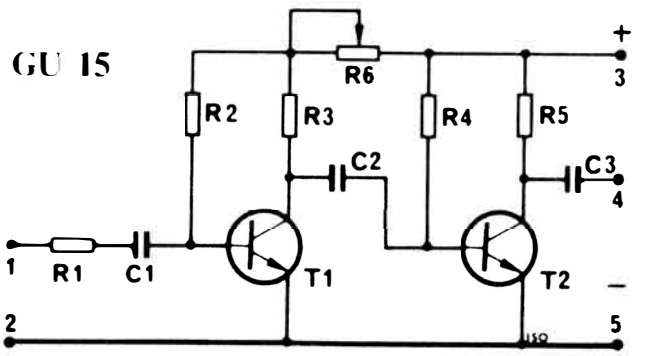
Spänning	1,5 volt DC
Ström	0,1 mA
Förstärkning	100 gånger, 40 dB

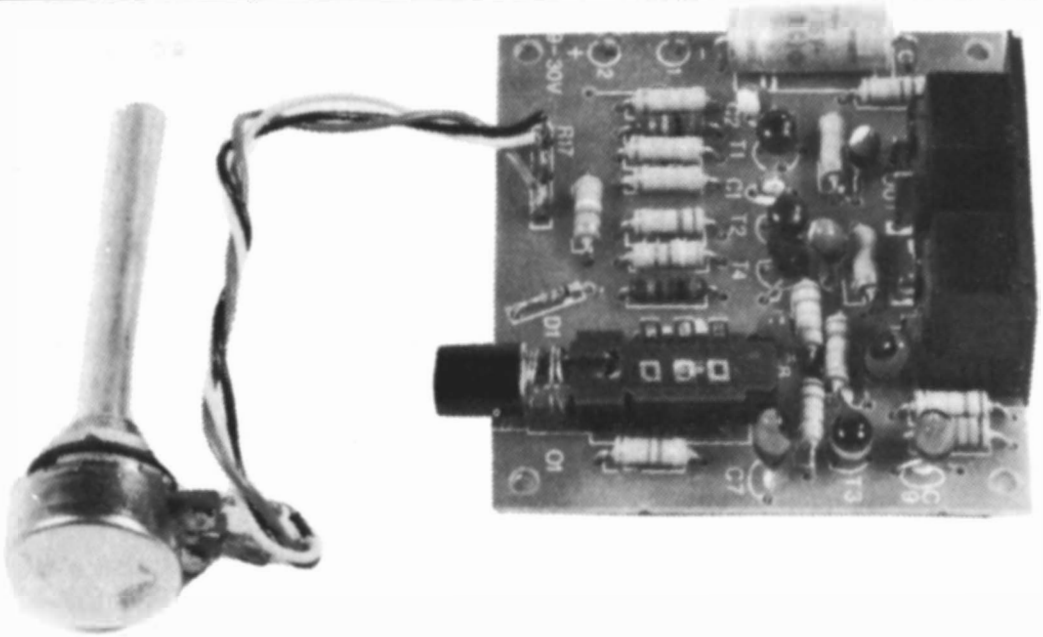
I läge linjär är batteriet frånkopplat



KOMPONENTLISTA

R1	5,6 kohm
R2	470 kohm
R3	10 kohm
R4	180 kohm
R5	1,5 kohm
R6	5 kohm Trim
C1	100 nF
C2	100 nF
C3	100 nF
T1	BC 172 el. BC 173
T2	BC 172 el. BC 173





TEKNISKA DATA

Drivspänning	9—30 V DC
Strömförbrukning vid 9 V	4 mA
Tremolofrekvens	2—10 Hz
Ingångsspänning	max. 300 mV
Ingångsimpedans	55 kohm
Utgångsimpedans	4,7 kohm
Distorsion	max. 2%

GU330 är avsedd för likspänningar mellan 9 och 30 volt. Med ett 9 volts batteri blir strömförbrukningen så låg som 4 mA. Det betyder, att ett batteri av typ Hellesens 410 räcker för mer än 100 timmars kontinuerlig drift. Tremolo-enheten består av tre olika elektroniska block, en stabil multivibrator, en FET regulator och en förförstärkare. Egentligen skulle vi också räkna dit strömkällan, men denna består bara av ett motstånd, en zenerdiod och ett par kondensatorer.
Tryckomkopplaren, som också är monterad på kortet, har två funktioner: dels att bryta strömmen, när tremolo-enheten inte användes, dels att ordna med förbindelse mellan in- och utgångar, när signalen passerar direkt. Tremolon drar således ström endast när den fungerar och blandas med musiken.
Med en utvändig potentiometer kan man variera takten mellan 2 och 10 Hz. GU330 är inte beräknad för intensitetsreglering, men det är enkelt att bygga ut den med denna finess. Man placerar en 47 kohm potentiometer över "drain" och "source" på fälteffekttransistorn (FET).

Den astabila multivibratorn bestående av PNP-transistorerna ME0412, T1 och T2, ger tremolofrekvensen. Genom att reglera den totala basströmmen till transistorerna T1 och T2, kan man variera tremolofrekvensen från ca 2 till 10 Hz.
Motstånden R16 och R15 är båda placerade i serie med tremolopotentiometern R17 för att ge en undre frekvens av 2 Hz och en övre av 10 Hz. Vill man ha högre eller lägre tremolofrekvens, måste man således ändra dessa motstånd.
Styrspänningen till FET tages från T2:s kollektor genom två RC-led. Det är ju så, att en astabil multivibrator avger en "fyrkantig" ton. Då en riktig tremolo är en jämnt stigande och fallande ändring av styrkan, måste vi alltså jämna till de fyrkantiga tonerna. Utan dessa RC-filter skulle vi således höra en rad smällar, var gång multivibratorn slog om. Därför kan vi inte avlägsna RC-leden i hopp om att få PERCUSSION i stället för tremolo.
En percussion-enhet är konstruerad på samma sätt men har en startkrets som slutes först när man tar ett fast grepp i gitarren eller orgeln. Därigenom hindras klickandet, när instrumentet inte slås an.
FET är placerad i T4:s avkopplingskrets och fungerar som reglerbart motstånd.

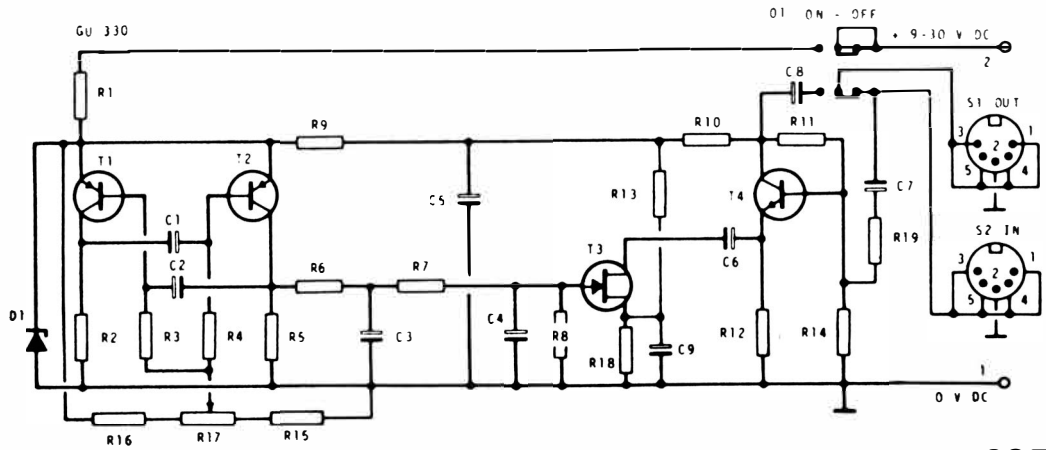
Med styrspänningen från RC-leden regleras grindspänningen och därmed motståndet mellan "source" och "drain". Det betyder, att C6 genom FET mer eller mindre blir seriekopplad med C9.
I praktiken verkar det, som om man ansluter en kondensator mer eller mindre över emittermotståndet R12. Därvid stiger förstärkningen i T4.

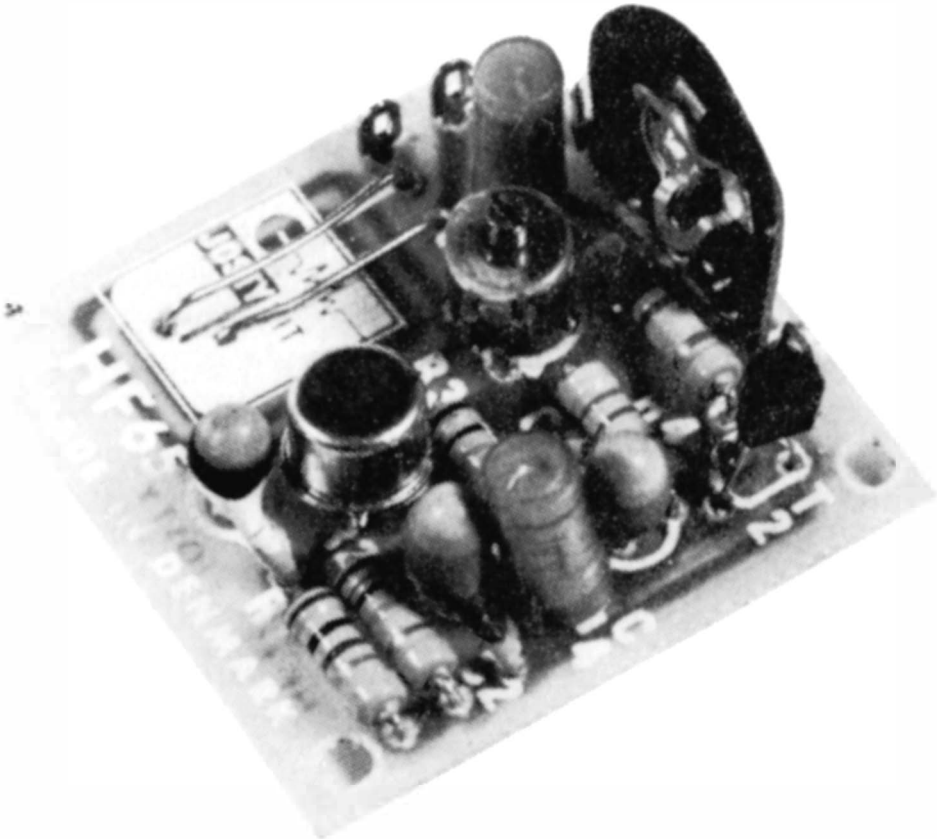
FET öppnar redan vid en negativ spänning av —4 volt på grinden. Det är därför nödvändigt att styra med en spänning som svänger mellan —4,5 och —3 volt. Detta går inte, eftersom man inte får någon negativ spänning från ett enkelt batteri. Därför ökas "source" helt enkelt till 4,5 volt med motstånden R13 och R18. På så sätt blir grindspänningen 4,5 volt lägre än spänningen på "source".
Förförstärkaren är utformad så, att man får en gångs förstärkning, när C6 inte avkopplar genom FET. När det kommer spänning genom RC-leden till FET, blir denna ledande och förstärkningen i T4 stiger till maximalt 30 gånger.
Eftersom det är tämligen opraktiskt med förstärkning i en tremolo, är dämpningsmotståndet R19 inkopplat. Härvid

blir den totala förstärkningen under tremoloperioden högst 2 och minst 1/10. Detta motsvarar någorlunda det psykiska ljudtrycket vid en gångs förstärkning utan tremoloeffekt.
Vid en förstärkarkoppling kan man givetvis överstyra ingångssteget. Detta sker här vid 3—400 mV. De flesta gitarrer och orglar ger emellertid långt mindre spänning från sig framför effektförstärkaren, så det blir säkert inga problem.
Konstruktionen är naturligtvis ordentligt utprovad under praktiska förhållanden av en rad utövande gitarrister och organister, som alla uttryckt sin oförbehållsamma beundran för den här lilla tingesten.
PS! Kom ihåg att bygga in GU330 i metallhölje och använda metallmellanlägg vid uppspänningen. GU330 får nämligen jordförbindelse till höljet genom mellanläggen. Glömmer du detta, blir resultatet ett KRAFTIGT BRUM.

KOMPONENTLISTA

R1	1 k Ohm
R2	33 k Ohm
R3	33 k Ohm
R4	33 k Ohm
R5	15 k Ohm
R6	33 k Ohm
R7	33 k Ohm
R8	12 k Ohm
R9	3,9 k Ohm
R10	12 k Ohm
R11	68 k Ohm
R12	12 k Ohm
R13	4,7 k Ohm
R14	180 k Ohm
R15	10 k Ohm
R16	3,9 k Ohm
R17	10 k Ohm
R18	5,6 k Ohm
R19	56 k Ohm
C1	2,2uF/35V
C2	2,2uF/35V
C3	1uF/35V
C4	1uF/35V
C5	220uF/16V
C6	10uF/25V
C7	10uF/25V
C8	10uF/25V
C9	10uF/25V
T1	ME 0412
T2	ME 0412
T3	2N4302
T4	BC 173
D1	ZPD 7,5

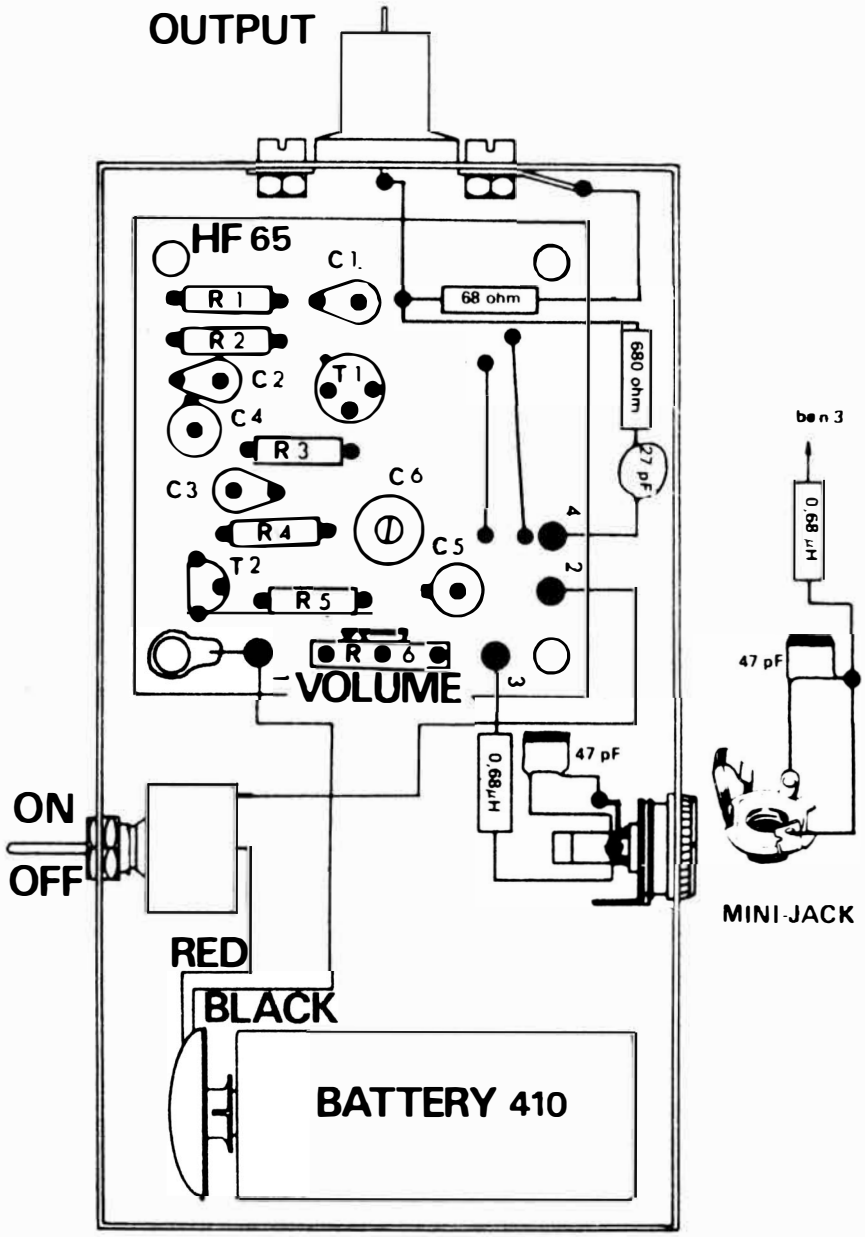




TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 — 12 V DC
Utgångsspänning	100 mV
Frekvensområde	60 — 145 MHz
Ingångskänslighet	10 mV

HF 65 är en sändaroscillator för test av mottagare och televisionsapparater.
Efter montering och test, skall den inbyggas i en metallåda som visas på ritningen. Detta för att hindra utstrålning på spegelfrekvenser.
Utsignalen skall anslutas direkt till mottagarens antenningång. Förbindelsen mellan HF 65 och mottagare görs med en 75 ohms koaxialkabel, med korrekta anslutningskontakter. Den av televerket maximalt godkända utstrålning, får ej överstiga 10 uV/m. I annat fall kommer HF 65 att vara en sändare och då skall den vara godkänd av televerket och innehavaren skall ha tillstånd att inneha sändare.
Så var försiktig, så att du inte får onödig utstrålning. Vidare är du moraliskt förpliktad att se till att HF 65 inte utstrålar, för denna utstrålning kan orsaka störningar på luftfartskommunikation och offentlig kommunikation.



På ritningen visas en korrekt montering av HF 65. I exemplet ger HF 65 ingen olovlig utstrålning.
Beroende, på vilken frekvens HF 65 skall arbeta, skall kretskortsspolen kortslutas. Skall HF 65 arbeta i området 88 — 108 MHz, kortsluts de yttersta varven av spolen. Kortslutes de tre yttersta varven, svänger HF 65 på 144 — 146 MHz.
Med kondensatorn C6 fintrimmas signalen så att mottagningen blir perfekt.
Skall oscillatorn svänga på TV frekvenserna för VHF, måste kortslutningen av varven göras som på 144 MHz. Som stapel generator till oscillatorn kan MI 360 användas. Tongeneratorns utgång kopplas till ingången på HF 65 och vågräta streck kommer synas på TV'n.

Då HF 65 är mycket känslig på ingången kan en mikrofon direkt anslutas (U110). På en TV kommer vågräta och lodräta streck att synas när man t.ex visslar i mikrofonen. Med HF 65 kan en mottagares känslighet justeras. Förutom HF 65 behövs då en dämpsats, som skall seriekopplas med HF 65. Detta för att inte överstyra mottagaren. Monteringen av dämpsatsen visas på ritningen.

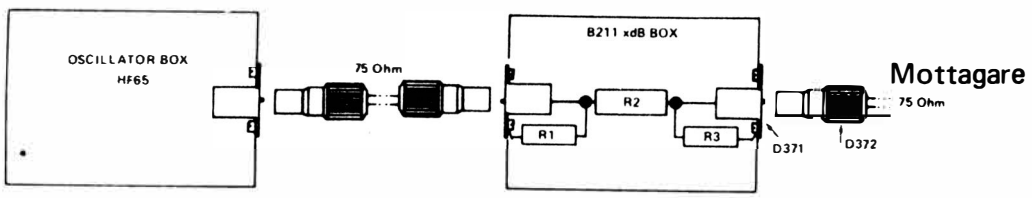
3 dB	6 dB	10 dB	20 dB	40 dB	60 dB	MOTSTÅND
470	390	220	150	150	150	R1 (Ohm)
39	82	150	560	5,6K	56K	R2 (Ohm)
470	390	220	150	150	150	R3 (Ohm)

I tabellen ses, hur dämpningen kan väljas genom utbyte av motstånd. Bättre är naturligtvis att bygga en dämpsats för varje dämpfaktor.

Dämpsatserna används enligt följande tabell:

60 dB 1000 gångers dämpning
40 dB 100 gångers dämpning
20 dB 10 gångers dämpning
10 dB 3 gångers dämpning
6 dB 2 gångers dämpning
3 dB 1,5 gångers dämpning

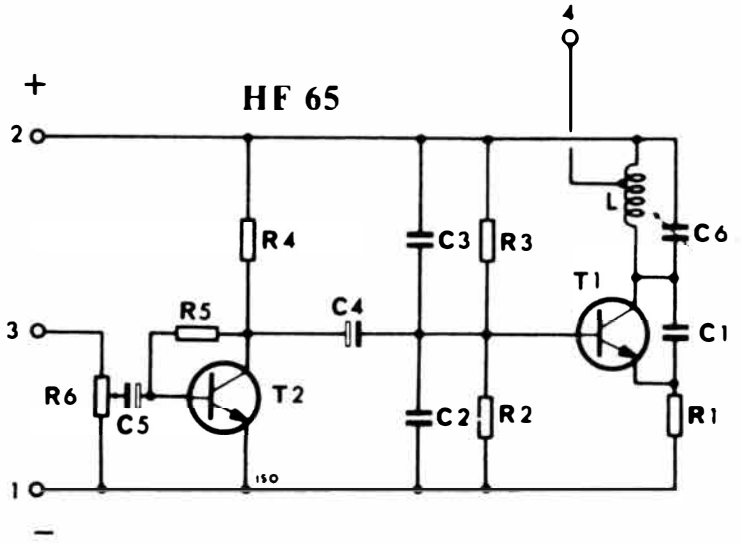
Om det i mottagaren hörs en ton med överlagrat svagt brus, är känsligheten rätt inställd.
När man vet att signalen från HF 65 är t.ex. 100 mV och dämpningssatsen är 60 dB, 20 dB och 6 dB, kan man uträkna känsligheten. dB-värdena adderas och antal gånger, multipliceras.

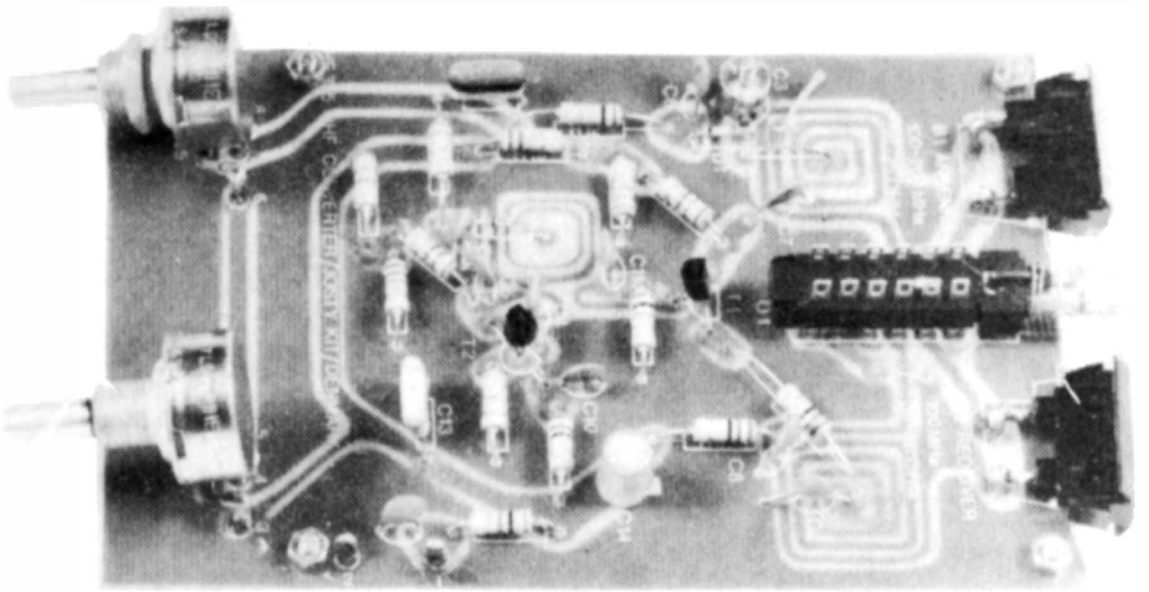


Spolen L lindas med 0,8 — 1 mm koppartråd ca. 5 varv med en diameter på 1 cm (luftlindad).
Uttaget på spolen görs efter 2 varv.

KOMPONENTLISTA

R1	100 Ohm
R2	10 kOhm
R3	10 kOhm
R4	4,7 kOhm
R5	220 kOhm
R6	22 kOhm
C1	3 pF
C2	470 pF
C3	470 pF
C4	6,8 uF/40 V
C5	6,8 uF/40 V
C6	20 pF
T1	2N2219
T2	BC172





TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 V DC
Strömförbrukning	4 mA
Mottagningsområde	100 — 200 MHz
Känslighet med 1 uV ut	0,8 uV med 10 dB/SN

HF 305 är en konverter (omvandlare). En konverter omvandlar en frekvens till en annan frekvens. HF 305 omvandlar frekvenser mellan 100 — 200 MHz till ca. 100 MHz.
Frekvensen 100 MHz kan mottagas på vanliga FM mottagare. Som ses senare i texten kan HF 305 även ändras, för att mottaga frekvenser under 100 MHz.

De två potentiometrarna på HF 305 är dels för grovinställning och för fininställning av frekvensen. Inställning av en station går till på följande sätt:

Ställ in en FM radio på frekvensen 100 MHz. Med grovinställningen, justeras den mottagna frekvensen ungefärligt. Med fininställningen, justeras den mottagna frekvensen så att stationen hörs perfekt.

Vad finns att lyssna på 100 — 200 MHz?
Mellan 112 — 130 MHz finns flygtrafiken. Kom ihåg att denna kommunikation sker med AM (amplitudmodulering), så frekvensinställningen på HF 305 måste vara lite snedställd.

144 — 146 MHz är det så kallade 2 - metersbandet för radioamatörer. Här kan noteras, att i vissa fall sker sändningen på detta band med SSB (Single Side Band). Denna typ av modulation kan ej HF 305 separera.
TV ljudet ligger på många ställen i landet också mellan 100 - 200 MHz.
160 —170 MHz används som polisfrekvens i vissa områden. Dessutom kan HF 305 mottaga frekvenserna 70 — 80 MHz. Detta frekvensområde är avsett för polisen, taxi, lastbilstrafiken, brandkåren m.m.
För att HF 305 skall kunna mottaga dessa frekvenser ändras följande:

1. Parallellt med C3 monteras en kondensator på 22 pF.
2. C1 utbytes mot en kondensator på 33 pF.
3. Potentiometern R16 utbytes mot ett fast motstånd på 120 kohm. Fininställingen utlämnas i detta läge.
4. R5 utbyts mot ett motstånd på 120 ohm.
5. R11 utbyts mot ett motstånd på 3,3 kohm.

Man får absolut ej jämföra HF 305 med befintliga scanners (självsökande mottagare) på marknaden. Då HF 305 ej är kristallavstämd, är selektiviteten inte så bra som dessa. Med selektivitet menas att »bredden» på HF 305's mottagningsområde är större än kristallavstämda mottagare.

HF 305 drivs med ett vanligt 9 volts batteri (F410). Om HF 305 används på det lägre bandet ökar strömförbrukningen till ca. 30 mA. Detta förkortar livslängden på batteriet.
Man bör ej använda någon form för indikeringslampa för spänningen, då lampströmmen förminskar livslängden på batteriet ytterligare.

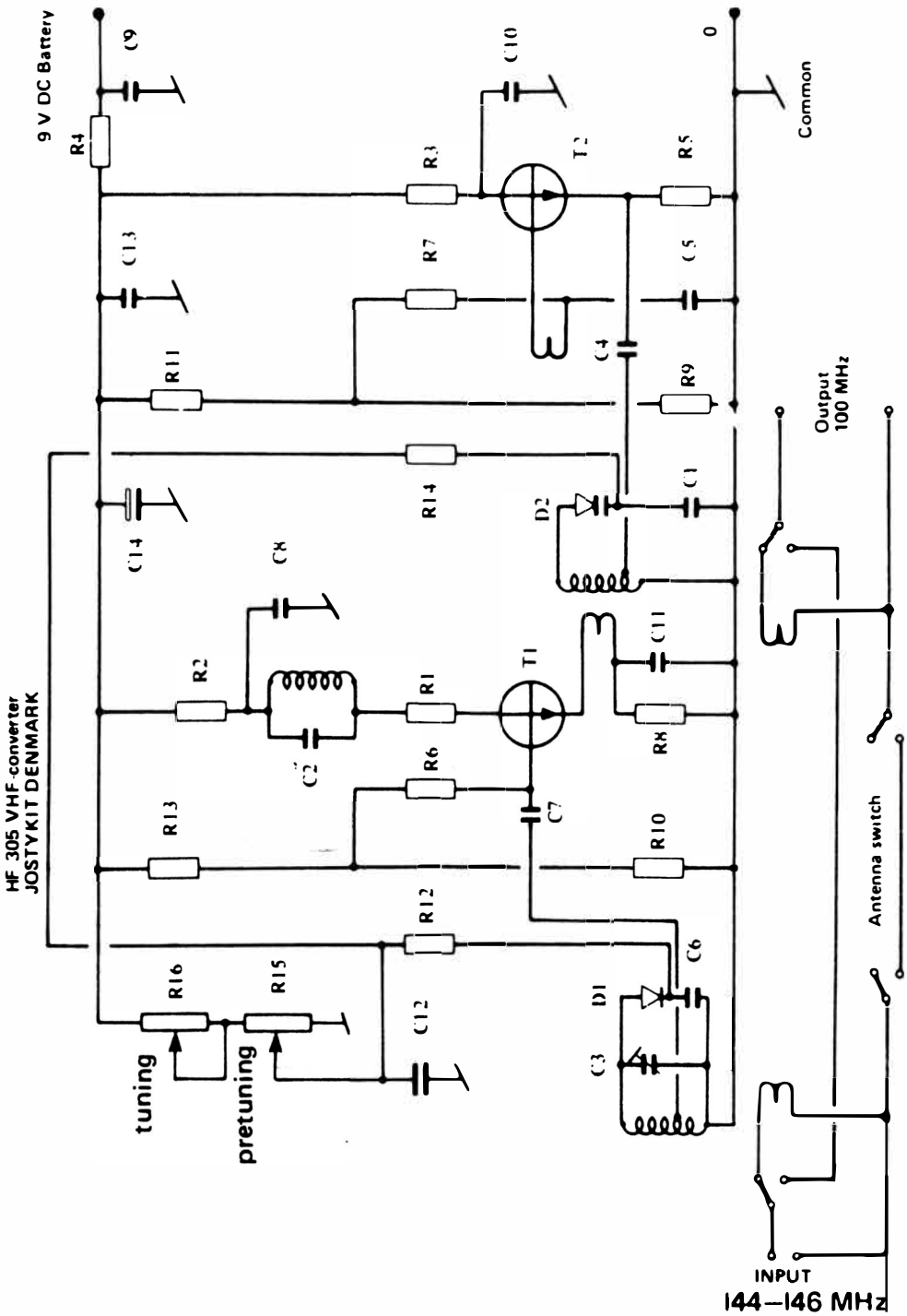
HF 305 rekommenderas att montera i en metallåda t. ex. B 305. B 305 har graderad skala för grovinställning och fininställning.

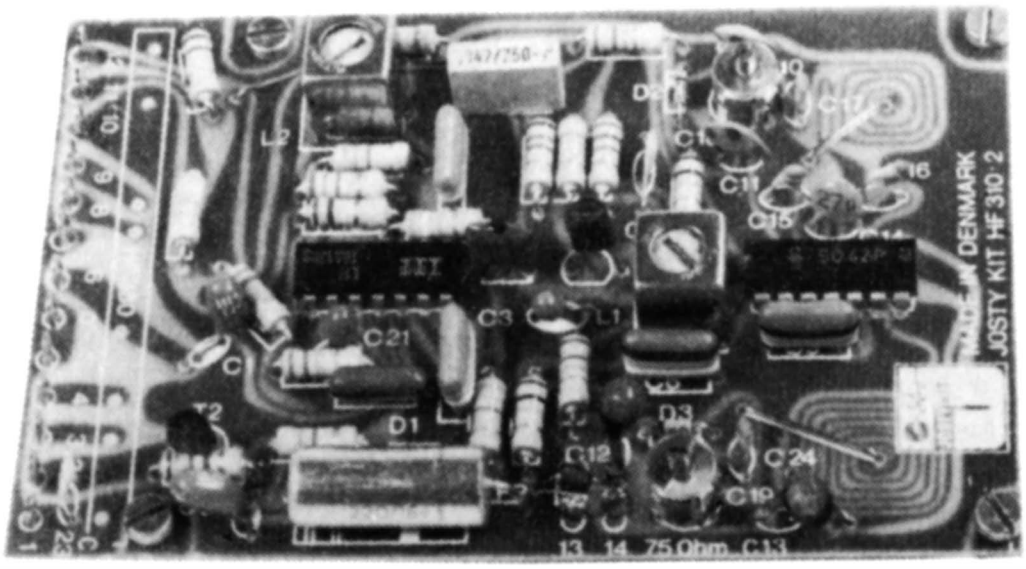
INTRIMNING AV HF 305.

Efter montering är det nu tid för intrimning av HF 305. Anslut en antenn. Helst en avstämd dipolantenn. Antennen förbinds med koaxialkabel till ingången på HF 305. Utgången från HF 305 till mottagarens antenningång skall också förbindas med koaxialkabel.
Tryck in omkopplaren mellan antennkontakterna. När denna är uttryckt, passerar signalerna obehindrat genom HF 305. Ställ in FM mottagaren på 98 — 102 MHz. Det kan variera lite. Det skall vara extra kraftigt brus på rätt ställe.
Ställ fininställningen i mittläge. Justera med grovinställningen in en station. Trimma på C3 med ett plastverktyg (ej metall) till minsta möjliga brus. Finjustera till slut med fininställningen.

KOMPONENTLISTA

R1	18 Ohm	C3	2-20 pF
R2	18 Ohm	C4	47 pF
R3	18 Ohm	C5	1,5 nF
R4	100 Ohm	C6	1,5 nF
R5	330 Ohm	C7	1,5 nF
R6	820 Ohm	C8	1,5 nF
R7	820 Ohm	C9	1,5 nF
R8	1 kOhm	C10	1,5 nF
R9	1,8 kOhm	C11	1,5 nF
R10	2,7 kOhm	C12	100 nF
R11	3,9 kOhm	C13	47 nF
R12	10 kOhm	C14	22 uF/25 V
R13	15 kOhm		
R14	22 kOhm		
R15	100 kOhm	T1	BF199
R16	2,2 kOhm	T2	BF199
C1	10 pF	D1	BB142
C2	15 pF	D2	BB142


9 V DC Battery
HF 305 VHF-converter
JOSTYKIT DENMARK
tuning
pretuning
Common
Output
100 MHz
Antenna switch
INPUT
144–146 MHz



TEKNISKA DATA

Drivspänning	12 — 15 V DC
Strömförbrukning	22 mA
Avstämningsområde	87,5 — 108 MHz
Känslighet 26 dB vid dF= 40 kHz	1,8 — 2,5 uV
Känslighet med — 3 dB begränsning	0,6 uV
Signal/brusförhållande	min. 60 dB
Selektivitet IHF	min. 35 dB
Frekvensområde DIN 45.500	20 — 15.000 Hz
Harmonisk distorsion DIN 45.500	0,6%/1kHz
Stereo kanalseperation DIN 45.500	35 dB
Pilottonundertryckning 19/38 kHz	22/35 dB

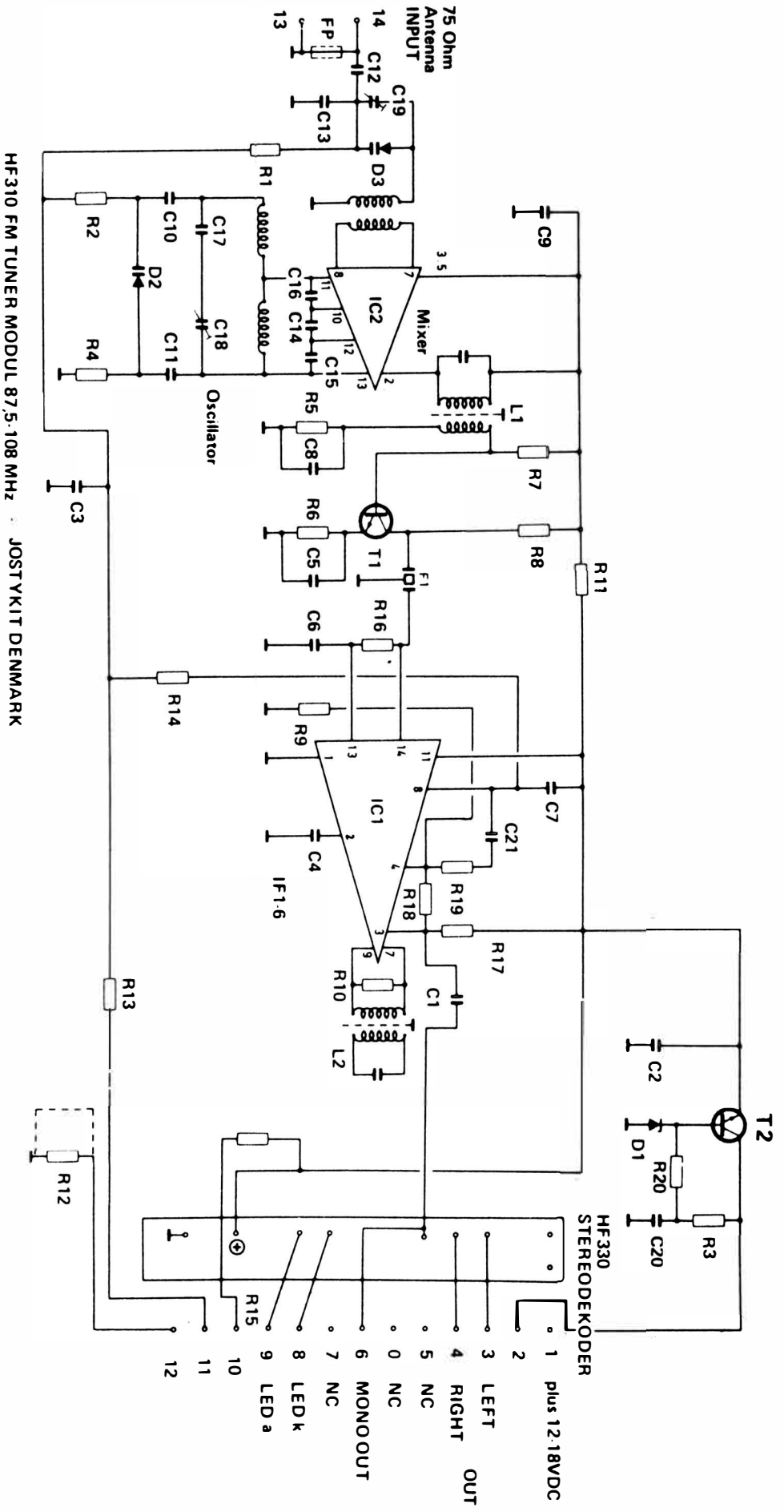
HF 310 är en FM-mottagare av hög klass, beräknad för anslutning av stereodekodern HF 330.
Med det nu utbyggda stereonätet i sverige, skall HF 310 med HF 330 och en bra antenn, ge en mycket fin mottagning på FM bandet.
HF 310 är kapacitansavstämd med 2 st. kapacitansdioder. Oscillator och blandare finns i en integrerad krets av typ SO 42 P. Denna IC-krets avger ingen oscillatorutstrålning på grund av balanseringen och kan dessutom arbeta på upp till 150 MHz. Högfrekvensspolarna sitter på kretskortet för att förenkla monteringen. Spolarna har olika storlekar, detta för att de skall kunna »spåra», det vill säga, att ingångskretsen skall följa med oscillatorkretsen under avstämningen, då med en mellanfrekvens på 10,7 MHz. Efter blandar IC-kretsen följer L1 spolen, som förfiltrerar mellanfrekvensen. Man kan egentligen nöja sig med keramiska filter här, men med tanke

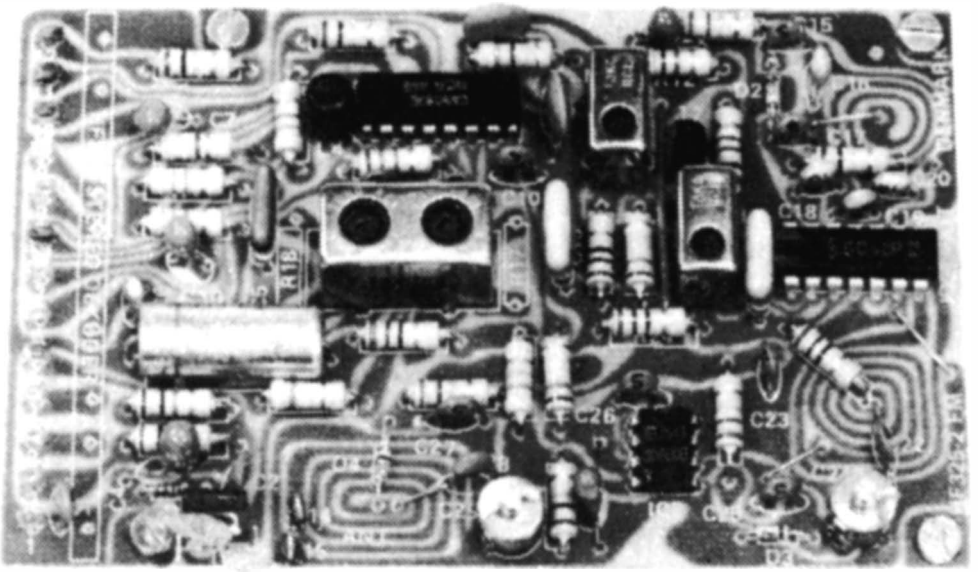
på fasolinjärheten, som ger utslag i lågfrekvensförvrängning, används nästan alltid både spolar och keramiska filter.
Dessa spolar är färdiglindade från fabrikanten. De är för stora för att få plats i kretskortet, då frekvensen 10,7 MHz kräver en i förhållande stor självinduktion, för att man skall få ett bra Q-värde.
Mellan spolen och det keramiska filtret finns en transistor. Den har till uppgift att öka känsligheten ner till under 10 uV. Utan transistorn skulle känsligheten vara över 100 uV.
Från det keramiska filtret förstärks mellanfrekvensen i en integrerad krets av typ TBA 120S. Denna krets innehåller förutom en kraftig mellanfrekvensförstärkare, en begränsare och en detektor. Detektorspolen är också färdiglindad.

KOMPONENTLISTA

C1	2,2 uF/35 V
C2	220 uF/16-35 V
C3	1 uF/35 V
C4	22 nF
C5	1,5 nF
C6	22 nF
C7a	10 nF
C7b	470 pF
C8	10 nF
C9	10 nF
C10	1 nF
C11	1 nF
C12	100 pF
C13	100 pF
C14	27 pF
C15	10 pF
C16	10 pF
C17	10 pF
C18	2-20 pF
C19	2-20 pF
C20	22 uF/10 V
C21	2,2 uF/35 V
C22	47 nF
C23	1,5 nF
C24	10 pF
D1	ZF eller ZPD11
D2	BB142
D3	BB142

R1	68 kOhm
R2	68 kOhm
R3	560 Ohm
R4	10 kOhm
R5	10 kOhm
R6	1,8 kOhm
R7	47 kOhm
R8	5,6 kOhm
R9	39 kOhm
R10	330 Ohm
R11	470 Ohm
R12	15 kOhm
R13	39 kOhm
R14	220 kOhm
R15	100 kOhm
R16	330 Ohm
R17	2,7 kOhm
R18	150 kOhm
R19	22 kOhm
R20	470 Ohm
T1	BF199
T2	BC173
IC1	TBA 120S
IC2	SO42P eller SO42E
L1	0024A
L2	0024B
F1	SFC 10,7 mA


75 Ohm
Antenna
INPUT
14
13
FP
C12
C19
C13
D3
R1
R2
C10
C17
D2
C18
C11
R4
C9
IC2
Mixer
C16
C14
C15
Oscillator
R5
C8
L1
R7
R6
C5
T1
R8
C3
F1
R16
C6
R11
R14
R9
IC1
C7
C21
C4
IF1-6
R19
R18
R17
R10
C1
L2
R13
C2
D1
R20
T2
R3
C20
R12
HF330
STEREODEKODER
R15
1 plus 12-18VDC
2
3 LEFT
4 RIGHT OUT
5 NC
0 NC
6 MONO OUT
7 NC
8 LED k
9 LED a
10
11
12
HF310 FM TUNER MODUL 87,5-108 MHz · JOSTYKIT DENMARK



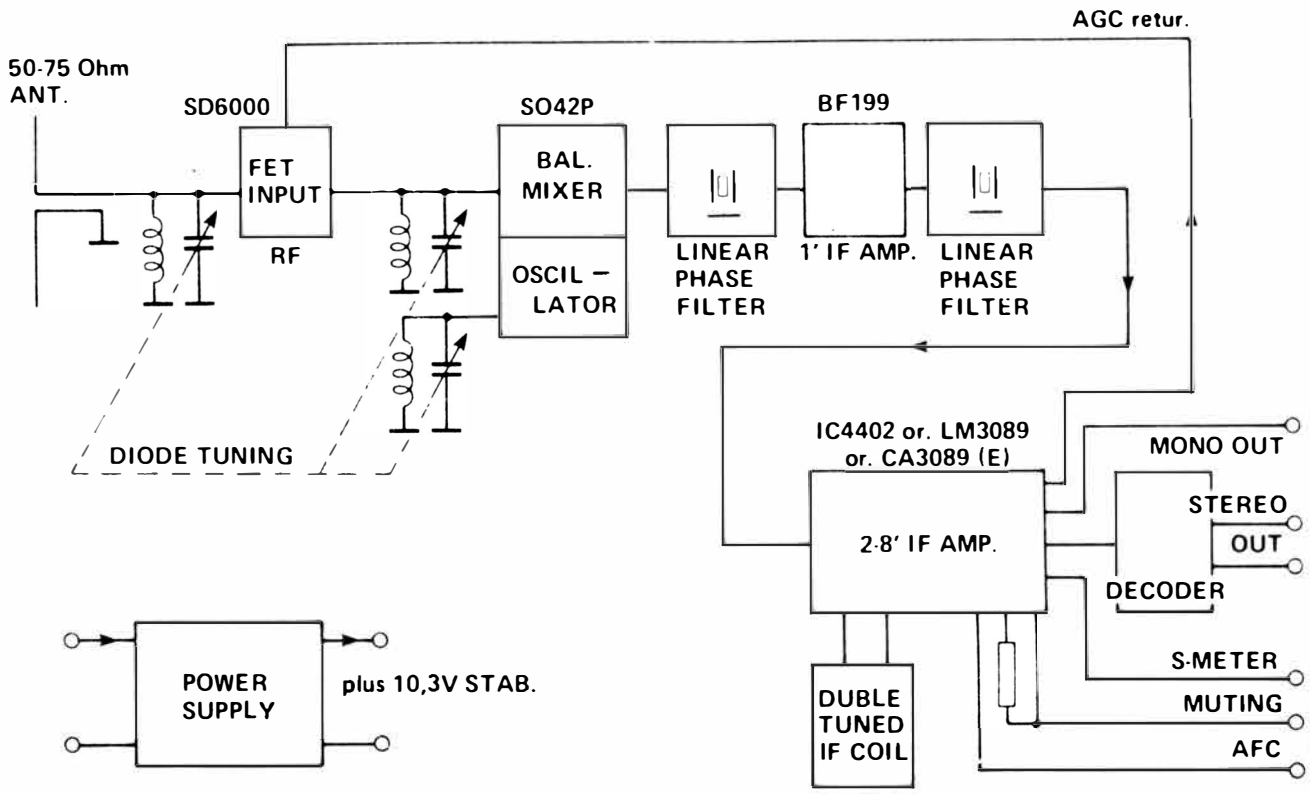
TEKNISKA DATA

Drivspänning	12 — 18 V DC
Strömförbrukning	50 mA
Avstämningsområde	87,5 — 108 MHz
Känslighet typ. vid 26 dB/SN	1uV
Känslighet min. vid 26 dB/SN	1,4 uV
Utgångsspänning LF	200 mV
Förvrängning LF	0,18%
Mellanfrekvensdämpning	100 dB
Spegelselektivitet	35 dB

TEORETISK FUNKTION

HF 325 är en FM — mottagare med fina tekniska data och många finesser.
Med stereodekodern HF 330 och en bra antenn, kan stereomottagningen jämföras med kvaliteten i de större färdiga recivers.
HF 325 kan förses med variabel MUTING, S — METER för indikering av signalstyrkan och AFC — KONTROLL.

Antennsignalen anslutes till ett utag på ingångsspolen, där impedansen är 75 ohm. Spolen förstärker även signalen, då ingångsimpedansen för DUAL GATE MOS FET transistorn (SD6000) är omkring 500 ohm för bästa signal/brusförhållande.



Spänningsförstärkningen i MOS — FET'n är omkring 10 dB med de använda in och utgångsimpedanser.
Utgången på FET - transistorn är ansluten till en avstämd krets som DRAIN-följare. Signalen från HF-steget går nu vidare till den balanserade blandaren SO 42 P. Blandaren är självsvängande, vilket ger, men den balanserade ingången ett minimum av returstrålning.
Oscillatorn arbetar på mottagningsfrekvensen plus 10,7 MHz. Detta ger en mellanfrekvens på 10, 7 MHz
Mellanfrekvenssignalen från SO42P går genom L2, en spole och ett keramiskt filter med mycket fint linjär genomgångskarakteristik. Därefter förstärks mellanfrekvenssignalen 2 — 3 gånger, för att åter filtreras i ett motsvarande filter, L3.

Nu förs mellanfrekvenssignalen in i den komplicerade integrerade mellanfrekvensförstärkare 3089E. Denna förstärker den fortfarande svaga signalen upp från min. 12 uV till omkring 240 mV (ca. 90 dB).
Därefter detekteras signalen i en quadraturdetektor. För att uppnå en linjär kurva, är quadraturspolen dubbelavstämd. Den nödvändiga fasförskjutningen på 90°, fås genom den lilla spolen L4 på 22 uH. Vid korrekt justering av den dubbelavstämda spolen, kan en förvrängning på 0,18% eller mindre uppnås.

MUTING

Mutingkretsen stänger lågfrekvenssignalen till förstärkaren efter HF 325, när det inte kommer högfrekvenssignal från antennen. Med en rätt inställd detektorspole (L1), kommer man inte att höra bruset mellan stationerna.

AGC

AGC-kretsen (Automatic Gain Circuit - Gain = förstärkning) är också inbyggd i den integrerade kretsen 3089E. AGC-kretsen levererar en spänning på 6 volt när den inte är i funktion. Om det kommer en kraftig HF - signal, kommer spänningen att sjunka till omkring 1 volt. AGC spänningen styr ingångskretsens förstärkning genom MOS FET transistorns GATE 2. När AGC-spänningen sjunker, kommer förstärkningen att falla på ingången. Detta eliminerar kryssmodulation mellan svaga och starka stationer, när inställningen är gjord för starka. AGC-regleringen ger också lägre LF förvrängning på starka stationer, därför förstärkningen regleras ner.

AFC

AFC - kretsen (Automatic Frequency Control) kan, med hjälp av ett par yttre motstånd, styra diodavstämningen till stationsinställningen.
Det sker på följande vis, att 3089E avger 6 V plus/minus 1 V, beroende på vilken sida av stationen inställningen är.
En del av denna spänningsvariation överlagrar man diodavstämningsspänningen med. Inställes en station inte riktigt, kommer AFC - styrspänningen » dra » in avstämningsspänningen på det rätta värdet, som ger en störning- och förvrängningsfri mottagning. AFC kretsen vill helst » fånga » en stark station. Det kan därför vara en fördel att kunna in och ur-

koppla denna krets. Om man vill höra på en svag station i närheten av en stark och AFC kretsen är tillkopplad, då är det risk att den hoppar av den svaga stationen och låser fast den starka. I praktiken kan man även lyssna på en svag station som ligger bredvid en stark station. Nämligen om man med avstämningspotentiometern vrider förbi den starka och den svaga och sakta vrider tillbaka till AFC-kretsen låser. Dessa små handregler gäller alla mottagare, försedda med AFC.

S — METER

S - meterkretsen är också inbyggd i den integrerade kretsen 3089E. För ingångssignaler mellan 1uV och 100 mV, kommer denna krets att avge spänningar ut mellan 2 och 6 volt. För att man skall få en visning på instrumentet från noll till fullt utslag, måste tre dioder av typ 1N4148 seriekopplas med utgången för instrumentet. Tycker man att det blir för små visarutslag, kan dioderna bortkopplas eller minskas i antal. Instrumentets andra pol kopplas till jord.

NÄTDEL

HF 325 är diodavstämd. Det betyder att en mycket liten ändring av matningsspänningen får en station att » hoppa av ». Detta om spänningen inte är stabiliserad till en konstant spänning.
Det är för detta ändamål, monterat en stabiliseringsenhet på kretskortet till HF 325. Denna stabiliseringsenhet klarar spänningar på 12 — 18 V. Stabiliseringsenheten driver även stereodekodern HF 330.

INTRIMNING AV HF 325

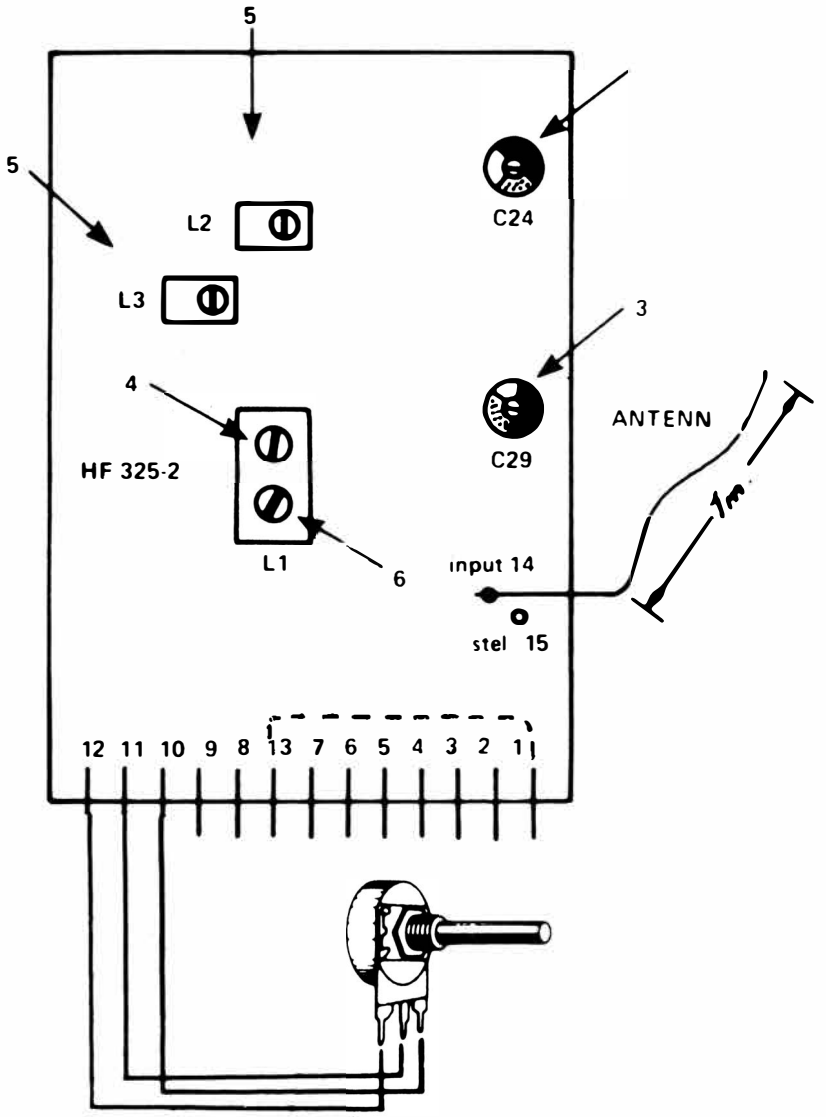
Intrimningen av HF 325 kan göras med dyra fina mätinstrument och den kan göras på gehör med ett universalinstrument. Vi visar här det enkla sättet att trimma HF 325.

1 Anslut HF 325 enligt ritningen.

2. Vrid på stationsinställningspotentiometern tills en station hörs. Under normala förhållanden, kommer stationerna att ligga i ena ändan på skalan. Ställ potentiometern på den svagaste stationen.

3. Vrid med en liten skruvmejsel de två små gröna trimkondensatorerna, tills den mottagna signalen är mest brusfri. (C24 och C29).

4. Var mycket försiktig vid intrimningen av dubbelspolen L1. Vrid först på kärnan närmast raden med lödöron, så att den mottagna signalen är ren och brusfri. Vrid sedan på den andra spolkärnan i dubbelspolen, så att signalen igen blir starkast möjligt.



5. Ställ in en svag station och justera med de två små spolarna L2 och L3 för den mest brusfria mottagningen.
Upprepa eventuellt punkt 4 och 5 ett par gånger, om inte resultatet bli perfekt.

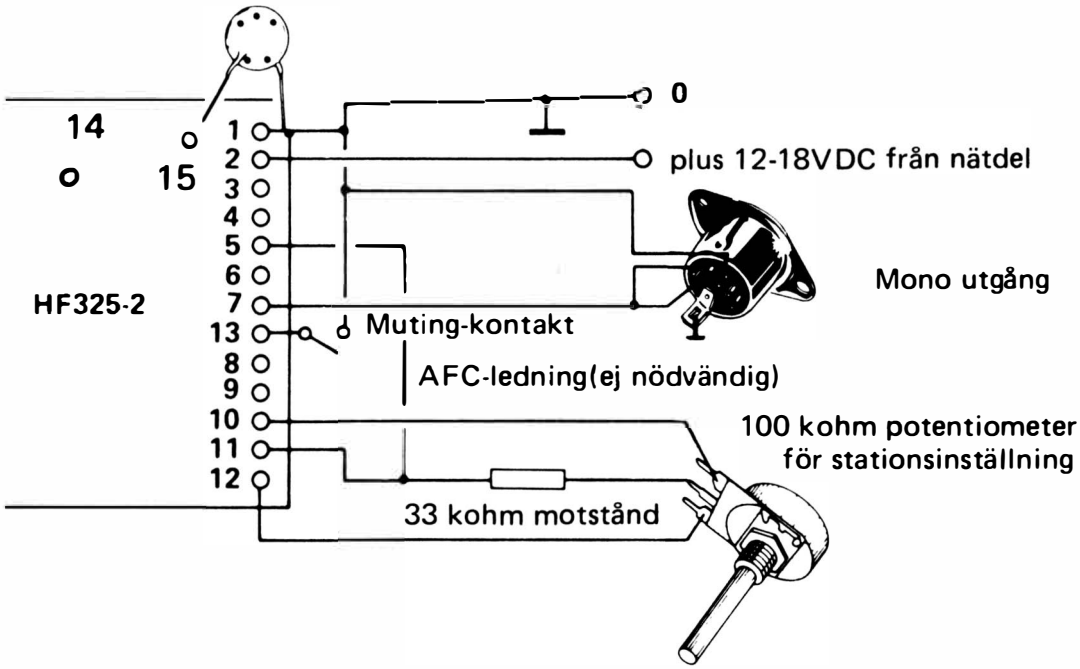
6. Om man har monterat en stereodekoder HF 330, måste L1's kärna justeras, om inte stereolampan tänds vid stereomottagning. Det samma gäller om inte MUTINGEN skulle fungera.

7. När ovanstående justeringar är gjorda, anslutes ett universalinstrument, med inställt likspänningsområde på 10 volt till S — METERNS utgång och till jord (minus). Efterjustera punkt 3 till 6, så att max. utslag erhålles.

KOPPLINGSEXEMPEL 1.

MONO FM — MOTTAGARE MED MUTING

När HF 325 är färdigbyggd, kan det vara en fördel att montera HF 325 enligt detta kopplingsexempel, så att man kan intrimma mottagaren till maximal känslighet.



1. Anslut en drivspänning. Det kan vara batterier (t.ex. 3 flata 4,5V.), eller annan drivkälla på 12 — 18 volt. Plus skall till lödöra 2 och minus till lödöra 1.

2. Skruva fast HF 325 på en metallplatta med 4 st. M3 skruvar.

3. Förbind en ledning från lödöra 1 (minus) till metallchassiet.

4. Förbind en kondensator på 2,2 nF(röd, röd, röd) till lödöra 15 och jord (minus). Se till att ledningarna till kondensatorn är så korta som möjligt. Kondensatorn ger HF (högfrekvens) förbindelse till chassiet för hela ingångssteget. Chassiet kommer att verka som en skärm.

5. Förbind en 5 - pol DIN chassikontakt till monoutgången på HF 325. Se anslutningsritningen. Det är rekommendabelt att använda skärmad ledning mellan mottagaren och kontakten. Skärmen förbinds till stift 2 på kontakten och lödöra 1 på HF 325.

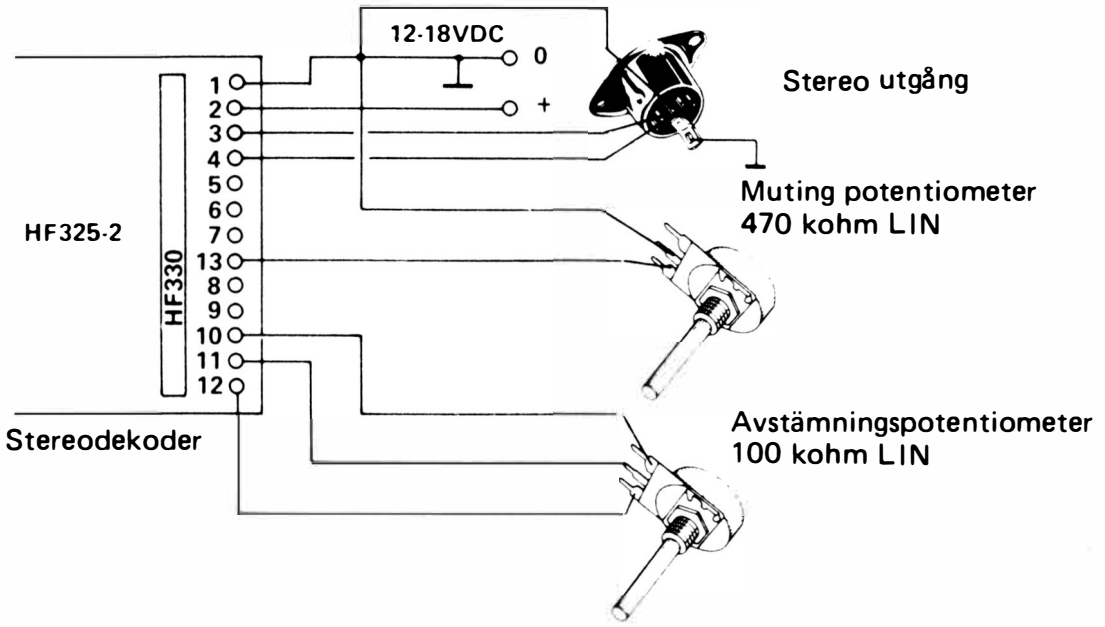
6. Avstämningspotentiometern på 100 kohm LIN och ett motstånd på 33 kohm förbinds till HF 325 som visat på anslutningsritningen. Se till att tilledningarna på motståndet är så korta som möjligt.

7. Mutingen, som skall vara frånkopplad vid intrimningen, kan till och från kopplas med en omkopplare. Utan muting, skall lödöra 13 och lödöra 1 kortslutas. Bryts förbindelsen, kommer mutingen att slå till och bruset mellan stationerna försvinner.

8. Anslut en antenn genom en koaxialkabel på 75 ohm till lödöronen 14 och 15. Se anslutningsritningen. Klipp de avisolerade ledningarna så korta som möjligt. Vid intrimning av HF 325 kan man som antenn använda en bit kabel (1meter), ansluten till lödöra 14.

ANSLUTNINGSRITNING TILL EXEMPEL 1.

OBS! Ledningsdragningen kan till HF 325 bli rätt oöverskådlig. Använd därför regnbågskabel (C 843) för korrekt ledningsdragning.



KOPPLINGSEXEMPEL 2.

STEREO FM — TUNER MED VARIABEL MUTING

Anslutning av variabel muting till HF 325 är lätt om den följande beskrivningen följs noga.

1. Montera en bygel i stället för motståndet R1 i HF 330.

2. Ta bort zenerdioden D1 från stereodekodern HF 330.

3. Montera stereodekodern och använd avklipp från motstånd som anslutningsstift. Använd i detta fall ej lödöron.

4. Montera stereodekodern i HF 325 kretskortet, med lödsidan vänd mot anslutningslödöronen på HF 325.

5. Anslut en 5 pol DIN kontakt.

6. Montera mutingpotentiometern på 470 kohm LIN.

7. Montera avstämningspotentiometern på 100 kohm LIN.

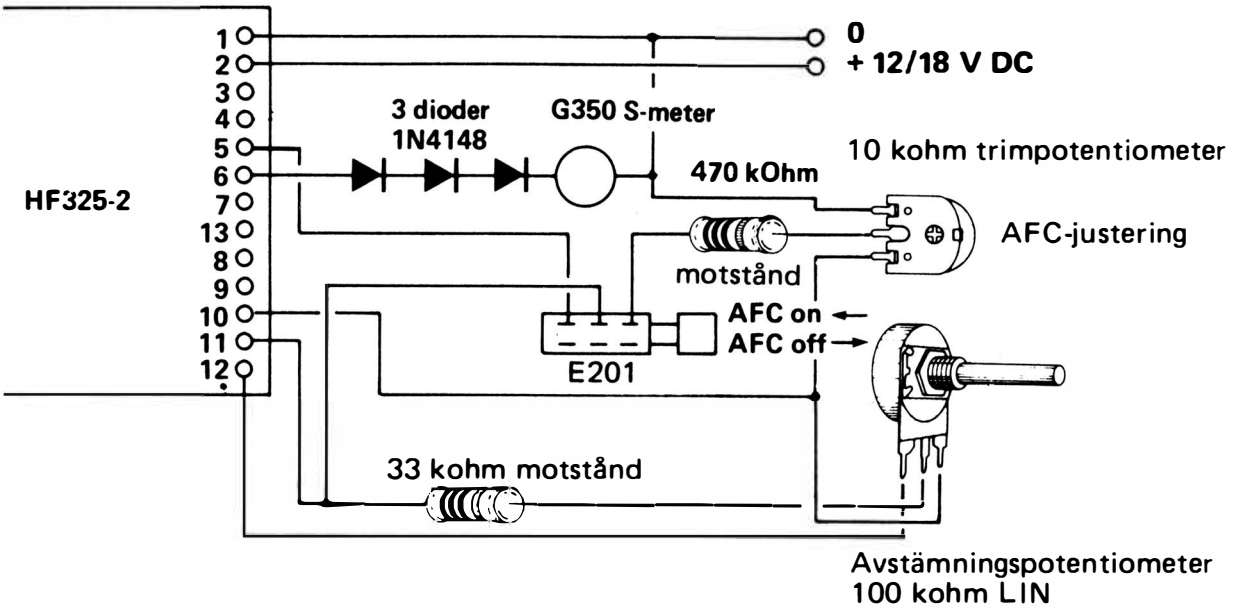
8. Montera alla andra funktioner som visat på ritningen.

KOPPLINGSEXEMPEL 3.

ANSLUTNING AV S — METER OCH AFC:

Anslut spänning, antennkontakt och ingångskontakt enligt föregående exempel.
För inkoppling av S - meter behövs ett tavelinstrument G 350 och tre dioder. För AFC inkopplingen behövs en omkopplare E 201 eller E 170.

1 Montera instrumentets minuspol till lödöra 1. Från lödöra 6 seriekopplas tre dioder innan pluspolen på instrumentet. Om utslaget ej räcker till, kan dioderna tas bort eller minskas i antal.



2. AFC — kontrollen monteras som visat på ritningen. Omkopplaren pålödas ett motstånd på 470 kohm, samt potentiometern. Använd så korta ledningar som möjligt. Justeringen av AFC är enkel.
Tryck in omkopplaren. Vrid på stationsinställningspotentiometern tills en station hörs.
Tryck ut omkopplaren och vrid på trimpotentiometern till samma station hörs igen. Gör om detta ett par gånger, om inte AFC - kontrollen låser stationen första gången.

KOMPONENTLISTA

R1	1 kOhm
R2	1 kOhm
R3	4,7 kOhm
R4	4,7 kOhm
R5	390 Ohm
R6	10 kOhm
R7	10 kOhm
R8	4,7 kOhm
R9	8,2 kOhm
R10	470 Ohm
R11	68 kOhm
R12	1 kOhm
R13	150 kOhm
R14	10 kOhm
R15	120 kOhm
R16	10 kOhm
R17	15 kOhm
R18	10 kOhm
R19	68 kOhm
R20	470 kOhm
R21	68 kOhm
R22	47 kOhm
R23	120 kOhm
R24	68 Ohm
R25	findes ikke
R26	10 kOhm
R27	findes ikke
R28	68 kOhm
R29	10 Ohm

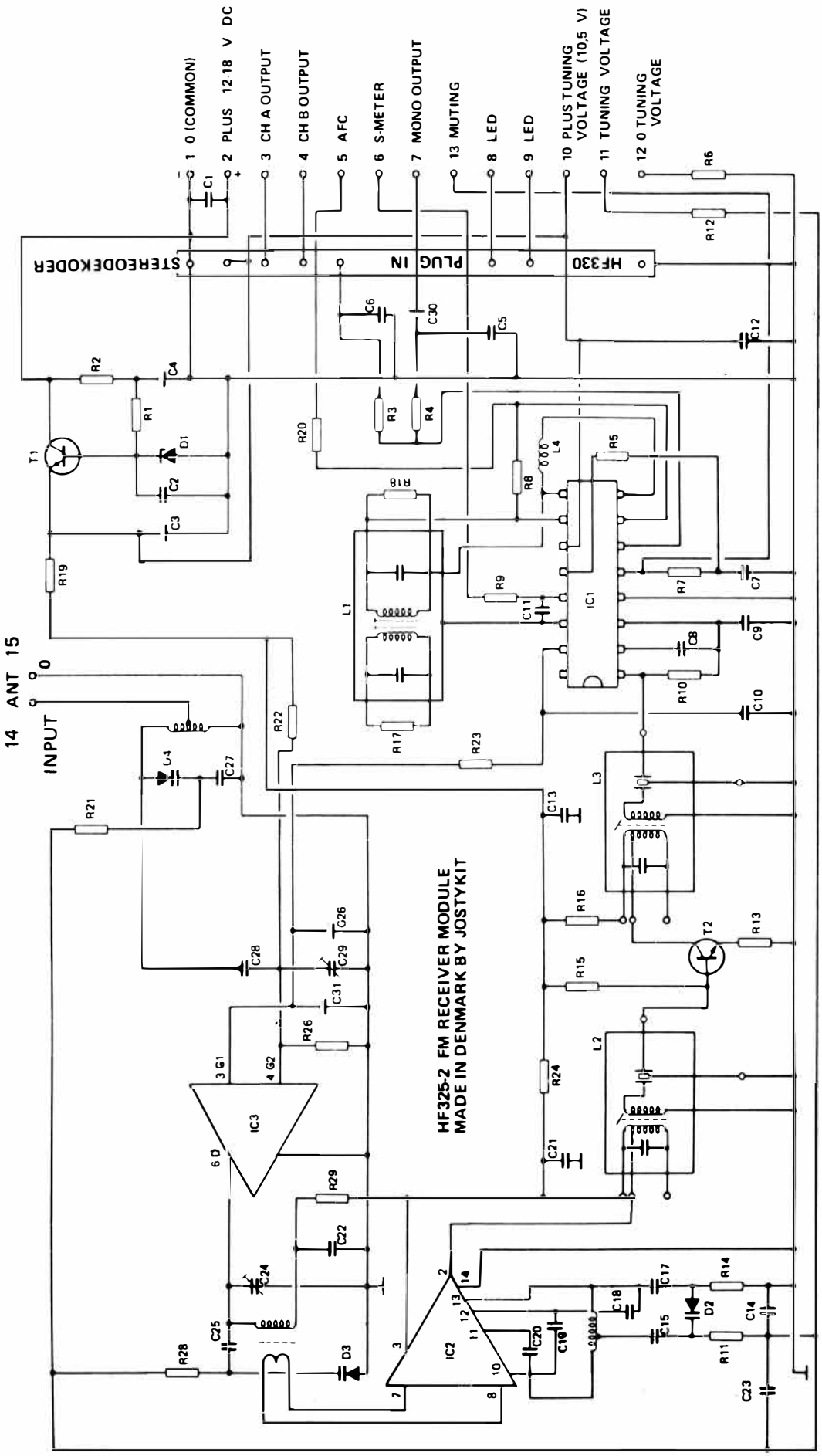
C1	1 nF/125 V
C2	1 nF/125 V
C3	220 uF/16 V
C4	10 uF/25 V
C5	10 nF/250 V
C6	100 pF/125 V
C7	2,2 uF/35 V
C8	4,7 nF/125 V
C9	4,7 nF/125 V
C10	1 nF/125 V
C11	1 nF/125 V
C12	1 nF/125 V
C13	47 nF/250 V
C14	1 uF/35 V
C15	1 nF/125 V
C16	10 pF/125 V
C17	1 nF/125 V
C18	10 pF/125 V
C19	27 pF/125 V
C20	10 pF/125 V
C21	47 nF/125 V
C22	1 nF/125 V
C23	1 nF/125 V
C24	2-22 pF
C25	1 nF/125 V
C26	1 nF/125 V
C27	1 nF/125 V
C28	1 nF/125 V
C29	2-22 pF
C30	2,2 uF/35 V
C31	1 uF/25 V

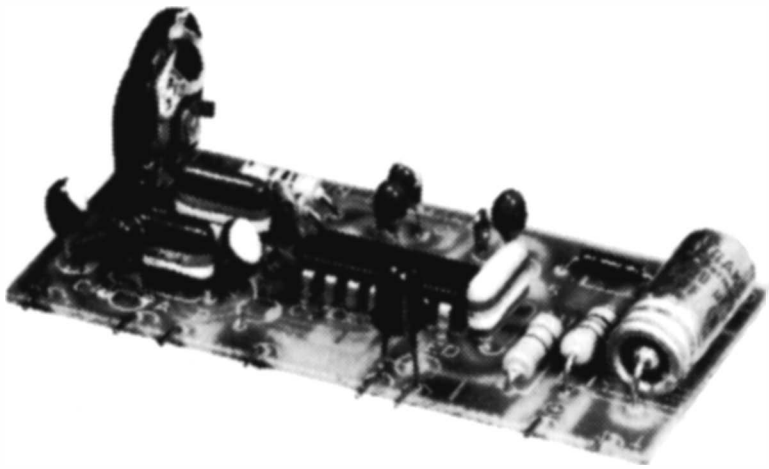
T1	BD233
T2	BF199

D1	ZPD11
D2	BB142 el. 141
D3	BB142 el. 141
D4	BB142 el. 141

L1	S 955
L2	S 973
L3	S 973
L4	S 922

IC1	3089 el. 4402
IC2	SO42P
IC3	SD6000


1 0 (COMMON)
2 PLUS 12-18 V DC
3 CH A OUTPUT
4 CH B OUTPUT
5 AFC
6 S-METER
7 MONO OUTPUT
13 MUTING
8 LED
9 LED
10 PLUS TUNING VOLTAGE (10,5 V)
11 TUNING VOLTAGE
12 0 TUNING VOLTAGE
STEREODEKODER
PLUG IN
HF330
14 ANT 15
INPUT
HF325-2 FM RECEIVER MODULE
MADE IN DENMARK BY JOSTYKIT



Stereodekodern är konstruerad så att den passar både i den billigare och dyrare FM-mottagaren. Den består huvudsakligen av en integrerad krets av PLL-typ och ett par diskreta komponenter. Stereo-dekodern har till uppgift att förstärka 19 kHz pilottonen och fördubbla den till 38 kHz. Efter fördubblingen användes den fasta frekvensen till DSB-detektering (DSB = dubbelt sidband) och höger och vänster kanal skiljs åt.
Där man tidigare använde en vanlig frekvensfördubbling genom att framhäva den andra harmoniska tonen och filtrera bort grundtonen, styr man nu i PLL-kretsen bara en 76 kHz oscillator direkt med 19 kHz. Sedan styrs höger/vänsterom-kopplarna med 38 kHz-signalen.
PLL står för Phase Locked Loop (faslåst krets) och synkroniseringen tillgår på så sätt, att en fasdetektor i takt med ingångssignalen ändrar frekvensen på 76 kHz oscillatorn till exakt samma fas som 19 kHz styrtonen. Det är lättare att uppnå rätt fasförhållande med faslåsningsmetoden än med en vanlig frekvensfördubbling. Därför kan kanalseparationen lätt bli större än 40 a 45 dB — en alldeles oerhörd storlek med en vanlig stereodekoder. Vid prov med både den dyrare och den billigare FM-mottagaren har vi genom fintrimning av potentiometern R7 kunnat konstatera en kanalseparation på över 50 dB. Det är större kanalseparation än man kan uppnå med någon pickup hos Danmarks Radio. 50 dB motsvarar 300 till 400 gånger.
Det är verkligen så, att man med tontestkanal på A-kanalen kan justera PLL-dekodern, tills det över huvud taget inte är möjligt att höra signalen från B-kanalen — inte ens när A-kanalens högtalare kopplas bort.

För den som har en frekvensräknare till hands, är den integrerade kretsen på PLL-enheten försedd med ett 19 kHz testuttag. Utan ingående stereosignal kan man justera PLL-enheten till exakt 19 kHz. Vid riktig stereosignal ska ingen frekvensändring inträffa, om den använda mätkoden och stationen har samma frekvens.
Om PLL-enhetens frisvingande oscillator ligger bredvid mätsändaren eller stationen, kan man se en ändring från t.ex. 19.500 Hz till exakt 19.000 Hz. Har man tillgång till ett oscilloskop är det också roligt att se, när den frisvingande oscillatorn börjar "hacka", när det kommer en pilotton på ingången. På schemat är denna kontakt markerad med TESTPUNKT för 19,00 kHz Sq. W. (Square Wave = fyrkantsvåg).
Eftersom vi bor i Europa ska motdistorsionen vara 50 uS och inte som i USA 75 uS. Därför är R2 med C8 och R3 med C9 valda till resp. 3,3 kohm och 15 nF. 3,3 k x 15 n = 49,5 uS.

KAN DU HÖRA STEREO MED DIN FM-RADIO?

För att kunna ta emot en stereosignal måste mottagaren vara i stånd till att återge frekvenser på över 50 kHz. Det som avgör, om det är möjligt att få alla frekvenser upp till 50 kHz ut ur FM-radion, är dennas s.k. MF-bandbredd (MF = mellanfrekvens).
På en del i övrigt fina radiomottagare kan man inte få ut mer än 15—20 kHz. Kanalseparationen blir därför liten eller saknas helt. Stereo-indikatorlampan kan likväl vara tänd, eftersom sändarens pilotton på 19 kHz i regel kan passera även en för stereo olämplig mottagare. Ju tätare FM-mottagarens återgivningsfrekvens är på de 50 kHz, desto bättre blir kanalseparationen.

FÖRBETONINGSKONDENSATORN SKA AVLÄGSNAS

Den i FM-radion inbyggda förbetoningskondensatorn måste avlägsnas, innan en hörbar stereosignal kan komma fram. I JOSTY KIT HF310 ska kondensatorn C7a på 10 nF (brun, svart, orange) ersättas med C7b på 470 pF (gul, violett, brun).

I radion kan man finna ut, var den rena FM-signalen kommer ifrån (efter detektorn). På detta ställe finns det normalt en kondensator i storlek 2—47 nF. Denna kondensator ersättes av en som är minst 20 gånger mindre.
Stereodekodern monteras i en i förväg trimmad och funktionsduglig radio. Spänning, ingångssignal och utgångsledningar anslutes. Montera den ljusemitterande dioden D2 direkt över LED-anslutningen på stereo-dekodern. Om den monteras i JOSTY KIT:s FM-tuner HF310 eller HF325, kopplas dioden D2 dock till LED-anslutningen på FM-tunern.
LED betyder ljusemitterande diod, och eftersom det är fråga om en halvledare och inte en glödlampa, ska den monteras vänd åt rätt håll enligt anvisningarna.

1. Ställ in radion på en stereostation av god styrka. Se efter i radioprogrammen, när det blir testsändning.
2. Justera trimpotentiometern R7 tills D2 lyser. Fortsätt att vrida, tills den släcks igen. Vrid tillbaka till mittläget i diodens lysområde. Stereodekodern är nu justerad och klar för stereo-mottagning.
Är mottagaren av god kvalitet, kan man lätt få en kanalseparation av 40 till 45 dB med bibehållen låg distorsion.

HF330 kan användas som insticksmodul direkt i JOSTY KIT:s FM-mottagare HF310 och HF325 vid 12 volts drivspänning.
HF330 kan dessutom användas i de allra flesta radiomottagare. Har radion plus till jord, ska C2, C3 och C4 dock vändas motsatt mot uppgiften på monteringsanvisningen.

Om drivspänningen är högre än 12 volt, kan man montera ett förmotstånd i serie med drivspänningen. På mottagare med minus till jord ska detta motstånd monteras i serie med plusledningen. Har mottagaren däremot plus till jord, ska förmotståndet monteras i serie med minusledningen och R1 ska kortslutas. Detta sker lättast genom att man ersätter R1 med ett stift tillverkat av ett avklipp från ett motstånd.

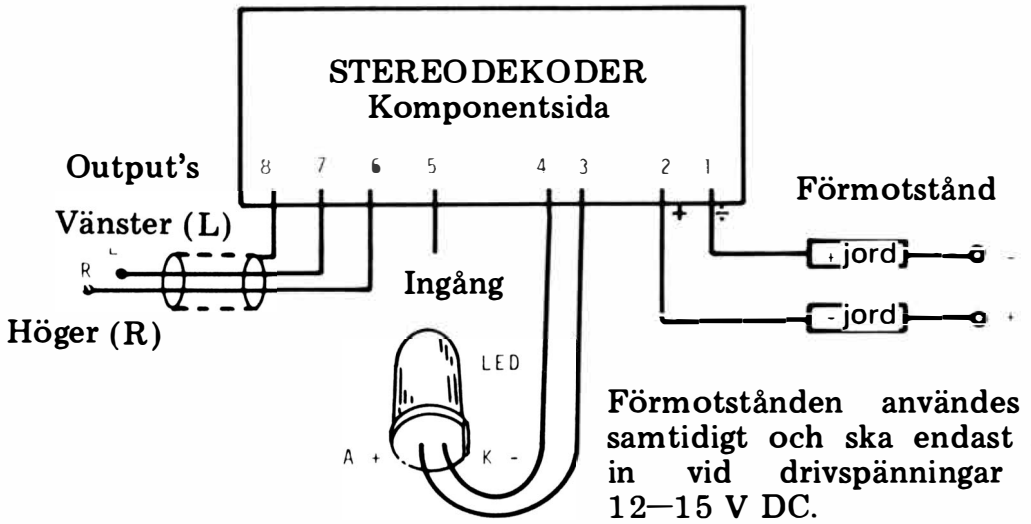
Motståndsvärdena påverkas av drivspänningen enligt följande:

Vid 12—15 V	56 ohm 1/4 W
Vid 15—18 V	120 ohm 1/4 W
Vid 18—24 V	270 ohm 1/2 W
Vid 24—30 V	390 ohm 1 W
Vid 30—40 V	680 ohm 2 W
Vid 40—55 V	1 k ohm 2 W

Angivna effekter är minimivärden, men de kan gärna vara större. I stället för motstånden 390 ohm/1 W kan man t.ex. använda 390 ohm/5 W.

TEKNISKA DATA

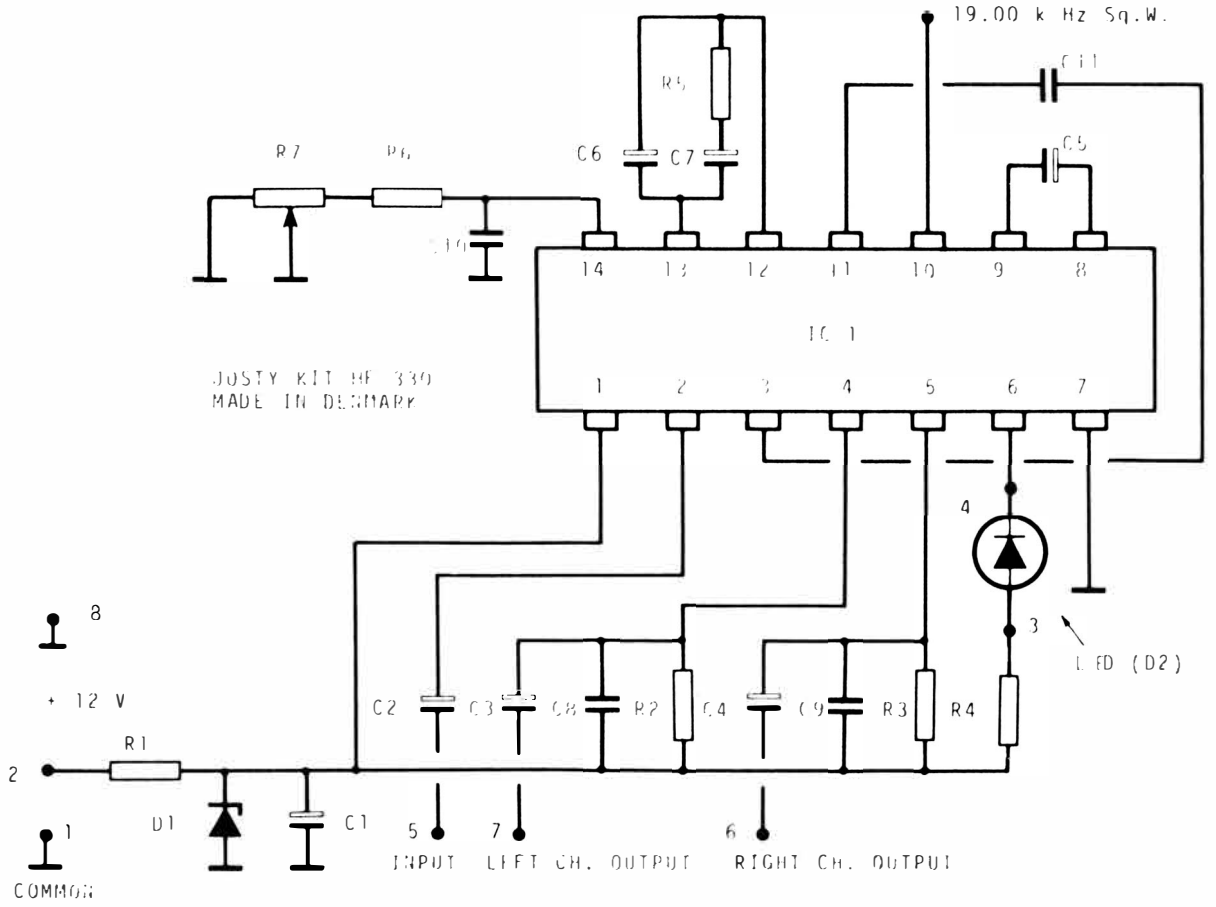
Drivspänning (se ovan)	12—55 V DC
Strömförbrukning mono/stereo	45 mA
Harmonisk distorsion	0,3%
Kanalseparation vid 1 kHz	40—45 dB
LED-ström (indikatorlampa max. 100 mA)	35 mA
Stereosignal för full separation	125 mV
Genomgångsförstärkning	1 gång
Utgångsspänning över 10 kohm vid 3% förvrängning	0,5 V
Automatisk omkoppling	mono/stereo
Direktanpassad till	HF310 och HF325

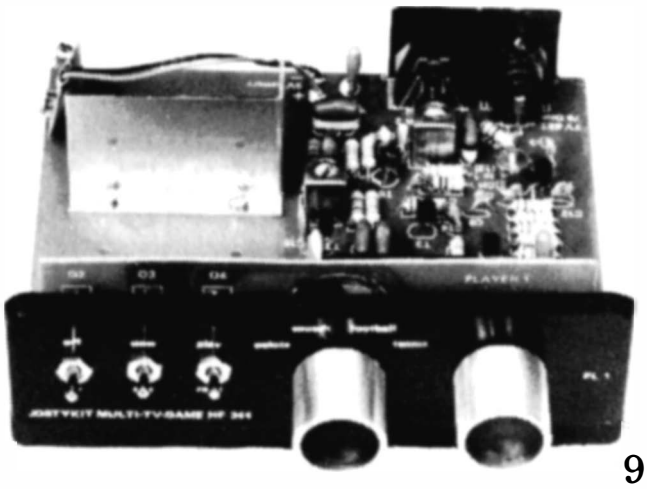


Förmotstånden användes inte samtidigt och ska endast sättas in vid drivspänningar över 12—15 V DC.

KOMPONENTLISTA

R1	56 Ohm	C1	220uF/16V	C8	10nF
R2	4,7 k Ohm	C2	2,2uF/35V	C9	10nF
R3	4,7 k Ohm	C3	2,2uF/35V	C10	470 pF
R4	330 Ohm	C4	2,2uF/35V	C11	47nF
R5	1 k Ohm	C5	0,22uF/35V	IC1	MC 1310 P
R6	15 k Ohm	C6	0,22uF/35V	D1	ZPD 12
R7	10 k Ohm	C7	0,47uF/35V	D2	CQY 26





TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 V DC
Strömförbrukning	60 mA vid 9 V
TV kanal	7 — 12
Signalspänning	ca. 20 mV VHF
Videomodulation	AM
Ljudmodulation	FM - 5,5 MHz förskjutning
Kabelimpedans	50 — 75 ohm
Dimensioner (i låda)	135 x 45 x 140 mm

HF 344 innehåller ett antal spel som kan väljas med en omkopplare på framsidan av spelet. Dessa spel är FOTBOLL, SINGLE SQUASH, TENNIS och SQUASH.

FOTBOLL spelas med två spelare per man. En målvakt och en foreward. Målvakten reflekterar bollen och forewarden släpper igenom bollen. Bollen kan vinklas i tre olika vinklar.

SINGLE SQUASH spelar man med sig själv. Det gäller att hålla bollen igång mellan de tre väggarna. Poängberäkningen är mot tiden.

TENNIS är det vanligaste spelet, där det gäller att spela förbi varandra.

SQUASH spelar man bredvid varandra mot tre väggar. Bollen kan endast tas av en i taget och man måste träffa den innan den andre spelaren får träffa.

POÄNGBERÄKNINGEN går till 15 på alla spelen. När 15 har uppnåtts, går bollen igenom spelarna och man får resetera med omkopplaren på framsidan av spelet.

LJUDET kommer fram varje gång en spelare träffar bollen, eller när bollen träffar någon vägg.

TEORETISK FUNKTION

För att bättre kunna förstå TV spelets funktion, är det en fördel att kunna förstå en TV mottagares funktion.
TV'ns kanalväljare mottager en signal på den inställda frekvensen. Signalen fyller ut ca. 5,5 MHz på bandet. På kurvan i fig. 1 visas att B/W (svart/vit) signalen är nästan 5 MHz bred.

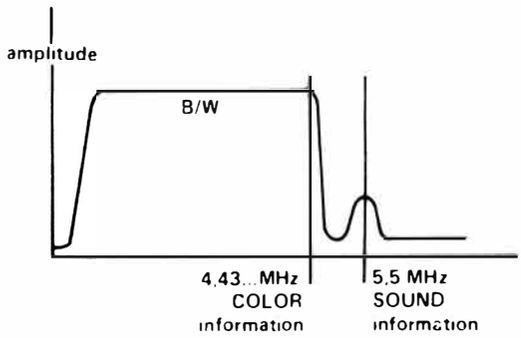
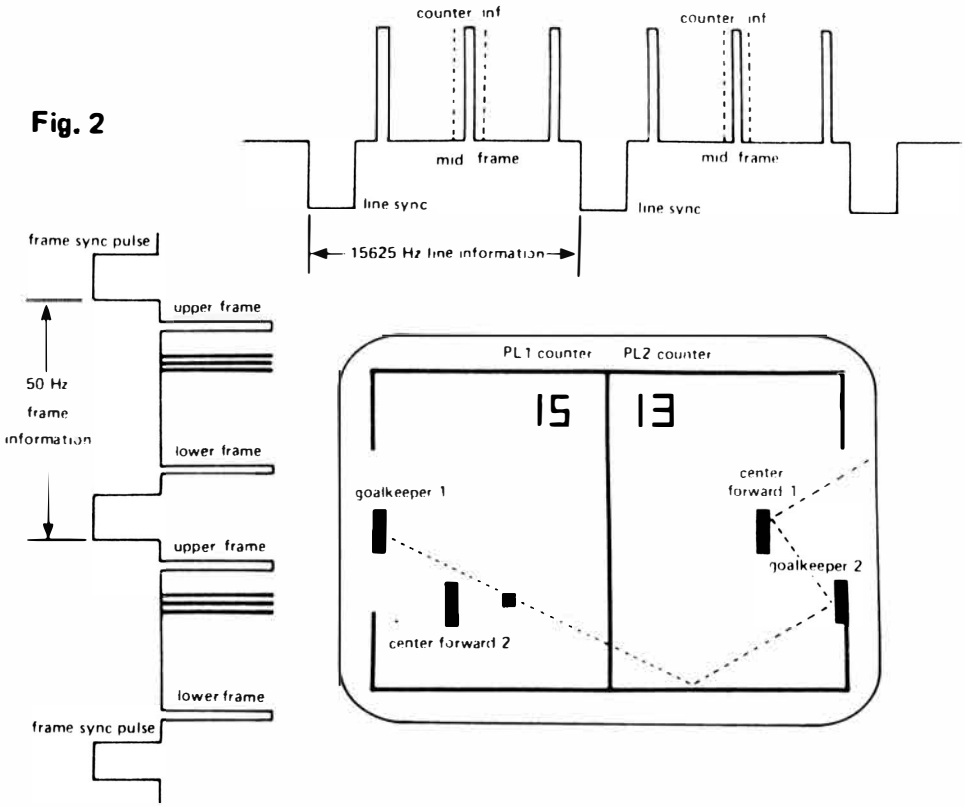


Fig. 1

Så bred skall den vara för att man skall få en tillräckligt fin upplösning av bilddetaljerna. Bilden är AM-modulerad.
Bredvid bildsignalen — VIDEO — finns ljudsignalen. Denna signal är i motsats till bildsignalen FM-modulerad, detta för att man skall få en lika fin mottagning av ljudet som på FM-radion.
I färgtelevisionsmottagare, finns dessutom ett antal kretsar, som kan separera färgerna i förhållande till en 4,43 MHz färg bärvåg.
TV spelet är uppbyggd så, att det kan utskicka videoinformationer, som får TV strålen att synkronisera sig, precis som i den vanliga TV sändningen.
I den stora C MOS integrerade kretsen frambringas alla signalerna.
Elektronstrålen, som får TV skärmen att lysa upp, startar sin genomgång från skärmens översta vänstra hörn, när den från TV'ns synkroniseringskrets, fått lov att starta.

Efter första linjens synkroniseringsimpuls, som är negativ och går nedåt på diagrammet i fig. 2 - åker strålen mot höger. TV spelets integrerade krets avger ett antal fasta ljusimpulser vid detta tillfälle. Efter det att strålen har fulländat linjen, går den tillbaka till vänstra sidan, där den stannar ett ögonblick, tills en ny synkroniseringsimpuls får den att starta igen mot höger, lite längre ner på skärmen.
Efter 312 färder från vänster till höger, åker strålen tillbaka till översta vänstra hörnet, därför att den får en bildsynkro-

Fig. 2



niseringsimpuls. Efter att synkroniseringsimpulsen upphör, kan strålen igen bilda en ny bild.
En bildgenomgång tar 1/50 sekund.
Efter varannan bildgenomgång sker dessutom en förskjutning med en linje. Det är nödvändigt att göra bilden av två sådana halva bilder, för att inte bilden skall flimmra. Ljuset blir svagare, ju längre tid det tar för bilden att komma tillbaka till utgångsläget.
En linjegenomgång tar 1/15625 sekund - så här går det fort. Alla synkroniseringsimpulser är negativa. TV signalernas styrka bestämmer samtidigt hur mycket ljus, det skall komma från skärmen. Ljusa punkter skall därför vara positiva - det är de höga staplarna på fig. 2, den översta kurvan.

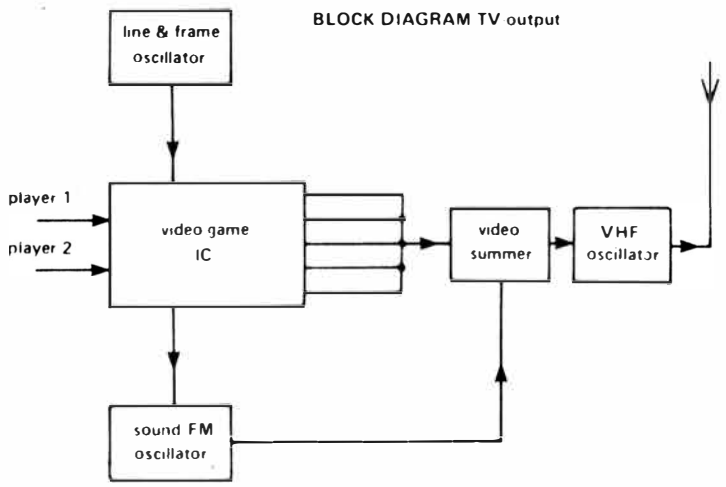


Fig. 3

Då synkroniseringsimpulser alltid är negativa, kommer de alltid att ligga i den svarta sektorn. På en TV bild som rullar, kan man tydligt se de svarta synkroniseringslinjerna mellan varje bild. Den integrerade kretsen för TV spelet ger impulser för lodrät och vågrät avböjning, samt ljuspunkter på de ställen, där det skall bildas ramar, spelare och boll. I fig. 3 ses, hur JOSTY KIT TV spel är uppbyggt. Linjeoscillatorn sänder en frekvens på ca. 2 MHz in till IC - kretsen, som därefter ser till att frekvensdelningen blir så att linjesynkroniseringen på 15625 Hz och bildsynkroniseringen på 50 Hz frambringas. Samtidigt avläses de utvändigt inställda spelprogrammen, boll spelare och poängsiffror i kretsen. Dessa informationer avges på skärmen. Kretsen innehåller även poängräkningen, detta i ett RAM (Random, Access Memory) och ett minne, som arrangeras vilkorligt. RAM minnet genomfars av impulser från ett ROM (Read Only Memory), som frambringar siffrorna 0 — 15, spelarna, bollen och ramarna till spelet. Dessutom innehåller kretsen en massa kretsförlopp, som frambringar ljudsignal, får spelarna att åka upp och ner, bollen att vinkla m.m. Den integrerade kretsen är mer avancerad än de mest avancerade fickkalkylatorer i marknaden.
Video och synkroniseringsimpulser - 5 st. - går ut från de integrerade kretsen till en VHF - modulator, som omformar videosignalen till antennsignal.

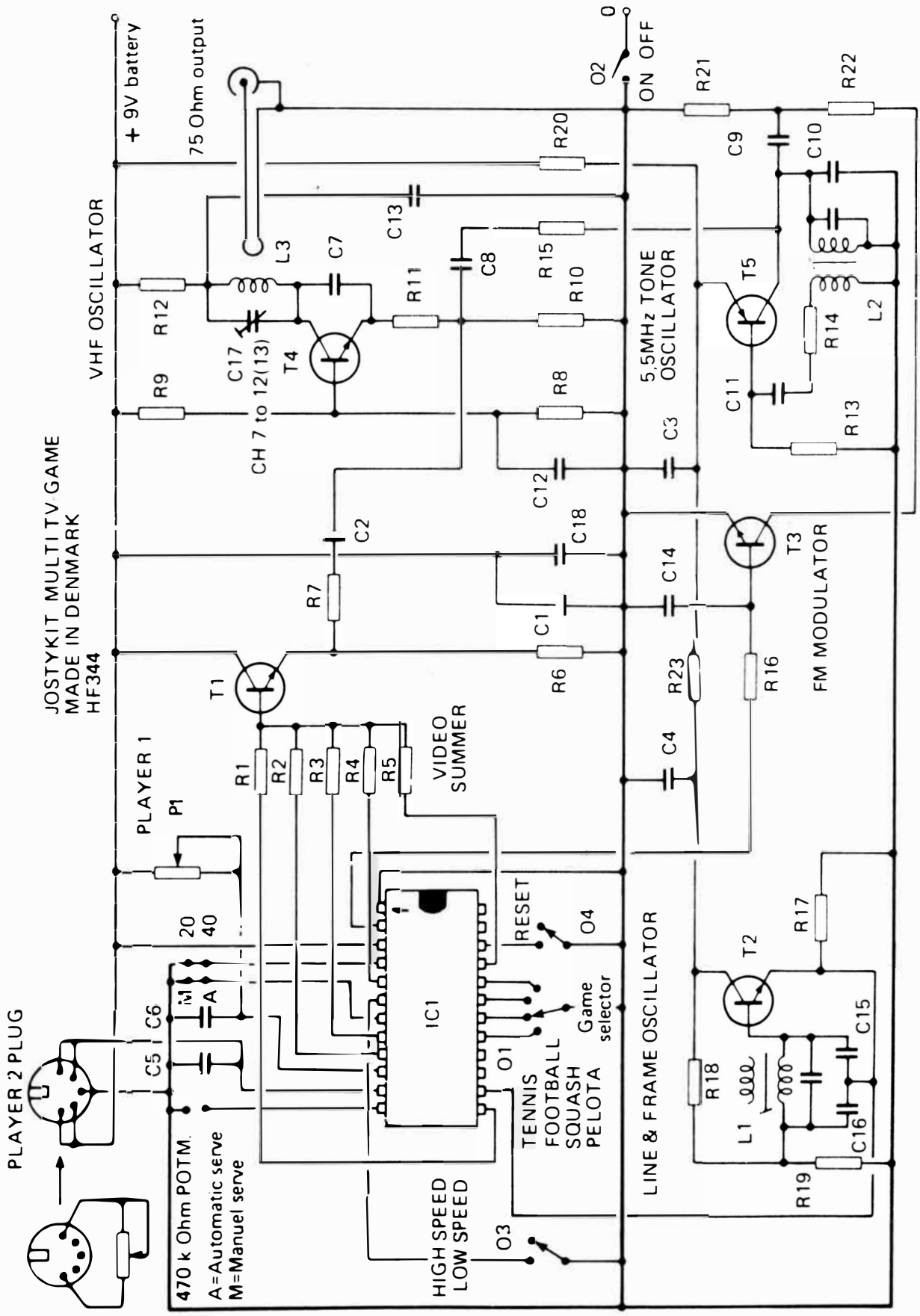
KOMPONENTLISTA

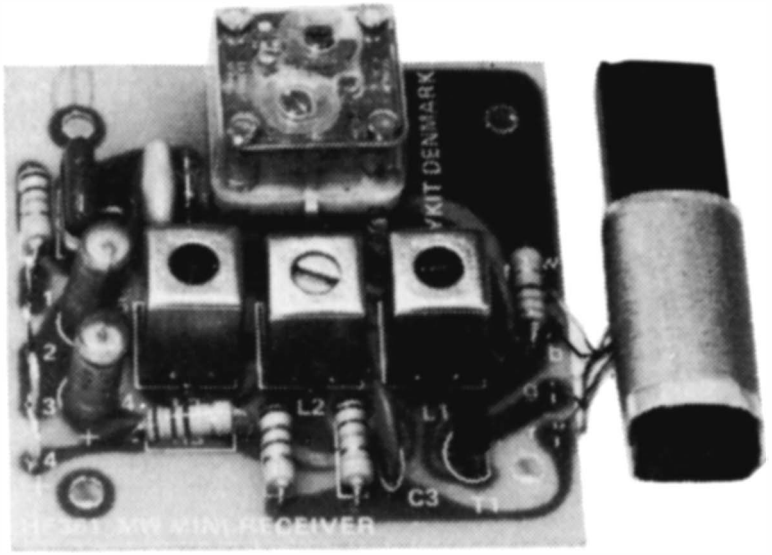
R1	47 kOhm	R22	2,7 kOhm	T1	BC173C
R2	100 kOhm	R23	68 Ohm	T2	BC173C
R3	100 kOhm			T3	BC173C
R4	100 kOhm	C1	10 uF/25 V	T4	BF199
R5	100 kOhm	C2	10 uF/25 V	T5	MEO412
R6	1,8 kOhm	C3	100 nF/250 V		
R7	1,2 kOhm	C4	100 nF/250 V	L1	S951
R8	330 kOhm	C5	100 nF/250 V	L2	S951
R9	120 kOhm	C6	100 nF6250 V		
R10	680 Ohm	C7	4,7 pF/125 V	B1	D154
R11	1 kOhm	C8	4,7 pF/125 V	B2	D160
R12	18 Ohm	C9	10 pF/125 V		
R13	150 kOhm	C10	100 pF/125 V	O1	E852
R14	10 Ohm	C11	1 nF/125 V	O2	E 138
R15	10 kOhm	C12	1 nF/125 V	O3	E 138
R16	330 kOhm	C13	1 nF/125 V	O4	E 138
R17	1 kOhm	C14	1 nF/125 V		
R18	10 kOhm	C15	2,2 nF/125 V	PL1	470 kOhm LIN
R19	6,8 kOhm	C16	3,3 nF/125 V	PL2	470 kOhm LIN
R20	68 Ohm	C17	2-22 pF		
R21	820 Ohm	C18	100 nF/250 V	IC1	AY-3-8500

HÖGFREKVENSUTSTRÅLNING FÖR HF 344

Bärvåg	200 MHz	240 MHz
Grundton	— 18 dBm	—16 dBm (20 mV)
2. harm.	— 46 dBm	— 42 dBm
3. harm.	— 42 dBm	— 40 dBm
4. harm.	— 51 dBm	— 49 dBm
5. harm.	— 58 dBm	— 56 dBm
6. harm.	— 66 dBm	— 54 dBm
7. harm.	— 58 dBm	— 56 dBm

Utstrålningen är mätt i förhållande till 1 mW = 0 dB i området 0 — 1,6 GHz.


JOSTYKIT MULTI TV GAME
MADE IN DENMARK
HF344
+ 9V battery
75 Ohm output
VHF OSCILLATOR
CH 7 to 12(13)
5.5MHz TONE OSCILLATOR
FM MODULATOR
VIDEO SUMMER
PLAYER 1
PLAYER 2 PLUG
470 k Ohm POTM.
A=Automatic serve
M=Manuel serve
RESET
Game selector
TENNIS
FOOTBALL
SQUASH
PELOTA
HIGH SPEED
LOW SPEED
LINE & FRAME OSCILLATOR
ON OFF
IC1
T1
T2
T3
T4
T5
L1
L2
L3
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
R12
R13
R14
R15
R16
R17
R18
R19
R20
R21
R22
R23
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
C9
C10
C11
C12
C13
C14
C15
C16
C17
C18
P1
O1
O2
O3
O4



TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 V DC (Batteri)
Strömförbrukning	4 mA
Utgångsspänning	100 mV
Mottagningsområde	540 — 1600 kHz
Funktionstyp	superheterodyn

TEORETISK FUNKTION

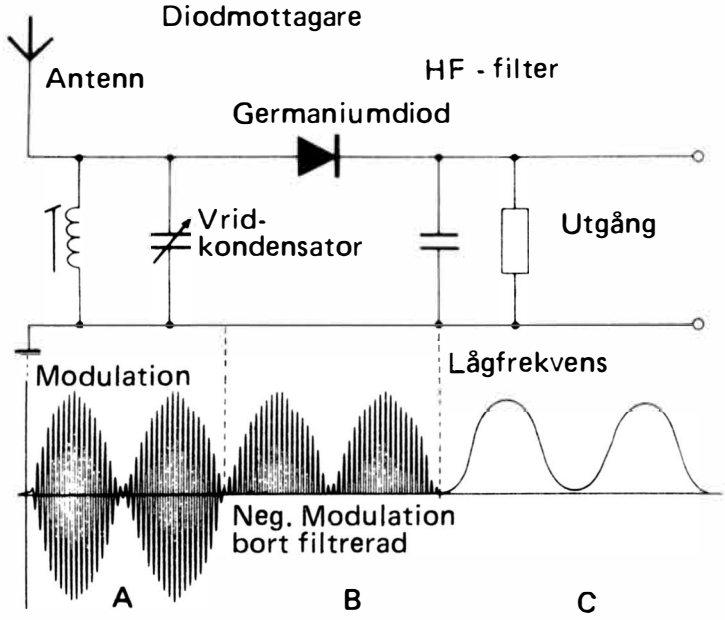
HF 361 är en känslig mellanvågsmottagare med små dimensioner. HF 361 är uppbyggd enligt superheterodyn principen. Denna princip används i nästan alla konventionella mottagare på grund av den goda stationseparationen och känsligheten. För att kunna förklara funktionen, får vi börja från grunden.

Radiosändare på mellanvågsbandet sänder AM - d.v.s. amplitudmodulerat.
Man sänder ut en stark hög frekvens genom antennen. Denna höga frekvens kallas för en BÄRVÅG. Bärvågen är nödvändig för radiovågornas fortplantning i atmosfären.
Om man MODULERAR, eller höjer och sänker bärvågens styrka i takt med den utsända musiken eller talet, kan också den hörbara signalen överföras genom luften.

DIODMOTTAGARE

I fig. 2, ses en diodmottagare av enklaste form. Den enda skilnaden från tidigare kristallmottagare är det halvledande materialet. Funktionen är den samma.
Den mottagna signalen leds in till en så kallad SUGKRETS. Denna krets avstämms till mottagningsfrekvensen med en vrid kondensator. Kretsen tillåter svängningar i ett smalt frekvensområde. Frekvenser - och därmed sändarstationer - utanför detta område, kommer att kortslutas av antingen spolen

Fig. 2



eller kondensatorn till jord.
De frekvenser som kretsen inte dämpar, förs genom dioden. Dioden släpper endast genom de POSITIVA svängningarna. Det är beroende på åt vilket håll dioden är vänd. Efter dioden finns ett filter för höga frekvenser. Man vill ju endast ha de hörbara svängningarna överförda till utgången.

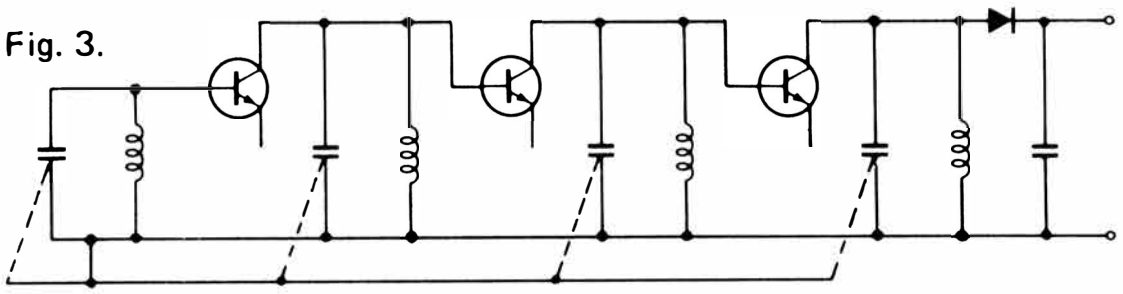
Kurvan under fig. 2, visar i A: Den modulerade bärvågen. B: Den överförda positiva delen av den modulerade bärvågen. C: Den filtrerade modulationen utan bärvåg.

Utan diod skulle utgångsspänningen vara symetrisk omkring noll. Det betyder, att den resulterande utgångsspänningen till en öronmussla eller förstärkare var noll, om man inte använder dioden.

RAK — MOTTAGARE

EN rak mottagare består av en rad avstämda kretsar med ett förstärkarsteg mellan varje krets. Denna form för mottagare var den mest använda i radions barndom. Den var både selektiv och känslig, men vridkondensatorerna var tvungna att ha en mycket stor noggrannhet.
Den höga känsligheten kunde endast uppnås med fullkomligt parallellt löpande vridkondensatordelar.
Men de raka mottagarna fanns i stor mängd tills »supern » kom.

Fig. 3.



HF 361 SUPERHETERODYNMOTTAGARE

TEORETISK FUNKTION

HF 361 är som sagt tidigare en superheterodynmottagare. Principen är baserad på att den mottagna signalen blandas med en OSCILLATORSIGNAL, så att en ny produktsignal uppstår. Denna signal eller rättare sagt frekvens kallas för MELLANFREKVENS.
HETERODYN eller stödton - principen, kan på ett enkelt sätt förklaras akustiskt.
Vissla en ren ton och be en annan person vissla samma ton. Om de två tonerna inte är exakt lika, kommer en ny ton att uppstå. Det blir en skorrande o - musikalisk ton. Om de två visseltonerna är mycket olika i ton höjd, är det svårt att höra själva stödtonen eller MELLANFREKVENSEN.
Mellanfrekvensen är namnet på de elektriska svängningar, som bildas av två sammansatta frekvenser. Mellanfrekvensen kan bildas av både summan eller skillnaden av två olika grundtoner eller frekvenser, där den ena frekvensen kan vara en fast frekvens (oscillatorn).

Superheterodynmottagaren kan alltså mottaga stationer på två ställen på skalan med samma mellanfrekvens. Det kan vara opraktiskt, speciellt om den station man vill höra är svag och den oönskade stark.
Ferritspolen och vridkondensatorn i mottagarens ingång är endast avstämd på den ena frekvensen. Om ingångskretsen är bra, kommer den förhindra den felmottagna stationen att bilda mellanfrekvens.
Även med en bra ingångskrets, kan stationsstyrkan variera så mycket att det kan bli två stationer på en gång. Det kan då uppstå en svag ton i bakgrunden. Man kan inte helt undgå detta, även om ingångskretsen har ett högt Q värde.
(Q - värde är ett elektrisk uttryck för hur bra kretsen är.)
Dessa toner i bakgrunden kan inte elimineras helt, även med de bästa ingångskretsar, därför att JONOSFÄREN kan reflektera en sändarsignal i olika vinklar. Mottagningen av två signaler från samma sändare kan även ge toner i bakgrunden av den mottagna signalen.
Superns detektor liknar de flesta detektorer, men en del av den detekterade signalen användes till AGC - reglering. (AGC = Automatic Gain Control/automatisk förstärkningskontroll). Denna signal går till en elektrolytkondensator. Om den mottagna signalen är kraftig, kommer AGC spänningen också att vara kraftig. Då dioden endast släpper genom de negativa signalerna, kan denna spänning användas till att reglera förstärkarstegens styrspänningar.
Om en transistor saknar styrspänning, faller förstärkningen. Även om det i en vanlig förstärkare skulle ge en mycket stor förvrängning, kommer mellanfrekvensspolarna att rätta till förvrängningen så att resultatet är ganska förvrängningsfritt. I en mottagare med AGC reglering, kommer svaga stationer mottagas med samma volym som de starka stationerna.
AGC reglering är oftast inte nödvändig i FM mottagare, för den mottagna stationens signalstyrka har inget inflytande på återgivningen. I mycket fina FM mottagare användes AGC regleringen för att undgå KRYSSMODULATION. Kryssmodulation är en blandningsprodukt av två stationer, där den ena verkar som mottagarens vanliga oscillator och den andra som mottagarfrekvens. I FM mottagare med ett enkelt transistorsteg i ingången kan denna blandning uppstå. Resultatet är dubbla stationer på vissa ställen på skalan.

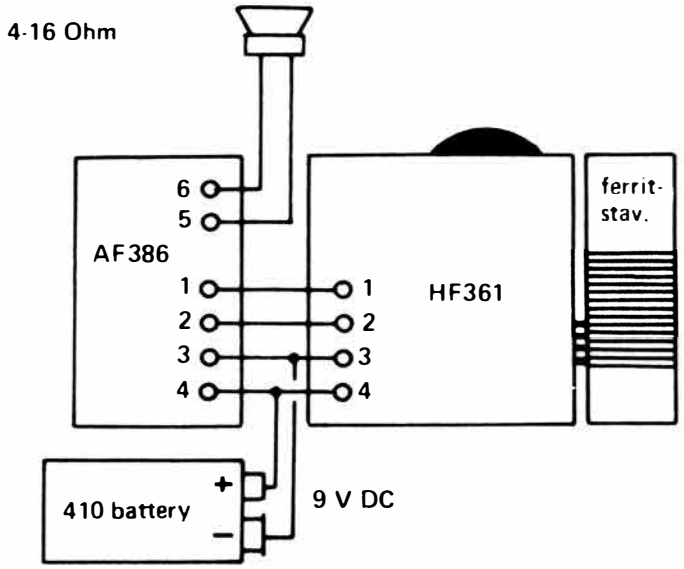
Mottagarsignalen från antennen förstärks i en transistor, som även tjänstgör som oscillator. Till denna transistor ansluts en avstämd krets, som är avstämd till mellanfrekvensen. Därefter kan man ansluta ett antal transistorförstärkarsteg med avstämda kretsar. Dessa spolar trimmas endast en gång varför vridkondensatorer ej är nödvändiga. Det räcker med att avstämma ingångssteget och oscillatorkretsen, så att för varje ny station erhålles den samma mellanfrekvensen.
Mellanfrekvensen väljs av produktionsmässiga skäl nästan alltid till 455 kHz eller 460 kHz. Detta ger samtidigt ett bra skydd mot SPEGELSELEKTIVITET.
För att förstå vad spegelselektivitet är, kan vi räkna lite på blandningssignalerna från två frekvenser:
OSCILLATORSIGNAL + ANTENNSIGNAL = MELLANFREKVENSEN.
Man kan även få fram samma mellanfrekvens enligt:
OSCILLATORSIGNAL — ANTENNSIGNAL = MELLANFREKVENSEN.

Då oscillatorfrekvensen är förinställd på ett bestämt värde med avstämningskondensatorn och mellanfrekvensen är bestämd till 455 kHz, kan två antennsignaler ge samma mellanfrekvens:

OSC/1200 kHz + ANT/745 kHz = 455 kHz

eller

OSC/1200 kHz — ANT/1655 kHz = 455 kHz



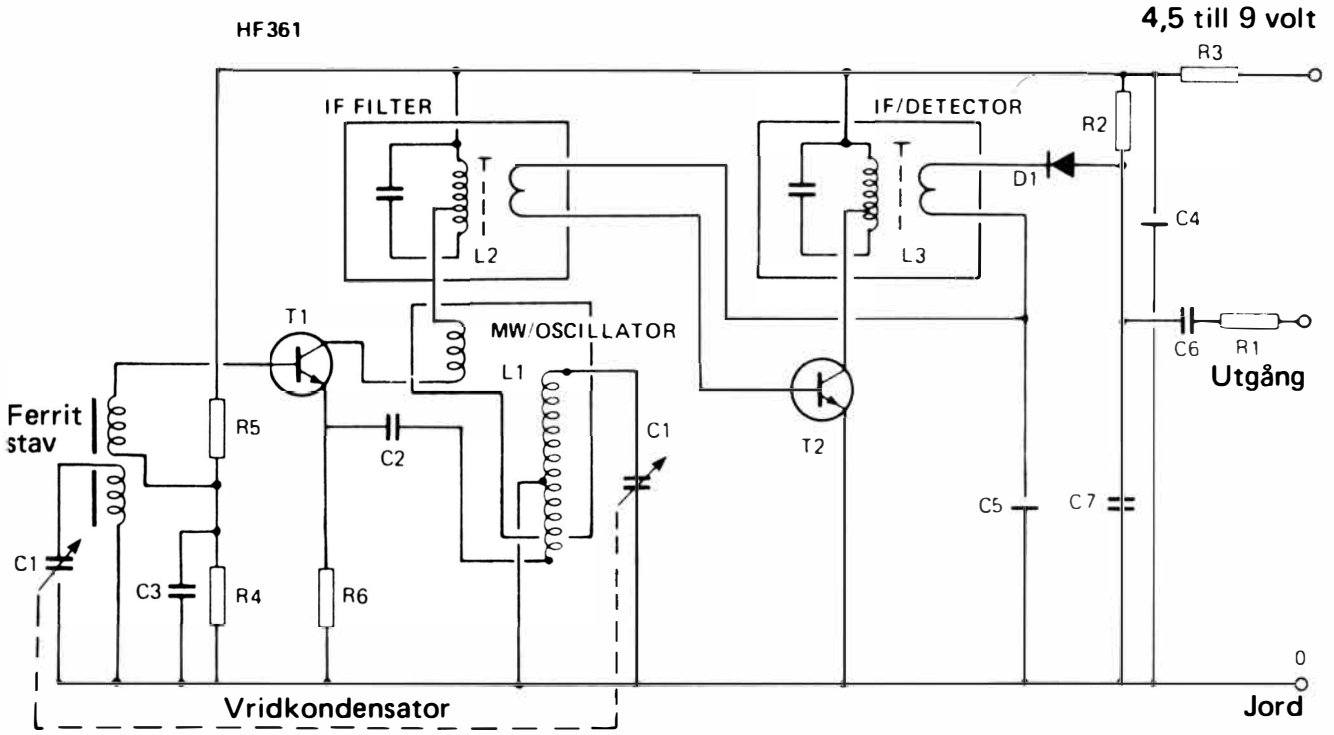
På ritningen ses en sammankoppling av HF 361 och 1 watts förstärkaren AF 386. Uppställningen anslutes till en liten högtalare på 4 — 8 ohm. Man kan även direkt till utgången på HF 361 ansluta en högohms öronmussla (2 kohm).

Om det i högtalaren skulle uppstå en tjutande ton, måste man ansluta en elektrolytkondensator på 6,8 uF/40V direkt på anslutningsstiften 1 och 2. Orsaken till tjutet är att batteriet inte ger tillräckligt stabil spänning - kondensatorn håller spänningen tillräckligt länge.

Med öronmusslan eller förstärkaren ansluten kan nu skalan avsökas för stationer. Från fabriken är spolarna förintrimmade. Finjustering av dessa spolar är nödvändig. Det gör man med en liten skruvmejsel.

INTRIMNING AV HF 361

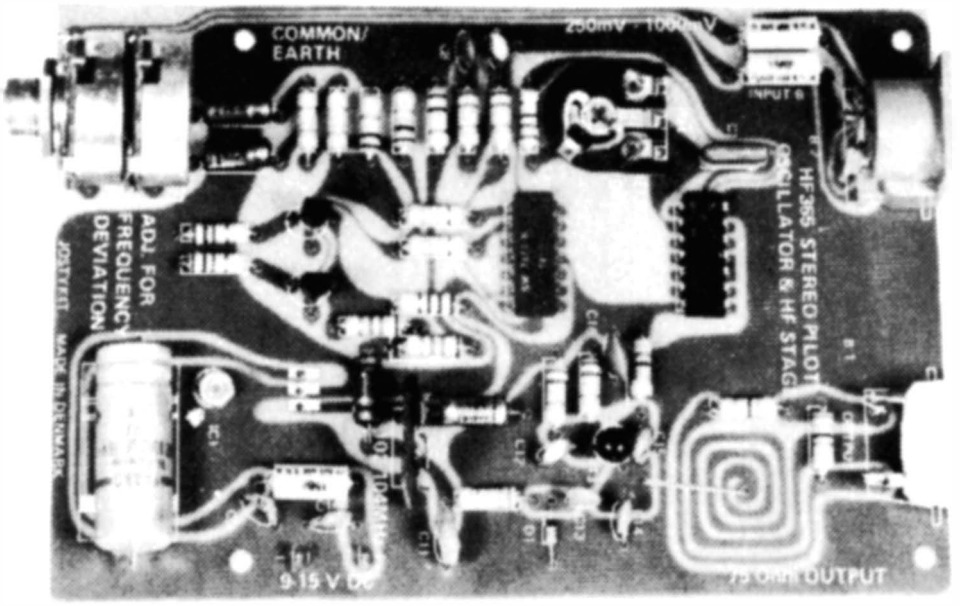
Ställ med vridkondensatorn in en station. Vrid på kärnorna till spolarna GUL, RÖD och SVART till maximal styrka ett par gånger. Ställ in en svag station och skjut spolen över ferritstaven fram och tillbaka tills bästa signalstyrka.
Leta upp en station längst till vänster på vridkondensatorn, skjut spolen på ferritkärnan fram och tillbaka till maximal styrka.
Ställ in en station i vridkondensatorns högra läge och justera försiktigt på trimkondensatorn C1A till maximal styrka. Den andra trimkondensatorn användes till justering av skalan med vridkondensatorn i vänstra läget. Efterjustera med spolen på ferritkärnan.



KOMPONENTLISTA

R1	18 kOhm	C1	0-120pF/0-150pF	L1	S583 - RÖD
R2	220 kOhm	C2	4,7 nF/125 V	L2	S580 - GUL
R3	220 Ohm	C3	4,7 nF/125 V	L3	S582 - SVART
R4	5,6 kOhm	C4	6,8 uF/40 V		
R5	18 kOhm	C5	6,8 uF/40 V	D1	AA143 eller AA119
R6	3,3 kOhm	C6	100 nF		
		C7	47 nF	T1	BF199
				T2	BF199
				1	Ferritstav
				1	Spole

HF 365 finns ej som komplett byggsats hos JOSTY KIT.

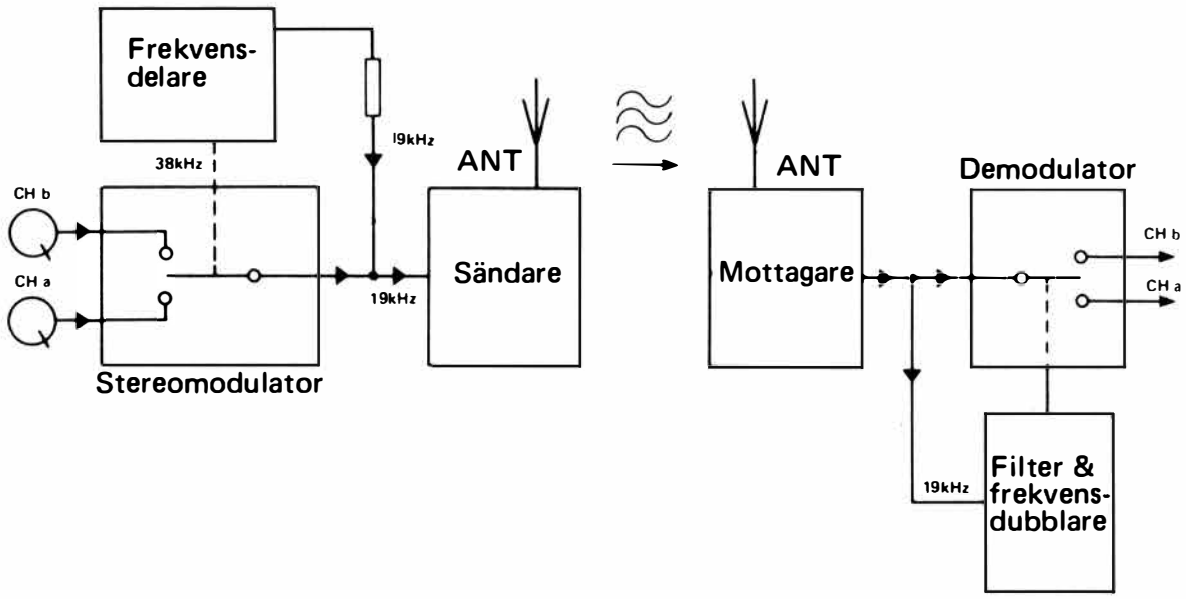


TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 — 15 V DC
Strömförbrukning	50 mA
Ingångssignal	250 mV
Modulation	20 — 15.000 Hz
Pilotton med variabel center i	19.000 Hz
Frekvensinställning	96 — 104 MHz
Bandbredd	200 kHz
Utgångseffekt	1,2 mW

HF 365 skall ej sammanliknas med en fabrikstillverkad professionell STEREO — KODER. HF 365 är endast en » enkel » uppställning.

En stereo - koder används för att testa FM - mottagare med stereodekoder. Man tillför stereo - kodern en stereosignal från till exempel en kassetbandspelare, förbinder stereokodern och mottagaren med en koaxialkabel. Nu skall ljudet från bandspelaren höras i stereo från högtalarna, anslutna till FM - mottagaren.



TEORETISK FUNKTION

De två signalerna från en grammofon eller bandspelare skickas in i en modulator. Modulatorn är uppbyggd som en omkopplare, som hela tiden skiftar mellan kanal A och kanal B. Modulatorn styrs av en pilotton på 38 kHz. Det vill säga, att » omkopplingen » i modulatorn slår till och från ca. 38000 gånger per sekund. Denna kodade signal, som består av små bitar av både vänster och höger kanal, fortsätter sedan till ett sändarsteg tillsammans med en liten del av den HALVA omkopplingsfrekvensen på 19 kHz. Orsaken till att man endast använder halva frekvensen är, att en FM - sendare inte får fylla ut mer än 200 kHz på bandet.
Den halva omkopplingsfrekvensen kallas för PILOTTON. I MOTTAGAREN finns istället en STEREO - DE - KODER. Dess funktion är att skifta mellan de två kanalerna på samma sätt som i sändaren. Detta skall naturligtvis ske helt synkront (i fas), för att man skall kunna vara säker på att vänster kanal kommer till den vänstra högtalaren och den högra kanalen till den högra högtalaren. Då i genom en förstärkare. För att DE - KODERN skall kunna skifta med 38 kHz från ena sidan till den andra, måste man i DE - KODERN fördubbla pilottonen på 19 kHz till 38 kHz och sedan använda denna frekvens för omkopplingen.

För att få fram de önskade frekvenserna används en oscillator på 76 kHz. Denna oscillator är uppbyggd med en integrerad krets, IC3 - 7400. Denna frekvens delas sedan i IC 2 - 7473 som innehåller två frekvensdelare. Den första delar ner till 38 kHz och den andra till 19 kHz.

Frekvensen på 38 kHz överförs sedan till transistorerna T1 och T2. Till dessa transistorer överför man också stereosignalen från t. ex. bandspelaren. Frekvensen delar sedan upp signalen mellan transistorerna 38000 gånger per sekund.

Efter transistorerna överförs signalen till en frekvensmodulerad oscillator (T3). Denna oscillator sänder på frekvensen 102 till 104 MHz. Med trimpotentiometern kan man justera frekvensen inom detta område.

Då sändaroscillatorn inte är kristallstyrd utan kapacitansdiodavstämd, är det nödvändigt med en spänningsstabilisator IC 1. Denna regulator ger konstant 5 volt, även om drivspänningen varierar (batteridrift).

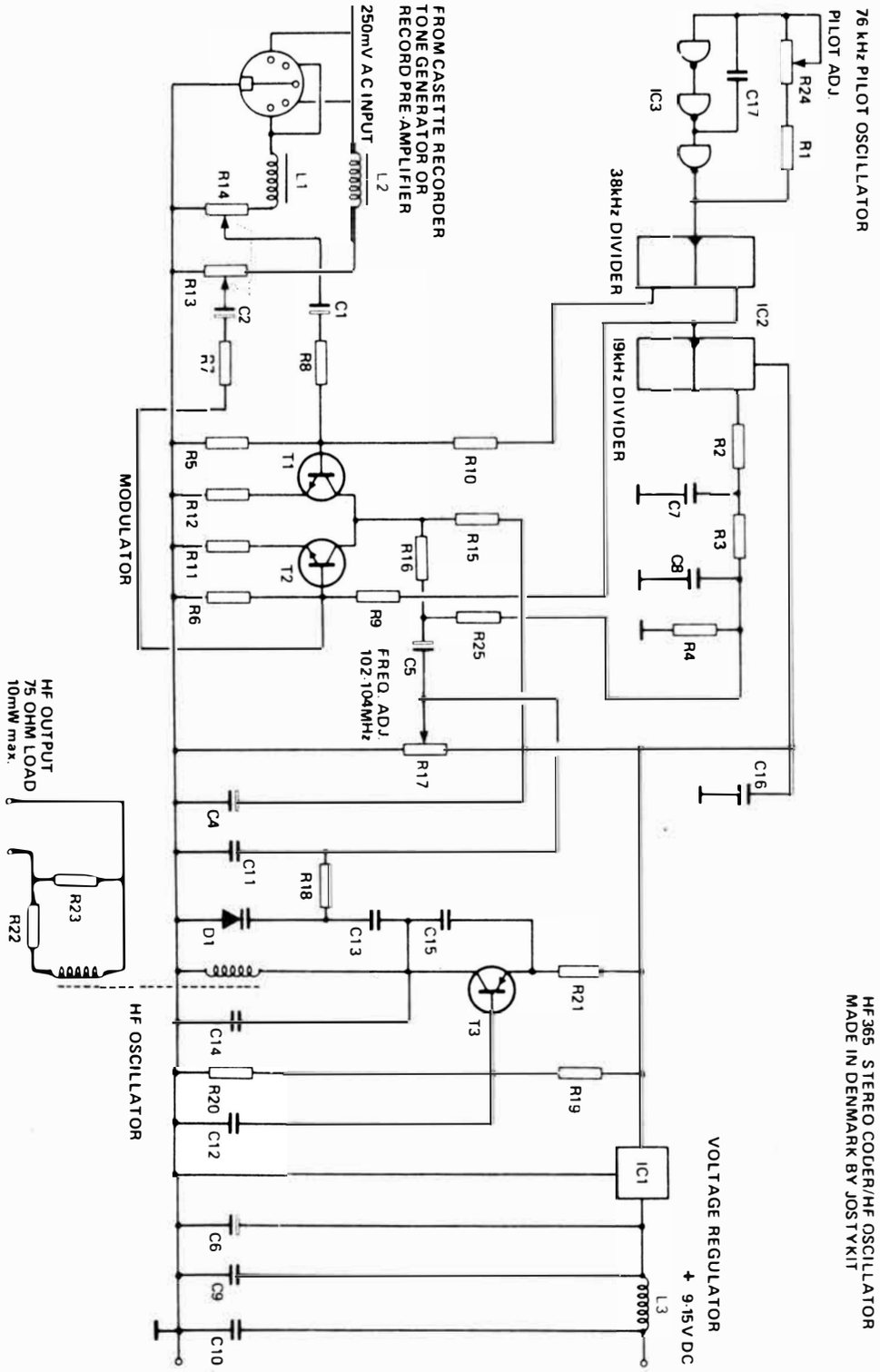
För att förhindra icke önskad utstrålning, är HF 365 försedd med drosslar i serie med ingången. Detta räcker inte. Se till att stereokodern blir inbyggd i en sluten metallbox.

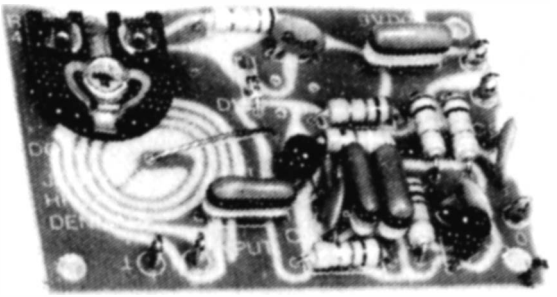
Pilottonen är på ca. 5 - 12% av modulationssignalen.

KOMPONENTLISTA

R1	220 Ohm	C1	6,8 uF/40 V
R2	120 kOhm	C2	6,8 uF/40 V
R3	120 kOhm	C4	6,8 uF/40 V
R4	100 kOhm	C5	6,8 uF/40 V
R5	10 kOhm	C6	1000 uF
R6	10 kOhm	C7	220 pF/125 V
R7	47 kOhm	C8	1 nF/125 V
R8	47 kOhm	C9	1 nF/125 V
R9	33 kOhm	C10	1 nF/125 V
R10	33 kOhm	C12	1 nF/125 V
R11	100 Ohm	C13	27 pF/125 V
R12	100 Ohm	C14	6,8 pF/125 V
R13	37+10 kOhm	C15	3,3 pF/125 V
R14		C16	4,7 nF/125 V
R15	150 Ohm	C17	15 nF/250 V
R16	5,6 kOhm		
R17	100 kOhm		
R18	27 kOhm		
R19	15 kOhm		
R20	15 kOhm		
R21	470 Ohm		
R22	470 Ohm		
R23	68 Ohm		
R24	470 Ohm		
R25	5,6 kOhm		

L1	0,68 uH/1,5 A
L2	0,68 uH/1,5 A
L3	0,68 uH/1,5 A
T1	BC172 eller BC173
T2	BC172 eller BC173
T3	MEO412
D1	BB141 eller BB142
IC1	L129 eller 7805
IC2	7473
IC3	7400
B1	D153
B2	D154


76 kHz PILOT OSCILLATOR
PILOT ADJ.
R24
R1
C17
IC3
38kHz DIVIDER
IC2
19kHz DIVIDER
R2
C7
R3
C8
R4
C16
FROM CASETTE RECORDER
TONE GENERATOR OR
RECORD PRE-AMPLIFIER
250mV AC INPUT
L2
L1
R14
R13
C2
R7
C1
R8
R5
T1
R10
R12
R15
R11
R16
T2
R6
R9
R25
C5
FREQ. ADJ.
102-104MHz
R17
MODULATOR
C4
C11
R18
D1
C13
C15
T3
R21
R19
HF OUTPUT
75 OHM LOAD
10mW max.
R23
R22
HF OSCILLATOR
C14
R20
C12
IC1
VOLTAGE REGULATOR
+ 9-15V DC
L3
C6
C9
C10
HF365 STEREO COUER/HF OSCILLATOR
MADE IN DENMARK BY JOSTYKIT



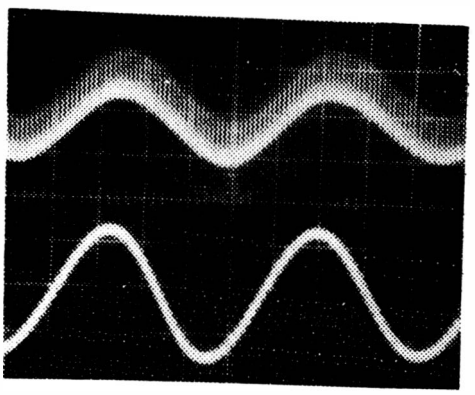
TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 — 12 V DC
Strömförbrukning	4 — 5 mA
Frekvensområde	87,5 — 104 MHz
LF - utgångsspänning	25 mV
Signal/brusförhållande	35 dB

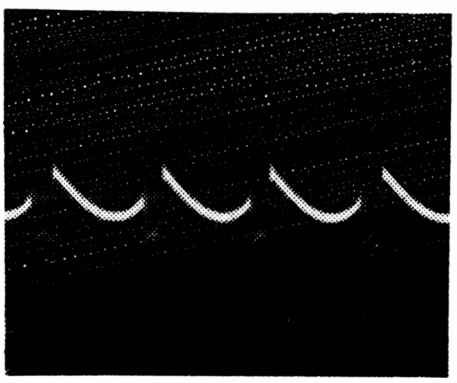
HF 375 är en superregenerativ mottagare. En sådan mottagare innehåller en svag oscillator (kretskorstspolen och D1 är svängningskrets).
Oscillatorn bringas att svänga med återkopplingskondensatorn (C6). Frekvensen är ca. 50 kHz. Innan oscillatorn börjar svänga på mottagningsfrekvensen, är den ytterst känslig för yttre påverkningar. Har man inställt oscillatorn på en frekvens, som ligger lite bredvid en station, kommer denna stations modulation vara tillräckligt stor för att få oscillatorn att börja svänga. Man kan då ta ut en lågfrekvenssignal från oscillatortransistorn.
I HF 375 används en extra transistor för att förstärka den lågfrekventa signalen ca. 10 gånger. Den normala signalspänningen på 10 mV ökas till 100 mV. Den extra förstärkningen används till att filtrera 50 kHz tonen. Kondensatorerna C3, C4 och C7 utgör själva filtret.
Vid mottagning av FM - signaler, kommer bakgrundsbruset att vara minst vid direkt inställning på stationen, men lågfrekvenssignalen kommer att vara » noll ». Det är därför nödvändigt att inställa HF 375 på » kanten » av stationen. Det ger lite brus. Signal/brusförhållandet kan då inte heller bli bättre än ca. 30 dB vid FM mottagning. En signalstyrka på 10 mV på antenningången ger faktiskt inte mer brus än 1 uV! (10000 gångers skillnad).

Helt annorlunda är det med AM signaler, som t.ex. flygtrafiken på ca. 120 MHz. Här är känsligheten den samma, men mottagningsbruset för bra antennsignal kan vara 40 dB (100 gånger) eller lägre under mottagningssignalen.

Man kan minska mottagningsfrekvensen ytterligare med att skära av den lilla extra ledningsbiten på kretskortsspolen. Om man löder ihop de innersta varven på spolen ökas frekvensen.



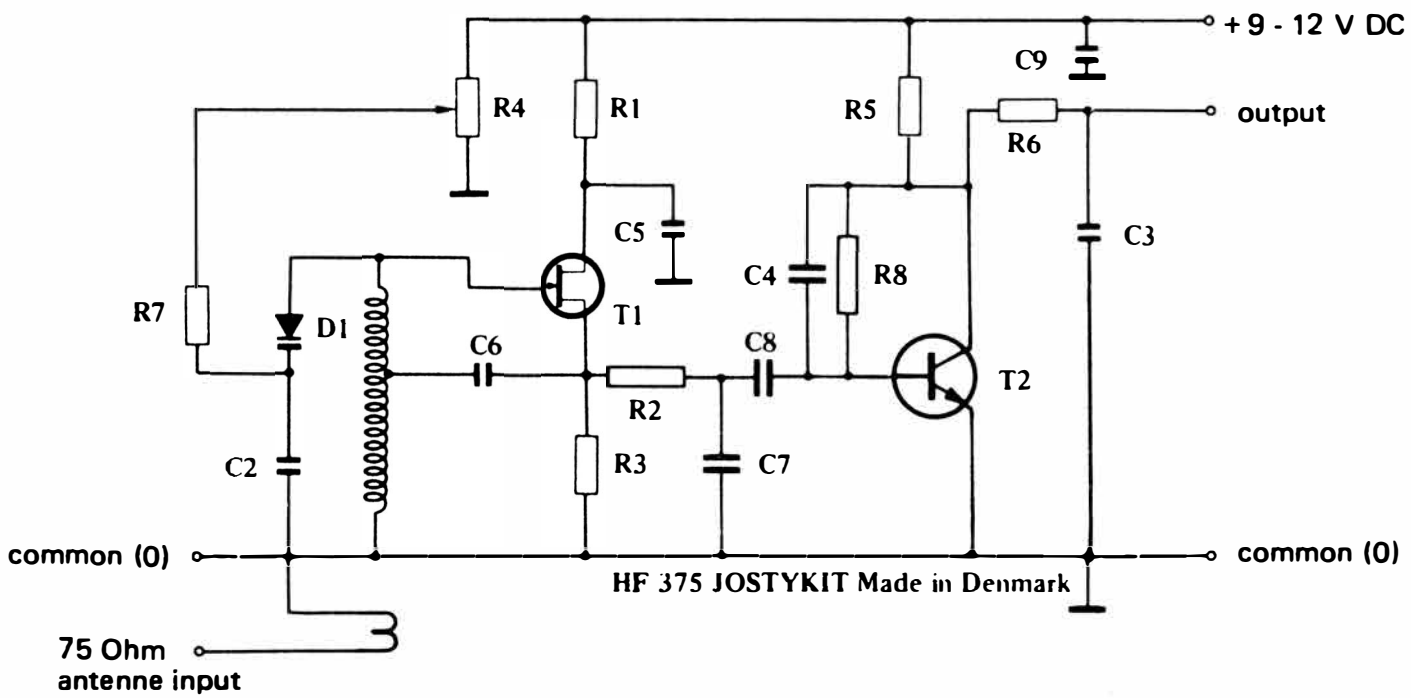
På bilden visas LF utgångens utseende vid sinusmodulation före och efter filtrering och förstärkning.

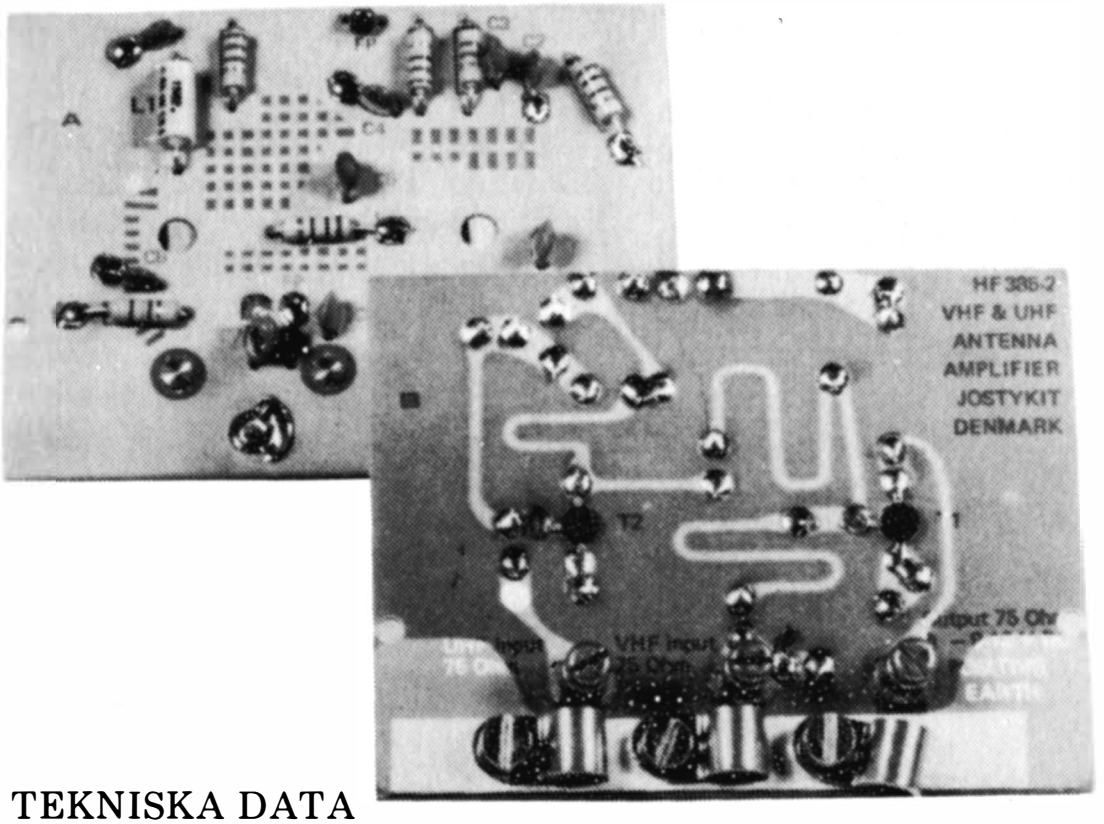


Bilden visar HF 375's grundoscillatorfrekvens på 50 kHz (de tjocka linjerna). Mellan de tjocka linjerna ses 100 MHz frekvensen.

KOMPONENTLISTA

R1	100 Ohm
R2	1,5 kOhm
R3	3,9 kOhm
R4	10 kOhm
R5	10 kOhm
R6	10 kOhm
R7	56 kOhm
R8	1 MOhm
C2	2,2 nF
C3	2,2 nF
C4	2,2 nF
C5	2,2 nF
C6	10 nF
C7	10 nF
C8	100 nF
C9	100 nF
D1	BB142
T1	E300
T2	BC172





TEKNISKA DATA

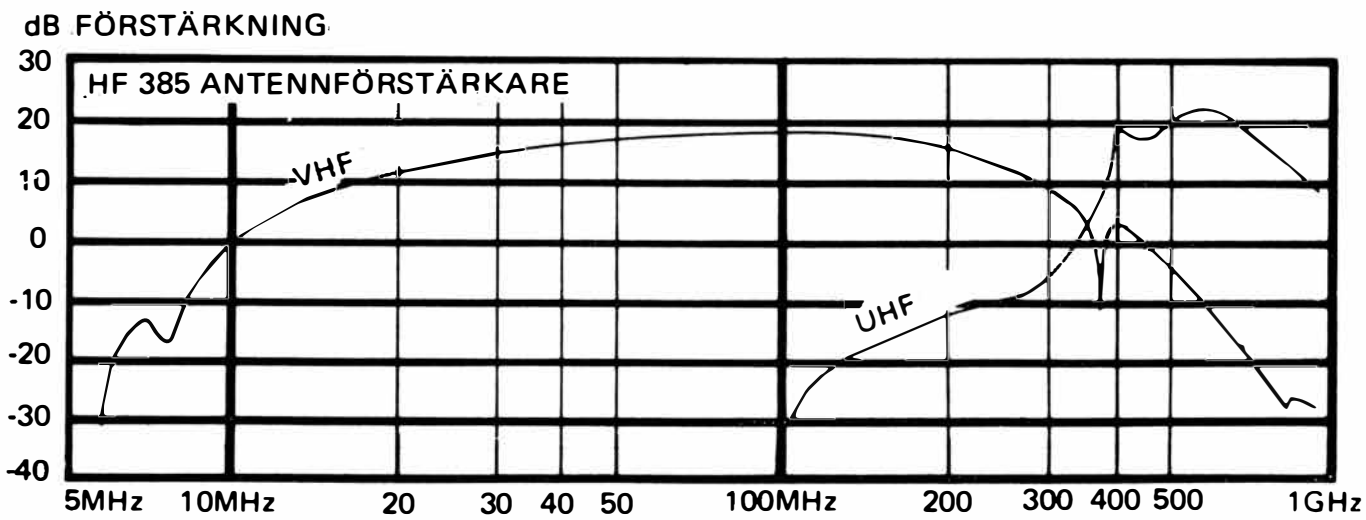
Drivspänning	9 — 15 V DC
Strömförbrukning	35 — 50 mA
Frekvensområde FM/VHF	40 — 250 MHz
Förstärkning FM/VHF	12 — 18 dB
Frekvensområde UHF	400 — 820 MHz
Förstärkning UHF	21 — 9 dB
Ståendevågförhållande	0,7
Kryssmodulation	50 dB
Ingångsbrus vid 800 MHz	5,6 dB

TEORETISK FUNKTION

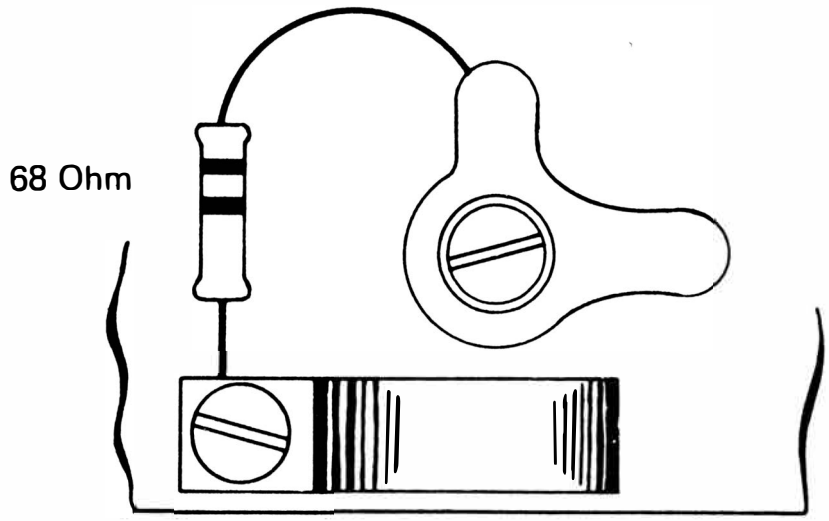
HF 385 är en högeffektiv antennförstärkare med två ingångar. En för FM/VHF och en för UHF. Vid montering av HF 385 måste man använda orginalkretskort på grund av de speciella kretsgångar som finns på kortet.
Då HF 385 har två ingångar slipper man att använda sig av ett filter innan antennförstärkaren. Dämpningen i detta filter frånfaller också.

HF 385 har en utgång med två funktioner. Signalen skickas ner till mottagaren och drivspänningen tas upp i samma kabel som måste vara en koaxialkabel.
HF 385 skall monteras så nära antennen som möjligt. Meningen med en antennförstärkare är ju att förstärka den direkta signalen så att förlusterna i nerledningen kompenseras. När man monterar HF 385 på antennen är det att rekommendera inbyggnadslådan B 850.
HF 385 kan drivas med batterier, men då strömförbrukningen är ganska hög är det en fördel att använda en nätdel NT 410 eller en batterieliminator.

HF 385's egenbrus är lika lågt som på de bästa TV mottagare — INTE BÄTTRE! Det hjälper inte bara att öka förstärkningen utan kompensera längden på kabeln till mottagaren, som vi tidigare beskrev.
För mottagning på UHF får man räkna med en förlust med ca. 1/2 dB per meter kabel. Om kabeln är 10 meter betyder det en förlust på 5 dB. Det kan betyda, att en station, som normalt är full med » snö », kommer att bli snöfri, när antennförstärkaren monteras vid själva antennen.

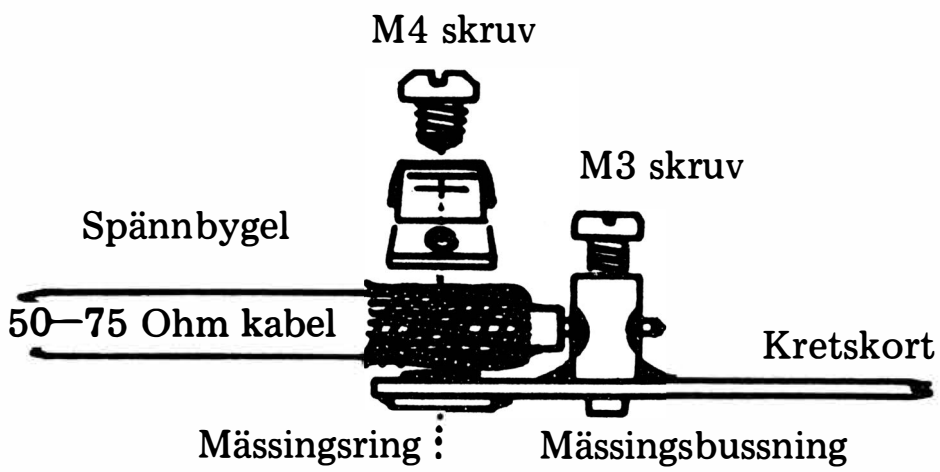


På ritningen här ovan, visas förhållandet mellan förstärkning och frekvens. Vågrätt — frekvens. Lodrätt — förstärkning.



Om endast en ingång skall användas på HF 385, skall den andra ingången kortslutas med ett motstånd som visas på ritningen.

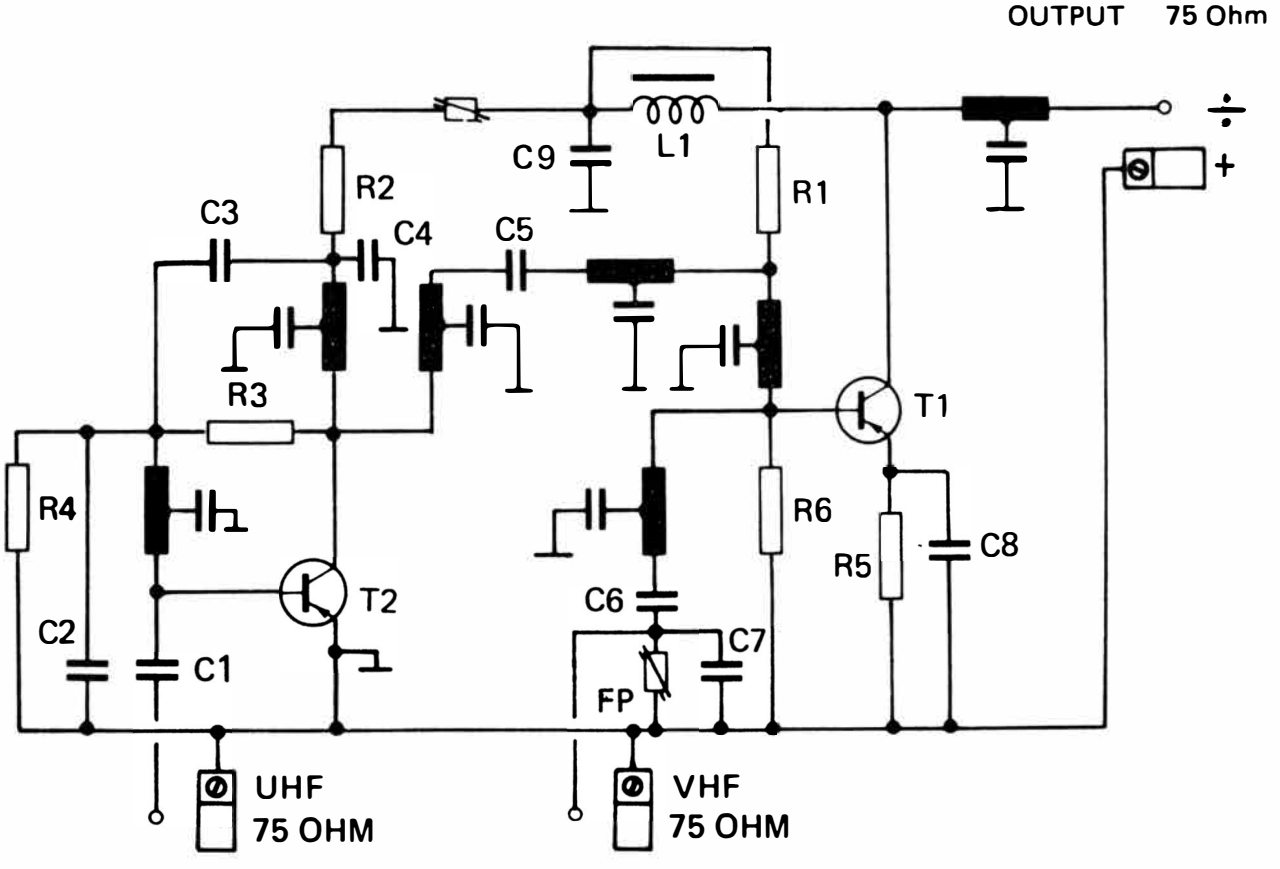
Ritningen här nedanför visar en korrekt montering av koaxialkabel till en av ingångarna på HF 385.
Var mycket noga med att inte få kortslutning mellan innerledare och skärmstrumpa.



KOM IHÅG ATT HF 385 ÄR PLUSJORDAD. DEN MÅSTE ALLTID ANSLUTAS TILL EN SEPARAT DRIVKÄLLA.

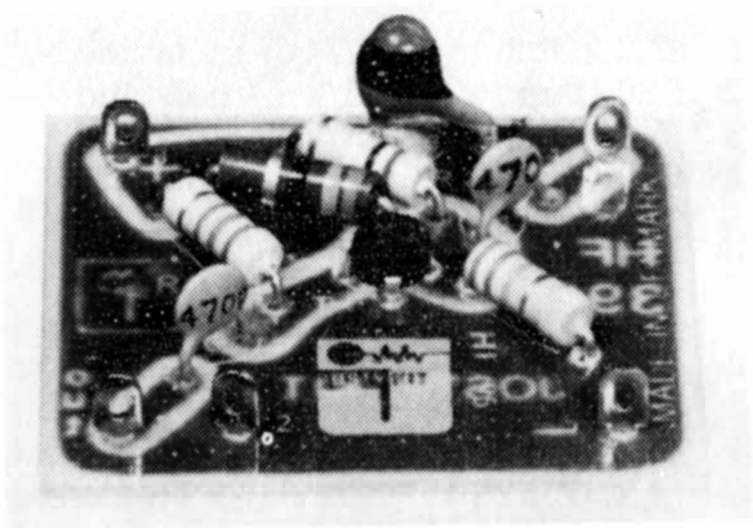
KOMPONENTLISTA

R1	2,2 kOhm	1/4 W motstånd
R2	220 Ohm	1/4 W motstånd
R3	5,6 kOhm	1/4 W motstånd
R4	680 Ohm	1/4 W motstånd
R5	180 Ohm	1/4 W motstånd
R6	680 Ohm	1/4 W motstånd
C1	22 pF/125 V	keramisk kondensator
C2	470 pF/125 V	keramisk kondensator
C3	470 pF/125 V	keramisk kondensator
C4	470 pF/125 V	keramisk kondensator
C5	3,3 pF/125 V	keramisk kondensator
C6	27 pF/125 V	keramisk kondensator
C7	10 pF/125 V	keramisk kondensator
C8	470 pF/125 V	keramisk kondensator
C9	470 pF/125 V	keramisk kondensator
T1	BF479	UHF transistor
T2	BF479	UHF transistor
L1	0,68 uH	drosselspole



HF 385-2

UHF - VHF ANTENNA AMPLIFIER



HF395 är en antennförstärkare av modernaste snitt. Den arbetar med en epitaxiell kiseltransistor med mycket låg återkopplingskapacitet och liten fasförskjutning även vid höga frekvenser.
Detta och det avancerade högfrekvenskortet, ett högfrekvensmotstånd och diverse gängse kvalitetskomponenter gör, att man på köpet får en formidabel förstärkning och lågt brusvärde. HF395 kan användas tillsammans med:

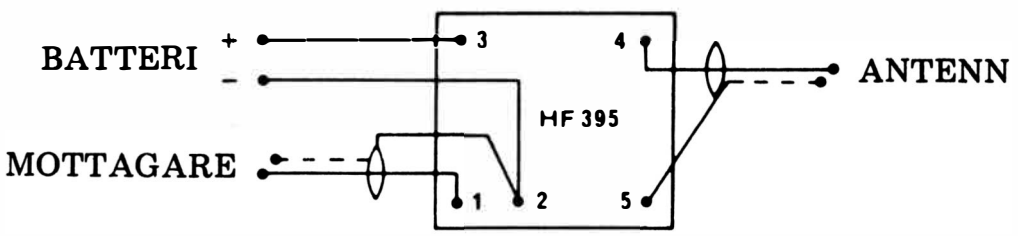
Långvågsmottagare
Mellanvågsmottagare
Kortvågsmottagare
Walkie-talkie
Kanal 2—12 på TV
FM-bandet
Radiotelefon 175 MHz

HF395 saknar helt spolar. Det är bara att montera ihop den och placera den korrekt i förhållande till mottagare och antenn. Man slipper alltså trimma den till rätt frekvens. Om HF395 ska användas som antennförstärkare till en äldre FM-mottagare för att bättra på signalstyrkan från utländska stationer, kan det vara en fördel att ersätta kondensatorn C1 på 470 pF mot en annan på 10 pF. En äldre FM-mottagare har normalt dålig AM-undertryckning, och just dessa band blir höggradigt förstärkta av HF395. Denna förstärkning av låga frekvenser kan utnyttjas genom ovannämda ändring. För vanliga mottagare är denna ändring inte nödvändig.

Ska man använda HF395 till vanliga AM-band — LV, MV och KV, behöver man bara ansluta en ledning av ett par meters längd till lödöra 4 (ingången). En svag mottagare kan då genast ta in fler stationer, och de stationer som tidigare var alltför svaga och störda, blir nu värda att lyssna till.
HF395 har också provats tillsammans med ett par radiotelefoner AP och ITT8. Båda telefonerna visade hörbart förbättrad mottagning vid signalstyrkor under 1 uV och begränsarstegen trädde i funktion tidigare.
Prov har gjorts både på fältet och i JOSTY-KITs laboratorier. Känslighetsproven kontrollerades med MARCONI mätsändare, en BRADLEY HF-voltmeter, och RADIOMETER modulationsmätare.

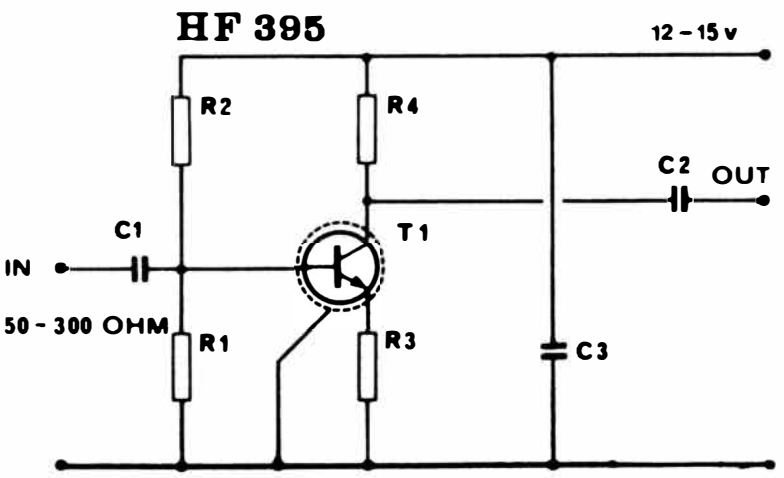
TEKNISKA DATA

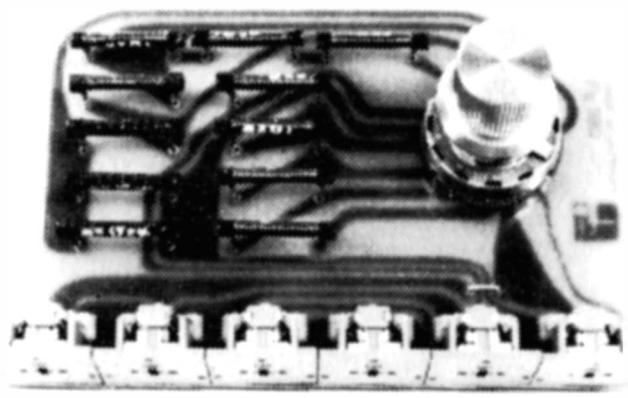
Drivspänning	9—12 volt
Strömförbrukning	1—3 mA
Spänningsförstärkning till 20 MHz min.	30 dB
Spänningsförstärkning till 100 MHz min.	10 dB
Spänningsförstärkning till 225 MHz min.	5 dB
Brusfaktor	2 Kto
Ingångsimpedans	50—300 ohm
Utgångsimpedans	50—75 ohm



KOMPONENTLISTA

R1	22 kohm 1/4 Watt
R2	100 kohm 1/4 Watt
R3	18 ohm 1/4 Watt
R4	1,2 kohm 1/4 Watt
C1	470 pF
C2	470 pF
C3	1 nF
T1	BF 199





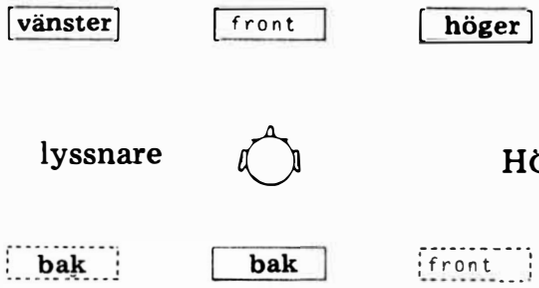
Innan vi kommer in på schemat som ligger till grund för t.ex. JOSTY KITs 4D-enhet vill vi skynda oss att varna mot användning av ambiofonienheter över huvud taget om:

du tänker använda Beomaster 5000 eller andra förstärkare med höjd eller ombytt jord — eller om du kopplar ledningarna till 4D-enheten olikformigt (förväxlar fas och noll).

I värsta fall kan det nämligen då bli nödvändigt att byta sluttransistorerna i förstärkaren. I bästa fall kommer den elektroniska säkringen (om det finns någon) att ställas på ett verkligt hårt prov. (Att byta alla sluttransistorerna kan bli en affär på flera hundra kronor).
För att du lättare ska förstå, hur man trollar fram fyra kanaler ur två, har vi gjort en liten skiss, fig. 2, som visar fyra högtalare kopplade till två effektförstärkare, symboliserade av trekanterna A och B.
Systemet är enklast att förstå, om vi tänker oss, att båda förstärkarna levererar helt identiska signaler. Vi spelar således mono.
A-förstärkarens signal passerar högtalare A — som återger A-musik.
B-förstärkarens signal passerar högtalare B — som återger B-musik.
Både A-förstärkarens och B-förstärkarens signaler passerar A + B-högtalaren, varför den då återger samma signal som både A och B med sammanlagd styrka — vid mono således den dubbla.

Då A-förstärkarens utgångssignal vid mono är helt identisk med B-förstärkarens, kommer det på båda sidor av A-B-förstärkaren att stå samma spänning. Där är ingen spänningsskillnad — därför går det ingen ström och följaktligen är högtalaren tyst.
Här ser vi nackdelen med detta system. Man kan inte spela monoskivor utan att den ena bakre högtalaren spelar med dubbel volym, medan den andra är tyst.
Vid 4D-inspelade plattor ska de bakre högtalarna spela med samma styrka som de främre, och man kan därför lugnt koppla systemet enligt anvisningarna. Nu får man också god effekt även med vanliga stereo-skivor, om man bara dämpar de bakre högtalarna något. Därför har man placerat dämpningsmotstånd eller potentiometrar i serie med A-B-högtalaren och parallellt över A + B-högtalaren.
Omkopplaren har 6 lägen. I läge stereo är den ena av de bakre högtalarna kortsluten och den andra bortkopplad. Därför är bara de båda ordinarie högtalarna i funktion. Vrider vi nu omkopplaren mot höger, kopplar man stegvis in de bakre högtalarna med 3 dB per steg. Skillnaden från steg till steg är nätt och jämnt hörbar. Vid —12 dB är de bakre högtalarna i funktion men dämpade nästan till ohörbarhet. Detta motsvarar fyra gångers dämpning. Vid 0 dB är de bakre högtalarna helt inkopplade och fullständigt odämpade.
Vid normal avlyssning rekommenderar vi dig att ställa omkopplaren i läge —3 dB eller —6 dB.

LF380 levereras från JOSTY KIT i 4 ohms-utförande som standard. Vill man använda 4D-enheten till 8 eller 16 ohm, är det nog bäst att köpa ett par av de rekommenderade ändringsmotstånden. Se komponentlistan för LF380.
LF380 är utrustad med 6 högtalarkontakter av DIN-typ. När enheten väl är monterad, behöver du således inte löda mer. DIN-kontakterna finns ju numera för skruvmontering.
Högtalarna slutligen: Idealet är naturligtvis, om de fyra högtalarna är helt lika. I praktiken — och vid försök med värdering för öga/öra — kan vi väl fuska lite. Men i fråga om frekvensgång, känslighet eller impedans, bör de båda högtalarparen inte vara alltför olika.



HÖGTALARPLACERING

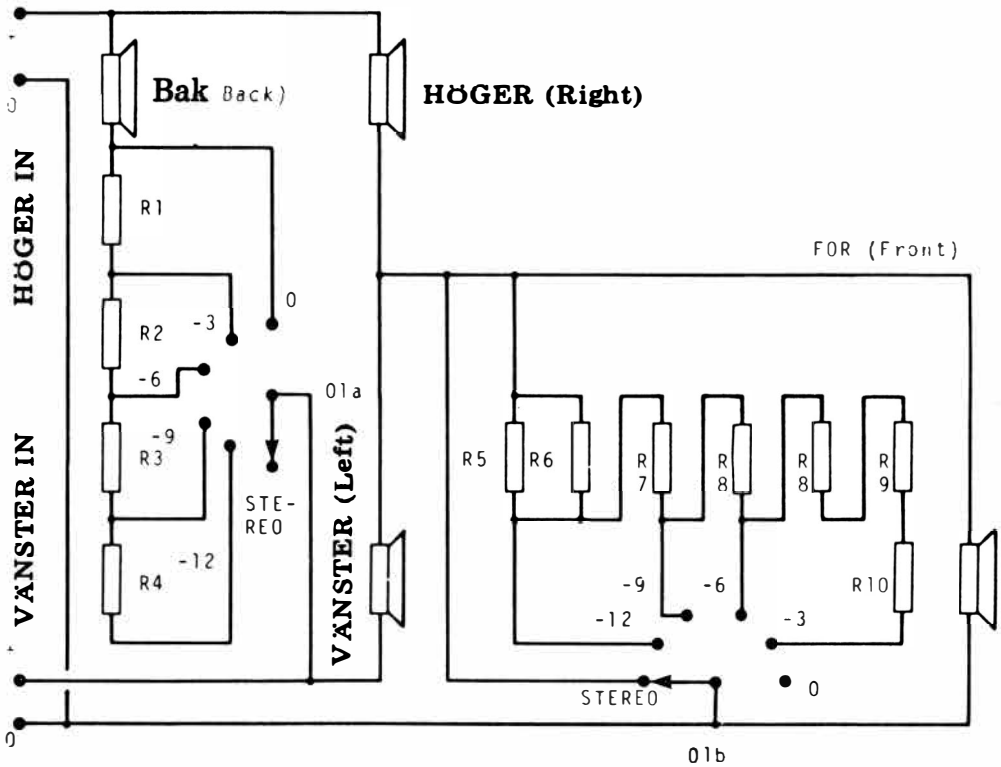
TEKNISKA DATA

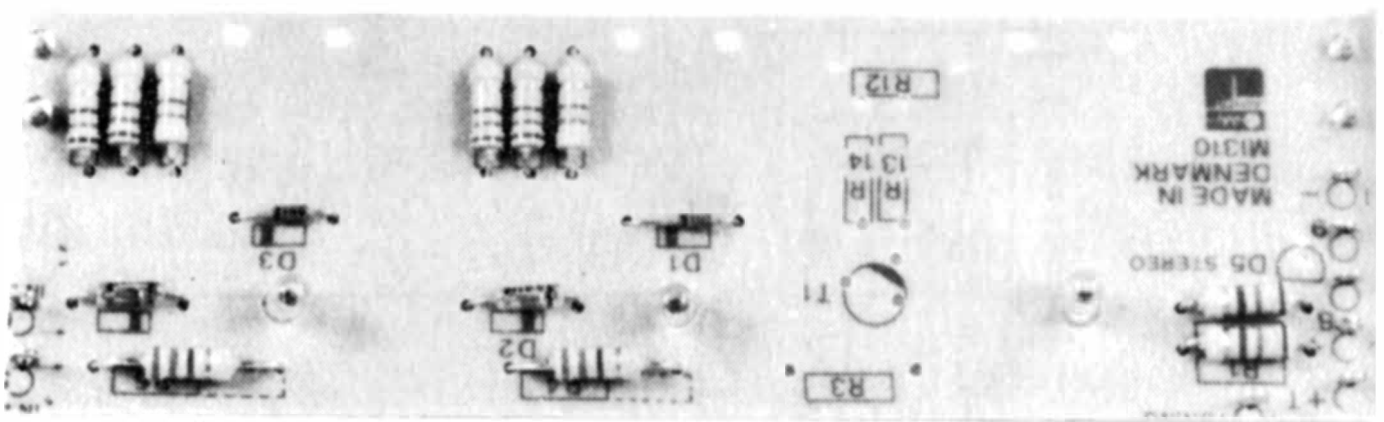
Driveffekt, max.	100 W (2×50 W)
Impedans	4 ohm
Dämpningssteg	3 dB

KOMPONENTLISTA

	4 ohm	8 ohm	16 ohm
R1	4,7 ohm	8,2 ohm	15 ohm
R2	8,2 ohm	15 ohm	33 ohm
R3	15 ohm	33 ohm	68 ohm
R4	33 ohm	68 ohm	120 ohm
R5	0,3 ohm	0,3 ohm	1 ohm
R6	0,3 ohm	∞ ohm	1 ohm
R7	0,3 ohm	1 ohm	2,2 ohm
R8	1 ohm	2,2 ohm	4,7 ohm
R9	1 ohm	2,2 ohm	4,7 ohm
R10	1 ohm	2,2 ohm	4,7 ohm
R11	1 ohm	2,2 ohm	4,7 ohm

LF380 4 kanal stereo



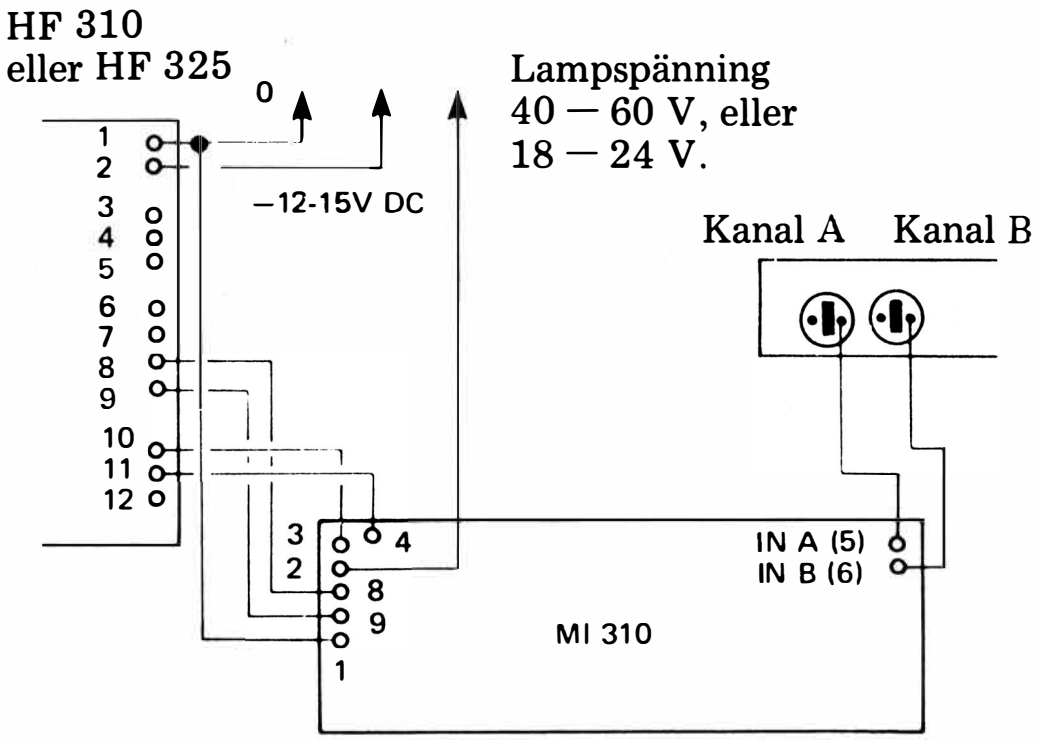


TEKNISKA DATA

Följande tekniska data gäller endast med JOSTY KIT's tavelinstrument.

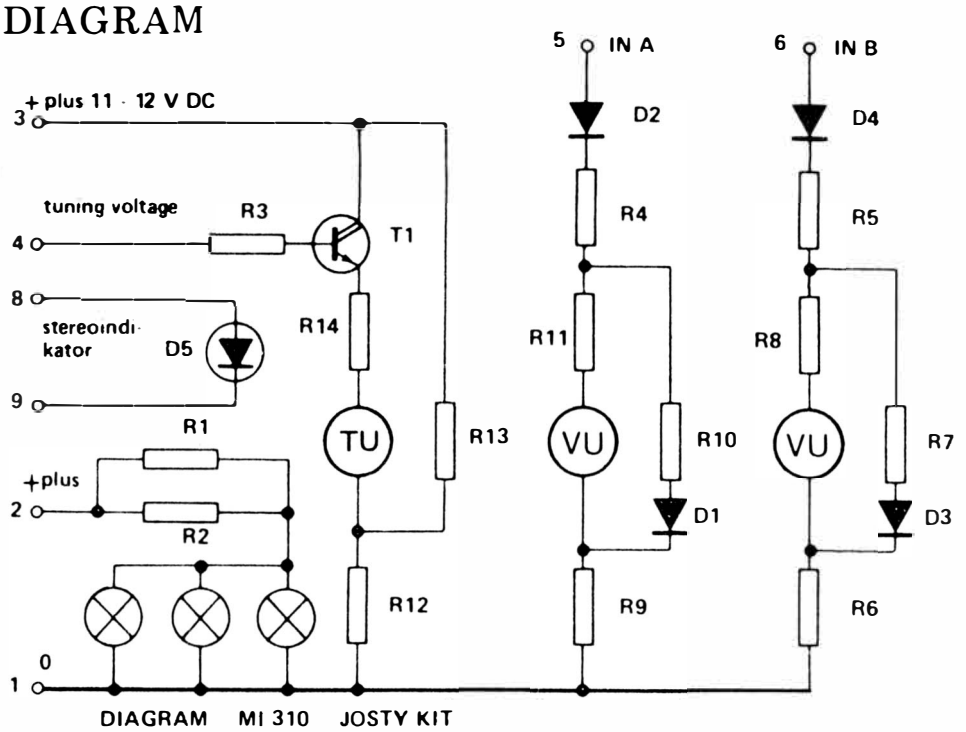
Anslutningsimpedans	4 — 8 ohm
Logaritmisk visning med 0 dB för	6 W
Belastningsimpedans	ca.200 ohm
Noggrannhet plus/minus	10%

MI 310 är konstruerad så att man får ett ganska stort utslag även vid liten volym (logaritmiskt) och utslaget 0 dB, motsvarar en effekt på 6 W med en högtalarbelastning på 4 ohm. Fullt utslag på instrumenten motsvaras av en effekt på ca. 30 W, med samma belastningsförutsättningar.
På orginalkretskortet finns det även plats för ett instrument för FM bandet motsvarande MI 390.



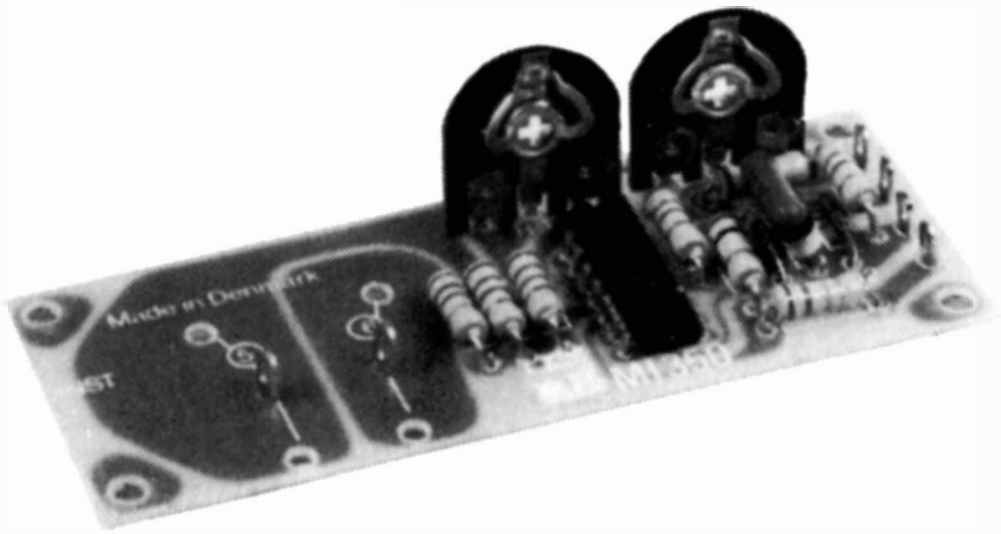
På ritningen visas, hur man kan ansluta MI 310 till en förstärkare och även ev. en radiomottagare HF 310 eller HF 325.

DIAGRAM



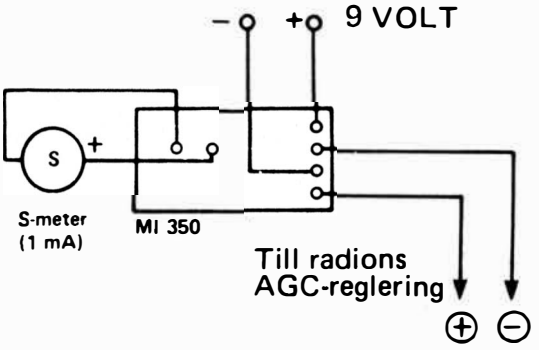
KOMPONENTLISTA

R1	560 Ohm	1/4 W motstånd
R2	560 Ohm	1/4 W motstånd
R3	100 kOhm	1/4 W motstånd
R4	220 Ohm	1/4 W motstånd
R5	220 Ohm	1/4 W motstånd
R6	120 Ohm	1/4 W motstånd
R7	120 Ohm	1/4 W motstånd
R8	4,7 kOhm	1/4 W motstånd
R9	120 Ohm	1/4 W motstånd
R10	120 Ohm	1/4 W motstånd
R11	4,7 kOhm	1/4 W motstånd
R12	1,5 kOhm	1/4 W motstånd
R13	10 kOhm	1/4 W motstånd
R14	27 kOhm	1/4 W motstånd
R14	22 kOhm	1/4 W motstånd
D1	1N4148 eller BA 100	siliciumdiod
D2	AA 143 eller AA 119	germaniumdiod
D3	1N4148 eller BA 100	siliciumdiod
D4	AA 143 eller AA 119	germaniumdiod
D5	CQY 26	lysdiod
T1	JKT 1230 eller MC 1330	darlingtontransistor

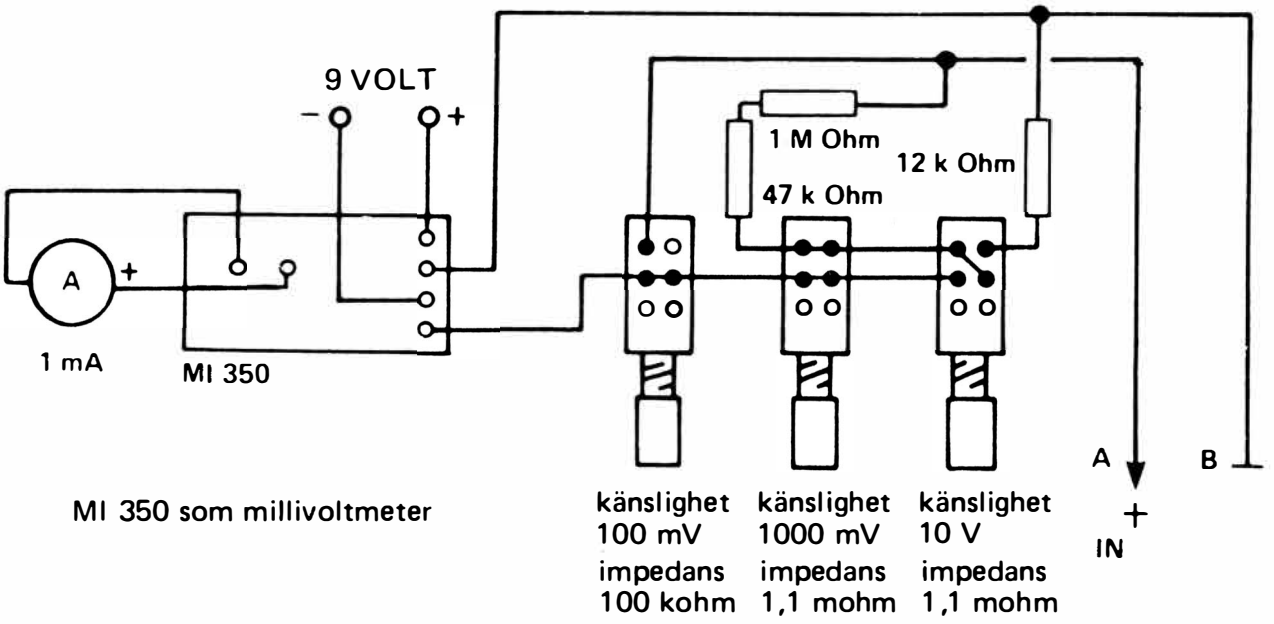


TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 V DC
Strömförbrukning	8 mA
Känslighet justerbar till min.	100mV DC
Ingångsimpedans	100 kohm

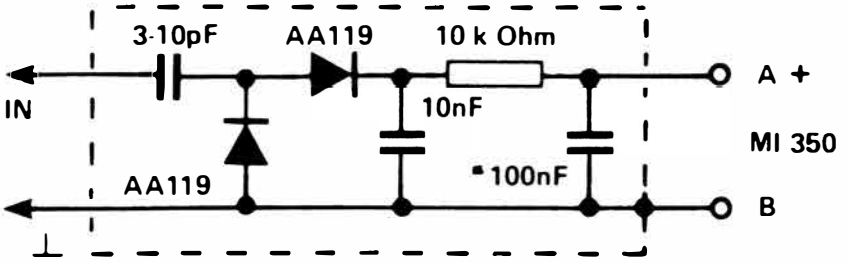


MI 350 kan användas som s - meter till de flesta privatradio-apparater. Om man skall använda det till just en PR - radio måste MI 350 drivas med ett separat batteri. Vi visar ett antal anslutningsexempel till MI 350. JOSTY KIT påtager sig ej någon form för monteringsansvar. Kom ihåg att det inte är tillåtet att göra ingrepp i en av televerket godkänd apparat.

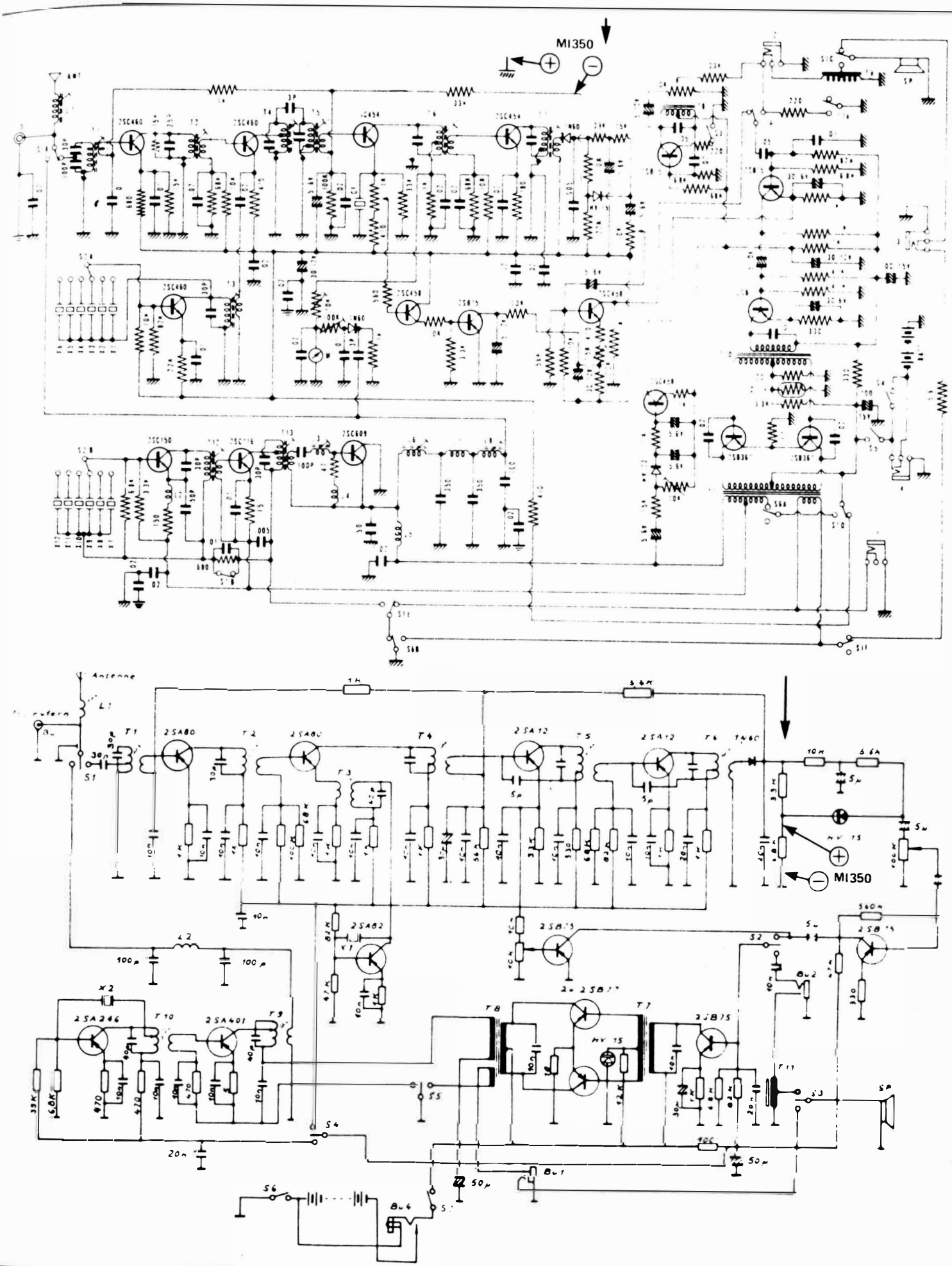


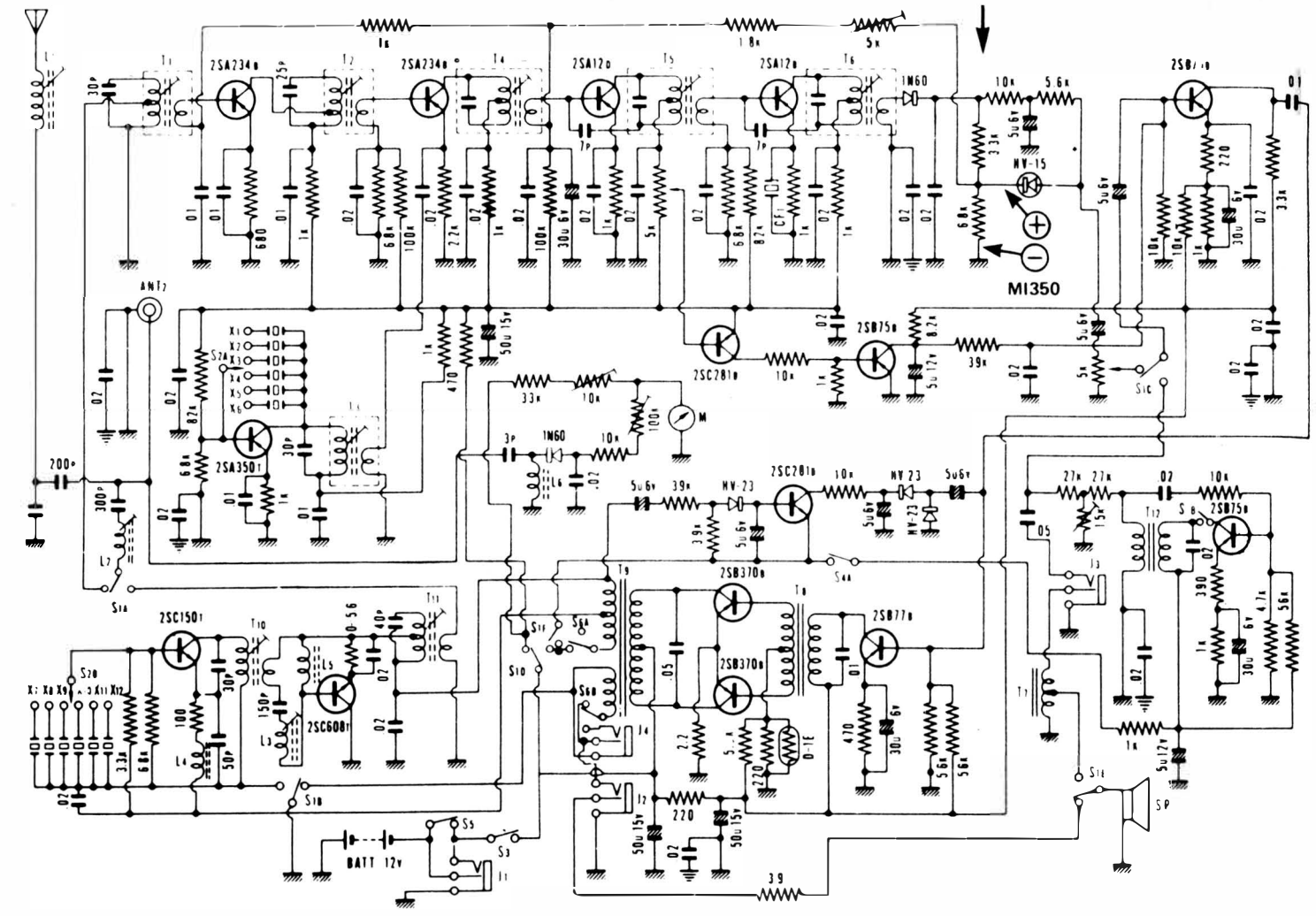
MI 350 ANSLUTEN SOM MILLIVOLTMETER

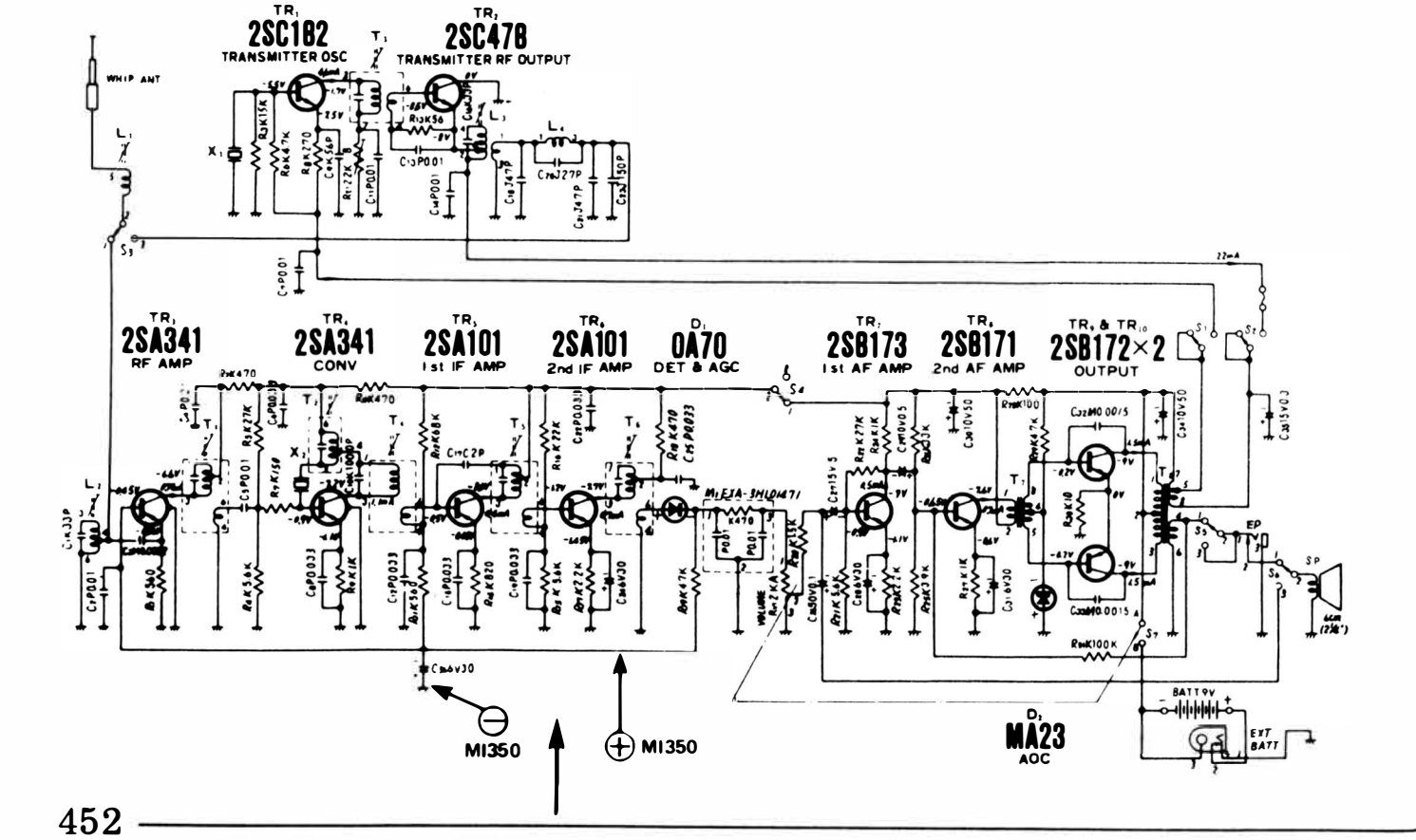
Med hjälp av tre extra motstånd och en omkopplarbrygga med ömsesidig utlösning t. ex. E 253, kan MI 350 användas som en allsidig voltmeter. MI 350 justeras till korrekt visning med hjälp av ett universalinstrument (R9). Kom ihåg att först nollställa med R8.

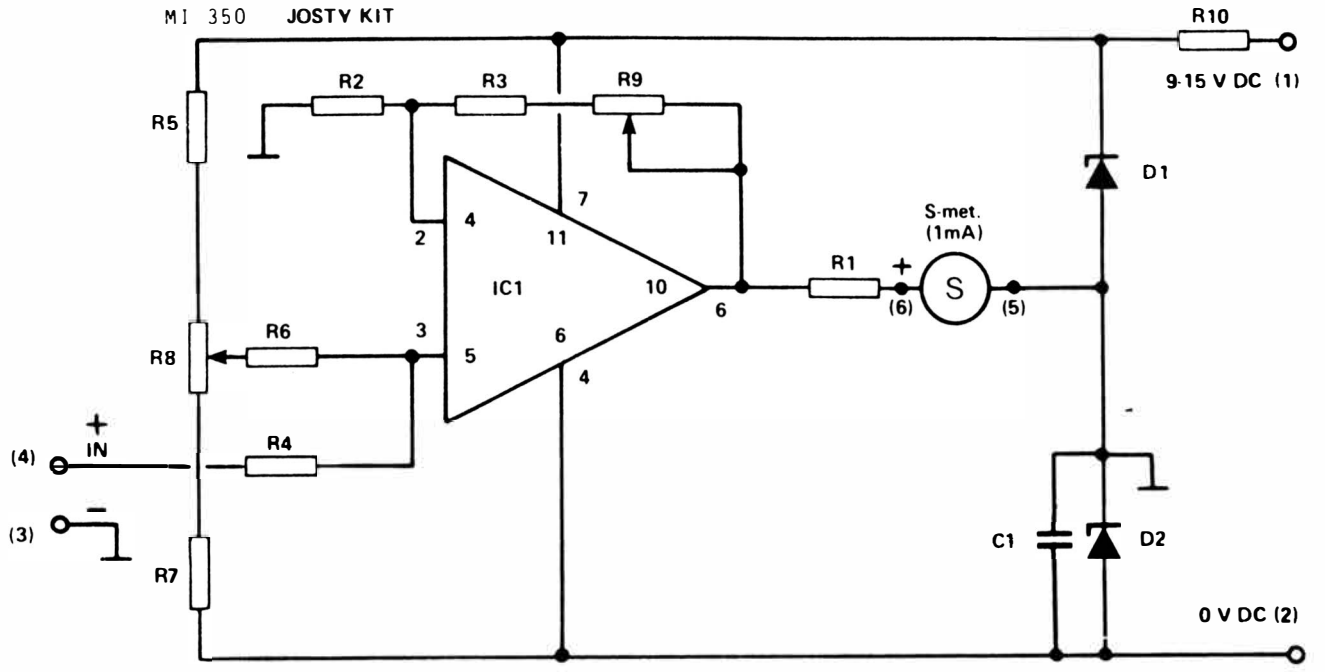


MI 350 kan även användas som mätprob vid höga frekvenser. I praktiken mäter man signalstyrkan genom sändaren från oscillatorn till utgången. Proben måste byggas in i en metallåda.


MI350
Antenne
2SA80
2SA12
2SA246
2SA401
2SB75
MI350

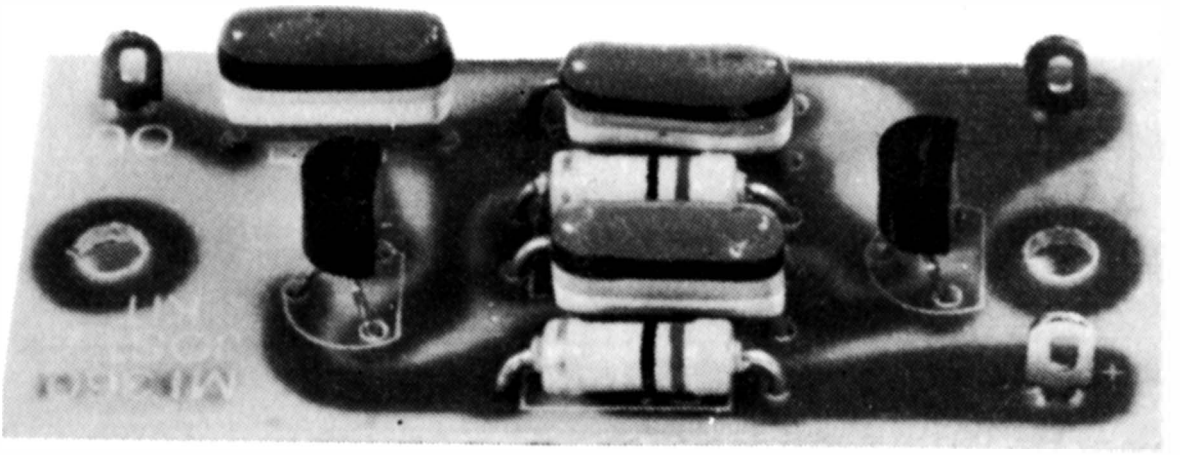

2SA234
2SA234
2SA12
2SA12
1N60
NV-15
MI350
2SA350
2SC281
2SB75
2SC281
NV-23
2SB370
2SB77
2SC150
2SC608
2SB75
ANT
BATT 12V
SP


TR1
2SC182
TRANSMITTER OSC
TR2
2SC478
TRANSMITTER RF OUTPUT
WHIP ANT
TR1
2SA341
RF AMP
TR4
2SA341
CONV
TR3
2SA101
1st IF AMP
TR6
2SA101
2nd IF AMP
D1
OA70
DET & AGC
TR7
2SB173
1st AF AMP
TR8
2SB171
2nd AF AMP
TR9 & TR10
2SB172×2
OUTPUT
MI350
MI350
D2
MA23
AOC
BATT 9V
EXT BATT
EP
SP



KOMPONENTLISTA

R1	1,8 kOhm	1/4 W motstånd
R2	2,2 kOhm	1/4 W motstånd
R3	2,2 kOhm	1/4 W motstånd
R4	56 kOhm	1/4 W motstånd
R5	4,7 kOhm	1/4 W motstånd
R6	100 kOhm	1/4 W motstånd
R7	4,7 kOhm	1/4 W motstånd
R8	470 Ohm	1/4 W motstånd
R9	100 kOhm	1/4 W motstånd
R10	150 Ohm	1/4 W motstånd
C1	100 nF	kondensator
D1	ZPD 4,3	zenerdiod
D2	ZPD 4,3	zenerdiod
IC1	741 eller 141 IC	



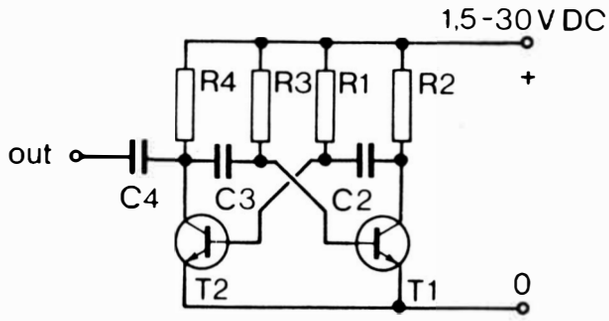
MI360 är en ny version av den tidigare konstruktionen med samma beteckning — en astabil multivibrator.
Multivibratorn, som avger en "fyrkantston" på omkring 1 kHz, kan användas vid felsökning och mätning, vilket framgår av de många kopplingsexemplen på följande sidor.
Den speciella kurvformen innehåller harmoniska toner långt upp i högfrekvensområdet. Man kan därför använda MI360 för mätningar både i HF- och LF-områdena.
Den astabila multivibratorns funktion beskrivs i avsnitt G30.
I TE-avsnittet finns också en liknande typ med beteckningen TE5.

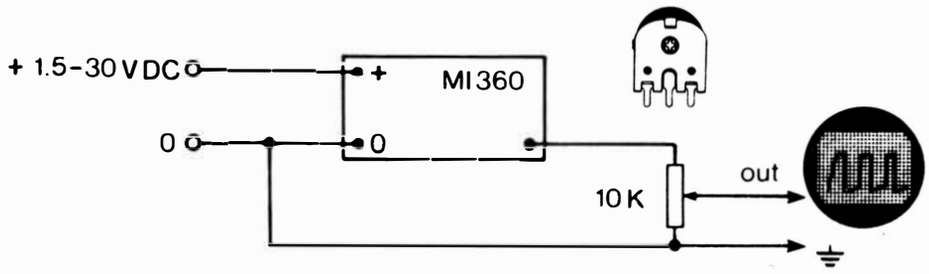
TEKNISKA DATA

Drivspänning	1,5 — 30 V DC
Strömförbrukning	0,5 — 7 mA
Utgångsspänning	1,5 — 30 V pp
Grundfrekvens 1,5 — 30 V	500 — 3000 Hz
Övertoner upp till	1 MHz

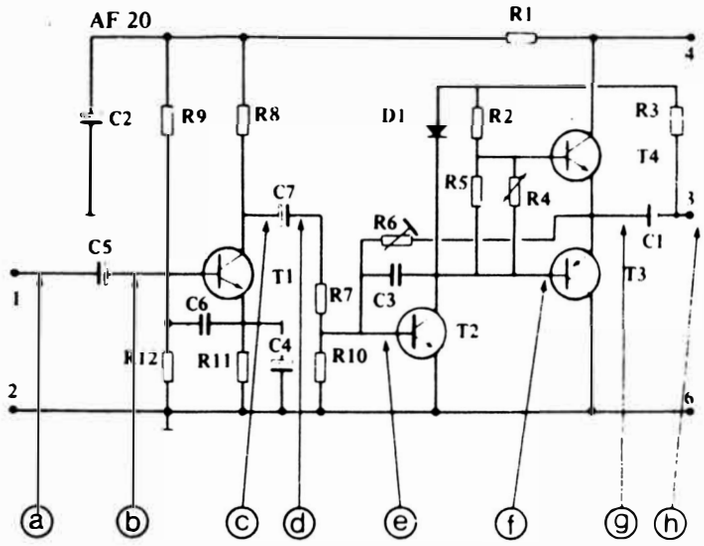
KOMPONENTLISTA

R1	120 k Ohm
R2	4,7 k Ohm
R3	120 k Ohm
R4	4,7 k Ohm
C2	10nF
C3	10nF
C4	10nF
T1	BC 172
T2	BC 172

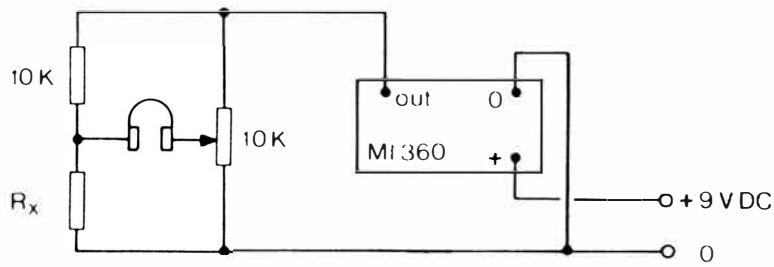




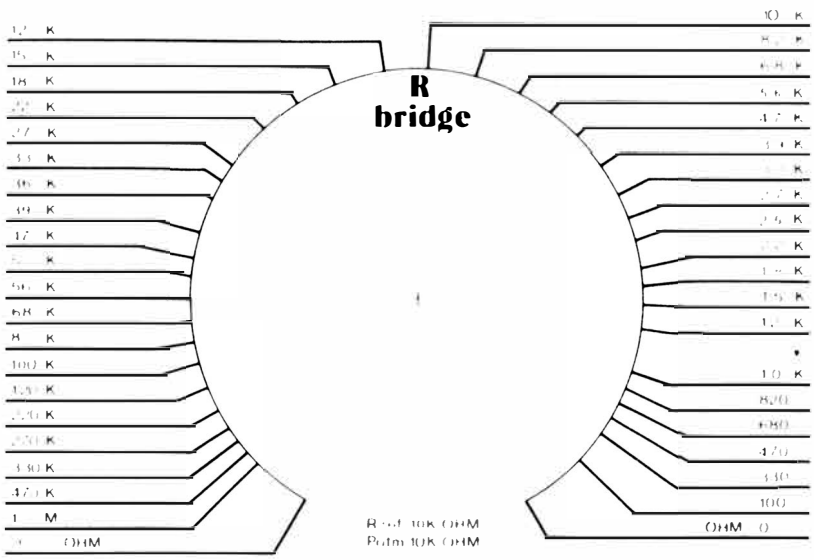
Så här kan man koppla en volymkontroll till MI360.



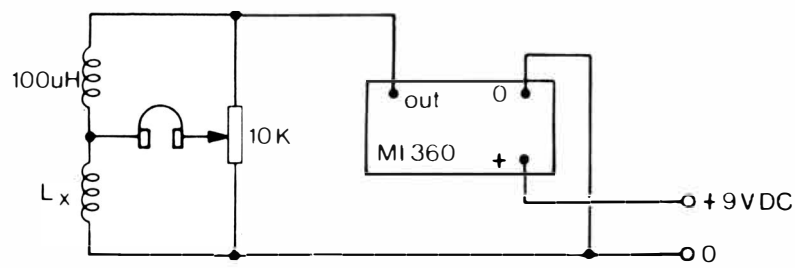
Används MI360 till felsökning på förstärkare som t.ex. på AF20 ovan, sänder man in signalen på ingång a. Hör man ingenting i högtalaren, går man vidare i "alfabetet" tills signalen kommer igenom. Felet bör sökas mellan de båda punkter på signalens väg genom förstärkaren, där ljudet gick fram resp. inte gick fram.



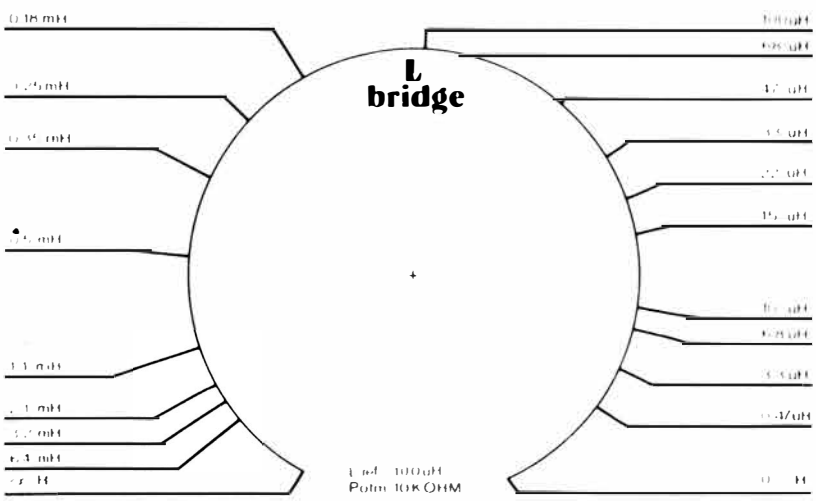
Så här kan man lyssna sig fram till storleken på ett motstånd. När ljudet i hörproppen försvinner, kan värdet avläsas på skalan "R-bridge". Skalan justeras genom att man skruvar fast visarknappen efter ändstoppen.



Skala för mätning av motstånd.

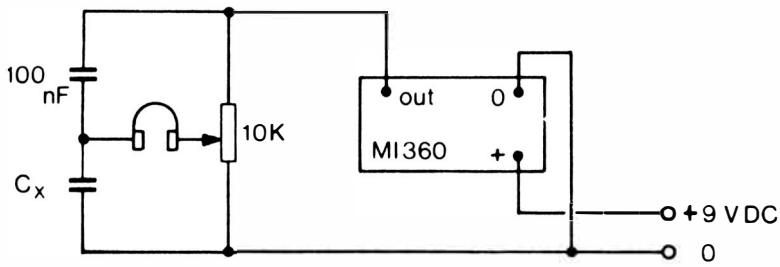


Och så här kan man mäta storleken på en spole. Man ska bara ha en referensspole på 100 uH, som visas. Justering och avläsning som vid mätning av motstånd.

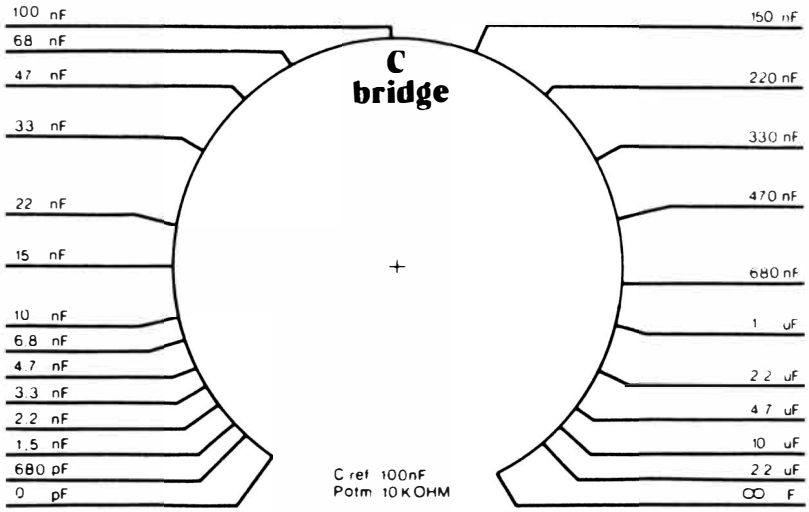


Skala för mätning av spolar.

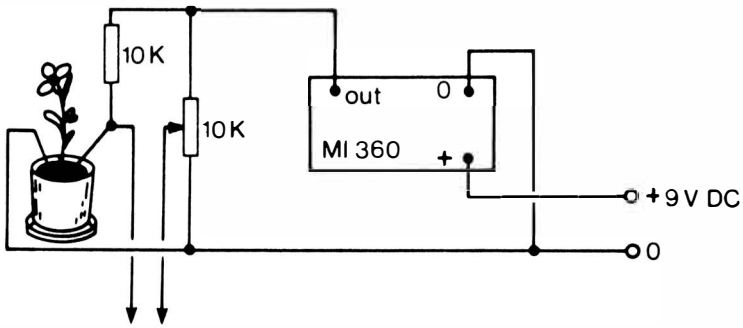
Man kan även mäta kondensatorvärden på det här sättet.
Vill du inte "lyssna" dig fram till den rätta storleken, kan du bygga konstruktionen längst ned till höger på sidan. När lysdioden slutar lysa, avläser du värdet på potentiometerskalan. 100 kohm-potentiometern i denna ljusindikator ska ställas för svagt ljus vid strömavbrott till MI360. Det fordras två olika batterier för MI360 resp. lysdiodindikeringen.



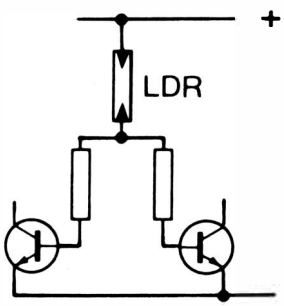
Skala för mätning av kondensatorer.

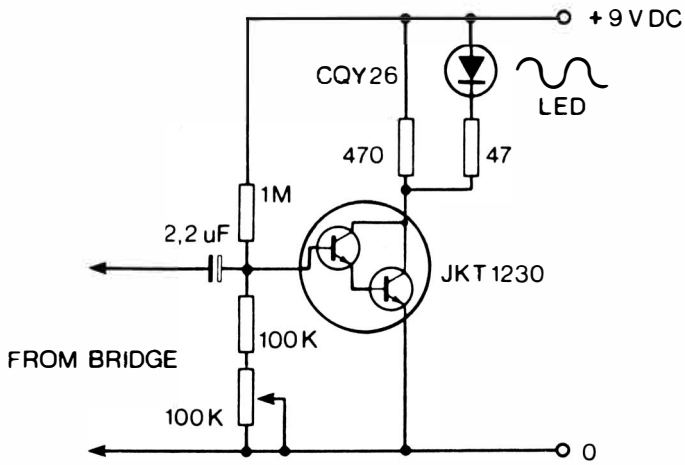


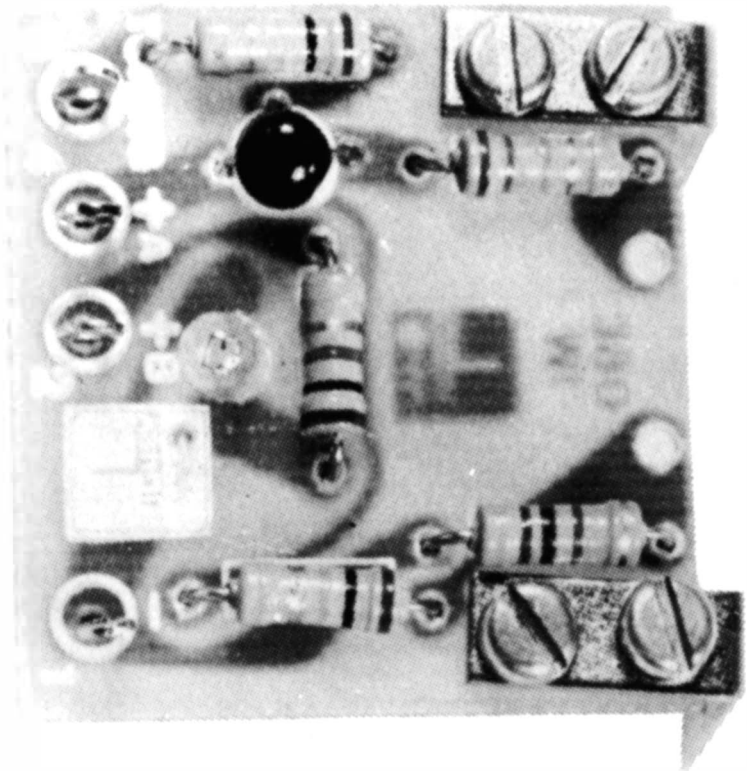
Krukväxtens "jordmotstånd" ändras med fuktigheten. Som du ser till höger, kan blomman själv tala om, när den vill ha mer vatten.



Slutligen kan man genom att belysa LDR-motståndet ändra frekvensen på MI360. Kopplingen visas nederst till vänster. Utgångssignalen kan driva en högtalare med låg styrka eller ledas genom en förstärkare eller radio.





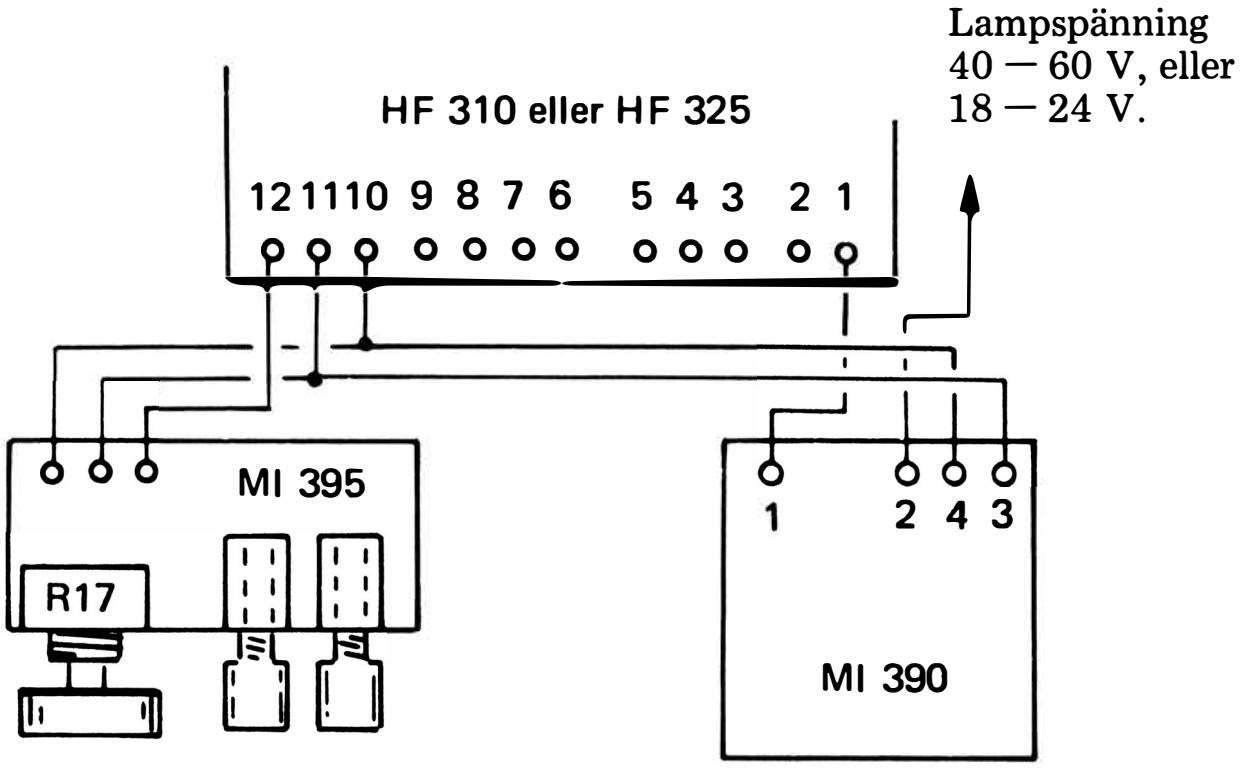


TEKNISKA DATA

Drivspänning	11 — 12 V DC
Strömförbrukning	300 uA
Instrumentvisning	87,5 — 108 MHz
Mätspänning	0 — 12 V DC
Belastningsimpedans	100 Mohm
Noggrannhet plus/minus	10%

MI 390 är avsedd för användning till mottagarna HF 310 och HF 325.

MI 390 är ett mätinstrument för visning av FM skalan. För att instrumentet skall göra utslag, behövs en spänning på mellan 0 till 12 V. Då mottagare med kapacitansdiodavstämning inte kan belastas direkt med instrument, är det i MI 390 insatt en darlingtontransistor med mycket hög förstärkning.

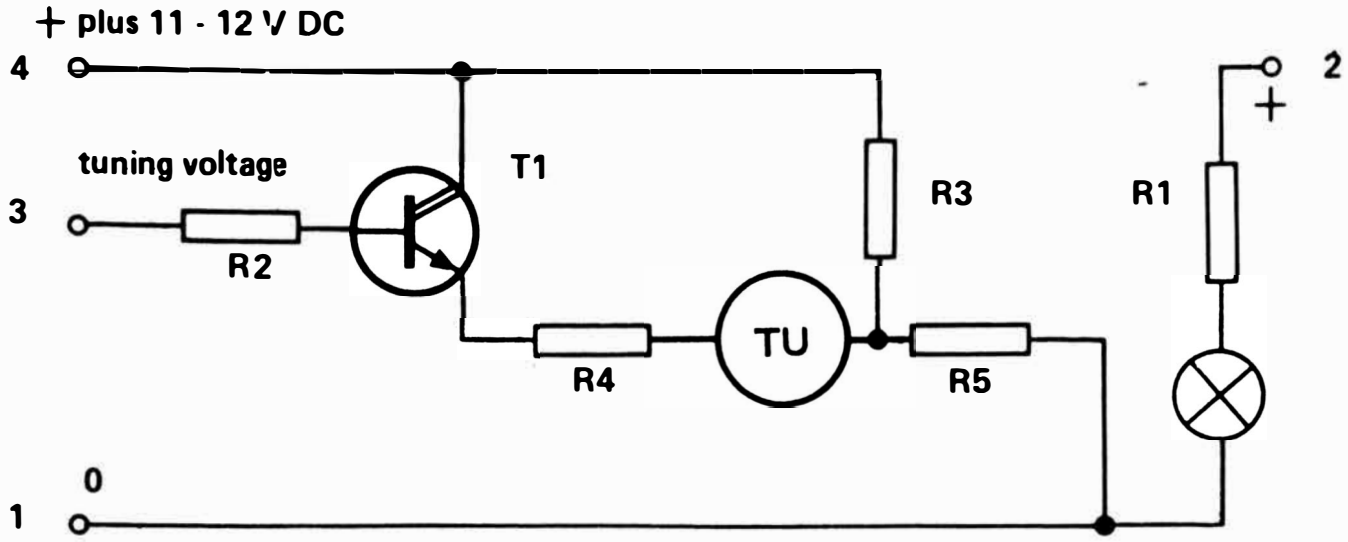


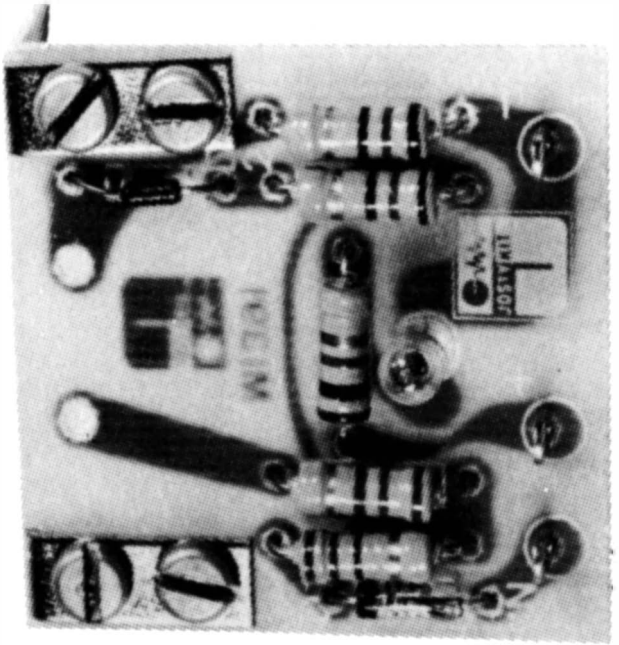
ANSLUTNINGSRITNING

Ritningen visar hur MI 390 kan sammankopplas med HF 310 eller HF 325 och stationsautomaten MI 395.
På VU metern MI 310 finns även kretskortslayouten för MI 390.
Glödlampan på kretskortet till MI 390 kan kopplas direkt till 40 — 60 V. Om man kortsluter R1 på 1 kohm, sänks lampspänningen till 18 — 24 V.

KOMPONENTLISTA

R1	1 kohm	1/4 W motstånd
R2	100 kohm	1/4 W motstånd
R3	10 kohm	1/4 W motstånd
R4	2,2 kohm	1/4 W motstånd
R5	1,5 kohm	1/4 W motstånd
T1	MC 1330	transistor
GL1	18-24V	glödlampa

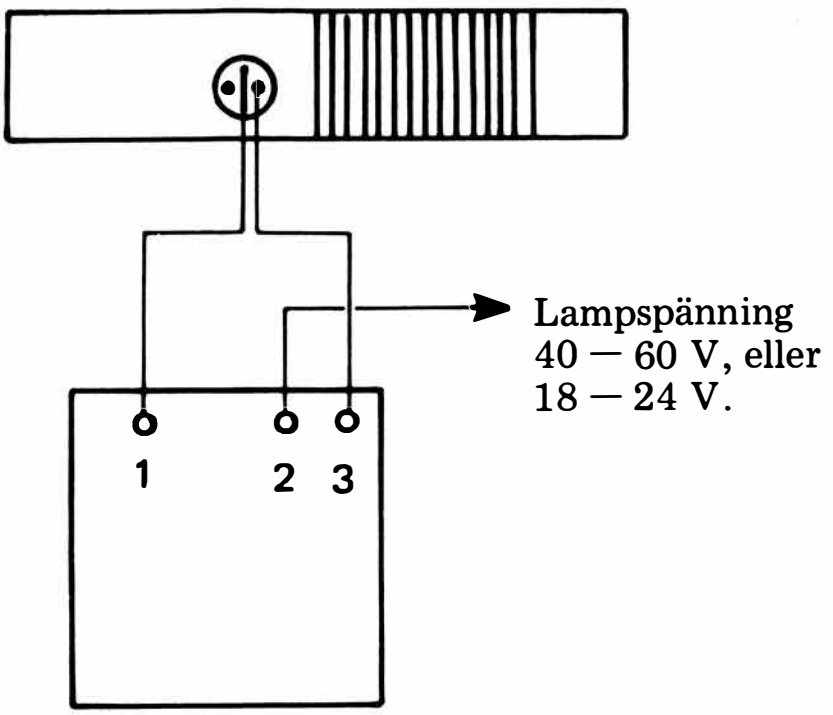




TEKNISKA DATA

Anslutningsimpedans	4 — 8 ohm
Logaritmisk visning med 0 dB för	6 W
Belastningsimpedans	ca. 200 ohm
Noggrannhet plus/minus	10%

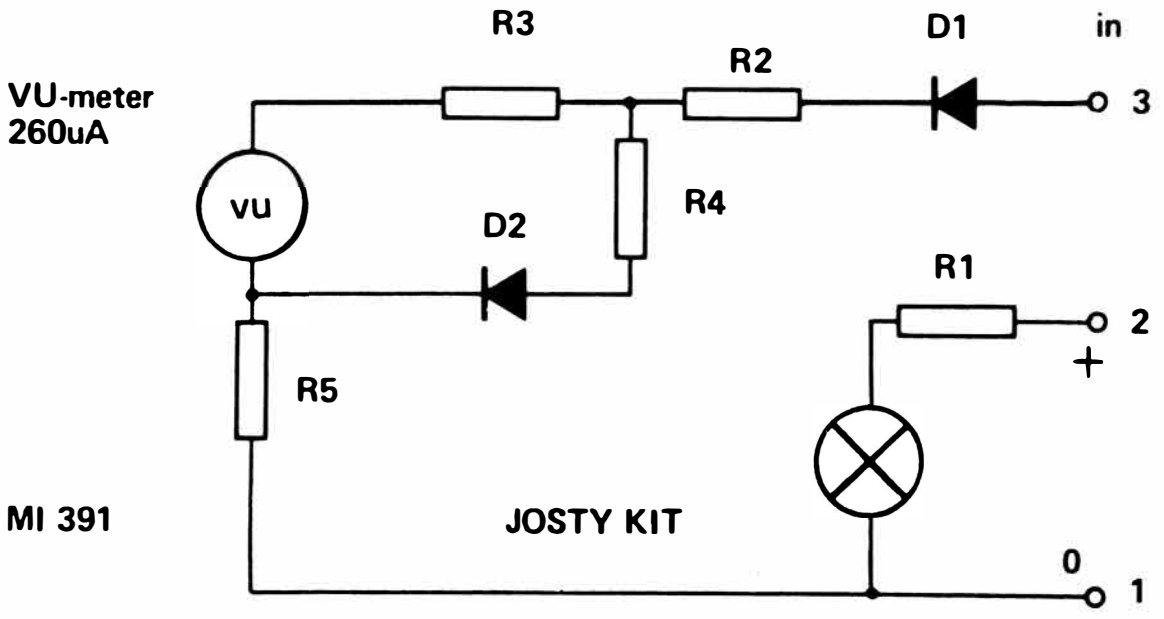
MI 391 är en VU meter som kan anslutas till alla typer av förstärkare. MI 391 anslutes direkt till högtalarutgången parallellt med högtalaren. Med 4 ohm belastning är utslaget för 0 dB = 6 W. Instrumentets visning är kraftigt logaritmiskt så att man får ett utslag även på så låga effekter som ca. 1 W. Max. utslag blir det med ca. 30 W. Med 2 st. MI 391 kan man lätt se skillnaden mellan kanalerna i en stereoanläggning.

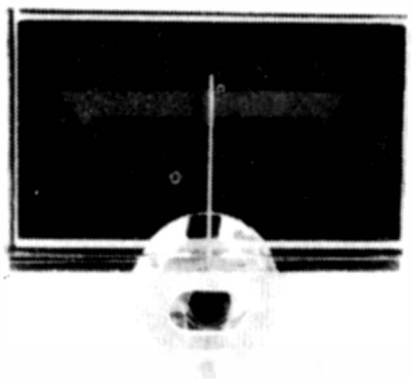


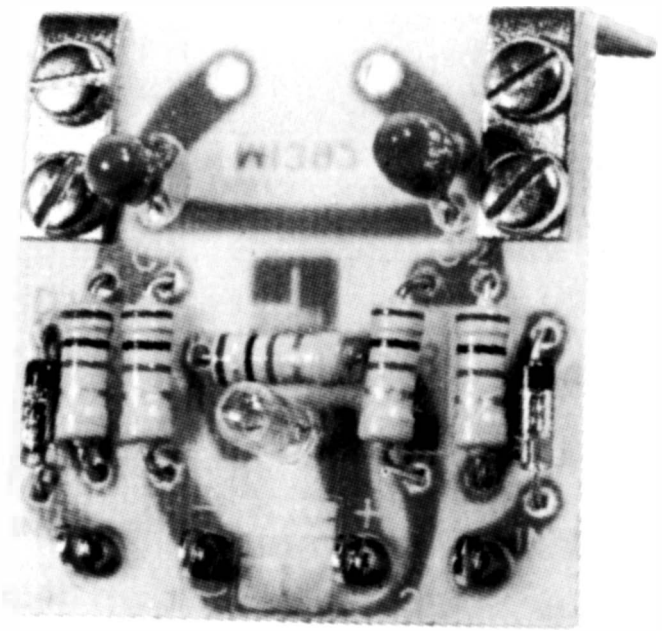
MI 391 anslutes som tidigare sagts, direkt till högtalarutgången (se ritningen). NOLL(minus) är det flata stiftet på högtalarkontakten och skall anslutas till lödöra nr. 1 på MI 391. FASEN (plus) är det lilla stiftet på högtalarkontakten och skall anslutas till lödöra nr. 3 på MI 391.
Om man vill ha ljus i instrumentet, ansluts en spänning på 40 - 60 V till lödöra 2 (plus). Men om det endast finns en spänning på 18 - 24 V till förfogande, kortslut motståndet R1 på MI 391.

KOMPONENTLISTA

R1	1 kohm	1/4 W motstånd
R2	220 ohm	1/4 W motstånd
R3	2,7 kohm	1/4 W motstånd
R4	120 ohm	1/4 W motstånd
R5	120 ohm	1/4 W motstånd
D1	AA 143	germaniumdiod
D2	1N4148	kiseldiod
GL1	18 - 24 V	glödlampa



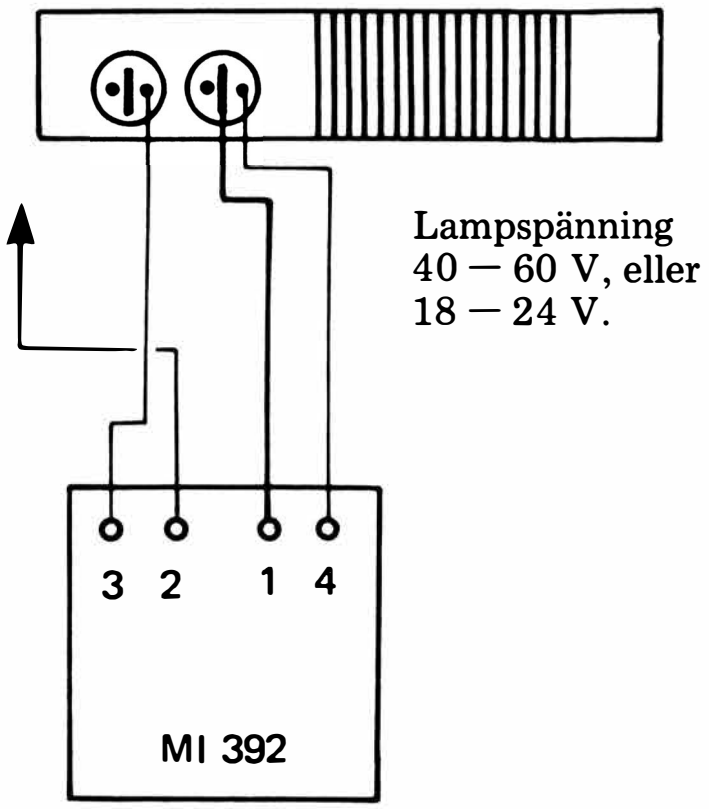




TEKNISKA DATA

Anslutningsimpedans	4 — 8 ohm
Fullt utslag med 8 ohm belastning	200 mW
Dämpning från fullt utslag till 0	1 sekund
Max. effektskillnad	10 W
Noggrannhet plus/minus	10%

MI 392 är en balansmeter som kan anslutas till de flesta stereoförstärkare. Instrumentet ger en indikering på skillnaden mellan kanalerna på en stereoförstärkare. Känsligheten är så stor, att ett utslag på 1 watt räcker för ett tydligt utslag på instrumentet.

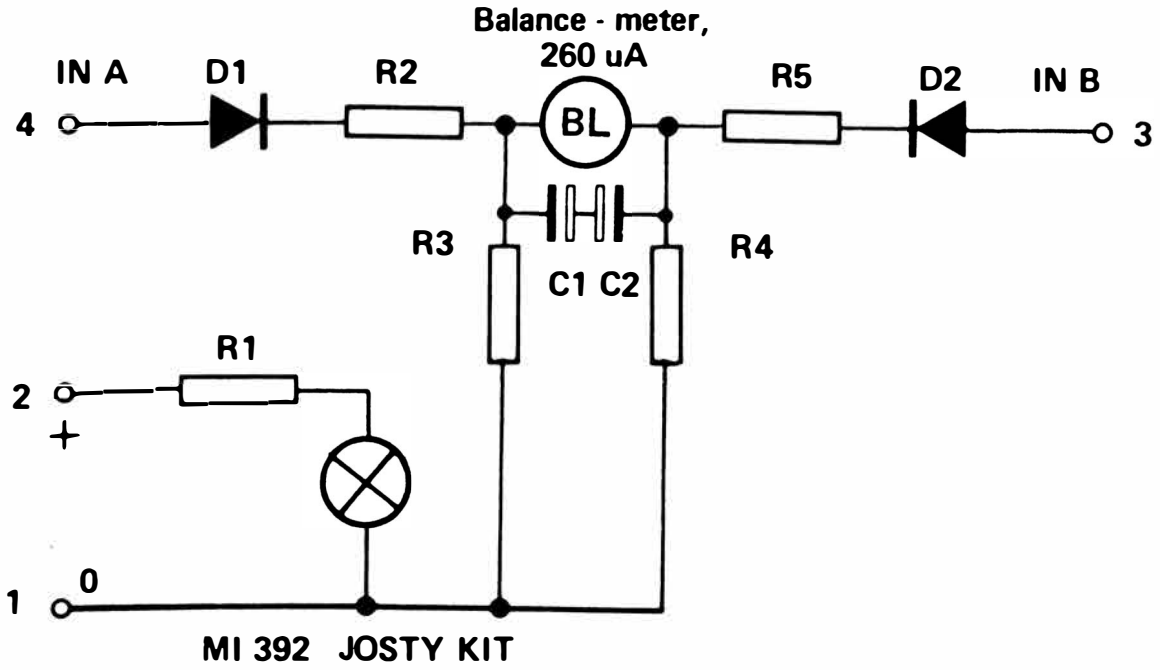


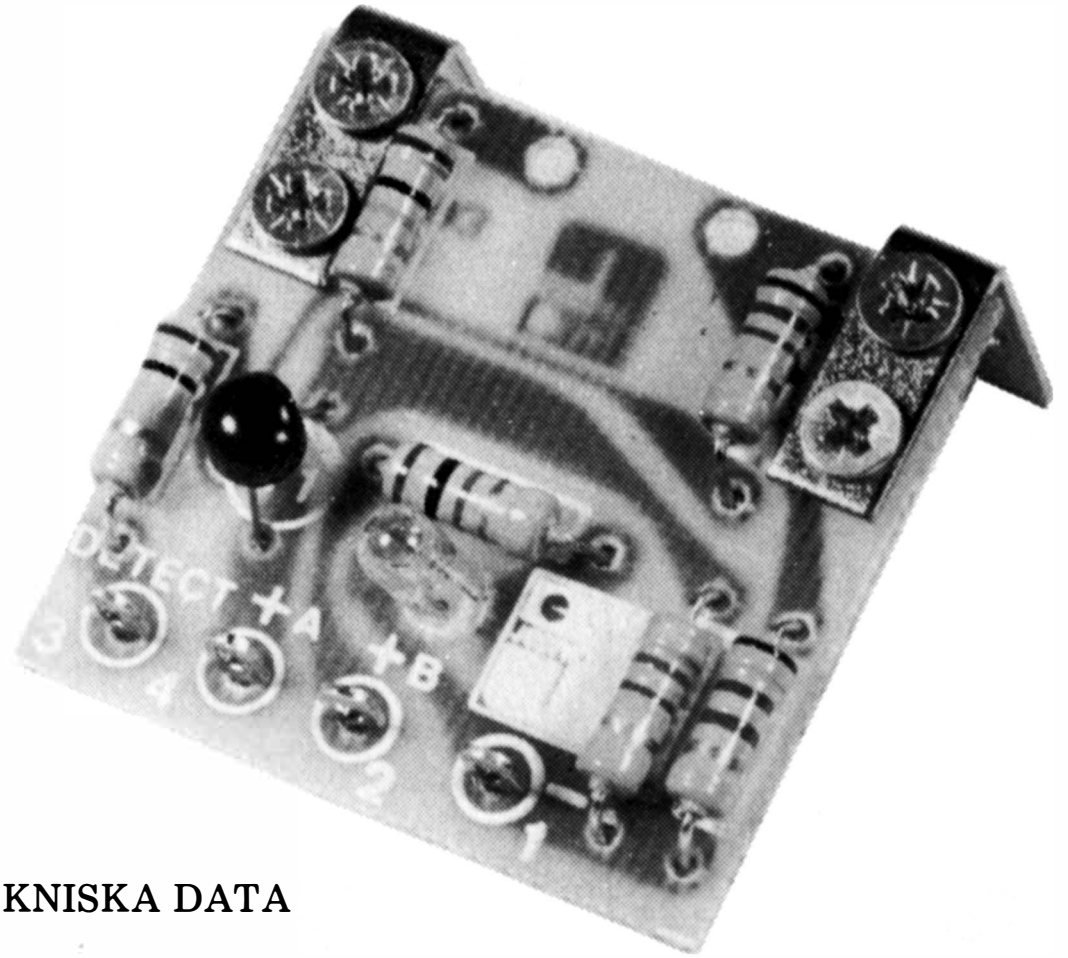
Anslutningen av MI 392 visas på ritningen. Lödöra nr. 1 kopplas till den ena (ENDAST DEN ENA) av förstärkarens högtalarutgångs flata stift. (se ritn.) De små runda stiften anslutes till lödöra 3 och 4. (in A och B)

Om man vill ha belysning, skall en lampspänning på 40 — 60 V anslutas till lödöra nr. 2 på MI 392. Om man vill använda spänningen 18 - 24 V istället, kortslutes motståndet R1 på MI 392. Det skall endast anslutas en ledning till lampspänningen. Jordningen sker med nolledningen till högtalarutgången.

KOMPONENTLISTA

R1	1 kohm	1/4 W motstånd
R2	1 kohm	1/4 W motstånd
R3	1 kohm	1/4 W motstånd
R4	1 kohm	1/4 W motstånd
R5	1 kohm	1/4 W motstånd
C1	47 uF/6,3V	elektrolytkondensator
C2	47 uF/6,3V	elektrolytkondensator
D1	AA 143	germaniumdiod
D2	AA143	germaniumdiod
GL1	18 - 24 V	glödlampa



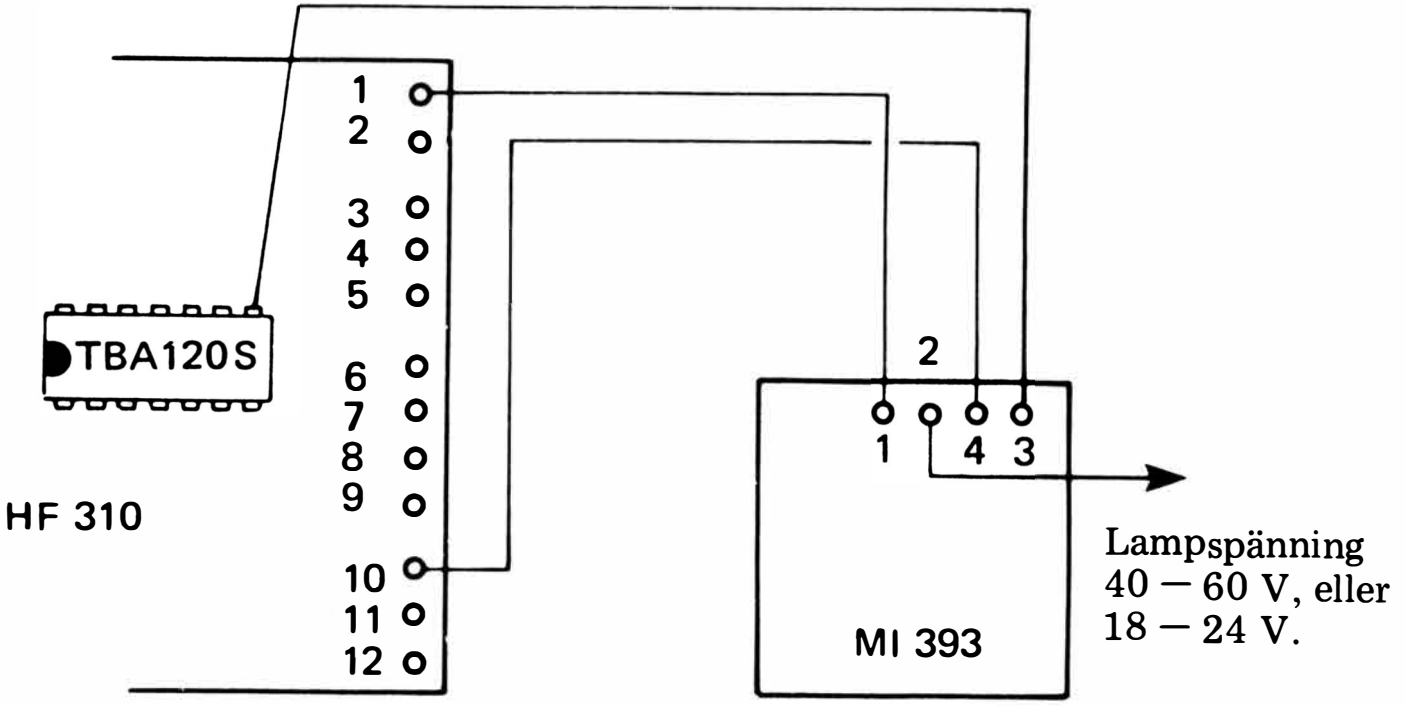


TEKNISKA DATA

Drivspänning	11 – 12 V DC
Strömförbrukning	5 mA
Mätområde för visning	
–4/0/4 (skillnad över 6 V)	–0,5/0/0,5 V DC
Noggrannhet plus/minus	10%

MI 393 passar till mottagaren HF 310. Ej till HF 325.

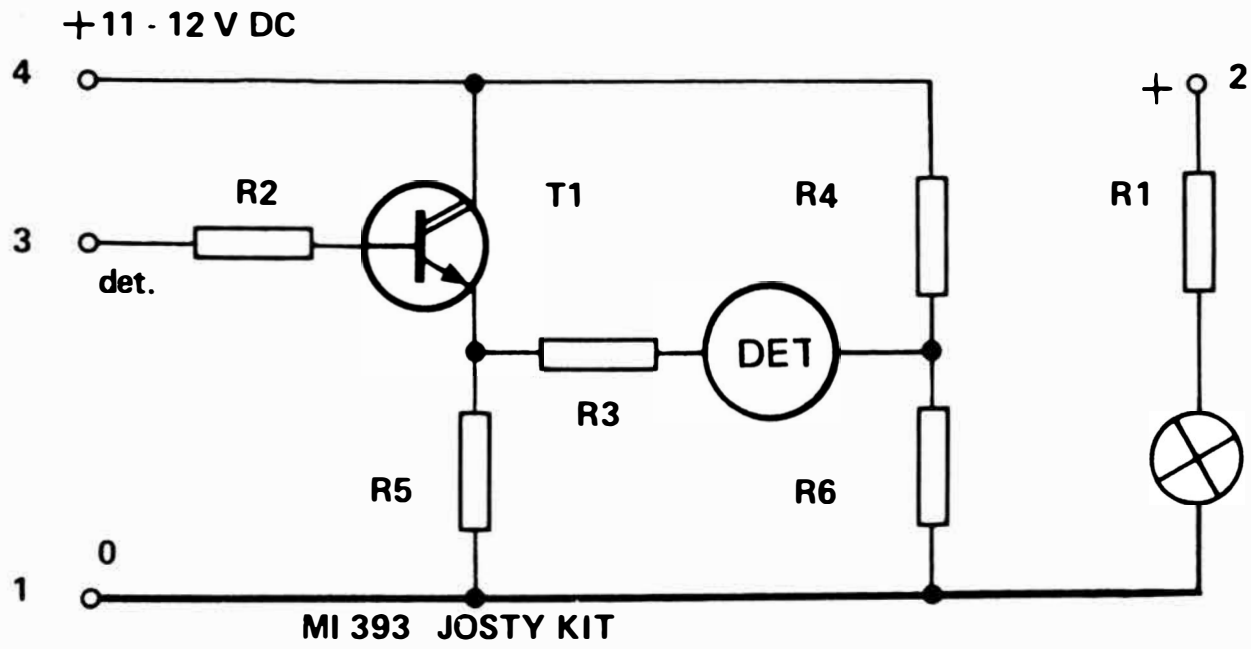
MI 393 är en detektormeter för anslutning till HF 310. Korrekt monterad, kommer MI 393 att visa när en station är riktigt inställd genom att visaren står i » mitten ». Om man snedställer lite, kommer visaren att röra sig åt ena eller andra hållet. MI 393 passar till alla mottagare som har en detektor av samma typ som på HF 310 (TBA 120S). I mottagaren HF 325 finns en detektor av typ CA 3089 och denna kan ej anslutas till MI 393.

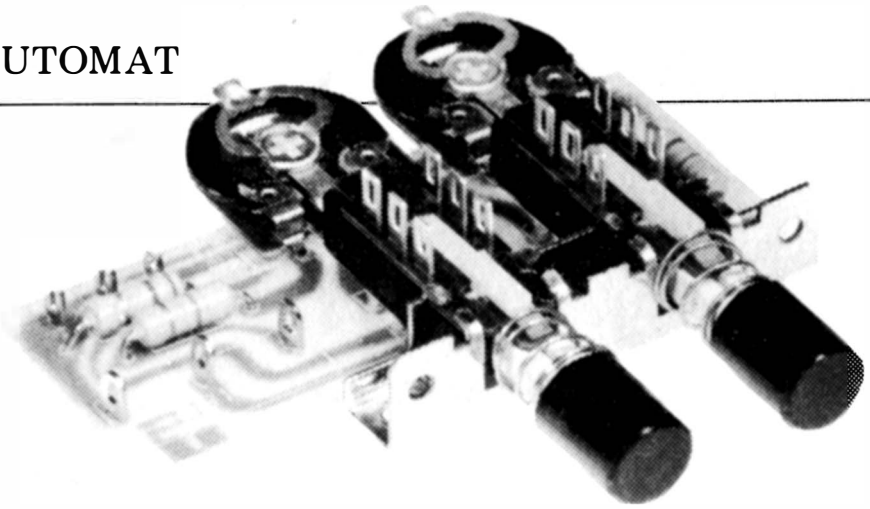


På ritningen visas inkopplingen av detektormetern MI 393 till FM mottagaren HF 310. Som det kan ses på ritningen skall lödöra 3 på MI 393 anslutas direkt till ben nr. 8 på den integrerade kretsen TBA 120S.
Om man vill ha belysning i instrumentet ansluts en spänning på 40 — 60 V till lödöra 2. Har man ej mer är 18 — 24 V, kortslutes motstånd R1 på MI 393.

KOMPONENTLISTA

R1	1 kohm	1/4 W motstånd
R2	100 kohm	1/4 W motstånd
R3	10 kohm	1/4 W motstånd
R4	5,6 kohm	1/4 W motstånd
R5	4,7 kohm	1/4 W motstånd
R6	5,6 kohm	1/4 W motstånd
T1	MC 1330	darlingtontransistor
GL1	18 - 24 V	glödlampa

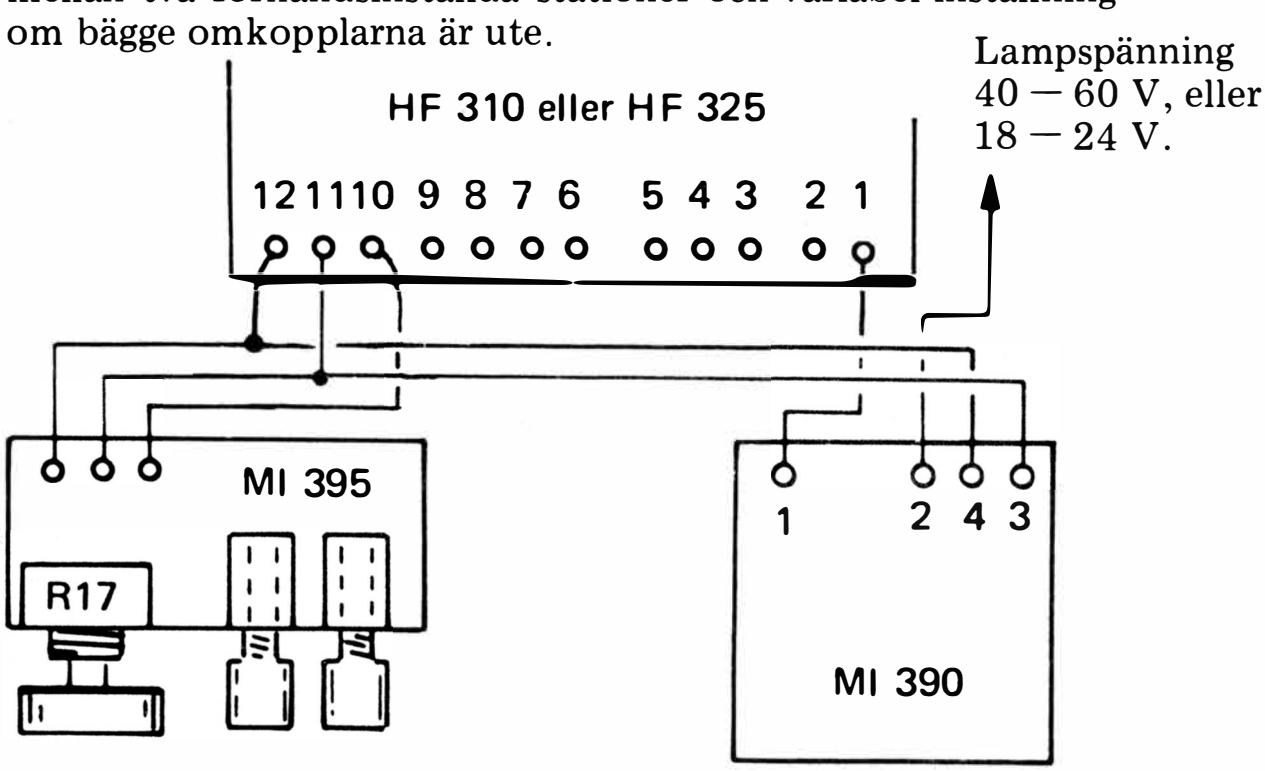




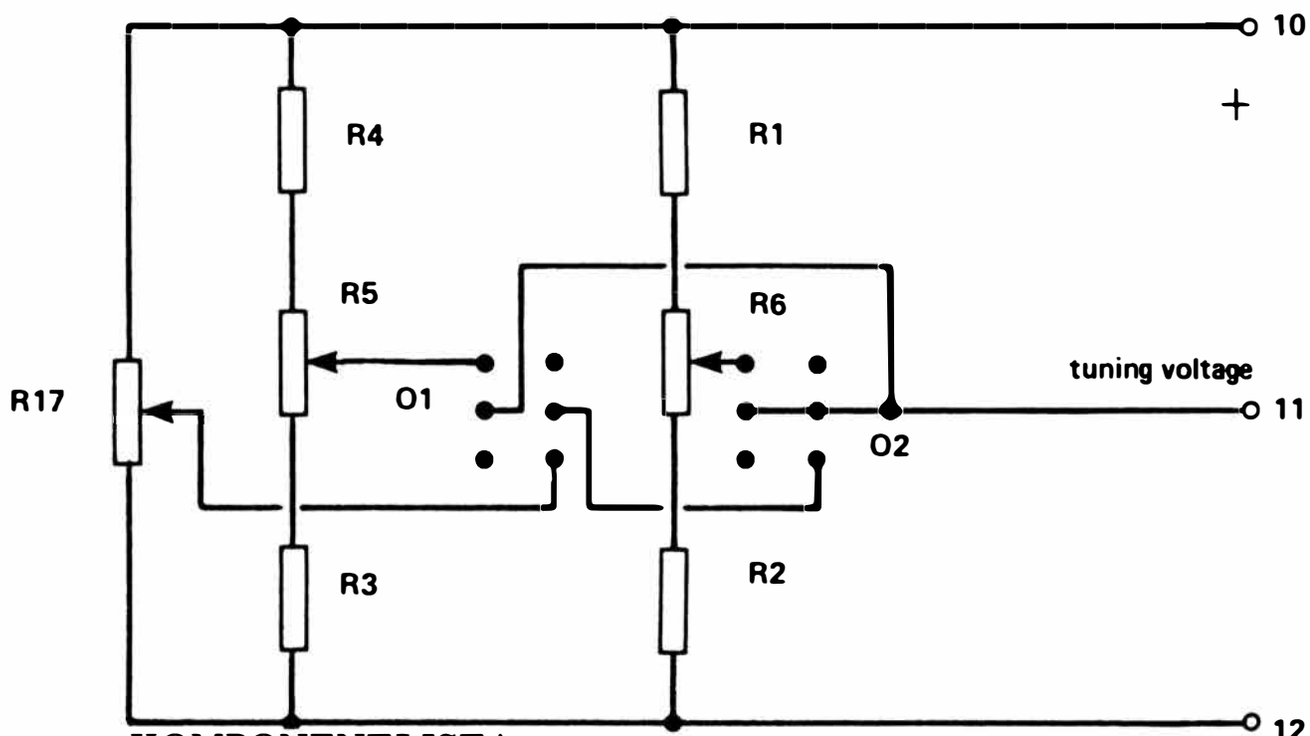
TEKNISKA DATA

Drivspänning	11 — 12 V DC
Avstämningsområde A	87,5 — 108 MHz
Avstämningsområde B (Fast inställning)	88 — 94 MHz
Avstämningsområde C (Fast inställning)	93 — 99 MHz

MI 395 är en stationsautomat avsedd för mottagarna HF 310 och HF 325. Stationsautomaten har två fasta stationer, som inställes med trimpotentiometrar. En potentiometerutgång för hela skalan, där det är en fördel att använda en utväxling t.ex. J 701. Med tryckomkopplarna kan man sedan välja mellan två förhandsinställda stationer och variabel inställning om bägge omkopplarna är ute.

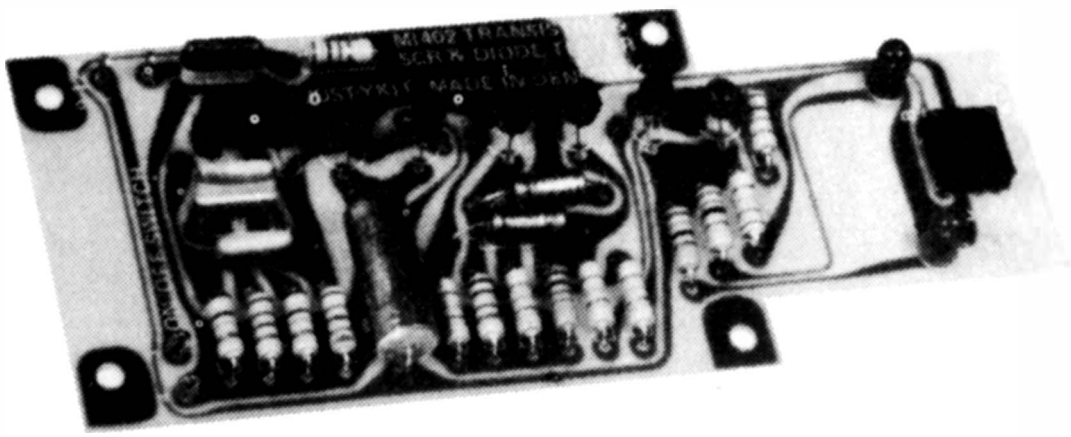


Ett par tips:
Om man ej kan komma upp högre än 90 MHz med potentiometern, kontrollera att anslutningsstiften 10, 11 och 12 på HF 310 och HF 325 går till 12, 11 och 10.
Om trimpotentiometrarna ej täcker sina respektive områden, minska då R1 till 39 kohm och kortslut R4.



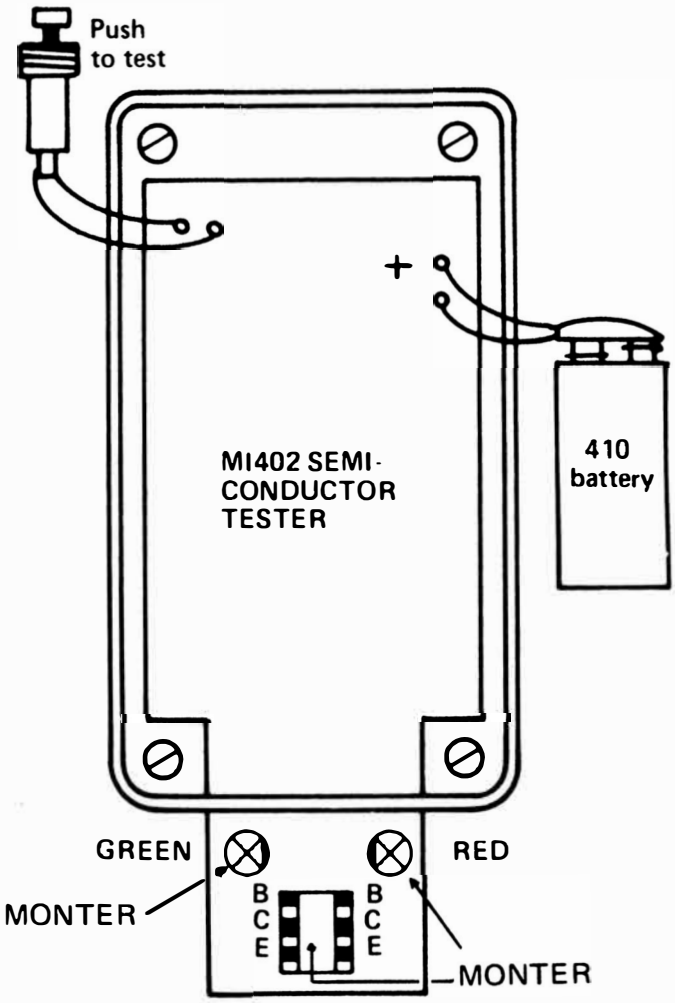
KOMPONENTLISTA

R1	82 kohm	1/4 W motstånd
R2	180 kohm	1/4 W motstånd
R3	330 kohm	1/4 W motstånd
R4	39 kohm	1/4 W motstånd
R5	100 kohm	trimpotentiometer
R6	100 kohm	trimpotentiometer
R17	100 kohm	potentiometer LIN
O1, O2	E 252	2 pol ömsesidig omkopplare



TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 — 12 V DC
Strömförbrukning	50 — 75 mA
Blinkfrekvens	1 — 2 Hz
Testfrekvens ca.	1 kHz
Mätobjekt	Germaniumtransistorer NPN & PNP
	Kiseltransistorer NPN & PNP
	Darlingtontransistorer NPN & PNP
	Tyristorer. FET's. Dioder. Zenerdioder



På ritningen ses hur man kan bygga in MI 402 i en låda med hållaren och lysdioderna utanför. Lådan är en JOSTY KIT B 812. Ett batteri F 410 (9 volt) och en liten tryckknapp E 191 behövs också.

Indikeringarna för lysdioderna är följande:

Konstant ljus ⊗ Blinkning ⊘ Inget O

TEORETISK FUNKTION

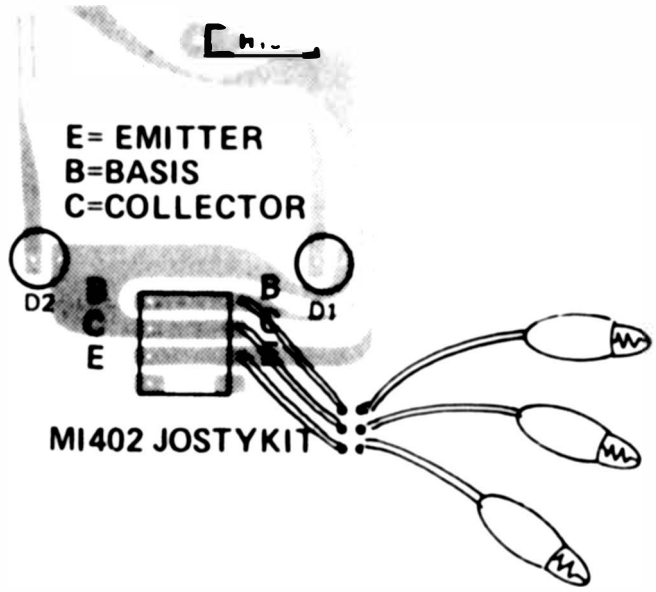
MI 402 är uppbyggd kring två multivibratorer. Den ena, med transistorerna T1 och T2, arbetar med frekvensen 1 kHz och levererar en växelspänning genom C3 till de efterföljande stegen (4,5 VAC).

T4 och T5 är ett komplimentärt utgångssteg, som ger en låg utgångsimpedans till C3, så att multivibratorn kan leverera tillräckligt med effekt.

Växelvis kan nu de positiva och negativa impulserna passera dioderna D1 och D2. Om en positiv ström flyter genom en kollektor på en NPN transistor, kommer det samtidigt att flyta en liten basström genom R14 (27 kohm) och är transistorn hel, kommer den att dra tillräckligt med ström, så att den positiva lysdioden D2 (grön) lyser.
En negativ ström till samma transistor, kommer inte att tända D1, för att transistorn spärrar.

Vanligtvis är en trasig transistor helt kortsluten eller så är det avbrott mellan kollektor och emitter. Är transistorn kortsluten kommer lysdioderna D1 och D2 att lysa. Om det är avbrott i transistorn, kommer lysdioderna att vara släckta. Andra kombinationer kan förekomma, när en diodsträcka är defekt och en hel.
Multivibratorn med transistorerna T5 och T6 är långsamtsvängande 1 — 2 Hz. Den öppnar och stänger basströmmen till transistorn som testas. Om man testar en darlingtontransistor, kommer den att behöva både högre ström och spänning än en vanlig transistor. Detta för att i en darlingtontransistor finns BAS — EMITTER motstånd på endast några kohm och för det att det finns två BAS — EMITTER sträckor till 0.
Då en darlingtontransistor också i de flesta fall är försedd med en KOLLEKTOR — EMITTER diod i spärriktning, kommer den att få den medfaspolariserade lysdioden att blinka.

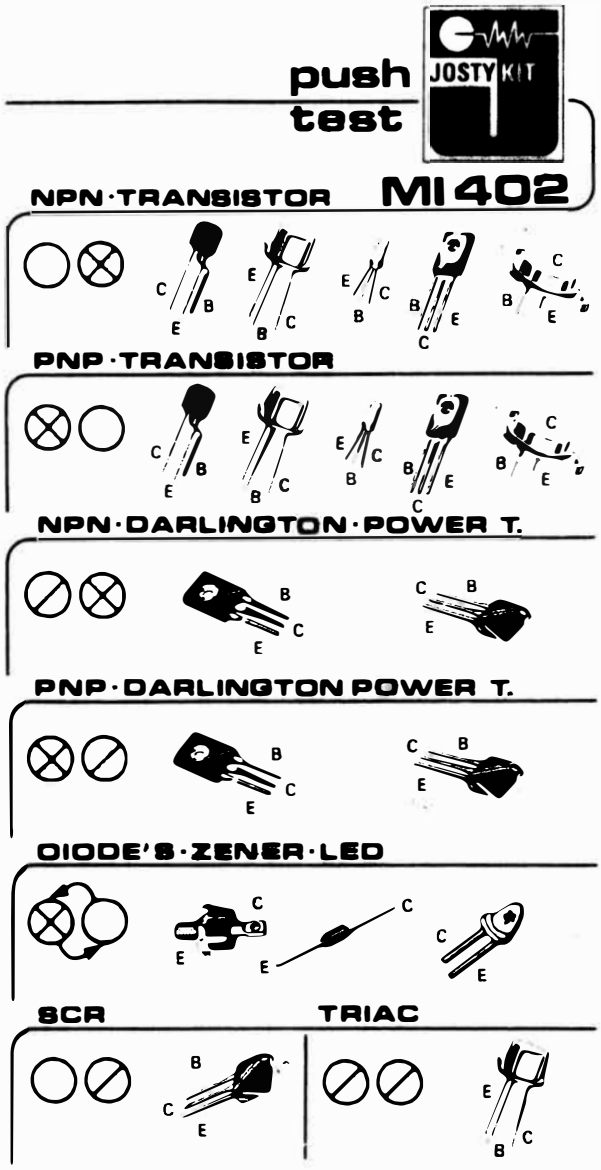
När man testar en tyristor, måste denna ha en något större styrström, för att den skall »öppna». Den kommer på samma sätt, få den ena lysdioden till att blinka som en darlingtontransistor. Då tyristorn inte har någon spärrdiod, kommer den andra dioden INTE att lysa.



En TRIAC är uppbyggd som två krysskopplade tyristorer, varför båda lysdioderna kommer att blinka.

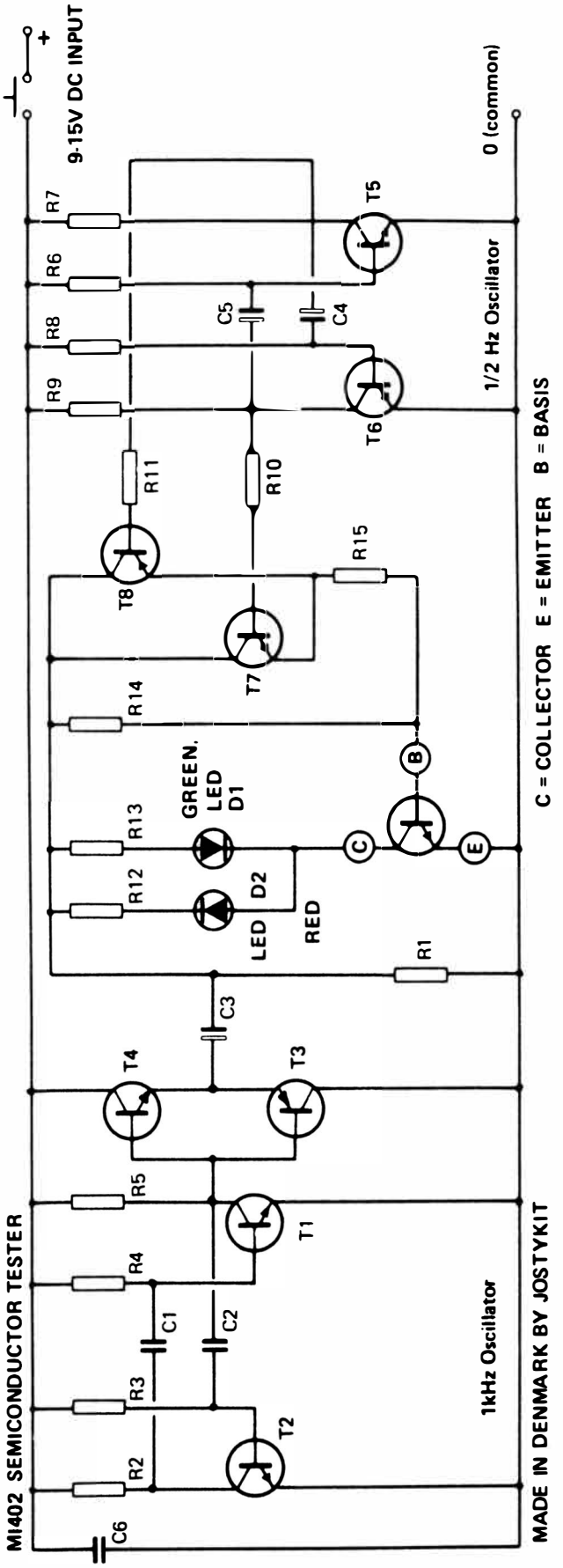
Om man under test av en halvledare märker att den ena av lysdioderna blinkar svagt, räknas detta som om den vore släckt. Varierande drivspänning är oftast orsaken till detta fenomen.
Om man vänder fel på kollektor och emitter under test, kommer den RÖDA lysdioden att lysa.
FET - transistorer testas som vanliga NPN transistorer, där DRAIN räknas som KOLLEKTOR, GATE för BAS och SOURCE som EMITTER. Vill man testa en FET's högohms-impedans, monteras den med GATE - benet löst. Berör man sedan benet med fingern, kommer den gröna lysdioden att tändas.

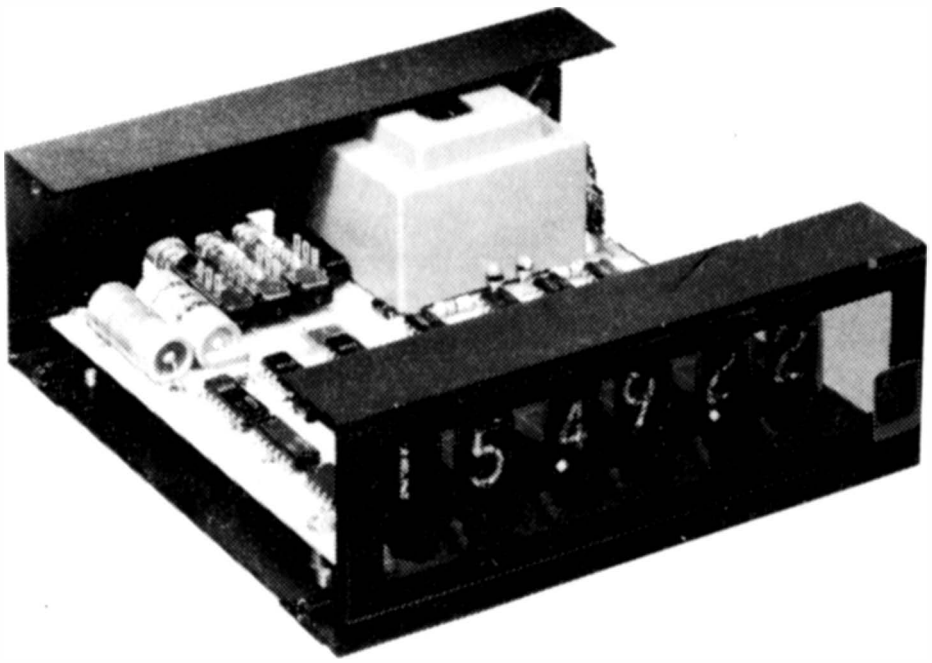
PNP transistorer testas på samma sätt som NPN transistorer. Skillnaden är att för en PNP transistor kommer den RÖDA lysdioden att indikera om transistorn är hel.
Om man skiftar på bas och kollektor kommer den GRÖNA lysdioden att tändas, som om det vore en NPN transistor.



KOMPONENTLISTA

R1	100 Ohm	R12	27 Ohm	T1	BC172 el. BC171
R2	15 kOhm	R13	27 Ohm	T2	BC172 el. BC171
R3	560 Ohm	R14	27 kOhm	T3	MEO412
R4	15 kOhm	R15	1 kOhm	T4	BC172 el. BC171
R5	560 Ohm			T5	BC172 el. BC171
R6	47 kOhm	C1	47 nF/250 V	T6	BC172 el. BC171
R7	1,5 kOhm	C2	47 nF/250 V	T7	BC172 el. BC171
R8	47 kOhm	C3	220 uF/16 V	T8	MEO412
R9	1,5 kOhm	C4	6,8 uF/40 V		
R10	47 kOhm	C5	6,8 uF/40 V	D1	CQY26
R11	47 kOhm	C6	100 nF/250 V	D2	CQY27


MI402 SEMICONDUCTOR TESTER
9-15V DC INPUT
0 (common)
1kHz Oscillator
1/2 Hz Oscillator
C = COLLECTOR E = EMITTER B = BASIS
MADE IN DENMARK BY JOSTYKIT
GREEN. LED D1
LED D2
RED
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
R12
R13
R14
R15
C1
C2
C3
C4
C5
C6
T1
T2
T3
T4
T5
T6
T7
T8
B
C
E



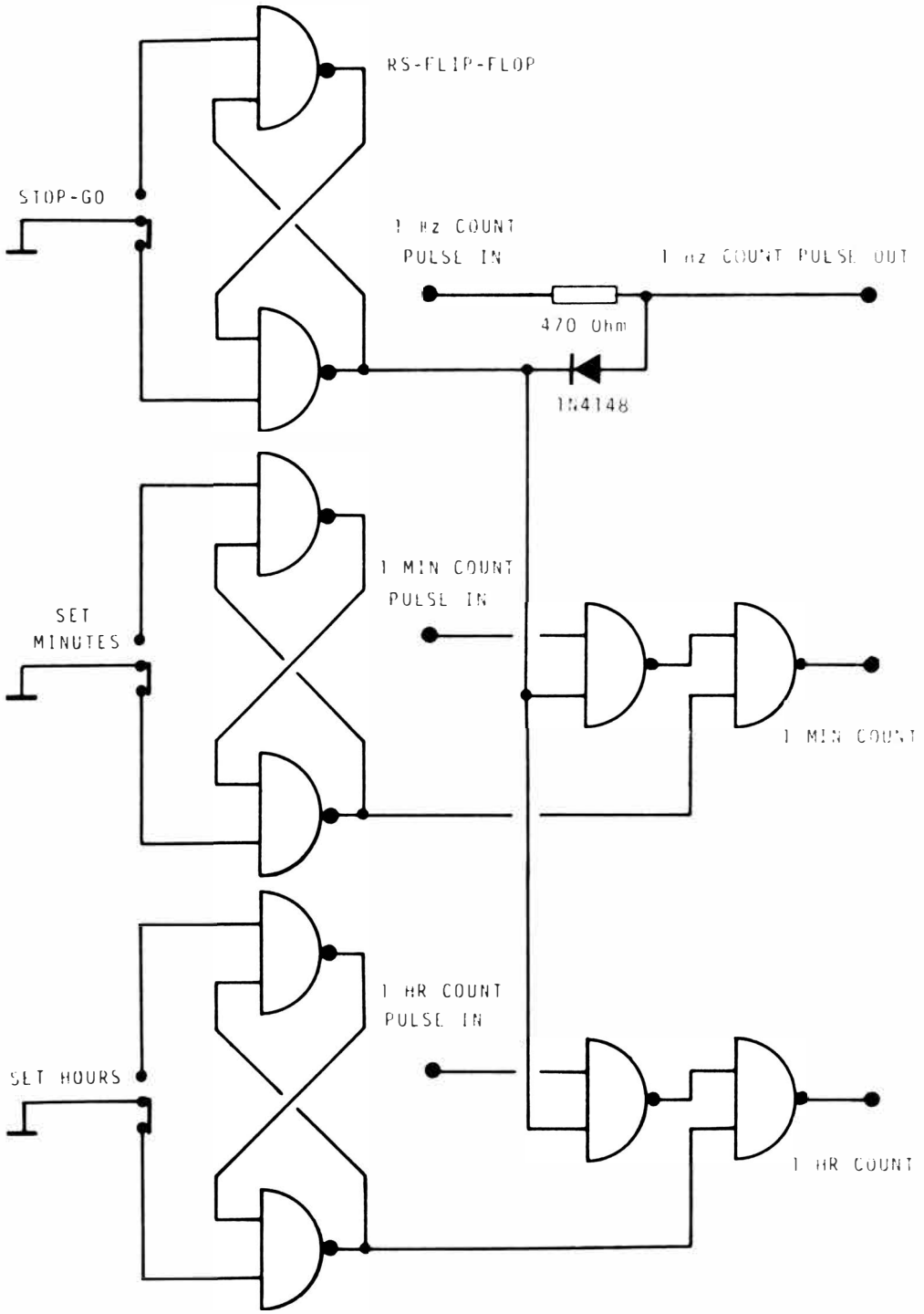
För att du lättare ska förstå den teoretiska funktionen hos MI450 ska vi först förklara, hur de enskilda integrerade kretsarna arbetar.

En integrerad krets av TTL-typ (TTL = Transistor Transistor Logics) kännetecknas av ett sanningschema och en anslutningsanvisning. Följer man noga dessa instruktioner, fungerar en TTL-krets exakt som den är kopplad.

Allmänt gäller om TTL-kretsar, att de ska matas med en spänning på 5 volt plus/minus 0,25 volt. För krävande ändamål kan man då använda stabiliserade nätdelar. Detta gäller inte för MI450.
Arbetstemperaturen för en TTL-krets ska ligga mellan 0 och 70°C.
Alla utgångar från TTL-kretsen kan kopplas direkt till andra TTL-kretsars ingångar. En utgång kan normalt driva 10 ingångar.

Sifferrören som JOSTY KIT använder är av NIXI-typ. Varje siffra är en liten lysande tråd. Sådana rör arbetar med spänningar på mellan 130 och 170 volt DC.

För dessa höga styrspänningar har man utvecklat en speciell integrerad krets som tål att arbeta med NIXI-rör, 7441/141.


RS-FLIP-FLOP
STOP-GO
1 Hz COUNT
PULSE IN
1 Hz COUNT PULSE OUT
470 Ohm
1N4148
1 MIN COUNT
PULSE IN
SET
MINUTES
1 MIN COUNT
1 HR COUNT
PULSE IN
SET HOURS
1 HR COUNT

SCHMITT-TRIGGERN 7413 har till uppgift att omforma 50 Hz sinusimpulserna från nätdelen till fyrkantimpulser för de integrerade kretsarna.
50 Hz-signalen tages från den brokopplade likriktaren D2. 7413 hindrar dessutom brusimpulser från att komma in i räknekretsarna och få uret att visa fel tid.
Kylskåp, tvättmaskiner och TV kan nämligen åstadkomma sådana impulser med ändå upp till 1000 volts spänning.
I JOSTY KIT-katalogen finner du utförligare data på TTL-kretsar.

H = Positiv ingång (5 V)
eller utan förbindelse.

L = Noll-ingång, dvs.
minus-jordad.

DEKADRÄKNAREN 7490 tar emot signalen från Schmitt-triggern 7413. Dekadräknaren kan kopplas för division med 2, 5 eller 10. Den första efterkopplade dekadräknaren i MI450 delar nätfrekvensen ned till 5 Hz.

Den efterföljande dekadräknaren IC13 är också en 7490, kopplad för delning med 5. Härvid får vi grundräknefrekvensen 1 Hz.

1 Hz-impulsen går till första utläsande dekadräknaren IC7 typ 7490. Denna krets räknar, som alla digitala kretsar, enligt 2-tal-systemet. För att omsätta de 4 utgångarna från denna krets till förståeliga tidsangivelser enligt 10-tal-systemet, använder vi en dekoder av typ 7441 eller 74141.

Denna krets innehåller utom dekoderkretsen också slutsteg som direkt kan driva NIXI-rören.

Från första dekadräknaren styrs utgångsimpulserna till IC8, även den av typ 7490. Denna krets nollställes, när den når till 6. I stället för att visa 6 kommer den då att visa 0. Detta för att närmaste sekundtal efter 59 är 00 och inte 60.

Samtidigt som IC8 nollställes, överföres en räkneimpuls till efterföljande IC. Detta för att 60 sekunder ger en minut, vilket visas på det första minutröret.

Nollställningen sker otroligt snabbt. Man hinner inte uppfatta talet 60 utan bara 00.

Första sifferdekaden i minuträknaren fungerar som första dekad i sekundräknaren, och andra dekaden i minuträknaren som andra dekad i sekundräknaren.
Timräkningen blir lite riskablare, eftersom första timräknaren ska visa 9 två gånger till 19 och därnäst räkna till 3 och 0, så att uret aldrig kommer att visa 24 00 00 utan går från 23 59 59 til 00 00 00.

Andra timräknaren är inte utformad som en vanlig dekadräknare utan som en dubbel flip-flop som kan räkna till 3 i ordningen 0, 1, 2, 3.

För dekodningen av andra timräknedekaden användes en vanlig 7441/141. I verkligheten användes den endast delvis, men man hade ändå inte sparat något genom att använda diskreta komponenter.

Justeringskretsen har vi inte talat om — den har vi nämligen plockat åt sidan för att du lättare ska förstå arbetssättet. Se schemat på sidan 451.

Man använder tre s.k. RS-flip-flop placerade över de fyrdubbla grindarna 7400.

När kontakten står i ena läget, intar flip-flop-enheten strax ett motsvarande läge på utgången oberoende av hur många beröringar som kan följa. Motsatta läget är precis lika stabilt.
Första impulsen ger genast omslag till stabil potential.

På schemat ser vi uppifrån och ned STOP—RS—FLIP—FLOP, MINUT—RS—FLIP—FLOP och TIMME—RS—FLIP—FLOP.

När utgången på STOPP—RS—FLIP—FLOP blir utan spänning, kortslutes ingångssignalen — uret går inte.

Samtidigt blir en ingång på både MINUT-grind och TIM-grind spänningslösa. Det betyder, att sekund- och minut-överföringarna är blockerade.

När dessa grind-utgångar får spänning, betyder det samtidigt, att ändringar från MINUT—RS—FLIP—FLOP och TIMME—RS—FLIP—FLOP överföres till dekadräknarna. Uret stannar.

Frigöres STOP—RS—FLIP—FLOP, överföres sekundimpulserna, stop-impulserna hejdas, sekund/minut- och minut/timme-dekaderna sammankopplas. Uret går!

ETT ELEKTRONISKT UR ÄR YTTERST EXAKT

JOSTY:s elektroniska ur styrs av nätfrekvensen som i dag är så exakt, att uret utan strömavbrott kan gå i ett år utan att avvika från tidsnormalen med mer än 2 eller 3 sekunder.

Den dagliga felvisningen kan dock uppgå till mellan 3 och 5 sekunder. Denna felvisning är negativ under dagtimmarna, men vad man förlorar på dagen tar man igen på natten.

Anledningen till detta är, att kraftverken på grund av den större belastningen på dagen inte kan hålla generatorernas varvtal konstant.

ETT DIGITALUR STÄLLER MAN PRECIS SOM EN VANLIG KLOCKA

När man ansluter MI450 kommer de sex rören att visa helt godtyckliga siffror. En eller flera kan också vara släckta.
Denna slumpvisa inställning varierar från ur till ur men är hos ett visst exemplar den samma varje gång, eftersom den är ett utslag av komponenttoleranser.
MI450 är ett av de få digitalur som har störningsfri justering av gången. Inte mindre än tre integrerade kretsar har använts för undertryckning av störimpulser.

Uret har tre omkopplare för inställning av tiden:

03 som är försedd med en röd och en grå knapp, startar och stoppar uret.
01 som har en svart knapp, är avsedd för minutjusteringen — en siffra fram för varje tryck.
02 också svart, är en knapp för timjusteringen — en siffra fram för varje tryck.

Du ställer lämpligen uret efter Fröken Ur på telefon eller radio.

Uret tänds, när du trycker in den röd-gråa knappen. Låt nu uret löpa igenom 60 siffror på sekund-rören. Därpå gör du samma sak med minut-rören som aktiveras, när du trycker på knappen 02.

Anledningen är, att räknekretsarna inte nollställes, när du ansluter uret till nätet. Första gången går uret inte från 59 till 00 utan från 59 till 40. Inte förrän andra gången går det från 59 till 00.
Detta LOGISKA fel är också komponentberoende. Det är därför inte säkert att alla ur uppför sig så.

När sekundsiffrorna står på ett tal som kan delas med 10, trycker du på den grå-röda knappen och uret stannar.

Tryck nu upprepade gånger på 02, tills rätt timtal kan avläsas.

Därefter trycker du upprepade gånger på 01, tills du får fram rätt minuttal.

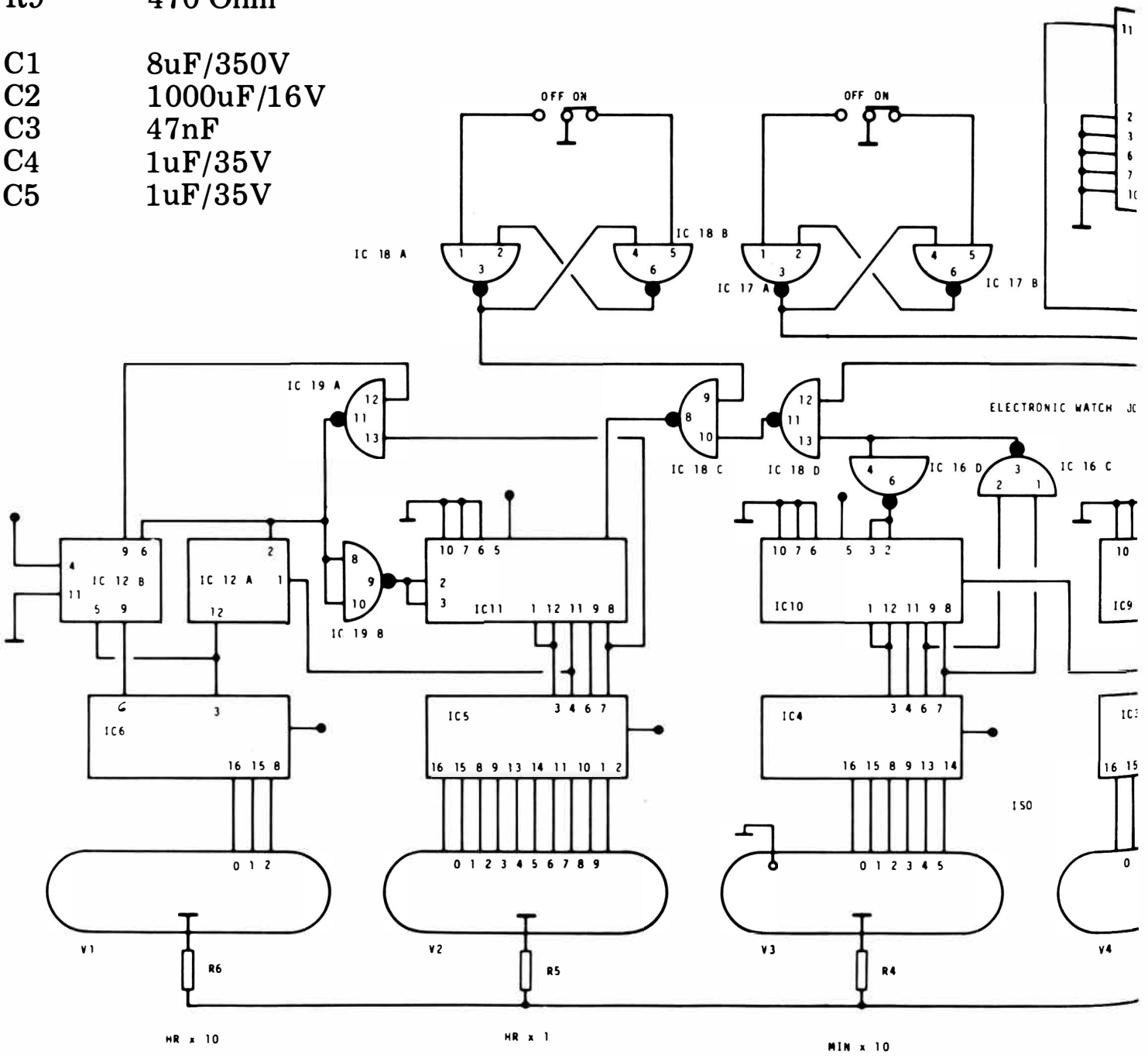
När Fröken Ur säger "tut" efter det visade klockslaget, trycker du snabbt in knappen 03 — ditt elektronur går.

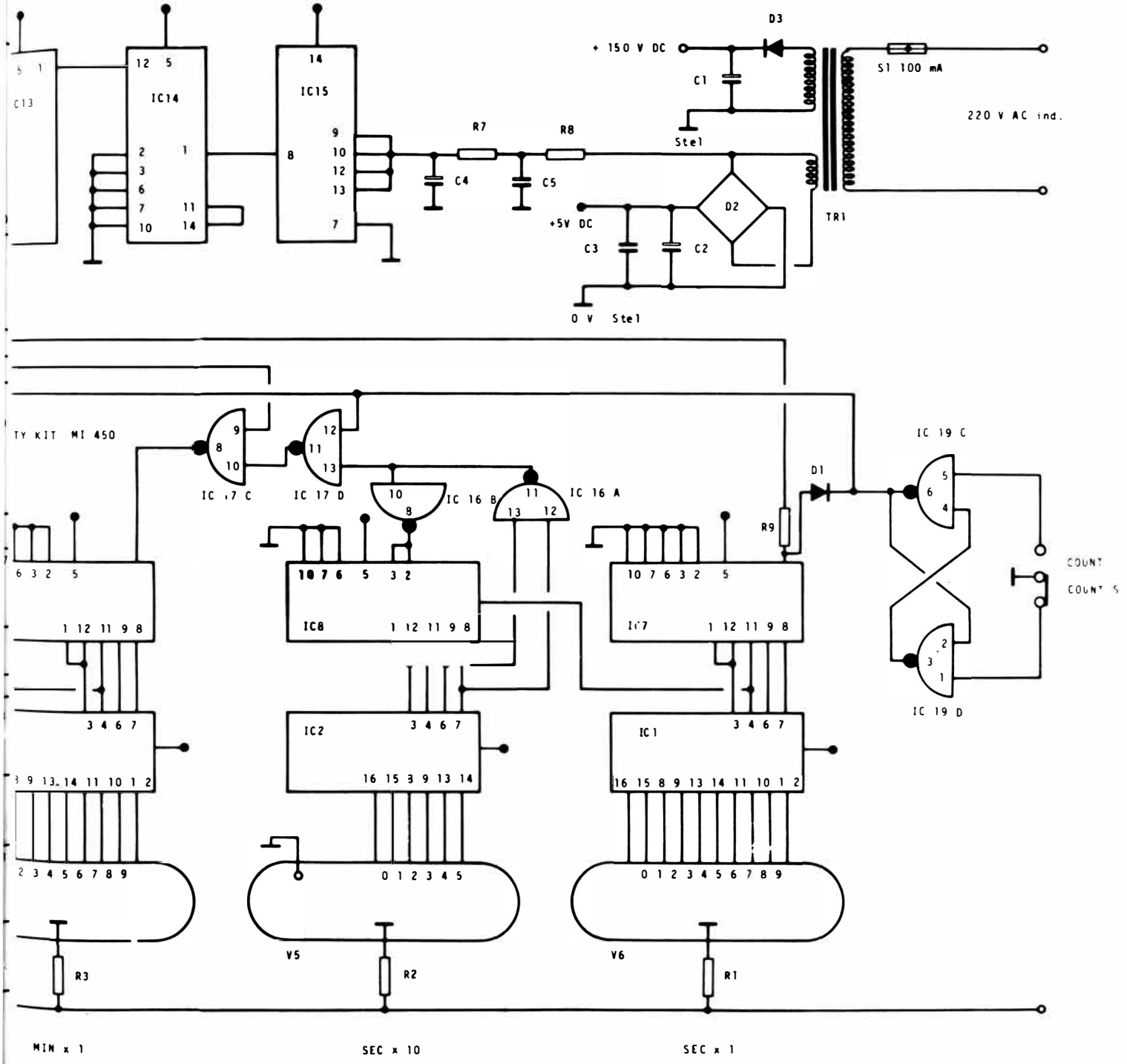
Efter strömavbrott, måste du ställa uret på nytt.

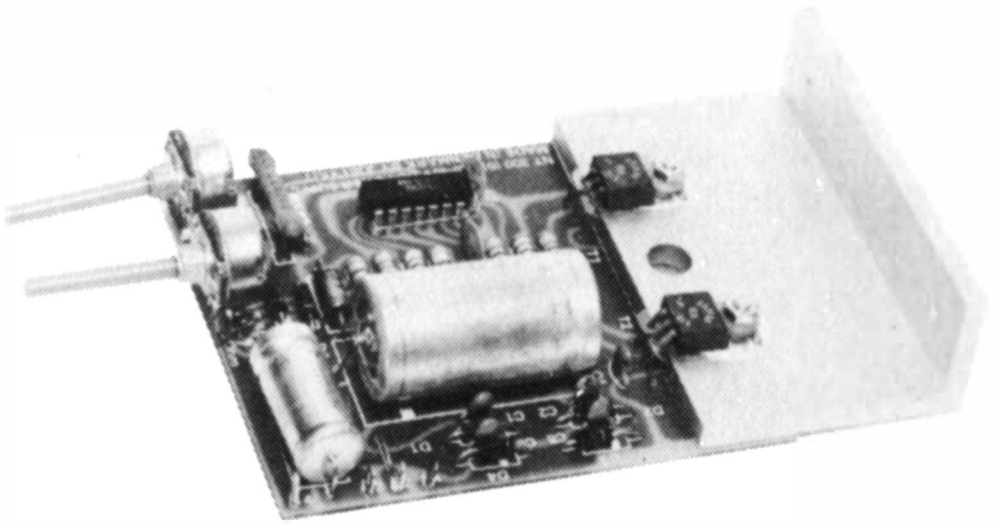
KOMPONENTLISTA

R1	33 k Ohm	D1	1N4148	IC13-14	7490
R2	33 k Ohm	D2	B40C600	IC12	7473
R3	33 k Ohm	D3	1N4005	IC15	7413
R4	33 k Ohm			IC16-19	7400
R5	33 k Ohm	V1-V6	5870S		
R6	33 k Ohm				
R7	56 Ohm	IC1-6	7441A		
R8	56 Ohm	IC7-11	7490		
R9	470 Ohm				

C1	8uF/350V
C2	1000uF/16V
C3	47nF
C4	1uF/35V
C5	1uF/35V




C13
IC14
IC15
R7
R8
C4
C5
+ 150 V DC
D3
C1
Stel
S1 100 mA
220 V AC ind.
TR1
D2
+5V DC
C3
C2
0 V Stel
TY KIT MI 450
IC 17 C
IC 17 D
IC 16 B
IC 16 A
IC 19 C
D1
R9
IC8
IC7
IC2
IC1
IC 19 D
COUNT
V5
V6
R3
R2
R1
MIN x 1
SEC x 10
SEC x 1



TEKNISKA DATA

Drivspänning	30 V AC (18 - 30 V)
Utgångsspänning justerbar	2,8 — 35 V DC
Utgångsström justerbar	10 mA — 2000 mA
Kortslutningsström vid max.	2,7 — 3 A
Brumspänning	0,25 mV
Max. belastningseffekt	100 W
Rekommenderad transformator	T 301(15-0-15V, 2 A)

TEORETISK FUNKTION

Nt 300 är uppbyggd kring en integrerad krets, som innehåller alla nödvändiga komponenter till en stabiliserad nätdel. Den innehåller en konstantspänningsgenerator på 6,2 V, som är temperaturreglerad, en differentialförstärkare och ett darlingtonkopplat effektsteg.
Konstantspänningsgeneratorns utgångsspänning bestämmer den lägsta utgångsspänningen på aggregatet och denna spänning är delad med motstånd ner till ca. 2 volt. Spänningsdelaren på utgången används till inställning av spänningen. När differentialförstärkarens referensspänning och spänningsdelarens utgångsspänning är den samma, är nätdelen stabilt inställt.
Med förmotståndet R7 bestämms den maximala strömmen till ca. 2 ampere. Det gör att strömbegränsningen kan justeras till valfri ström mellan 10 mA och 2 A (max. 2,7 A).
Kondensatorerna C1, C2, C8 och C9 är parallellkopplade över likriktardioderna för att förhindra högfrekvensmodulerat brum i diodkopplingen. Utan kondensatorerna kommer nätdelen att brumma på en mellanvågsmottagare.

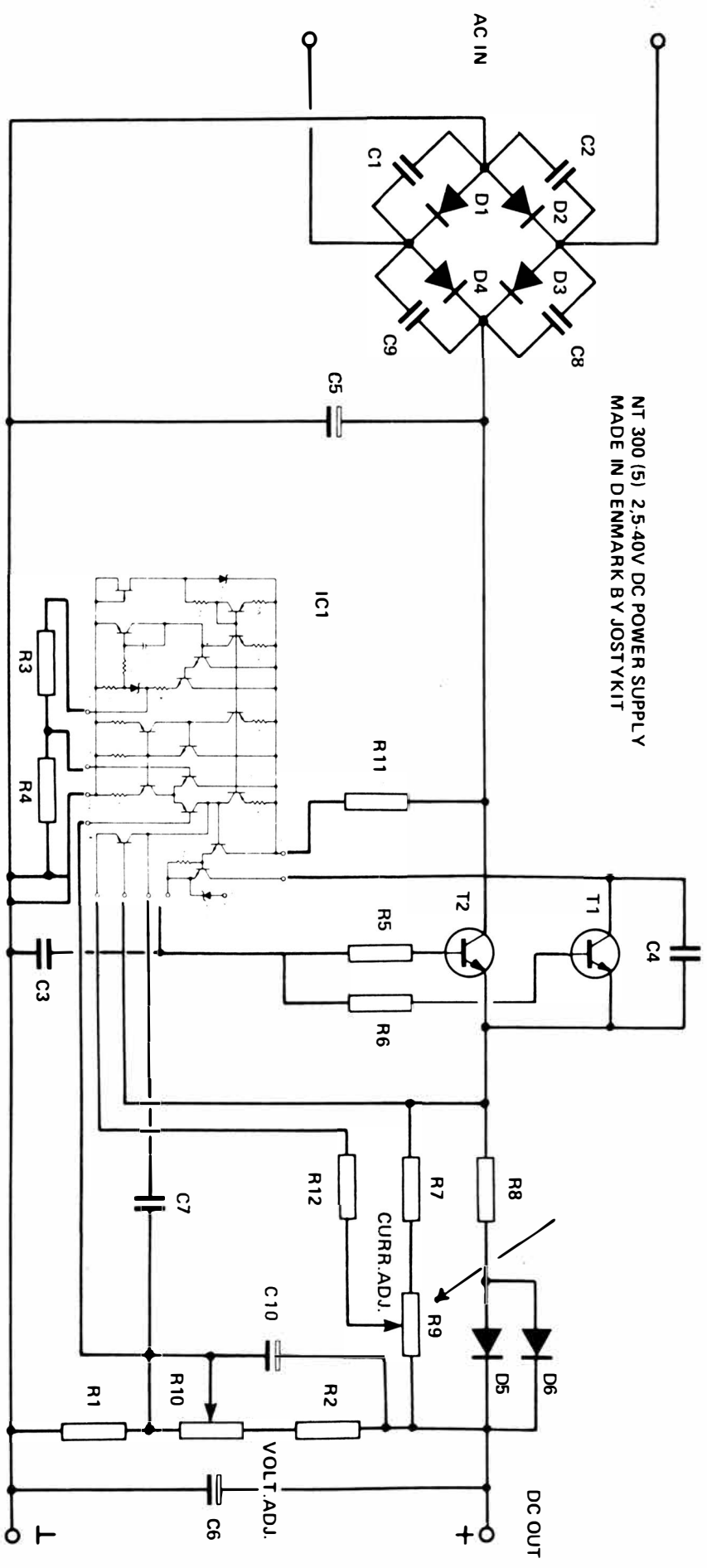
Den integrerade kretsen innehåller också en transistor för strömbegränsningen (kortslutningssäkring). Denna transistor mäter strömmen genom ett litet effektmotstånd (R8) och två dioder (D5 och D6). När spänningen över spänningsdelaren överstiger 0,7 volt, kommer nätdelens begränsningskrets att träda i funktion.

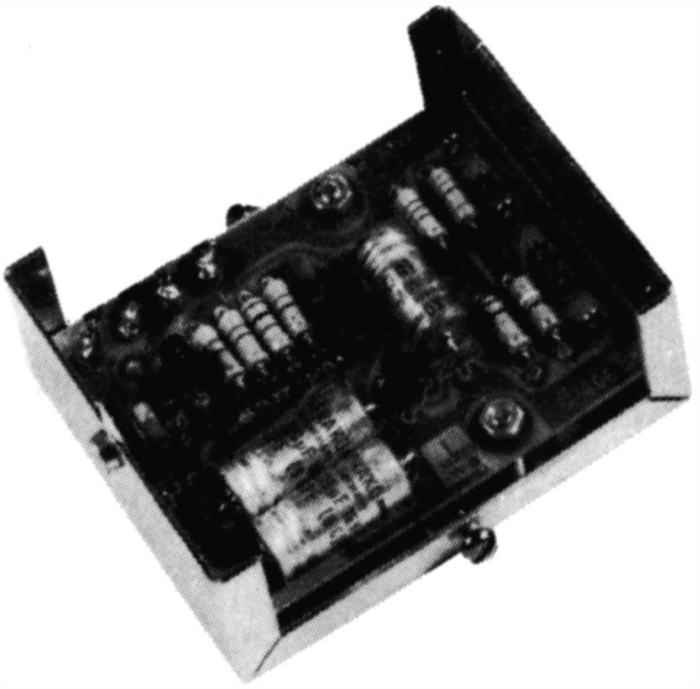
Potentiometern för inställning av spänningen, är insatt som ett reglerbart motstånd istället för en spänningsdelare. Det ger en linjär justering av utgångsspänningen.

NT 300 måste ha en bra kylning. Kylvinkeln som effekttransistorerna är monterade på, räcker därför inte, utan en huvudkylfläns måste användas. T.ex. H 864.

KOMPONENTLISTA

R1	270 Ohm	C5	2200 uF/50 V
R2	68 Ohm	C6	220 uF/40 V
R3	820 Ohm	C7	470 pF/125 V
R4	390 Ohm	C8	1,5 nF/125 V
R5	270 Ohm	C9	1,5 nF/125 V
R6	270 Ohm	C10	6,8 uF/40 V
R7	270 Ohm		
R8	0,33 Ohm	D1	1N4005
R9	470 Ohm LIN mono	D2	1N4005
R10	4,7 kOhm LIN mono	D3	1N4005
R11	47 Ohm	D4	1N4005
R12	470 Ohm	D5	1N4005
		D6	1N4005
C1	1,5 nF/125 V	T1	BC243B
C2	1,5 nF/125 V	T2	BC243B
C3	470 pF/125 V		
C4	470 pF/125 V	IC1	LM723


NT 300 (5) 2,5-40V DC POWER SUPPLY
MADE IN DENMARK BY JOSTYKIT
AC IN
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
C9
C10
D1
D2
D3
D4
D5
D6
IC1
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
R12
T1
T2
CURR.ADJ.
VOLT.ADJ.
DC OUT
+
-



TEKNISKA DATA

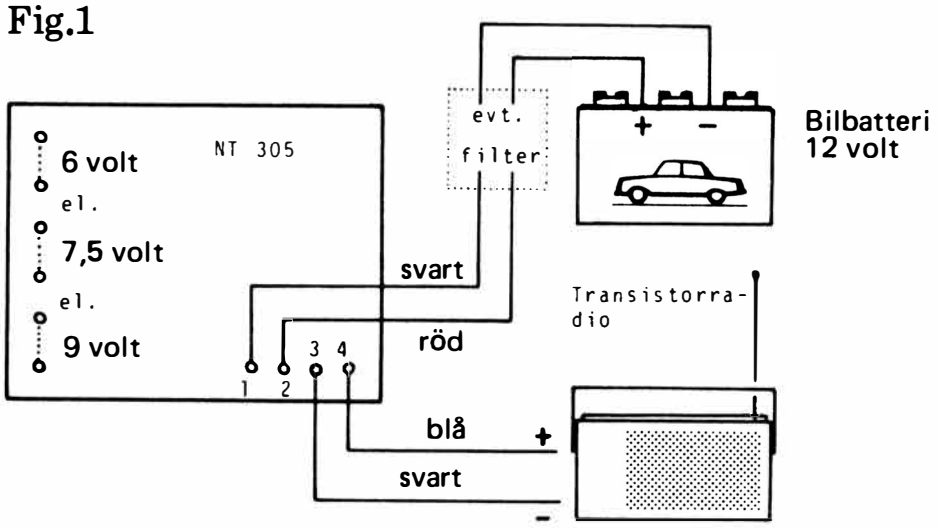
Ingångsspänning	11 — 15 V DC
Utgångsspänningar	6, 7,5 eller 9 V
Ström	1 A
Spänningsfall vid max. ström	10%
Kortslutningsström	1,8 A
Brumspänning vid 0,5 A	5 mV

TEORETISK FUNKTION

NT 305 är en spänningsomvandlare för t.ex. bilar med 12 V batterispänning. Skall man till en sådan bil installera en radio på 6 V, måste man ha en NT 305 i mellan.
Ofta, när man skall ha en lägre spänning, använder man sig av en zenerdiod i serie med t. ex. radion. Nackdelen med en zenerdiod är, att om den skulle »bränna», så får den anslutna radion full spänning.
Det är naturligtvis lite dyrare med en spänningsomvandlare men den stänger av spänningen om ett fel skulle uppstå. En annan viktig orsak är att spänningen i bilen aldrig är konstant, utan varierar mellan 11 och 15 volt. En zenerdiod har alltid samma spänning. Det betyder att spänningen över radion varierar mellan 5 och 10 volt. Detta kan förstöra radion.

NT 305 är konstruerad som en serieregulator. Den ger alltid en bra konstant spänning och har nästan ingen egenförbrukning i tomgång.
I fig. 4, visas själva kopplingschemat, som är mycket likt nätdelen NT 315. I ställer för en potentiometer, finns det fasta motstånd så att vi får de fasta spänningarna 6, 7,5 eller 9 volt. Dessa spänningar är de vanligast förekommande spänningar på kassetbandspelare, transistorradio m.m. Dioden D1 skyddar transistor T1 om spänningen skulle falla på ingången, som kan ske när man startar bilen. Om inte D1 fanns, skulle strömmen i detta tillfälle gå i motsatt riktning från C2 och förstöra T1.

Fig.1



Efter montering av NT 305 måste den byggas in i en metallåda, dels för kylning, dels för att den skall eventuellt monteras i motorrummet på en bil.
Vidare, om inte den anslutna radion har samma jordning (minus till jord) som NT 305, måste den isoleras från alla metalldelar på bilen. Skulle olyckan vara framme och det blir kortslutning, så skall NT 305 klara av detta också.
Om man skulle mot förmodan få problem med störningar från bilens tändningssystem, kan detta avhjälpas med ett filter enligt fig. 2.
NT 305 kan också användas som en vanlig nätdel om man byter ut D1 mot en helvågslikriktarbrygga och ersätter C1 med en elektrolytkondensator på 1000 uF 16 volt.
En transformator med sekundärspänning på 12 volt passar bra till den ombyggda NT 305. Uppställningen kan då lätt tåla belastningar på upp till 1 A.

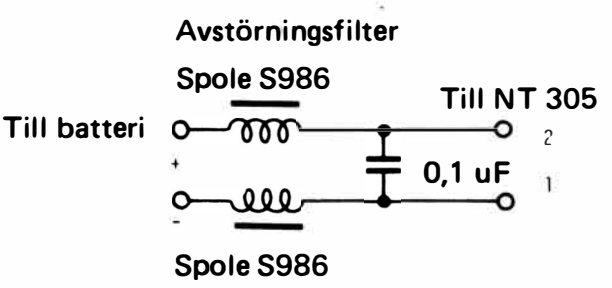


Fig.2

I fig. 1 visas hur själva inkopplingen av NT 305 går till. Kom ihåg att kortsluta mellan de anslutningsstift som motsvarar den spänning som skall användas.

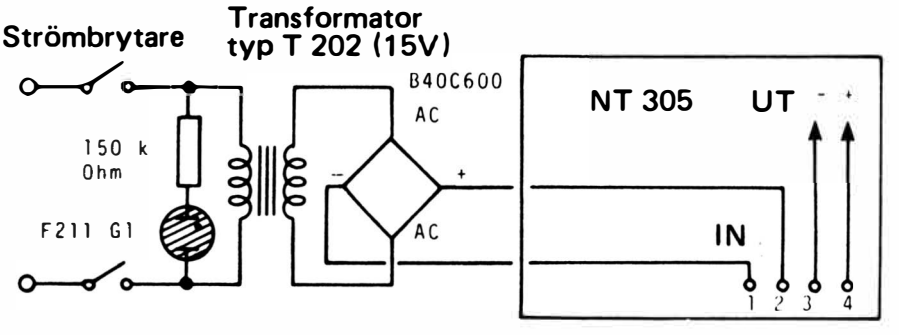
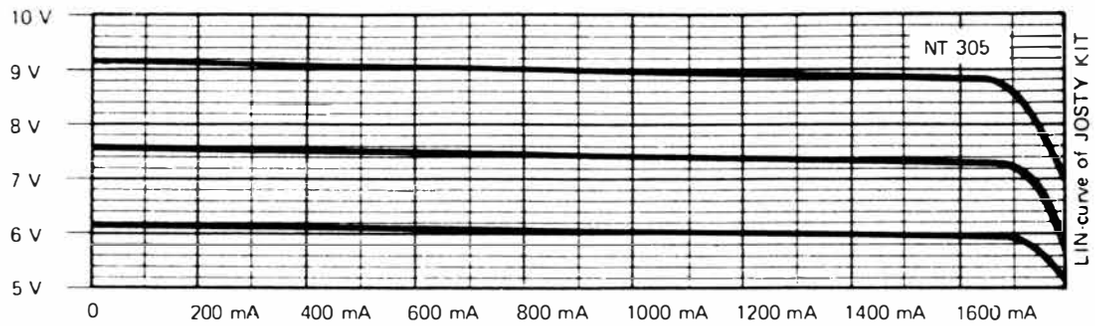


Fig.3

Fig 2. visar ett avstörningsfilter med två drosslar S 986 och en kondensator på 100 nF/250 V. Det är speciellt bilar med plus till jord, där filtret kan bli aktuellt.
Om man inte vill använda de färdiglindade drosslarna S 986, kan man själv linda 50 — 100 varv med 0,5 mm Ø emaljeradkoppartråd på en bit ferritstav.
I fig.3 ses hur man som tidigare beskrevs, kan bygga till NT 305 till en liten nätdel.

På denna kurva kan ses, hur mycket spänningen faller på NT 305's utgång med olika belastningar.



KOMPONENTLISTA

R1	470 Ohm	C3	47uF/35-40V
R2	470 Ohm	C4	1nF
R3	100 Ohm		
R4	0,47 Ohm	D1	1N4005
R5	470 Ohm		
R6	15 k Ohm	T1	BD 165
R7	390 Ohm	T2	BC 171
R8	330 Ohm	T3	BC 171
R9	1,2 k Ohm	T4	BC 171
C1	220uF/16V		
C2	220uF/16V		

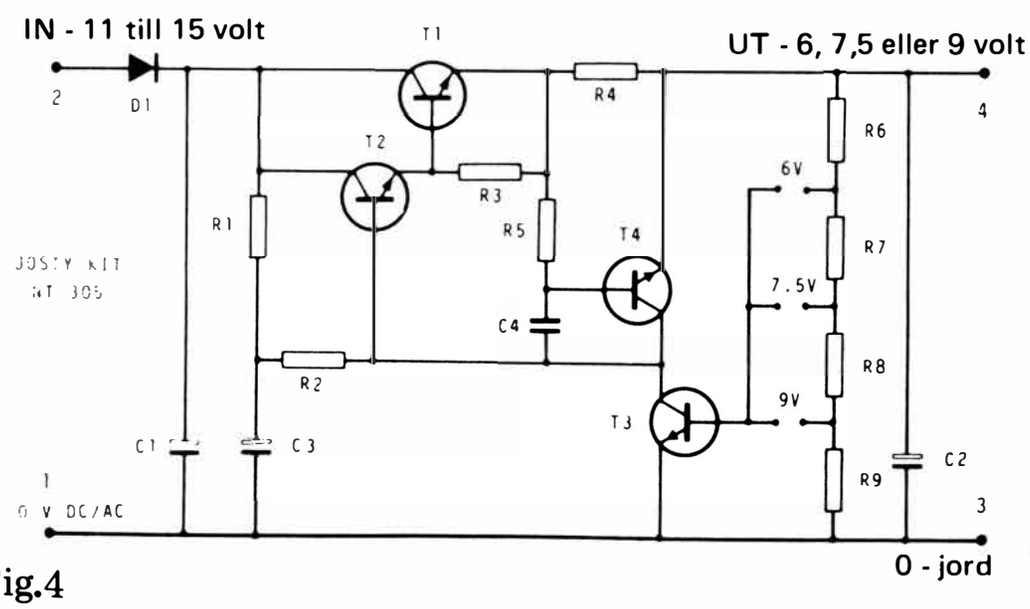
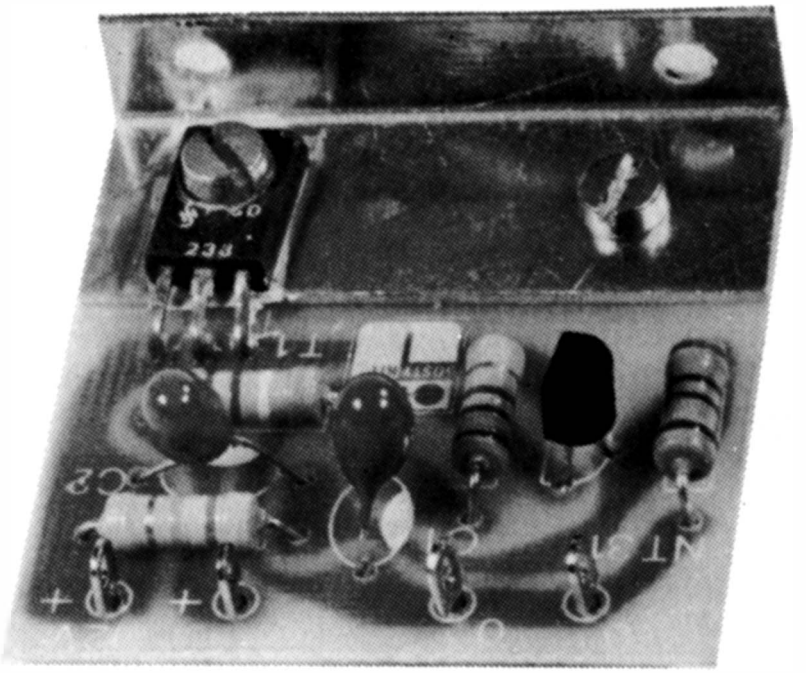


Fig.4

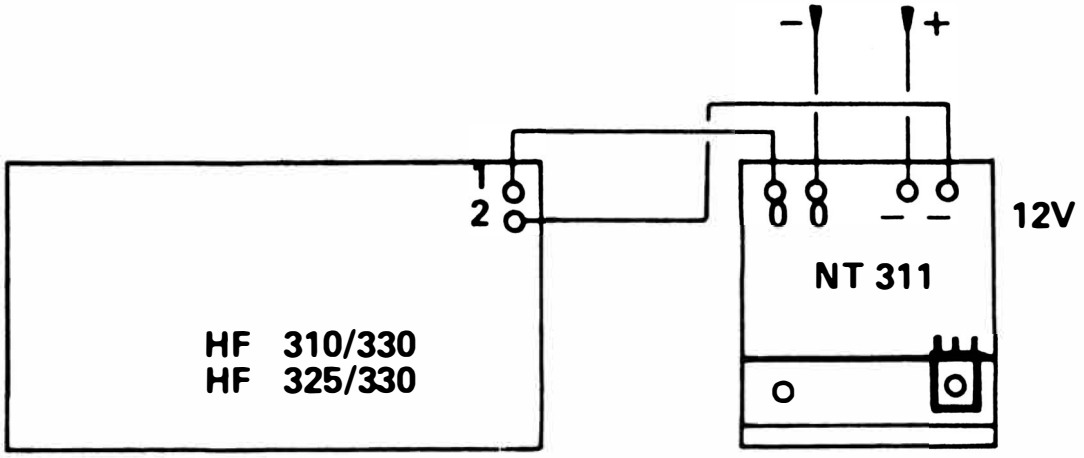


TEKNISKA DATA

Ingångsspänning	12 — 45 V DC (60 V pp)
Utgångsspänning	12 V DC
Utgångsström max.	100 mA
Stabilitet	5%
Brumdämpning	40 dB min.
Nödvändig extrakylning (1,5 - 3 mm al.)	100 cm^2

NT 311 är en liten spänningsomvandlare speciellt avsedd för diodavstämda mottagare.
Med en ingångsspänning på mellan 15 — 45 V (60 Vpp), ger NT 311 en stabil utspänning som kan driva t.ex. HF 310, HF 325 samt HF330.

Anslutningsritningen visar NT 311 tillsammans med HF 310/330 och HF 325/330. Skulle det mot förmodan uppstå brum, inkopplas en kondensator på 15 nF mellan plus och minus tecknen på ritningen.

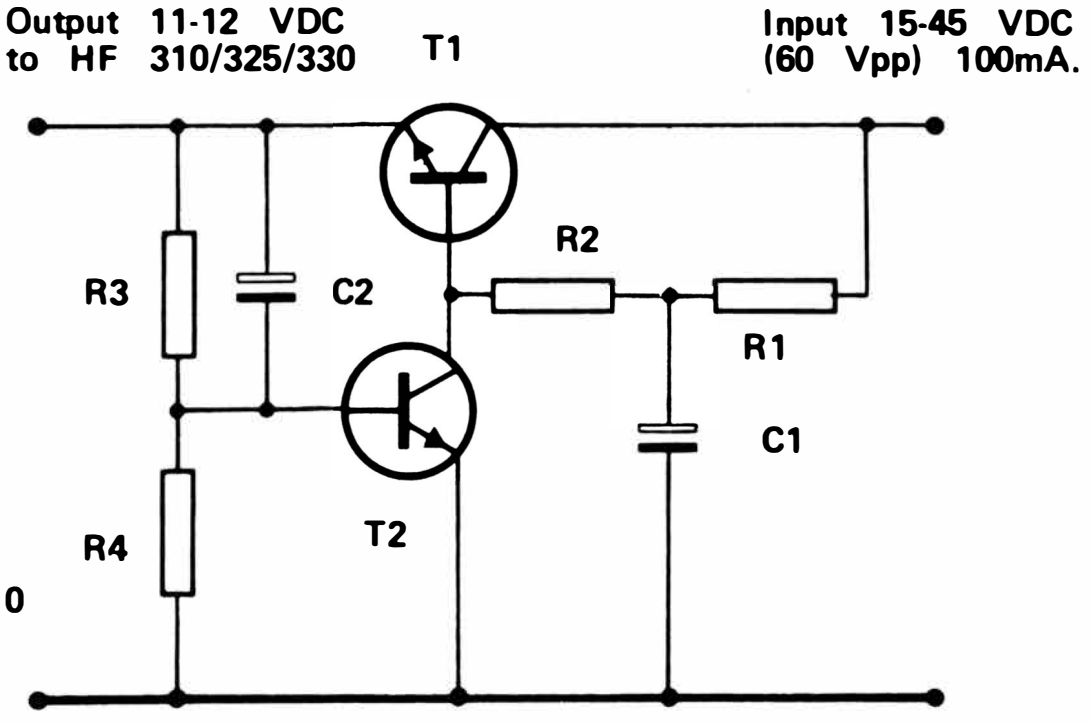


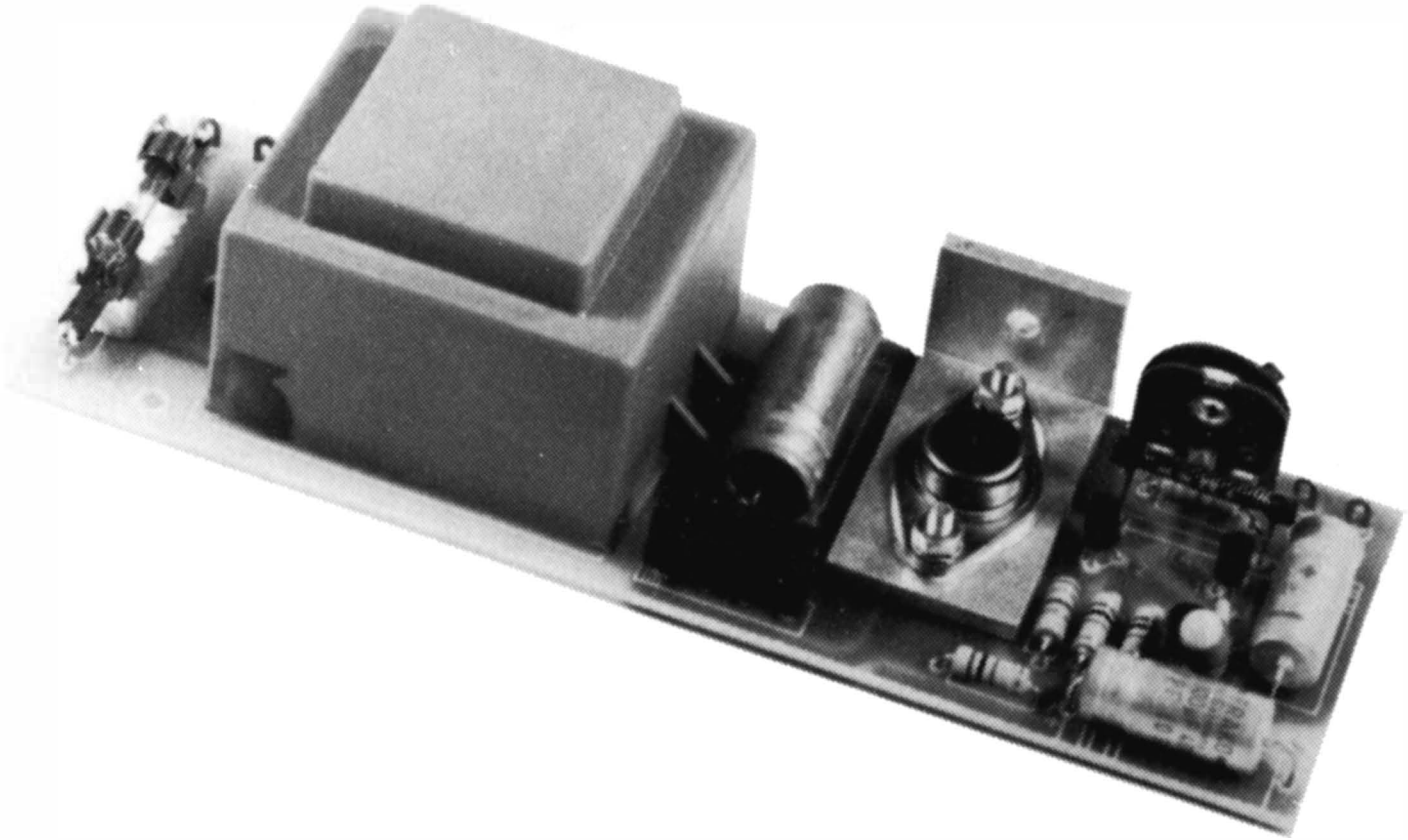
JOSTY KIT rekommenderar NT 311 inkopplad mellan:

Grundkretskortet GP 310's nätdel och HF310/330.
Grundkretskortet GP 340's nätdel och HF 325/330.

KOMPONENTLISTA

R1	3,9 kohm	1/4 W motstånd
R2	1,5 kohm	1/4 W motstånd
R3	47 kohm	1/4 W motstånd
R4	2,2 kohm	1/4 W motstånd
C1	10 uF/35V	tantalelektrolytkondensator
C2	10 uF/35V	tantalelektrolytkondensator
T1	BD 233	effekttransistor
T2	BC 171	transistor





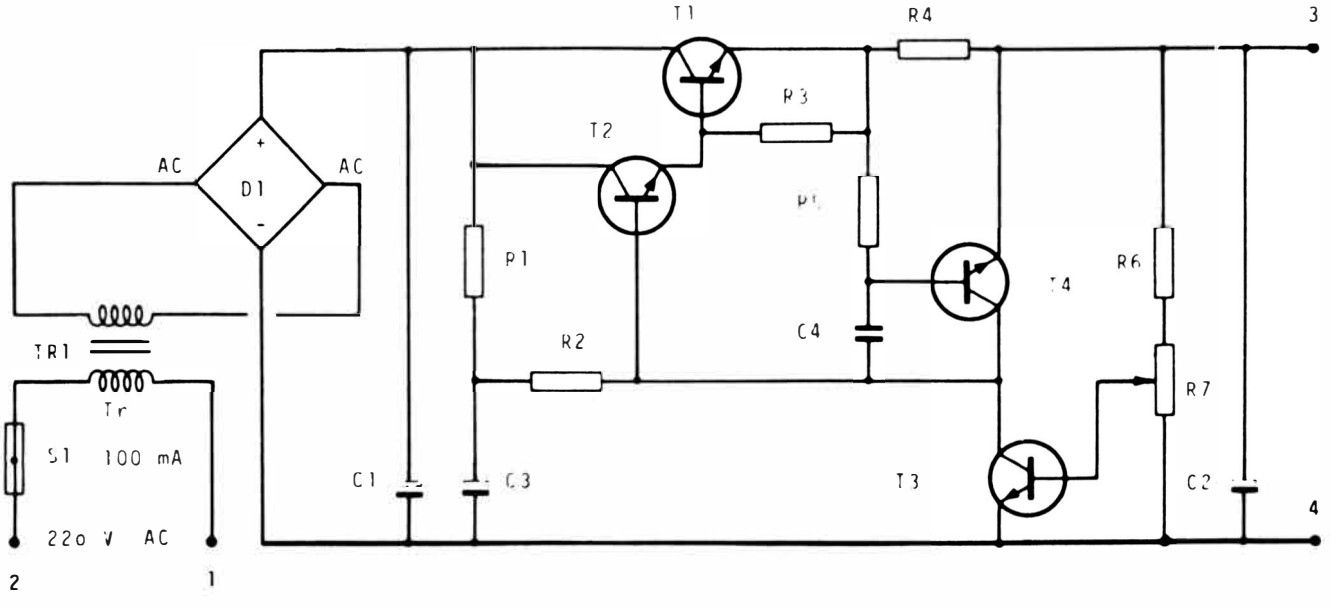
NT315 är avsedd för använding tillsammans med kassettbandspelare och walkie-talkie.
Nätdelen är både stabiliserad och försedd med en elektrisk säkring. Transistorerna T1 och T2 är ett Darlington-par som styres av T3. Normalt har man placerat en zenerdiod i denna transistors emitter för att få en noggrann spänningsreferens. Nöjer man sig med en långtids stabilitet på 5—10%, räcker den inbyggda referensen i basemittersträckningen på T3 (0,7 V). R6 begränsar spänningsinställningen så att variationen på R7 blir mera linjär. T4 utgör tillsammans med R4 och R5 den elektriska säkringen.
C4 hindrar självsvängning i denna säkring. C2 säkrar mot spänningsimpuls i motsatt riktning. Arbetar man med induktiva strömmar, stora reläer osv. kan man som extra säkring sätta in en diod från plus till minus på utgången.

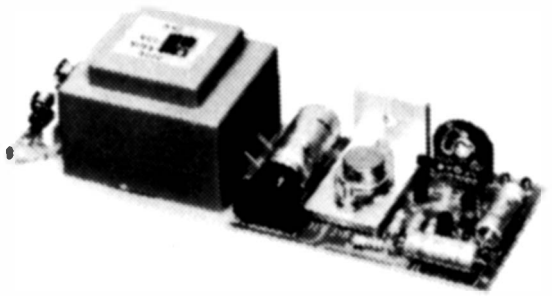
TEKNISKA DATA

Ingångsspänning	220 V AC
Utgångsspänning	4,5—20 V
Spänningsfall 0—0,5 A, 5—12 V	10%
Strömförbrukning	0—500 mA
Kortslutningsström	600 mA
Brumspänning vid 250 mA	10 mV

KOMPONENTLISTA

R1	1 k Ohm	D1	B40C600
R2	1 k Ohm		
R3	270 Ohm	T1	40312
R4	1 Ohm	T2	BC 171
R5	1 k Ohm	T3	BC 171
R6	3,3 k Ohm	T4	BC 171
R7	470 Ohm		
C1	1000uF/16-20V		
C2	100uF/35-40V		
C3	100uF/35-40V		
C4	1nF		

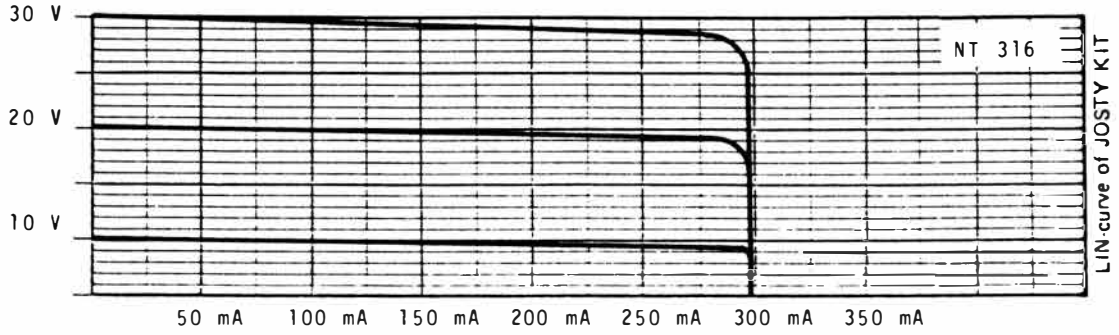




Den stabiliserade nätdelen känner du till från vanliga konstruktioner, t.ex. NT315.
Utgångsspänningen ställer man in med P1.
Kretsen kan leverera inställd utgångsspänning intill 300 mA strömstyrka. Vid starkare ström är kretsen inte stabil.

TEKNISKA DATA

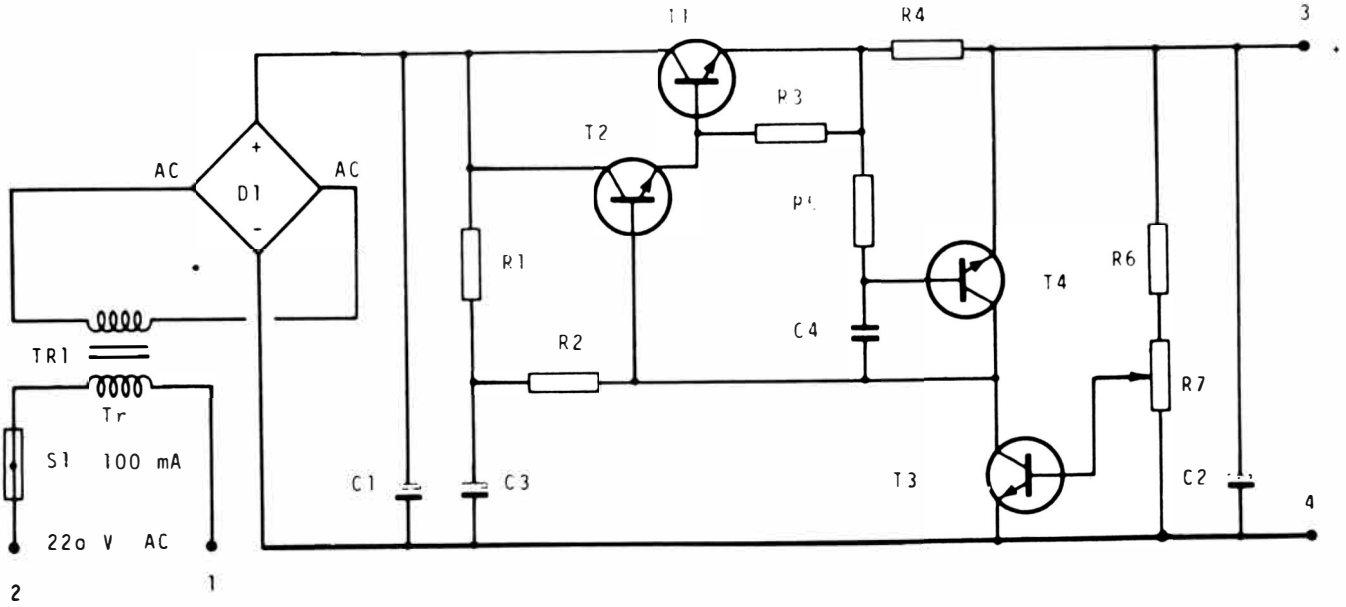
Ingångsspänning	220 V AC
Utgångsspänning	9—36 V DC
Spänningsfall 1/2 belastning	10%
Brumspänning max.	3 mV
Kortslutningsström	300 mA
Max. strömförbrukning	250 mA

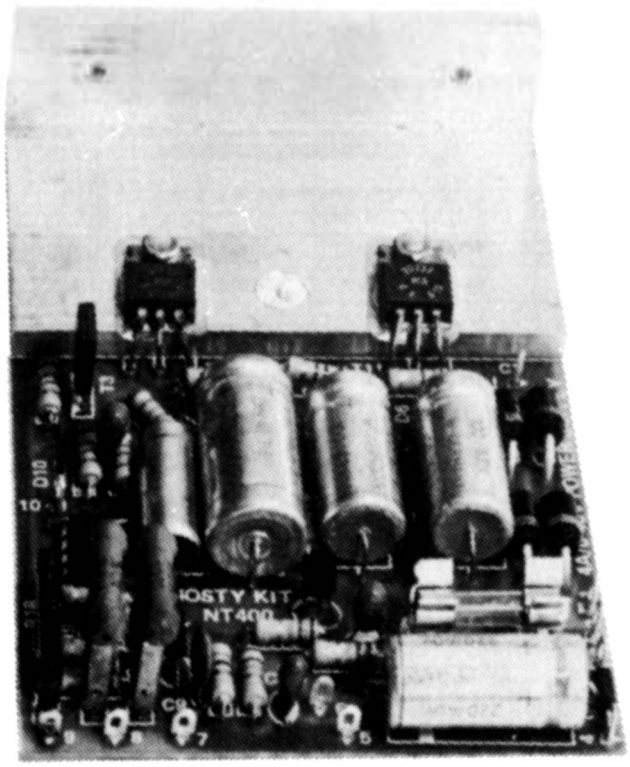


På kurvan ovan kan du se, hur mycket spänningen faller över utgången på NT316 vid varierande belastning.

KOMPONENTLISTA

R1	2,2 k Ohm	D1	B40C600
R2	2,2 k Ohm		
R3	470 Ohm	T1	40312
R4	2,2 Ohm	T2	BC 171
R5	1 k Ohm	T3	BC 171
R6	12 k Ohm	T4	BC 171
R7	1 k Ohm		
C1	470uF/35-40V		
C2	100uF/35-40V		
C3	100uF/35-40V		
C4	1nF		





TEKNISKA DATA	Vid max. 2 amp.	Vid max. 4 amp.
Drivspänning AC	36 V AC	18 V AC
Drivspänning min/max.	18-40 V AC	12-20 V AC
Strömbegränsning	0,1/0,4/2A	0,1/0,4/4 A
Utgångsspänning, max.	0,0-40,0V	0,0-15,0V
Utgångspänning, tomgång	0-40V	0-25V
Inre resistans DC-50Hz	10 milli ohm	10 milli ohm
Avstängningstemp.	65-75grader	65-75 grader
Rippel vid max. belastn.	0,2 mV	0,2 mV

TEORETISK FUNKTION

Laboratorienätaggregatet NT 400 är uppbyggd som en serieregulator. Den ovanliga uppbyggnaden har många fördelar framför de konventionella lösningarna.

Två kraftiga effekttransistorer levererar utgångsspänning genom KOLLEKTOR till belastningen. Då emittrarna på dessa parallellkopplade transistorer är förbundna till nätdelens laddningskondensator, är styrspänningsförhållandena lika. Detta oberoende om regleringen till basen är liten eller stor. Spänningen sjunker högst 1 volt, som då kommer att stå över effekttransistorernas bas - emittersträcka.

Krafttransistorerna får matningsspänningen från en mycket stor laddningskondensator, som med tanke på utrymmesskäl, är placerad utanför kretskortet. Kondensatorn monteras på en bygel.
Likriktaren är en helvågslikriktare, uppbyggd med fyra stora tre ampere dioder. Den maximala strömmen för dessa dioder är 6 ampere.

Den maximala likspänningen över laddningskondensatorn är ca. 50 V DC. Denna spänning nås, om den använda transformatorn levererar 36 volt vid påstämplad ström. Den likriktade och glättade spänningen är alltid 1,4 ggr. större än den anslutna växelspänningen.
De två effekttransistorerna tillåter en maximal utgångsström på upp till 4 ampere med en 18 volt's transformator eller 2 ampere vid 36 volt. Man kan på grund av effekt/värmeöverförningen till kylflänsen och »secondary break down» fenomenet inte BÅDE dra 4 ampere och använda en 36 volts transformator.
Med kortslutad utgång och 2 ampere, är effektförlusten i kylflänsen nästan 100 watt med en 36 volts transformator. Transistorerna tåler vardera 70 watt, tillsammans 140 watt. Försöker man att dra 4 ampere med 36 volt, kommer effektförlusten att vara över 200 watt! Oberoende på kylflänsens storlek, kan värmen inte överföras från transistorerna till flänsen tillräckligt snabbt.

Transistorn T3 levererar en styrström till effekttransistorernas basar. Vid maximal belastning, är effektförlusten i denna transistor omkring 1 watt.
T3 styrs i sin tur av en operationsförstärkare i IC2. Denna integrerade krets innehåller två operationsförstärkare. Den andra operationsförstärkaren i IC2 används som temperatursäkring vid termisk överbelastning.

En del av transformatorspänningen åtskiljs galvaniskt från resten av konstruktionen med två kondensatorer C2 och C3. Spänningen från dessa kondensatorer likriktas och matas till en spänningsregulator på 12 volt. (IC1). På detta sätt har man, i förhållande till jord, en positiv referensspänning. Referensspänningen jämförs med utgångsspänningen från nätdelen i en operationsförstärkare. Operationförstärkarens ena ingång (non inverting) är förbunden till jord (plus). Vid stabilitet, är också den andra ingången (inverting) 0.
Spänningsförhållandet mellan referensen och utgången ger en med referensen beroende proportionallitet. Det vill säga, att om potentiometern för spänningsinställning har samma motstånd som motståndet för referensen, kommer utgångsspänningen att vara den samma som referensspänningen - 12 volt.

För att avsäkra nätdelen eller den anslutna utrustningen, finns det en strömsäkring i NT 400. Den består av en NPN-kiseltransistor, som mäter spänningsskillnaden över några fasta motstånd. Om spänningen över bas - emittersträckan på denna transistor överstiger 0,5 volt, kommer utgångsspänningen från nätdelen att tvingas till 0. Detta oberoende på inställning. Kortsluter man lödöra 7 och 9, kommer strömmen att vara begränsad till 400 mA. Kortsluter man 7 och 8, kommer strömbegränsningen att slå till vid 2 eller 4 ampere beroende av komponentval. Utesluter man kortslutningarna, kommer strömbegränsningen att börja redan vid 100 mA. Man kan på ett enkelt sätt välja strömbegränsning med en omkopplare.

Utgången från operationsförstärkaren till temperaturstyrningen finns på lödöra 10. Mellan detta lödöra och jord (plus), kan man ansluta en lysdiod med ett seriemotstånd (1,5 kohm). På så sätt kan man få en visuell indikering vid temperatur - överbelastning.

NTC motståndet, som är placerat mellan de två effekttransistorerna på vinkelflänsen, är på 220 kohm vid 20° C.
När temperaturen når ca. 70° C är motståndets värde omkring 27 kohm. Under 27 kohm, d.v.s. över 70° C, utstyrs den andra operationsförstärkaren, som stänger den första oberoende på spänningsinställningen. Utspänningen från nätdelen sjunker till noll och först när temperaturen kommer en bit under 70°, ger NT 400 ut spänning igen.

Temperaturregleringskretsen är INTE försedd med någon elektronisk hysterense, men den termiska fördröjningen i kylvinkeln tillsammans med den stora DC förstärkningen i operationsförstärkaren gör, att man kan uppnå »halv» nerdämpning.
Med korrekt motståndsval på utgången av de två operationsförstärkarna, kommer temperaturregleringskretsen att bestämma. När temperaturregleringskretsen är öppen, har den inget inflytande på spänningsinställningen på grund av gatedioden D10.

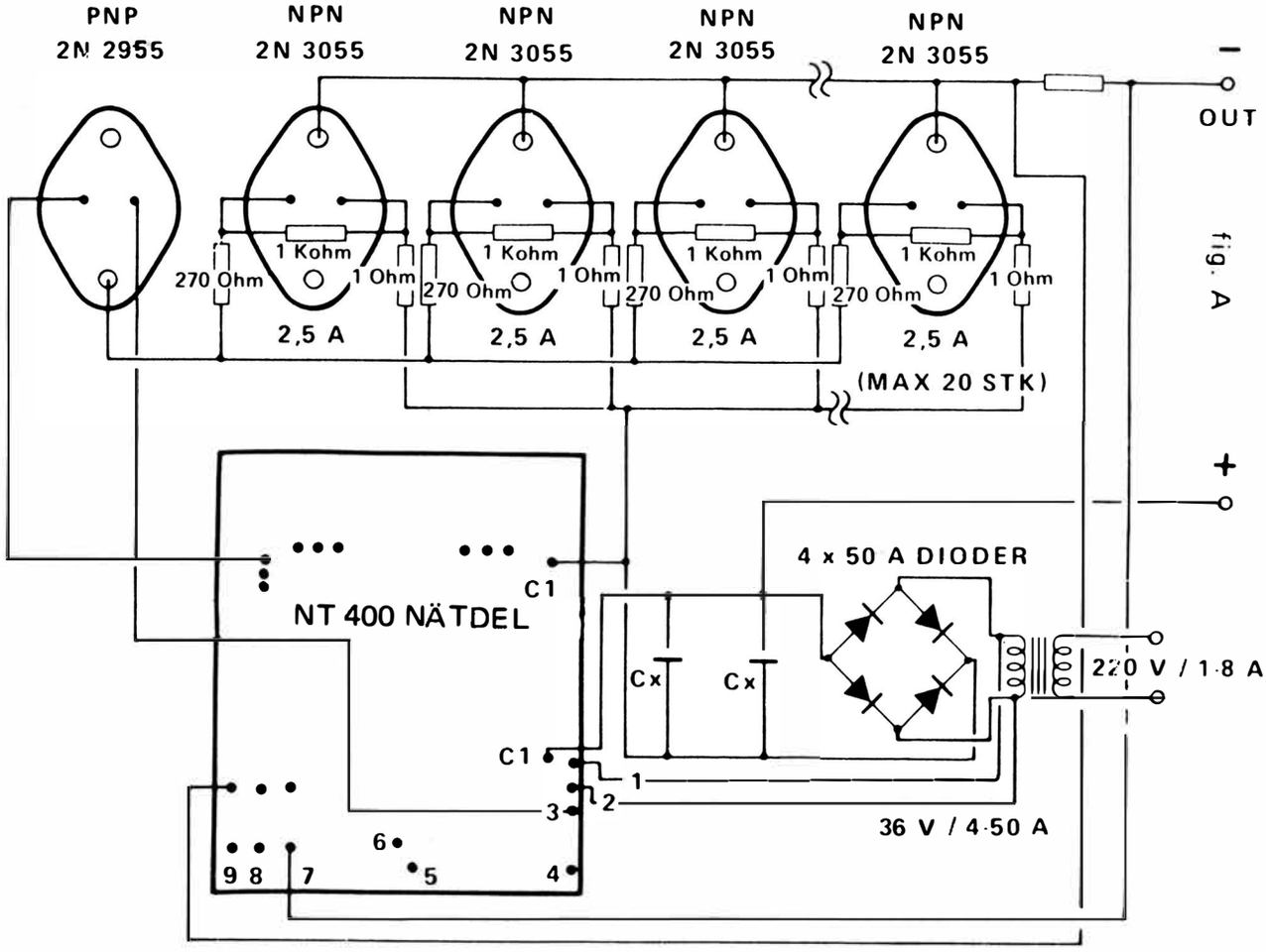


fig. A

På ritningen visas hur NT 400 kan utökas till att ge mycket stora utgångsströmmar - på upp till max. 50 ampere. Det är inte lämpligt för nybörjare att försöka sig på en sådan här uppställning.

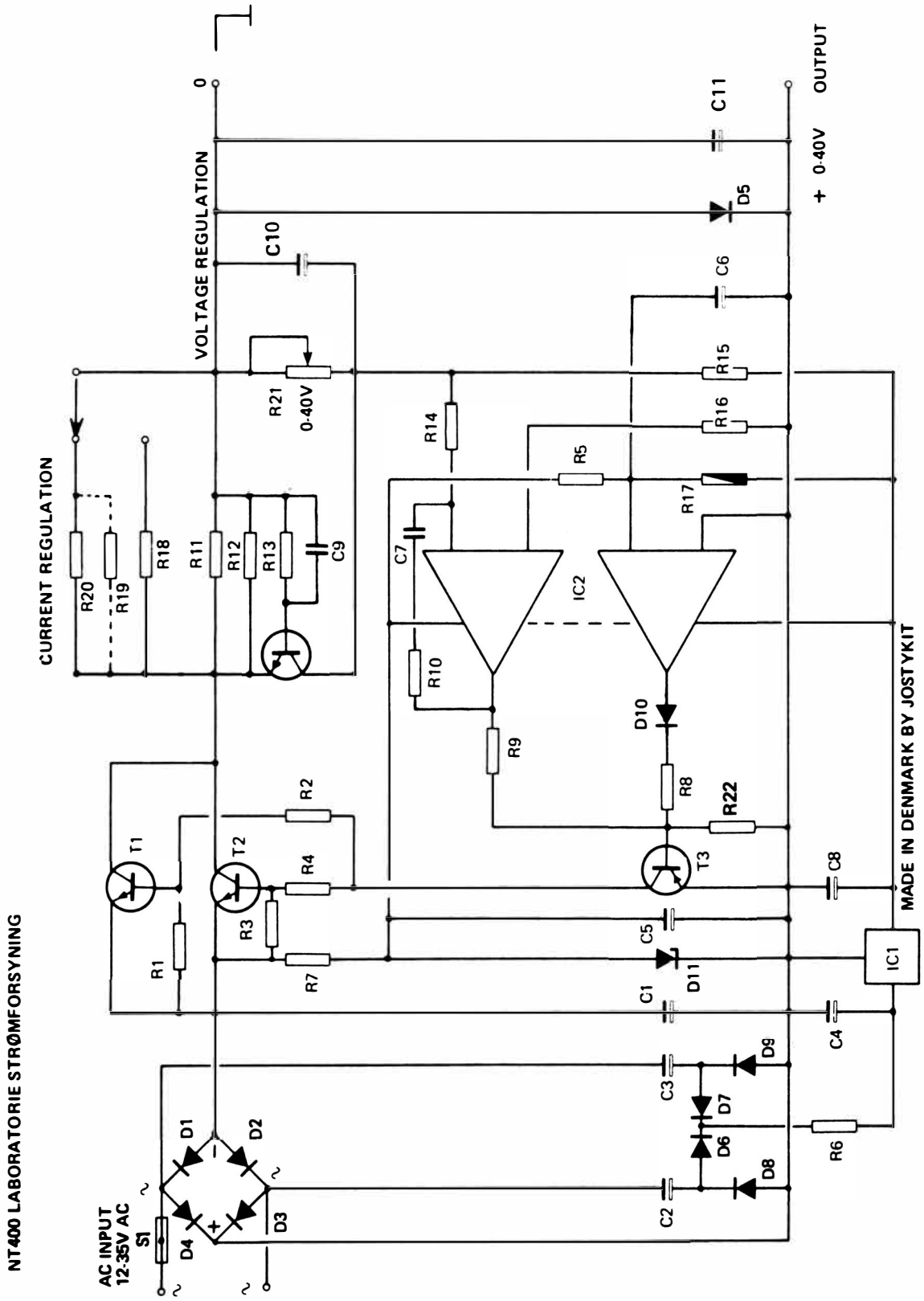
Till NT 400 finns hos JOSTY KIT en färdig inbyggnadslåda B 3400. Den innehåller instrument och kylflänsar samt alla monteringsdetaljer.
En annan möjlighet är att använda inbyggnadslådan B 1250.

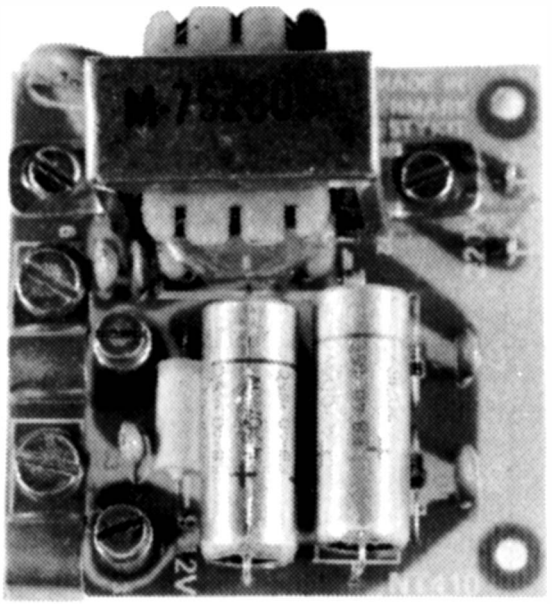
KOMPONENTLISTA

R1		2,7 kOhm
R2	(vid 2 A)	1 kOhm
R2	(vid 4 A)	150 Ohm
R3		2,7 kOhm
R4	(vid 2 A)	1 kOhm
R4	(vid 4 A)	150 Ohm
R5		15 kOhm
R6	(vid 2 A)	1 kOhm
R6	(vid 4 A)	100 Ohm
R7	(vid 2 A)	5,6 kOhm
R7	(vid 4 A)	1,5 kOhm
R8		5,6 kOhm
R9		4,7 kOhm
R10		82 kOhm
R11		10 Ohm
R12		10 Ohm
R13		470 Ohm
R14		12 kOhm
R15		12 kOhm
R16		12 kOhm
R17		220 kOhm
R18		1 Ohm
R19		0,22 Ohm
R20		0,22 Ohm
R21		47 kOhm

C1	4700 uF/63 V
C2	100 uF/63 V
C3	100 uF/63 V
C4	470 uF/40 V
C5	220 uF/16 V
C6	4,7 uF/35 V
C7	27 pF/125 V
C8	10 uF/25 V
C9	2,2 nF/125 V
C10	2,2 uF/35 V
C11	220 uF/40 V

D1-4	1N5404
D5	1N4005
D6-10	1N4148
D11	ZPD 4,7 V
T1	BD243
T2	BD243
T3	BD138
T4	BC174
IC1	78L12
IC2	1458 el. SN72558


NT400 LABORATORIE STRØMFORSYNING
AC INPUT
12-35V AC
S1
D1
D2
D3
D4
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
C9
C10
C11
D5
D6
D7
D8
D9
D10
D11
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
R12
R13
R14
R15
R16
R17
R18
R19
R20
R21
0-40V
R22
T1
T2
T3
IC1
IC2
CURRENT REGULATION
VOLTAGE REGULATION
0
+ 0-40V OUTPUT
MADE IN DENMARK BY JOSTYKIT



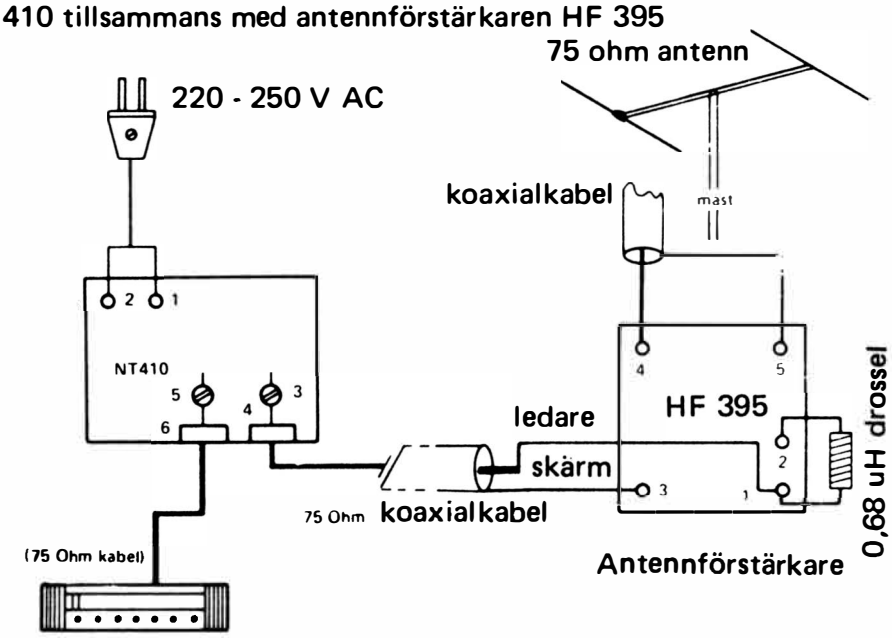
TEKNISKA DATA

Drivspänning	220 - 240 V AC
Effektförbrukning	3 — 4 W
Utgångsspänning vid 100 mA	7,5 V DC
Utgångsspänning vid 50 mA	10 V DC
Utgångsspänning vid 25 mA	12 V DC
Brumspänning vid 50 mA max.	0,5 V AC
Anslutes till	HF 395 och HF 385-2
Driftstemperatur	50 — 70° C

TEORETISK FUNKTION

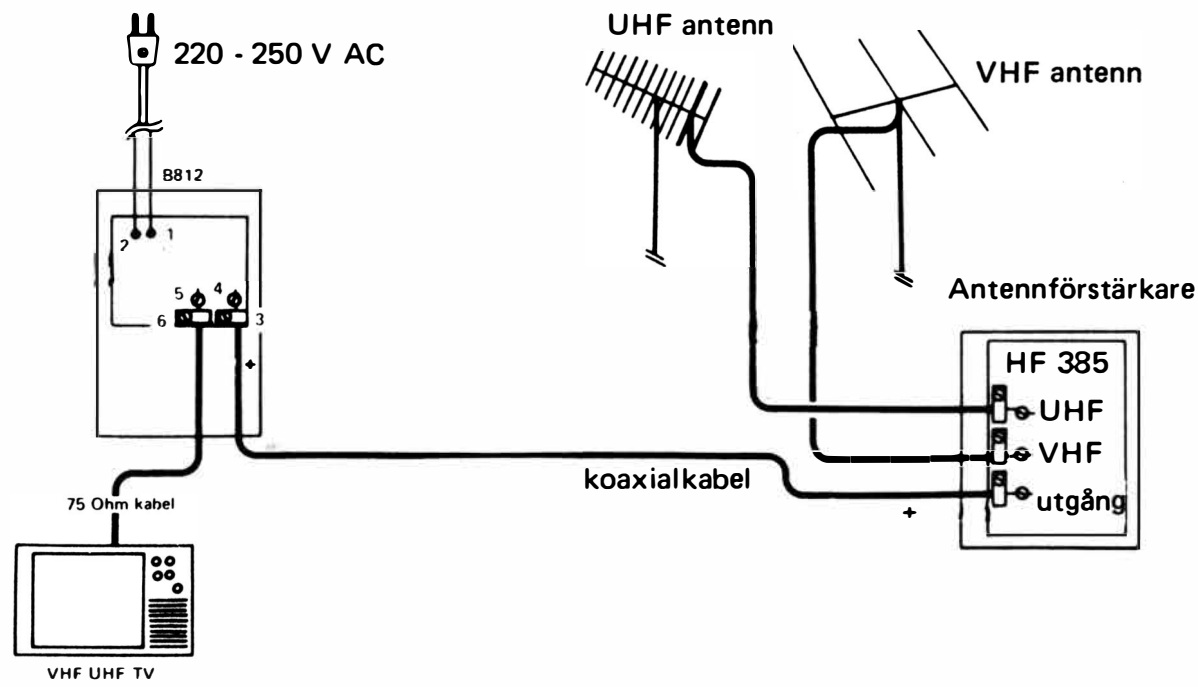
Som visas på kopplingschemat är NT 410 ett mycket enkelt nätaggregat. Transformatorn transformerar ner nätspänningen till 9 volt. Därefter helvågslikriktas växelspänningen i en GRAZ-koppling. Kondensatorerna parallellt med dioderna är till för att förhindra högfrekvent brum. C1 är en glättnings-kondensator. R1 och C2 är ett filter för brum (RC led). Spolen L1 leder likspänningen till antennförstärkaren, men spärrar samtidigt för den högfrekventa signalen, så att den inte kan komma in i nätdelen.
För att kunna överföra HF - signalen till mottagaren men inte likspänningen finns en kondensator (C3) monterad i serie med utgången till mottagaren.

NT 410 tillsammans med antennförstärkaren HF 395



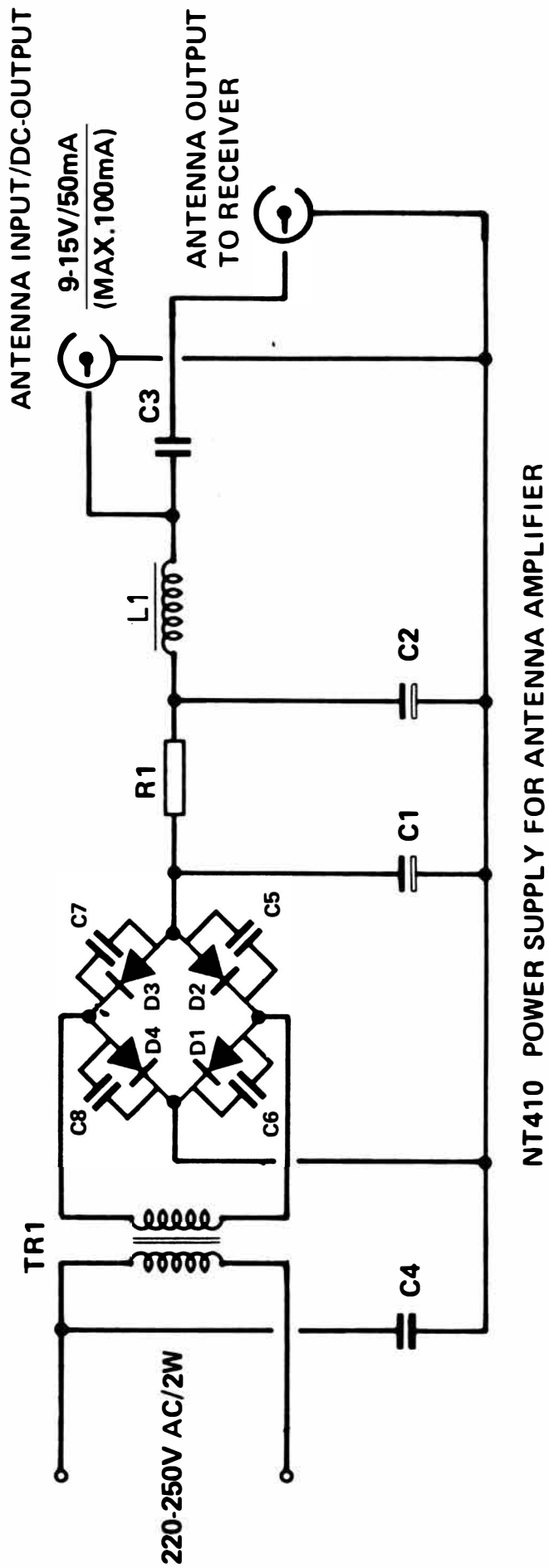
Ritningarna visar hur NT 410 anslutes till HF 395 och HF 385-2. Använd alltid koaxialkabel som nerledare från antennförstärkarna.

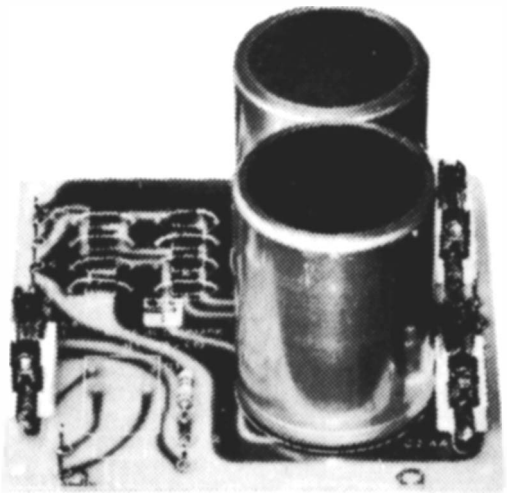
NT 410 tillsammans med antennförstärkaren HF 385



KOMPONENTLISTA

R1	10 Ohm
C1	470 uF/16 V
C2	470 uF/16 V
C3	1 nF/125 V
C4	1 nF/5000 V
C5	1 nF/125 V
C6	1 nF/125 V
C7	1 nF/125 V
C8	1 nF/125 V
L1	0,68 uH/1,5 A
D1	1N4005
D2	1N4005
D3	1N4005
D4	1N4005
TR1	T400





NT360/410 är en ostabiliserad, brumfri nätdel, speciellt avsedd för AF360 eller AF410.

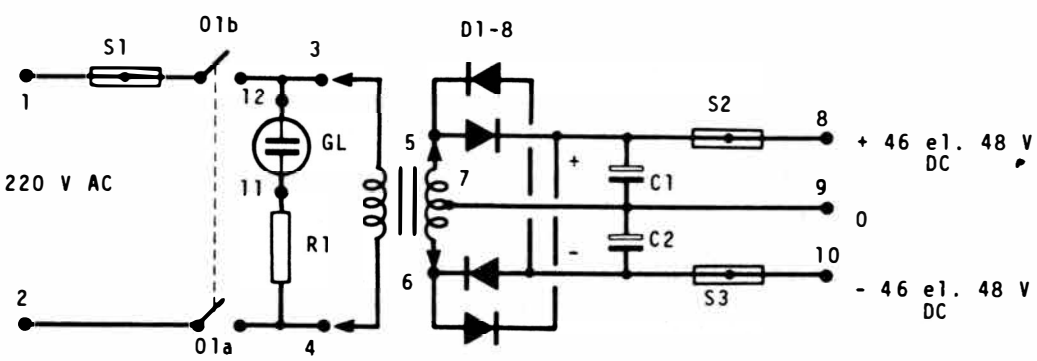
Tillsammans med förstärkaren AF360 användes transformator T302, med AF410 transformator T303.

TEKNISKA DATA

Utgångsspänning max.	48 V DC
Utgångsström	4 A
Brumspänning	1,3 V

KOMPONENTLISTA

R1	150 k Ohm
C1	4700uF/50-70V
C2	4700uF/50-70V
D1 - 8	1N4005



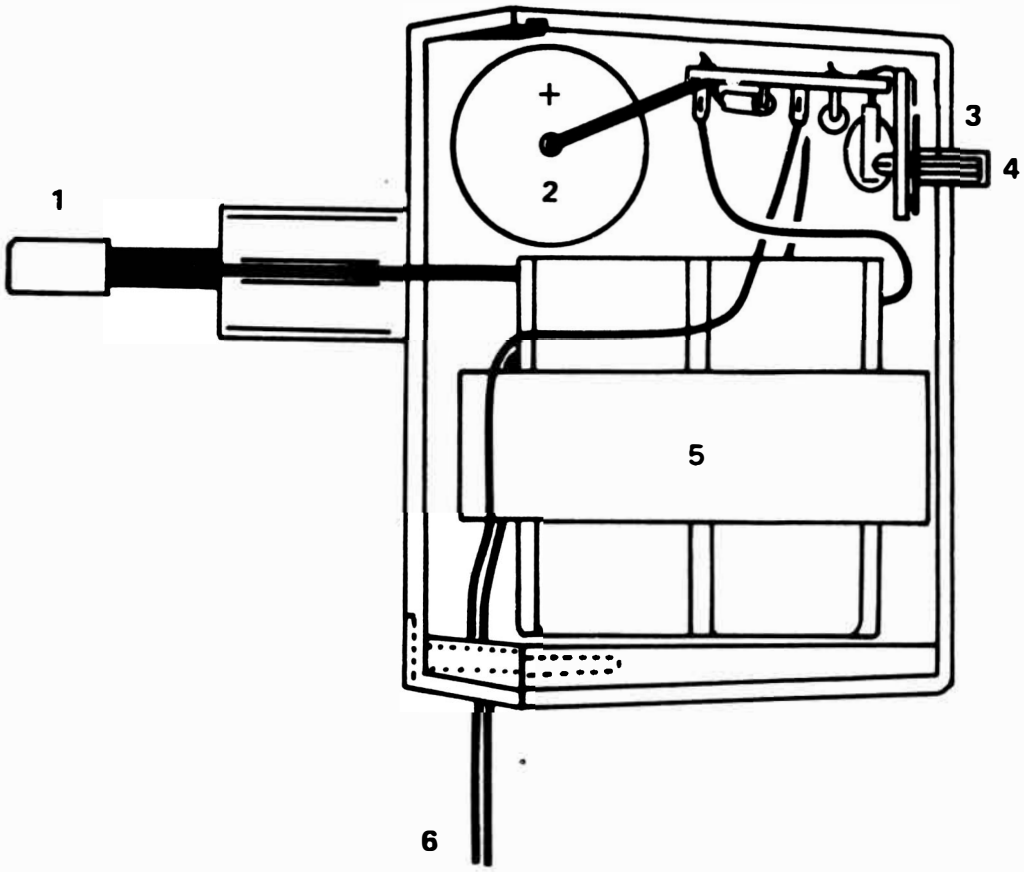
TEKNISKA DATA

Drivspänning	220 — 250 V AC
Effektförbrukning	2 — 5 W
Reglerbar utspänning	5 — 12 V DC
Max. ström vid 5-7,5 V	400 mA
Max. ström vid 7,5-9 V	300 mA
Max. ström vid 9-12 V	150 mA
Max. ström vid 12-13,5 V	50 mA
Rippel max.	2 mV
Kortslutningsström vid max. spänning	65 mA

TEORETISK FUNKTION

NT 411 är en liten batterieliminator uppbyggd kring en spänningsregulator. Transformatorn levererar i tomgång 13,5 volt växelspänning till helvågslikriktaren med dioderna D1 till D4. C1 är en elektrolytkondensator som glättar likspänningen. IC1 är en spänningsregulator på 5 volt. I och med att man motkopplar en del av utgångsspänningen genom motståndet R1 och trimpotentiometern R2, kan utgångsspänningen varieras.

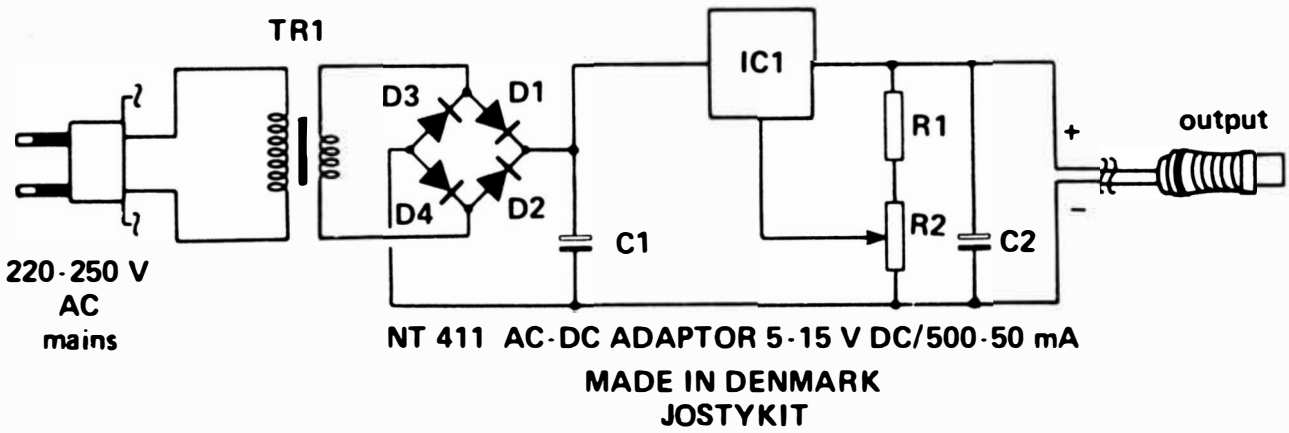
Kondensatorn C2, är en stabiliseringskondensator, för att förhindra uppkomsten av självsvängning.

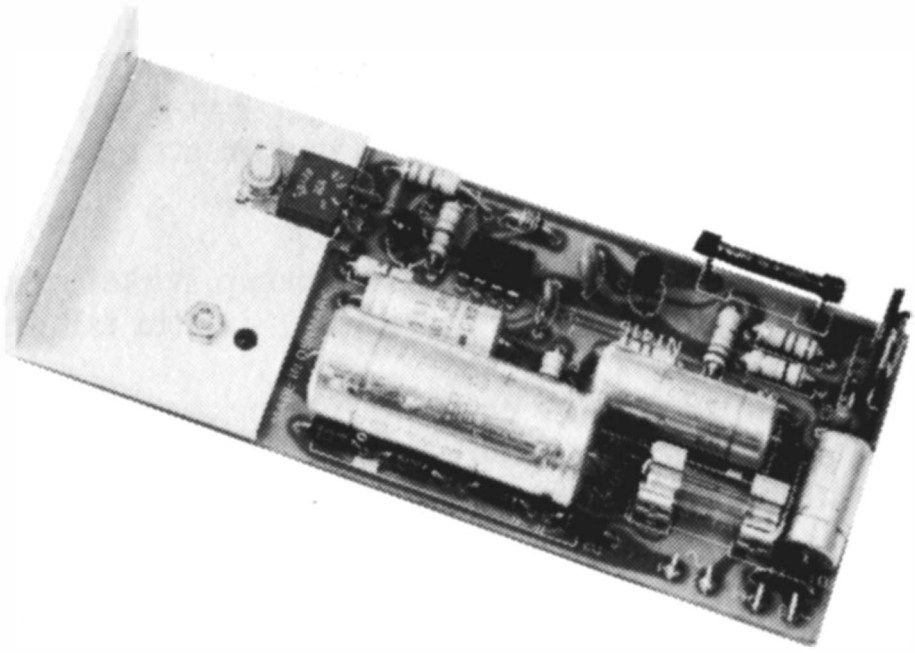


1 = 220 — 250 V AC
2 = C1 Elektrolytkondensator
3 = R2 Trimpotentiometer
4 = Spänningsjustering 5 — 15 V DC
5 = TR1 Transformator
6 = Plus/minus 5 — 15 V DC

KOMPONENTLISTA

R1	330 ohm	1/4 W motstånd
R2	470 ohm	1/4 W motstånd
C1	1000 uF/16 V	elektrolytkondensator
C2	10 uF/35V	tantalelektrolytkondensator
IC1	L129 el. LM340-5	Spänningsregulator
D1	1N4005	Diod
D2	1N4005	Diod
D3	1N4005	Diod
D4	1N4005	Diod





TEKNISKA DATA

Drivspänning	12 — 24 V AC
Max. drivspänning	30 V AC
Reglerbar utspänning	0,0 — 30,0 V DC
Rippel vid 1 A	1 mV
Typ. rippel vid 0,5 A	0,1 mV
Inre resistans DC för 100 Hz	10 milli ohm
Stig tid	10 V/ms
Kortslutningsström	1200 mA
Max. effektförlust	30 W
Rekommenderad kylfläns	1,5°C/W

TEORETISK FUNKTION

NT 415 är uppbyggd med en integrerad krets, 3 transistorer och 9 dioder.
Kortslutningssäkringen är uppbyggd med en kiseltransistor. När denna transistors bas - emitterspänning på 0,6 - 0,7 volt uppnås, leder den och drar utgångsspänningen ner till 0 volt. Denna bas - emitterspänning är temperaturberoende. Vid temperaturer på omkring 60° C, kan kortslutningsströmmen vara under 1 ampere.

NT 415's stabilitet är MYCKET hög. Så hög att man kan insätta en motståndsdekad i stället för R9 och få direkt proportionella spänningar på utgången. Konstanten för NT 415 är 1K2/V. Det menas att ökningen är 1,2 kohm per volt. Två motstånd i serie ger 2 volt, tre ger 3 volt osv. Man kan också göra steget 0,1 volt(100mV) genom att använda motstånd på 120 ohm.

Regleringskretsen i NT 415 är av serietyp, vilket menas att spänningen regleras med ett motstånd, - i detta fall en NPN-kiseltransistor.
Effekttransistorn styrs av en mindre transistor T2, som i sin tur styrs av en integrerad krets, IC1. Den integrerade kretsens inverterade ingång mäter spänningsskillnaden mellan jord (plus) och en spänningsdelare, som kan regleras med en potentiometer.
När utgångsspänningen har inställt sig på ett bestämt värde, kommer spänningsförhållandet mellan en konstant negativ spänning och utgångsspänningen att vara 0.

För att den integrerade kretsen skall kunna arbeta i nollområdet med plus/minus spänning på några millivolt, måste den drivas med en positiv och negativ spänning på omkring 10 volt. Dessa två spänningar tillverkas på två olika sätt. Den negativa drivspänningen fås genom att montera ett motstånd från minus till en zenerdiod som i sin tur är kopplad till plus (jord). Den positiva drivspänningen får framställas - den finns inte direkt tillgänglig. En elektrolytkondensator på 100 uF överför en del av transformatorns växelspänning - med galvanisk seperation - till en likriktare med två dioder. Denna spänning är, i förhållande till jord, mera positiv. Den stabiliseras, glättas med en kondensator (C3), diod, (D6) och motståndet R2.

Strömbegränsningen på NT 415 kan programmeras till andra värden under 1 ampere. Motståndet R8 bestämmer kortslutningsströmmen. Enligt OHM's lag och basförspänningen till transistorn som är 0,5 volt fås formeln:

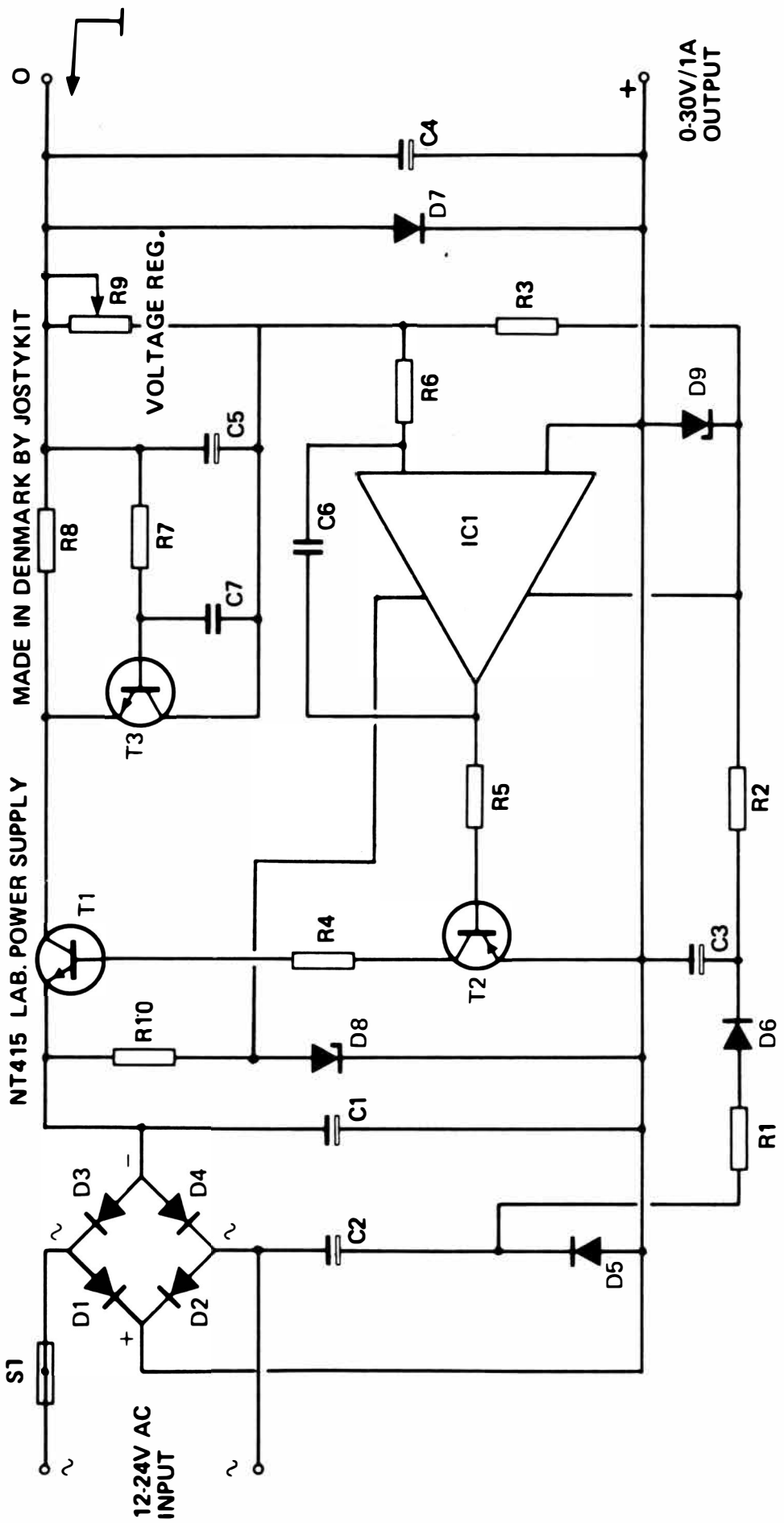
$I_{begr.} = 0{,}5V/R8$

eller om man vill veta motståndet för en given ström

$R8 = 0{,}5\ V/I_{begr.}$

KOMPONENTLISTA

R1	330 Ohm
R2	680 Ohm
R3	12 kOhm
R4	330 Ohm
R5	3,3 kOhm
R6	10 kOhm
R7	680 Ohm
R8	0,47 Ohm
R9	47 kOhm
R10	2,7 kOhm
C1	1000 uF/35-40 V
C2	100 uF/35-40 V
C3	470 uF/16-18 V
C4	47 uF/40 V
C5	0,22 uF/35 V
C6	1 nF/125 V
C7	2,2 nF/125 V
D1	1N4005
D2	1N4005
D3	1N4005
D4	1N4005
D5	1N4148
D6	1N4148
D7	1N4005
D8	ZPY10
D9	ZPY10
T1	BC239
T2	MEO412
T3	BC171 el. BC174
IC1	MIC741 el. LM741 el. 741


NT415 LAB. POWER SUPPLY
MADE IN DENMARK BY JOSTYKIT
VOLTAGE REG.
0-30V/1A
OUTPUT
12-24V AC
INPUT
O
+
S1
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
D8
D9
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
T1
T2
T3
IC1

RÅD FÖR SJÄLVBYGGE AV ELEKTRONIKAPPARATER

— ELSÄKERHETSKRAV—

Enligt Statens Industriverks kungörelse (SIND-FS 1977:2) om kontroll av viss teleteknisk materiel erfodras godkännande av SEMKO för de flesta slag av teletekniska apparater som används i hemmen. Undantag gäller dock bl. a. sådana apparater som användaren själv byggt, endera med hjälp av byggsatser eller egna konstruktioner (§ 2, mom 7).
Detta innebär emellertid icke att kraven på elsäkerhet, d.v.s. säkerhet mot elektrisk stöt och brand, eftersätts för sådana apparater. Det innebär istället att apparatbyggaren själv har ansvaret för att hans apparat i dessa avseenden är betryggande. Den får ej säljas eller skänkas bort.

För all materiel, som ansluts till 220 V växelspänning, gäller Statens Industriverks föreskrifter för elektriska starkströmsanläggningar (kallade Starkströmsföreskrifterna). För provningspliktiga apparater anses dessa uppfyllda, om apparaten uppfyller SEMKO:s provningsbestämmelser, som fastställts av Statens Industriverk.

PRAKTISKA RÅD FÖR SJÄLVBYGGAREN

1. Se till att Du har behövliga verktyg. Särskilt viktigt är att Du har en bra lödkolv och kan utföra riktiga lödningar. Har Du aldrig lött förut, be då någon som kan, att han lär Dig konsten. Använd syrafritt flussmedel, eller lödtenn som innehåller detta vid alla lödningar.

2. Var försiktig vid lödningen så att komponenter och isoleringar icke skadas av den varma lödkolven.

3. Motstånd som utvecklar värme måste vara fritt monterade från kretskort, ledningar och andra brännbara delar.

4. Uteslut inga säkrings— och skyddskomponenter.

5. Se till att Du använder komponenter som är rätt dimensionerade. Använd exempelvis ej ett halvwattsmotstånd, där Du enligt anvisningen skall ha ett enwattsmotstånd.

6. Se till att rikliga isolationsavstånd till nätspänningsförande delar erhålls. Detta är speciellt viktigt mellan oisolerade nätspänningsförande delar och berörbara metalldelar (chassit och sekundärkretsen).

7. Se till att delar, komponenter, ledningar m.m. är betryggande fixerade, så att risk för överledning eller skadlig uppvärmning av omgivningen inte föreligger.

8. Bunta inte ihop nätspänningsförande ledningar med andra.

9. Ge Dig inte in på att tillverka (etsa) kretskort om dessa är avsedda för komponenter som skall föra nätspänning.

10. Tillverka inte nättransformatorn själv utan välj en riktigt dimensionerad, färdig sådan.

11. Kontrollera att stickpropp, nätsladd, strömställare och säkringar är av S - märkt utförande.

12. Kontrollera att säkringarna har rätta data, så att åsyftat skydd erhålles.

13. Sätt aldrig i säkringar för större ström än byggnadsanvisningarna anger. Det kan resultera i brand och att Du förstör dyrbara komponenter.

14. Om en säkring löser ut har DU troligen gjort en felkoppling och Du måste då ta reda på felet och rätta till det innan Du byter säkring.

15. Gör inga provisoriska kopplingar utan gå från början in för att göra ett rejält jobb.

16. Använd väl isolerad kopplingstråd, särskilt i kretsar som för nätspänning.

17. Se till att kopplingstrådarnas isolering inte kan skadas av skarpa metallkanter, rörliga delar, varma komponenter.

18. Använd endast högtalare som är anpassade till förstärkarens impedans och utgångseffekt.

19. Se till att apparathöljet passar in och ger tillräckligt beröringsskydd och att erfoderliga ventilationsöppningar finns i höljet. Höljet skall ej kunna lossas utan hjälp av verktyg.

20. Var försiktig när du provkör apparaten. Tänk på att det är livsfarligt att beröra nätspänningsförande delar. Se till att någon finns i närheten som kan bryta strömmen om Du fastnar.

JOSTY KIT ger varje år ut en katalog, vilken innehåller varor, information och priser på alla JOSTY KIT byggsatser. Katalogen innehåller förutom byggsatser även alla elektronikkomponenter till dessa. Vidare finns även högtalarelement, kabinetter till dessa, litteratur, mätinstrument, verktyg m.m.
Pris 1977 års katalog: Kr. 7:00 plus porto.

TILL JOSTY KIT AB BOX 3134 200 22 MALMÖ 3

☐ JOSTY KIT katalog
☐ Tillämpad Elektronik

Namn .....

Utdelningsadress .....

Postnummer och ort .....

Föredrar Du att ringa till oss, finns vi på 040/126708,126718
Och Du är alltid välkommen till vår butik Ö. Förstadsgatan 8 i MALMÖ eller i GÖTEBORG på Övre Husargatan 12.
Vi håller öppet 10 — 18, lördagar 9 — 13.

Tillämpad Elektronik

Elektronikbyggare
- det här är en bok för dej!

Antingen Du är garvad eller grön. Drygt 260 sidor om elektronikens grunder och sedan lika många med byggnadsbeskrivningar och principschemor. Steg för steg lär Du dej, hur Du själv beräknar komponenternas storlek, vad som händer i konstruktionen från ingång till utgång m.m. Det är enklare att lära än Du tror. Författaren, den kände danske ingenjören och »elektronikern» J. Soelberg är sedan länge en välkänd pionjär på området elektronik i byggsats. Med Tillämpad Elektronik visar han, att han dessutom är en utmärkt pedagog.
Till sin hjälp har han den troligen effektivaste av alla inlärningsmetoder — PROGRAMMERAD UNDERVISNING. Sedan Du läst ett avsnitt, får Du kontrollera dina kunskaper i ett antal frågor med svarsalternativ. Samtliga svarsalternativ kommenteras i FEEBACK - LISTAN som är något helt annat än ett »facit». Så fortsätter Du undan för undan, hela instruktionsdelen igenom.
Har Du inte matte-kunskaper så det räcker? Köp då lugnt den här boken. Den lär dej matematiken Du behöver också.
När Du läser boken har Du tio intressanta och roliga småkonstruktioner att öva dej på. Kretskort för dessa, ingår i bokens pris.

ELEKTRONIK FÖR ALLA

JOSTY KIT

JOSTY KIT AB

Ö. FÖRSTADSGATAN 8
POSTADRESS: Box 3134
200 22 MALMÖ 3
Tel: 040/126708