

AE

JAN SOELBERG ANVENDT ELEKTRONIK

ANVENDT ELEKTRONIK ELEKTRONISK GRUNDBOG AE-KONSTRUKTIONER
INDLAGT PRINTPLADE TIL 10 AF BOGENS KONSTRUKTIONER DIAGRAMBOG



ANVENDT ELEKTRONIK
af
JAN SOELBERG

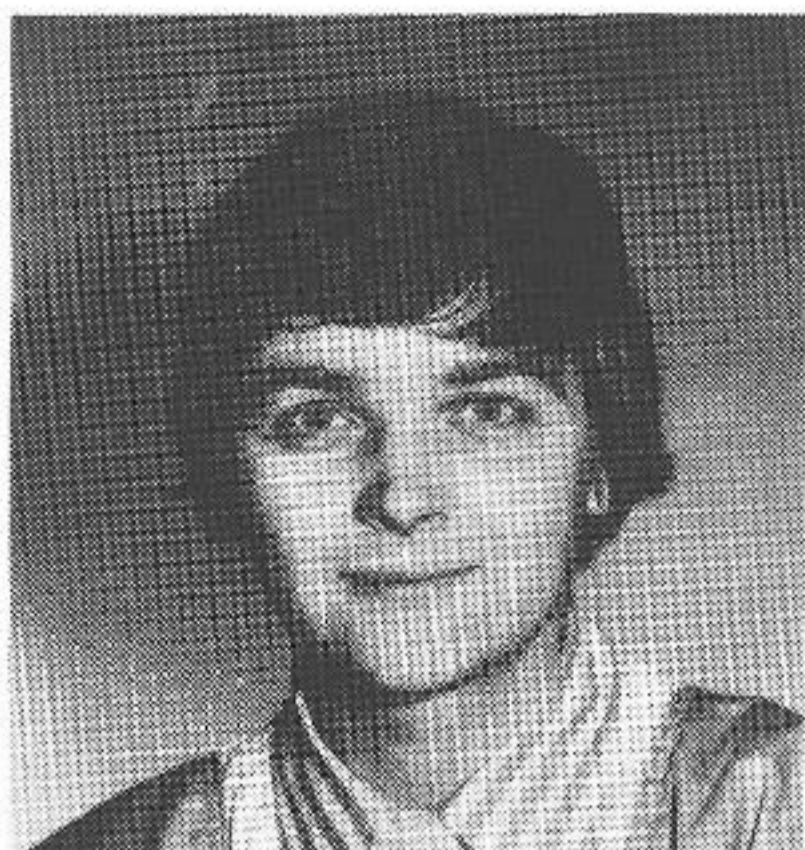
PROGRAMMERET INDLÆRING
I TRANSISTORTEKNISKE
GRUNDBEGREBER
AE-KONSTRUKTIONER
DIAGRAMEKSEMPLER
JOSTYKIT DIAGRAMMER

COPYRIGHT
JOSTYKIT - Jan Soelberg
København

Trykt i København 1977
8. udgave
Første oplag

NU TRYKT I MERE END 200.000
EKSEMPLARER på dansk, svensk, tysk,
engelsk, fransk & hollandsk.

Indholdet af denne bog må ikke kopieres, hverken helt eller delvist, uden udgiverens og forfatterens skriftlige tilladelse, ligesom erhvervs-mæssig udnyttelse ikke er tilladt.
Udgiveren forbeholder sig ret til uden varsel at ændre styklister og data for de angivne diagrammer.



Jan Soelberg

Kære læser.

Den første udgave af AE-bogen blev udgivet i Danmark i 1970. Interessen for bogen viste sig så stor, at man måtte trykke et nyt oplag allerede måneden efter.

Derefter fulgte flere oplag og udgaver på mange sprog.

Den udgave, De nu holder i hånden, er helt revideret. Sidetallet er fordoblet, der er en mængde nye konstruktioner i, og de 10 medfølgende AE-printplader er forsynet med færdigstansede huller.

AE-bogen anvendes i hele Europa til aftenskoleundervisning og til selvstudium, fortrinsvis for begyndere, men AE-bogen benyttes også meget som opslagsværk, fordi den indeholder en mængde Jostykit-diagrammer.

Det er mit håb, at denne udgave vil være til glæde for Dem - som den har været det for de over 200.000 andre læsere over hele verden.

Før De starter, bør De bemærke bogens specielle opdeling og starte med LÆSEVEJLEDNINGEN.

Venlig hilsen

København, februar 1977

ISBN 87-980079-0-4



Kapitel	Anvendelse	Side
Grundbog		
L	Læsevejledning	7
G1	Atomteori	10
G2	Halvledere	12
G3	Strøm og spænding	15
G4	Kondensatorer	18
G5	Forbindelse af kondensatorer	20
G6	Kondensatortyper	22
G7	Elektromagnetisme	25
G8	Modstande - Ohm's lov	28
G9	Forbindelse af modstande	32
G10	Effekt	37
G11	Vekselstrøm	39
G12	Netdelen	41
G13	Kondensatorer og spoler ved vekselstrøm	45
G14	Afstemte kredse	47
G15	Måling	50
G16	Halvledere (2)	60
G17	DC-kobling	73
G18	AC-kobling	88
G19	Filtre	92
G20	Akustiske komponenter	110
G21	Antenner	126
G22	AM og FM - modulation	129
G23	Senderen	131
G24	Modtageren	141
G25	Stereo	154
G26	Oscilloskopet	161
G27	TV-modtageren	164
G28	Båndoptageren	167
G29	Montering	172
G30	Datateknik	178
Tillægsafsnit		
T1	Regneteknik og nomenklatur	185
T2	Farvekodning	191
T3	Signaturforklaring	195
T4	Forstærkning og dB	203

Kapitel	Anvendelse	Side
Feed-Back liste		
F	Feed-Back liste	209
AE-konstruktioner		
AE 1	Udgangsforstærker, 100 mW	248
AE 2	Forforstærker	249
AE 3	Diodemodtager	251
AE 4	Elektronisk blinker	252
AE 5	Astabil multivibrator	253
AE 6	Monostabil multivibrator	254
AE 7	RC-tonegenerator	255
AE 8	Filter til bashævning	256
AE 9	Filter til diskanthævning	257
AE 10	CCIR-filter	258
Ekstra koblingseksempler		
1	Ekstra koblingseksempler	259
2	Tidsforsinker	260
3	Generator med TTL-IC	261
4	Universalboard A 210	262
5	Løgnedetektor	267
6	JOSTYKIT-byggesæt	268
JOSTYKIT elektroniske byggesæt		
Siliciumforstærkere (AF)		
AF 25	Elektronisk mixer	269
AF 30	Forforstærker for dynamisk pick-up	271
AF 90	Aktiv tonekontrol	274
AF 95	Aktiv tonekontrol med forstærkning	276
AF 300	3 watt universalforstærker	280
AF 302	Efterklangsforstærker	284
AF 310	10 watt modul-udgangsforstærker	287
AF 340	40 watt modul-udgangsforstærker	294
AF 350	Stereoforforstærker	298
AF 360	50 watt prof. modul-udgangsforstærker	304
AF 380	2 watt universalforstærker	307
AF 386	1 watt miniforstærker	317
AF 410	100 watt prof. modul-udgangsforstærker	325

Kapitel	Anvendelse	Side
Automatik-kredsløb (AT)		
AT 30	DC-forstærker med relæudgang	328
AT 60	1 kanal lys-show	330
AT 65	1 kanal lys-show	332
AT 305	Elektronisk relæ, 15 Watt	334
AT 320	Alsidig AC/DC regulator	338
AT 325	Pauseintervalgiver og blinker 72 Watt	348
AT 347	Elektronisk spillemaskine	352
AT 350	Vekselstrømsregulator	357
AT 351/2/3	Støjfiltre for TRIAC's og SCR's	360
AT 365	Trilite - mikrofonstyret 3 kanal lys-show	362
AT 390	Støjspærre for FM-modtagere	368
AT 405	Elektronisk parkeringslys	370
AT 460	Monolite - 1 kanal lys-show	374
AT 465	Superlite - 3 kanal lys-show	379
AT 466	Strobolite - stroboskob lys-show	384
AT 468	Quadrolite - 4 kanal løbelys-show	390
Grundprint (GP)		
GP 304	Grundprint, MONO for 1 stk. AF 310	396
GP 310	Stereogrundprint m. forforst. for 2 x AF 310	398
GP 340	Stereoforstærkergrundprint for 2 x AF 340	406
GP 360/410	Orkestergrundprint Mono til 50 el. 100 Watt	414
GP 450	Stereo grundprint for 2 x AF 360	423
Guitar og orkester-elektronik (GU)		
GU 330	Guitar tremolo	426
Højfrekvensopstillinger (HF)		
HF 61-2	Diode mellembølgemodtager	430
HF 65	FM-målesender for 60-145 MHz	434
HF 305	VHF 144 MHz converter	438
HF 310	FM-tuner-modul (3,2 uV)	443
HF 325-2	FM-tuner-modul (1,8 uV)	448
HF 330	Stereodekoder til HF 310/325	470

Kapitel	Anvendelse	Side
Højfrekvensopstillinger (HF) fortsat		
HF 344	TV-spil	475
HF 361	Junior mellembølge-modtager	483
HF 365	Stereokoder (FM-stereo-sender)	492
HF 375	Mini FM-modtager	499
HF 385	VHF-UHF bredbåndsantenneforstærker	504
HF 395	AM-FM bredbåndsantenneforstærker	510
Lavfrekvensopstillinger »på højttaler-siden» (LF)		
LF 380	4-D quadrofoni-enhed	512
LF 414-438	Delefilter	515
Måleudstyr (MI)		
MI 310	Stereo-VU-meter	518
MI 350	S-meter-forstærker	521
MI 360	Astabil multivibrator	526
MI 390	Tuning-meter	530
MI 391	VU-meter	533
MI 392	Balance-meter	536
MI 393	Detektor-meter	539
MI 395	Stations-automat	542
MI 402	Halvledertester	544
MI 450	Elektronisk ur (digital)	552
Strømforsyninger (NT)		
NT 300	Strømforsyning 2 A, variabel 2,5-35 V	558
NT 305	Spændingsomsætter til 6, 7,5 og 9 V	562
NT 311	Spændingsomkobler 15 V	567
NT 315	Strømforsyning 0,5 A, variabel 4,5-20 V	570
NT 316	Strømforsyning 0,25 A, variabel 9-35 V	572
NT 330	Strømforsyning til AF 310 og GP 304	574
NT 400	Laboriestrømforsyning 4 A, variabel 0-40 V	575
NT 410	Antenneforstærkerstrømforsyning 50 mA/12 V	584
NT 411	Mikrostrømforsyning 50-500 mA, variabel 12-5 V	588
NT 415	Laboriestrømforsyning 1 A, variabel 0-30 V	591

Vejledning i læsning af denne bog!

Indholdet er delt op i fire hovedafsnit:

- a. *grundbog*, der indeholder det teoretiske afsnit med praktiske eksempler. Grundbogen er kendetegnet ved et G med et kapiteltal.
- b. et *tillægsafsnit*, der giver lidt hjælp, hvad angår farveko-der, matematik etc. Tillægsafsnittet er kendetegnet ved et T med efterfølgende nummerangivelse.
- c. *feed-back liste*. Feed-back listen er kendetegnet ved et F.
- d. *diagrambog*, som omtaler en mængde interessante konstruktioner, dels fra JOSTY KIT, dels AE-konstruktionerne hvortil print medfølger, og endelig en mængde "låneopstillinger" hentet fra elektronik-tidsskrifter over hele Europa.

Grundbogen og tillægsafsnittet er opbygget programmeret. Efter hver opgave er der således en række opgaver, hvor De bliver stillet over for valget mellem 2 til 6 svarmuligheder.

Efter at have løst opgaven og valgt et svar, slår De om i feed-back listen. Her gør et bogmærke god fyldest. Feed-back listen er ordnet fortløbende lige som grundbogen. Ud for det valgte svar læser De, om svaret er rigtigt eller forkert. Hvis det er rigtigt, fortsætter De med næste opgave eller tekst. Hvis De er meget "skrap", kan De også løse sidste opgave i næste sæt, og fortsætte indtil De kører fast. Så kan De begynde på teksten.

Hvis De har valgt en forkert løsning, fortæller feed-back listen, hvad De har gjort galt, og forklarer Dem det rigtige. Hvis De så synes, at De har forstået opgaven, fortsætter De blot. Hvis De derimod er usikker, kan det være klogt at læse afsnittet en gang mere.

Det har vist sig, at denne opbygning af en bog giver den største indlæring. Det kræver naturligvis, at De ikke snyder, men virkelig gør et forsøg på at løse opgaverne, og ikke slår op i feed-back listen, før De har besluttet Dem for et svar.

For at demonstrere systemet er denne læsevejledning programmeret. Prøv Dem selv på systemet.

Opgave 1.

Hvad er det, der gør en bog programmeret?

- | | |
|---|----------------------------|
| At den er illustreret med tegninger | A <input type="checkbox"/> |
| At der er opgaver med feed-back liste | B <input type="checkbox"/> |
| At den indeholder en programerklæring | C <input type="checkbox"/> |
| At den er opbygget med det nemmeste først og det sværeste sidst | D <input type="checkbox"/> |

Dernæst kan De se svaret i feed-back listen herunder:

- A. Det er ganske vist væsentligt, at en bog har tegninger, der illustrerer teksten, men det principielle i en programmeret lærebog er opgaverne og feed-back listen. Når De har løst opgaven, fortæller den, om De har gjort noget forkert, giver den rigtige løsning på en "anden" måde og fortæller, hvad De nu skal gøre. Prøv nu opgave 2.
- B. Det er rigtigt. Feed-back listen giver kontrol med opgaveløsningen, og fortæller dermed om De har forstået det hele og kan gå videre. Prøv nu opgave 2.
- C. Nej, det er ikke godt. Det er kun ordet, De er gået efter. Programmering består i, at De har en feed-back liste til rådighed. En feed-back liste er ikke nogen facit-liste. En facit-liste giver kun den rigtige løsning, medens en feed-back liste giver Dem både den rigtige løsning samt forklaringen på en anden måde og anvisning på, hvad De nu skal foretage Dem. Gå videre til opgave 2.
- D. Det er rigtigt, at en bog begynder med det nemme og slutter med det komplicerede. Det gør den imidlertid ikke programmeret. Feed-back listen udgør det principielle, idet De får fortalt, hvad De har gjort — får forklaret løsningen på en anden måde og får at vide, hvad De skal fortsætte med. Prøv nu opgave 2.

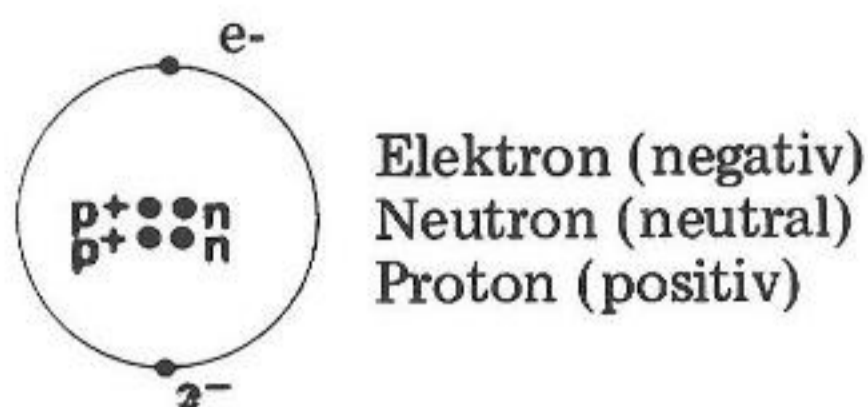
Opgave 2.

Hvad er det vigtige i feed-back listen?

- At den angiver den rigtige løsning? A
- At den fortæller om De har regnet forkert? B
- At den forklarer, hvad der er rigtigt og forkert, samt angiver en anden mulig løsning? C
- At angive hvad De skal fortsætte med at løse? D

Feed-back herpå:

- A. Kun at angive den rigtige løsning er forkert. For at få en virkelig kontrol af forståelsen, skal der være en forklaring på opgaven, samt så vidt det er muligt, en forklaring på hvad De har misforstået, og hvad De skal fortsætte med. Deres gammeldags forestilling om facit-listen slår altså ikke helt til. Nu håber vi, at De er klar over, hvad vi mener, og De kan gå i gang med selve bogen.
- B. En kort konstatering af, at De har valgt den rette eller forkerte løsning, er ikke nok. Feed-back listen skal både forklare den rette løsning på en anden måde, samt forsøge at fortælle, hvad De har gjort galt. Endvidere bør der stå, hvad De skal gøre. Nu synes jeg, at De skal gå i gang med selve bogen.
- C. Det er helt rigtigt. Alle tre ting udgør programmeringens ide. De ved nu, hvordan De skal gribe bogen an, og vi ønsker Dem god fornøjelse.
- D. Det er vigtigt, at feed-back listen fortæller Dem, hvad De skal gøre, men mere vigtigt for nytten af opgaverne er forklaringen. Både forklaringen og den rigtige løsning, og en angivelse af, hvad De kan have gjort galt, er ideen i bogens opsætning. Alle tre ting skal med, for at feed-back listen skal være effektiv. De skulle nu have forstået, hvordan De får mest glæde af bogen! God fornøjelse.



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

Fig. G 1.1

ATOMET

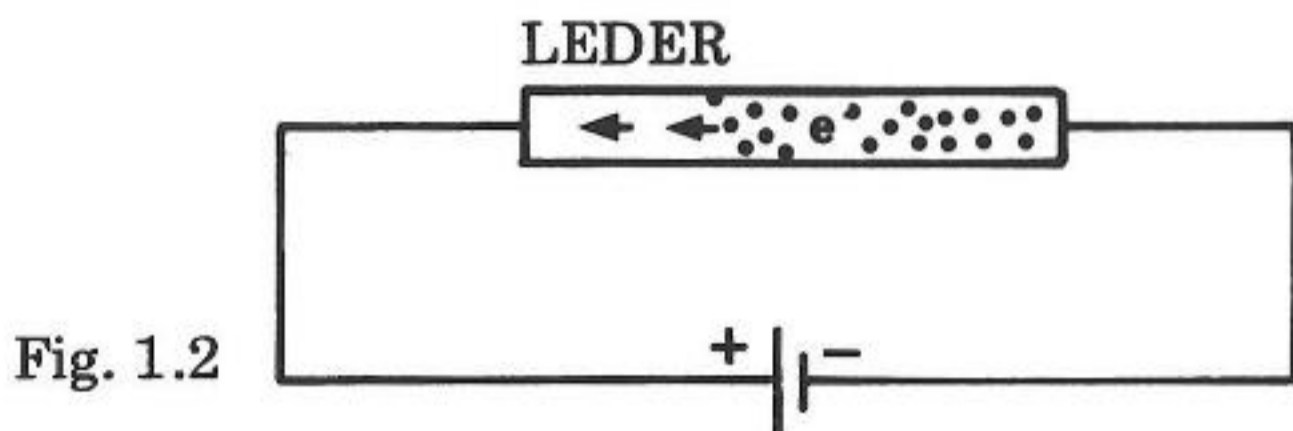
Alt er opbygget af smådele, som kaldes atomer. Ordet er græsk og betyder "udelelig". Den græske filosof Demokrit, som levede firehundrede år før Kristi fødsel, antog, at man ikke kunne vedblive at dele et materiale. Man måtte ende med nogle stumper, der ikke kunne deles.

Middelalderens videnskabsmænd forkastede hans ideer, men de er nu atter godkendt i en noget anden form. Man betragter ikke atomet som en hård kugle, der er fuldstændig uangribelig, tværtimod.

Atomets kerne er opbygget af positive partikler, *protoner*, og neutrale partikler, *neutroner*, der holder sammen på den. Uden om kernen findes en sky af negativt ladede partikler, *elektroner*. Skyen er ca. 10^{-10} m i diameter. Fig. 1.1 viser et He-atom (helium) med to protoner, to neutroner og to elektroner.

Elektronerne i elektronskyen sidder ikke alle lige godt fast. Elektronskyen omkring kernen er delt op i lag, såkaldte skaller, ligesom et spiseløg. I hver skal kan der være indtil 8 elektroner. Når disse 8 elektroner er placeret, er skallen rund, pæn og regelmæssig. Manglende eller overskydende elektroner giver anledning til huller eller buler i overfladen. Det er ikke stabilt.

En metalstang er normalt elektrisk neutral. Metallet er opbygget, så der er en eller flere elektroner ved hvert atom, der sidder løst bundet. Disse elektroner kan gå på vandring i metallet.



Hvis vi forbinder en ledning til et materiale, batteri eller strømforsyning, med underskud af elektroner, vil ledningens løse elektroner strømme hen og udfylde pladserne. Hvis ledningen i den anden ende forbindes til et materiale med for mange elektroner, vil disse strømme ind i de huller, der er efterladt. Der vil ske en ladningstransport, hvilket vil sige, at der går en strøm.

Elektronerne går fra overskud (−) til underskud (+) mens mange, som et levn fra elektronikkens barndom, regner strømmen den modsatte vej, fra plus til minus.

Opgave 1.

Består atomkernen af

Elektroner?

A

Protoner?

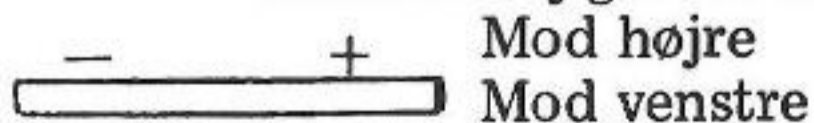
B

Andet?

C

Opgave 2.

Hvilken vej går en elektron i denne leder



Mod højre

A

Mod venstre

B

Ved hver løst opgave — se feed-back liste.

Halvledere er i praksis aldrig rigtige halvledere. Halvledere er stoffer, der leder meget dårligt. Den dårlige ledningsevne skyldes, at elektronerne ikke som i metallerne sidder løst, men er bundet i baner omkring kernerne.

Nu viser det sig, at hvis vi blander små mængder af bestemte stoffer i en halvleder, leder den meget bedre. Dette forhold må forklares nærmere, da det danner grundlaget for al halvlederteknik.

For at opnå den største effekt ved iblanding af fremmede stoffer, må halvledermaterialet være i form af en *eenkrystal*.

Vi kender alle krystaller i form af køkkensalt og ædelstene. Metaller er også bygget op af krystaller, men de er små og ligger uordentligt. Hvis en halvleder var bygget ligesådan, ville der være uorden i elektronerne, hvor to krystaller støder op til hinanden, og der ville være mange løse elektroner, som kunne lede strømmen.

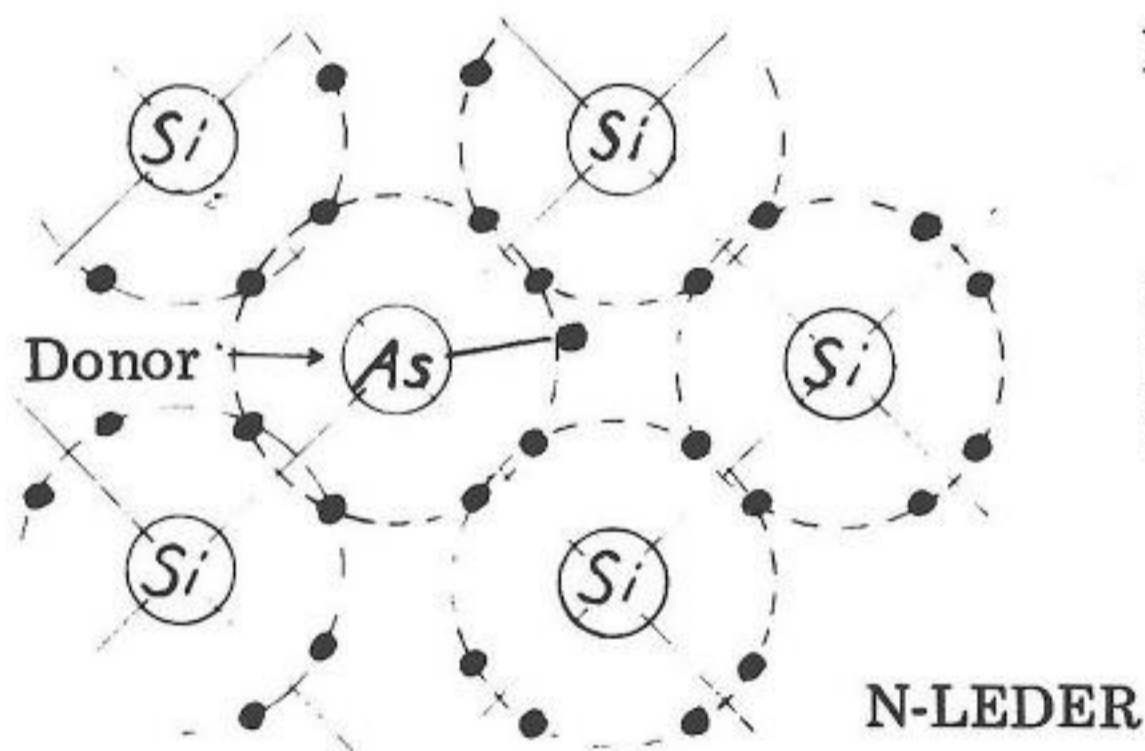


Fig. 2.1

Her 4 elektroner plus 4, som deles med andre kerner.

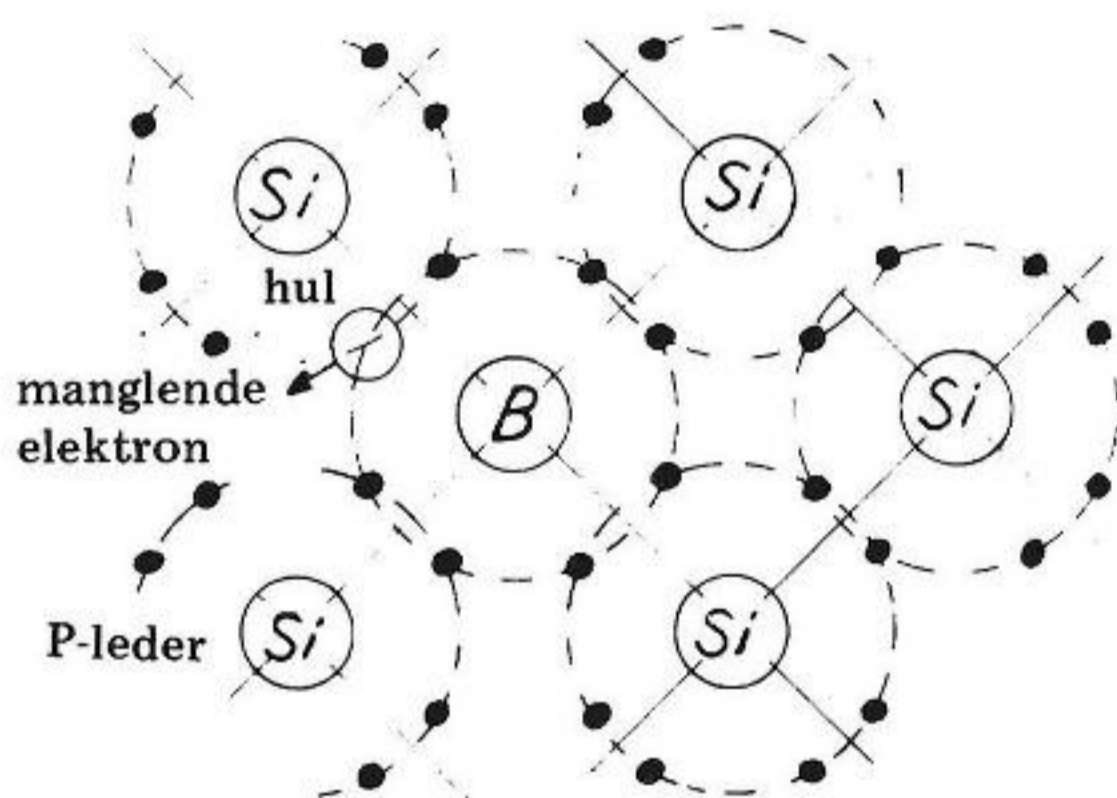
En eenkrystal af germanium eller silicium ser i to dimensioner ud som på tegningen. Det karakteristiske for disse krystaller er, at hvert atom har 4 elektroner i den yderste skal, og de er alle med til at binde krystallet sammen ved hjælp af elektronbindinger lavet af to elektroner.

Elektronbindingens elektroner hører både til det ene og det andet atom, og hver enkelt atom synes derfor, at det har 8 elektroner omkring sig. Skallen er fyldt, og alle elektronerne sidder fast, så der ikke kan ske nogen ladningstransport. Krystallet leder derfor dårligt.

Hvis nogle enkelte af atomerne byttes ud med andre, f.eks. As (arsen) eller B (bor), der har henholdsvis 5 og 3 elektroner i den yderste skal, ser billedet anderledes ud.

På Fig. 2.1 ses noget Si (silicium) iblandet As. Der er nu en elektron i krystallen, som ikke er bundet til noget bestemt atom. Den er fri og kan bevæge sig rundt som i et normalt metal. Et halvlederstykke med for mange elektroner kaldes et N-materiale.

Fig. 2.2



I Fig. 2.2 ses et stykke Si, hvor der er blandet bor i. Der mangler en elektron, og en naboelektron kan finde på at flytte sig fra sin gamle plads hen i det tomme, der kaldes et hul. Hullet har så flyttet sig, og da det er en mangel på elektroner, kan det betragtes som en positiv ladning. Altså går der en positiv ladning i modsat retning af den elektron, der flyttede sig. På den måde går der strøm i P-materialet, som krystallen med hullerne hedder.

Der kan nu drages følgende vigtige slutning:

En elektron kan ikke eksistere frit i P-materiale, mens et hul heller ikke kan befinde sig i et N-materiale. I hvert fald ikke i længere tid af gangen.

Opgave 1

Hvorfor leder rent silicium dårligt, medens forurenede silicium leder overordentligt godt?

Fordi alle elektronerne i rent silicium sidder fast bundet,
medens urenheder skaber løse elektroner
eller huller: A

Fordi urenhederne kan vandre, og dermed lede
elektriciteten: B

Opgave 2

Hvorfor kan elektronerne ikke eksistere frit i et P-materiale i længere tid ad gangen?

Fordi de bliver tiltrukket af N-materialet A
Fordi de falder i et hul B
Fordi der slet ikke er plads til dem C

Ved elektricitetsfremstilling skiller vi elektroner ud fra de atomer, de før var knyttet til, og holder dem samlet et sted, så de ikke løber tilbage. Vi skal selv ved hjælp af ledninger kunne føre dem, hvorhen vi vil, og der bruge dem på en ganske bestemt måde. Det er grundlaget for alle apparater, der virker ved elektricitet. Adskillelsen kan foretages med batterier, strømforsyninger, solceller etc.

STRØM

Strøm betyder, at der løber elektroner fra et sted til et andet. Størrelsen af strømmen er afhængig af antallet af elektroner pr. sekund. Strømmen måles i ampere, og er strømmen 1 ampere betyder det, at der løber 6×10^{18} elektroner gennem ledningen hvert sekund.

SPÆNDING

Spænding, der måles i volt, er et mål for overskud eller underskud af elektroner, altså en slags elektrontryk. Hvis vi presser luft sammen i en beholder, vil den strømme ud gennem eventuelle huller, indtil der er lige stort tryk inde i og udenfor beholderen. På samme måde går det med elektroner, der samles på polen af et batteri.

Batterier

Forbindes batteriet med en ledning, vil der gå en strøm fra et større antal til et mindre antal elektroner, også hvis spændingen falder fra +6 til +3 volt. Husk blot, at den strøm, vi normalt regner med, går fra + til -. Det er modsat elektronerne, der går fra - til +.

Serieforbindelse.

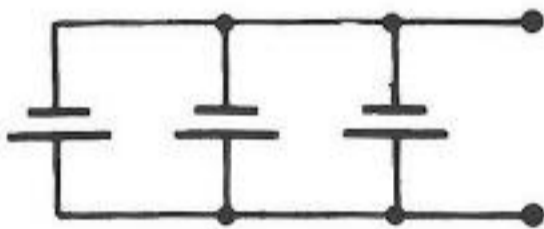
Sættes batterier sammen i serie, så den positive pol på det ene går til den negative på det andet, bliver den samlede spænding lig summen af hvert batteries spænding. Det kendes fra lommelygter og transistorradioer, hvor flere elementer er sat i serie for at få den rette spænding til pæren, henholdsvis radioen.



Serieforbindelse (3 elementer forbunder i serie) Fig. 3.1

Parallelforbindelse

På fig. 3.2 ses en parallelforbindelse af elementer. Vi kan få mere strøm. I det viste tilfælde kan vi få 3 gange så meget strøm, men samme spænding.



Parallelforbindelse (af 3 elementer) Fig. 3.2

Opgave 1

Hvis der går en strøm på 6×10^{19} elektroner pr. sekund i en ledning, hvor stor er strømmen da:

(Se evt. T1: potenser)

- | | |
|--------|----------------------------|
| 1 Amp | A <input type="checkbox"/> |
| 6 Amp | B <input type="checkbox"/> |
| 10 Amp | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 2

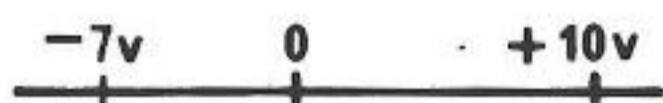
Hvor stor en strøm, angivet i milliampere repræsenterer 6×10^{15} elektroner pr. sek.

(Se evt. T1: nomenklatur, potenser)

- 0,6 mA A
 1,0 mA B
 60 mA C

Opgave 3

Hvilken vej vil elektronerne gå på tegningen



- Begge mod nul A
 Fra -7 til 10 B
 Væk fra 0 C
 Fra 10 til -7 D

Opgave 4

Tre batterier på hver 450 V forbindes i serie. Hvor stor er den samlede spænding angivet i KV:

(Se evt. T1: nomenklatur)

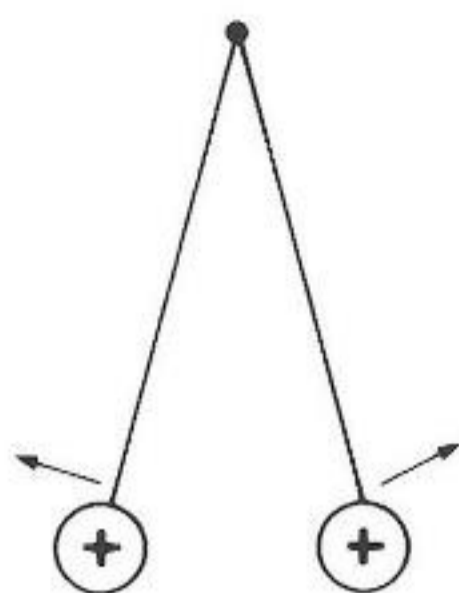
- 1,35 kV A
 4,50 kV B
 0,135 kV C
 0,45 kV D

Opgave 5

Hvor mange mA kan vi trække fra to parallelforbundne batterier, der hver kan afgive $0,1$ A, der igen er parallelforbundet med et batteri, der kan give 2 A? — Batterierne er til samme spænding.

(Se evt. T1: nomenklatur)

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



Hylde-marvs-kugler

KUGLERNE FRASTØDER
HINANDEN



KUGLERNE TILTRÆKKER
HINANDEN

KONDENSATOREN

Ved et meget gammelt forsøg med elektricitet er to hylde-marvskugler hængt isoleret op. Hvis begge kugler er opladet med samme elektricitet, vil de frastøde hinanden, medens de vil tiltrække hinanden, hvis man har tilført dem forskellig elektricitet.

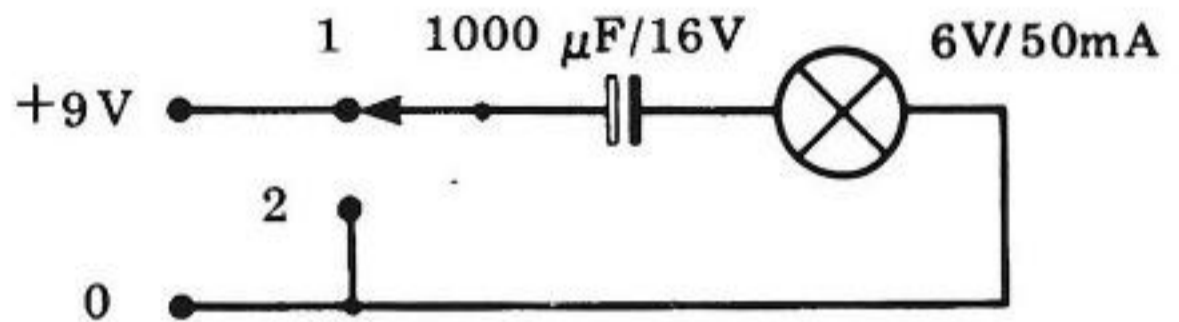
En kondensator består af 2 metalplader adskilt af et isolerende materiale. Hvis vi anbringer en negativ ladning på den ene, og fratager den anden en tilsvarende negativ ladning, vil kondensatorens plader være forskelligt opladede. De to ladninger tiltrækker hinanden ganske som hylde-marvskuglerne. De holdes fast i denne position til pladerne forbindes med en ledning, så elektronerne forenes med hullerne.

Hvis vi tilfører en kondensator en ladning (strøm) gennem et amperemeter, vil vi se, at der går et kort strømstød, indtil kondensatoren er ladet op. Denne egenskabs store betydning vil vi omtale ved vekselstrøm.

Vi kan lave et lille forsøg med en **lampe**, en kondensator og en omskifter. Når opstillingen tilsluttes, vil lampen lyse op og slukkes kort efter, fordi kondensatoren er blevet opladet. (Se fig. 4.3).

Når omskifteren drejes i stilling 2 vil kondensatoren aflades gennem lampen og atter lyse op et øjeblik. Der går altså strøm til og fra kondensatoren, men ikke gennem.

Fig. 4.3



Kondensatorens størrelse måles i Farad og angiver, hvor stor en ladning den kan optage (akkumulere).

Kapaciteten er afhængig af:

- | | |
|------------------------|----------------------------------|
| 1. Pladestørrelsen | Stor plade = stor kapacitet |
| 2. Pladeafstand | Stor afstand = lille kapacitet |
| 3. Isolationsmateriale | Egnet materiale = stor kapacitet |

Opgave 1

Vil en frit ophængt nøgle repræsentere en kapacitet af størrelsen

- | | |
|--------|----------------------------|
| Stor | A <input type="checkbox"/> |
| Lille | B <input type="checkbox"/> |
| Mellem | C <input type="checkbox"/> |

1. Kondensatorer kan forbindes i serie eller parallel. Ved en parallelforbindelse kan man sammenligne to ens kondensatorer med en, hvor pladearealet er dobbelt så stort. Efter følgende ligning kan parallelforbindelser udregnes:

$$C_x = C_1 + C_2 + C_3 \dots \text{ osv}$$

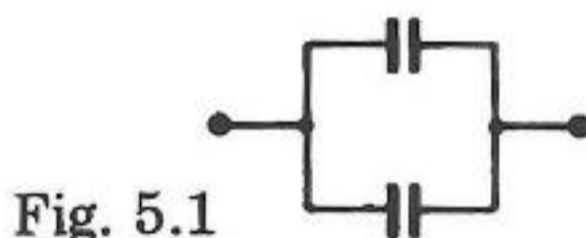


Fig. 5.1

2. Ved serieforbindelse kan man sammenligne to ens kondensatorer med en, hvor pladen har den dobbelte afstand, og dermed den halve kapacitet. Efter følgende ligning kan en serieforbindelse bestemmes:

$$\frac{1}{C_x} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \dots$$



Fig. 5.2

Ved problemer med brøker og potenser, se afsnit T1.

Opgave 1

To kondensatorer på $0,5 \mu\text{F}$ forbindes sammen, parallelt over hinanden. Hvor stor bliver den resulterende kapacitets værdi:

- $1 \mu\text{F}$ A
 $0,25 \mu\text{F}$ B
 $50 \mu\text{F}$ C

Opgave 2

De mindste kondensatorer, som De får til rådighed, er på 1nF . Hvordan kan De ved sammensætning af disse kondensatorer opnå størrelsen 333pF ?

- Ved at lodde 2 sammen parallelt: A
 Ved at forbinde 3 i serie: B
 Ved at koble 2 parallelt med en i serie: C

Opgave 3

Opgave 3

Hvor stor en total kapacitet opnås med 2 parallelforbundne kondensatorer, der er mærket brun, sort, orange: (Se afsnittet farvekodning, — T2)

- 50nF A
 2nF B
 20nF C
 5nF D

Opgave 4

Tre kondensatorer, der hver er mærket brun, grøn, rød, forbindes i serie. Hvor stor er kapaciteten:

- $1,5 \text{nF}$ A
 500pF B
 5nF C
 $4,5 \text{nF}$ D

Alment kan følgende kondensatortyper siges at være tilgængelige.

Polyesterkondensatorer
 Keramiske kondensatorer
 Oliekondensatorer
 Trimmekondensatorer
 Drejekondensatorer
 Elektrolytkondensatorer
 Tantalkondensatorer
 Kapacitetsdioder (omtales under dioder)

Som forældede typer kan i flæng nævnes: Papirkondensatorer og glimmerkondensatorer.

Polyesterkondensatoren består af 2 tynde lag polyester og 2 lag staniol. Polyesterfoliet isolerer for metalfolien.

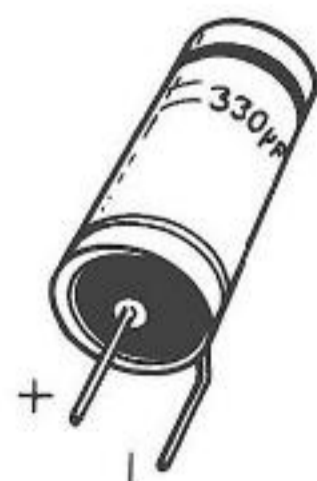
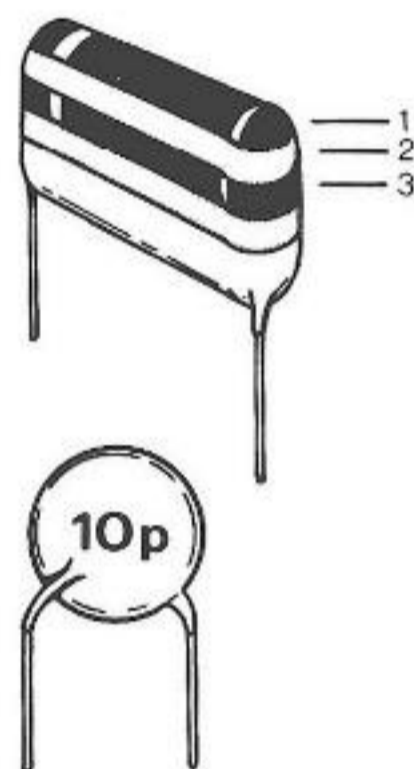
Af hensyn til den mekaniske størrelse er metallet ofte pådampet polyesteren. Kondensatoren er indstøbt og farvekodet, og værdien ligger mellem 10 nF og 2 uF.

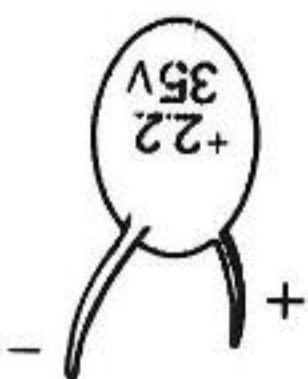
Den keramiske kondensator (pin-up) består af et keramisk isolerende rør der er pålagt et sølvlag på indersiden og et på ydersiden. Tilledninger er ført ud, og hele herligheden er indstøbt i en isolerende polyester cement og farvekodet. Værdi mellem 1 pF og 10 nF.

Oliekondensatoren er normalt benyttet ved højspændingskonstruktioner, fordi olie (og papir) er en god isolator.

Trimmekondensatoren og *drejekondensatoren* er udformet som 2 isolerede, forskydelige pladesæt, hvor isolatoren er luft. Kapacitet mellem 1 og 1000 pF.

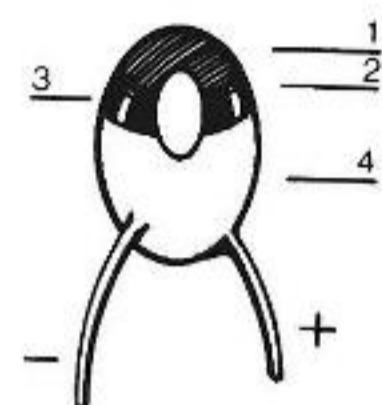
Elektrolytkondensatoren er den almindeligste kondensator, hvormed man opnår den største kapacitet. Normalt mellem 10 uF og 10 mF. Kapaciteten opnås ved kemisk omsætning. Elektrolytkondensatoren er polariseret og skal derfor vendes rigtigt. Prøv som en effektiv demonstration af fejltilslutning, at slutte vekselstrøm gennem en elektrolytkondensator på ca. 100 μ F/35 V. Benyt sikkerhedsskærm — visse kondensatorer "springer i luften"! Strømforsyningen skal kunne give 30 volt AC og ca. 3 Ampere og være kortslutnings-sikker.





Tantalkondensatoren er en forholdsvis ny kondensatortype, hvormed man størrelsesmæssigt kan opnå højere kapacitet end ved elektrolytkondensatoren. Samtidig har tantalkondensatoren meget lave tab, hvilket gør den specielt egnet i opstillinger, som timere og lignende udstyr, hvor opladningstiden skal være den samme fra gang til gang, — for forskellige temperaturer.

Tantalkondensatoren er lige som elektrolytkondensatoren polariseret, og den skal derfor "vendes rigtigt".



Opgave 1

Hvilken enhed måles kondensatorer i:

- | | |
|--------|----------------------------|
| Volt | A <input type="checkbox"/> |
| m | B <input type="checkbox"/> |
| Farad | C <input type="checkbox"/> |
| Ampere | D <input type="checkbox"/> |

Opgave 2

En papirkondensator på 30.000 pF forbindes i parallel med en glimmerkondensator på 2 nF. Hvor stor er den samlede kapacitet:

- | | |
|-----------|----------------------------|
| 0.032 uF | A <input type="checkbox"/> |
| 16.000 pF | B <input type="checkbox"/> |
| 1,9 nF | C <input type="checkbox"/> |
| 23 nF | D <input type="checkbox"/> |

Opgave 3

Hvor mange lag kan en polyesterkondensator bestå af, når den skilles ad:

- | | |
|-------|----------------------------|
| 1 lag | A <input type="checkbox"/> |
| 2 lag | B <input type="checkbox"/> |
| 4 lag | C <input type="checkbox"/> |
| 8 lag | D <input type="checkbox"/> |

Opgave 4

Find farvekoderne for følgende kondensatorer: 3.3 nF, 270 pF, 47 pF, 10 pF, 8.2 nF, 3.9 nF, 390 pF. Læs afsnit T2, farvekoder, igennem lær dem, og find ovenstående kondensatorers størrelse uden brug af skema T2. Anfør antal rigtige efter kontrol i T2 under A, B eller C.

- | | |
|-------------|----------------------------|
| Rigtige 0-3 | A <input type="checkbox"/> |
| Rigtige 4-5 | B <input type="checkbox"/> |
| Rigtige 6-7 | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 5

Hvorfor bruges oliekondensatorer næsten aldrig i elektroniske konstruktioner:

- | | |
|--|----------------------------|
| Fordi de er dyre | A <input type="checkbox"/> |
| Fordi de er store | B <input type="checkbox"/> |
| Fordi de ikke tåler spænding | C <input type="checkbox"/> |
| Fordi hele apparatet skal være dyppet i olie | D <input type="checkbox"/> |

Opgave 6

En trimmekondensator med en kapacitet på 3 til 30 pF forbindes parallelt med en kondensator, der er mærket brun, rød, brun. Hvor stor en kapacitet kan opnås:

- | | |
|--------------|----------------------------|
| 2,8 – 23 pF | A <input type="checkbox"/> |
| 213 – 240 pF | B <input type="checkbox"/> |
| 123 – 150 pF | C <input type="checkbox"/> |

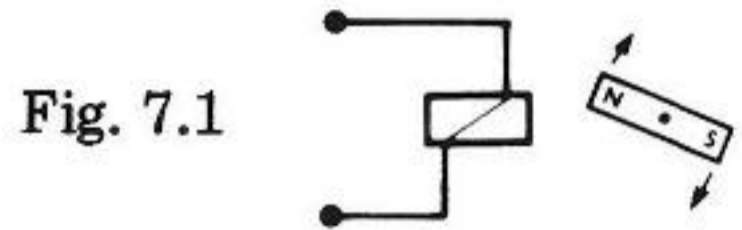
Opgave 7

På hvilket diagram er kondensatoren vendt rigtigt:

- | | |
|-----------|----------------------------|
| Diagram a | A <input type="checkbox"/> |
| Diagram b | B <input type="checkbox"/> |



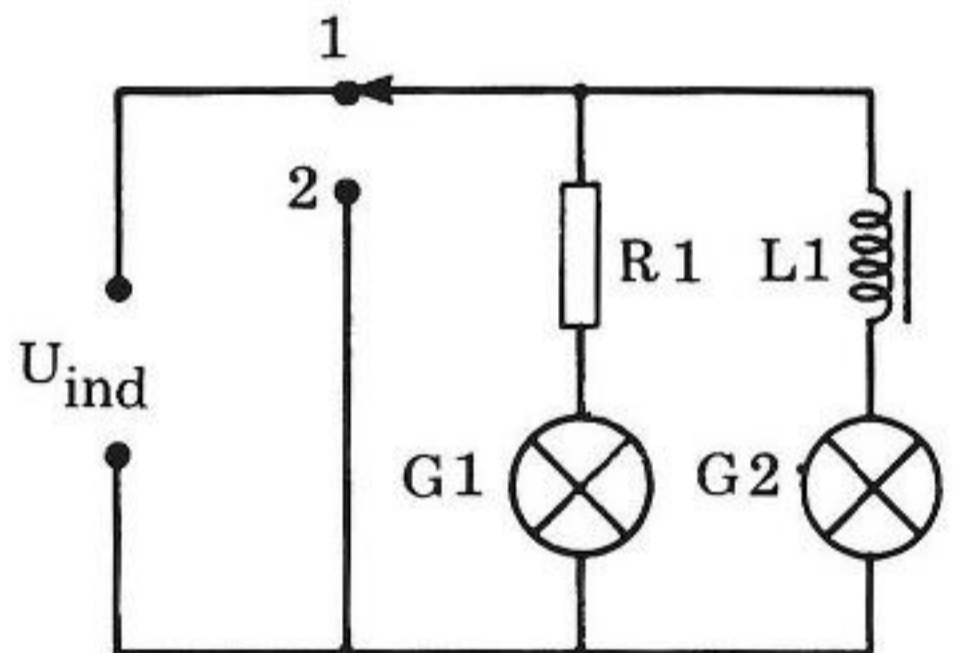
H.C. Ørsted opdagede 1820, at man kunne lave en magnet ved hjælp af en elektrisk strøm. Senere opdagede man, at man også kunne lave en strøm ved hjælp af en magnet, når man havde en spole og lod magneten bevæge sig i forhold til spolen. Dette kaldes at inducere en strøm. Alle kraftige strømgivere, dynamoer, virker ved induktion.



Når magnetfeltet i en spole varierer, bliver der induceret en spænding i spolen. Det sker også, når det er strømmen i spolen selv, der danner magnetfeltet.

Når vi begynder at sende en strøm igennem spolen, vil det magnetfelt, der dannes, inducere en anden spænding i spolen, der er modsat rettet. Strømmen vokser ikke op straks, som vi er vant til, når vi slutter en kontakt.

Formindskes strømmen igen (f.eks. ved at regulere en modstand eller en transistor), vil denne variation af magnetfeltet inducere en spænding, der søger at få strømmen til at blive ved med at gå.



Ovenstående opstilling demonstrerer dette. Lampe 2 kommer til at lyse noget senere end lampe 1, når vi slutter kontakten, mens den lyser en smule længere, når der slukkes ved at dreje omskifteren i stilling 2. Det sidste er dog vanskeligere at se end forsinkelsen ved tændingen. Modstandene er inde dels for at få de to lamper til at lyse lige kraftigt, dels for at begrænse strømmen.

SPOLER

En spole er nogle vindinger af ledning viklet om et eller andet. Spolens opbygning kan variere meget, ligefra en enkelt vinding viklet om en blyant, til store jernkolosser på størrelse med et skrivebord med mange tusinde vindinger. Diagrameksemplerne vil belyse valget af spoletype nærmere.

Spolens elektriske størrelse måles i størrelsen Henry. Oftest støder man på μH og mH størrelserne, da "Henry" alene er en stor enhed.

En spole spærrer af for høje frekvenser.

Spolens modstand overfor vekselstrømme kaldes for $Z_L =$ vekselstrømsimpedansen. Denne vekselstrømsmodstand udregnes således:

$$Z_L = \omega \cdot L = 2\pi \cdot f \cdot L$$

ω er vinkelfrekvensen, som igen er $2 \cdot \pi(3,14) \cdot f$.

L er spolens størrelse i Henry.

Vær opmærksom på, at en transformator ofte har en ganske betragtelig selvinduktion.

Opgave 1

Dannes der elektricitet, når en magnet står i en spole:

- ja A
 nej B

Opgave 2

I figurens opstilling lyser lampe 2 stadig, når kontakten skiftes til stilling 2. Hvorfor går den senere ud igen:

Fordi:

- den går i stykker A
 den kun lyser, når der er magnetfelt i spolen B
 den kun lyser, når strømmen forandres C
 spolen er ikke stor nok D

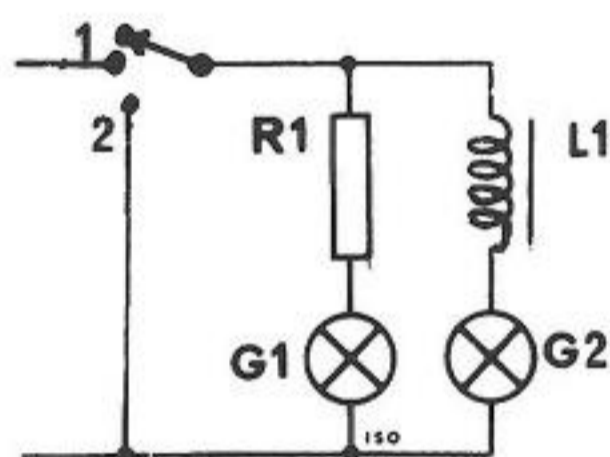


Fig. 7.3

Opgave 3

Hvor stor en modstand yder en spole over for vekselstrøm, når spolen er $1 \mu\text{H}$ og frekvensen 1000 Hz :

- 6.28 mohm (milli ohm) A
 6.28 Kohm (kilo ohm) B

Opgave 4

Hvor stor en impedans yder samme spole for en frekvens på $1.000.000 \text{ Hz} = 1 \text{ MHz}$:

- 6.28 Ohm A
 6.28 Mohm B

Modstande er "elektronbremser", der indsættes i et kredsløb for at begrænse strømmen.

Hvis spændingen over modstanden er stor, vil den drive mange elektroner — stor strøm — gennem modstanden.

Omvendt vil en lille spænding kun kunne drive en lille strøm gennem en stor modstand.

Disse fysiske lovmæssigheder udtrykkes i OHM's lov:

$$U = R \cdot I,$$

hvor U = spændingen, R = **modstanden** og I = **strømmen**.

Enheden for modstand er **OHM** — eller Ω

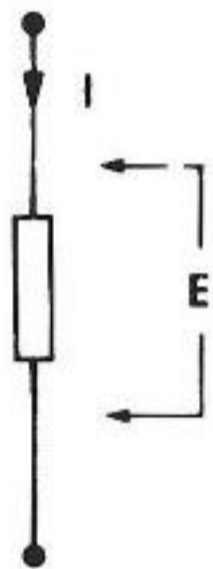


Fig. 8.1

Ohm's lov bruges til udregning af en af størrelserne I , U eller R , når vi kender to størrelser. Den viste form for ohm's lov kan således omskrives til:

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

Begge de sidste former af ohm's lov er udledt ved almindelig brøkregning af grundudtrykket.

Forståelsen og følingen med ohm's lov er grundlæggende for al videre gennemgang af denne bog.

Modstandstyper

Dette lille underafsnit omhandler modstande i alle mulige afskygninger.

I gamle dage var alle modstande viklet af konstantantråd. I dag benyttes for det meste kulmodstande. Det er fordi tekniikken til påføring af kullag er forbedret.

Kulmodstand

Almindelige kulmodstande findes i standardstørrelser, til mellem 1/8 Watt og 1 Watt. Da kullaget ikke tåler kraftig varme, er det i dag stadig nødvendigt at anvende trådviklede modstande ved effekter over 1 W. Sådanne modstande er ofte instøbt i glas.

Disse almindeligt benyttede modstande har normalt en god nøjagtighed ved alle fysiske påvirkninger. Specielle modstandstyper har fremhævet en modstandsafhængighed, som for en standardmodstand ville være uønsket.

NTC-modstand

Sådanne specielegenskaber ses hos NTC-modstanden. Det er en modstand hvis ohmske værdi falder, når temperaturen stiger. NTC står for *Negativ Temperatur Koefficient*. En sådan modstand benyttes til reguleringsformål og måling. Se den tegnede signatur i afsnittet T3, der omhandler signaturforklaringer.

PTC-modstand

Man kan også få en PTC-modstand. Det er det "modsatte" af en NTC-modstand. Med stigende temperatur får vi en stigende modstand, dvs positiv temperaturstigning.

VDR-modstand

En anden specialmodstand er VDR-modstanden. VDR står for *Voltage Dependent Resistor*, eller spændingsafhængig modstand. Det er en modstand, hvis ohmske værdi falder, hvis spændingen stiger over en hvis værdi. En VDR-modstand kan benyttes til sikring af serietransistoren i fx. transistorøndanlæg.

LDR-modstand

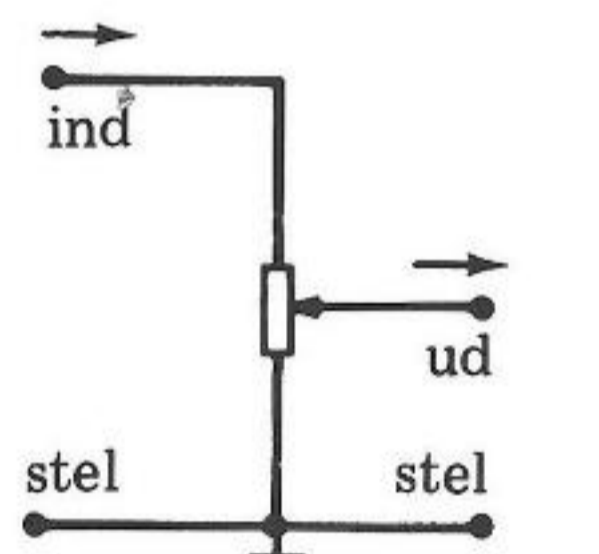
LDR-modstanden er fremstillet af germanium. LDR står for *Light Dependent Resistor*, lysafhængig modstand. Jo større belysning, desto mindre modstand. LDR-modstande benyttes til lysmåling og styring, fx. i forbindelse med det færdige byggesæt AT 30 fra JOSTY KIT.

Man må ikke forveksle LDR-modstanden med solcellen. Solcellen afgiver en spænding, medens LDR-modstanden varierer modstanden.

Potentiometre

Både potentiometeret og trimmepotentiometeret er variable modstande. Modstandsvariationen kan ske med en skyde- eller drejeknap. Et potentiometer er i virkeligheden en spændingsdeler, hvor forholdet mellem modstandene kan varieres.

Man tilfører potentiometeret signalspænding over de to yderterminaler, og lægger den ene til stel. Udgangsspændingen tages over midtpunktet til stel. Signalledningen er ført til midtpunktet.



Potentiometerets funktion

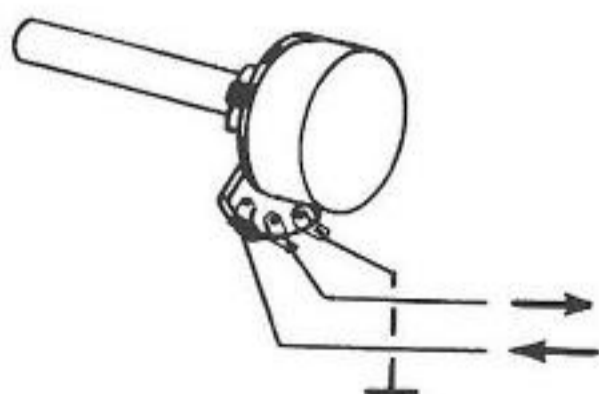


Fig. 8.2 Potentiometerdiagram og tilslutningsanvisning

Opgave 1

Vi har en modstand på 10 ohm og ønsker at sende en strøm på 0.1 Amp igennem. Hvor stor skal spændingen være:

- | | |
|-------|----------------------------|
| 0,1 V | A <input type="checkbox"/> |
| 1,0 V | B <input type="checkbox"/> |
| 100 V | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 2

Hvor stor er strømmen i en modstand, når den er 0,1 ohm, og spændingen over den er 10 V:

- | | |
|-------|----------------------------|
| 1 A | A <input type="checkbox"/> |
| 0,1 A | B <input type="checkbox"/> |
| 100 A | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 3

Hvor meget spænding kommer der ud af en grammofon pick-up, når den sender 10 uA gennem en modstand på 47 kohm:

- | | |
|---------|----------------------------|
| 0,047 V | A <input type="checkbox"/> |
| 470 mV | B <input type="checkbox"/> |
| 210 mV | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 4

Vi ønsker et spændingsfald på 1,2 V over en modstand, hvorigennem der går en strøm på 1 mA. Hvor stor skal modstanden være?

- | | |
|----------|----------------------------|
| 1,2 kohm | A <input type="checkbox"/> |
| 820 ohm | B <input type="checkbox"/> |
| 120 ohm | C <input type="checkbox"/> |
| 8,2 kohm | D <input type="checkbox"/> |

Modstandsforbindelser

Modstande kan kobles enten i serie eller i parallel. Ved seriekoblede modstande yder hver modstand sit bidrag til den samlede modstand, hvorfor udregning af modstanden i en serieforbindelse er:

$$R_x = R_1 + R_2 + R_3 \dots \text{etc.}$$

Fig. 9.1

(Serieforbindelse)

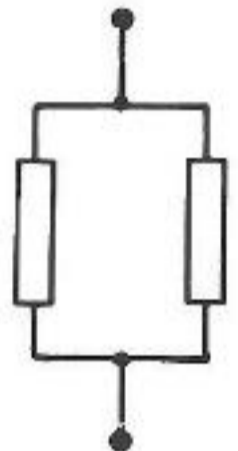


Regneudtrykket for en parallelforbindelse ser således ud:

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

Fig. 9.2

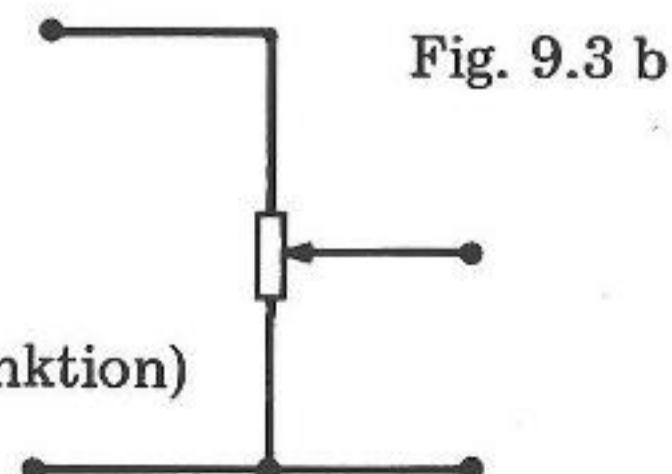
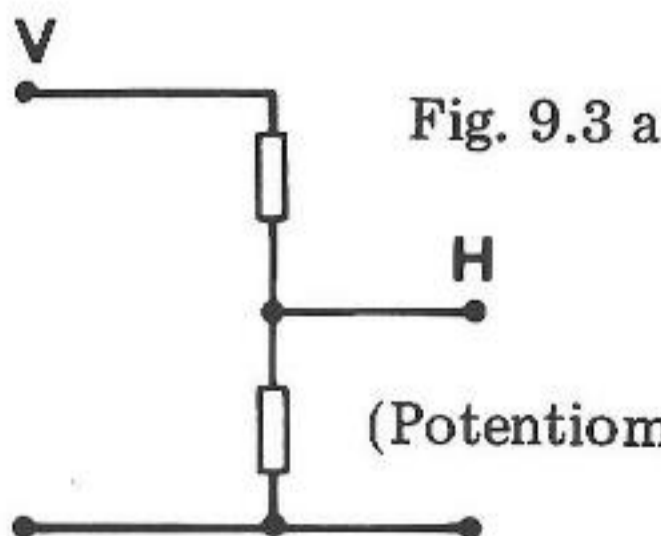
(Parallelforbindelse)



Det forstås lettest, hvis vi tænker os, at modstande i parallel hver leder sin del elektroner igennem. Der vil da altid komme flere elektroner igennem en parallelforbindelse end en enkelt af forbindelsens modstande. Den samlede modstand er altså her altid mindre end den mindste modstand.

Det vi lægger sammen er det modsatte af modstand, nemlig ledningsevnen, som er lig:

$$G = \frac{1}{R}$$



(Potentiometerets funktion)

Vi kommer ofte ud for at skulle sætte en spænding ned i et bestemt forhold. Dertil kan vi benytte spændingsdeleren.

En spændingsdeler er i virkeligheden en serieforbindelse af to modstande. Over disse to modstande påtrykkes man en spænding. Spændingskildens ene pol kaldes nul. Denne er oftest forbundet til chassiset. Hvis det er minuspolen, der er forbundet til nul, benytter man i praksis talemåden om spændingskilden, nul og plus.

Hvis man forbinder fælleslederen for spændingsdeleren til chassis el. stel er spændingen nul. Vi påtrykker så en positiv spænding på toppen af spændingsdeleren. På vejen fra plus, ned gennem de to modstande må spændingen altså falde gradvis fra plus til nul. Hvis de to modstande er lige store vil der tabes lige meget spænding over hver modstand, og spændingen fra nul til modstandenes samlingspunkt er nødvendigvis det *halve* af den totale spænding.

Da en stor modstand er en "kraftig elektronbremse", vil det meste af spændingen falde over denne. Det betyder altså, at spændingen er proportional med modstandsværdien, og man behøver altså ikke at bruge ohm's lov men kan nøjes med proportionalregning. Lad os tage et simpelt eksempel: Vi skal have formindsket en spænding på 11 volt til en ny på 1 volt.

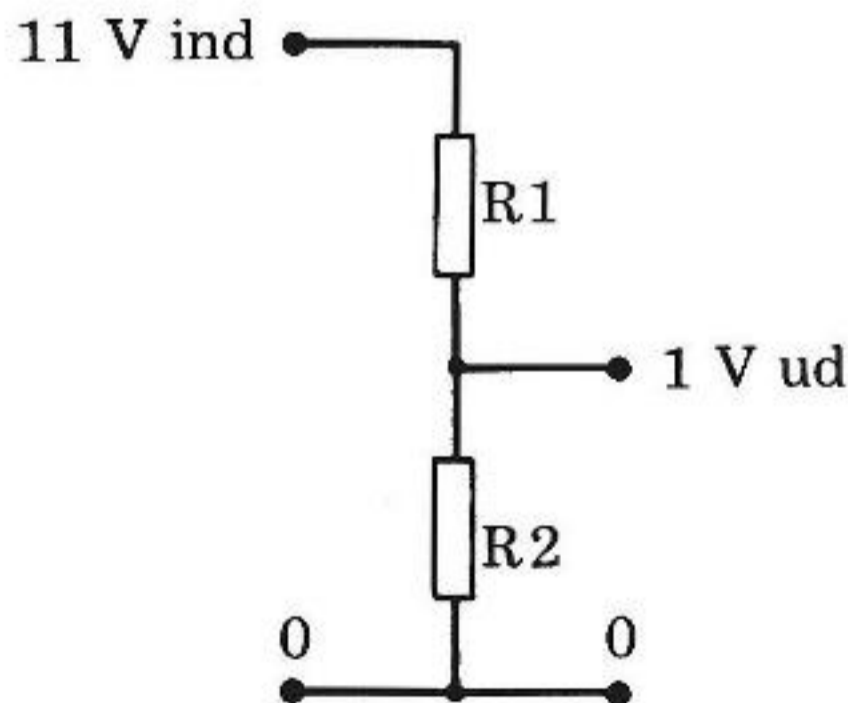


Fig. 9.4

Det betyder i praksis, at $10/11$ af spændingsdelerens samlede modstandsværdi skal ligge over R_1 . Vi kunne så for eksempel benytte en modstand på 10 Kohm som R_1 og en på 1 Kohm som R_2 . Tilsammen giver disse modstande 11 Kohm og netop $10/11$ er placeret over R_1 og $1/11$ over R_2 .

Spændingen er delt med 10.

Men tro nu ikke, at ovennævnte kan benyttes til større strømslugere, som lamper, radioer og båndoptagere. Man kan kun trække små strømme fra en spændingsdeler, hvis udgangsspændingen skal svare til det udregnede. En tommelfingerregel siger nemlig, at strømmen i spændingsdeleren (tværstrømmen) skal være mindst 10 gange større end forbrugsstrømmen. Så kan fejlen nemlig "kun" blive 10%. Hvorfor egentlig? Jo, se på tegningen, fig. 9.5.

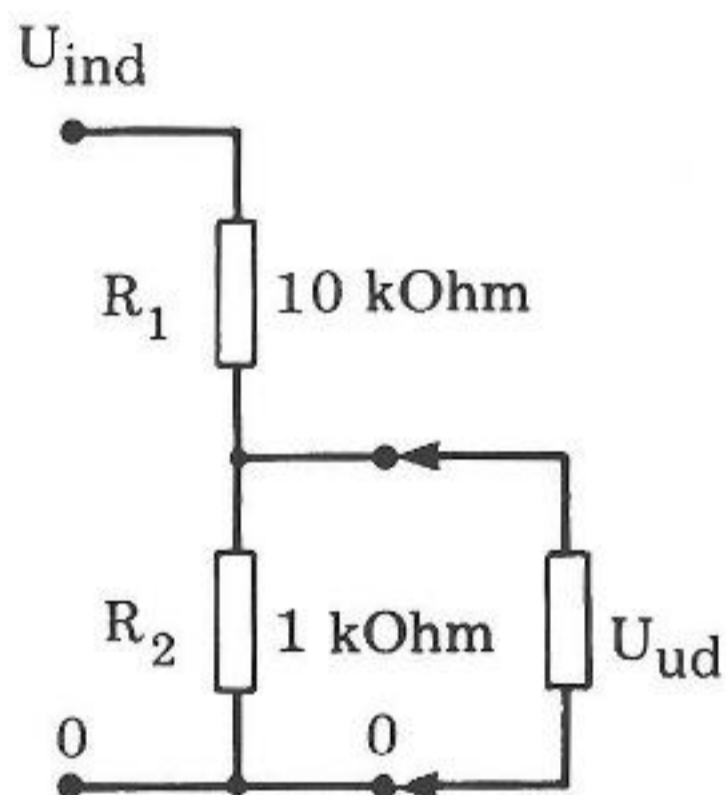


Fig. 9.5

Her er udgangen på 1 volt tilsluttet en forbrugskilde, som er på 1 mA ved spændingen 1 volt. Det svarer ifølge ohm's lov til 1 Kohm — men i forvejen er R_2 også på 1 Kohm. Vi får en parallelforbindelse på $1\text{ Kohm} \parallel 1\text{ Kohm}$, hvilket er 500 ohm. Ifølge de nye forholdsbetragtninger på 10 Kohm til 500 ohm er spændingen nu kun $1/2$ volt (50% fejl). Man skal altså benytte en spændingsdeler med omtanke!

BEREGNINGSMÆSSIGT benyttes **forholdsregningen** således:

$$\frac{U_{\text{ind}}}{U_{\text{ud}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

hvilket, hvis forholdet er større end 10, svarer til:

$$\frac{U_{\text{ind}}}{U_{\text{ud}}} = \frac{R_1}{R_2}$$

Spændingsdelere med Zenerdioder kan anvendes til større strømme. Se afsnittet G12, NETDELEN og G17 sidste del.

Opgave 1

To modstande forbindes i serie, den ene er på 5,6 kohm, den anden på 12 kohm. Hvor stor bliver den samlede modstand?

3,9 kohm

A

17,6 kohm

B

Opgave 2

To modstande på 100 ohm forbindes i parallel. Hvor stor bliver den samlede modstand?

50 ohm

A

200 ohm

B

Opgave 3

Hvor stor er strømmen gennem 2 parallelforbundne modstande, når spændingen over dem er 10 V, og de hver er på 22 kohm:

- | | |
|---------|----------------------------|
| 2,2 A | A <input type="checkbox"/> |
| 0,9 mA | B <input type="checkbox"/> |
| 0,009 A | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 4

To modstande forbindes i parallel og tilsluttes en spændingskilde på 4,5 V. Modstandene er på 1 kohm og 1,5 kohm. Hvor stor bliver strømmen?

- | | |
|--------|----------------------------|
| 18 mA | A <input type="checkbox"/> |
| 1,8 mA | B <input type="checkbox"/> |
| 7,5 mA | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 5

Vores forsyningsspænding er på 7,5 V, og vi har brug for 3 V, hvor der er mulighed for at trække en strøm på 10 uA. Hvor stor skal modstanden være? (Fig. 9,5)

- | R1 | R2 | |
|----------|----------|----------------------------|
| 47 kohm | 33 kohm | A <input type="checkbox"/> |
| 470 kohm | 330 kohm | B <input type="checkbox"/> |

Opgave 6

Forholdet mellem R2 og R1 i en spændingsdeler er 1:4. Indgangsspændingen er 10 V. Hvor stor en spænding kommer der ud?

- | | |
|-------|----------------------------|
| 2 V | A <input type="checkbox"/> |
| 2,5 V | B <input type="checkbox"/> |

Opgave 7

Vi ønsker at dele en spænding i forholdet 1:10. Vi kender ikke spændingen, men vi ved, at indgangsmodstanden til næste trin er 50 kohm. Hvor store skal modstandene være?

- | R1 | R2 | |
|----------|----------|----------------------------|
| 470 kohm | 47 kohm | A <input type="checkbox"/> |
| 47 kohm | 4,7 kohm | B <input type="checkbox"/> |
| 47 kohm | 5 kohm | C <input type="checkbox"/> |

Når elektronerne bremses i en modstand, opstår der varme (gnidningsvarme), ganske som når bremserne i en bil aktiveres. En sådan varme (arbejde) kan udtrykkes i Watt — P .

Den ganske nærliggende formel:

$$P = U \cdot I,$$

udtrykker netop, at vi opnår varme, hvis en modstand passeres af *mange* elektroner under *stort pres*. ($U \cdot I$)

Hvis en elektronisk komponent får tilført større effekt, end den er normeret til, vil den "brænde af".

Det ses, at udtrykket for effekt indeholder betegnelserne E og I , som også indgår i ohm's lov. Af denne grund kan vi kombinere disse formler.

Eksempelvis kan ohm's lov i denne form: $I = \frac{U}{R}$

eksempelvis indsættes i effektformlen:

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

Her kan man altså finde effekten, når man kender modstanden og spændingen over den. En ting, man kan have stor glæde af til brug ved effektberegning af udgangsforstærkere. Her måles spændingen U fx. over en 3,2 ohm's modstand, og man beregner *modstanden* efter ovenstående formel.

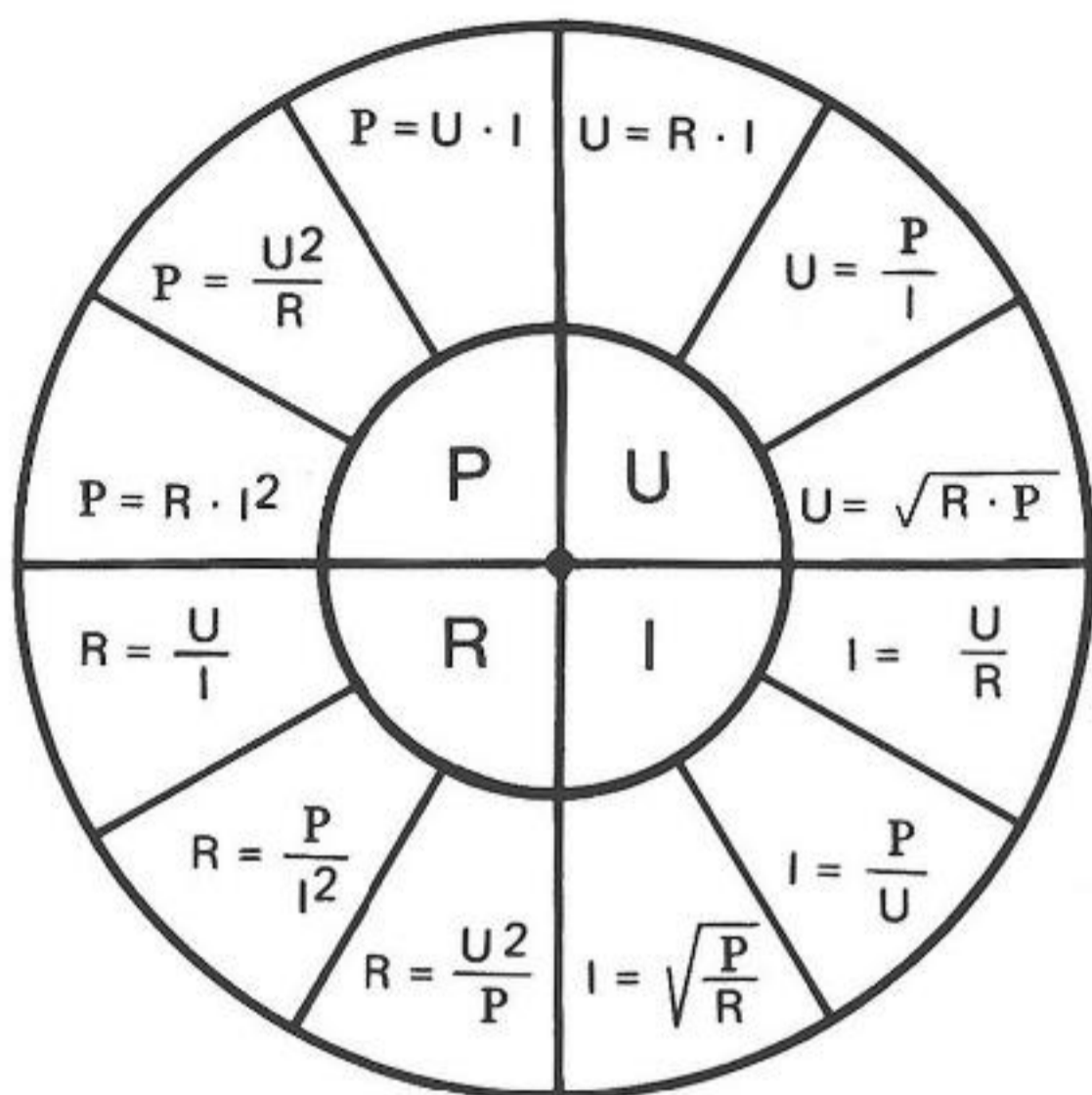


Fig. 10.1

Fig. 10.1 (REGNECIRKLEN for OHM's lov)

Ialt kan man udregne 12 udtryk ved kombination af effektformlen og ohm's lov:

I midten er den størrelse anbragt, man ønsker at kende, og omkring den kan man finde 3 forskellige udtryk herfor. Ialt 12 formler til udregning af U, I, R og P.

Opgave 1

Vi vil måle den effekt, der kommer ud af en forstærker. Vi kan ikke måle direkte over en højttaler, fordi dens impedans hele tiden ændrer sig. I stedet benytter vi en 3,3 ohm's modstand, -det "siger" heller ikke så meget. Over denne modstand kan vor forstærker give en spænding på 15 volt AC, uden at vi kan høre, eller på et oscilloskop se nogen form for forvrængning. Vi benytter formelen fra rosetten:

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

- 7 Watt
- 70 Watt
- 10 Watt

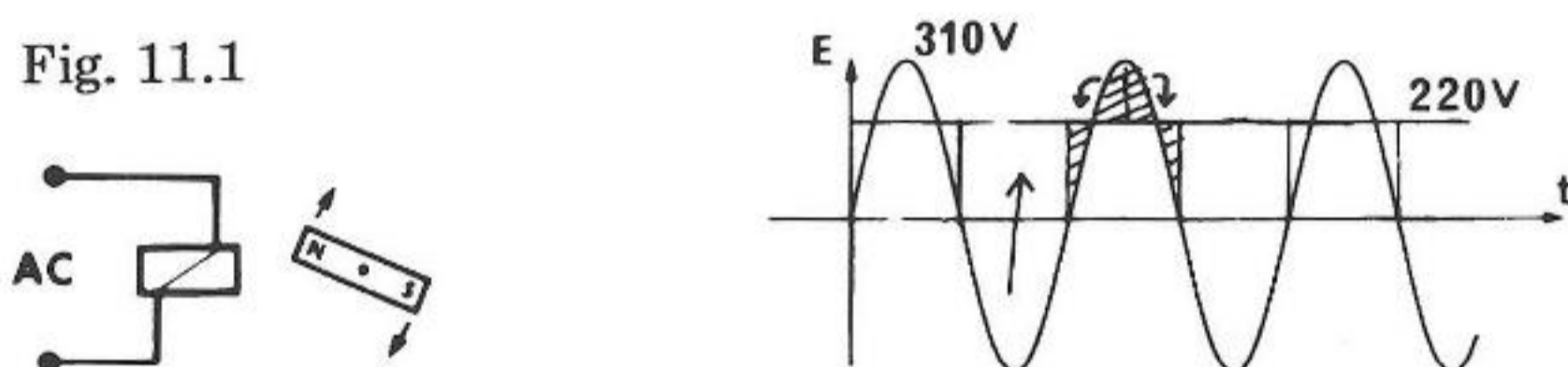
- A
- B
- C

En strøm, der varierer mellem positive og negative værdier, kaldes vekselstrøm (AC = Alternating Current). Alle andre strømformer, også pulserende, kaldes jævnspændinger.

Vekselstrøm fremstilles på elektricitetsværkerne ved hjælp af store dynamoer, men vekselstrøm kan også fremstilles af jævnstrøm ved elektronisk omdannelse (DC – AC converter).

(DC = Direct Current).

Fig. 11.1



Lysnettets sinusformedede vekselspænding varierer (i Danmark) mellem + 310 volt og – 310 volt. Det er fordi vekselspænding angives i effektiv værdi – den størrelse, der kan udføre det samme arbejde som en jævnspænding ville gøre. Dette kan "forstås" ved at betragte koordinatsystemet. Toppen kan fyldes ned i dalene, og "strømstanden" vil gå til effektivlinien – 220 volt.

For en *sinusformet* vekselspænding gælder, at *spidsværdien* er lig 1,4 x effektivværdien, ($\sqrt{2}$ x effektivværdien) hvilket er meget væsentligt at erindre sig ved beregning af strømforsyninger. I strømforsyninger oplades lade-kondensatoren til spidsværdien. Det er grunden til, at der kommer mere jævnspænding ud end vekselspænding ind i en ustabiliseret ensretterdel.

Vekselstrøm opfører sig som jævnstrøm når den benyttes sammen med almindelige modstande, men når der i kredsløbet indgår kondensatorer og spoler gælder specielle "regler". Det omtales i afsnittet G12.

Det antal gange, hvormed vekselspændingen svinger fra plus til minus, benævnes frekvensen. Frekvensen på det danske lysnet er 50 Hz. Disse 50 Hz er over lang tid særdeles nøjagtige, således at frekvensen kan benyttes til styring af ure, pladespillere etc.

Hz betyder Hertz og er en enhed, der angiver antal svingninger pr. sekund.

Det er ligegyldigt om svingningerne er akustiske, elektriske eller mekaniske. I elektronikken benyttes frekvenser fra næsten 0 Hz til området Giga Hz (1000.000.000 Hz). (GHz)

I dette "frekvensbånd" fordeles anvendelsen således:

Hørbart område	16-20.000 Hz
Ultra-lys	20 kHz-60 kHz
Langbølge	150 kHz-350 kHz
Mellembølge	500 kHz-2000 kHz
Kortbølge	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
Mikrobølger	> 16 GHz
Stråling	> 10 GHz
Lys	> 100 GHz

Foruden sinusformede spændinger kan man støde på fir-kant-, savtak- og trekantspændinger. Disse benyttes til styring og måling i elektronik. Benævnelsen antyder direkte kurveformen.

Opgave 1

Hvorfor er spændingen større efter ensretning og filtrering?

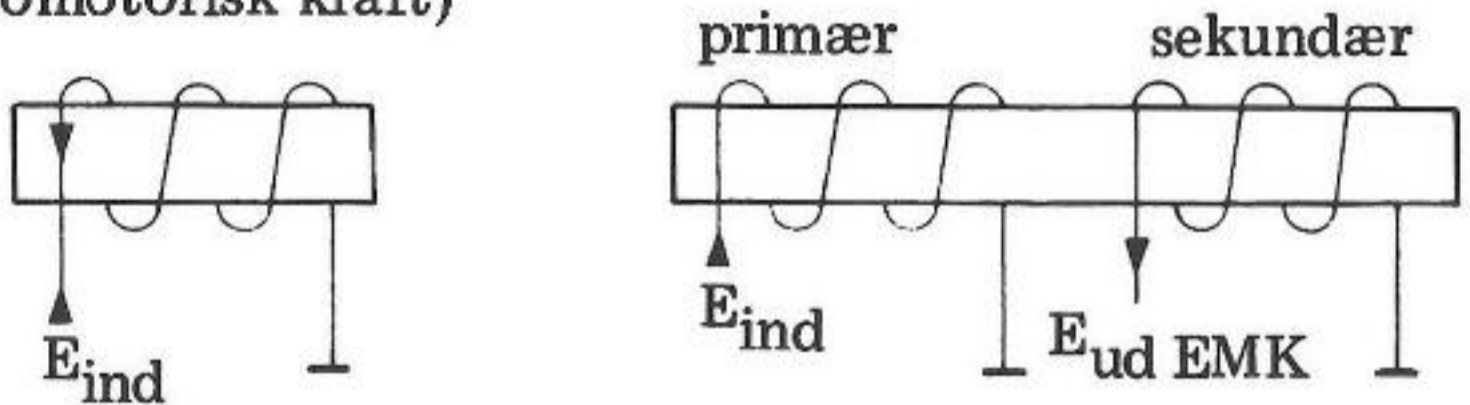
- Fordi ensretten forstærker A
 Fordi vi får maximalværdien af den
 indkommende vekselspænding B

Transformatoren

Fra spoler ved vi, at en strøm vokser langsomt op i en selvinduktion, fordi den selv sender en næsten lige så stor strøm den modsatte vej. Hvis spolen forsynes med endnu en vikling, vil også den sende en strøm rundt i sin vikling. Vi har fået en transformator. Ved at påtrykke en vekselspænding induceres en modspænding — også i den anden spole.

EMK

(Elektromotorisk kraft)



Den første spole kaldes den *primære vikling* og den anden, den *sekundære*. Spændingen som opnås er ligefrem proportional med vinklingsantallet, hvilket skrives:

$$\frac{\text{primær spænding}}{\text{primær vikingstal}} = \frac{\text{sekundær spænding}}{\text{sekundær vikingstal}} \quad \text{eller}$$

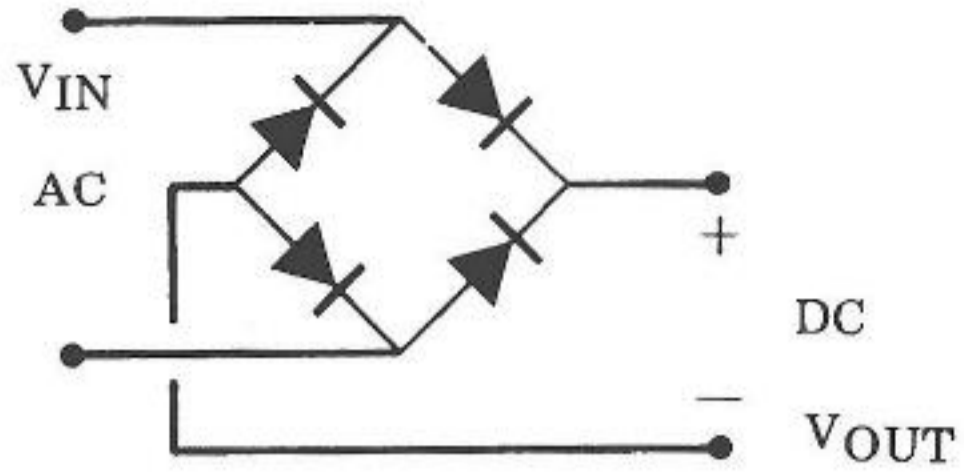
$$\frac{U_p}{V_p} = \frac{U_s}{V_s}$$

Transformatorens udgangsspænding er normalt 10-20% større end den påskrevne, da der er indre tab. Prøvespændingen fra en transformator passer derfor kun, når den belastes med den strøm, som den er mærket med (nominel strøm).

Fig. 12.1



Enkeltensretning



Gratzkobling

ENSRETTEREN

En ensretters teoretiske funktion forklares specielt under halvledere. Her skal det blot bemærkes, at en ensretter er en slags ventil, der tillader een strømretning at passere. Således kan positiv strøm passere i diodepilens retning, medens negativ strøm standses. Normalt benyttes en kombination med 4 dioder til ensretning af vekselspænding, (Grätz-kobling) da vi således ikke "taber" den ene vekselstrømshalvperiode. Koblingen fører alle negative halvperioder fra *begge transformatortilledninger* til minus, og alle positive halvperioder til plus. På tegningerne nedenfor ses hvorledes man ved enkeltensretning udglatter den pulserende jævnstrøm med en kondensator.

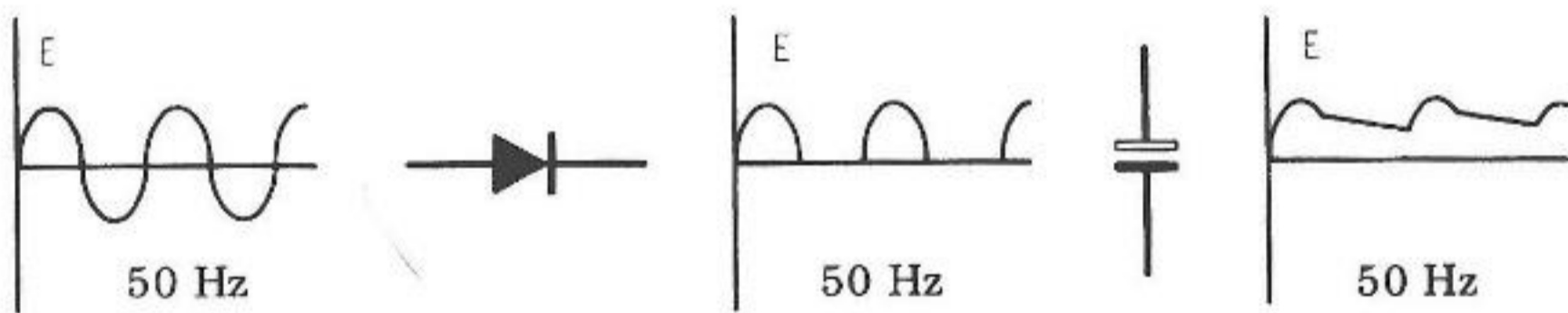


Fig. 12.2 Kurveform før og efter ensretning med ladekondensator

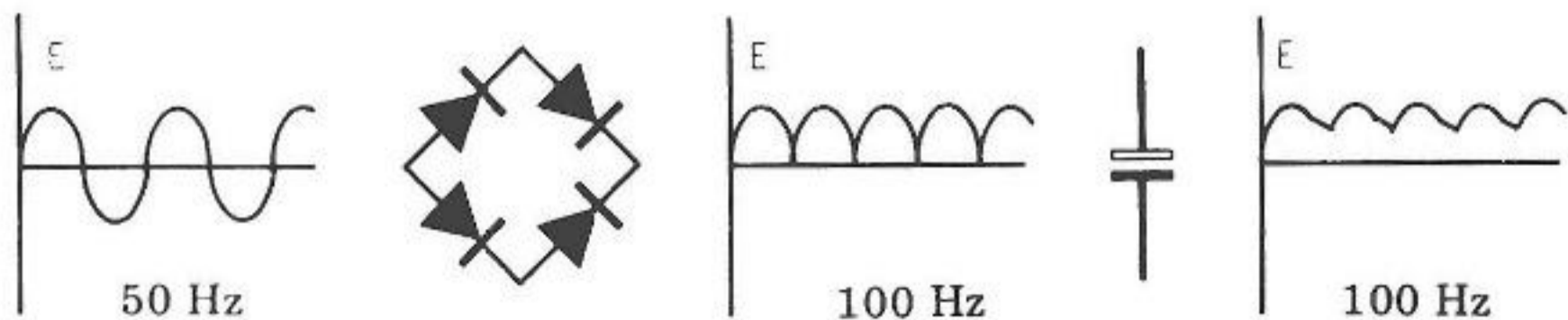
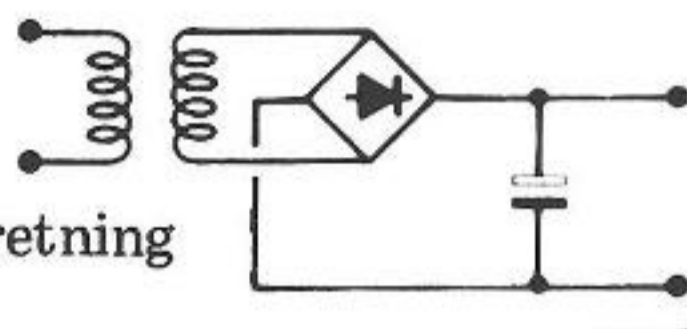


Fig. 12.3 Kurveform før og efter Grätz-ensretning med ladekondensator

Ved brug af dobbeltensretter får man fordoblet frekvensen for den pulserende jævnspænding og udnyttelsesgraden af transformatoren. Ydermere behøves kun den halve størrelse elektrolytkondensator (ladelyt) til udglatningen. Da ensrettere er mekanisk små og elektrolytkondensatorer store, er der store fordele ved at benytte brokoblingen.

Fig. 12.4

U-stabiliseret Gratz- el. dobbeltensretning



KONDENSATOREN

For at fjerne det mest pulserende fra ensretteren tilsluttes en stor kondensator, normalt over 1000uF, fra plus til minus af ensretterkoblingen. Kondensatoren vil blive ladet op til spidsværdien, der er 1,4 gange effektivværdien. Vi vil således få *større spænding ud*, end den vekselspænding vi tilfører. Spændingen over elektrolytkondensatoren findes således:

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

hvor U_C er spændingen over kondensatoren og U_{AC} den spænding vi får fra transformatoren.

En således konstrueret ensretter vil i de fleste tilfælde være tilstrækkelig, men hvis brum helt skal undgås, må man transistorstabilisere jævnspændingen. Se det praktiske afsnit NT315.

ELEKTRONISK UDGLATNING

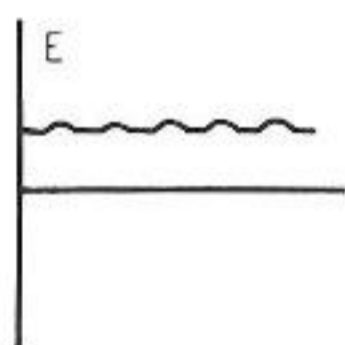
Enhver ensretterdel som består af transformator og ensretter med ladekondensator vil, når man belaster den, afgive jævnspænding med en *overlejrret brumspænding*.

I de fleste tilfælde, er denne brum-overlejrning uden betydning. Hvis en sådan strømforsyning nemlig benyttes til en udgangsforstærker, og udgangsforstærkeren er korrekt konstrueret, er forstærkerens modkobling medvirkende til brumundertrykkelsen. Lad os tage et eksempel til belysning af dette:

Restbrummet fra plus på strømforsyningen måles til 1 volt.

Hvis den tilsluttede forstærker ikke var modkoblet, ville hele brumspændingen på 1 volt føres direkte til højttaleren. Det ville ikke være til at holde ud at høre på. Heldigvis er en forstærker ofte modkoblet 10.000 gange. Brummet vil blive undertrykt med denne faktor fra 1 volt til $100 \mu\text{V}$! ($100 \mu\text{V}$)

Ustabiliseret spænding
med brumoverlejring



Stabiliseret spænding
uden brum

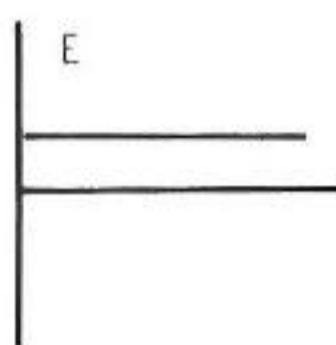


Fig. 12.5

Hvis den forbruger, man tilslutter sin strømforsyning til, ikke er modkoblet, må man stabilisere elektronisk i selve strømforsyningen.

Det, der sker, er yderst simpelt. Først ensretter man med en brokobling og udglatter med en kondensator.

Derefter sænker man udgangsspændingen, således at brumtoppene skæres helt fra. Se fig. 12.5. Hvis det trin, som sænker udgangsspændingen, så blot er helt frit for egenstøj, er udgangsspændingen "helt ren". I den simpleste udførsel består stabiliseringstrinet kun af en modstand og en zenerdiode, og i bedre trin af integrerede kredse og transistorer. Det kommer vi til sidst i afsnittet G17. For praktiske konstruktioner se NT10, NT300 og NT315.

Opgave 1

Vi vil benytte en transformator med primær, 220 volt og 10.000 vindinger. Den sekundære spole har 500 vindinger. Hvor stor er spændingen efter ensretning med en GRAETZ-bro og påfølgende filtrering over en kondensator?

155 volt

A

15,5 volt

B

11 volt

C

VEKSELSTRØM: SPOLER OG KONDENSATORER

KONDENSATORENS IMPEDANS

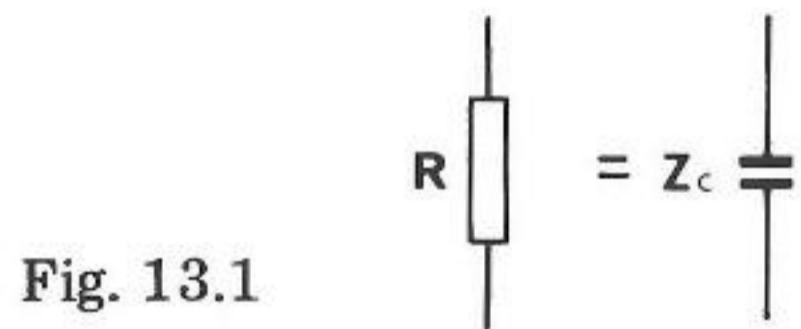
Under den første omtale af kondensatoren, så vi, at der kom en lille strømimpuls, når kondensatoren blev tilsluttet et batteri. En vekselspænding, der består af flere impulser, vil få en AC strøm til at gå til kondensatoren.

Vi kan betragte kondensatoren som en slags modstand, der har størrelsen:

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

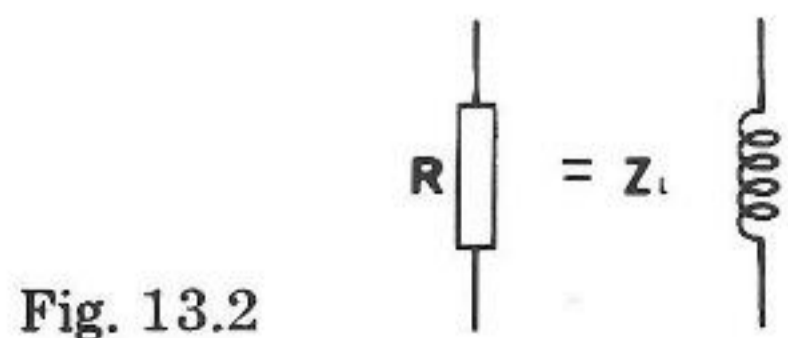
f: frekvens i Hz
C: kondensatorens størrelse i Farad.

Af udtrykket kan vi direkte se, at hvis frekvensen er høj eller kondensatoren stor, vil der kunne gå meget strøm gennem, hvilket svarer til at modstanden er lav.



Det er dog ikke en rigtig modstand, så den har fået sit eget navn, *impedans*, og kendetegnes ved Z_c . Det lille c betyder, at vi har med en kondensator at gøre. Inden for visse grænser kan vi regne med, at impedansen er en ohmsk modstand, hvor vi kan benytte ohm's lov.

Det er værdifuldt at hæfte sig ved, at kondensatorens impedans falder med stigende frekvens.



SPOLENS IMPEDANS

Spolen reagerer ikke straks på en spændingsændring, og vil overfor vekselspændinger give en mindre strøm end overfor jævnspændinger. Den har også en særlig vekselstrømsmodstand: impedansen Z_L givet ved:

$$Z_L = 2 \pi f L$$

f: frekvens i Hz

L: spolens størrelse i Henry (selvinduktion)

Af formlen kan vi se, at impedansen falder med faldende frekvens og med faldende selvinduktion.

Opgave 1

Ved den givne frekvens 1 k Hz skal en kondensator have en impedans på 1 k Ohm. Hvor stor skal kondensatoren være?

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

160 nF

16 nF

1 uF

A

B

C

Vi skal nu se nærmere på de tilfælde, hvor vi *ikke* må regne med spoler og kondensatorer som almindelige modstande.

Det sker, når vi har en spole og en kondensator forbundet enten i serie eller parallel.

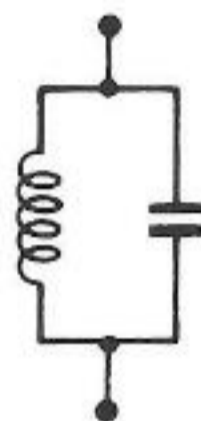


Fig. 14.1

Ved tilførsel af vekselspænding af en bestemt frekvens, kommer systemet i svingninger. Elektronerne skvulper frem og tilbage som bølger i et svømmebassin. Der kommer en bølge hver gang, der kommer en impuls, men kun når impulserne har den rette frekvens, vil svingningerne blive kraftige.

Vi kan også sammenligne med en gyngesving. Når gyngen får et enkelt puf, laver den et par svingninger, men står snart stille. Men hvis vi puffer på de rigtige tidspunkter, kan vi uden at anstrenge os få gyngen i kraftige svingninger. Hvis vi puffer galt, går gyngen snart i stå.

Ved vores svingningskreds kan vi altså forvente, at den opfører sig specielt ved den rette frekvens — resonansfrekvensen — men et stykke derfra kan vi regne normalt med impedanser.

Resonansfrekvensen er givet ved:

$$f_{\text{res}} = \frac{159}{\sqrt{L \times C}} \quad \begin{array}{l} \text{(kHz, mH, nF)} \\ \text{eller} \\ \text{(MHz, uH, pF)} \end{array}$$

Ved enhver kobling har vi en tilslutningsimpedans, der kan afbildes som en modstand R i en spændingsdeler.

SERIEFORBINDELSE

Serieforbindelsen har ved resonansfrekvensen en meget lille modstand, mens vi et stykke væk kan regne med komponenternes impedanser hver for sig. Spændingsdeleren vil da ved resonansfrekvensen give et meget lille signal ud, mens den ved andre frekvenser vil give et stort.

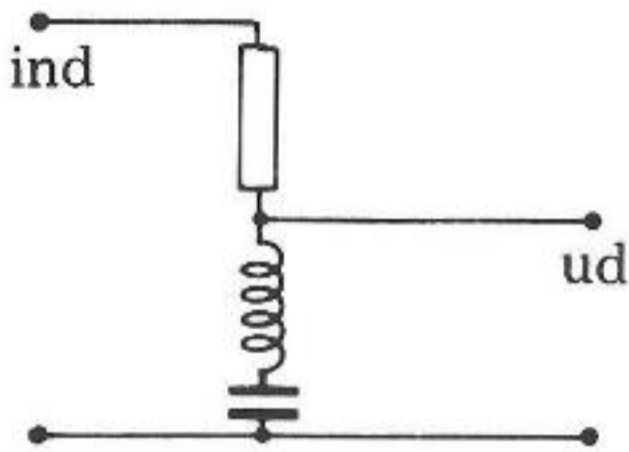


Fig. 14.2

F.eks. $R = 10 \text{ k}\Omega$ $Z_{\text{res}} = 10 \text{ }\Omega$ $U_{\text{ind}} = 10 \text{ V}$

Ved resonans er $U_{\text{ud}} = \frac{10}{10010} \cdot 10 = 10 \text{ mV}$

PARALLELKOBLING

Ved siden af resonans kan vi f.eks. have $Z_{\text{C}} = 1 \text{ k}\Omega$, $Z_{\text{L}} = 100 \text{ }\Omega$ og vi får da $U_{\text{ud}} = 1 \text{ V}$.

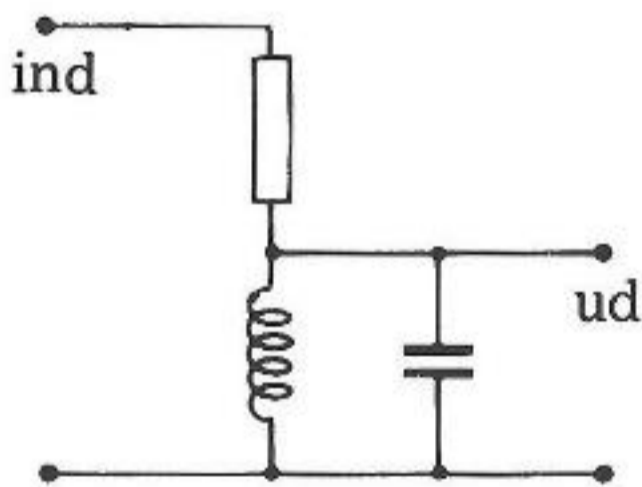


Fig. 14.3

Parallelkoblingen har ved resonansfrekvensen en meget stor impedans, så der her kommer fuldt signal igennem, mens alle andre frekvenser bliver dæmpet.

$R = 10 \text{ k}\Omega$ $Z_{\text{res}} = 100 \text{ k}\Omega$

$U_{\text{ind}} = 10 \text{ V}$

$$U_{ud} = \frac{100.000}{110.000} \cdot 10 \text{ V} = 9,1 \text{ V}$$

Ved siden af resonans kan vi have samme data som ovenfor og får:

$$U_{ud} = \frac{100}{10.100} \cdot 10 \text{ V} = 0,1 \text{ V}$$

Alle regninger må tages med forbehold, da vi ikke vil omtale fasedrejning.

Opgave 1

Udregn resonansfrekvensen til et krystalapparat. Spolen er en ferritstav med en selvinduktion på 0,1 mH, og vi benytter en kondensator på 100 pF.

Er krystalapparatet til:

mellembølge ca. 1 MHz	A <input type="checkbox"/>
Kortbølge over 2 MHz	B <input type="checkbox"/>
Langbølge ca. 150 KHz	C <input type="checkbox"/>

Det i elektronikken mest anvendte måleapparat er universal-meteret, hvorfor kun det skal omtales her. Det benyttes til måling af strøm, spænding og modstand.

Universalinstrumentet består af et drejespoleinstrument med god følsomhed, 20 k Ohm/Volt, og en omskifter med et antal modstande, koblet så forskellige måleområder nås. I kredsløbet til ohmmåling er der ydermere indskudt et batteri.

Drejespoleinstrumentet trækker altid samme strøm og spænding for fuldt udslag. Det bestemmer den indre modstand ifølge Ohm's lov, der benyttes til alle de følgende beregninger.

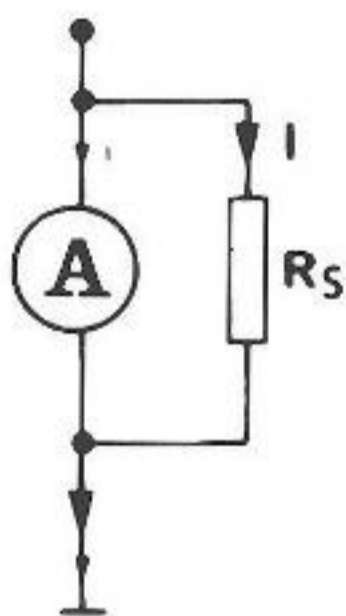


Fig. 15.1

STRØMMÅLING

Ved strømmåling ledes noget af strømmen uden om instrumentet via en *shunt*. For at beregne shunten, må man kende instrumentet's indre modstand og følsomhed. Er følsomheden fx. 20 k Ohm og den indre modstand 100 ohm, kan man ved forholdsregning finde den spænding, der er over instrumentet for fuldt udslag:

$$\frac{\text{Indre modstand}}{\text{Følsomhed}} = \text{Spænding over instrumentet}$$

ved fuldt udslag, eller udregnet i forekommende tilfælde:

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

Ved brug af OHM's lov kan man da udregne strømmen til:

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

Skal instrumentet benyttes til måling af 1 mA, må de 950 μA løbe igennem shunten, for at instrumentet slår fuldt ud og *ikke mere*.

Da der er 5 mV over shunten (og meteret, der er parallelforbundne), og vi ved, at strømmen skal være 950 μA , kan vi indsætte i Ohm's lov:

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

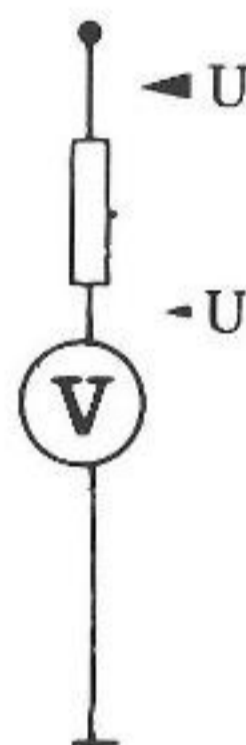


Fig. 15.2

SPÆNDINGSMÅLING

Ved spændingsmåling afsættes noget af spændingen over en formodstand. Se G9, spændingsdeler. For fuldt udslag ved vi fra beregningerne, at der står 5 mV over det instrument, som vi benyttede til strømberegningerne. Da vi samtidig ved, at strømmen gennem instrumentet for fuldt udslag skal være 50 μA , og at strømmen i serieforbindelser er den samme overalt, skal vi blot vide hvor meget spænding, der er over modstanden for at kunne udregne den via Ohm's lov.

Hvis vi måler 1 volt for fuldt udslag, og der står 5 mV over instrumentet, må der stå 995 mV over formodstanden, Ohm's lov:

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

Da de fleste måleinstrumenter har en nøjagtighed på 2%, er det nok at benytte en 20 k Ohm, modstand i ovennævnte tilfælde. Under strømmåling udregnede vi en modstand til 5,26 ohm. Her vil en modstand på 5 ohm være rimelig nøjagtig.

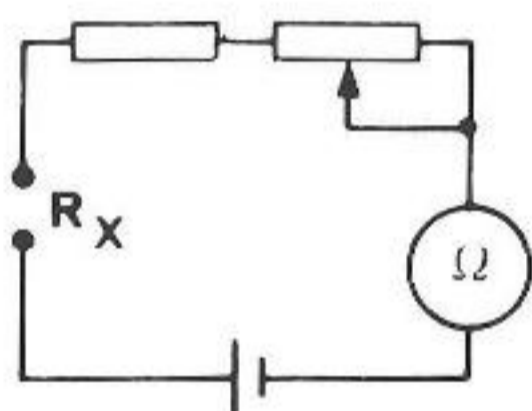
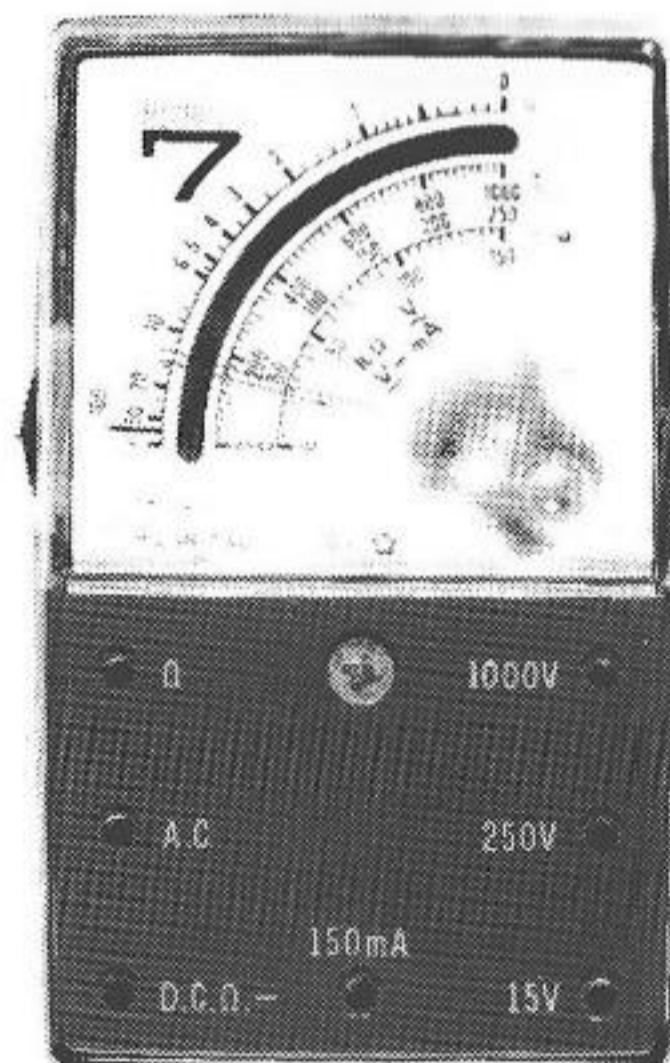


Fig. 15.3

OHMMÅLING

Ved Ohm-måling måles strømmen i et kredsløb med den ubekendte modstand indskudt. Ved brugen af Ohm-meteret kortsluttes målepindene og det indskudte trimmepotenriometer nuljusteres. Dernæst indskydes den ukendte modstand, og dens værdi aflæses på en speciel skala.



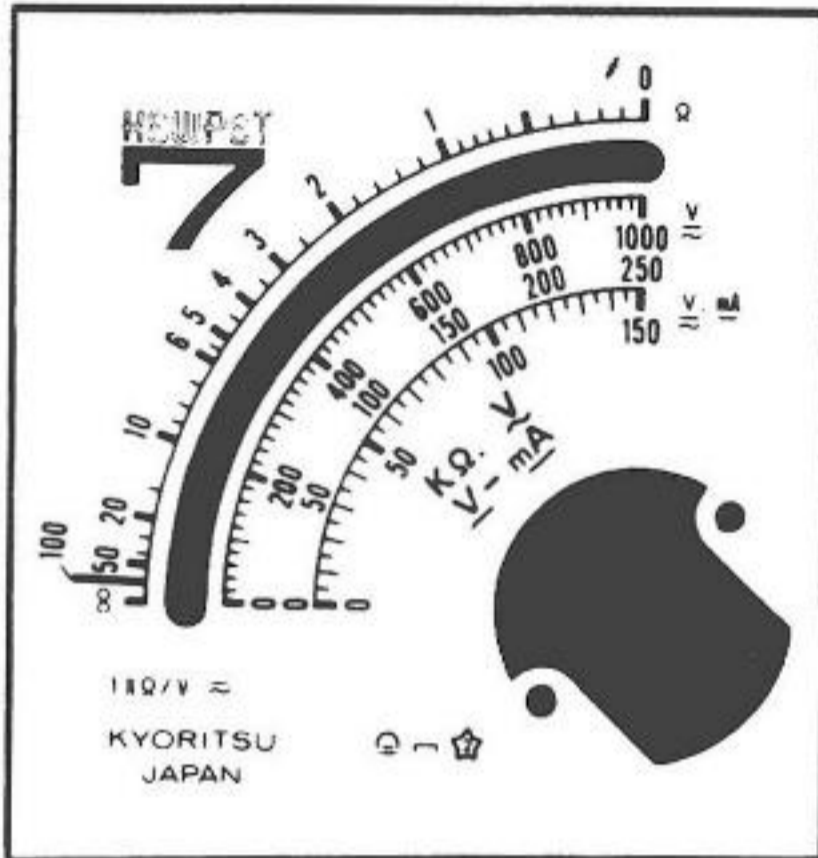
TYPISK UNIVERSALMÅLEINSTRUMENT UNIVERSALMETERET KEW 7

Dette særdeles prisbillige, verdenskendte lille måleinstrument har tilstrækkelige måleområder og data til brug for amatører. Hvis det bruges med omtanke er det endog også anvendeligt for professionelle. KEW 7's mangler opvejes ganske af prisen og størrelsen (ca. 70 kr., 2 x 5 x 7 cm). Aflæsningsnøjagtigheden er som De ser også ganske fin.

Apparatets mangel er den lave følsomhed og deraf store belastning, som det udsætter måleobjektet for. Med belastning menes på ingen måde at KEW 7 kan ødelægge, det kan kun fejlvise hvis det benyttes forkert.

Følsomheden på 1 k Ohm/Volt er altså 20 gange ringere end for gode instrumenter med 20 k Ohm/Volt.

At instrumentet samtidig er simpelt, er en fordel for forståelsen af funktionen.



OHMMÅLING

Testpindene stikkes i M (den røde) og i D.C.M. — (den sorte).

Testpindene kortsluttes og det lille potentiometer på siden af instrumentet stilles således, at viseren står på 0 Ohm. Herefter kan alle modstande mellem 100 Ohm og 50 k Ohm undersøges med rimelig nøjagtighed. Modstande over 100 k Ohm kan ikke aflæses, medens det er muligt at "skønne" om modstande mellem ca. 25 og 100 Ohm.

Husk at man ikke kan måle modstande som "er" monteret i et kredsløb, idet andre modstande kan forårsage fejlvisning. Da ohmmeteret er forsynet med et lille indbygget batteri, kan man også se om større kondensatorer er i orden eller kortsluttet. Sæt for eksempel en 1000 μF elektrolyt over målepindene. Viseren vil slå kraftigt ud og falde tilbage igen. Elektrolyten kortsluttes og den kan atter oplades med et viserudslag til følge. Hvis kondensatoren er lille, for eksempel 1 μF , vil opladningsstrømstødet blive meget lille.

STRØMMÅLING

KEW 7 er kun udstyret med et strømmåleområde. Det er ret velvalgt, — til 150 mA.

Testpindene stikkes i D.C._M. — og i "150 mA". Den sorte skal i D.C._M. η, og den røde i 150 mA bøsningen.

Det kan ikke lade sig gøre at måle vekselstrøm med KEW 7, selv om det ville være fristende at sætte den sorte pind i A.C. i stedet for i D.C._M. ÷. For den som arbejder med forstærkere vil det være rart med et område på 1,5 eller 3 ampere, men det kan sagtens lade sig gøre ved at montere en udvendig shunt direkte over prøvepindene ved instrumentet.

Ved 1.5 ampere skal shuntmodstanden være på 0,20 Ohm og ved 3 ampere på 0.10 Ohm.

SPÆNDINGSMÅLING

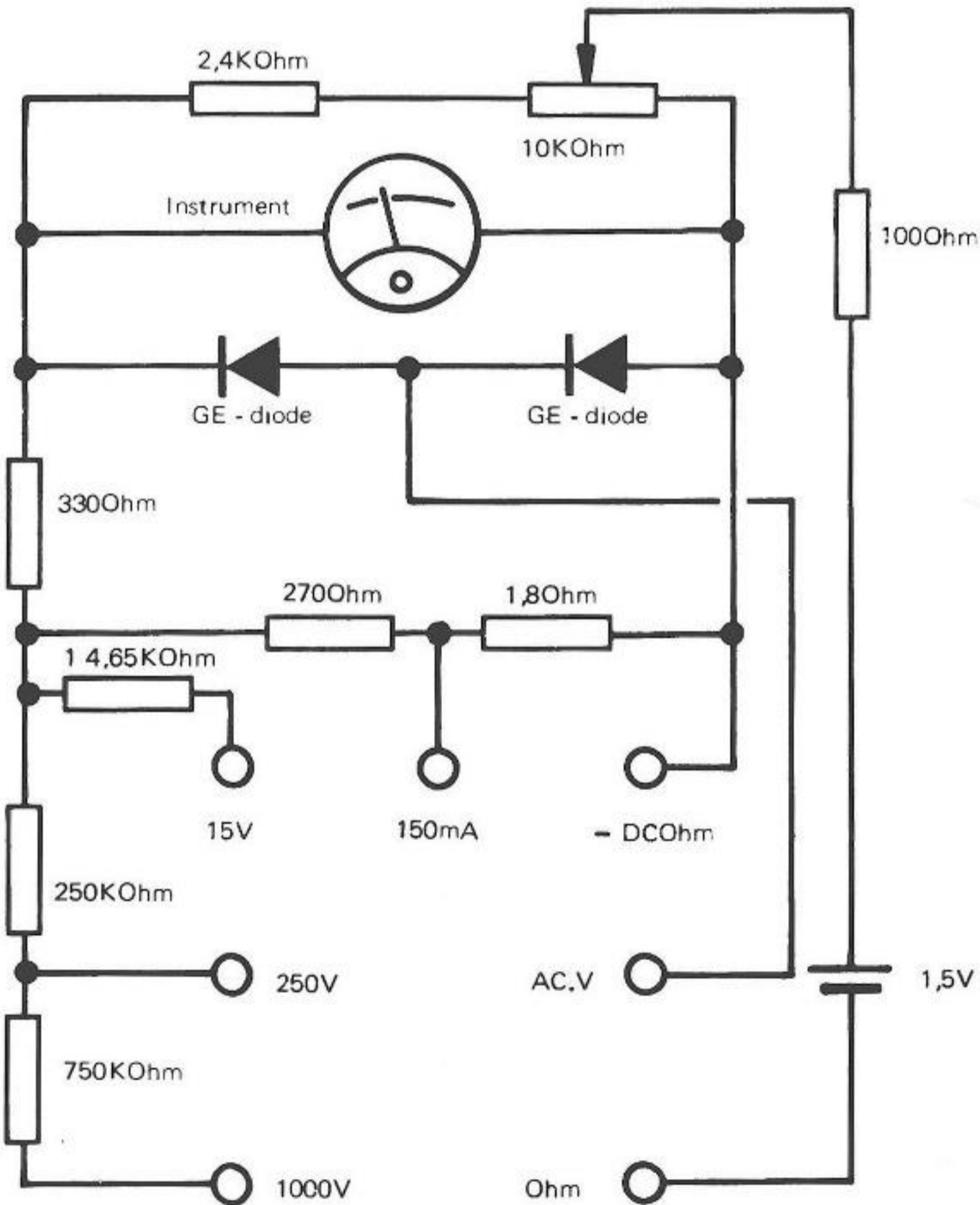
KEW 7 kan måle både jævn- og vekselspænding i områderne til 15, 250 og til 1000 volt.

Prøvepindene stikkes i D.C._M. ÷ u (sort), og det ønskede område ved jævnspændingsmåling. Ved vekselspændingsmåling stikkes den sorte prøvepind i AC i stedet for D.C._M. ÷.

Specielt ved 15 volt-området bør man udvise omtanke idet måleinstrumentets indre modstand er 15 KOhm. Hvis der i forvejen er 15 KOhm i det kredsløb man måler på, kan fejlvisningen være ind til 50%. Hvis de modstande man måler på er i området 1 — 2 k Ohm, vil fejlvisningen sjældent være større end 10%, hvilket er acceptabelt.

Hvis 15 volt-området er for lavt, og 30 volt ville være mere passende, kan man montere en 15 k Ohm modstand i serie med den røde prøveledning. Man skal så naturligvis huske at gange skalavisningen med 2.

SPECIFICATIONS :	
DC Voltages	0-15-250-1000 volts ($1000\Omega/V$)
AC Voltages	0-15-250-1000 volts ($1000\Omega/V$)
DC Current	0-150 milliamperes
Resistance	0-100 K Ω
Size	57 × 93 × 30 mm
Net Weight	108 g



DIAGRAMMET KEW 7

Det er lettest at forstå diagrammet ved at koncentrere sig om et måleområde ad gangen. Vi kan tage spændingsområdet DC, 15, 250 eller 1000 volt.

Spændingen skal passere en af faldmodstandene på 750 k Ohm, 250 k Ohm eller 14,65 k Ohm. I alle tilfælde dæmpes spændingen gennem faldmodstandene ned så spændingen over hele parallelkomplekset af måleinstrument, 270 Ohm modstand, 1,8 Ohm modstand og serieforbindelsesmodstanden, giver instrumentet ca. 100 mV. Hvis den ene testpind sættes over fra DC til AC skal vekselspændingen blot omdannes til jævnspænding, hvilket de to dioder klarer. Dioderne er samtidig en acceptabel beskyttelse mod kortvarig fejltilslutning.

Når man måler strøm, passerer strømmen 1,8 Ohm modstanden, og der tabes ca. 300 mV. De 200 mV "ædes bort" i 330×270 Ohm's modstandene, hvilket er dette ellers gennemtænkte instruments største svaghed.

Endelig sker Ohm-målingen på den måde, at et lille batteri, i serie med 100 Ohm's modstanden og den ukendte modstand, sender en svag strøm til instrumentet. Afhængig af 10 k Ohm potentiometerets nulindstilling, vil man nu kunne aflæse modstandsværdier mellem 100 Ohm og 100 k Ohm.

Måleinstrumenter af speciel virkemåde og funktion omtales særskilt. Se evt. den praktiske konstruktion MI 10, i konstruktionsafsnittet.

Opgave 1

Et måleinstrument opgives ofte i et antal mA/Volt (pr. IVolt). Hvilke andre størrelser er nødvendige for at kunne udregne den indre modstand:

- | | |
|------------------------|----------------------------|
| Strømmen | A <input type="checkbox"/> |
| Følsomheden | B <input type="checkbox"/> |
| Ingen størrelse | C <input type="checkbox"/> |
| Spændingen | D <input type="checkbox"/> |
| Målet for fuldt udslag | E <input type="checkbox"/> |

Opgave 2

Hvor stor en strøm skal der løbe i en shunt ved måleområdet 100 mA, når det benyttede instrument er af typen 1mA/V og har fuldt udslag for 100 uA.

- | | |
|---------|----------------------------|
| 10 mA | A <input type="checkbox"/> |
| 999 mA | B <input type="checkbox"/> |
| 99.9 mA | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 3

Hvor stor skal den ovennævnte shunt være for det nævnte instrument. Find først spændingen over shunt (og instrument) ved forholdsregning:

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

Strømmen kendes fra opgave 2. Vi benytter ohm's lov:

- | | | |
|--------------------------|--------|----------------------------|
| Hvor stor er modstanden: | 9 Ohm | A <input type="checkbox"/> |
| | 10 Ohm | B <input type="checkbox"/> |
| | 1 Ohm | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 4

Samme instrument skal vi nu benytte til spændingsmåling for 100 V. Fra opgave 3 kendes spændingen over instrumentet. Ud af det kan modstanden beregnes. Hvor stor er for-modstanden:

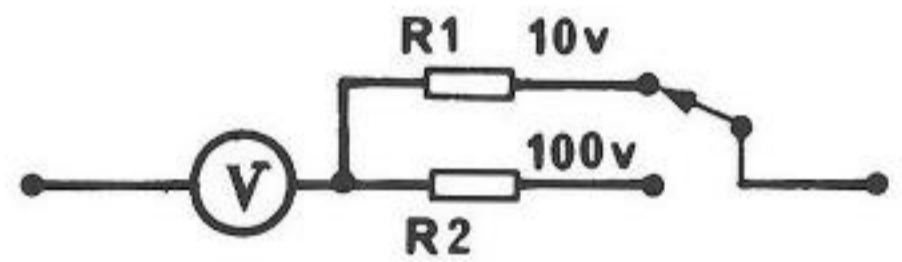
- | | |
|-----------|----------------------------|
| 1 K Ohm | A <input type="checkbox"/> |
| 1 M Ohm | B <input type="checkbox"/> |
| 100 K Ohm | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 5

Udregn komponentværdierne. Med en omskifter skal vi kunne måle spændingerne 10 volt og 100 volt. Instrumentets data er 1 k Ohm/V og fuldt udslag 1 mA.

Hvilken kombination er rigtig

R1	R2	
9 kohm	99 kohm	A <input type="checkbox"/>
9 kohm	990 kohm	B <input type="checkbox"/>



Halvlederkomponenter er alle opbygget med en skive halvledermateriale (germanium, silicium o.a.) som den virksomme del. Halvledermaterialet er altid i form af N eller P materiale, og vi skal se, hvad der sker, når et N og et P materiale støder op til hinanden.

DIODEN

I dioden har vi en P-N overgang. Når den er forbundet som vist på figuren, vil nogle elektroner i N-laget gå ned i den positive pol og nogle huller fra P-laget ned i den negative. Der kan ikke opstå nye elektroner og huller i krystallen, og når overskydende elektroner i N-laget er væk, går strømmen i stå. Det samme sker med huller i P-laget. Vi siger, at overgangen spærrer.

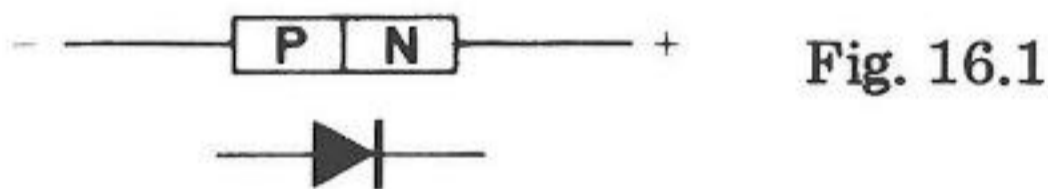


Fig. 16.1

Vendes batteriet, vil der komme flere elektroner i N-laget og flere huller i P-laget. Nogle elektroner vil blive stødt over i P-laget, og når de møder et hul, falder en elektron i. Huller vil ligeledes stødes ind i N-laget og mødes med elektronerne der. Huller og elektroner vil derfor ophæve hinanden, så vi kan komme med flere fra batteriet. Der går en strøm og overgangen leder.

Overgangen spærrer for positiv til N og negativ til P, mens den leder med positiv til P og negativ til N, hvilket er vigtigt for forståelsen af transistoren.

DIODETYPER OG ANVENDELSE

Foruden tunneldioder, 4-lagsdioder, gunn-dioder og laser-maserdioder, anvendes i dag siliciumdioder, germaniumdioder, kapacitetsdioder, galium-arseniddioder, zenerdioder, DIAC's, TRIAC's og SCR's. De første 4 typer er så specielle, at de falder uden for denne bogs område. SILICIUMDIODER anvendes fortrinsvis til ensretning, og i visse tilfælde ses siliciumdioder som gate's og beskyttelse over relæspoler etc.

En siliciumdiode har særdeles gode spærreegenskaber og i ledetilstanden er modstanden meget lille. Det er derfor siliciumdioden er fin som ensretter for store strømme og spændinger. Specielt gælder for siliciumdioden, at der først går strøm gennem den, når spændingen i lederetningen overstiger 0,6 — 0,8 volt. Denne størrelse er temperaturafhængig. Ved 20° C er spændingen 0,7 v. Med stigende temperatur falder denne spænding lineært til ca. 0,6 v ved 100° C.

Siliciumdioder kan tåle temperaturer over 150° C. Flere siliciumdioder ses ofte sammenkoblet i samme hus som f.eks. brokobling etc.

GERMANIUMDIODEN er på visse områder siliciumdioden overlegen. Det gælder ensretning af høje frekvenser og lav gennemgangsspænding. Germaniumdiodens gennemgangsspænding ligger på 0,1 — 0,2 volt. Det er af betydning hvis man skal have ensrettet en svag vekselspænding til et måleinstrument. Her kan siliciumdioden overhovedet ikke anvendes. Germaniumdioden tåler kun ringe strøm. Størrelsesordenen til 50 mA, hvor siliciumdioden tåler op til mange hundrede ampere.

KAPACITETDIODEN er en siliciumdiode, hvor man har øget den kapacitet, som alle siliciumdioder har. Når kapacitetsdioden påtrykkes en spænding (ca. 2 — 30 volt) i spærreretningen, vil kapaciteten antage en bestemt værdi (ca. 15 — 2 pF). Da kapacitetsdioden er påtrykt spændingen i spærreretningen betyder det i praksis, at der ingen strøm går. Kapacitetsdioden benyttes til afstemning af specielt TV/FM-båndet i både sendere og modtagere.

GALIUM-ARSENID-DIODER eller lys-dioder, som de også kaldes, er siliciumdioder opbygget med specielle krystaller som afgiver lys, når der ledes strøm gennem i lederetningen. Lysdioden skal kobles i serie med en passende modstand til forsyningskilden for ikke at ødelægges. Den har en "lyse-spænding" på ca. 1 volt, og bruger omkring 20 mA. Effektiviteten er ringere end en glødelampe, men levetiden er formodentlig næsten uendelig. Tiden som lysdioden bruger til at tænde er meget kort, omkring $1 \mu\text{s}$. Det betyder, at den kan anvendes sammen med en fotomodstand, som f.eks. lys-stråle-samtale-anlæg. Sammenkoblinger med lysdioder benyttes til digitale display's.

ZENERDIODER er fremstillet af silicium. De har den ganske specielle egenskab at de ved en ganske bestemt spænding begynder at trække en kraftig strøm. Det gør dem velegnede som stabiliseringskomponenter i konstant spændingsstrømforsyninger. Vendes en zenerdiode omvendt, vil den lede med 0,7 volt over sig som en almindelig siliciumdiode. Zenerdioder kan i dag laves fra 2 til over 200 volt.

Nedennævnte kredsløb med en zenerdiode kan stabilisere spændingen.

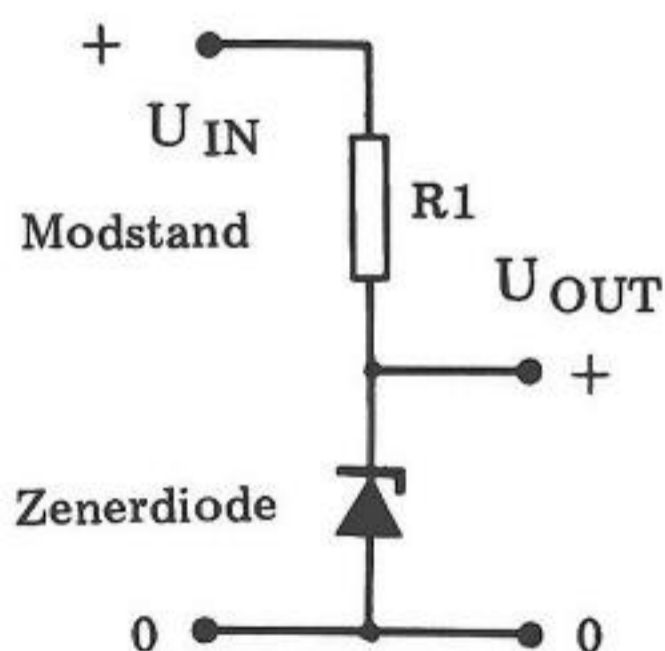


Fig. 16.2

Vi har benyttet en zenerdiode på 9,1 volt og sender 12 volt ind. Udgangsspændingen er 9,1 volt.

Kredsløbet kan betragtes som en ganske almindelig spændingsdeler, hvor bundmodstanden er erstattet med zenerdioden. (R2, se G9 spændingsdeleren). Den valgte zenerdiode kan tåle 100 mA gennem sig, hvorfor det er den maximale udgangsstrøm.

Spændingsfaldet over R1 er indgangsspændingen minus udgangsspændingen.

I dette eksempel:

$$U_{R1} = U_{IND} - U_{UD} = (12,0 - 9,1) \text{ V} = 2,9 \text{ V.}$$

Strømmen gennem R1 er 100 mA, da den også løber i zenerdioden. Det er jo en serieforbindelse, hvor strømmen overalt er den samme. Ohm's lov giver:

$$R_1 = \frac{U_{r1}}{I_2} = \frac{2,9 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = \frac{29 \text{ Ohm}}{27 \text{ Ohm, — standard.}}$$

Effekten for R₁ er:

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

En 1/4 Watt modstand vil være en smule underdimensioneret.

Det der nu sker, når vi tilslutter et forbrug på mellem 0 og 100 mA er, at strømmen deles mellem zenerdiode og forbrug. Hvis man bruger 75 mA fra kredsløbet, vil der gå 25 mA i zenerdioden. Forbrug indtil 100 mA er stabile. Hvis indgangsspændingen svinger lidt, vil udgangsspændingen altså stadig være stabil. Hvis indgangsspændingen svinger flere volt, må man dimensionere R1 efter den største spænding, der er over den. Ved en indgangsspænding på 15 volt i det anviste eksempel er spændingen 5,9 volt over R1 og R1 skal være 59 ohm!

DIAC'en er en dobbeltriggerdiode til styring af TRIAC's. En DIAC ligner en neon-lampe meget i elektrisk henseende. Neon-lampen har nemlig ligesom DIAC'en en meget stor modstand, når spændingen er lavere end tændspændingen. Ved tændspændingen går der pludselig en kraftig strøm, som begrænses af en faldmodstand. Tændspændingen for en DIAC ligger omkring 30 volt, medens neon-lamper først leder fra omkring 90 volt. DIAC'en bruges til styring af TRIAC's. Da TRIAC's er vekselstrømsregulerende må DIAC'er tænde for både positive og negative spændinger. DIAC'en er den eneste vekselstrømsdiode.

SCR'en eller "den styrede ensretter", som denne diode kaldes på dansk, er en almindelig siliciumdiode, som først leder strøm når der lægges en positiv spænding på omkring 100 mV på et styregitter (Gate).

SCR'en vedbliver med at lede indtil spændingen over selve dioden er nul. Selv om spændingen ved *SCR'en* igen stiger, vil den ikke lede, før der atter tilføres en styreimpuls. *SCR'en* leder kun vekselstrømmens ene halvperiode (lederetningen).

TRIAC'en ligner elektrisk to modsat vendte, sammenkoblede *SCR's*. Normale triacs skal styres (trigges) med positive spændinger i den "positive gennemgangsretning og negative i den "negative gennemgangsretning". Sådanne *TRIAC's* siges at trigge i 2 kvadranter. *TRIAC's*, som er styrbare med både positive og negative impulser i begge gennemgangsretninger, siges at trigge i 4-kvadranter. Disse *TRIAC's* er TTL-kompatible. Det vil sige, at logiske integrerede kredse, som kun kan give positiv eller nul (high or low) udgangsspænding kan styre en vekselspænding med en jævnspænding på styre-gaten.

TRANSISTOREN

I transistoren har vi tre lag. Fx. et P, et N og et P-lag igen. De er altid ordnet, så de to ens lag er adskilt af det tredje, der er meget tyndt.

Det ene P-lag er emitter, det andet kollektor, og N-laget er basis.

(omvendt for en NPN-transistor).

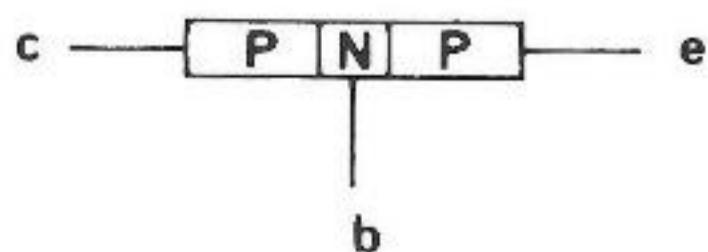


Fig. 16.3

PNP-transistoren forbindes med emitter til plus og kollektor til minus. Så længe basis ikke er forbundet, vil der ikke gå nogen strøm, da der ikke tilføres elektroner.

Når basis forbindes til minus (gennem en modstand) får den tilført elektroner udefra, der tiltrækker nogle huller fra emitter.

Nu kommer det vigtige:

Det tager et "stykke tid" for et hul at finde en elektron, og imens bevæger det sig lidt rundt. Hullet har da en chance for at komme ind over NP-overgangen til kollektor, som *ikke* spærrer for huller, men kun for elektroner fra basislaget.

Når basislaget er meget tyndt, vil der være stor chance for huller til at passere det, således at for hver elektron, der kommer ind i basis og finder et hul, er der måske 100 eller 200 huller, der går forgæves og videre over til kollektor. Der går en strøm i transistoren, og vi har opnået en strømforstærkning, fordi den lille basisstrøm medfører en større emitter/kollektor-strøm. Det antal gange kollektorstrømmen er større end basisstrømmen benævnes strømforstærkningen β

Opstillet matematisk:

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

Her er B = strømforstærkningen,

I_c = kollektorstrømmen og

I_b = Basisstrømmen.

I en NPN-transistor er lagtyperne omvendte, og transistoren skal forbindes med emitter til minus og kollektor til plus.

Her er det huller, vi sender ind i basis. De tiltrækker elektroner fra emitter, og det er hovedparten af disse elektroner, der ikke kan finde et hul og derfor fortsætter videre til kollektor.

Strømforstærkningen udregnes på samme måde som for PNP-transistoren.

De anvendte symboler er vigtige, og de vil blive brugt i de følgende afsnit uden yderligere forklaring.

TRANSISTORENS GRUNDKOBLINGER

En almindelig transistor kan kobles på 3 forskellige måder:

Jordet emitter

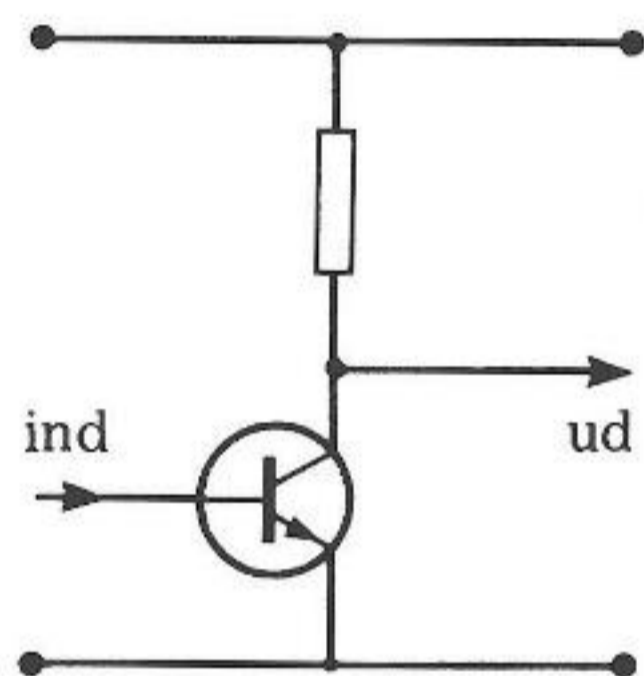


Fig. 16.4

Jordet kollektor

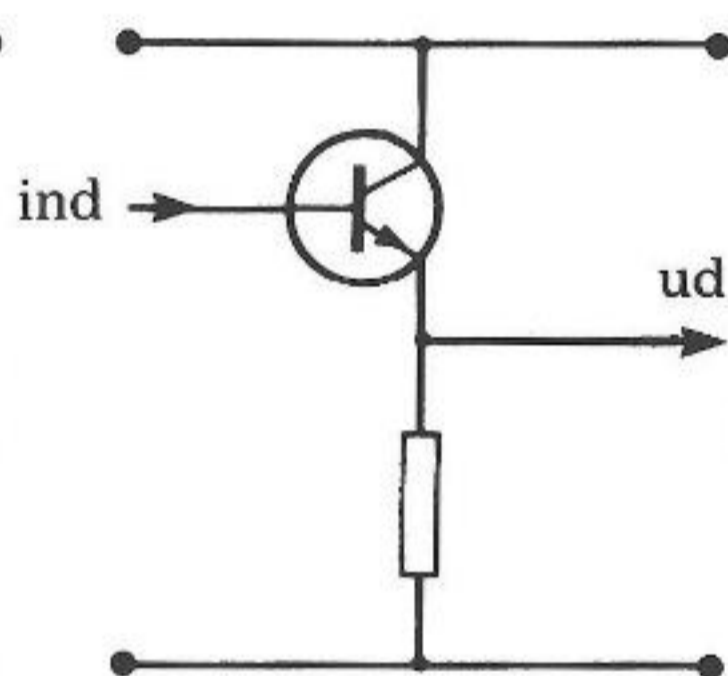


Fig. 16.5

Jordet basis

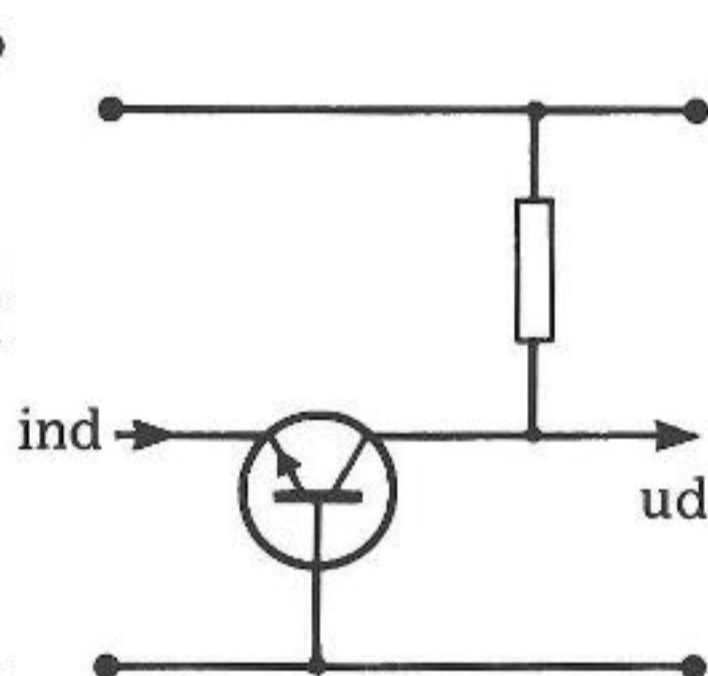


Fig. 16.6

JORDET EMITTER-koblingen benyttes ofte til forstærkerkoblinger i LF-området. Vi får hele transistorens forstærkning, som ofte ligger på flere hundrede gange. Man modkobler dog altid, så frekvensgangen bliver lineær og forvrængningen lav. (Sjældent mere end 10). Indgangsimpedansen ligger mellem 1 og 10 kohm. Udgangssignalet er fasedrejet 180° i forhold til indgangssignalet.

JORDET KOLLEKTOR, eller emitterfølgerkoblingen har en forstærkning på meget nær 1 gang. Denne kobling er i sig selv optimalt modkoblet og indgangsimpedansen er tilnærmelig lig med emittermodstandens værdi gange transistorens forstærkning. (Indtil flere MOhm). Udgangsimpedansen er lig med emittermodstanden divideret med transistorens forstærkning. Fasedrejningen er nul grader. (Ingen fasedrejning).

JORDET BASIS-kobling anvendes fortrinsvis til højfrekvens forstærkerkoblinger på frekvenser over 50 MHz. Således koblet har transistoren en fortrinlig HF-isolation og en pæn linearitet. Det første er vigtigt for at hindre oscillator-udstråling fra modtagere, det andet er vigtigt for undertrykkelsen af falske stationer.

TRANSISTORTYPER OG ANVENDELSE

Den først fremstillede transistor var af germanium.

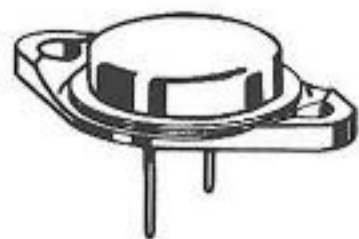
Da det er teknologisk mest simpelt at fremstille germaniumtransistorer var denne type "førende" i næsten 15 år til midt i 60'erne.

Bedre teknologi og kemi gjorde det muligt at lave transistorer af silicium. Siliciumtransistorer har væsentlig bedre egenskaber og er lettere at fremstille til højere frekvenser og større effekter. Da undertegnede forfatter til AE-bogen købte den første transistor, OC 70 fra Philips, var prisen omkring 30 kr. (1956). Pristalsmæssigt svarer dette til mellem 75 og 100 kr. I dag koster en væsentlig bedre transistor, for eksempel BC 170, i metalhus omkring 2 kr.!

Som De ser må germaniumtransistorer anses for at være helt udkonkurreret af siliciumtransistorer, hvor det ikke gælder specielle typer.

GERMANIUMTRANSISTORER har lige som germaniumdioder en gennemgangs startspænding (Basis-Emitter) på 0.1—0.2 Volt. Det er den væsentlige grund til at man stadig ser denne forældede transistortype i, blandt andet, batteridrevet og auto (12v) forstærkerudstyr. Germaniumtransistorerne benyttes nemlig til komplementære udgangstrin, hvor det er væsentligt at få så stort et udgangsspændingssving, som muligt, og dermed så stor en udgangseffekt, som muligt. Transistor typerne AC 187—188 og AD 161—162 vil sikkert være Dem bekendt. Den absolut maximale udgangseffekt ved 12 volt og 4 Ohms højttalere er 2,5 watt (15 volt ~ 4 watt). Germaniumtransistorer tåler kun omkring 60° C på krystallet.

SILICIUMTRANSISTORER er de i dag mest velkendte og benyttede transistorer. Ved masseproduktion og bedre produktionsmetoder er det lykkedes at fremstille dem i kvaliteter og i priser, som har gjort dem langt overlegne overfor både elektronrør og germaniumtransistorer.



Hvor en germaniumtransistors forstærkning var faldet til 1 gang ved 1 MHz, er forstærkningen først 1 for siliciumtransistorer ved 100–500 MHz, og det kan udmærket lade sig gøre at lave specielle typer 1 gangs forstærkning ved 10–15 GHz (1 GHz ~ 1000 MHz). Samtidig er egenstøjen lav og lineariteten god. Det betyder, at en forstærker opbygget med siliciumtransistorer afgiver mindre sus og lavere forurening. Det er også lettere at lave effekttransistorer i silicium. Bekendt er vel 2N3055, der med sin *tabeffekt* på 115 watt, har været berømt. Pr. 1972 har firmaet Motorola fremstillet en direkte komplementær benævnt MJ2955, også til 115 watt. En ny teknik, epi-base-teknik, har gjort det lige så let og billigt, hvorfor 2955'eren koster det samme. Prisen er altså også komplementær.



Imidlertid er det muligt at tiden er løbet fra denne "nye" transistor allerede før fremkomsten, idet plast-transistorer er endnu billigere at fremstille. Metal er nemlig dyrt, og udslagsgivende for udsalgsprisen selv i så lille et format.

Husk, at siliciumtransistorer først trækker strøm, når Basis-Emitterspændingen overstiger 0.7 volt. Husk også, at det kan være vanskeligere at arbejde med siliciumtransistorer fordi de let går i sving på 10 MHz eller mere på grund af den fine forstærkning ved høje frekvenser. Siliciumtransistoren tåler temperaturer på næsten 200° C på krystallet.

FIELDFFEKT TRANSISTORER

Der findes to slags felfeffekt transistorer: Juncktion-FET's og MESA-FET's.

Den første er "sejlivet" som en siliciumtransistor, men går ikke højere op i frekvens end til ca. 10 MHz, medens MESA-FET'en kan benyttes helt op i GHz-området. MESA-FET'en er meget vanskelig at arbejde med, fordi den let brænder af på grund af den høje indgangsimpedans og statisk elektricitet. Man kan dog også få MESA-FET's med indbyggede sikringsdioder, som ikke "brænder af" blot ved berøring.



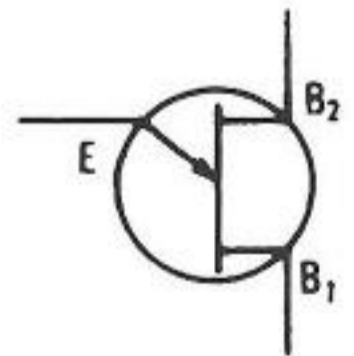
FET'en kan betragtes som en variabel modstand hvor modstanden mellem terminalerne Drain/Source ændres kraftigt ved en minimal spændingsændring mellem Gate/Source. FET'en trækker strøm allerede ved spændingen nul volt på Gate. Først ved -1 til -5 volt begynder FET'en at spærre. Hvis man absolut vil benytte FET'en i on/off området, må man altså have en negativ spænding til rådighed, eller hæve sourcespændingen et par volt.

Skal FET'en blot benyttes som forstærker, er det normalt nok at "lægge nul" på gate. Så arbejder FET'en lineært.

FET'en ligner et elektronrør meget elektrisk set, fordi den ingen gate-strøm trækker.

FET'er støjer ofte mere end almindelige transistorer — og de fremstilles ikke til ret store effekter.

Fig. 16.7



Unijunction-transistoren er en slags dobbelttransistor, som er velegnet til triggeformål, oscillator eller switch. Den anvendes ikke lineært til forstærkeropstillinger. Funktionen er følgende: Hvis en vis spænding lægges på Emitter, vil der når denne spænding nås, gå strøm fra B2 (Basis 2) til B1 (Basis 1). Der skal meget lidt strøm til at få UJT'en til at slå om, ca. $1-2 \mu\text{A}$. Strømmen, som da kan gå mellem B2 og B1, er max. 100 mA . Emitterknækspændingen er noget temperaturafhængig.



KØLEPROBLEMER

Når De nu skal til at arbejde med effekter på mere end bare 1 watt melder køleproblemet sig. Derfor er det på sin plads, som et P.S., efter ANVENDELSE AF TRANSISTORER at omtale de køleproblemer som kan opstå.

JUNCTION TO CASE — HVAD ER DET?

Når man "kigger" i en dataliste fra en halvlederfabrikant, vil man ofte se størrelsen T_{JC} el. JUNCTION TO CASE opgivet. For de bedste krafttransistorer ligger denne størrelse på ca. 1° C/W . Direkte oversat betyder JUNCTION TO CASE: krystal til hus. Størrelsen, der hentydes til, er varmeledningsevnen. Almindeligvis kan en transistor tåle at arbejde med en krystaltemperatur på 175° C . Varmeledningen fra krystal til hus er en vigtig størrelse at kende. Den fortæller os nemlig, hvor stor en temperatur, der kan tåle at være på ydersiden af transistorhuset for en given effekt.

Husets temperatur er da:

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

Hvis T_J er opgivet til 175° , T_{JC} til $1,0^\circ \text{ C/P}$ og effekten til 100 watt kan hustemperaturen tillade sig at være:

$$T_C = 175^\circ \text{ C} - 1^\circ \text{ C/P} \times 100 \text{ P}$$

$$T_C = 75^\circ \text{ C.}$$

Hvis omgivelsestemperaturen, T_O , er 25° C kan vi finde hele det resterende temperaturspillerum. T_x :

$$T_x = T_c - T_o; T_x = 75^\circ \text{ C} - 25^\circ \text{ C} = 50^\circ \text{ C.}$$

Disse 100 watt varme, som kommer fra transistoren skal nu ledes væk, vel at mærke uden at temperaturen fra transistor til luft gennem køleprofil overstiger 50° C , T_{TK} . Køleprofilens køleevne udtrykkes på samme måde som for transistoren T_K :

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

og i det givne eksempel:

$$T_K = \frac{50^\circ \text{ C}}{100 \text{ P}} = \frac{1}{2}^\circ \text{ C/P}$$

En køleplade til $1/2^\circ \text{ C/P}$ er særdeles stor, specielt når man tænker på, at mellemrummet mellem transistor og køleplade, med glimmerskive og compound, ofte regnes lig med $0,2-0,3^\circ \text{ C/P}$.

Hvis man i det her givne eksempel havde benyttet to transistorer, havde den nødvendige køleplade kun behøvet at være på 1° C/P .

Det er lige ved at vandkøling havde været nødvendigt — ikke! Prøv selv at regne efter.

Som konstruktør af udgangstrin med køleprofiler, vil man normalt være interesseret i at kende enten den effekt, som man kan afsætte i en bestemt køleplade, eller hvor stor kølepladen skal være for en given effekt.

Først effekten:

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

hvor T_J er krystaltemperaturen (max. 175° C),
 T_O er omgivelsestemperaturen (vælges $25-50^\circ \text{ C}$),
 T_{JC} er JUNCTION TO CASE varmeledningen ($^\circ \text{ C/P}$, for T_O 3 normalt $1,2^\circ \text{ C/P}$ og plast ca. 2° C/P),
 T_{GK} er varmeledningen fra transistorhus gennem luft, glimmerplade og compound. Luft regnes ved moderat sammenspænding til 0,3 og glimmerskive til 0,7. Hvis man smører compound på begge sider forbedres til mellem 0,2—0,3.
 T_K er kølepladens "til luftstrøm" varmeledning. Denne størrelse er helt afhængig af profil og størrelse, mellem 100 og 0,3.

HVIS MAN VIL KENDE DEN NØDVENDIGE KØLEPLADES VARMELEDNING,
kan nedenstående formel benyttes:

$$T_K = \frac{T_J - T_{JC} \times P - T_{GK} \times P - T_o}{P}$$

Alle størrelser, som indgår her, kendes og er omtalt under *effektudregningen*.

Opgave 1.

Hvis en diode tilsluttes plus/minus i pilens retning, vil

der da gå en strøm?
eller ingen strøm?

A
B

Opgave 2.

Hvad er Beta? — β

Det antal gange, kollektorstrømmen er større end basisstrømmen
Det antal gange, kollektorstrømmen er mindre end basisstrømmen

A
B

DC-KOBLING

DC-kobling er et udtryk for, at nogle komponenter er sammensat således, at der går jævnstrøm igennem dem. En kondensator kan aldrig være DC-koblet.

Først og fremmest benyttes DC-kobling til at fastlægge transistorer's arbejdsstrømme og spændinger — også kaldet arbejds punktet.

Når vi alligevel har benyttet kondensatorer i ind- og udgang, er det for at kunne koble de enkelte trin sammen AC-mæssigt.

For at en transistor kan forstærke, må den kunne trække mere og mindre strøm, og derved variere spændingen over en HT, eller en modstand.

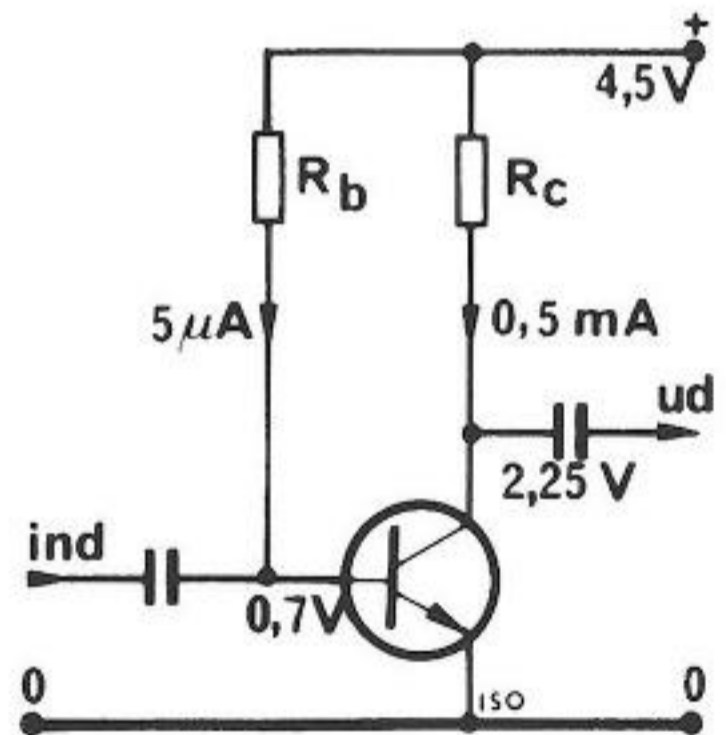


Fig. 17.1

Den enkleste opstilling består af en transistor og 2 modstande. Vi har valgt at benytte et 4,5 volt batteri, og en strøm på 0,5 mA. Ved denne strøm støjer en småsignaltransistor almindeligvis mindst.

Når indgangssignalet varierer basisstrømmen, vil kollektorstrømmen variere mere, da der forhåbentlig er en strømforstærkning i transistoren. Kollektorstrømmen går igennem R_c , og de strømændringer, som transistoren forårsager, giver en spændingsændring over den faste modstand — Ohm's lov.

For at opnå den største variation op til plus og ned til minus vælges *kollektorspændingen til den halve batterispænding, 2.25 V.*

Allerede på dette tidspunkt kan vi udregne kollektormodstanden:

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

For at finde den nødvendige basisstrøm, må vi nu kende strømforstærkningen fra databogen. $\beta = 100$ for den anvendte transistor, BC 170.

Vi kan da finde basisstrømmen, fordi den må være 100 gange mindre end kollektorstrømmen, for at man kan opnå en forstærkning fra *basis til kollektor*:

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

Når vi samtidig ved, at transistorens diodestærkning fra basis til emitter leder, og at en diode forspændt i ledningen har en indbygget zenerspænding på 0.7 volt, ved vi hvor stor spænding der står over R_b :

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

Ud af de to ovennævnte mellemfacit's kan R_b udregnes:

$$R_b = \frac{U}{I} = \frac{3,8 \text{ V}}{5 \mu\text{A}} = 680 \text{ k Ohm}$$

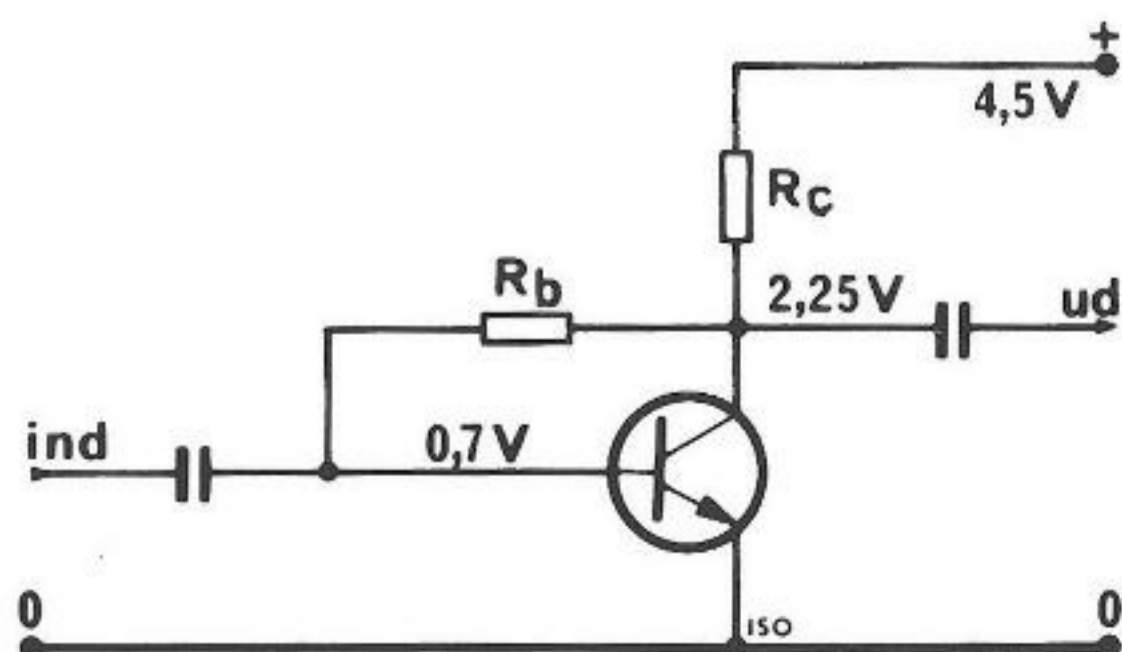


Fig. 17.2

En anden mulighed er at lægge R_b til kollektor. Derved opnår vi, at en del signal kobles tilbage og modvirker det indkommende signal.

Det giver en mere ensartet forstærkning over et bredt frekvensområde, en lille forvrængning, en bedre temperaturstabilitet og mindre følsomhed for varierende strømforstærkning fra transistor til transistor.

Til gengæld får vi en mindre forstærkning.

Vi vælger igen et 4.5 V batteri og en kollektorstrøm på 0.5 mA. Da reglen for *den halve kollektorspænding* allerede er givet, kan vi finde R_c :

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

Vi skal nu finde basismodstanden. Strømforstærkningen er 100. R_b er til forskel fra før koblet til spændingen over kollektor, 2.25 volt. Derfor er spændingen over R_b lig med: $2.25 \text{ v} - 0.7 \text{ v} = 1.55 \text{ v}$.

Heraf findes R_b :

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

De 5 uA fremkommer ved at dividere kollektorstrømmen med strømforstærkningen.

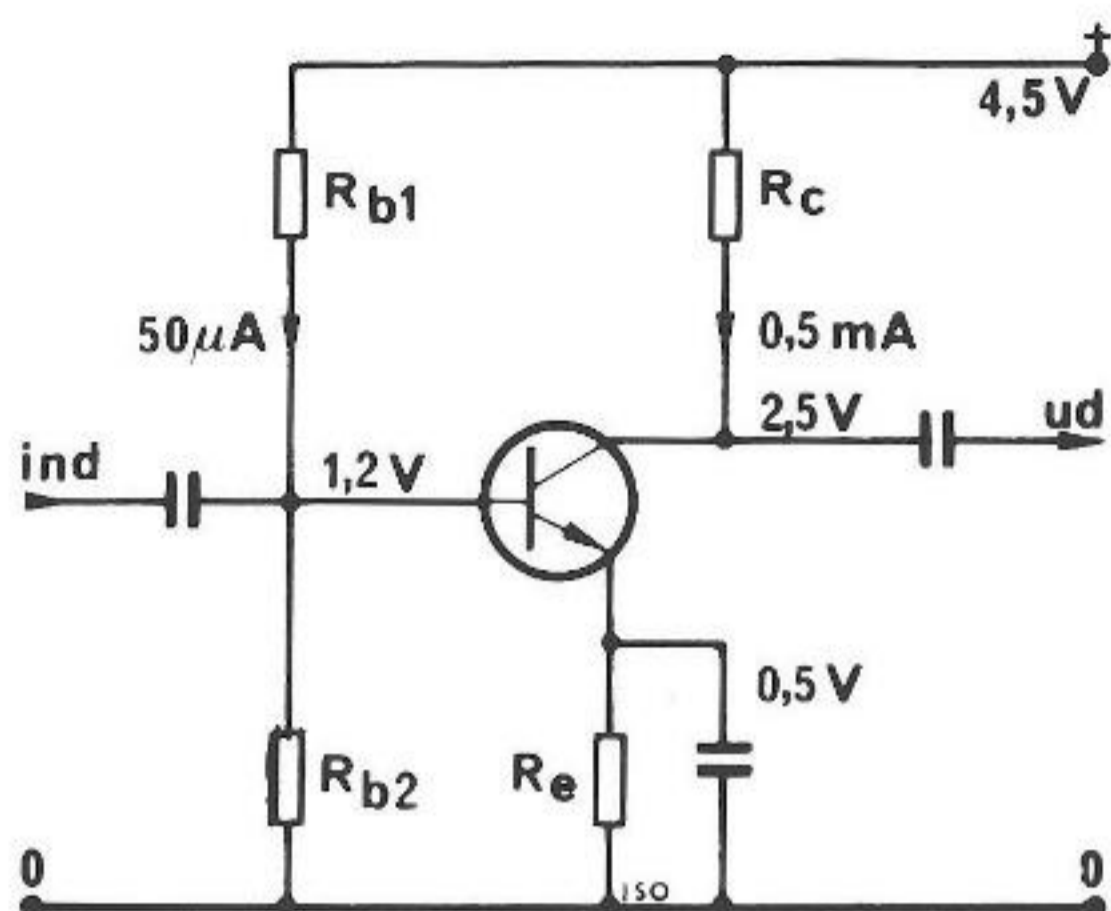


Fig. 17.3

I vort tredje eksempel er kredsløbs-spændingerne næsten uafhængige af den benyttede transistors strømforstærkning. Det er en stor fordel.

Vi vælger batterispændingen til 4.5 volt og strømmen til 0.5 mA. Samtidig må vi her vælge en spænding over R_e . Denne vil normalt være ca. 10 til 30% af batterispændingen. Modstanden stabiliserer transistoren mod temperatursvingninger. Vi har valgt spændingen til 0.5 volt.

Vi har nu plus-minus 2 volt tilbage at svinge af på transistorens kollektor. Kollektorspændingen bliver således 2.5 volt.

Vi kan nu finde kollektormodstanden:

$$R_c = \frac{U}{I} = \frac{2,0 \text{ V}}{0,5 \text{ mA}} = 3,9 \text{ kOhm}$$

Læg her, som overalt, mærke til, at vi ikke angiver den eksakte værdi, men den nærmeste standardstørrelse.

Dernæst findes emittermodstanden:

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

Vi skal finde begge basismodstande, og for at gøre spændingen i disses midtpunkt upåvirkelig for temperaturændringer, vælges denne strøm til 10 gange større end den nødvendige basisstrøm. Den nødvendige basisstrøm er $5 \mu\text{A}$, fordi strømforstærkningen er 100 gange, og kollektorstrømmen 0.5 mA .

Skal basisstrømmen vælges til 10 gange mere, bliver den $50 \mu\text{A}$.

Vi skal nu kende transistorens basisspænding, for at kunne finde spændingen over begge basismodstande.

Over transistoren er der 0.7 V fra basis til emitter, og fra emitter til stel har vi valgt en spænding på 0.5 volt — tilsammen er spændingen på basis *da* 1.2 volt . ($0.7 + 0.5 \text{ volt}$)

Spændingen over R_{b2} er 1.2 V og strømmen $50 \mu\text{A}$:

$$R_{b2} = \frac{U}{I} = \frac{1,2 \text{ V}}{50 \mu\text{A}} = 22 \text{ kOhm}$$

Spændingen over R_{b1} er selvfølgelig spændingen over batteriet minus den der er over R_{b2} , 4.5 volt minus de 1.2 volt . E over $R_{b2} = 3.3 \text{ volt}$. Nu kan modstanden R_{b1} udregnes, $I = 50 \mu\text{A}$:

$$R_{b1} = \frac{U}{I} = \frac{3,3 \text{ V}}{50 \mu\text{A}} = 68 \text{ kOhm}$$

Kondensatorerne i ind- og udgange kobler foran og efterfølgende trin til uden at ødelægge vore DC-beregninger. De overfører kun vekselspændingen. Se AC-kobling.

Se det praktiske kredsløb AE 2

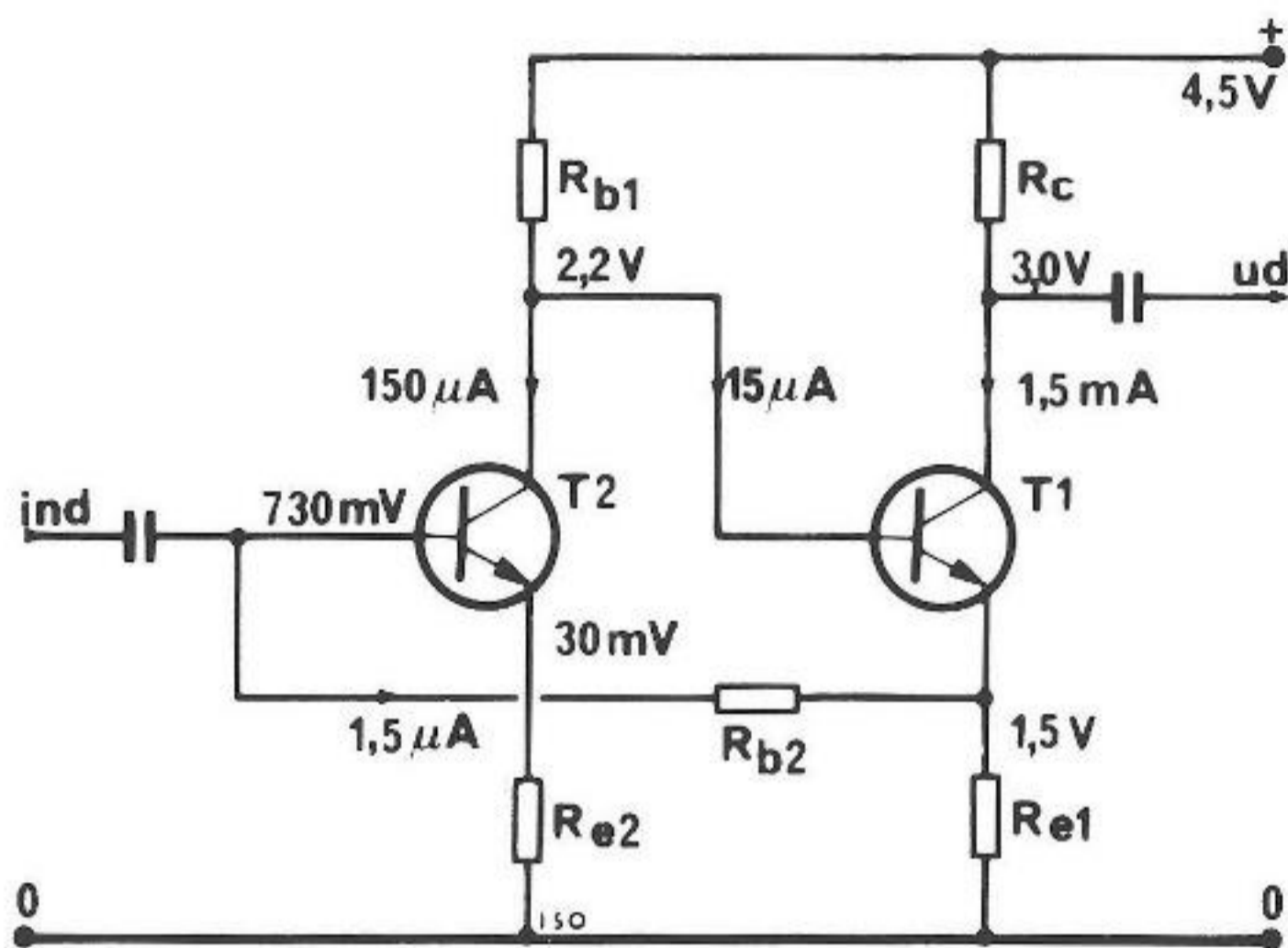


Fig. 17.4

Ved vort 4. eksempel fig. 17.4, vises hvorledes 2 transistorer kan kobles sammen DC-mæssigt.

Først fastlægges strømmen til 1.5 mA i T1, og batterispændingen til 4.5 volt. Samtidig vil vi gå så vidt at "ønske" os en indgangsimpedans på 15 kohm, til fx. en B & O pick-up.

Emittermodstanden til T1 kan findes, når vi har valgt den spænding, der skal stå over den. Vi vælger 1.5 volt, fordi den foran tilsluttede transistor skal forsynes med basisspænding, der i hvert fald skal være 0,7 volt. Vi skal ligge over disse 0,7 volt.

Ved denne spænding og den givne strøm findes R_{e1} :

$$R = \frac{U}{I} = \frac{1,5 \text{ V}}{1,5 \text{ mA}} = 1 \text{ kOhm} = R_{e1}$$

Transistoren T1 kan nu kun svinge ned til 1.5 volt og op til 4.5 volt. Vi vælger altså en kollektorspænding på 3 volt. Der bliver så 1.5 volt til kollektormodstanden:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{1,5 \text{ V}}{1,5 \text{ mA}} = 1 \text{ kOhm} = R_{c1}$$

Strømmen i T2 vælges 10 gange større end den nødvendige styrestrøm for T1. Det er for at få uafhængighed af transistorernes sprednings-data og god temperaturstabilitet, ganske som i eksempel 3, hvor strømmen valgtes 10 gange større i modstandene R_{b1} og R_{b2} . Med en strømforstærkning på 100 gange, og en kollektorstrøm på 1.5 mA, bliver den nødvendige styrestrøm for T1 lig 15 μA . Strømmen i T2 vælges 10 gange større, 150 μA .

Basisspændingen på T1 bliver nødvendigvis lig emitterspændingen plus basis/emitter strækningen:

$$U_b = U_e + 0.7 \text{ V} = 1.5 \text{ V} + 0.7 \text{ V} = 2.2 \text{ volt.}$$

Denne spænding er også kollektorspænding på T2, de er jo direkte sammenkoblet, hvorfor spændingen over R_{b1} bliver batterispændingen minus 2.2 – 2.3 V.

R_{b1} udregnes:

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

Nu skal R_{e2} findes. Det vides, at en transistor's indgangs-impedans tilnærmet er lig strømforstærkningen gange emittermodstanden. Da vi ønsker en indgangsimpedans på 15 kohm med en strømforstærkning på 100 findes emittermodstanden:

$$R_e = \frac{Z_{\text{ein}}}{\beta} = \frac{15 \text{ kOhm}}{100} = 150 \text{ Ohm} = R_{e2}$$

Vi mangler kun at bestemme R_{b2} . Først findes spændingen over R_{e2} :

$$U_e = I \times R = 150 \mu\text{A} \times 150 \text{ Ohm} = 0,02 \text{ V}$$

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

$$\text{Spændingen over } R_{b2} = U_{e1} - U_{e2} = 1,50 \text{ v} - 0,72 \text{ v} = 0,8 \text{ V}$$

Modstanden R_{b2} kan udregnes:

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

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

Alle modstande er nu udregnet. Modkoblingen i dette trin er kraftig, og vi kan fjerne noget ved at afkoble modkoblingen med kondensatorer, AC-kobling. Det omtales i næste kapitel.

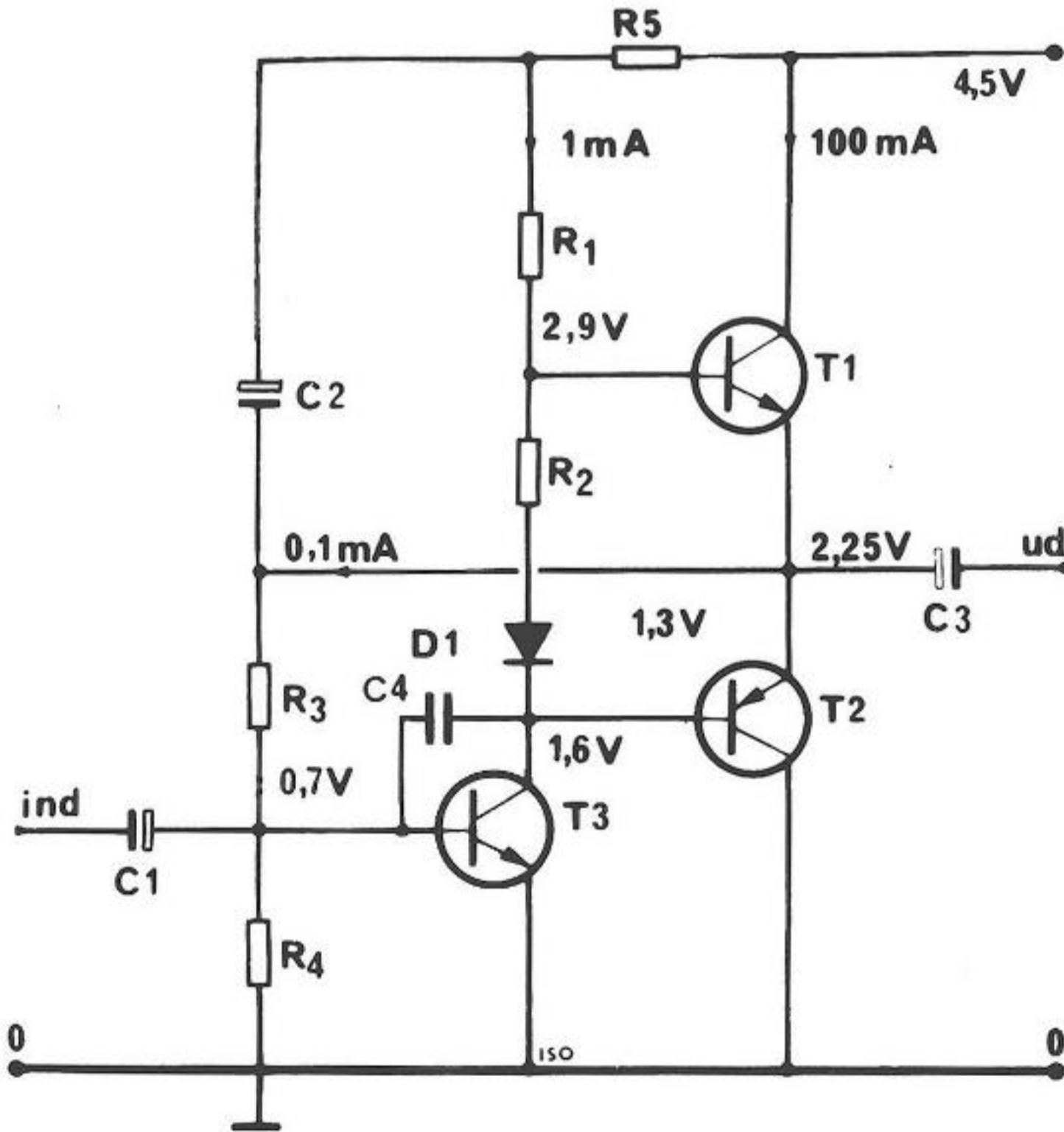


Fig. 17.5 s. AE 1

I det 5. eksempel, fig. 17.5, viser vi, hvorledes man kan koble et komplementært udgangstrin til direkte drift af højttaler. Følgende data er givet for denne opgave:

Højttaler 3.2 Ohm

Transistorer BC 170, 50 mA, 20 V, 100 mW, β 100.

Transistor ME0412, 50 mA, 20 V, 100 mW, β 100.

Allerførst må vi omtale opstillingens funktion.

T1 og T2 er komplementære transistorer, hvor den ene transistor, BC 170, trækker højttaleren i den positive halvperiode, og den anden, ME0412 trækker højttaleren i den negative halvperiode. Dette kaldes PUSH-PULL, og er den form for udgangsforstærker, der giver størst nyttevirkning og effekt med de mindste transistorer.

T3 er styretransistoren, der trækker basis på udgangstransistorerne T1 og T2 op og ned.

Da transistorerne ikke er lineære, må man forsyne dem med basisforspænding, således at de trækker en så stor strøm, at de når op på den del af deres karakteristik, der er lineær. Denne nødvendige strøm kaldes for tomgangsstrømmen. Hvis baserne på T1 og T2 var lagt direkte sammen fik vi ingen tomgangsstrøm, men CROSS-OVER-forvrængning, der især er tydelig ved svag styrke.

T1 og T2 får basisforspænding af R2 og D, der samtidig er temperaturstabilisering. Hvis R2 bliver for stor, kan det ende med at begge transistorer i udgangen leder helt, hvilket naturligvis medfører kortslutning direkte fra plus til minus.

R1 er kollektormodstand for T3. T3 får sin basisforspænding fra midtpunktet mellem T1 og T2. Det giver en god temperaturstabilitet.

Ofte indsætter man også en emittermodstand for T3 på 20–100 ohm og i større udgangstrin emittermodstande for T1 og T2 på mellem 0,3 og 1 ohm.

Vi vil nu beregne trinnet med de opgivne data:

Spændingen på midtpunktet af T1 og T2 kan variere fra 2.25 volt op til 4.5 V og ned til 0 V. Det er en spidsspænding, AC på 2.25 volt p. Normalt måler vi i effektiv værdi, hvorfor vi må dividere med $\sqrt{2}$. Det giver en maximal vekselspænding på 1.6 volt.

Vi kan nu ved hjælp af Ohm's lov udregne den maximale udgangseffekt:

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

Det er imidlertid mere end transistorerne kan holde til.

Hvis de hver trækker 200 mW og holder pause i den anden halvperiode, når den anden transistor arbejder, er belastningen relevant. Det svarer til 100 mW kontinuerlig effekt.

Ved 200 mW og en 3.2 Ohm højttaler bliver kollektorstrømmen:

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

Denne strøm er acceptabel fordi transistoren ikke arbejder mere end det halve af tiden.

Vi kan nu straks bestemme den nødvendige basisstrøm, hvis strømforstærkningen er 100:

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = \frac{250 \text{ mA}}{100} = 2,5 \text{ mA}$$

Da T3 sammen med R1 + R5 udgør en spændingsdeler ligesom Rb₁ og Rb₂ i det tredje eksempel, vælger vi af samme grund strømmen 3 gange større i R1 og T3. Det er 8 mA.

Hvis midtpunktspændingen er 2.25 volt, og basis-emitterspændingen 0.7 volt, er basis-kollektorspændingen 1.55 volt. Se diagrammet.

Vi kender nu både strøm og spænding og kan udregne modstanden:

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

Dernæst udregnes R2. Dioden D aftager 0.7 volt, og der er ca. 0.5 volt (0.7 volt) tilbage til R2. Denne modstand skal være temmelig nøjagtig for ikke at transistortrinet skal løbe med for stor tomgangsstrøm.

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

Transistoren T3 kommer til at føre en strøm på 8 mA. For at der står den rette spænding over den, må der gå den korrekte basisstrøm. Hvis strømforstærkningen er 100, er den nødvendige basisstrøm 80 uA. Imidlertid har vi en stabiliseret spændingsleder i R3 og R4. For at stabilisere bør strømmen i denne spændingsdeler være 10 gange større end den nødvendige styrestrøm til T3 = 0.8 mA.

Spændingen fra basis til stel er 0.7 V, hvorfor R4 kan udregnes:

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

Dernæst finder vi den samlede modstand af R3:

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

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

Udgangskondensatoren er på 320 uF/6,4 V, og indgangskondensatoren på 6,4 uF/25 V. T1's basismodstand er af medkoblingsmæssige grunde delt lige op, og koblet med en kondensator. Denne kobling benævnes ofte *Boots Trapp* (*støve trappe*). Den giver en høj arbejdsimpedans for T1, hvilket medfører lavere forvrængning. Se AE1 for data.

Kondensatoren C4 er indsat for at hindre selvsving. C4 er på 100 pF. I uheldige tilfælde kan opstillingen svinge på næsten 100 MHz uden den indsatte kondensator. Dette er altså et fint eksempel på hvorledes man kan dæmpe svingmuligheder. Sådant "sving" kan man naturligvis ikke høre direkte, men indirekte bliver lavfrekvenssignalet forvrænget eller lyder "hvæsende".

STRØMFORSYNINGSKOBLING eksempel 6

Nu har vi kun snakket om DC-forstærkere, men en opstilling, som givetvis vil være lige så almen og nødvendig at kende, er den stabiliserede strømforsyning.

Stabiliserede strømforsyninger findes i mange afskygninger, men den, vi her vil omtale, er en *serieregulator* med overstrømsbegrænsere (kortslutningssikring). Opstillingen er særdeles velovervejet, idet vi for det laveste beløb har villet give de fleste fordele. Princippet benyttes i JOSTY KIT's strømforsyning NT 315.

Diagrammet kan opdeles i 4 funktioner:

1. Strømforsyner, Transformator D1 og C1.
2. Serieregulator, T1, T2, R1, R2, R3 og C3.
3. Reference og fejlstrømsregulator, T3, R6, R7 og C2.
4. Overstrømsbegrænsere, T4, R4, R5 og C4.

1. Af disse 4 sammensatte enheder har vi allerede omtalt selve strømforsyneren med transformator, ensretterbro og ladekondensator.
2. Serie-regulatoren består af T1 og T2 i den velkendte Darlington-kobling.

T1 er krafttransistor på 10—200 watt, og T2 en *småsignalttype* på 100 mV til 10 watt og er simpelthen indsat for at kunne lukke mere eller mindre op for strømmen. Når man Darlingtonkobler transistorer, får man en ny samlet strømforstærkning på $\beta T1 \times \beta T2$. Eksempelvis $20 \times 100 = 2000$ gange. Med en reguleringsseriestrøm på 2000 mA behøver vi altså kun en styrestrøm på 1 mA i dette tilfælde.

R1 og R2 er basismodstande til darlingtonkoblingen, og disse modstande skal kunne levere mindst denne ovenfor angivne 1 mA, også når spændingen på udgangen er næsten den samme som indgangsspændingen. Vi vælger en forskel på 2 volt og får en modstand $R1 + R2 = 1 \text{ mA} = 2 \text{ K Ohm}$. R1 og R2 får da 1 K Ohm hver. C3 kortslutter restbrum fra R1 således, at det ikke går gennem T2 og T1 til udgangen.

R3 er en modstand, hvis eneste funktion er at hindre en eventuel lækstrøm i T1 i at få indflydelse på udgangsspændingen.

3. Referenceforstærkeren måler spændingen på udgangen med basis af T3. Selve referencespændingen udgøres af basisemitterstrækningen på T3. De bekendte 0,7 volt er så stabile, at reguleringen fra nul til fuld last ligger indenfor 10%. (0–2200 mA) Det er tilstrækkeligt i de fleste tilfælde.

Det, der populært forklaret sker, er, at T3 *snyder* basisstrømmen som T2 skulle have haft for at levere udgangsspænding. Hvis man dimensionerer R4 således, at der er 0,7 volt over den ved 1 ampere, kan størrelsen udregnes ved hjælp af Ohm's lov:

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

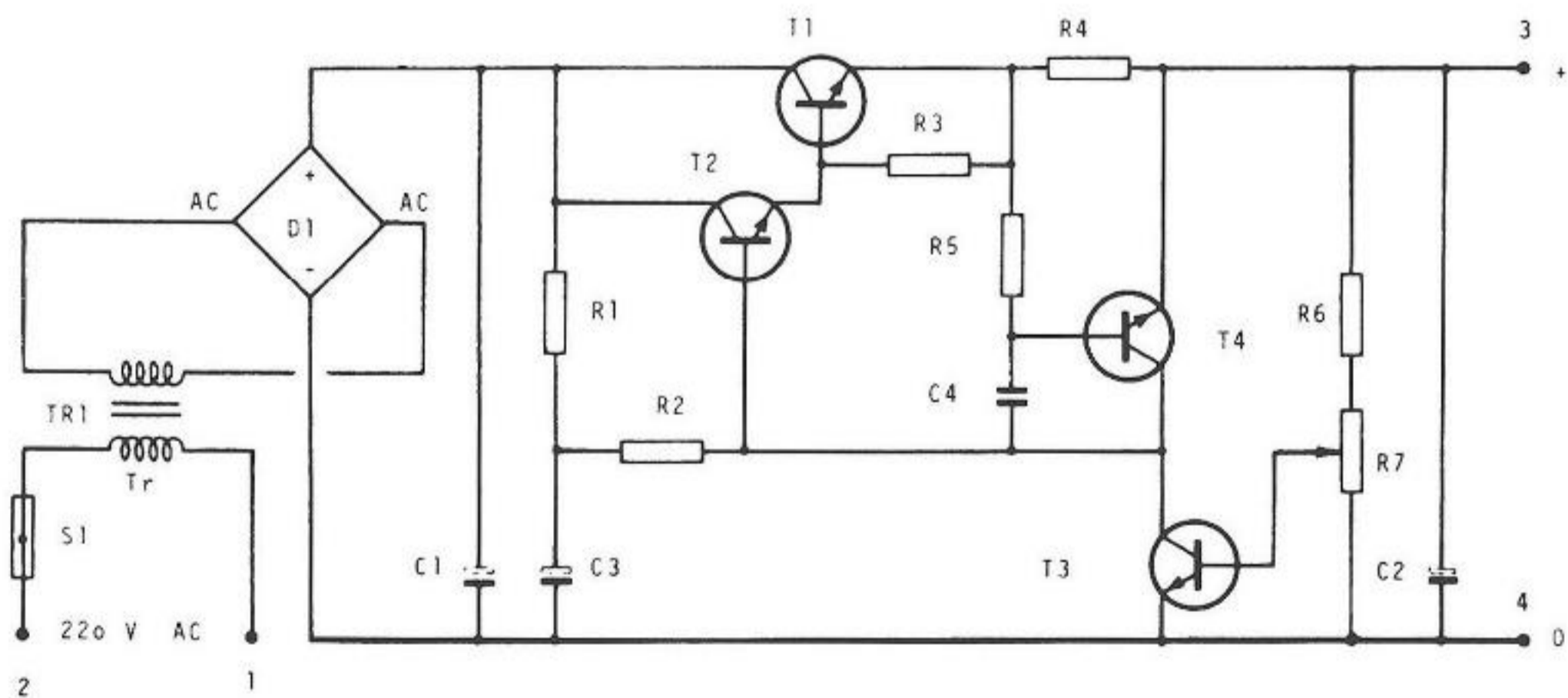
De kan altså ved hjælp af en simpel udregning bestemme kortslutningsstrømmen.

For eksempel 100 mA = 7 ohm (6,8 ohm). Prøv selv at regne andre eksempler!

R5 og C4 er indsat, fordi opstillingen ellers ville gå i sving på en høj frekvens under kortslutning, hvis den manglede. Sving under fuld last er øjeblikkeligt ødelæggende.

Den viste strømforsyningskobling kan benyttes til alle transformatorer mellem 0 og 30 volt med følgende komponenter:

$R1 = 1 \text{ K Ohm}$, $R2 = 1 \text{ K Ohm}$, $R3 = 100 \text{ Ohm}$, $R4 =$ se tekst, $0,3\text{--}100 \text{ ohm}$ (strømreg.), $R5 = 1 \text{ K Ohm}$, $R6 = 100 \text{ Ohm}$, $R7 = 10 \text{ K Ohm}$, $C1 = 1000$ eller $2000 \mu\text{F}/40 \text{ V}$, $C2 = 100 \mu\text{F}/40 \text{ V}$, $C3 = 100 \mu\text{F}/40 \text{ V}$, $C4 = 100 \text{ pF}\text{--}1 \text{ nF}$, $T1 = 2\text{N}3055$, MJE 3055, BD 165 eller lign. NPN POWER TRANSISTOR. $T2, T3$ og $T4 = \text{BC } 171, \text{BC } 107, \text{BC } 341$ el. lign. NPN småsignal eller medium transistor. $D1 = \text{B}40\text{C}2200$ eller mindre, $\text{B}40\text{C}600$, afhængig af strømmen, man ønsker. Den første *du'r* til 2200 mA og den anden til 600 mA.



Opgave 1

Et transistortrin ønskes konstrueret som i første eksempel. Strømførstærkningen er 75, ønsket kollektorstrøm 0,5 mA, og forsyningsspændingen er 6 V. Hvor store skal R_c og R_b vælges?

R_c	R_b	
12 kohm	680 kohm	A <input type="checkbox"/>
5,6 kohm	820 kohm	B <input type="checkbox"/>
5,6 kohm	680 kohm	C <input type="checkbox"/>
12 kohm	1,5 Mohm	D <input type="checkbox"/>

Opgave 2

Nu gælder det om at konstruere et transistortrin som i fig. 17.3. Forsyningsspændingen er 3 V, ønsket kollektorstrøm 1 mA, og vi lægger 0,7 V over emittermodstanden. $\beta = 100$ for T1. Hvilken kombination af modstande er bedst?

R_e	R_c	R_{b1}	R_{b2}	
680 ohm	1,2 kohm	6,8 kohm	22 kohm	A <input type="checkbox"/>
680 ohm	1,2 kohm	15 kohm	15 kohm	B <input type="checkbox"/>
1,2 kohm	2,2 kohm	15 kohm	15 kohm	C <input type="checkbox"/>
680 ohm	2,2 kohm	6,8 kohm	22 kohm	D <input type="checkbox"/>

Opgave 3

Prøv at udregne et komplementært udgangstrin som i fig. 17.5, til spændingen 15 volt i stedet for 4.5 volt. De må benytte kraftigere transistorer, fx.

T1, BD 165, 10 W, $\beta = 50$, 1,5 A, 40 V, NPN

T2, BD 166, 10 W, $\beta = 50$, 1,5 A, 40 V, PNP

T3, BC 171, 300 mV, $\beta = 100$, 100 mA, 40 v, NPN

Hvor meget effekt kan De få, og hvor store skal modstandene være?

W	R1 og R5	R2	R3	R4	
2	680+680 ohm	100 ohm	10 kohm	1 kohm	A <input type="checkbox"/>
6	68+68 ohm	10 ohm	1 kohm	100 ohm	B <input type="checkbox"/>

AC KOBLING

AC-kobling er en forbindelse, der overfører en vekselstrøm, men spærrer for en jævnstrøm. Vi har kun to komponenter med denne egenskab, kondensatoren og transformatoren. Transformatoren anvendes fortrinsvis til HF, da den ved LF let giver forvrængning. HF-koblinger med transformatorer vises i et senere afsnit.

KONDENSATORKOBLING

Til AC-kobling i LF-området ses næsten kun kondensatorer. Forstærkningen i et transistortrin er betinget af, at der kommer et signal over basis-emitter. For at få stor forstærkning må der ikke være hindringer for signalet undervejs. På fig. 18.1 er vist, hvordan signalet går inde i et trin.

Signalet kommer ind på basis, passerer basis-emitter og R4, og kommer ud igen gennem stel. Basis-emitter og R4 danner en spændingsleder. Jo større R4 er, jo mere signal vil der afsættes her i stedet for i basis-emitter. Det giver et signal-tab.

For at undgå det, kobles en kondensator fra emitter til stel, hvilket gør emitter "kold", dvs emitter vekstrømsmæssigt er stelforbundet.

Kondensatoren bør være så stor som muligt. Pris og mekanisk størrelse går, at vi derimod vil have den så lille som muligt.

En kondensators impedans er mindst ved høje frekvenser, så det er de meget lave "bastoner", der giver vanskeligheder.

I praksis kan det menneskelige øre ikke høre forskel på en styrkeændring af 3 dB. 3 dB er en effekthalvering, hvorfor kondensatorens impedans blot skal være lig den modstand, den sidder over. En parallelforbindelse af 2 ens modstande giver den halve ohmske værdi.

Hvis modstanden er 1 K Ohm, må kondensatorens impedans være 1 K Ohm ved vor laveste frekvens (20 Hz).

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

Overførselskondensatoren C1 skal have en lille impedans i forhold til indgangsimpedansen af trinnet.

Indgangsimpedansen er bestemt af R1 og R2 i parallel, samt dette i parallel med selve transistorens indgangsimpedans. Med afkoblingskondensator er denne i reglen omkring 1 K Ohm, og uden, er den R4 gange strømforstærkningen.

For C2 fås:

$$Z_i = 1 \text{ k Ohm}$$

Og den samlede parallelforbindelse giver:

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

$$R = 900 \text{ Ohm}$$

$Z_c = 900 \text{ Ohm}$ ved 20 Hz, giver 8 μF , — vi benytter 12,5 $\mu\text{F}/25 \text{ V}$. Uden C2 har vi:

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

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

Vi vælger 6,8 uF/40 V.

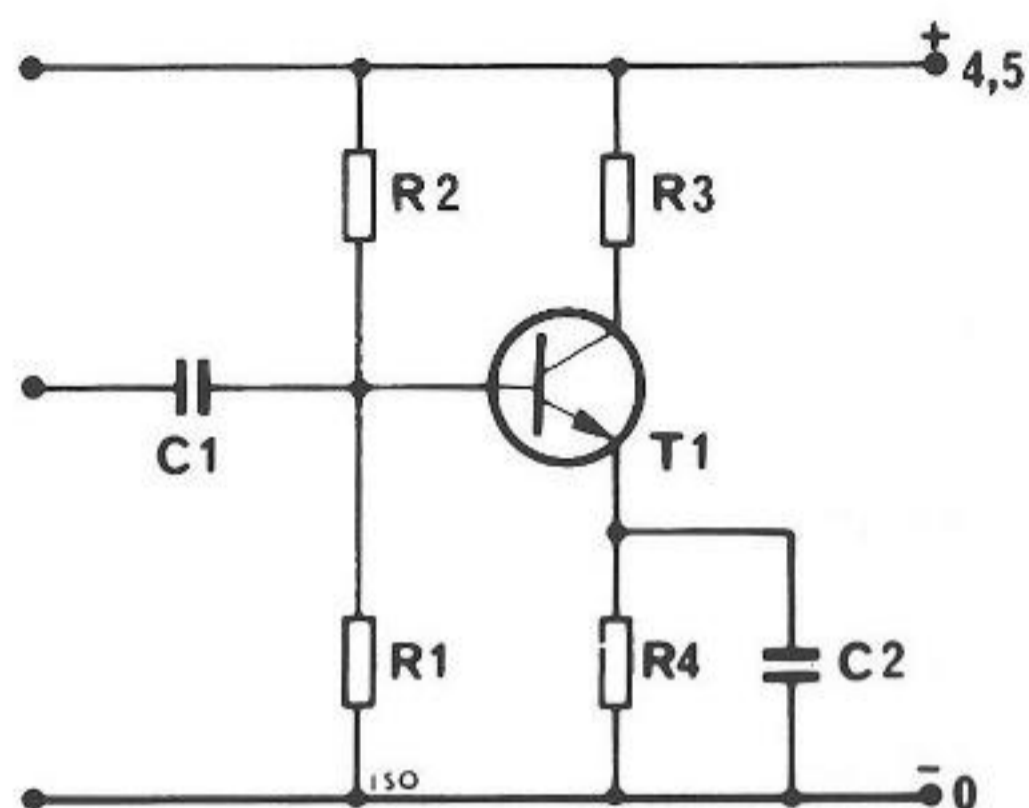


Fig. 18.1

TRANSFORMATORKOBLING

I mange Japanske småradioer så man tidligere 1 til 2 transformatorer i lavfrekvensforstærkeren. På denne måde opnåedes stor forstærkning, impedanstilpasning og effektivitet med et minimum af transistorer. Da arbejdslønnen i selv Japan i dag koster mange penge, og der er forbundet væsentligt mere arbejde i fremstilling af transformatorer end i transistorer, er det klart, at også Japan, Hongkong*, Korea, Kina og Østlande må vige og "spare" på arbejdslønnen.

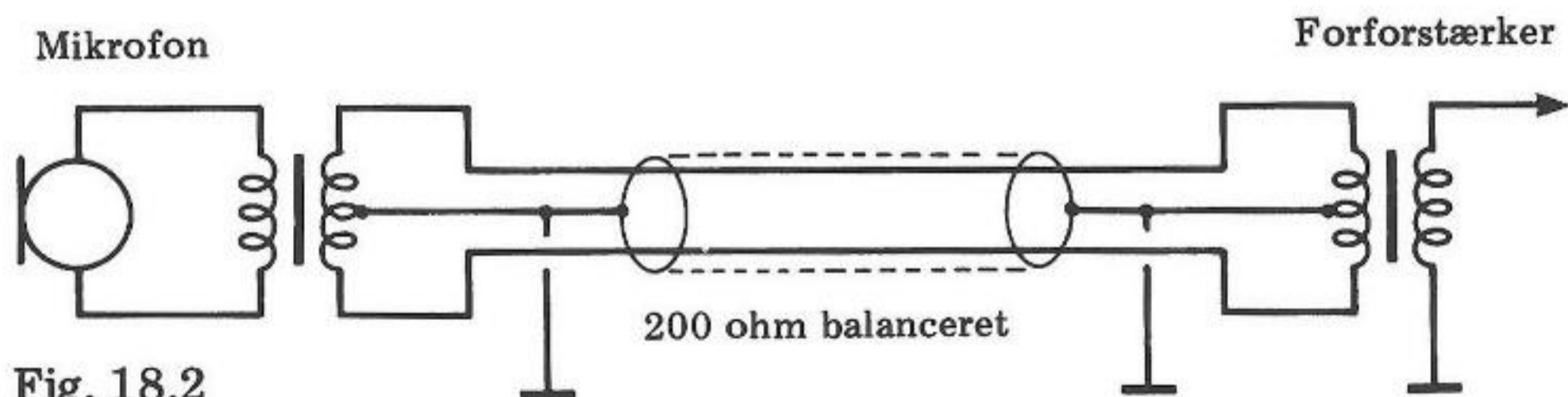


Fig. 18.2

Hvor gode transformatorer stadig ikke er forældede, som koblingsled, er på mikrofonområdet. Man kan nemlig udbalancere alt brum med en balanceret transformator og et kabel med skærm og 2 ledere. Se fig. 18.2.

AC-koblings-opgave 1

En transistor skal have afkoblet emittermodstanden, der er på 300 Ohm. Det til forstærkeren tilsluttede højttaleranlæg kan gengive frekvenser ned til 40 Hz.

Hvor stor skal kondensatoren minimum være?

13 μF 25 μF 250 μF 125 μF A B C D

Filterkonstruktioner hører absolut til AC-koblinger. Ideen med et filter er at dæmpe visse frekvenser i forhold til andre. Den grundliggende kobling er en frekvensafhængig spændingsdeler. Sådanne filtre benævnes ofte RC-filtre.

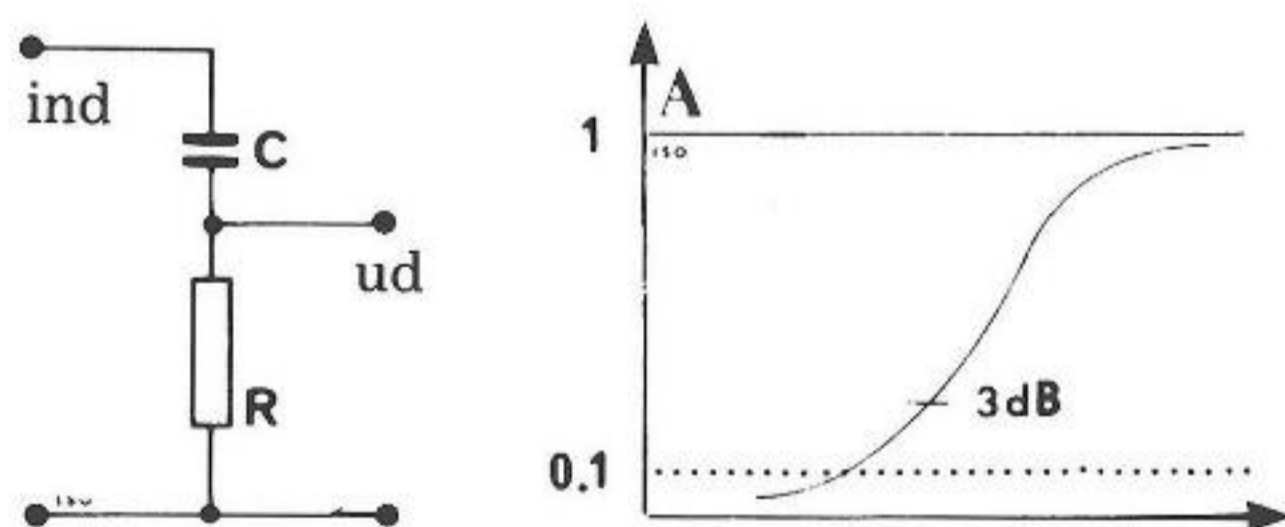


Fig. 19.1

Se den praktiske konstruktion AE 9

DISKANTHÆVNING

Fig. 19.1 lader alle høje frekvenser passere, men leder dårligt for de lave. Afskæringsfrekvensen er den frekvens, hvor halvdelen af signalet passerer, dvs. at impedansen af kondensatoren skal være lig modstanden.

I praksis kan man sige, at når kondensatoren leder godt for høje frekvenser, vil disse blive overført uhindret. Lavere frekvenser overføres kun dårligt, idet kondensatorens modstand herfor er større.

Komponenternes værdi findes ved at *vælge* R-modstanden og *beregne* kondensatoren C.

Modstanden R vælges mindst 10 gange mindre end indgangs-impedansen for det kredsløb eller den forstærker, som filteret skal tilkobles. Hvis forstærkerens indgangsimpedans er 100 K Ohm vælges R altså til 10 K Ohm. Da kondensatoren for den defrekvens vi vælger skal have samme impedans for 3 dB's dæmpning, kan vi straks beregne den:

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

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

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

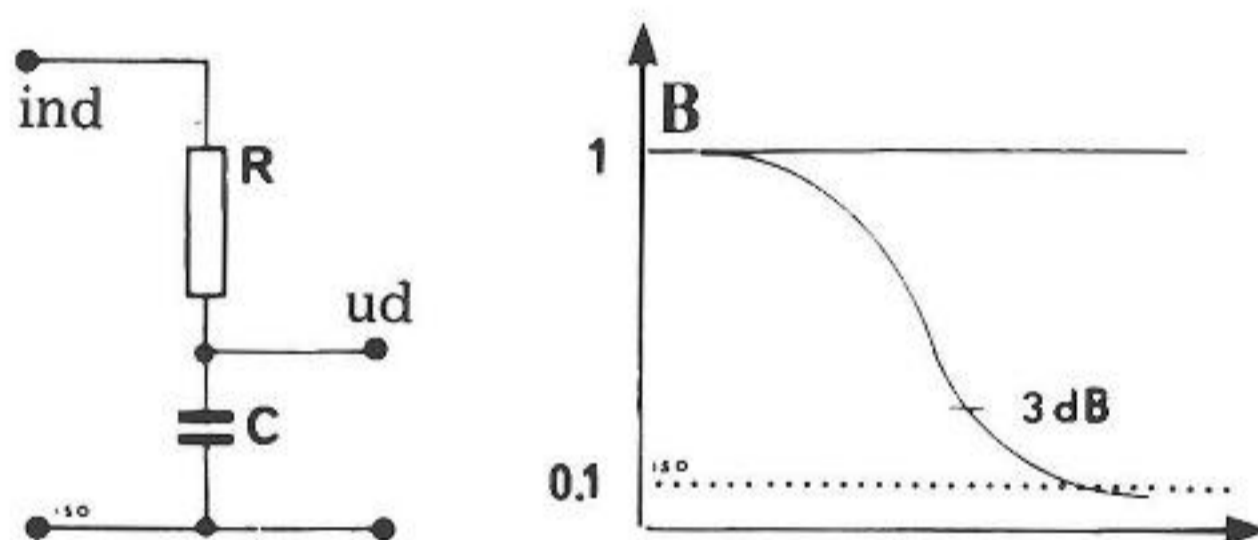


Fig. 19.2

DISKANTSÆNKNING

Med opstillingen på fig. 19.2, sænkes diskanten.

I praksis virker dette kredsløb på den måde, at høje frekvenser "løber" gennem kondensatoren til stel (kortsluttes), og mellemtone og bas "løber" direkte ud til forstærkeren. Grunden til at mellemtone og bastone ikke løber gennem kondensatoren er, at den har større modstand netop på dette område.

Lige som i vort foregående eksempel beregnes kondensatoren C og modstanden R vælges. R vælges 10 gange mindre end den efterfølgende forstærkers indgangsimpedans.

Med de i det foregående eksempel's data vil vi altså få samme komponentværdier, 1.5 nF og 10 K Ohm ved $f = 10$ KHz.

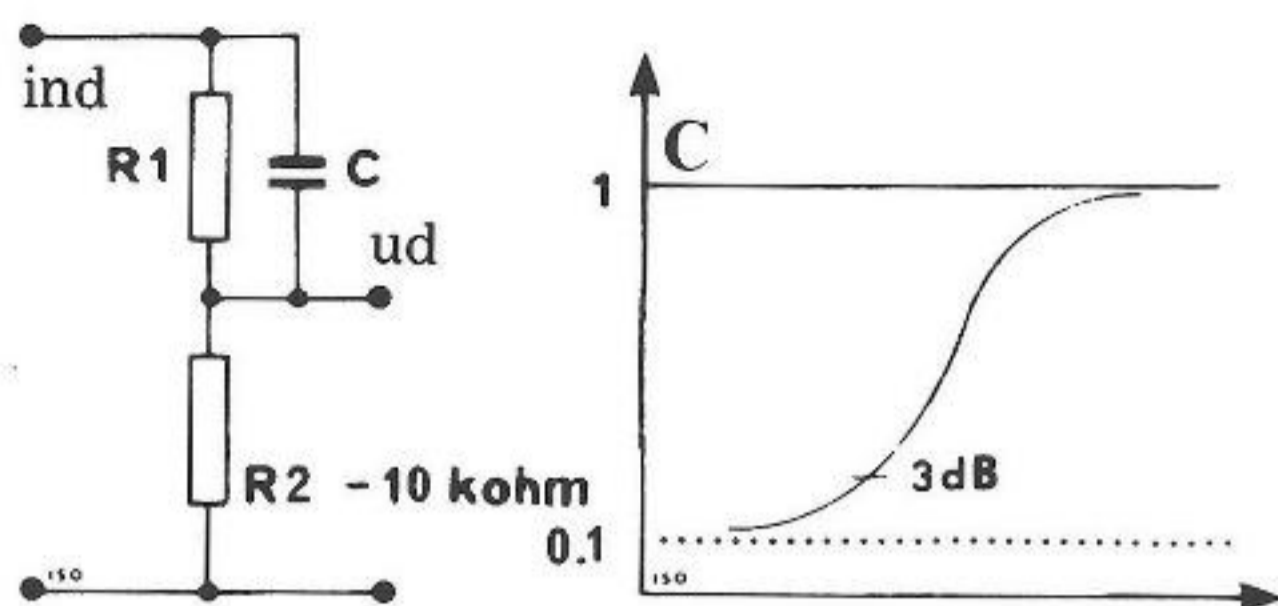


Fig. 19.3

DISKANTHÆVNING (20 dB)

Diskanthævning kan også etableres efter fig. 19.3. Funktionen er den samme som for fig. 19.1, men her er hævningsen fastlagt til 20 dB, hvilket svarer til 10 gange.

I praksis fungerer diskantthævningen fig. 19.3 på den måde, at modstandene R1 og R2 dæmper signalgennemgangen med 10 (20 dB). Det vil sige, at der kommer 100 mV ud, hvis der sendes 1000 mV ind.

Kondensatoren C bryder spændingsdelerforholdet for de høje frekvenser, idet den fører dem over R1 modstanden. Derved bliver udgangsspændingen større for høje frekvenser. Vi "hæver" diskanten, efter først at have dæmpet hele toneområdet med R1 og R2.

I de følgende eksempler, som i alle de foregående, vælges modstanden i filterets udgang 10 gange mindre end indgangsimpedansen for den efterfølgende forstærker. Vi har valgt R2 til 10 K Ohm. For at få spændingsforholdet 10 til 1 vælges R1 til 100 K Ohm (11:1).

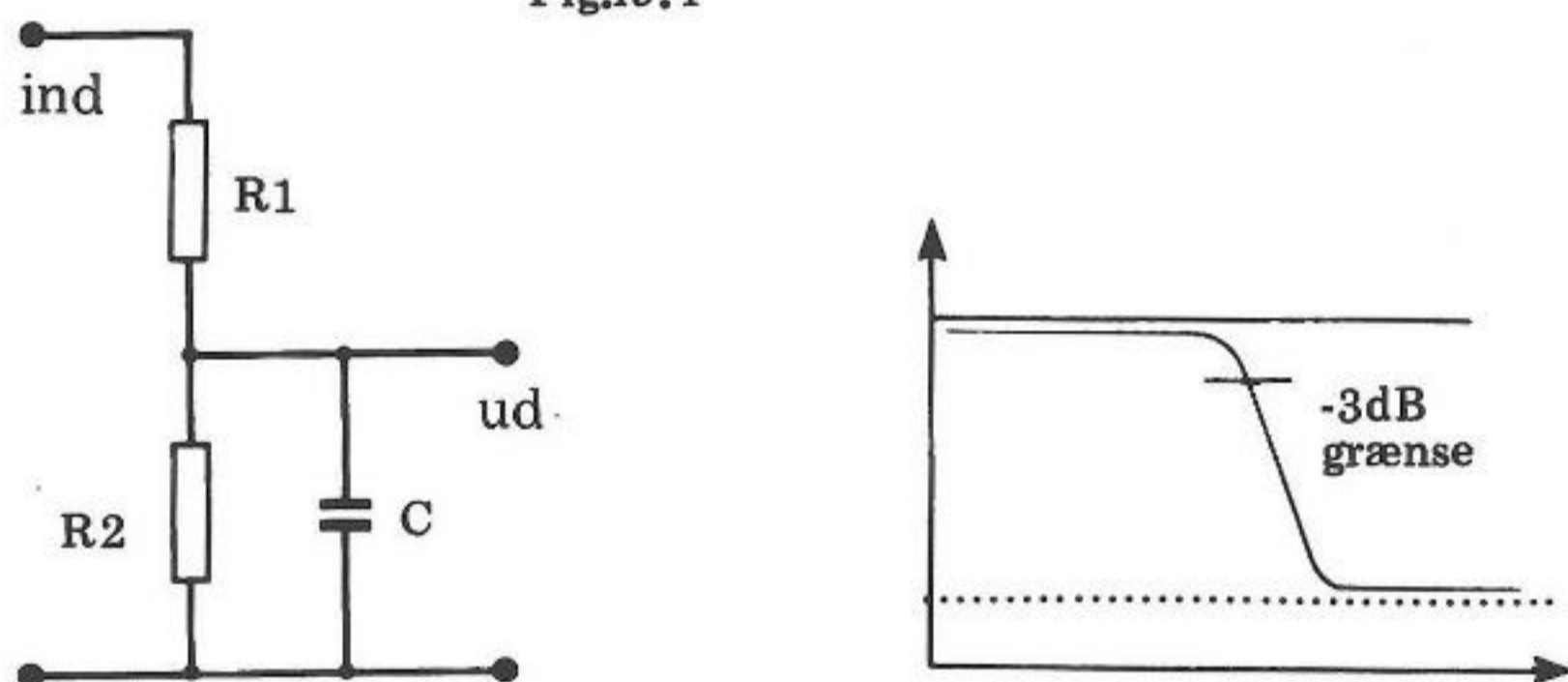
Kondensatoren C's værdi udregnes efter den modstand, som den leder de høje frekvenser uden om. Det vil i dette tilfælde sige 100 K Ohm modstanden R1. Ved samme overgangsfrekvens som i fig. 19.1, $f = 10$ KHz fås:

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

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

Husk at $Z_c = R_2 = 100 \text{ k Ohm}$ (10^5 Ohm).
Kondensatoren bliver derfor $C = 150 \text{ pF}$.

Fig.19.4



DISKANTSÆNKNING

På fig. 19.4 ses hvorledes diskanten kan sænkes. Spændingsdeleren $R_1 + R_2$ dæmper signalet 10 gange og diskanten dæmpes yderligere fordi kondensatoren C leder disk. til 0 (stel el. chassis).

Udregningsmæssigt vælges R_1 og R_2 efter det ønskede forhold (10 gange) og efter det tilsluttede kredsløbs indgangs impedans.

Kondensatoren C udregnes til samme impedans, som modstanden R_2 , $R_2 = Z_c$, efter den ønskede overgangsfrekvens. (Normalt mellem 2 og 15 KHz.) For 10 KHz og $R_1 = 100 \text{ K Ohm}$ og $R_2 = 10 \text{ K Ohm}$, bliver $C = 1,5 \text{ nF}$.

Diskantsænkningfilteret anvendes ofte under benævnelsen "nålestøjsfilter" til ældre grammofonplader. Området er her 3–7,5 KHz.

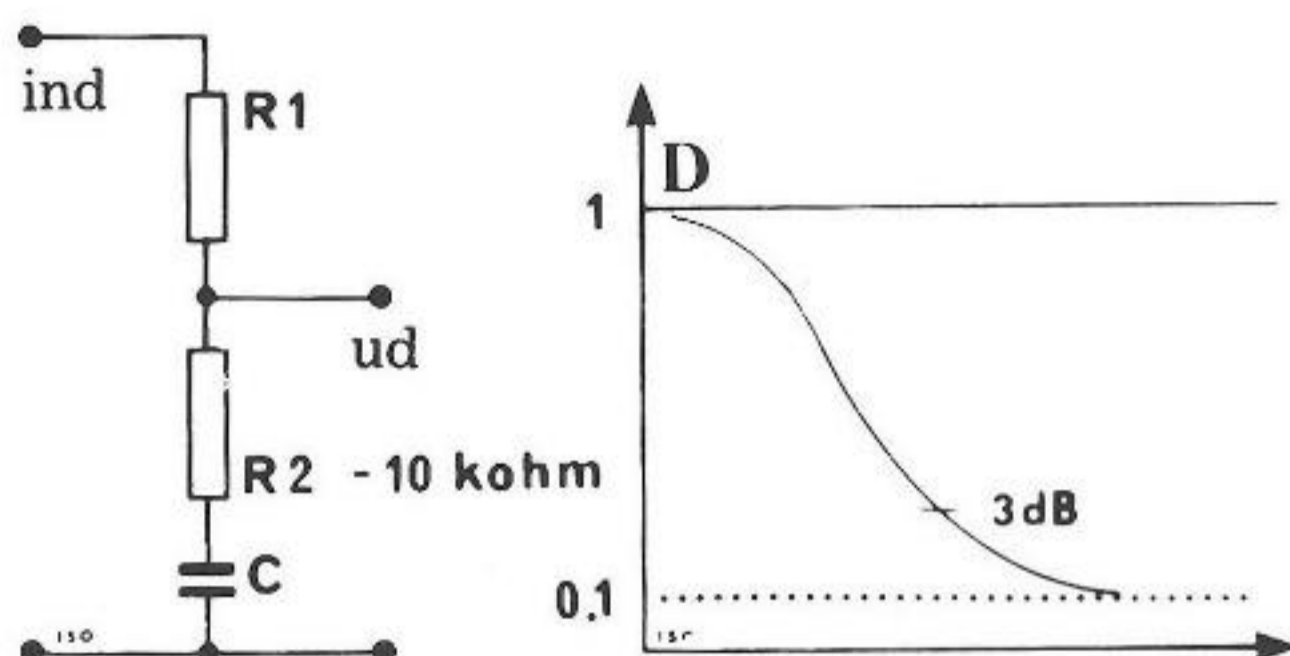


Fig. 19.5

En praktisk opstilling findes under AE 8

BASHÆVNING (20 dB)

Har De, eller kender De, nogen elektronikinteresserede, som har bygget en forstærker og koblet den til en grammofon for dernæst at finde ud af, at gengivelsen lyder "spids"?

Det er i hvert tilfælde ofte et spørgsmål, som undertegnede forfatter er blevet stillet overfor.

Dette filter, som dæmper signalet og dernæst hæver bassen, kan afhjælpe noget af den "spidse" klang. Grunden til, at signalet fra en grammofon overhovedet lyder "spidst" er, at en grammofonplade af plads- og støj-hensyn er indspillet med ca. 20 dB svækket bas og 20 dB hævet diskant. Ved gengivelsen "hentes" den manglende basgengivelse igen frem med et bas-hæve-filter på + 20 dB, og diskanten sænkes — 20 dB. Samtidig med at diskanten sænkes, sænkes også rillesuset — praktisk, ikke?

Vort bashævefilter sænker ikke diskanten, som man skal ved grammofonafspilning, men vi har konstrueret et sådant kombineret filter, som AE 10 filteret efter CCIR-normen. Se bag i bogen under AE 10.

Ind imellem al denne snak om grammofoner må vi ikke glemme selve beregningen af bashævefilteret. R2 vælges efter indgangsimpedansen på den efterfølgende forstærker. På fig. 19.5 er den 10 K Ohm. Derefter vælges R1 ved spændingsdelerforholdet til 100 K Ohm. Kondensatoren C beregnes nu efter den ønskede bashævefrekvens, f.eks. 150 Hz:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Z_c} \quad Z_c = R_2$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Z_c} \approx 100 \text{ nF}$$

Prøv selv at regne efter med en anden frekvens!

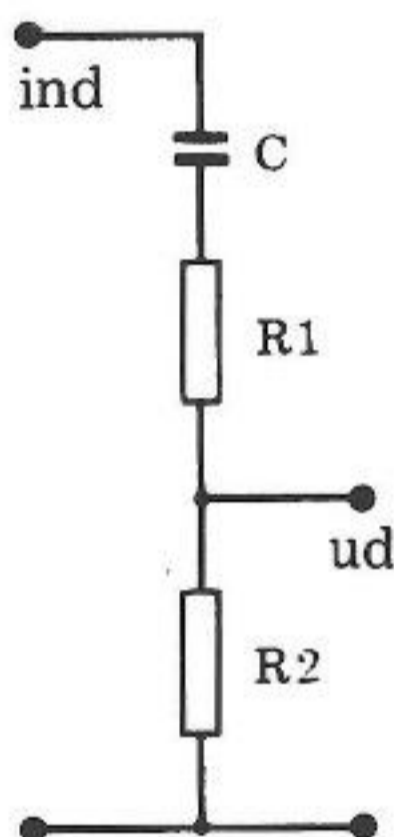
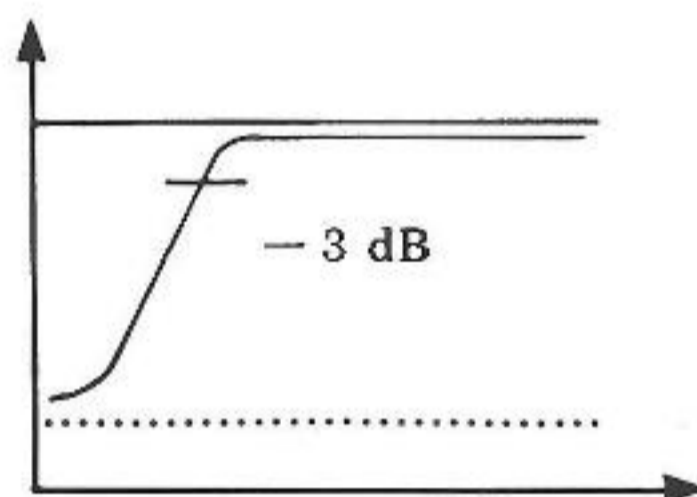


Fig. 19.6



BASSÆNKNING

Hvis bassen er for kraftig, eller man har rummel fra grammo-fonen, kan man anvende filteret fig. 19.6. Dette filter dæmper via R_1 og R_2 det totale signal med 20 dB, men bassen dæmpes yderligere fordi kondensatoren C er valgt således, at *kun* mellemtone og diskant kan overføres uhindret.

Kondensatoren C 's værdi beregnes efter R_1 . Hvis vi benytter samme modstande som i de foregående eksempler får vi:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Z_c} \quad Z_c = R_1$$

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

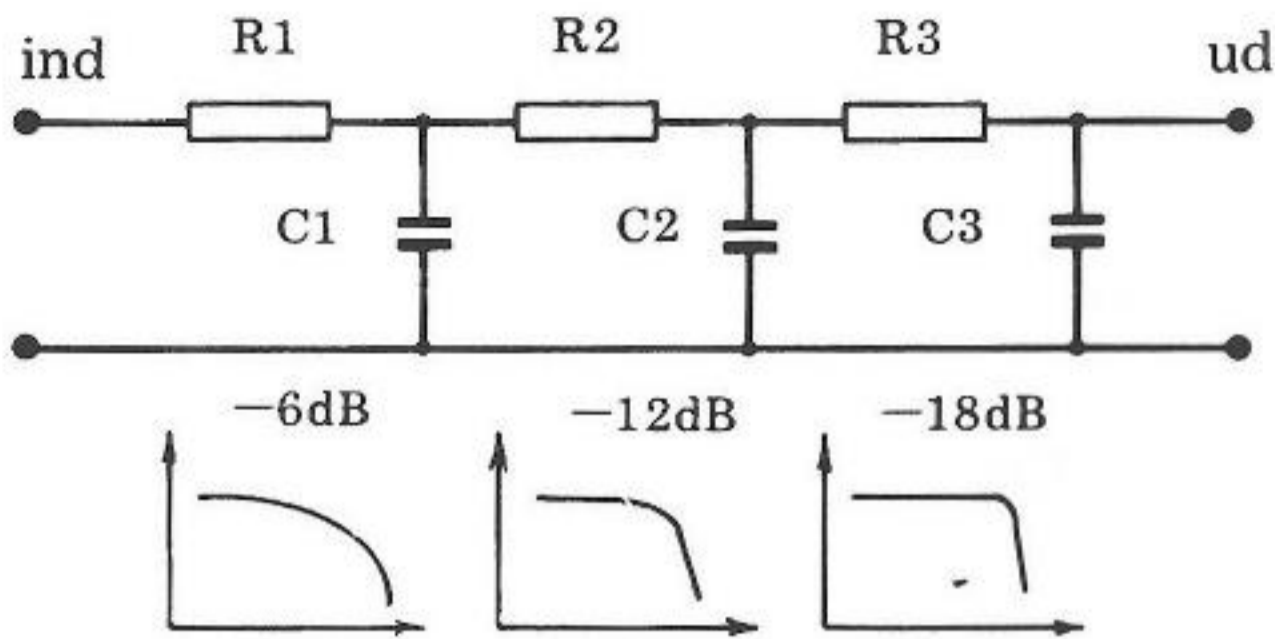


Fig. 19.7

FILTER-RÆKKEKOBLING

Som vist på fig. 19.7 kan man koble et ønsket antal filtre, som det i fig. 19.1 eller 19.2, i række med det resultat, at afskæringskurven bliver "skarpere". Et enkelt filter giver 6 dB pr. oktav, hvilket betyder, at for hver gang frekvensen halveres eller fordobles, vil ændringen være 6 dB (2 gange el. 1/2 gang). For hvert enkelt extrafilter, der kobles i række, vil dæmpningen/hævningen forbedres med 6 dB pr. oktav. De 3 viste filtre giver altså 18 dB's afskæring.

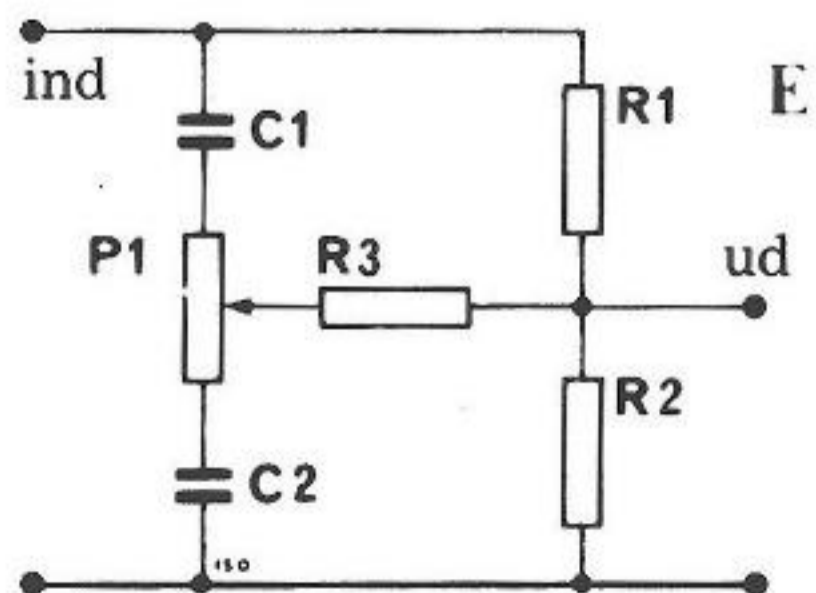


Fig. 19.8

KOMBINERET DISKANTREGULERING

Med konstruktionen på fig. 19.8 kan vi variere diskanten vilkårligt. Når potentiometerarmen "står opad" vil al diskant som passerer C1 føres uden om R1. Det er en diskantthævning. Når potentiometerarmen står nedad vil den diskant som formår at passere R1 blive ledet til 0 (stel el. chassis). Det er en diskantsænkning. Z_{C1} er lig med R1 og Z_{C2} er lig med R2. Potentiometeret er cirka 10 gange R1 + R2 og endelig vælges R1 og R2 efter den tilsluttede forstærkers indgangsimpedans. R2 nemlig 10 gange mindre end Z_{IND} , og $R1 = 10$ gange R2.

R3 indsættes egentlig kun hvis en diskantregulering og en basregulering skal sammenkobles og de indbyrdes skal være uafhængige. Værdien må fremeksperimenteres, men ligger ofte på samme værdi som R2.

Vi tager et regneeksempel.

Diskantreguleringen skal "se ind i" en forstærker med en indgangsimpedans på 100 K Ohm.

Så kan vi med det samme finde R2 og R1. Forstærkerens indgangsimpedans er lig med 100 K Ohm, hvorfor R2 er 1/10 af 100 K Ohm, altså $R2 = 10$ K Ohm.

Da spændingsdelerforholdet, som normalt, vælges til 10, bliver $R1 = 10 \times R2 = 100$ K Ohm. Da potentiometeret skal være stort i forhold til R1 og R2 for at man kan få en kraftig regulering, vælges også det til 10 gange R1 + R2. Den nærmeste standardværdi er 1 M Ohm (1 M = 1000 K = 10^6).

Nu skal kondensatorene beregnes. Vi kan let omforme denne sammensatte opstilling til vore simple u-regulerede eksempler.

Vi tænker os nu at potentiometerakslen drejes helt ned til C2. C1's diskantoverføring skal nu løbe gennem hele potentiometermodstanden på 1 M Ohm — der bliver ikke meget signal tilbage. Derfor er C2's virkning maximal, og vi kan "lade som om" opstillingen kun bestod af R1 og R2 med C2 over — altså i virkeligheden Fig. 19.4. Da vi har brugt samme

modstande i eksempel 19.8 som i 19.4, får vi samme kondensator på 1.5 nF , hvis samme overgangsfrekvens vælges (10 KHz).

Nu drejer vi potentiometeret op. Så er C2 uden betydning, og C1 er i virkeligheden parallelkoblet med R1. Overgangsfrekvensen er som før 10 KHz. Da R1 er 10 gange så stor som R2, bliver C1 10 gange så lille – altså 150 pF. Vi kan godt udregne eksemplet:

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

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

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

Det var altså rigtigt.

Prøv nu selv at udregne en anden diskantregulering.

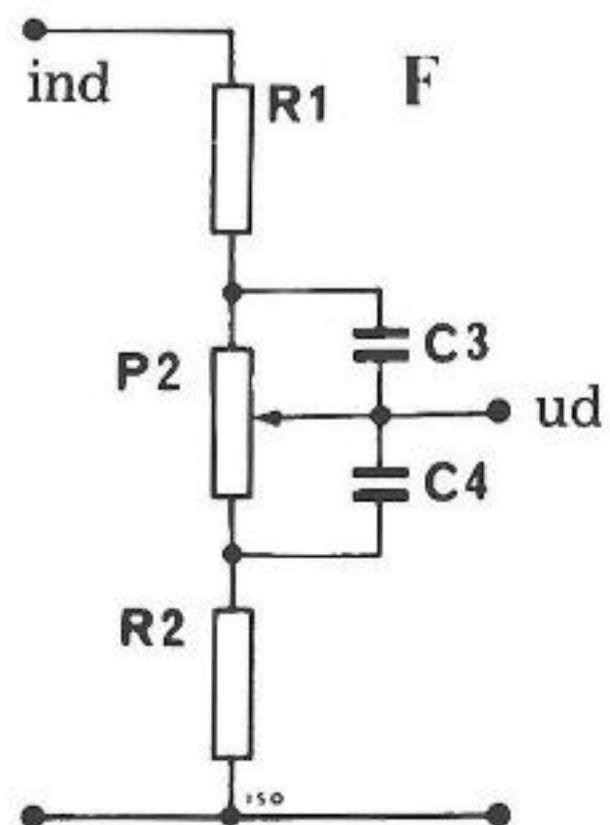


Fig. 19.9

KOMBINERET BASREGULERING

På fig. 19.9 findes så den kombinerede basregulering. Egentlig er det en sammensætning af fig. 19.5 og fig. 19.6. Sammenkoblingen foretages med 1 M Ohm potentiometeret.

Vi vælger samme tilkoblingsimpedans som for diskantreguleringskredsløbet, hvilket letter den direkte sammenkobling af en kombineret bas- og diskantkontrol.

Som reguleringsområde for baskontrollen vælges 100 Hz.

Modstande og potentiometre er de samme som for diskantreguleringen. ($R_1 = 100 \text{ K Ohm}$, $R_2 = 10 \text{ K Ohm}$, $P = 1 \text{ M Ohm}$) Så udregnes C_3 efter R_1 's modstand og C_4 efter R_2 .

Årsagen til dette valg er, at fig. 19.9 svarer til bashævningen på fig. 19.5, når potentiometeret står helt "oppe", og til bassænkningen fig. 19.6, når potentiometeret står helt "nede".

Nu udregnes C_3 :

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \times f \times R_1}$$

$$C_3 = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 100 \times 10^5}$$

$$C_3 \approx 15 \text{ nF}$$

Og C_4 udregnes da $Z_{C_4} = R_2$:

$$C_4 = \frac{1}{2\pi \times f \times R_2}$$

$$C_4 = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 100 \times 10^4}$$

$$C_4 \approx 150 \text{ nF}$$

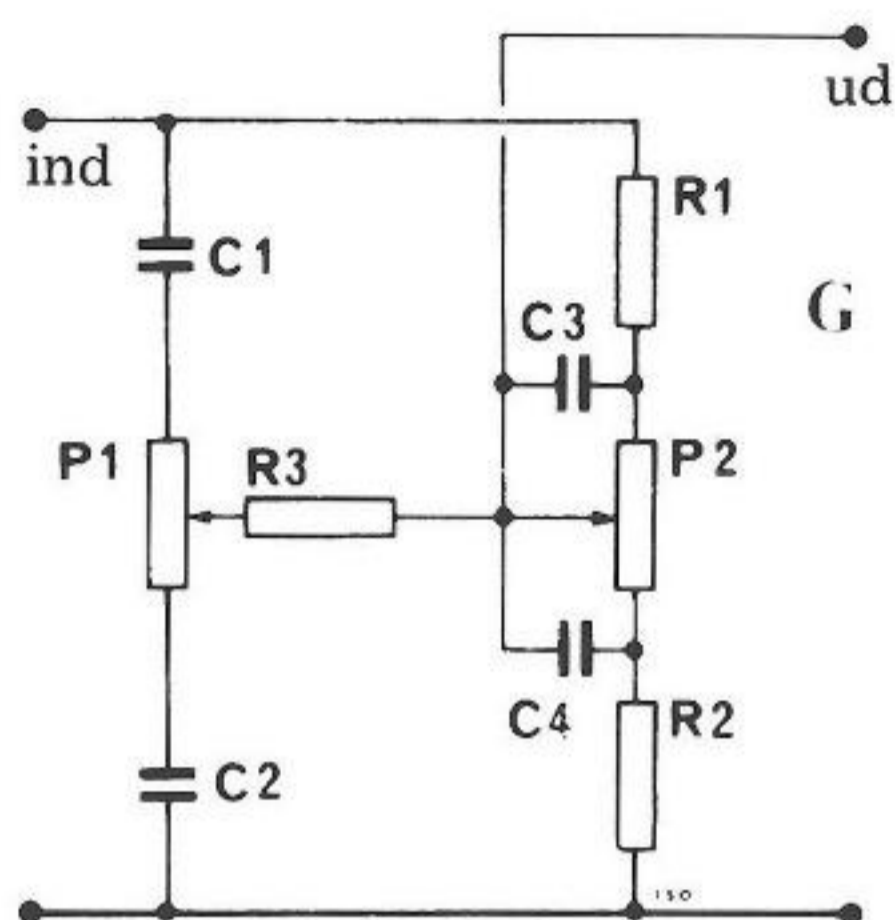


Fig. 19.10

KOMBINERET BAS/DISKANT REGULERING

Hvis man sammensætter fig. 19.8 og fig. 19.9 som vist på fig. 19.10, får vi en kombination af bas- og diskantreguleringen. Modstandene R1 og R2 er fælles for både C1 + C2 og C3 + C4. Modstanden R3 nedsætter indvirkningen af diskantkontrollen på baskontrollen. Jo større modstanden er, desto mindre er indvirkningen, men desværre bliver, i dette tilfælde, diskantkontrollens virkeområde mindre. Der er altså tale om et kompromis. Udtaget kan også sættes direkte på P1's "arm" i stedet for på P2's "arm". Da vil baskontrollens virkeområde være svagere.

Endelig kan man også "splitte" R3 op i 2 lige store modstande og tage udtaget midt mellem P1 og P2. Det giver samme regulering for bas og diskant.

Hele opstillingen dæmper signalet 20 dB, hvorfor man næsten altid sætter et forstærkertrin efter. Eventuelt kan fig. 17.3 diagrammet eller AE2 benyttes til opforstærkning af signalet.

I stedet for at forklare alle beregninger igen, vil vi stille dem mere matematisk op:

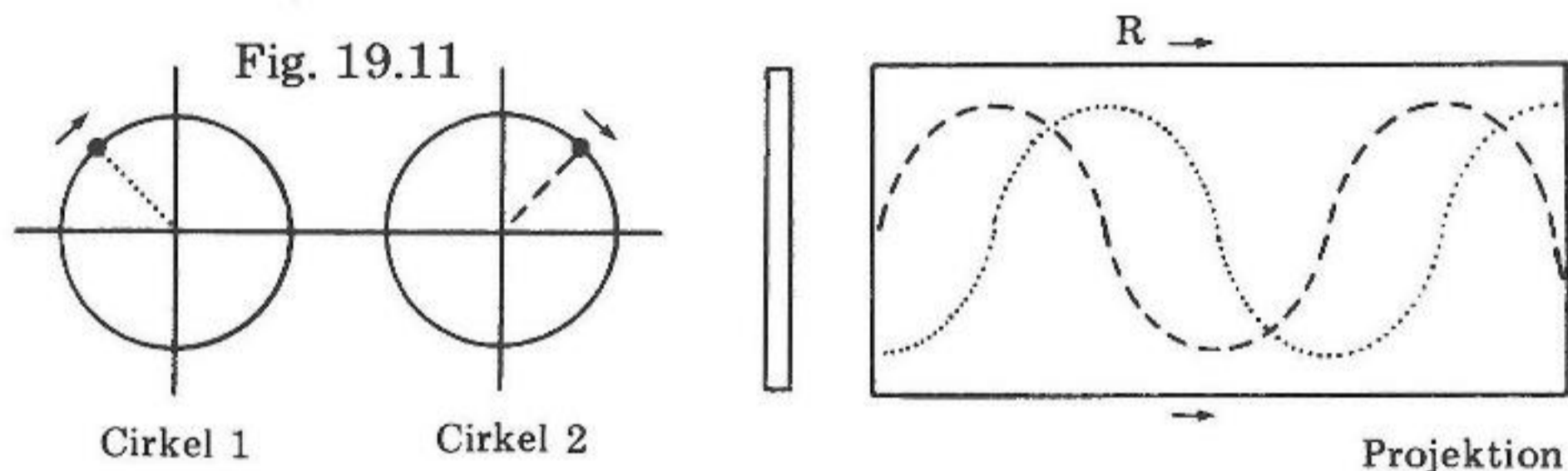
Hvor f_o = øvre grænsefrekvens, 2–10 kHz og
 f_u = nedre grænsefrekvens, 100–500 Hz

Udfra alt dette kan De selv beregne den kombinerede bas- og diskantregulering.

FASEDREJNING

Indtil nu har vi talt om, at kondensatorens impedans kan sammenlignes med en modstand ved en bestemt frekvens.

Det er imidlertid kun en halv sandhed. Der sker rent spændings- og strømmæssigt mere, nemlig en fasedrejning.



Cirkelns projektion på et plan beskriver en sinusurve, når planet bevæges i retningen R. Cirkelns vektorforskydning giver en kurveforskydning.

På fig. 19.11 ses, at cirkelns projektion på et plan danner en sinusurve, hvis planet, i form af en papirstrimmel, bevæges i retningen R.

Hvis vi har en cirkel mere, som drejes i samme hastighed men med en anden projektion vil vi få en tilsvarende kurve, som den første cirkel gav, men forskudt. Det stykke, som den ene kurve er forskudt i forhold til den anden, kaldes faseforskellen eller fasedrejningen.

Denne fase kan udmåles som en simpel grads-forskel mellem den ene og den anden cirkels projektionspunkt. På den viste projektionspapirs-strimmel er fasedrejningen 90° . Ved 180° er kurverne direkte modsatte, og hvis de symboliserede 2 ens spændinger, kunne disse ophæve hinanden.

Hvis fasedrejningen er nul grader falder kurverne sammen.

Spændingsmæssigt arbejder en transistor (i jordet emitterkobling) således, at en positiv ændring på basis medfører en negativ ændring på kollektor.

Denne egenskab benyttes i øvrigt til modkobling på den måde, at mere eller mindre af det negative udgangssignal sendes tilbage til indgangen, hvor det modvirker (modkobler) det positive indgangssignal.

Hvis man med et specielt kredsløb kan dreje fasen 180° for en bestemt frekvens, og føre dette signal, som når det er drejet 180° har skiftet polaritet, tilbage til indgangen, vil indgangssignalet ikke modkobles, men *medkobles*.

Hvis medkoblingen er større end 1 gang vil opstillingen gå i sving. Vi har altså fået en tonegenerator. Det er i virkeligheden det, som sker på fig. 19.12.

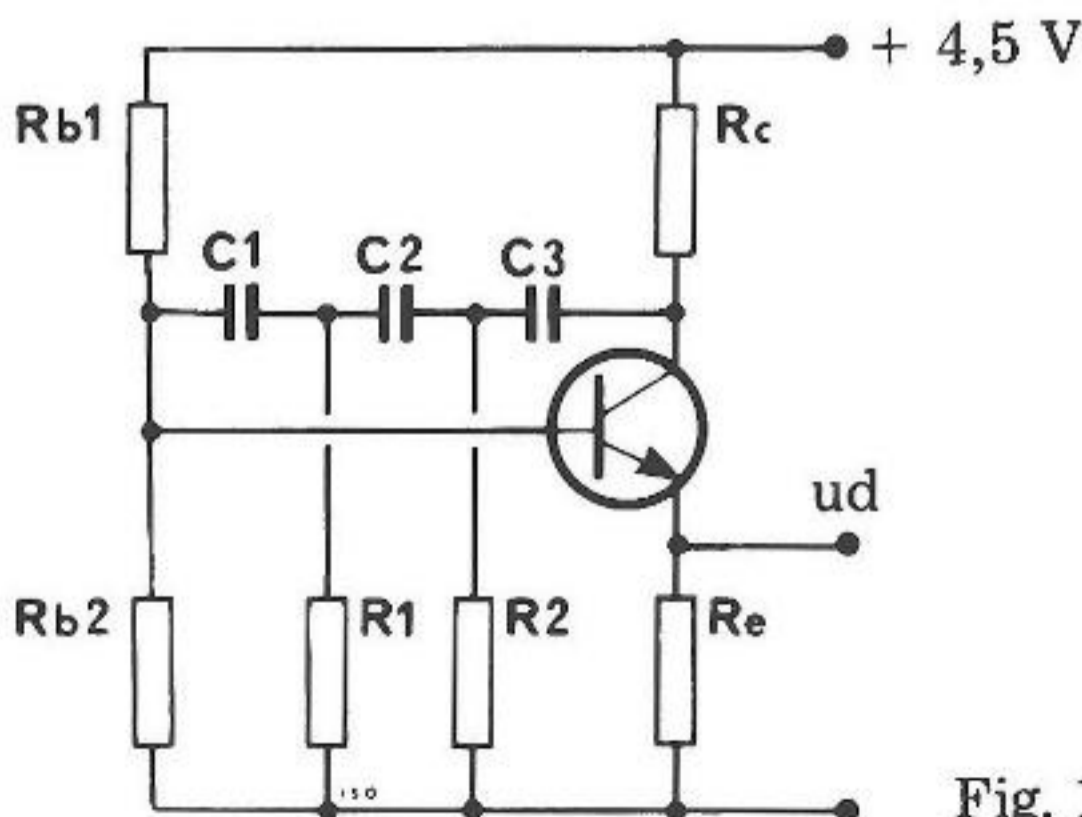


Fig. 19.12 tonegenerator

En kondensator drejer fasen 90° . $C1/R1$ og $C2/R2$ og $C3/R3$ danner 3 fasefiltre som på fig. 19.1, da filtrene er belastet af omliggende modstande begrænses fasedrejningen i hvert filter til omkring 60° .

3 filtre giver derfor de nødvendige 180° , som sammen med transistoren med 180° , drejer 360° . Så vil opstillingen svinge hvis transistoren har nok forstærkning til at opveje tabet i de 3 C-R-led. Svingfrekvensen bestemmes af:

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

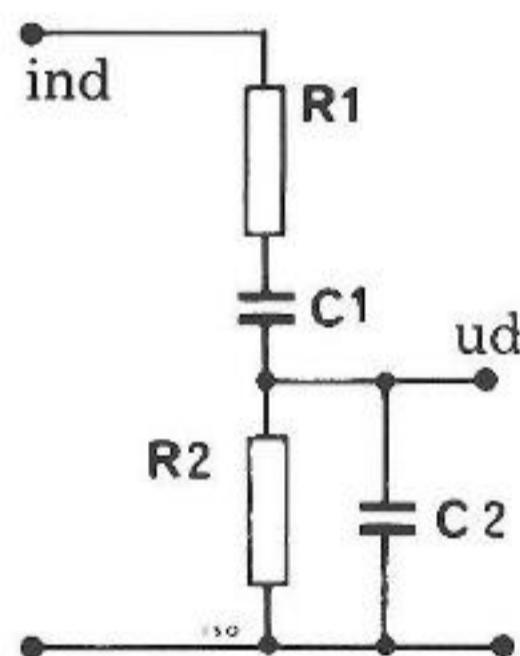


Fig. 19.13 Wien-Bro

For det fuldstændige diagram se AE 7 og MI 80.

WIEN-BRO'EN

En Wien-Bro er egentlig en sammenkobling af en diskantsækning ($C1$) og en diskantthævning ($C2$). Se fig. 19.13. Komponenterne udregnes for een grundfrekvens. Ved netop denne frekvens er fasedrejningen 0° . Ved hjælp af 2 transistorer kan man også fasedreje 0° . Det betyder, at man kan lave en oscillator med en Wien-Bro. Denne opstilling er særlig velegnet som tonegenerator, fordi man med et almindeligt stereopotentiometer kan justere frekvensen ($R1$ og $R2$). Overgangsfrekvensen er:

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

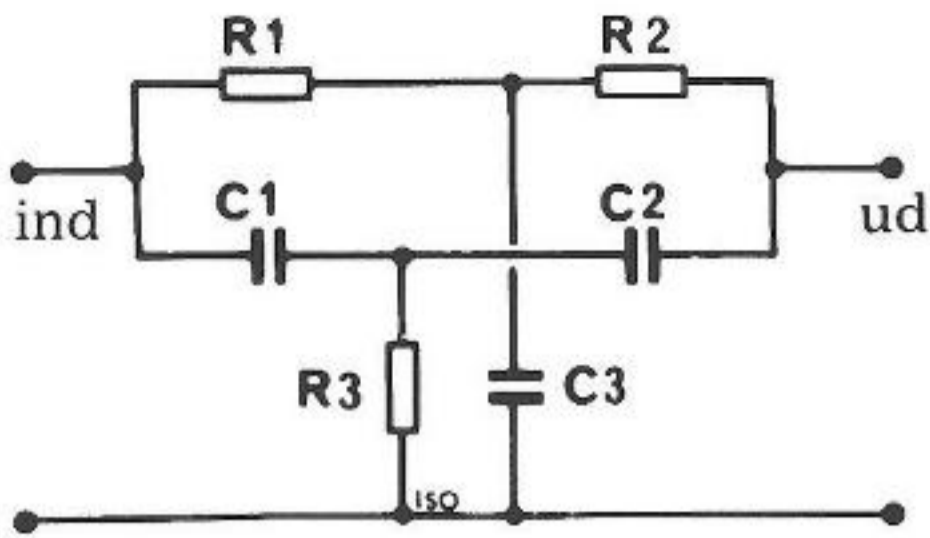


Fig. 19.14

DOBBELT T-LED

For at filtrere enkelte frekvenser fra, kan vi benytte et dobbelt T-led. Det består af tre modstande og tre kondensatorer. Ved en bestemt frekvens dæmper det kraftigt, mens alle andre frekvenser passerer.

Dimensioneringen er, at $R1 = R2 = Z_{C1} = Z_{C2}$ ved den ønskede frekvens og $R3 = 2R1 = Z_{C3}$.

Det betyder i praksis, at R3 er det halve af R1, eller R2 og C3 det dobbelte af C1 eller C2.

Leddene kan være vanskeligt at få til at køre. De indbyrdes størrelser skal være nøjagtige, og indgangsimpedansen i næste trin skal være stor.

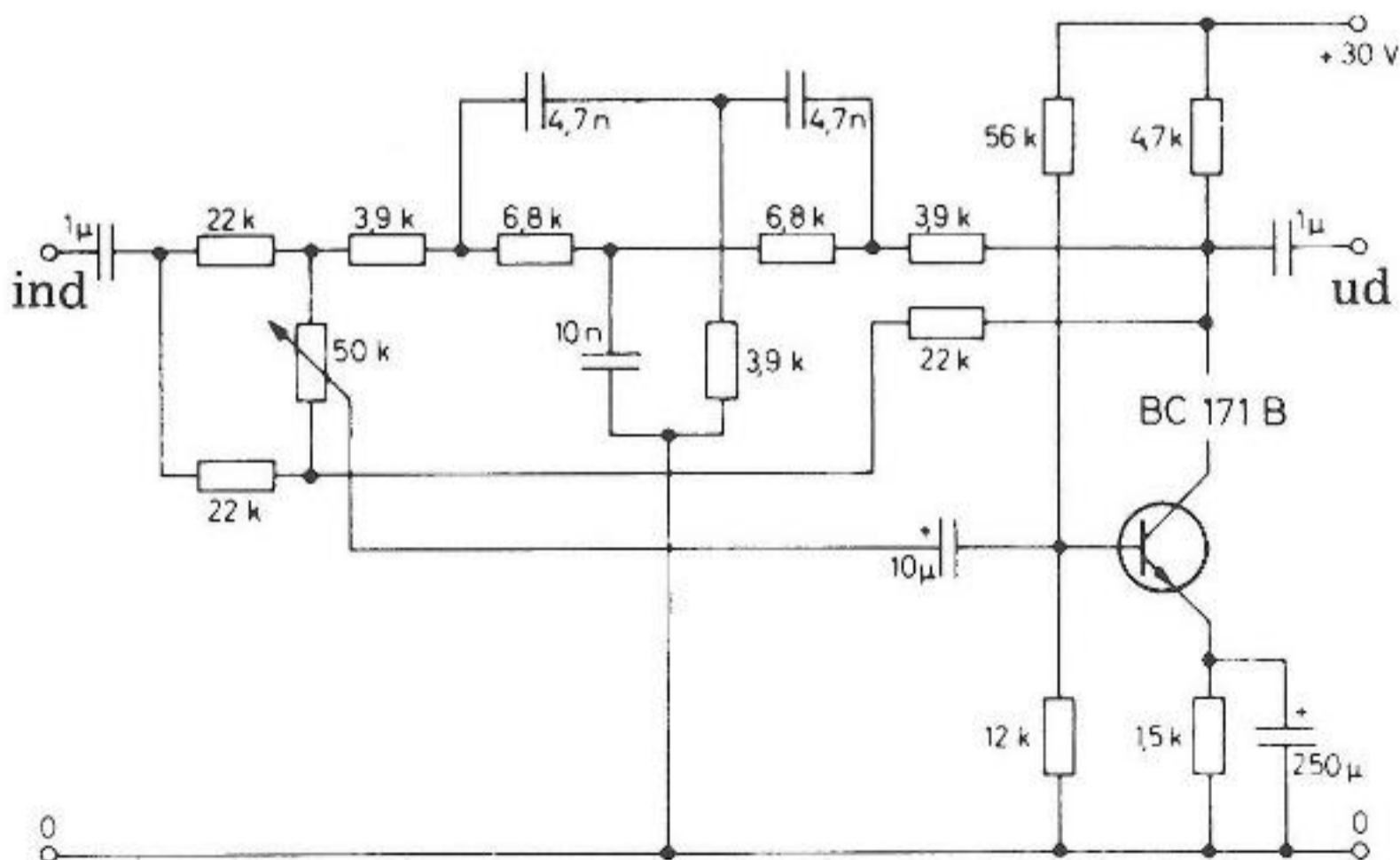


Fig. 19.15 Præsensregulering fra ITT

PRÆSENSFILTER

Med opstillingen fig. 19.15 kan man variere mellemtoneområdet. Med et dobbelt T-led indskudt i transistorens modkobling fjernes noget af den kraftige modkobling for mellemtonelejet. Gennemgangsforstærkningen er 1, og præsensforstærkningen kan reguleres mellem 0 og + 12 dB. Filteret er dimensioneret efter 2–3 KHz.

Præsensfilteret kan kobles før eller efter en almindelig tonekontrol, og man får da en regulering af mellemtoneområdet. Flere af sådanne reguleringer, med forskellige π -led, kan sammensættes således, at man får en komplet tonemixer.

Efter ITT Schaltbeispiele, 1972.

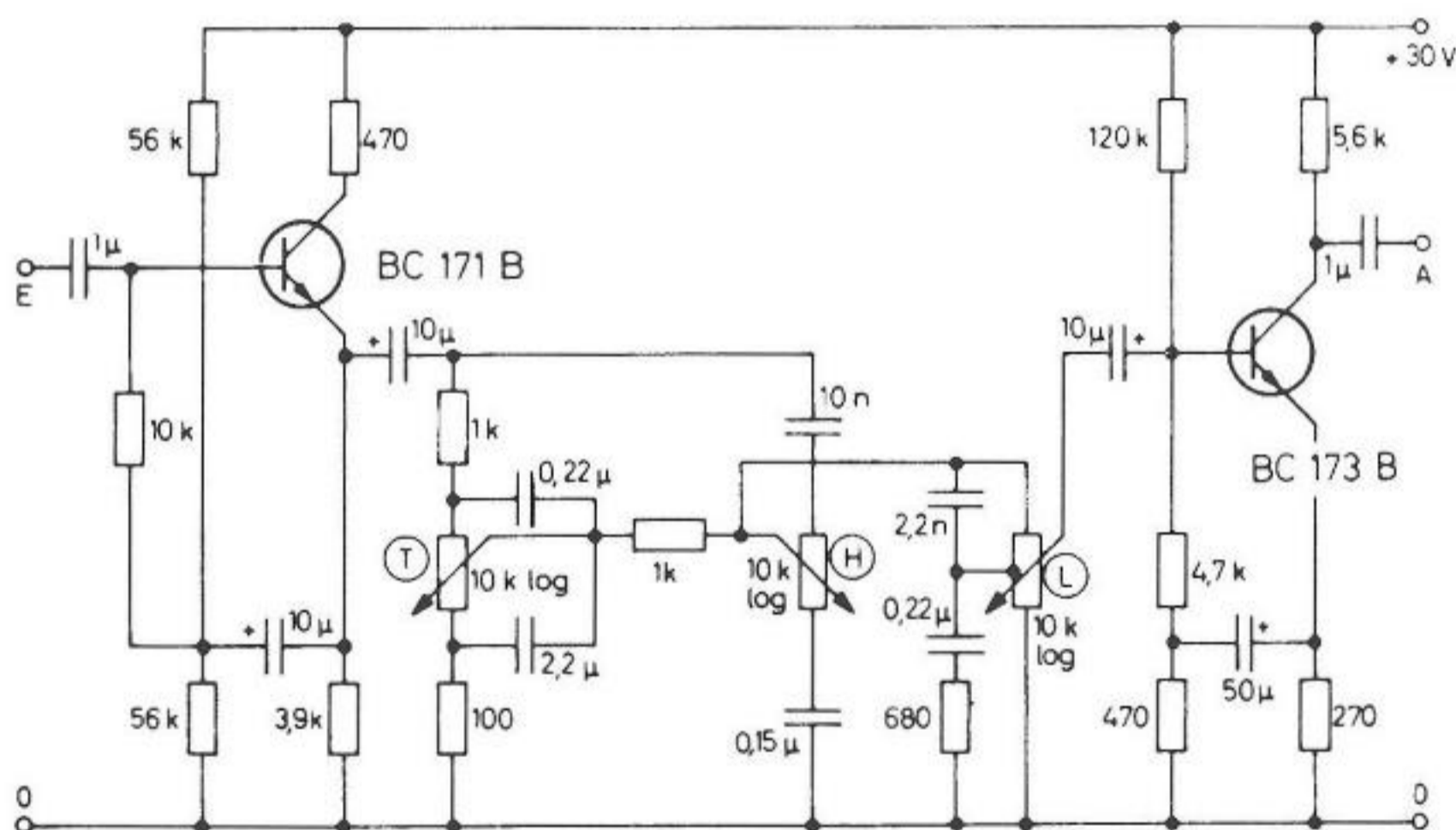


Fig. 19.16 Tonekontrol fra ITT

TONEKONTROL MED FORSTÆRKNING

Også denne opstilling kommer fra ITT Schaltbeispiele, 1972. Se fig. 19.16. Transistoren BC 173B ophæver det tab som kommer i tonekontrollen, og BC 171B forstærker indgangsniveauet fra tuner eller tape (ca. 100 mv) ca. 10 gange, så udgangssignalet på omkring 1 volt kan udstyre en udgangsforstærker.

Opgave 1

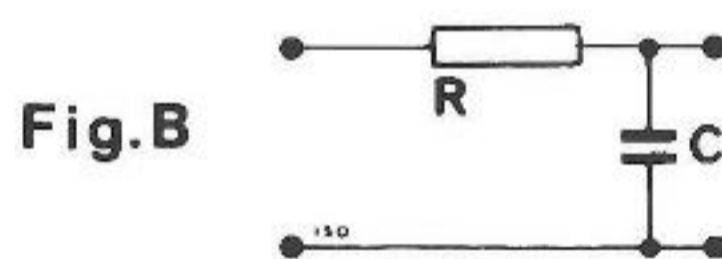
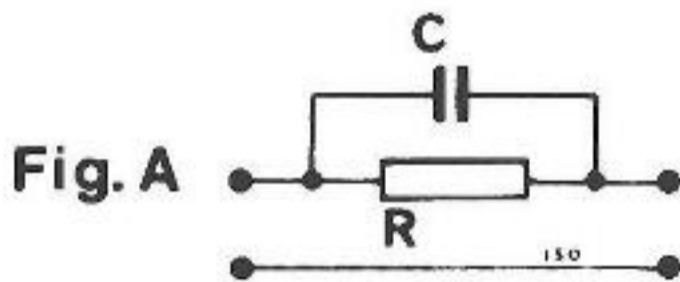
Overfører en kondensator bedst:

- Bastoner A
 Diskanttoner B

Opgave 2

Spærrer en kondensator for diskant, hvis den er anbragt som på:

- Fig. A A
 Fig. B B



Opgave 3

Vi vil konstruere et filter til bashævning, der hæver bassen ti gange. Først sænkes hele signalniveauet ti gange, og derefter hæves bassen, men ikke mellem- og diskanttonerne, til vort startniveau: ($Z_C = R$)

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

Hvor stor skal C være for at give en bashævning fra 160 Hz:

- 680 nF A
 100 nF B
 1000 nF C

Opgave 4

Vi skal lave en RC-oscillator på 530 Hz. Der skal gå en strøm på 1 mA i kollektor, og $\beta = 100$, hvilket giver en basisstrøm på 10 μ A.

Ved en batterispænding på 4,5 V, 0,5 V over emittermodstanden og 2 V over transistoren får vi 2 V over kollektormodstanden.

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

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

Fra plus til basis har vi 3,3 V.

For stabilitetens skyld vælges strømmen i basis-spændingsdeleren 10 gange større end basisstrømmen selv, altså 0,1 mA. Det giver to modstande.

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

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

For at få den rette frekvens, må de andre modstande i RC-kredsløbet være ca. 10 kohm, ligesom R_{b1} og R_{b2} er parallel. Hvor stor skal kondensatoren være for at få en frekvens på 466 Hz.

- | | |
|--------|----------------------------|
| 1 nF | A <input type="checkbox"/> |
| 15 nF | B <input type="checkbox"/> |
| 1,5 nF | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 5

Vi ønsker at frafiltrere rumblefrekvensen * på et grammofoonværk med et T-led. Rumblefrekvensen er 30 Hz og R_1 , R_2 skal være 10 kohm (og $R_3 = 5$ kohm).

Hvor store kondensatorer skal vi benytte:

- | | |
|---------------------|----------------------------|
| 220 nF og 470 nF | A <input type="checkbox"/> |
| 470 nF og 1 μ F | B <input type="checkbox"/> |

*: Ubehagelig buldrende lyd, der fremkommer ved afspilning af grammofoonplader. Lyden opstår i grammofoonmotoren og dens mekaniske forbindelse til pladetallerknen og bliver opfanget af pick-up'en.

AKUSTISKE KOMPONENTER:

Akustiske komponenter omsætter mekaniske svingninger til elektricitet eller omvendt, og de vigtigste er mikrofoner, højttalere og pick-up's.

Når vi kaster en sten i vandet, vil vi se, at der opstår bølger. Det samme sker, når vi hører et knald. Lydbølgen (i virkeligheden trykbølger) udbreder sig. Det, de rammer, bevæges i takt til bølgerne. *Jo mere letbevægeligt et emne er, desto større bliver udslaget.*

MIKROFONEN

En mikrofon omsætter lyd til elektricitet. En mikrofon kan bestå af en let membran med en lille spole. Spolen hviler i et magnetfelt, og bevæges spolen, opstår der elektrisk spænding, som *da* forstærkes og tilføres en højttaler. Se fig. 7.1, og fig. 20.3.

Mikrofonen findes i mange priser, karakteristikker og funktioner. Gode mikrofoner er normalt dynamiske med nyre- eller kuglekarakteristik, medens professionelle bruger kondensatormikrofoner. Disses karakteristik er variabel.



KONDENSATORMIKROFON

Kondensatormikrofonen er opbygget som vist på fig. 20.1.

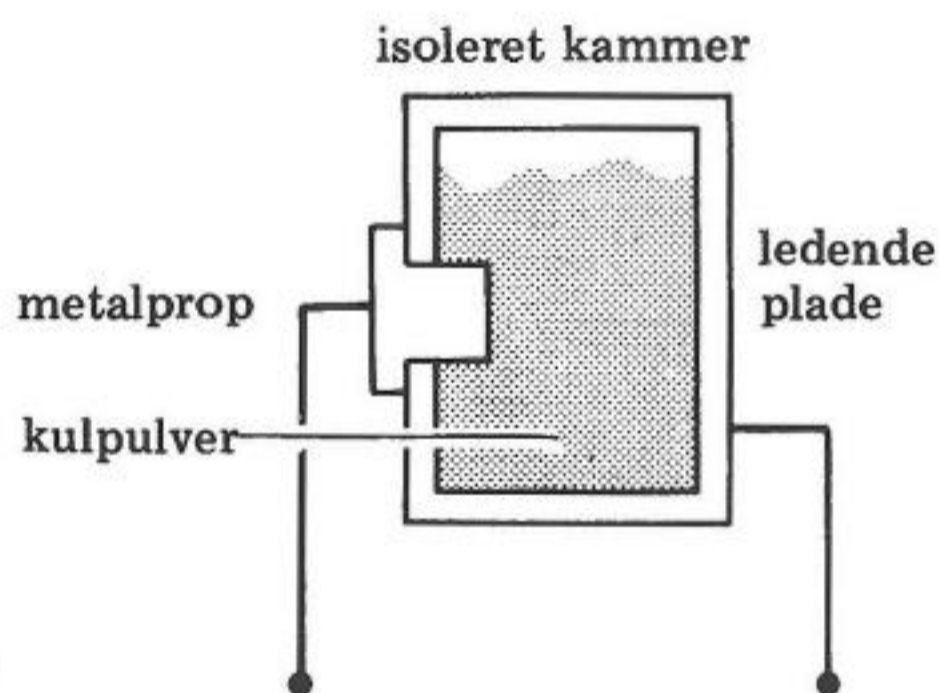
Det er den mikrofon, hvormed man kan få det bedste frekvensområde. 20—20.000 Hz inden for 1 dB's afvigelse er ikke ualmindeligt.

En kondensatormikrofon skal have en polariseringsspænding på mellem 100 og 400 volt mellem pladerne.

Når dette elektrostatiske felt ændres, vil også spændingen over pladerne ændres. Feltet ændres ved akustisk påvirkning af den meget tynde membran. Udgangsspændingen er ofte omkring 1–10 mV. Da en kondensatormikrofon er meget højimpedanset, må man tilslutte mikrofonen til en Field-Effekt forstærker (med mindst 100 M Ohm indgangsimpedans), som maksimalt må være anbragt meget tæt på selve kapslen (1–5 cm). Det gør en kondensatormikrofon til en "dyr affære".

Følsomheden kan ændres fra kugle- til nyrekaraktæristik ved at ændre polariseringsspændingen.

Fig. 20.2 Kulkornsmikrofon



KULKORNSMIKROFONEN

På fig. 20.2 ses en skitse for en kulkornsmikrofon.

Kulpulveret er løst indlagt i et isolerende kunststof-hylster. Membranen, som skal påvirkes akustisk, er en tynd kul- eller metalprop. Når membranen påvirkes, vil kulpulveret omrystes, og modstanden deri ændres. Hvis man så sender strøm gennem mikrofonen, vil spændingen over den derfor ændres.

Udgangsspændingen er på omkring 600–1000 mV. Altså *rigelig* stor nok til at "trække" en høretelefon uden ekstra forstærkning.

Frekvensområdet ligger mellem ca. 400 og 2000 Hz med resonanser og udsving til ± 10 dB. ("telefonklang".)

Hvis kulkornsmikrofonen skal benyttes til modulering af f.eks. en sender, må den forspændes med en strøm på omkring 10 mA.

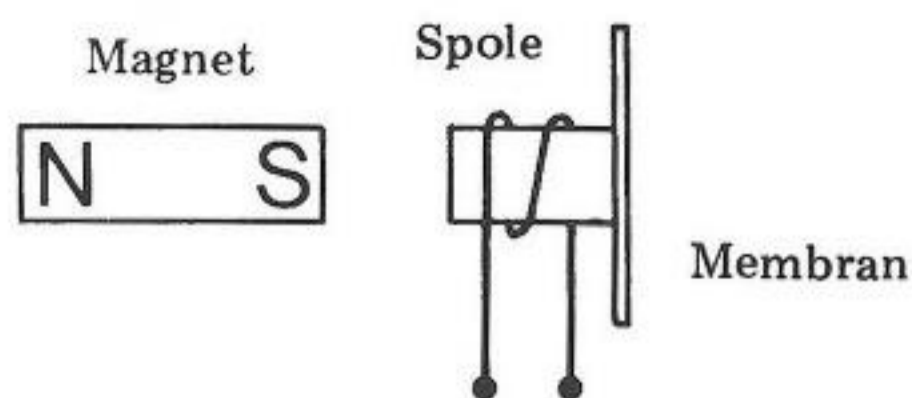


Fig. 20.3

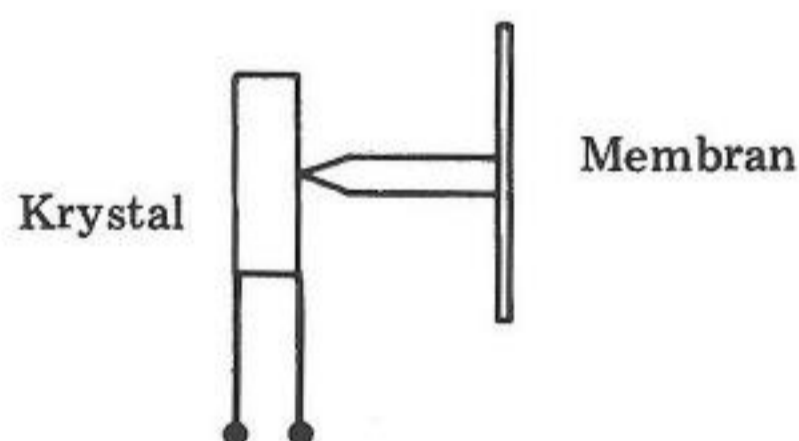
Dynamisk mikrofon

DYNAMISK MIKROFON

En dynamisk mikrofon er normalt opbygget på samme måde som en højttaler, se fig. 20.3.

Membranen, som er særdeles tynd, er påmonteret en lille, let spole. Spolen er placeret i et magnetfelt.

Magneten er udformet som en rund E-kærne med permanent magnetisme. Spændingen som aftages fra en dynamisk HI-FI mikrofon ligger mellem 0.5–2.0 mVolt max.



Krystalmikrofon Fig. 20.4

KRYSTAL MIKROFON

Når et PIZO-krystal bukket eller bøjes, vil der på udgangen opstå en spænding, som er proportional med bøjningen.

Hvis mikrofon-membranen forbindes mekanisk med et sådant krystal, vil det bøjes ganske lidt. Derved afgives der en spænding på mellem 1 og 100 mV maximum.

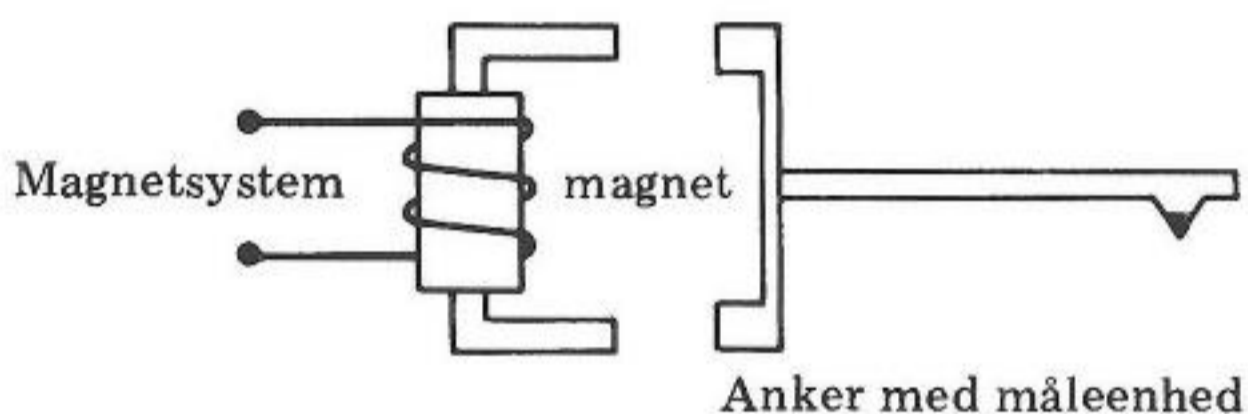
Kvaliteten, som kan opnås med en krystalmikrofon, er ret ringe. Et frekvensområde på mellem 200 og 3000 Hz (± 3 dB) er typisk.

PICK-UP'en

Pick-ups er beregnet til at omsætte mekaniske bevægelser i pladerillen til en svag elektricitet, der kan forstærkes.

Almindeligt kendes krystal-, keramiske-, dynamiske- og fotoelektriske pick-ups. Den sidstnævnte er den mest anvendte på grund af den høje kvalitet.

Fig. 20.5 Dynamisk Pick-up



DYNAMISK PICK-UP

Den dynamiske pick-up er i dag den mest anvendte, på grund af kvaliteten og pris.

På fig. 20.5 kan man se, hvorledes en dynamisk standard-pick-up fungerer. Foran et permanent, magnetisk jernanker med spole på er anbragt et lille jernkors. Når jernkorset bevæges, induceres en ganske svag spænding.

Spændingen er på ca. 2 til 8 mV max. ved 1000 Hz.

Spidsspændinger på 100 mV er dog ikke ualmindelige, når pick-up'en sænkes ned på pladen.

Tilslutningsimpedansen for sådanne pick-ups ligger mellem 2 og 50 K Ohm.

Kvaliteten følger omtrent prisen, og dynamiske pick-ups kan købes for mellem 100 og 1000 kr. Dog bør man være opmærksom på, at enkelte østasiatiske pick-ups, der kan købes for mellem 200 og 300 kr., svarer til europæiske eller amerikanske i 1000 kr.'s klassen. Frekvensområdet for en god pick-up ligger mellem 20 og 20.000 Hz på ± 3 dB.



Fig. 20.6

KRYSTAL PICK-UP

Når et pizelektrisk krystal bøjes vil der opstå en spænding over det. Pick-up nålen anbringes således, at krystallet bøjes maksimalt. Udgangsspændingen er da maksimalt 500–1000 mV over 470 K Ohm tilslutningsimpedansen. Hvis man benytter en lavere tilslutningsimpedans, vil spændingen falde. Krystalpick-ups ældes ved udtørring i løbet af ca. 2 år. Udgangsspændingen falder da voldsomt, på grund af fugtighed.

Krystalpick-up'ens frekvensområde og forvrængningsegenskaber er væsentlig dårligere end den dynamiske pick-ups egenskaber.

Den *keramiske* pick-up minder i opbygning om *krystalpick-up*'en, men kvalitet og udgangsspænding svarer til den dynamiske pick-up (og desværre pris).

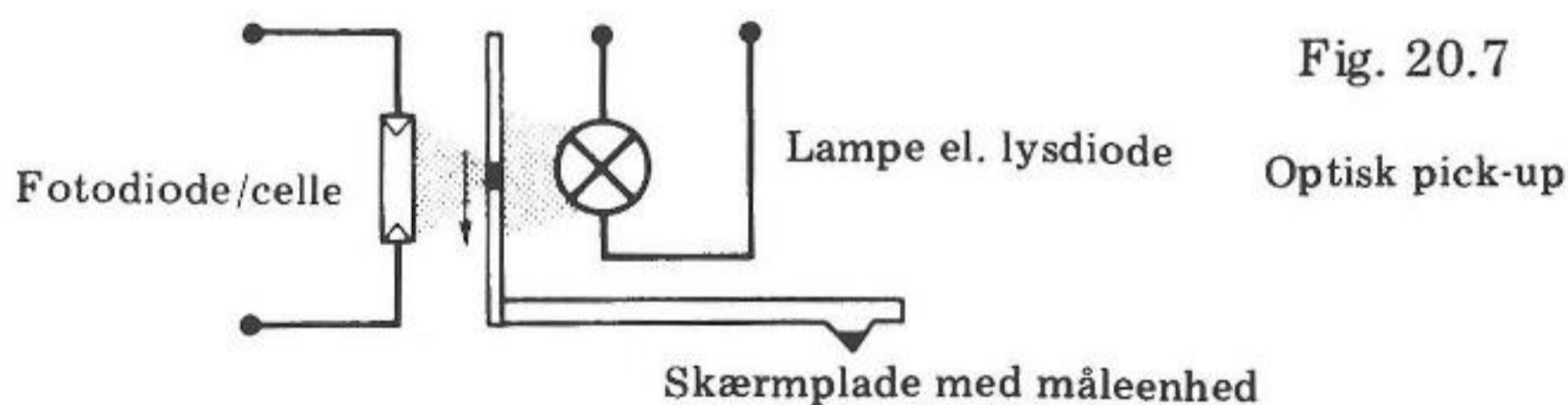


Fig. 20.7

Optisk pick-up

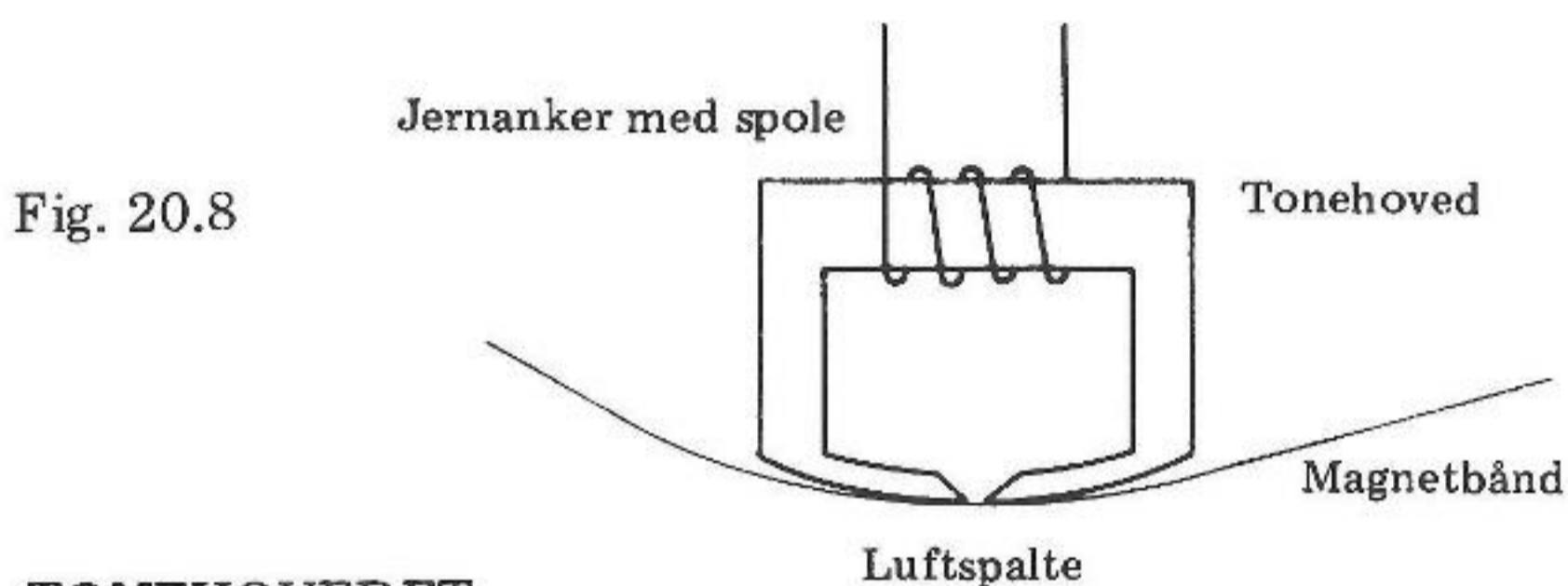
OPTISK PICK-UP

Den mest spændende nyhed inden for pick-ups i de seneste år er den optiske pick-up.

Ved hjælp af en lampe, eller bedre, en lysdiode, frembringes en spænding over en fototransistor, fotomodstand eller fotocelle.

Da man med en fototransistor kan få en virkelig høj udgangsspænding, for en meget lille afskærmningsændring, betyder det, at pick-up'en kan levere indtil 1000 mV uden forvrængningsproblemer og frekvensulinearitet.

Den høje udgangsspænding er en fordel, idet man kan få en mere støjfri gengivelse gennem en forstærker med 1000 mV's følsomhed, end en med 5 mV's følsomhed.



TONEHOVEDET

Tonehovedet benyttes til omdannelse af de svage magnetiske informationer, der kan oplagres på lydbånd, til elektriske spændinger. Se fig. 20.12. Selve kernen er af umagnetisk jern eller ferrit, og formet som et næsten lukket U. Selve spalten er ikke bredere end 1–10 milliontedele af en meter. Spolen, som normalt har en impedans på 200 ohm, er viklet om kernen.

Udgangsspændingen er ca. 0,5–3 mV, maksimalt ved 1000 Hz.

Tidligere fremstilledes tonehoveder mest af jern, men i dag kan man fremstille bedre og langt mere holdbare tonehoveder af glas/ferrit.

HØJTTALEREN

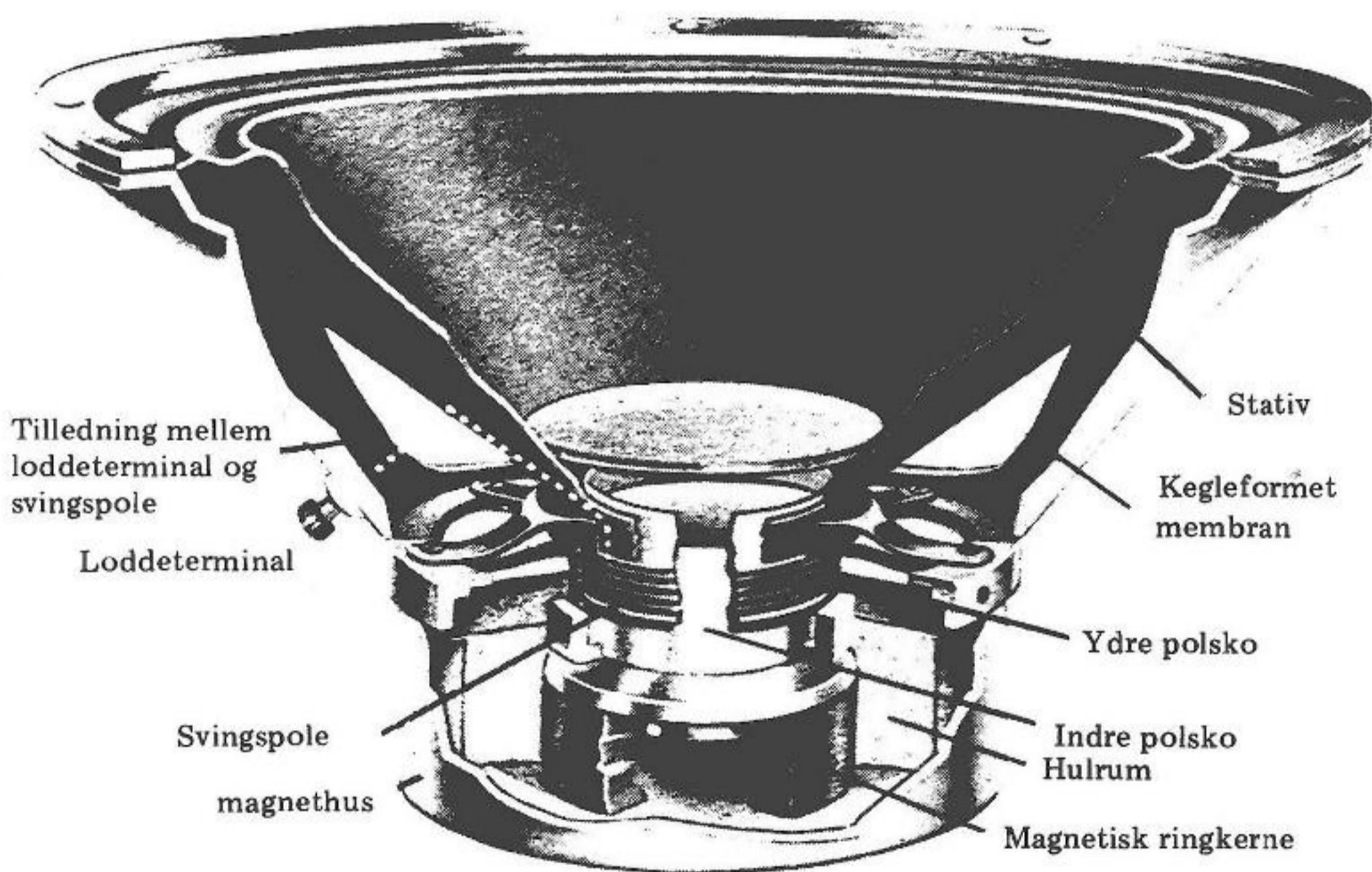
Højtaleren er en lyd giver. Den er opbygget af en let bevægelig membran med en pålimet svingspole. Spolen, der er omgivet af et kraftigt magnetfelt, bevæger sig derfor, når vi sender en strøm igennem den.

Hvis membranen er stor, kan den kun følge med ved lave frekvenser, fx. 1000 Hz, men den store membran er til gengæld nødvendig for gengivelse af lave frekvenser.

En lille, tynd membran af hårdt materiale kan bruges til høje frekvenser. Et eksempel herpå er Dome-højtaleren, der kan gengive toner op til 25000 Hz med stor nøjagtighed. (Dome = kugleskal).

Et komplet højttalersystem skal kunne gengive fra 20 til 20000 Hz, hvorfor vi må benytte flere højttalere, ofte 3. Bas, mellemtone og diskant-højtaleren forsynes fra et delefilter, så hver højttaler får sin rette del af signalet at behandle.

En højttaler kan også opbygges elektrostatisk. Egentlig kan man sammenligne med kondensatormikrofonen, men i stedet for at få spænding *fra* den, sender man spænding *til* den.



Snit gennem alm. elektrodynamisk højttaler. Mellem de to poler i magnetfeltet bevæges svingpolen, som "trækker" keglemembranen.

Det er nødvendigt at transformere spændingen op til omkring 8000 volt, hvilket nok er medvirkende til at fordyre den elektrostatiske højttaler "til det næsten usælgelige".

DELEFILTRE

Da ikke alle toner gengives med samme kraft af samme højttaler, benytter man flere højttalere, ofte 3, hvor *en* højttaler overtager arbejdet, når *en* anden ikke kan følge med længere. Det nytter ikke bare at forbinde tre egnede højttalere i parallel. Så bliver der afsat spildt effekt i 2 af højttalerne, der ikke siger noget.

Man må benytte et delefilter, der sender bastonerne til bas-højttaleren, mellemtonerne til mellemtonehøjttaleren og de høje toner til Dome-Tweeteren. (Tweeter = højtonehøjttaler)

På figuren ses hvordan:

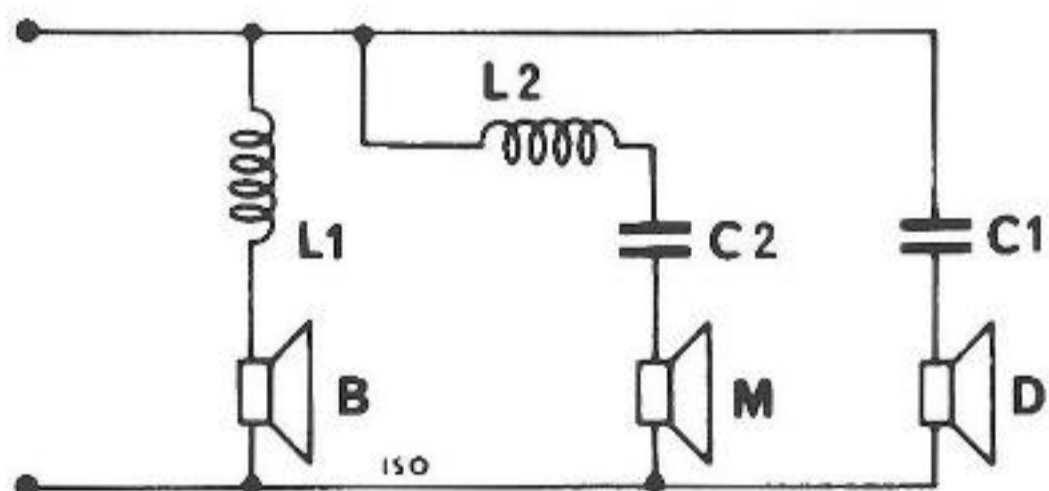


Fig. 20.12

Se også delefilteret LF 434—438, bag i bogen!

Bastonerne passerer let en lille spole L1, der er stor nok til at spærre for mellem- og diskanttoner. Diskanttonerne er høje nok til at passere en lille kondensator C1, der spærre for mellem- og bastoner.

Endelig er mellemtonehøjttaleren "spændt foran" en serieforbundet kondensator og spole. Dette led lader kun mellemtonerne passere.

Man kan også nøjes med 2 højttalere og få en rimelig Hi-Fi-klang ud deraf: Funktionen er næsten den samme som ved 3-gangs delefilteret, men her lader man også bas-højttaleren behandle mellemtonerne.

Følgende komponenter kan benyttes, men det kan betale sig at eksperimentere lidt, til den rette *klang* er opnået.

B-højttaler: AD 1256/W4

M-højttaler: AD 5060/W4

D-højttaler: AD 0160/T4

L1 = 6,4 mH, 100vdg 1. ØmmCu over 10mmØ-spoleform

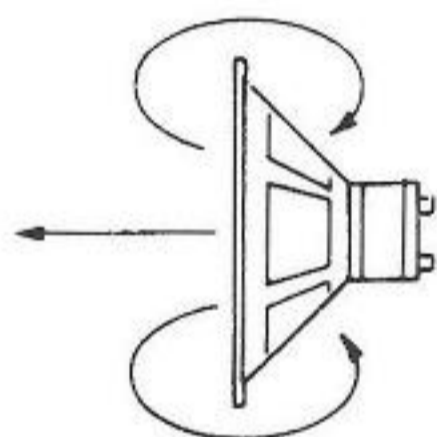
L2 = 1,2 mH, 25vdg 1. ØmmCu over 10mmØ-spoleform

C1 = 20 uF Bipolar

C2 = 60 uF Bipolar

Delefrekvensen er ca. 500 og 2000 Hz.

Fig. 20.13 Højttaler



En højttaler uden kasse vil ikke "sige noget". Overtryksbølger fra frontsiden løber rundt om kanten og udlignes med undertryksbølger.

HØJTTALEROPBYGNING

Lige så vigtigt som højttaleren er den kasse, som den er indbygget i. Kun den rigtige kasse giver den rigtige klang. Det er en umulighed at beregne et højttalerkabinet korrekt, så det lyder lige godt under alle forhold. Man må indgå en mængde kompromiser.

Vi kan lave en god højttaler ved at benytte 2—3 højttalere med delefilter, en stor kasse med et minimum litermål på 50 og en god foring med glasuld. Jo større man kan gøre sit HT-kabinet, des bedre bliver basklangen. En højttaler uden kasse kan ikke gengive bastoner. Det er fordi bassen løber udenom membrankanten og kortslutter sig selv. Hvis højttaleren monteres midt på en uendelig stor plade, vil vi få en ideal gengivelse.

Det bør forklares, hvorfor bassen kortslutter sig selv. Når højttaleren bevæges frem (bas), kommer der et overtryk på forsiden, og et undertryk på bagsiden. Overtrykket på forsiden vil løbe udenom højttalerens kant og udligne trykket på bagsiden. Det vil sige, at trykbølgen ikke udbreder sig fremad, men kortslutter i basområdet.

Ved højere toner er afstanden mellem trykbølgerne lille, og en enkelt bølge kan ikke nå udenom højttaleren, før en ny er påbegyndt. Ved at gøre højttalerkanten større skal en tone løbe længere, og den når måske først om på bagsiden, når højttaleren bevæges den anden vej. Her rammer overtrykket et andet overtryk, og der sker ingen udslukning.

Vi kan finde en lydbølges længde, idet vi kender lydens hastighed og frekvens. Den laveste frekvens, vi kan høre, 20 Hz, giver:

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

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

følgende gælder også:

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

— og i vort eksempel:

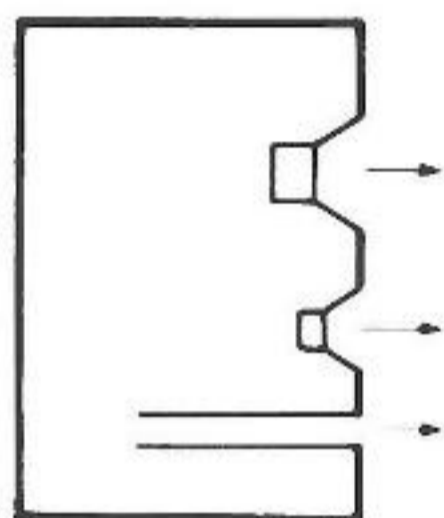
$$\lambda = \frac{300 \text{ m}}{20 \text{ Hz}} = 15 \text{ m}$$

Denne længde udgør afstanden fra et overtryk til det nærmest følgende overtryk. Da faseforskellen i en højttaler er 180 grader fra forside til bagside, må vi lave højttalerkanten $\lambda/2$ meter, så vejlængden, som vor laveste tone skal gennemløbe, giver 180 grader faseforskydning til udligning af højttalerens 180 graders faseforskydning.

Da lyden skal løbe både langs overkanten og langs underkanten af skærmen, behøver skærmens radius kun at være $\lambda/4$, eller i vort beregningseksempel, 3,75 m.

BASREFLEXHØJTTALEREN

Ved beregning af en højttalerkasse er det bedste altså, at lyden skal løbe 7,5 m. Det er naturligvis en urealistisk længde. I praksis laver man normalt et kabinet med en spalte og eventuelt en indbygget labyrint. Det benævnes et Basreflekskabinet. Spalten er ofte udformet som en skrå kasse for at basresonansen skal virke over et større frekvensområde.

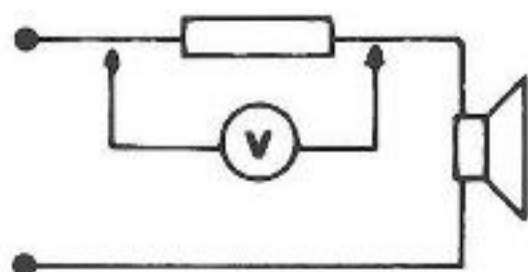


Basreflekskabinet, hvor højttalernes bagstråling fasevendes på grund af den lange "lyd-vej" fra højttalerbagside til fronthullet.

Fig. 20.14. (Basreflekskabinet)

Denne form for højttalere har gennem en årrække været den mest anvendte. Højttalere af denne type har en vældig god frekvensgang og virkningsgrad. Størrelsen er dog et problem. Til et reflexkabinet benyttes en bashøjttaler med en nedre grænsefrekvens på ca. 20 Hz og kabinettet skal udføres, så det har en resonansfrekvens på samme størrelse. Opbygningen findes nemmest ved forsøg. Man kan måle resonansfrekvensen med en tonegenerator, en forstærker og et AC-voltmeter (ikke universalmåleinstrument) efter nedenstående diagram:

$R_1 = 4-16 \text{ Ohm}$



Målemetode til bestemmelse af en højttalers resonansfrekvens med en tonegenerator, et voltmeter og en lineær forstærker.

Fig. 20.15. MÅLING AF HELE HØJTTALERSYSTEMETS RESONANSFREKVENNS.

MÅLING AF RESONANSFREKVENNS

Det er klart, at både forstærker og tonegenerator skal være retliniede til 15 Hz. Ved resonansfrekvensen af højttaler eller kabinet vil spændingen falde over R_1 . Rammer kassen og højttaler samme frekvens, vil de udligne hinanden og basområdet bliver tilnærmet lineær.

Hvis højttalerens resonansfrekvens kendes fra databogen, kan man hurtigt se, hvilken resonansfrekvens kabinettet har, det er nemlig den anden resonans. Hvis højttaleren i kabinettet har en resonans på 40 Hz, og man aflæser spændingsfald på AC-voltmeteret for f.eks. 40 og 80 Hz, har kabinettet en resonans på 80 Hz, og det må gøres større, eller forsynes med en labyrint eller en port med skuffe.

Grunden til, at spændingen falder over modstanden R_1 , er, at højttaleren får en større impedans ved resonans. Det giver mindre spænding over R_1 .

TRYKKAMMERHØJTTALEREN

Den mest udbredte højttaler er trykkammerhøjttaleren, der selv i lille format kan give en rimelig bas (boghylde-HT). En trykkammerhøjttaler er opbygget om en speciel højttaler med særlig letbevægelig membran. Kabinettet er af lufttæt konstruktion, og den indespærrede luftmasse virker som en fjeder på højttalermembranens bevægelser. Det giver sammen med fyldningen af mineraluld en god dæmpning for resonansfrekvenser.

VIRKNINGSGRADEN

Selv ganske små kabinetter giver et brugbart lydtryk i basområdet, omend det i uforvænget klar lyd gengivelse slet ikke kommer op på højde med reflexhøjttalere. En almindelig lille trykkammerhøjttaler har en virkningsgrad på 1–3%, medens reflexhøjttalere kan afgive 10–30% af den tilførte effekt som lyd. Hvis en højttaler med 1% virkningsgrad skal kunne gengive et symfoniorkester med naturlig styrke kræves 4000 W. Nu kan man i en stue nøjes med 400 W i 1% HT, fordi så høje lydtryk som 4000 W er sjældne, men 400 W er også meget. Imidlertid kan vi benytte en højttaler

med 25% virkningsgrad — det giver 16 W udgangseffekt, altså nu en rimelig størrelse for et symfoniorkesters lydtryk.

Kvalitetshøjtaleren efter basreflexprincippet fra f.eks. *Lansing* har da også en virkningsgrad på indtil 30%.

HORNHØJTTALEREN

Ved hornhøjtalere anvendes et akustisk princip kendt fra orgelpiber.

Et rør vil afhængig af længden have en resonansfrekvens. Hvis det er lukket i den ene ende vil luftmassens komprimering svinge kraftigt, medens bevægelsen er næsten nul. I den anden åbne ende har vi ringe komprimering, men stor bevægelse. Hvis højtaleren er anbragt i den lukkede ende og den har samme resonansfrekvens som røret, vil membranens bevægelse bremses ved resonans, og vi får et ret toneområde i bassen.

Sommetider vil der i rørets anden ende være store bevægelser. Er røret udført udadbuet i den åbne ende, bredes resonansfrekvensen over et stort område, og vi får en fyldig bas, "der ligger godt i maven". Virkningsgraden når op på ca. 50%, men er afhængig af den benyttede højtaler og kabinetsystemet.

Det er meget svært at bygge et hornkabinet til helt lave frekvenser (20 Hz) fordi det beregningsmæssigt skal være 16 meter langt og have en mundingsdiameter på 4 meter.

Således kan en hornhøjtaler se ud i snit:

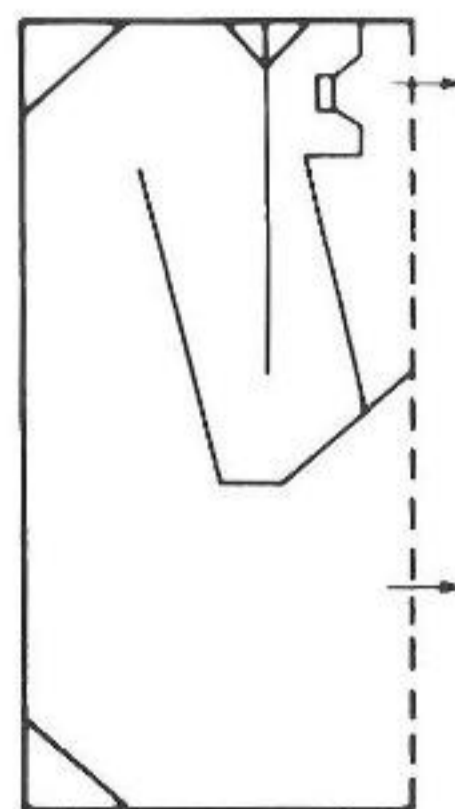


Fig. 20.16

75×40×30 CM

EKSEMPEL PÅ ET HORNKABINET MED AD 9710M FRA PHILIPS

Opgave 1

En mand affyrer et kanonslag i midten af en rundkørsel. Ved de fire veje fra rundkørslen mod nord, øst, syd og vest er placeret en bil, en papskærm, en 4 mm jernplade og et udspændt aluminiumsfolie. De er alle nogenlunde lige store og vender alle nord-syd med den lange led. Hvad bevæger sig mest? Mulighederne er stillet op efter aftagende bevægelse og er benævnt med verdenshjørnet.

Nord & Syd

A

Vest & Øst

B

Opgave 2

Hvorfor er en dynamisk mikrofon ikke monteret med magneten på membranen og spolen fastsiddende?

Fordi Spolen fylder mindre end magneten

A

Spolen er lettere end magneten

B

Spolen kan have flere vindinger

C

Det kan den også have

D

Opgave 3

Hvad sætter grænser for en mikrofon's frekvensområde?

- En begrænset membran A
 Vægten af spolen B
 Magnetens styrke C
 Spolens størrelse D

Opgave 4

Hvorfor kan en enkelt højttaler ikke gengive alle frekvenser?

- Fordi: Det er upraktisk A
 Den vil være for stor B
 Lave frekvenser forlanger
 stor membran og høje lille C
 Fabrikken sælger flere højttalere D
 Lave frekvenser skal have mere effekt end høje E

Opgave 5

Hvorfor er der væsentlig kvalitetsforskel på pick-ups?

- Fordi: Det er selve metoden der gør det (krystallens egenskaber
 kontra induktion eller lysvariationer). A
 En god krystalpick-up vil være for dyr B
 Nål og stift sidder mere stramt på en krystalpick-up end
 på en dynamisk eller optisk pick-up. C

Opgave 6

Hvorfor er det bassen, der normalt er problemer med ved en kabinetbygning?

- Fordi: Bølgelængden af tonen skal være af samme størrelsesorden
 som vejen fra for- til bagsiden af højttaleren, og
 bassens bølgelængde er længst A
 Der skal være mere rum til bassens bølgelængde B
 Klangbilledet af en bastone er "federe" og kræver
 mere plads for at komme til sin ret C

Opgave 7

Hvorfor anvender man ofte tre forskellige højttalere i et kabinet:

- For at få større effekt A
 For at give et større frekvensområde B

Opgave 8

Hvilke toner gengiver en Dome Tweeter:

Høje

A

Lave

B

Opgave 9

Forbinder man en spole i serie med bashøjttaleren for at:

få fjernet diskanten

A

få ledet bassen til

bashøjttaleren

B

FREKVENNS OG BØLGELÆNGDE

En antenne bruges til at indfange de radiobølger, radiostationerne udsender. For at få bedst modtagelse, skal antennen passe til senderens frekvens.

Radiobølger er elektriske og magnetiske bølger, der udbreder sig med lysets hastighed, som ringe i vandet. (hastighed: $3 \cdot 10^8$ m/s)

Frekvensen er antallet af passerende bølger pr. sekund. Dette antal bølger er jævnt fordelt over $3 \cdot 10^8$ m (som første bølge gennemløber på 1 sekund). $3 \cdot 10^8$ m = 300.000 km/s.

Deles denne vejlængde med antallet af bølger, får vi længden af en enkelt bølge:

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

f = frekvensen λ = bølgelængden (λ = Lambda — græsk)

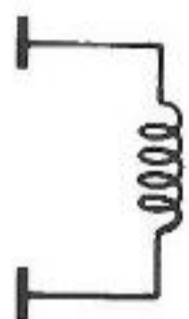
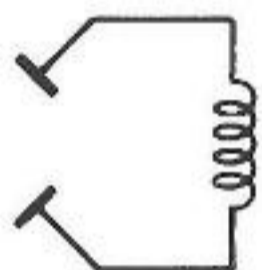
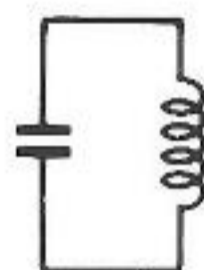
Vi kan godt gøre formlen lidt lettere ved at regne i MHz:

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

I en parallelsvingningskreds passer kondensator og spole til en bestemt frekvens. Hvis kondensatoren foldes ud i stænger som vist på figur 21.1, har vi stadig en svingningskreds, der nu er følsom for ydre elektriske svingninger. Resonansfrekvensen er givet ved længden af stavene, således at hver stav skal være $1/4 \lambda$ lang. En sådan antenne kaldes en dipol.

Ved mellem og langbølger må vi af hensyn til antennestørrelsen bruge jorden som den ene pol og nogle få meter ledning som den anden.

Fig. 21.1



ANTENNEKONSTRUKTIONER

Antennens grundelement er dipolen. Ved at forsyne en dipol med reflektor og direktorer opnås større følsomhed.

Reflektoren sidder bag dipolen og spejler signalet, medens direktorerne er monteret foran for at indsuge det. Se fig. 21.2.

For at få god modtagelse må bestemte afstande og længder benyttes. Reflektoren skal monteres $1/8 \lambda$ bag dipolen, og være 5% længere.

1' direktor skal monteres $1/8 \lambda$ foran dipolen og være 5% kortere.

De efterfølgende direktors afstande og længder skal hele tiden aftage med 5% af foregående.

Reflektoren og 1 direktor giver 2 ganges forstærkning.

Hver 4 – dobling af direktorer antallet giver 2 gange følsommere antenne.

Jo større forstærkningen i en antenne er, jo mere retningsbestemt er den, og dermed mere kritisk i opsætning.

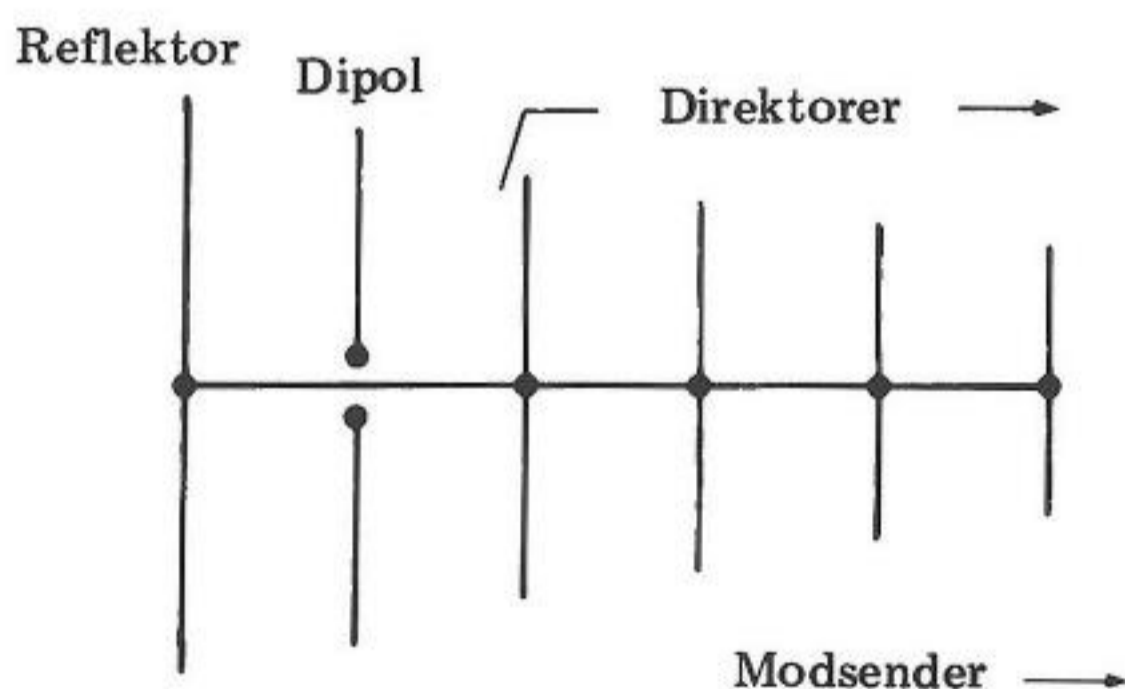


Fig. 21.2

Opgave 1

Hvor lang skal en 1/4-bølge antenne være for at modtage Luxembourg på kortbølge bedst. (Luxembourg ca 6 MHz)

50 meter

A

12,5 meter

B

Opgave 2

Udregn en dipol til 100 MHz. Når der skal stå en 1/2-bølge over hele dipolen, hvor lange er da begge kvartbølgestave tilsammen.

1,5 meter

A

3 meter

B

AM og FM modulation

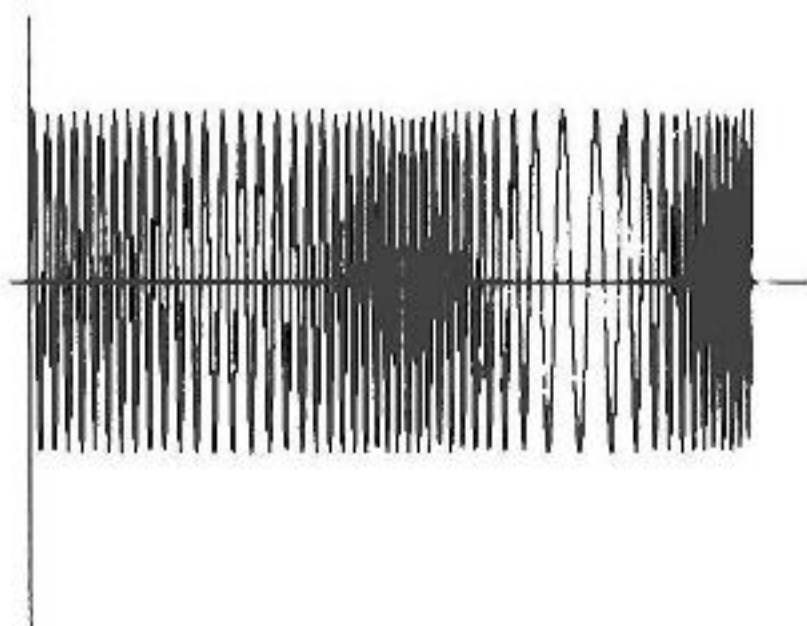
Radiobølger er hurtige elektriske svingninger. HF. En "ren" radiobølge uden tale og musik kaldes en *bærebølge*. Bølgen er nødvendig for at vi kan *bære* et signal længere, end det kan høres.

En ren bærebølge kan høres som en "tom" station, og "siger" altså ikke noget. For at få overført et signal må vi variere bærebølgens udseende, og så måle ændringerne i modtageren. Disse ændringer i bærebølgen, også kaldet modulationen, er direkte hørbare i modtageren, som signal fra senderen.

En bærebølge kan moduleres på flere forskellige måder. Radiomodtagere er indstillet på at kunne modtage de to modulationsformer, som vi kalder AM og FM.

AM er en forkortelse for amplitude-modulation. HF-svingningerne varierer i styrke (amplitude) i takt med det signal, vi modulerer med. Se figurerne. Næsten alle de almindelige radiostationer på lang, mellem og kortbølgebåndet til 30 MHz er AM-modulerede.

FM-moduleret bærebølge



AM-moduleret bærebølge

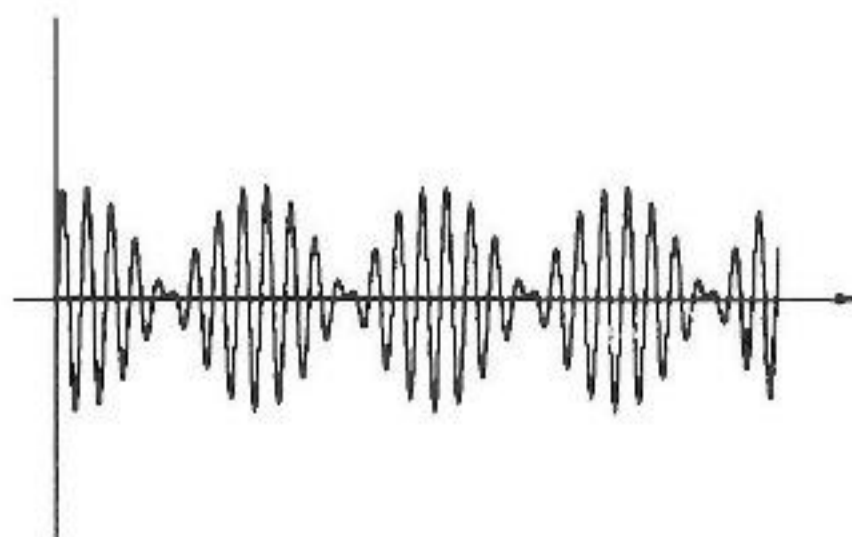


Fig. G 22.1

Dog sendes TV's billedet med AM-modulation og TV's lyd med FM-modulation.

For den amatør, som gerne vil vide mere om HF-teknik og de andre modulationsformer som findes, kan vi henvise til amatørradioorganisationer. (EDR's bog: VEJEN TIL SENDETILLADELSEN)

FM står for Frekvens-modulation. HF-svingningerne varierer i tæthed (frekvens), i takt med signalet. Men det har altid samme amplitude. Fordelen ved FM er, at vi kan forhindre støj, der altid opstår som AM. Til gengæld fylder en FM-sender mere i frekvens.

Opgave 1

Hvis De ved indstilling på radioskalaen kommer til et "dødt" støjsvagt punkt, hvad mangler da?

Bærebølge A
Modulation B

Opgave 2

Hvorfor er FM bedre end AM?

Mindre støj A
Større rækkevidde B

SENDEREN

En sender har to hovedfunktioner:

- A: At frembringe en højfrekvens bærebølge, som kan overføres gennem sfæren (HF).
- B: At modulere bærebølgen med lavfrekvens (LF).

Foruden dette stiller man en række krav om udgangseffekt, frekvensstabilitet, modulationsgrad og frihed for uønskede svingninger.

Udgangseffekten skal helst være stor, så selv fjerne modtagere kan høre senderen.

Frekvensen, som bestemmer hvor på "skalaen" stationen ligger, skal være yderst stabil, således at man ikke hele tiden skal finindstille på modtagestationen. Samtidig er det af stor betydning at sendestationen ikke "driver" så meget i frekvens, at man uforvarende kommer til at forstyrre andre måske livsvigtige sendere. (Indflyvningsstyring i lufthavne etc.!)

Modulationsgraden fortæller noget om hvor kraftigt senderen er udstyret. Ligesom en båndoptager ikke må overstyres, må senderen, af hensyn til forvrængning og for stor "stations-fylde", ikke overstyres. Senderens *frihed for uønskede svingninger* er af stor betydning. Det er især et problem at undgå at en sender også udsender såkaldte harmoniske svingninger. Harmoniske svingninger opstår som følge af forvrængning, og frekvensen er den dobbelte, 3-dobbelte o.s.v. Det betyder, at en dårligt dæmpet Walkie Talkie på 27 MHz kan forstyrre TV-kanal 2, som ligger på 54 MHz.

Blokdiagram over en AM-sender

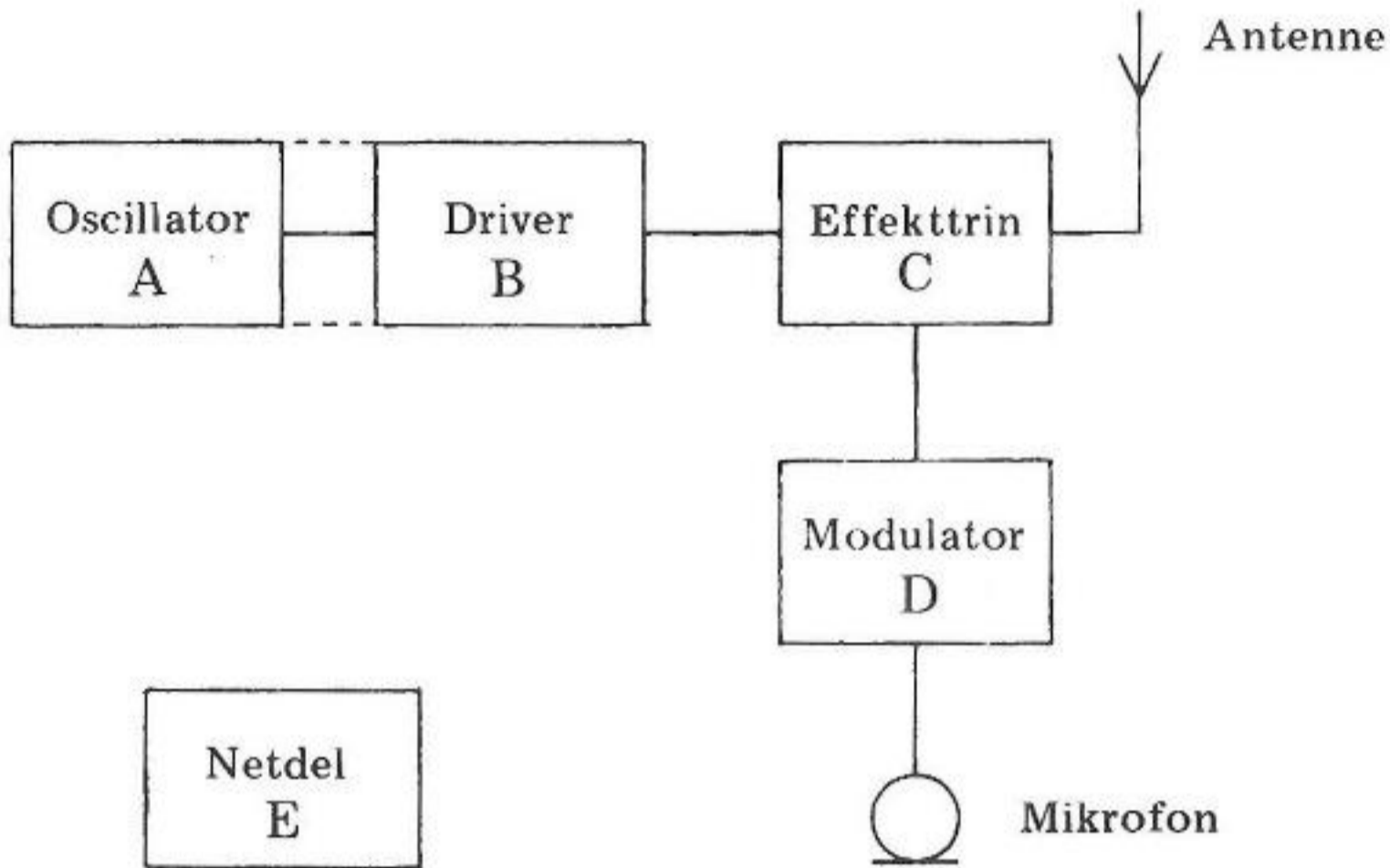


Fig. 23.1

På fig. 23.1 ser vi et blok-diagram på en AM-sender til telefoni eller telegrafi. Senderen består af en:

- A: Oscillator, som frembringer sendefrekvensen.
- B: Buffer, eller *driver*, som forstærker det svage oscillator-signal.
- C: Udgangsforstærker, som giver tilstrækkelig udgangseffekt.
- D: Modulator, som styrer udgangseffekten i takt med mikrofonsignalet.
- E: Strømforsyning, som kan levere stor strøm til udgangstrinet og fin stabilitet, så oscillatoren ikke flytter frekvens.

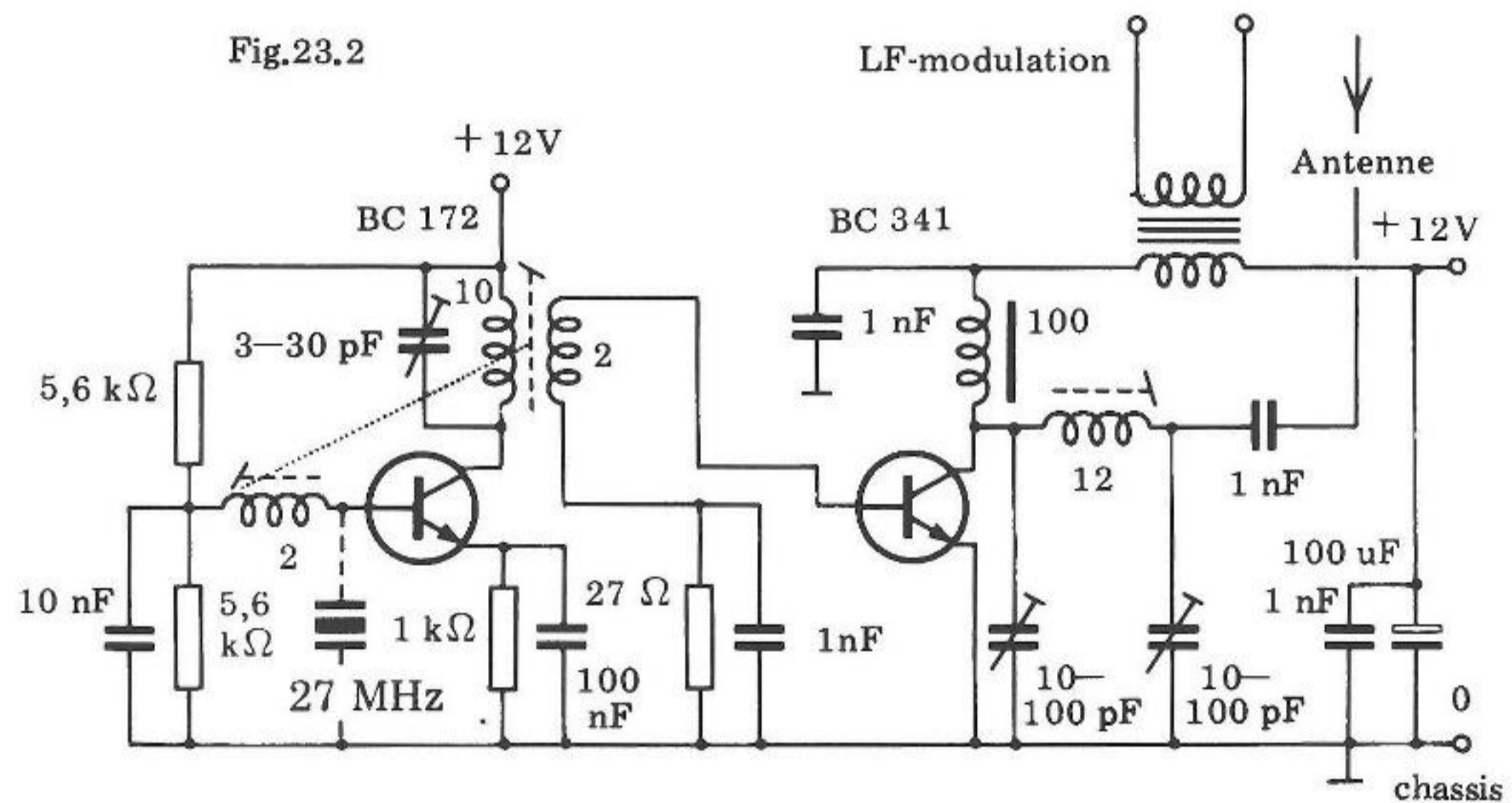
Foruden mikrofonmodulatoren, kan senderen også module-res med en simpel telegrafnøgle, idet man simpelthen afbryder oscillatoren.

OSCILLATOREN

For at en senders frekvensstabilitet kan godkendes af Post og Telegrafvæsenet skal oscillatoren i praksis altid være kryсталstyret. Det er nemlig den eneste praktiske metode at gøre en sender helt stabil på. For radioamatører gælder andre krav, hvorfor amatørstationer ofte benytter både kryсталstyring og LC-styring af oscillatoren.

For at De kan få forståelse af hvorledes en lille AM-sender virker, har vi bygget en komplet lille opstilling. Se fig. 23.2.

Fig.23.2



Det ser i første omgang lidt rodet ud, men prøv på følgende måde at "gennemskue" hver enkelt "kasse" og sammenlign med blokdiagrammet.

Vi har konstrueret senderen til 27 MHz. Hvis De bygger det hele efter må vi skynde os at gøre Dem opmærksom på, at der kan blive problemer med at få det til at virke. Det er fordi det kræver stor erfaring at arbejde med høje frekvenser. Man skal overalt benytte så korte ledninger, som muligt og så godt et skærmende chassis, som muligt. Selve oscillatoren udgøres af transistoren BC 172.

Transistoren arbejder DC-mæssigt ganske som et LF (lavfrekvens) trin. Man udregner emittermodstanden når strømmen er valgt. I dette tilfælde 6 mA. Dernæst skal vi have omtrent den halve batterispænding over transistor og spole og den anden halve over emittermodstanden. Med 12 volt batterispænding er det 6 volt til hver. Nu kan emittermodstanden findes:

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

Hvis strømforstærkningen i transistoren er 60, er basisstrømmen:

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = \frac{6 \text{ mA}}{60} = 100 \mu\text{A}$$

Vi vælger tværstrømmen i basismodstandene 10 gange større for at få en god temperaturstabilitet. Tværstrømmen er derfor 1 mA.

Når vi ved, at ca. den halve batterispænding, 6 V ligger over emittermodstanden, må basisspændingen være $6 \text{ V} + 0,7 \text{ V} = 6,7 \text{ V}$. Omtrentlig kan vi derfor sige, at basismodstandene deles ligeligt om batterispændingen. 6 volt + 6 volt = 12 volt. Med 1 mA gennem modstandene får vi:

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

Nu arbejder oscillatoren rigtigt DC-mæssigt, og vi skal have den til at svinge på 27 MHz. Selve svingningskredsen er indsat i kollektoren. Frekvensen bestemmes efter formlen fra afsnit G14:

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

og de størrelser vi indsætter er: pF, μH og MHz.

Samtidig bliver vi nødt til at udregne spolen, som en funktion af størrelse og vindingstal. For en etlags luftspole gælder formlen:

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



Fig. 23.3

Her er L , spolens selvinduktion i Henry, n = viklingsantallet, D = spolediameteren og L = spolens længde.

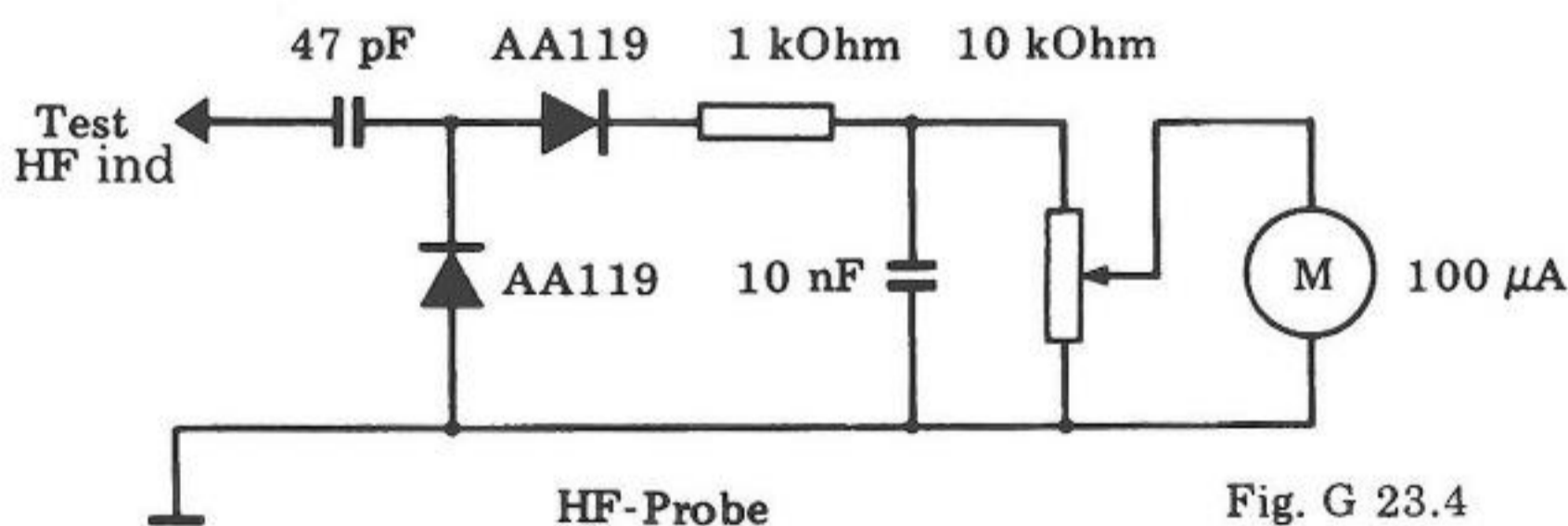
Til 27 MHz har vi fundet ud af at 10–12 vindinger tæt viklet på en 1 mm tråd, med $D = 10$ mm, og en variabel trimmekondensator på 3–30 pF var passende. Så kan man altid efterjustere med en jernkerne i spolen.

Selve kollektorkredsen svinger ikke af sig selv. Vi må medkoble med en basisvinding.

Det der sker her er at basisviklingen på 2 vindinger (10–20% af kollektorviklingen) får induceret en "med-førende" strøm, som igen og igen forstærkes af transistoren ind til den er mættet. Så sker det hele bare med modsat fortegn. Hvis krystallet indsættes, som vist på fig. 23.2 ligger sendefrekvensen helt fast, og man justerer bare kapacitet og spole så udgangsspændingen til overføringsviklingen er maximal.

DIODEVOLTMETER

For at finde ud af hvornår spændingen fra oscillatoren er maksimalt indstillet, har man brug for et diodevoltmeter, som på fig. 23.4.



Det er effektivt og meget nemt at få til at virke. Når en højfrekvensspænding passerer 47 pF kondensatoren vil den ensrettes af dioderne og filtreres til en ret jævnspænding af 1 K Ohm modstanden og 10 nF kondensatoren. Trimmpotentiometeret stilles til det ønskede udslag på instrumentet er til stede.

Selv et ganske ringe og billigt måleinstrument kan benyttes.

EFFEKTTRIN

For ikke at påvirke oscillatorens frekvens ved at tilslutte antennen direkte, indskydes et buffertrin. Hvis udgangseffekten ikke behøver at være større end ca. 1 Watt, kan buffertrinet også være udgangstrin. Hvis 1 Watt ikke er nok, må man bygge et tilsvarende trin med en større transistor og koble efter. Vort kombinerede buffer og udgangstrin kan forstærke oscillatorens ca. 50 mWatt op til 0.5–1 Watt.

Da udgangstrinet arbejder i klasse C, hvor kun noget af den positive højfrekvens overføres, må udgangen sluttes til antennen gennem et såkaldt π -led, som omdanner disse C-spidsler til sinus igen.

Man kan med god tilnærmelse regne de to trimmekondensatorer i π -ledet som serieforbundne over spolen på 10–12 vindinger. Størrelserne udregnes på samme måde som oscillatorspolen.

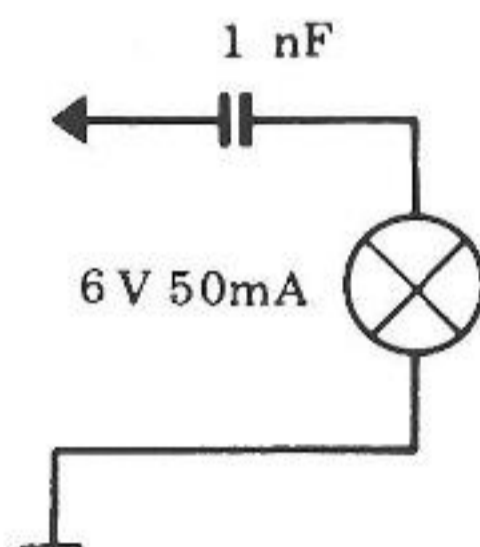
Drosselspolen med de 100 vindinger i udgangstransistorens kollektor er indsat for at lede jævnspændingen og modulationsspændingen til kollektor; Den spærrer for de høje frekvenser, så *de* kun løber ud til antennen. Emittermodstanden på 27 Ohm må man "lege" lidt med, til den maximale udgangseffekt for det mindste strømforbrug opnås. På fig. 23.5 ses en opstilling, som er fin at benytte som "kunstantenne" under trimmearbejdet med hele senderen. Det består af en simpel glødelampe på 6 V – 50 mA og en kondensator.

Lampe og kondensator tilsluttes mellem antenneudgangen og stel. Hvis oscillatoren arbejder, vil der altid slippe en lille smule effekt ud og lampen vil gløde svagt. Nu kan man trimme hele senderen fra oscillator til π -led, og hvis det hele fungerer korrekt, er der nok effekt til at "brænde" lampen af. Dernæst fintrimmes atter, men med en 75 Ohm modstand extra i parallel over lampen.

π -ledet har foruden en filtrerende funktion også en impedansomsættelfunktion. Transistorens impedans på flere hundrede ohm omsættes til 30–90 ohm, så det svarer til antenneimpedansen.

En slutfintrimning foretages bedst med antenne på senderen. Man må så også have en modtager med S-meter (styrke) til rådighed. Senderen justeres til maksimalt S-udslag på modtageren.

Fig. G 23.5
Effektprobe
for justering
af udgangstrin.

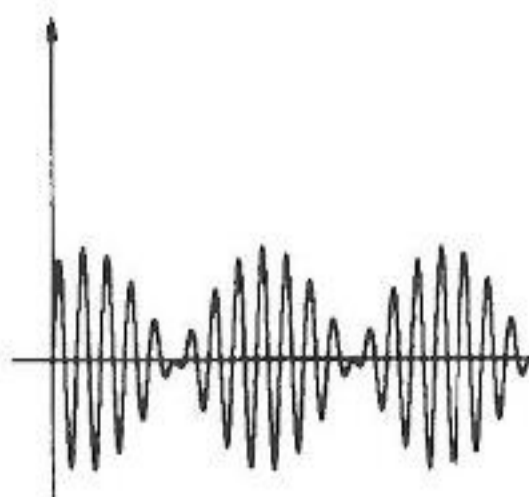


MODULATOREN

Modulatoren består af en almindelig LF-forstærker, som f.eks. Josty Kit AF20. Denne lille udgangsforstærker tilsluttes til modulationstransformatoren. Se fig. 23.2 igen.

Med modulation på, vil sekundæren, som er sat i serie med plus og udgangstransistor, simpelthen addere og subtrahere sin spænding med forsyningsspændingen. Hvis transformatoren giver 12 V AC, vil spændingen til transistoren variere fra 0 til 24 volt, og udgangsspændingen på antennen vil se ud som på fig. 23.6.

Fig. G 23.6
AM-moduleret
sende-output



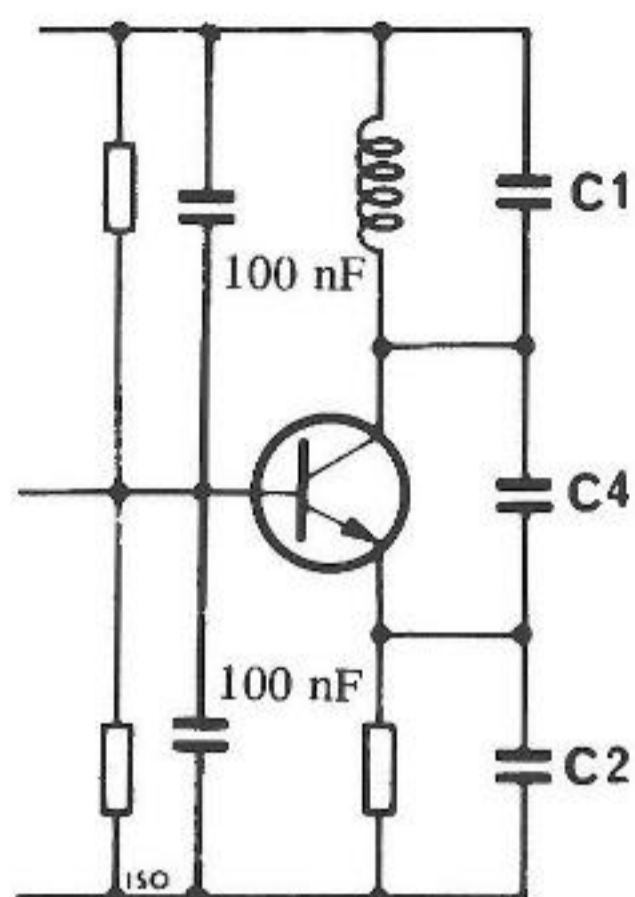


Fig. G 23.7

VHF-oscillator

C4 kobler til sving over
kollektor-emitter.

C2 er ganske lille og
kan benyttes til
afstemning.

FM-SENDER

På fig. 23.7 ses en oscillator, som er beregnet til frekvenser over 50 MHz. Transistoren BC 341 kan anvendes. Opstillingen er yderst simpel.

Transistoren har ved frekvenser over 50 MHz så tilpas stor en fasedrejning fra kollektor til emitter, at opstillingen kan svinge. Transistorens basis er højfrekvensmæssigt ikke aktiv, fordi to 100 nF kondensatorer kortslutter. Derimod kan lave frekvenser modulere transistorens basis. Man får endog udnyttet hele transistorens forstærkning i LF-området. I praksis kan denne oscillator altså AM-moduleres på basis. Hvis opstillingen benyttes på 100 MHz FM, vil man få en fin kvalitet, men det er fordi denne oscillator også FM-moduleres.

Når man AM-modulerer på denne måde forskydes transistorens arbejds punkt og indre kapaciteter. Disse kapaciteter har indflydelse på den totale afstemningskapacitet, hvorfor også frekvensen flyttes. Se i øvrigt Josty Kit HF65 i denne bogs praktiske del.

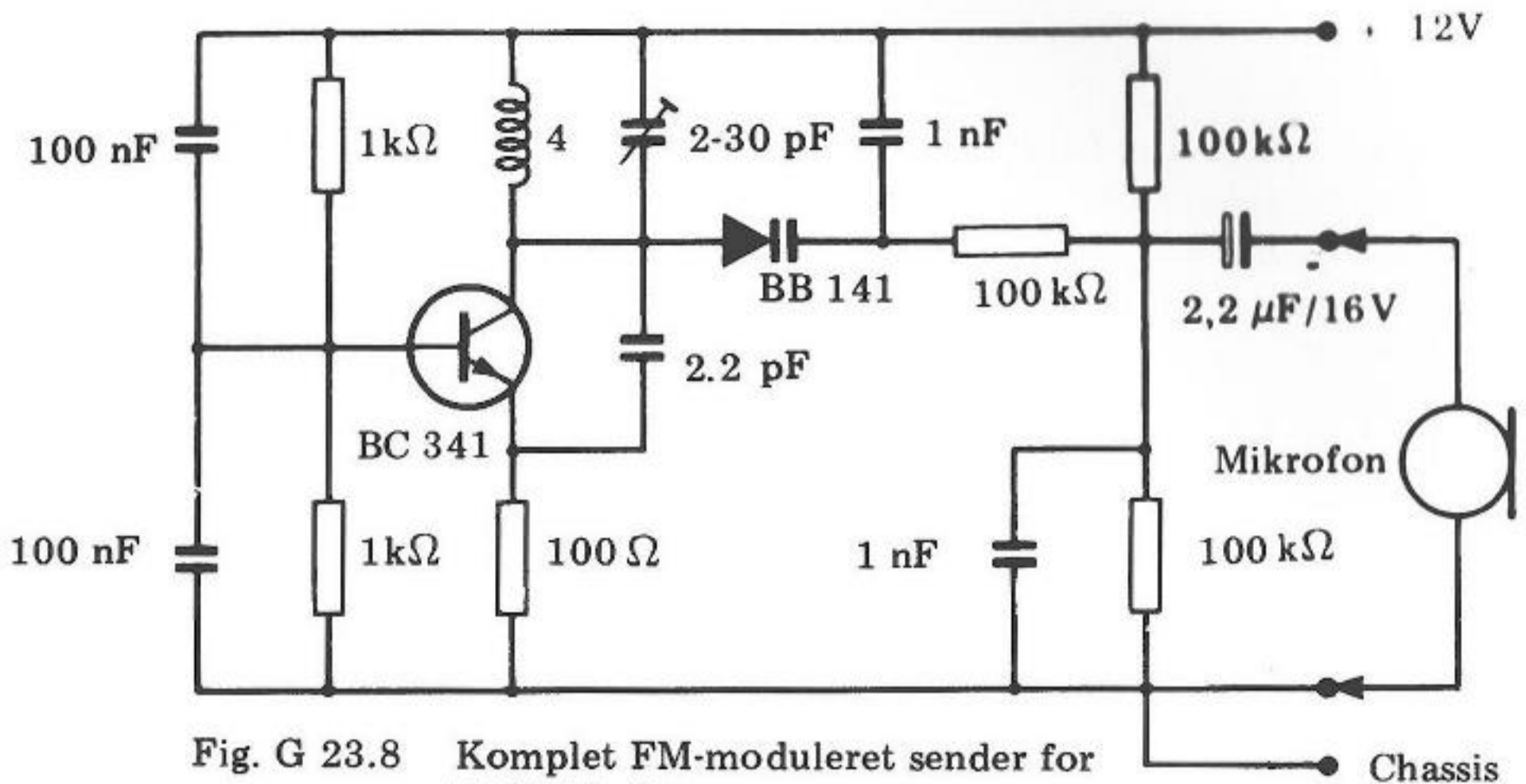


Fig. G 23.8 Komplet FM-moduleret sender for VHF-båndet

Hvis vi vil have en ren FM-modulation af en VHF-oscillator, kan vi benytte opstillingen på fig. 23.8.

Selve grundoscillatoren fungerer ganske som opstilling fig. 23.7, men modulationen "sker" med en kapacitetsdiode. Ved at variere spændingen over denne diode med indtil 1 volt, som vist, vil kapaciteten over afstemningsspolen variere, og dermed frekvensen — og kun frekvensen!

Yderligere oplysning om sendere er udgivet af amatørradioorganisationen.

Opgave 1

Hvad frembringer en sender?

LF
HF
Modulation

A
B
C

MODTAGEREN

Det er modtagerens opgave at:

- 1: Forstærke det uhyre svage antennesignal.
- 2: Omdanne det ikke hørbare højfrequenssignal til lavfrekvens.
- 3: Forstærke lavfrekvenssignalet så det kan høres i en telefon eller på en højttaler.

For at De kan få det helt rigtige indblik i modtageren, vil vi forklare virkemåden for meget simple modtagertyper.

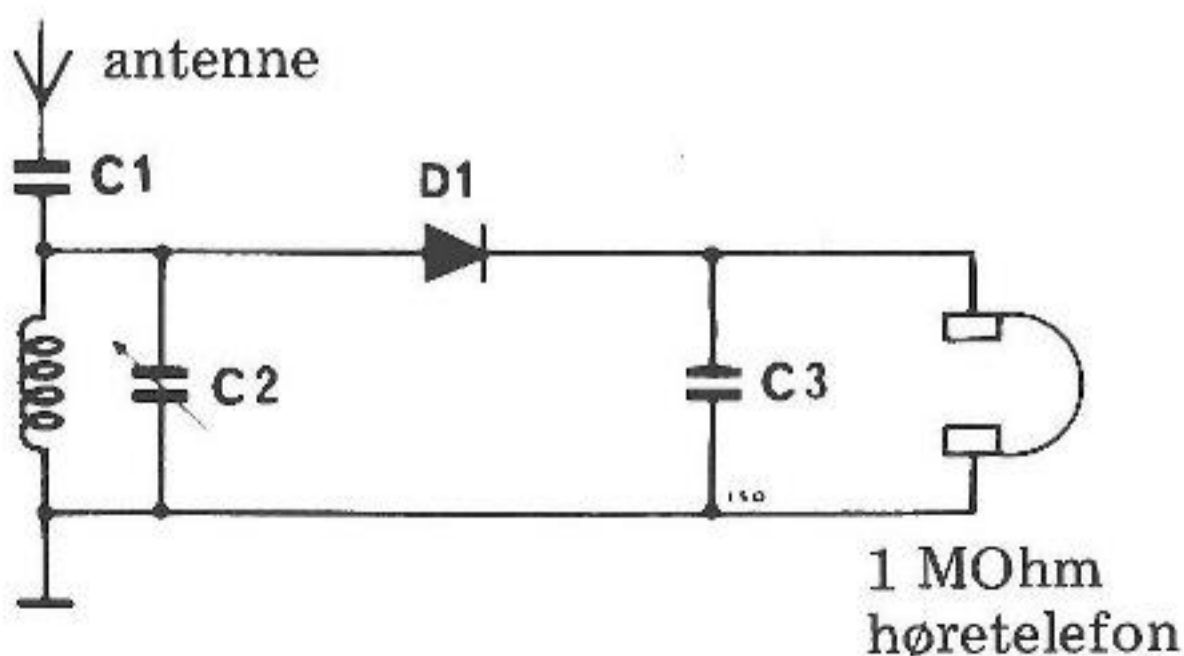
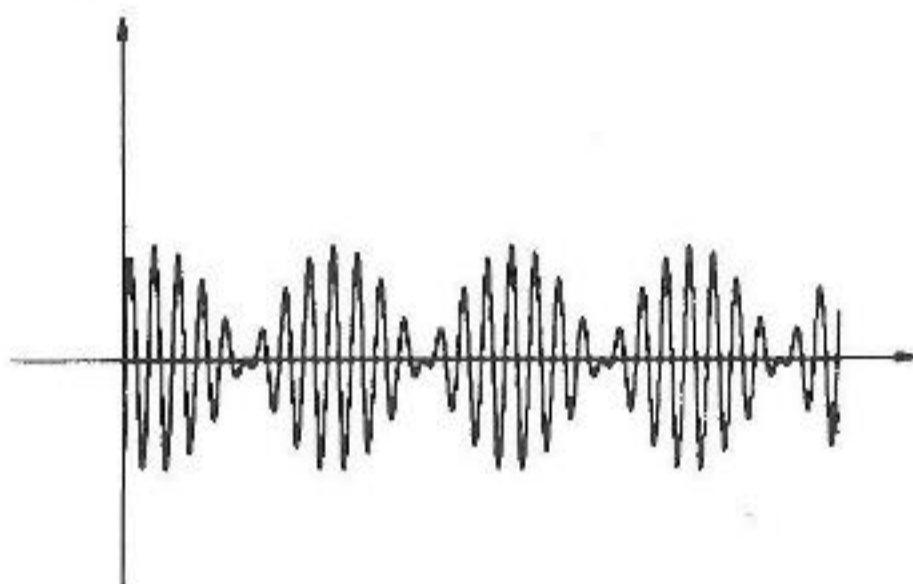


Fig. G 24.1
Simpel diodedetektor for
AM-modtagelse

DIODEDETEKTOREN

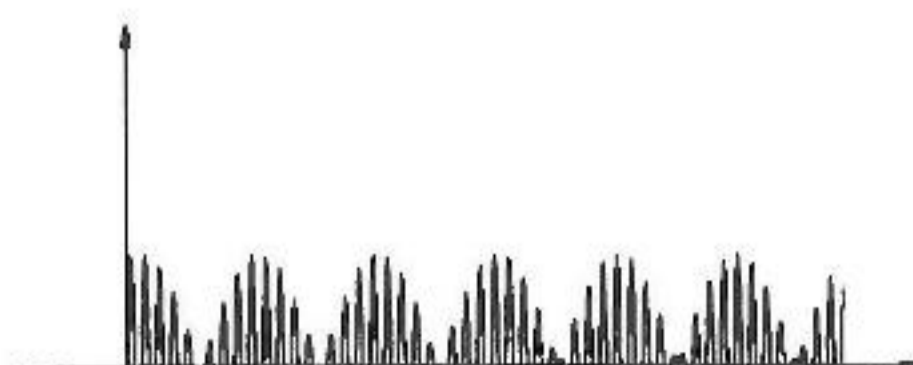
På fig. 24.1 har vi opbygget en diodedetektor, som i dag har afløst det hæderkronede krystalapparat, som begyndermodtager. Diodedetektoren er en AM-modtager, og det praktiske kredsløb AE 3 er bestemt for et specielt AM-bånd, nemlig mellembølge.

Fig. G 24.2
Modtaget AM-moduleret
bærebølge



DEN AFSTEMTE KREDS, L1 og C2, bestemmer modtagefrekvensen. C2 kan justeres så den ønskede station høres. Som helhed fungerer denne kreds som et spærreled. Alle sendere, som udsender en bærebølge, der ikke er i resonans med kredsen vil løbe gennem enten kondensatoren eller spolen til stel. Den modtagne modulerede bærebølge ser ud som på fig. 24.2. De mange fine svingninger er bærebølgen. Bærebølgen stiger og falder i amplitude (styrke) i takt med modulationstonen. C1 fører antennesignalet fra antenne til afstemt kreds og detektor.

Fig. G 24.3
Ensrettet AM-moduleret
bærebølge



DETEKTOREN i vort moderne krystalapparat består af en germaniumdiode, f.eks. AA 119 og en kondensator C3. Denne diode skærer den ene halvdel af bærebølge og modulation væk. Se fig. 24.3. Kondensatoren er lige netop så stor,

at den kortslutter bærebølgen, som er en højfrekvens, medens lavfrekvensmodulationen ikke berøres af C3. Det er nemlig så lav en frekvens, at kondensatorens impedans er stor. Lavfrekvenssignalet kan derfor slippe uhindret ind til hovedtelefonen. Efter C3 ser signalet ud som på fig. 24.4. Rent forholdsmæssigt er amplituden her dog tegnet en smule for stor. Diodedetektoren er simpel at opbygge, men den kræver en kraftig antenne, og man kan kun modtage en eller to nærtliggende stationer. Det kan godt lade sig gøre at forstærke diodedetektorens svage signal op, så man kan høre flere stationer, men stationsadskildelsen eller separationen vil være meget ringe. I "gamle dage" anbragte man en slags antenneforstærkere før krystalapparatet så de svage antennesignaler blev bragt op til et niveau hvor detektordioden ensretter bedre. Så kunne også svage stationer modtages. Ret-modtageren, som dette apparat benævntes, havde store mangler, idet blandt andet stationsafstemningen var meget besværlig.

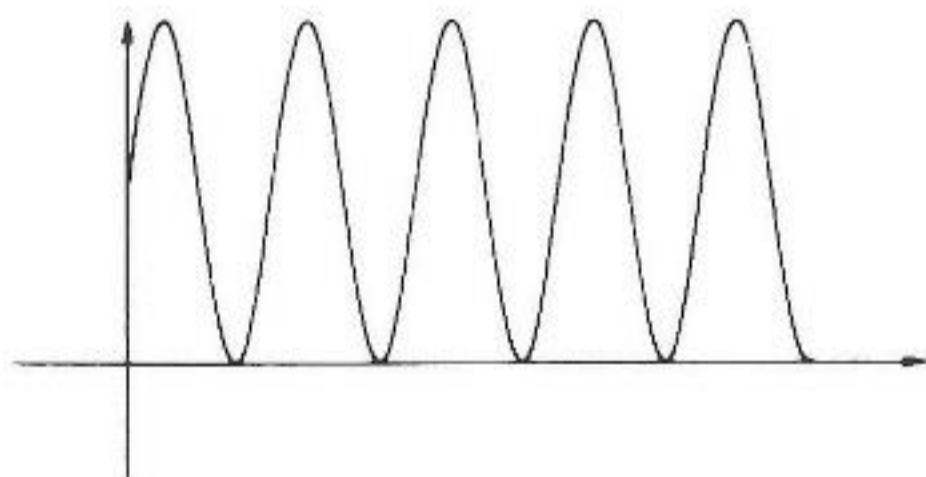


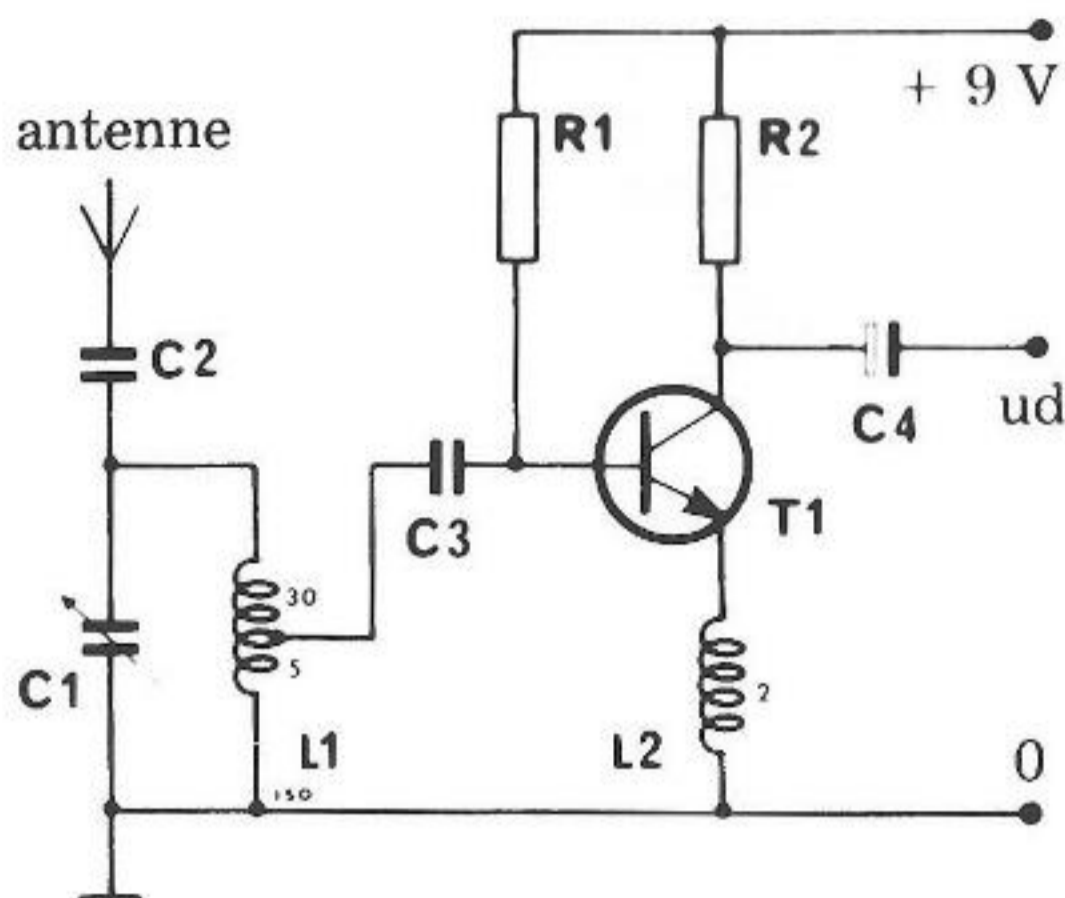
Fig. G 24.4
AM-modulation, der er
fracfiltreret HF-bærebølgen

REGENERATIV MODTAGER

Opstillingen på fig. 24.5 er en såkaldt regenerativ modtager. Signalet fra antennen går til basis gennem en udtag på spolen. Ved at benytte et udtag belaster vi kredsen minimalt og får større selektivitet.

Der kommer HF-strøm til transistoren fra antenne og afstemningskreds, og fra emitter kobles noget tilbage til svingningskredsen og dermed til basis. Transistoren hjælper sig selv, så vi får en meget stor forstærkning. Samtidig forbedres selektiviteten. Den rette station kører flere gange gennem kredsen før den dæmpes, medens den forkerte station straks dæmpes. Tilbagekoblingen må ikke være alt for kraftig, for så går trinet i sving, og virker som oscillator.

Fig. G 24.5
Regenerativ modtager



Bevidst kan tilbagekoblingen gøres så kraftig, at det hele lige netop går i sving, og man kan på radioamatørbåndene modtage en speciel modulationsform, SSB (Single Side Band).

Detekteringen (ensretningen) sker samtidig i transistoren, så vi direkte kan tage LF fra kollektor til vores høretelefon.

SUPEREN

Den fulde betegnelse er superheterodynmodtageren. Af blokdiagrammet på fig. 24.6 kan vi se, hvorledes den er opbygget.

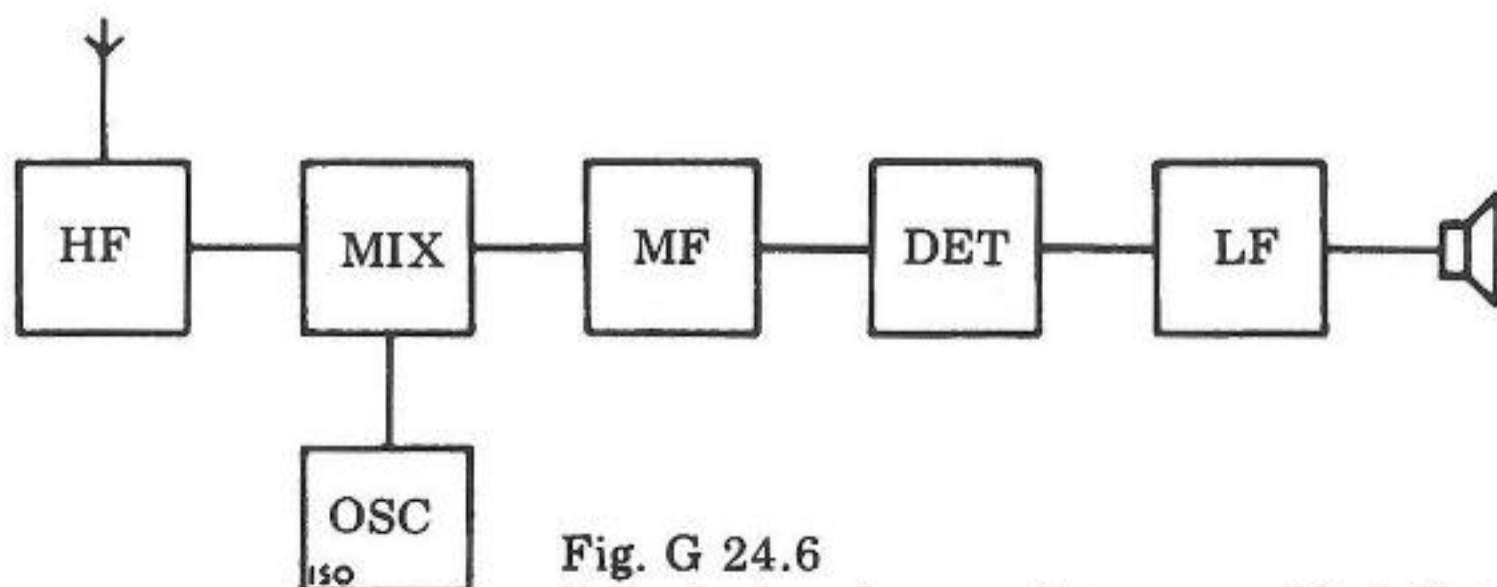


Fig. G 24.6
Superheterodyn-modtager som blokdiagram

HØJFREKVENSTRINNET, (HF), forstærker antennesignalet, og med en enkelt afstemt kreds i indgangen filtreres de uønskede stationer fra.

OSCILLATOREN, (OSC), er en tonegenerator med en frekvens som er enten højere eller lavere end indgangssignalet.

BLANDEREN, (BL), er en ulineær mixer, som blander oscillatorfrekvens og det modtagne signal. Ved ulineær blanding opstår altid to nye frekvenser — nemlig henholdsvis sum og differens af oscillatorfrekvens og modtagefrekvens.

Ulineær blanding er faktisk bare "forvrænget" blanding (ligesom falske toner). Blanderen leverer altid samme udgangsfrekvens ligegyldigt hvilken station man modtager.

MELLEMFREKVENSFORSTÆRKEREN, (MF), er en såkaldt afstemt forstærker med den specielle egenskab, at kun et ganske smalt frekvensbånd forstærkes — netop det frekvensbånd, som blandertrinet afgiver. Man har fundet det praktisk at benytte samme frekvenser i alle radioer.

For AM benyttes 455 KHz og for FM benyttes 10.7 MHz (med små afvigelser).

Det vil på dette tidspunkt være praktisk at tage et eksempel:

Oscillatorfrekvens:	1500 KHz
Mellemfrekvens:	455 KHz

MODTAGEFREKVENSEN er nu både sum og differens af 1500 og 455 KHz.

M1:	$1500 + 455 =$	1955 KHz
M2:	$1500 - 455 =$	1045 KHz

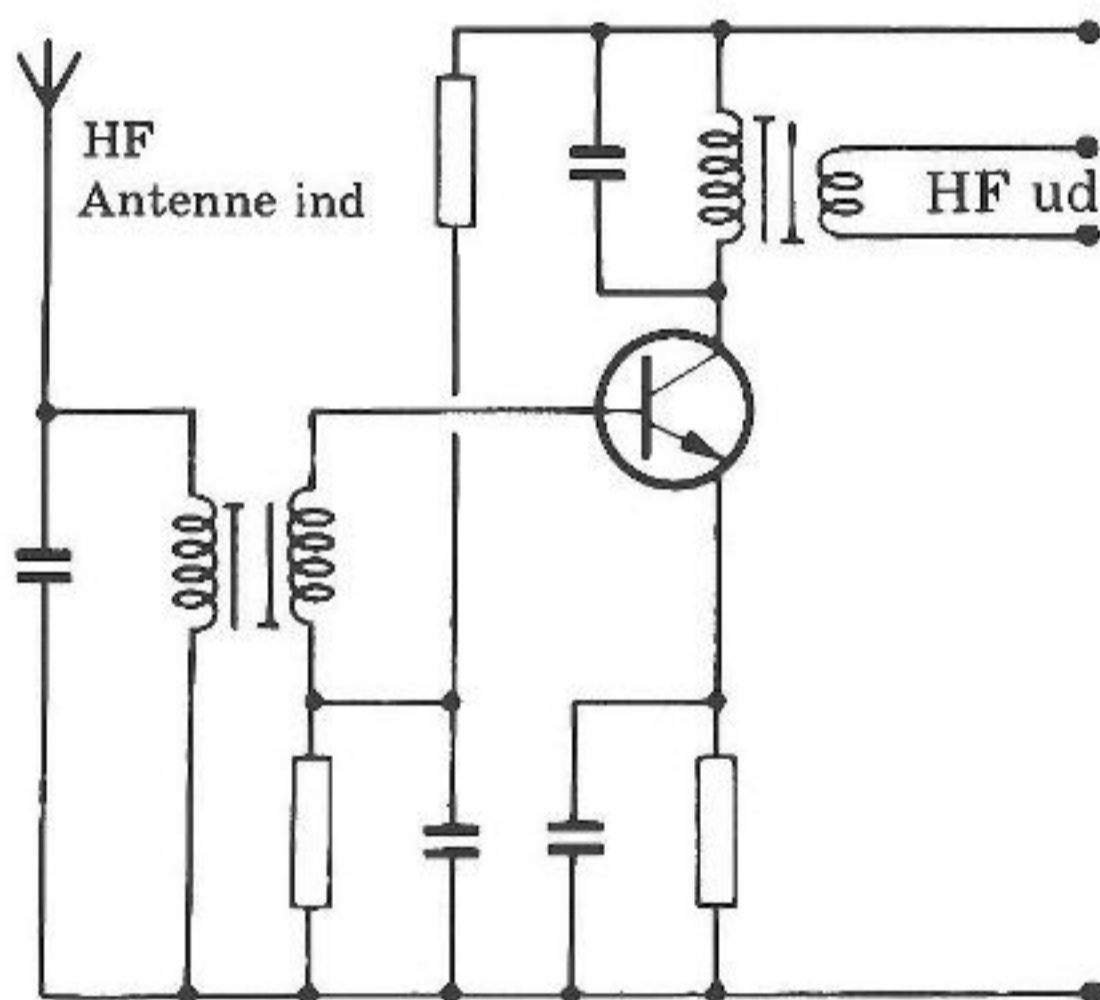
Disse to frekvenser ville modtages lige kraftigt hvis ikke også modtagefrekvensen var afstemt i HF-trinet. Da de to modtagefrekvenser ligger ret langt fra hinanden er det let blot med et enkelt filter, som i diodemodtageren, at eliminere den ene. Den undertrykte modtagefrekvens vil i billigere modtagere slippe igennem med lav styrke. Forskellen i styrke mellem den rigtige station og den falske (spejlet) benævnes spejlselektionen og udtrykkes i dB. Jo flere dB, desto bedre spejlselektion.

DETEKTOREN er identisk med diodemodtagerens detektor, og består ofte blot af en diode og en kondensator.

LAVFREKVENSTRINET skal blot forstærke det svage radiosignal op til højttalerstyrke. Det har vi allerede omtalt i afsnit G17.

Nu vil vi "splitte" en AM-modtager ad og omtale hvert enkelt trin for sig, for igen senere at samle det hele til en spillefærdig radio.

Fig. G 24.7
HF-fortrin
for superhetero-
dynmodtageren



HF-FORSTÆRKEREN

HF-trinnet forstærker HF fra antennen, og de indsatte afstemte kredse vælger området, hvor vi søger stationen.

Egentligt egnede fig. 24.7 opstillingen sig udmærket som antenneforstærker. Det, der nemlig sker, er blot en forstærkning af en enkelt afstemt frekvens. Kondensatoren og spolen i indgangen danner en afstemt kreds. Ofte er denne spole viklet direkte på en ferritstav, og der skal da ikke tilkobles udvendig antenne, idet selve ferritstaven udgør en fin antenne.

Teoretisk kunne man godt anvende ferritstave både til TV og FM, men da jernpulveret, som ferritstaven er opbygget af, ikke kan fremstilles så fint, at hvirvelstrømstab kan elimineres, må man nøjes med at benytte ferritstave op til ca. 5 MHz.

Da transistoren belaster indgangskredsen meget kraftigt, må man for at få en fin stationsselektion omtransformere indgangskredsen. Normalt består en sådan omtransformation af et udtag eller en separat vikling med 10–20% af viklingstallet på primæren.

Selve transistoren arbejder i jordet emitterkobling, og transistoren forstærker derfor fra basis til kollektor.

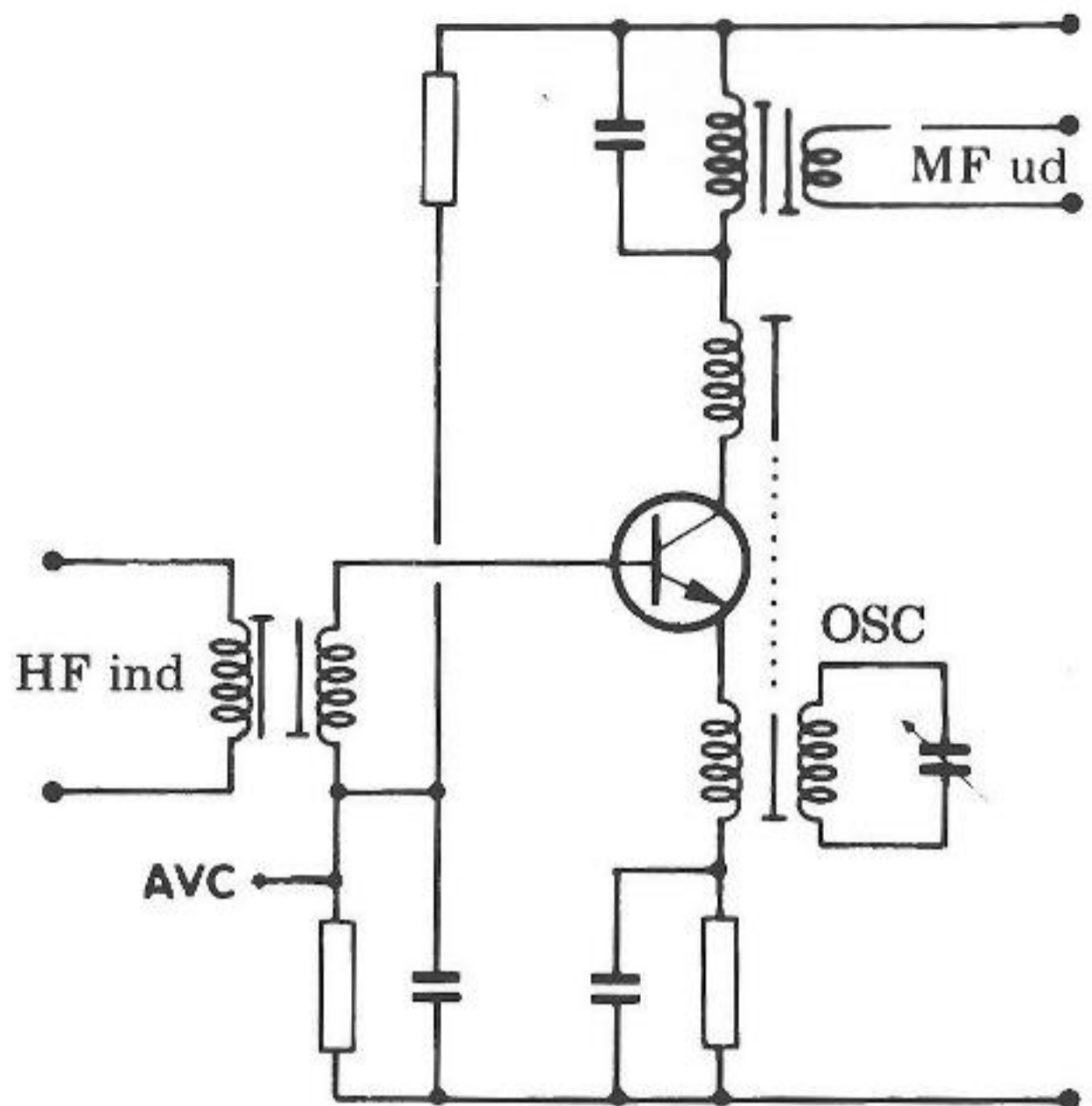
Modstandene udregnes som en almindelig LF-opstilling, hvor der er halv batterispænding over emittermodstanden. Emittermodstanden er "afkoblet" med en kondensator, så man benytter al forstærkningen.

Udgangskredsen, også en spole og en kondensator, skal, ligesom indgangskredsen, afstemmes til modtagefrekvensen. Hvis afstemningen skal være variabel, må disse to afstemningskredse "spore", det vil sige følges ad.

MELLEMFREKVENSFORSTÆRKEREN

Mellemfrekvensforstærkeren minder uhyre meget om HF-forstærkeren på fig. 24.7, blot er ind- og udgangskredsen fast afstemt til 455 KHz eller 10.7 MHz. Ved AM, 455 KHz mellemfrekvens, benyttes normalt 2 af disse mellemfrekvensforstærkere koblet efter hinanden. Ved FM, 10.7 MHz mellemfrekvens, benyttes 3 eller 4 forstærkere. Ved FM har den sidste kreds før detektoren yderligere den funktion at "begrænse", det vil sige at klippe hele toppen og bunden af signalet, således at kun frekvensvariationer kan modtages. AM er jo styrkeændringer (og støj), og det er praktisk at det ingen indflydelse har modtagelsen på.

Fig. G 24.8
Kombineret
HF-fortrin,
mixer og
oscillator



OSCILLATOR OG BLANDER

Blanderen får tilført to signaler, dels et fra HF-trinet, dels et fra oscillatoren. MF udtages over første MF-transformer i kollektor. Udtaget mærket AVC bruges til automatisk regulering af forstærkningen.

Den på fig. 24.8 viste opstilling er endog en kombineret oscillator og blander. Ofte ser man endog at dette trin også er et HF-trin. Man kobler så blot den afstemte kreds ind på transistorens basis, som i fig. 24.7. HF-signalet forstærkes i transistoren. Samtidig medkobles noget af signalet fra kollektor til emitter, gennem de to små separate viklinger. For at bestemme den rette oscillatorfrekvens, er oscillatorspolen forsynet med en extra vikling som sammen med en drejekondensator udgør en afstemt kreds.

Indgangssignalet blandes med oscillatorfrekvensen, og kun det antennesignal, som sammen med oscillatorfrekvensen giver 455 KHz, vil forstærkes af mellemfrekvensforstærkeren.

Dette kombinerede oscillator, blander og HF-trin, udregnes DC-mæssigt som et LF-trin, hvor emitterspændingen er det halve af batterispændingen.

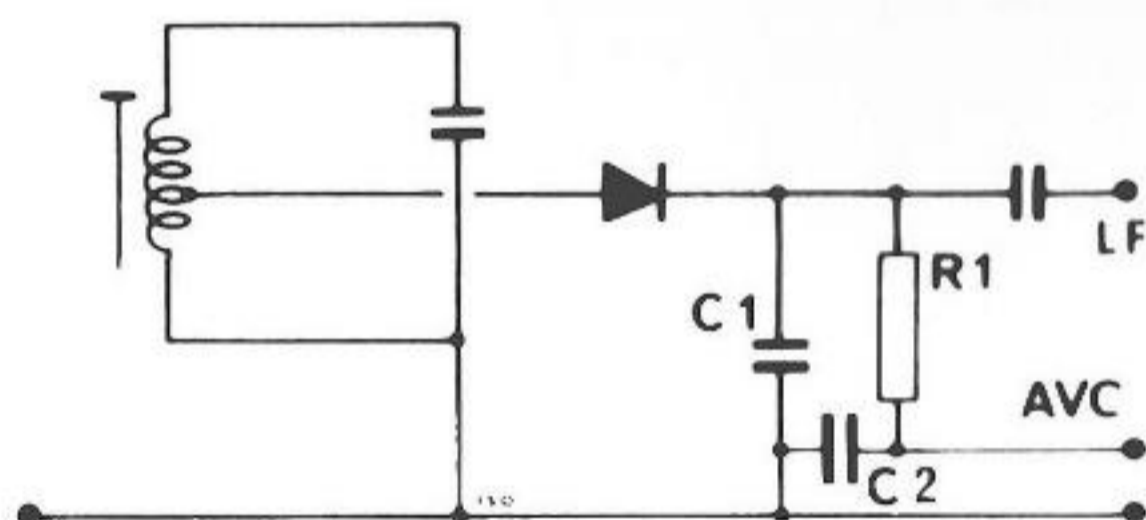


Fig. G 24.9
AM-detektor med
AFC-udgang

AM-DETEKTOREN

Til AM og FM anvendes to forskellige type detektorer. Alle AM-detektorer kan bestå af en simpel diode, eller en transistor. Her er vist en diodedetektor. LF-signalet opnås ligesom i en diodemodtager ved ensretning og filtrering af MF-signalet og tages ud til højre, som på fig. 24.9. Desuden kommer der til at stå en jævnspænding over C2, som er proportional med MF-signalets gennemsnitlige styrke, altså stationens styrke. Denne jævnspænding kan bruges til en Automatisk Volumen Control (AVC), idet den kobles tilbage til blanderen, så den forstærker mindre. Herved opnås, at en kraftig station vil få en lille forstærkning, mens en svag vil få en stor. Resultatet er, at alle stationer vil lyde omtrent lige kraftigt i højttaleren. Ved at koble et måleinstrument over C2 kan vi ved udslaget se, hvor kraftig stationen er. For Walkie-talkie's benævnes et sådant instrument et "S-meter".

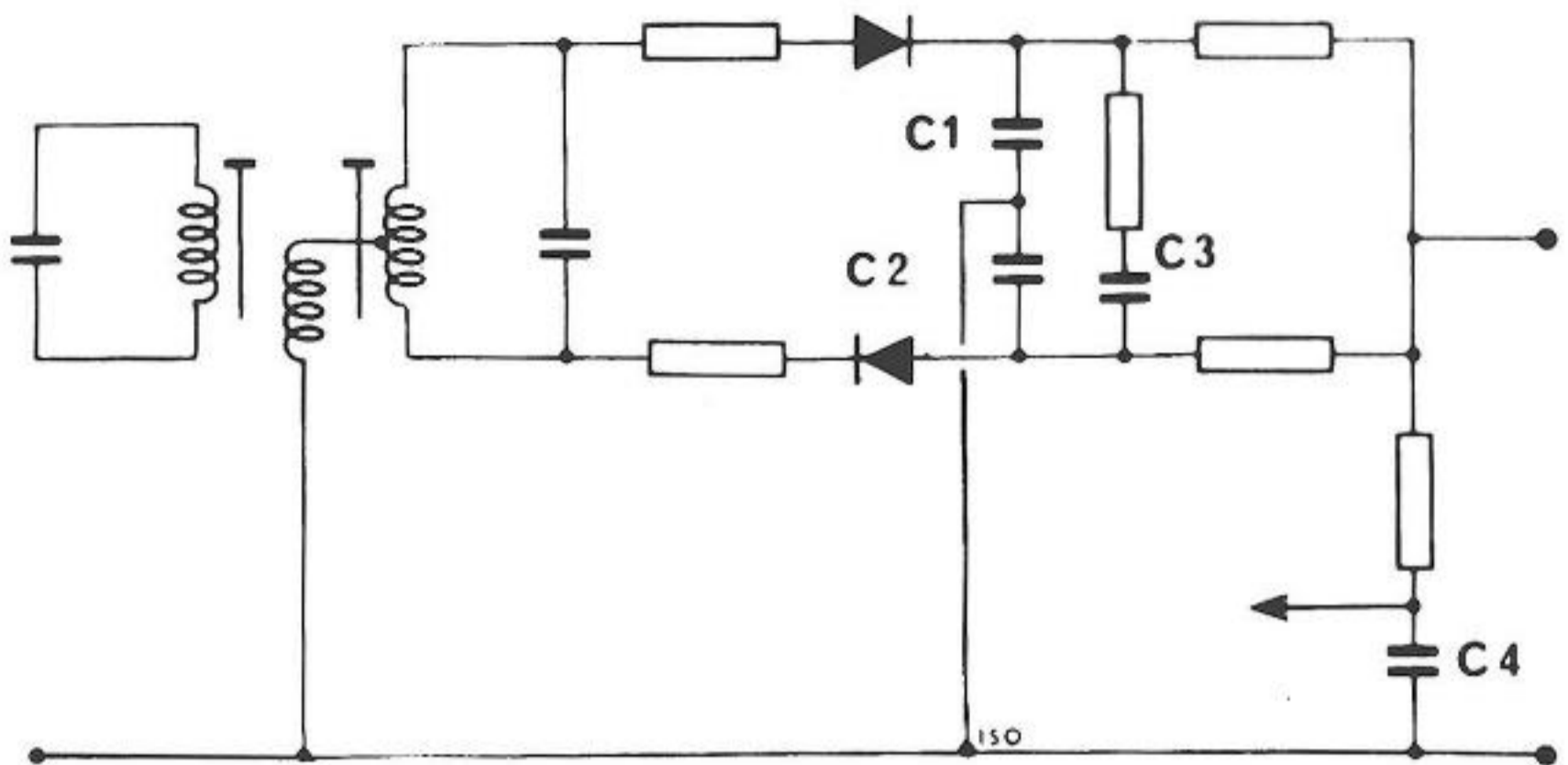


Fig. 24.10 FM-detektor

FM-DETEKTOREN

FM-detektoren er noget mere kompliceret, og vi vil ikke diskutere dens virkemåde. Den viste FM-detektor, fig. 24.9, er en Foster-seeley-detektor. Ved en bestemt frekvens (resonansfrekvensen for den afstemte kreds) har udgangsklemmerne ingen spænding. Frekvenser over og under giver positive og negative spændinger (S-kurve).

Da FM-signalet netop skifter frekvens i takt med det signal, vi sender, vil udgangen skifte positivt og negativt ligesom LF-signalet.

Samtidig vil den have en middelspænding, der er afhængig af, hvor rigtigt vi har stillet ind på stationen. Hvis afstemningen står rigtigt, vil der i gennemsnit komme lige meget positivt og negativt signal. Hvis stationens middelfrekvens ligger skævt i forhold til detektoren, vil der være overvægt af den ene side.

Denne effekt kan benyttes til Automatisk Frekvens Control (AFC). Hvis kondensator C4 oplades med udgangens gennemsnitsspænding, kan vi styre et par kapacitetsdioder i afstemningen. En skæv indstilling vil med spændingen over C4 blive trukket ind på plads. Med en ren kapacitetsdiodeafstemning i tuner-oscillatoren, er systemet meget enkelt at praktisere

Til forbedring af en modtagers selektivitet kan vi enten bruge flere MF-transformatorer, eller indkoble specielle filtre. Vi vil her omtale tre.

Fig. 24.11



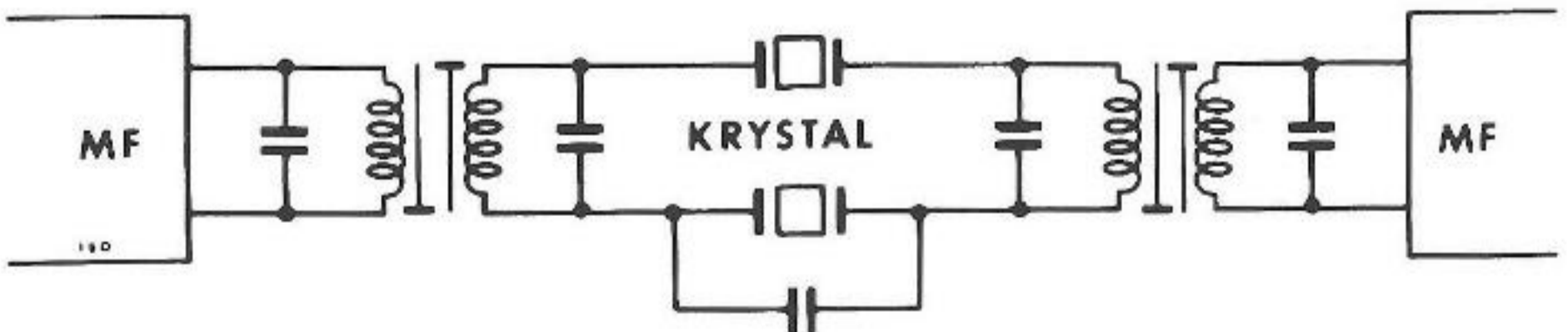
MEKANISK MF-FILTER

Det mekaniske filter bygger på, at vi kan få en metalstang til at svinge på mellemfrekvensen. Vi ved, at et vandrør giver en tone, når vi slår på det.

En meget kort stang vil give en tone på MF'en. En magnetisk stang er forsynet med en spole i begge ender. Den ene spole for tilført vores MF-signal og jernstangen kommer i svingninger på MF'en. Når den anden ende svinger i den anden spole, vil der blive induceret et signal magen til vores oprindelige MF-signal.

Da stangen har et meget lille frekvensinterval, hvor den kan svinge, vil kun et meget lille frekvensområde slippe igennem.

Fig. 24.12



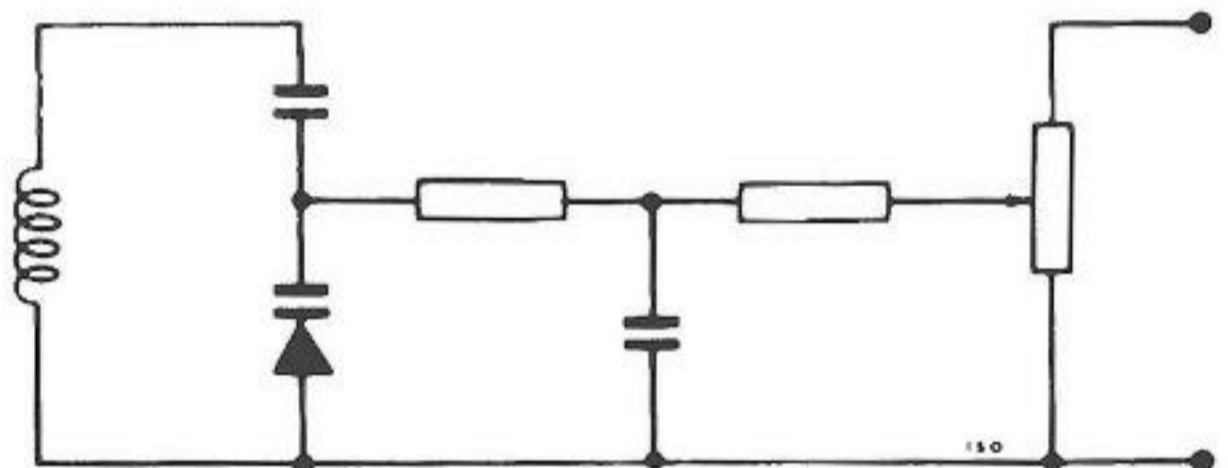
KRYSTALFILTERET

Krystalfilteret bygger også på mekaniske svingninger. Her er det et kvartskrystal, der svinger på MF'en. Krystallet anbringes mellem to plader, og det viser sig nu, at i et meget snævert frekvensinterval er der en meget lille impedans mellem de to plader. Faktisk er intervallet for lille, men med to krystaller, der har en smule forskellig resonansfrekvens, kan vi få et passende område igennem. Vi får tilmed et meget skarpt afgrænset frekvensområde.

KERAMISK FILTER

Det keramiske filter, ikke at forveksle med krystalfiltret, er på grund af kvalitet og prisbillighed ved at udkonkurrere alle førnævnte filtre. Virkemåden er den samme som for krystalfiltret, men det keramiske er mere bredbåndet, og dermed mere anvendelig til alm. MF.

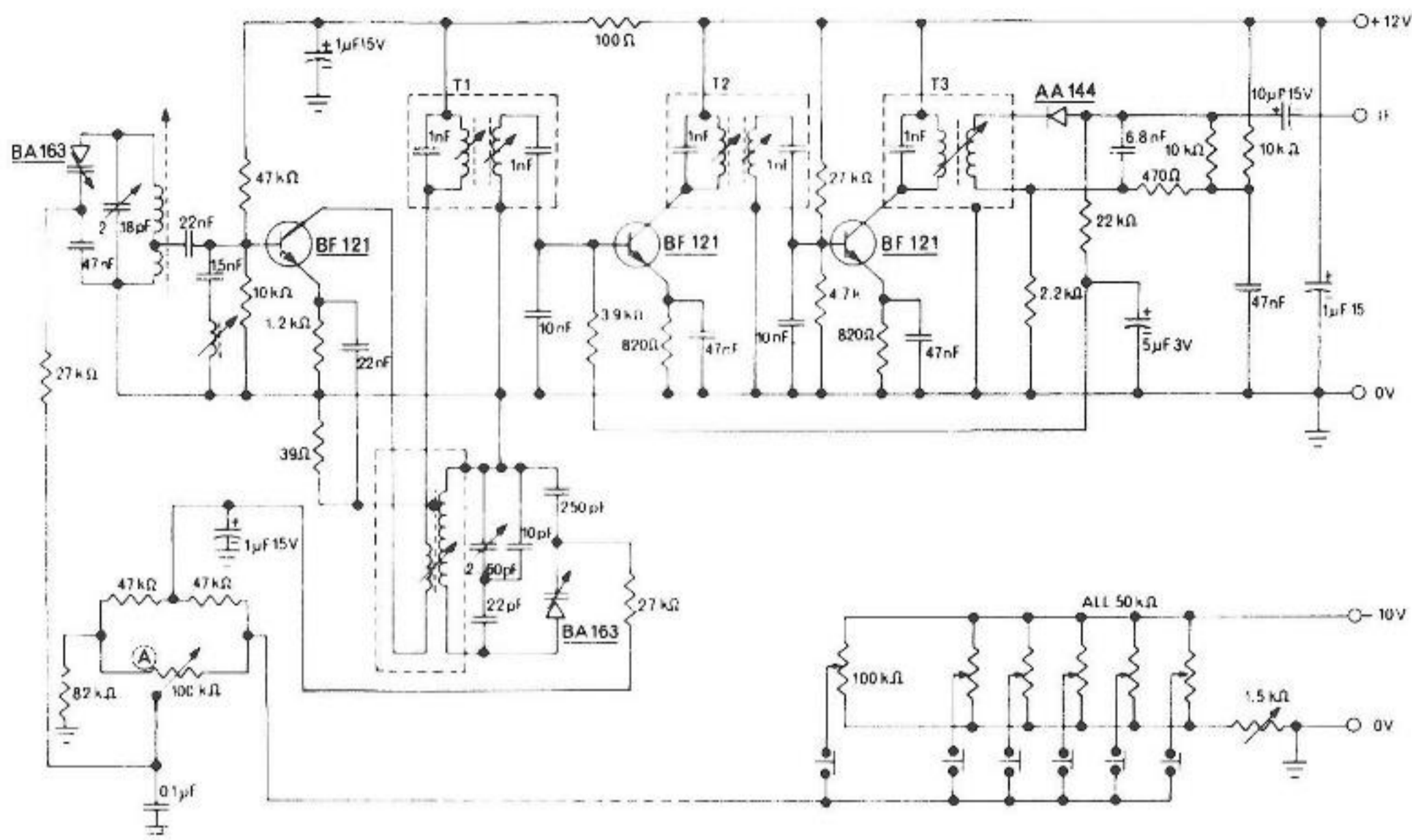
Fig. 24.13
Kapacitets-
diodeafstem-
ningsenhed



KAPACITETDIODEAFSTEMNING

Den variable afstemning til HF-trin og oscillator udføres i dag med kapacitetsdioder. Når en kapacitetsdiode er monteret og forspændt i spærretningen, optræder den som en lille kondensator. Ved at variere spærrespændingen, varieres kondensatorværdien. Med et potentiometer kan både HF-trin og oscillator afstemmes samtidig. Fordelen ved kapacitetsdioder er først og fremmest, at de fylder og vejer langt mindre end en drejekondensator. En kapacitetsdiode bruger ingen strøm.

Fig. 24.14
Komplet AM-modtager med diodeafstemning



KOMPLET MELLEMBØLGEMODTAGER

Af diagrammet kan vi se, at der er tale om en mellembølge-modtager med 3 transistorer.

Modtageren er en simplificeret sammensætning af de tre før omtalte enhedstrin: den kombinerede blander, HF-forstærker og oscillator, samt mellemfrekvensforstærker og AM-detektor. Detektorens diode er forspændt således at man også får en fin AGC regulering af første mellemfrekvenstrin. Læg mærke til modstanden, som giver basisstrømmen til første MF-trin. Det er AGC-en (Automatisk Gain Control — Gain = styrke).

Hvis AGC kontrollen manglede, kunne en kraftig station overstyre MF-en så det gengivne signal var kraftigt forvrænget.

Opstillingen kan nemt efterbygges med de mange komplette spolesæt, som kommer fra Japan.

Opgave 1

Hvis en sender udsender et signal, der varierer i både amplitude og frekvens, er det så:

- | | |
|---------|----------------------------|
| AM | A <input type="checkbox"/> |
| FM | B <input type="checkbox"/> |
| FM + AM | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 2

På hvilke punkter er en superheterodynmodtager andre typer overlegne:

- | | |
|--------------------------------|----------------------------|
| Pris | A <input type="checkbox"/> |
| Lydkvalitet | B <input type="checkbox"/> |
| Selektivitet | C <input type="checkbox"/> |
| Forstærkning (følsomhed) | D <input type="checkbox"/> |
| Simpelthed (antal komponenter) | E <input type="checkbox"/> |
| Betjening | F <input type="checkbox"/> |

Opgave 3

Er en mellemfrekvens:

- | | |
|----------|----------------------------|
| Variabel | A <input type="checkbox"/> |
| Fast | B <input type="checkbox"/> |

Opgave 4

Bestemmes mellemfrekvensen i:

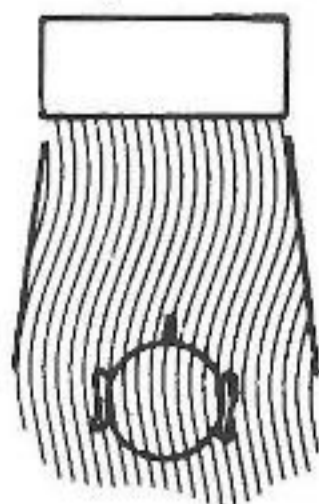
- | | |
|-----------|----------------------------|
| Blanderen | A <input type="checkbox"/> |
| HF-trinet | B <input type="checkbox"/> |

Opgave 5

Hvilke komponenter kan anvendes til frekvensbestemmende enhed i en modtager:

- | | |
|------------------|----------------------------|
| Keramiske filtre | A <input type="checkbox"/> |
| Modstande | B <input type="checkbox"/> |

Højtaler A

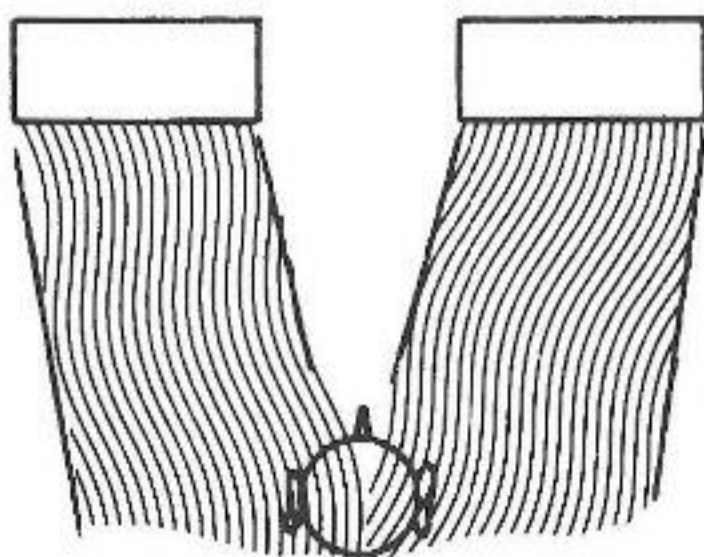
Fig. 25.1
Monogengivelse

MONOGENGIVELSE

Ved almindelig monogengivelse har vi en højtalerenhed og en forstærker. Lyden kommer altså kun fra et sted, og vi får ikke nogen rumlig fornemmelse. I vore ører, vil den forskel i lydtryk vi hører, blive omsat til en retningsfornemmelse i hjernen.

Højtaler A

Højtaler B

Fig. 25.2
Stereogengivelse

STEREOFONI

Skal vi nu optage lyd til rumlig gengivelse, benyttes almindeligvis 2 mikrofoner, der svarer til vore 2 ører. Ved optagelsen holdes begge signaler så adskilt som muligt.

Signalerne køres så ind på plade eller bånd, hvor begge kanaler er adskilt på 2 spor. Ved gengivelsen benyttes så 2 sammenbyggede monosystemer. Teknisk er det altså ikke meget sværere at fremstille audio-udstyr til stereo. Man benytter blot dobbelt af alt. For ikke at besværliggøre betjeningen af stereoforstærkeren er regulerings-knapperne bygget sammen. Et stereopotentiometer indeholder således 2 elektrisk adskilte, men mekanisk sammenbyggede potentiometre.

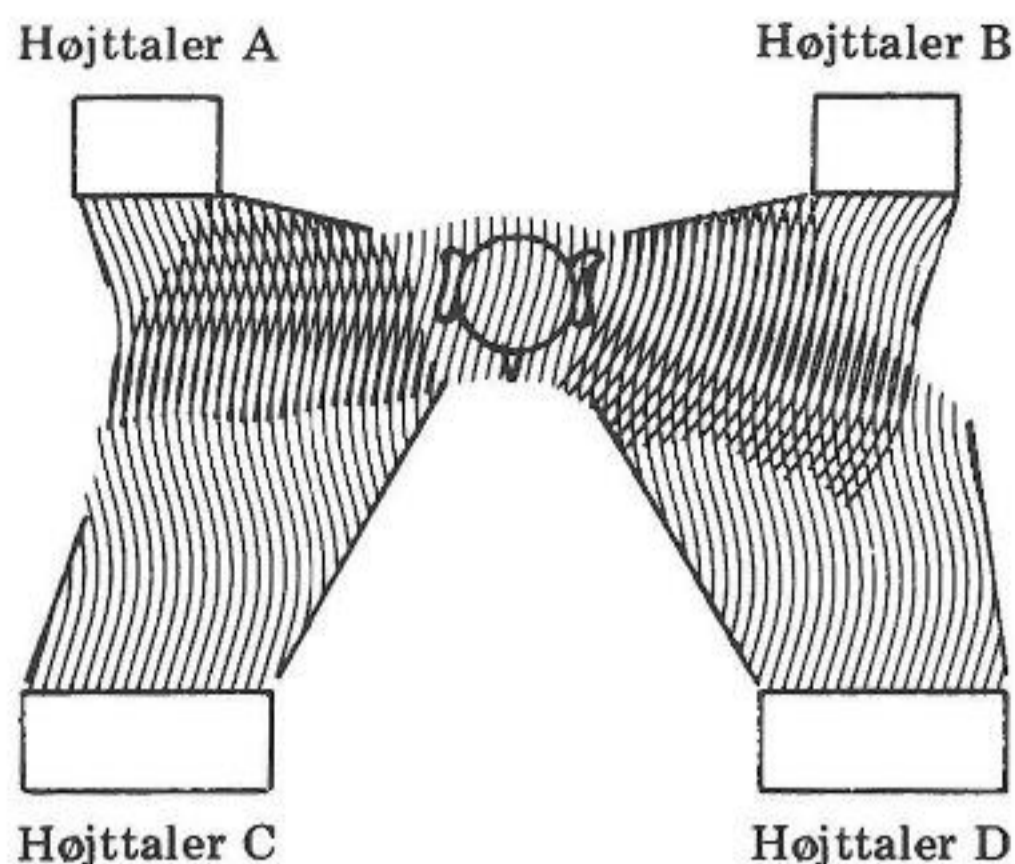


Fig. 25.3
Quadrofonisk gengivelse

QUADROFONI

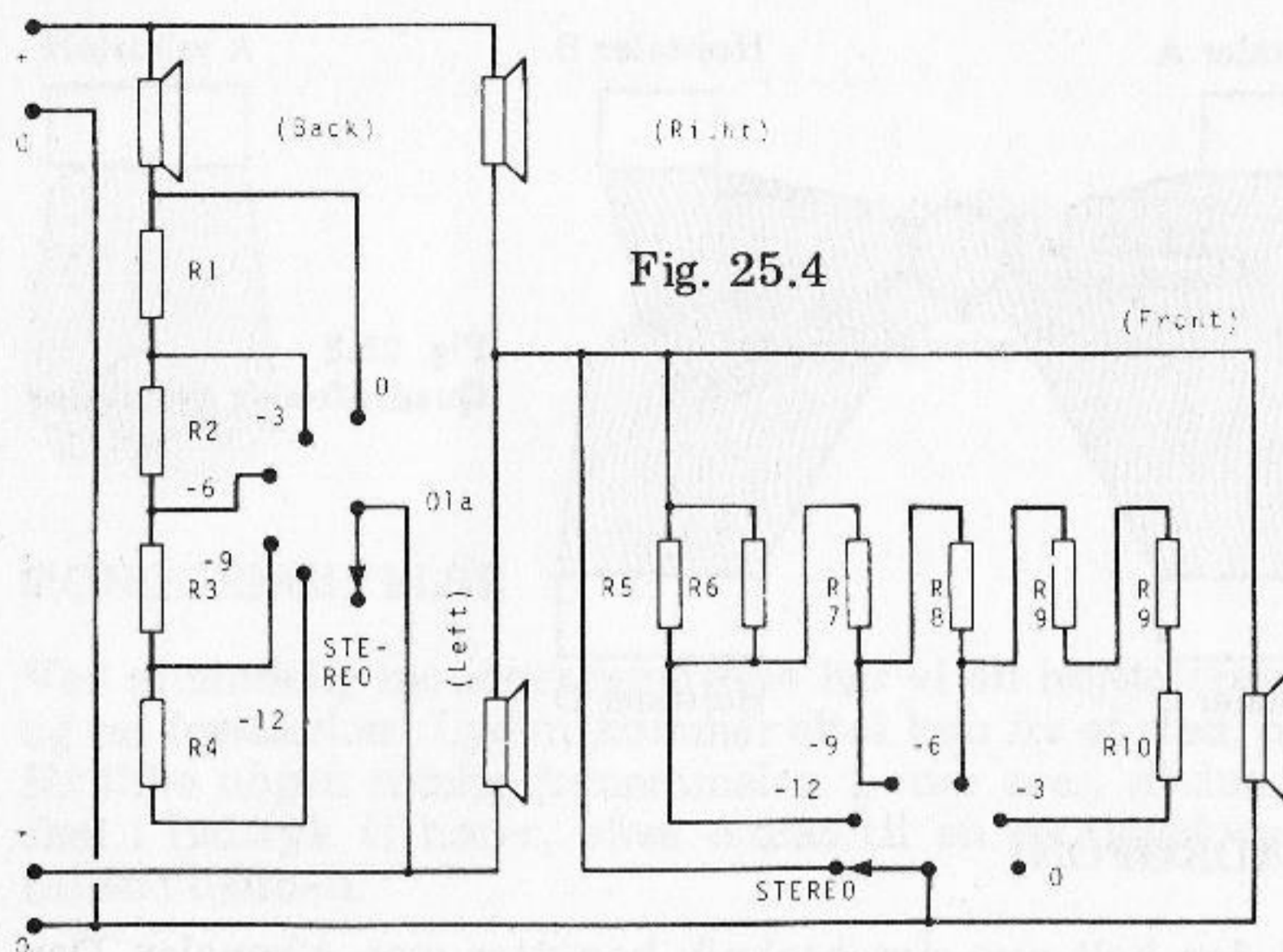
Ved den helt nye stereoteknik benytter man 4 kanaler. Der benyttes så alle 4 spor på båndet til 4 kanaler, og i øvrigt 4 af alt andet ved forstærkerudstyret, højttalere og mikrofoner.

Det kan ved første øjekast synes som en "salgsfidus", men 4-kanal teknikken giver en ruminformation, som mangler ved almindelig stereo. På trods af, at vi har 2 ører, kan vi nemlig bestemme både højre-venstre retningerne og foran-bag retningerne.

De vil for eksempel aldrig se fremad efter et fly, hvis det kommer bagfra!

MATRIXPRINCIPPER

Der er mange muligheder, når man skal realisere 4-kanal stereofoni. Simplest er det naturligvis at benytte alle 4 spor på båndoptageren til 4-kanaler. Det volder ingen problemer at realisere et sådant project, men hvordan skal man få plads til de 4 kanaler på en grammofonplade eller i en FM-radio?



Der er fra mange radiofabrikanter fremsat mange mulige løsninger. Hovedsagelig er man gået væk fra den helt rigtige 4-kanal-båndoptagerstereofoni. Man koncentrerer sig om matrixprincippet, som kan udformes på mange forskellige måder. Amerikaneren DAVID HAFFLER har patenteret et system, som kan kobles mellem et almindeligt bestående stereosystem og 2 ekstra højttalere. På fig. 25.4 er princippet skitseret.

Vi kan opsætte et skema for alle mulige udgangsspændinger til alle højttalerne:

Forstærker		Højttaler			
Højre	venstre	højre	venstre	bag	for
+ 1 V	- 1 V	+ 1 V	- 1 V	+ 2 V	0
+ 1 V	+ 1 V	+ 0,33 V	+ 0,33 V	0	+ 0,66 V
- 1 V	+ 1 V	- 1 V	+ 1 V	- 2	0
- 1 V	- 1 V	- 0,33 V	- 0,33 V	0	- 0,66 V

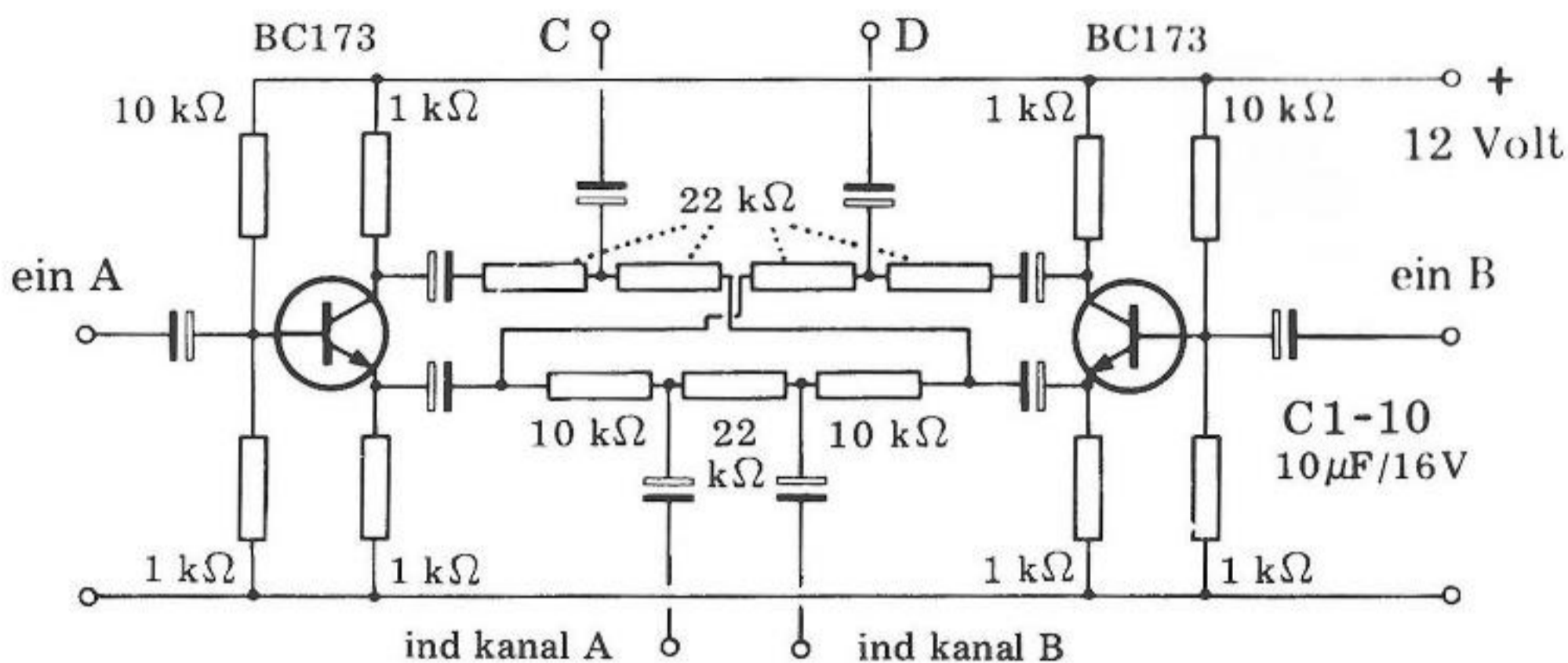


Fig. 25.5 Simplificeret diagram af quadrofonisk enhed til montage mellem forforstærker og 4 udgangstrin

På fig. 25.5 ses en matrix som indskydes mellem en stereoforstærker og 4 udgangsforstærkere.

På denne måde undgås uheldige impedansforskydninger for udgangsforstærkerne.

”Forforstærkermetoden” har også den fordel, at man blot ved at ændre et par småmodstande får andre konstanter.

Alt i alt må man dog om matrixsystemerne sige, at kanal-separationen forringes til max 10 dB, fra måske før 40 dB med båndoptager. (10 dB = 3 gange, 40 dB = 100 gange)

Det amerikanske/japanske selskab ”RCA—VICTOR” har udviklet en grammefonplade med pilottone. Systemet kendes fra radiostereofoni, men i stedet for at omforme 1 kanal til 2 kanaler, får man 4 kanaler ud af 2 kanaler. (CD-systemet)

Til slut skal det blot bemærkes, at stereo, 2 eller 4 kanals, ikke har nogen betydning hvis kvaliteten ikke er Hi-Fi, og hvis anlægget ikke er rigtigt opstillet. Et godt eksempel er diskoteker, hvor høttalerne almindeligt er anbragt så dårligt, at man sjældent får glæde af stereofonien.

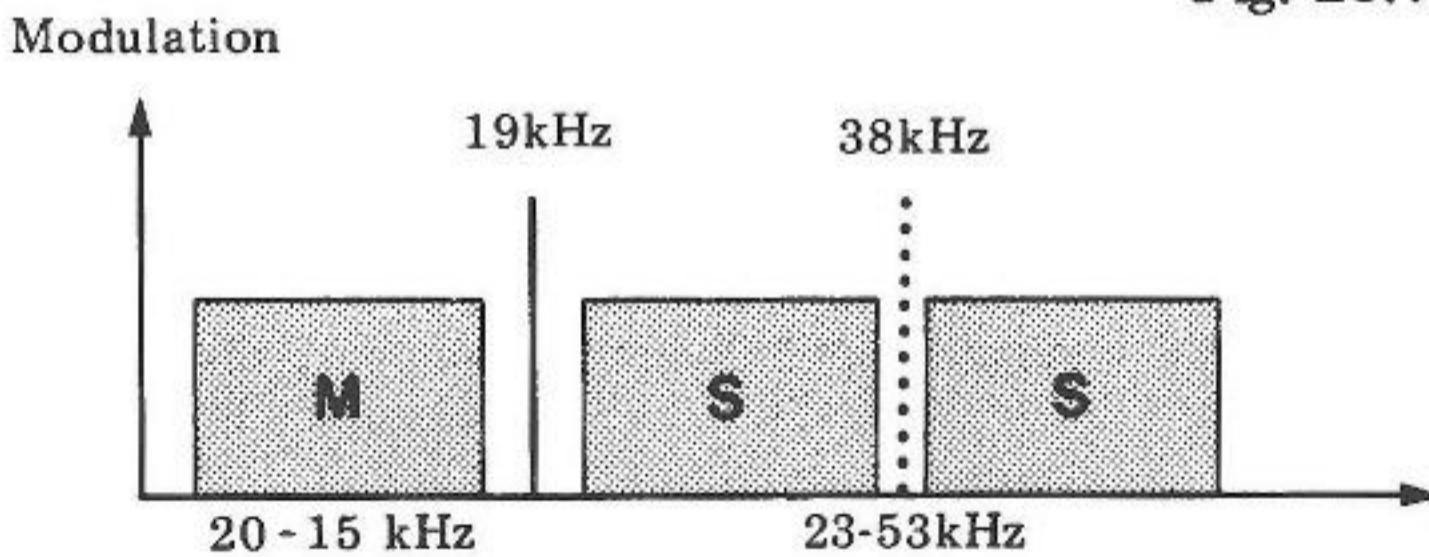
FM - MULTIPLEX STEREO

FC-MULTIPLEX-systemet er opbygget således, at det er lige vellydende for den lytter, der benytter en mono-modtager, og for den lytter, der har en stereoradio til rådighed. Ved MONO lægges stereokanalerne A og B sammen til en M-kanal, og ved STEREO frembringes en S-hjælpekanal, hvormed man kan trække A-signalet fra B-signalet.

S-kanalen benytter man til at modulere en 38 kHz bærefrekvens. For at opnå bedre separation, når denne HF-bærefrekvens moduleres, udsendes kun sidebåndene 23-38 kHz og 38-51 kHz, idet bærefrekvensen på de 38 kHz undertrykkes (DSB-modulation). Til styring på modtagesiden udsendes den halve bærefrekvens, 19 kHz. Denne styretone kaldes for pilottonen.

Dekoderen har til opgave at demodulere S-signalet ved hjælp af 19 kHz pilottonen, der først omdannes til den oprindelige bærefrekvens på 38 kHz. Ved at trække M og S-signalerne fra hinanden og lægge M og S-signalerne sammen genvindes det oprindelige A og B stereosignal.

Fig. 25.7



Multiplexsignalet, der er et lavfrekvenssignal i området 20 til 51 kHz, moduleres i FM-senderen med et maksimalt frekvenssving til 75 kHz, lige som det sker med monosignaler. Det modtages derefter i FM-tuneren, hvorfra det føres til stereodekoderen, der deler signalet ud til de to stereokanaler.

Ligesom A plus B blev til en M-kanal og A minus B blev til en S-kanal, kan det modsatte gøres i dekoderen:

$$M = A \text{ plus } B$$

$$S = A \text{ minus } B$$

Lægger man nu M og S signalerne sammen, får vi 2A, og trækker vi S fra M, får vi 2B. På denne måde genvinder vi de oprindelige signaler, som ledes gennem passende filtre til stereoforstærkeren.

På grund af det udvidede frekvensområde fra 20 til 51k Hz, som multiplex-systemet arbejder med, forringes signalstøjforholdet for FM-modtageren med omkring 20dB, eller 10 gange.

Det betyder at det er nødvendigt med bedre modtageforhold ved stereo end ved mono FM. Antennesignalet skal være 5 til 10 gange større ved stereomodtagelse for at man får en »ren» modtagelse uden sus. En retningsbestemt antenne med flere elementer og en antenneforstærker kan eventuelt forbedre dette forhold.

Det ovenfor nævnte stereomodtagesystem er europæisk normeret.

Opgave 1

Hvor mange udgangsforstærkere er nødvendige til stereo?

1

A

2

B

Opgave 2

Tror De at man vil benytte 2 balanceknapper til 4 kanal stereofoni, og 2 volumenkontroller, eller 4 volumenkontroller?

2 balanceknapper

A

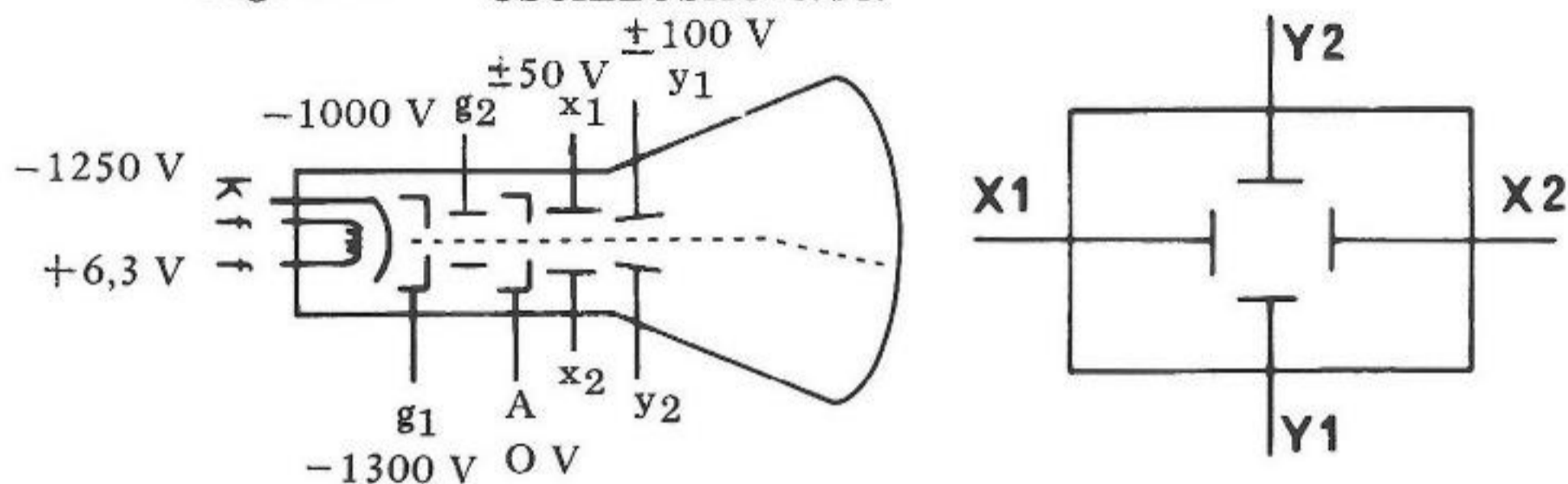
4 volumenkontroller

B

OSCILLOSKOPET

Et oscilloskop er et apparat, hvor vi direkte kan se en vekselspænding afbildet som en funktion af tiden. Oscilloskopets vigtigste komponent er katodestrålerøret.

Fig. 26.1 OSCILLOSKOPRØR



KATODESTRÅLERØRET

Et katodestrålerør består af en glødetråd, f , og en katode, der varmes op af glødetråden, som udsender en strøm af elektroner. De bliver ligefrem kogt ud af katodemetallet. Desuden af et antal gitre, der kan variere styrken og fokuseringen (skarpheden) af elektronstrålen, samt et sæt afbøjningsplader og en anode.

Selve katodestrålerøret er lufttomt. Sættes anoden til plus, og katoden til minus, vil elektronerne fra katoden løbe til anoden. Gitrene sørger for, at vi får en smal, lige stråle af elektroner. Når strålen rammer fluorescensskærmen, lyser den op i en prik. Fra skærmen løber elektronerne til anoden.

Ved at have mere eller mindre negativt styregitter, g_1 , kan vi variere, hvor kraftig elektronstrålen skal være. Et meget negativt gitter vil stoppe elektronerne helt. Sætter man spænding på g_2 , der virker på elektronstrålen som en lup på lys, kan skarpheden — eller fokus som det kaldes — indstilles.

Et katodestrålerør har ydermere et sæt afbøjningsplader, der bestemmer, hvor på skærmen vores lysplet skal ramme. Pladesættet består af 2 vertikale og 2 horisontale plader, hvor hvert par er anbragt vinkelret på hinanden. Hvis der sættes en positiv spænding på en af pladerne, vil strålen bevæge sig hen mod den. Hvis vi påtrykker en negativ spænding, vil strålen frastødes. Vi kan placere prikken på et hvilket som helst sted af skærmen ved at tilføre passende spændinger.

Det vil nu være praktisk at sammenligne med blokdiagrammet (Fig. 26.2).

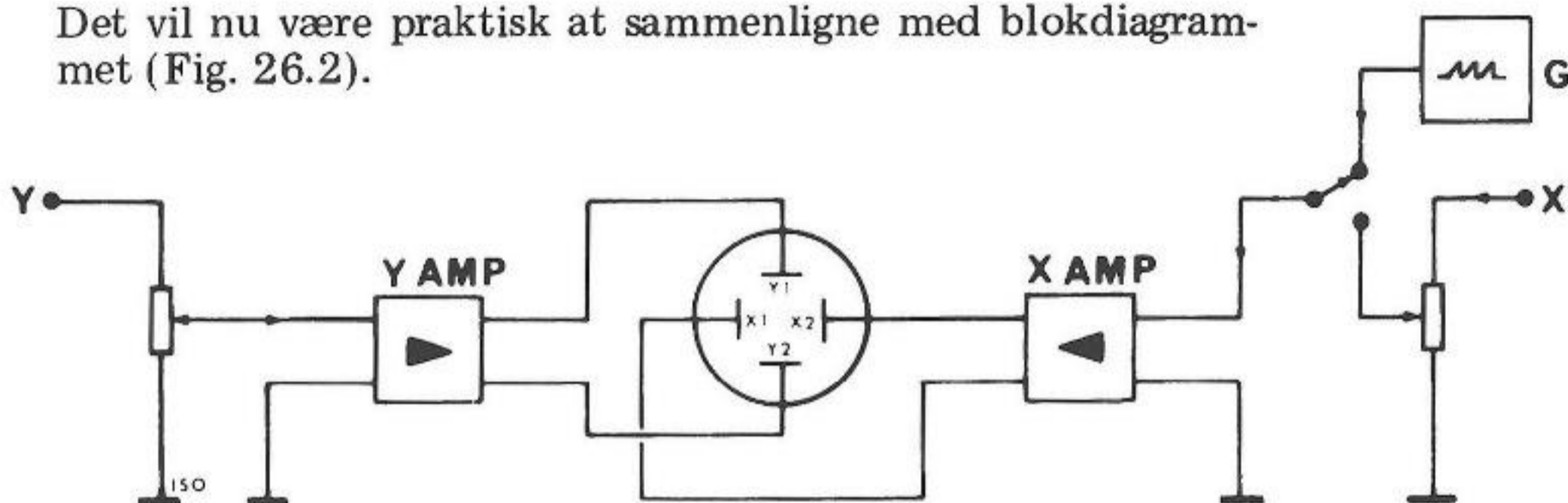


Fig.26.2

FORSTÆRKERNE

I hver indgang har man anbragt et potentiometer til at indstille niveauet. Dernæst er der en forstærker, der bringer de lave målespændinger op fra ganske få mV til ca.300mV, som er den nødvendige gitterspænding til fuld afbøjning af strålen.

Oscilloskopets y-forstærker bringer ganske svage spændinger op til styrespændingsniveau. Ofte er denne forstærker opbygget dobbelt, eller differentialt, for at temperaturdriften ikke skal få indvirkning på strålens stilling.

X-forstærkeren, som får strålen til at bevæge sig vandret, er normalt koblet sammen med en savtakgenerator.

En savtakgenerator afgiver en spænding, der stiger jævnt til en bestemt værdi, og så øjeblikkelig falder til nul. Tilsluttes denne generator til x-pladerne, vil prikken på skærmen bevæge sig jævnt fra venstre til højre side, og straks springe tilbage og begynde forfra.

Intet signal på y-indgangen vil vise sig på skærmen som en streg. Hvis der kommer signal på y-indgangen vil elektronstrålen også bevæges op og ned. Vi får bestemt en kurve, og kan analysere den som signalet over indgangen.

Da savtakgeneratorens stigetid kan justeres, kan vi få endog meget hurtige svingninger at se — indtil 200 MHz uden at anvende et samplingoscilloskop.

Af hensyn til dette emnes omfang, er kun grundprincipperne omtalt, og der henvises til anden faglitteratur om emnet.

Opgave 1

Hvilken funktion har et oscilloskop?

- At vise en kurve som funktion af tiden A
- At måle strømmen B
- At vise et billede C

Opgave 2

Hvilken terminal i katodestrålerøret afgiver elektroner?

- Gitteret A
- Anoden B
- Katoden C

Opgave 3

Hvad ville der ske, hvis savtakgeneratorens lodrette flanke ikke var helt lodret?

- Vi ville se en cirkel A
- Vi ville se noget af kurven løbe tilbage og bide sig selv i halen B

Fjernsynsmodtageren

Billedrøret er fjernsynets hjerte.

Det indeholder en elektronkanon af samme type som i katodestrålerøret i oscilloskopet, men ingen afbøjningsplader. Afbøjningen af strålen foretages af et sæt elektromagneter, der er samlet i en såkaldt afbøjningsspole, der er påsat billedrørets hals.

TV-senderen giver følgende informationer til modtageren:

1. Sort/hvid niveau
2. Liniesynkronisering
3. Billedsynkronisering
4. Lydinformation
5. Evt. farveinformation

Det udsendte signal opfanges af en antenne. Herfra tilføres det tunerens. Tuneren vælger den ønskede station. Nu forstærkes det i mellemfrekvensforstærkeren. Herfra føres noget af signalet til lyd mellemfrekvensforstærkeren, hvor man FM-detekterer det, forstærker og tilfører det til højttaleren.

Den anden del af mellemfrekvenssignalet detekteres efter AM-metoden med en enkelt diode, og vi får et lavfrekvenssignal, der indeholder billedinformationen.

Det lavfrekvenssignal, vi fører ud til billedskærmen indeholder linietegning, billedtegning og sort/hvid niveau, også kaldet videosignalet.

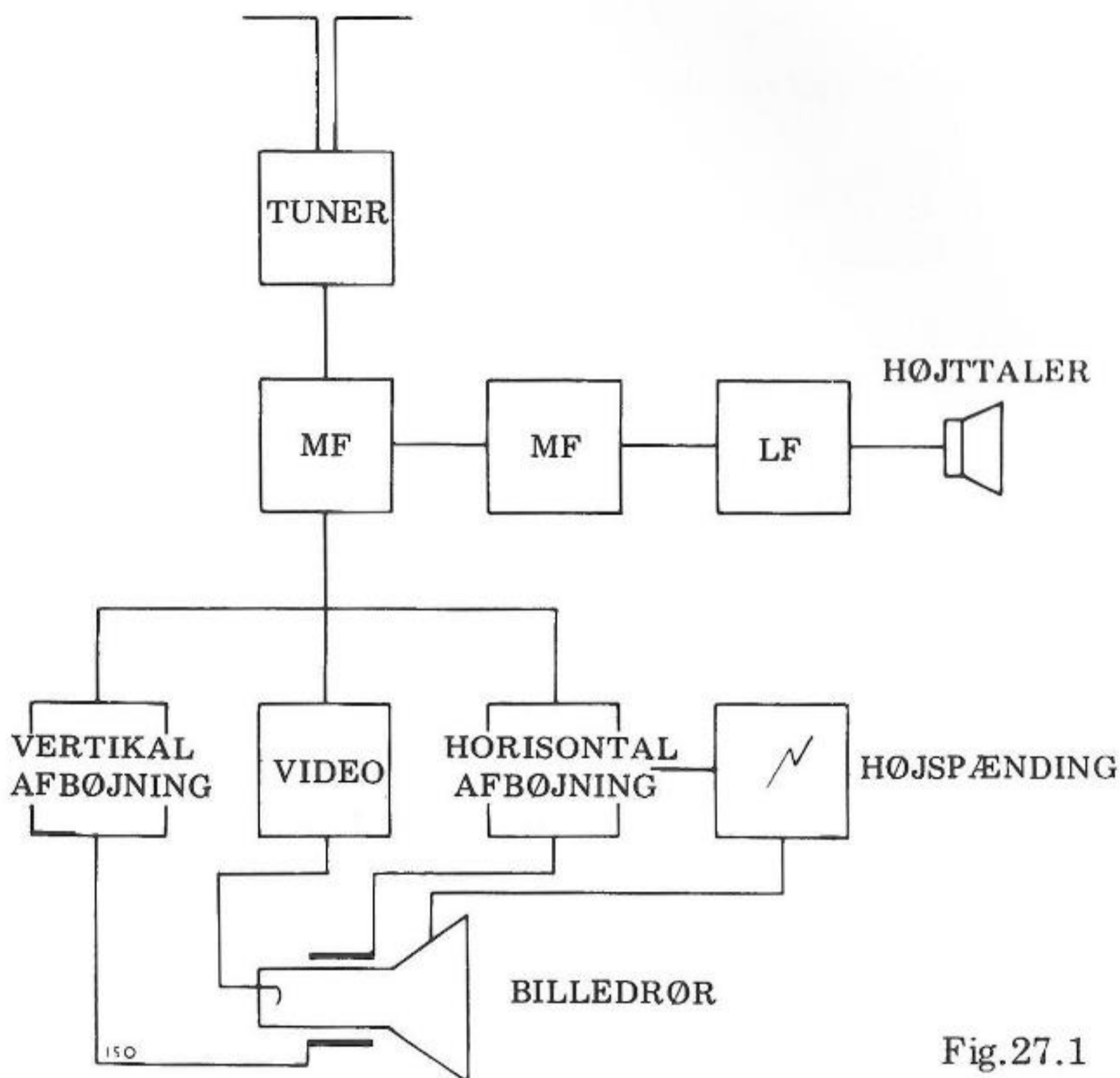


Fig.27.1

Et særligt kredsløb udskiller linie- og billedtegnen og fører signalerne til afbøjningsspolerne. Der bliver dannet 25 billeder i sekundet, hvert bestående af 625 linier.

Da billedrøret behøver en høj spænding indeholder TV'et også en højspændingsgenerator, der leverer mellem 16.000 og 25.000 Volt. Den drives af linieafbøjningen.

TV-modtagerens mere simple funktioner fremgår af blokdiagrammet. Foruden de viste "blokke" har vi dog også nogle kredsløb til stabilisering af billedhold etc.

Den høje tone, vi altid hører fra fjernsynet, er på 15.625 Hz. Den styrer sammen med en 50 Hz-tone linieantallet på 625.

Opgave 1

Hvad indeholder oscilloskoprøret, som billedrøret ikke har?

- | | |
|------------------|----------------------------|
| Gitre | A <input type="checkbox"/> |
| Afbøjningsplader | B <input type="checkbox"/> |
| Katode | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 2

Hvilken information er *ikke nødvendig* for korrekt billede på TV-skærmen?

- | | |
|---------------------|----------------------------|
| Liniesynkronisering | A <input type="checkbox"/> |
| Lydinformation | B <input type="checkbox"/> |
| Sort-hvid niveau | C <input type="checkbox"/> |

Opgave 3

Hvilke frekvenser udskilles i TV-modtageren?

- | | |
|---------|----------------------------|
| 4000 Hz | A <input type="checkbox"/> |
| 625 Hz | B <input type="checkbox"/> |
| 50 Hz | C <input type="checkbox"/> |

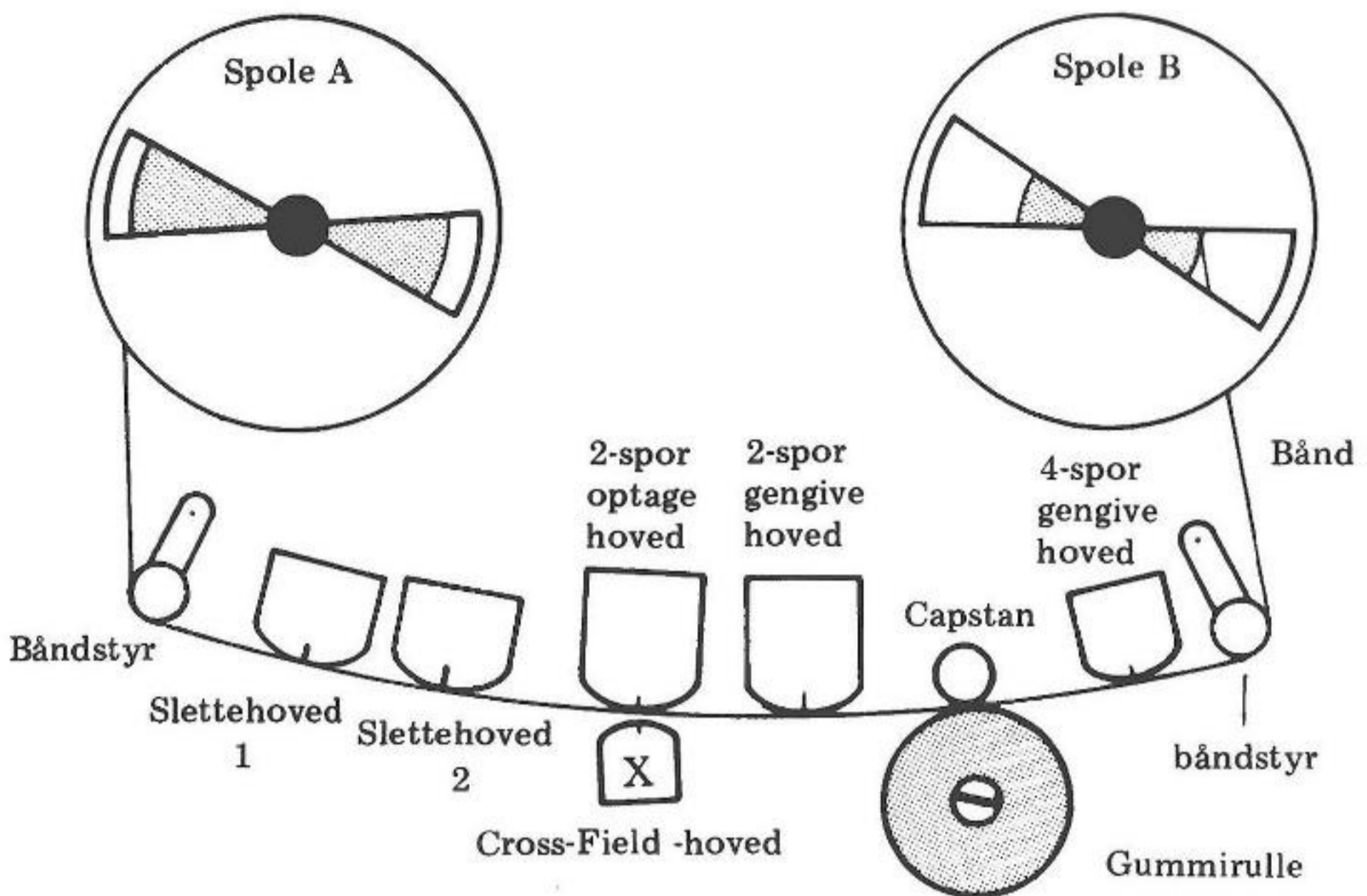


Fig. 28.1. BANDFORLØB

BANDOPTAGEREN

Princippet i båndoptageren er en omdannelse af elektriske strømme til magnetisme på et bånd.

BÅNDET

Ved afspilning inducerer magnetismen i båndet igen et elektrisk signal, se fig. 28.1.

Båndoptageren har et optage- og et afspillehoved, der er elektromagneter med en smal luftspalte, ca. $5 \mu\text{m}$.

Båndet er et plastikbånd belagt med magnetisk materiale — jernoxid (jernilte). Ved brug af materialet chromdioxid er det muligt at få 2–6 dB's bedre signal-støjforhold. Chromdioxid er lige så magnetiserbart som jernoxid.

INDSPILNING

Ved indspilning danner det elektriske signal et magnetisk signal i elektromagneten. Når båndet passerer luftspalten, går nogle af elektromagneternes magnetiske kraftlinier ud i båndets jernoxidlag, der bliver magnetiseret. Fig. 28.1.

AFSPILNING

Ved afspilningen vil det vekslende magnetiske felt på båndet passerer luftspalten i afspillehovedet. Noget af feltet vil gå ind i elektromagneten og inducere et signal i spolen. Det forstærkes op, så det kan høres i en højttaler. Fig. 28.1.

FUNKTION

Motoren til fremførsel af båndet er meget vigtig. Den styrer gennem den såkaldte kapstanaksel båndets fremførings-hastighed. Samtidig er den med glidekoblinger i forbindelse med spolerne, så båndet altid er stramt.

For at få en konstant fremføringshastighed, skal motoren gå yderst jævnt. Selv få procents variation af båndhastigheden gør afspilningen uudholdelig at høre på. Fænomenet kaldes Wow og måles i procent. Sidst i afsnittet kommer en opskrift på, hvordan man selv måler Wow på båndoptagere. Før vi kan foretage en indspilning, må båndet slettes. På båndoptageren sidder et slettehovede, der i princippet er et indspillehoved. Det tilfører en høj frekvens, som lægger elementarmagneterne i tilfældig orden. Slettehovedet sidder før indspillehovedet og kobles i reglen automatisk ind. Indspillehovedet tilføres ikke alene det ønskede signal, men også et biassignal. Biasen har en meget høj frekvens, og den bevirker en kraftig forøgelse af kvaliteten (formindskelse af forvrængningen). i stedet for at føre biasen til indspillehovedet

er der fremkommet en ny teknik, hvor biasen har sit eget hoved, beliggende lige overfor indspillehovedet. Derved krydser biasfeltet ind over signalfeltet, og både forvrængning og grænsefrekvens forbedres. Arrangementet hedder crossfield og øverste grænsefrekvens bliver ca. 1,5 gange højere end med den gamle indspilningsteknik. Det japanske firma AKAI har patent på metoden, og det norske firma Tandberg udnytter licensen i Skandinavien. Se fig. 28.1.

Afspillehovedet er ofte det samme som indspillehovedet. Med separat ind- og afspillehoved får man mulighed for gennem medhør at kontrollere kvaliteten af det indspillede under selve indspilningen. Desuden kan der laves mange indspilningstricks, f.eks. multiplay og ekko.

KONTROLPANEL

Kontrolpanelet er omfattende og har foruden regulering af forstærkeren, styring af spolingen, omskiftning mellem ind- og afspilning samt valg af båndhastighed.

SPORANTAL

En båndoptager kan være 2 eller 4 spors.

Ved to spors optagelser indspiller man på båndets ene halvdel. Ved at vende båndet om (dog stadig med jernoxidsiden mod hovederne) kan anden side benyttes.

Ved 4-spors-teknikken benyttes halvt så brede spor. Båndet er inddelt i 4 zoner. Den ene vej kan der spilles på 1 og 3 og den anden vej 2 og 4. 4-spors båndoptagere giver dobbelt spilletid på samme bånd, men større mulighed for støj. Til stereo spilles der på 2 spor ad gangen. Alle stereohovederne er da dobbelte. På 2-spors bånd benyttes hele båndet, på 4-spors kun 1 og 3 samtidig og i modsat retning 2 og 4.

Ved en helt ny teknik indspiller man 4-kanal stereo på hele båndets bredde. Man kan ved 4-kanal stereo også få ruminformation med i lydbilledet. Dette mangler ved 2-kanals stereo.

SMØRING OG JUSTERING

Båndoptageren skal renses med **jævne mellemrum**, både mekanisk og elektrisk.

Mekanisk renses **tonehovedoverfladen med ætervædet vat**, og elektrisk med en induktorspole.

Induktorspolen afgiver et **kraftigt vekselmagnetfelt**, som fjerner ophobet magnetisme. Den **bevæges omkring tonehovedet og fjernes langsomt til 2–3 meters afstand**, før den slukkes.

Wow måler man på følgende måde: **Fra stikkontakten fører vi et brumsignal til båndoptagerens indgang gennem et par kondensatorer på 5 nF. Derefter afspilles båndet med brumsignalet, og vi sender dette signal ind i den ene side af et instrument. Fra stikkontakten hentes igen et signal, og det sendes til meterets anden side. Meteret skal være af frekvensmeter eller omdrejningstællertypen. Den aflæste spænding er direkte proportional med Wow'et.**

Forsøget indebærer stødfare, hvorfor det ikke bør udføres af ukyndige, -og aldrig uden skilletransformator!

Hvis Wow'et er lavt, som på de fleste båndoptagere, kan man tilslutte et almindeligt DC-voltmeter og aflæse de udsving, som meteret giver pr. sekund. Der skal ikke gerne være mere end 1 udsving pr. sekund.

Flutter er også hastighedsændringer — men Flutter er hurtige hastighedsændringer, hvor Wow er langsomme.

Opgave 1

Hvad består et bånd af?

- | | |
|---------------------------------|----------------------------|
| Aluminiumfolie | A <input type="checkbox"/> |
| Plastic med farvebelægning | B <input type="checkbox"/> |
| Plastic med jernpulverbelægning | C <input type="checkbox"/> |
| Jernbånd | D <input type="checkbox"/> |
| Papir | E <input type="checkbox"/> |

Opgave 2

Hvilke egenskaber er bedre med 4 spor end 2 spor?

- | | |
|--------------|----------------------------|
| Forvrængning | A <input type="checkbox"/> |
| Støj | B <input type="checkbox"/> |
| Wow | C <input type="checkbox"/> |
| Spilletid | D <input type="checkbox"/> |

Opgave 3

Hvor stor en del af båndet beslaglægger et stereosignal på en 2 spor båndoptager:

- | | |
|----------------|----------------------------|
| 1/1 Båndbredde | A <input type="checkbox"/> |
| 1/2 Båndbredde | B <input type="checkbox"/> |
| 1/3 Båndbredde | C <input type="checkbox"/> |
| 1/4 Båndbredde | D <input type="checkbox"/> |

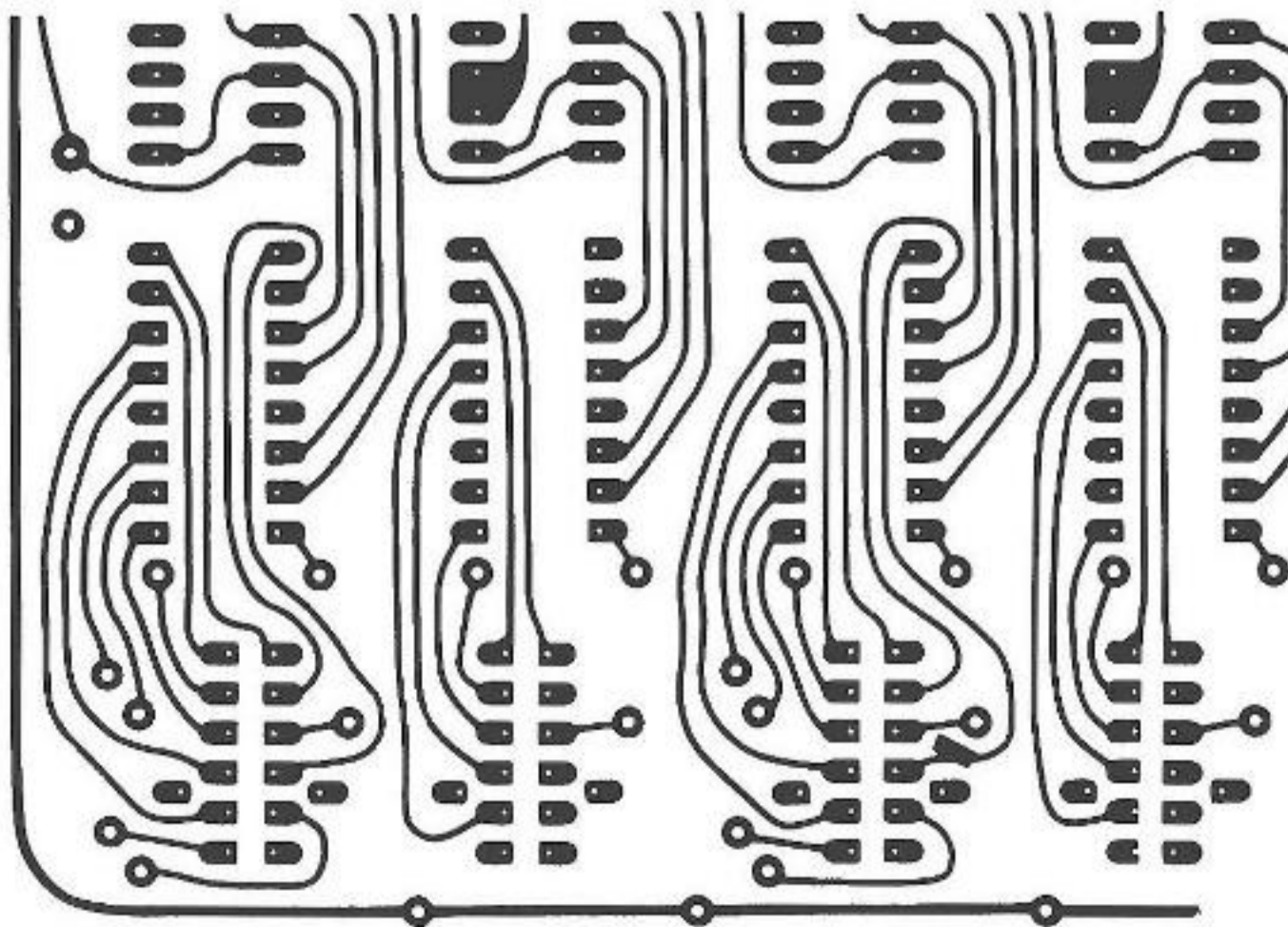
MONTERING

En meget væsentlig ting i elektronik er opøvelse i praktisk færdighed. Hvis man til fulde forstår en forstærkers virkemåde og korrekte sammensætning, er det ærgerligt hvis hele konstruktionen "går i vasken" på grund af dårlige lodninger eller manglende stelforbindelser.

Lodning — foregår i dag næsten overalt på trykt kredsløbsplade. Et trykt kredsløb er en isolerende plade med ledende kobberbaner, der forbinder de enkelte komponenter og holder dem fast.

På et trykt kredsløb er komponenternes forbindelse allerede fastlagt, og hullerne ofte boret, så man blot skal montere.

Fig. 29.1 Trykt kredsløb



TRYKT KREDSLØB

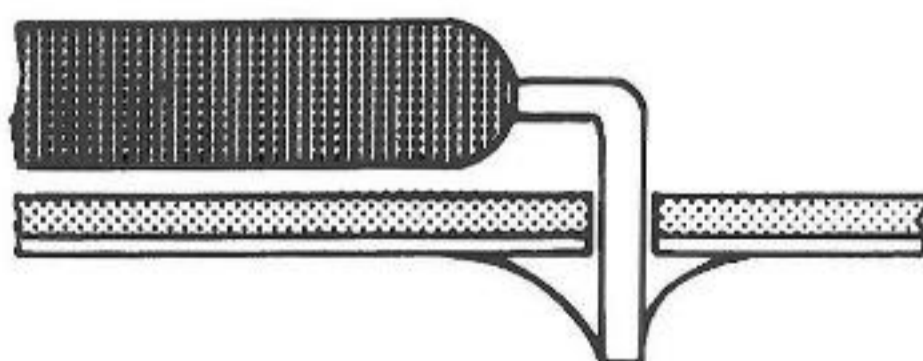
Montage af komponenter på trykt kredsløb, også kaldet print, udføres således:

Komponenternes tilledninger bukkes, så de kan stikkes igennem de rette huller i printet. Komponenterne monteres modsat kobbersiden, så tæt til printet som muligt. Ledningerne afklippes så ca. 2 til 5 mm stikker igennem. Nu loddes. Til lodning anvender man en varm, tilfilet, ren og for-tinnet loddekolbe. Loddekolben bringes i kontakt med både kobberbanen og komponenttilledningen, samtidig med at vi tilfører mellem 2 og 5 mm loddetin. Loddekolben fjernes først, når tinnets er flydt ud over printet, som vand flyder ud over en svamp. Det tager mellem 3 til 5 sekunder med en kolbe på 15-25W.

Af gode tinmærker kan nævnes MULTICORE og FLUITIN.

ADVARSEL, anvend ikke loddevand, loddefedt, loddepasta eller lignende, da det vil ødelægge elektronikkonstruktionen. Disse loddemidler er til tagrender etc.! Elektronikken vil ødelægges helt, og den kan ikke repareres. Hvis De ikke har loddet før, bør De forsøge Dem på et stykke affaldsprint med noget stift monteringsstråd.

Fig. 29. 2



Korrekt komponentmontage

TRYKTE KREDSLØB

Det er både lærerigt og morsomt at fremstille egne print, men man må have tålmodighed med klargøring, komponentplacering og tegning af printet.

AFDÆKNINGSMETODEN

Ved denne metode kan enhver på en ganske tilfældig rest printplade fremstille et simpelt elektronisk kredsløb. Det sker på følgende måde (se fig. 29.1):

Printpladens kobberside skures ren med skurepulver, så den bliver helt lys. Et stykke selvklæbende plastic, af samme type som benyttes til emitteret træ, klæbes på kobberet, og alle blærer presses ud. Dernæst tegnes diagrammet ind på plasticen, eventuelt med et stykke karbonpapir, som mellemæg. Om de områder, som skal lede og sammenkoble komponenter, skærer man en smal stribe plastic væk. Brug en skarp kniv eller et barberblad. Når de små strimler er fjernet, ætzes i et bad af 50% opløsning FeCl_3 , ferrochlorid. Hvis man opvarmer til $60-100^\circ$, vil ætsningen tage 5-10 minutter.

Pas på, ikke at få ferrochlorid på tøj og hænder — det farver kraftigt. Efter ætsningen skylles al ferrochloriden af under en vandhane. Den resterende plastic-folie pilles af, og derunder ligger de uætsede ledninger klar til brug. Printet bores og konstruktionen kan samles.

MALEMETODEN

Man kan i mange fagbutikker købe en speciel lodbar afdækningslak. Denne lak kan man male på printets kobberside med. Det vil sige, at alle ledninger mellem komponenterne males.

Så ætser man kredsløbet i $30-50^\circ \text{C}$ varm ferrochloridopløsning, og derefter er printet direkte klart til boring og montage af komponenter.

Malemetoden er simpel, men det er svært at få et resultat, som ligner et professionelt fremstillet print. Se fig. 29.2.

FOTORESISTMETODEN

Man kan fra de store filmfabrikker købe en lysfølsom lak, som kan overføres på en printplades kobberside. Det giver mulighed for fremstilling af prints på samme måde, som når man kontaktkopierer familieportrætter.

Allerførst tegnes hele printpladen, som den skal se ud. Derefter afdækker man enten med tuch eller "lægger" printet med speciel crepe-tape. Det er en sort, helt uigennemsigtig, meget flexibel og målfast form for klæbebånd, som fremstilles specielt til formålet. (Man kan også få loddeøer og kombinationer med hele IC's etc.) Dette arbejde, som normalt er udført i 2 eller 4 gange den aktuelle størrelse, nedfotograferes til 1:1-størrelse i klar negativ film.

Den negative film "vendes" til en positiv 1:1 film, som lægges fast over en printplade med fotografisk emulsion. Så belyser man med kraftigt ultraviolet lys i ca. 10 minutter. Brug f.eks. en højfjeldssol i 1 m's afstand fra printpladen.

Efter belysningen er alle ledningsforbindelser "hærdet" og man fremkalder med den specialvædske, som filmfabrikken anbefaler til den benyttede emulsion. Dernæst ætzes på sædvanlig vis i ferrochlorid, og man har et professionelt produkt.

Print i serier større end 100 fabriksfremstilles efter en fuldautomatisk silketryksproces.

PRINTSKÆRING

Glasfiberrpint må enten saves med en rundsav eller løvsav. Har man rådighed over en metalsaks eller en klippemaskine, er det naturligvis lige så godt.

Pertinaxprint, som er fremstillet af råolieprodukter bliver blødt og bøjeligt ved opvarmning til 60–100° C. Derfor kan man med lethed *klippe* pertinax, når det er opvarmet. Samtidig "revner" pertinaxen ikke, når den "brydes" i varm tilstand. Til boring af print benyttes normal eller high-speed bor, og maskinen skal arbejde på maksimalt omdrejningstal — gerne 10–40.000 omdr. pr. minut.

MEKANISK MONTAGE

Den mekaniske montage af elektronikken er lige så vigtig som den elektriske. Ikke alene af hensyn til kvaliteten, men som en nødvendighed for god funktion. Det betaler sig ikke at påbegynde opbygningen af en "fuglerede" i en cigarkasse, hvis forbindelsesmetoden allerede er givet, som fx. ved færdige byggesæt.

Følgende punkter bedes bemærket, hvis De skal montere forstærkere, måleinstrumenter eller lign.

1. Monter altid på et stabilt metalchassis, evt. 2–3 mm aluminium.
2. Anbring altid forforstærkere så langt væk fra transformator, strømforsyning, afbryder og disses forbindelsesledninger. Hvis ikke, vil der kunne opstå brum. Afskærm eventuelt med en blikplade, helst af magnetisk materiale.
3. Fastspænd de enkelte delkonstruktioner i alle huller med 3 mm skruer og møtrikker i milimetergevind, og brug afstandsstykker af en længde på 6 til 8 mm. Afstandsstykkerne bør være tynde metalrør.
4. Forbind en, og kun en, stelledning fra hver delkonstruktion til et, og kun et, stelpunkt midt i chassiet. Benyt en skrue, samt et antal loddeflige.
5. Benyt altid tyk ledning fra netdel til en udgangsforstærker, ikke monteringsledning.
6. Brug skærmet ledning fra indgangsbøsninger til første forstærker, og forbind skærmenes ene ende, hverken mere eller mindre, til det før omtalte stelpunkt.

7. Indsæt altid det nødvendige RC-led i plusledningen mellem de enkelte forstærkerafsnit.
8. Sørg for at udgangstransistorerne får god køling.
9. Benyt ikke for lange ledninger noget sted.
10. Husk at indsætte sikring, hvor det kan lade sig gøre — der kunne opstå brand i opstillingen.
11. Isolér og afskærm alle spændingsførende dele, så ingen "pilfingre" kan komme til skade.

IMPULSTEKNIK

Datamaskiner er de største elektroniske apparater, man har lavet. En middelstor maskine indeholder mellem 50.000 og 100.000 transistorer, nogle flere dioder og et tilsvarende antal modstande og kondensatorer.

Tilsammen bliver resultatet yderst kompliceret, men i det små er det en række enkle kredsløb, der går igen.

BISTABIL MULTIVIBRATOR

Det vigtigste kredsløb er det bistabile trin eller flip-flop'en. Den består af to transistorer, der er koblet symmetrisk. Transistorerne kan befinde sig i to tilstande, enten trækker T1 strøm og T2 spærrer eller omvendt.

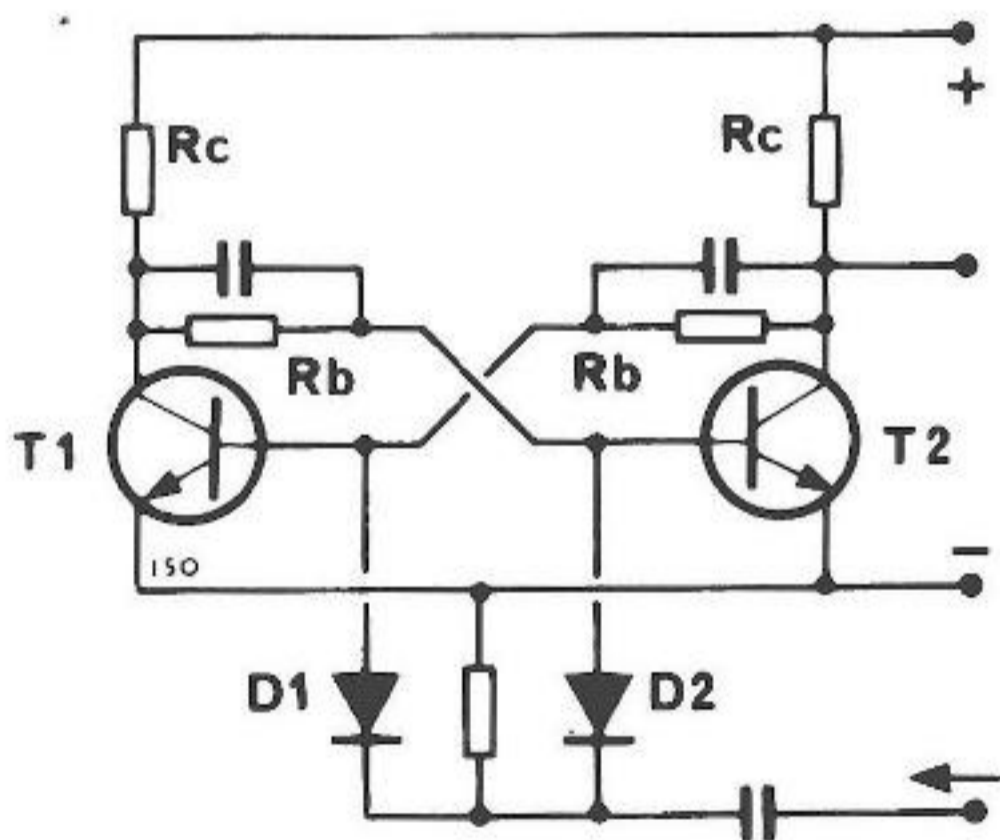


Fig. 30.1
FLIP-FLOP
opbygget
med diskrete
komponenter

Når T1 trækker strøm, vil kollektorspændingen være ca. 0,4 V, og det er ikke nok til at give basisstrøm til T2. Dertil kræves mindst 0,5 V. Når T2 ingen basisstrøm får, er der heller ikke nogen kollektorstrøm, og kollektorspændingen er høj. T1's basis kan da trække strøm, og kredsløbet er stabilt. Den omvendte stilling er naturligvis lige så stabil, da kredsløbet er symmetrisk.

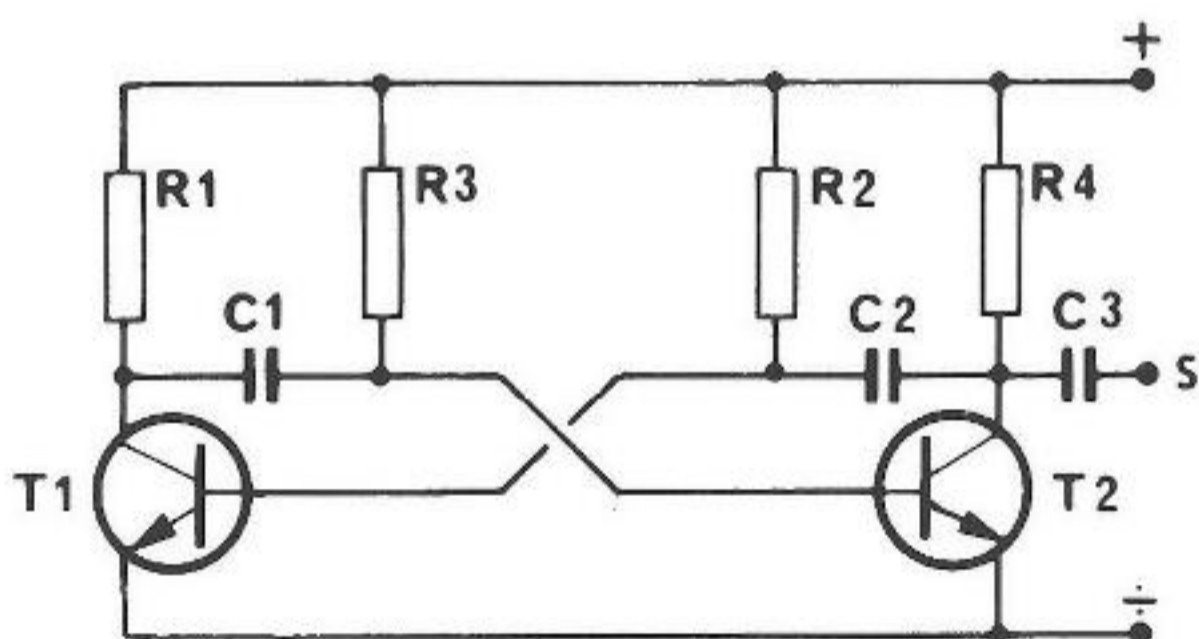
Ved at give en negativ impuls på den basis, der trækker strøm, holder transistoren et øjeblik op med at lede, og kollektorspændingen stiger. Anden transistor vil få basisstrøm, kollektorstrømmen vil få kollektorspændingen til at falde, så første transistor slet ikke kan få basisstrøm igen. Hermed er trinnet slået om. Med et par dioder som vist, vil hver negativ impuls, vi sender ind, få trinnet til at slå om. Man har ligefrem på fornemmelsen, at det siger "flip" og næste gang "flop" osv. Deraf navnet. Kondensatoren hjælper med til at sætte omslagshastigheden op, men medvirker derudover til at holde kontrol ved omslagene.

Da man til regnemaskiner, tællere og andet digitalt udstyr bruger mange sådanne flip-flop's, har det kunnet betale sig at integrere hele serier af flip-flop's ind i små 14- og 16-benede plastichuse. Da man under integration samtidig uden extra omkostninger kan bestykke multivibratoren med et næsten uendeligt antal halvledere, er funktionsstabiliteten mange gange bedre.

Kredsene 7473 og 7474 indeholder begge et dobbelt sæt flip-flop's.

IC'en 7490 indeholder 4 flip-flop's og et antal "gates", som kan sammenkobles til dekadetælling (10-tælling).

Fig. 30.2
Astabil
multivibrator



Se for praktisk konstruktion AE 4 og 5.

ASTABIL MULTIVIBRATOR

Det er en tonegenerator, der giver en firkanttone ud. Vi kan betragte den som en sammenkobling af to monostabile trin, hvor impulser kastes fra den ene til den anden gennem kondensatorerne.

Modstandene søger at få transistorerne til at trække fuld strøm. Men en tendens hos T1's kollektor til at synke i spænding overføres til basis, således at denne trækker mindre strøm. T2's stigende kollektorspænding får T1 til at trække fuld strøm og slå T2 helt fra. Denne tilstand er delvis stabil, idet R2 holder T2's basis strømfri. C1 oplades af R3, og på et tidspunkt begynder der at komme spænding på basis af T2. Transistorerne slår om, men heller ikke denne tilstand er stabil, idet det nu er C2, der bliver opladet. Der fremkommer en svingning med en frekvens bestemt ved:

$$f = \frac{0,7}{R \times C}$$

R er basismodstanden, og
C er overføringskondensatoren

Modstandene skal være dimensioneret, så basisstrømmen kan blive stor nok til at trække kollektor på nul. Altså skal $R2 = \beta \times R1$ i teorien, men den skal vælges 20–30% mindre for en sikkerheds skyld. R1 vælges ud fra ønske om kollektorstrøm og forsyningsspænding. Kondensatoren beregnes endelig til den ønskede frekvens.

Ved dimensioneringen vælger vi kollektorstrømmen. Kollektormodstanden skal give et spændingsfald lig forsyningsspændingen ved denne strøm. Basis skal have rigeligt med strøm til at kollektorstrømmen bliver korrekt. Dette bestemmer den samlede modstand i basisledningen. Hvis strømforstærkningen er 100 og forsyningsspændingen 4,5 V, og den ønskede kollektorstrøm 0,4 mA, har vi:

$$R_c = \frac{4,5 \text{ V}}{0,4 \text{ mA}} = 11 \text{ kOhm}; \text{ Vi vælger } 10 \text{ kOhm}$$

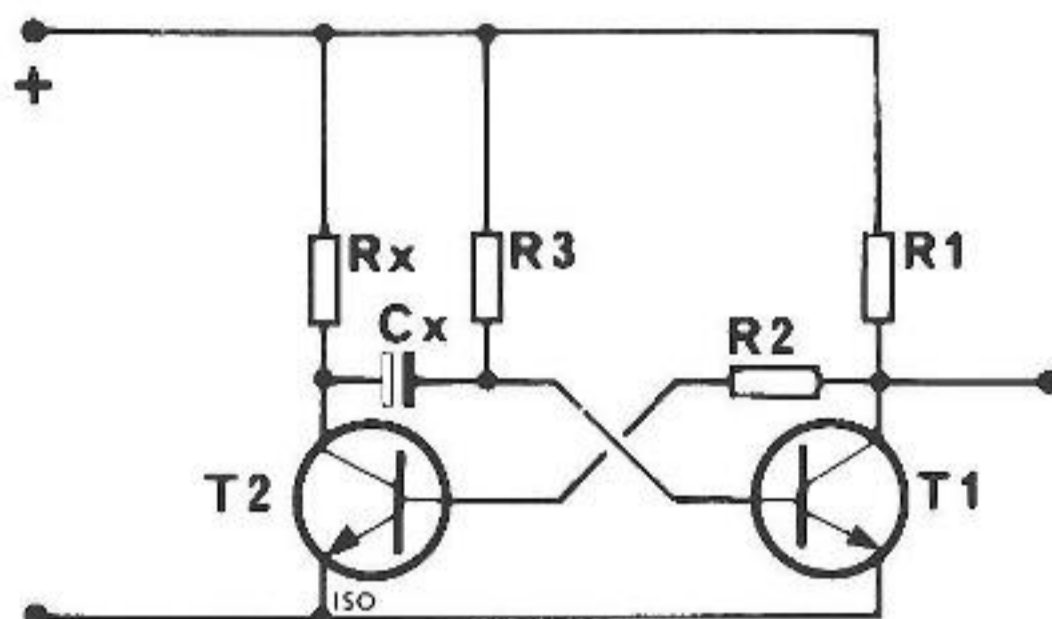
$$\text{Nødvendig basisstrøm} \quad \frac{0,4 \text{ mA}}{100} = 4 \mu\text{A}$$

Den samlede modstand i basisledningen er:

$$R_b = \frac{4,5 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{4 \mu\text{A}} = \frac{3,8 \text{ V}}{4 \mu\text{A}} = \text{ca. } 1 \text{ M}\Omega$$

Vi vælger 1 M Ohm som nærmeste standardværdi. Vælg altid nærmeste mindre standardværdi, medmindre den nærmeste højere er meget tæt ved (ønsket: 660 kohm, valg: 680 kohm, ønsket: 630 kohm, valg: 560 kohm etc.)

Fig. 30.3
Monostabil
multivibrator



Se AE 6 for praktisk konstruktion.

MONOSTABIL MULTIVIBRATOR

Hvis den ene basismodstand lægges til plus i stedet for til den anden kollektor, får vi en monostabil multivibrator. Opstillingen er stabil med T1 i ledende tilstand og T2 spærret, idet T2 altid får basisstrømmen via R2. Men midlertidigt kan kondensatoren C1 holde basis på T1 nede. Det sker, når vi trigger kredsløbet over D. En negativ impuls stjæler basisstrømmen, og kollektorspændingen falder.

C1 overfører spændingsfaldet og forhindrer basisstrøm i T1. Denne tilstand med T1 spærret og T2 ledende, varer indtil R2 har opladet C1. Så trækker T1 basisstrøm igen, kollektorspændingen falder og spærres for T2.

Resultatet er, at en negativ impuls får trinnet til at slå om i et tidsrum, der er bestemt ved opladningstiden af C2: $t = R \times C \times 0,7$. R2 skal kunne give tilstrækkelig basisstrøm til at T1's kollektor ligger på 0,4 V. Der dimensioneres rigtigt. R3 skal sammen med R1 kunne give basisstrøm til T2. Først vælges altså kollektorstrømmene. Dermed har vi basisstrømmene som kollektorstrøm divideret med strømforstærkning (læg 20–30% til). Når forsyningspændingen er givet, kan vi så udregne modstandene. En vilkårligt formet impuls vil blive omformet til en firkantlignende impuls af nøje defineret højde og bredde.

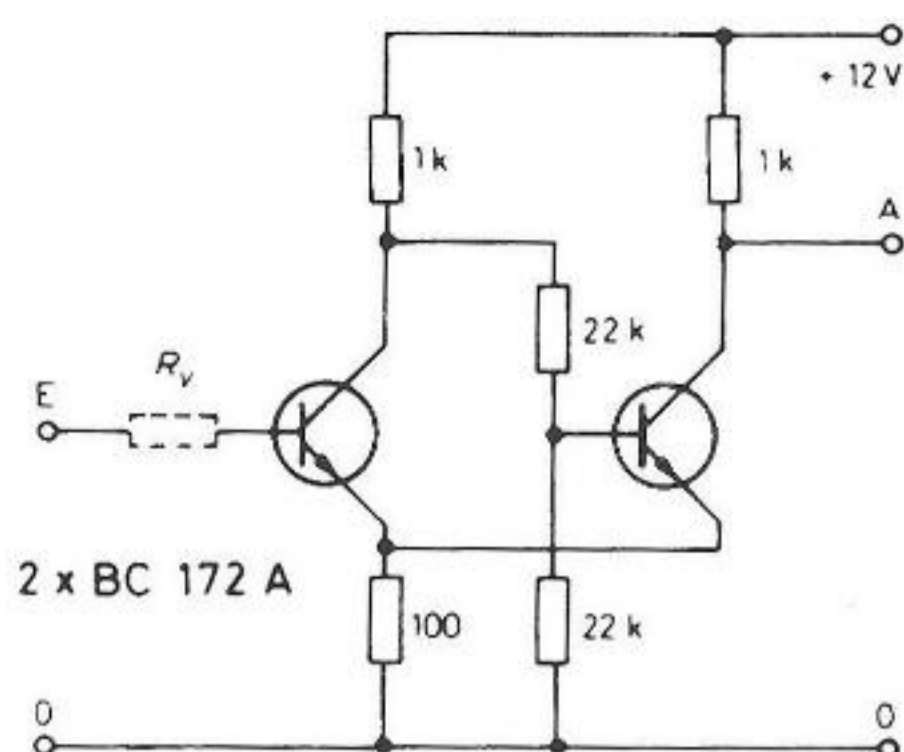


Fig. 30.4
Schmitt-trigger

SCHMITT-TRIGGER

En Schmitt-Trigger omformer alle analoge signaler til digitale signaler.

Hvis Schmitt-Triggerens indgangsspænding når et bestemt potentiale vil udgangen "slå om". Udgangen går først tilbage til udgangsstillingen når indgangspotentialet falder *under* førnævnte omslagspunkt.

Denne forskel mellem de to indgangsniveauer benævnes "hysteresen". Ved lav indgangsspænding spærrer den venstre transistor og den højre leder. Udgangsspændingen er derfor lig med spændingsdelerforholdet mellem kollektor- og emittermodstanden, 1 K og 100 Ohm. I det nævnte tilfælde ca. 1.1 volt.

Når indgangsspændingen vokser til en spænding, der er større end spændingen over emittermodstanden plus venstre transistors basis/emitterspænding, vil den lede. Derved falder kollektorspændingen så meget, at der ingen basis spænding/strøm kommer til højre transistor. Da vil udgangsspændingen springe op til næsten samme potentiale som forsyningsspændingen. Samtidig med at højre transistor holder op med at lede, vil strømmen i den fælles emittermodstand falde. Derved falder også spændingen over emittermodstanden.

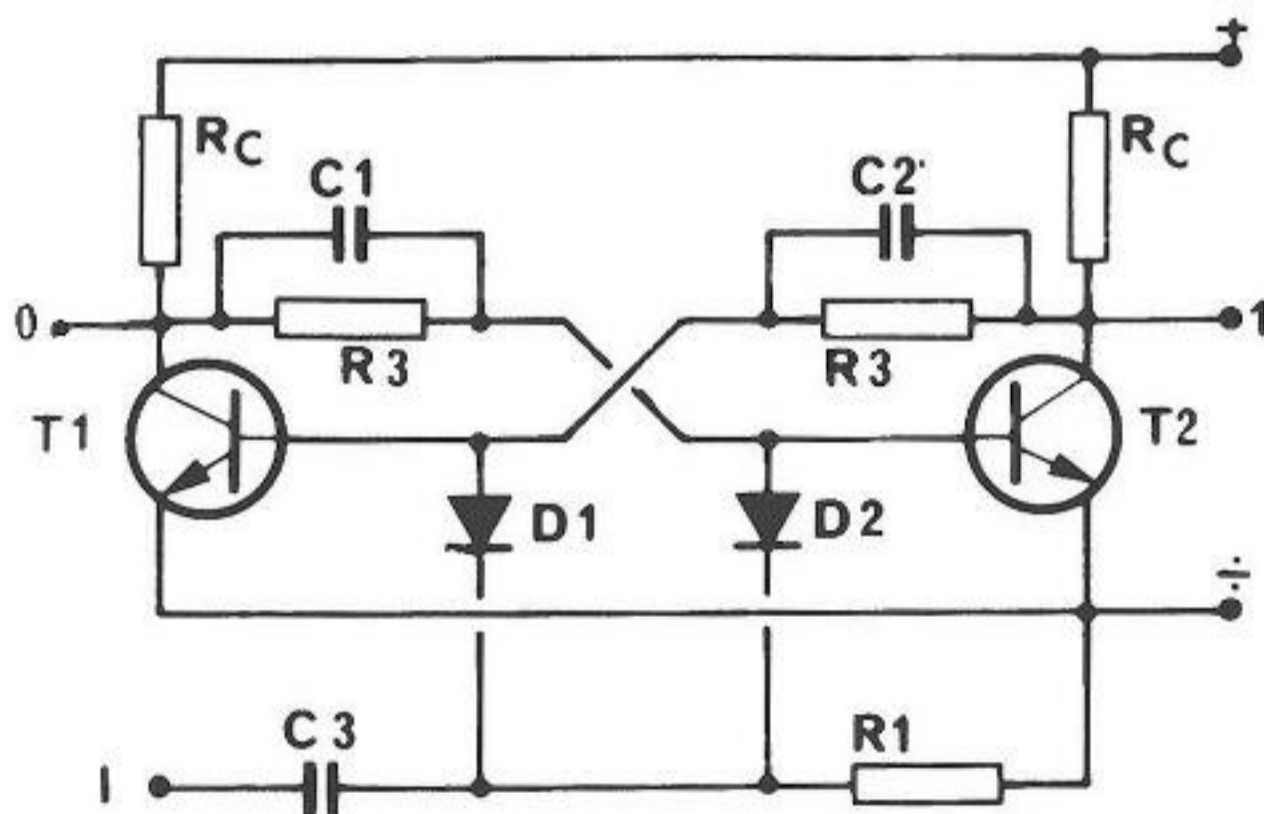
Hvis der nu er samme indgangsspænding til stede, vil Schmitt-Triggeeren "kippe over" meget hurtigt. Der er jo nu kun tale om at venstre transistors basis/emitterspænding skal overvindes. Indgangen er i virkeligheden blevet følsommere.

Schmitt-Triggerens udgang kan styre en anden NPN-transistor gennem en modstand på omkring 1–10 K Ohm.

SAMMENKOBLING AF LOGISKE KREDSLØB

Med 4 bistabile trin kan vi lave en tæller, der kan tælle til 16. Det skal forstås således, at hvis en flip-flop's to tilstande betegnes 1 og 0, kan vi få 16 forskellige ordnede kombinationer fra 4 trin. På blokskitsen er begge kollektorer i hvert trin ført ud. Den ene hedder 1 og den anden 0, og værdien af trinnet er bestemt af, hvilken ledning der er positiv.

Fig. 30.5
FLIP-FLOP



Med et sæt dioder kan kombinationen udspaltes, så en transistor kun trækker strøm, når der er en bestemt kombination på udgangene. Koblingen af dioderne er således, at kun når alle dioderne får en positiv spænding, trækker transistoren strøm. Ellers løber strømmen gennem basismodstanden til den diode, der har en negativ spænding. På figuren er vist en sådan udkobling, en diodegate (diodelåge) med tre udgange fra tre bistabile trin (der er 8 muligheder i alt). De aktiveres ved kombinationerne 111, 010 og 001. Med en kombination af diodegates, flip-flop's og monostabile multi-

vibratører, kan impulser styres bestemte steder hen i en maskine, tællere kan addere og subtrahere dem, og hele processer kan styres udefra med hulstrimmel eller hukort. Impulserne kan også lagres magnetisk i små ferritringe, så en information kan gemmes. Specielt efter at udviklingen af integrerede kredse har taget fart er mulighederne for anvendelse af digitale kredsløb mangedoblet. Med masseproduktion er prisen nemlig faldet enormt. De henvises til speciallitteratur om dette emne andet steds. Tilblivelsen af AE-bogens tekststof er således baseret på computer teknik over magnetbånd. (IBM-DATA SATS)

Til alm. brug kan impulskredsløb bruges til tidsmålere, cifervisende instrumenter, fjernstyring og små elektroniske spilledåser.

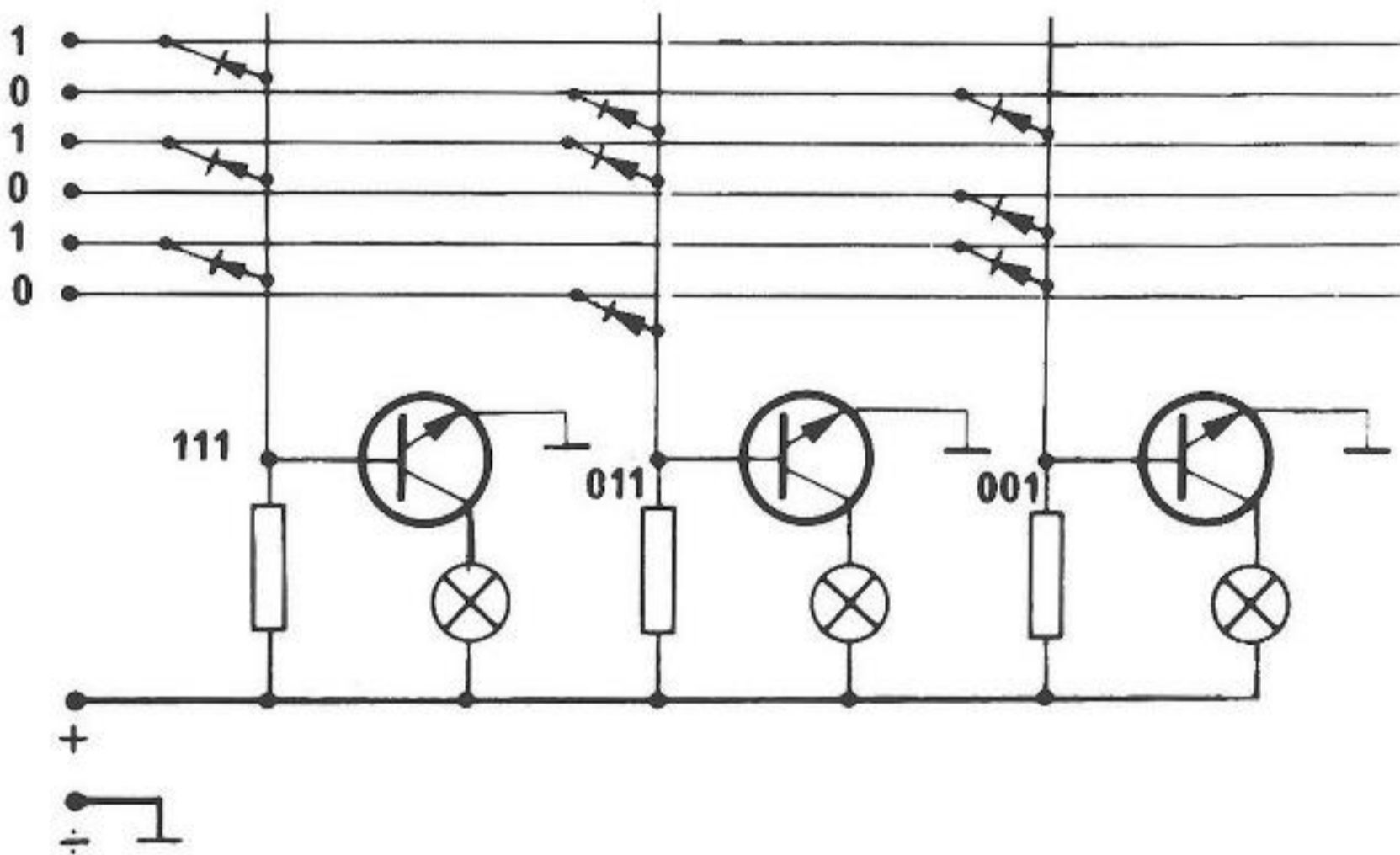
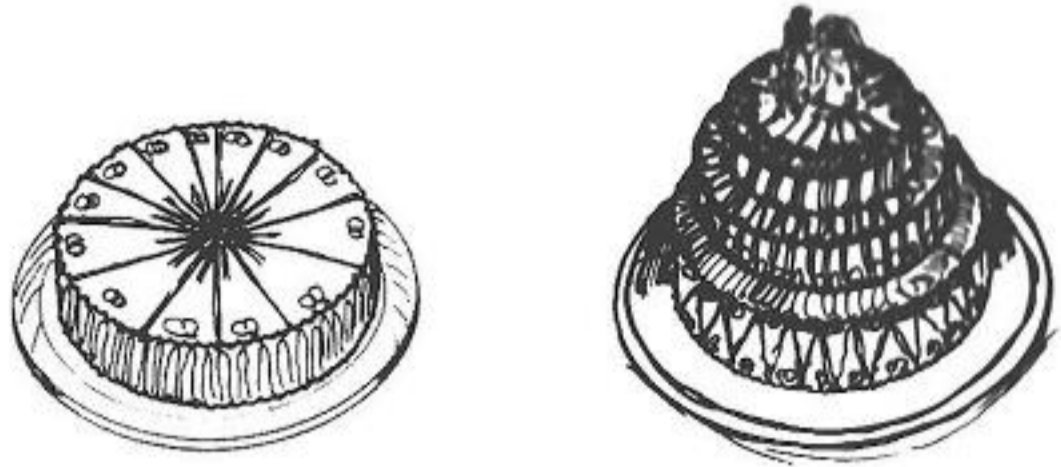


Fig. 30.6
Binær dekodning med diskrete komponenter.



REGNETEKNIK

Hvis De kan tælle æbler og dele lagkager, er De allerede nået langt i regnskunsten. Vi ved godt, at De kan regne, men vi vil blot sikre os mod, at De laver fejl. Fx. kan en kommafejl gøre, at et sæt transistorer til 200 kr. brænder af, så . . .

Hvis De får 2 æbler og køber 3 mere, hvor mange har De så? 5, ikke sandt. Hvis De skal have den samlede modstand af en serieforbindelse, lægger De modstandenes størrelser sammen, fx. 10 kohm, 15 kohm og 22 kohm giver 47 kohm.

Hvis De har 2 lagkager og skal *dele* ligeligt mellem 5 personer, hvor meget får da hver (bortset fra mavepine): 2 hele divideret med 5, hver får $2/5 = 0,4$ lagkage. Vi har her udregnet det i decimaltal.

Nu skal vi til at *lave* lagkager. 30 personer kommer med hver $1/8$ lagkage. Hvor mange hele kan sammenstykkes:

$$x \text{ lagkager} = 30 \times 1/8$$

$$x = 30/8 = 3 \frac{6}{8} = 3 \frac{3}{4} \text{ lagkage}$$

Hvis vi nu vil *lave* bryllupskager, der er 3 gange så høje som almindelige lagkager og har de ovennævnte stykker til rådighed, får vi:

$$3x \text{ lagkager} = 30 \times 1/8$$

$$3x = 30/8$$

$$x = 30/(3 \times 8) = 10/8 = 5/4 = 1 \frac{1}{4} \text{ bryllupslagkage}$$

Vi har set den allervigtigste brøkregningsregel demonstreret, nemlig:

HVIS VI VIL FØRE ET TAL ELLER BOGSTAV OVER ET LIGHEDSTEGN, SKAL DET GÅ OVER KORS,

det vil sige, hvis det står *over* brøkstregen på den ene side, kan det flyttes *under* brøkstregen på den anden side.

Fra skolen kendes det som **sætningen**: man dividerer med en brøk ved at gange med den **omvendte**. Vi kan give et regneeksempel:

$$\frac{2 \times 3 \times 2}{2 \times 2 \times 2} = \frac{3 A \times 4}{8} \quad 3 A \times 4 \times (2 \times 2 \times 2) = 2 \times 3 \times 2 \times 8$$

$$12 A \times 8 = 12 \times 8 \quad 12 A \times 12 \times \frac{8}{8} \quad 12 A = 12 \quad A = \frac{12}{12} = 1$$

og vi har udregnet størrelsen af A.

Vi kan addere to brøker, hvis de har samme tal i nævnerne. $\frac{1}{4}$ lagkage og $\frac{1}{8}$ lagkage kan godt lægges sammen, men hvad får vi? Det største stykke — $\frac{1}{4}$ lagkage — må skæres over til ottendedele, hvilket giver to. Derefter har vi tre stykker, der alle er $\frac{1}{8}$ lagkage. I et andet tilfælde har vi $\frac{1}{3}$ og $\frac{1}{4}$ lagkage. Der kan vi ikke nøjes med at dele det ene stykke op, men vi må *svinge* kniven i dem begge. $\frac{1}{3}$ lagkage skæres i 4 stykker til tolvtedele. $\frac{1}{4}$ lagkage skæres til 3 tolvtedele. Så har vi ialt 7 tolvtedele = $\frac{7}{12}$ lagkage.

Når vi har to brøker, må vi sørge for at finde et tal, som begge nævnerne går op i, og forlænge brøkerne, så de får denne fællesnævner.

$$x = \frac{1}{3} + \frac{3}{2}$$

$$x = \frac{2 \times 1}{2 \times 3} + \frac{3 \times 3}{3 \times 2} \quad (\text{vi forlænger med } \frac{2}{2} \text{ og } \frac{3}{3})$$

$$x = \frac{2}{6} + \frac{9}{6} \text{ (og vi får derved samme nævner)}$$

$$x = \frac{11}{6} = 1 \frac{5}{6} \text{ (og vi kan nu sammenregne brøkerne)}$$

Nu er det ikke kun simple tal, vi har med at gøre i elektronikken. Vi har størrelser, der skrives med mange nuller før eller efter kommaet, og i stedet for at tale om tusinder og millioner osv., angiver vi med bestemte bogstaver, hvor mange nuller et tal har. Bogstaverne bliver skrevet sammen med grundenheden.

NOMENKLATUR

Den nemmeste ses hver dag hos grønthandleren, når vi køber kartofler. Vi ser aldrig en pose med 2500 g kartofler. Det forkortes til 2,5 kg (2 1/2 kg), idet 1000 g = 1 kg. Et k betyder altså 1000 gange mere end grundenheden alene. De andre bogstaver, der benyttes angiver følgende

1/1000 000 000 000	= 10 ⁻¹²	= P	(»Piko«)
1/1000 000 000	= 10 ⁻⁹	= n	(»Nano«)
1/1000 00	= 10 ⁻⁶	= u	(»Mikro«)
1/1000	= 10 ⁻³	= m	(»Milli«)
1000	= 10 ³	= k	(»Kilo«)
1000 000	= 10 ⁶	= M	(»Mega«)
1000 000 000	= 10 ⁹	= G	(»Giga«)
1000 000 000 000	= 10 ¹²	= T	(»Tera«)

TI-TAL-POTENSER

10^{-12} udtales ti i minus tolvte: -12 er potensen, og fordelingen ved at bruge potenser er en lettelse af regne og skrivearbejdet.

Med potenser kan vi reducere udtrykket ved fratrækning og addition, idet man ganger to titaller opløftet til potens ved at lægge potenserne sammen etc.

Følgende udtryk kan reduceres som et eksempel. Prøv til sammenligning at skrive nuller!

$$x = \frac{10^{-15} \times 2 \times 10^{-3}}{10^{-8} \times 10^3 \times 10^{12}}, \quad \begin{array}{l} \text{Tæller} \\ \hline \text{Nævner} \end{array}$$

Over brøkstregen fås:

$$10^{-15} \times 2 \times 10^{-3} =$$

$$10^{-15-3} \times 2 =$$

$$10^{-18} \times 2$$

Neden under:

$$10^{-8} \times 10^3 \times 10^{12} =$$

$$10^{12+3-8} =$$

$$10^7$$

Brøken ser da således ud:

$$x = \frac{10^{-18} \times 2}{10^7}$$

Det er nu en væmmelig brøk, men vi kan flytte et potenstal fra nævner til tæller eller omvendt ved at lade potensen skifte fortegn:

$$x = \frac{10^{-18} \times 2}{1} \cdot \frac{10^{-7}}{10^{-7}} = 2 \times 10^{-7-18} = 2 \times 10^{-25}$$

og husk så:

NÅR VI BYTTER ET TAL FRA NÆVNER TIL TÆLLER ELLER OMVENDT, OG DER IKKE STÅR ANDRE TAL TILBAGE, SKAL DER STÅ ET ETTAL, IKKE NUL.

Fx ville det være forfærdeligt, hvis vi skulle dividere med nul, for det kan man jo ikke.

Prøv nu kræfter med opgaverne, det vil styrke Deres sikkerhed. De første er lette, men det bliver hurtigt sværere.

Opgave 1

$$\frac{1}{4} + \frac{1}{4} = ?$$

$$\frac{1}{8}$$

A

$$\frac{1}{4}$$

B

$$\frac{1}{2}$$

C

Opgave 2

$$\frac{1}{4} + \frac{1}{8} = ?$$

$$\frac{2}{8}$$

A

$$\frac{3}{8}$$

B

$$\frac{4}{4}$$

C

Opgave 3

$$\frac{3}{4} + \frac{4}{16} = ?$$

$$\frac{16}{4} \quad \text{A } \square$$

$$\frac{16}{16} \quad \text{B } \square$$

$$1 \quad \text{C } \square$$

Opgave 4

$$A + \frac{A}{2} + \frac{A}{6} =$$

$$\frac{10 A}{6} \quad \text{A } \square$$

$$12 A \quad \text{B } \square$$

Opgave 5

$$x = \frac{1}{A} + \frac{1}{14 A} + \frac{1}{7 A} + \frac{11}{14 A}$$

$$x = \frac{2}{A} \quad \text{A } \square$$

$$x = \frac{A}{2} \quad \text{B } \square$$

Opgave 6

Vi kan også tage talkonstanten π med i formlen, idet π har værdien 3,14. Vi indsætter værdier for f og Z . F.ex. $f = 100$ Hz og $Z = 1$ Mohm.

C kan så findes:
$$\frac{1}{2 \pi \times f \times Z_c}$$

Hvor stor bliver kondensatoren:

$$15 \text{ nF} \quad \text{A } \square$$

$$1,5 \text{ nF} \quad \text{B } \square$$

$$6,28 \text{ nF} \quad \text{C } \square$$

FARVEKODNING

Farvekodning er en god måde at mærke komponenter på. Både fabrikanter og forbrugere har glæde deraf. Farverne kan ses fra alle sider, hvorimod tal kan skjules på bagsiden af en komponent. Selv om store farvepartier er skallet af, kan vi stadig af resterne finde komponentens værdi.

Alle almindelige modstande til effekter på 1/10 — 2W er farvekodede. Det samme gælder keramiske og polystyrene kondensatorer. Forskellige andre kondensatorer i området 10 pF til 1 uF samt alle elektrolytkondensatorer har derimod påtrykt værdien med tal.

Farvekodningen er udført som farvede ringe omkring komponenterne. Der kan være op til 5 farveringe.

Først og fremmest må vi finde ringenes nummerering. Hvis der er en ledning i hver ende af komponenten (gælder altid for modstande) er farverne forskudt mod den ene side. På disse komponenter begynder vi hvor farverne ligger yderst. På kondensatorer går begge ledninger ofte ud i bunden. Der begynder vi ringenes nummerering fra toppen. (Omvendt ved NTC-modstande.)

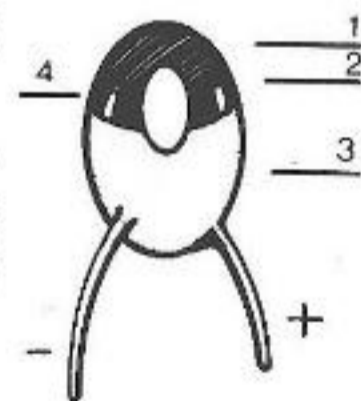
Ringene har nu følgende betydning: De tre første giver værdien i ohm eller pF. Den fjerde angiver tolerancen (fabrikkens garanti for den maksimale afvigelse fra den givne værdi). Den femte, der kun findes på kondensatorer, angiver temperaturafhængigheden. Kodningen af værdien i de tre første ringe er ens for både kondensatorer og modstande, med undtagelse af angivelsen $\times 0,1$ og $\times 0,01$. Tolerancerne har forskellig kodning, undtagen ved 1 og 2, der er henholdsvis brun og rød. Temperaturkoefficienten er kun angivet hos kondensatorer.

FARVE	1. RING	2. RING	3. RING	4. RING
SORT	0	0	x1	
BRUN	1	1	x10	
RØD	2	2	x100	
ORANGE	3	3	x1.000	
GUL	4	4	x10.000	
GRØN	5	5	x100.000	
BLÅ	6	6	x1.000.000	
VIOLET	7	7	x10.000.000	
GRÅ	8	8		
HVID	9	9		
SØLV			x0,01	10%
GULD			x0,1	5%
"INGENTING"				20%

Vi kan ikke få alle mulige værdier, kun såkaldte standardværdier. De er ligesom farvekoden internationalt anvendte. Standardværdierne ligger sådan, at der er 20% spring fra en værdi til den nærmeste større værdi. Udgangspunktet er 1, f.eks. 1 ohm. Standardværdierne er: 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 og endelig 10 ohm. Denne talrække benævnes E12-serien. De samme cifre gentages nu i de næste intervaller mellem 10 og 100, 100 og 1000 og så videre. Vi kan ikke få en modstand på 25 kohm. De to nærmeste er 27 kohm eller 22 kohm. Farvekodede kondensatorer har de samme standardværdier som modstande.

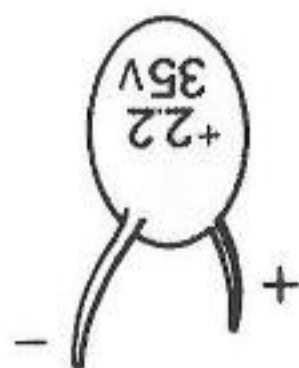
For DRÅBETANTALKONDENSATORER gælder en særlig farvemærkning.

Da disse kondensatorer i dag benyttes mere og mere i moderne elektronikkonstruktioner, er det derfor på sin plads at omtale den specielle farvekodemærkning, der iøvrigt er IEC og DIN 40 820-normeret.



Se ovenstående tegning af DRÅBETANTALKONDENSATOREN. Første og anden ring angiver første og andet ciffer i kondensatorværdien. Prikken, der også angiver polariteten, angiver den 10-potens, de to første cifre skal multipliceres med, for at man får kondensatorens værdi i størrelsen μF .

For de to første ringe/cifre gælder den sædvanlige farveindikering fra sort, brun, rød o.s.v. til hvid, fra 0 til 9; men for multiplikatorprikken gælder farverne for:



SORT	×	1
BRUN	×	10
GRÅ	×	0,01
HVID	×	0,1

Endelig gælder en ganske særlig mærkning for kondensatorens mærkespænding — farven nærmest tilledningerne:

HVID	3	volt
GUL	6,3	volt
SORT	10	volt
GRØN	16	volt
BLÅ	20	volt
GRÅ	25	volt
ROSA	35	volt

Da en tantalkondensator skal vendes rigtigt i forhold til plus og minus, er den forsynet med en prik på den ene side. Det er den samme prik, der angiver 10-potens multipliceringen. Når tantalkondensatoren holdes med prikken ind mod Dem selv og benene nedad, er det det HØJRE ben, der skal til positiv polaritet.

Opgave 1

Hvad er data for en modstand med ringene brun, sort, rød, guld?

- | | |
|--------------|----------------------------|
| 100 ohm/5% | A <input type="checkbox"/> |
| 1000 ohm/10% | B <input type="checkbox"/> |
| 1 kohm/5% | C <input type="checkbox"/> |
| 10 kohm/10% | D <input type="checkbox"/> |
| 10 kohm/5% | E <input type="checkbox"/> |

Opgave 2

Hvad er data for en modstand med ringene orange, hvid, orange, sølv?

- | | |
|--------------|----------------------------|
| 390 Ohm/10% | A <input type="checkbox"/> |
| 37 kohm/10% | B <input type="checkbox"/> |
| 3,1 kohm/10% | C <input type="checkbox"/> |
| 31 kohm/10% | D <input type="checkbox"/> |
| 39 kohm/10% | E <input type="checkbox"/> |
| 3,9 kohm/10% | F <input type="checkbox"/> |

Opgave 3

Vi har en modstand med ringene guld, gul, violet, gul
Hvilke data har den?

- | | |
|--------------|----------------------------|
| 4,7 ohm/4% | A <input type="checkbox"/> |
| 47 kohm/20% | B <input type="checkbox"/> |
| 470 kohm/5% | C <input type="checkbox"/> |
| 4,7 kohm/20% | D <input type="checkbox"/> |

Opgave 4

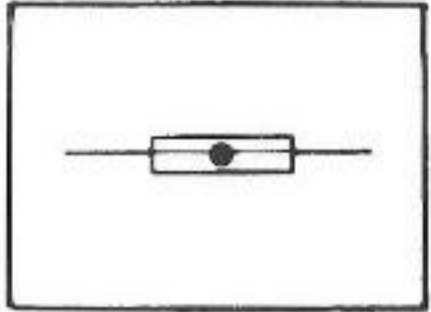
En kondensator har farverne grøn, blå, brun, hvid, sort.
Hvilke data har den? — Vi ser bort fra temperaturafhængigheden.

- | | |
|-------------|----------------------------|
| 560 pF/10% | A <input type="checkbox"/> |
| 650 pF/10% | B <input type="checkbox"/> |
| 560 nF/10% | C <input type="checkbox"/> |
| 560 uF/10% | D <input type="checkbox"/> |
| 560 F/10% | E <input type="checkbox"/> |
| 6500 pF/10% | F <input type="checkbox"/> |

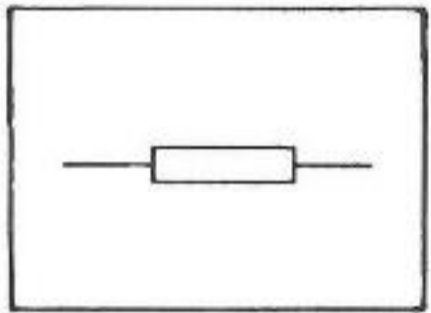
Opgave 5

En kondensator er mærket orange, rød, sort.
Hvor stor er den?

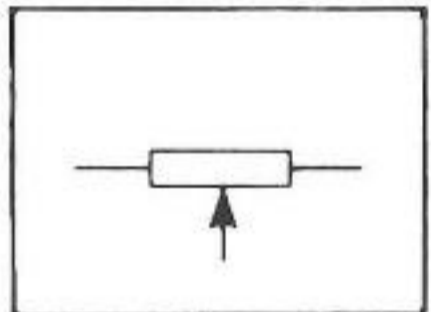
- | | |
|-------------|----------------------------|
| 33 pF/50% | A <input type="checkbox"/> |
| 33 pF/20% | B <input type="checkbox"/> |
| 32 pF/20% | C <input type="checkbox"/> |
| 3300 pF/20% | D <input type="checkbox"/> |

**SIKRING**

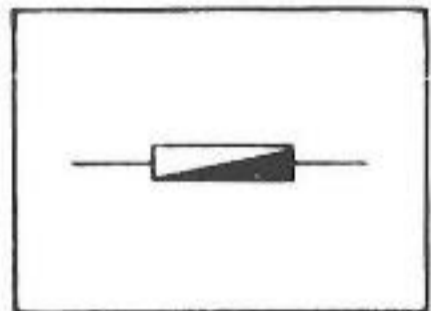
Tegnes som en modstandskasse med en streg igennem og en prik i midten. Ofte angives værdien oven over. En sikring angives i komponentlisten ved et S, med efterfølgende nummer.

**MODSTAND**

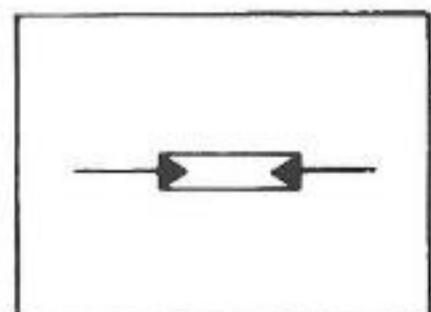
Tegn R, med efterfølgende nummerangivelse.

**POTENTIOMETER**

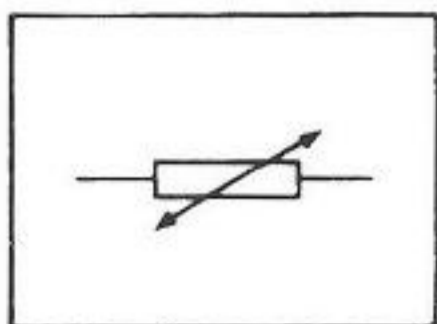
Tegn P, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en modstand med en pil ud fra midten.

**VDR-MODSTAND**

Tegn R, med efterfølgende nummerangivelse. VDR står for *Voltage Dependent Resistor*, hvilket på dansk betyder spændingsafhængig modstand. Man tegner en VDR-modstand som en almindelig modstand, hvor den ene skrå halvdel er fyldt ud.

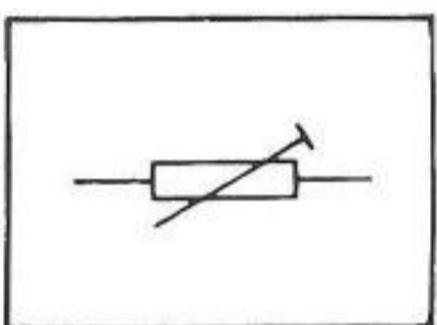
**LDR-MODSTAND**

Tegn R, med efterfølgende nummerangivelse. LDR står for *Light Dependent Resistor*, hvilket på dansk betyder lysafhængig modstand. En LDR tegnes som en modstandskasse med en pil i hver ende.



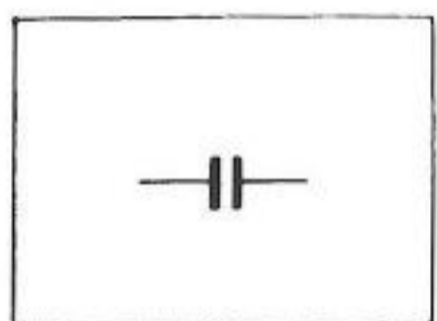
NTC/PTC-MODSTAND

Tegn R, med efterfølgende nummerangivelse. NTC og PTC står for henholdsvis negativ og positiv temperaturkoefficient. Det er modstande, der altså er temperaturafhængige. En NTC/PTC modstand tegnes som en almindelig modstandskasse med en dobbelt skråpil, og angives med enten P eller N. Hvis denne angivelse mangler, er der næsten altid tale om en NTC-modstand.



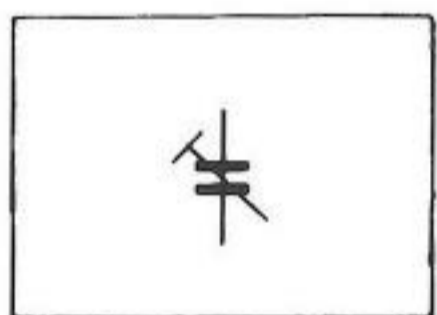
TRIMMEPOTENTIOMETER

Tegn R, med efterfølgende nummerangivelse. Et trimmepotentiometer tegnes som en almindelig modstandskasse med skrå *trimmestreg*.



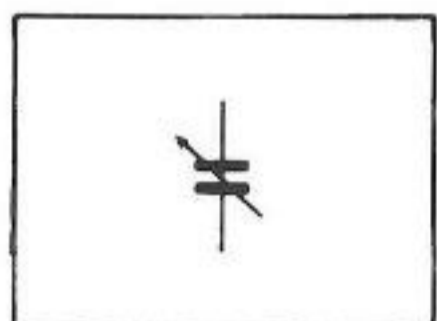
KONDENSATOR

Tegn C, med efterfølgende nummerangivelse. En kondensator tegnes som 2 tykkere sorte adskilte plader, vinkelret på tilledningen. Kondensatorer af følgende typer benytter denne signatur: Keramiske, polyester, olie, papir, rulle, pin-up og metalpapirkondensatorer.



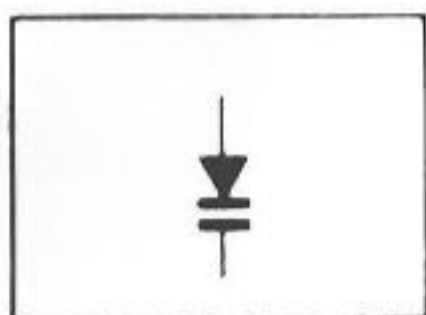
TRIMMEKONDENSATOR

Tegn C, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en almindelig kondensator med gennemgående skrå *trimmestreg*.



DREJEKONDENSATOR

Tegn C, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en almindelig kondensator med gennemgående pil.



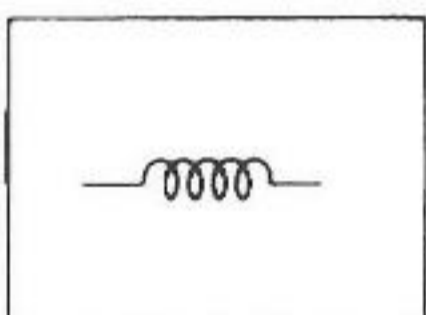
KAPACITETSDIODE

Tegn D, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en kombination af en kondensator og en diode. Hører egentlig ind under halvlederkomponenter, men benyttes kun som en afstemningskondensator.



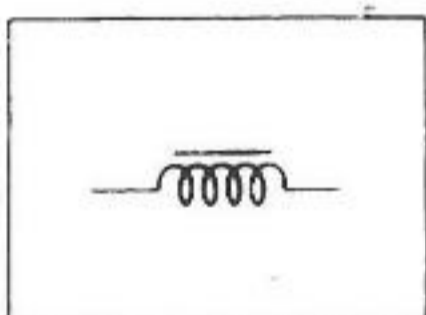
ELEKTROLYTKONDENSATOR el. TANTAL-KONDENSATOR

Tegn C, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en almindelig kondensator, hvor den ene plade ikke er fyldt ud. Denne plade angiver plus. Ingen af de andre kondensatorer er polariserede.



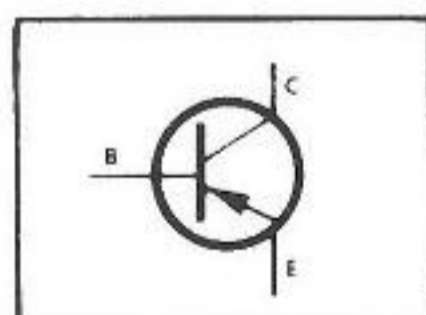
LUFTSPOLE

Tegn L, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som et antal vindinger.



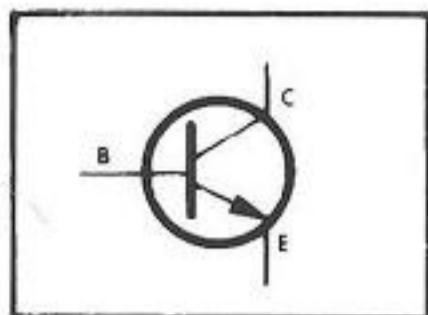
SPOLE med JERNKÆRNE

Tegn L, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en spole med en streg over den runde del af viklingerne. Hvis strengen er udformet som en *trimmestreg* med en lille vinkelret endestreg, er det en justerbar spole. Drejespoler findes almindeligvis ikke.



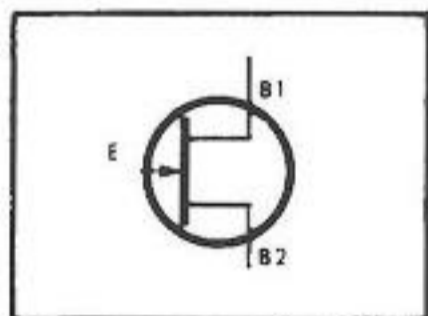
PNP-TRANSISTOREN

Tegn T, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som cirkel med lodret basisstreg og skrå indføringer af kollektor og emitter. Ved PNP transistoren der skal have minus til kollektor, går pilen ind i transistoren ved emitter.



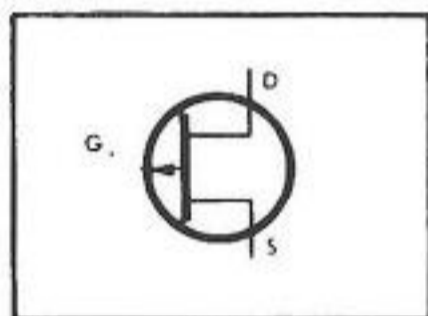
NPN-TRANSISTOREN

Tegn T, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som PNP-transistoren, blot med udadgående pil fra emitter. NPN-transistoren skal have plus til kollektor.



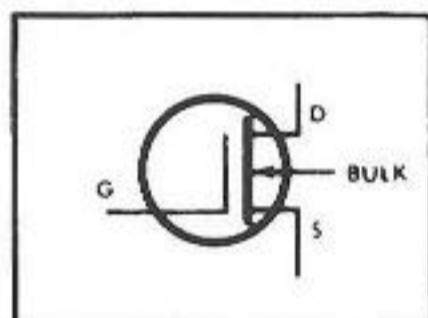
UNI-JUNKTION-TRANSISTOREN

Tegn T, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en almindelig transistor, hvor de to andre tilledninger går ud af transistoren vandret. Forbindelsen fremgår af diagrammet.



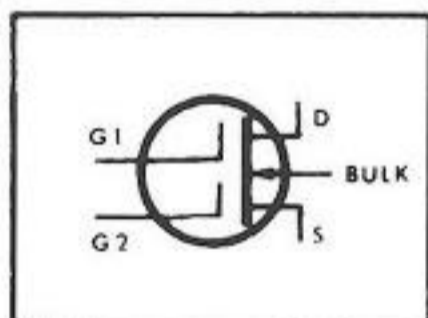
FIELD EFFEKT TRANSISTOREN

Tegn T, med efterfølgende nummerangivelse. En FET tegnes som en UJT, men E = emitter kaldes her gate.



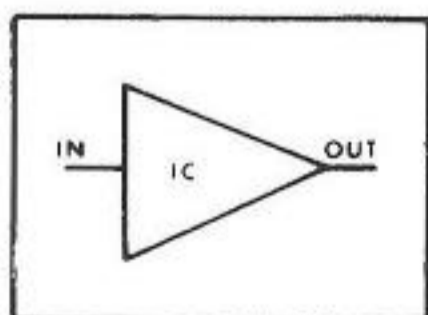
MOST

Tegn T, med efterfølgende nummerangivelse. En transistor med 3 "basisledninger", Drain, Bulk og Source. Indgangen hedder gate.



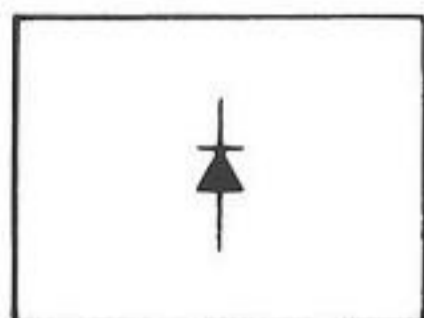
DUAL GATE MOST

Tegn T, med efterfølgende nummerangivelse. En transistor som MOST, blot med en gate mere. Denne transistor har egenskaber som en rørheptode, men transistorernes gode strømforsyningssegenskaber.



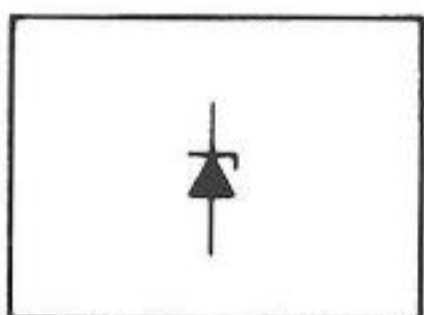
INTEGRERET KREDSLØB

Tegn IC, med efterfølgende nummerangivelse. Den trekantede pil angiver forstærkerretningen. Et integreret kredsløb kan indeholde mange tilledninger, ofte 14 stk. eller mere.



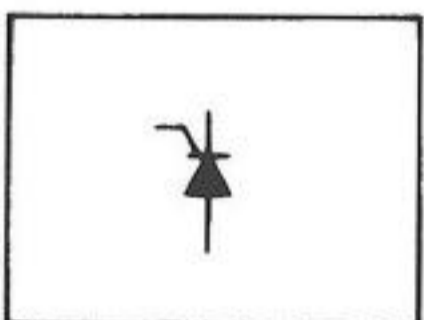
DIODE

Tegn D, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en pil på tilledningen med vinkelret spærrestreg. Strømmen løber positiv igennem i pilens retning.



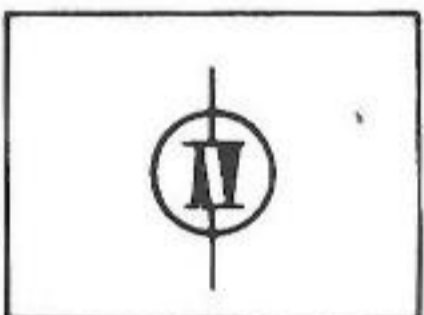
ZENERDIODE

Tegn D, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som dioden, men med en lille streg vinkelret på spærrestregen. Her skal plus til stregen!



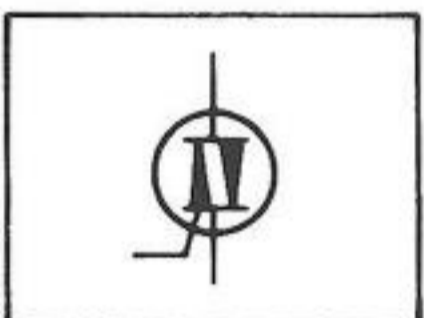
STYRET ENSRETTER, SCR

Tegn D, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en diode med en skrå streg ud fra spærrestregen. Den angiver styregaten.



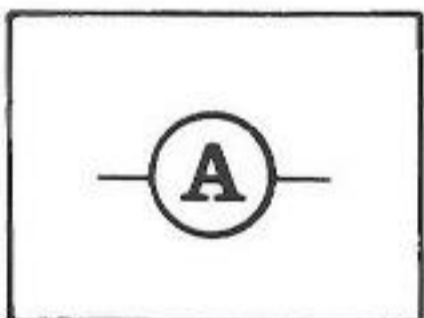
DIAC

Tegn D, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som 2 sammensatte modsat vendte dioder inde i en cirkel.



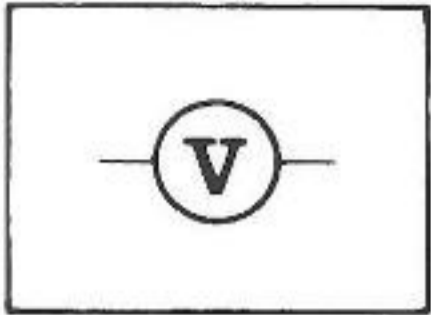
TRIAC

Tegn D, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en DIAC, men med styregate. Man ser ofte TRIAC's med indbyggede DIAC's.



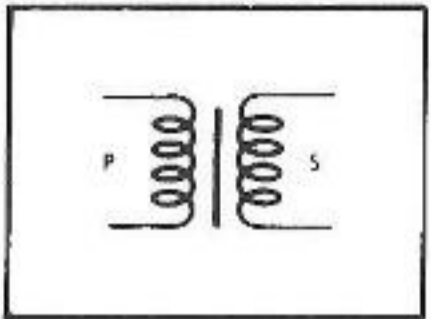
AMPEREMETER

Tegn M, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en ring indeholdende et A.



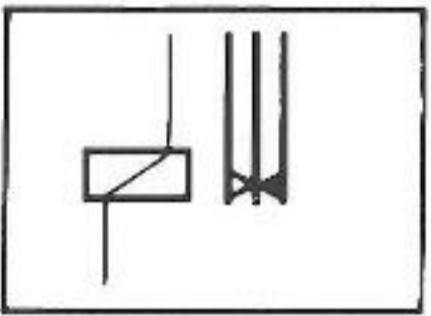
VOLTMETER

Tegn M, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en ring indeholdende et V.



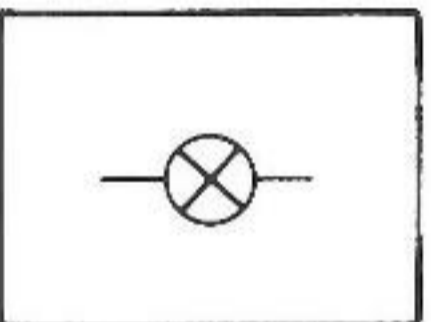
TRANSFORMATOR

Tegn TR eller NT, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som 2 sammensatte spoler, ofte med angivelse af spænding på primær og sekundær.



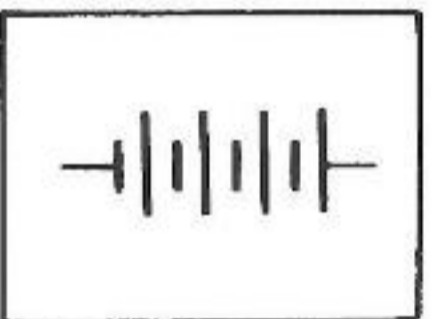
RELÆ

Tegn RE, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som rektangulær kasse med dobbelt tykkelse af en modstand. Kontakterne tegnes også. Kontaktforbindelsen tegnes altid med relæet i hvilestilling, og den etablerede forbindelse ses af den udfyldte pil, medens den uetablerede er den åbne pil.



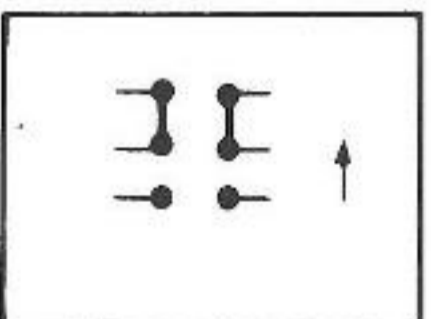
GLØDELAMPE

Tegn GL, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som cirkel med 45 grader skrånstillet kors.



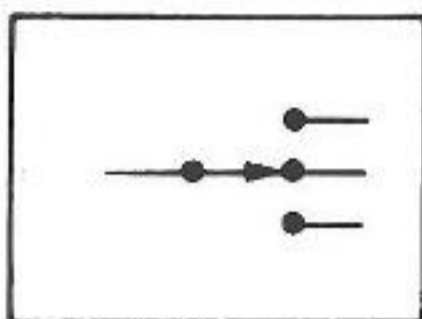
BATTERI

Tegn B, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som skiftende korte og lange streger vinkelret på ledningen. Den korte streg angiver plus, hvis intet andet er bemærket.



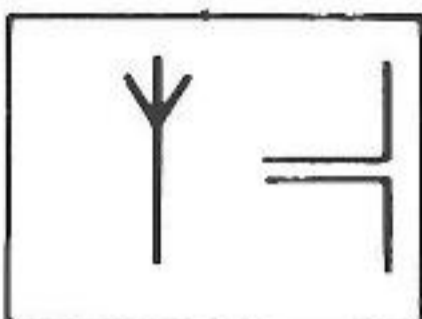
SKYDEOMSKIFTER

Tegn O, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som prikker med etablerede forbindelse i angiven stilling og tilledninger.



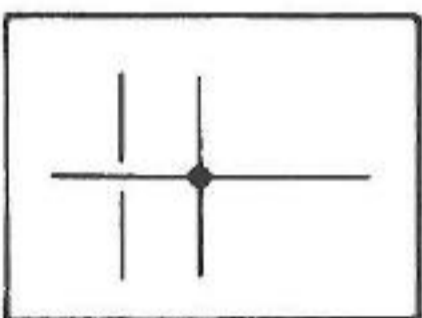
DREJEOMSKIFTER

Tegn O, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som prikker, hvor en pil angiver stillingen.



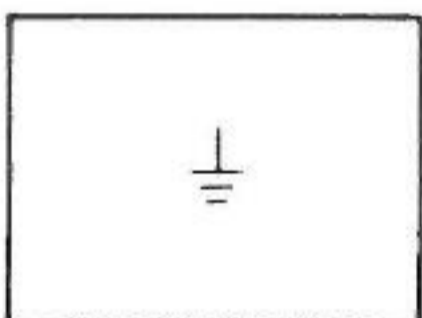
ANTENNER

Tegn ANT, med efterfølgende nummerangivelse. AM antennen tegnes som en lodret forbindelsesstreg med en "kost" i enden. FM antennen, eller dipolen tegnes som 2 tykke streger med tilledninger.



LEDNING

Ledningsforbindelser etableres med streger. Hvis ledningerne ikke er forbundet, men blot krydser hinanden, "afbrydes" den ene ledning. Hvis der skal etableres en forbindelse må vi forsyne forbindelsen med en passende prik.



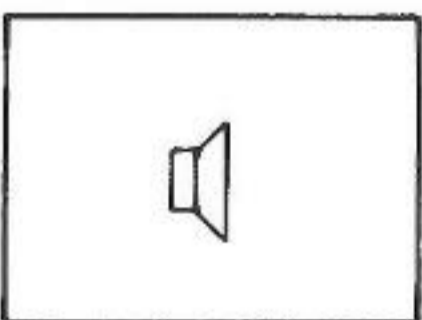
JORDFORBINDELSE

Lodret streg med 3 vinkelrette vandrette streger af aftagende størrelse. Tegn J.



STELFORBINDELSE

Lodret streg med en vinkelret tykkere streg. Tegn STEL.



HØJTTALER

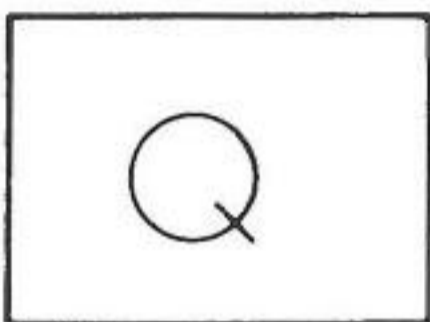
Tegn HT, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som konisk kasse, påsat enkelt rektangulær kasse.

**HØRETELEFON**

Tegnes som en høretelefon.

**MIKROFON**

Tegn M, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som cirkel med tangerende lodret streg.

**PICK-UP**

Tegn PU, med efterfølgende nummerangivelse. Tegnes som en cirkel med en vinkelret brydende streg.

dB — EN PRAKTISK REGNESTØRRELSE

En forstærker er normalt indrettet til at forstærke et signal op fra een bestemt styrke til en ny og kraftigere. Det gælder uanset om man taler om lavfrekvens- eller højfrekvensspændinger, -strømme og -effekter.

Enklest ville det være at udtrykke forstærkningen i et antal gange uden yderligere bemærkninger, men af to årsager benytter man gerne deci Bell (Efter den skotsk-amerikanske døvstummelærer og opfinder af telefonen, Alexander Graham Bell - 1847-1922).

For det første kan en forstærkning i et antal gange ofte være et ciffer med mange nuller og for det andet er det umiddelbare lytteudtryk ikke proportionalt med forstærkningen. En forøgelse i forstærkningen på 1.000 gange lyder ikke 1.000 gange kraftigere.

Bell fandt på at udtrykke styrkeforøgelsen eller dæmpningen efter en eksponential kurve med et ganske specielt forløb. Kurven er et multiplum af 10-tal LOGARITMEN og et fast ciffer. Det gør det nemmere at sammenligne to størrelser eller at finde forstærkningen i flere trin. Regner man med logaritmer behøver man kun at lægge sammen, mens man med de rene tal må gange. Det er altså rigtigere og nemmere at benytte størrelsen Bell. Da een Bell er en stor størrelse, har man valgt udgangspunktet deci-Bell, dB. Der skal altså 10 små deci-Bell'er til een Bell.

FORSTÆRKNING

En forstærkning er forholdet mellem et udgangssignal og et indgangssignal, og dette signal kan være en spænding, en strøm eller en effekt.

Da strøm og effekt hænger nøje sammen, effekten er multiplummet af spænding og strøm, er det nu praktisk at opstille et sæt simple ligninger til forklaring og beregning:

A: For spændingsforstærkning gælder $A_u = \frac{U_{ud}}{U_{ind}}$ gange

B: For strømforstærkning gælder $A_i = \frac{I_{ud}}{I_{ind}}$ gange

C: For effekt gælder $A_p = \frac{P_{ud}}{P_{ind}}$ gange

Ved effektforstærkning må man stadig huske på at strøm gange spænding er lig effekt.

Det medfører at forholdet bliver POTIENTIELT større.

DECIBELL - dB

I moderne elektronik benyttes størrelsesforholdet dB, men også når et signal DÆMPES, kan dæmpningen udtrykkes i et antal dB. Man siger dog sjældent at dæmpningen er $-X$ dB, men blot at signalet er DÆMPET X dB.

Inden for teleteknik benytter man størrelsen NEPPER (N), som er baseret på den naturlige logaritme i stedet for på 10-tals logaritmen.

I elektronik benyttes den 10 gange mindre grundenhed af størrelsen Bell, decibell (dB). Bemærk at betegnelsen ikke i sig selv er en fysisk enhed som VOLT, AMPERE, OHM og WATT. Nogen gange hører man i omtale af mixerforstærkere at udgangsspændingen er 0 dB, eller at en senders harmoniske udstråling er X dBm »nede».

Det er fordi man forudsætter at 0 dB niveauet fra mixeren er NORMERET til 0 dB ved 775 mV eff. udgangsspænding, og at senderen udstråler harmonisk signal, som er X dB under 0 dBm. Det lille indeks »m» angiver at 0 dB ligger ved 1 milliwatt (1 mW). Andre former for indeks kan også forekomme.

Med følgende ligninger kan vi nu beregne forstærkningsforholdet i dB for spænding, strøm og effekt:

$$A: \text{ Spænding dB} = 20 \log \frac{U_{ud}}{U_{ind}}$$

$$B: \text{ Strøm dB} = 20 \log \frac{I_{ud}}{I_{ind}}$$

$$C: \text{ Effekt dB} = 10 \log \frac{P_{ud}}{P_{ind}} \quad \text{- hvor der i denne formel er taget højde for at strøm} \cdot \text{spænding} = \text{effekt}$$

Hvis man regner i spændings- eller strøm dB, kan man umiddelbart lægge to dB angivne forstærkninger sammen, og når man regner effekt dB må man gange tallene.

Med de små billige matematiske lommeregnere er det i dag ikke noget problem at omregne en forstærkning til et antal dB eller omvendt, hvor det tidligere var lidt besværligere, fordi man skulle have fat i en LOGARITMETABEL.

NOGLE FASTE dB STØRRELSER

Det er altid rart at have et familiært forhold til elektriske talstørrelser. Følgende dB angivelser er til at huske og en god hjælp ved hurtige skøn:

A: For strøm og spænding,

dB	forstærkning	forklaring
0 dB	1 gang	vort udgangspunkt efter valg
1 dB	1,1 gange	meget lille forskel
3 dB	1,4 gange	næsten 1/2 gang større signal
6 dB	2 gange	nøjagtig fordobling
10 dB	3,16 gange	fixeret max. skalaudslag for AC måleinstrumenter med både dB og spændingsangivelse i 10 dB spring.
20 dB	10 gange	fixeret max. skalaudslag for AC måleinstrumenter med både dB og spændingsangivelse i 20 dB spring.

B. For effekt,

dB	forstærkning	forklaring
0 dB	1 gang	vort udgangspunkt efter valg, eventuelt med indeks m, a el. lign.
3 dB	2 gange	en fordobling af effekten, da både spænding og strøm er 1,4 gange større. Denne forskel er lige netop hørbar - ikke mere, selv om det betyder en udgangseffekt stigning fra f.eks. 50 til 100 watt!
6 dB	4 gange	en 4 dobling af effekten
10 dB	10 gange	en 10 dobling af effekten
20 dB	100 gange	en 100 dobling af effekten

I tilslutning til A og B er det yderst vigtigt at bemærke at strøm og spændings dB'er (som ved følsomhed og signal/støjmåling) 10-dobles for hver 20 dB (A), og at effekt dB'er (i forbindelse med sendertrin og lavfrekvens udgangsforstærkere) 10-dobles for hver 10 dB (B).

DÆMPNING I dB

Når man vil angive en dæmpning i et filter eller et dæmpningsled i dB'er, benytter man den reciprokke værdi for forholdet, - man vender brøken i forholdstallene.

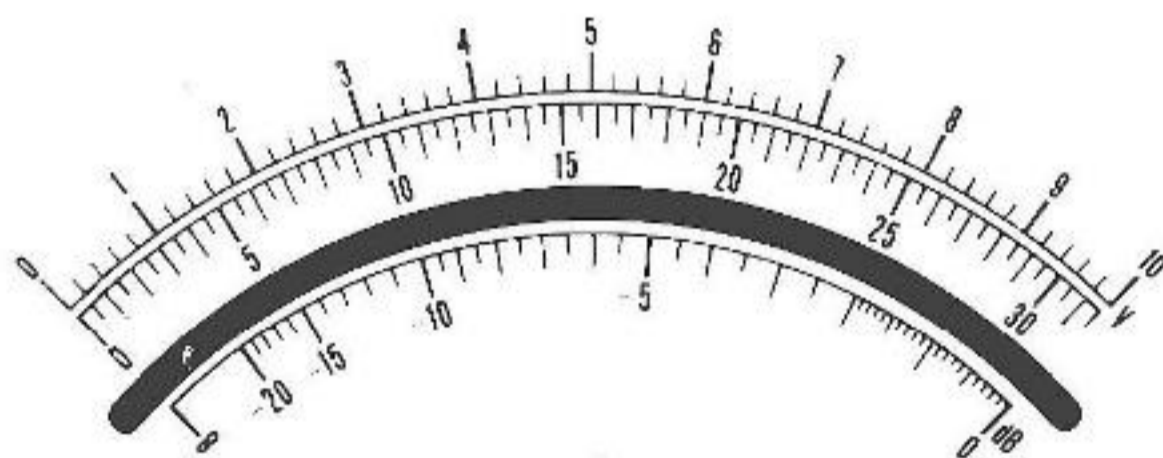
Hvis et signal af styrken 1 dæmpes til 0,5, halveres styrken. Udtrykt i tal:

$$\text{gange dæmpning} = \frac{1}{0,5} = 2,$$

og hvis der er tale om spænding eller strøm dB, bliver tallene 6 dB, - se tabel A i foregående afsnit.

For at sikre at læseren ved at der er tale om en dæmpning, sættes et minus-tegn foran. Den helt korrekte angivelse bliver da - 6 dB.

fig. T4.1.



AFLÆSNING AF dB PÅ VISERINSTRUMENTER

I stedet for at regne om fra forstærkning til dB, vil man i praksis i langt de fleste tilfælde aflæse et måleinstrument. Næsten alle måleinstrumenter er forsynet med en skala, som både har opmærkning for spænding og dB. Der findes også enkelte digitale måleinstrumenter, som kan omstilles mellem disse to størrelser.

På fig. T4. 1, ses en skala, som den benyttes i et decideret AC-voltmeter. Instrumentet har fuldt udslag for 30 V, 10 V og 0 dB.

Et sådant AC-voltmeter er samtidig forsynet med en omkiftercentral til indstilling af følsomheden.

Man kan have følgende stillinger for maksimalt udslag i lavfrekvensapparater: 3 mV - 10 mV - 30 mV - 100 mV - 300 mV - 1 V - 3 V og 10 V.

0 dB UDSLAG OG INDSTILLING AF FØLSOMHED

Det fulde udslag på 0 dB står ud for enten 10 eller 3,16 og er afhængig af målereferencen.

EKSEMPEL: En forstærker sender 3,16 Volt ud med et signal fra en tonegenerator på indgangen. 0 dB punktet ligger altså på 3,16 Volt. Hvis tonegeneratoren slukkes og indgangen på forstærkeren kortsluttes, drejer man omkifteren (attenuatoren) ned i det følsommeste område, hvor man får et udslag, der kan aflæses.

Vi tænker os nu at attenuatoren springer med 10 dB ned 4 gange (det er 40 dB) og at visningen er - 6 dB. Restsignalet er da - 46 dB, og man siger, at den målte forstærkers signal/støjforhold er på 46 dB.

Det kunne lige så godt have været et udgangssignal på f.eks. - 3 dB i 10 Volt området, der havde været udgangspunktet. Man skulle da have drejet attenuatoren ned på et passende udslag, som i ovenstående eksempel, og hvis støjsignalet nu er - 9 dB 5 trin nede, får man signal/støjforholdet:

$$5 \times 10 \text{ dB} + 9 \text{ dB} \div 3 \text{ dB} = 56 \text{ dB}$$

Man kan naturligvis også først måle støjen og så sætte signal på forstærkeren, men man drejer da attenuatoren op til det ønskede signal. Med samme udgangspunkter bliver resultatet det samme.

Universalmåleinstrumenter er næsten altid forsynet med en dB skala, som kan benyttes på samme måde som AC-voltmeteret, men da universalinstrumenterne sjældent er udstyret med forstærkertrin (det kræver ekstra batteriforsyning) ligger den laveste følsomhed på 0,25 V til 1 V.

Da universalinstrumenter i denne klasse samtidig har et særdeles begrænset frekvensområde (til 1.000 Hz, hvis intet andet er bemærket i datalisten for instrumentet), må det anvendes med fornuft eller i forbindelse med en måleforstærker og en signalensretter.

Målepunktet 0 dB på billige universalinstrumenter er ofte placeret 2/3 oppe på skalaen, således at man kan aflæse dB værdier fra +3 dB til ÷20 dB.

Feed back G 1

1. A. Nej, De har sikkert ment det rigtige, men jeg sagde netop *atomkernen*, ikke *atomet*.
B. Ja, men den indeholder også neutroner. Det vidste De sikkert også godt. Prøv nu kræfter med opgave 2.
C. Dette må betragtes som den helt rigtige mulighed. Atomkernen indeholder nemlig to ting, både protoner og neutroner. Fortsæt med opgave 2.
2. A. Helt rigtigt. Strømmen går fra elektronoverskud – til underskud +. Gå videre med næste tekst, eller sidste opgave i G2, hvis De føler Dem sikker.
B. Nej, elektronerne går fra overskud – til underskud +. Fortsæt med teksten i G2.

Feed back G 2

1. A. Fuldstændig rigtigt besvaret. Faste elektroner kan ikke bevæge sig, men løse elektroner eller huller kan. Fortsæt med opgave 2.
B. Det er ikke selve urenheden, der bevæger sig. I rent silicium er der nemlig en deling mellem atomernes elektroner. I alt har atomerne 8 elektroner i yderste skal, hvilket giver en meget fast binding. Urenhederne giver plads til elektroner eller har besatte elektronpladser i overskud.

2. A. Det er ikke rigtigt — ikke alment. I P-materialet er der huller, det vil sige manglende elektroner. En elektron, der har vandret rundt i et stykke tid vil forene sig med et hul og "forsvinde" som løs elektron. De kan nu godt gå videre i teksten G3. Vi vil senere vende tilbage til ovenstående emne.
- B. Det er rigtigt. Elektronerne kan vandre et stykke tid, før de finder et hul, men når de så møder et hul, vil de falde i, og vor elektron er ikke mere løs. Læs nu videre om strøm og spænding. Vi vil senere vende tilbage til emnet halvledere.
- C. Nej, der er plads nok. Mellem atomerne er der mange tomrum, huller, som elektronerne kan falde i. Når en elektron falder i et sådant hul, ophører den med at eksistere som fri elektron. Gå videre med næste afsnit om strøm og spænding.

Feed back G3

1. A. Nej, 10^{19} er ikke det samme som 10^{18} . Det er 10 gange så meget. 6×10^{19} er 10 gange så meget som 6×10^{18} , og strømmen er dermed 10 amp. Prøv nu opgave 2.
- B. De har vist forsøgt at huske tallet. 1 A er 6×10^{18} elektroner pr. sekund. Imidlertid er 6×10^{19} , 10 gange så meget. Ved 6×10^{18} er strømmen 1 A. Da må den være 10 A ved 6×10^{19} elektroner pr. sekund. Fortsæt med opg. 2.
- C. Det er rigtigt. Hvis De føler Dem hjemme i nomenklaturen, dvs læren om omsætning mellem potenser og bogstaver, så spring frem til opgave 3 eller gå igang med opg. 2.
2. A. Udgangspunktet er $1 \text{ A} = 6 \times 10^{18}$ elektroner pr. sekund. 6×10^{15} har 3 nuller mindre end 10^{18} . Vi har altså en strøm, der er 1000 gange mindre end 1 A. Strømmen er således 6×10^{15} lig med 1 mA. Fortsæt med opg. 3.

- B. Det er rigtigt. Det med potenser er da ikke så svært, vel. Prøv nu opg. 3.
- C. Det var ikke så godt. Når 6×10^{18} er lig med 1 A, må 6×10^{15} være lig med et ettal, med et rigtigt anbragt komma. Da 6×10^{15} er 1000 gange mindre, må den strøm, som tallet svarer til, være 1000 gange mindre end 1 A, nemlig 1 mA. Er De helt med på, hvad vi mener, kan De gå videre med opgave 3, ellers prøv kræfter på afsnittet om potenser, T1.
3. A. Strømmen går fra en højere spænding til en mindre. Fra 10 volt går den til 0, og derfra videre til -7 volt. Elektronerne, der går den anden vej, vandrer altså fra -7 til $+10$ volt. Gå videre med opg. 4.
- B. Rigtigt, spændingen falder i rækkefølgen $10-0-7$ volt, og strømmen går fra 10 til -7 volt. Vi spurgte om elektronernes bevægelsesretning, der er den modsatte. De svarede derfor rigtigt, nemlig elektronstrøm fra -7 til $+10$ V. Løs nu opgave 4.
- C. Hvis elektronerne alle strømmede væk fra nul, ville der opstå en positiv spænding, hvilket er en modstrid. Strømmens retning er altid fra højere til lavere spænding, nemlig fra $+10$ volt til -7 volt. Vi spurgte imidlertid om elektronernes retning, der er den modsatte af strømmen. Dvs. vi får en elektronstrøm fra -7 til $+10$ volt. Prøv nu opg. 4.
- D. Strømmen går fra 10 volt til -7 volt. Elektronstrømmen går dog den anden vej, altså fra -7 til $+10$ volt. Gå videre med opg. 4.
4. A. 3×450 volt er 1350 volt. For at få det i kV, dividerer vi med 1000 og får 1,35 kV. Resultatet er altså korrekt, fortsæt med opgave 5.
- B. Forbinder man batterier i serie, får man en spænding, der er summen af hvert enkelt batteris spænding. Det samme gælder her. Den samlede spænding er altså 3×450 volt = 1350 volt. Deres cifre var altså gale. Derimod ser det ud til, at Deres komma var sat rigtigt. 1000 volt er netop 1 kV, hvilket giver 1,35 kV hvis

spændingen findes til 1350 volt. Gå videre med opg. 5.

- C. De har fundet det rigtige tal, men har lavet en kommafejl. 3×450 volt er 1350 volt. 1000 volt er lig med 1 kV, hvorfor 1350 volt er lig 1,35 kV. Prøv opgave 5.
- D. De har lavet 450 V direkte om til kV. Ved serieforbindelsen af spændingerne, skal hver enkelt spænding adderes. Vi får 1350 volt, eller 1,35 kV. Begynd på den næste opgave.
5. A. De har lavet noget forkert. Måske har De glemt, at de to serieforbundne batterier, der kan levere 100 mA, tilsammen leverer 200 mA. Det giver sammen med endnu et serieforbundet batteri en samlet strømlevering på 2200 mA, eller 2,2 A. Gå videre med afsnittet om kondensatoren, G4.
- B. Måske har De bare gættet. Ved en parallelforbindelse skal strømmene lægges sammen. $2000 \text{ mA} + 100 \text{ mA} + 100 \text{ mA} = 2200 \text{ mA}$, eller 2,2 A. Gå videre med afsnittet om kondensatoren, G4.
- C. De er kommet frem til det rigtige resultat. Hvis De har lyst, kan De prøve at løse sidste opgave i næste afsnit. Ellers start med teksten.
- D. Ved en parallelforbindelse af batterier får vi mulighed for at trække mere strøm. Den samlede strøm, som vi kan aftage, er summen af hver enkelt batteris strøm: $2000 \text{ mA} + 100 \text{ mA} + 100 \text{ mA} = 2200 \text{ mA}$, eller 2,2 A. Fortsæt nu med næste afsnit.

Feed-back G4

1. A. Afstanden til alle omliggende ting er stor, og en nøgle er sædvanligvis lille. Begge dele giver en lille kapacitet. Før De går videre med næste afsnit, skulle De prøve at læse de 4 sidste linier af teksten.
- B. Det er rigtigt. Både størrelse, afstand og luft som isolationsmateriale antyder en lille kapacitet. Fortsæt med G5.

- C. Hverken størrelse eller afstand bør få os til at tro, at der er tale om en stor kapacitet. Gå videre med afsnittet om kondensatorforbindelse, G5.

Feed back G5

1. A. Ja — helt korrekt. Fortsæt med opgave 3.
- B. Nej, svaret er forkert. Måske har De regnet som ved serieforbindelser. Når kondensatorer parallelforbindes adderes kapaciteterne. $0,5 \mu\text{F} + 0,5 \mu\text{F} = 1 \mu\text{F}$. Fortsæt med opgave 2.
- C. Det var helt forkert — man får ikke 10 gange så stor kapacitet ved parallelforbindelse, men de enkelte kapaciteter adderes: $0,5 \mu\text{F} + 0,5 \mu\text{F} = 1 \mu\text{F}$. Fortsæt med opgave 2.

2. A. Nej, når man parallelforbinder kondensatorer adderes de enkelte værdier. Når man serieforbinder benyttes:

$$\frac{1}{C_{333}} = \frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \dots\dots\dots$$

Da den resulterende kapacitet skal være 333 pF får man:

$$\frac{1}{333} = \frac{1}{3C}$$

derfor er $C = 1 \text{ nF}$, og man benytter 3 stk. Fortsæt med opg. 3.

- B. Ja, helt rigtigt. Fortsæt med opg. 3.
- C. Nej, forkert. Se besvarelse A, før De regner opgave 3.
3. A. De må have læst forkert på farvekoden. Har De læst afsnittet om farvekodning? Kondensatorerne har værdierne: $1 - 0 - 10^3 = 10.000 \text{ pF} = 10 \text{ nF}$. En parallelforbindelse af kondensatorerne giver summen 20 nF. De har regnet det som en serieforbindelse. Prøv opgave 4.

- B. Metoden, som De har brugt, er rigtig, men De er begyndt med en forkert kondensatorværdi. Orange er $\times 1000$, og brun - sort 10. Kondensatoren bliver 10.000 pF eller 10 nF. Parallelforbindelsen giver 20 nF. Fortsæt med næste opgave.
- C. De har fundet det helt rigtige resultat. Gå blot videre med opgave 4.
- D. De har regnet som ved en serieforbindelse, men har fundet den rette størrelse af hver enkelt kondensator. Ved en parallelforbindelse af kondensatorer skal man addere for at få den samlede kapacitet. Vi får 20 nF. Gå videre med opgave 4.
4. A. De har måske gættet på værdien af hver kondensator. Den har De fundet rigtigt, men serieforbindelsen giver en kondensator, der er mindre end hver af de benyttede. Hvis vi benytter formlen for en serieforbindelse, får vi en kapacitet på $0,5 \text{ nF} = 500 \text{ pF}$. Læs videre i næste tekst, der fortæller om forskellige kondensatortyper.
- B. Fuldstændigt rigtigt, læs videre om forskellige kondensatorer, G6.
- C. De har fået en forkert kondensatorværdi, eller De har taget fejl af pF eller nF. Resultatet er 500 pF. De kan roligt gå videre med afsnittet om forskellige kondensatorer, G6.
- D. De har måske troet, at det var en parallelforbindelse. Serieforbindelsen af 3 ens kondensatorer, giver en samlet kondensatorværdi på $1/3$ af den enkelte, 500 pF. Læs nu om kondensatortyper, G6.

Fed-back G6

1. A. Det er ikke rigtigt. Volt er enheden for spænding, medens enheden for kondensatorer er FARAD. Har De læst afsnittet om kondensatorer grundigt igennem? Ellers læs det, før De går videre med opgave 2. Se nomenklatur, T1 side 187.

- B. m er, når det står alene, betegnelsen for 1:1000. I gamle dage havde man en måleenhed for kondensatorer, der hed cm. 1 cm svarede omtrent til 1 pF. Enheden for kondensatorer er FARAD. Gå nu videre med næste opgave. Se nomenklatur, T1 side 187.
- C. Det er helt rigtigt. Gå videre med næste opgave.
- D. Ampere er enheden for strøm. Enheden for kapacitet er FARAD. Har De læst hele afsnittet om kondensatortyper og kondensatorer G4? Fortsæt blot med opgave 2. Se nomenklatur, T1 side 187.
2. A. Det er svært. Først laves 30.000 pF om til 30 nF. Parallelforbindelsen giver summen af begge kondensatorer. Det er 32 nF. Allerede her kan De se, at De har til forskel. Prøv nu opgave 3. Se nomenklatur, T1 side 187.
- B. De skal ikke dividere med 2, når De har lagt kapaciteterne sammen. Resultatet er 32.000 pF, eller 32 nF, hvilket igen er 0,032 uF. Løs nu opgave 3. Se nomenklatur, T1 side 187.
- C. 1,9 nF er den kapacitet, vi får ved en serieforbindelse. Ved en parallelforbindelse skal de enkelte kapaciteter blot adderes. Facit bliver 0,032 uF. Gå videre til næste opgave. Se nomenklatur, T1 side 187.
- D. De er kommet til at bytte om på tallene. Resultatet bliver 32 nF. 30.000 pF er lig med 30 nF. Derefter lægges de 2 nF til, og vi får 32 nF, eller 0,032 uF. Prøv nu kræfter med næste opgave. Se nomenklatur, T1 side 187.
3. A. Måske har vi ikke forklaret opbygningen af en kondensator grundigt nok. Den er beskrevet i punkt 3. Der skal være 2 lag metalfolie og 2 lag isolation. Det giver ialt 4 lag. Hvis metallet er pådampet isolationen, er der kun 2 lag, når vi skiller kondensatoren ad. Lagene er udformet som lange bånd, der er rullet sammen i en blok. Fortsæt nu med opgave 4.

- B. Hvis metallet er pådampet isolationen har De ret, men i mange tilfælde ligger metalfolien for sig selv, og der er da 4 lag. Fortsæt med opgave 4.
- C. De har regnet med, at metalfolien var for sig. Så er der 4 lag. Hvis metallet er pådampet isolationen, er der kun 2 lag, vi kan skille ad. Fortsæt med opgave 4.
- D. 8 lag er nok lidt voldsomt. Måske har De regnet med, at der skal isolation på begge sider af metalfolien, og 2 lag uden om, men det er ikke rigtigt. En kondensator består af 4 lag, vekslende metalfolie og isolation. Nogle kondensatorer har pådampet metallag på isolationen. Så er der kun 2 lag, vi kan skille ad. Prøv nu opgave 4.
4. A. Det er ikke så godt. De må hellere prøve at læse afsnittet om farvekodning, før De fortsætter med opgave 5.
- B. Det er rimeligt. Hvis De synes, kan De fortsætte med opgave 5, eller først læse afsnittet om farvekodning, T2. Farvekodningen skal De nu nok lære efterhånden, når De går i gang med AE-konstruktionerne.
- C. Udmærket, tag fat på opgave 5. De farvekoder kunne De jo i forvejen.
5. A. Det er rigtigt, at de er dyre, hvilket er en god grund til at undgå dem. Derudover er de ret store, hvilket også er ubelejligt. Oliekondensatoren er beregnet til store spændinger, hvorfor den sjældent ses under 10000 volt. Gå videre til opgave 6.
- B. Størrelsen spiller en stor rolle. Vi har fået andre kondensatorer, der er langt billigere. Oliekondensatorens evne til at kunne tåle høje spændinger, har man sjældent brug for i elektroniken.
- C. At olie-kondensatoren tåler høje spændinger, er ingen hindring for at benytte dem, men vi kan få mindre og billigere kondensatorer, der dog kan tåle de allerfleste spændinger, vi kommer ud for i elektroniken. Fortsæt med opgave 6.

- D. Det er heldigvis ikke tilfældet. Oliekondensatorer er ret store og dyre. Derfor undgår vi dem helst, hvis vi da ikke skal bruge kondensatoren til meget høje spændinger. Gå videre med opgave 6.
6. A. De har regnet som ved en serieforbindelse, men De har fundet den rette værdi for den faste kondensator. Ved parallelforbindelser skal vi addere kapaciteten og får så 123–150 pF. Fortsæt med opgave 7.
- B. De har fundet en forkert værdi for den faste kondensator, men har ellers regnet rigtigt. Kondensatoren er ikke på 210 pF, men på 120 pF, hvorfor vi ved parallelforbindelsen får en kapacitet på 123 til 150 pF. Gå videre med opgave 7.
- C. Det er helt rigtigt, gå videre med næste opgave.
7. A. Den sorte del af kondensatoren er minus, medens den anden del er plus. Den er altså vendt forkert. Gå videre med næste afsnit om elektromagnetisme, G7.
- B. Den er vendt rigtigt. Den sorte firkant skal til minus og den hvide til plus. Fortsæt med næste afsnit, der omhandler elektromagnetisme, G7.

Feed-back G7

1. A. Det er forkert. Der induceres kun strøm, når magneten bevæger sig. Når den står stille, sker der intet. Prøv opgave 2.
- B. Rigtigt besvaret. Magneten skal bevæges for at frembringe elektricitet. Fortsæt med næste opgave.
2. A. Det er næppe sandsynligt. Det er en mulighed, men kun ved ekstremt store spoler. Der induceres kun modelektromotorisk kraft, så længe feltet ændres ved en ydre strømændring. Strømmen vil hele tiden søge mod nul, men spolen sørger for, at enhver strømvariation modvirkes. Der indstiller sig en ligevægt, hvor strømvariationerne lige netop er store nok til at holde

den øjeblikkelige strøm. Når strømmen går mod nul, går lampen ud. Hvis spolen er uendelig stor, vil lampen være tændt uendelig længe. Fortsæt med opg. 3.

- B. Magnetfeltet i sig selv holder ikke lyset ved lige i lampen. Et varierende magnetfelt kan gøre det. Når magnetfeltet er udtømt, slukker lampen. Fortsæt med opg. 3.
- C. Ja — når strømmen når nul, varierer den ikke mere. Det skyldes spolens begrænsede størrelse. En uendelig stor spole vil holde lampen tændt i uendelig lang tid. Bliver spolen mindre, får vi samtidig en formindskelse af strømmen. Det er løsning D, der er den helt rigtige. Læs den før De går videre med opg. 3.
- D. Ja — det er spolen, der holder strømmen ved lige. I en lille spole falder strømmen hurtigt mod nul. I en stor spole tager det længere tid. Spolens begrænsede størrelse gør, at lampen efterhånden vil slukkes, selv med en meget stor spole. Fortsæt med næste opgave.
3. A. Ja — helt rigtigt. De ser, at spolen ved denne frekvens leder næsten lige så godt som en ledning. Gå videre med opgave 4.
- B. Nej, ikke helt. Den er gal med potensudregningen. Se besvarelse A før De går videre.
4. A. Ja — spolen yder en modstand på 6,28 ohm. Når frekvensen stiger, stiger modstanden (impedansen) proportionalt. Hvis frekvensen havde været 1 GHz (Giga, se II Nomenklatur) havde impedansen været 6,28 kohm. Fortsæt med G8.
- B. Nej, så stor modstand får en så lille spole ikke ved normale frekvenser. Se besvarelse A, før De går videre til afsnittet om Ohm's lov.

Feed-back G8

1. A. Det er for lidt Ohm's lov, $U = R \times I$ giver $U = 10 \text{ ohm} \times 0,1 \text{ A} = 1,0 \text{ V}$. Prøv opgave 2.

- B. Det er rigtigt. Gå videre med **opgave 2**.
- C. Vi skal finde spændingen ud fra Ohm's lov: $U = R \times I$,
 $U = 10 \text{ ohm} \times 0,1 \text{ A} = 1,0 \text{ V}$. Løs nu **opgave 2**.
2. A. Nej, der skal ikke ganges, men divideres. $U = R \times I$
 medfører $I = 0,1 \text{ ohm} = 100 \text{ Amp}$. Husk det ved
 løsning af opgave 3.
- B. Her er De gået temmelig galt i byen. Ohm's lov skal
 bruges: $U = R \times I$. Vi isolerer I, da vi søger strømmen:
 $I = 100 \text{ A}$. Fortsæt med opgave 3.
- C. Det er rigtigt. Prøv nu opgave 3.
3. A. De har regnet et nul galt, men ellers rigtigt. $10 \text{ uA} =$
 $10 \times 10^{-6} \text{ A}$, $47 \text{ kohm} = 47 \times 10^3 \text{ ohm}$. $U = R \times I =$
 $10 \times 10^{-6} \times 47 \times 10^3 \text{ V} = 470 \times 10^{-3} \text{ V} = 470 \text{ mV}$.
 $0,047 \text{ V}$ er lig 47 mV . Fortsæt med opg. 4.
- B. Det er fuldstændig rigtigt. De skal nu løse opgave 4.
- C. De har regnet galt i formlen. Spændingen fås af $U = R$
 $\times I = 10 \text{ uA} \times 47 \text{ kohm} = 470 \text{ mV}$. De har divideret
 modstanden op i strømmen. Se om De kan løse opga-
 ve 4.
4. A. Modstanden fås af $R = \frac{U}{I}$. De har fundet det helt rette
 svar. Hvis De i forvejen kender noget til forbindelser
 af modstande, kan De springe direkte til opgaverne
 efter næste afsnit. Ellers start med teksten.
- B. De har benyttet formlen forkert, og har divideret
 spændingen op i strømmen. Det skal være omvendt.
 $R = 1,2 \text{ kohm}$. Fortsæt med næste afsnit.
- C. Her er smuttet et nul. $1 \text{ op i } 1,2 = 1,2$, men $1 \text{ mA} =$
 10^{-3} A , så vi skal dividere med 10^{-3} eller gange
 med 10^3 . $R = 1200 \text{ ohm} = 1,2 \text{ kohm}$. Læs roligt
 videre i næste afsnit.
- D. Det er ikke godt. De skal bruge formlen: $R = \frac{U}{I}$. Se
 besvarelse C.

5. A. Ja, det er rigtigt. I gamle dage anvendtes næsten kun trådviklede modstande, men også besvarelse B er rigtig. Læs den før De går videre til næste opgave.
- B. Ja, det er rigtigt. Ved store effekter anvender man næsten altid trådviklede modstande som er indstøbt i glas. Gå roligt videre til næste opgave.
6. A. Nej — med en LDR-modstand måler man lys. Tryk måles med såkaldte STRAIN GAUGE's. Gå nu videre til det næste afsnit, der omhandler effekt.
- B. Nej, det er desværre ikke rigtigt. Temperatur måles med en NTC-modstand. En LDR-modstand kan måle lyset. Gå videre med afsnit G10, der omhandler effekt.
- C. Helt rigtigt. Gå videre med afsnittet G10, effekt, eller prøv kræfter med sidste opgave i næste tekst, der viser, om det er nødvendigt for Dem at læse afsnittet effekt.

Feed-back G9

1. A. De har troet, det var en parallelforbindelse. Ved en serieforbindelse skal modstandene blot adderes, så vi her får 17,6 kohm. Fortsæt med opgave 2.
- B. Det er rigtigt, men det var jo heller ikke svært, vel? Gå videre med opgave 2.
2. A. Helt rigtigt. Skynd Dem videre til opgave 3.
- B. De er stadig ved opgave 1 og har regnet med en serieforbindelse. Dette er en parallelforbindelse, og når der er to ens modstande i parallel, bliver den samlede modstand det halve, altså 50 ohm. Fortsæt til opgave 3.

3. A. De har regnet galt. Først og fremmest skal de to modstande parallelforbindes, og den samlede modstand bliver da 11 kohm. De kan have misforstået opgaven og udregnet strømmen i en enkelt modstand. Men det er ikke rigtigt. I henhold til opgave 2 i afsnit G8 findes strømmen ved $I = \frac{U}{R}$. Det rigtige resultat er da $I = 0,9 \text{ mA}$. Læg mærke til, at det er kohm! Fortsæt med opg. 4.
- B. Det er rigtigt. De kan gå videre til G10 om effekt, hvis De ikke er helt *tosset* efter opgave 4.
- C. De har regnet galt med potensen i Ohm's lov. $0,009 \text{ A} = 9 \text{ mA}$, og resultatet skal blive $0,9 \text{ mA}$. Men De har ellers gjort det godt. Gå videre med næste opgave.
4. A. Det var ikke en serieforbindelse, men en parallelforbindelse. Modstanden bliver da 600 ohm og ikke 2,5 kohm. Desuden har De regnet et nul galt, men det gør ikke så meget. Når modstanden er 600 ohm og spændingen 4,5 V, bliver strømmen 7,5 mA. Fortsæt med opgave 5.
- B. 1,8 mA ville have været rigtigt, hvis det havde været en serieforbindelse, men parallelforbindelsen giver en modstandsværdi på 600 ohm, og dermed fås en strøm på 7,5 mA. Fortsæt med opgave 5.
- C. Det har De gjort fint. Fortsæt med opgave 5.
5. A. De går frem på den måde at tværstrømmen vælges først. Den skal være 10 gange større end de $10 \text{ uA} = 100 \text{ }\mu\text{A} = 0,1 \text{ mA}$. For at få en spænding på 3 V skal strømmen passere en modstand på 30 kohm. Den findes ikke som standardværdi, så vi er nødt til at bruge 27 kohm eller 33 kohm. De har regnet fuldstændigt rigtigt, så fortsæt bare med opgave 6.
- B. De har glemt, at tværstrømmen skal være 10 gange den strøm, vi maksimalt kan trække i udgangen. Ellers har De regnet rigtigt, så modstandsværdierne skal divideres med 10 til 47 kohm og 33 kohm. Se nu på opgave 6.

6. A. De har tænkt Dem godt om og fundet det rigtige. $4 + 1 = 5$, og heraf tager vi *en* del. Prøv nu opgave 7.
- B. De er faldet i fælden. Når den ene modstand skal være 4 gange den anden, bliver hele spændingsdelerens modstand 5 gange. Spændingen bliver altså delt i forholdet 1:5, så resultatet bliver 2 V. Fortsæt med opgave 7.
7. A. Når indgangsmodstanden er 50 kohm, må vi have spændingsdelerens modstand 10 gange mindre, altså 5 kohm. Det er ingen standardværdi, så vi bruger 4,7 kohm. For at dele i forholdet 1:10 skal modstandenes forhold være 1:9. Teoretisk skal R1 altså være 42,3 kohm, men det er ikke en standardværdi. Vi må vælge mellem de to nærmeste, 39 kohm og 47 kohm, og vi har valgt 47 kohm. Læs videre i afsnit G10 om effekt.
- B. Det er det rigtige valg. Lagde De mærke til, at modstandene egentlig skulle have forholdet 1:9, men at standardværdierne tvinger os til det valg, vi har truffet? — Ellers ved De det nu. Læs videre i afsnit G10 om effekt.
- C. De har regnet fuldstændigt rigtigt, men vi har ikke 5 kohm modstande i standardværdierne. Vi er tvunget til at vælge 4,7 kohm, selv om vi så ikke får deling på 1:10 men 1:11. Læs afsnit G10.

Feed-back G10

1. A. Vi tror virkelig, at De har gjort noget for at løse opgaven, men desværre er der smuttet et nul. Prøv igen. Det rigtige resultat er 70 Watt! en pæn effekt ikke. Gå blot videre med afsnittet om vekselstrøm G11.
- B. Ja, det er helt rigtigt. Gå roligt videre med G11, vekselstrøm.

- C. Det er ikke helt rigtigt. Måske er det **galt** med potensregningen. U^2 er ikke lig med $15 + 15$, men 15×15 . Det er 225. Divideres med 3,3 får vi **ca. 70 W**. Gå nu videre med afsnittet om vekselstrøm, **G11**. Hvis De føler Dem usikker i potensregning, skulle De prøve at læse afsnittet **T1**. Det er ikke svært og begynder endog med lagkageregning!

Feed-back G11

1. A. Nej, det er direkte forkert. En ensretter forstærker ikke, den laver blot vekselspænding om til jævnspænding. Grunden til at spændingen bliver større er, at den tilsluttede kondensator lades op til vekselspændingens maximale værdi. Denne spidsværdi er $\sqrt{2}$ gange mere, derfor er spændingen større. Gå nu videre i teksten.
- B. Ja, det er helt rigtigt, måske kender De det i forvejen. Måske De skulle springe næste afsnit over, og prøve kræfter med opgaverne i stedet for at "tygge" noget, De måske allerede kender.

Feed-back G12

1. A. Nej, der har De vist taget fejl. Vi får et meget mindre omsætningsforhold mellem primær og sekundær. 10.000 vindinger til 500 giver en spændingsomsætning fra 20 til 1. Dvs. spændingen, der kommer ud af transformatoren, er 20 gange mindre end 220 volt, altså 11 volt. Efter ensretning og filtrering får vi en jævnspænding der er $\sqrt{2}$ gange større. $\sqrt{2}$ er 1,41 ganget med de 11 volt, ca. 15.5 volt. Gå videre med næste afsnit.
- B. Ja, det er helt rigtigt. De har forstået alt rigtigt, og kan udmærket fortsætte med det næste afsnit, der handler om kondensatorer og spoler i vekselstrømskredse.

- C. Nej, det er ikke helt rigtigt, men De er på det rigtige "spor". Transformatoren nedsætter ganske rigtigt de 220 volt til 11 volt, men ved ensretning og filtrering, også kaldet udglatning, får vi en spænding, der er $\sqrt{2}$ gange større. $\sqrt{2}$ er 1,41, som ganget med 11 volt giver ca. 15,5 volt. Fortsæt med næste afsnit, og husk altid for fremtiden at en vekselspænding, der ensrettes og udglattes, får en værdi på 1,41 gange større.

Feed-back G13

1. A. Ja, det er helt rigtigt. De behøver sikkert ikke mere træning i udregning af kondensatorværdier. Gå videre med næste afsnit, G14.
- B. Nej, ikke helt rigtigt. Tallet er dog rigtigt, men der mangler et nul. Måske De skulle læse tillægsafsnittet T1 om potenser etc. Gå videre med G14.
- C. Det er desværre ikke rigtigt. Hverken tal eller benævnelse er rigtig. Vi må nok hellere gennemgå udregningerne for Dem: Vi benytter formlen,

$$Z_c = \frac{1}{2\pi \times f \times C}, \text{ omskrives til: } C = \frac{1}{2\pi \times f \times Z_c}$$

Ved indsættelse får vi:

$$C = \frac{1}{6,28 \times 10^3 \times 10^3} \text{ Omregnet i nF:}$$

$$C_{\text{nF}} = \frac{10^9}{6,28 \times 10^6} \text{ giver } C = 150 \text{ nF (159 nF)}$$

Feed-back G14

1. A. Det er helt korrekt. Nu har De vel ikke gættet vel, ellers se løsningen under B, før De går videre med afsnittet måling, G15.

- B. Nej, det er ikke rigtigt. Facit er 1,59 MHz, hvilket er mellembølge. Vi kommer frem til de 1,59 MHz ved at tage kvadratroden af 0,1 mH gange 0,1 nF, hvilket er 0,1. Størrelsen 0,1 er lig 1/10, og man dividerer med 1/10 ved at gange med den omvendte. Det vil sige, at 159.000 skal ganges med 10, hvilket giver 1,59 MHz. Gå videre med afsnittet G15, måling, et helt andet emne.
- C. Nej, måske er der ikke forklaring nok i teksten. Se løsningen under B, før De går videre med næste afsnit.

Feed-back G15

1. A. Nej, det er i hvert fald forkert. Strømmen er allerede givet. Det, som vi kunne ønske os at vide, er hvor stort målet for fuldt udslag er. Da vi kender den strøm, der løber igennem instrumentet, kan vi udregne den indre modstand, når vi også kender spændingen. Vi må samtidig vide hvor stort udslaget er for maksimalt skalauslag. Gå videre til opg. 2.
 - B. Nej, det stemmer ikke. Det, der er nødvendigt for os at vide, er målet for fuldt udslag. Gå videre med opgave 2.
 - C. Jo — det er skam nødvendigt at kende en størrelse, nemlig visningen for fuldt udslag. Gå videre med næste opgave.
 - D. Nej — spændingen er sandelig givet. Gå nu videre med næste opgave.
 - E. Det er fuldkommen rigtigt.
2. A. Det er forkert. Det eneste, der har interesse for os er, at instrumentet skal have 100 mA gennem sig, men at det har fuldt udslag for 100 μ A. Det vil sige, at bortset fra de 100 μ A, eller 0,1 mA, skal al anden strøm løbe igennem shunten. Ialt 99,9 mA. Gå videre med næste opgave.

- B. Nej, det er bestemt ikke rigtigt. I opgaveteksten stod der, at vi sendte 100 mA ind — så kan vi ikke få næsten 10 gange mere igennem shunten. Se for rigtig besvarelse under A.
- C. Helt rigtig besvarelse, mon vi bør kommentere det yderligere. Gå roligt i gang med næste opgave, at udregne shunten's størrelse.
3. A. Nej, ikke helt. Vi skulle være nået frem til en spænding på 100 mV over instrumentet. Når vi ved, at der skal være fuldt udslag for 100 mA, og der skal gå 99,9 mA gennem shunten, kender vi altså både spænding og strøm og kan via Ohm's lov udregne shunten. Et måleinstrument har sjældent en nøjagtighed på over 1%, og vi kan runde de 99,9 mA op til 100 mA i dette tilfælde. Gå videre med opgave 4.

$$R_s = U/I ; R_s = \frac{100 \text{ mV}}{100 \text{ mA}} = 1 \text{ Ohm.}$$

- B. Nej, det er ikke korrekt. Måske er der smuttet en potens. Se løsningen i A før De går videre med næste opgave.
- C. Helt rigtigt, De kan gå videre med næste opgave.
4. A. Vi må desværre beklage, at Deres svar er forkert. Måske er det blot en faktor gange 1000, der er glemt. Udregningen foregår således: Fra opgave 3 kender vi spændingen over instrumentet for fuldt udslag, 100 mV. Vi skal måle 100 volt. Derfor må formodstanden være 1000 gange større end den indre modstand, fordi spændingen vi skal måle er 1000 gange større. Den indre modstand kendes fra opgave 2, nemlig 1 kohm, udregnet ud fra instrumenttypen 1 mA — 1 V. Skal modstanden være 1000 gange større end 1 kohm, får vi en modstand på 1 Mohm. Gå videre til opgave 5.
- B. Ja, helt rigtigt, De har forstået det essentielle. Gå videre med opgave 5.

- C. Det rigtige facit er 1 Mohm. Hvis De ikke vil prøve kræfter på den samme opgave en gang mere, kan De få løsningen i punkt A. Gå derefter videre til opgave 5.
5. A. Rigtigt. De kan roligt gå videre med næste afsnit, G16.
- B. Det er ikke rigtigt. Modstanden på 9 kohm har De regnet rigtigt ud, men den på 990 kohm er forkert. Den skulle være på 99 kohm. Begge modstande udregnes således: Vi ved, at der står 1 volt over instrumentet ved 1 kohm. Hvis den spænding, vi skal måle, er 10 volt, må der altså være 9 volt over modstanden. 1 volt og 1 kohm giver en strøm på 1 mA. 1 mA gennem en modstand på 9 volt over giver en Ohm'sk værdi på 9 kohm. Ved 100 volt står der 99 volt over den anden modstand, hvorfor den skal være 99 kohm, eller 100 kohm med rimelig nøjagtighed. Modstanden på 9 kohm kan fx. sammensættes ved en serieforbindelse af en modstand på 8,2 kohm, og en på 820 ohm. Gå nu videre med teksten i næste afsnit, G16.

Feed-back G16

1. A. Helt rigtigt, gå videre med opgave 2.
- B. Jo, der vil gå strøm. Plus ledes nemlig igennem i pilens retning. Gå videre med opgave 2.
2. A. Ja, De har forstået, hvad der menes med Beta. Gå nu videre med opgaver eller tekst i næste afsnit, som angivet i læsevejledningen.
- B. Nej, det giver en strømformindskelse. I en transistor er det meningen, at man skal få en større strøm ud af kollektoren, end man påtrykker basis. Se eventuelt signaturforklaringen T3 og gå videre med G17.

Fed-back G17

1. A. De har ikke husket, at der skal være den halve forsyningsspænding på kollektor. De har lagt hele spændingen over R_C . Når der skal være det halve, må modstanden være halvt så stor altså 6 kohm. Vi bruger en 5,6 kohm standardværdi. R_B er udregnet korrekt. Gå videre med opgave 2.
B. Dette resultat er De kommet helt rigtigt frem til. Dog må det siges, at når vi runder nedad i kollektormodstanden, er det bedst også at runde nedad i basismodstanden til 680 kohm. Der bliver ikke nogen hørbar forskel på de to konstruktioner. Gå videre med opgave 2, eller spring måske direkte til opgave 3.
C. Fuldstændigt rigtigt. Gå videre med opgave 2 eller spring frem til opgave 3, hvis føler Dem hjemme i stoffet.
D. Konstruktionen er mulig, men kollektorstrømmen bliver ikke 0,5 mA, men 0,25 mA. De har udregnet R_C , så hele forsyningsspændingen ligger over den, og ikke kun den halve. Derefter har De enten regnet galt med R_B eller De har "luret" Dem til, at R_B i dette tilfælde skal være 2 gange strømforstærkningen gange R_C . Husk reglen om den halve forsyningsspænding og prøv opgave 2.
2. A. De er gået fornuftigt til værks. R_E og R_C er korrekte, men De har glemt, at der er et spændingsfald på 0,7 V fra basis til emitter. Hvis De indfører det, skal De nok nå det rigtige resultat, hvorefter De kan fortsætte med opgave 3.
B. Fuldstændigt rigtigt. Gå strakts videre med opgave 3.
C. De har lavet to alvorlige fejl. Først har De glemt, at der skal være halv forsyningsspænding på kollektor. Med $R_C = 2,2$ kohm falder hele spændingen over modstanden, så transistoren ikke har noget tilbage at arbejde på. Resultatet skal være den halve værdi af $R_C = 1,2$ kohm, samt $R_{B1} = R_{B2} = 15$ kohm. Se nu, om De kan klare opgave 3.

- D. De er ikke gode venner med Ohm's lov. R_e skal være 680 ohm og ikke 1,2 kohm. Det er den samme fejl, der igen optræder i R_c , der skal være 1,2 kohm. R_{b1} og R_{b2} er 15 kohm. Prøv om De klarer opgave 3 bedre.
3. A. Nej, det er forkert. Prøv at læse eksempel 5 i G17 igennem og sammenlign med de rigtige modstande i besvarelse B. Følgende mellemdata kan måske hjælpe: Effekten på 6 watt svarer over en 4 ohm højttaler til ca. 1,2 amp, basisstrømmen er 50 gange mindre, 20 mA, men hæves til 60 mA tværstrøm. T_3 beregnes til 0,6 mA basisstrøm, men hæves 10 gange til 6 mA.
- B. Helt rigtigt. 6 watt er bestemt også det maximale, man kan "hive" ud af en 12–15 volt bilakumulator. Modstandsværdierne er ret lave og udgangs- og indgangskondensatorerne bør være $1000 \mu\text{F}/16$ volt, $100 \mu\text{F}/16$ volt og Boots-trapp kondensatoren $100 \mu\text{F}/16$ V. Glem ikke C_4 på 100 pF, som eliminerer sving.

Feed-back G18

1. A. Det er fuldstændig rigtigt. Fortsæt med teksten i G19, filtre.
- B. De har glemt en faktor 2. Forhåbentlig er det ikke de normale 20 Hz, De har taget fejl af. Der skal ikke benyttes en højere kondensator end nødvendigt. Når højttaleren ikke kan gengive lavere frekvenser end 40 Hz, behøver vi ikke dimensionere til 20 Hz. Det ser ud til, at De er helt hjemme i ti-tals-potenserne. I praksis vil vi benytte en kondensator på $10 \mu\text{F}$, da $13 \mu\text{F}$ ikke er standard. Gå videre med afsnittet om filtre.
- C. De må have lavet regnefejl i ti-tals-potenserne. Derudover har De også lavet regnefejl med 2-tallet. Det rigtige resultat er 13, eller $10 \mu\text{F}$. Gå videre med afsnittet om filtre.

- D. Der er nok smuttet en enkelt potens. Det rigtige facit er 13, eller $10 \mu\text{F}$. Pas på det en anden gang. Fortsæt evt. med afsnittet om filtre, G19.

Feed-back G19

- A. Nej, det er ikke rigtigt. Måske har vi ikke forklaret netop dette tydeligt nok under kondensatorer. Når vi ændrer antallet af elektroner på kondensatorpladerne, vil strømmen (antal elektroner pr. sekund) være større, hvis vi gør det hurtigere. Dvs. at høje frekvenser let overføres. Gå videre til næste opgave.

B. Helt rigtigt. Prøv nu næste opgave.
- A. Nej — i opgave 1 så vi, at en kondensator leder diskanten godt. Det betyder, at diskanten endog vil stige, fordi den ledes udenom modstanden. Gå videre til opg. 3.

B. Godt besvaret — kondensatoren lægger jo diskanten til stel, fordi den leder for de høje toner. Vi hører kun mellemtonerne og bassen i en tilsluttet forstærker. Stel er jo altid den nederste leder. Gå videre til opg. 3.
- A. Nej, ikke engang tallet er rigtigt. Prøv igen og husk at $\pi = 3,14$.

B. Helt rigtigt. Prøv at lave konstruktionen på et print, og hør at bassen virkelig bliver kraftigere. Gå derefter videre til opg. 4.

C. Nej, ikke helt, mon ikke De har glemt et ciffer. Den skal være 100 nF . Gå videre til opg. 4.
- A. Nej, kondensatorerne skal være på 15 nF . De må have regnet galt. Prøv igen. Modstanden er 10 kohm og frekvensen 466 Hz .

B. Ja, det er helt rigtigt. Gå videre til opg. 5.

- C. Nej, tallet er rigtigt, men "kommaet" er forkert. Prøv at korrigere. Kondensatoren skal være på 15 nF. Gå videre til næste opgave.
5. A. Nej, det er forkert. De skal udregne kondensatoren, når dens impedans ved 30 Hz skal være lig $R_1 = R_2 = 10 \text{ kohm}$. Vi får 470 nF. R_3 er 5 kohm, og kondensatoren bliver dobbelt så stor: 1 uF. Prøv at regne det igennem og gå videre i næste tekstafsnit.
- B. Ja, rigtigt. De har forstået det hele. Gå evt. videre til sidste opgave i næste afsnit, hvis De føler Dem hjemme i emnet.

Feed-back G20

1. A. Nej, — det er forkert. Lav en skitse med emner og trykbølger indtegnet. Så kan De se, at det er de to andre skærme, som på grund af den store flade, påvirkes mest. Gå videre med opg. 2.
- B. Det er helt rigtigt. Gå videre med opgave 2.
2. A. Det er galt. Det er ikke størrelsen, men vægten, der har betydning, og en magnet vejer almindeligvis mere end en spole. Gå blot videre til opgave 3.
- B. Korrekt. Den lette spole giver større udslag end en tung magnet. Gå til opgave 3.
- C. Det er et gæt. Det er vægten, der har betydning, og den lette spole giver større udslag end magneten. Gå bare videre til opg. 3.
- D. Teoretisk er det muligt, men i praksis er konstruktionen mindre følsom, idet en spole normalt er lettere end en magnet. Men det er udmærket, at De ikke er bundet af traditionelle tankegange. Gå blot videre med opgaverne.

3. A. Rigtigt, hvis De tænker på de lave frekvenser, forkert, hvis De tænker på de høje. En membrans udstrækning skal nemlig gerne være så stor som muligt i forhold til bølgelængden. Det giver en nedre grænse for frekvensen. Hvis De har tænkt rigtigt og også har haft B som løsning, har De virkelig kendskab til lysbølgers virkning. Løs næste opgave.
- B. Rigtigt for den øvre grænsefrekvens. Fortsæt med næste opgave.
- C. Magnetens styrke har lige stor indflydelse på alle frekvenser. Det er vægten af membran og spole, der gør, at mikrofonen ikke kan følge med ved de høje frekvenser. Gå alligevel videre til næste opg.
- D. Det er galt. Størrelsen af spolen har ingen betydning, det er vægten, der har betydning. Ved høje frekvenser kan en stor vægt ikke følge med i svingningen. Fortsæt med opg. 4.
4. A. Forkert. Tværtimod. Det er modsætningen mellem de lave frekvensers krav om en stor afstand mellem for- og bagside og bevægelse af en stor luftmasse, og de høje frekvensers krav om en lille let membran, der umuliggør anvendelse af en enkelt højttaler over hele intervallet. En enkelt højttaler, der kunne dække hele lydområdet, ville være det ideelle. Prøv med opgave 5.
- B. Nej. En stor højttaler er nødvendig ved lave frekvenser, og sådanne har man. Men en stor membran kan ikke følge med ved høje frekvenser, så vi må have en lille til disse. Fortsæt med opgave 5.
- C. Korrekt. Lave frekvenser skal have stor afstand rundt om membranen, og skal også sætte en stor luftmasse i sving. Høje frekvenser kræver en lille og let membran, der kan følge med svingningerne. Gå videre til opgave 5.

- D. Så nedrige er fabrikanterne nu heller ikke. Det er et teknisk problem, idet vi skal have en stor membran for at kunne gengive dybe toner, men en lille og let til de høje. Gå videre med opg. 5.
- E. Det er rigtigt, at der normalt ikke bliver udsendt megen effekt som høje toner, men det regulerer automatisk sig selv. Det er kravene fra bassen og diskanten, der ikke kan dækkes af samme højttaler. Dybe toner kræver en stor membran. Høje toner skal derimod have en så lille og let membran som muligt, for at den kan følge med svingningerne. Begge disse krav kan ikke tilfredsstilles af en enkelt højttaler. Fortsæt med opg. 5
5. A. Det er delvis korrekt, idet krystal og keramiske pick-up's er meget svære at gøre lineære. Der kommer så forvrængning. Problemet er langt lettere at løse med dynamiske og fotoelektriske pick-up's. Den vigtigste forskel er imidlertid, at en krystal pick-up kræver en ret stram forbindelse med nålen. De høje frekvenser (hurtige udsving) kan da ikke følges af nålen, medmindre man anvender et stort nåletryk, der giver et stærkt pladeslid. Prøv opgave 6, der handler om højttalere.
- B. Det kan der være noget om, idet den ikke kan fremstilles fabriksmæssigt, men må trimmes ind i hånden efter en streng udvælgelse af materialer. Kvaliteten vil dog aldrig kunne nå op på siden af en dynamisk eller fotoelektrisk pick-up. Forbindelsen mellem nål og krystal skal være ret stiv, og de fine nyancer i plader (specielt de høje toner) går tabt, samtidig med at kraftige udsving i rillen medfører fare for at nålen hopper. De to andre pick-up's behøver kun en meget lille kraft til at bevæges. Gå blot videre til opg. 6.
- C. Det er rigtigt. Når nålen sidder stramt i pick-up'en, kræves en stor kraft for at bevæge den. Høje frekvenser og store udsving forvrænges. Det sker ikke ved dynamiske og fotoelektriske pick-up's. Fortsæt De bare med opgave 6.

6. A. Korrekt. Kravet medfører, at kabinettet skal være meget stort, eller have forskellige "smarte" rum indbygget, f.eks. en labyrint. Regn opg. 7.
- B. Der skal ikke være mere rum, men mere længde. Afstanden fra højttalerens bagside til det hul, hvor bagsidelyden kommer ud, skal være stor. Det kan kun opnås i tilstrækkeligt omfang ved indførsel af sneglede veje for lyden inde i kabinettet. Fortsæt bare med opg. 7.
- C. Det var et valg på intuition. Forklaringen er langt mere jordbunden, idet der er bassens lange bølglængde, der giver problemer. Hvis der ikke er tilstrækkelig afstand fra bagsiden af højttaleren ud til det fri, vil bassen kunne kortslutte sig selv. Et korrekt kabinet kan hjælpe på det, idet vi kunstigt skaber en lang vej fra bagside til forside. Eventuelt er det nødvendigt med en labyrint. Fortsæt med næste opgave.
7. A. Nej — hvis man skal have højere effekt, bruger man flere ens højttalere. Man anvender tre forskellige, fordi hver højttaler kun kan gengive et begrænset område. Områderne støder op til hinanden, så vi får dækket hele frekvensområdet. Gå videre til opg. 8.
- B. Helt rigtigt, prøv nu kræfter med opgave 8.
8. A. En Dome Tweeter gengiver ganske rigtigt toner indtil 25.000 Hz, altså høje. Prøv opg. 9.
- B. Nej, det er Dome Tweeteren som kan gengive frekvenser op til 25.000 Hz.
9. A. Helt rigtigt, det er fordi diskanten ikke let passerer en spole. Prøv sidste opgave i næste afsnit, eller start med teksten, hvis De ikke føler Dem sikker.
- B. Ja, en spole leder bassen godt nok, men spærrer for diskanten. Prøv sidste opgave i næste afsnit, eller start med teksten, hvis De ikke føler Dem sikker.

Feed-back G21

1. A. Nej, det er ikke helt rigtigt. Vi når frem til de 50 m ved at dividere 6 MHz op i radiobølgehastigheden, 300.000 km/sek. Hvis vi så skal have en kvartbølge stav, dividerer vi med 4 og får 12,5 m. Gå videre til opgave 2.
B. Ja, helt rigtigt. Nu ligger Luxemborg på en lidt højere frekvens, ca. 6,2 MHz, så antennen skal være lidt kortere, ca. 12 m. Gå videre med opgave 2.
2. A. Helt rigtigt. De har vel ikke gættet. Næ, det tænkte jeg nok, men hvis! så prøv at læse besvarelse B, før De går videre med G22.
B. Nej. De 3 m fremkommer, når vi dividerer 100 MHz op i radiobølgers hastighed, 300.000 km/sek, eller 3×10^8 m/sek. Det er 3 meter. Da vi skal have begge dipoler med, får vi $2 \times 1/4 \times 3 \text{ m} = 1,5 \text{ m}$. Gå videre med næste afsnit, G22.

Feed-back G22

1. A. Nej, det er en smule misforstået. Bærebølgen bærer signalet til modtageren. Det er modulationen, som skulle indeholde musikken og talen, der mangler. Gå videre med opgave 2.
B. Ja, helt rigtigt. Den umodulerede bærebølge undertrykker støjen. Gå videre med opgave 2.
2. A. Helt rigtigt. Det er jo sådan, at motorstøj, køleskabe, lysrør etc. frembringer AM, men ikke FM støj. Derfor den støjfri modtagelse. Gå nu videre med teksten eller opgaver i G23, senderen.
B. Nej, det stemmer ikke helt med teksten. AM rækker længst. Det er fordi FM ligger på en høj frekvens, hvor bølgerne ligner og udbreder sig som lys — altså retlinet. Prøv nu kræfter på G23, næste afsnit.

Feed-back G23

1. A. Nej, selve senderen frembringer HF. Det er radiostationen, der laver lavfrekvenssignalet i form af en udsendelse. Læs nu afsnittet om modtageren.
- B. Ja, De har fat i den rigtige ende. Skynd Dem videre med G24, modtageren. De får UG i elektronik.
- C. Til dels, ja. Modulationen frembringes på senderen, men selve senderen laver HF. Gå videre til afsnittet om modtageren, G24.

Feed-back G24

1. A. Ja, det er AM, men da også frekvensen varierer, er det både AM og FM. Gå videre til næste opgave.
- B. Ja, det er FM, men da også amplituden varierer, er det både AM og FM. Gå videre til næste opgave.
- C. Prøv nu kræfter med opgave 2. Det var helt korrekt.
2. A. Nej, en super er den dyreste modtager på grund af komponenttallet. Se F.
- B. Ja, — rigtigt!
- C. Ja. Vi kan selv vælge selektiviteten i MF-forstærkeren. Alle andre modtagere har en dårlig selektivitet, i hvert tilfælde hvis de kan afstemmes. Se besvarelse F.
- D. Ja. Forstærkningsgrænsen er bestemt af støjen af verdensrummet og indgangskomponenterne, men ikke af andet. Ved andre typer sætter metoden selv en grænse. Se besvarelse F.
- E. Nej. Der bruges mange komponenter til en super. Se besvarelse F.

- F. Delvis. Der er kun en knap, afstemningsknappen, men denne fordel er fælles med mange andre modtagere. Hvis De har 1—3 rigtige svar er det muligt, De bør se endnu en gang på afsnittet. 4 rigtige er pænt, og De kan roligt fortsætte med næste opgave. 5 rigtige er fint, og med 6 rigtige kan De sikkert nemt løse alle de næste opgaver.
3. A. Så sandelig nej, måske har jeg ikke forklaret det tydeligt nok. Mellemfrekvensen er fast, for at man ikke i flere kredse skal afstemme. Man kan jo aldrig ramme samme frekvens med 5 drejekondensatorer. Prøv nu næste opgave.
- B. Ja, for ellers kunne man ikke få så nøjagtig en mellemfrekvens. Gå videre til opg. 4.
4. A. Helt rigtigt — blandertrinet bestemmer sammen med oscillatorsignalet det ønskede signal mellemfrekvensen, Prøv næste opg.
- B. Nej. Mellemfrekvensen dannes af oscillatoren i blanderen. Gå videre til opg. 5.
5. A. Ja, korrekt, et keramisk filter er et af de nyeste og bedste frekvensbestemmende komponenter til MF-en. Prøv kræfter med sidste opgave i følgende afsnit.
- B. Nej, en modstand bestemmer ikke en frekvens, kun en strøm. Læs sidste del af afsnittet "modtageren" igennem igen, og prøv at indse rigtigheden af besvarelse A.

Feed-back G25

1. A. En udgangsforstærker er ikke nok. Vi må have 2. De to kan naturligvis være samlet i et kabinet, men der skal være to. Gå videre med opg. 2.
- B. Det er rigtigt. Hvis vi kun benyttede 1, ville det jo være mono. Gå videre med opgave 2.

2. A. Den danske forfatter Robert Storm Petersen sagde en gang, "Det er svært at spå — især om fremtiden", og når dette skrives, juli 1973, er 4 kanal stereofonien kun i sin vorden. Det efter min mening mest sandsynlige er en udvikling af et 4 gangs potentiometer, der kan bevæges med en styrestang, både op/ned og højre/venstre. Fortsæt med G26, oscilloskopet.
- B. Se besvarelse A.

Feed-back G26

1. A. Helt korrekt, gå videre til spørgsmål 2 med ro i sindet. Hvis De har gættet, har De ramt godt.
- B. Man kan godt måle strøm med et oscilloskop, men det er egentlig beregnet til at vise AC-spændingskurver. Prøv næste opgave.
- C. Et billede vises normalt på en TV-modtager. Et oscilloskop kan godt benyttes til at vise billeder på, men det er egentlig til at vise kurver som en funktion af tiden. Prøv næste opgave.
2. A. Forkert besvaret. Gitteret spærrer for elektronerne med en styrespænding. Det er den "varme" katode, der kan afgive masser af elektroner. Gå blot videre til næste opgave.
- B. Nej, De har sikkert ikke forstået os rigtigt. Anoden tilsluttes plus, dvs. overskud af elektroner. Det er katoden, som er varm, og derfor afgiver elektroner — når vi sætter spænding på. Gå videre til 3.
- C. Helt og aldeles korrekt, det er katoden, der giver elektroner fra sig. Prøv opgave 3.
3. A. Det er kun rigtigt, hvis savtakgeneratoren ikke giver savtakker, men sinustoner fra sig, og man sender disse ind i indgangen med samme frekvens. Hvis flanken ikke er lodret, vil vi se strålen løbe tilbage. Gå videre til næste tekstafsnit.

- B. Helt rigtigt, det ses specielt på billige oscilloskoper, hvor man ikke har haft råd til at ofre en god savtak-generator. Prøv sidste opgave i den påfølgende tekst, eller start med teksten, hvis den har interesse, eller Deres kendskab til emnet er begrænset.

Feed-back G27

1. A. Nej — De har måske ikke forstået os helt. Gitteret styrer lysintensiteten. Et katodestrålerør i et oscilloskop har afbøjningsplader, der virker elektrisk. Disse mangler i TV-modtageren. Her benyttes en elektromagnetisk spole påsat billedrørshalsen. Gå videre til opg. 2.
B. De har besvaret spørgsmålet helt korrekt — gå blot videre til opg. 2.
C. En katode afgiver elektroner, der farer af sted til skærmen og giver lys. Katoden er nødvendig både for TV-røret og katodestrålerøret. Det, som TV mangler, er afbøjningsplader. I TV benytter man en elektromagnetisk spole, der er anbragt omkring billedrørshalsen.
2. A. Der blev spurgt, hvilke informationer, der ikke var nødvendige. Måske tænkte De ikke på det. Liniensynkroniseringen er jo nødvendig, for at TV'et kan finde ud af, hvordan billedet skal stå. Det er lydinformationen, der ikke behøves. Gå videre til opg. 3.
B. Helt korrekt — lydinformationen er ikke nødvendig for billedet. Den giver "kun" lyden. De kan nu roligt finde løsningen på næste opgave.
C. Uha-uha, det er sandelig meget vigtigt at få sort/hvidniveau'et med, ellers bliver vort billede kun sort eller hvidt. Det er lydinformationen, der ikke behøves til billedstyringen. Gå videre til opg. 3.

3. A. Nej dog — har De læst teksten, eller gættede De bare? Det er helt rigtigt. Man udskiller 50 Hz i modtageren til at give startimpuls for hvert nyt halvbillede. Fortsæt med næste sides tekst.
- B. Det er helt rigtigt. Det er 50 Hz, der udskilles sammen med 15.625 Hz og giver linieantallet 625. 50 Hz er startimpuls for hvert nyt halvbillede. Fortsæt med næste sides tekst.
- C. Helt korrekt — de 50 Hz giver startimpulsen for hvert nyt halvbillede. De kan roligt gå videre i teksten, eller starte på sidste opgave i følgende afsnit, hvis De mener, at De kan klare det.

Feed-back G28

1. A. Det er forkert. Båndet er af plastic med en jernbelægning, jernilte eller cromdioxid, der kan magnetiseres af tonehovedet. Der er dog et lille stykke af båndet, der er af aluminium. Det er udløbsstrimlen, der skal stoppe båndoptageren ved båndudløb. Fortsæt med opgave 2.
- B. Båndet er rigtigt nok af plastic, og farven er brun, men det brune lag er ikke alene farve — men en belægning af jernilte, der kan magnetiseres og gengive lydinformationen. Se om De kan klare opgave 2.
- C. Rigtigt, jernbelægningen er i form af jernilte, idet rent jern ville ruste. Gå videre til opgave 2.
- D. Et lille jernbånd ville være udmærket rent magnetisk, men det ville være tilbøjeligt til at ruste, og i øvrigt være alt for stift. Et lydbånd består af plastic med en jerniltebelægning. Jernilte kan også magnetiseres, og da det er en form for rust, kan det ikke ruste videre. De har forstået det væsentlige og kan roligt gå videre til næste opgave.
- E. Det er forkert. Papir har absolut ingen tilknytning til båndoptageren. Læs besvarelsen i B, før De går videre til næste opgave.

2. 1 rigtigt svar er i underkanten. Det samme gælder 2 rigtige, medens 3 rigtige er godt og 4 rigtige perfekt. Efter besvarelsen fortsættes med opgave 3.
- A. Det samme. Forvrængningen er bestemt af båndmaterialet og tonehovedkvaliteten, men ikke af sporets bredde.
 - B. Nej, det smallere spor kan give et mere uregelmæssigt signal med huller i lyd gengivelsen. Især støv giver mere støj på en 4 spors båndoptager end en 2 spors båndoptager.
 - C. Det samme. Wow er bestemt af motoren og dens mekaniske forbindelser til båndet.
 - D. Ja, vi får den dobbelte spilletid, både i mono og stereo.

Efter at have kontrolleret det rigtige antal svar, kan De gå videre med opgave 3.

3. A. Rigtigt, et stereosignal kræver 2 spor. Dermed har vi brugt hele båndets bredde. Gå videre med afsnittet om montering, G29.
- B. Nej, halvdelen af et 2 spors bånd er kun et spor. Vi behøver 2 spor til stereo, og vi bruger derfor hele båndets bredde til optagelsen. Gå videre med afsnittet om montering, G29.
 - C. $1/3$ af et bånd kan ikke aftastes med almindeligt båndudstyr. Læs besvarelsen B, før De går videre til teksten om montering, G29.
 - D. De må dels have tænkt på 4 spors båndoptageren, dels 2 og 4 spors bånd, og glemt at der går 2 spor til et stereosignal. Hvis hvert spor er lig med den halve håndbredde, kan der kun være 2 spor, og et stereosignal, der altså fylder hele båndets bredde.

Feed-back T1

1. A. Nej, tænk igen på lagkagen. Den kan deles i 4 lige store dele a $1/4$. 2 af dem giver $2/4$, hvilket udgør $1/2$ lagkage. Gå videre til næste opgave.
- B. Nej, det er ligeså forkert som at sige, at 1 æble placeret ved siden af et andet giver 1 æble. $1/4 + 1/4$ er $2/4$, hvilket er $1/2$. Gå videre til opgave 2.
- C. Ja, det er klart ikke? Se nu på næste opgave.
2. A. Nej, $1/4$ kan deles i 2 stykker på hver $1/8$. Lagt til den anden del, $1/8$, får vi $3/8$. Prøv opgave 3.
- B. Ja, det er rigtigt. Gå til opgave 3.
- C. Nej — $4/4$ svarer til 1 hel, men $1/8$ plus $1/4$ er $3/8$ fordi vores $1/4$ kan deles i $2/8$. Gå videre til opgave 3.
3. A. Der skal ganges både foroven og forneden. Bare fordi der står 4 begge steder, må De ikke tro, det også giver 4 i resultatet. Det bliver 16, og $16/16 = 1$. Tag fat på opgave 4.
- B. Det er rigtigt, men det er ikke pænt. Det bliver det, når vi reducerer til 1. $16/16 = 1!$ Fortsæt med opgave 4.
- C. Fuldstændig rigtigt. De kan vist godt springe frem til opgave 5.
4. A. Ja, det er rigtigt. Prøv opgave 5, nu bliver det sværere.
- B. Ikke rigtigt. Jeg vil prøve at gennemgå det hele forståeligt. $A/6$ er go' nok. $A/2$ må laves om til sjette dele. $1/2$ kan deles op i $3/6$, derfor er $A/2$ lig $3A/6$. A er heller ikke til at regne med, også den må laves til sjattedele. Deles en hel lagkage i 6 lige store dele, får vi 6 stykker. A er altså lig $6A/6$. Vi kan nu lægge sammen:

$$\frac{6A}{6} + \frac{3A}{6} + \frac{1A}{6} = \frac{10A}{6}$$

det kan forkortes til $5A/3$ eller $1 \frac{2}{3}A$. Gå videre til opgave 5.

5. A. Ja, helt rigtigt. Prøv nu kræfter med sidste opgave.
 B. Nej, ikke helt, det rigtige facit er $2/A$. Gå videre til opg. 6.
6. A. Ved indsættelse får vi:

$$C = \frac{1}{6,28 \times 10^2 \times 10^6}$$

$$\text{Udregnet i nF: } C \text{ uF} = \frac{10^9}{6,28 \times 10^8} = 1,59 \text{ nF}$$

Facit kommer ud i Farad, hvilket er en stor størrelse. Vi kan angive den i nF, 10^9 gange mindre, ved at gange med 10^9 . $1/6$ lagkage angivet i tresindstyvendele giver $10/60 = 10$ tresindstyvendedele.

- B. Ja — tillykke. De kan bestemt regne udmærket.
 C. Nej, De har glemt at dividere 6,28 op i 10, det giver 1,5. Se eventuelt besvarelse A ovenfor. Vi håber, at denne regnetest har hjulpet Dem.

Jeg håber, at denne lille regnetest hjalp Dem.

Feed-back T2

1. A. De har tallene 1 og 0, men den røde farve for 100 betyder, at 10 skal ganges med 100, ikke at 1,0 skal have to nuller mere. Resultatet bliver altså 1 kohm, 5%. Guldfarven for 5% har De fundet. Det var pænt klaret, forsøg med opg. 2.
 B. 1000 ohm er rigtigt. 1 og 0 og to nuller mere giver 1000 ohm = 1 kohm. Men De har fået en forkert tolerance. Guld er mærket for en 5% modstand, ikke for en 10%. Ellers har De klaret det fint, så gå videre til opg. 2.

- C. Det er det rigtige facit, De har ikke ladet Dem distrahere af angivelsen i kohm. Og guldringen er fundet rigtigt til 5%. Hvis De føler Dem hjemme, forsøg så opgave 3 ellers tag opgave 2 først.
- D. Der er kommet et nul for meget. Brun giver 1, sort nul. Ialt 10. Rød som tredje ring giver en faktor 100, altså to nuller mere. Ialt 1000 ohm = 1 kohm. Desuden er Deres pegefinger smuttet ved opslaget af guldringen. Guld giver 5%. 10% er mærket med en sølvring. Prøv om opgave 2 nu går lettere.
- E. Brun og sort giver 10, men den røde ring giver kun en faktor 100, så modstanden bliver 1000 ohm = 1 kohm. 5% har De fundet korrekt nok. Prøv nu opgave 2.
2. A. Cifrene 3 og 9 er rigtige, men orange som tredje ring giver 3 nuller efter, altså 39000 ohm = 39 kohm. Fortsæt med opg. 3, hvor der er en lille fælde.
- B. Den hvide ring har givet vanskeligheder. Hvid er 9, men De har fundet det rigtige antal nuller. De skal passe meget på opgave 3. Husk, at der er ingen trykfejl i skemaet med farvekoder.
- C. Det er ikke så godt. De har dels *kikset* hvid, der er 9 og ikke 1. Hvis De havde set i listen over standardværdier, havde De straks set, at det var galt. Desuden er antallet af nuller forkert. Orange som tredje ring angiver 3 nuller, og orange, hvid som de to første giver 39. Ialt 39000 ohm = 39 kohm. De skal måske helst springe opgave 3 over i første omgang for at vende tilbage til den efter at have løst opgave 4 og 5. Så får De mere træning i anvendelsen af farvekoderne inden opg. 3, for den er en smule lusket.
- D. De har det rigtige antal nuller, nemlig tre, men De har husket den hvide forkert. Hvid er ikke 1 men 9. De skal ikke forsøge at lære farvekoderne udenad med det samme. Slå dem op hver gang, og De vil snart kunne huske det meste af den. Gå videre med opgave 3, men pas på, der er ikke trykfejl, kun en lille fælde.

- E. Det er rigtigt. Orange giver tre, hvid ni og orange på tredjepladsen 3 nuller. $39000 \text{ ohm} = 39 \text{ kohm}$. Gå videre med opgave 3.
- F. Cifrene er rigtige, men der skal være 3 nuller og ikke to. $39000 \text{ ohm} = 39 \text{ kohm}$. Trøst Dem, antallet af nuller kan smutte for enhver. Fortsæt bare med opgave 3.
3. A. De har set på guldfarven som en faktorangivelse, der blot er sat foran tallet. Men opgaven er korrekt i angivelserne. Vi har blot vendt modstanden galt og begyndt bagfra. Det kan nemlig være svært at finde, hvad der er første og hvad der er sidste ring, men nemt sidste. Guld kan aldrig være første ring, men nemt sidste. Og så får vi 47 og fire nuller: $470000 \text{ ohm}/5\% = 470 \text{ kohm}/5\%$. Det var en smule detektivarbejde. Når De nu går videre til opgave 4, er De tilbage til det normale.
- B. De er gået meget systematisk frem. Først $0,1 \times 47 \text{ ohm} = 4,7 \text{ ohm}$. Dernæst 4 nuller, ialt $470000 \text{ ohm} = 47 \text{ kohm}$. Tilsidst blank = 20%. Men opgavestilleren har ikke vendt modstanden rigtigt, enten af dumhed, eller fordi det har været svært at se nogen forskydning af farverne. Guldringen bør straks sætte Dem på sporet. Den kan nemlig aldrig stå forrest, og den eneste mulighed er, at modstanden er vendt galt. Så får vi 47 og 4 nuller = $470000 \text{ ohm} = 470 \text{ kohm}$. Guld giver så 5%. Gå videre til opg. 4. Den er normal igen.
- C. Den har De fundet godt, hvis De ikke har gættet. De har ikke ladet Dem distrahere af opgavestillerens fejl med at begynde fra den gale ende, men har straks slået ned på det væsentlige nemlig, at guldringen kun kan stå som tredje eller fjerde plads. Dermed er opgaven reduceret til en normal farvekodeopgave. Jeg tror godt, at De kan springe frem til opg. 5.
- D. Det er vist et gæt. De har simpelthen set bort fra guldringen som noget ubekendt, og har derefter fået de rigtige tal, men har gættet på antallet af nuller. Løsningen er, at modstanden er vendt forkert. Det kan være svært umiddelbart at se, hvad der er ring

nummer 1, og så må vi se på, at en guldring aldrig kan stå forrest, men nemt sidst. Så bliver resultatet 47 med 4 nuller og 5%. Altså 470 kohm/5%. Fortsæt bare med opgave fire, den er *normal* igen.

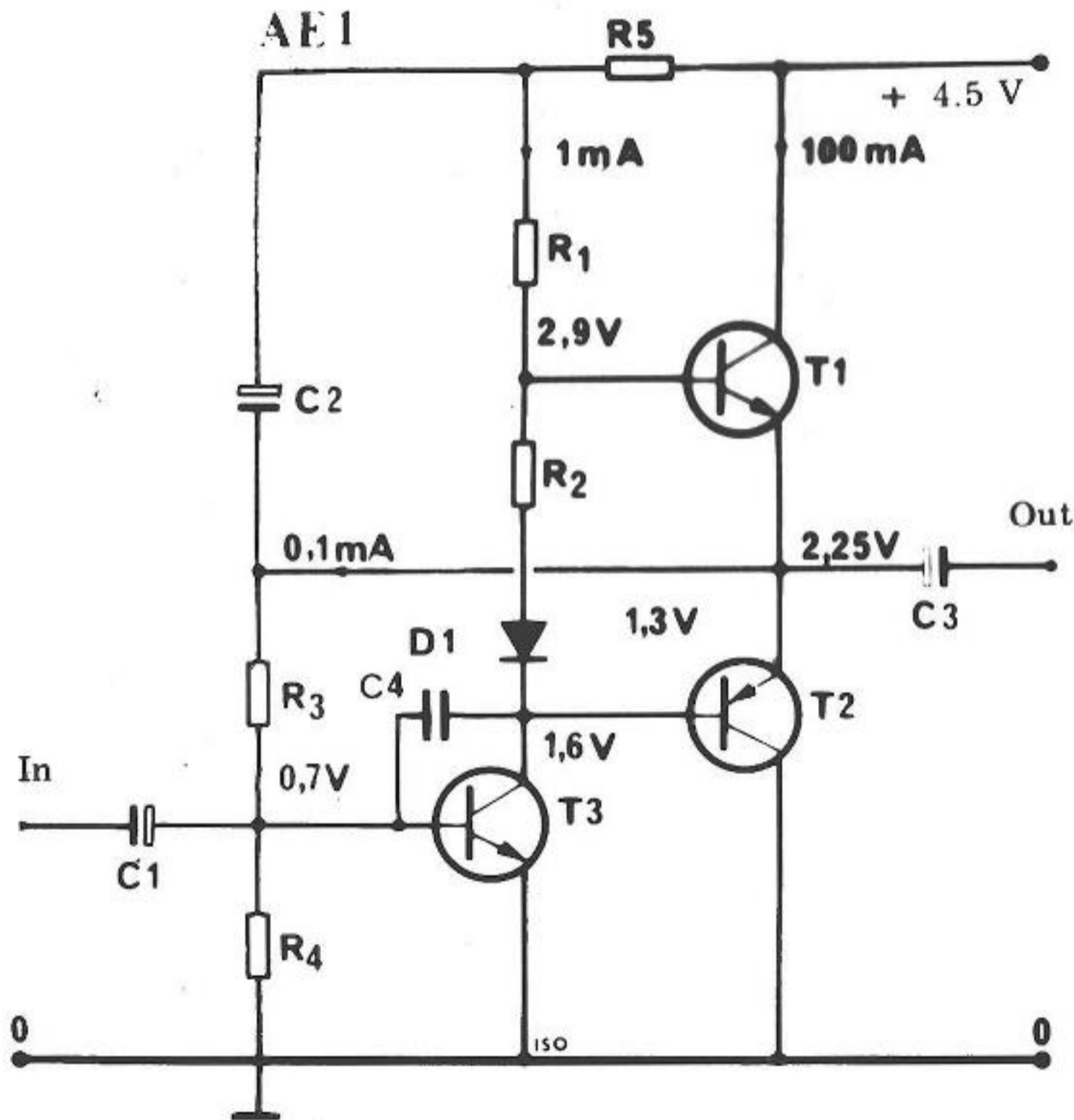
4. A. Grøn giver 5, blå 6 og brun giver et enkelt nul. Ialt 560 med enheden pF. Hvid giver 10% og den sidste ser vi ikke på. De har fundet den rigtige løsning og går videre til opgave 5.
- B. De har lige krydset grøn og blå. Det bliver ikke 650 pF, men 560 pF. Nullerne har De fundet korrekt. Prøv nu opgave 5.
- C. Tallet 560 er rigtigt, men de 560 er pF, ikke nF. Det gælder altid, at resultatet er i pF. Gå videre med opgave 5.
- D. De er kommet frem til tallet 560, hvilket er rigtigt. Men De har sat en forkert enhed på. De skal altid benytte enheden pF. Senere kan De så lave om til uF eller nF, f.eks. 1500000 pF = 1,5 uF. Fortsæt bare med opgave 5.
- E. Enheden F benyttes aldrig. Det er en kolossal stor kondensator, De har fundet frem til. De største kondensatorer, elektrolytkondensatorer, der iøvrigt altid har værdien givet med tal, når i almindelighed ikke over 25000 uF = 0,025 F. De skal benytte enheden pF ved læsning af farvekodede kondensatorer. Resultatet er 560 pF. Gå videre til opgave 5.
- F. De har byttet rundt på tallene. Det skal være 56. Og så er der kun et enkelt nul, ikke to. Resultatet er 560 pF. Prøv opgave 5.
5. A. De har aflæst direkte: orange = 3, rød = 2, sort = x1. Det giver 32 pF. Tolerancen har De antaget, vi har fundet for Dem. Først og fremmest bør De bemærke, at 32 pF ikke er en standardværdi. Der er noget galt. De må spalte den orange ring i to og få 33 ud af det. Men der bør være 5 ringe. En mulighed er at tage 3 orange ringe først og få 33 nF. Derefter giver rød 2% og sort giver temperaturafhængigheden. Det er en

korrekt løsning ud fra opgaveteksten, men den er ikke angivet i svarmulighederne. En anden mulighed er at spalte den røde i to, så vi får $3,3 \text{ nF}/2\%$. Den findes heller ikke. Derimod kan den sorte spaltes ud i to til 20% og en temperaturafhængighed. Kondensatoren er da på $3,3 \text{ nF}/20\%$. Hvilken mulighed der gælder, må ses på kondensatoren. Vi kan da altid se, hvilke ringe, der er brede, og hvilke, der er smalle. I dette tilfælde var den orange forholdsvis bred, den røde smal, og den sorte bred. Dermed var resultatet givet. Fortsæt med læsning i bogen.

- B. De har fundet ud af at dele den orange op i to ringe til $3,3 \text{ nf}$. Endelig må vi dele den sorte op i to, så vi får 20% tolerance. Hvis De vil have en udførlig gennemgang af valgmuligheden, så læs svaret til 5A, ellers må De stole på os og bare fortsætte med teksten.
- C. Orange giver tre, rød giver to og sort har De delt op til $x1$ og 20%. Det giver kun 4 ringe, og 32 er ikke nogen standardværdi. Ved at spalte den orange i to får vi standardværdien 33 og rød giver to nuller, 3300 pF . Sort skal rigtignok deles i to til 20% og ring nummer fem. En fuldstændig gennemgang af mulighederne for spaltning er beskrevet til 5A, men De kan roligt fortsætte med teksten.
- D. Det er den eneste givne mulighed, der stemmer. Orange og sort er begge delt i to ringe, så der burde have stået orange, rød, sort, sort. Men aflæsningen af kondensatoren giver umiddelbart kun orange, rød, sort. $3,3 \text{ nF}/20\%$ er ikke den eneste mulighed, når vi kun har farverne beskrevet på denne måde. Under svaret til 5A er en komplet gennemgang af alle muligheder. Læs det, hvis De vil, ellers gå videre til næste afsnit.

PRAKTISKE KONSTRUKTIONER

AE 1, det betyder Anvendt Elektronik, konstruktion 1. Med denne serie af små lette og virksomme konstruktioner vil vi hjælpe Dem i gang med opøvelse af praktisk kunnen.



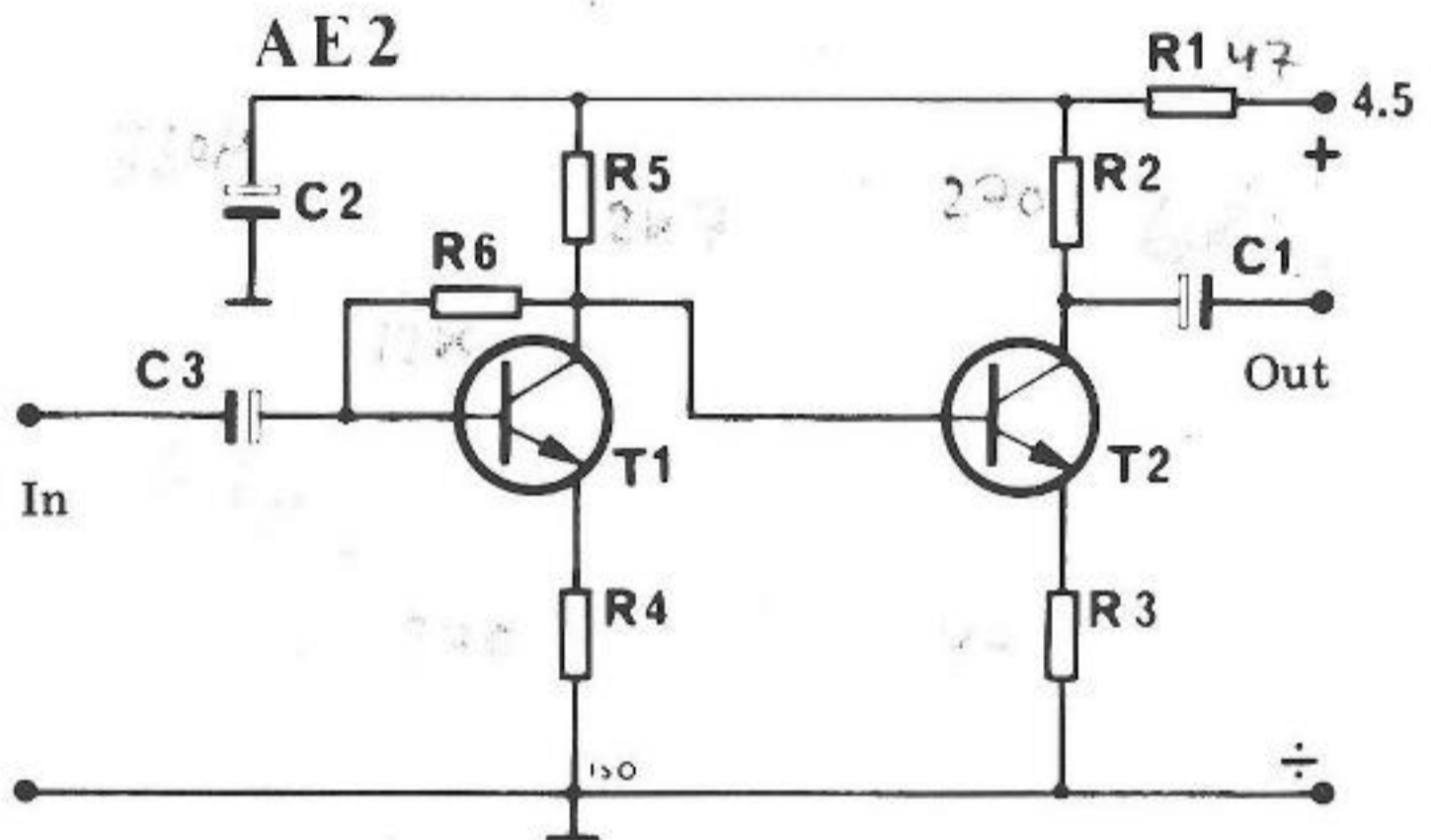
AE 1 er en lille udgangsforstærker på 100 mW. Det er ikke nogen stor effekt, men rigeligt til prøveformål, samtaleanlæg eller radio. Forstærkningen er ikke overvældende, kun ca. 2 gange, hvorfor man må sætte en forforstærker foran. Forforstærkeren hedder AE 2. Den lille udgangsforstærker er imidlertid en god impedansomsætter, idet vi kan trække højttalere ned til 3,2 Ohm. Indgangsimpedansen er ca 1 K Ohm. Højttaleren tilsluttes mellem stel og UD, ved kondensatoren C3. Spændingen er 4,5 V. Indgangssignalet lægges over C1, (IN), og stel. Kondensatoren C4 er indsat for at hindre selvsving på 100 MHz.

Beregningsgrundlaget findes i afsnittene G17 og G18.

AE 1 - KOMPONENTLISTE

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	

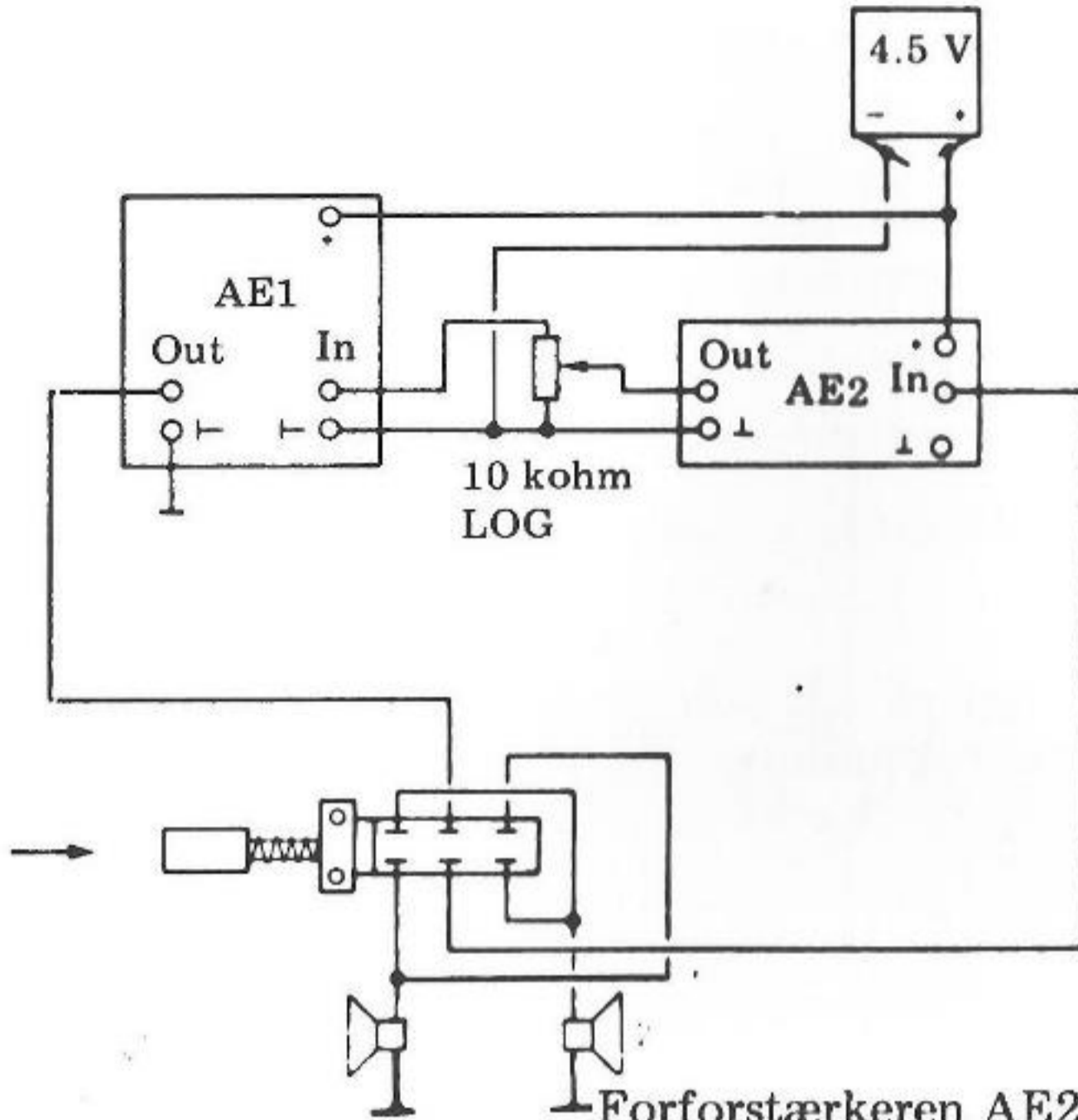
Benyt et batteri på 4,5 volt til AE-konstruktionerne, eller den stabiliserede strømforsyning NT 315.



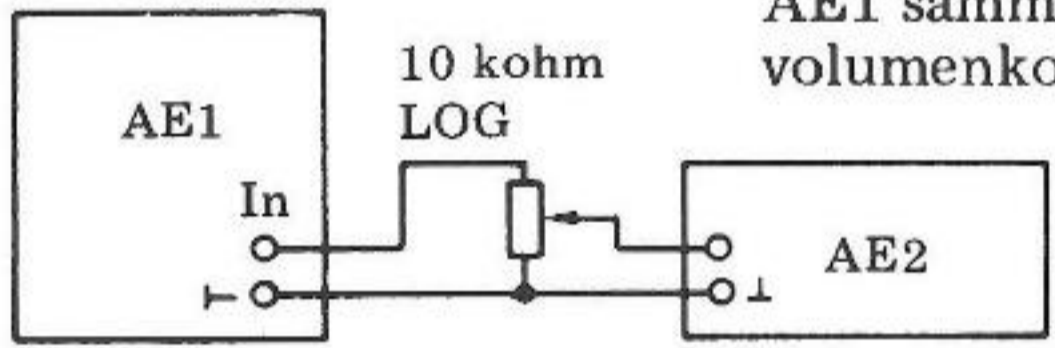
AE 2 er en forforstærker med en forstærkning på ca. 50 gange. Den må tilsluttes udgangsförstærkeren AE 1, for at man kan få så stor forstærkning, at vi kan benytte konstruktionen som samtaleanlæg.

Hvis vi vil lave et samtaleanlæg tilslutter vi out på AE 2 til in på AE 1. Forsyningsspændingen forbindes parallelt. Vi tilslutter nu en højttaler i indgangen. Vi har så etableret en taleforbindelse. Med en vilkårlig omskifter kan den ene part så skifte om mellem tale og lytte-positionen. Tilslutningsspændingen er 4.5 V.

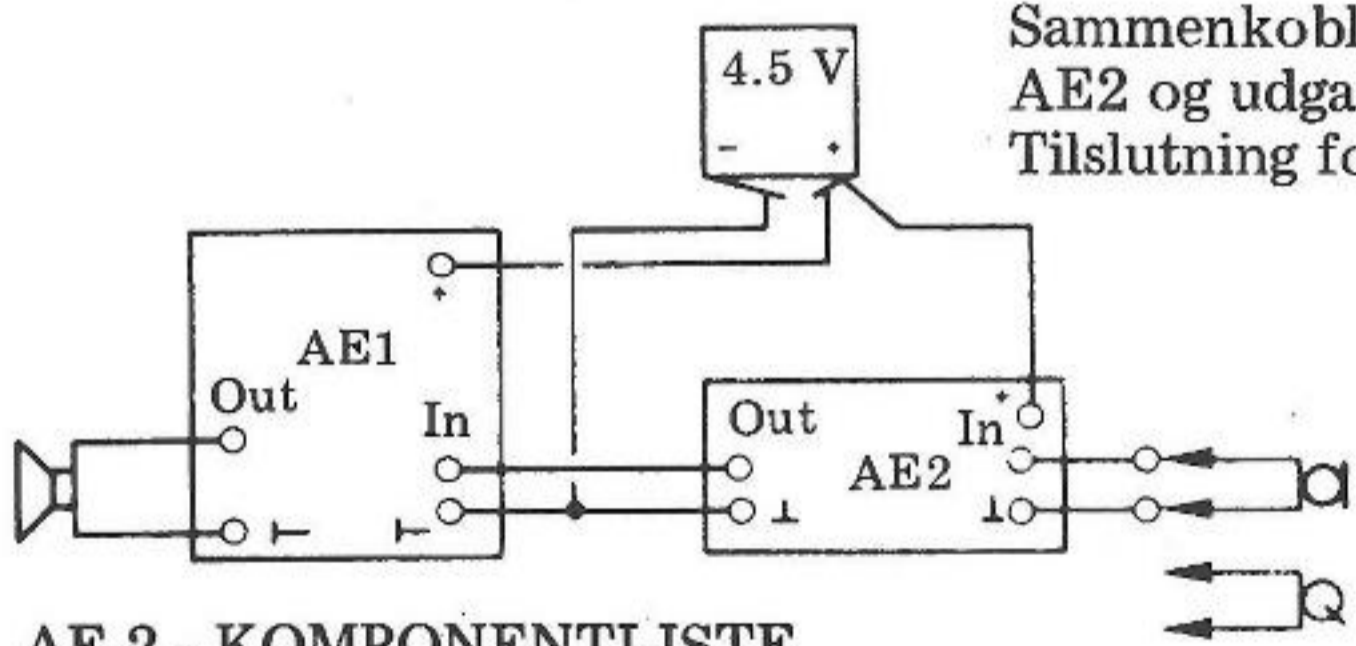
Beregningsgrundlaget findes i G17.



Forforstærkeren AE2 og udgangsforstærkeren AE1 sammenkoblet til samtaleanlæg med volumenkontrol



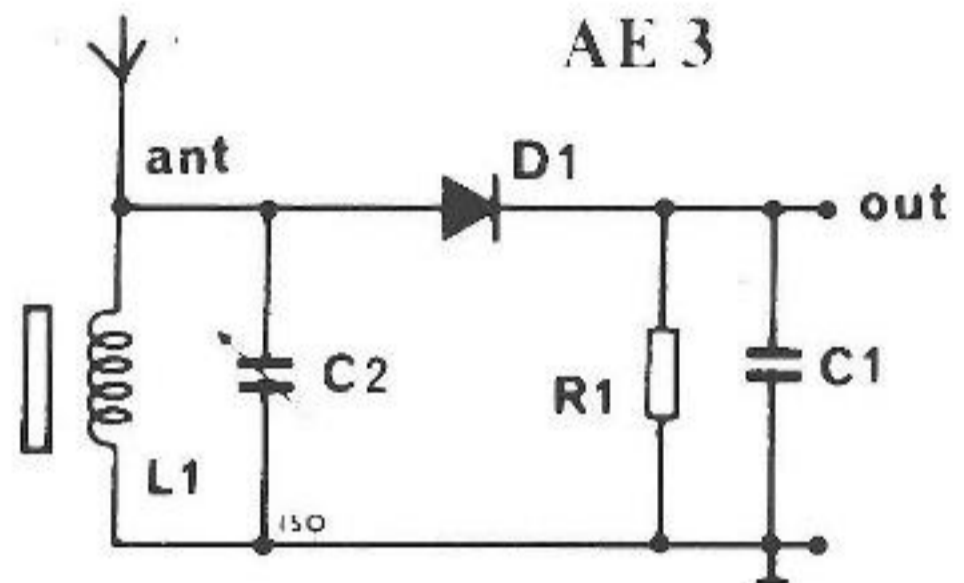
Indkobling af volumenkontrol



Sammenkobling af forforstærkeren AE2 og udgangsforstærkeren AE1
Tilslutning for pick-up eller mikrofon

AE 2 - KOMPONENTLISTE

- | | |
|----------------|--|
| 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 | |



AE 3 er en diodemodtager. Den er vældig kraftig, det ringe komponentantal taget i betragtning, men den kan sjældent modtage mere end een station. Hvis man tilslutter den til indgangen af AE 2 og AE 1, får vi en udmærket lille radio. Selv uden antenne kan den modtage med rimelig styrke, hvis der ikke er for langt til senderen.

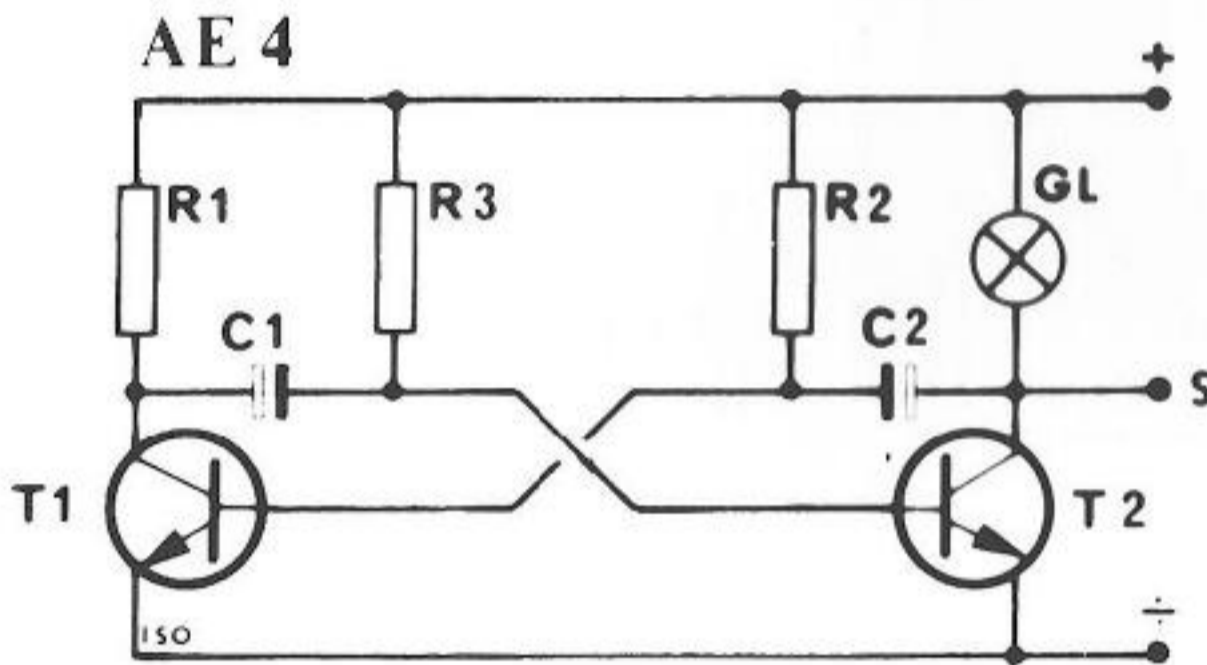
Beregningsgrundlaget findes i G24.

Følgende komponenter kan anbefales:

$R1 = 22 \text{ K Ohm}$, $C1 = 2.2 \text{ nF}$, $C2 = 150\text{pF}$ drejekondensator, $D1 = AA143$, spolen $L1$ er et stykke ferritstav med 30 vindinger mangekoret tråd, såkaldt Litzetråd. AE 3 tilsluttes med out til indgangen på AE 2 og stel til stel. Evt. antenne kan sættes til ved ANT.

AE3 giver størst styrke i en høreprop, når $R1$ og $C1$ IKKE benyttes. $R1$ og $R2$ anvendes kun med AE3 til AE2 og AE1!

Såfremt man benytter en færdigviklet spole, skal den for bedst modtagelse trækkes $1/2 \text{ cm}$ ud over ferritstaven.



AE 4 er en blinker, der kan benyttes på juletræet, til elektriske tog eller lignende. Den skal tilsluttes en spænding på 4,5 til 6 volt. AE 4 er forsynet med en udgang til HT.

Denne udgang får De en nærmere forklaring på i AE 5.

Blinkerens funktion er omtalt i afsnit G30, fig. 30.2, hvor også beregningsgrundlaget er anført. Ved at ændre kondensatorerne fås ændret klinketid.

AE 4 - KOMPONENTLISTE

R1 = 100 Ohm

R2 = 2,7 k Ohm

R3 = 2,7 k Ohm

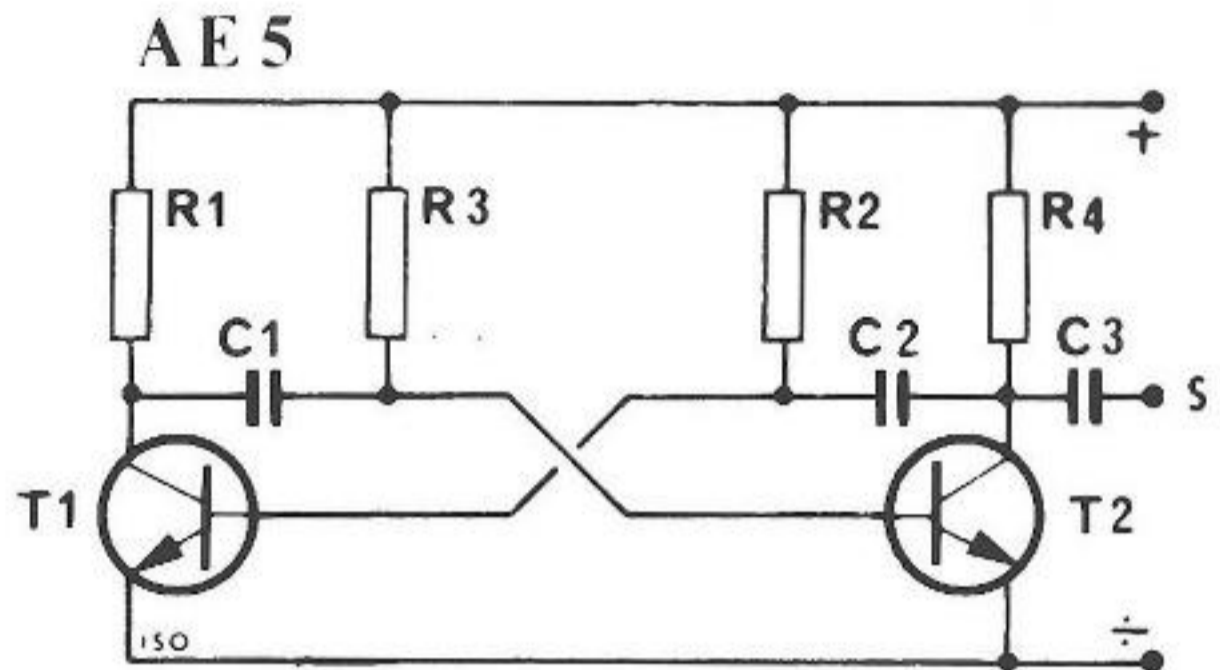
C1 = 47uF/10V

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



AE 5 er en lidt anden udgave af AE 4. Her benytter vi meget mindre kondensatorer, og ingen lampe. Denne konstruktion kan benyttes som prøvegenerator. Den afgiver en kraftig tone, der kan sendes ind i udgangsforstærkeren AE 1 eller direkte til en højttaler. Her kan vi lave lidt sjov. Hvis AE 5 tilsluttes til S på AE 4 med plus, vil AE 4 i takt med lampen tænde AE 5, der altså vil hyle stødvis! Prøv det. Udgangen fra AE 5's terminal S kobles gennem AE 1 til højttaleren. AE5 kan bringes til at arbejde LYSSTYRET ved, at man indskyder en LDR-modstand i serie med R3 og R2!

Det nødvendige beregningsgrundlag findes i afsnit G30 under den astabile multivibrator. Fig. 30.2.

Forsyningsspændingen er 4,5 volt.

AE 5 - KOMPONENTLISTE

R1 = 1 k Ohm

R2 = 33 k Ohm

R3 = 33 k Ohm

R4 = 1 k Ohm

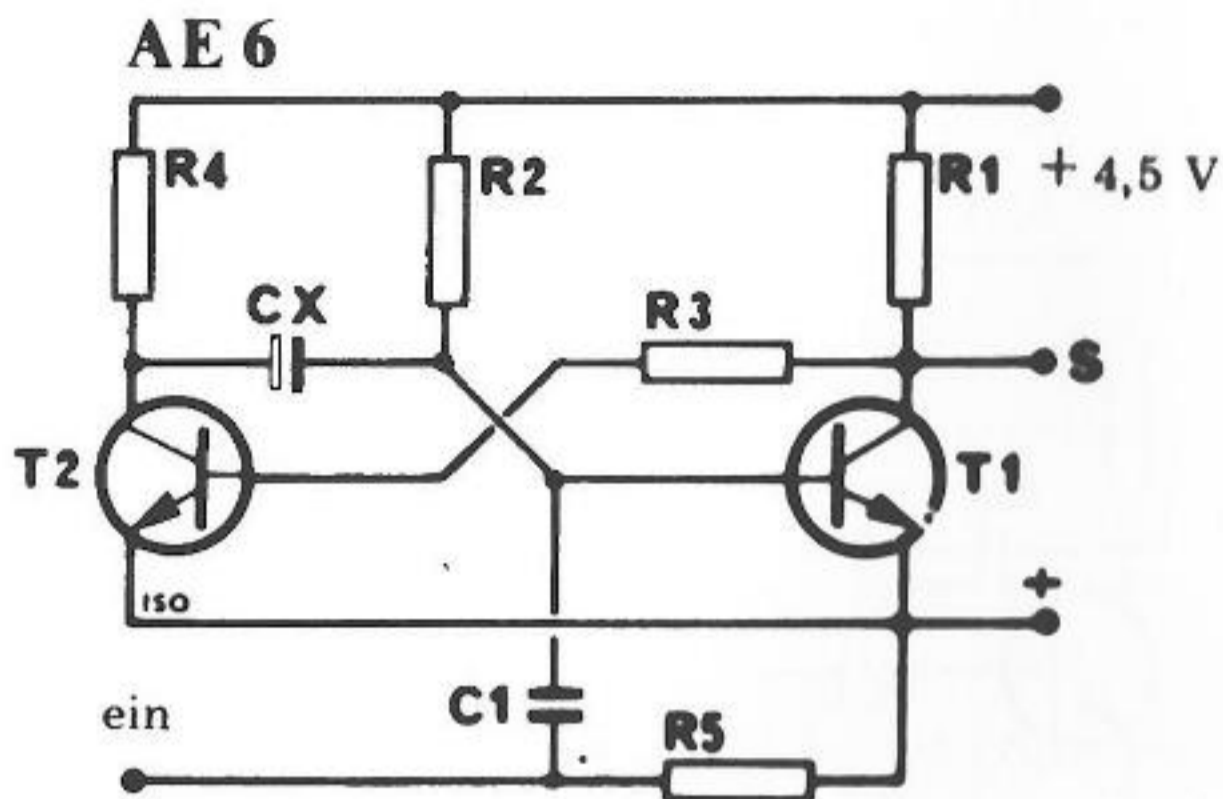
C1 = 47 nF

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



AE 6 er en monostabil multivibrator. Får den en påvirkning, vil den slå om i en vis tid, og så slå tilbage igen.

Ved S kan vi tilslutte plus på den astabile multivibrator, AE 5. Opstillingen startes ved at kortslutte mellem IN og plus, og AE 5 giver en hyletone, hvis længde bestemmes af C_X .

$C_X = 400 \text{ uF}$ giver ca. 10 sekunders hyletone og varigheden er proportional med C_X .

Opstillingen kan bruges til dørklokke, når tonen fra AE 5 kobles direkte til AE 1.

Trykknappen ved døren bruges til at kortslutte 1 og 2, og der fremkommer en tone, der er uafhængig af, hvor længe der bliver trykket på knappen.

AE 6 - KOMPONENTLISTE

R1 = 1 k Ohm

R2 = 27 k Ohm

R3 = 27 k Ohm

R4 = 1 k Ohm

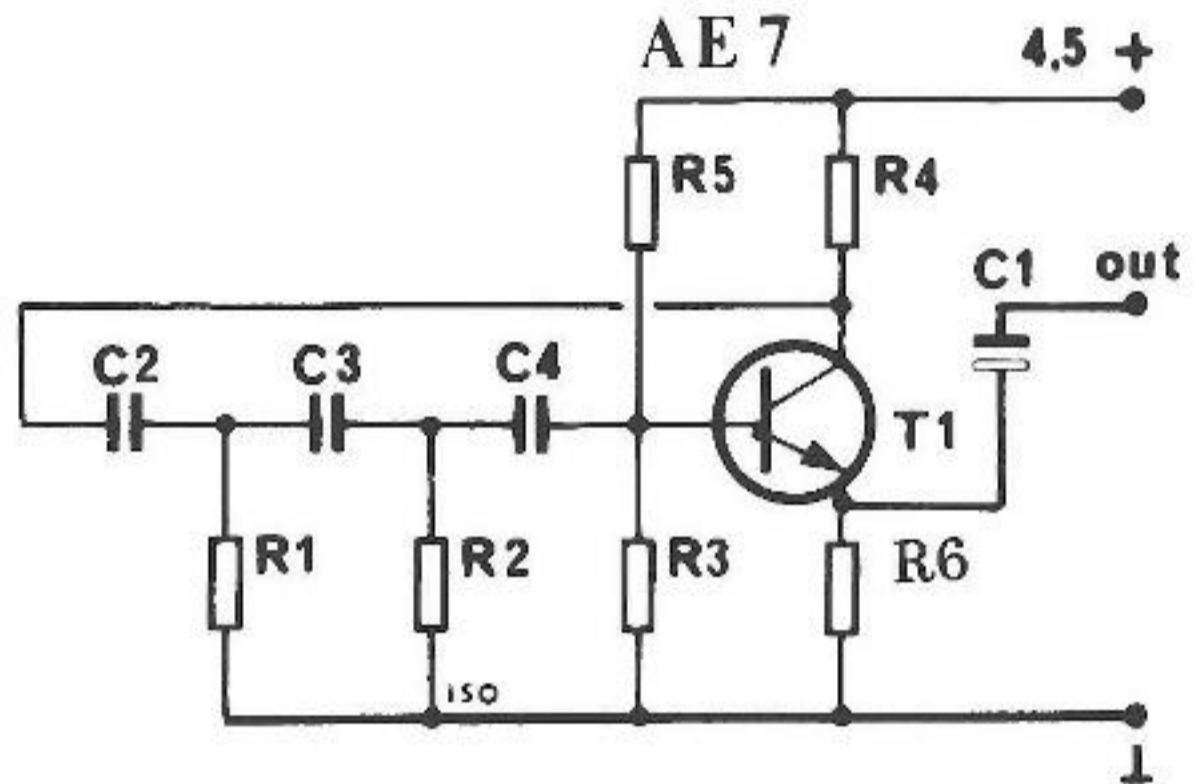
R5 = 100 k Ohm

C1 = 68 nF

$C_X = 47\text{uF}/10\text{V}$ til $1000\text{uF}/16\text{V}$

T1 = BC 171, BC 107, BC 172 el. BC 108

T2 = BC 171, BC 107, BC 172 el. BC 108



AE 7 er en generator, der giver en næsten sinusformet tone fra sig. Den kan trække AE 1. Sinusgeneratoren kan benyttes som generator til effektmåling, som prøveapparat etc.

Forsyningsspændingen er 4,5 volt. Det teoretiske stof i G19, filtre.

Det kan være nødvendigt at indsætte et trimmepotentio-
meter på 100 kOhm i stedet for R3, hvis AE7 ikke kan svin-
ge.

AE 7 - KOMPONENTLISTE

R1 = 15 k Ohm

R2 = 15 k Ohm

R3 = 33 k Ohm

R4 = 10 k Ohm

R5 = 220 k Ohm

R6 = 18 Ohm

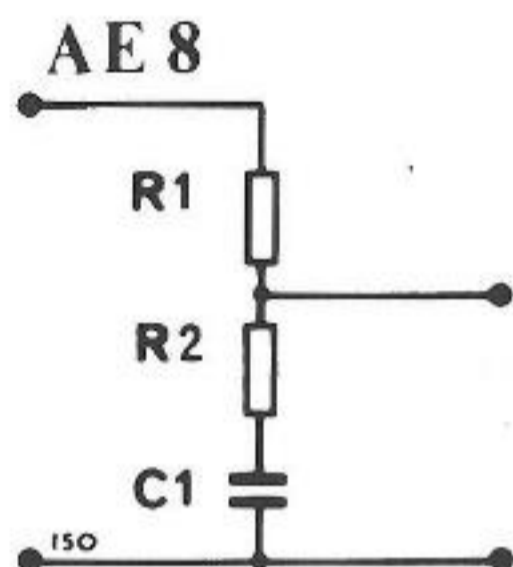
C1 = 10uF

C2 = 10 nF

C3 = 10 nF

C4 = 10 nF

T1 = BC 172, BC 108, BC 173 el. BC 109



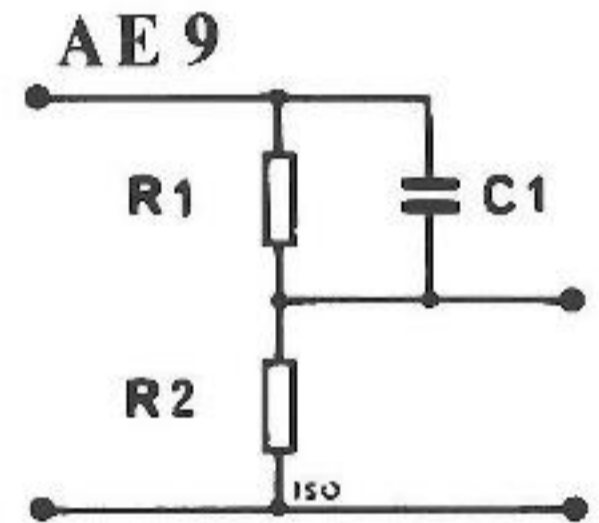
AE 8 er et filter, der indsættes foran Deres båndoptager, forstærker etc. Det giver en bashævning på 15 til 20 dB. Teorien for filteret findes i G19, filtre.

Filteret SKAL benyttes på lineudgang eller før forstærkeren. Det kan ikke benyttes mellem forstærker og højttaler.

Følgende komponenter er benyttet:

AE 8 - KOMPONENTLISTE

R1 = 18 k Ohm
 R2 = 1,8 k Ohm
 C1 = 220 nF



AE 9 er et filter til diskantthævning. Teorien er omtalt i afsnittet om filtre, G19.

Filteret SKAL benyttes på linieudgang eller før forstærkeren. Det kan ikke anvendes mellem forstærker og højttaler.

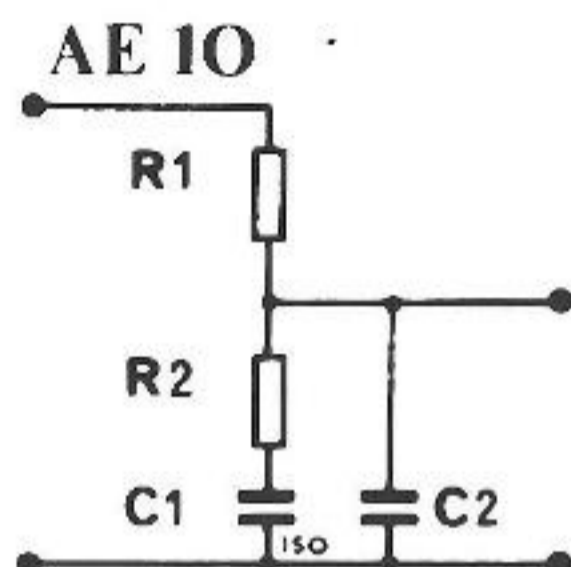
Nødvendige komponenter:

AE 9 - KOMPONENTLISTE

R1 = 18 k Ohm

R2 = 1,8 k Ohm

C1 = 4,7 nF



AE 10 er et særdeles anvendeligt CCIR-filter til at sætte efter en krystalgrammofon. Filteret hæver bassen og sænker diskanten, så grammofonpladen lyder "lineært" ved afspilning. Dette filter er egentlig beregnet til den færdige byggesætforstærker AF 20 fra firmaet JOSTY KIT. En teoretisk gennemgang findes i afsnittet om filtre, G19. CCIR-filteret er beregnet for bashævning ved 500 Hz og diskantsænkning ved 2150 Hz. Man kan også lave en lille grammofonforstærker med AE 1, AE 2 og AE 10.

Husk, at filteret KUN kan benyttes før forstærkeren. Det kan ikke anvendes mellem forstærker og højttaler.

Nødvendige komponenter:

AE 10 - KOMPONENTLISTE

R1 = 18 k Ohm
 R2 = 1,8 k Ohm
 C1 = 220 nF
 C2 = 47 nF

ET ANTAL GODE IDEER

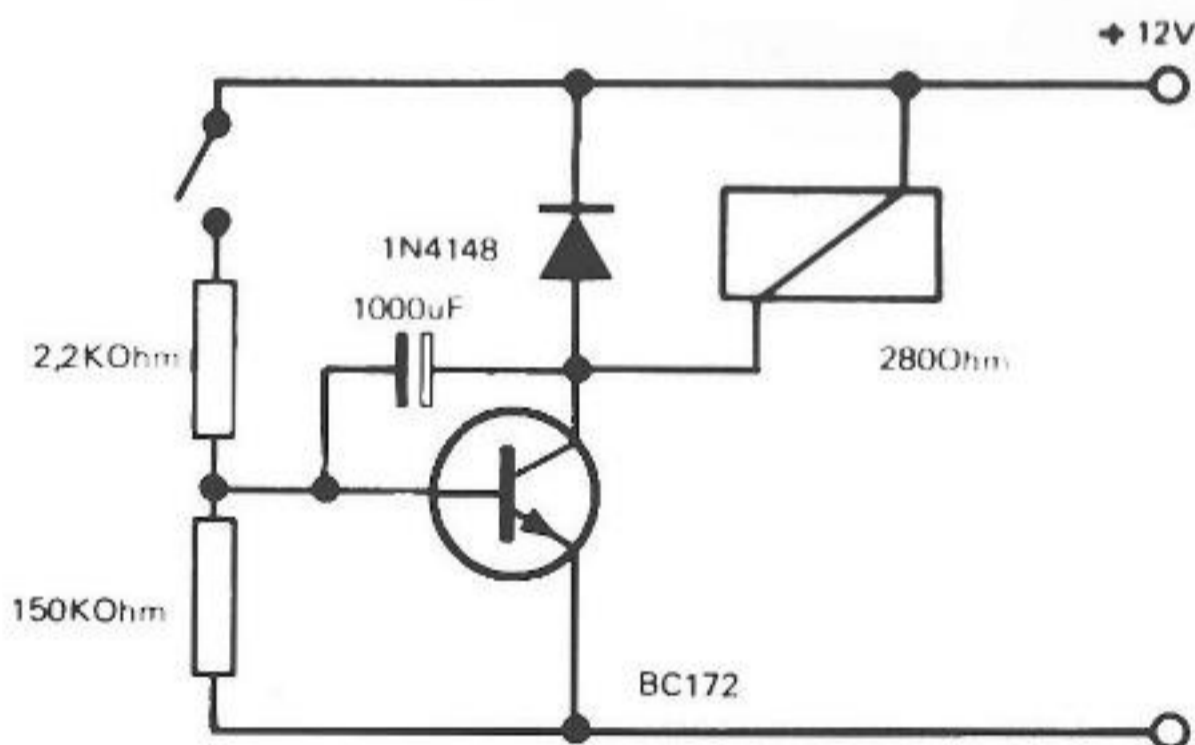
I en del af de viste konstruktioner er det ikke angivet, hvilke transistorer, der er benyttet, men følgende rettesnor kan gives:

Hvis emitterpilen vender ud fra transistoren, er det en NPN-transistor.

Her kan man altså anvende f.eks. BC 171, BC 107, BC 108 etc.

Hvis emitterpilen vender ind i transistoren, er det en PNP-transistor.

Her kan man altså anvende f.eks. BC 250, MEO 412 etc.



Tidsforsinker

Med denne opstilling er det muligt at opnå en tidsforsinkelse på op til 60 sekunder.

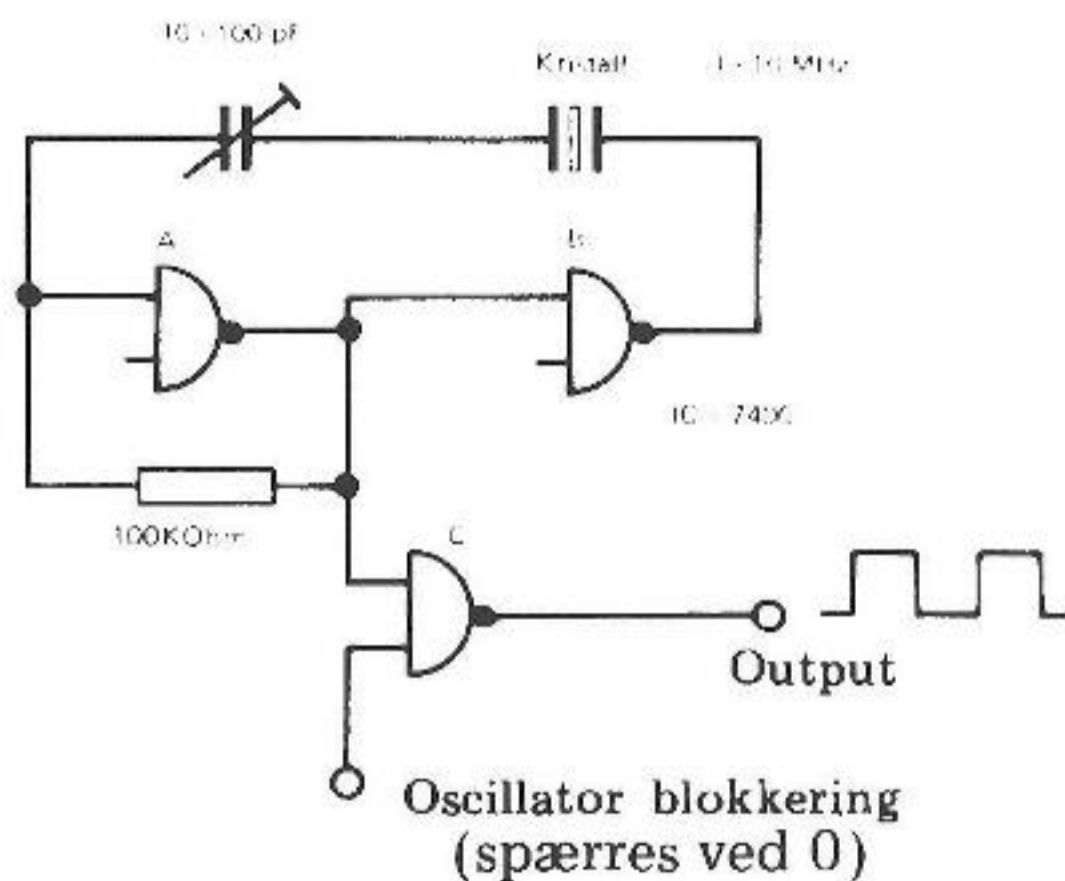
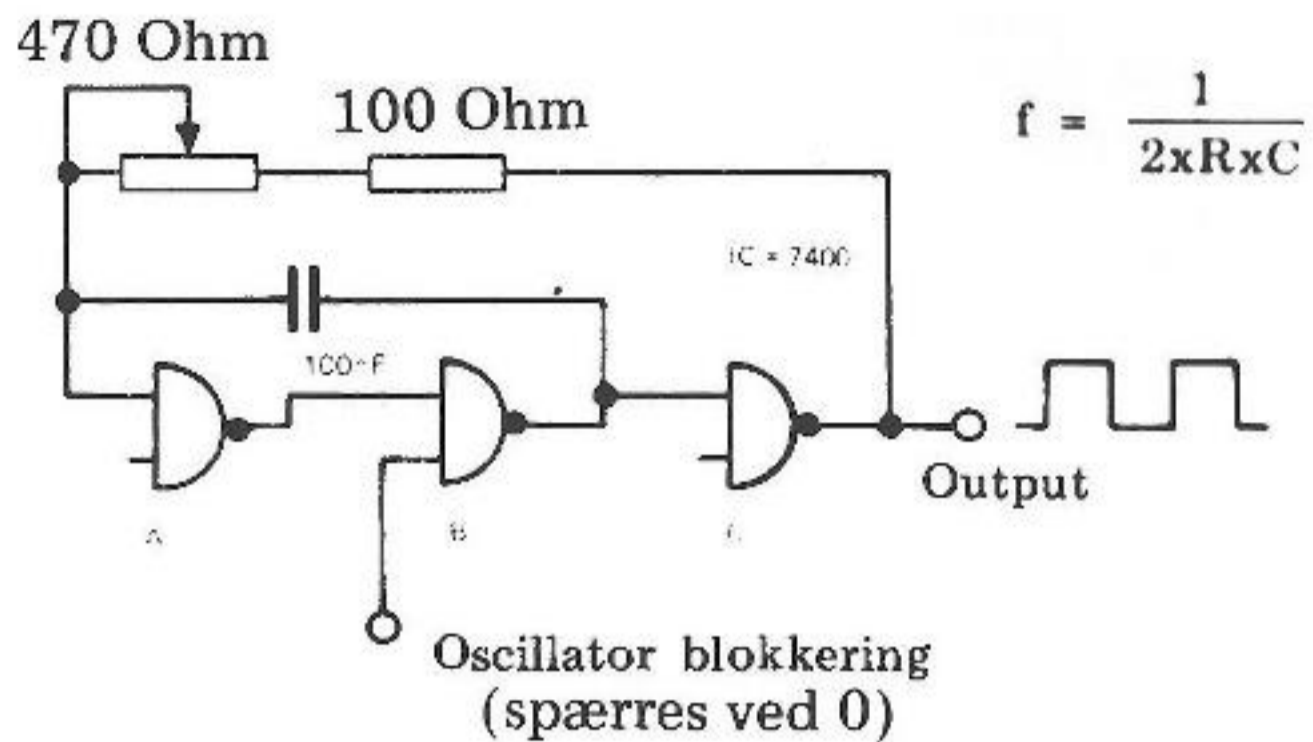
Når man trykker tasten D ind, vil transistoren udstyres, og relæet trækker.

Kondensatoren C lades nu af over kollektor, emitter.

Relæet falder fra så snart afladsstrømmen er faldet til en værdi, der ligger under relæets holdestrøm.

Tidsforsinkelsen bestemmes af transistorens forstærkning og kondensatorens størrelse.

Med de angivne komponenter er holdetiden ca. 15 sekunder.



Krystal-oscillator med logiske kredsløb.

En krystaloscillator er simpel og meget stabil. Da man samtidig ved brug af et krystal kan undvære spoler og kondensatorer, bliver det dobbelt så simpelt.

Opstillingen består af 2 plus 1 GATE's fra f.eks. TTL-serien. 7400 kan anvendes.

Krystallet er indkoblet i modkoblingskredsen for de to GATE's. Herved kommer opstillingen til at svinge på serieresonansen af grundtonen.

For ikke at belaste oscillatoren, og for at få et signal med et on/off-forhold på 50%, benyttes en ekstra GATE.

Elektronisk sirene.**Tekniske data**

Forsyningsspænding	9–15 V DC
Strømforbrug	200 mA
Frekvenssving	400–4 kHz
Svinghastighed	0,2 Hz

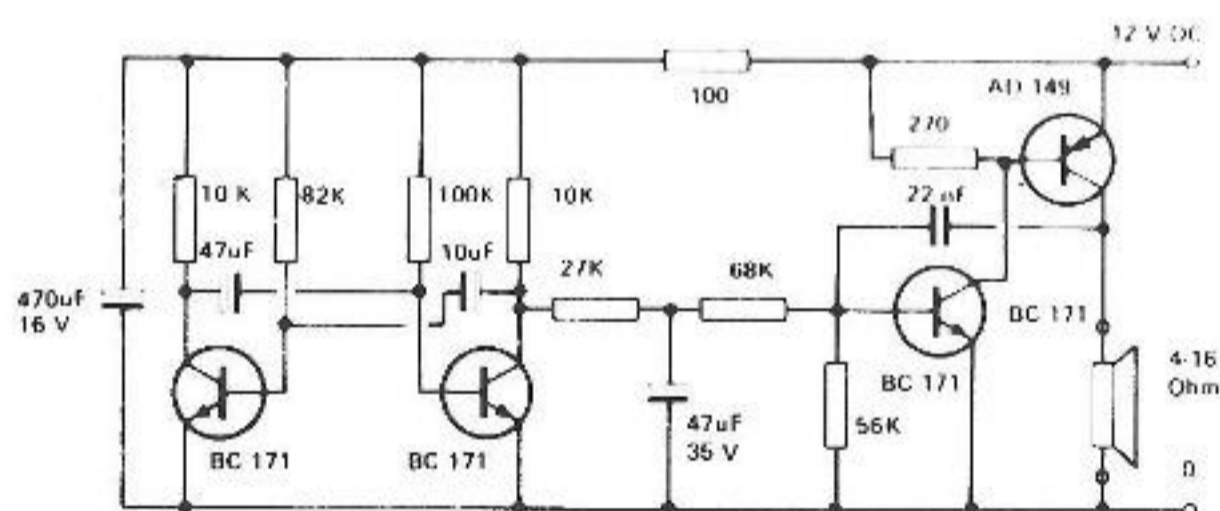
Den **ELEKTRONISKE SIRENE** kan arbejde direkte med en højttaler på udgangen.

Den afgiver et stigende og faldende tonesving, der er næsten helt identisk med "amerikanske politisirener".

Man kan benytte næsten enhver højttaler med en impedans mellem 4 og 16 Ohm. Jo større effekt der ønskes, desto mindre højttalerimpedans skal man benytte.

DENNE elektroniske sirene adskiller sig fra andre lignende typer ved automatisk drift.

Den skal blot tilsluttes et batteri, for at svinge i både frekvens og rytme.

**Knallerttænding****Tekniske data**

Forsyningsspænding	6–12 V AC
Udgangsspænding	2–400 V DC

Anvendelse

Det er fra forskellig side hævdet, at denne knallerttændingsenhed kan give større tophastighed.

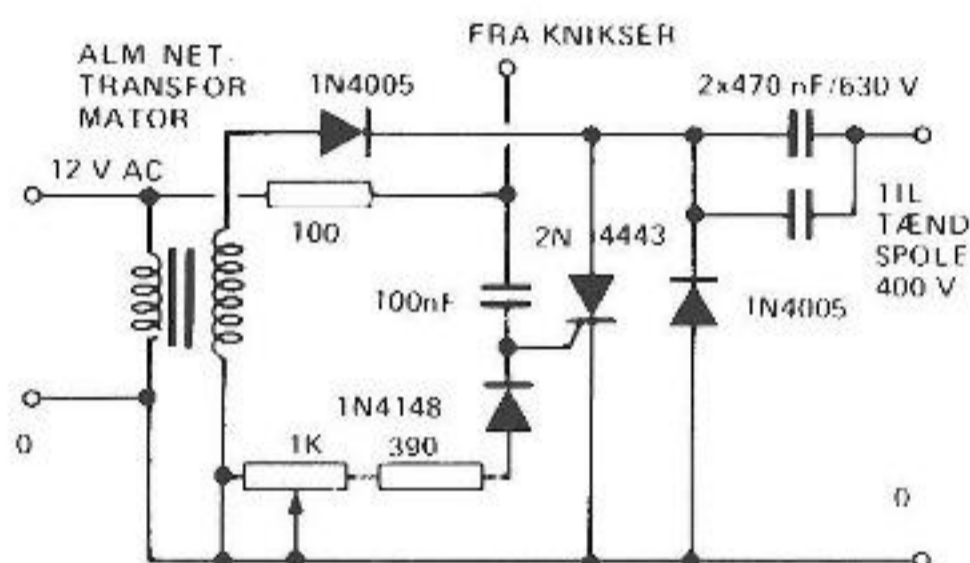
Det er ikke i overensstemmelse med sandheden, hvis tændsystemet er i orden.

En kraftigere gnist giver derimod renere forbrænding og nemmere start i koldt vejr.

Den viste enhed tilsluttes knallertens "lysgenerator", eller man fjerner den sædvanlige højspændingsspole og erstatter den med en ekstra lysspole, som forsyner tændingsenheden.

Den gamle højspændingsspole, eller en alm. tændspole tilsluttes tændingsenhedens udgang, og nu bør man kunne aftage en "varmere" gnist fra det sædvanlige tændrør.

Knikseren forbindes til loddepunkterne mærket KNIKSER.



Lysmåler med lampe

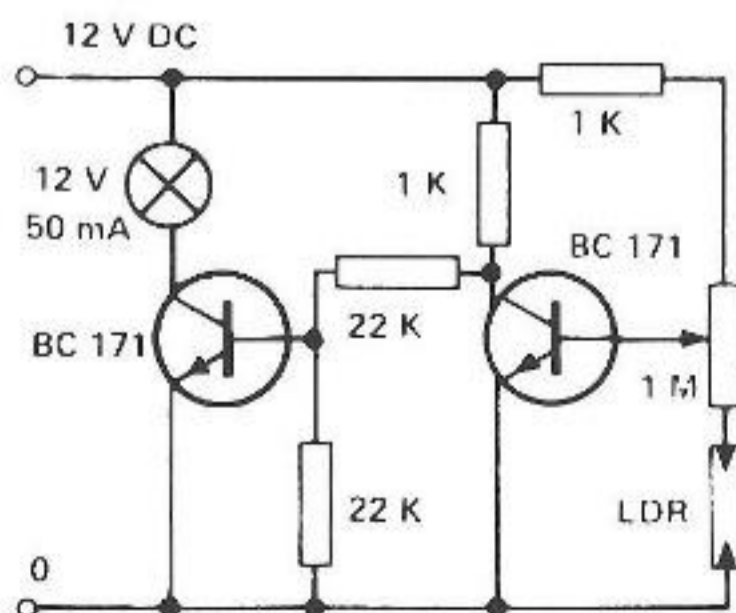
Tekniske data

Forsyningsspænding
Strømforbrug

12 V DC
50 mA

Anvendelse

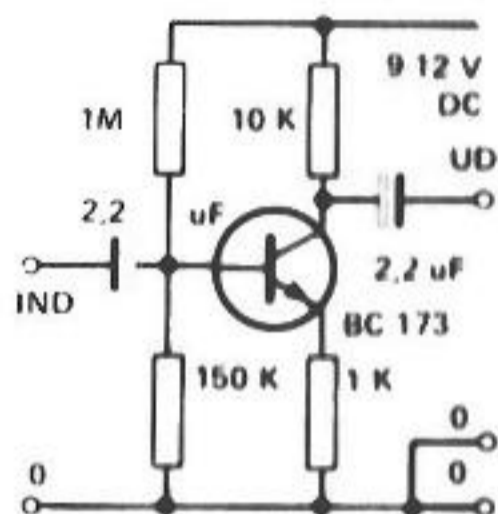
Med dette lille kredsløb, der benytter en lampe som indikator, kan man ved at indskyde en LDR-modstand bestemme belysningen, eller ved at indskyde en NTC-modstand bestemme temperaturen.



I diagrammet har vi vist **BELYSNINGSMALEREN**. Med potentiometeret på 1 MOhm bestemmer man det punkt, hvor lampen skal tænde og slukke.

Belysningsmåleren er en lille smule **temperaturfølsom**, hvorfor det anbefales at benytte den ved **stuetemperatur**.

Forforstærker



Tekniske data

Forsyningsspænding
Strømforbrug
Forstærkning
Forvrængning
Frekvensgang -1 dB

12 V DC
0,8 mA
10 X
0,1%
10-20.000 Hz

Anvendelse

Med denne lille forforstærker, der også kan bygges i **STEREO**, på **A210 UNIVERSALPRINTET**, kan man forstærke et for svagt signal 10 gange op.

Forforstærkeren er støj og forvrængningssvag, hvorfor den kan anvendes i forbindelse med **HI-FI** udstyr.

Forforstærkeren kan også benyttes til at bringe modulationen på f.eks. **WALKIE-TALKIES** op til et større niveau.

Af hensyn til brum bør den i alle tilfælde indbygges i en lille metalkasse. Samtidig forbindes forforstærkerens minusforbindelse til metalkassen.

Forforstærkeren kan indbygges i metalkasse **B211**.

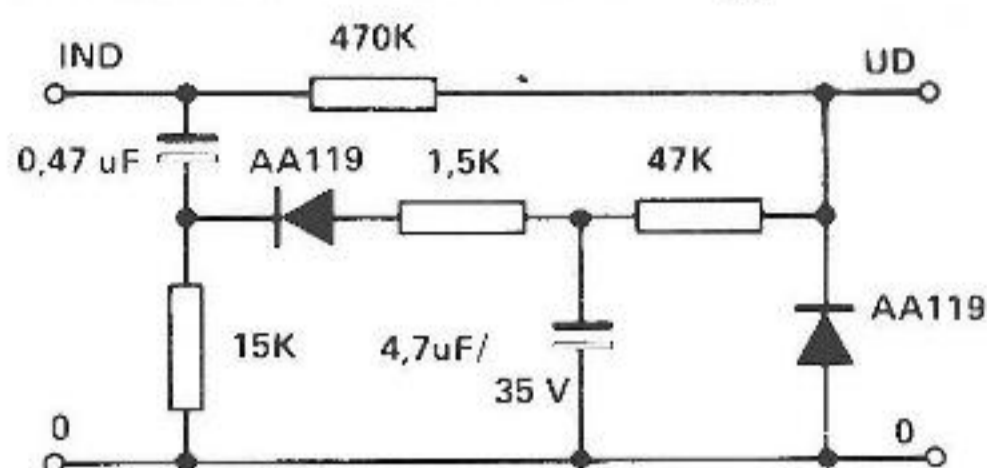
Kompressionsled

Tekniske data

Gennemgangsdæmpning
Nedregulering
Indgangsimpedans
Udgangsimpedans

10 gange
40 dB (100 gange)
10 kOhm
1 MOhm

Et kompressionsled er beregnet til nedregulering af for høje signalniveauer fra f.eks. mikrofonanlæg.



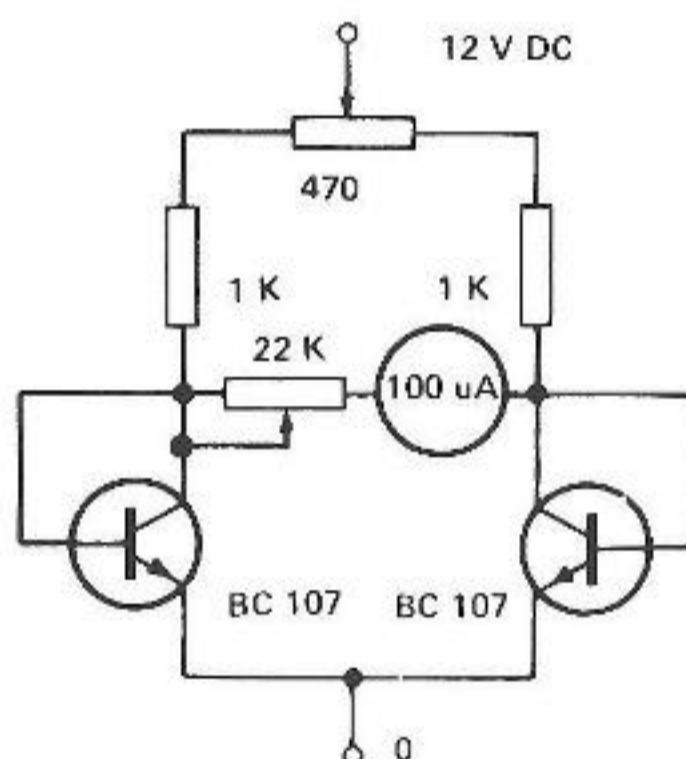
Indgangsspændingen bør have en styrke på omkring 500 til 1000 mV, for at reguleringen kan virke efter hensigten. Det betyder at kompressionsledet skal indsættes ved en eventuel forstærkers volumenkontrol.

Da dette kompressionsled giver en dæmpning på omkring 10 gange, er det nødvendigt at indskyde en forforstærker.

Thermometer

Tekniske data

Forsyningsspænding	12 V DC
Strømforbrug	10 mA
Nøjagtighed typ.	1%



Anvendelse

Dette thermometer, der er opbygget med to metalhusindkapslede transistorer, BC109, kan med stor nøjagtighed benyttes til målinger i området 0 til 100°C.

Den ene transistor holdes på en kendt temperatur, og den anden benyttes som "målesonde". Det man nu kan aflæse på måleinstrumentet er temperaturforskellen. Hvis aflæsningen "siger" 60 — er den virkelige temperatur 80°C, ved omgivelsestemperaturen 20°C.

Trimme potentiometeret på 470 Ohm, benyttes til justering af nulvisningen, når der ikke er nogen temperaturforskel mellem transistorerne.

Trimme potentiometeret på 22 kOhm benyttes til justering af visningen 80°C ved måling af kogende vand ved omgivelsestemperaturen 20°C.

I denne opstilling udnyttes, at SPÆNDINGEN ER EN LINEÆR FUNKTION AF TEMPERATUREN OVER EN DIODESTRÆKNING.

Som De ser, benyttes kun den ene "halvdel" af transistoren, idet basis og kollektor er sammenkoblet.

Højspændingsgenerator

Tekniske data

Forsyningsspænding	12 V DC
Strømforbrug	300 mA
Udgangsspænding	400 V AC
Svingfrekvens	5 kHz

Anvendelse

En højspændingsgenerator kan benyttes som f.eks. stødgiver til "elektrisk hegn".

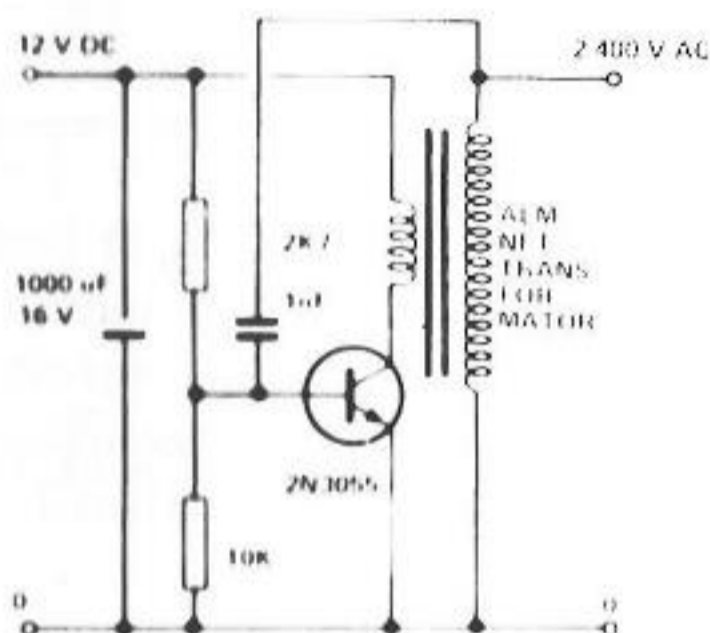
Højspændingsgeneratoren skal blot have tilført en batterispænding på omkring 12 V DC, for at kunne levere over 400 V vekselspænding (AC).

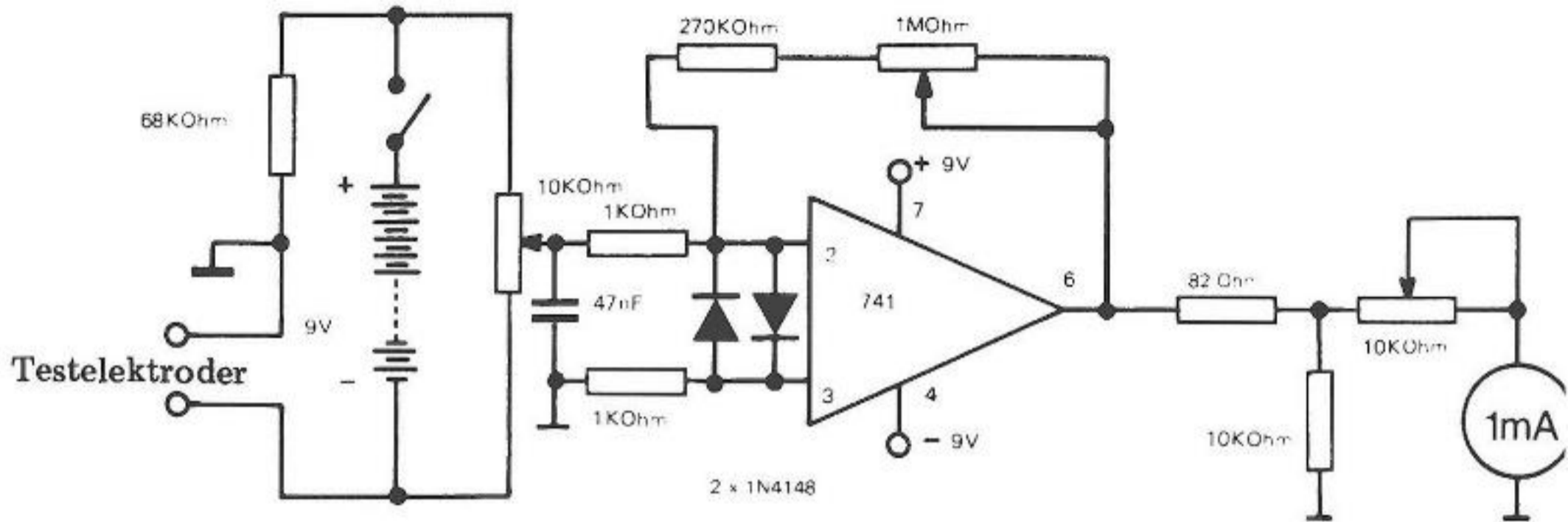
Da man kun kan trække omkring 10 mA ved denne høje spænding, kan opstillingen ikke forsyne større apparater, glødelamper etc. med netspænding.

Den lidt mere erfarne amatør kan ensrette udgangsspændingen med en brokoblet ensretter, f.eks. B250C600, og oplade en elektrolytkondensator på op til 100 μ F/500 V. Kondensatorladningen kan ved hjælp af en speciel udladningstransformator og et BLIZ-rør bringes til at afgive et kraftigt lysglimt. "Slagt" f.eks. en gammel batteri-blitz til formålet. Hvis De monterer en anden transformator end den angivne, er det muligt at højspændingsgeneratoren ikke "svinger". Det høres som en svag hyl.

I dette tilfælde må man ombytte to, og kun to, af transformatorens tilledninger på primær eller sekundær-siden.

Næsten enhver transformator til netdrift kan benyttes til højspændingsgeneratoren — husk blot at lav-Ohm-siden skal til transistorens kollektor og plus, og højohmsiden til udgangen. (Se diagrammet).





Løgne detektor

Der er i virkeligheden tale om en føle-reaktions-tester. Dette måleinstrument kan fastslå, om forsøgspersonen har forkærlighed eller antipati for et spørgsmål. Da løgne har følelsesmæssige ændringer til følge, er det muligt at detektere de deraf kommende modstandsmæssige værdier.

Selv når man "for sjov" vil lyve, træder detektoren i funktion.

Afhængigt af spørgsmålenes art får man større eller mindre udslag.

Indgangskredsen består af en brokobling. Testpersonen tager de to elektroder i hånden og udgør den ene af de fire brogrene.

Endnu en brogren udgøres af en fast modstand på 75 kohm. Den sidste brogren er et potentiometer, der benyttes til at nulstille apparatet før de mange "slemme" spørgsmål stilles. Apparatets følsomhed kan indstilles med trimmemodstanden R5.

En ganske svag modstandsændring vil blive forstærket af den integrerede kreds MIC 741.

På et 1 mA instrument kan man nu læse modstandsændringen.

Som elektroden kan almindeligt kobberrør anvendes.

Som strømforsyning kan man anvende 3 stk. 9 volt H10 batterier fra Hellesten. (410)

JOSTY KIT BYGGESÆT

På de følgende sider finder De diagrammer, beskrivelser og koblingseksempler på langt de fleste JOSTY KIT's, der kan leveres på det skandinaviske marked.

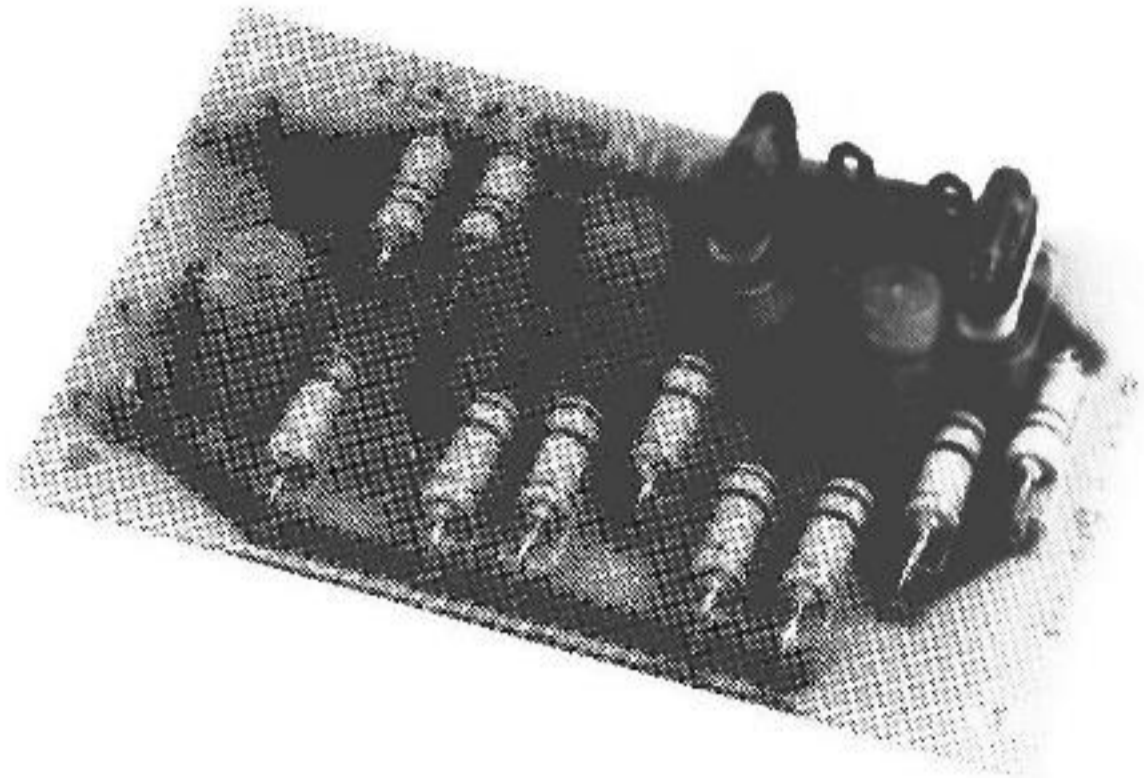
Når JOSTY KIT'ene produceres, tages der hensyn til at de komponenter der anvendes altid er »up to date» og af bedste kvalitet.

Det betyder at denne bogs data eller komponentangivelser ikke nødvendigvis stemmer helt overens med det byggesæt De måske køber idag. Afvigelserne er dog normalt små.

JOSTY KIT yder kun garanti på konstruktioner der er købt som byggesæt - De kan altså ikke forvente nogen serviceydelse på selvbyggede opstillinger fra denne bog, hverken AE-sættene, JOSTY KIT'ene eller andre diagrammer vi har angivet!

Det skal dog bemærkes at vi har bestræbt os på at bringe diagrammer og komponentlister, der er ført helt »up to date».

Vi har ikke mulighed for at bistå Dem med yderligere materiale over elektronikken i JOSTY KIT'ene,- printtegninger og komponentplaceringer fås KUN i JOSTY-KIT'ene.



AF 25 er en mixer, der indeholder 3 forstærkende transistorer. Ved brug af forstærkere opnås, at de enkelte potentiometre ikke er indbyrdes afhængige.

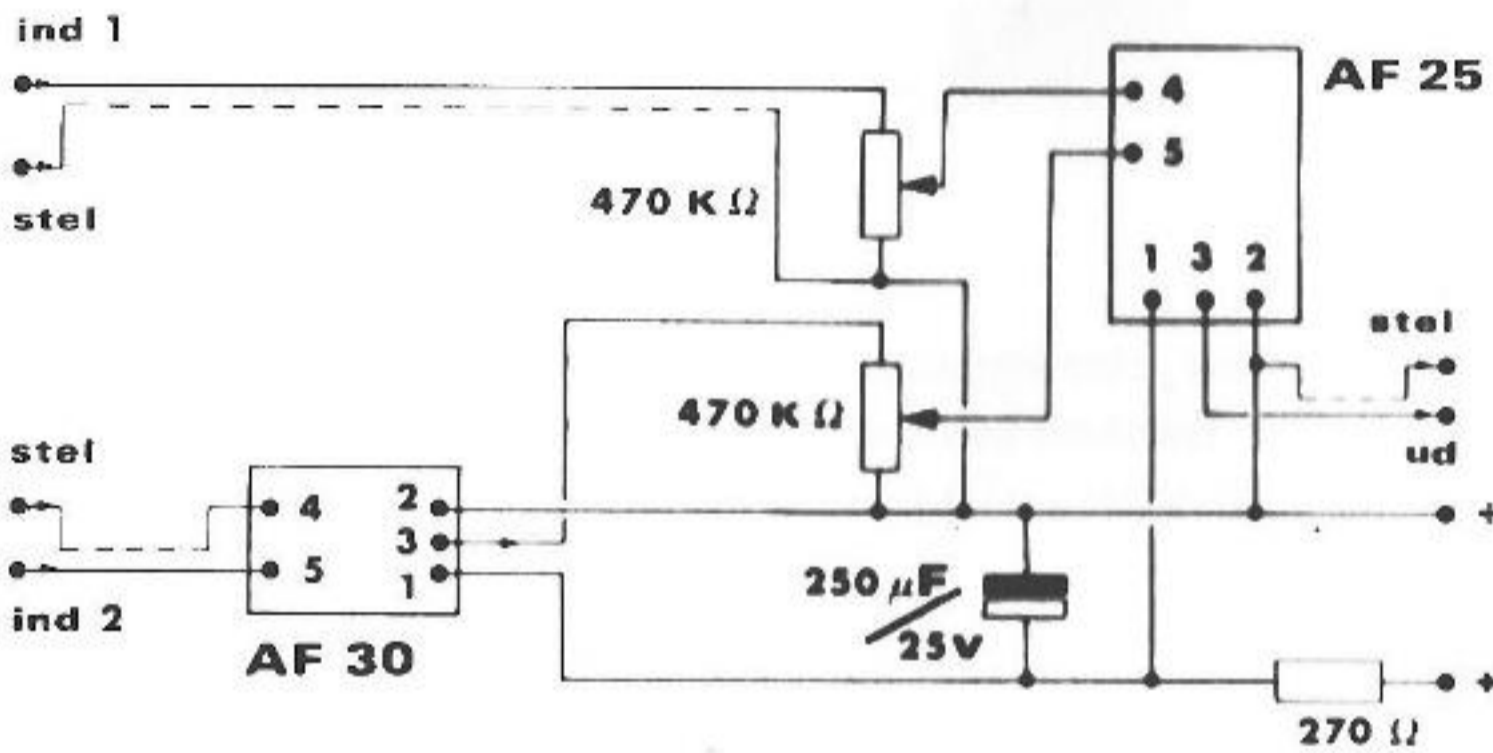
Diagrammet: AF 25 indeholder 2 separate indgangstrin, der er kraftigt modkoblede fra emitter til basis gennem modstandene R7 og R4, samt kondensatorerne C3 og C4. Samtidig opnås en meget høj indgangsimpedans med en stor emitter-modstand, R6 og R9. Indgangsimpedansen er som bekendt lig emittermodstanden gange strømforstærkningen i transistoren, hvilket i dette tilfælde giver en indgangsimpedans på over 1 mohm.

For at få en passende lav udgangsimpedans har man koblet T3 som emitterfølger. Udgangsimpedansen er her omtrent lig transistorens emittermodstand divideret med transistorens strømforstærkning, eller ca. 150 ohm.

Begge fortrin er koblet til emitterfølgeren DC-mæssigt, hvilket giver stor linearitet uden forvrængning.

Tekniske data

Spænding	20 volt DC
Strømforbrug	2 mA
Forstærkning	1 gang
Frekvensgang	20 Hz — 30 kHz \pm 1 dB
Harmonisk forvrængning	max 0,1%
Intermodulation	max 0,5%
Udgangsimpedans	150 ohm
Indgangsimpedans	1 mohm
Udgangsspænding	max 1 V

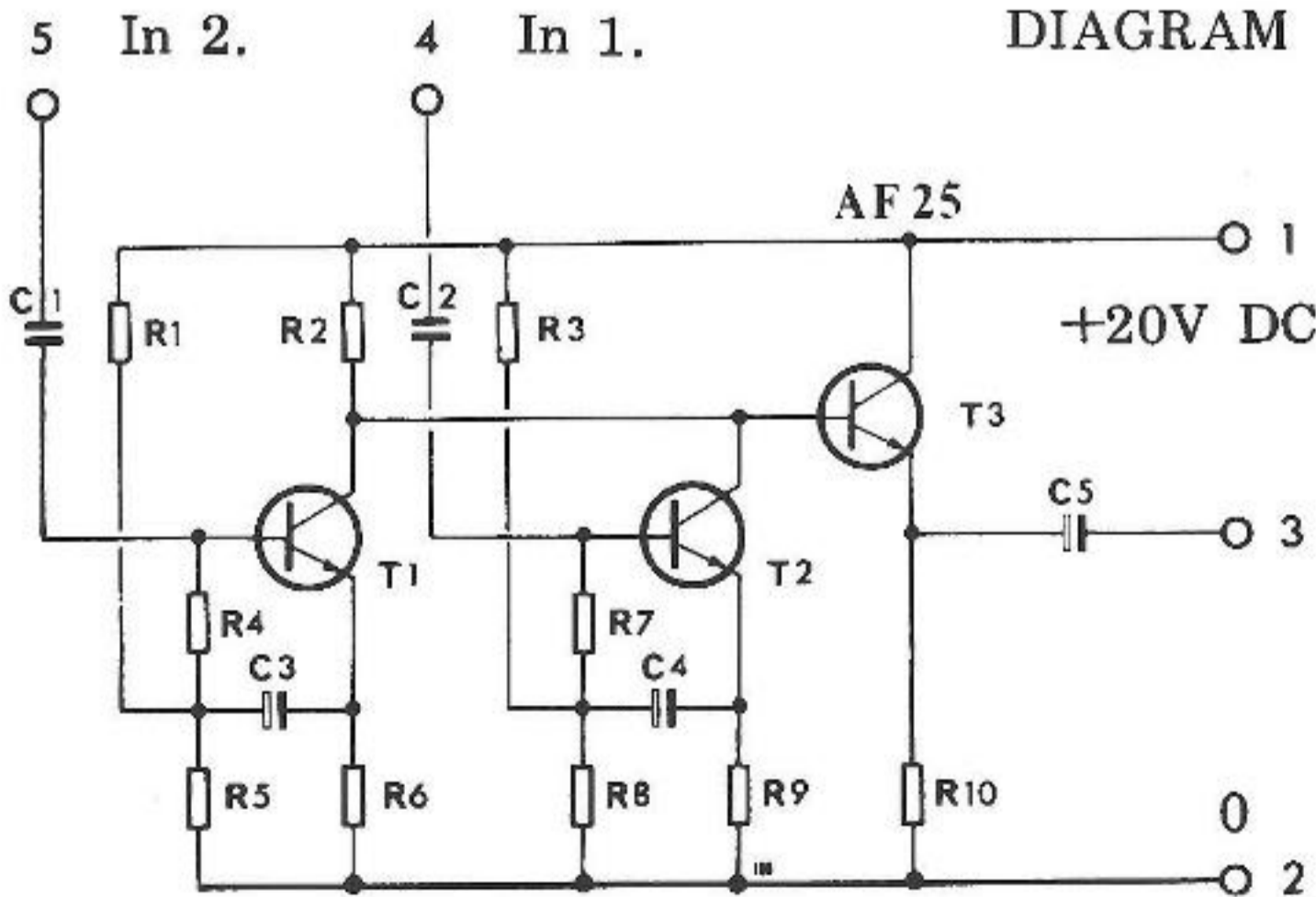


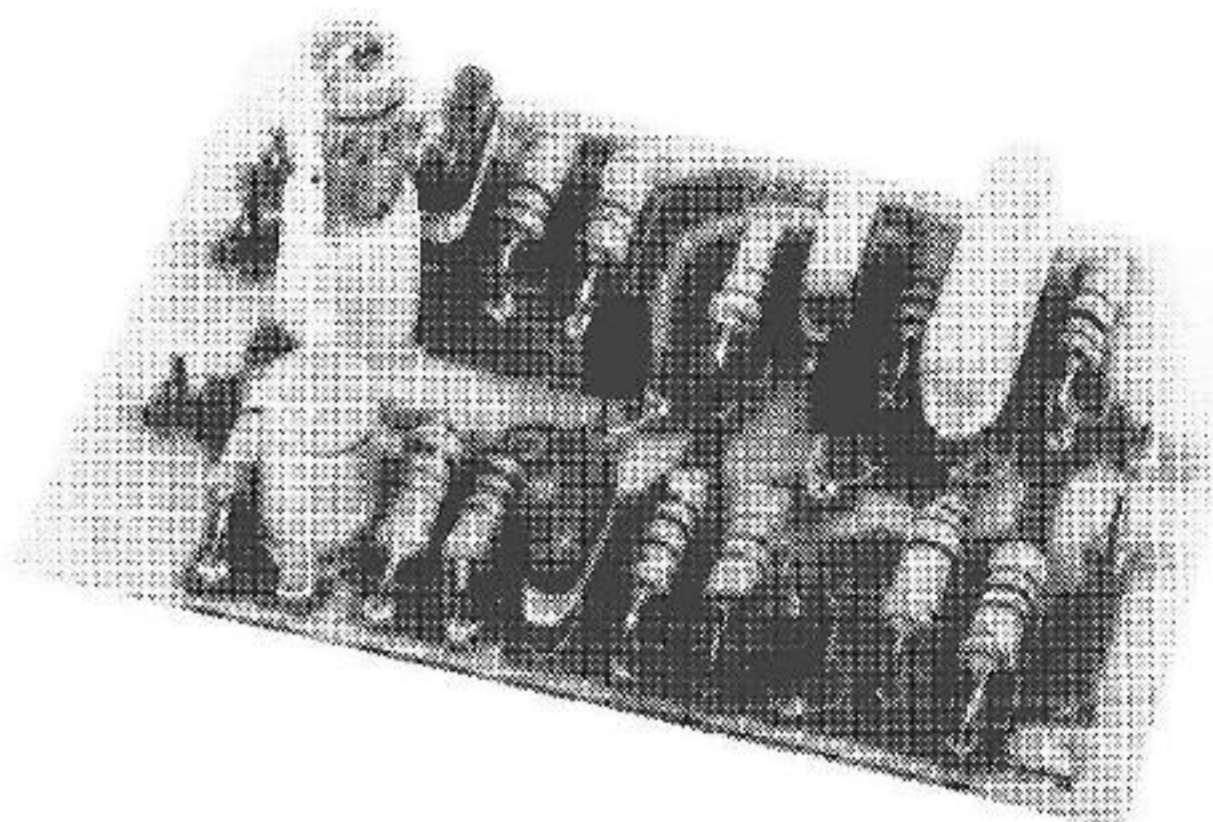
Komponentliste

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

Ovenfor vises AF25 mixeren koblet med indgang 1 til f.eks. FM og indgang 2 til f.eks. Dynamisk pick-up. AF30 forforstærkeren benyttes som extra forforstærker foran DYN. pick-up. Hvis C2 og C6 fjernes i AF30, kan denne indgang benyttes til dynamisk mikrofon.

DIAGRAM





FORFORSTÆRKER

AF 30 er en universelt anvendelig forforstærker, der egner sig for tilslutning af lav-ohms pick-ups, f.ex B & O, Shure eller Ortofon.

Forforstærkeren er DC-koblet, direkte fra T1's kollektor til T2's basis, og modkoblet via C2 og C3, der sænker diskanten og hæver bassen inden for ± 1 dB i forhold til CCIR-normen. R1 udgør sammen med R5 et filter, der fjerner eventuel selvsving ved frekvenser over 100 Mhz. R3 og C4 er et simpelt RC-filter, der fjerner MOTOR-BOATING, den sære tøffende lyd, der kan opstå ved uafkoblede forstærkere.

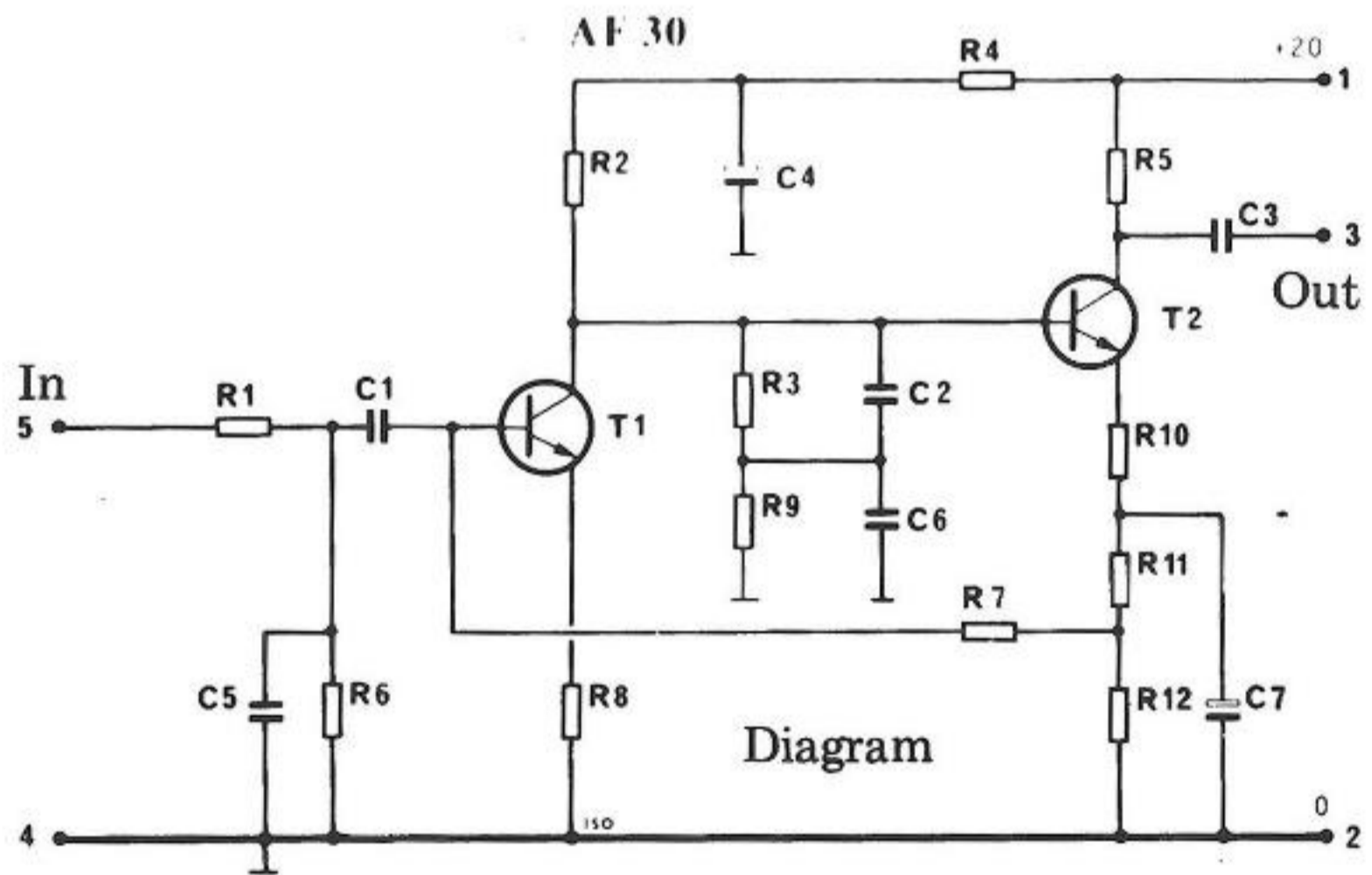
DC-mæssigt er AF 30 en balanceret forstærker, idet T1 får sin basisspænding fra T2's emitter, og T2 får sin fra T1's kollektor. R2 er således både kollektormodstand for T1 og basismodstand for T2.

R8 og R10 er uafkoblede emittermodstande, der modkobler til ideel frekvensgang. R11 og R12 udgør en simpel spændingsdeler, der aftrapper spændingen til T1's basis gennem R7, der er indsat for at begrænse strømmen til T1, samt for at undgå for kraftig dæmpning til stel. Manglede den, ville modstanden til stel udgøres af R12, der er 10 kohm til forskel fra R7, der er 150 kohm.

TEKNISKE DATA

Spænding	20–30 V
Strøm	1 mA
Frekvensgang	20–20.000 Hz, CCIR ±1 dB
Forstærkning	10 gange – nominal indgangsimpedans
Signal/støj	56 dB
Indgangsimpedans	15 kohm (2–50 kohm)
Udgangsimpedans	50 kohm

DIAGRAM



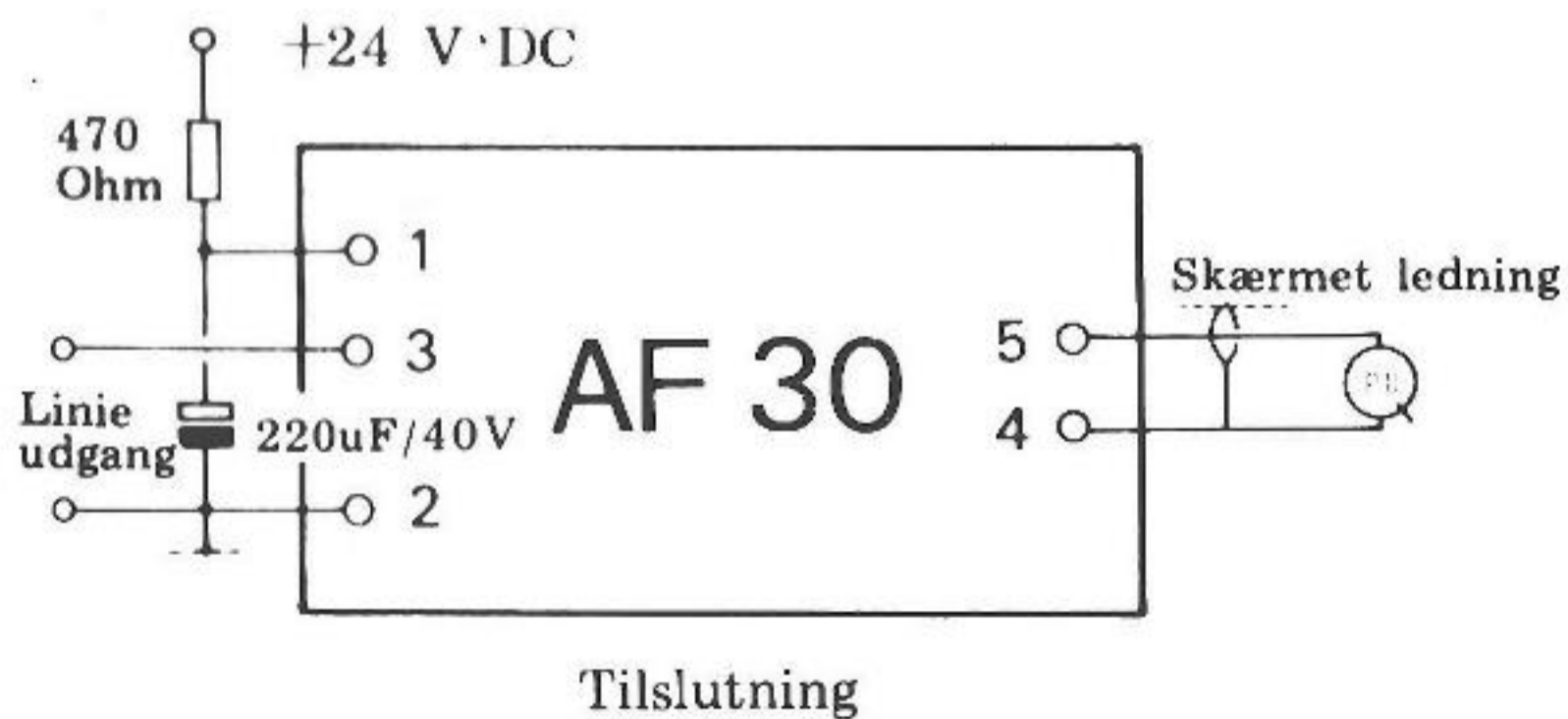
Ved at ændre R12 til 22 k Ohm, kan AF30 arbejde på 9-12V DC.

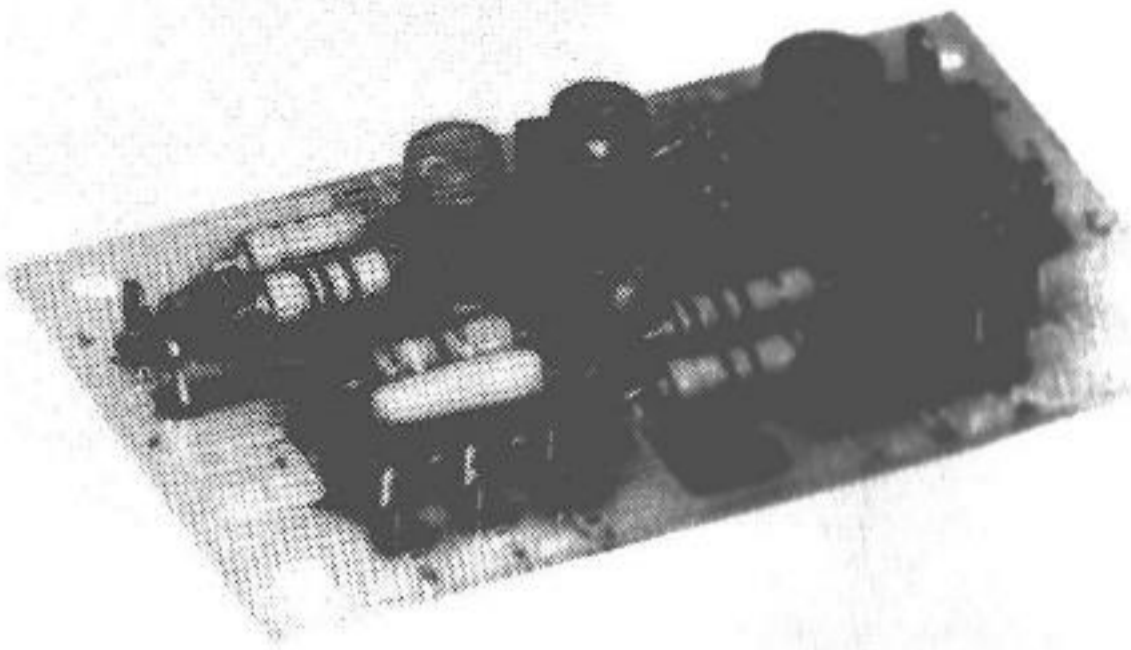
KOMPONENTLISTE

R1	100 ohm
R2	100 kohm
R3	680 kohm
R4	22 kohm
R5	100 kohm
R6	1 Mohm
R7	150 kohm
R8	4,7 kohm
R9	6,8 kohm
R10	1,5 kohm
R11	27 kohm
R12	10 kohm

C1	330 nF
C2	47 nF
C3	100 nF
C4	22uF/25V
C5	100 pF
C6	10 nF
C7	47uF/10V

T1	BC173
T2	BC173





AF 90 er en ganske fortrinlig tonekontrol med indbygget forstærkning. Funktionen er af Baxendale-typen.

Man sender signalet ind i et frekvensbestemmende toneled. Hvis P1 drejes mod venstre, vil bassen hæves, fordi den bas, der kommer fra R2, passerer direkte gennem R2 og forstærkes af T1. Hvis denne kontrol drejes mod højre, vil bassen skulle passere en kondensator, hvilket den har svært ved. Vi får ingen bas igennem.

Hvis P2 drejes mod venstre, kommer diskanten uhindret igennem C1, fordi en kondensator leder godt for høje frekvenser. Drejes derimod til højre, får vi svag diskant, fordi den diskant, der trænger igennem T1, løber ud gennem C3 til C2, der overfører, og altså modkobler diskanten.

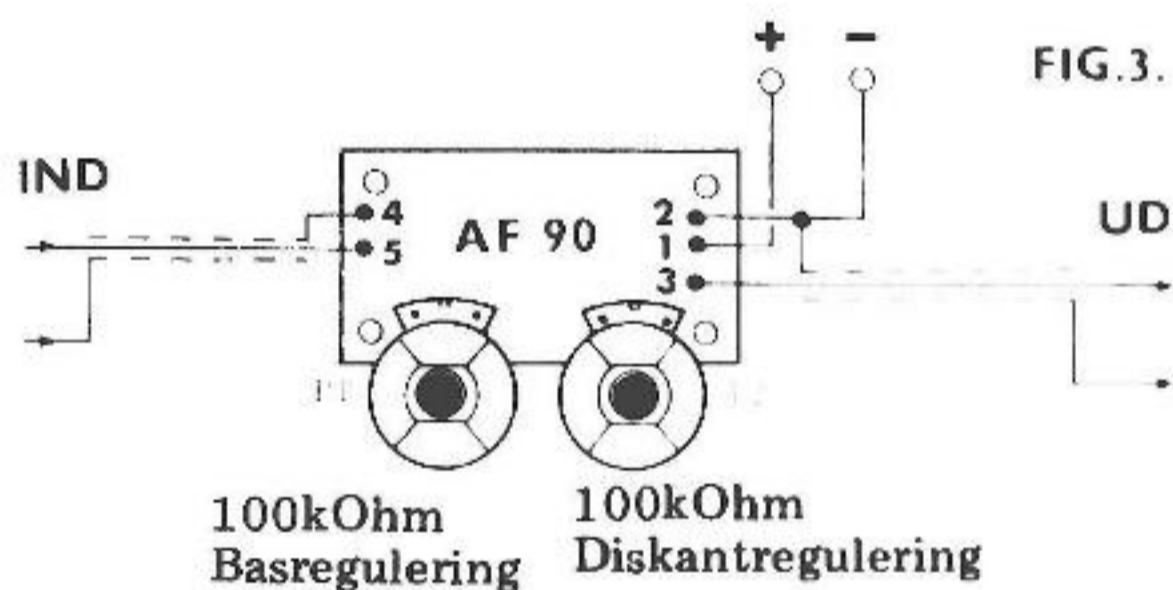
TEKNISKE DATA

Forsyningsspænding	18 volt
Strømforbrug	2 mA
Forstærkning	1 gang
Frekvensgang	20 Hz—20 kHz ± 1 dB
Støj/signalforhold	60 dB ved 1 volt udgangsspænding
Frekvensvariation	ved 40 Hz ± 20 dB ved 20 kHz ± 20 dB
Overgangsfrekvens	bas 500 Hz diskant 1500 Hz
Harmonisk forvrængning	mindre end 0,1%
Indgangsimpedans	40 kohm
Udgangsimpedans	180 ohm

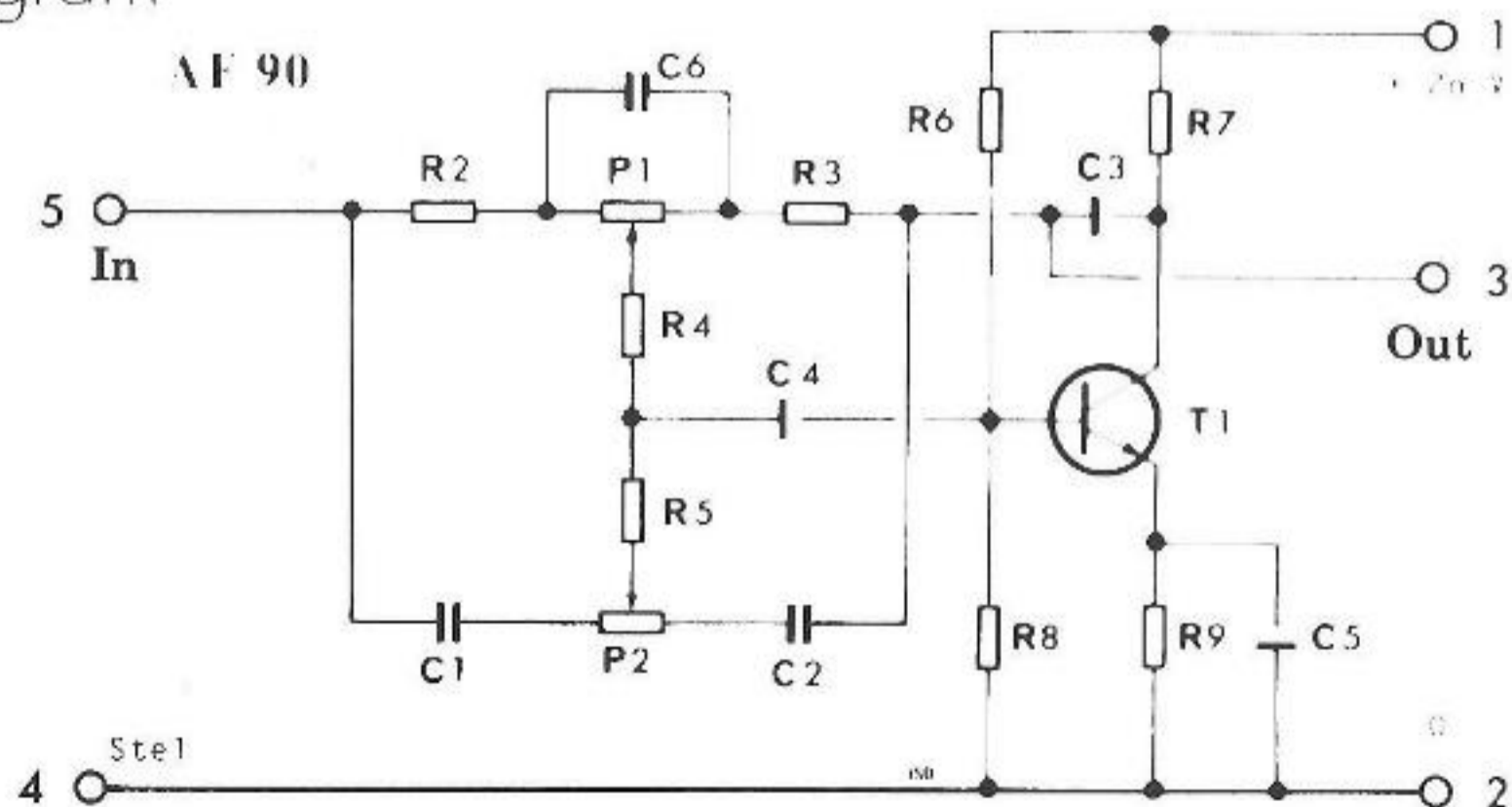
KOMPONENTLISTE

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 potentiometre	100 kohm	lin.

Forstærkerkoblingen med T1 er et skoleeksempel, se transistorgrundkobling, G18.



diagram





AF 95 er en toneenhed med indbygget forstærkning. Enheden er forsynet med et stort antal filtre med forskellige funktioner.

Indgangen til AF 95 skal signalfødes fra en AF 30 båndoptager eller tuner. Følsomheden er 100 mV for et udgangssignal på 1 volt. Denne ene volt kan udstyre en udgangsforstærker.

AF 95 er opbygget af 2 forskellige forstærkertrin. Det første består af de to transistorer T1 og T2, der er koblet DC-mæssigt sammen som AF 45 konstruktionen. Det sidste forstærkertrin er et almindeligt AC-koblet trin med en transistor, T3.

Fra T2 udtages signalet gennem C7 til tonekontrolkredsløbet, som det passerer og kommer ud gennem ved C11 og løber ind i T3 for at blive forstærket op fra 100 mV til 1 volt. Leisefilteret består af R4 og C3, der udgør et RC-led. Det dæmper diskanten, men lader bassen og mellemtonen passere.

R3 og C2 udgør et filter, der spærrer for bassen. Nu er kun mellemtonen tilbage. Den modkobler T1.

Leisefilteret hæver altså bas og diskant, men sænker hele mellemtonelejet.

Præcense-filteret hæver tonelejet ved frekvensen 3000 Hz. Denne form for spids mellemtonelyd er specielt kendt fra pladerne med "Diana Ross and the Supremes".

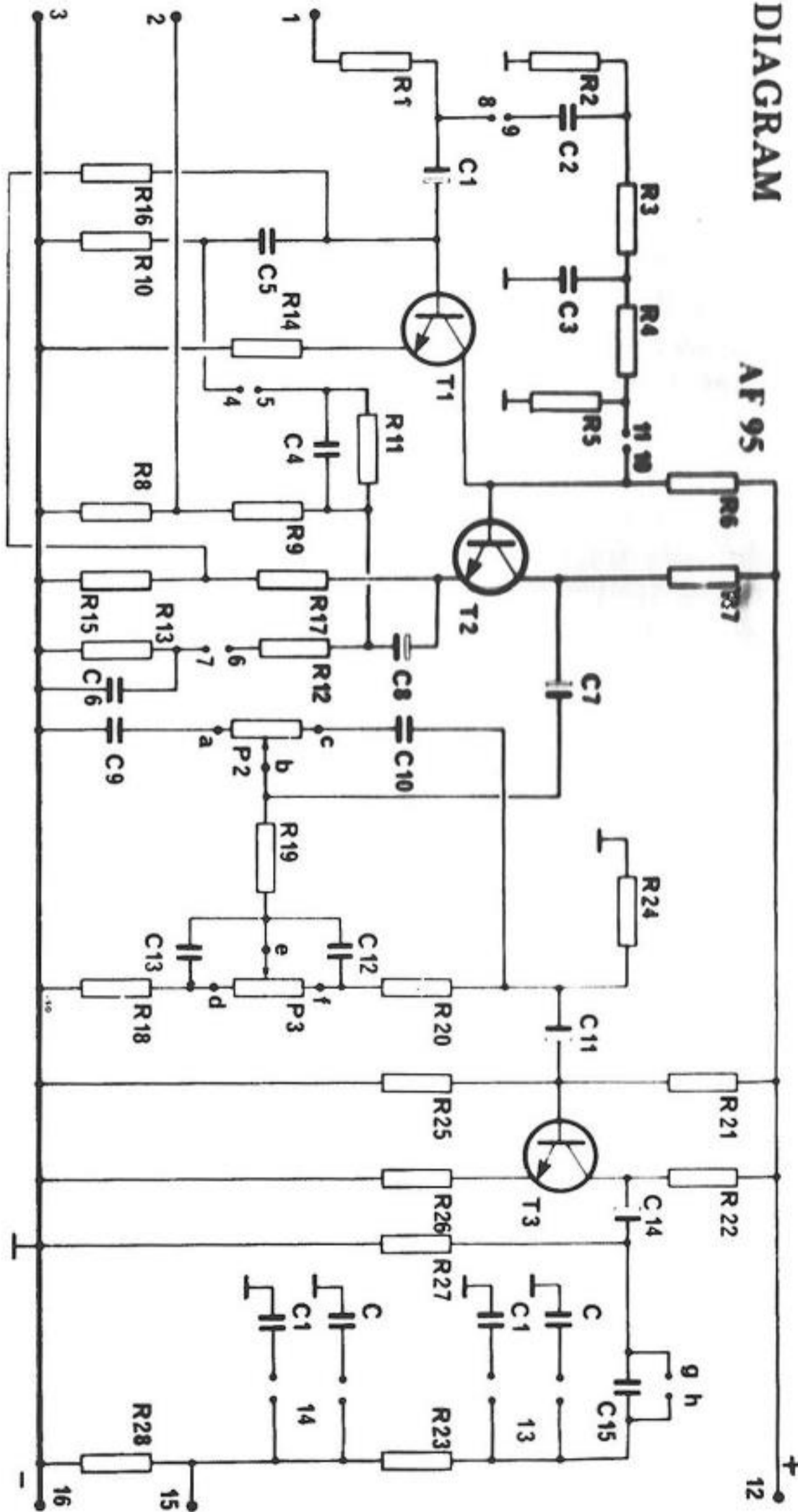
Rumble filteret er egnet til at fjerne eventuelle meget lave rumlelyde, som nogle — selv kostbare — grammofonværker frembringer. Hvis Præcense filteret skal anvendes fuldt, er det nødvendigt at koble AF 95 som vist på diagrammet, men man kan da ikke lukke helt ned for styrken. Hvis styrken skal kunne lukkes helt ned, må man kortslutte 2 og 3, og ødelægger altså noget af præcense-virkningen.

Der er mulighed for at indkoble nålestøjsfiltre på 10, 7,5 og 5 kHz.

TEKNISKE DATA

Arbejdsspænding	24 volt
Strømforbrug	ca. 10 mA
Frekvensgang	10—25.000 Hz \pm 1 dB
Forstærkning	ca. 100 gange
Max veksels ud	1,2 volt
Forvrængning	0,05% ved 1 kHz 1 volt
Signal/støj	60 dB ved 1 volt ud
Bas	\pm 12 dB ved 100 Hz
Diskant	\pm 12 dB ved 15 kHz
Leise filter	-12 dB
Præcense filter	5 kHz: +10 dB
Rumble filter	-3 dB ved 100 Hz
10 kHz filter	-3 dB ved 10 kHz
7,5 kHz filter	-3 dB ved 7,5 kHz
10+7,5 kHz filter	-3 dB ved 5 kHz
Indgangsimpedans	ca. 50 kohm
Udgangsimpedans	ca. 5 kohm

DIAGRAM



KOMPONENTLISTE

R1	10 kohm
R2	1 Mohm
R3	5,6 kohm
R4	5,6 kohm

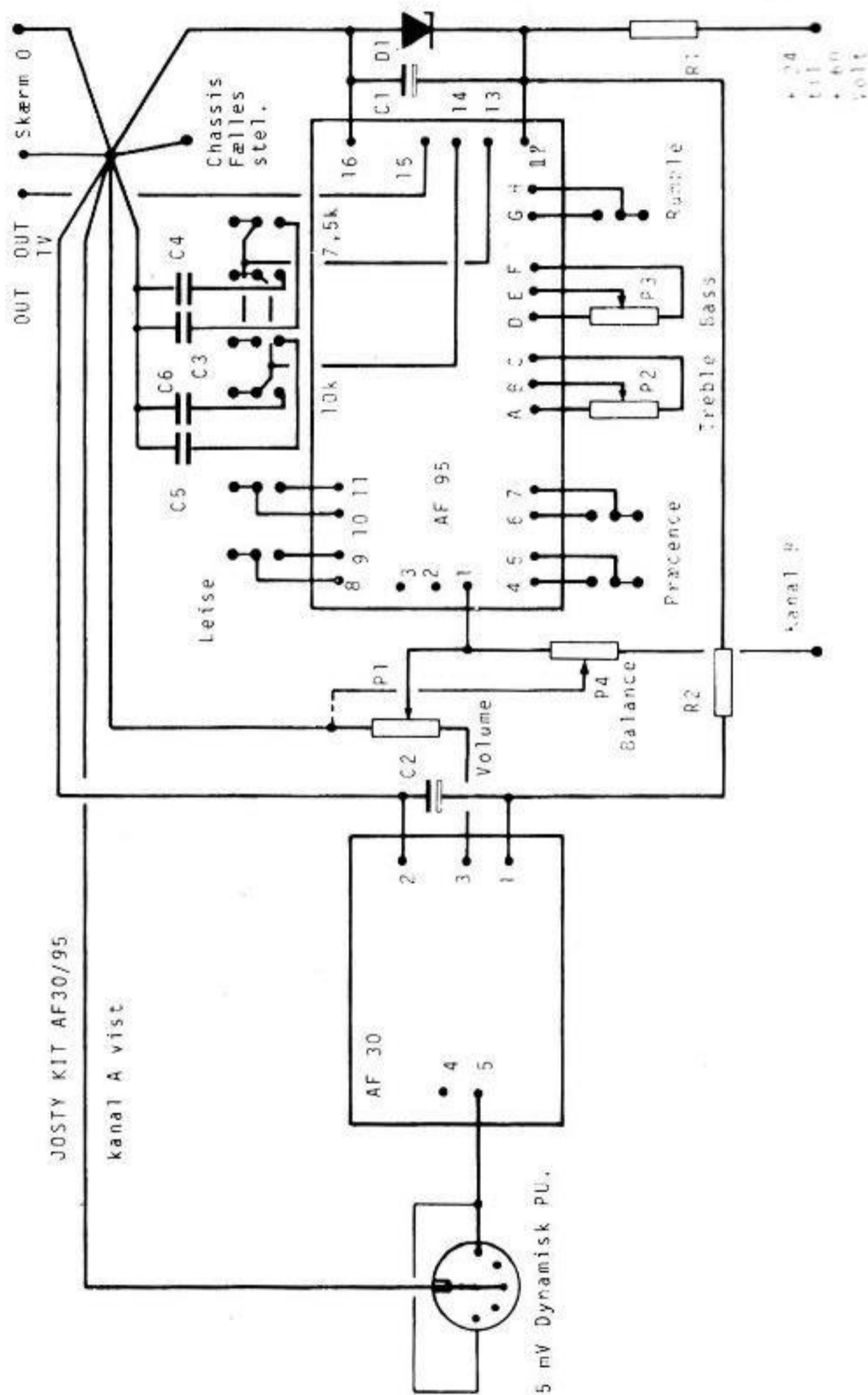
R5	1 Mohm
R6	33 kohm
R7	8,2 kohm
R8	270 ohm
R9	330 ohm
R10	1 Mohm
R11	56 kohm
R12	220 ohm
R13	56 kohm
R14	1 kohm
R15	1 kohm
R16	68 kohm
R17	1,5 kohm
R18	820 ohm
R19	2,7 kohm
R20	5,6 kohm
R21	330 kohm
R22	2,2 kohm
R23	330 ohm
R24	2,7 kohm
R25	33 kohm
R26	120 ohm
R27	56 kohm
R28	5,6 kohm
C1	6,8uF/40V
C2	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

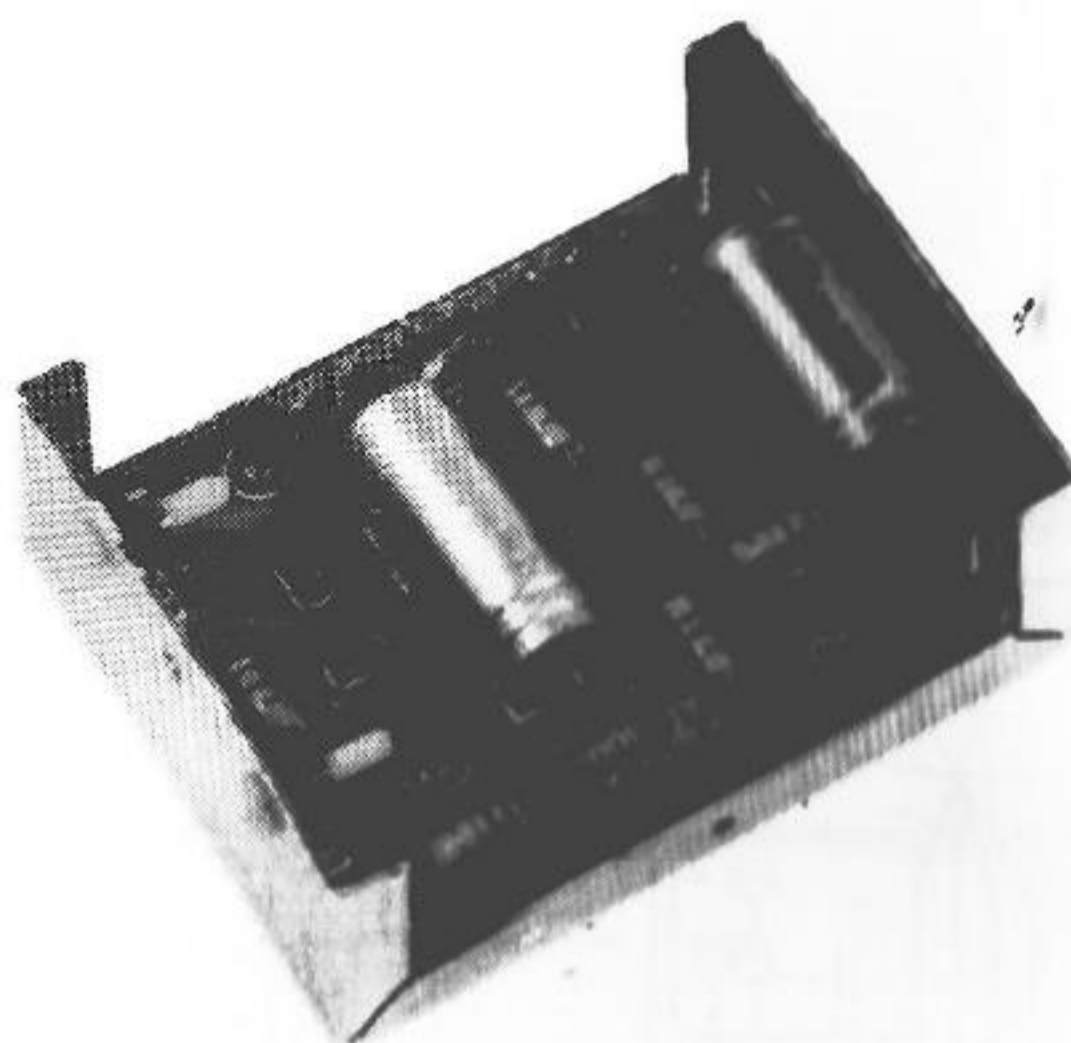
Koblingseksemplet nedenfor viser hvorledes man kan koble AF 30 forforstærkeren sammen med tonemodulet AF 95. De enkelte komponenters værdier er: C1=1000uF/35-40V, C2=220uF/16V, C3=4,7nF, C4=4,7nF, C5=8,2nF, C6=8,2nF, D1=ZPD24, P1=47kOhm LOG STEREO, P2=100kOhm LIN STEREO, P3=100kOhm LIN STEREO, P4=47kOhm LIN MONO.

Modstanden R1, der forsyner opstillingen med strøm, skal have forskellige værdier for forskellige forsyningspændinger:

Ved 24-30V DC=100 Ohm, ved 30-40V DC=820 Ohm, ved 40-50V DC=1,5kOhm, ved 50-60V DC=1,8kOhm. R2 er i alle tilfælde 470 Ohm.

DIAGRAM





TEKNISKE DATA

Driftspænding	9—18 V DC
Strømforbrug	15—300 mA
Frekvensgang for ± 3 dB/8 Ohm	20—20.000 Hz
Harmonisk forvrængning	0,3%
Maximal udgangseffekt ved 4 Ohm/15 V/18 V	3/6 W sinus
Indgangsfølsomhed for 2 W/4 Ohm	100 mV
Højtalerbelastning	4—16 Ohm

TILSLUTNING — ANVENDELSE

AF 300 er en universelt anvendelig forstærker til mange formål. Den kan benyttes som autoforstærker, som gramfonforstærker eller powerforstærker til en lille modtager med f.eks. HF 310.

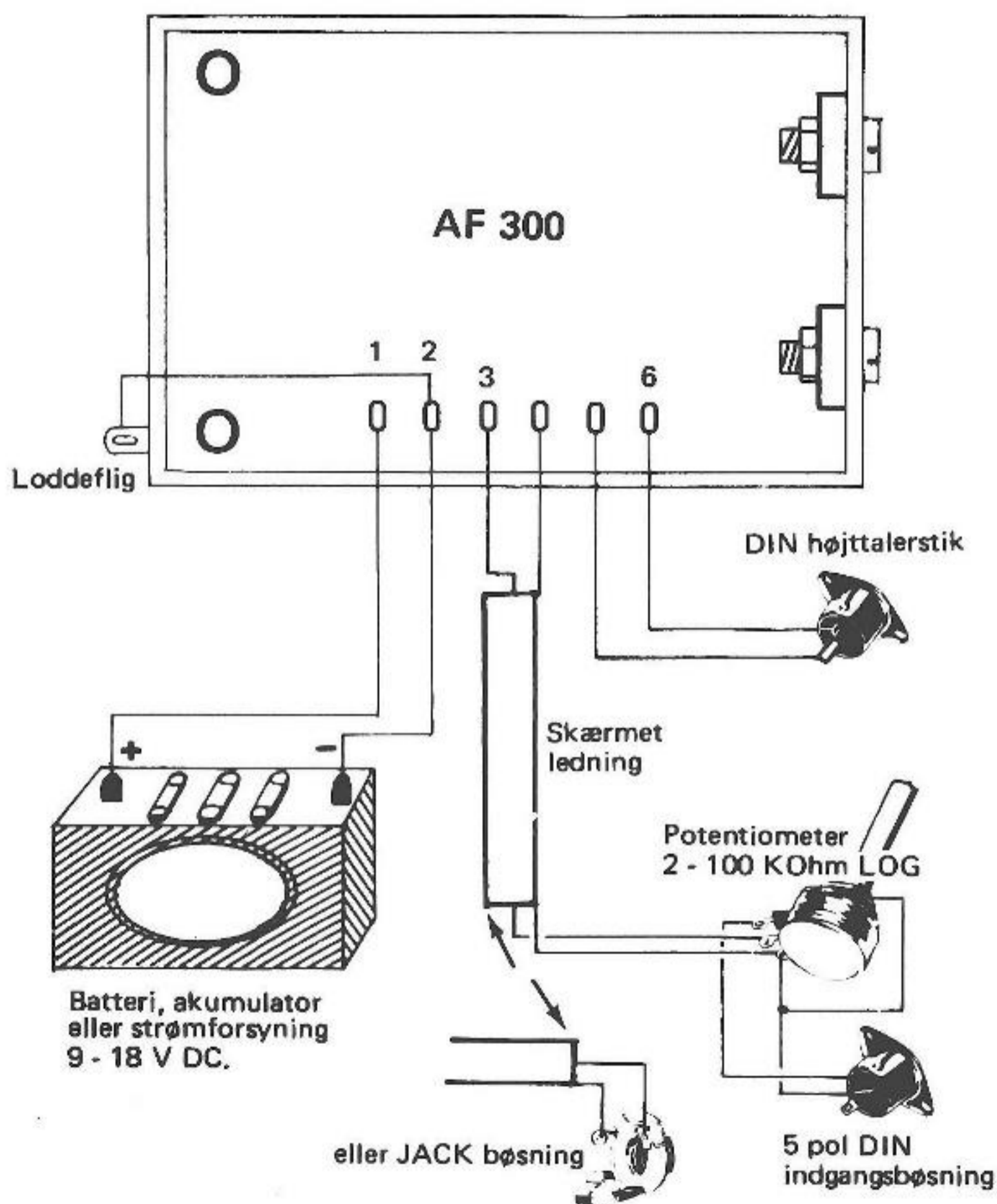
Endvidere kan den benyttes som forstærker til høretelefon, da de elektriske data til forskel for mange IC-bestykkede universalforstærkere har fine forvrængningsdata.

På grund af det gennemtænkte elektroniske kredsløb kan AF 300 benyttes over et bredt spændingsområde uden forringelse af de elektriske data. AF 300 er ligeledes selvjusterende, hvorfor man ikke skal indstille hverken midtpunktsspænding eller tomgangsstrømforbrug.

Af tilslutningstegningen fremgår det, hvorledes man kan forsyne AF 300 med spænding, hvorledes man kan tilslutte styrkepotentiometer, ind- og udgangsbøsninger, og endelig hvorledes man kan stelforbinde til eliminering af brum og selvsving.

Bemærk endvidere, at styrkepotentiometerets metalkappe skal forbindes til AF 300's metalkasse for at undgå berøringsbrum ved styrkeindstilling.

TILSLUTNING



Hvis De benytter en lille Jackbøsning som indgangsmulighed, er kappen næsten altid forbundet til påskruningsmekanismen. Hvis De derfor benytter et stort chassis er det nødvendigt at NØJES med denne stelforbindelse. Man skal altså da ikke benytte forbindelsen fra stelloddeøjet nr. 2 til loddeflgen.

AF 300 er følsom for 240 mV for fuld udstyring over 4 Ohm's højttalere. Er denne følsomhed ikke tilstrækkelig, kan modstanden R8 gøres mindre. Af nedenstående skema kan De se, hvor stor modstanden skal være for en ønsket indgangsfølsomhed:

Modstandsstørrelse	Følsomhed	Anvendelse
R8 = 1,2 kOhm	240 mV	til tape/ker. pick-up/radio
R8 = 470 Ohm	100 mV	til ufølsomme radioer etc.
R8 = 47 Ohm	10 mV	til mikrofon/telefonspole og diodemodtagere

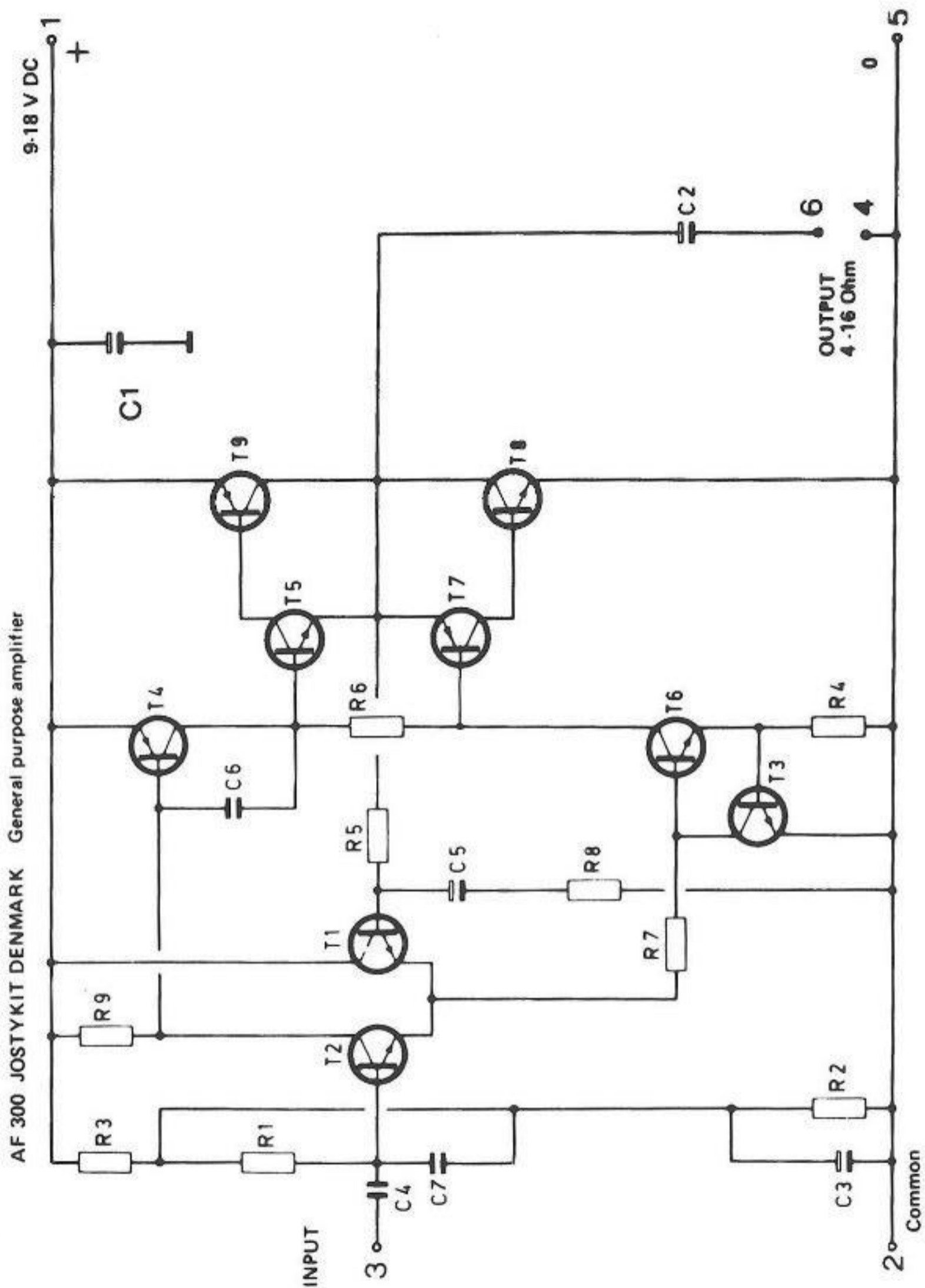
Vi kan anbefale AF 300 til følgende byggesæt som udgangsforstærker:

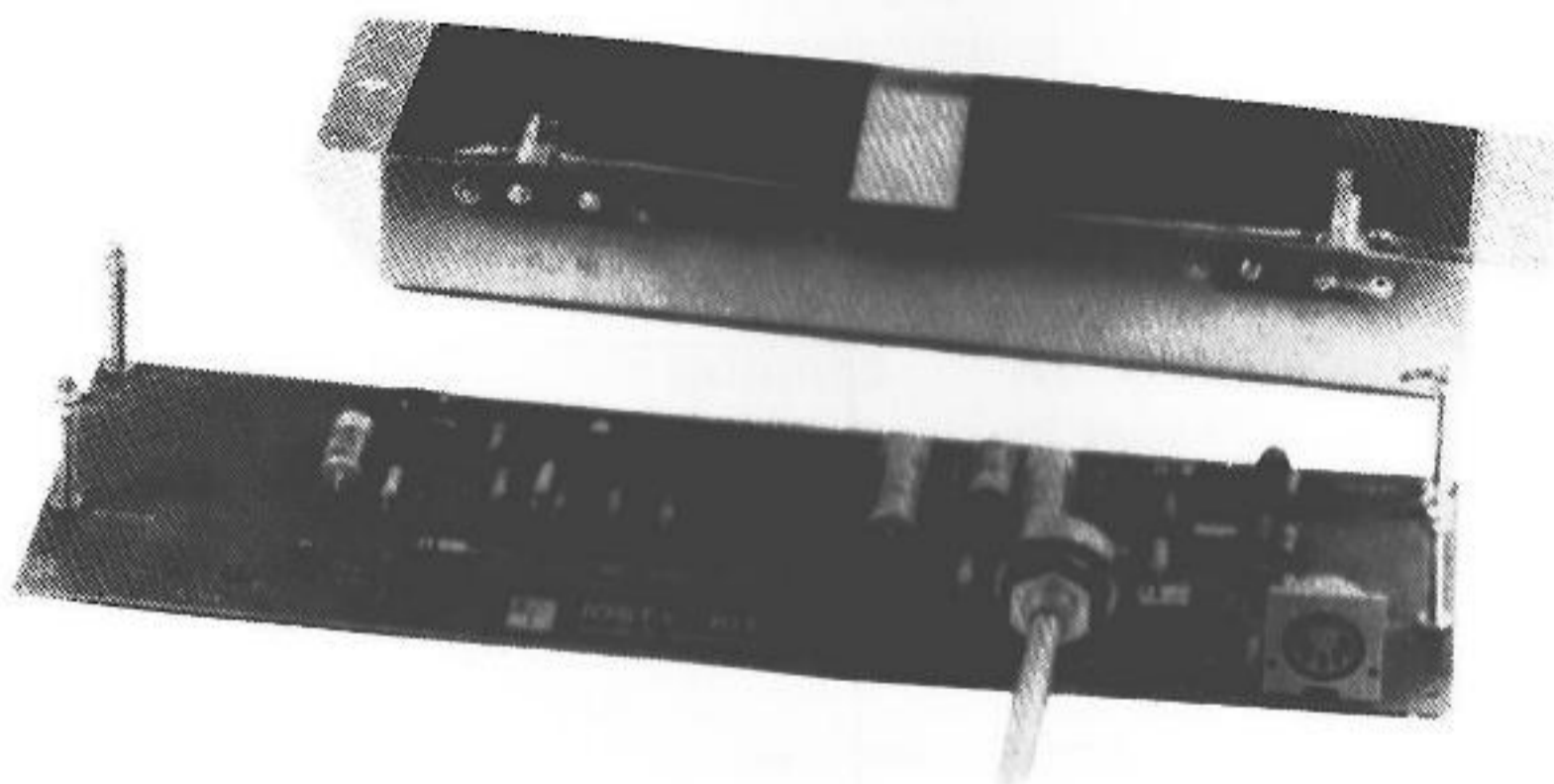
HF 375	lille FM-modtager med højttalerstyrke (R8 = 470 Ohm)
HF 61	lille AM-diode-modtager med højttalerstyrke (R8 = 47 Ohm)
HF 310	auto eller bærbar FM-modtager (R8 = 1,2 kOhm)

Samt med telefonspole (R8 = 47 Ohm), som højttalende telefon.

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

DIAGRAM





AF 302 er en efterklangsforstærker, der passer sammen med de fleste efterklangsenheder. AF 302 er specielt konstrueret til JOSTY KIT's efterklangsenhed.

AF 302 enheden har forstærkning både før og efter ekkoenheden. Det betyder, at AF 302 kan indskydes i signalledningen fra f.eks. båndoptager til forstærker. Indgangsspændingen skal være ca. 100 mV og udgangsspændingen kan justeres til det samme eller mellem 0 og 500 mV.

Signalkilden belastes med nominelt 47 kohm, og udgangsimpedansen er så lav (2 kohm) at selv ret lave ohm-indgange kan tilsluttes.

TEKNISKE DATA

Forsyningsspænding	(9 V) 12 V
Strømforbrug	10–60 mA
Indgangsfølsomhed	50 mV
Udgangsspænding	0–500 mV
Forstærkning	0-10 dB
Indgangsimpedans	47 kohm
Udgangsimpedans	2 kohm
Forvrængning (direkte) 1 kHz, 100 mV	1%
Signal/støjforhold	50 dB

Fra indgangen i DIN-stikket B1 får man signalet fra en forstærkers linieudgang eller tapeudgang. Dette signal føres til en emitterfølger, der giver en passende høj indgangsimpedans, så efterklangsenheden ikke belaster den tilsluttede udgang.

Fra emitterfølgeren føres efterklangssignalet gennem C10 til en lille udgangsforstærker med en god dæmpningsfaktor, som delvis eliminerer selvinduktionens virkning fra efterklangsenheden.

Det direkte signal fra emitterfølgeren føres gennem C2 og R13 til blandingspotentiometeret, som kan mixe mellem fuldt efterklangssignal og fuldt normalt signal.

Det er nødvendigt med en mixer for at få en ensartet styrke over hele mixerområdet. Denne mixer gengiver styrken mellem efterklang og normalt signal inden for ca. 3 dB.

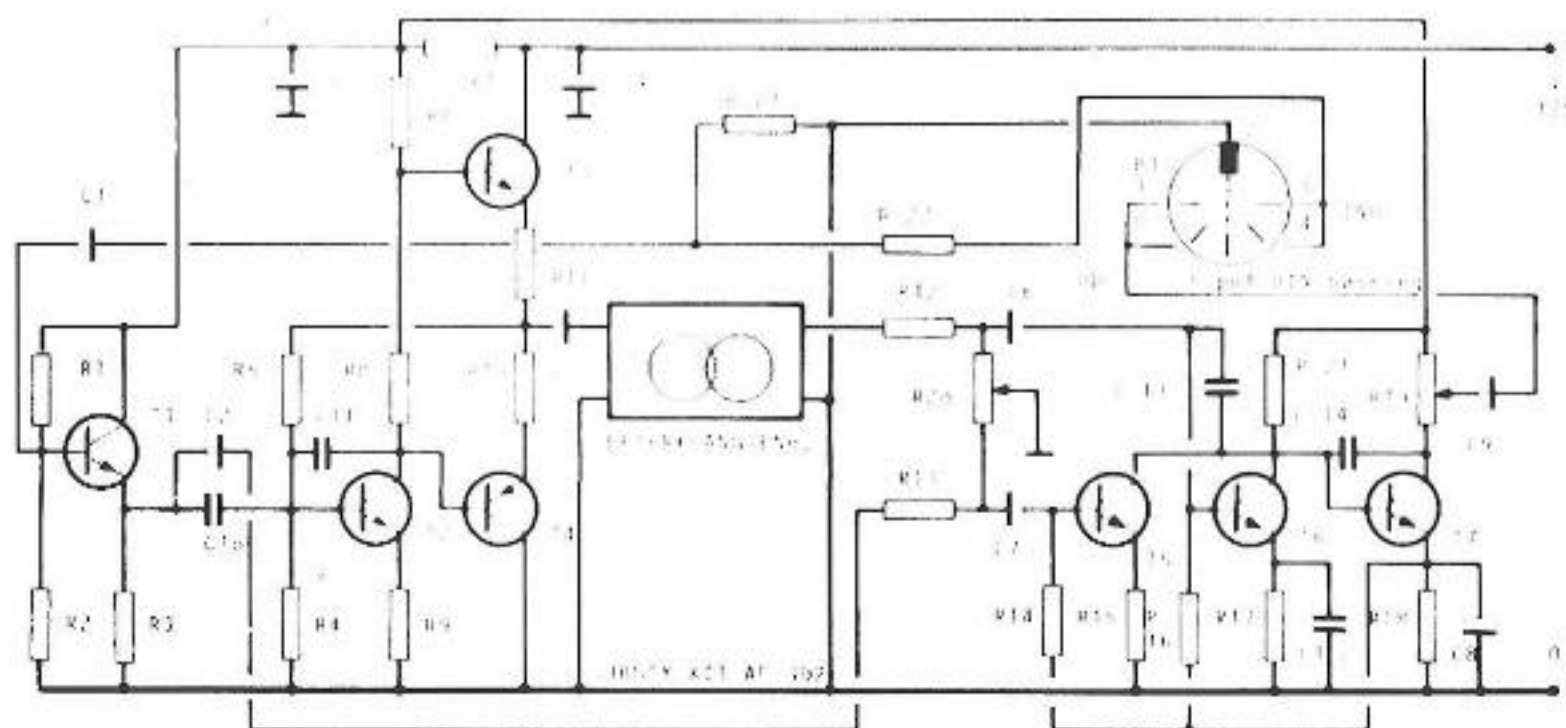
Da en efterklangsenhed har et særdeles varieret frekvensområde, er det nødvendigt med nogen toneformning. Det klares med C11, C10 og C12.

Mixeren er DC-koblet, hvilket giver en lav forvrængning for direkte signal.

AF 302 efterklangsforstærker kan tilsluttes mellem en signalkilde og en forstærker. Indgangssignalet skal være omkring 100 mV, og udgangssignalet fra AF 302 kan på et trimmepotentiometer, R19, varieres mellem 0 og 500 mV. Indgangssignalet tilføres efterklangsforstærkeren gennem DIN-stikket ved nr. 1 eller 4. Udgangssignalet fås fra samme stik fra 3 eller 5. Terminal 2 er fælles stel.

Som strømforsyning kan man anvende et batteri på mellem 9 og 12 volt, eller bedst en NT 315 strømforsyning.

DIAGRAM

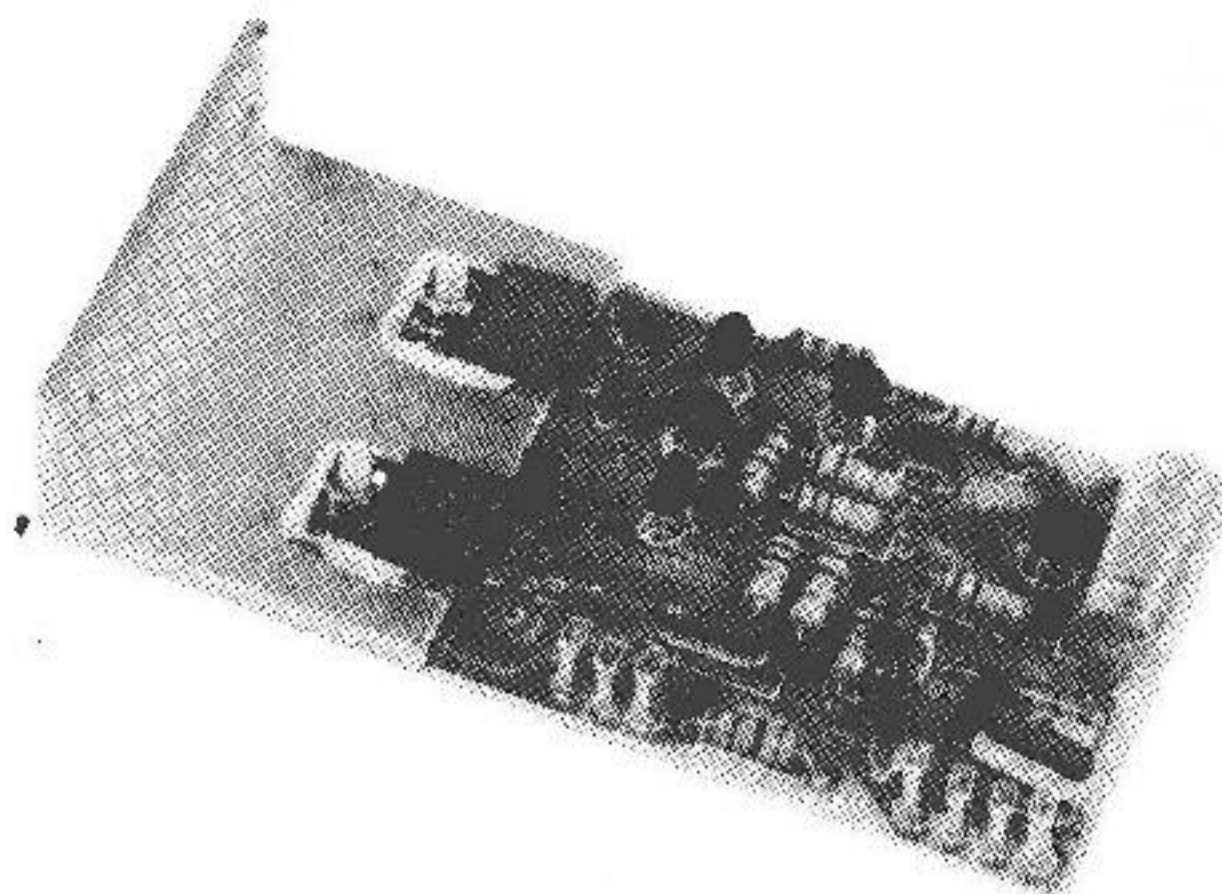


KOMPONENTLISTE

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



TEKNISKE DATA

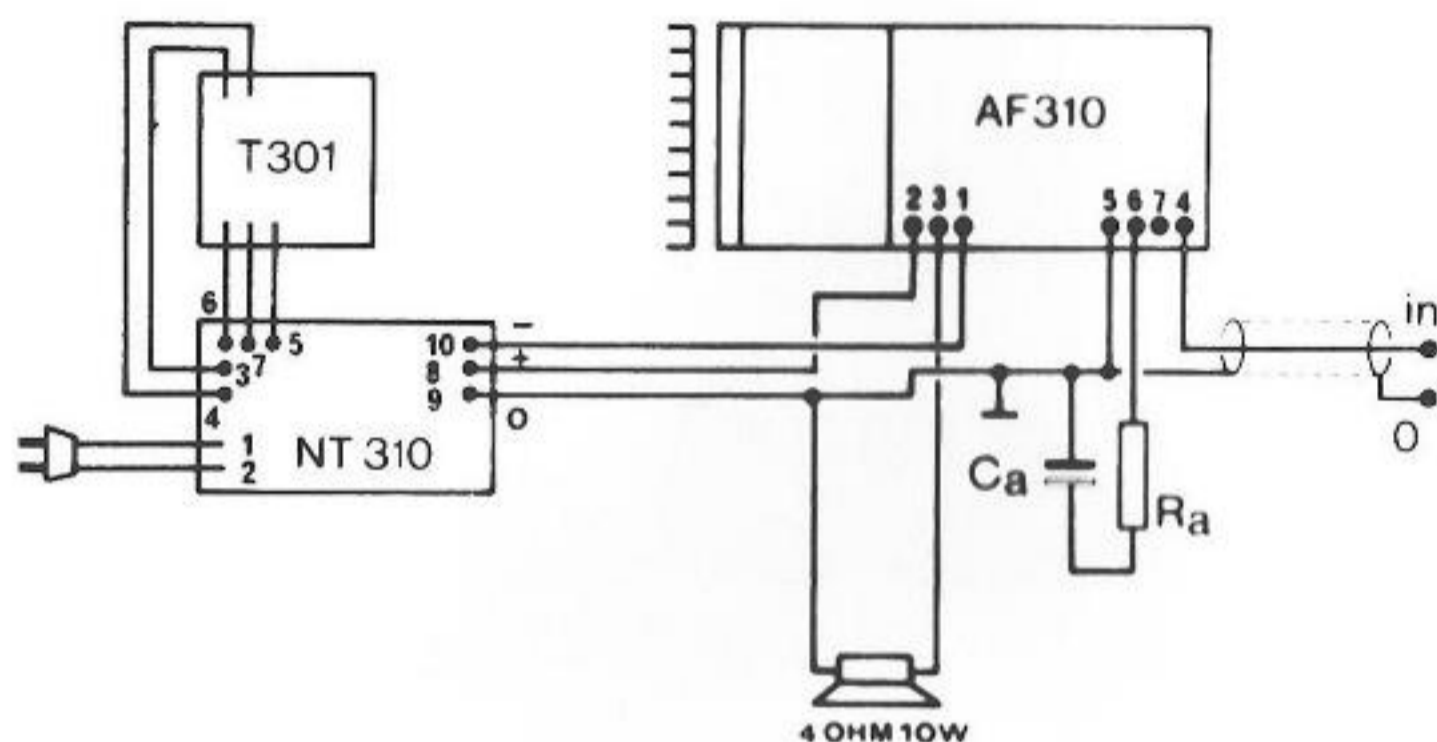
Driftspænding	9–36 V (max. 45) DC
Strømforbrug	15–1000 mA
Udgangseffekt 4 Ohm/1 kHz/1% (eksempel 1)	20 W
Udgangseffekt 8 Ohm/1 kHz/1% (eksempel 1)	15 W
Frekvensgang DIN 45.500 \pm 1,5 dB	20–20.000 Hz
Følsomhed	775 mV
Forvrængning DIN 45.500, 40–12.500 Hz	0,2%
Indgangsimpedans	10 kOhm
Højtalerimpedans	4–8 Ohm

De tekniske data for AF 310-3 er endnu bedre end tidligere typer. Ved anvendelse af ikke mindre end 9 transistorer er alle justeringsproblemer overvundet. Man behøver overhovedet ikke at justere forstærkeren. Blot den er samlet korrekt efter byggevejledningen, vil den fungere med de bedst opnåelige data.

På grund af selvjusterende midtpunkt vil man for enhver normeret forsyningsspænding opnå den maximale udgangseffekt.

Ændringer i forsyningsspændingen har heller ikke væsentlig indflydelse på tomgangsforbruget.

EKSEMPEL 1. AF 310-3 benyttet professionelt til målebrug.



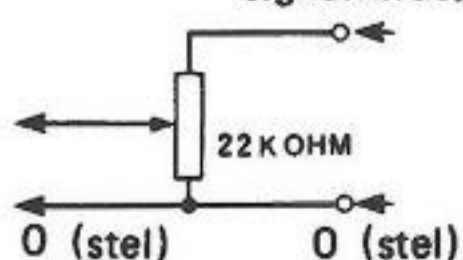
AF 310-3 benyttes med dobbeltstrømforsyning NT 310 og transformatoren T301. På denne måde undgår man frekvensbestemmende elektrolytkondensator i udgangen til højttaleren.

Med den viste kobling kan AF 310-3 benyttes til målebrug på grund af de gode data.

Indgangsfølsomheden er 775 mV for fuld udstyring med komponenterne $C_a = 220 \mu\text{F}/35 \text{ V}$ og $R_a = 560 \text{ Ohm}$, grøn, blå, brun.

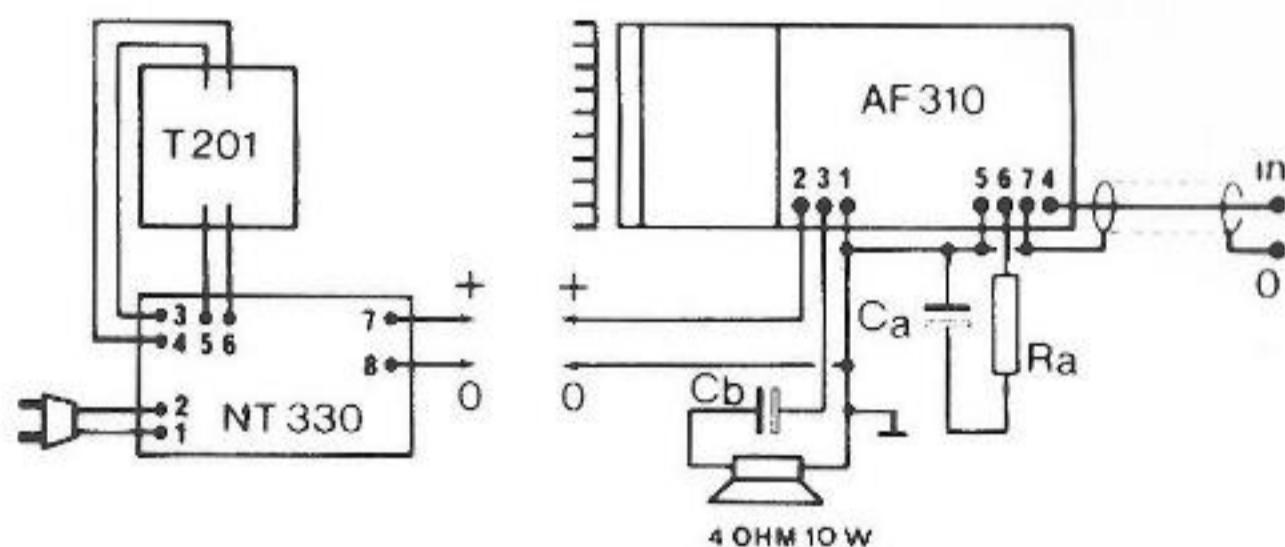
Indgangsfølsomheden kan forøges til cirka 100 mV, ved at man ændrer R_a til 150 Ohm. Ønskes mindre indgangsfølsomhed, kan R_a ændres til f.eks. 1,5 kOhm, hvilket giver cirka 1 V følsomhed for fuld udstyring omkring 20 W.

Ud til AF 310-3's indgang.



Hvis man ønsker at indkoble en volumenkontrol før udgangsforstærkeren, kan det gøres som vist på tegningen til venstre herfor.

EKSEMPEL 2. AF 310-3 benyttet som udgangsforstærker på enkelt strømforsyning.



T 201 = 29/35 V, 1 A

Således kan man koble AF 310-3 til en vilkårlig enkelt spændingsforsyning, der blot skal kunne levere mellem 9 og 36 V, f.eks. NT 330. Udgangseffekten vil da være omkring 10 W og strømforbruget 1 ampere på 36 V ved fuld udstyring.

Da AF 310-3 i dette tilfælde er koblet til en enkelt strømforsyning, er det nødvendigt at indsætte en elektrolytkondensator på højttalerudgangen. Den skal være mellem 1000 og 2200 μF /35–40 V ved 8 Ohm's højttalerbelastning. (Cb)

Indgangsfølsomheden bestemmes af kondensatoren Ca og modstanden Ra. Disse værdier er angivet i eksempel 1.

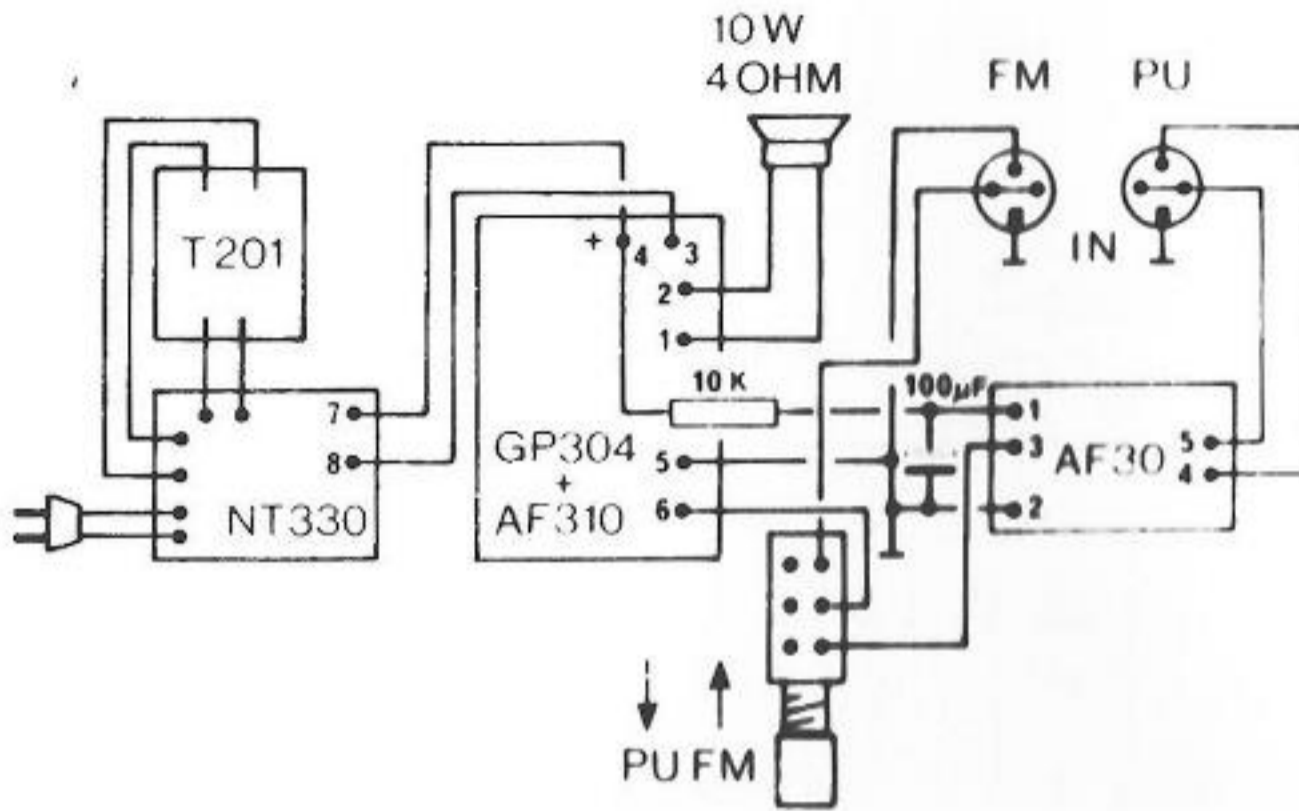
Volumenkontrol kan indkobles på samme måde som vist i eksempel 1.

EKSEMPEL 3. AF 310-3 benyttet på mono-grundprintet GP 304 med ekstra tilkoblingsmulighed for mikrofon eller dynamisk pick-up gennem AF 30 forforstærkeren.

I dette eksempel har vi valgt at sætte AF 310-3 på det prisbillige tonekontrol-grundprint GP 304 (mono).

Sammen med en strømforsyning NT 330, den viste transformator og et par ekstra komponenter og eventuelt forforstærkeren AF 30, kan man få en billig netdrevet forstærker med alle kontroller og endog mikrofonfølsomhed.

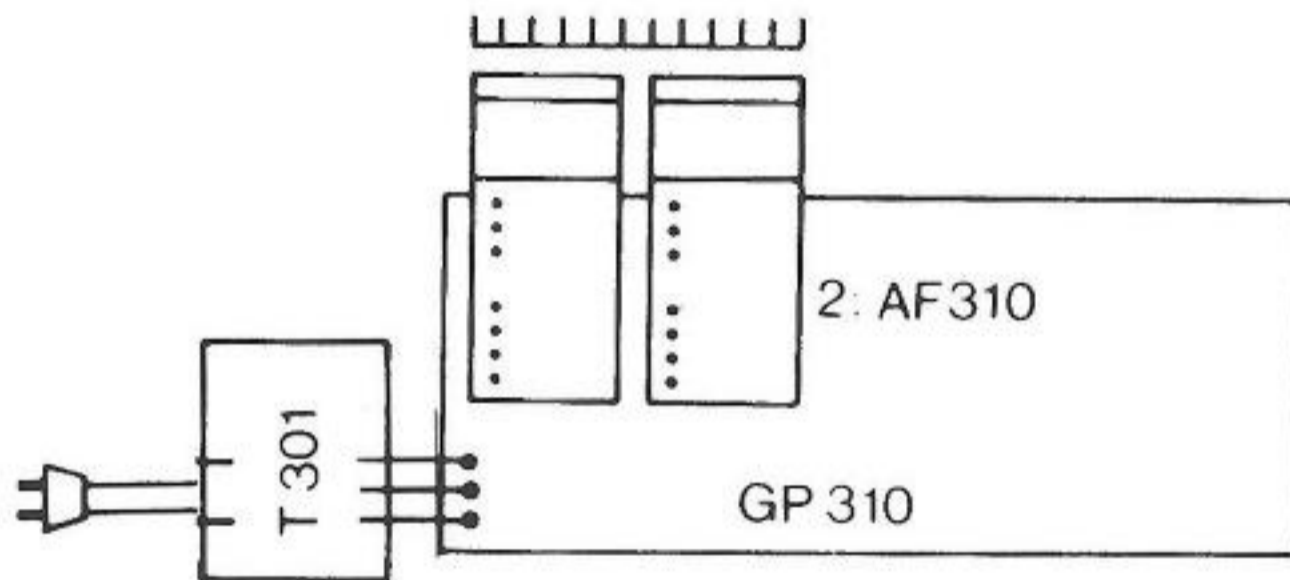
EKSEMPEL 4. AF 310-3 benyttet som udgangsforstærker i stereoforforstærker grundprintet GP 310.



Samtlige forbindelser etableres som vist ovenfor, og hele "herligheden" bør monteres på et lille metalchassis, hvor minus forbindes til chassiset.

De enkelte byggesæt og dele bør placeres i kassen som vist på tegningen, for at man kan undgå brum og selvsving.

Husk køleplade til AF 310-3's overføringskøleplade, f.eks. H864.

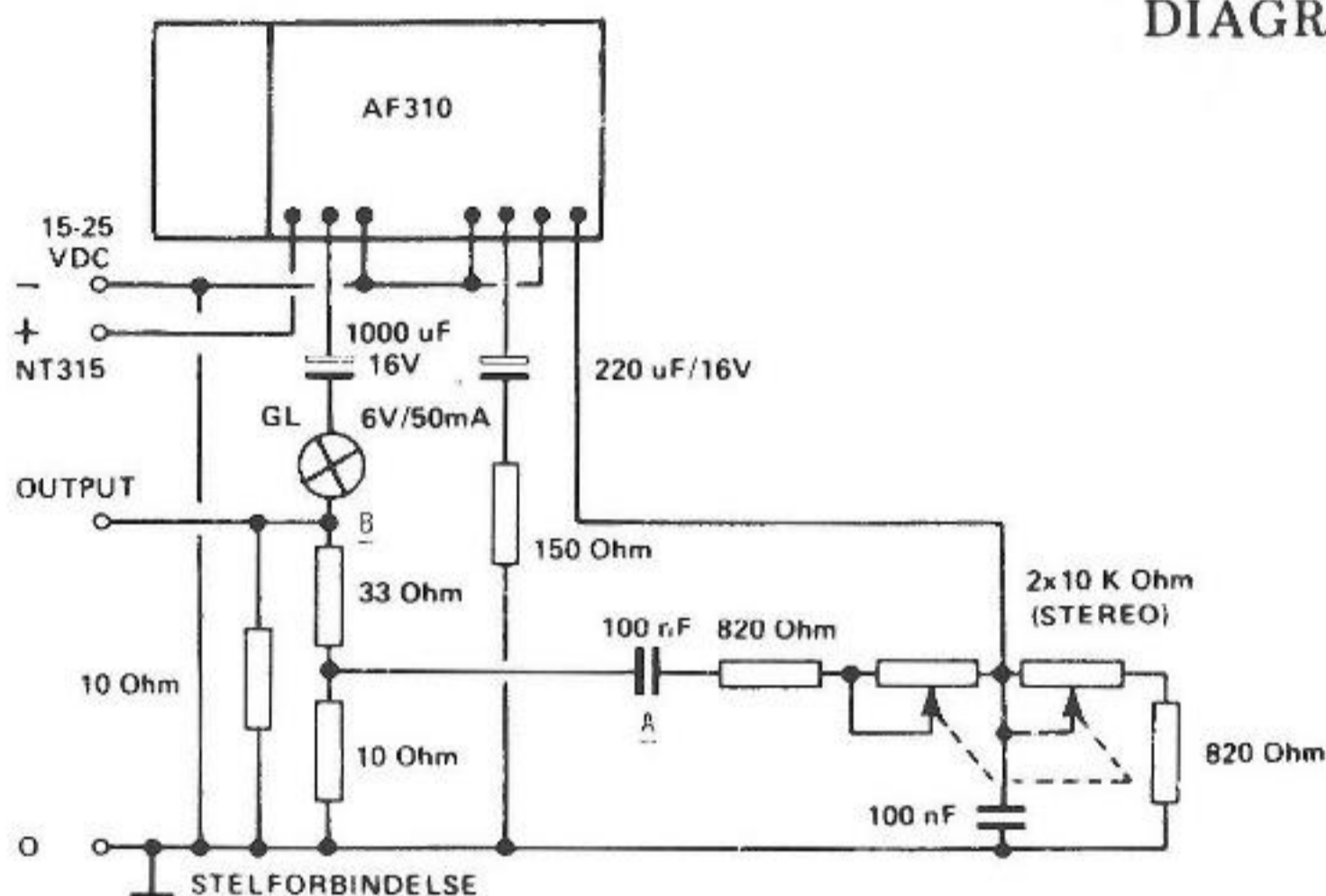


Her har vi benyttet AF 310-3 til stereogrundprintet GP 310. AF 310-3 kan også benyttes til det nyere stereogrundprint med påbygget strømforsyning, GP 310-2. Man tilslutter da T301 nettransformatorens 15-0-15 V ledninger direkte til GP 310-2's loddeøjne.

GP 310-2 og to udgangsforstærkere AF 310-3 benyttes i den komplette stereoforforstærker SYSTEM 310, og man opnår her en sinusudgangseffekt på 12,5 W i begge kanaler eller 2 x 20 W MUSIK.

EKSEMPEL 5. AF 310-3 benyttet som variabel tonegenerator på 400-2400 Hz.

DIAGRAM



Ved hjælp af en AF 310-3 moduludgangsforstærker og nogle få ekstra komponenter kan man bygge en fin forvrængningsfri tonegenerator (0,1%), der kan levere en udgangsspænding på over 3 V med en indre modstand på mindre end 10 Ohm.

Ved at koble 100 nF kondensatoren mærket A til punktet B i stedet for spændingsdeleren med 10 og 33 Ohm's modstandene vil man opnå en tilnærmet firkant-udgangsspænding.

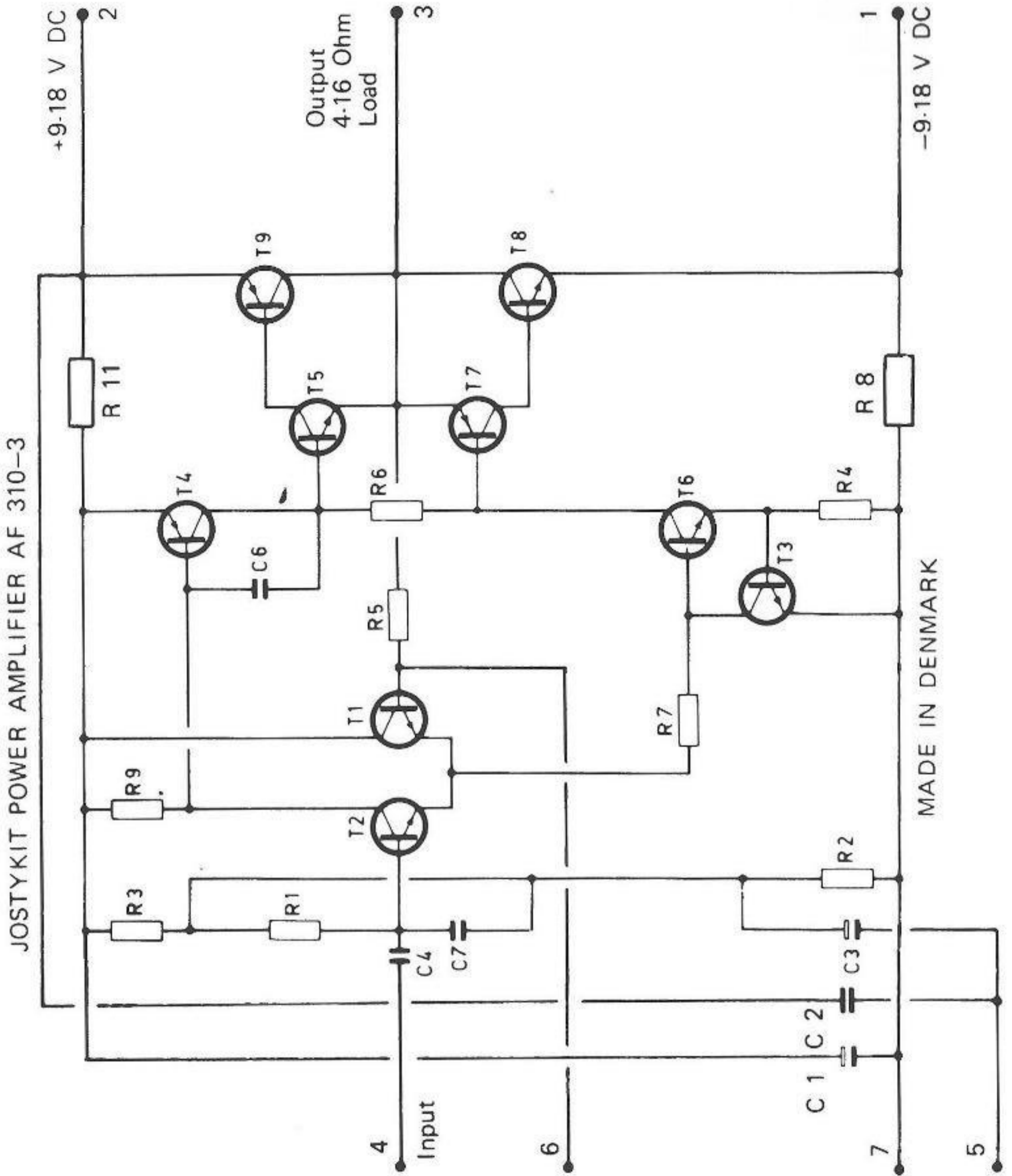
Det frekvensbestemmende led i tonegeneratoren udgøres af et stereopotentiometer på 2 x 10 kOhm LIN og to modstande på 820 Ohm sammen med de to 100 nF kondensatorer.

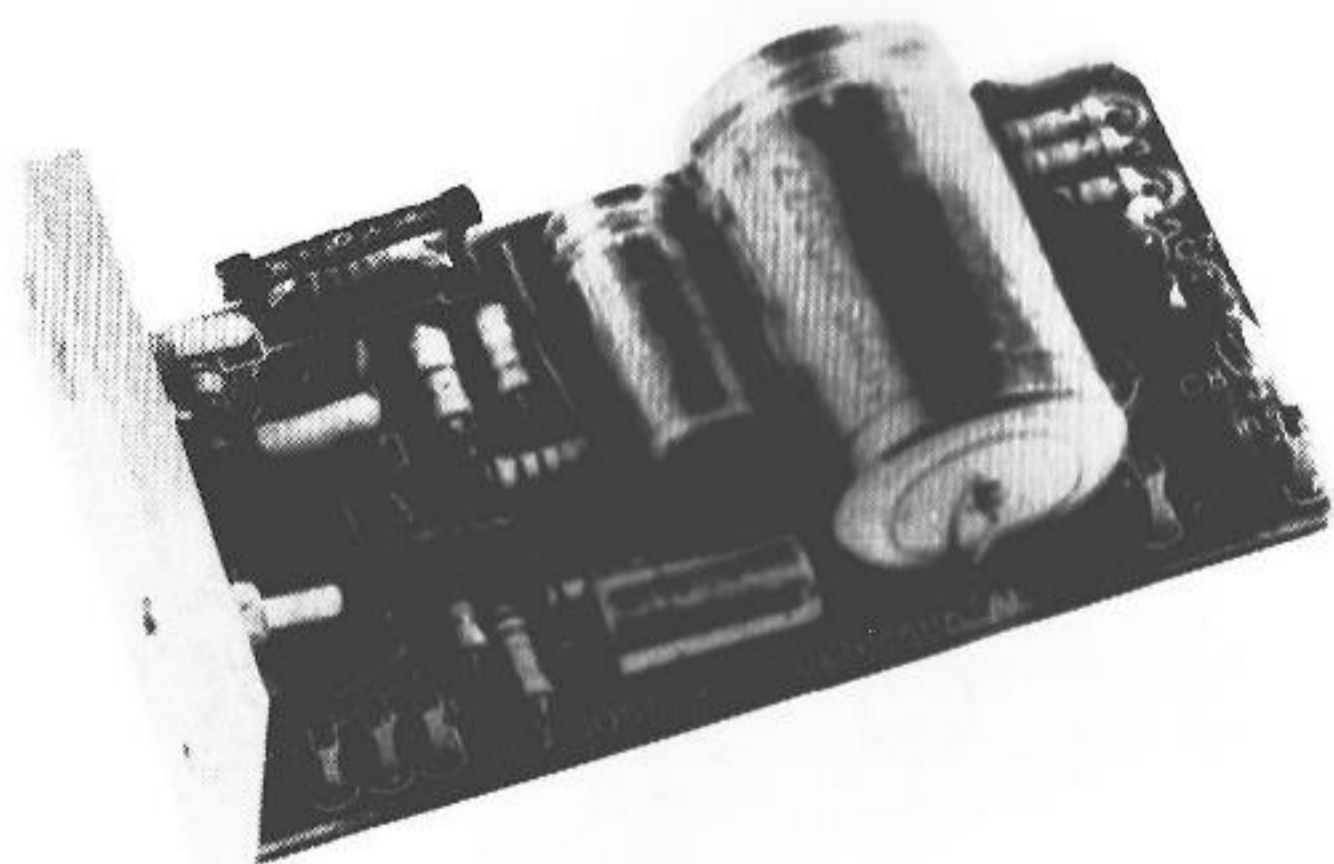
Ved at gøre kondensatorerne 10 gange større opnås en 10 gange lavere udgangsfrekvens. Gøres de 10 gange mindre opnås en 10 gange højere udgangsfrekvens.

RESERVEDELSLISTE

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	NPN transistor
T2	BC171	NPN transistor
T3	BC171	NPN transistor
T4	MEO412	PNP transistor
T5	BC171	NPN transistor
T6	BC171	NPN transistor
T7	MEO412	PNP transistor
T8	BD239	NPN krafttransistor, grå type
T9	BD240	PNP krafttransistor, grøn type

DIAGRAM





TEKNISKE DATA

Driftspænding	40—60 V DC
Strømforbrug	20—2.000 mA
Frekvensområde DIN 45.500	20—20.000 Hz
Udgangseffekt 1 kHz/GP 340/1%/4 Ohm	37 W sinus
Udgangseffekt 1 kHz/GP 340/1%/8 Ohm	26 W sinus
Forvr. efter DIN 45.500/32 W/4 Ohm	1%
Forvr. efter DIN 45.500/32 W -3 dB/4 Ohm	0,1%
Dæmpningsfaktor større end	40 gange
Indgangsimpedans	10 kOhm
Indgangsfølsomhed for fuld effekt	775 mV

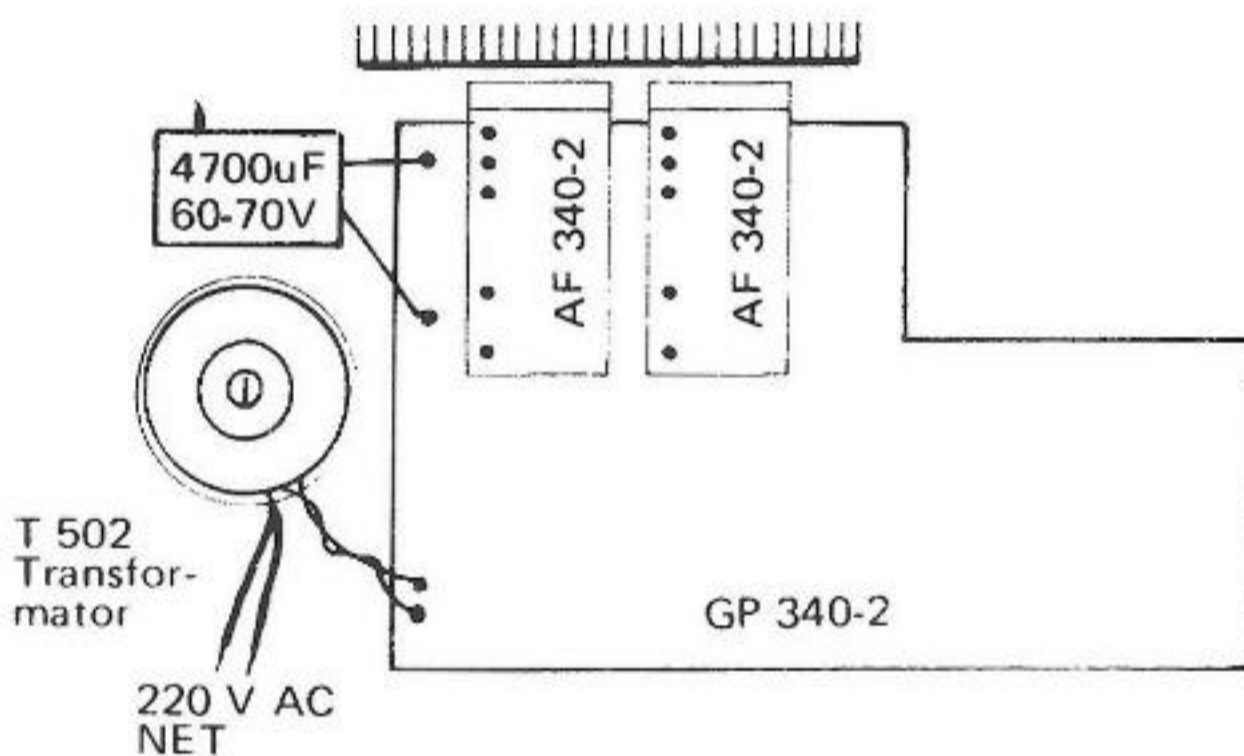
ANVENDELSE

AF 340-2 er en særdeles ydedygtig og stabil udgangsforstærker med overordentlig fine data.

Sammen med forforstærkergrundprintet GP 340-2 og to AF 340 udgangsforstærkere indbygget i det komplette SYSTEM 340, opnås en for byggesæt hidtil ukendt høj kvalitet.

Ønskes AF 340 benyttet sammen med andre former for forforstærkere, er dette også muligt. Den kræver blot en almindelig ustabiliseret forsyningspænding på 40–60 V DC fra en 30–45 V/2 ampere transformator. Som ensretter benyttes en brokoblet B80C2200 og en elektrolytkondensator på mindst 4700 uF/60–70 V. Indgangsfølsomheden på 775 mV svarer til 0 dB efter international norm og er tilstrækkelig til langt de fleste formål.

KOBLINGSEKSEMPEL 1. AF 340-2 x 2 til stereogrundprintet GP 340-2 med 2 x 37 W udgangseffekt.



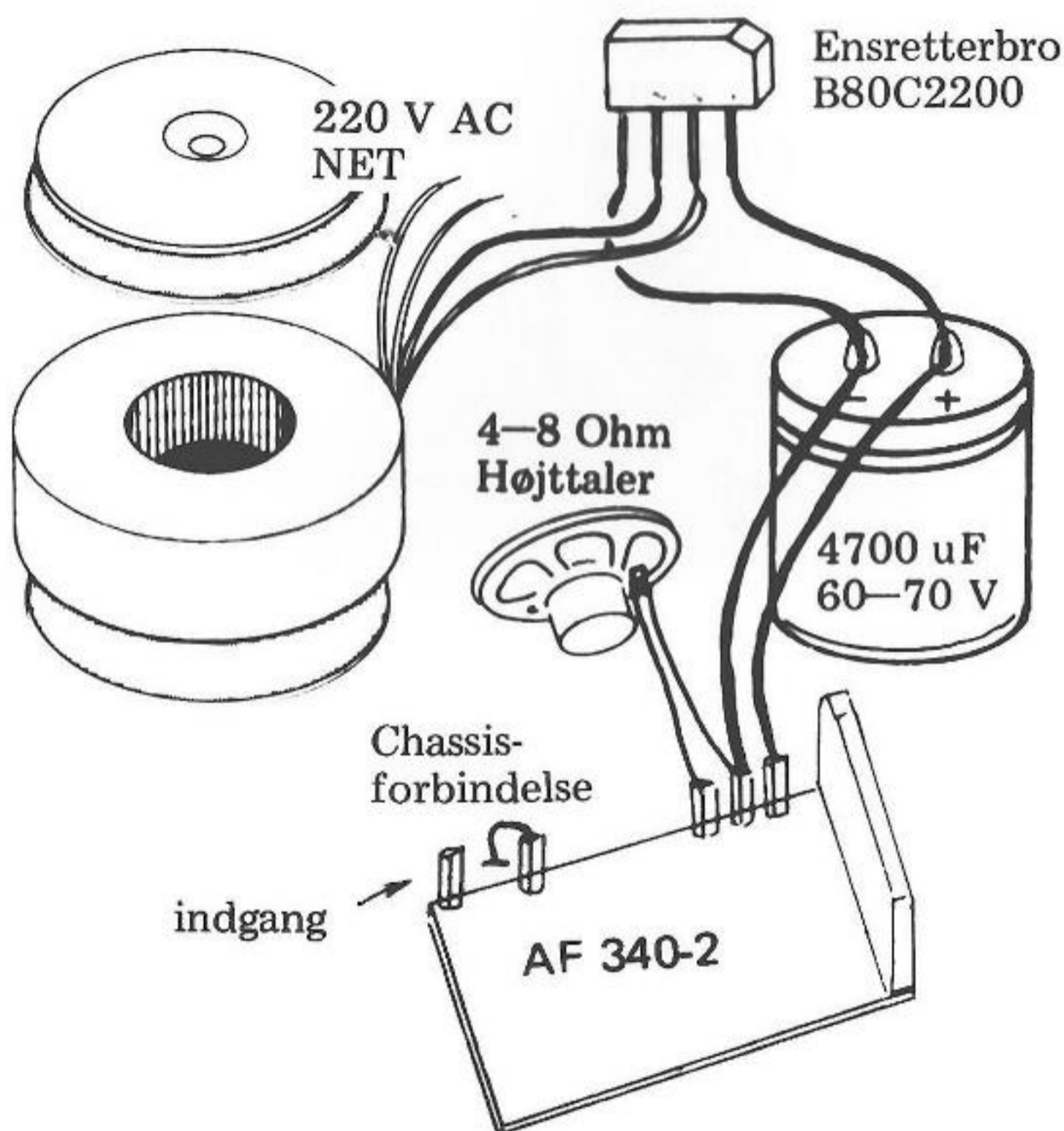
På diagrammet ovenfor vises, hvorledes man indsætter to AF 340-2 udgangsførstærkere på grundprintet GP 340-2, der indeholder en komplet forforstærker for dynamisk pick-up, tonekontroller og komplet strømforsyning.

Hele enheden skal indbygges i et metalchassis, og der SKAL benyttes to køleplader H1023 til udgangsførstærkerne.

Som transformator anbefales en brumfri ringkerne, f.eks. T502.

Hele dette sæt benyttes i den komplette forstærker SYSTEM 340 og i SYSTEM 340 FM.

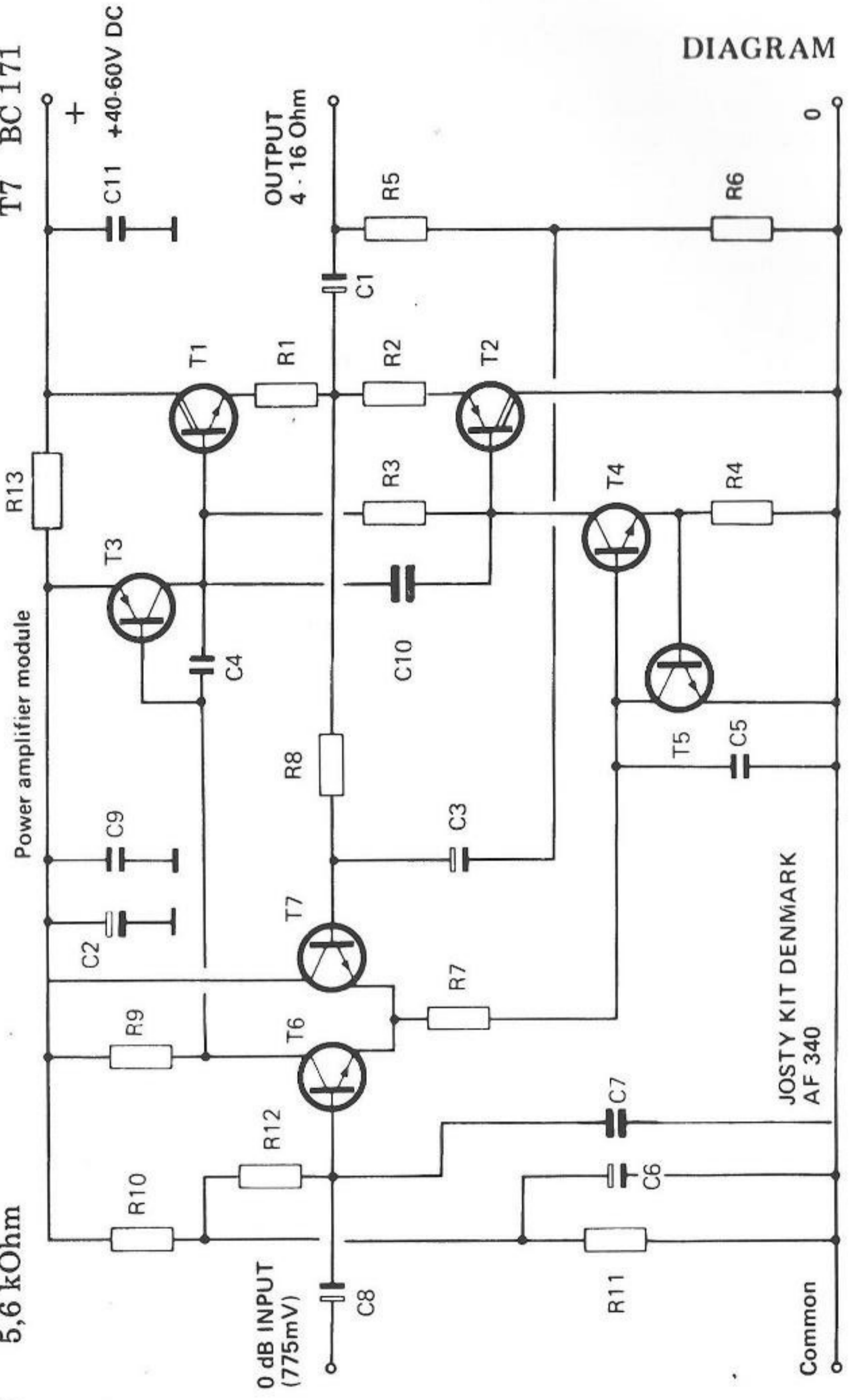
KOBLINGSEKSEMPEL 2. AF 340 sammenkoblet med en strømforsyning af simpel art.



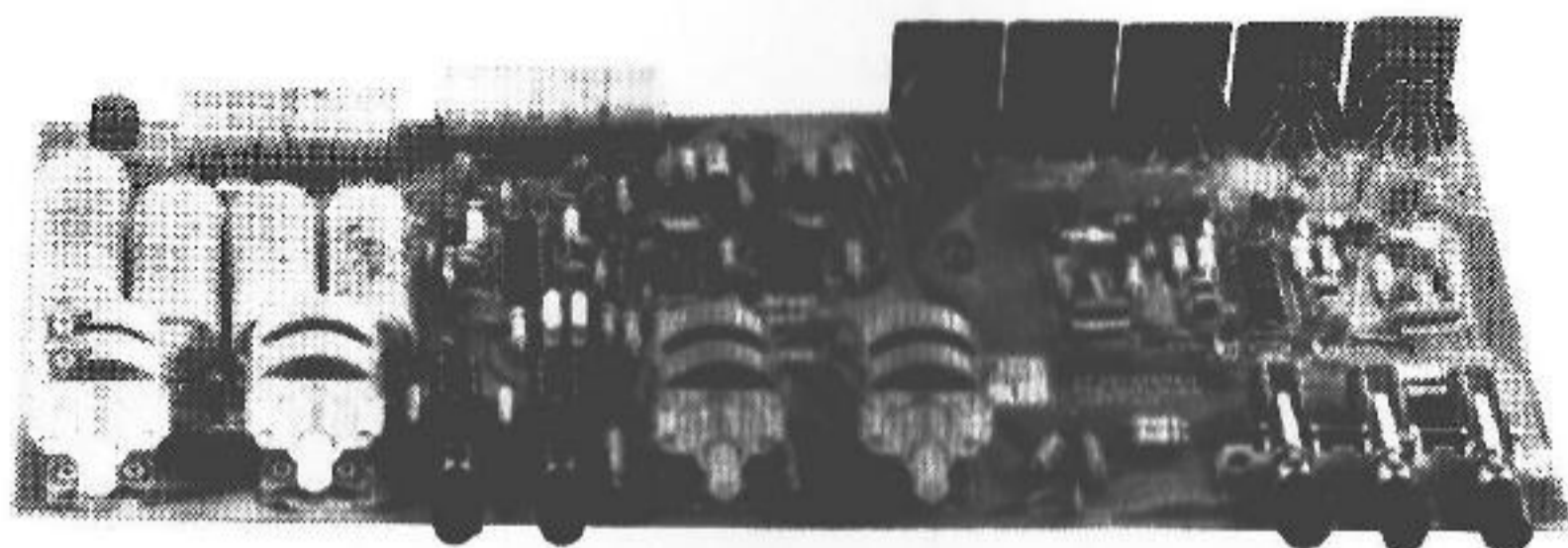
Således kan man på en simpel måde tilkoble AF 340-2 udgangsforstærkeren til en billig ustabiliseret strømforsyning, der blot består af en T502 ringkernetransformator, en elektrolytkondensator på 4700 uF/60–70 V og en brokoblet ensretter B80C2200. Da Af 340-2 udgangsforstærkeren i dette tilfælde er den eneste strømforsyningsbelastning, kan den levere 45–50 W sinus udgangseffekt eller ca. 60 W musik. Husk at forsyne AF 340-2 med en hovedkøleplade H1023, og benyt et brumafskærmende metalchassis til opspænding af både forstærker, strømforsyning og indgangsbøsning. Det er nødvendigt at forbinde indgangsterminalens stel til chassiset.

DIAGRAM

- R1 0,22 Ohm
- R2 0,22 Ohm
- R3 560 Ohm
- R4 150 Ohm
- R5 12 kOhm
- R6 560 Ohm
- R7 5,6 kOhm
- R8 39 kOhm
- R9 3,9 kOhm
- R10 330 kOhm
- R11 330 kOhm
- R12 68 kOhm
- R13 68 Ohm
- C1 2200 uF/35-40 V
- C2 100 uF/60-70 V
- C3 220 uF/35-40 V
- C4 47 pF
- C5 1 nF
- C6 10 uF/25 V
- C7 470 pF
- C8 1 uF/35 V
- C9 47 nF
- C10 47 nF
- C11 100 nF
- T1 BDX 33
- T2 BDX 34
- T3 MEO 412
- T4 BC 171
- T5 BC 171
- T6 BC 171
- T7 BC 171



JOSTY KIT DENMARK
AF 340



TEKNISKE DATA

Driftspænding (gennem T120)	220-240 V AC
Effektforbrug	4 W
Udgangsspænding over 10 kOhm	775 mV
Frekvensgang efter DIN 45.500 -1 dB	20-20.000 Hz
Forvrængning efter DIN 45.500	0,03%
Intermodulation efter DIN 45.500	0,05%
Indgang lav-ohm pick-up	4 mV/47 kOhm
Indgang TUNER	250 mV/47 kOhm
Indgang TAPE	250 mV/47 kOhm
Udgang TAPE	200 mV/470 kOhm
Signal/støj forhold DIN 45.500:	
50 mV output for PICK-UP indgang	53 dB
50 mV output for TUNER	56 dB
50 mV output for TAPE	56 dB
Kanaladskillelse DIN 45.500	
ved 1 kHz	55 dB
ved 350-10.000 Hz	40 dB
Basregulering ved 40 Hz	+/- 10 dB
Diskantregulering ved 12.500 Hz	+/- 10 dB
Rumblefilter ved 20 Hz	÷ 16 dB
SYSTEM 350 vægt	2 kg

AF 350 EN HALVPROFESSIONEL FORFORSTÆRKER

AF 350 er en komplet stereoforstærker, som er opbygget på en printplade, der passer i en Jostykit standardbox B3010 eller B3040.

Der er ved den elektroniske design lagt meget stor vægt på at gøre denne forstærker så lineær og så forvrængningsfri, som det er muligt idag.

Den maximale harmoniske forvrængning holdes på alle måder under 0,03%, og transientintermodulation og intermodulation holdes under 0,05%.

Ved »standardmålinger» på 1 kHz og 0,775 volt ud er forvrængningen lavere end 0,002%!

Frekvensgangen er fuldkommen lineær i det hørbare toneområde (-1 dB max.) og signal/støj-forholdet er fint på alle indgange, garanteret 56 dB, typisk 60 dB med tilkoblet udgangsforstærker på 30 dB's forstærkning. AF 350 tåler sammenligning med de allerdyreste færdige forforstærkere, og grammofonindgangen er beregnet til almindelige dynamiske pick-ups, og derfor uegnet til »moving coil» pick-ups, som kræver 10-20 dB mere.

PICK-UP FORFORSTÆRKEREN

Pick-up forforstærkeren er opbygget over en integreret kreds af typen 1303 (3401), som er kendt for yderst gode data.

Denne IC er specielt egnet for forforstærkere med fine data, og den kan ikke sammenlignes med almindelige operationsforstærkere af typen 741 etc. 1303s egenstøj er udsøgt lav, og dens frekvensområde meget stort. Det giver en høj modkoblingsfaktor ved de lave forstærkninger, en almindelig forforstærker behøver, - max. 100 gange.

Da ICen er både hurtig og støjen lav, kan man få en lav forvrængning.

1303 ICen er dog ikke helt problemfri at arbejde med. Den kræver et antal keramiske kondensatorer til kompensering, hvis selvsving skal undgås, og print-lay-outet er kritisk. Jostykits løsning i AF 350 er dog ideel og kompromisløs.

LINIE FORFORSTÆRKEREN

Også linieforforstærkeren i AF 350 er opbygget med en 1303'IC, og da forstærkningen er lavere, er kompensatorerne anderledes.

Denne forstærker sætter signalniveauet op fra de normerede 240 mV til 775 mV.

Linieforstærkeren »trækker» samtidig baxendale-tonekontrollens indgang. Her er det vigtigt, at tonekontrollen ser ind i en lav indgangsimpedans, for at man får et så stort reguleringsområde som muligt, - og også det klarer 1303'eren med glans. Udgangsimpedansen for en 1303er er nogle få ohm.

TONEKONTROLLEN

Tonekontrollen i AF 350'eren er af baxendale typen, der giver en lineær regulering omkring et lineært potentiometers midtpunkt.

For at sikre at også dette trin har en lav forvrængning, er udgangen efterfulgt af en emitterfølger, som er anbragt i kontrollens modkoblingsløjfe.

Udgangens impedans er mindre end 100 Ohm, og derfor kan man tillade sig at koble en udgangsforstærker på med en indgangsimpedans på 600 Ohm og op.

STRØMFORSYNINGEN

Strømforsyningen på AF 350 er brokoblet og filtreres med 6 store elektrolytkondensatorer. Det sikrer mod brum og selvsving. Man behøver kun at tilslutte en 20-0-20 V transformator, som kan give ca. 100 mA.

Alle kontroller, omskiftere og bøsninger er anbragt på AF 350 printpladen, og det kan IKKE anbefales at føre potentiometre og bøsninger ud med ledninger (end ikke skærmede) fra printpladen. Gøres det, vil de fine data ødelægges, hvis forstærkeren da ikke går i sving!

AF 350 printpladen kan godt anbringes på et uoriginalt metalchassis, men transformatoren må ikke anbringes i nærheden af grammofonindgangen.

KOMPONENTLISTE FOR AF 350 FORFORSTÆRKER

R1A & R1B	270 Ohm	C11A & C11B	2,2 nF/125 V
R2A & R2B	270 Ohm	C12A & C12B	47 nF/250 V
R4A & R4B	56 kOhm	C13A & C13B	47 nF/250 V
R5A & R5B	3,3 kOhm	C14A & C14B	100 pF/125 V
R6A & R6B	22 kOhm	C15A & C15B	1,5 nF/125 V
R7A & R7B	330 kOhm	C16A & C16B	1,5 nF/125 V
R9A & R9B	18 kOhm	C17A & C17B	4,7 uF/35 V
R10A & R10B	10 kOhm	C18A & C18B	4,7 uF/35 V
R11 A & R11B	3,3 kOhm	C19A & C19B	4,7 uF/35 V
R12A & R12B	3,3 kOhm	C20A & C20B	15 nF/250 V
R13A & R13B	10 kOhm	C21A & C21B	4,7 nF/125 V
R14A & R14B	100 kOhm LIN ST	C22A & C22B	1,5 nF/125 V
R15A & R15B	100 kOhm LIN ST	C23A & C23B	1,5 nF/125 V
R16A & R16B	10 kOhm	C24A & C24B	47 uF/6,3 V
R17A & R17B	10 kOhm	C25A & C25B	100 pF/125 V
R18A & R18B	1,2 kOhm	C26A & C26B	4,7 uF/35 V
R19A & R19B	330 kOhm	C27A & C27B	100 pF/125 V
R20A & R20B	100 kOhm LOG ST	C28A & C28B	3,3 nF/125 V
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		

01	TAPE	
02	FM	3x2 stillinger gensidig omskifter m. sorte knapper
03	PU	
04	MONO	separat omskifter med sort knap
05	RUMBLE	separat omskifter med sort knap
B1 til B5		5-pol DIN bøsning til printmontage
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	brokoblet ensretter

DIAGRAM – STRØMFORSYNINGSDDEL

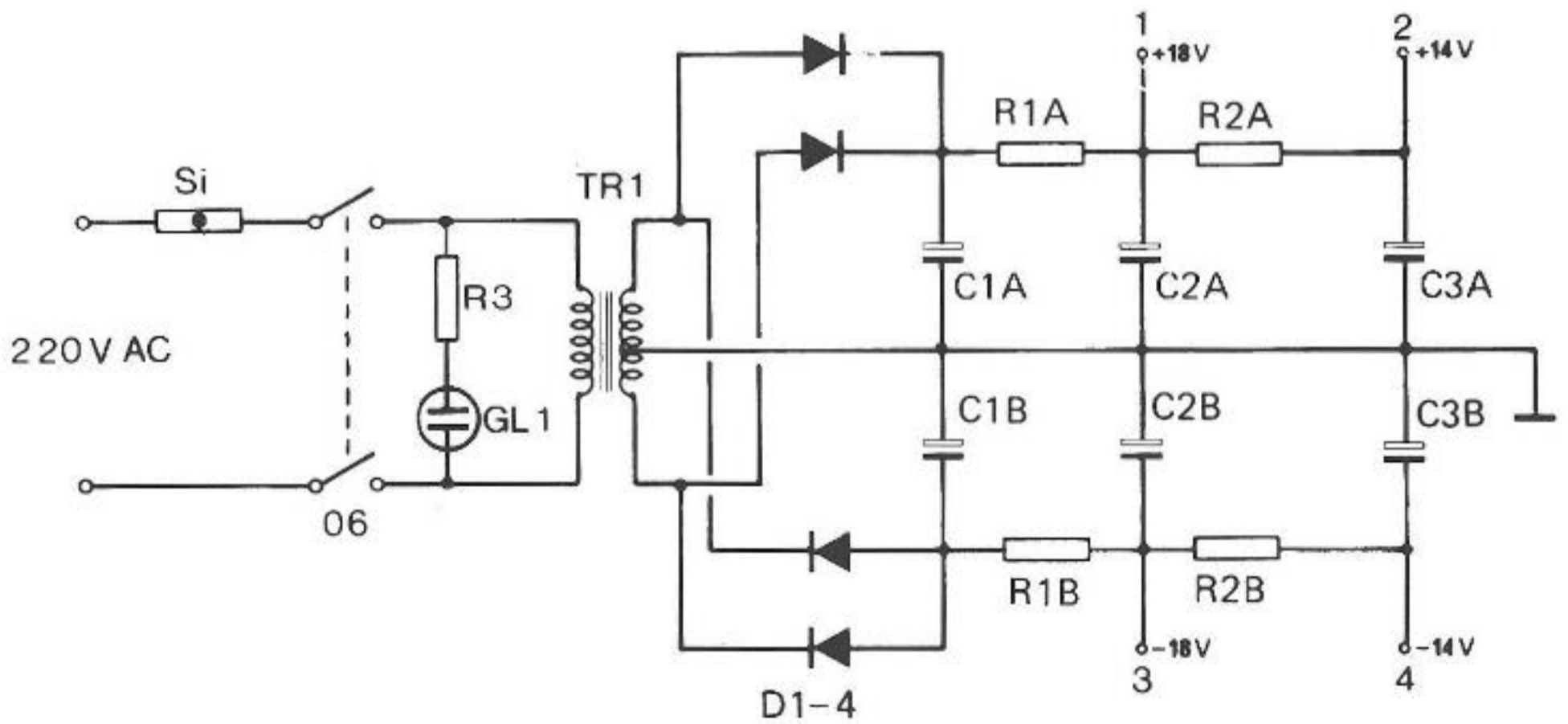
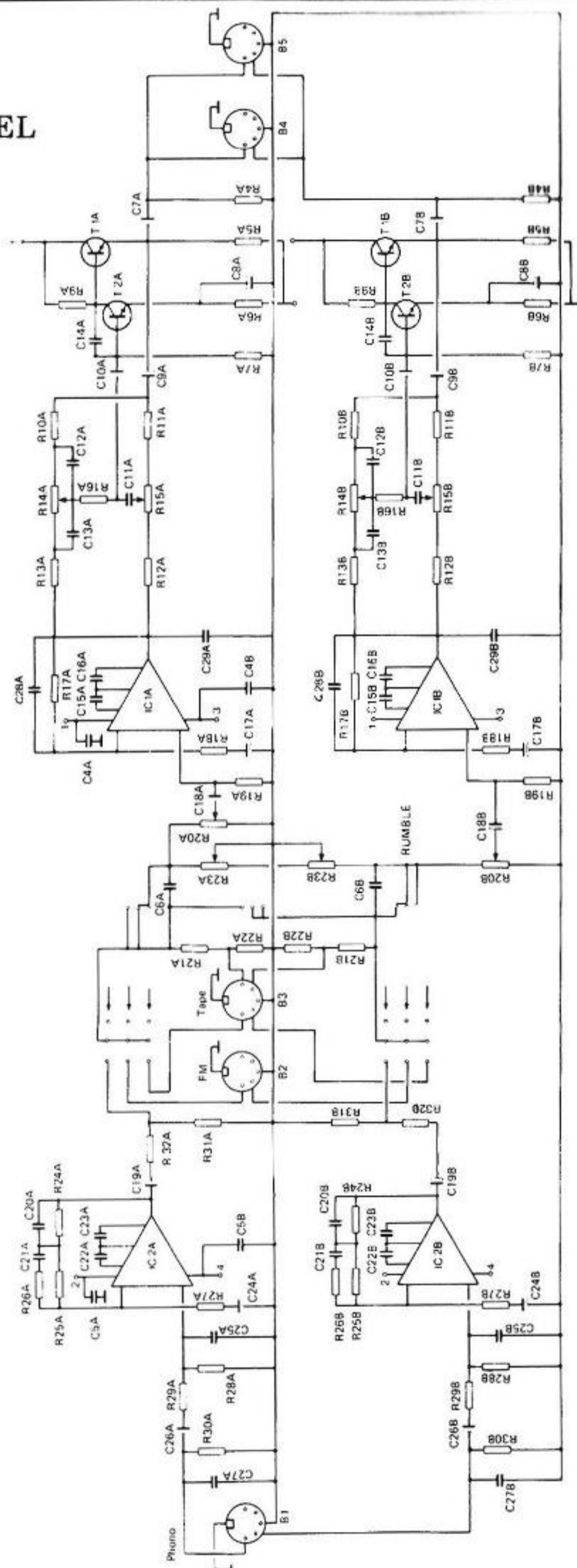
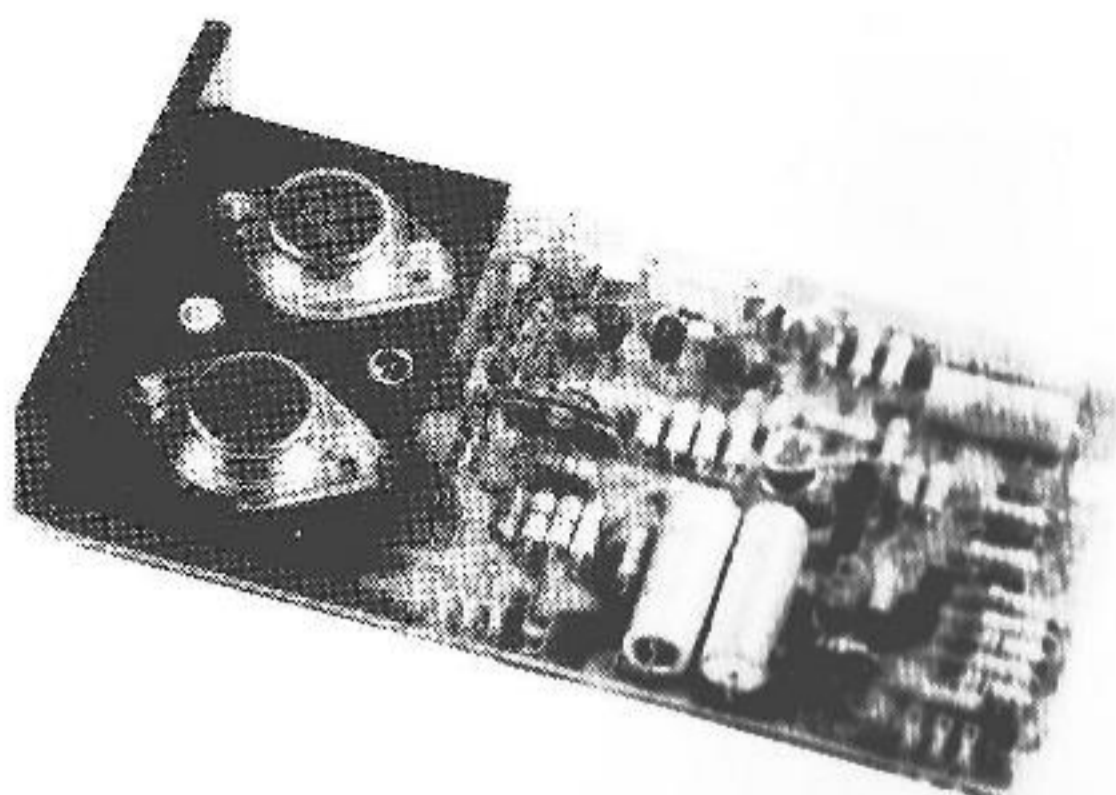


DIAGRAM —
FORSTÆRKERDEL





TEKNISKE DATA

Driftsspænding	± 33 V DC
Strømforbrug	50—2500 mA
Udgangseffekt efter DIN 45.500 (775 mV ind)	50 W
Spændingsforstærkning	38 dB
Harmonisk forvrængning	0,05%
Intermodulation	0,08%
Indgangsimpedans	10 kohm
Normeret højttalerimpedans	4 ohm
Dæmpningsfaktor typ.	100 gange
Sammenkobling med: GP 400—GP 360/410—NT 360—T302	

Udgangskonfigurationen er ganske utraditionel. Selv om man kun benytter NPN-krafttransistorer, er udgangen komplementær — eller semikomplementær — som denne mellemting kaldes. Man har, ved at benytte 3 transistorer i hver udgangsgren, opnået, at signalet passerer samme antal basis-emitterstrækninger i begge grene (som ægte komplementær-trin), hvilket bringer cross-over-forvrængningen ned til et minimum. Ved brug af denne koblingsform opnår man altså at udnytte alle komplementærtrinets fordele — med et kvasikomplementært transistorsæt.

Udgangstrinet er, bortset fra enkelte ændringer, identisk med det berømte QUAD 303 udgangsførstertrin. Biasstrømmen skal af hensyn til forvrængningen være så stor, at crossoverforvrængningen er lille. Derfor har vi benyttet et selvstabiliserende biastrin. Dette trin benyttes på grund af den store stabilitet og de ringe omkostninger af et stort antal forstærkerfabrikanter. Egentlig er trinnet udviklet og beskrevet af et dansk ingeniørteam fra PHILIPS. Trinnet er patentbeskyttet, men patentet håndhæves ikke.

Selve indgangstrinet er udformet som et **differentialforstærkertrin**. Et sådant trin giver en høj lineær **forstærkning** og en overordentlig lille DC-drift. Det sidste er **meget vigtigt**, idet højttaleren er DC-koblet til forstærkeren. Der **skulle ikke** gerne komme jævnspænding på højttaleren! **En del af udgangssignalet** føres gennem R25 tilbage til det omtalte differentialtrin, hvor det modkobler og sænker **tomgangsforstærkningen** fra ca. 20.000 til 30 gange. Det giver en **ekstrem god modkobling**, som igen giver en fin frekvensgang og lav forvrængning. Dette trin giver lige som for 100 wattforstærkeren en frekvensgang på 10 til 40.000 Hz indenfor 0,2 dB.

Der er indsat 6 små kondensatorer hist og her for at undgå sving.

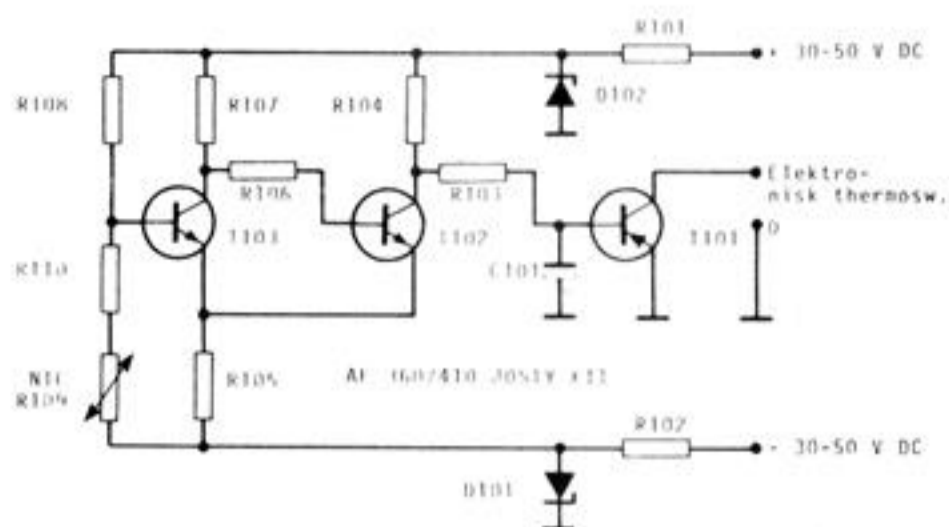
C7 modkobler transistoren T9, så fasefordrejningen for hele forstærkeren ikke giver årsag til sving på omkring 30 MHz. Denne kondensator er altså livsvigtig. C7's størrelse og alle de andre "små" kondensatorer er nøje afstemt efter hinanden — der er nemlig her tale om en mængde kompromiser. Forstærkerens transientgengivelse (kurve-stigetid) skal være god, og samtidig gælder det om at holde alle sving og indsvingningsproblemer væk.

C1 udgør sammen med R3 og R4 et såkaldt "Zobel network", som sikrer drivertransistorerne mod secondary-break-down, når højttalere tilsluttes. Den elektromekaniske sikring i denne opstilling er ikke som for AF 410 bestykket med transistorer, men med zenerdioder. Det kan lade sig gøre i denne opstilling, fordi udgangen opfører sig som en komplementær konfiguration. Når spændingen over R1 og R2 som følge af for stort forbrug på højttalerudgangen (kortslutning), vil spændingen til zenerdioderne stige, og når de leder, vil T5 og T6's basis'er blive hindret i yderligere udstyring.

Samtidig er denne opstilling ikke temperaturfølsom for andet end måle-NTC'en.

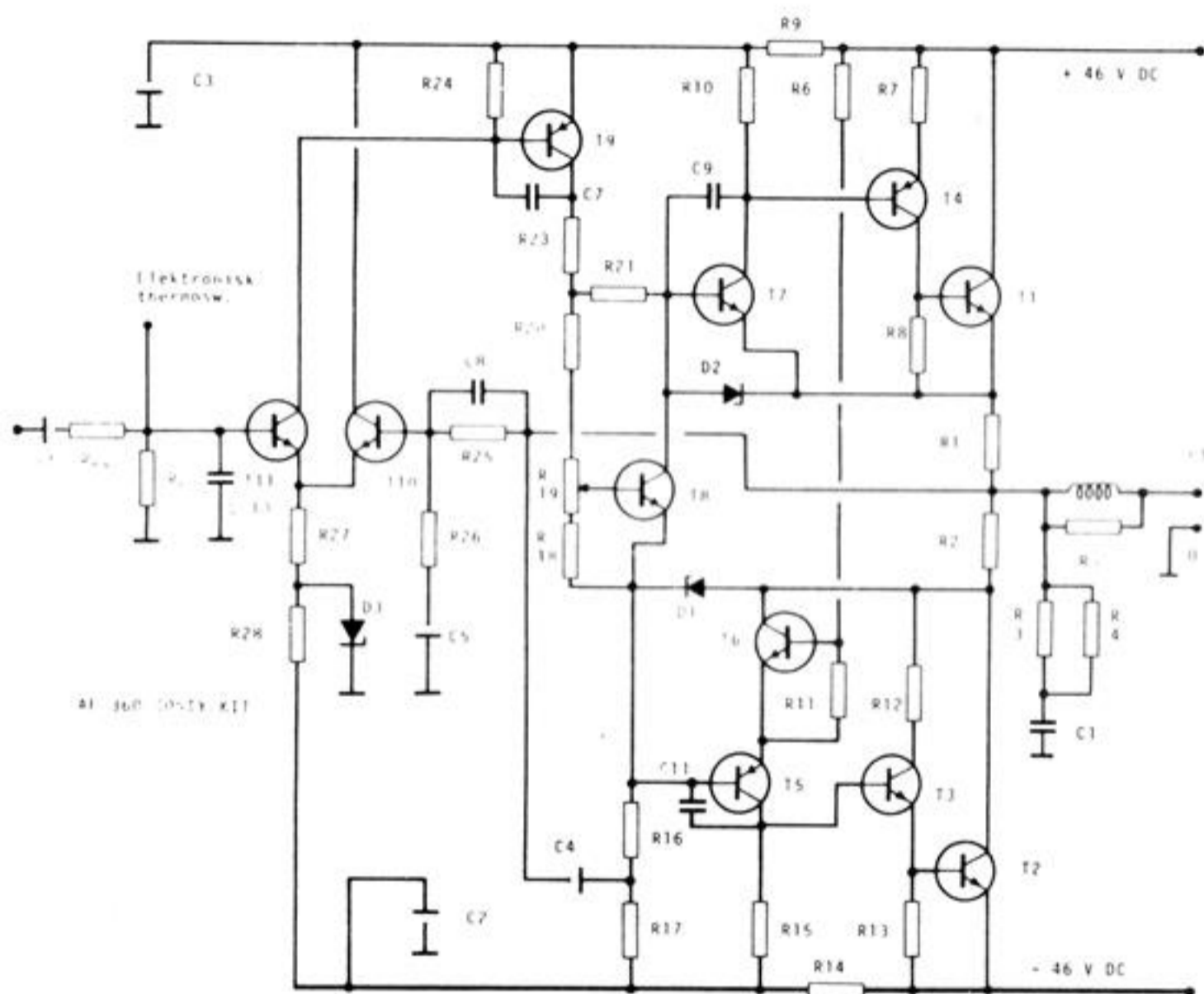
Endnu en fordel ved Schmitt-triggeren er, at den har en vis hysteres, hvilket vil sige, at når temperaturen når 100°C, lukker forstærkeren af for udstyring, og den kommer først igen ved ca. 70°C, når det hele er tilstrækkeligt afkølet — det er vigtigt!

DIAGRAM

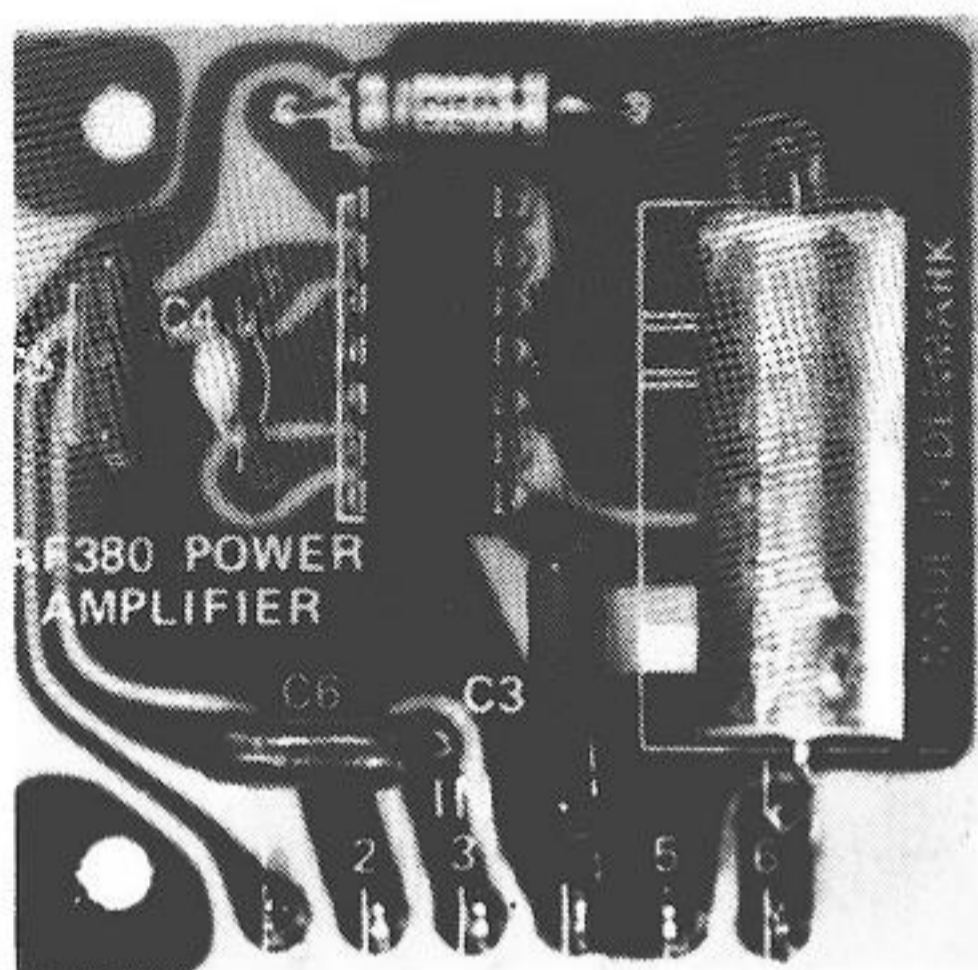


KOMPONENTLISTE

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



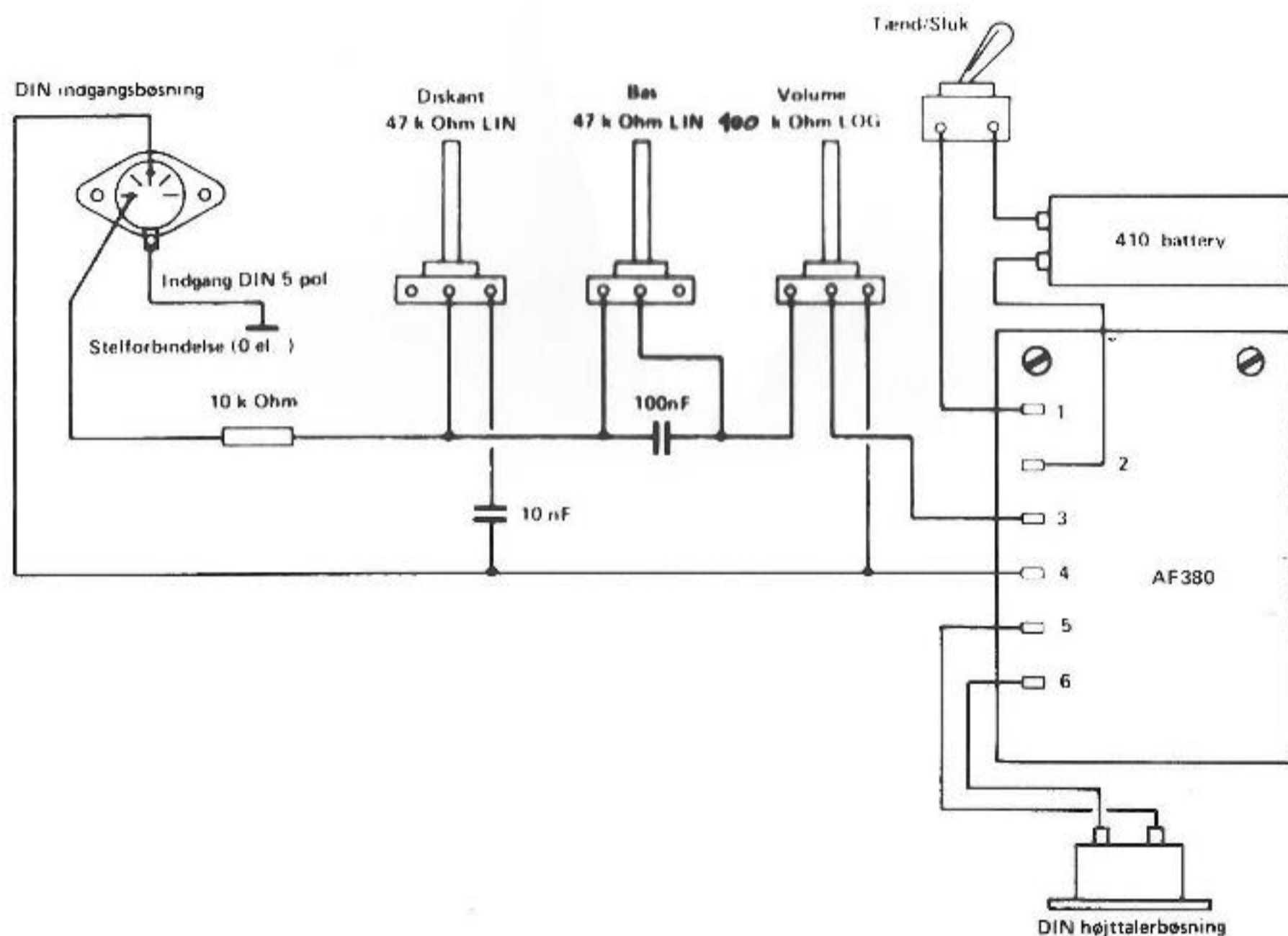
R101	3,3 k Ohm	C4	100uF/70V	T1	2N3442
R102	3,3 k Ohm	C5	220uF/35-40V	T2	2N3442
R103	150 Ohm	C6	10uF/25V	T3	BSY 86
R104	18 k Ohm	C7	100pF	T4	2N4033
R105	2,7 k Ohm	C8	68pF	T5	ME 0412
R106	4,7 k Ohm	C9	100pF	T6	BC 174
R107	10 k Ohm	C10	100pF	T7	BC 174
R108	33 k Ohm	C11	100pF	T8	BC 173
R109	220 k Ohm	C101	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



TEKNISKE DATA

Driftspænding	9-12 V DC
Strømforbrug tomgang/fuld last	4-600 mA
Udgangseffekt 4/8 Ohm	2,5/1,5 W
Harmonisk forvrængning v. 1 kHz/1 W/4 Ohm	0,2%
Følsomhed for 2,5 W/4 Ohm ud	63 mV
Frekvensgang 80-12,5 kHz (± 3 dB)	+0/ \div 3 dB
Signal støjforhold f. fuld effekt	60 dB

EKSEMPEL 1

SIMPEL GRAMMOFON ELLER
BANDOPTAGERFORSTÆRKER

Komponenter:

AF 380 UNIVERSALFORSTÆRKER
 E121 vippeafbryder
 410 9 V batteri + F 401 batterilås
 J157 47 kOhm POTM. LIN (2 stk.)
 J258 100 kOhm POTM. LOG
 + DIV. komponenter og kasse m. skruer

På tegningen ovenfor vises, hvorledes man kan opbygge en lille forstærker til en krystalgrammofon eller en kasettebåndoptager.

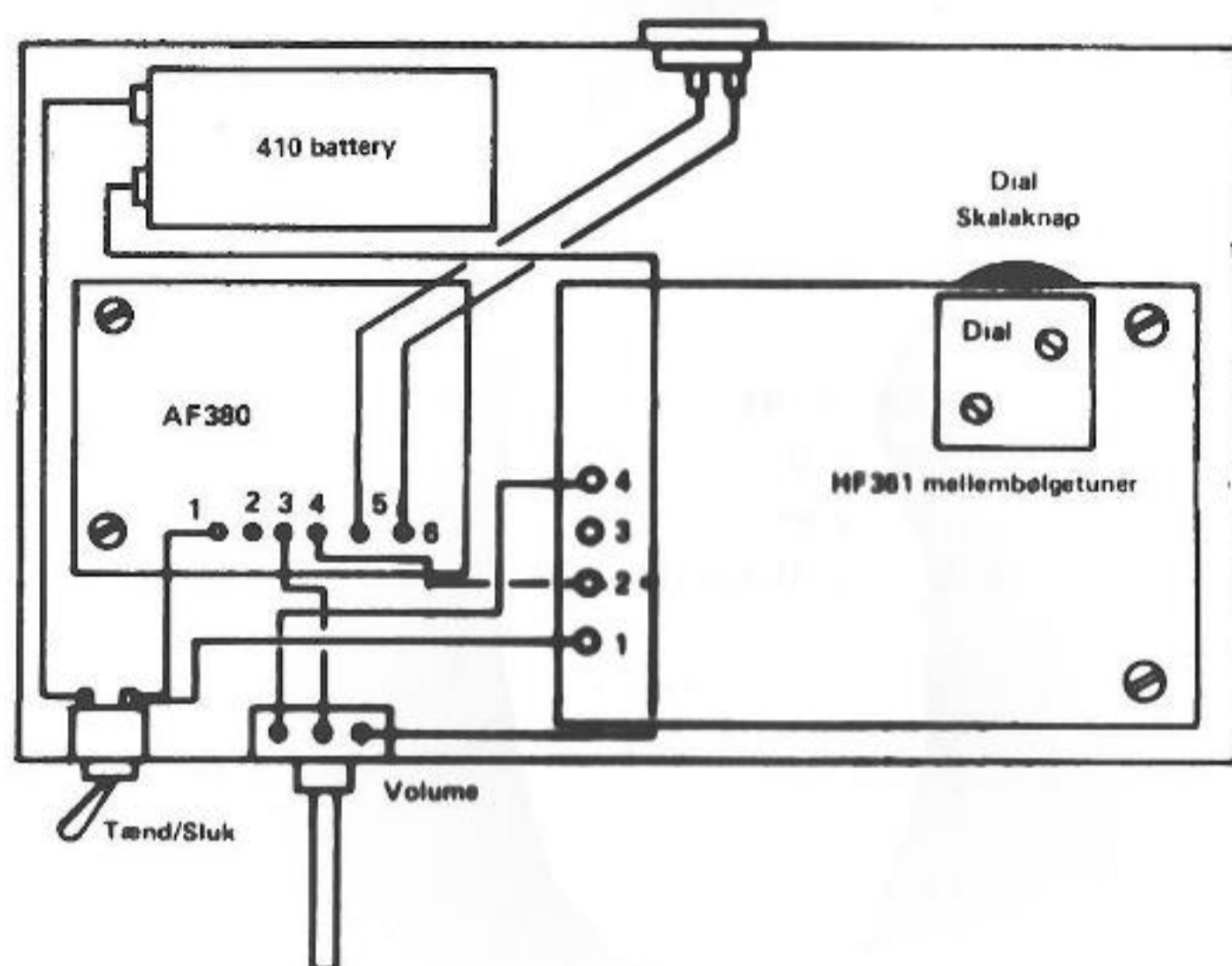
De ekstra komponenter viser blot, hvor alsidigt man kan benytte denne lille forstærker.

Vi kan på det kraftigste anbefale, at man som start opbygger denne konstruktion, hvis det er det »første» byggesæt.

Ønsker man ikke at benytte bas og diskantkontrol, kan disse udelades, og man tilslutter da BEN 3 på den 5-polede indgangs-DIN-bøsning direkte efter 100 nF kondensatoren efter BAS kontrollen.

Det vil være praktisk at indbygge den lille forstærker i en metalkasse og forbinde en tråd fra INDGANGSBØSNINGENS's stelflig til kassen. Det giver en god mekanisk og elektrisk stabilitet, og man undgår således brum.

EKSEMPEL 2. MINI AM-RADIO TIL MELLEMBØLGE-MODTAGELSE



Nødvendige komponenter:

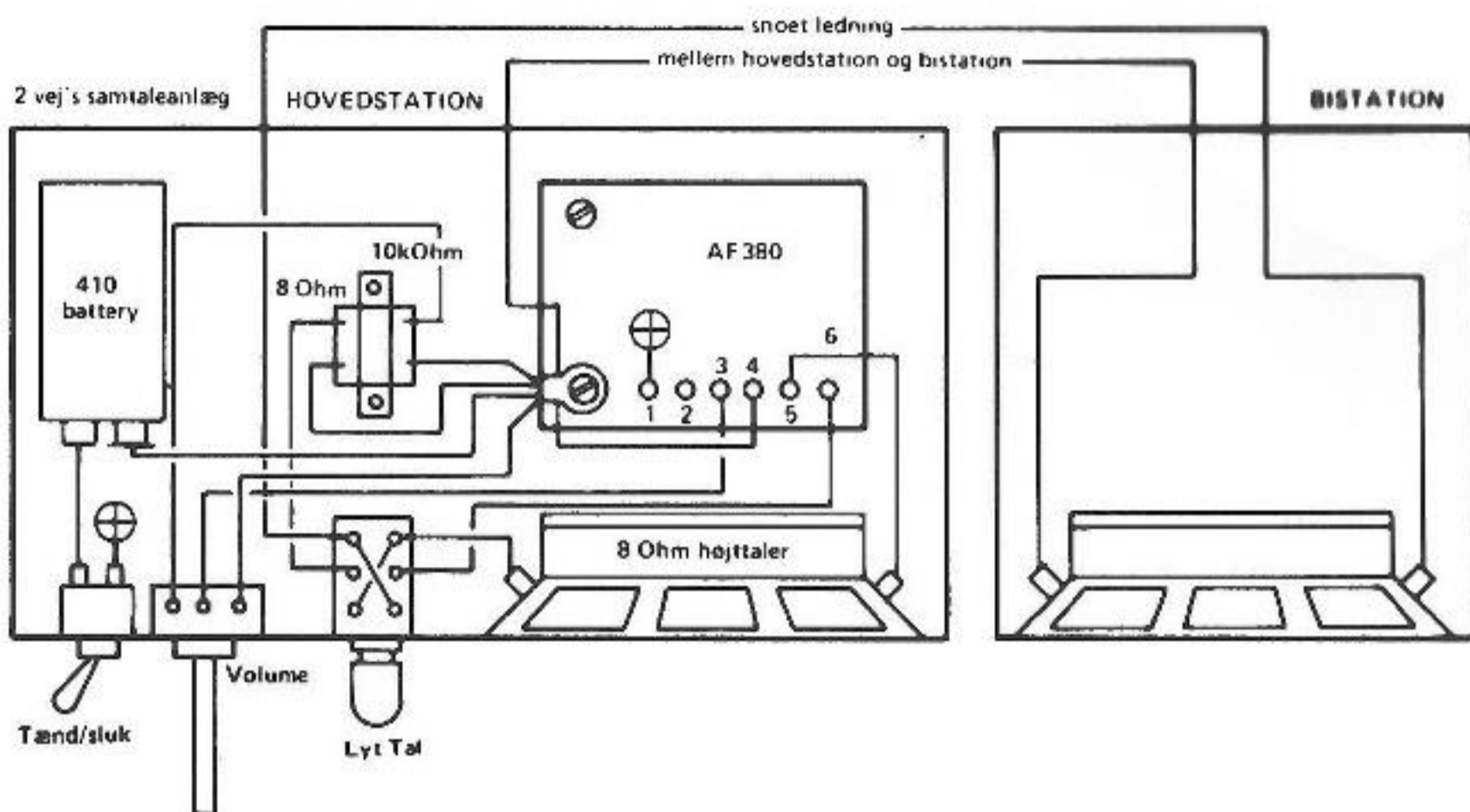
AF 280	UNIVERSALFORSTÆRKER
HF 361	MELLEMBØLGE-MODTAGER
J258	100 kOhm LOG POTM.
E121	vippeafbryder
D121	DIN-HT bøsning f. chassis
B813	plastic indbygningskasse
410	batteri
F401	batterilås
+ DIV. skruer, møtrikker og ledning.	

I eksemplet ovenfor vises, hvorledes man kan opbygge en lille modtager til mellembølge.

Lad det være sagt straks, eksemplet er ikke økonomisk konkurrencedygtigt med de mange Hong Kong radioer, der findes i handelen, men opstillingen er lærerig som byggeprojekt og med sikkerhed god til modtagelse af mange europæiske stationer - såfremt HF 361 er trimmet og i orden, naturligvis.

Årsagen til at denne opstilling indbygges i en plastkasse er, at FERRIT-antennen kun kan modtage følsomt, såfremt den ikke er metalindkapslet.

EKSEMPEL 3. 2-VEJS SAMTALEANLÆG



Nødvendige komponenter:

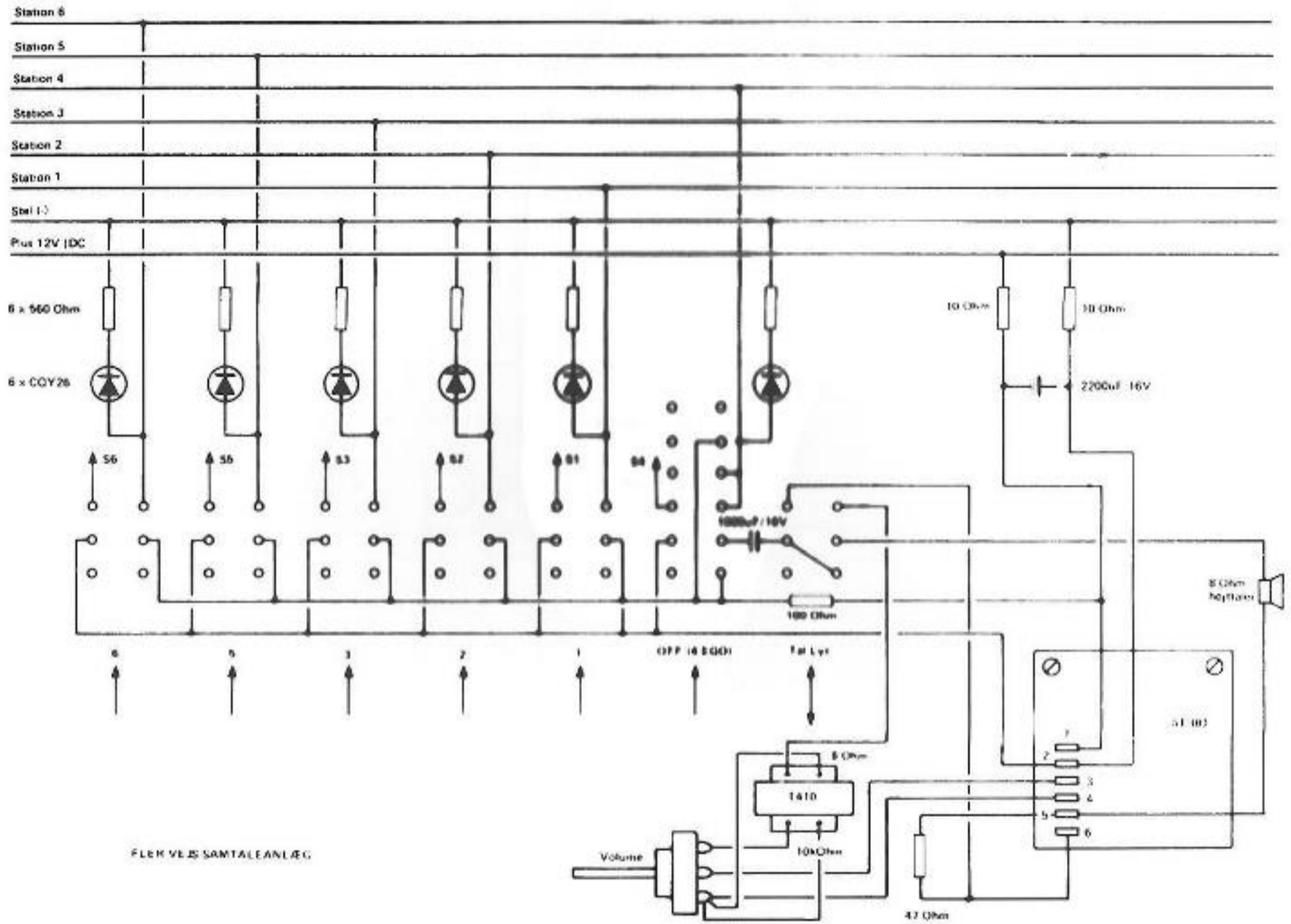
AF 380	UNIVERSALFORSTÆRKER
AD4080	højtaler (2 stk.)
410	batteri
F401	batteriholder
J256	22 kOhm LOG POTM.
E171	ringetryk-omskifter
E121	vippeafbryder
T410	MINI transformator 8 Ohm/10 kOhm
B814	plastkasser (2 stk.)
+ DIV. ledning, skruer og møtrikker.	

I det femte anvendelseseksempel vises, hvorledes man kan bygge et vellydende samtaleanlæg eller overvågningsanlæg til baby-sitting.

I stedet for bistationen kan man også indsætte en telefonspole L804, og man vil da kunne høre telefonen med højtalerstyrke - en god ide for svagthørende mennesker.

Hvis man ønsker at benytte en strømforsyning til dette lille samtaleanlæg, anbefales det at indbygge den i en separat kasse for eliminering af brum.

EKSEMPEL 4. FLER-VEJS SAMTALEANLÆG DIAGRAM



AF 380 UNIVERSALFORSTÆRKER

AD4080 højttaler

T410 MINI transformator

J256 22 kOhm LOG POTM.

I 100 10 Ohm modstande (2 stk.)

I 100 100 Ohm modstand

I 100 560 Ohm modstande (6 stk.)

I 100 47 Ohm modstand

CQY26 røde lysdioder (6 stk.)

K716 1000 uF/16 V ELKO

K719 2200 uF/16 V ELKO

B1150 modul box

+ diverse skruer, møtrikker, ledning og en specialtrykomskeer med den i diagrammet viste konfiguration fordelt på 5/2 skifte + 1/4 skifte, alle gensidig og en 2 skifte separat i en 7 modul skinne.

Vort sjette eksempel på anvendelse er **det mest komplicerede** og kan kun anbefales for **øvede amatører eller teknikere**.

Det er et fler-vejs samtaleanlæg til **halvprofessionelt brug**.

På diagrammet ses en forsøgsudgave med 6 stationer, men man kan med større omskiftere komme op på **hele 10 anlæg**.

Dette samtaleanlæg virker på den måde, at man trykker een af fjernstationerne 1, 2, 3, 5 eller 6 ind til samtale. Derefter vil lysdioderne i alle de andre stationer indikere optaget på de to benyttede stationer.

Når man taler, indtrykkes TALE-knappen. Slipper man, lyttes der.

Efter endt samtale indtrykkes OFF (EGO), og man er omstillet til modtagelse af andre stationer, som senere ønsker at kalde.

Diagrammet viser ikke, hvorledes man skal indsætte CALL tone, men det kan gøres med et MI 360 byggesæt og en omskifter over CALL knappen.

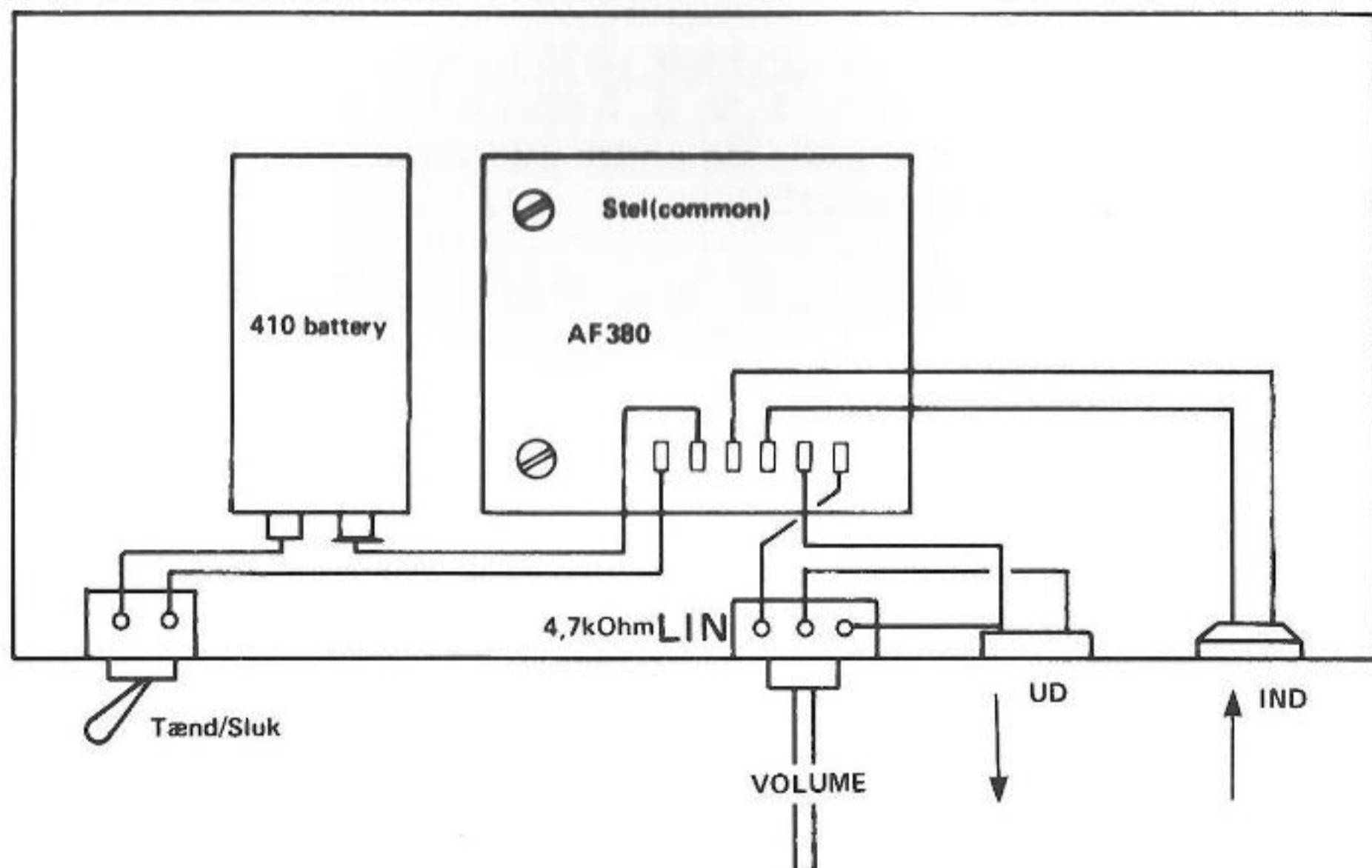
VIGTIGT: Bemærk at der kræves 2 ledere for hver station - en signalledning, som er indtegnet og en 0-ledning - skitseret ved omskifterforbindelserne S1 til S6. Normalt er samtale-multikabel opbygget med to sammensnoede ledere for hver station og to for plus og minus.

Hver sammensnoet par skal gå til omskifterne 1 til 6.

100 Ohm's modstanden er indsat for at levere en lav positiv strøm til indikering af »OPTAGET» på de andre stationer. Denne positive strøm overlejrer signalspændingen.

EKSEMPEL 5. FORFORSTÆRKER

MODULATIONSFORSTÆRKER TIL WALKIE TALKIE'S
&/eller MIKROFONFORSTÆRKER.



Nødvendige komponenter:

AF 380	UNIVERSALFORST.
410	batteri
E121	vippeafbryder
J154	4,7 kOhm POTM.
D221	mini jackbøsning (2 stk.)
B212	metalkasse
F410	batterilås

Det afsluttende eksempel viser, hvorledes man kan benytte AF 380 som mikrofonforstærker. Forstærkningen er 35 dB, og støjen er mere end 50 dB under 250 mV ud, hvilket giver en indgangsfølsomhed på 5 mV - tilstrækkeligt til almindelige dynamiske mikrofoner på 5-50 kOhm.

Det kan lade sig gøre at erstatte de tidlige JOSTYKIT LF20, LF30 og AF30 på denne måde.

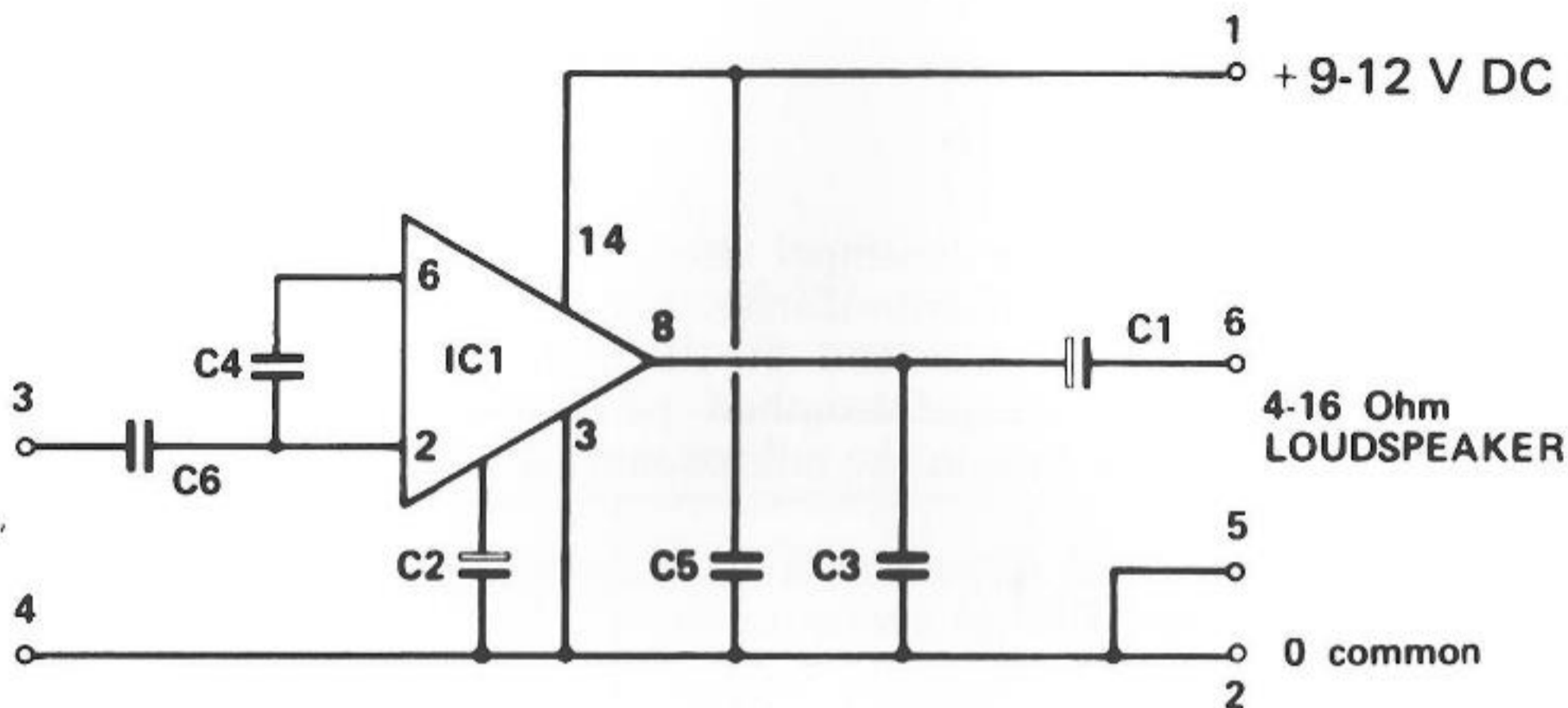
Udgangen kan forbindes både til modulationsforstærkere i radiotelefoner, Walkie-Talkies, radioindgangen i forstærkere og endelig EN EKSTRA AF 380 som udgangsforstærker. Det kan altså lade sig gøre at sætte to i »række».

Som det også er angivet på tegningen ovenfor, skal potentiometeret anbringes i udgangen, når AF 380 benyttes som forforstærker for mikrofon.

RESERVEDELSLISTE — AF380DK

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

DIAGRAM

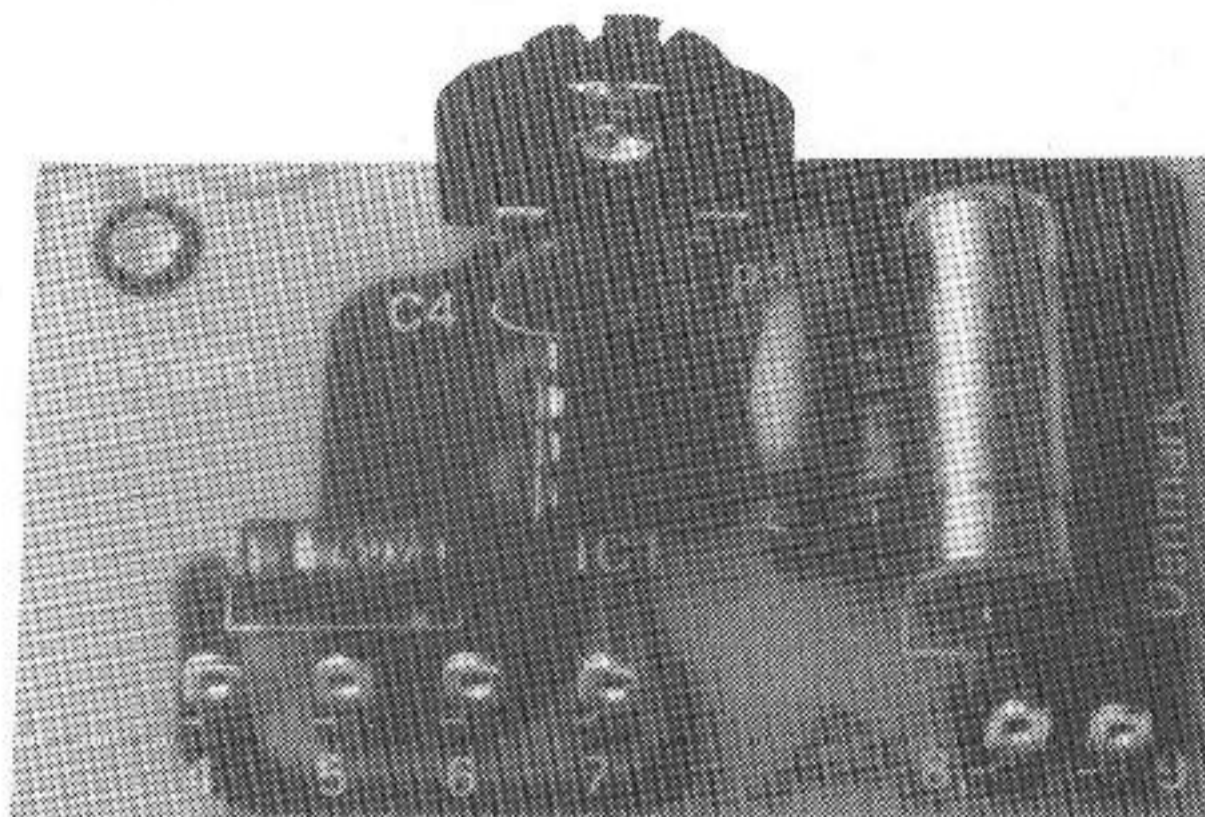


Diagrammet for AF 380 er yderst simpelt. Omkring en kompleks integreret kreds med ikke mindre end 12 transistorer, to dioder, 8 modstande og 1 kondensator, er tilkoblet udgangskondensator på 470 uF/16 V, brumundertrykkelses-kondensator på 6,8 uF/40 V, sikring mod selvsving C4 på 27 pF og C5 på 100 nF og endelig indgangskondensator C6 på 100 nF.

Den integrerede kreds får køling fra selve printpladen gennem de 3 midterste ben i begge sider.

Ønsker man en lavere grænsefrekvens og dermed en bedre frekvensgang under 80 Hz, kan man erstatte C1 med en anden på maksimalt 2200 uF/16 V. Det giver en 3 dB grænse på 20 Hz/4 Ohm. (Høretelefon-effekt-forstærker).

Hvis kredsløbet arbejder med maximal belastning gennem længere tid, vil en indbygget temperatursikring dæmpe udgangseffekten. Kredsen er dog ikke totalt kortslutnings-sikker, selv om der skal virkelig meget til at »aflive» den.



TEKNISKE DATA

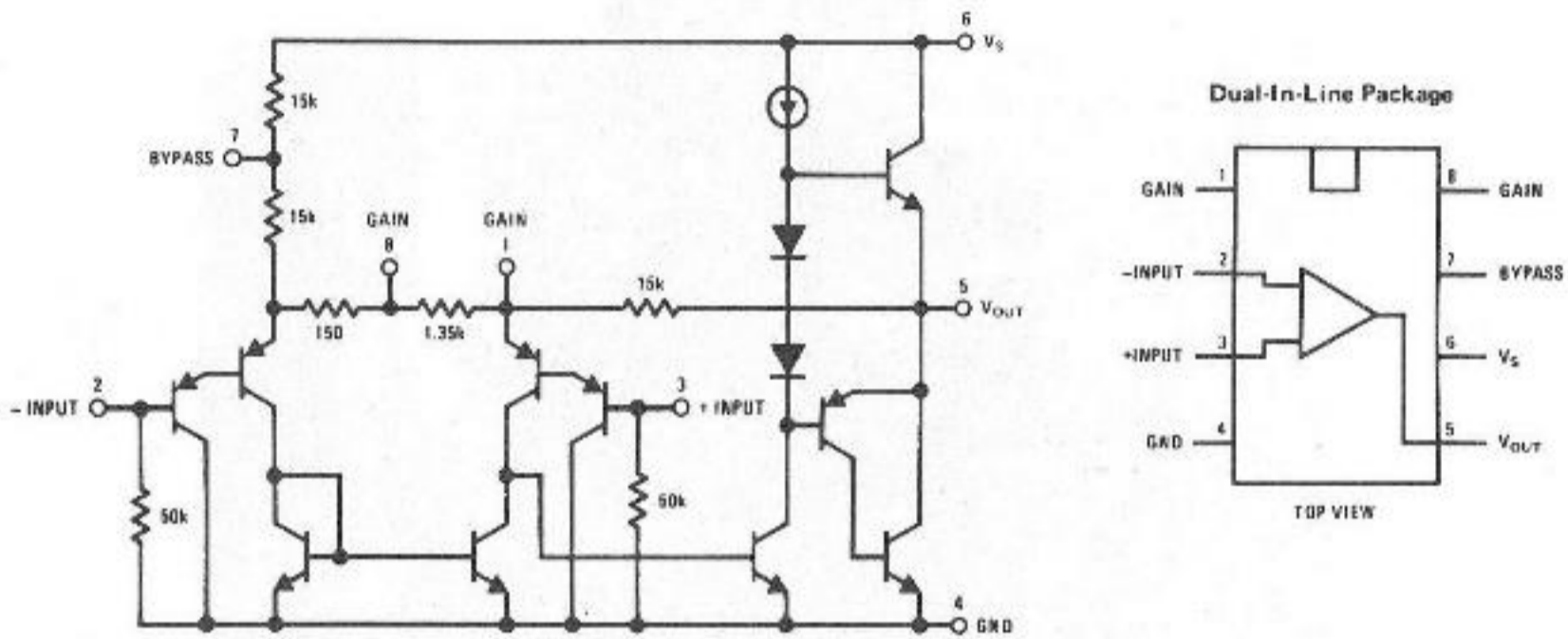
Driftspænding	4,5-12 V DC
Strømforbrug	3-150 mA
Udgangseffekt 4/8 Ohm/12 V/10%	1 W
Harmonisk forvrængning 4 Ohm/1 kHz/250 mW	1%
Følsomhed f. 250 mW/4 Ohm	150 mV
Frekvensgang 250 mW/8 Ohm +0/-3 dB	75-20.000 Hz
Signal/støj-forhold v. fuld udstyring	71 dB

TEORETISK FUNKTION AF 386 DK

AF 386 er opbygget omkring en lille 8 bens DIL IC-kreds. Kredsen indeholder en komplet lavfrekvensforstærker med termisk begrænser.

På diagrammet ovenfor vises hvad LM 386 indeholder. Udvendigt kobles LM 386, som vist på JOSTYKIT diagrammet AF 386.

DIAGRAM



Indgangssignalet løber gennem et direkte stel-forbundet volumenpotentiometer. Den særlige indgangskonfiguration i kredsen tillader at indgangen forbindes til stel, uden at udgangens DC-potentiale forstyrres.

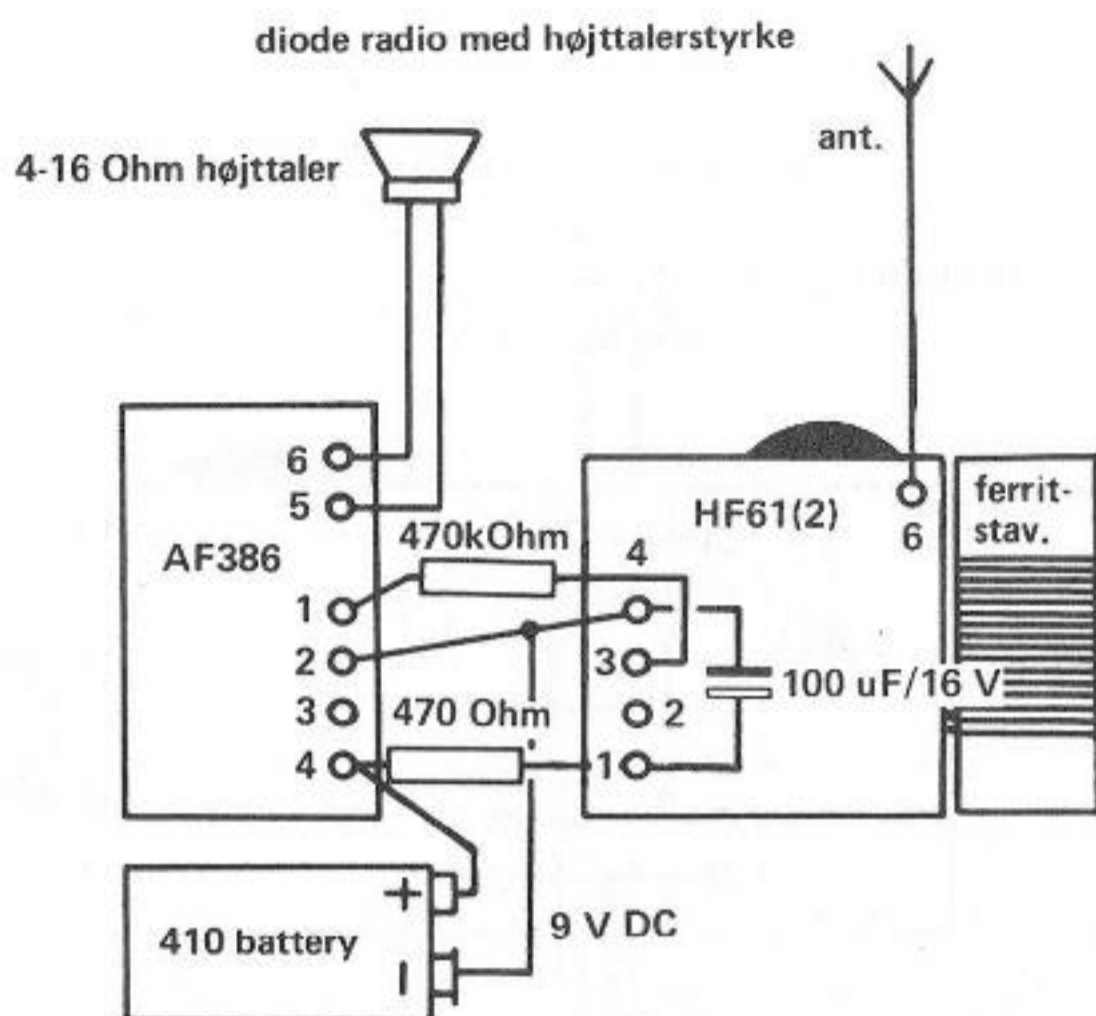
Udgangssignalet, som er forstærket 26 dB, føres ud fra ben 5 til loddeøje 6, gennem en 220 uF/16 V elektrolytkondensator. Kondensatoren er for lille til Hi-Fi-brug — her er 1000-5000 uF almindeligt — men da AF 386 fortrinsvis benyttes til mindre krævende formål er den mindste mekaniske størrelse fundet mest praktisk.

Fra udgangen på ben 5 er der indsat en zobel netværk, der drejer forstærkerens fase, så den ikke går i sving for forskellige belastninger - R1 og C3.

Kondensatoren C5 er indsat for at dæmpe brum og tilbagevirkninger fra netforsyningen. Kondensatoren giver i forbindelse med en i IC'en indbygget modstand en dæmpning på over 40 dB for 100 Hz brum.

EKSEMPEL 1 AF 386 DK

AF 386 & HF 61 sammenbygget til lille DIODE-MB-radio.



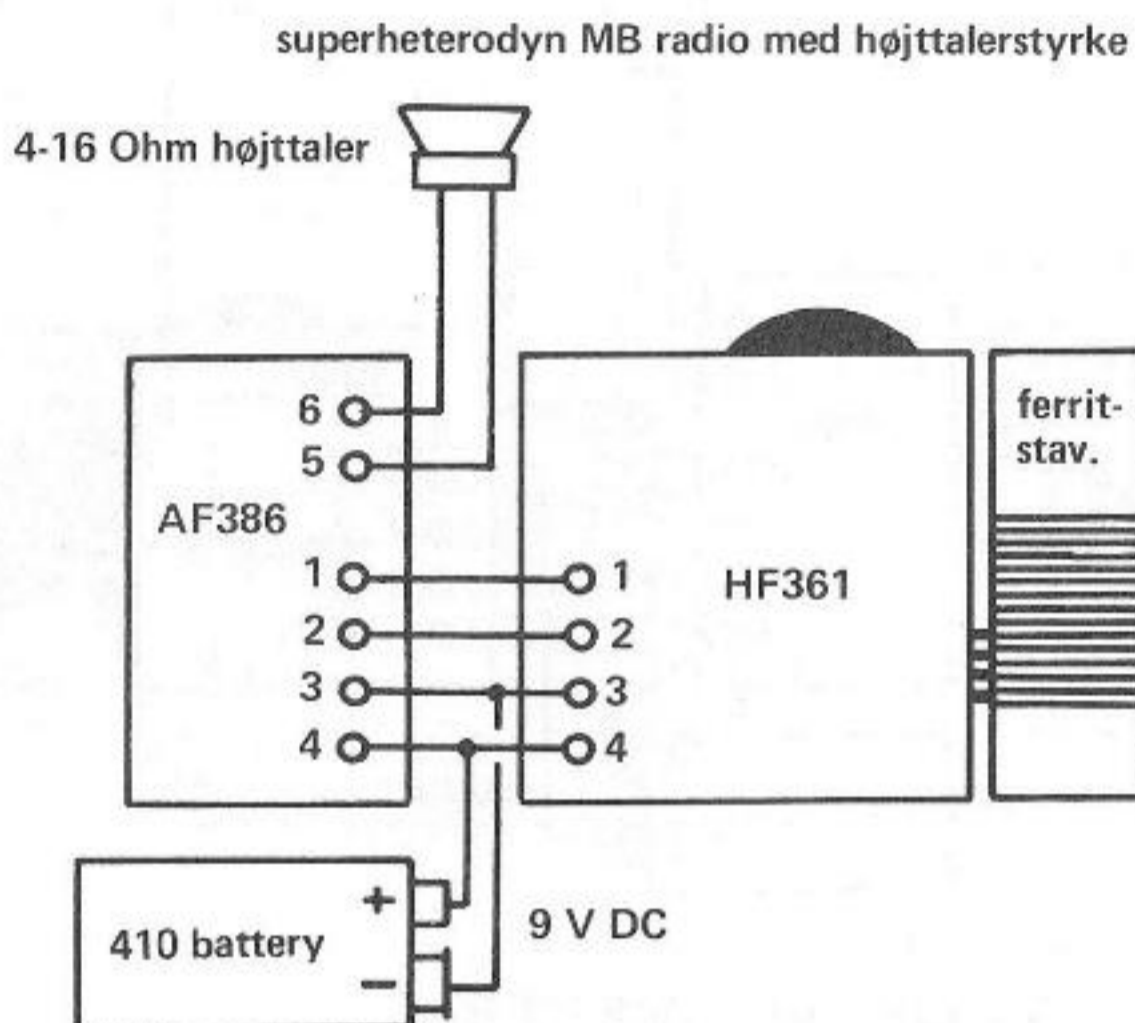
AF 386 MINIFORSTÆRKER
 HF 61 (2) DIODEMODTAGER MB
 J205 10 kOhm POTENTIOMETER
 KNAP F. POTENTIOMETER
 E121 VIPPEAFBRYDER
 F401 BATTERILÅS
 402 9 V BATTERI
 410 Ohm MODSTAND
 100 uF/16 V ELEKTROLYTKONDENSATOR
 + DIV. SKRUER OG LEDNING

Diodemodtageren HF 61 kan normalt kun tilsluttes en høj-ohms høreprop. Såfremt man ønsker højttalerstyrke fra denne lille mellembølgemodtager, skal den kobles som på diagrammet ovenfor. Da diodemodtageren er forsynet med kraftig forstærkning, som vil kunne overstyre mini udgangsforstærkeren AF 386, må man indsætte en dæmpe-modstand på 470 kOhm (gul, violet, gul) og et RC-led i spændingsforsyningen. Modstanden er 470 Ohm (gul, violet, brun) og en 100 uF/16 V kondensator.

Begge enheder kan arbejde på et almindeligt 9 V element af den mindste type, 410 fra Helleesen. Et strømforbrug på 7-9 mA i tomgang sikrer en brugstid på 30-100 timer.

EKSEMPEL 2 AF 386 DK

AF 386 & HF 361 sammenbygget til lille mellembølgemodtager.



NØDVENDIGE KOMPONENTER:

AF 386	MINIFORSTÆRKER
HF 361	MB MODTAGER
J205	10 kOhm LIN POTENTIOMETER
E121	VIPPEAFBRYDER
F401	BATTERILÅS
410	BATTERI — 9 V

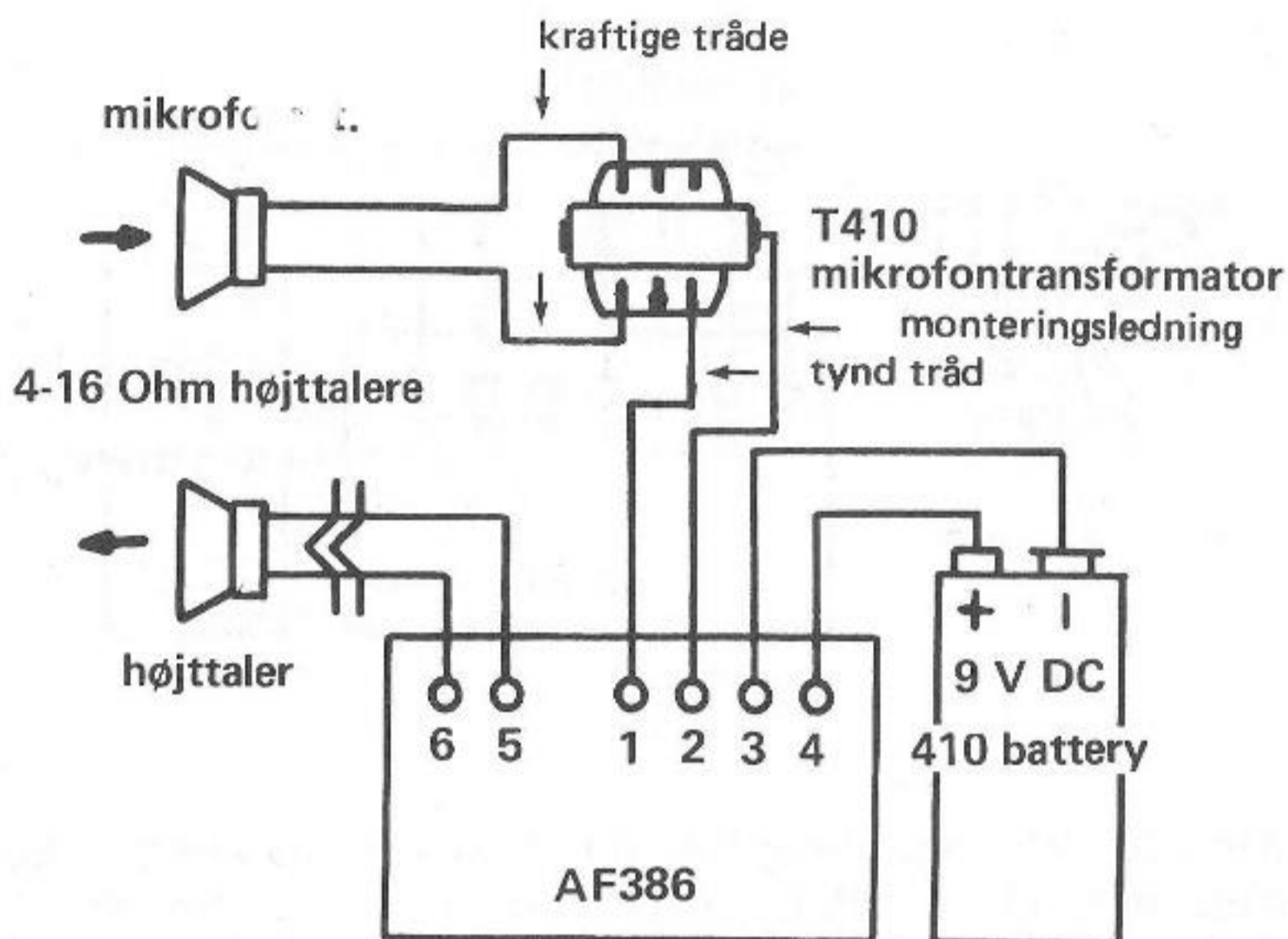
+ DIV. KNAP, SKRUER, LEDNING OG INDBYGNINGSKASSE

MINI-forstærkeren AF 386 er konstrueret specielt til sammenkobling med mellembølgemodtageren HF 361. Da HF 361 er en »super-heterodyn-modtager», kan man opnå en pæn stationsadskillelse, ganske på linie med færdige mellembølgemodtagere. Begge sæt strømforsynes fra samme lille batteri. Et 410-batteri kan holde 30-100 timer afhængig af gengiverstyrken.

R2 trimmepotentiometeret på AF 386 forstærkeren bør udskiftes med et almindeligt drejepotentiometer på 10 kOhm LIN.

EKSEMPEL 3 AF 386 DK

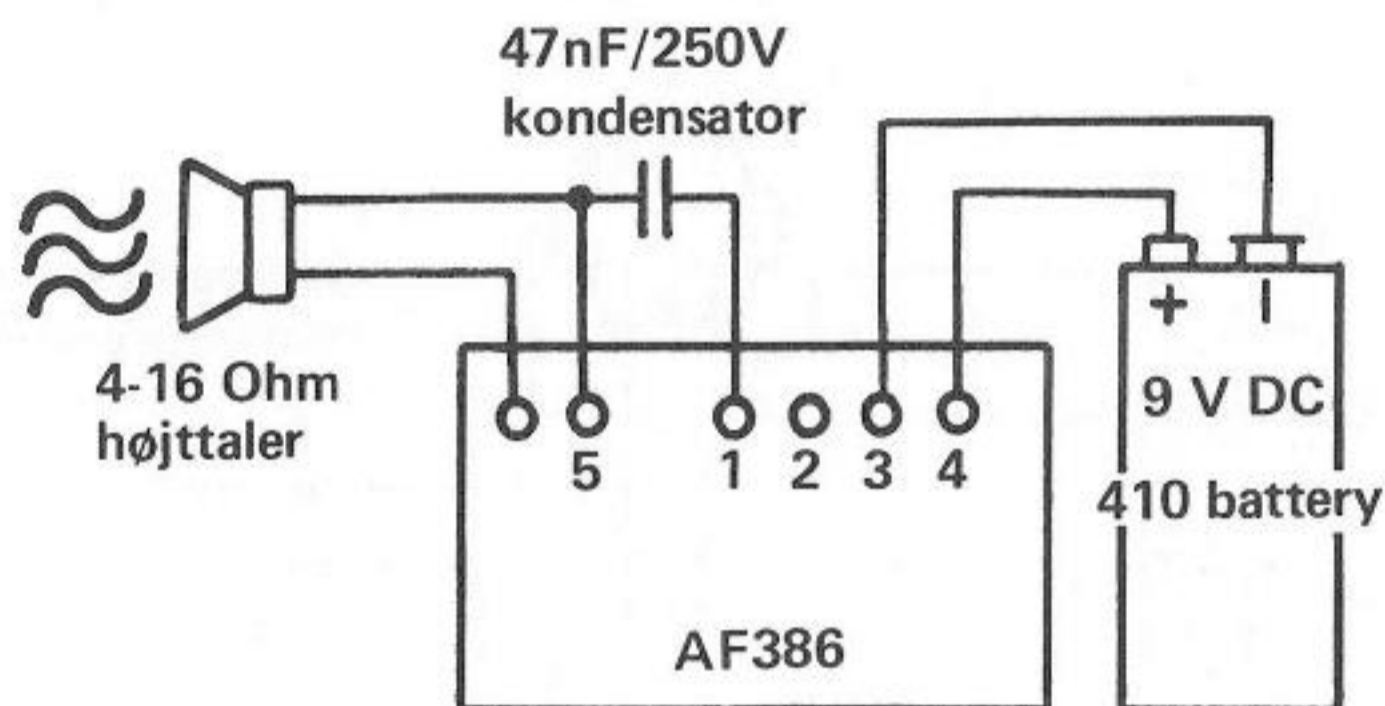
BABY-SITTING anlæg med AF 386 og T 410 transformator.



MINI-forstærkeren AF 386 kan benyttes som baby-sitting anlæg i forbindelse med 2 almindelige højttalere på 4-16 Ohm, når man tilkobler en T 410 transformator. Den lille transformator omsætter højttalerimpedansen til ca. 10 kOhm. Samtidig med impedansomsætningen leverer transformatoren også en forstærkning. Det er vigtigt, fordi AT 386 ikke i sig selv har forstærkning nok til samtale-anlæg etc.

Såfremt dette lille anlæg strømforsynes fra en strømforsyning med indbygget transformator, er det vigtigt at anbringe T 410 transformatoren således at den ikke opsamler brum fra nettransformatoren. Anbring derfor T 410 så langt væk fra nettransformatoren som muligt, og når den er anbragt, så drej den rundt om sin egen akse til brummet er helt væk.

EKSEMPEL 4 AF 386 DK
AF 386 som sirene



AF 386 kan også benyttes som sirene til melding af tyveri eller man kan benytte den som dørklokke for svagthørende. Ringekontakten kan være en billig sluttekontakt, der blot indskydes i den ene batteriledning.

Trimme potentiometeret på AF 386 skal anbringes omkring midten, for at hyletonen bliver kraftigst.

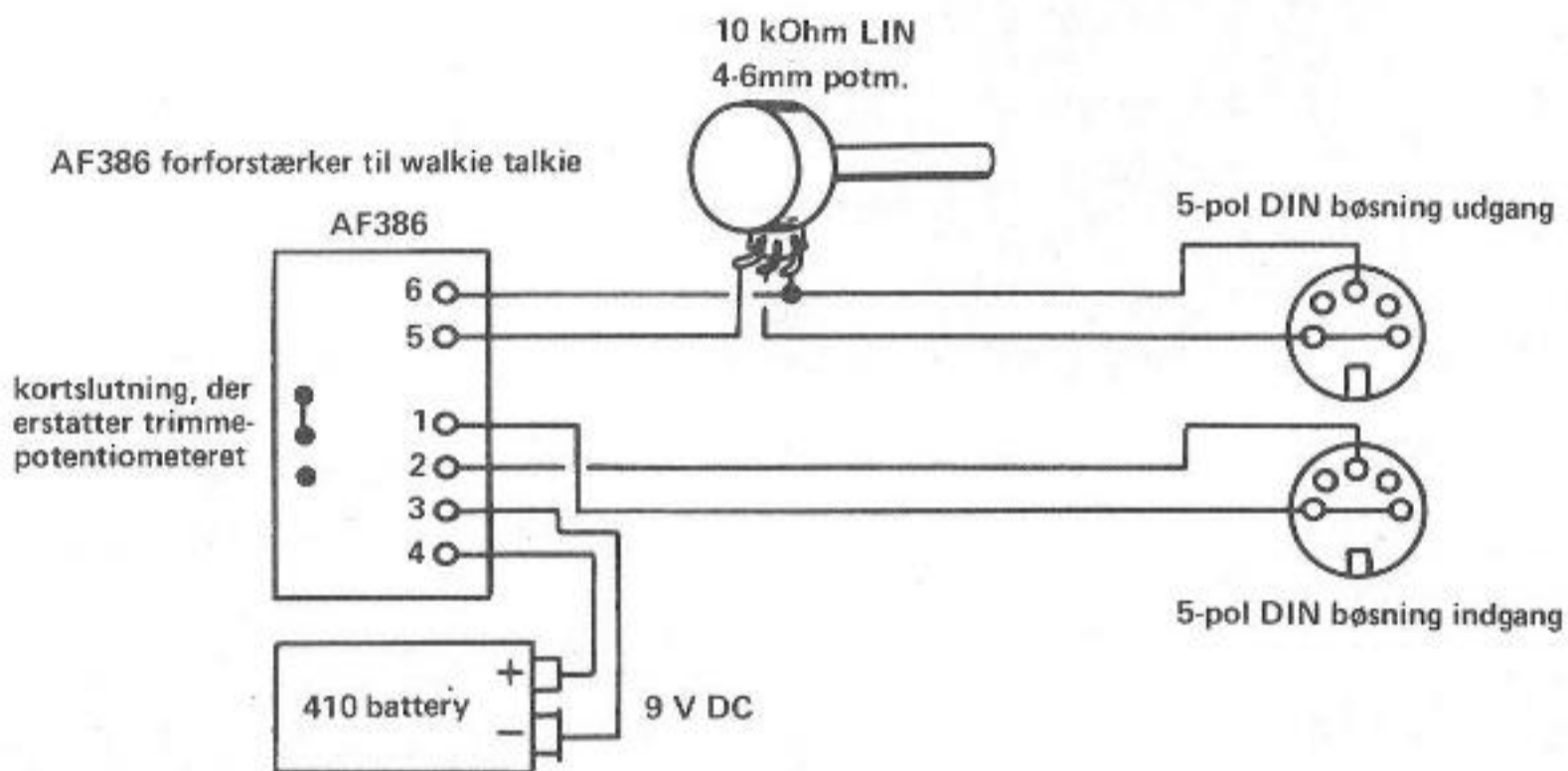
Man kan opnå en ekstra kraftig akustisk forstærkning ved at montere et paprør på 25-35 cm's længde foran højttaleren. Tonehøjden skal modsvare paprørets resonansfrekvens. Derfor justeres efter på R2 trimme potentiometeret indtil styrken er maximal.

Det er efter færdselsloven ulovligt at montere et sådant sirenehorn på knallert, cykel eller automobil!

AF 386 miniforstærkeren leverer som sirene ca. 2,5 watt ved 12 volt. Ved længere tids »sirene-brug» anbefales det at sætte spændingen ned til 9 eller 6 volt, så den integrerede kreds ikke ødelægges. Sirene-virkningen opstår fordi den lille 47 nF kondensator får forstærkeren til at selvsvinge på 1-3 kHz (1000-3000 svingninger i sekundet).

EKSEMPEL 5 AF 386 DK

AF 386 benyttes som forforstærker til f.eks. Walkie-Talkie.



Selv om AF 386 er opbygget med en lille udgangsforstærker IC, kan den udmærket benyttes som forforstærker til f.eks. walkie-talkie'r. AF 386'ernes eget signal/støjforhold er på 71 dB. Dette forhold forringes med lige så mange dB'er, som forstærkningen er øget med i walkie-talkien. (Typ. 45 dB) Det er en stor fordel, at AF 386'eren kan arbejde med forsyningspændinger mellem 4,5 og 12 volt. Den passer således som forforstærker til alle Walkier med minus til stel.

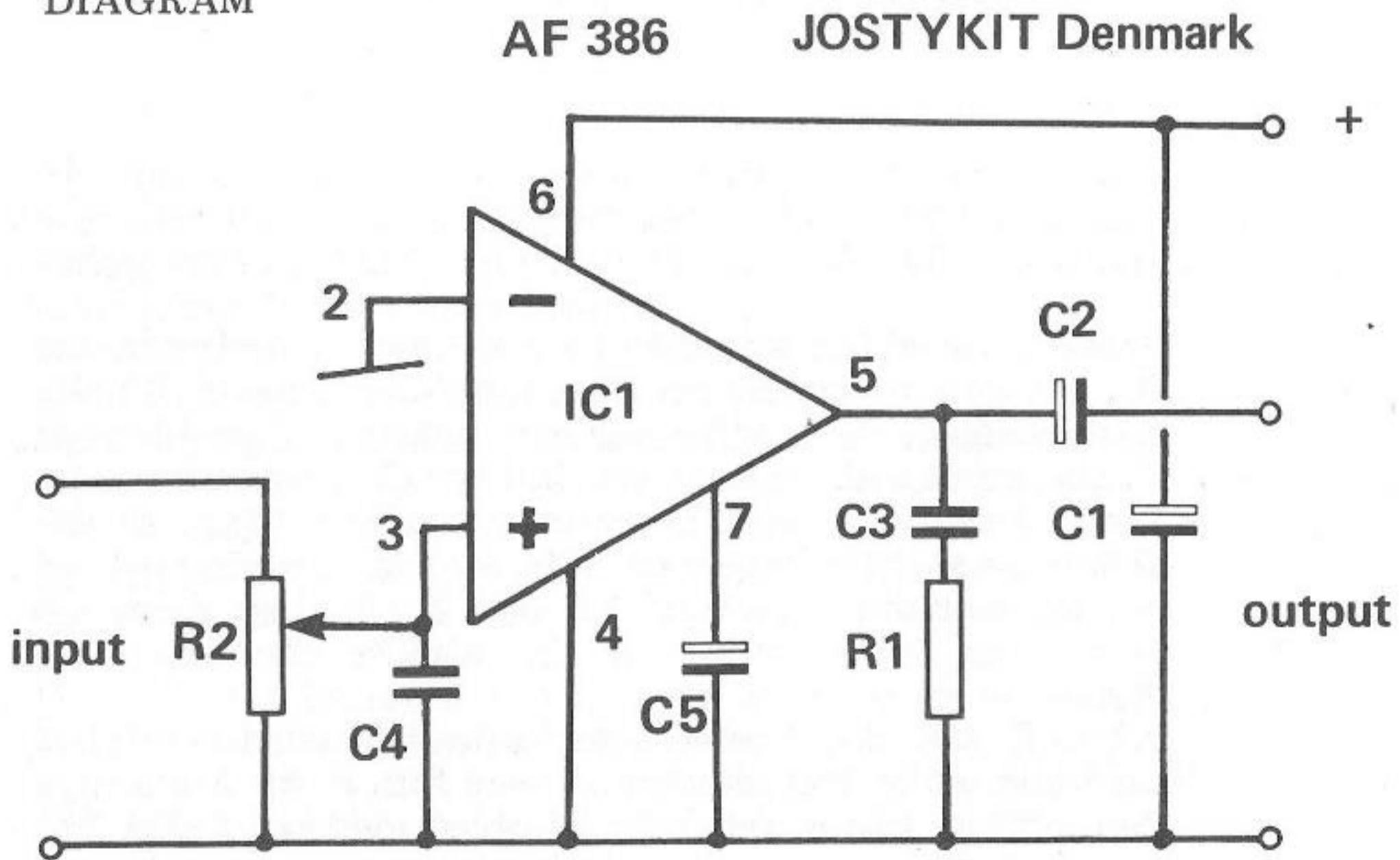
Når AF 386 benyttes som forforstærker, vil den i lighed med alle andre forforstærkere, være følsom for brum. Byg den ind i en lille metalkasse og forbind loddeøje 2 eller 3 til kassens metal — det giver stelforbindelse.

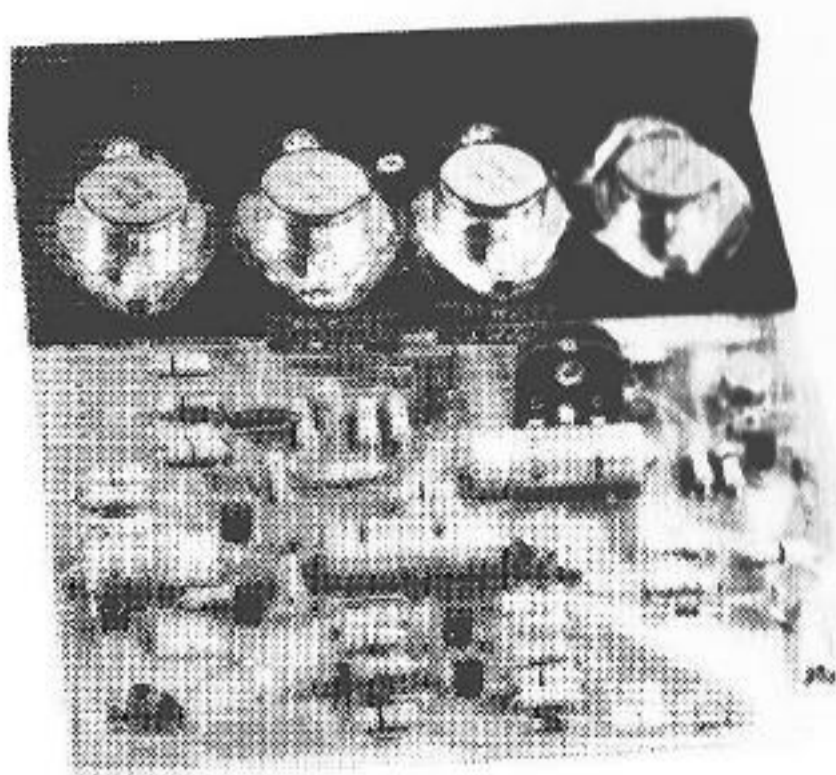
Det bedste signal/støj-forhold opnås, hvis man kortslutter trimmepotentiometeret til maximum forstærkning og indsætter et 1 kOhm LIN drejepotentiometer på udgangen. Se tegningen ovenfor.

KOMPONENTLISTE AF 386 DK

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

DIAGRAM





TEKNISKE DATA

Driftspænding, NT 410 tomgang	Ca. 2 x 48 V DC
Strømforbrug	50 - 3500 mA
Udgangseffekt efter DIN 45.500	100 Watt
Harmonisk forvrængning efter DIN 45.500	0,2 %
Intermodulation efter DIN 45.500	0,5 %
Ingangsimpedans	10 K Ohm
Nominel belastningsimpedans for 100 Watt's eff.	4 Ohm
Elektronisk thermobegrænsning af indgangssignal	100 ⁰ C

100 W-forstærkeren er benævnt AF 410, og den erstatter de ældre AF 62 og Af 65. Den er opbygget på et glasfiberprint med målene 130 × 135 mm.

Udgangstransistorerne samt alle sikringskredsløb og justeringer er bygget sammen på dette print. For at dette har kunnet lade sig gøre, er der til udgangstransistorerne benyttet en speciel vinkeloverføringskøleplade (mønsterbeskyttet). Denne overføringskøleplade har den vigtige funktion at overføre samtlige 100 W tabseffekt til en eller to hovedkøleplader.

Ved dette system er brugeren særdeles frit stillet med hensyn til køleplader, idet man uden besvær og ganske overskueligt kan placere forstærkeren med køleplade på bagsiden af chassiset. Da forstærkeren samtidig kan placeres vandret eller lodret, har man mulighed for enten at opbygge en flad forstærker eller at komprimere nogle stykker til 4-kanal-stereo.

Da AF 410 er en forstærker, som ofte vil blive samlet af amatører uden særligt kendskab til elektronik, har det været nødvendigt at sikre mod kortslutning, sving (se ovenfor) og overophedning.

En forstærker kan også ødelægges ved overophedning. Man har måske glemt at spænde hovedkølepladen på, benyttet en for lille køleplade eller simpelthen pakket det hele ind i et kabinet uden luftgennemstrømning. Det klarer AF 410 også. Sikringskredsløbet, som også er opbygget på printet, benævnes en thermoswitch. Når temperaturen på overføringskølepladen overstiger 100°C , sender en NTC-målemodstand besked til Schmitt-triggeren T103 og T120. Denne Schmitt-trigger med en bestemt hysteresis åbner først igen, når temperaturen er kommet under 60°C .

Schmitt-triggeren styrer en transistor, som lukker direkte af for indgangsspændingen fra den forforstærker, som benyttes. Uden udstyring kan forstærkeren ikke bruge strøm. Atter er det hele sikret.

Hvis man kortslutter en forstærker, vil den trække al den effekt, som strømforsyningen kan afgive, og denne effekt vil ikke deles mellem forstærker og højttaler (50% virkningsgrad). Det hele vil blive afsat i transistorerne.

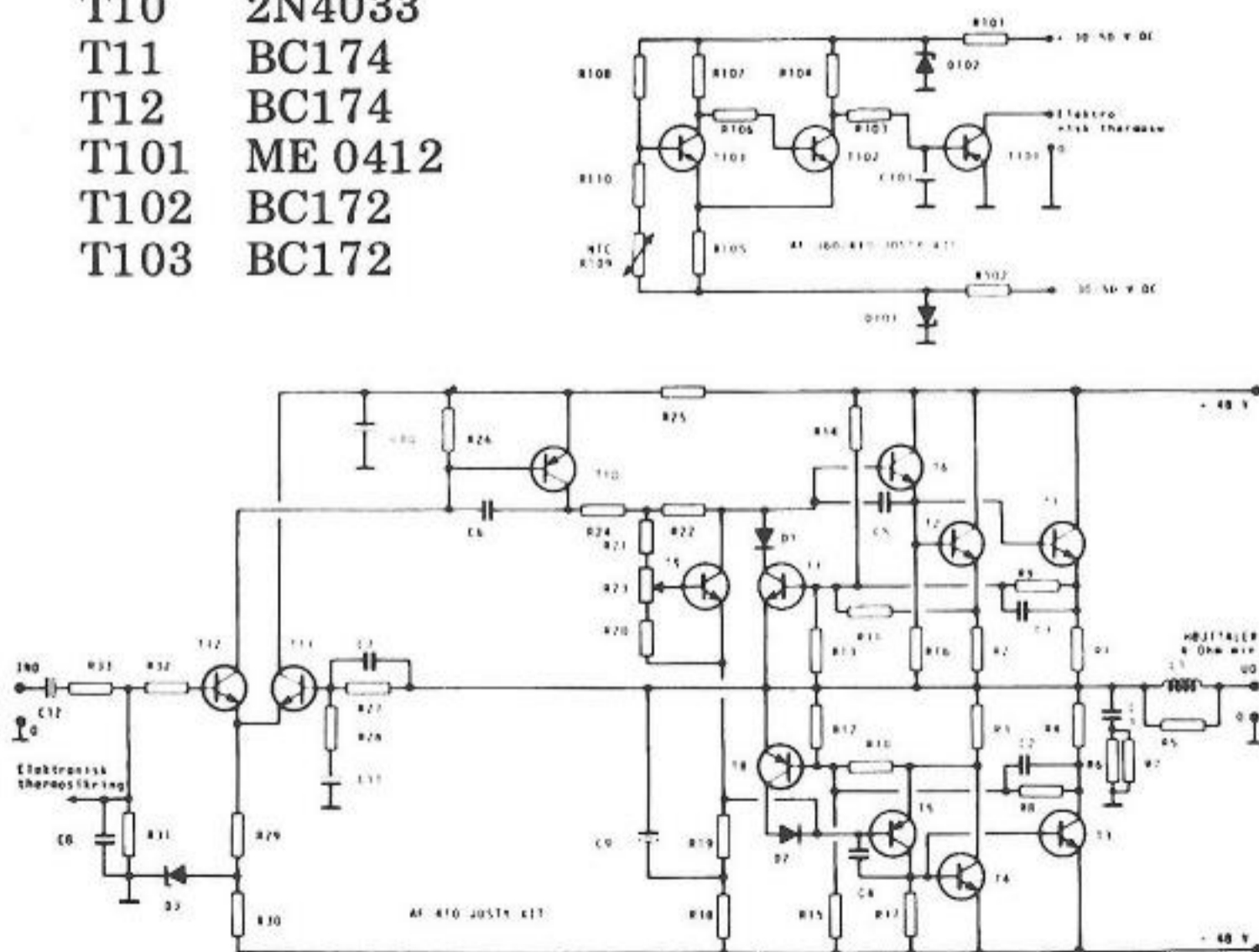
Strømforsyningen til AF 410, benævnt NT360/410, kan afgive indtil 350 W. Det er ikke godt for forstærkeren. Spidseffekten kan på grund af elektrolytterne komme op på 100 W inden for 1 ms.

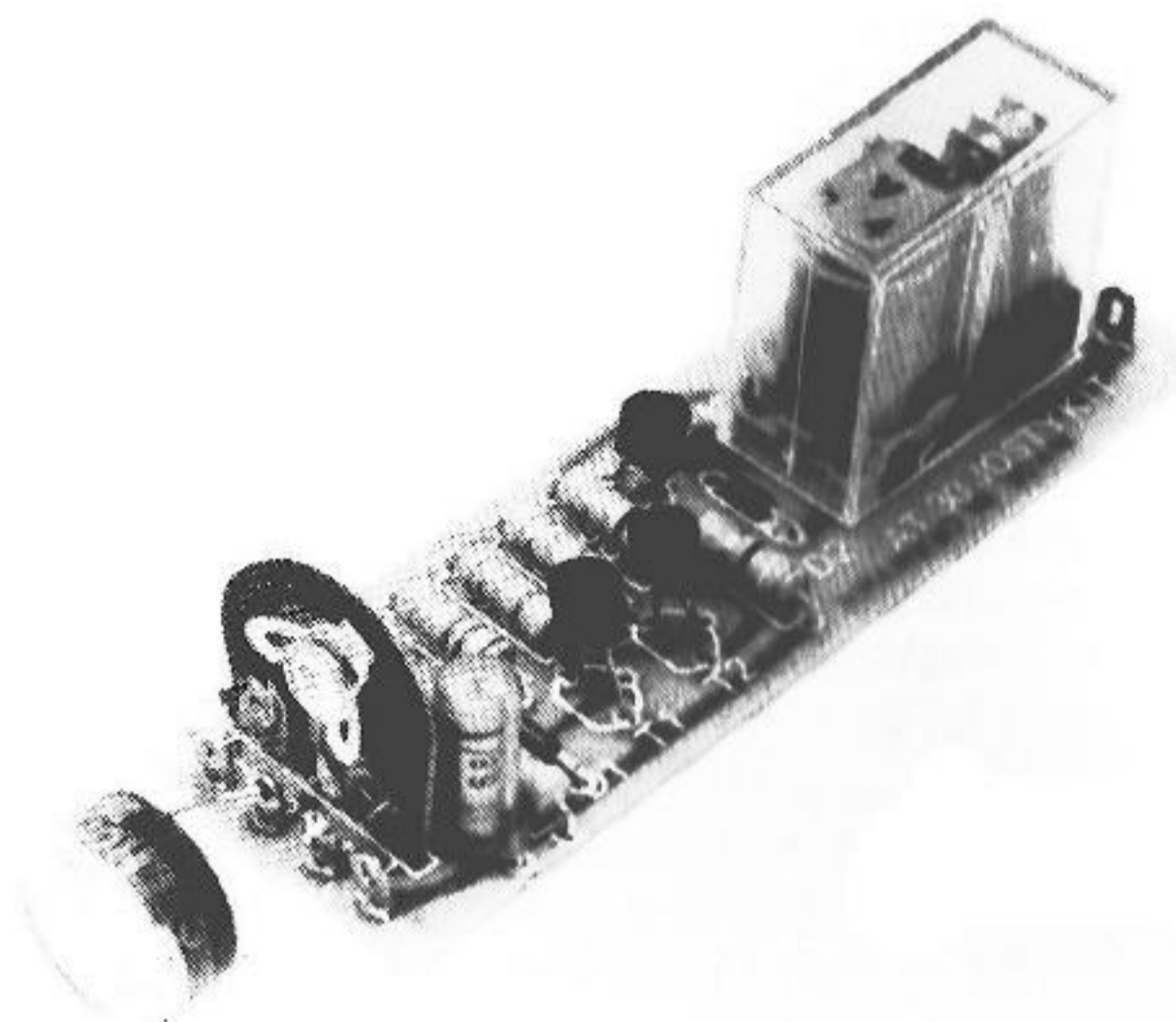
Derfor er der indbygget en sikring, som skærer udstyringen ned, hvis strømmen i udgangstransistorerne overstiger 3 til 4 A. T7, T8, D1 og D2 med omliggende modstande sørger for denne beskæring. Det er også denne beskæring, der begrænser effekten til 130 W. For sjov forsøgte vi at pille T7 og T8 ud, hvorved den elektroniske sikring er sat ud af drift. Vi satte spænding på og målte udgangseffekten til 172 W, før signalet var forvrænget 1%. Det må siges at være en præstation. Har De måleudstyr, skulle De prøve at se, at det er rigtigt, men skal De spille med AF 410, er det nok klogt at holde sikkerhedsgrænsen.

KOMPONENTLISTE

R1	0,3 Ohm	C1	100 nF	D1	1N4148
R2	0,3 Ohm	C2	100pF	D2	1N4148
R3	0,3 Ohm	C3	100 pF	D3	ZPD 9.1
R4	0,3 Ohm	C4	100 pF	D101	ZPD 9.1
R5	10 Ohm	C5	100 pF	D102	ZPD 9.1
R6	22 Ohm	C6	220 pF		
R7	22 Ohm	C7	150 pF	L1	10 vdg. 0,5 koppertråd på R5
R8	1,2 k Ohm	C8	100 pF		
R9	1 k Ohm	C9	100uF/70V		
R10	1,2 k Ohm	C10	100uF/70V		
R11	1 k Ohm	C11	220uF/16V		
R12	560 Ohm	C12	10uF/25V		
R13	560 Ohm	C101	10uF/25V		
R14	Benyttes ikke	T1	2N3442		
R15	Benyttes ikke	T2	2N3442		
R16	100 Ohm	T3	2N3442		
R17	100 Ohm	T4	2N3442		
R18	4,7 k Ohm	T5	2N4033		
R19	4,7 k Ohm	T6	BSY85		
R20	4,7 k Ohm	T7	BC172		
R21	6,8 k Ohm	T8	ME 0412		
R22	27 Ohm	T9	BC172		
R23	1 k Ohm	T10	2N4033		
R24	100 Ohm	T11	BC174		
R25	100 Ohm	T12	BC174		
R26	100 Ohm	T101	ME 0412		
R27	10 k Ohm	T102	BC172		
R28	270 Ohm	T103	BC172		
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	220 k Ohm				
R110	100 Ohm				

DIAGRAM





AT 30 er en automatik-regulator af næsten professionelt tilsnit, der leveres til industrien i stort antal.

Opstillingen kan bringes til at fungere ved lys, temperatur og fugtighed, hvis passende målekomponenter vælges.

Til lysmåling benyttes en fotomodstand, til temperaturmåling en temperaturmodstand (Thermistor eller NTC-modstand) og til fugtighedsmåling simpelt hen et par afisolerede ledningsender. Diagrammet viser en spændingsstabilisator bestående af R3 og R2, R1 og D1. Med R1, der er et trimmepotentiometer, kan man justere følsomheden meget nøjagtigt.

T1 er en styre-DC-forstærker, der aktiverer T2 og T3, der tilsammen udgør en Smitt-trigger, som ved en nøje defineret strøm straks slår om og trækker relæet.

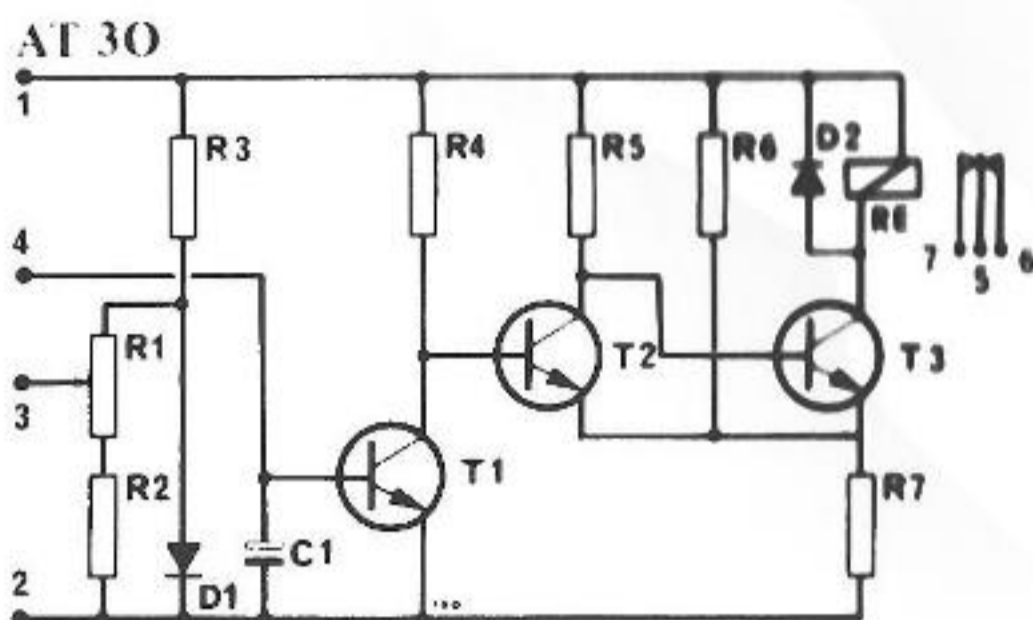
D2 er en beskyttelsesdiode, som hindrer at T3 brænder af på grund af induktionsspændinger fra relæet, og C1 er en kondensator, der hindrer hurtige uønskede omslag.

TEKNISKE DATA

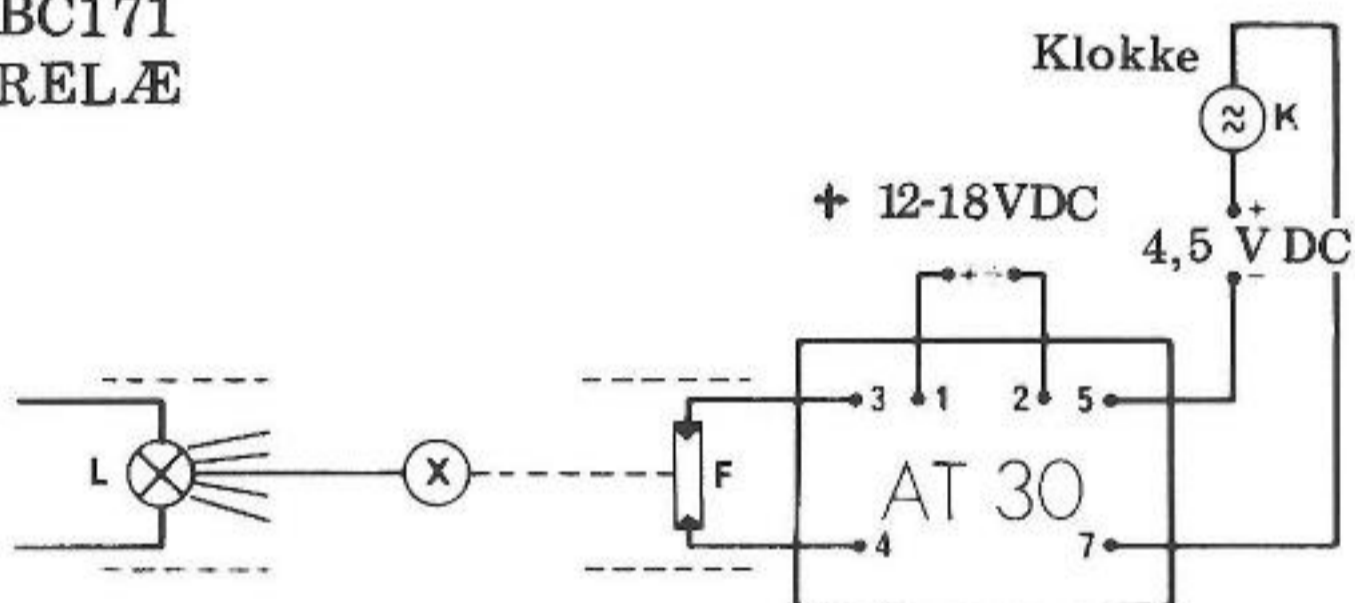
Spænding	18 volt DC
Strøm	50 mA
Omslag	500 mS
Følsomhed	1 o/oo ændring af modstanden mellem 3 og 4

KOMPONENTLISTE

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	RELÆ



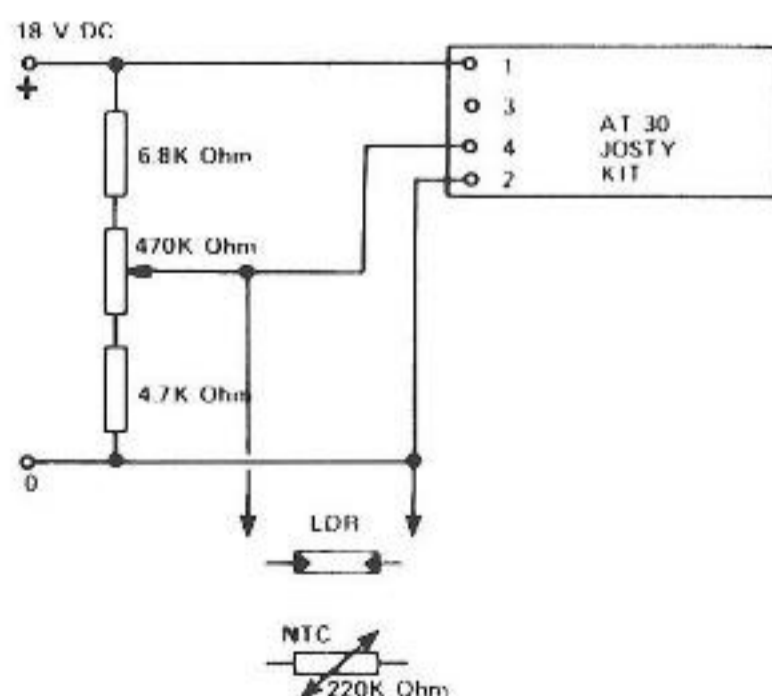
DIAGRAM



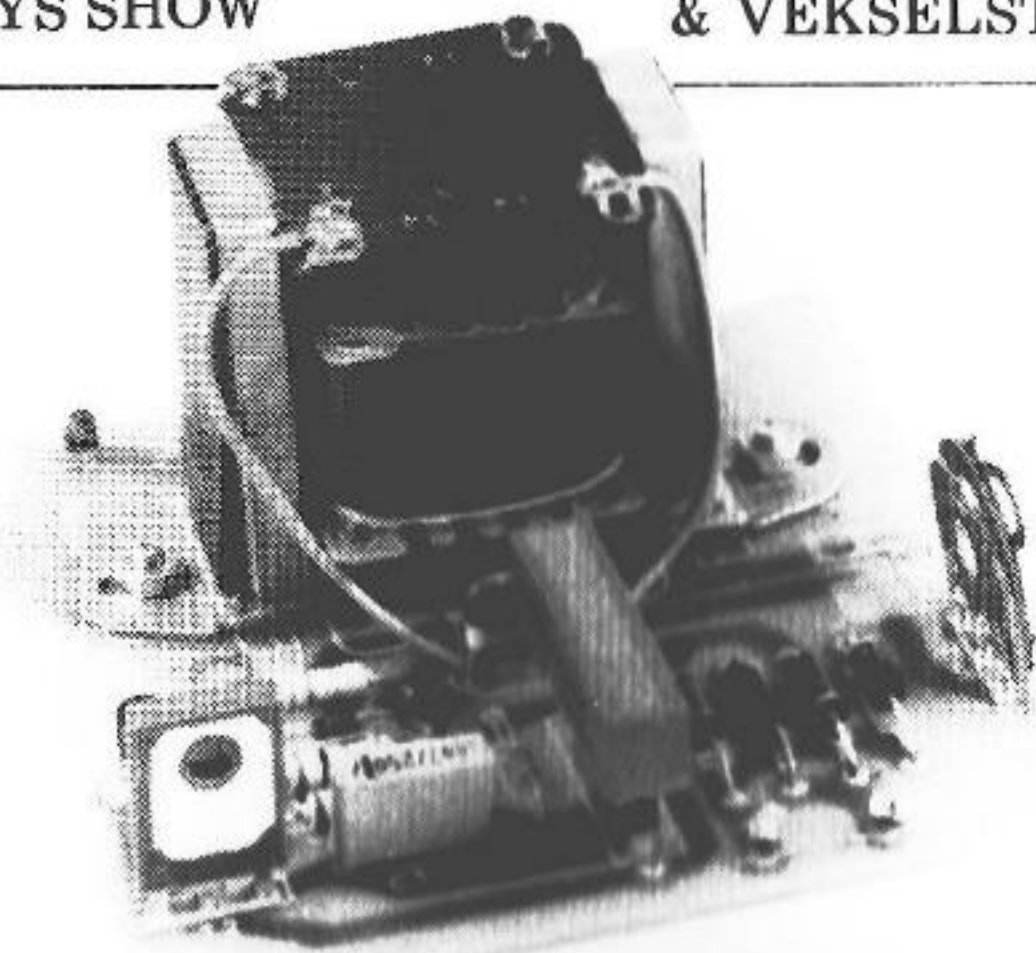
Ovenfor vises hvorledes AT30 kan anvendes som automatisk dørklokke, når døren er åben.

- L: Lyskilde
 F: Fotomodstand
 K: Klokke
 X: Genstand, der bryder lyset

Både lyskilde og fotomodstand er anbragt i hvert sit lille rør, helst med en samlelinse foran.



Koblingseksempel for temperatur, eller lysmåling med forøget følsomhed.



Med AT 60 kan man på en billig måde styre lys i takt til musik. Denne enhed udskiller sig fra andre ved eksakt at følge musikken uden tidsforsinkende mellemlid som lamper og fotomodstande.

Enheden er beregnet for direkte tilslutning til en højttalerudgang med en 5 ohms modstand imellem og forbindelse til 220 volt AC i serie med en lyskilde.

Specielt skal det bemærkes, at AT 60 kan justeres til minimum nul-lys, uden at lamperne slukkes. Det sikrer lang lampelevetid.

Hvis man ikke ønsker, at AT 60 skal belaste højttalerudgangen så kraftigt, som den gør, nemlig som en extra højttaler, kan man tilslutte en lille 3 Watt forstærker AF 20, og koble dens indgang over sin forstærkers højttalerudgang.

AT 60 diagrammet viser, at en transformator, der isolerer det farlige 220 volt net fra, overfører musikspændingen, der ensrettes og lader C1 op. Gennem R4 og R5 synkroniseres den indkomne pulserende vekselspænding, således at T1, der er en unijunctiontransistor, tænder den tilsluttede lampe i slutningen af hver periode, så lampen kun lige lyser. Når der kommer musik, der ensrettes gennem D1, lades C1 hurtigere op, hvorved lampen tændes tidligere i hver periode, og altså lyser mere.

D2 er en zenerdiode, der holder spændingen over T1 så lav, at den ikke ødelægges.

TEKNISKE DATA

Spænding

220 volt AC

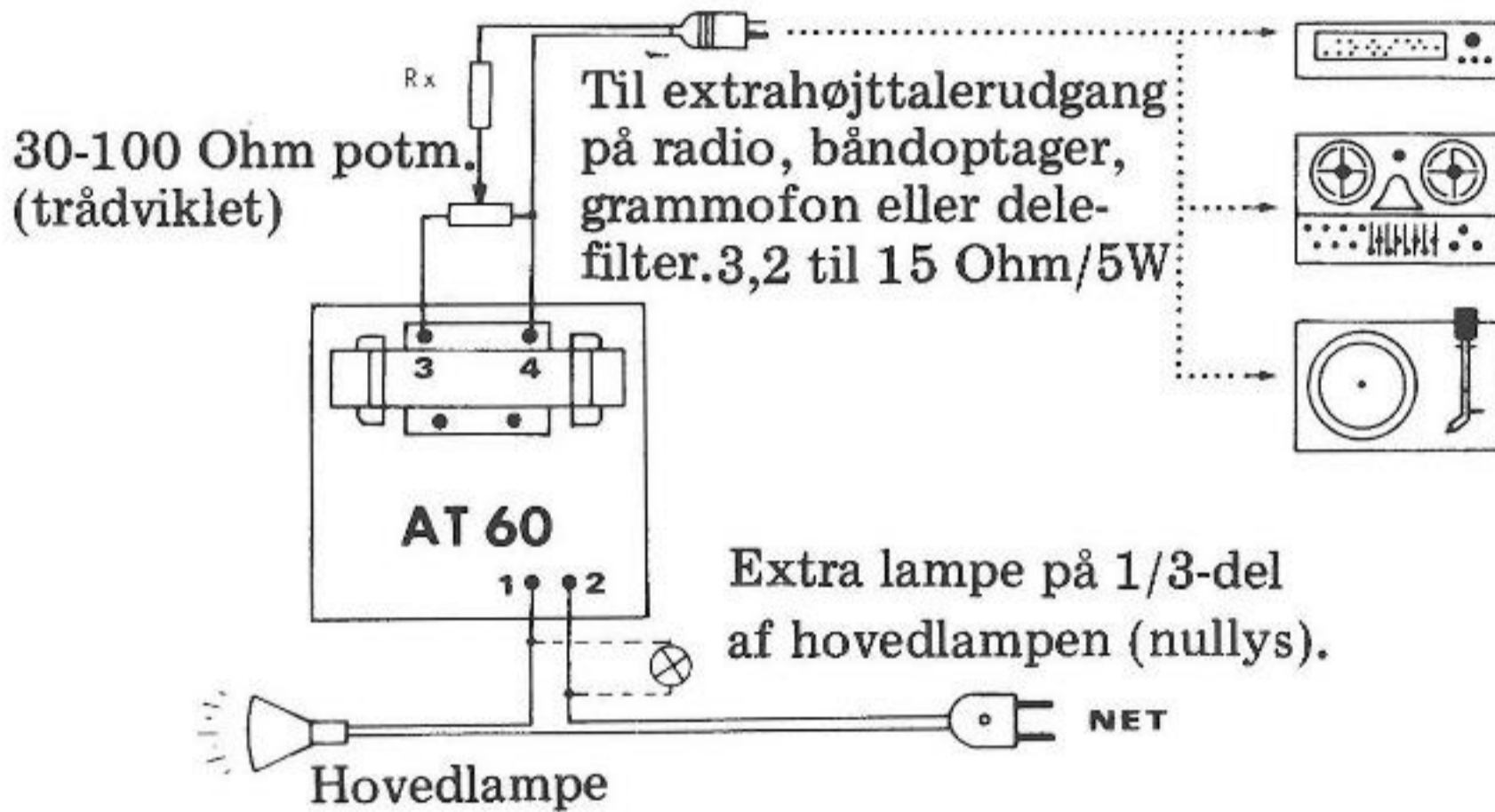
Effekt

400 Watt

Styreeffekt

1 Watt

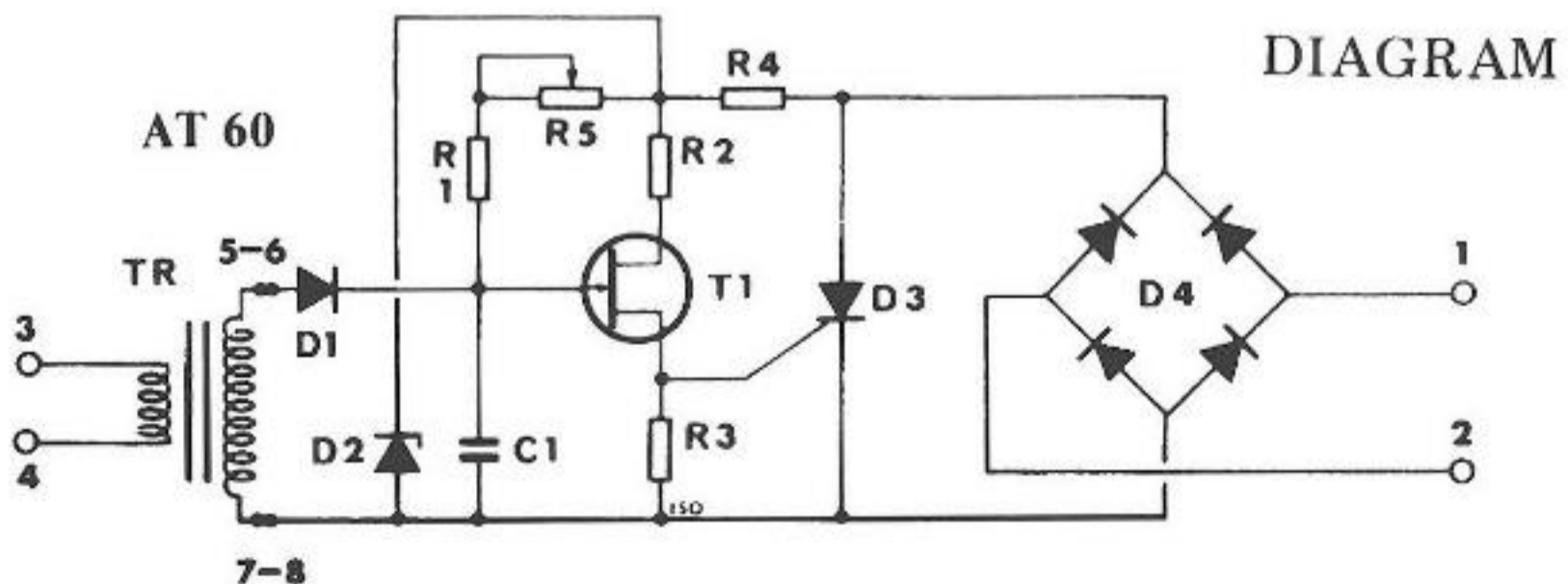
Synkronhastighed 20 mS, hvis lampen, der tilslutted, ellers kan følge med



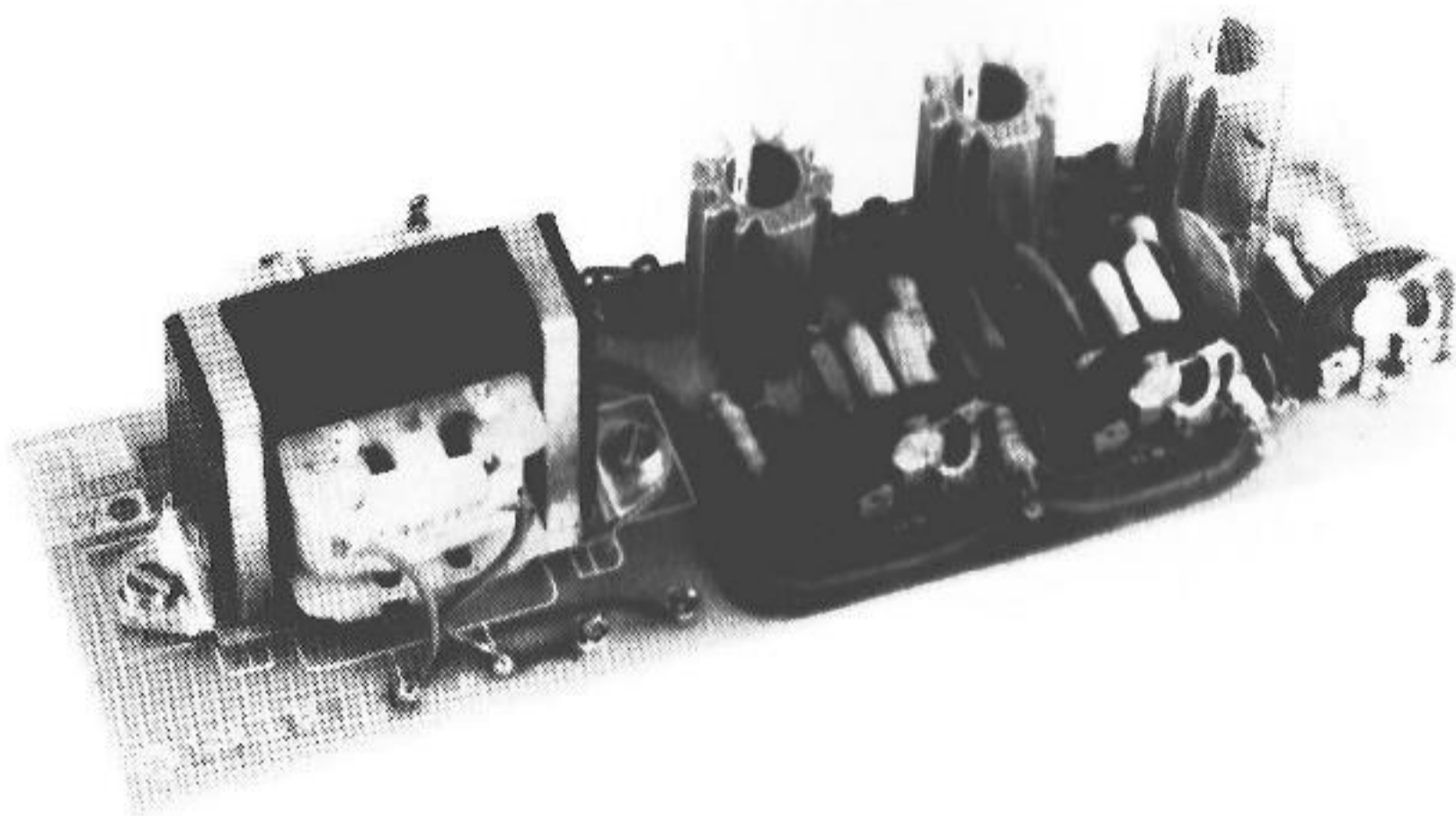
KOMPONENTLISTE

- R1 4,7 kohm
- R2 100 ohm
- R3 100 ohm
- R4 15 kohm
- R5 470 kohm
- C1 47 nF
- C2 100 nF

- T1 2N4870 el. 2N4871
- D1 1N4148
- D2 ZPD 15
- D3 S 2062 D
- D4 4 x 1N4005



(AT 60 må kun benyttes i Danmark sammen med støjfilter AT 352)



AT 65 er et 3-kanals lysorgel med frekvensdeling for bas-, mellem- og diskanttone. Den er kredsløbsmæssigt en smule anderledes end AT 60. AT 60 kan omsætte forskellene i musik til lysvariationer, medens AT 65 "kun" kan enten tænde eller være slukket afhængigt af niveauet. På AT 65 kan man justere lampespændingen, så lamperne lige netop er tændt (så holder de længere).

AT 65 skal udstyres med ca. 1 Watt fra forstærker eller båndoptager.

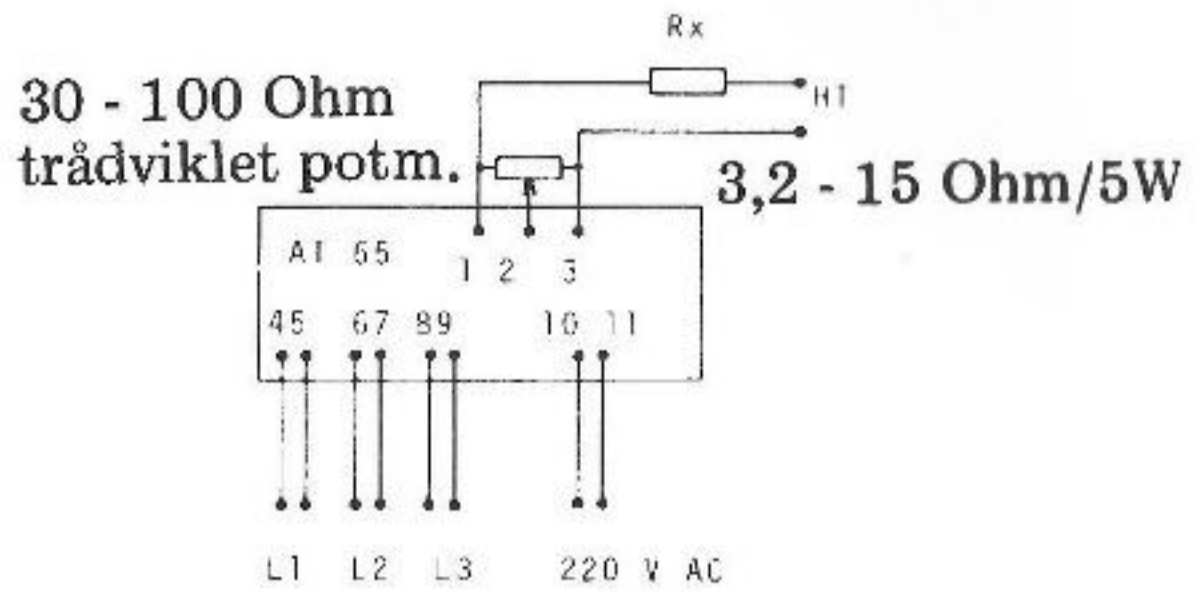
Husk endelig en modstand på minimum 4 ohm i den ene af højttalerledningerne til AT 65.

TEKNISKE DATA

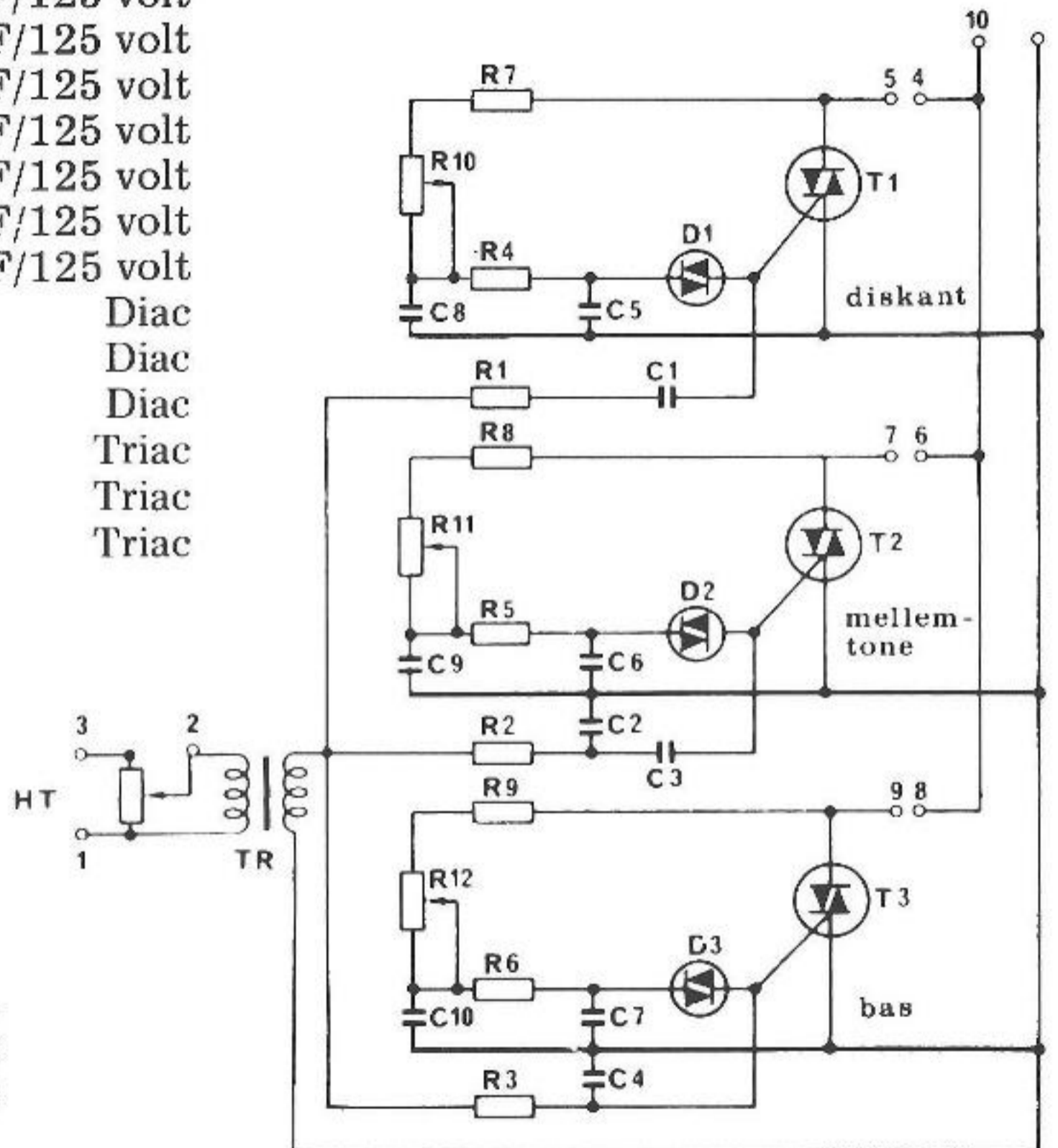
Anvendelse	3-kanalslysshow
Max. arbejdsspænding	240 V
Max. effekt pr. enhed	440W
Max. effekt ialt AT 65	1320W
Nødvendig effekt for udstyring	1 W
Justering af lampeforspænding	0-220 V

KOMPONENTLISTE

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	Diac	
D2	Diac	
D3	Diac	
T1	Triac	
T2	Triac	
T3	Triac	

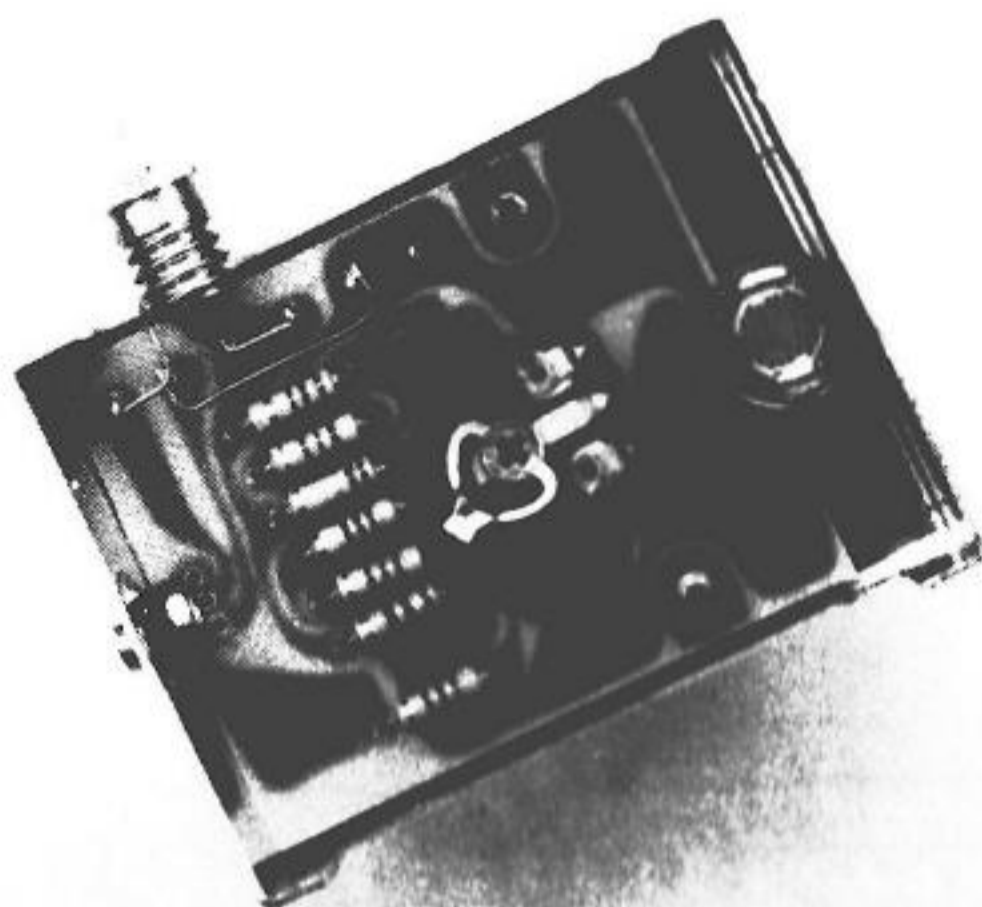


DIAGRAM



L1=Belastning 1
L2=Belastning 2
L3=Belastning 3

(AT 65 må kun benyttes i Danmark sammen med støjfiltrene AT 352)



AT 305 er et elektronisk relæ med en krafttransistor i udgangen. På grund af den universelle konstruktion kan den benyttes til utallige styringsformål.

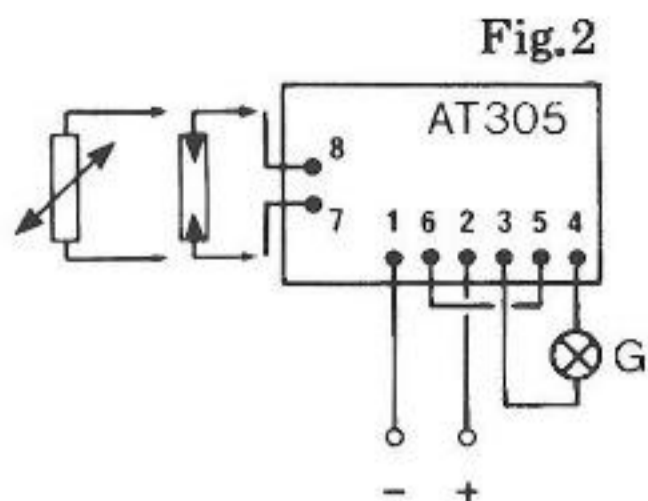
I det følgende ses hvorledes man kan opbygge lysstyringer, temperaturstyringer og blinkere.

Transistorene T1 og T2 udgør en schmitt-trigger, som kipper om for indgangsspændinger over et hvist niveau. Schmitt-triggerens udgang trækker gennem R8 krafttransistoren T3. Denne krafttransistor, der er af PLAST-POWER typen, tåler indtil 1,5 ampere ved spændinger på op til 45 volt.

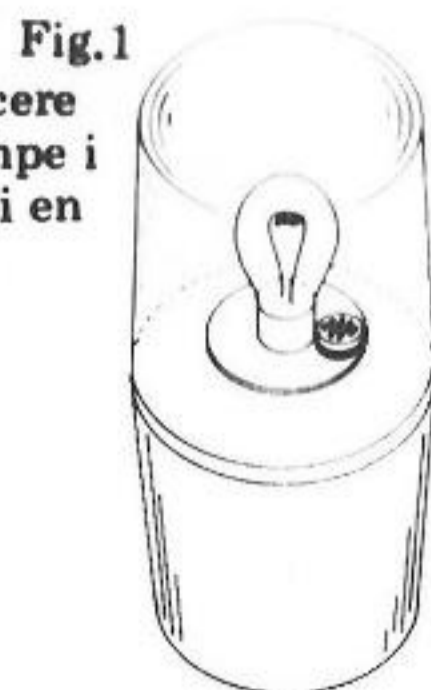
Bemærk specielt at modstanden R6 er valgt usædvanligt lavt til 10 Ohm. Det er for at få en så lav »hysteresese» som muligt. Når »hysteresen» er lav vil schmitt-triggerens kip-on spænding ligge meget tæt på kip-off spændingen. I praksis betyder det øget følsomhed for tænd/sluk af det elektroniske relæ.

Tekniske data:

Driftspænding	plus el. minus 12V DC
Maximumspænding	15V DC
Tomgangsstrømforbrug	15 mA
Belastningseffekt	15 watt
Fotofølsomhed	100-200 Lux



Således kan man placere fotomodstand og lampe i forhold til hinanden i en MØRKE-BLINKER.



Figur 1 viser hvorledes man kan sammenkoble AT 305 med et batteri eller en strømforsyning (NT315) til en glødelampe på maksimalt 15 watt. Indgangen, loddeøje 7 og 8, kan måle enten temperatur (NTC-modstand) eller lys (LDR-modstand).

Hvis AT 305 benyttes til temperaturmåling med JOSTY KIT NTC-modstanden I 604, skal trimmepotentiometeret R1 udskiftes til et andet på 1 M Ohm.

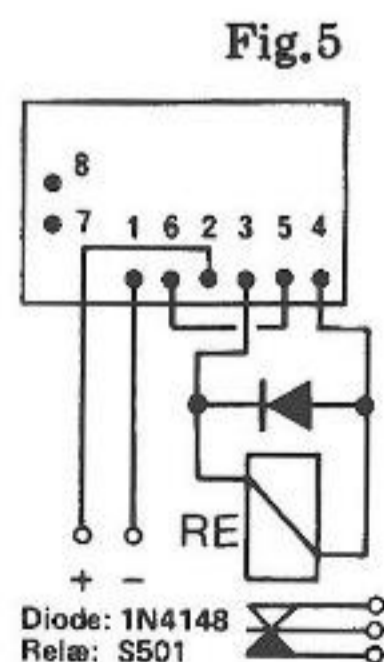
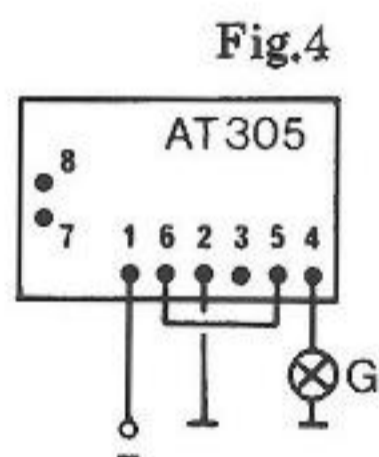
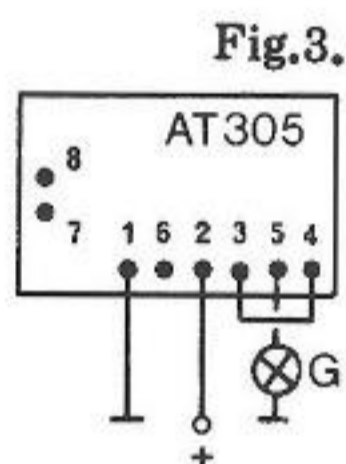
Ønskes AT 305 benyttet til automatisk tænding af glødelamper (max.12V/15W), er det nødvendigt at montere en fotomodstand således at den ikke belyses af den lampe der skal tændes. Hvis man monterer fotomodstanden således at den belyses af lampen, vil den give sig til at blinke i en hurtig takt. Dette kan udnyttes til automatisk MØRKE-BLINK (fig.2.), ved at man monterer en kondensator på f.eks. 100uF/3V over indgangen 7 og 8 sammen med LDR-modstanden. Kondensatoren nedsætter blinkefrekvensen.

Blinkhastigheden er også afhængig af hvor tæt lampe og fotomodstand (LDR) er placeret i forhold til hinanden. De kan altså justere blinkhastigheden (frekvensen) ved at ændre denne indbyrdes afstand.

AUTOMATISK PARKERINGSLYS TIL AUTOBRUG.
12 V minus til stel.

AT 305 kan monteres som automatisk parkeringslys i de fleste biler med 12 volt's akumulator.

Når det mørkner vil belysningen på fotomodstanden falde og elektronikken i AT 305 vil tænde lampen. På trimmepotentiometeret R1 kan man bestemme hvor mørkt det skal være før lampen tænder. Som vist på fig.3 tilslutningstegningen er lampen G tilsluttet chassis i den ene ende og den strømførende plusledning i den anden. Normalt benyttes en eller flere af bilens venstre blinklyspærer til dette parkeringslys. Loddeterminale 4 forbindes i dette tilfælde til vognens venstre blinklysledning.



AUTOMATISK PARKERINGSLYS TIL AUTOBRUG. 12 V plus til stel.

AT 305 kan også monteres i de fleste biler med plus til stel, ved at benytte koblingsmetoden i fig.4.

Den elektroniske funktion er den samme som for eksempel 3.

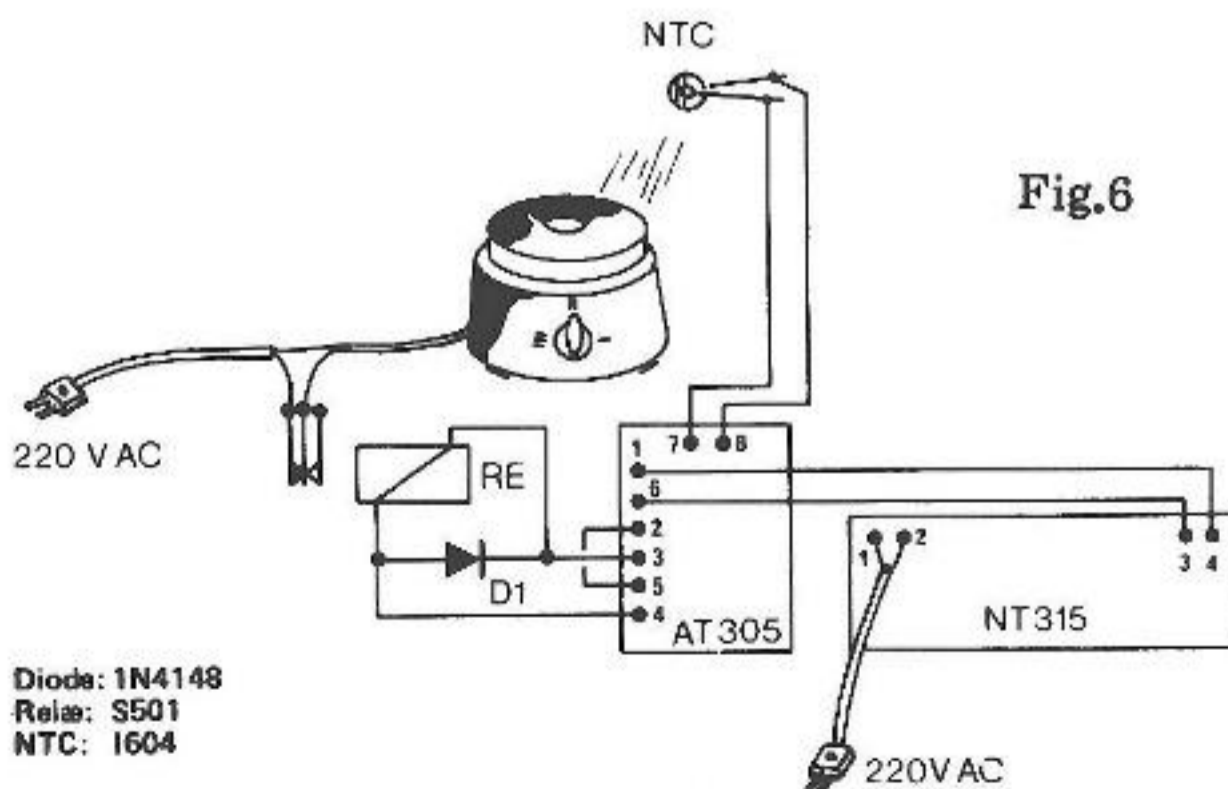
Loddeterminale 5 forbindes til bilens venstre blinklys som parkeringslys. Når det mørkner vil disse lys tænde. På trimmepotentiometeret R1 justeres hvor mørkt det skal blive før elektronikken tænder lampen.

AUTOMATISK BELYSNING TIL EXTRA STOR STRØM ELLER SPÆNDING:

Hvis De har brug for en automatisk nødbelysning i f.eks. haven eller forretningen, med en effekt der er større eller lig med 15 watt, eller en driftspænding på f.eks. 220V AC, kan De som vist på fig.5 montere et relæ på AT 305's udgang. AT 305 kan »trække» selv kraftige 12 V relæer, men det er i alle tilfælde, på grund af induktionsspændinger, nødvendigt at montere en diode over relæet, - for ikke at ødelægge krafttransistoren T3.

Som strømforsyning til denne opstilling kan man benytte en JOSTY KIT netdel NT 315, NT 316 eller 3 stk. 4,5 V batterier i serie (13,5 volt). Dioden skal være på mindst 50V/1A, f.eks. 1N4005, og som relæ kan man benytte JOSTY KIT's S 501, som er forsynet med gnisthæmmende platinkontakter til 5ampere.

AUTOMATISK TEMPERATURREGULATOR MED NTC-MODSTAND.



AUTOMATISK TEMPERATURREGULATOR MED NTC-MODSTAND.

Hvis De ønsker at holde en temperatur konstant på en varmegrad der er højere end omgivelsestemperaturen, kan De anvende AT 305 i forbindelse med et relæ S 501, en strømforsyning NT 315, en NTC modstand type I 604 og en beskyttelsesdiode 1N4005.

Husk, som angivet i eksempel 1, at udskifte trimmepotentiometeret R1 på 10 k Ohm med et andet på 1M Ohm.

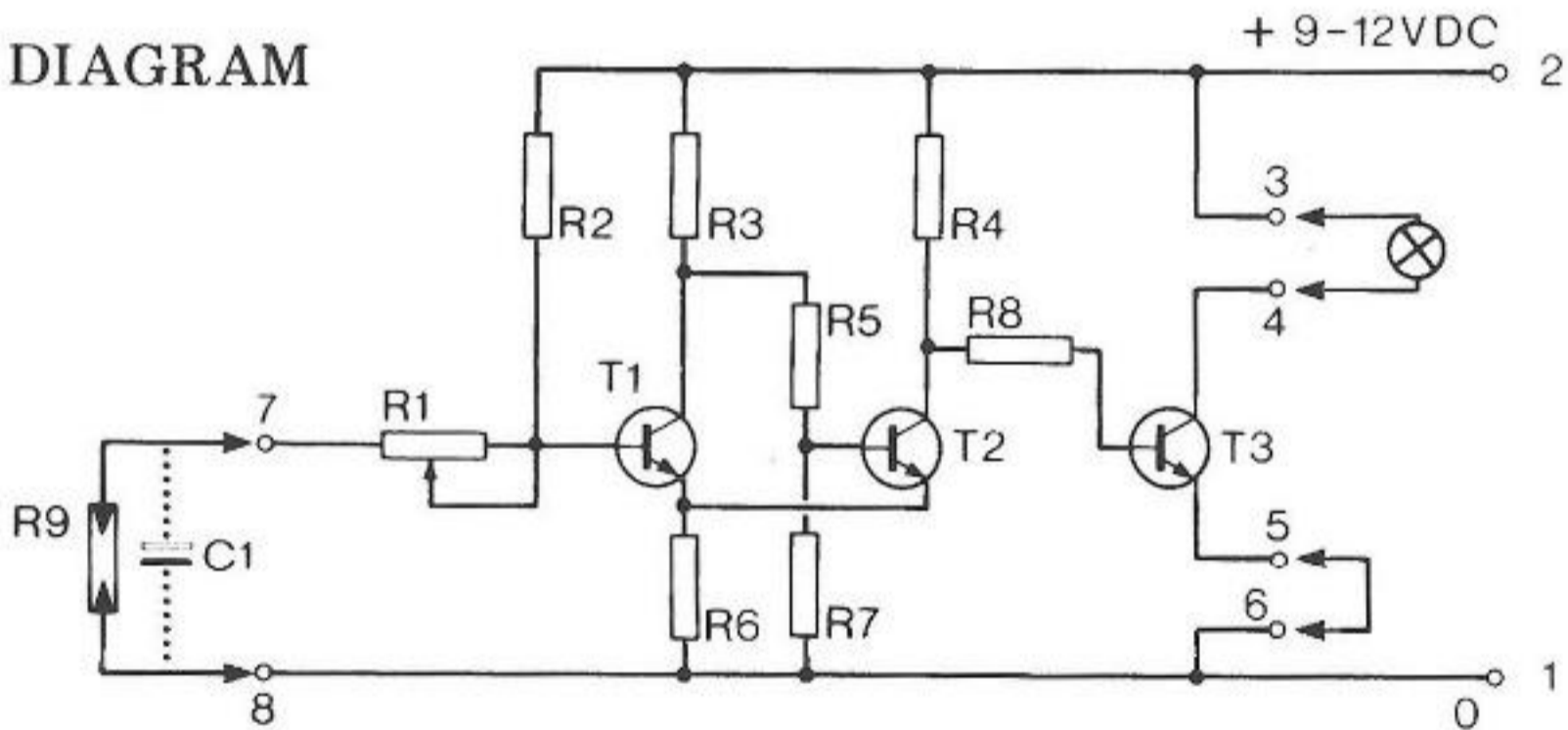
Reguleringsenheden kan foruden brug sammen med elektriske kogeplader, benyttes til varmepaneller etc.

Ved brug sammen med en kogeplade, som ovenfor, skal NTC-modstanden måle i eller på det man ønsker opvarmet, - ikke direkte over eller på kogepladen. NTC-modstanden tåler ikke temperaturer over 150°C.

Husk at indbygge Deres komplette opstilling således at den er berøringssikker, f.eks. i en MODUL BOX B 1250 eller B 1251 (sort).

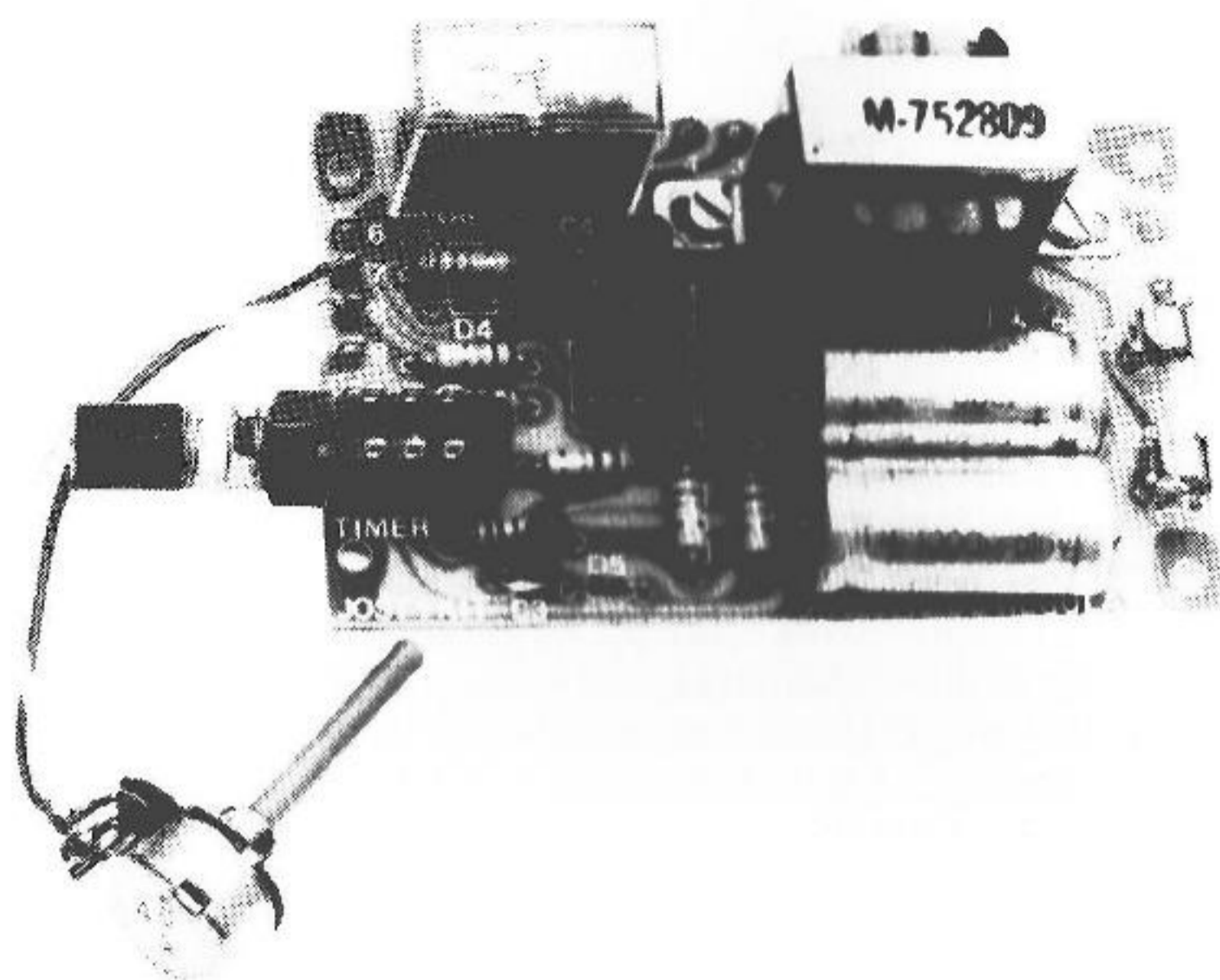
Husk også at forbinde relækontakterne således at de brydes når strømforsyningen slukkes.

DIAGRAM



KOMPONENTLISTE

R1	10 k Ohm	R8	100 Ohm
R2	100 k Ohm	R9	LDR-modst.
R3	820 Ohm	C1	100uF/3V
R4	1 k Ohm		
R5	22 k Ohm	T1	BC 173
R6	10 Ohm	T2	BC 171
R7	22 k Ohm	T3	BD 135



TEKNISKE DATA

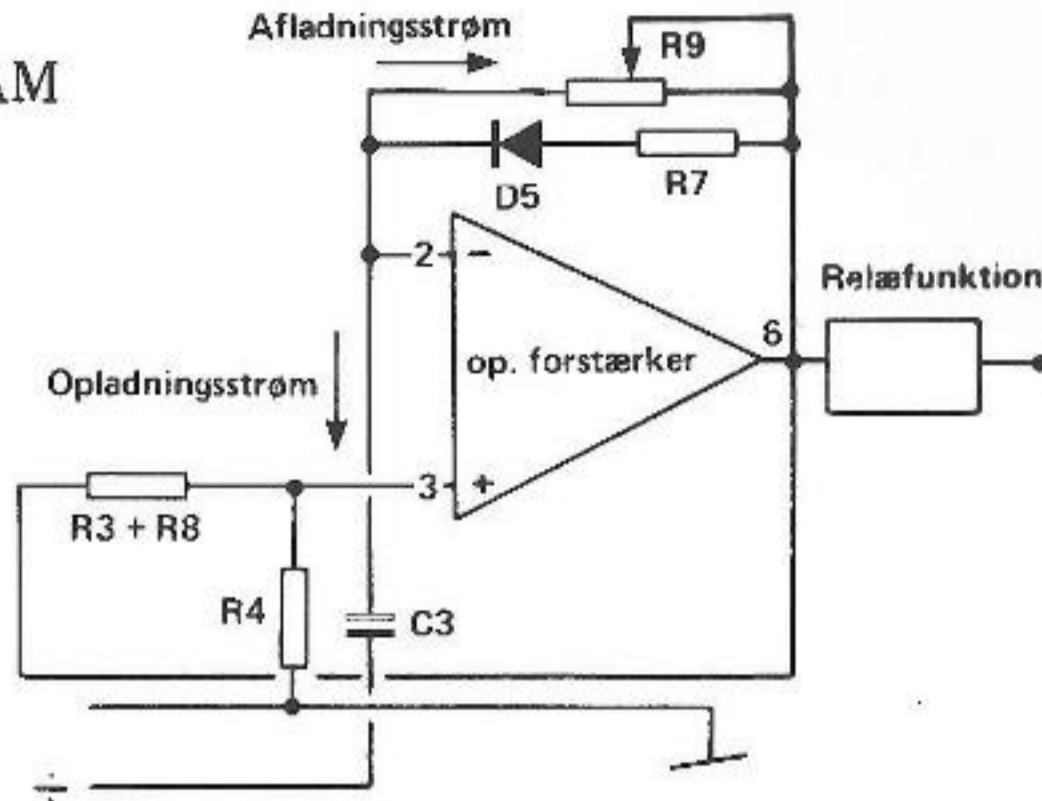
Driftspænding	220-240 V AC
Effektforbrug	4 W
Relæudgang	3 A/250 V
Timerfrekvens	1-30 S
Sluttetid for timer	ca. 1 S
AC følsomhed justerbar	5 mV-500 mV
DC følsomhed justerbar	0,5 mV-500 mV
Indgangsimpedans	27 kOhm

TEORETISK FUNKTION

Som man kan se af diagrammet, er AT 320 opbygget med en integreret kreds - en operationsforstærker - relæ, styretransistor og strømforsyning for 220-240 V drift.

Med en dobbelt trykomsifter kan operationsforstærkeren omkobles mellem TIMER og FORSTÆRKER. Potentiometeret (R9) til følsomhedsindstilling indkobles mellem ben 7 og 8.

DIAGRAM



I stilling TIMER fungerer opstillingen som vist på principdiagrammet ovenfor.

Kondensatoren lades op gennem dioden D5 og modstanden R7. Det tager omkring eet sekund. Når udgangsspændingen på operationsforstærkeren er høj nok til at spændingsdelelen med modstandene R3, R8 og R4 afgiver en tærskel-spænding, vil opladningen stoppe og en afladning gennem potentiometeret R9 påbegyndes. C3 kondensatoren kan ikke aflades gennem D5 og R7 på grund af diodens polarisering. Potentiometeret R9 er forholdsvist stort i forhold til R7. Derfor varer afladningen længere end 1 sekund. Man kan justere afladetiden mellem 1 og 30 sekunder.

Såfremt dioden D5 fjernes, vil kondensatoren C3 både op- og aflades gennem R9 potentiometeret. Det giver lige lang op- og afladetid.

R7 modstanden bestemmer impulslængden og R9 potentiometeret bestemmer pauselængden.

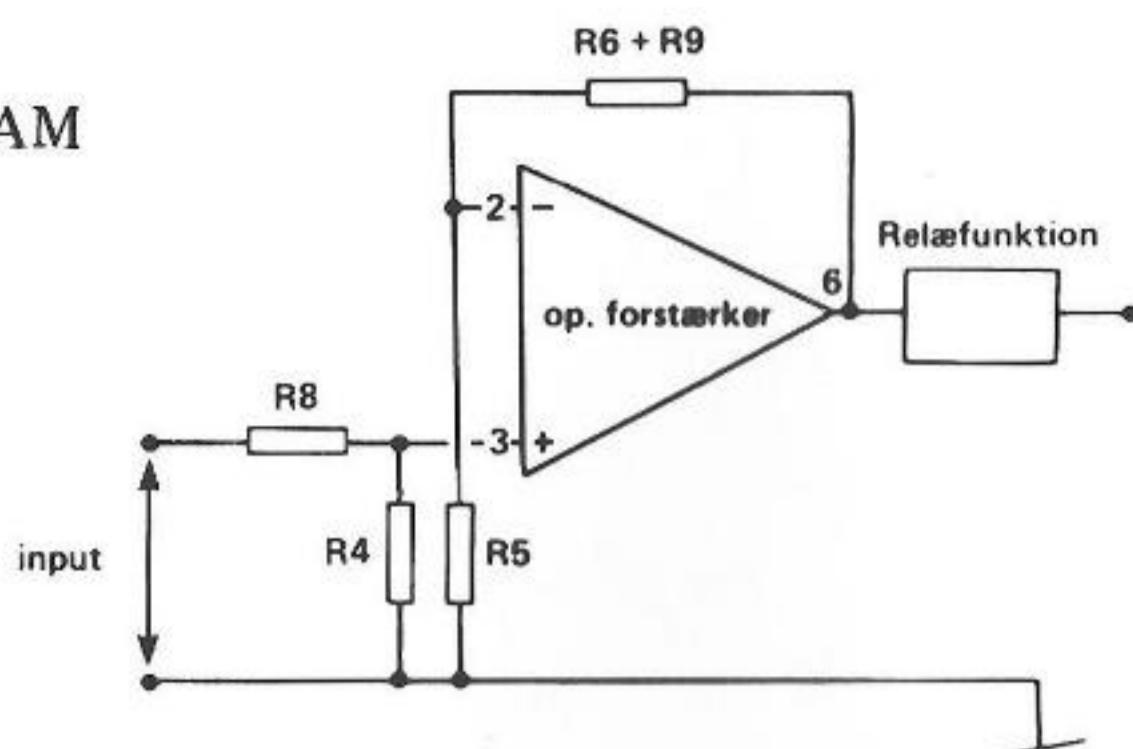
Når kondensatoren er afladet til en bestemt spænding, igen bestemt af spændingsdelelen med modstandene R3, R8 og R4, vil operationsforstærkeren sørge for en ny opladning igennem D5 og R7.

Kondensatoren C3 kan varieres i et meget bredt område, helt fra 1 nF til 1000 uF - et område på 1 million»

Med relæudgang er den praktiske værdi begrænset fra ca. 1 uF til 1000 uF på grund af relæets træghed. Med kondensatorer udner 1 uF vil impulserne være så korte og hurtige, at opstillingen ligner en impulsgenerator (firkant-tone-generator).

I anvendelseksempel nr. 4 oplyses om praktisk ændring af impulstider.

DIAGRAM



I stilling **FORSTÆRKER** fungerer opstillingen som vist på diagrammet ovenfor.

Indgangen kan påtrykkes både vekselspænding og jævnspænding. En jævnspænding på indgangen vil forstærkes til udgangen, med en af tilbagekoblingsmodstandene $R9/R6/R5$ bestemt faktor.

Forstærkningen er lig med spændingsdeleforholdet mellem modstandene $R6$ plus $R9$, divideret med $R5$.

$R5$ er fast 1000 Ohm. Hvis $R9$ er indstillet til 90 kOhm og $R6$ er 10 kOhm, vil forholdet være $90.000 + 10.000 = 100.000$ divideret med 1.000. Det er 100 - hvorfor forstærkningen er 100 gange.

En indgangsspænding på 10 millivolt (10 mV) forstærkes til 1000 mV eller 1 volt. Det er rigeligt til at styre relæets drivertransistor.

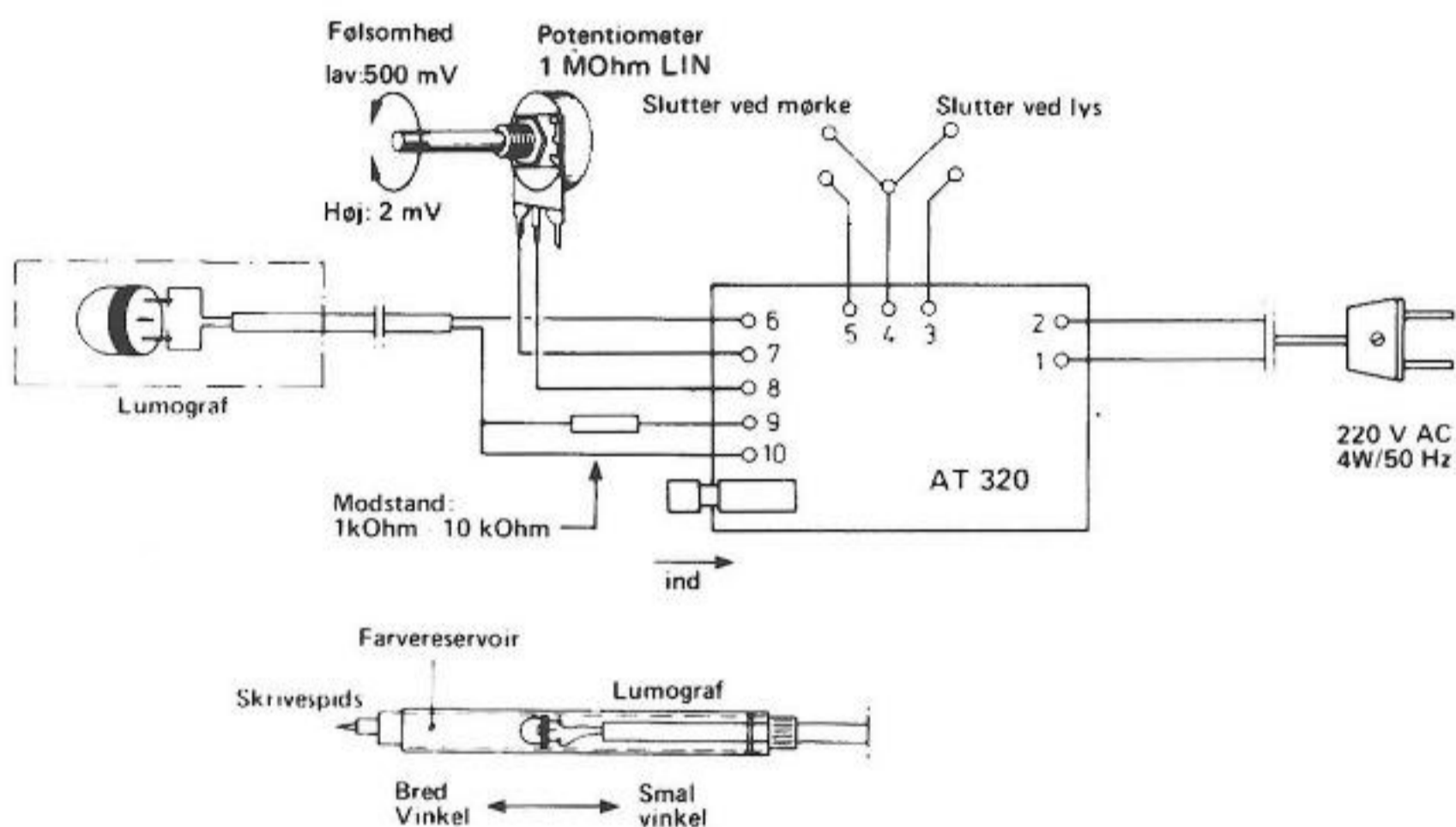
Trimmepotentiometeret $R2$ regulerer operationsforstærkerens offset-spænding. Denne offset-regulering kompenserer for de fejl, en operationsforstærker almindeligvis er »født» med. Med kortsluttet indgang og fuld forstærkning indstiller man $R2$, så relæet lige netop ikke trækker ved brugstemperaturen. Forstærkeren er da individuelt justeret til maximal følsomhed.

Såfremt følsomhedspotentiometeret $R9$ fjernes helt, vil forstærkningen være den højst mulige fra selve operationsforstærkeren. Den benyttede IC's »råforstærkning» er på over 100.000 gange for jævnspænding.

En indgangsspænding på bare 0,1 mV giver en udgangsspænding på teoretisk 10 V! Med god offset-justering kan man i praksis komme ned under 0,5 mV for sikker relæfunktion.

Såfremt indgangen påtrykkes vekselspænding, vil også denne forstærkes med en af potentiometeret R9 bestemt faktor. Dioden D4 i operationsforstærkerens udgang vil kun tillade positive signaler at passere til relæets styretransistor. Derved bliver opstillingen lige anvendelig for vekselspændings-signaler. Operationsforstærkerens egen forstærkningsfaktor vil dog falde med en faktor 10 med hver 10-dobling af indgangsfrekvensen. Råforstærkningen ved 1000 Hz er således blot 1000 gange i forhold til 100.000 gange ved 10 Hz. Kobles AT 320 direkte til en DIAS pilot eller et tonehoved, kniber det med styringen ved frekvenser over 1000 Hz. Anvender man båndoptagerens linieudgang - med normalt 10 til 25 mV - er der ingen problemer over 1000 Hz. En tone på 1000 Hz udsendes normalt over TV's lydkanal i prøvebilledetiden.

ANVENDELSESEKSEMPEL 1



FOTOCELLESTYRING FOR 220 V AC DRIFT.

Forbind AT 320 efter diagrammet ovenfor. På grund af opstillingens fine følsomhed anbefales det at fotocellen, en DARLINGTON-TRANSISTOR med glas-låg, skydes ind i et lille rør, f.eks. et hylster til en STAEDTLER LUMOGRAF PEN. Dette rør passer til fotocellen og det er sort. Pennens spids/tud og farvereservoir tages ud. Med en loddekolbe eller et bor laves et tyndt hul i pennens anden ende. Her indføres ledningen. Ledningen trækkes helt igennem, og man lodder et tyndt skærmet kabel til fotocellens TO ben - C og E. Skærmen skal gå til C. Se tegningen.

I almindelig stuebelysning vil relæet normalt trække på grund af den store belysning. Gør det IKKE det, kan følsomhedspotentiometeret være stillet til for lav følsomhed, eller kablet kan være loddet sammen og dermed kortsluttet.

Hvis relæet trækker under belysning, kan man skyde fotocellen ind i røret, indtil relæet falder fra. Jo længere man kan skyde fotocellen ind i røret, jo større er retningsfølsomheden (smal vinkel). Røret virker som en slags linse.

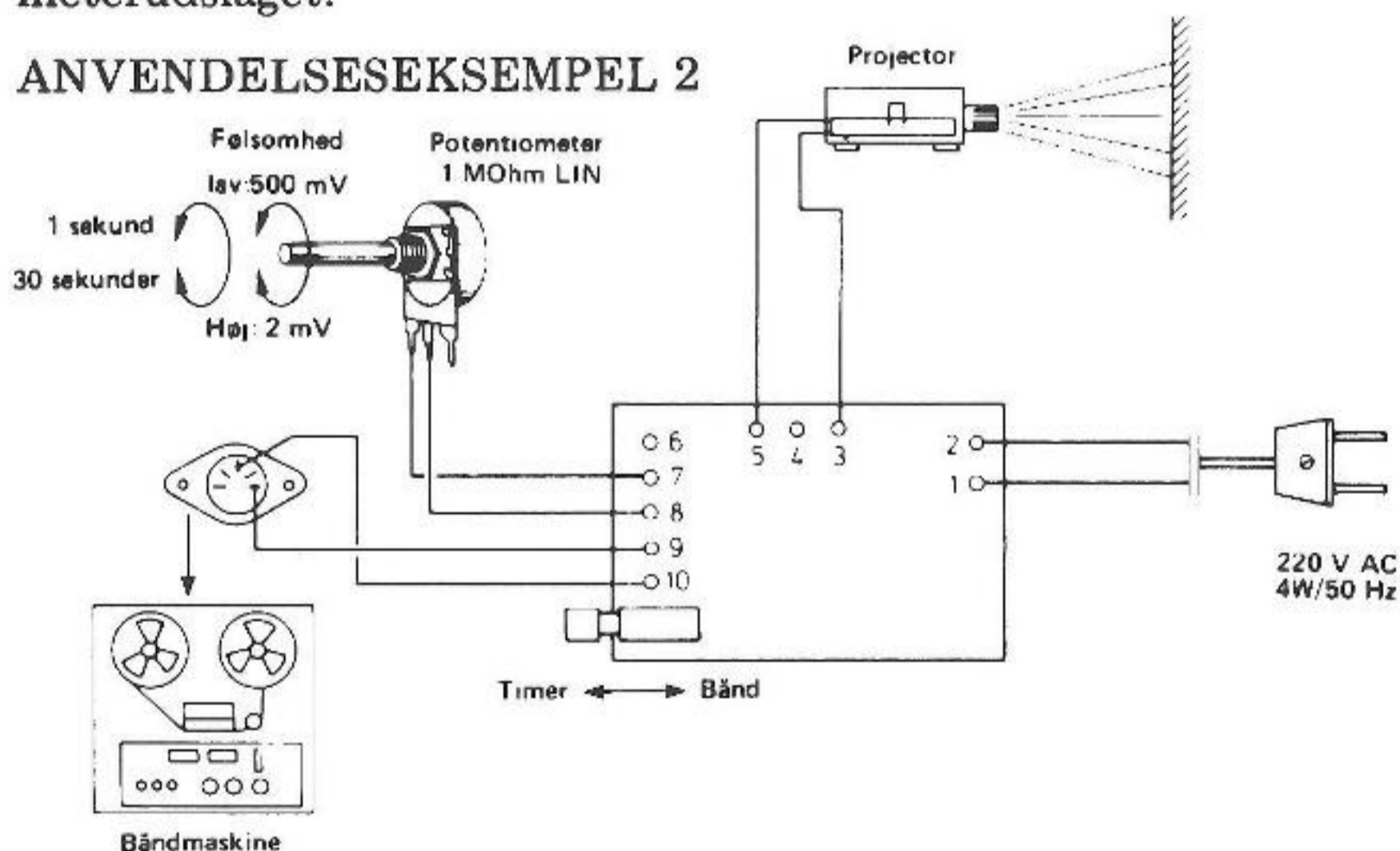
Omskifteren på printet skal trykkes ind.

Relæudgangen kan tilsluttes en GONG-GONG eller andre former for indikatorer.

Som supplement kan man også tilkoble et belysningsmeter, f.eks. et G310 med ny skala (tegn den selv). Dette meter forbindes gennem en modstand på 68 kOhm til loddeøje 9 og 7. Slår det forkert ud, må man vende ledningerne, ligesom følsomheden kan øges med mindre seriemodstand (33 kOhm).

Potentiometeret til følsomhedsindstilling varierer også meterudslaget.

ANVENDELSESEKSEMPEL 2



DIASPROJECTORSTYRING

AT 320 er overordentlig anvendelig til styring af automatiske DIAS-fremvisere. Projectionsapparatet kan styres af enten båndoptager eller af AT 320's timer.

Timerens impulsforhold er tilpasset de fleste projectorer. Hver impuls har en længde på 1/2-1 sekund. Pausetiden indstilles kontinuerligt med potentiometeret mellem 1 og 30 sekunder.

Hvis man ønsker samme impuls og pausetid, fjernes dioden D5 på AT 320 printpladen. Man kan efter ønske forlænge eller forkorte impulstiden ved at ændre R7 modstanden. En fordobling giver den dobbelte impulstid. En halvering af modstandens værdi giver en halveret impulstid.

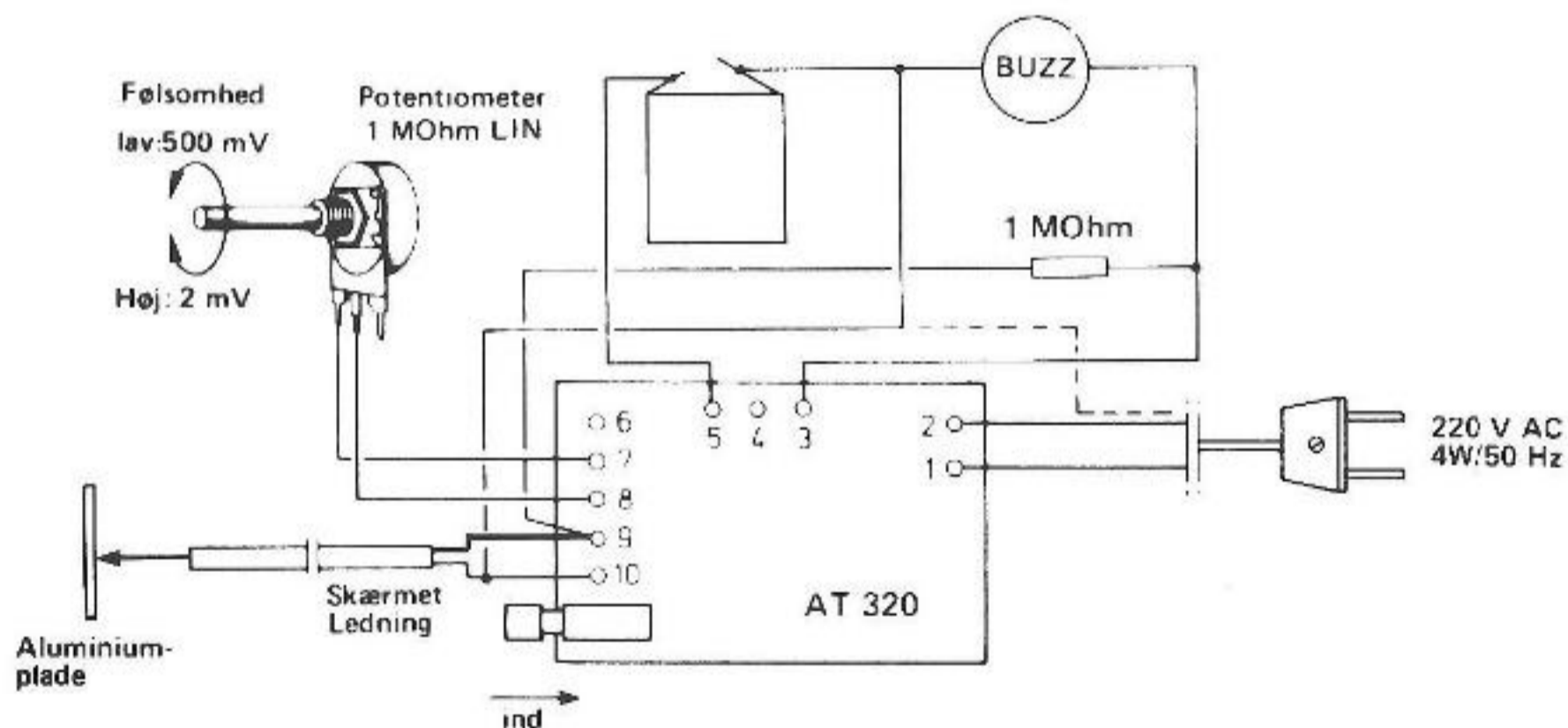
AT 320 kan indbygges direkte i projectoren, hvis der er plads. Hvis ikke kan B812 indbygningskassen anvendes. Benyt en almindelig DIN-5-POL bøsning til signalindgang for båndoptager.

I stilling timer benyttes potentiometeret til pausetidsindstilling og i omskifterstilling forstærker benyttes samme potentiometer til følsomhedsindstilling.

Man kan KUN benytte et frit båndspor eller en fri kanal til styringen, f.eks. kanal B på en stereobåndoptager. Så snart der kommer toner ud af B-udgangen, kan AT 320's relæ give impuls til projectoren.

Ved en del projectorer giver en lang impuls »billed retur» og en kort »billed frem». I indspilningen fløjter man længe eller kort, og relæet vil da trække et langt eller et kort øjeblik.

ANVENDELSESEKSEMPEL 3



TYVERISIKRING MED BRUM-FØLER (SENSOR)

Dette eksempel viser, hvorledes man kan bygge en følsom bevægelseskontrolleret detektor.

Følsomheden kan efter forholdene justeres til bevægelser indenfor ca. 10 cm fra følepladen.

Følepladen, der kan være et stykke aluminiumsfolie på ca. 25x25 cm, anbringes mellem et gulvtæppe og et trægulv. Når »føleområdet» passerer af et menneske, vil brumniveauet stige. På grund af menneskets store vandindhold samles omgivelsernes brumfelter op. Når man træder ned tæt ved føleområdet, stiger brummet så meget, at AT 320 kan detektere det. Det tilsluttede batteri-forsynede alarm-system starter med at hyle, når relæet trækker som følge af øget brum. Buzz'eren eller klokken stopper ikke igen før strømmen fra nettet afbrydes. Det er fordi modstanden på 1 MEG OHM fører buzz/ringe-signalet tilbage til den brumfølsomme indgang.

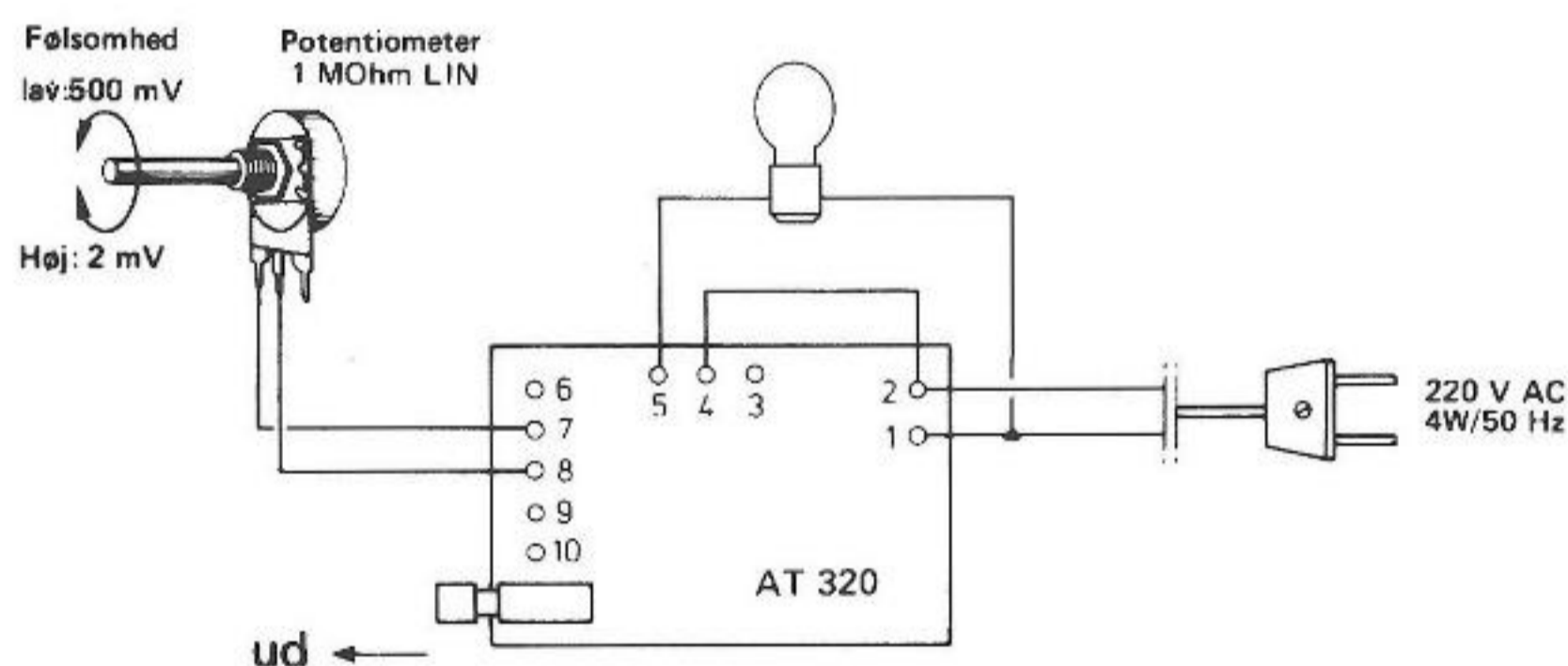
Man er da sikret mod at buzz'eren kun afgiver lyd i det øjeblik føleområdet passerer.

Denne opstilling kan ikke arbejde med strømforsyning til buzz'er eller klokken. Det ville kræve et ekstra sæt relæ-kontakter.

Timer/forstærker omskifteren skal være indtrykket ved tyverianvendelse.

Husk at beskytte skærmet kabel til sensorpladen, og forbind den som på diagrammet ovenfor. Skærmen skal ikke forbindes ved sensorpladen.

ANVENDELSESEKSEMPEL 4



220 V BLINKER TIL BUTIKSBRUG OG DEKORATION
 AT 320 kan anvendes sammen med mange lamper på grund af den høje tilladte belastning. Det samlede antal lampers effektforbrug kan være maximalt 650 watt - f.eks. 26 stk. 25 watt.

Printomskifteren på AT 320 skal være trykket UD, og man må fjerne dioden D5, for at få samme »lysetid» og »mørketid».

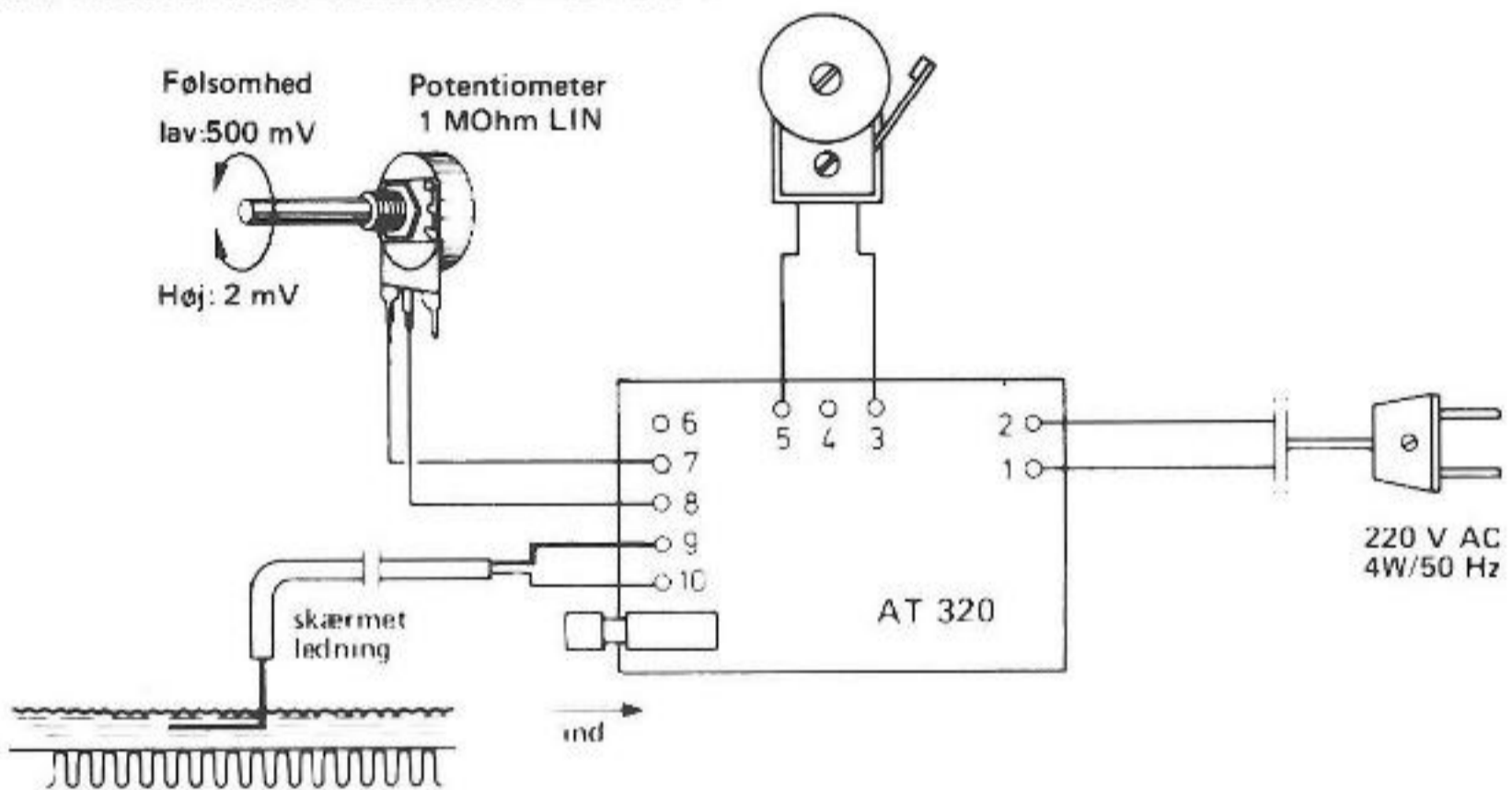
Fjernes dioden D5 ikke, vil der kun være lys i en kort tid, og mørke i en længere, indstillet tid.

Tiden indstilles med det lille potentiometer.

Såfremt hastigheden for blinkene ikke er høj nok, kan C3 kondensatoren eventuelt udskiftes til en lavere værdi. I den værende konstruktion er blinkhastigheden 1/pr. sekund. Hvis C3 ændres fra 22 μF til 4,7 μF , kan man komme op på 4 blink i sekundet - eller 10 blink i sekundet med en kondensator på 2,2 μF .

Såfremt blinkhastigheden sættes drastisk op, til f.eks. 10 blink pr. sekund, må den tilsluttede belastning på udgangen ikke overstige 300 watt. Ellers vil relæets levetid forkortes med en faktor 10.

ANVENDELSESEKSEMPEL 5



VANDALARM FOR 220 V.

Trænger der vand ind i et sjældent benyttet rum, kan man opdage det for sent - når skaden måske allerede er sket. En vaskemaskine eller en opvaskemaskine kan være fejlbehæftet, og er man uagtsom, kan sådan en maskine i løbet af forbløffende kort tid gøre stor skade.

AT 320 kan hjælpe, før skaden er blevet for stor.

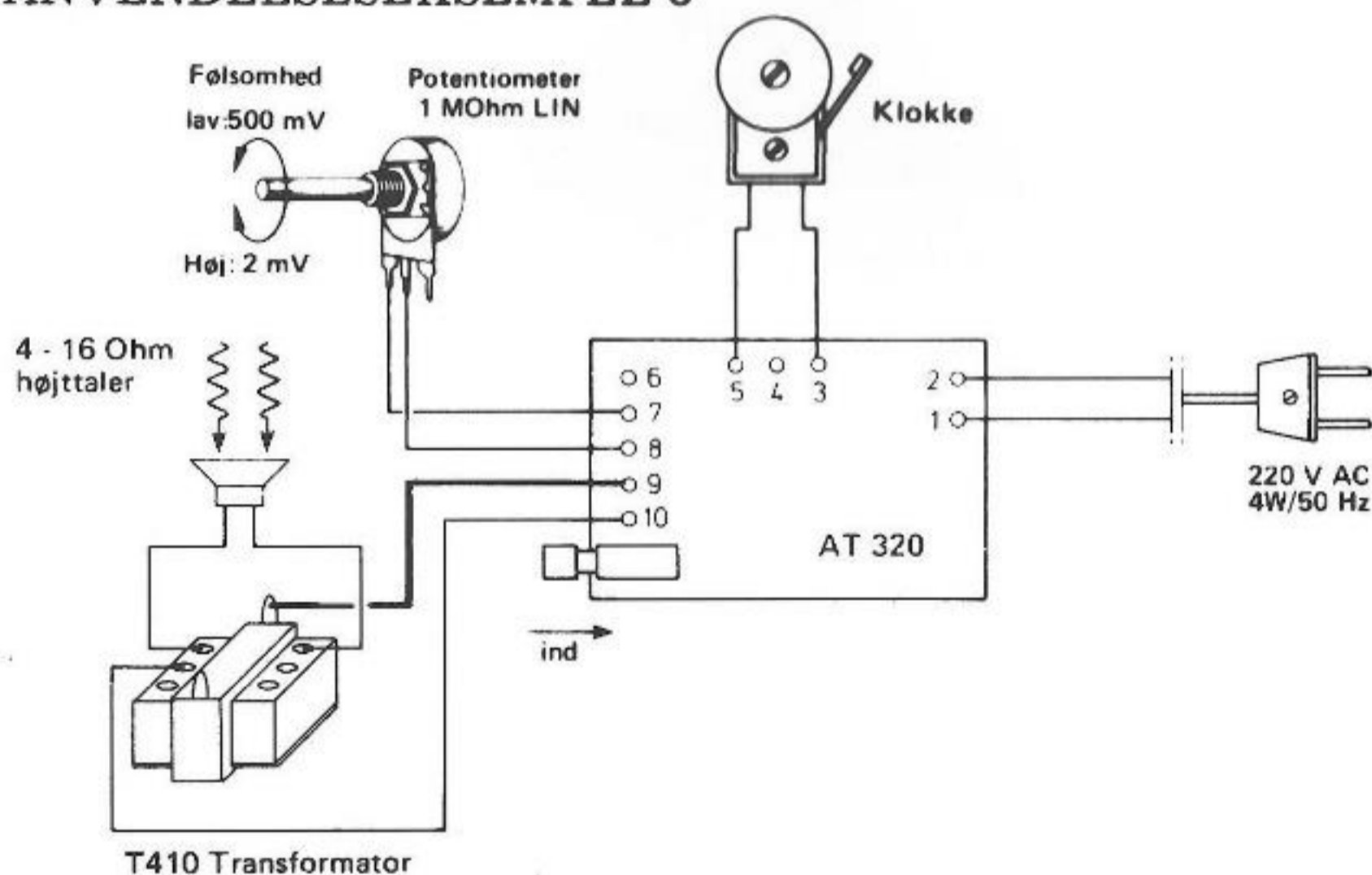
På tegningen ovenfor vises, hvorledes vandet skaber brumforbindelse til AT 320's følsomme indgang, når »vandene stiger».

Følsomheden indstilles til så høj følsomhed som muligt, uden at relæet trækker. Afprøv funktionen med et glas vand.

Føleren kan også laves uden brug af skærmet kabel, ved at lægge to ledninger ud på gulvet. Den ene forbindes til loddeøje 10 og den anden til loddeøje 9. Ledningerne skal være af-isoleret med ca. 5 cm. Nu er det ikke en brumsensor, men en simpel strømgennemgang mellem to ledninger, der får relæet til at trække. Strømmen er **MEGET** lav og aldeles uskadelig. Opsættes en vandalarm i »våde» rum, benyttes den sidste metode, og man skal yderligere forbinde loddeøje 9 til elektrisk JORD - af hensyn til stødfaren.

EN »VÅD» ELLER FUGTIG AT 320 KAN VÆRE FARLIG!

ANVENDELSESEKSEMPEL 6



LYD-ALARM

Denne opstilling er en lyd-alarm.

I forbindelse med en T410 transformator og en lille højttaler, der benyttes som mikrofon, udbygges AT 320 således, at selv svage klik i nærheden af højttaleren, eller kraftige rystelse, sætter alarmen i gang. Når alarmen først er startet, vil den fortsætte, indtil strømmen fra nettet afbrydes. Klokken ringer så meget højere, at den selv driver mikrofon-højttaleren.

Lydalarmen anvendes til tyverisikring.

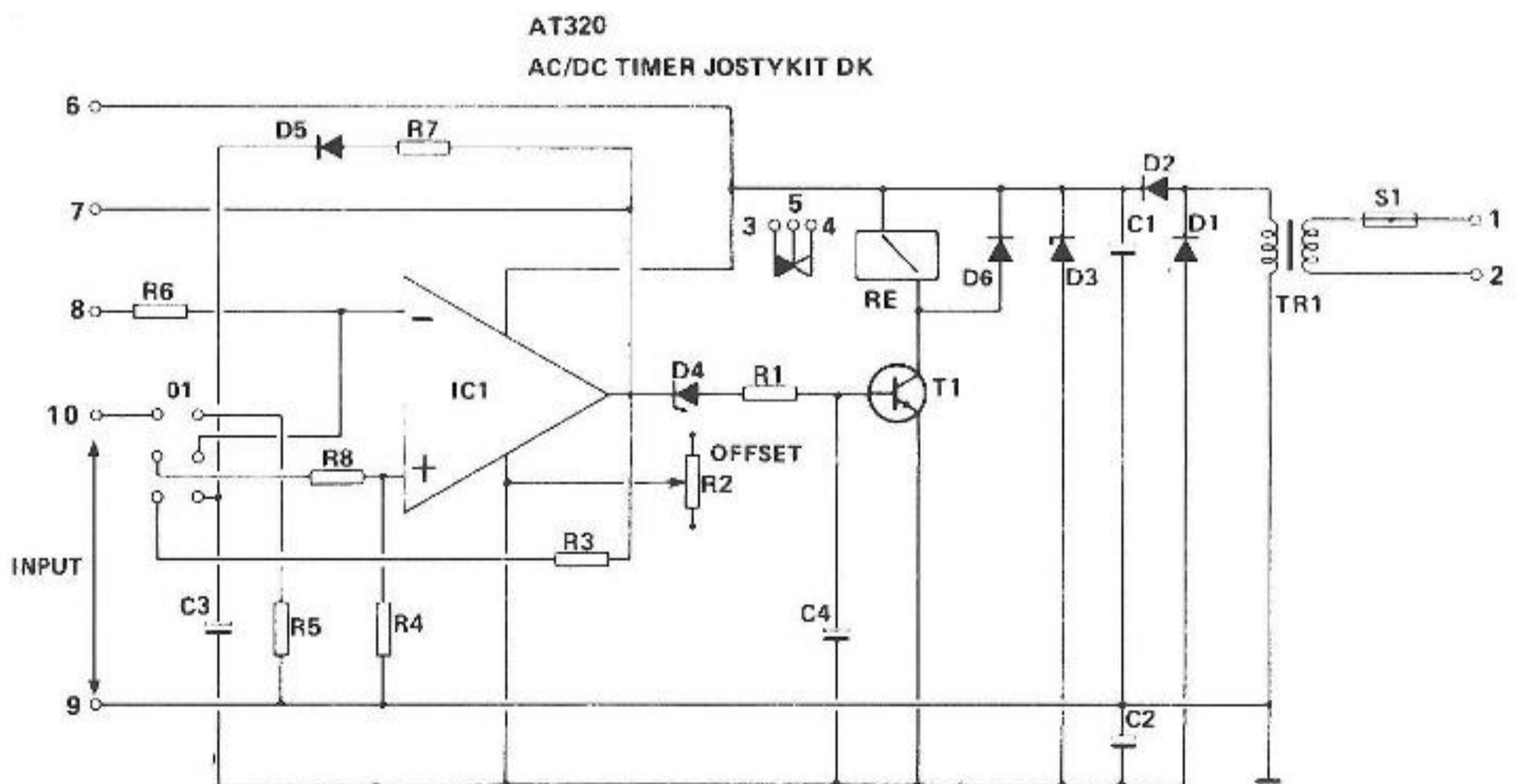
Denne form for alarm kan også benyttes til detektion af rystelser. Den flade, som kan bringes til at ryste med, forbindes mekanisk med højttaler-membranen med en stram tråd eller en metalpind.

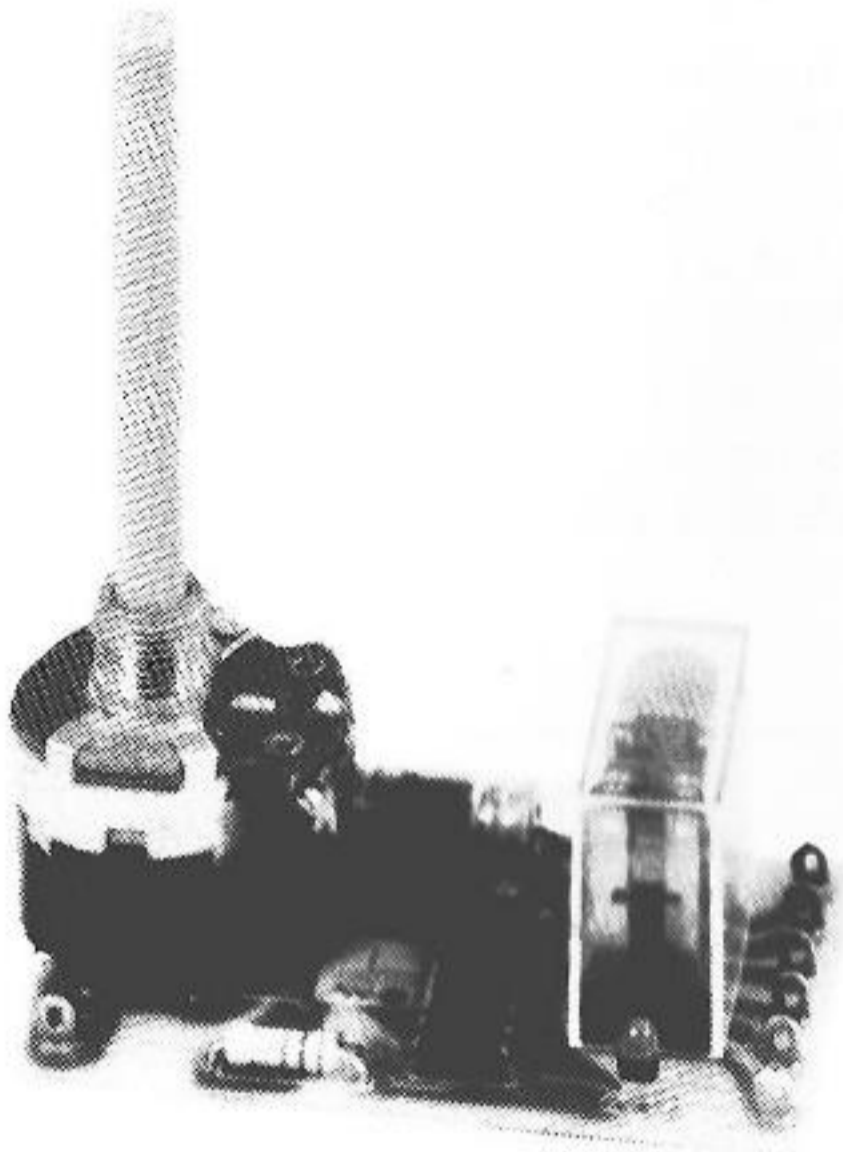
Printomskifteren skal trykkes ind.

KOMPONENTLISTE AT 320 DK

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	T1	BC171B el. BC172B
R8	10 kOhm	IC1	MIC741
R9	1 MOhm	TR1	T400-220 V/9 V
C1	1000 uF/16V	RE	S502-12 V/50 mA
C2	1000 uF/16 V		
C3	22 uF/10 V		
C4	47 uF/6,3 V		

DIAGRAM





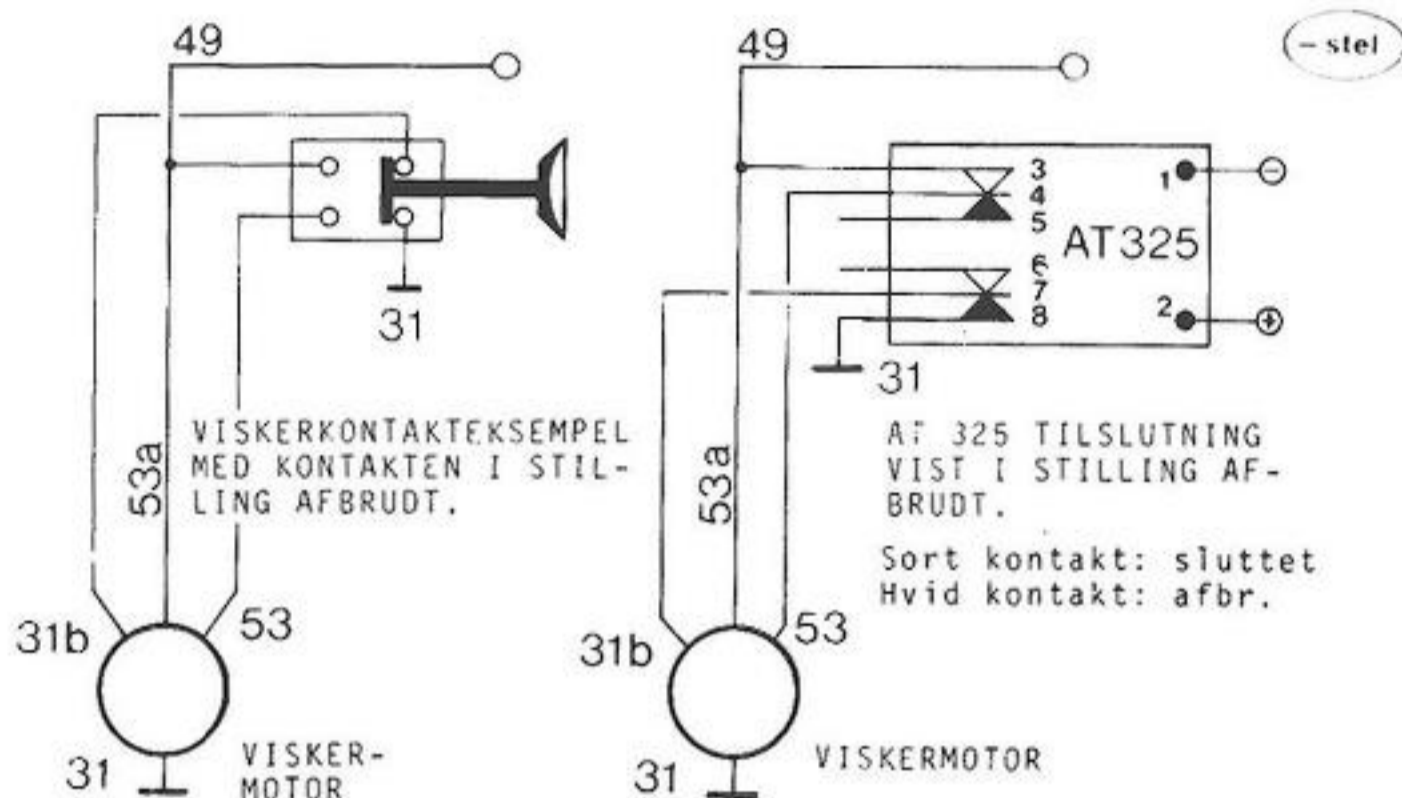
AT 325 er en ny udgave af AT 25 viskerrobotten. Den er bestykket med et relæ og en integreret kreds.

Grunden til at man benytter et relæ i den nye pauseintervalgiver er at AT 25 kun kan benyttes til et ringe antal biltyper, og at den endog kun vanskeligt kan forbindes til disse biltyper. AT 325 kan arbejde med næsten alle viskermotorer, fordi man blot erstatter bilens sædvanlige vikserkontakt med AT 325-relæets kontakter.

Da AT 325 arbejder kontinuerligt, kan den også benyttes som blinker og intervalgiver for styring af automatiske lysbilledprojectorer.

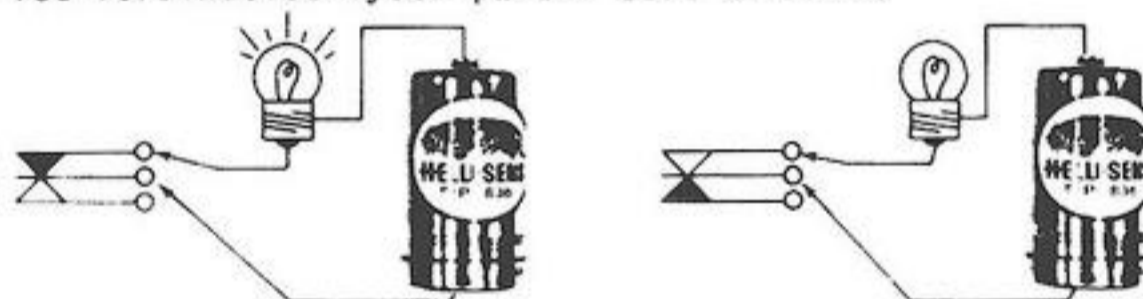
Tekniske data

Driftspænding	12 V DC
Strømforbrug	100 mA
Pauseinterval	1-25 sekunder
Kontaktbelastning	2 x 3 ampere

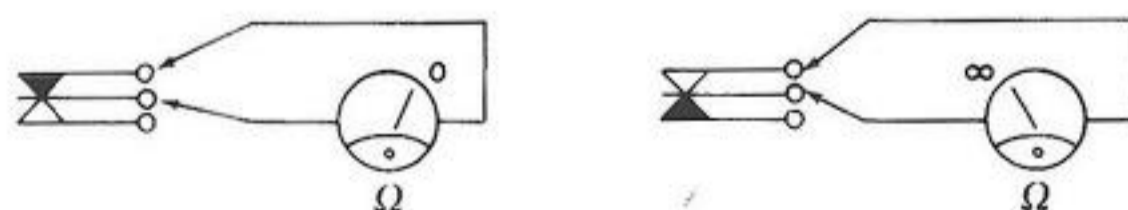


På de to koblingseksempler ovenfor kan De se hvorledes AT 325-relæets kontakter kan erstatte de to normale viskerkontakter, - den ene der slutter strømmen ved indtrykning, og den anden der slutter direkte over viskermotoren ved afbrydelse (elektrisk bremse).

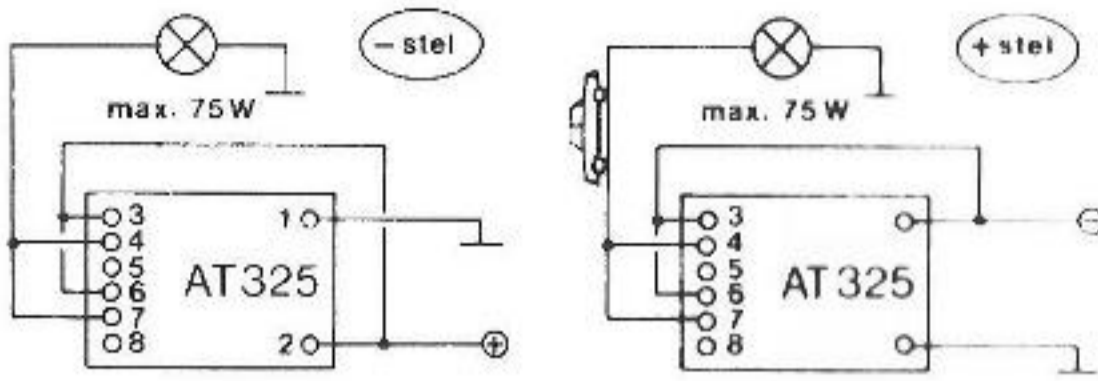
Ved forbindelse lyser pæren: sort kontakt!



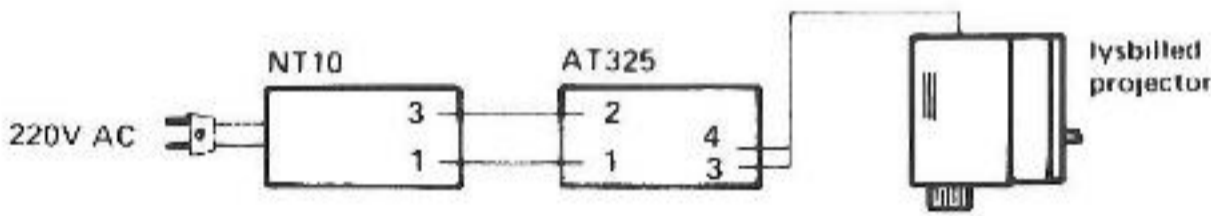
Da viskerkontakter ofte er opbygget ret kompliceret, kan det være nødvendigt at Ohme eller »lyse» sig frem til hvornår kontakterne slutter og hvornår de er indbyrdes afbrudt. Det kan gøres som ovenfor med en lampe og et batteri, eller med et så kaldt OHM-METER.



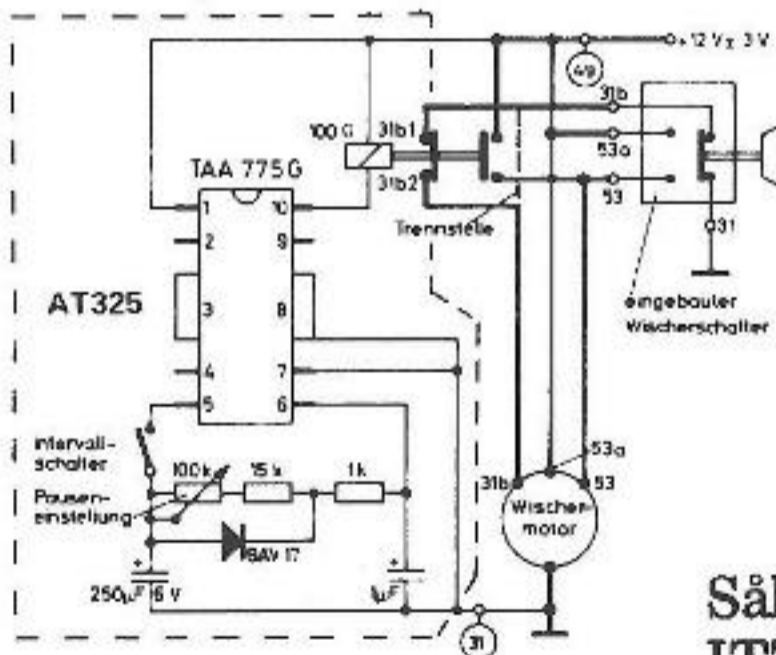
Når Ohm-meteret slår ud er der forbindelse, mørk kontakt, og hvor det ikke slår ud er der afbrydelse.



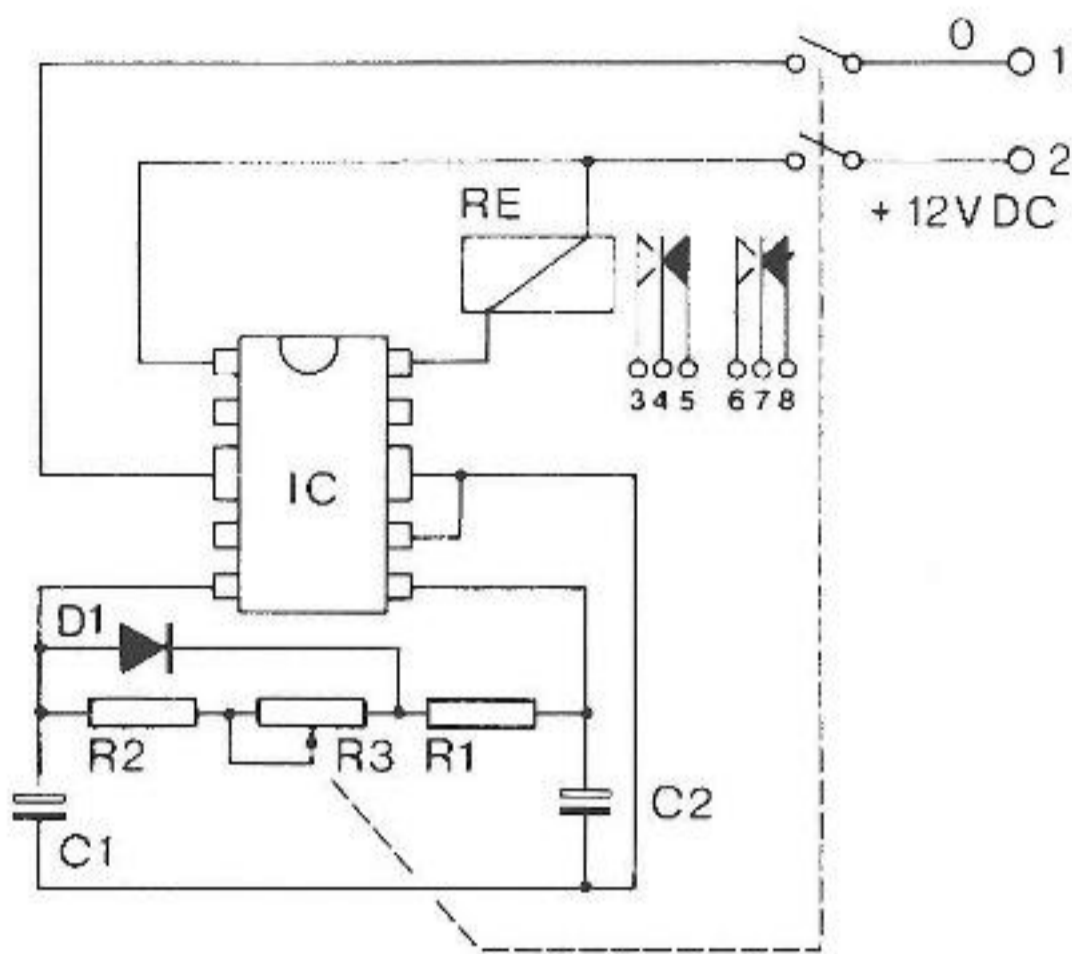
Således kan De koble AT 325 til biler med plus eller minus på chassiet, som ulykkes-blinker. Det er ikke tilladt i Danmark. R1 på 5,6 k Ohm må i dette koblingseksempel udskiftes med en 1 k Ohm's modstand.



AT 325 kan også benyttes til styring af automatiske lysbilledprojectorer af f.eks. PAXIMAT typen. Specielt projectorer der fungerer som den ovennævnte vil gå »baglæns» hvis R1 er 5,6 k Ohm og forlæns hvis R1 er 1 k Ohm. Det er impulslængden der er afgørende.



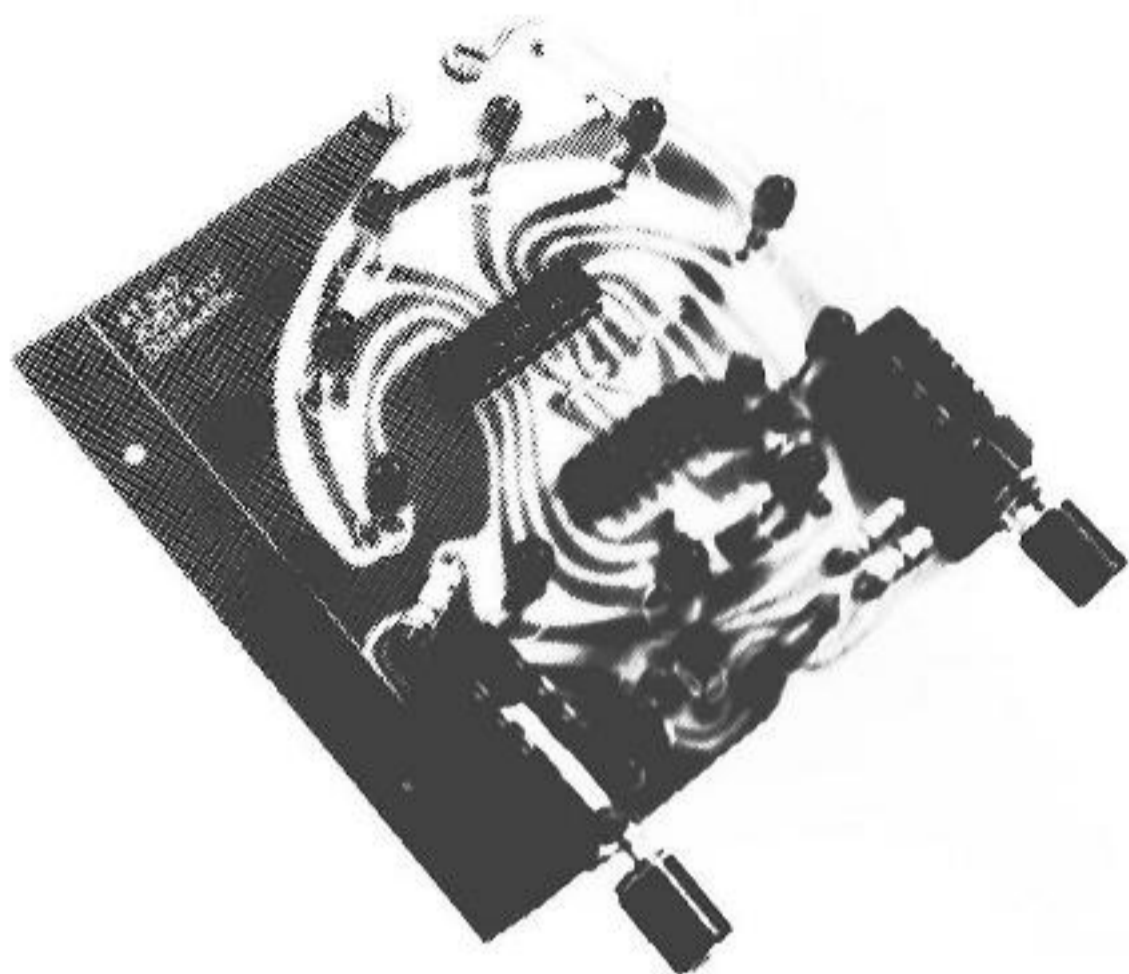
Således forestiller den tyske fabrikant ITT sig (TAA775) indkobling af IC'en i tyske biler. Der skal af lovmæssige grunde benyttes et »klikkende» relæ.



DIAGRAM

KOMPONENTLISTE

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



TEKNISKE DATA

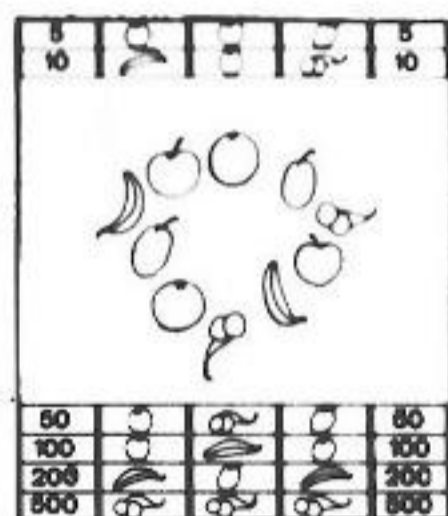
Driftspænding	4,5—5,5 V DC
Strømforbrug	50 mA
Oscillationsfrekvens	7 kHz
Løbefrekvens, op-ned	15—5 Hz
Omløb før stop ca.	7—9 punkter

AT 347 er opbygget med to integrerede kredse, en dekade-tæller (10) og en dekoder, der omsætter tællerens BCD-information til 10-tal's systemet.

Styreoscillatoren, der er opbygget med en unijunctiontransistor, arbejder på 7—10 kHz, når 02 omskifteren er inde (ON). Alle lysdioderne vil lyse svagt, og C3 kondensatoren vil lades op.

Når 01 omskifteren PLAY slippes, vil oscillatoren arbejde videre på en synligt lav frekvens på den i C3 resterende ladning. Da C3 langsomt aflades vil hastigheden aftage, indtil oscillatoren stopper. Da tælleren følger oscillatoren, vil man i praksis ved at slippe PLAY knappen se lysdiodecirklen rotere hurtigt, aftage i hastighed og derefter stoppe. Først efter gentagen indtrykning af PLAY knappen, vil oscillatoren igen arbejde hurtigt — 7 kHz — og "kortene vil blandes", indtil man igen slipper PLAY knappen.

SPILLEREGLER



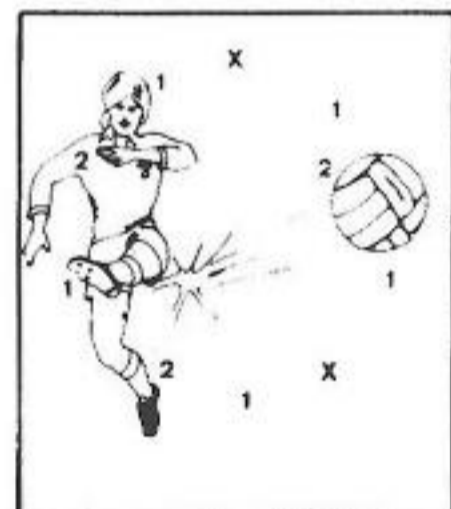
ELEKTRONISK EENARMET

I dette, som i alle de andre spil, tændes spillet, ved at man trykker on/off-knappen ind. Derefter spiller man ved at indtrykke PLAY-knappen. Når man slipper stopper spillet. Ved hvert gennemløb stopper spillet på en bestemt figur, et æble kirsebær, banan, appelsin eller en blomme.

For hver 3. gennemspil erlægges en indsats. Får man den rigtige kombination, udbetales indsatsen i et antal gange, der svarer til gevinst-sum-angivelsen.

Ved på forhånd at aftale om frugtrækkefølgen skal vælges fra højre eller venstre, eller om det er ligegyldigt, kan man øge eller dæmpe gevinstchancerne.

FODBOLD TIPS



Mange tippere benytter et eller andet system eller en slags "sypige-tips". Med JOSTYKIT's elektroniske tipssystem opnås en statistisk korrekt fordeling af de tre tegn 1, X og 2. I tipning gælder 1 for sejr på hjemmebane, X for uafgjort og 2 for udesejr. Statistiske beregninger har godtgjort, at de tre tegn 1, X og 2 fordeler sig i forholdet 5 til 2 til 3. JOSTY's spil har netop 10 lysprikker og fodboldspillekort er arrangeret i det korrekte forhold 5—2—3. Vi håber, at De vinder med JOSTYKIT, og vi refunderer Dem spillegeneratorens fulde pris, hvis De dokumenterer en 12'er (nu 13).



RACING SPIL

Til Racingspillet må De tegne en spilleplade, og hele familien kan være med.

Spillepladen kan f.eks. tegnes på et kvadreret stykke papir eller pap.

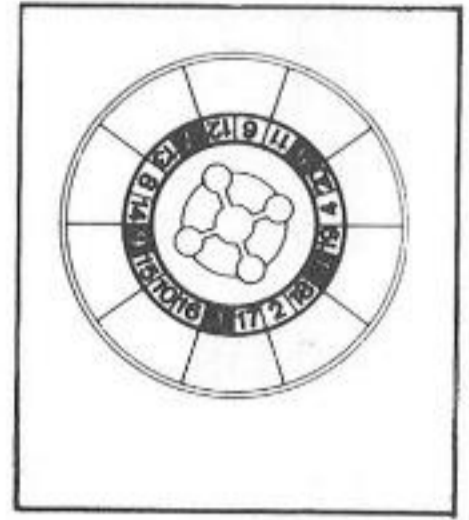
Indstreg en række vandrette kolonner. En kolonne for hver spiller.

Sæt derefter en række lodrette streger — 30 ialt, og mærk de lodrette kolonner 1 til 30. Lav felterne så store, at der er plads til en lille spillebrik (en mønt) i hvert rum. Rum 30 er mål. De starter på nr. 1.

Alle spillere starter i position 1. Derefter rykker man frem eller tilbage efter nedenstående regler, efter at hver spiller har fået lov at trykke på PLAY-knappen.

- 1: Flyvende start uden problemer. Ryk 5 felter frem.
- 2: Hjulskift. Bliv stående på samme plads.
- 3: Bilen bryder i brand. Ryk 3 felter tilbage.
- 4: Du må hjælpe din kollega ud af den brændende vogn. Ryk 1 felt tilbage.
- 5: Langsiden gennemkøres lynhurtigt. Ryk 3 felter frem.
- 6: I FUNLOP-svinget snører Du alle de andre. Du må trykke 2 gange mere på play-knappen.
- 7: Du kører direkte i MÅL og har vundet. De andre spillere må nu kæmpe om 2. pladsen.
- 8: Du er en habil kører. Ryk et felt frem.
- 9: Der er vrøvl med transistortændingen. Den udskiftes gratis på garantien, og Du bliver stående i "Racergården" 1 omgang.
- 10: Nu er der "blæs på spanden". Du kører blændende godt. Ryk 8 felter frem.

Spillet er ovre, når målstregen overskrides.



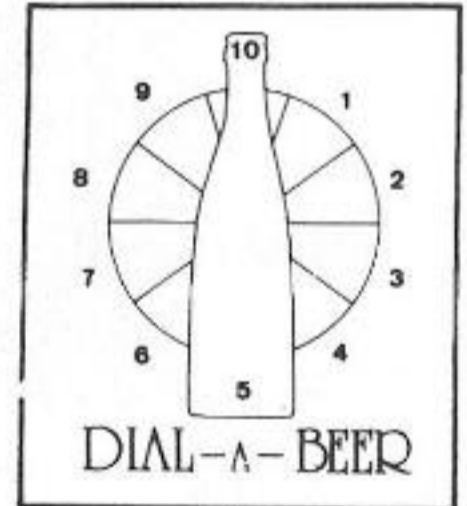
ELEKTRONISK ROULETTE

I roulettespil kan man enten spille på lige og ulige. Det er et tomandsspil.

Man kan også spille i gruppe. Først "drejer" hver spiller i en runde. Det laveste tal gemmes for hver spiller. Derefter drejer hver spiller i anden runde, og det højeste tal lægges til det lave for hver spiller.

Det er højt spil!

Den spiller med højest sum har vundet



ØL-SPIL

Det er et rigtigt Cafe-spil — lige til at blive smæk "bedøvet" af. Her er indsatsen "våde varer" i enkelte styk eller hele omgange.

Reglerne kan udformes meget alsidigt, men f.eks. således:

- 1-4-6-9: Blå mandag — intet tabt/intet vundet. La' gå videre.
- 3-7: Rødt raseri — Du taber til din højre medspiller og må af med håndbajer til ham.
- 2-8: Du får lov at prøve en gang til.
- 5: Det var ikke så godt. Flaskerne er tomme, og du gi'r en omgang.
- 10: Tak spids. Hver spiller gi'r dig en genstand.

R1 330 Ohm
 R2 150 Ohm
 R3 47 Ohm
 R4 470 kOhm
 R5 68 kOhm

D0-D9 CQY 26

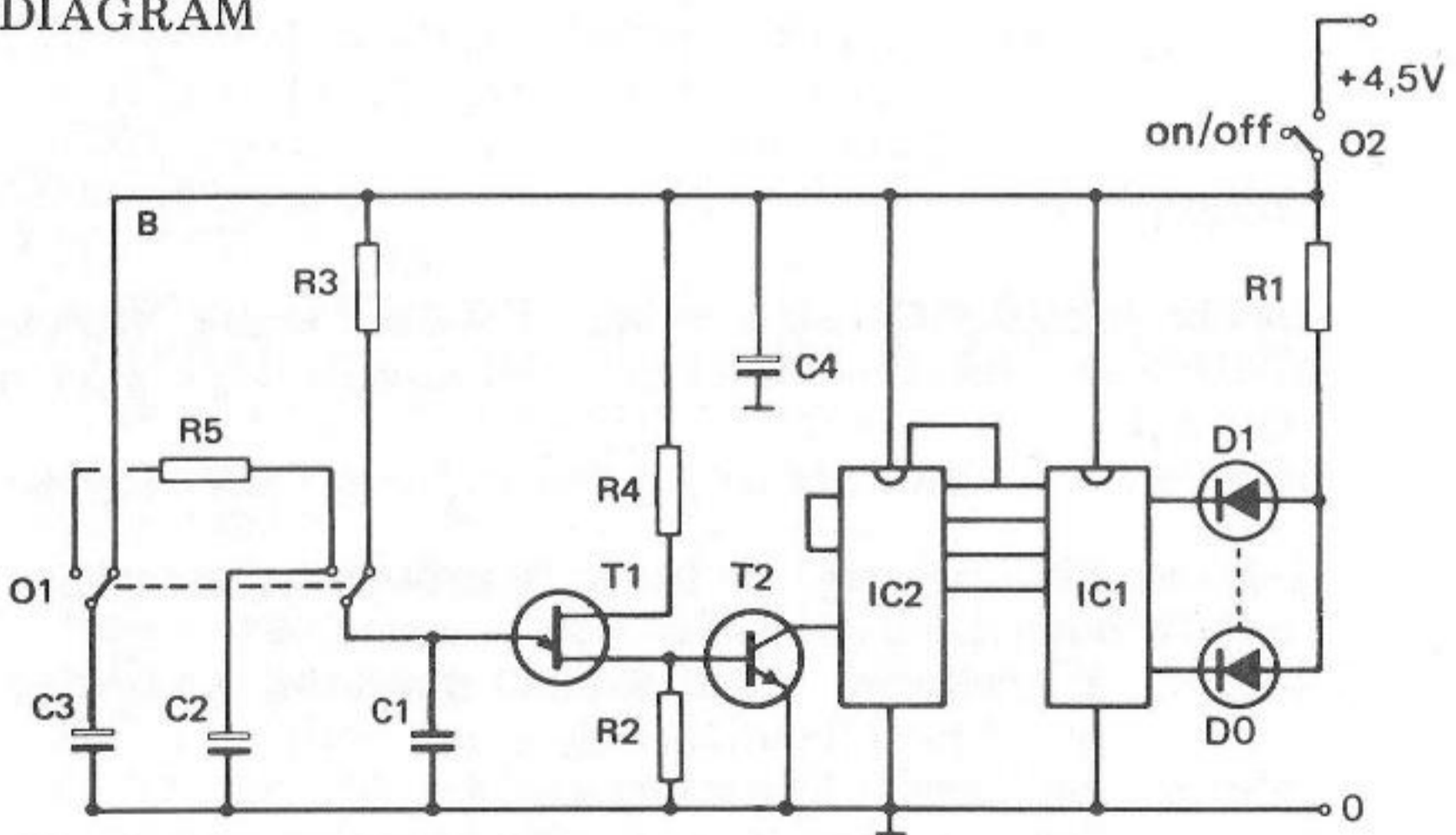
C1 0,1 uF/35 V
 C2 0,47 uF/35 V
 C3 47 uF/6,3 V
 C4 47 uF/6,3 V

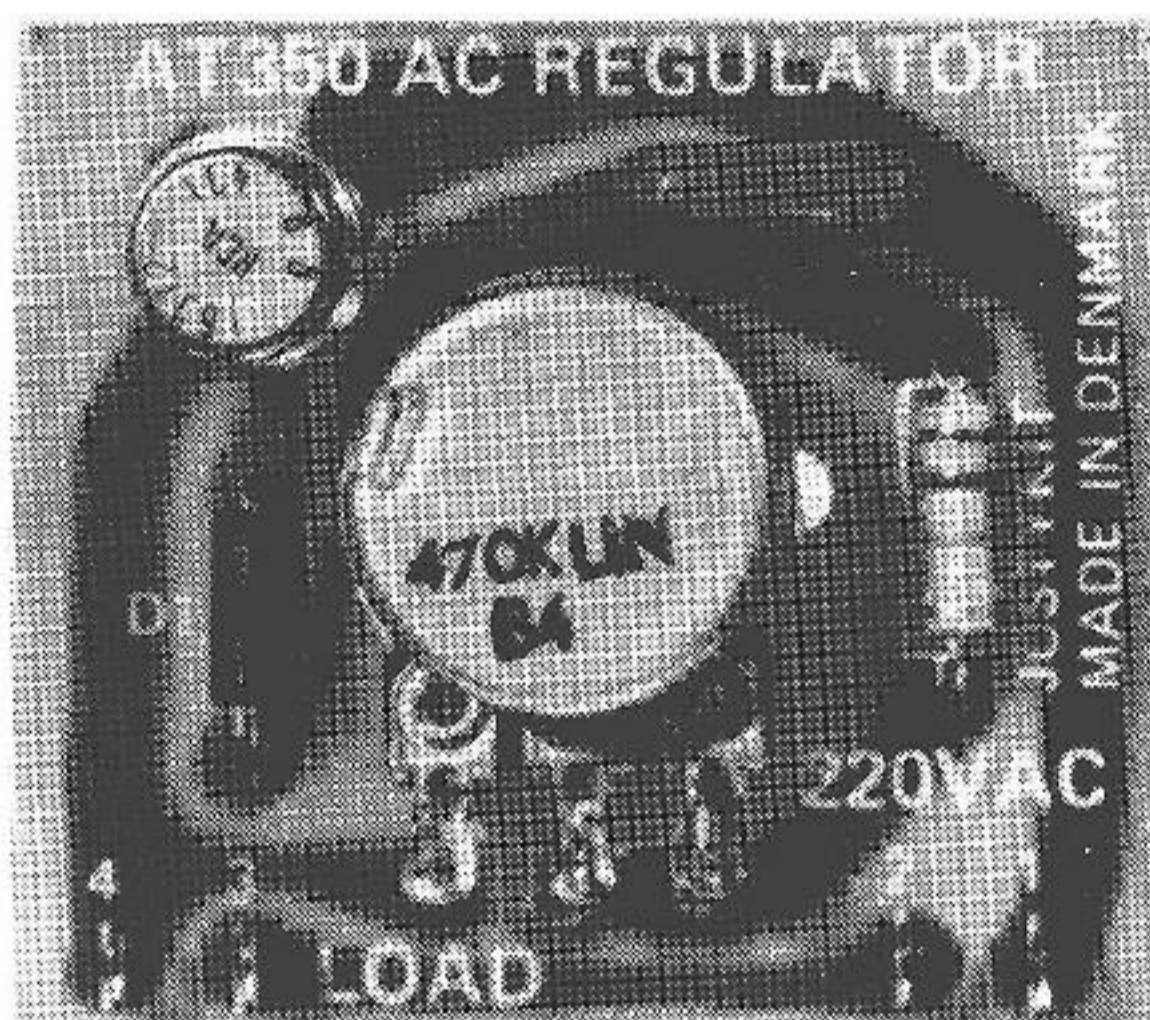
O1
 O2

IC1 7442 el. 7445
 IC2 7490

T1 2N4870 el. 2N4871
 T2 BC172 el. BC173

DIAGRAM

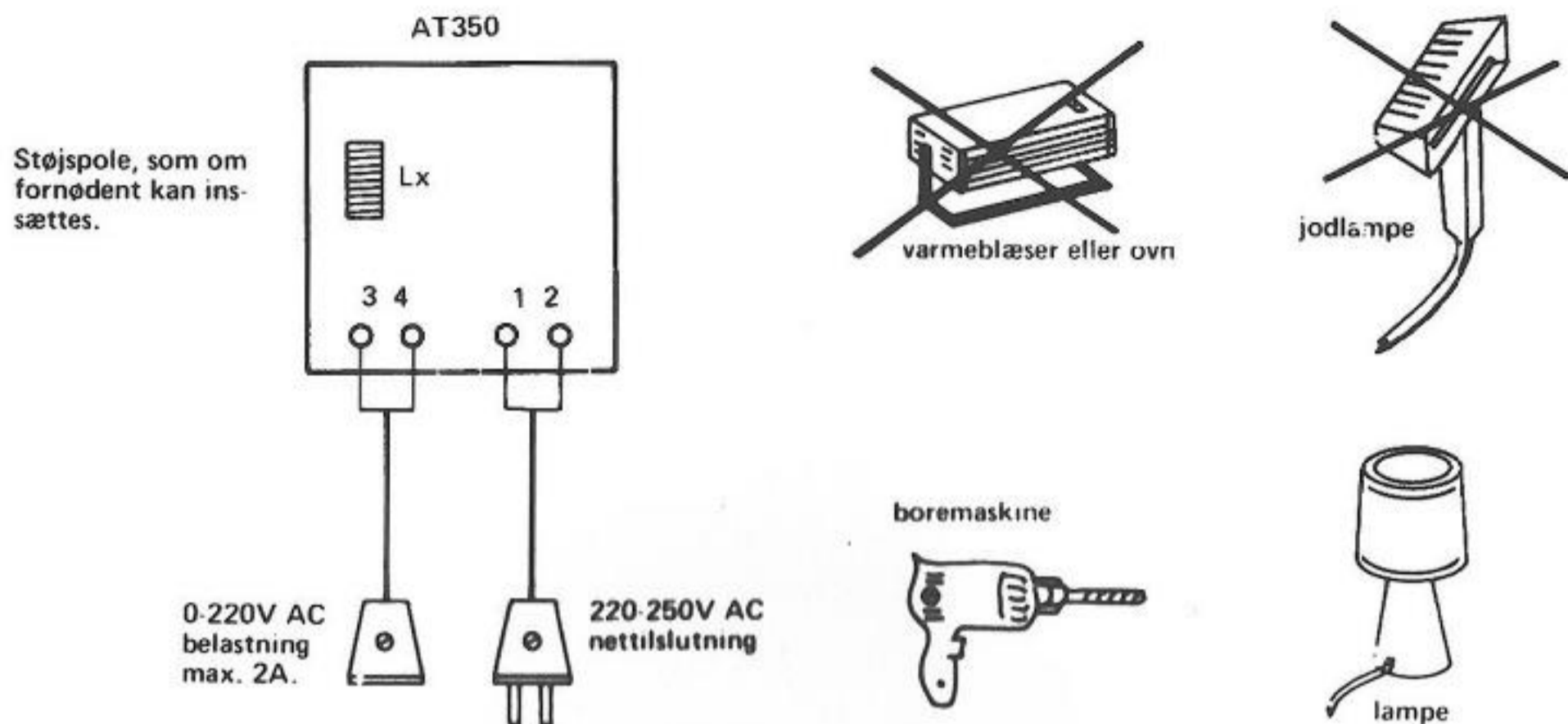




TEKNISKE DATA

Driftspænding	220-250 V
Strøm	1 A max.
Effektforbrug max.	200 W

STØJDÆMPNING MEDFØLGER IKKE, men en simpel spole S985 kan monteres i AT 350 printpladen.



AT 350 er en LOW CAST TRIAC regulator til brug sammen med almindelige stuelamper og mindre strømslugende forbrugere.

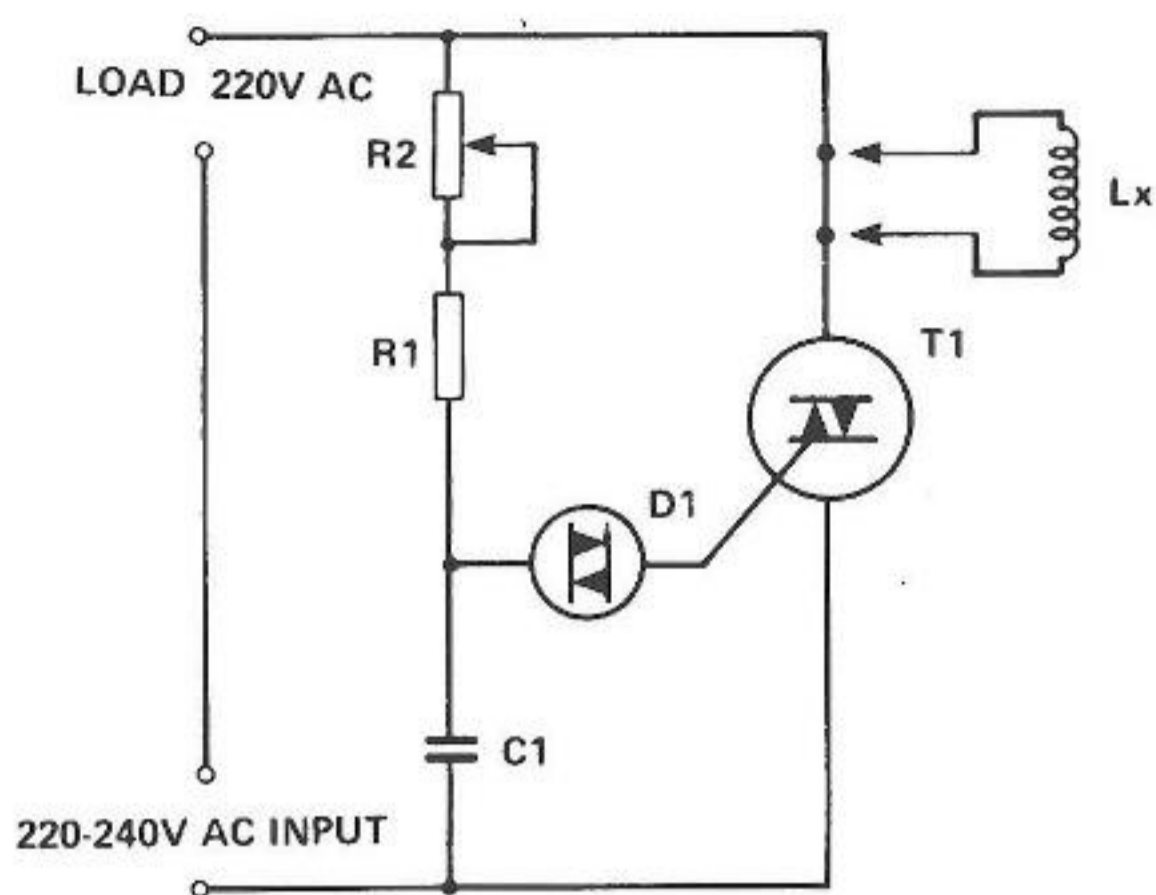
I forbindelse med en boremaskine til maksimalt 350 W, kan man godt anvende AT 350, selv om den kun er til 200 W — dog kun hvis man samtidig benytter en støjspole Lx type S986.

Benyt ikke AT 350 sammen med varmeovne eller jodlamper.

KOMPONENTLISTE AT 350 DK

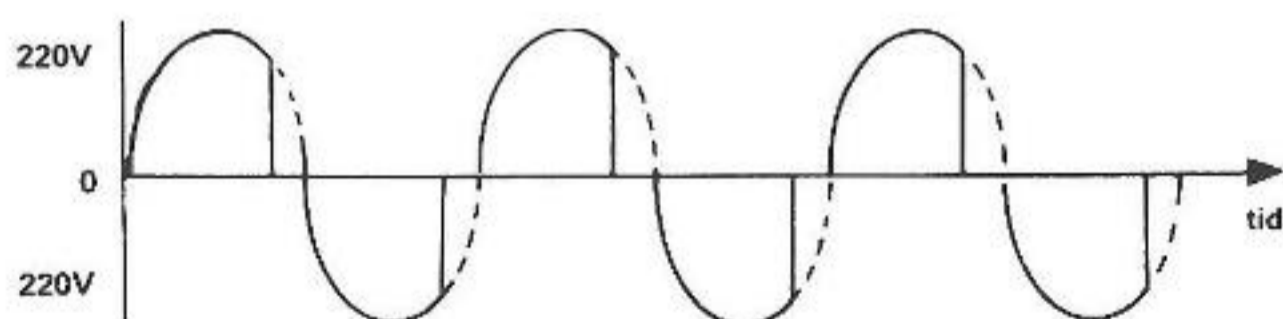
R1	12 kOhm
R2	470 kOhm
C1	100 nF
D1	DIAC
T1	TRIAC

DIAGRAM

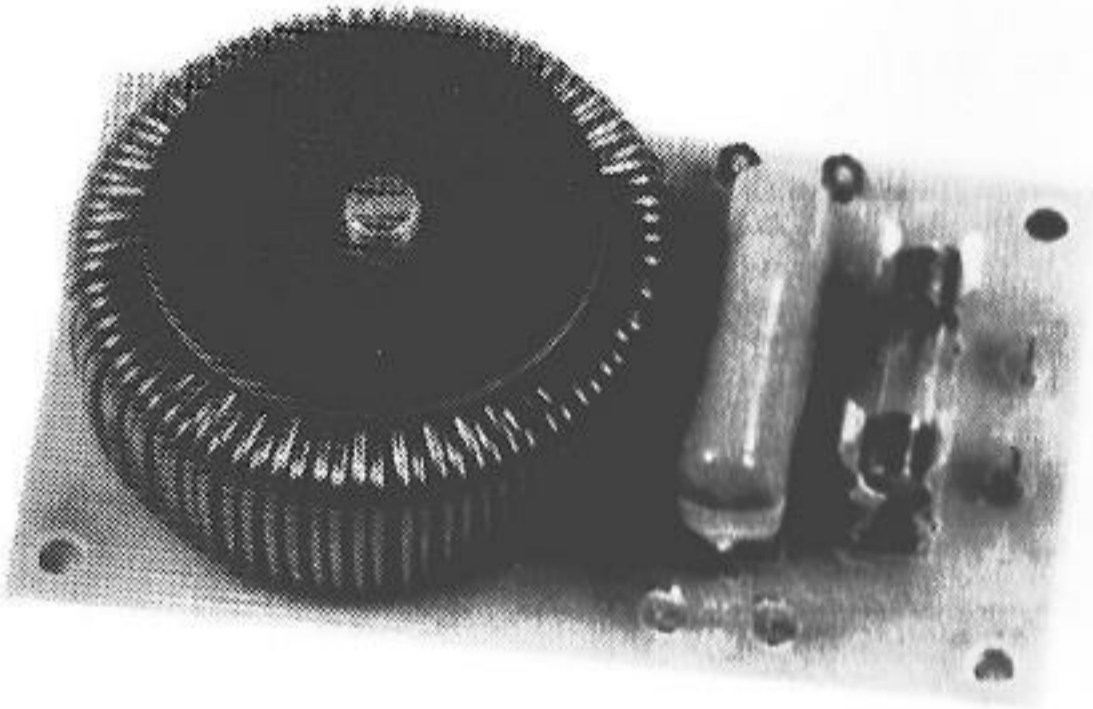


AT 350 er opbygget med en vekselstrømsregulerende triac, og en triggerdiode. Som vist på tegningen nedenfor, lukker TRIAC'en op for strømmen i en større eller mindre del af vekselstrømmens periode.

Potentiometer og beskyttelsesmodstand R1 og R2 lader kondensatoren C1 op. Når kondensatoren når tændspændingen, får DIAC'en en strøm gennem sig selv og TRIACEN, som den er tilsluttet. Denne styrestrøm åbner igen for gennemgang fra netkontakten til den tilsluttede belastning.



Kurven ovenfor viser, hvorledes DIAC'en efter en vis tid »tænder» TRIACEN. Den »pæne» vekselstrøm bliver altså hakket i småstykker. Jo mindre stykker desto mindre lys kommer der i lampen eller jo langsommere løber boremaskinen.



Enhver vekselstrømsregulatoropstilling, som benytter en TRIAC eller en SCR til reguleringen, virker som støjsender for AM-radio-modtagelse.

Det vil i praksis sige at en bruger af ikke støjdæmpet vekselstrømsregulatorer, vil forstyrre radiomodtagelse for både sig selv og de nærmest liggende naboer på områderne LANGBØLGE, MELLEMBØLGE & KORTBØLGE-båndene. Endog TV-forstyrrelser på kanal 2 og 4 er ikke sjældne.

Følgende JOSTY KIT reguleringsenheder, skal for at benyttes lovligt i Danmark efter d. 1.12.1972, sammenbygges med en af de nedenfor nævnte dæmpningsenheder:

- AT 50 til støjdæmpningsfilter AT 351 el. AT 352
- AT 56 til støjdæmpningsfilter AT 351 el. AT 352 eller AT 353 eller 2 x AT 353 i parallel.
- AT 60 til støjdæmpningsfilter AT 351 el. AT 352
- AT 65 til støjdæmpningsfiltrene 3 x AT 352.

AT 56 kan arbejde med strømme på op til 10 ampere, medens AT 353 støjfilteret kun tåler 6 ampere,- men ved at benytte 2 AT 353 filtre, hvor hvert enkelt støjfilter-loddeøje er forbundet til »det andet»'s loddeøje, kan maximalstrømmen forhøjes til 10 ampere.

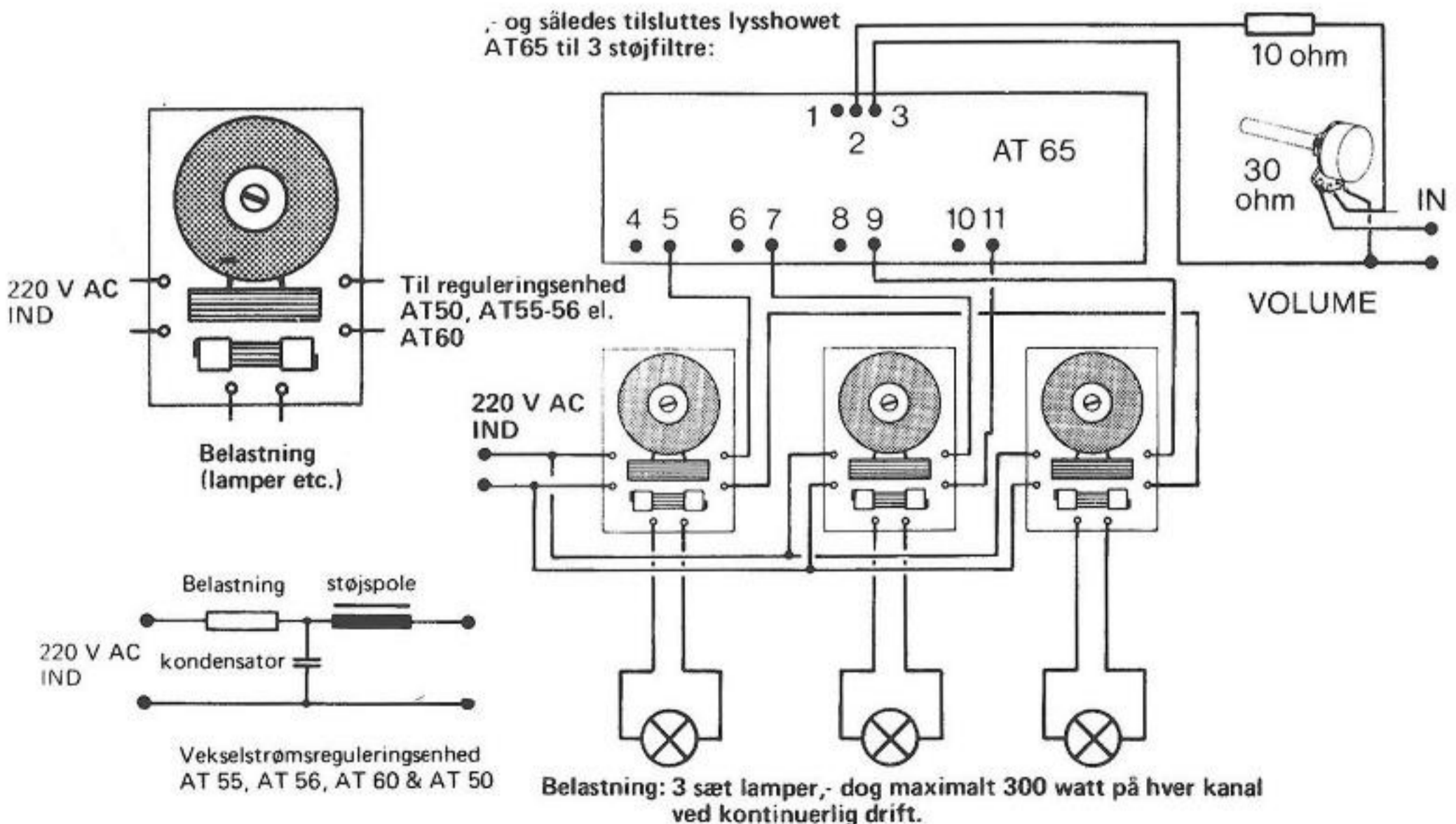
Til 3-kanal LYS SHOW'et AT 65 må man benytte 3 støjfiltre hvis alle kanaler benyttes.

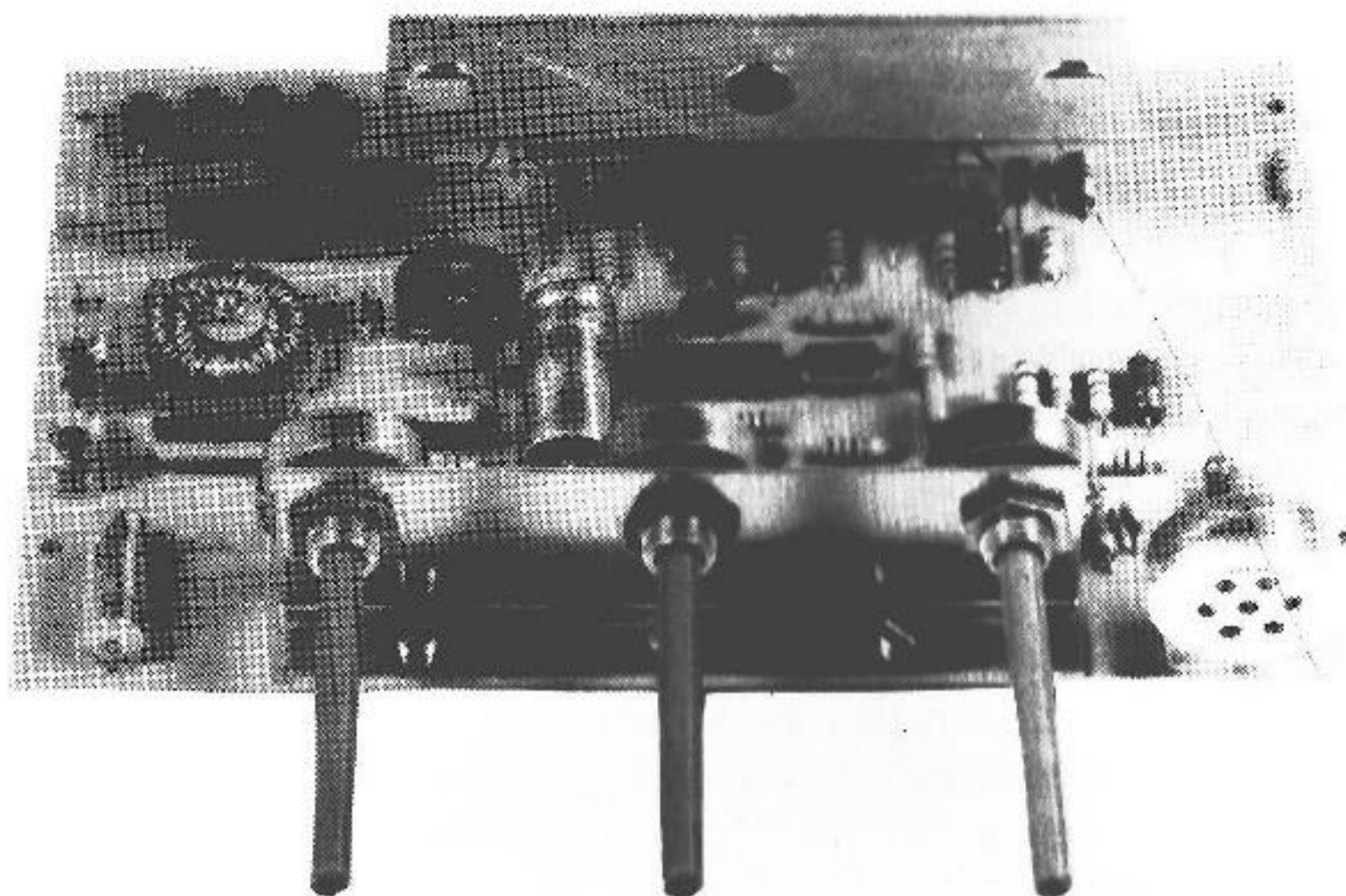
Støjfilteret behøver ikke nødvendigvis at kunne tåle samme strøm som reguleringsenheden. Man kan altså godt benytte en lille støjdæmpningsenhed til en stor regulator, men den maximale effekt begrænses så af sikringen på AT 351-printet.

Hvis De ved en fejltagelse kommer til at kortslutte udgangen på støjdæmpningsfilteret ødelægges sikringen straks, men da en sikring arbejder langsomt i forhold til reguleringsautomatikken, vil denne ødelægges FØRST. Sikringen på støjfilteret yder derfor kun beskyttelse mod brand og ødelæggelse af det tilsluttede udstyr.

Da et støjfilter beskytter mod spidsbelastninger, kan man benytte reguleringsenheden til drift af induktive belastninger uden fare for halvledererne. (f.eks. boremaskiner) Også kraftige glødelamper og specielt JOD-lamper med store startstrømme, der normalt straks ødelægger reguleringsenheden, kan man beskytte med en støjdæmpningsenhed!

Tekniske data:	AT 351	AT 352	AT 353
Maximum driftspænding	240V AC	240V AC	240V AC
Maximal kontinuerlig strøm	1 ampere	2,5 ampere	6 ampere
Støjundertrykkelse ved 1 MHz	70 dB	70 dB	70 dB





TEKNISKE DATA

Driftsspænding	220—240 V AC
Spidsspænding	250 V AC
Belastningseffekt for 3 kanaler	1200 1500 W max.
Belastningseffekt ved musik	3 x 1000 W
Belastningseffekt ved max. udst.	3x400 3 x 500 W
Minimum driftslydtryk ca.	70—75 dB A
Mikrofonfølsomhed for fuld udst.	1 mV

TEKNISK BESKRIVELSE

AT 365 er et fuldt moderne lys-show, opbygget med de mest stabile og driftsikre komponenter.

Et lysshow får lyset til at blinke i takt og styrke, når det påvirkes af musik.

Et een kanal lysshow er nogenlunde lige følsomt for alle toner, men hvis lysshowet er forsynet med flere kanaler, vil man kunne få opdelt lyset i forhold til toneområdet. Er lysshowet forsynet med 3 kanaler, er det naturligt at opdele i BASS, MIDRANGE og TREBLE.

Normalt vil man benytte 3 forskelligt farvede lamper til de tre kanaler, oftest — og mest effektivt, røde lamper til baskanalen, gule til mellemtonen og blå til diskanten. Disse tre farver er "rene", hvorfor man får den bedste praktiske virkning. Benyttes lamper med blandingsfarver, f.eks. grønne spotlights, vil det samlede lysindtryk blive hvidligt — og det er jo ikke meningen med et COLOR-LIGHT-SHOW.

AT 365 skiller sig ud fra andre standard lysshow:

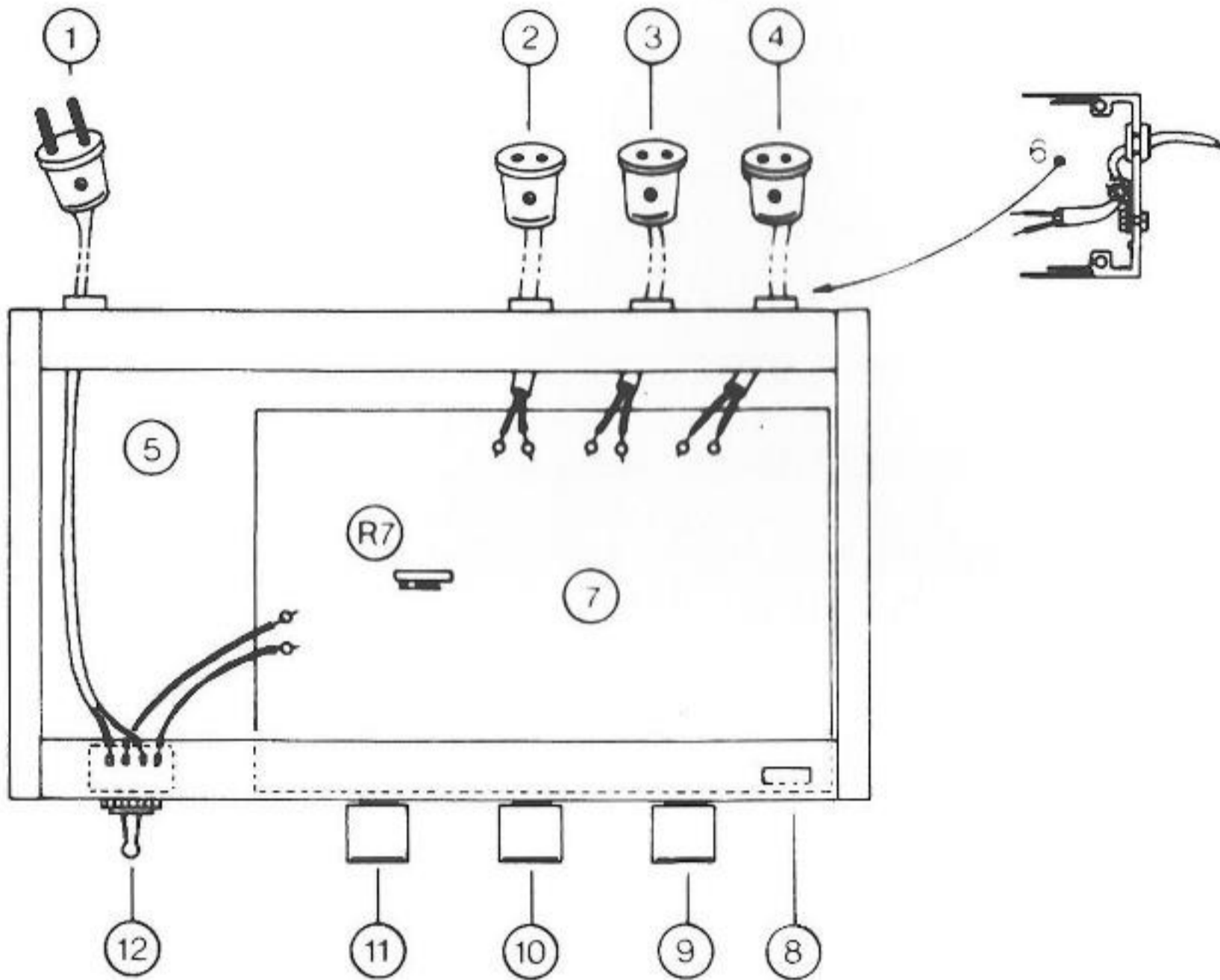
1. Det kan arbejde uden direkte tilslutning til en forstærker, fordi det er med påbygget mikrofon.
2. Det tåler kortvarige høje belastninger, fordi der til 220 V styringen benyttes SCR's (styrede ensrettere) og pulserende jævnstrøm.
3. Det er forsynet med fuldelektroniske IC-delefiltere, hvor man kan regulere styrkeforholdet til hver kanal helt separat.
4. Det har påbygget støjfilter ved nettilslutningen.
5. Det er beregnet for indbygning i det veldesignede MODUL BOX CHASSIS: B3265.

Desuden bør det bemærkes, at mikrofonfølsomheden er så stor, at blot almindelig samtale i 1 til 2 meters afstand fra opstillingen kan aktivere alle 3 kanaler med volumenkontrollerne i stilling maximum. I praktisk brug betyder omgivelseslyden intet, når lysshowet benyttes. Man placerer blot hele enheden i nærheden af den højttaler, der skal styre lyset.

Praksis har også vist, at denne form for lysshow er specielt effektiv i diskoteker, hvor taktfast dansen eller klappen får lysshowet til at "svinge" med.

Årsagen til at AT 365 lysshowet kan belastes maksimalt over lange perioder er, at der benyttes specielle driftsikre styrede ensrettere (SCR's = styrede ensrettere) af SENSITIVE GATE typen, og en kraftig ensretterbrokobling. Denne form for styring af glødelamper er mange gange mere driftsikker end TRIAC styringer.

På de tre store drejepotentiometre indstiller man styrken til de tre aktive filterforstærkere. Den ene af disse forstærkere benyttes til at bringe mikrofonsignalet op fra ca. 1 mV til omkring 300 mV. De efterfølgende forstærkere filtrerer henholdsvis bas, diskant og mellemtonesignalerne og føder tre transistorer, der igen styrer SCR-regulatorerne. Styretransistorerne er tilkoblet over kondensatorer, der oplades ret langsomt i forhold til musikblinkene. Det giver en mindre, men effektiv AGC-regulering. Forskellige lydes meget store intensitetsforhold vil da udglattes, så de tilsluttede lamper kan "spille" med for både høje og lave lydtryk samtidigt.



1. 220—240 V AC — nettilslutning
 2. Udgang til baslampe
 3. Udgang til mellemtonelampe
 4. Udgang til højtonelampe
 5. B3265 kasse
 6. Fastspænding til netledning
 7. Print
 8. Mikrofon
 9. Diskantregulering
 10. Mellemtoneregulering
 11. Bastoneregulering
 12. Netafbryder
- R7 På dette lille trimmepotentiometer justerer man med en isoleret skrue-trækker til de tilsluttede lamper lige netop lyser svagt.

Æsken, der benyttes til AT 365, er forsynet med et antal små huller på max. 3 mm foran mikrofonen, således at lyden kan passere.

Hvis AT 365 lys-showet benyttes kontinuerligt, bør drifteffekten ikke overstige 500 W pr. kanal for almindelige glødelamper. Benyttes spotlights anbefales det at gå ned til 300 W pr. kanal, fordi disse lamper har særdeles store startstrømme, der over forholdsvis lange tidsrum kan give indtil 10 gange større effektbrug end den på lamperne påstemplede værdi.

Endvidere bør lampeledninger af støjhensyn holdes så korte som muligt — ikke gerne over et par meter. AT 365 støjdæmper på indgangen, men ikke på udgangen til lamperne. Lange lampeledninger virker som senderantennen for støjen, der er kraftigst i de lave AM-modtage-bånd.

Selv med det effektive støjfilter AT 365 er udstyret med, vil man kunne høre støjen på mellem og langbølgebåndene inden for den husstand, hvori AT 365 benyttes.

Det er uhyre let at tilslutte AT 365, når den først er samlet. Det eneste der kræves, er den direkte tilslutning til netforsyningen på 220—240 V AC, eventuelt gennem en afbryder, og tilslutning af de tre ledninger til de tre lampesteder.

Det er som nævnt i afsnittet **TEKNISK BESKRIVELSE**, vigtigt at benytte et metalchassis, eller bedre en lukket metalkasse til indbygningen af AT 365. Kassen skærmer af for brum, således at lamperne ikke udstyres deraf. Desuden hindrer kassen at pilfingre udsættes for den stødfare, der er forbundet med at røre ethvert punkt af printpladen.

Bemærk at potentiometrene er forsynet med isolerende nylonaksler. Af hensyn til stødfare skal disse potentiometre anbringes som beskrevet i byggevejledningen. Man må ikke forlænge dem med ledning af hensyn til den skade, man kan komme til at forvolde både sig selv og andre. (Livsfare)

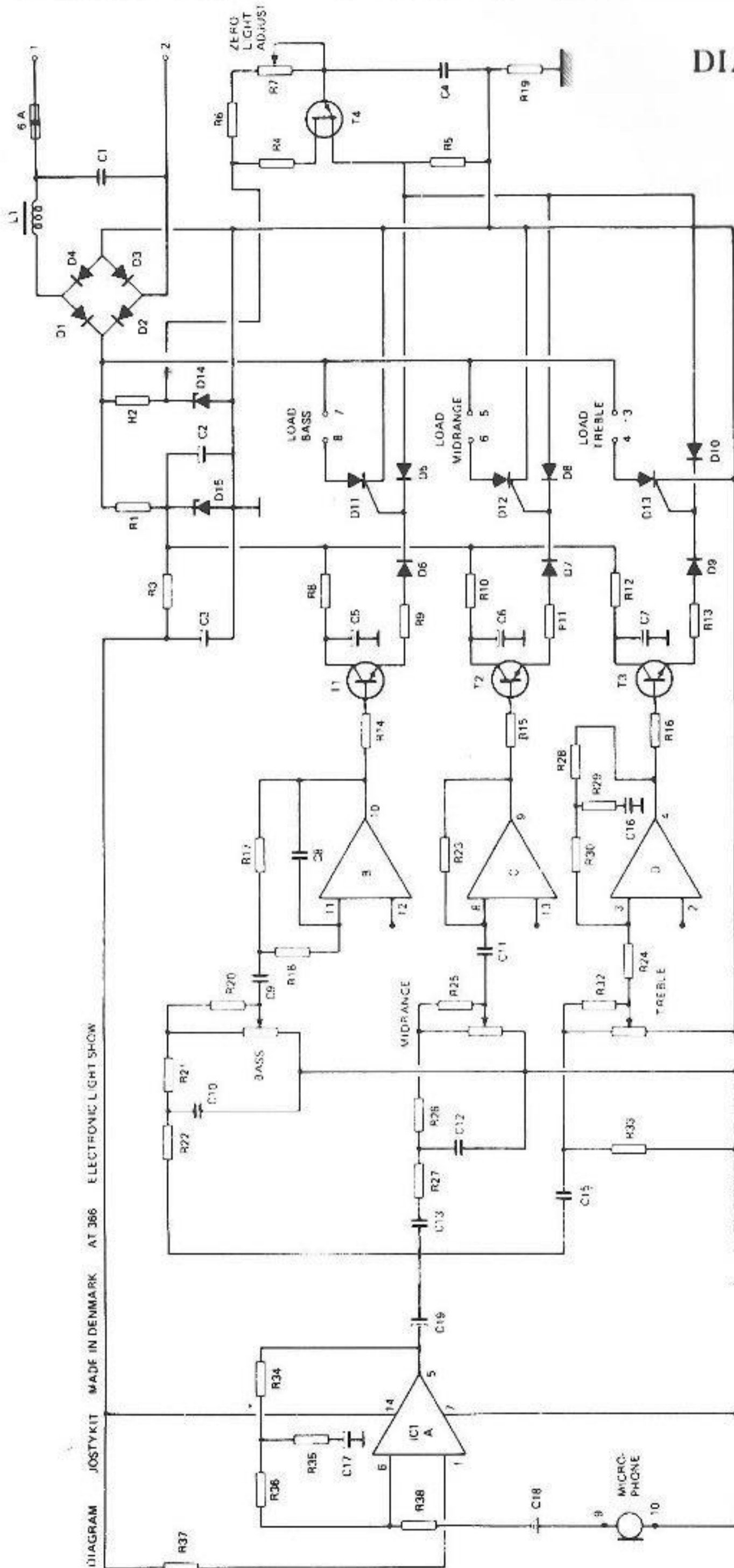
For effektivt at forlænge de tilsluttede lampers levetid er AT 365 forsynet med en reguleringsanordning, der kan indstille den såkaldte nul-spænding til lamperne, så de lige netop gløder. I visse tilfælde er en 10-dobling af lampernes levetid konstateret.

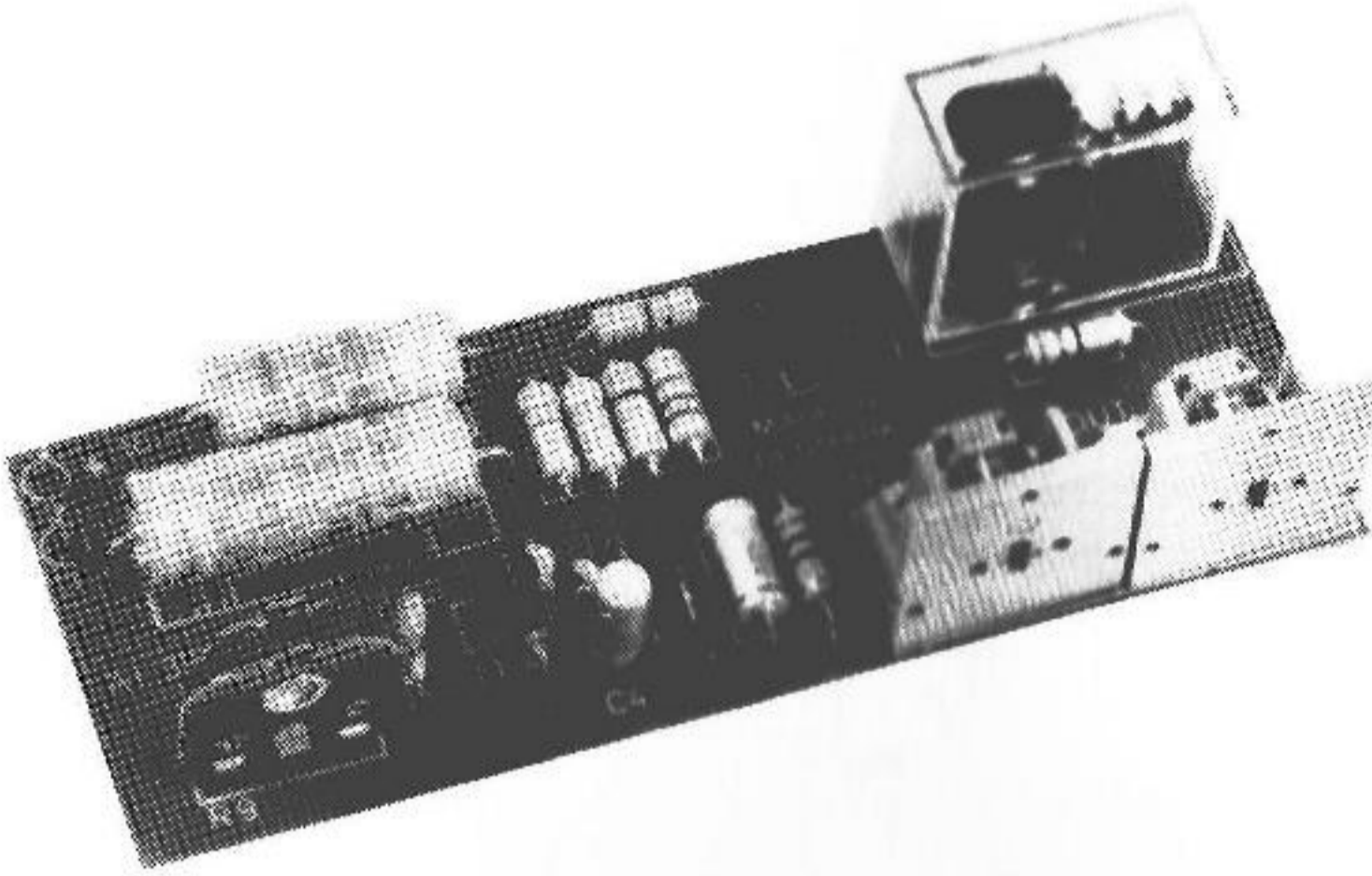
Reguleringen til alle tre lamper foregår samtidigt på det lille trimmepotentiometer R7. (Brug en isoleret skruetrækker). AT 365 er følsom for omgivelsernes brum, og er opstillingen ikke opspændt på en metalplade eller i et metalchassis vil lamperne lyse konstant. Modstanden R19 er indsat således, at opstillingen, når den spændes på en metalplade, får tilstrækkelig stelforbindelse. Modstanden vil føre netforsyningsspændingen ud til kassen, men den strøm der går, er så uhyre lille, at man ikke kan få **stød** af den. En lille skruetrækker med glimlampe (**polsøger**) kan dog godt lyse, når den sættes på chassiset. **Forbindelsen er tilladt og helt ufarlig!**

RESERVEDELSLISTE

R1	15 kOhm	R30	5,6 kOhm	C20	(Lus)
R2	15 kOhm	R32	15 kOhm	D1	1N5404
R3	560 Ohm	R33	47 kOhm	D2	1N5404
R4	470 Ohm	R34	100 kOhm	D3	1N5404
R5	470 Ohm	R35	180 Ohm	D4	1N5404
R6	56 kOhm	R36	220 kOhm	D5	1N4148
R7	100 kOhm	R37	1 MOhm	D6	1N4148
R8	5,6 kOhm	R38	1 kOhm	D7	1N4148
R9	470 Ohm	R39	470 kOhm	D8	1N4148
R10	5,6 kOhm	R40	470 kOhm	D9	1N4148
R11	470 Ohm	R41	470 kOhm	D10	1N4148
R12	5,6 kOhm	C1	100 nF/630 V	D11	S2062D el. 2N4443
R13	470 Ohm	C2	220 uF/16 V	D12	S2062D el. 2N4443
R14	10 kOhm	C3	1000 uF/16 V	D13	S2062D el. 2N4443
R15	10 kOhm	C4	47 nF	D14	ZPD12 el. ZPY12
R16	10 kOhm	C5	6,8 uF/40 V	D15	ZPD12 el. ZPY12
R17	470 kOhm	C6	6,8 uF/40 V	T1	BC172 el. BC171
R18	10 kOhm	C7	6,8 uF/40 V	T2	BC172 el. BC171
R19	1 MOhm	C8	4,7 nF	T3	BC172 el. BC171
R20	100 kOhm	C9	100 nF	T4	2N4871 el. 2N4870
R21	12 kOhm	C10	68 nF	L1	6 A støjspole S987
R22	33 kOhm	C11	47 nF	IC1	LM3900 el. LM3401
R23	470 kOhm	C12	22 nF	MIC	mikrofonkapsel
R24	27 kOhm	C13	4,7 nF		
R25	100 kOhm	C15	4,7 nF		
R26	68 kOhm	C16	15 nF		
R27	10 kOhm	C17	6,8 uF/40 V		
R28	5,6 kOhm	C18	6,8 uF/40 V		
R29	270 Ohm	C19	6,8 uF/40 V		

DIAGRAM





AT 390 MÅLER det sus, som kommer fra radioen til højttaleren. Når suset detekteres og ensrettes, vil det ved hjælp af et forstærkertrin sikre, at et relæ er sluppet, og højttaleren afbrudt. Når suset forsvinder, vil relæet trække, og højttaleren tilsluttes. Så enkelt er det!

Opstillingen består af 3 transistorer. T1 forstærker suset, så vi får en følsomhed på 100 mV AC. C3 er en ganske lille kondensator, der kun tillader de høje sus-toner i at komme til detektordioderne D2 og D3. C4 er også ganske lille af samme grund som C3.

Hvis der er tilstrækkeligt sus, vil transistoren T2 trække al den strøm, som T3's basis skulle have haft, for at relæet kunne trække. Som De ser: suset holder relæet sluppet. Først når suset er væk, vil relæet trække, og højttaleren tilsluttes. Dioden D1 er indsat, for at T3 ikke skal brænde af som følge af induktionsstrømme fra RE1. R1 sikrer den tilsluttede forstærker mod at brænde af, hvis den ikke kan tåle manglende højttalertilslutning.

Hvis relæet efter tilslutning af højttalere klapper hysterisk, kan det være, fordi ind- og udgangstikkene er ombyttet.

AT 390 eller squelchen tilsluttes som anført, blot i serie med højttalerledningerne, se skitsen. Som batteri kan man anvende spændinger mellem 9 og 15 volt.

AT 390 er med betænksomhed konstrueret således, at strømforbruget i stand-by er ekstremt lavt, ca. 3 mA.

Det giver en særdeles høj batterilevetid. Kun når der kommer en station, stiger strømforbruget til 50 mA.

AT 390 justeres på følgende måde:

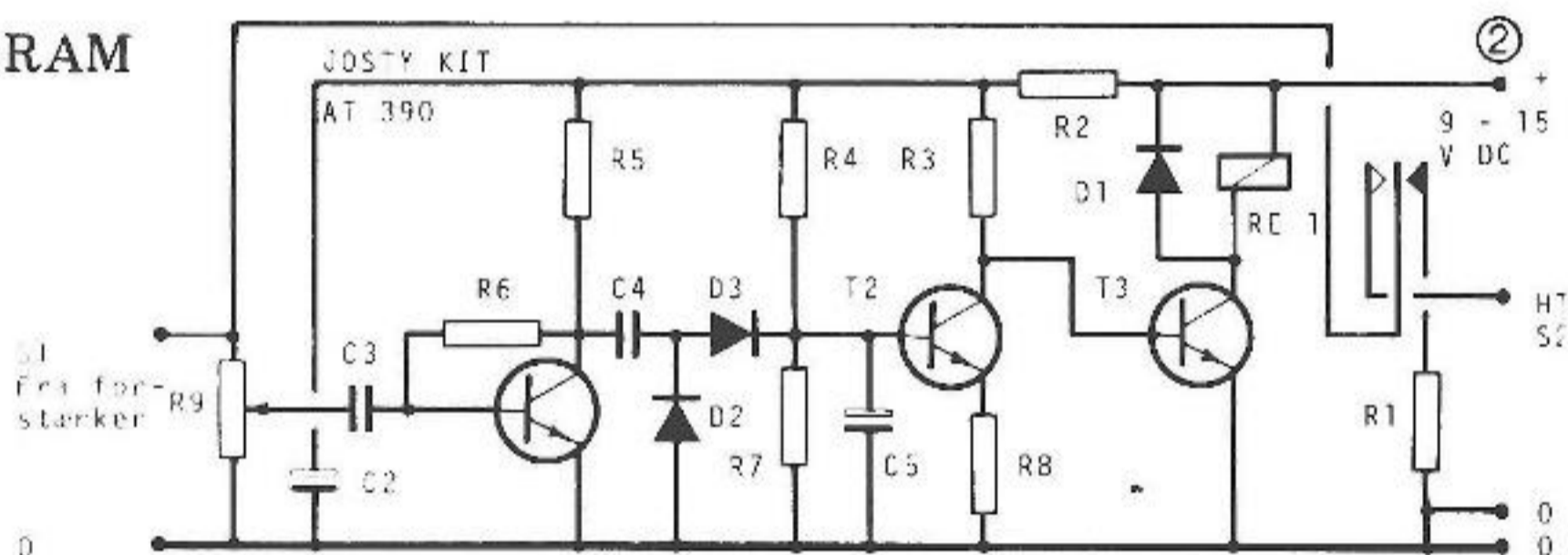
Trimmepotentiometret R9 stilles helt i **venstrestilling** — væk fra indgangsbøsningerne — benyt DIN-stik, **det er nemmere**. Batteriet tilsluttes, radioen tændes, og styrkekontrollen stilles på en passende styrke. Diskantkontrollen skal stå i **maximum**. Så justeres R9 op, indtil højttaleren afbrydes, når der ingen station er til stede, og man blot hører en masse sus, som man altså herefter er lykkelig fri for.

TEKNISKE DATA

AT390 kan sammenbygges med NT10, B802 og alle radioer med kraftigt sus mellem stationerne.

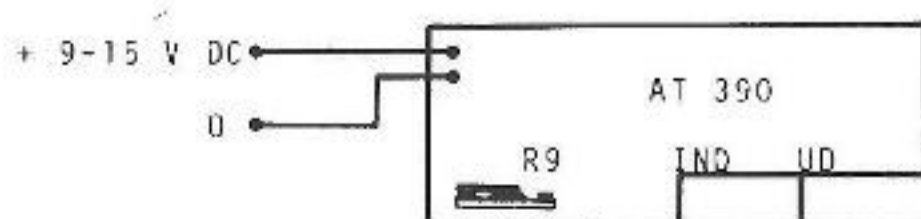
Driftsspænding	9—12 V DC
Strømforbrug ved åben støjsspærre	50—75 mA
Strømforbrug — "stand-by" mindre end	3 mA
Følsomhed ved 10 kHz indtil	100 mV
Tilslutning i serie med højttalerledning	4—16 ohm

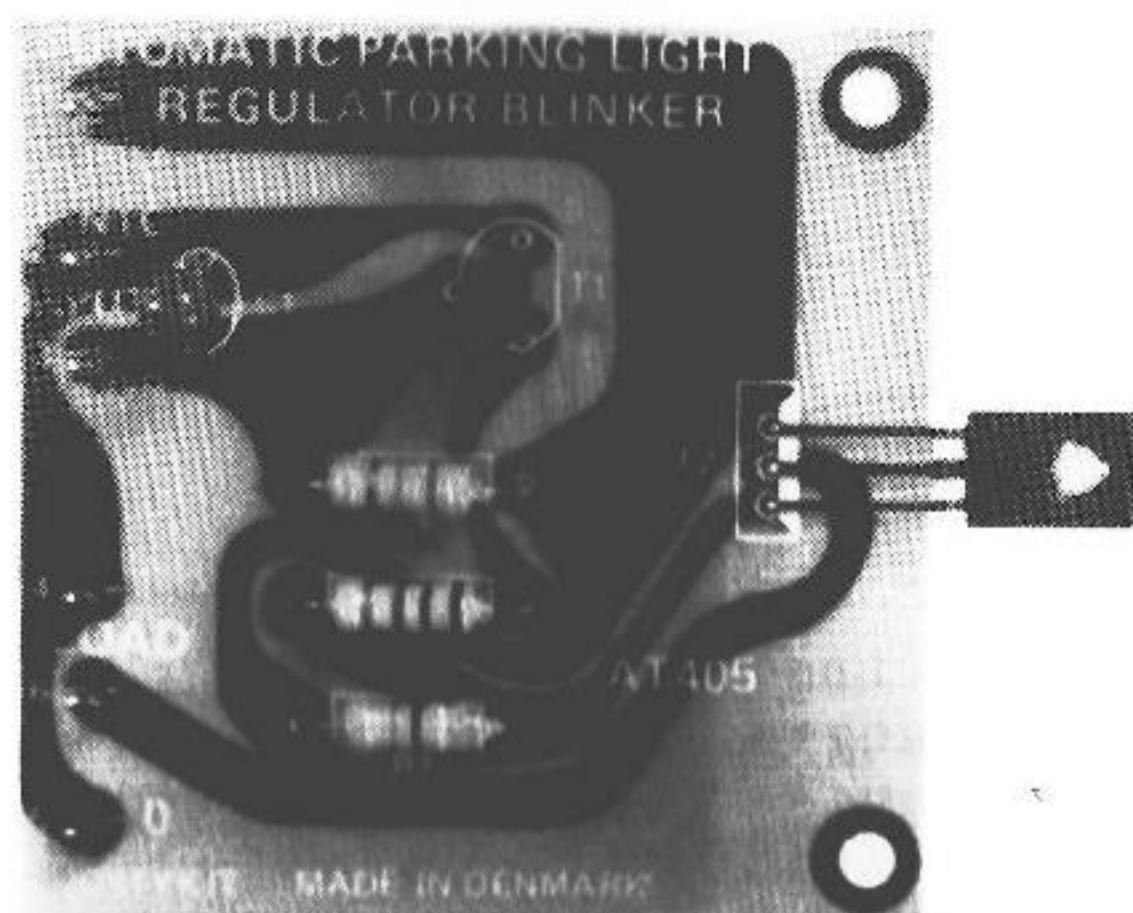
DIAGRAM



KOMPONENTLISTE

R1	18 Ohm	C1	470uF/16V	RE	12V-50mA
R2	470 Ohm	C2	220uF/16V	D1	1N4148
R3	10 k Ohm	C3	470pF	D2	AA119 el. AA143
R4	47 k Ohm	C4	4,7nF	D3	AA119 el. AA143
R5	4,7 k Ohm	C5	6,8uF/40V	T1	BC 173
R6	1 M Ohm			T2	BC 173
R7	1,8 k Ohm			T3	BC 173
R8	10 Ohm				
R9	4,7 k Ohm				





AT 405

TEKNISKE DATA

Driftspænding	9-15 V DC
Strømforbrug tomgang	0,3 mA
Strømforbrug fuld last	1000 mA
Belastning uden køleplade	1,2 Watt
Belastning med ekstra køleplade på T2	1,2 Watt
Følsomhed for skift på udgang	0,6-0,7 V

ANVENDELSE AT 405 DK

Det lille elektroniske relæ AT 405 kan benyttes som enten »mørkeblinker» eller »tusmørkerelæ».

MØRKEBLINKER

Tilslut en spænding på mellem 9 og 15 volt til loddeøjnene 1 og 5. Plus skal gå til loddeøjet mærket 1, - ellers ødelægges transistorerne. Tilslut derefter en lampe på op til 1,2 watt over loddeøjnene 4 og 6, og forbind den medfølgende foto-modstand over loddeøjnene 2 og 3.

Når det mørkner omkring fotomodstanden, vil elektronikken få lampen til at tænde, og den vil lyse på fotomodstanden, hvorefter elektronikken, som nu »mærker« lys, igen vil slukke lampen.

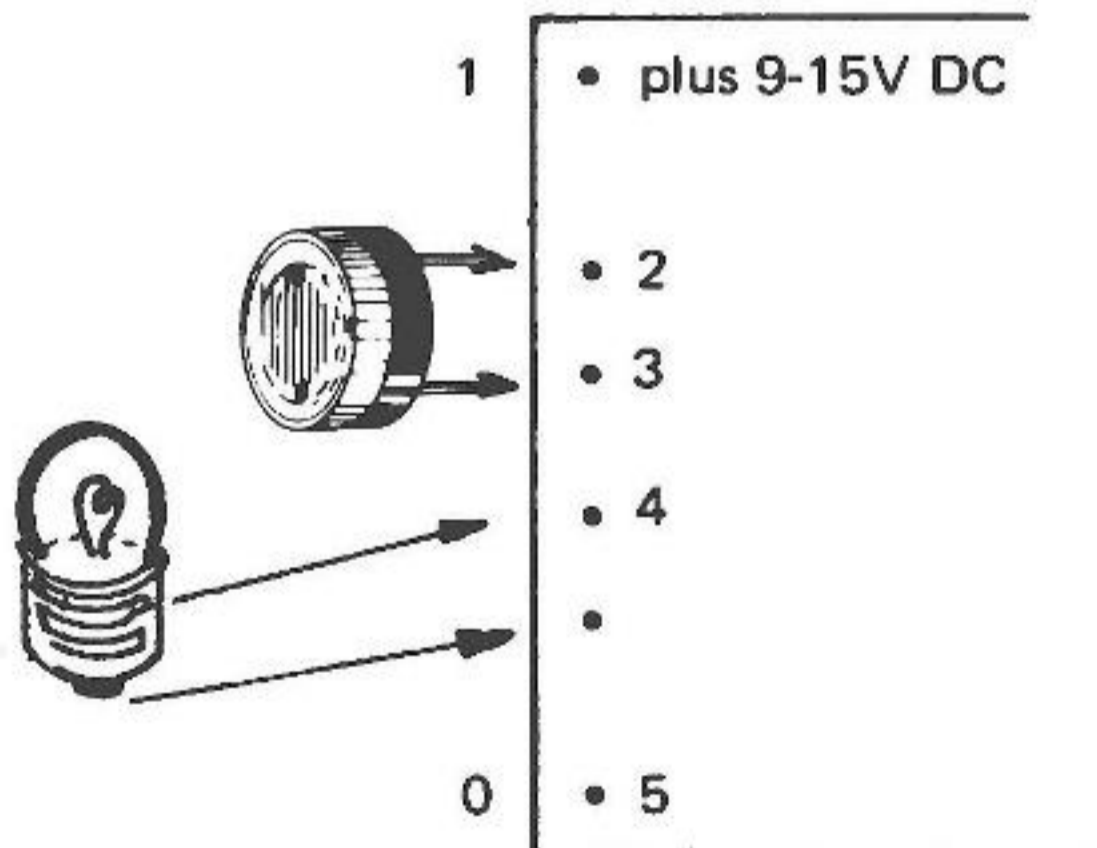
Lampen vil blinke. Blinkhastigheden er afhængig af afstanden mellem lampe og fotomodstand.

TUSMØRKERELÆ

AT 405 tilsluttes på samme måde som i eksemplet ovenfor, men hvis man anbringer fotomodstanden langt fra lampen, vil kredsløbet IKKE blinke, men blot få lampen til at lyse. Ønsker man at benytte lamper med større effektforbrug, må man spænde en køleplade på T2's metalside. Kølepladen kan være et stykke 2 mm aluminium på 10x10 cm. Kølepladen må ikke have elektrisk forbindelse med nogen af loddeøjnene på AT 405. Benyt derfor en »glimmer-isolations-skive« som mellemlæg.

Ved større udgangseffekter kan man benytte ethvert 12 volt relæ, som tilsluttes i stedet for lampen. Relækontakterne kan da skifte belastninger på omkring 3 ampere ved 220 volt. (Pas på stødfaren).

Fotomodstand
CdS type.



LOAD

Lampe 6-12 V

100 mA u. køleplade

1.000 mA m. køleplade.

KOMPONENTLISTE AT 405 DK

R1	390 Ohm
R2	1 kOhm
R3	47 kOhm
C1	100 uF/3 V
T1	BC172 el. BC171
T2	BD136 el BD234

DIAGRAM AT 405 DK

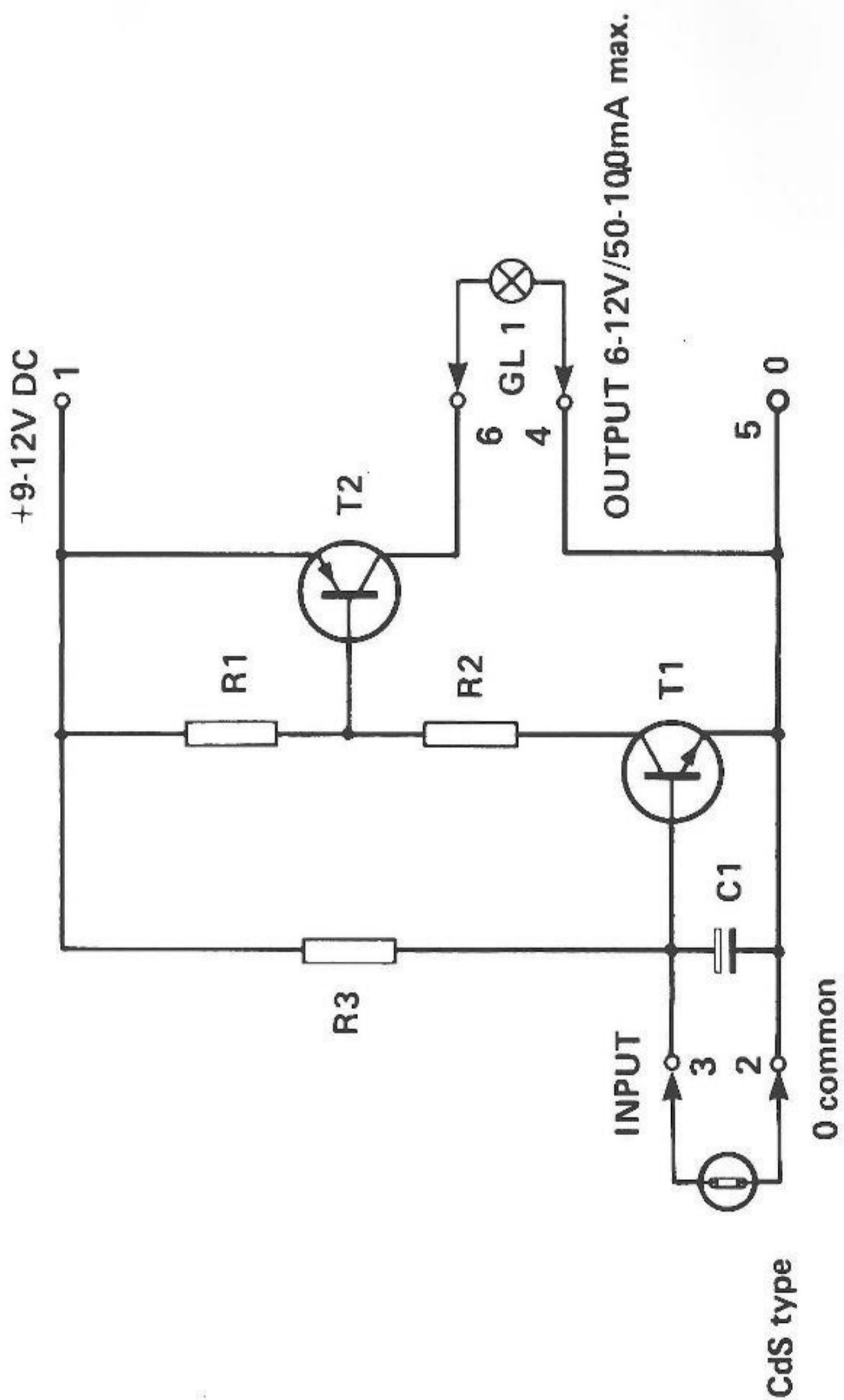
AT 405 er opbygget med en NPN og en PNP transistor. Belastninger kan indsættes i PNP-effekttransistorens kollektor til 0. I opstillinger hvori AT 405 indgår, kan man altså benytte 0 eller minus som fællesleder (auto).

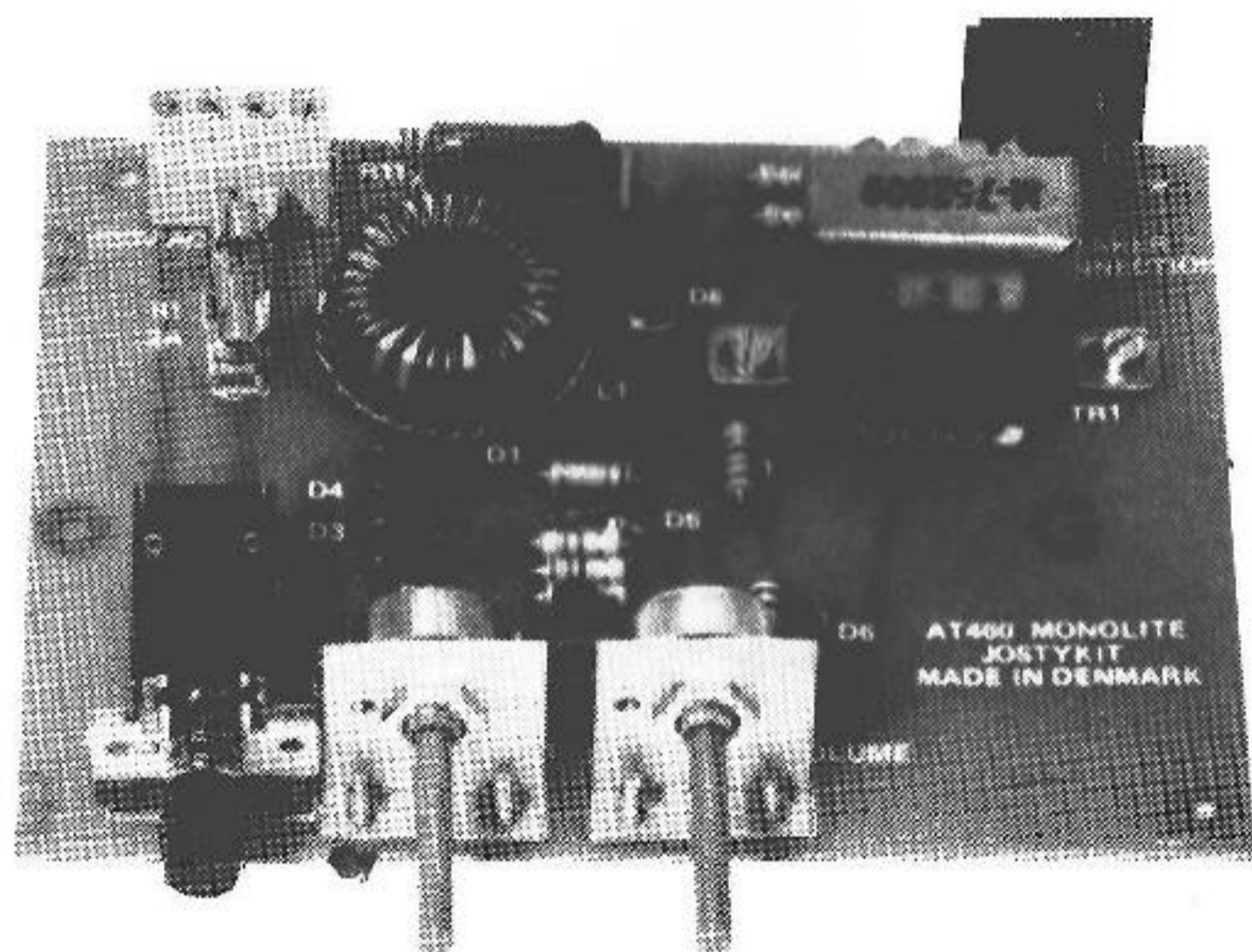
Er AT 405 tilsluttet med en fotomodstand på indgangen, vil denne fotomodstand, når den er belyst, have en ganske lille modstand.

R3, der leverer basisstrøm til T1, vil ikke kunne levere nok til både fotomodstand og transistor. Fotomodstanden er jo næsten kortsluttet når den er belyst.

Er fotomodstanden ikke belyst (eller ikke tilsluttet), vil R3 kunne udstyre T1 med kollektorstrøm. Kollektrostrømmen fra T1 vil da trække basisstrøm i T2. Herefter vil T2 trække kollektorstrøm gennem lampen, som vil lyse.

DIAGRAM





TEKNISKE DATA

Driftspænding	220-240 V AC
Max. strømforbrug	2 A
Max. belastningseffekt	400 W
Min. styreeffekt fra 4 Ohm højttalerudgang	250 mW
Justerbar for effekter på op til	60 W

TEORETISK FUNKTION AT 460 DK

AT 460 er opbygget med SCR eller THYRISTOR-styring. Det giver større sikkerhed mod ødelæggelse end med konventionelle TRIAC opstillinger.

Da SCR'er kun kan styre i den positive halvperiode, er der også indsat en brokoblet ensretter på AT 460 printpladen.

Impulsstyringen af SCR'en klarer en UNIJUNCTION dobbelttransistor. På potentiometeret R3 kan man indstille, til hvilken tid i vekselspændingsperioden SCR'en skal tænde. Jo tidligere den tænder, desto mere lyser de tilsluttede lamper.

Musikstyringen sker over en skilletransformator, TR1. Denne transformator giver sikkerhed mod, at nettet løber tilbage til forstærkeren, så den kan blive berøringsfarlig. Samtidig giver transformatoren en stor forstærkning. Det giver igen en stor følsomhed for musiksignaler.

Impulserne fra unijunctiontransistoren og transformatoren blandes i en gate med dioderne D5 og D6. Dioderne sikrer, at impulserne ikke kan løbe tilbage til den tilsluttede højtaler, som da ville »snerre» svagt.

ANVENDELSE AT 460 DK

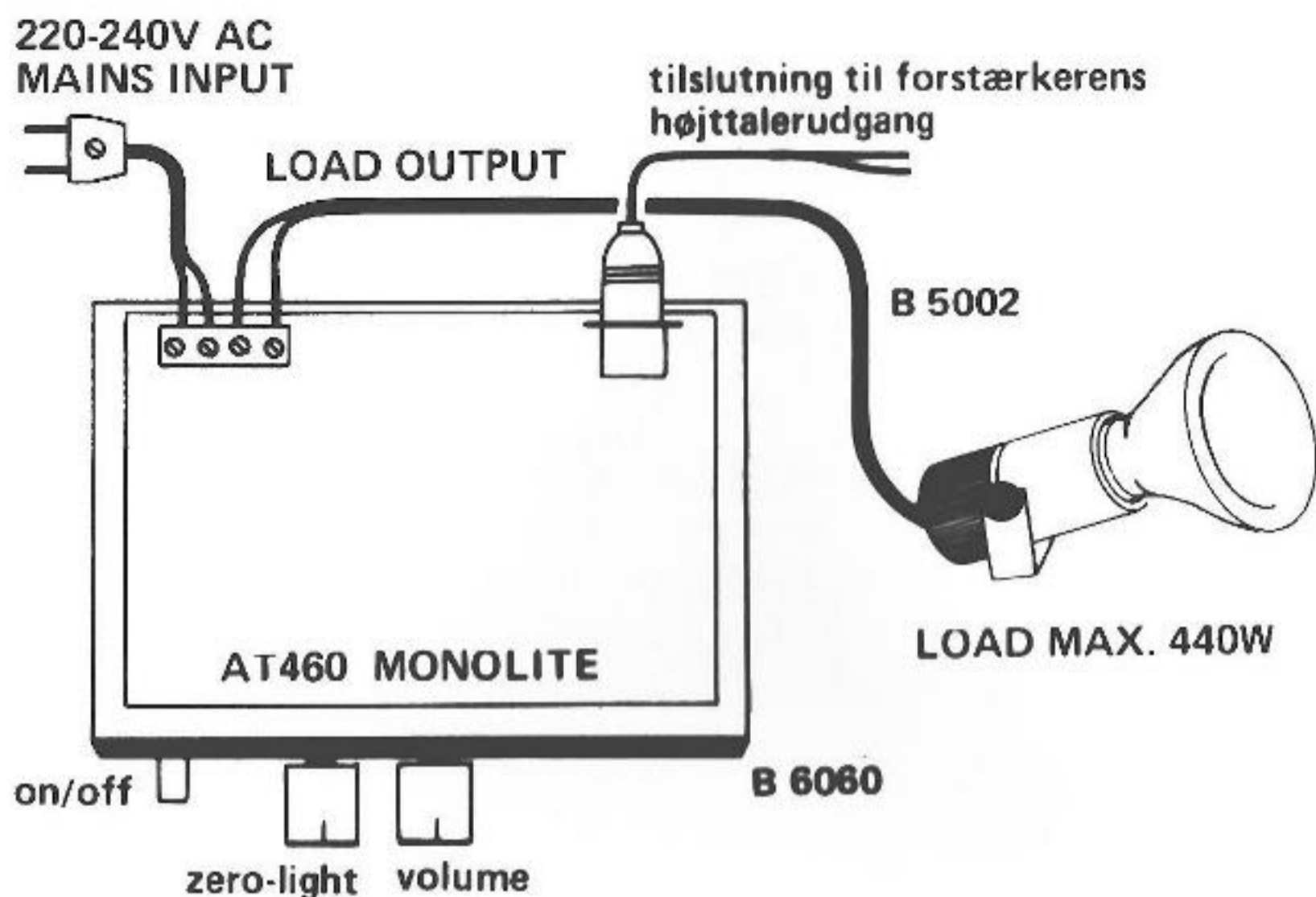
AT 460 MONOLITE forsynes med netspænding og er derfor BERØRINGSFARLIG — hvis den ikke indbygges i en isoleret plastkasse, eller JOSTYKIT's specialdesignede MONOLITE BOX, B6060.

På tegningen nedenfor kan De se, hvorledes AT 460 indbygges og tilkobles.

Det er vigtigt at benytte normerede stik, bøsninger og netkabel ved 220 volt! Kun derved er apparatet sikret mod berøringsfare.

Sæt ALDRIG strøm til apparatet, hvis det ikke er indbygget forsvarligt.

ANVENDELSE AT 460 DK



AT 460 er forsynet med en kortslutningssikker indgangstransformator på 11 Ohm (DC). De kan derfor uden fare for den tilsluttede forstærkers »liv» tilslutte AT 460 parallelt over højttaleren eller til forstærkerens ekstra højttalerindgang — forudsat en sådan findes.

Benyttes AT 460 gennemgående ved høje lydstyrker, på forstærkere med udgangseffekter over 30-50 watt, må R9 og R10 modstandene erstattes af større modstande, f.eks. 100 Ohm 1/4 W (brun, sort, brun). Følsomheden for lav styrke vil da mindskes. AT 460 kan dog varieres inden for vide grænser med volumenkontrollen R8.

ZERO LIGHT potentiometeret er en JOSTYKIT specialitet, som kun findes på mere professionelle lysshows. Med dette potentiometer indstiller man grundlyset, så lamperne lyser ganske svagt. Det giver betydeligt længere lampeholdbarhed. Desuden kan dette potentiometer benyttes ved almindelig lysregulering. Man kan endog benytte AT 460 til nedregulering af en boremaskines hastighed. I dette tilfælde er det ikke nødvendigt at benytte en forstærker til musikstyringsindgangen — hvis man da ikke vil have, at boremaskinen skal løbe i takt til musikken! (Det KAN lade sig gøre.)

Vær omhyggelig med samlingen af netstik og bøsninger. Blot en lille kortslutning vil ødelægge SCR'en D8.

Til støjdæmpning anvender JOSTYKIT en ringkernestøjspole med højt Q. Støjdæmpningen effektiviseres med en kondensator C2 og modstanden R11 med en diode i serie, D9.

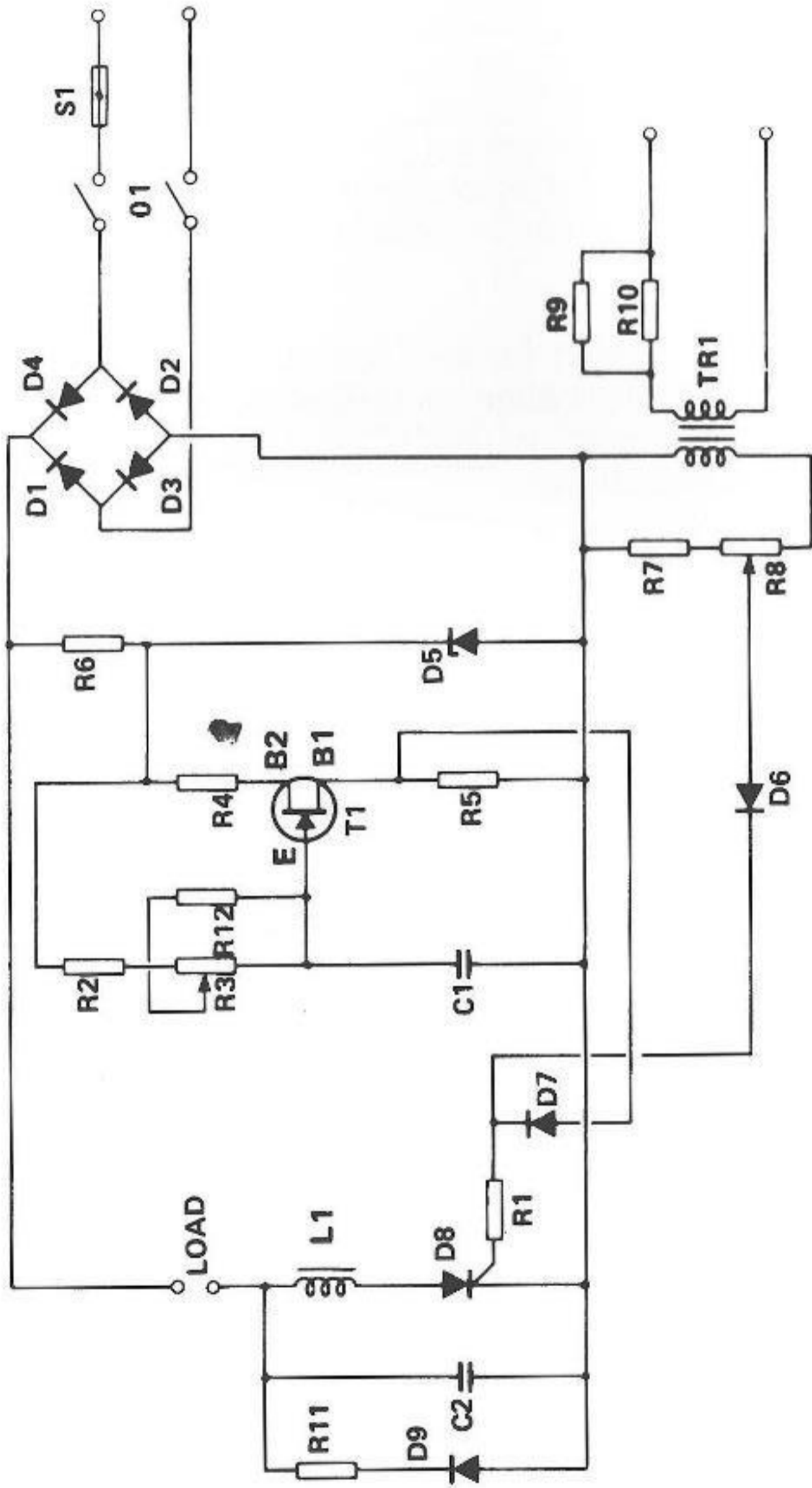
Sikringen i indgangen hindrer brandfare i opstillingen, hvis udgangen kortsluttes eller overbelastes. SCR'en, som styrer lyset, vil dog under normale omstændigheder også ødelægges ved kortslutning.

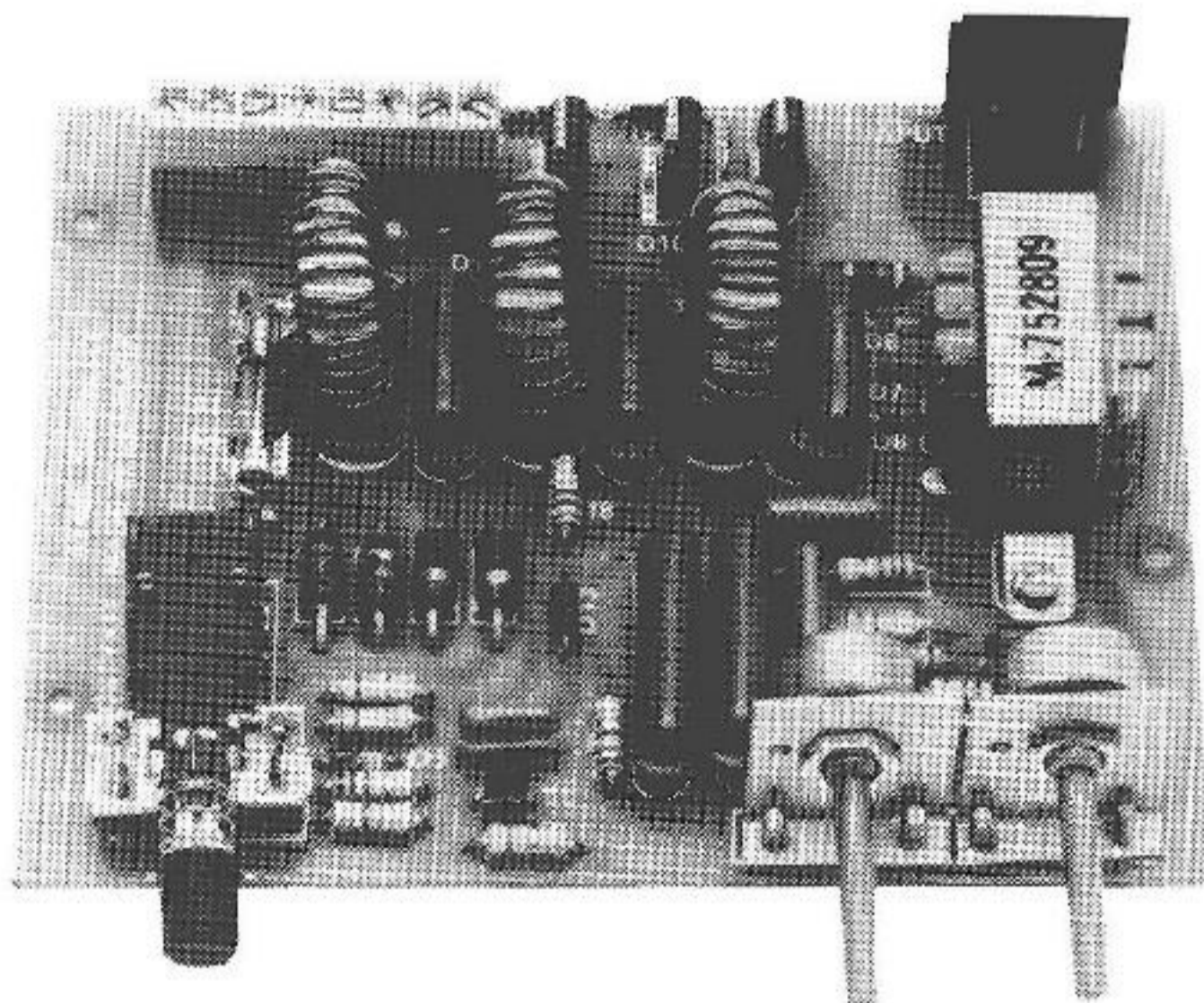
KOMPONENTLISTE AT 460 DK

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

DIAGRAM

AT460 MONOLITE JOSTYKIT DK





TEKNISKE DATA

Driftspænding	220-240 V AC
Max. strøm pr. kanal	2 A
Max. effektforbrug	1320 W
Max. belastningseffekt pr. kanal	400 W
Min. styreeffekt fra 4 Ohm højttalerudgang	750 mW
Justerbar for effekter på op til 60 W	

TEORETISK FUNKTION AT 465 DK

AT 465 er opbygget med SCR eller THYRISTOR-styring i hver af de 3 kanaler, bas, medium og diskant. Det giver større sikkerhed mod ødelæggelse end med konventionelle opstillinger.

Da SCR'en kun kan styre i den positive halvperiode, er der også indsat en stor brokøbet ensretter med 4 dioder, D1 til D4.

Impulsstyringen af alle 3 SCR'er klares af en enkel unijunctionstransistor. På potentiometeret R11 kan man indstille til hvilken tid i vekselstrømsperioden, SCR'erne skal tænde. Jo tidligere de tænder, desto mere lyser lamperne.

Musikstyring sker over en skilletransformator, TR1, som sikrer, at den tilsluttede forstærker ikke bliver berøringsfarlig. Transformatoren giver også en stor forstærkning, så lysshowet også fungerer for lavere lydstyrker.

Impulserne fra unijunctiontransistoren og transformatoren blandes i et antal gate til de tre kanaler. Dioderne sikrer, at de tre frekvensopdelte signaler ikke har alt for stor indflydelse på hinanden.

Til støjdæmpning anvender JOSTYKIT 3 ringkernespoler med højt Q. Støjdæmpningen effektiviseres med kondensatorerne C1 til C3 og de tre dioder og modstande D12-14 og R16-18.

Sikringen i netindgangen hindrer brandfare ved overbelastning eller kortslutning. SCR'erne, som styrer lamperne, vil dog under normale omstændigheder ødelægges hurtigere end sikringen, hvis man kortslutter een eller flere af udgangene.

ANVENDELSE AT 465 DK

AT 465 er forsynet med en kortslutningssikker indgangstransformator på 11 Ohm (DC). De kan derfor uden fare for den tilsluttede forstærkers liv, tilslutte den parallelt med den sædvanligt benyttede højttaler eller forstærkerens ekstrahøjttalerudgang — naturligvis forudsat en sådan findes.

AT 465 må ikke benyttes ved højere kontinuerlige lydstyrker end 30-60 watt. Såfremt man benytter AT 465 til diskotekbrug, bør seriemodstand på 100 Ohm indsættes i serie med den ene højttalerledning. Følsomheden for lav styrke vil da mindskes. Under normal brug er der ingen problemer med styrkeregulering, via volumenkontrollen R9.

LIGHT potentiometeret R11 kan stille lysstyrken for alle lamperne kontinuerligt. Når SUPERLITE benyttes med musikstyring, bør man indstille denne kontrol til ganske svag »glød«. Derved giver man de tilsluttede lamper betydeligt længere levetid.

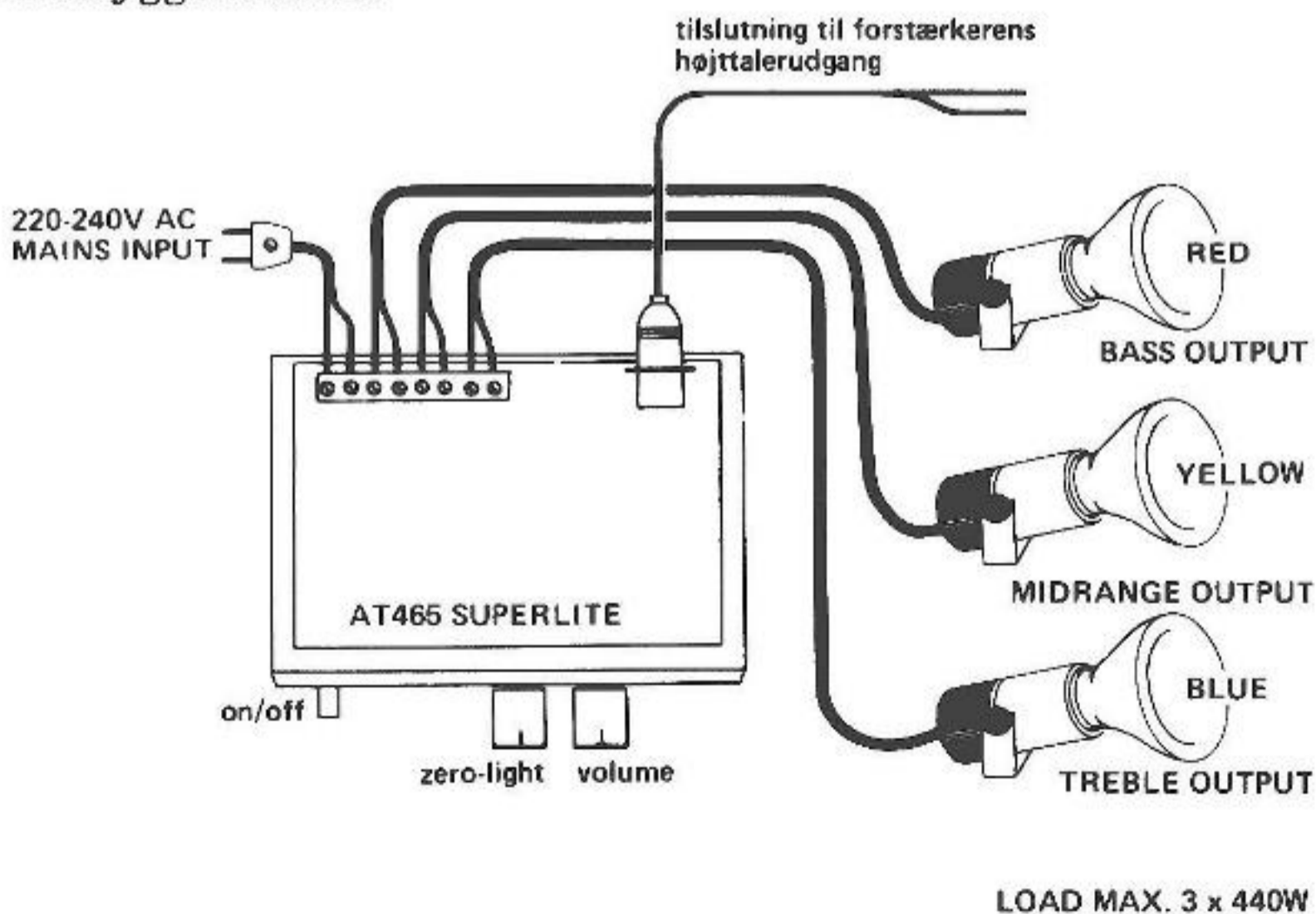
Lysshow uden denne regulering ødelægger lamperne meget hurtigt. Reguleringen benævnes ZERO LIGHT ADJ., og JOSTYKIT er en af de få fabrikanter, som giver dem denne »lampelivsforlænger».

LIGHT-potentiometeret kan også benyttes til hastighedskontrol for en eller flere boremaskiner. Hvis det ikke ligefrem er et ønske, at boremaskinen maskinerne skal rotere i takt til musikken, må stikforbindelsen til forstærkerens højttalerudgang fjernes, eller VOLUMEN-kontrollen skrues ned!

Vær omhyggelig med samling af netstik og bøsninger. Blot en lille kortslutning vil ødelægge SCR'erne D9 til D11 FØR SIKRINGEN.

ANVENDELSE AT 465 DK

AT 465 SUPERLITE forsynes med driftspænding direkte fra nettets 220 volt, og den er derfor berøringsfarlig i u-indbygget stand.



Indbyg den i en plastkasse eller JOSTYKIT's specialdesignede SUPERLITE BOX B6065.

Det er vigtigt at benytte normerede stik og ledninger, som er beregnet for 220 volt.

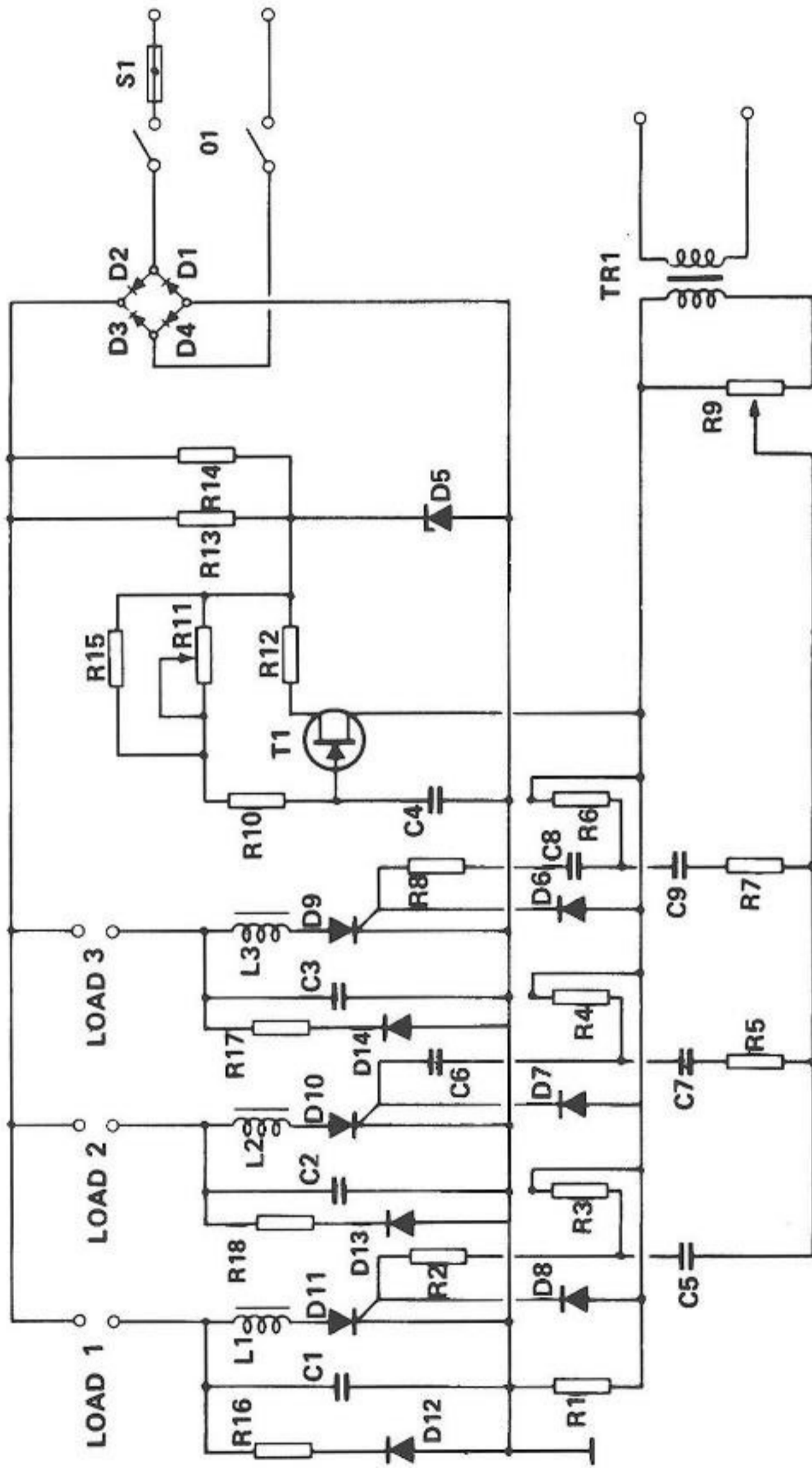
Sæt ALDRIG strøm til apparatet, hvis det ikke er indbygget forsvarligt.

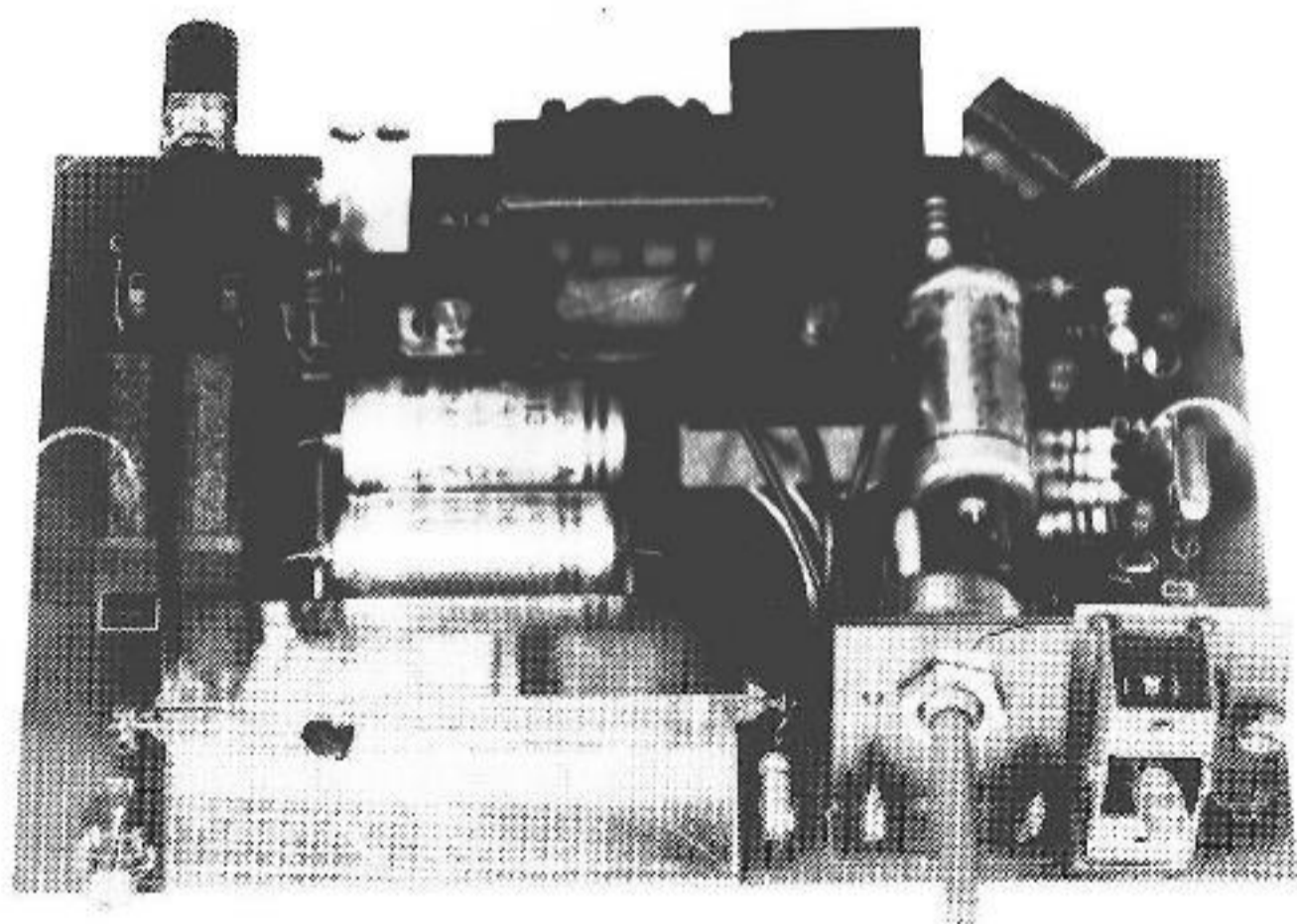
KOMPONENTLISTE AT 465 DK

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

DIAGRAM

AT465 SUPERLITE JOSTYKIT DK





TEKNISKE DATA

Driftspænding	220-240 V AC
Strømforbrug	0,2 A
Effektforbrug max.	45 W
Blinkfrekvens justerbar	ca. 1-10 Hz
Slaveblinkforsinkelse	ca. 1/1000 S
Musikstyring eller fremmedstyring fra HT-udgang min.	100 mW
Typisk lysstyrke modsvarende v. 18 DIN-film ledetal pr. blink	1,5

TEORETISK FUNKTION AT 466 DK

BLITZUDLADNINGEN

Udladningsrøret afgiver et kraftigt blink, når dets styregitter får impulser på ca. 5.000 volt. Blinket kommer som en »tæmme« gnist ved afladning af en ret stor kondensator. Kondensatoren lades op med jævnspænding gennem en ensretterdiode D1 og to strømbegrænsmodstande R12 og R13.

Styreimpulsen på 5.000 volt får man fra en udladningstransformator TR3. Denne transformator får sin impuls gennem en opladet kondensator og en styret ensretter, C2 og D5. Kondensatoren C2 lades op til ca. 200 volt gennem R1. R2 hindrer at C2 ødelægges ved overspænding.

STYRINGEN

Den integrerede kreds IC1, en ganske almindelig operationsforstærker af typen 741, kan med en omskifter fungere som selvsvingende oscillator eller som forstærker. I stilling forstærker, vælges enten mellem lysstyring fra en fototransistor, T1, eller lydstyring fra en radioudgang. Den sidstnævnte indgang kan også benyttes til impulsstyring fra en autotændspoles primærvinding - til tændingsindstilling.

ANVENDELSE AT 466 DK

AT 466 er et stroboskoplys med mange anvendelsesmuligheder. Med frontomskifteren kan man vælge mellem 3 styringsfunktioner: 1. FRILØB, 2. STYRING GENNEM INDGANGSBØSNINGEN og 3. LYSSTYRING GENNEM FOTOTRANSISTOR.

1. FRILØB

Med omskifteren i stilling FRILØB kan man med potentiometeret indstille blinkhastigheden mellem ca. 1 og 10 blink pr. sekund. Denne hastighed kan benyttes i visse tilfælde til dekoration på diskoteker etc.

Benyttes AT 466 til fastfrysning af bevægelser, må blinkhastigheden øges. Det kan kun lade sig gøre med AT 466, hvis man samtidig ændrer 2 kondensatorer. C1 og C3 må halveres for hver fordobling af blinkhastigheden. Man får 10 til 100 Hz ved at ændre C1 til 2,2 uF/350 V og C3 til 0,22 uF/35 V. Selv om C1 ladekondensatoren sættes ned, vil lysstyrken ikke falde, fordi blinkhastigheden sættes op. Når blinkhastigheden sættes op, vil blitz-røret ikke længere afgive jævnt lys. Kun ved at erstatte blitz-røret med et lignende STROBOSKOPRØR kan lysflakkeri undgås. Et sådant rør koster normalt mere end hele AT 466 opstillingen!

Ved hastighedsøgning vil man ved blitzfølgen 50 Hz eller 100 Hz opleve, at nogle blink udebliver. Det er en følge af, at opstillingen arbejder direkte på nettet uden en stor konstant spændingsregulering af de ensrettede 220 V AC.

2. STYRING FRA INDGANGSBØSNING

Højttalerindgangsbøsningen benyttes ved direkte styring af blinkfølgen.

Musiksignaler eller impulser fra en tændspoles 12 V side vil overføres og forstærkes i transformatoren. Impulserne ensrettes og filtreres, så det kun er muligt at styre med bas-toner, og således at man kun får styring for jævne spændings-spring.

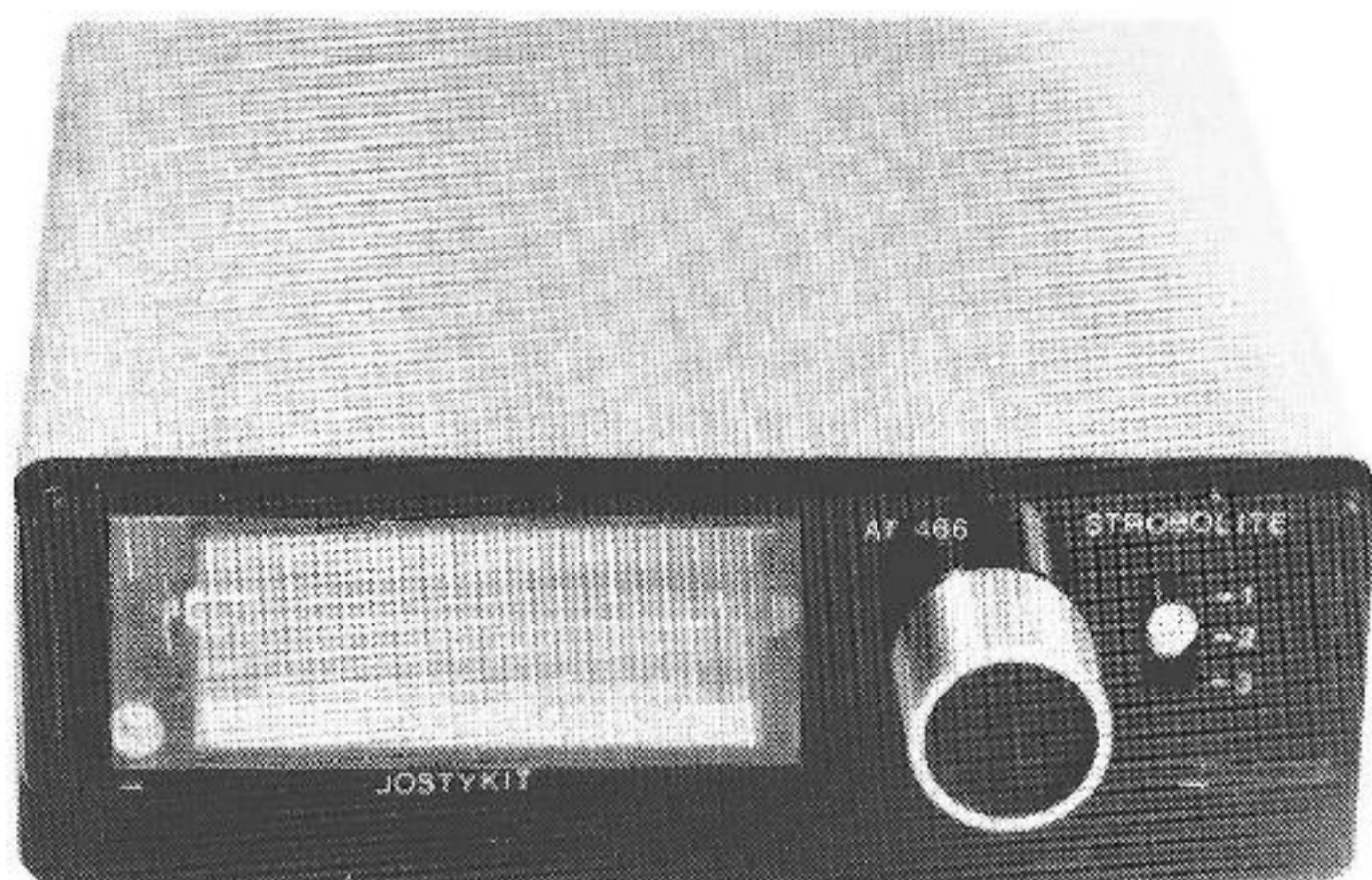
IC'en forstærker derefter impulserne med en bestemt faktor, som man kan indstille med potentiometer R5.

3. STYRING GENNEM FOTOTRANSISTOR

Man kan benytte AT 466 synkront sammen med andre AT 466'ere i stilling FOTOTRANSISTOR, eller man kan benytte den som slaveblitz.

Anvendes AT 466 KUN som slaveblitz, kan man sætte blinkstyrken op ved at gøre C1 større. Den største kondensator, der kan være på AT 466 printpladen, er en 47 uF/350 V. Man kan med en ledning tilkoble en kondensator på maksimalt 470 uF/350 V, men blinkhastigheden må da ikke være over 6 pr. minut. Ellers ødelægges blitzrøret hurtigt.

Slaveblitzen behøver ingen tilslutning til andre blitz-apparater. Den afgiver sit blink på samme tid, som en anden blitz affyres.



Med omskifteren kan man nu prøve om STROBOLITE'n fungerer på de beskrevne måder.

I stilling 1 skal AT 466 afgive blink med en på R5 indstillet frekvens.

2. stilling benyttes ved musikstyring. Her må man tilkoble en forstærker eller en radios højttalerudgang. Impedansen er 10,5 Ohm, og det betyder, at udgangseffekter over 20 W kan ødelægge modstanden R16. Indsæt en modstand på f.eks. 100 Ohm, hvis De spiller højt på en større forstærker. I stilling 3 skal AT 466 afgive et blink, hvis man tænder en kraftig lampe i nærheden.

Husk at benytte normeret netkabel og stik, så Deres STROBOLITE ikke er LIVSFARLIG AT BERØRE.

ANVENDELSE AT 466 DK

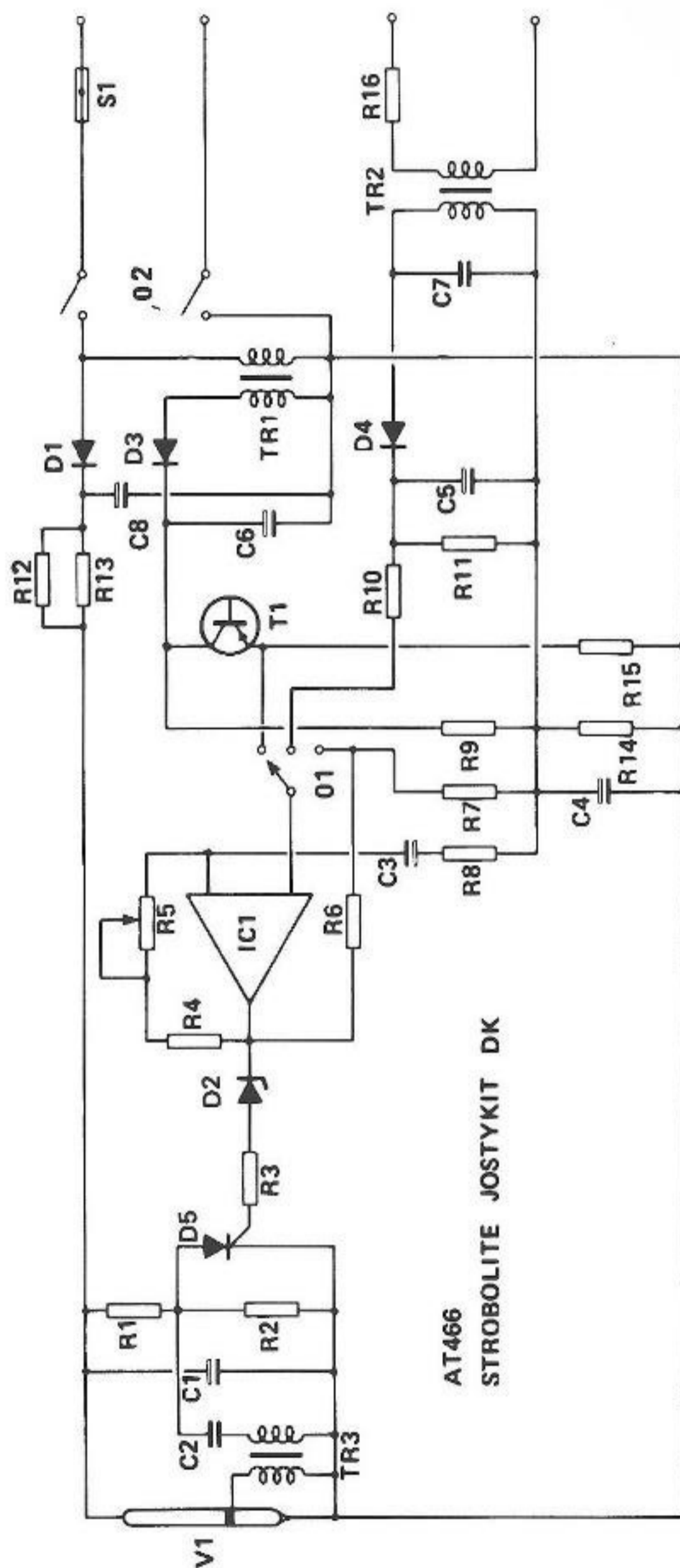
Efter indbygning i en isoleret plastkasse med gennemsigtigt låg, eller JOSTYKITs specialdesignede STROBOLITE BOX - se billedet, kan man slutte strøm til AT 466.

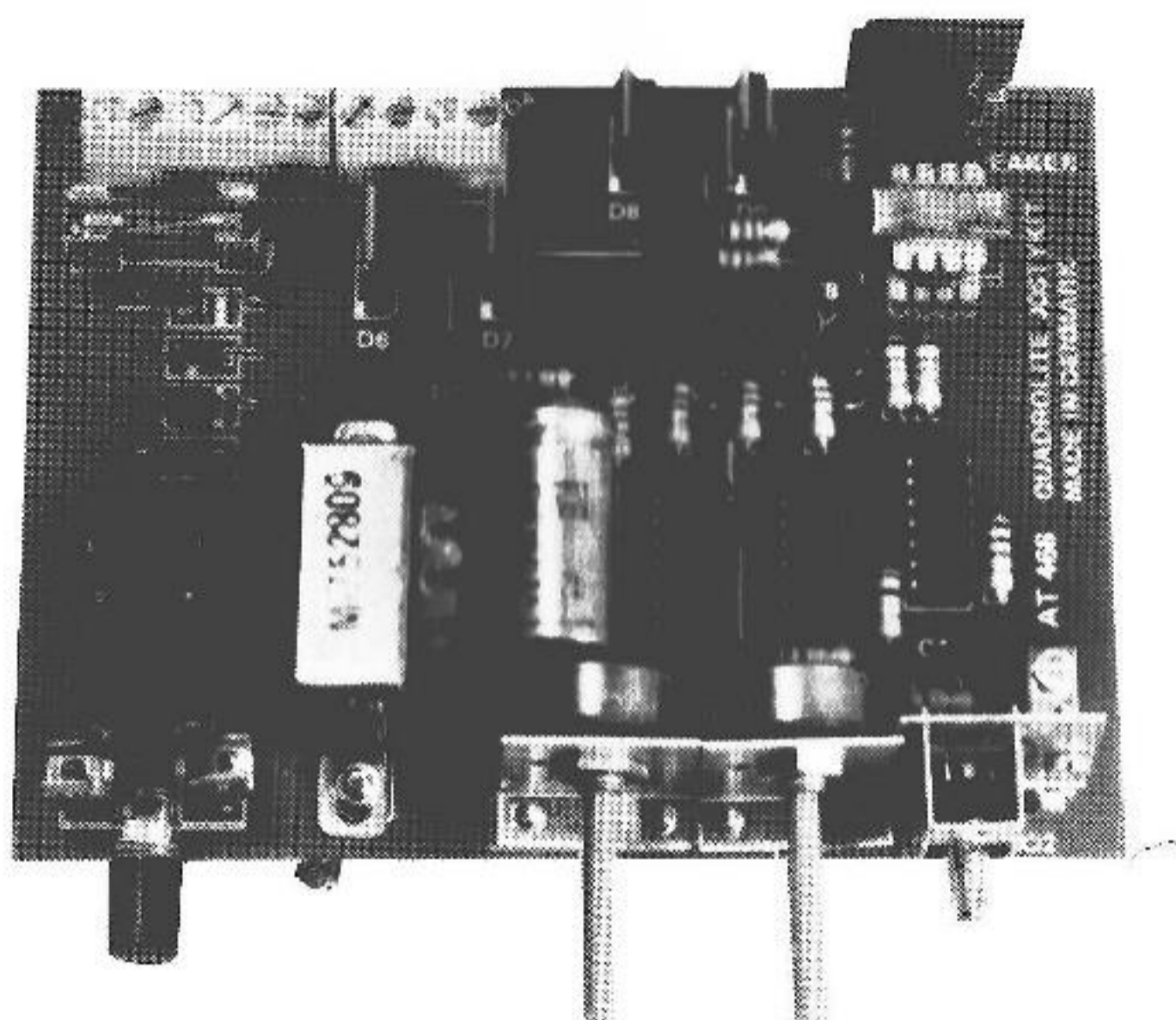
Slut aldrig strøm til AT 466, hvis den ikke er indbygget. Den drives direkte fra nettet, og det er derfor **FORBUNDET MED LIVSFARE** at benytte den uden kasse..

KOMPONENTLISTE AT 466 DK

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	T602 udladningsrør

DIAGRAM





TEKNISKE DATA

Driftspænding	220-240 V AC
Strømforbrug max.	2 A
Max. belastningseffekt pr, kanal	400 W
Min. styreeffekt fra 4 Ohm højttalerudgang	250 mW
Løbestyrings hastighed	1-10 sekunder

TEORETISK FUNKTION AT 468

AT 468 SUPERLITE er opbygget med holdbare SCR'er eller thyristorer i hver udgang. Det tillader lampebelastninger til den maximale effektgrænse, selv om startstrømmen for de kolde lamper er op til 10 gange højere end den påstemplede værdi.

Almindelige TRIAC'er ville ikke kunne tåle sådanne belastninger gennem længere tid.

Da SCR'er kun kan styre den positive halvperiode, benyttes en brokoblet ensretter med 4 dioder til ensretning.

For at få et støjfrit skift fra kanal til kanal er AT 468 forsynet med 4 gates - i form af 8 transistorer, som kun tillader at lamperne tændes, når netfrekvensen passerer nulpunktet.

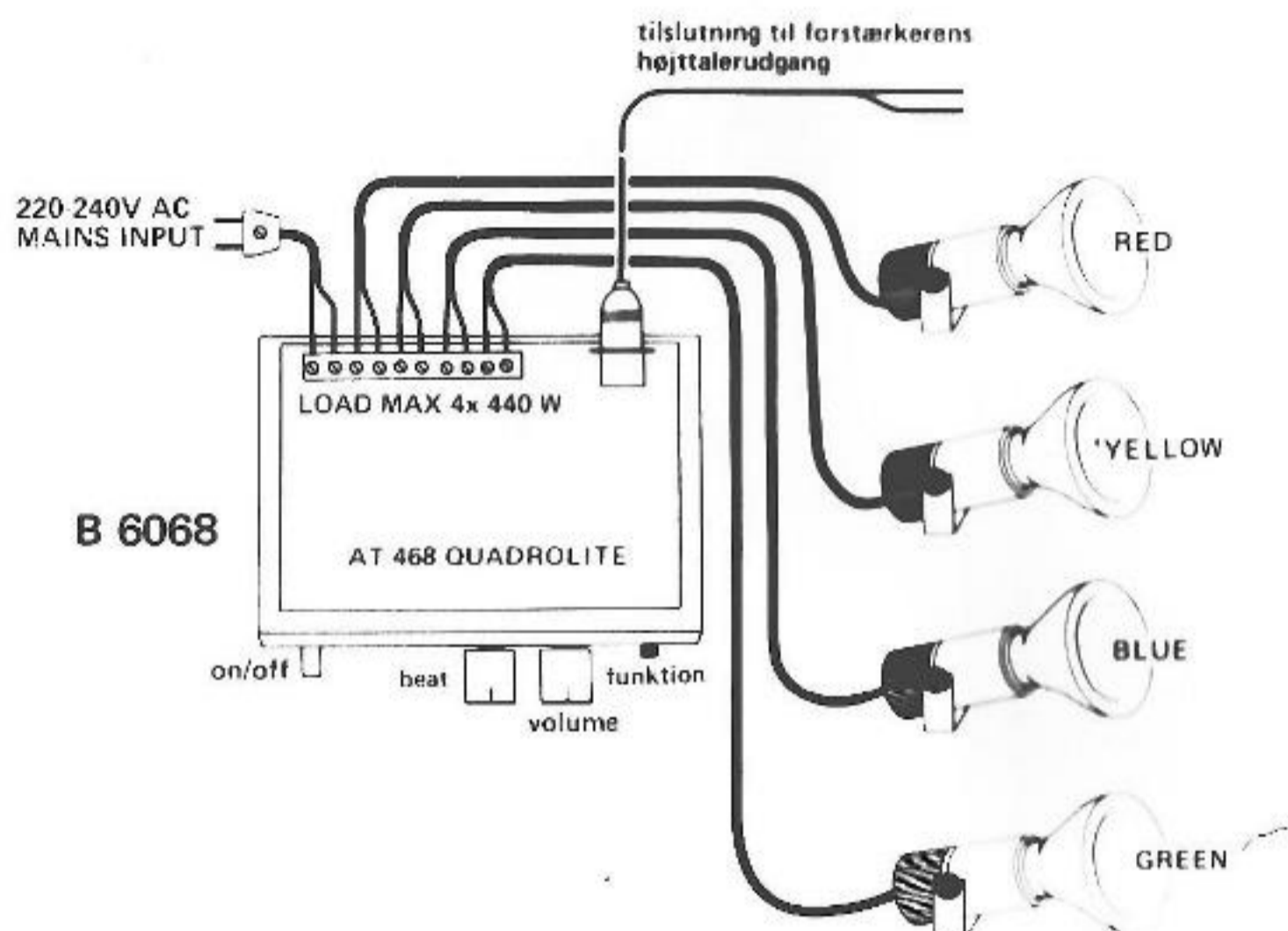
Det er derfor ikke nødvendigt med støjspoiler i AT 468.

De 3 C-MOS kredse styrer de 4 SCR'er.

IC1 er en dobbelt flip-flop. De to flip-flop'er trigges gennem en schmitt-trigger eller gennem en oscillator. Schmitt-triggeren er opbygget med to af de 4 gates i IC3 (4011). Oscillatoren er opbygget over de to andre gates i IC3. Med funktionsomskifteren vælger man, hvilken af de to triggeformer, der skal tælles i flip-flop'erne.

Flip-flop'ernes 4 udgange dekodes af 4 gates i IC2 til de 4 SCR-udgange. Da SCR'erne skal have gateimpulser på over 1 mA, forstærkes strømmene fra C-MOS IC'erne op i transistorerne T1 til T4. Transistorerne virker samtidig som fasevendere for de 4 dekodede signaler. Fasevendingen er nødvendig for at man kun har een af de 4 lampesektioner tændt pr. gang. Uden fasevendere ville man have 3 tændte lampesektioner og een slukket.

Musikstyringen fra forstærkerens højttalerudgang optransformeres og skilles af fra nettets fase med en lille transformator, TR2. Musikimpulserne fra TR2 ensrettes, og en kondensator, C1, lades op. Kun spidserne vil overføres til schmitt-triggeren (impulsformer), også selv om musikniveauet hæves. Det er fordi det kun er de største spidser af jævnspændingen, som overføres gennem C3 kondensatoren.



ANVENDELSE

AT 468 SUPERLITE tilsluttes som på tegningen ovenfor. Man kan forbinde lamper på hver kanal på op til 440 watt. Såfremt man arrangerer et større antal lamper i en kreds, opnår man en typisk »Broadway«-effekt. Det ser ud, som et antal lyspletter roterer.

Omskifteren på forsiden har 3 stillinger - kun de to benyttes. I nederste stilling skifter lamperne kun ved musikstyring. Med omskifteren i midterstilling er AT 468 omkoblet til frit løb. Når omskifteren står i den øverste stilling, vil lysshowet »blafre« tilfældigt. Denne stilling er egentlig fri, og den kan sammenkobles med midterstillingen ved at lodde en kortslutning over på A302 printpladens frie tilslutning til den nærmeste tilledning. Som De måske vil huske fra montageafsnittet punkt. 16, benyttedes kun 3 af tilledningsmulighederne.

FRIT LØB

-stillingen benyttes, hvis man ikke vil styre lampespringene med musik.

Lampebevægelsen vil da være jævn, med en hastighed som bestemmes af BEAT potentiometeret R2. Med dette potentiometer kan den mest effektive løbehastighed indstilles - lige fra langsomme »step» på 1 skift pr. sekund til meget hurtige step på 5-10 skift pr. sekund.

Den hurtige stilling er mest velegnet i forbindelse med lysløb, mens den langsomme stilling egner sig til belysning over et dansegulv.

MUSIKSTYRING

-stillingen benyttes fortrinsvis i forbindelse med diskotekudstyr.

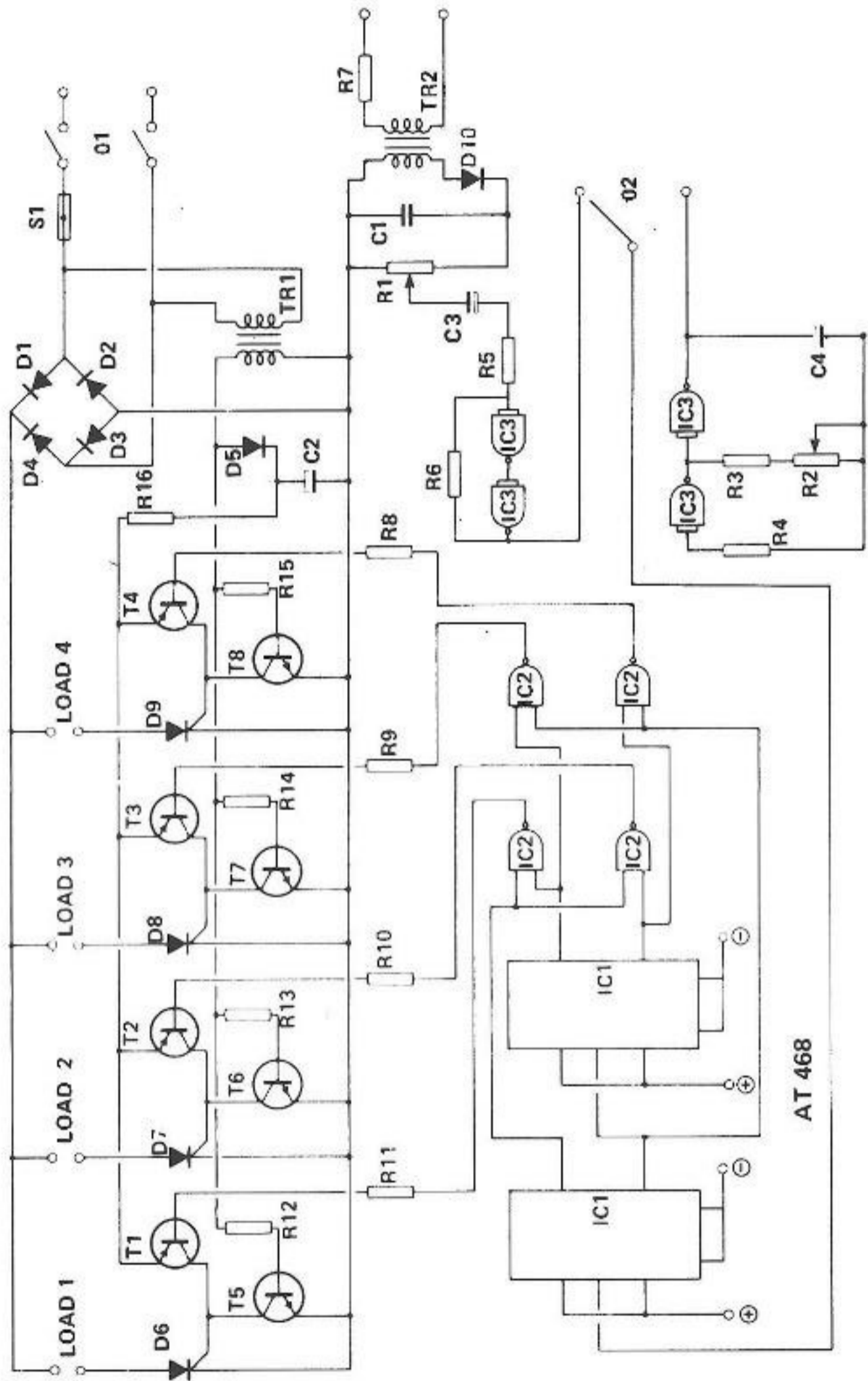
Med volumenkontrollen R1 indstiller man ved hvilke musikniveauer, lamperne skal skifte. En avanceret automatisk volumenregulering tilpasser indenfor vide grænser styringen, således at både svage og stærke niveauer i samme musikstyrke giver lampeskift - blot grundvolumen er indstillet nogenlunde. Med volumenkontrollen bestemmer man kun, ved hvor kraftige mellemniveauer, der skal skiftes. Stilles kontrollen lavt, vil kun slagøj og trommer forårsage skift, mens man med højere volumenindstilling også vil få skift for andre instrumenter.

Hvis den benyttede forstærker afgiver udgangseffekter på over 10 watt, må modstanden R7 udskiftes med en anden på f.eks. 100 Ohm evt. 2 watt.

KOMPONENTLISTE AT 468 DK

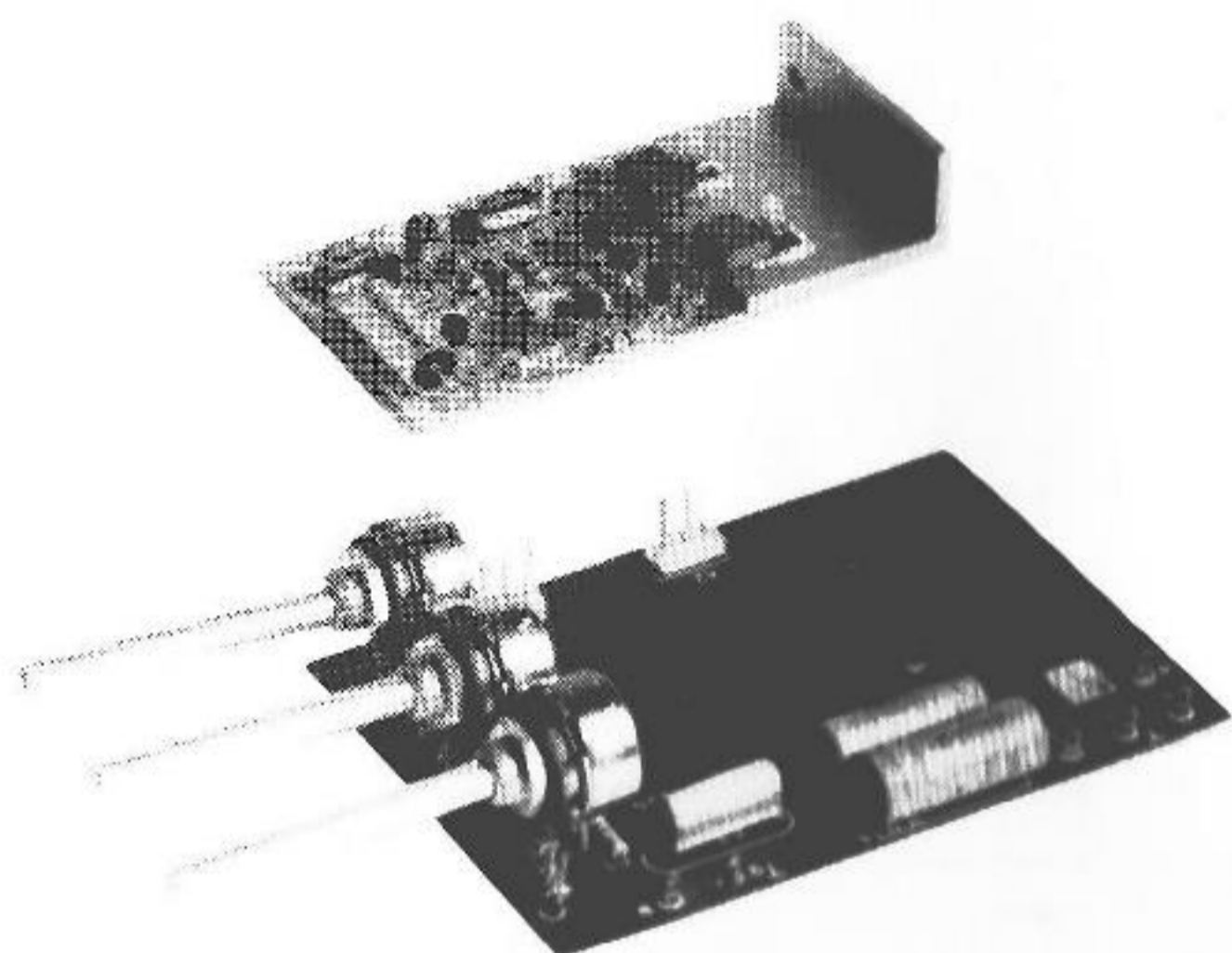
R1	470 kOhm	D1	1N4005
		D2	1N4005
R2	470 kOhm	D3	1N4005
		D4	1N4005
R3	100 kOhm	D5	1N4148
R4	100 kOhm	D6	S2062D
R5	100 kOhm	D7	S2062D
R6	1 MOhm	D8	S2062D
R7	10 Ohm	D9	S2062D
R8	18 kOhm	D10	1N4005
R9	18 kOhm		
R10	18 kOhm		
R11	18 kOhm		
R12	27 kOhm		
R13	27 kOhm		
R14	27 kOhm		
R15	27 kOhm		
R16	100 Ohm		
C1	100 nF/250 V		
C3	1000 uF/16 V		
C3	1 uF/35 V		
C4	0,47 uF/35 V		
T1	MEO412		
T2	MEO412		
T3	MEO412		
T4	MEO412		
T5	BC171B el. BC174B		
T6	BC171B el. BC174B		
T7	BC171B el. BC174B		
T8	BC171B el. BC174B		
IC1	4027		
IC2	4011		
IC3	4011		
TR1	9 V/220 V		
TR2	8/10 kOhm		

DIAGRAM



JOSTYKIT MADE IN DENMARK

AT 468

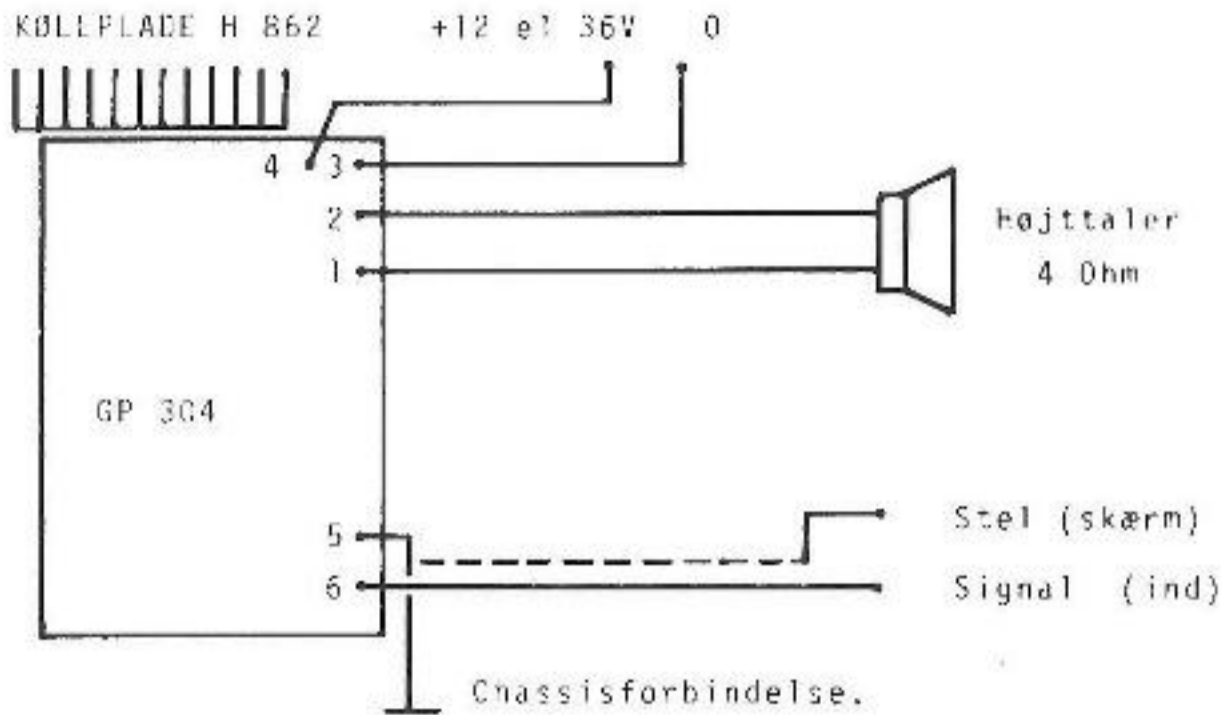


ANVENDELSE

GP 304 er et grundprint til en 4 Watt forstærker, hvor man med ydre komponenter udnytter noget af AF 310's store forstærkning til tonekontrol. GP 304 har fået navnet "Jumbo", og denne opstilling med en AF 310 er da også sej som en elefant. AF 310 bygges til 12 volt. "Jumbo'en" kan tilsluttes en høretelefon eller radiostikket på en kassette båndoptager, grammofon eller radioforsats og giver masser af styrke og god klang på en 4 ohm's højttaler. Effekten er størst ved 15 volt fra 12 volt akkumulator — der jo giver 15 volt i fuldt opladt tilstand — men også 3 lommelampeelementer (3 x 4,5 volt = 13,5 volt) er gode. "Jumbo" er den bedste "lav-pris"-forstærker med tonekontrol.

TEKNISKE DATA

Forsyningsspænding	12 eller 36 volt
Strømforbrug	30 til 400 mA
Følsomhed for 1 W min.	100 mV
Justerbar max	1000 mV
Frekvensgang 3 dB	50—20.000 Hz
Signal/støjforhold	60 dB
Forvrængning v. 1000 Hz og 4 ohm	0,4%
Regulering bas/diskant	20 dB
Tilslutning HT	4—16 ohm
Effekt v. 15 el. 36 V og 10% forvr.	4 eller 10 Watt

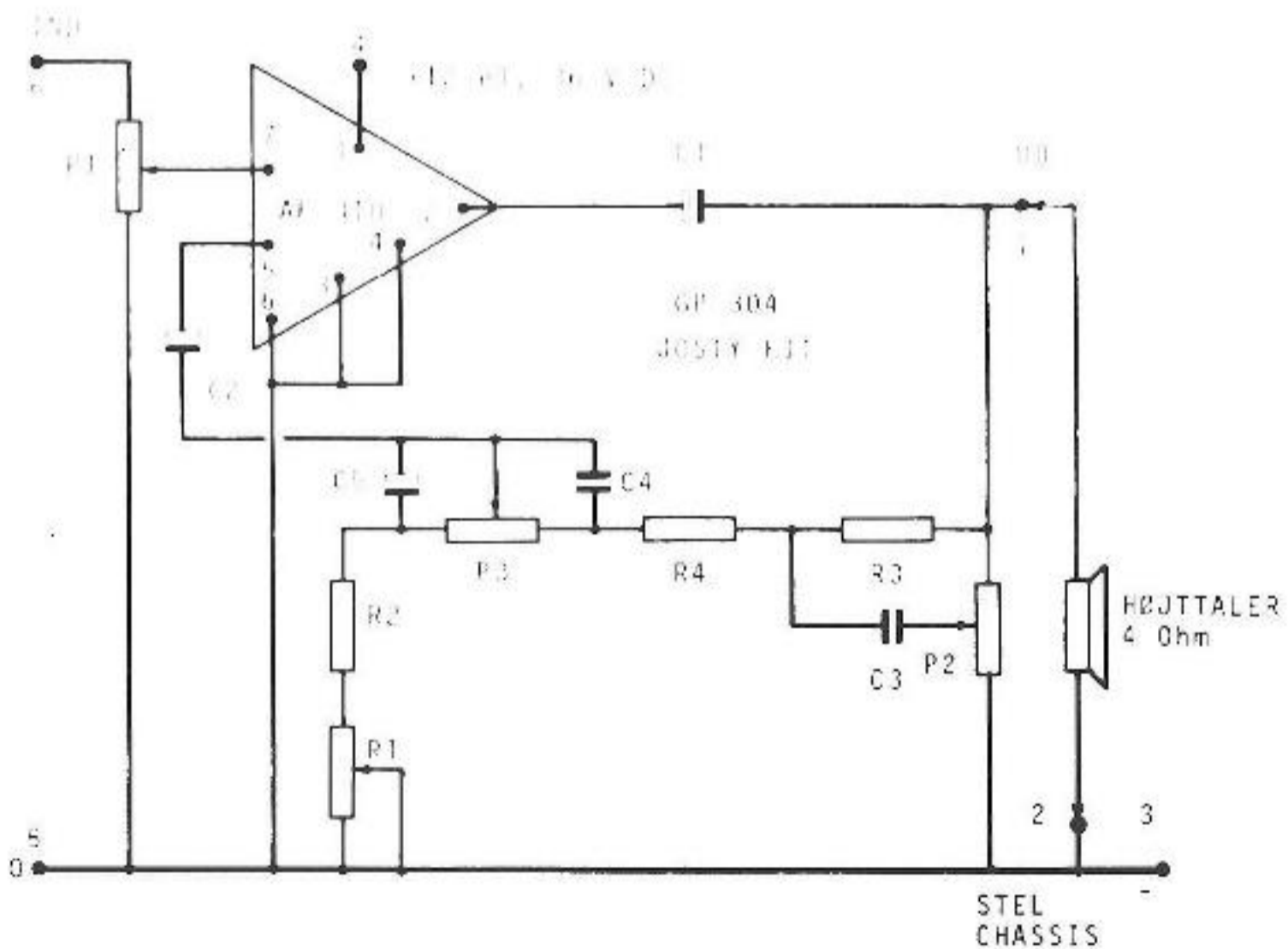


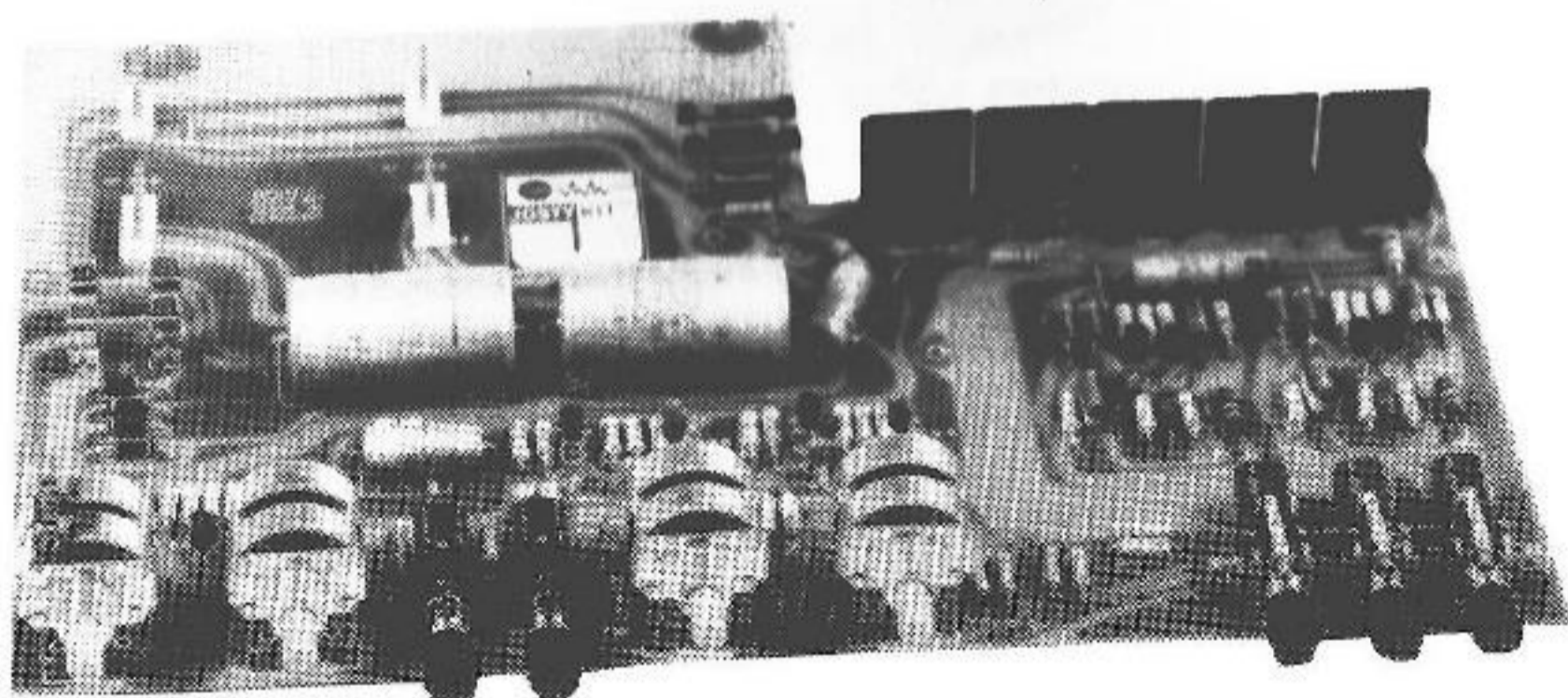
KOMPONENTLISTE

R1 1 kohm 1/4 Watt
 R2 22 ohm 1/4 Watt
 R3 470 ohm 1/4 Watt
 R4 100 ohm 1/4 Watt
 C1 470uF/35-40V
 C2 220uF/35-40V
 C3 470 nF

C4 470 nF
 C5 6,8uF/40V
 P1 22 kohm
 P2 2,2 kohm
 P3 2,2 kohm
 K1 4 pol connector
 K2 3 pol connector

DIAGRAM





DIN-bøsningerne på bagsiden af GP 310 er koblet, som foreskrevet i DIN-norm 45.500. PICK-UP indgangen er beregnet for dynamisk PICK-UP uden forforstærker indbygget i grammofonen. Hvis man vil anvende en krystal PICK-UP til denne PICK-UP indgang, må følgende ændringer i grundprintet GP 310 foretages:

R1 placeres på R2's plads

R2 placeres på R1's plads

C14 monteres ikke og

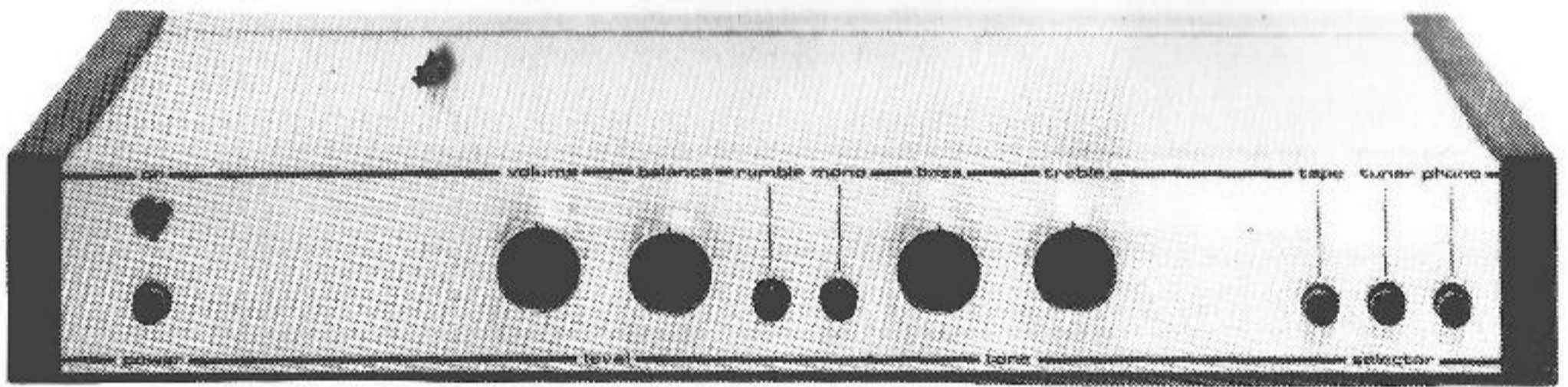
C15 erstattes af en kortslutningsbøjle

Det skal pointeres meget kraftigt, at det under normale forhold er uvæsentligt, om de tilsluttede signalkilder har den samme indgangsimpedans som GP 340. Selv en forskel på 10 gange vil ofte være uden betydning!

JOSTYKIT anbefaler transformatorerne T501 eller T310 til GP 310-2 med 2 stk. AF 310-3 udgangsforstærkere.

TEKNISKE DATA

Udgangseffekt ved specificeret forvrængning, 1 kHz, sinuseffekt	2 x 15,5 W/4 Ohm 2 x 12 W/8 Ohm
Musikeffekt	2 x 25 W/4 Ohm 2 x 20 W/8 Ohm
Højttalerimpedans	4 eller 8 Ohm
Harmonisk forvrængning DIN 45.500	
1 kHz, 50 mW udgangseffekt	0,2% max.
40–12.500 Hz, –3 dB af fuld effekt	0,6% max.
1 kHz, ved angiven udgangseffekt	1%
Intermodulation DIN 45.500	1% max.
Frekvensområde DIN 45.500	20–20.000 Hz –1 dB
Effektbåndbredde DIN 45.500	10–35 kHz ±3 dB
Dæmpningsfaktor DIN 45.500	min. 20
Indgang lavohm pick-up	4 mV/47 kOhm
Indgang TUNER	250 mV/47 kOhm
Indgang TAPE	250 mV/47 kOhm
Udgang TAPE	200 mV/470 kOhm
Signal/støjforhold DIN 45.500	
50 mW, lavohm pick-up	min. 51 dB
50 mW, TUNER	min. 54 dB
50 mW, TAPE	min. 54 dB
Kanaladskillelse DIN 45.500	
ved 1 kHz alle indgange	min. 55 dB
ved 250–10.000 Hz	min. 45 dB
Basregulering ved 40 Hz	± 10 dB
Diskantregulering ved 12.500 Hz	± 10 dB
Rumblefilter ved 20 Hz	– 16 dB



Det er vigtigt at benytte et metalchassis til GP 310-2. Et metalchassis skærmer af for udefra kommende brumfelter, og det hindrer samtidig mulighed for selvsving.

Da GP 310 er forsynet med en særdeles følsom forforstærker (5 mV), som kan udstyre forstærkeren fra en dynamisk pick-up, er den samtidig meget følsom for brum.

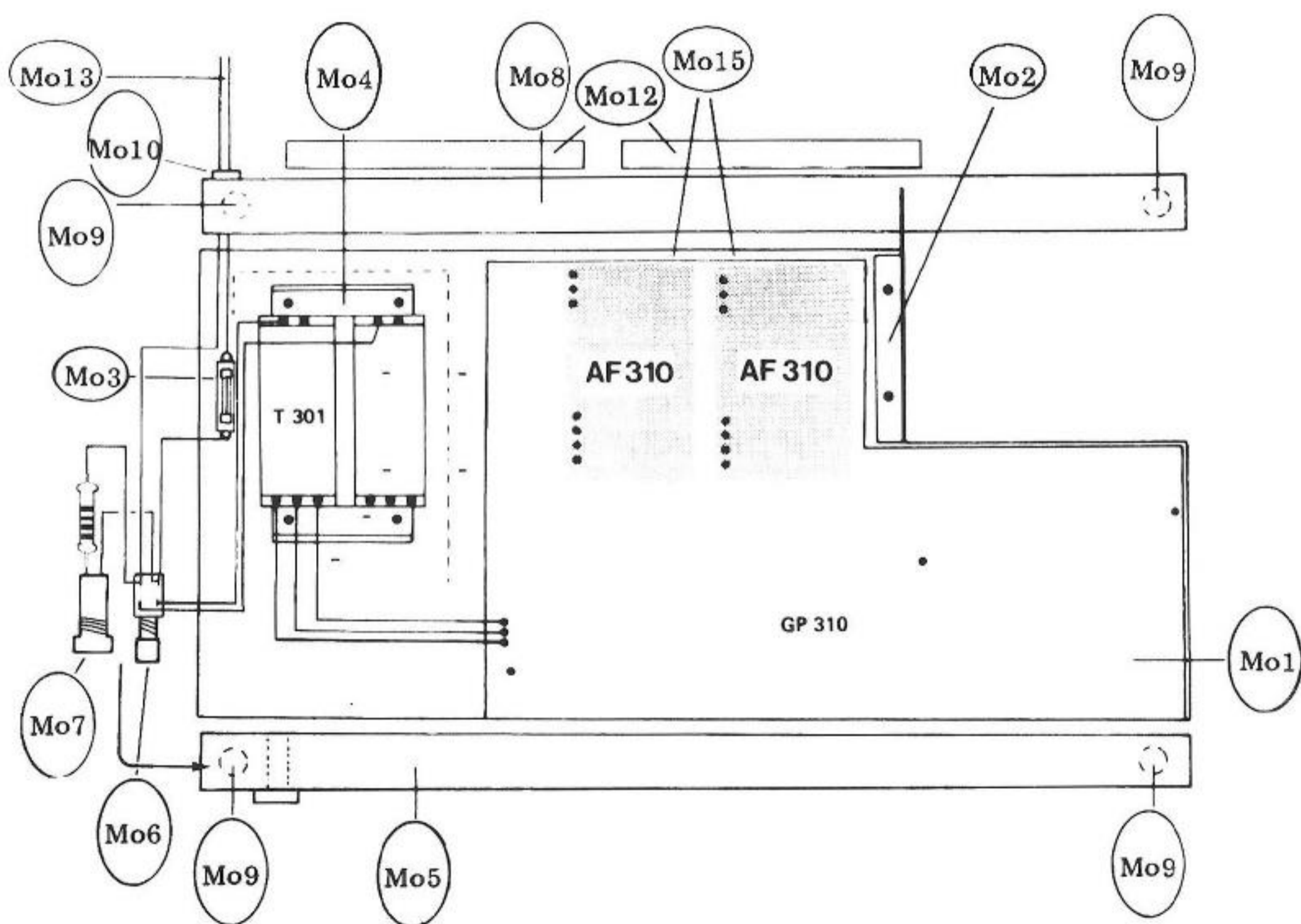
I praksis skal man altså ikke alene benytte en metalbundplade, men også gerne metalsider og låg, for at få signal/støjforholdet så fint som muligt.

Forstærkeren får stelforbindelse gennem monteringskruen mellem connectorstikkene K1 og K2. Derfor er det nødvendigt at benytte et metalafstandsstykke her — og også gerne ved de andre opspændinger.

Tegningen på den modsatte side viser, hvorledes JOSTYKIT selv indbygger GP 310-2 i SYSTEM 310-2 med chassiset SYSTEM 310-340 CH.

CHASSISMONTERING AF GP 310-2 SOM I JOSTYKIT SYSTEM 310-2

- 1: Grundprint
- 2: Skærmvinkel
- 3: Sikringsholder
- 4: Transformator
- 5: Forplade
- 6: Netafbryder
- 7: Glimlampe
- 8: Bagplade
- 9: Selvklæbende gumriben
- 10: Gummibøsning
- 11: Køleprofiler
- 12: Netledning
- 13: Sikringer
- 14: Udgangsforstærkere

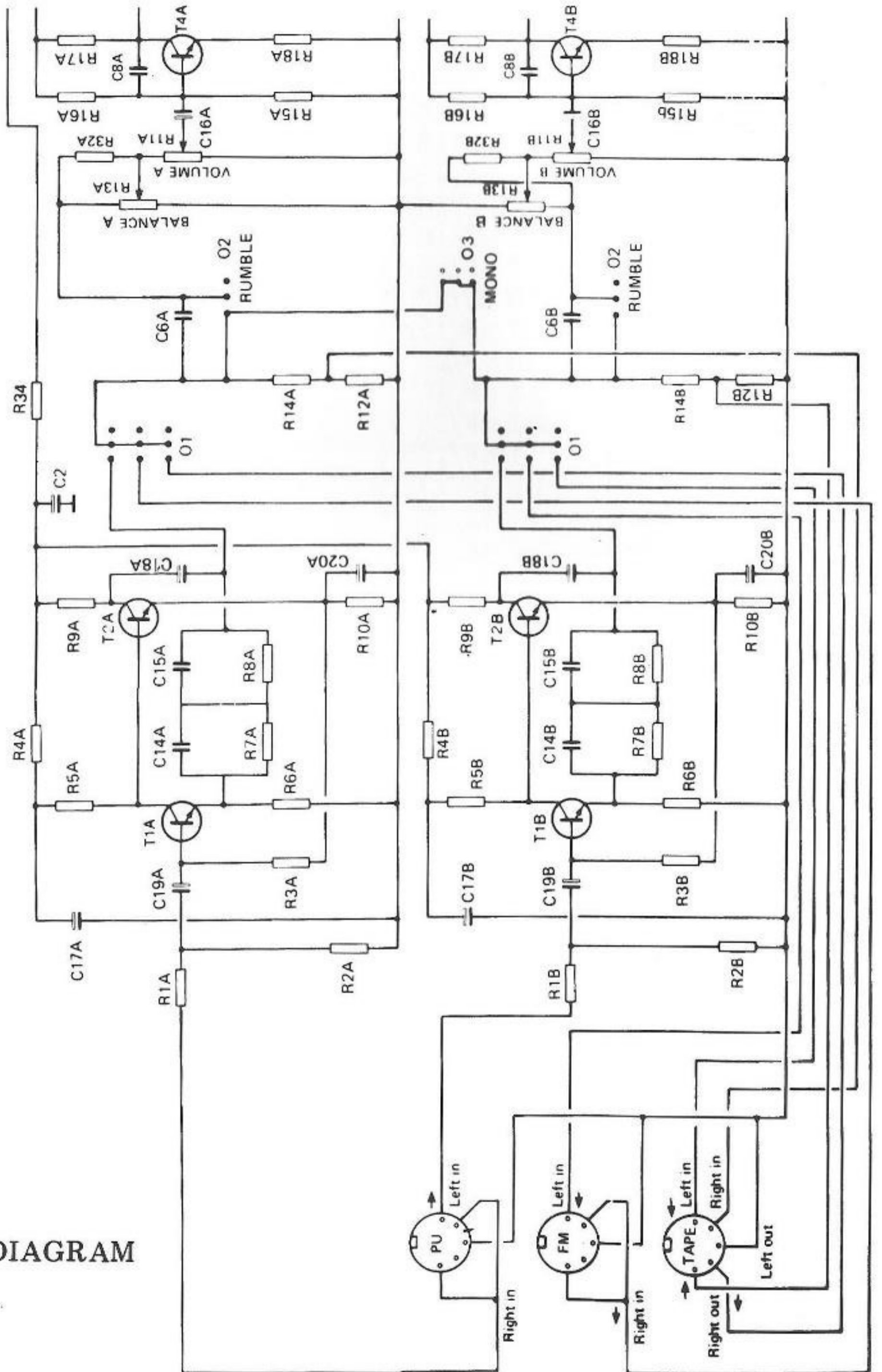


RESERVEDELSLISTE

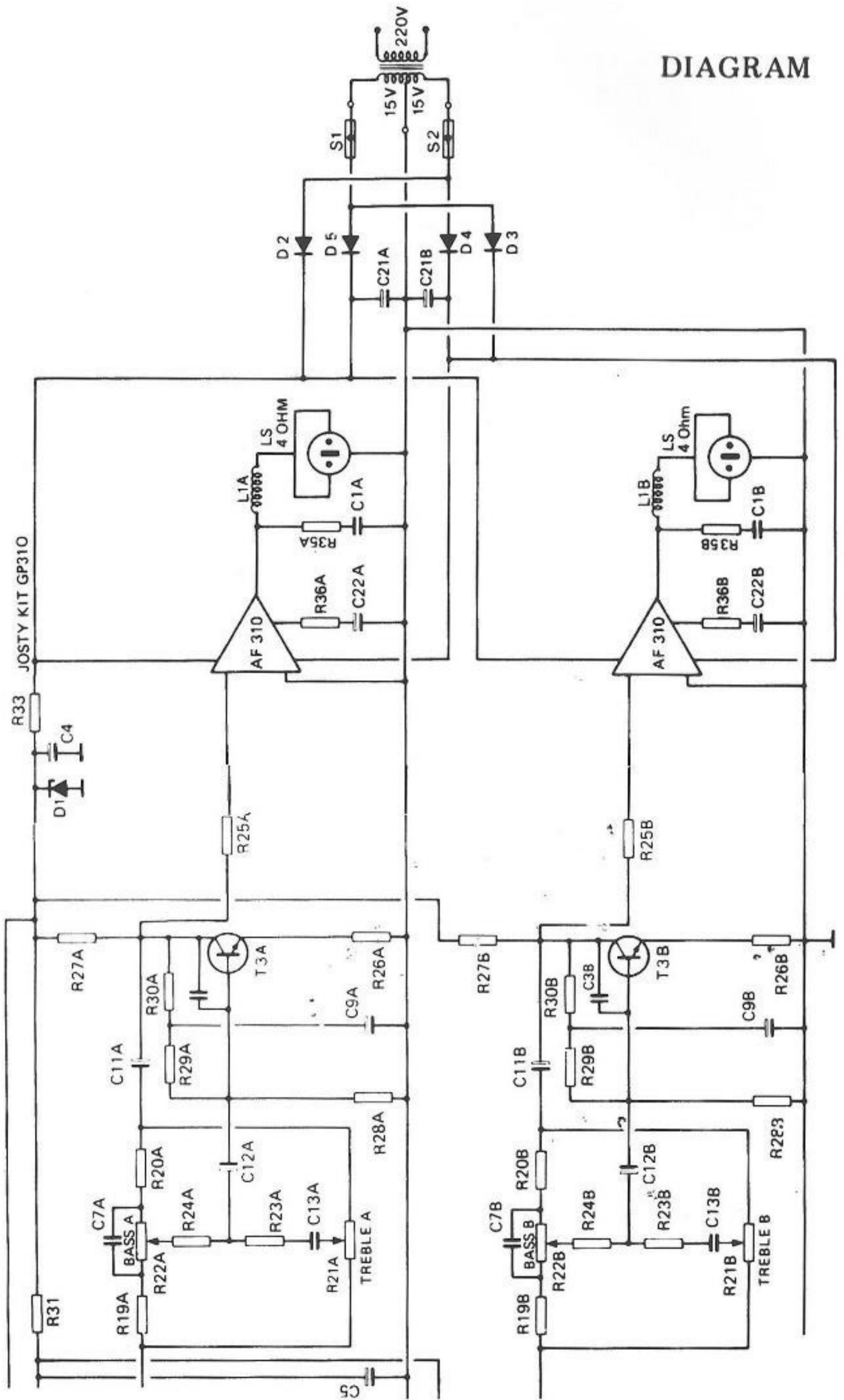
R1A-B	1,5 kOhm	modstand
R2A-B	150 kOhm	modstand
R3A-B	150 kOhm	modstand
R4A-B	68 kOhm	modstand
R5A-B	68 kOhm	modstand
R6A-B	390 Ohm	modstand
R7A-B	22 kOhm	modstand
R8A-B	470 kOhm	modstand
R9A-B	4,7 kOhm	modstand
R10A-B	470 Ohm	modstand
R11	10 + 37 kOhm	log. potentiometer Stereo
R12A-B	180 kOhm	modstand
R13	100 kOhm	lin. potentiometer Stereo
R14A-B	47 kOhm	modstand
R15A-B	47 kOhm	modstand
R16A-B	330 kOhm	modstand
R17A-B	3,3 kOhm	modstand
R18A-B	270 Ohm	modstand
R19A-B	27 kOhm	modstand
R20A-B	27 kOhm	modstand
R21	100 kOhm	lin. potentiometer Stereo
R22	100 kOhm	lin. potentiometer Stereo
R23A-B	1 kOhm	modstand
R24A-B	47 kOhm	modstand
R25A-B	1 kOhm	modstand
R26A-B	22 Ohm	modstand
R27A-B	3,3 kOhm	modstand
R28A-B	39 kOhm	modstand
R29A-B	47 kOhm	modstand
R30A-B	68 kOhm	modstand
R31	100 Ohm	modstand
R32	68 Ohm	modstand
R32A-B	12 kOhm	modstand
R33	330 Ohm	modstand

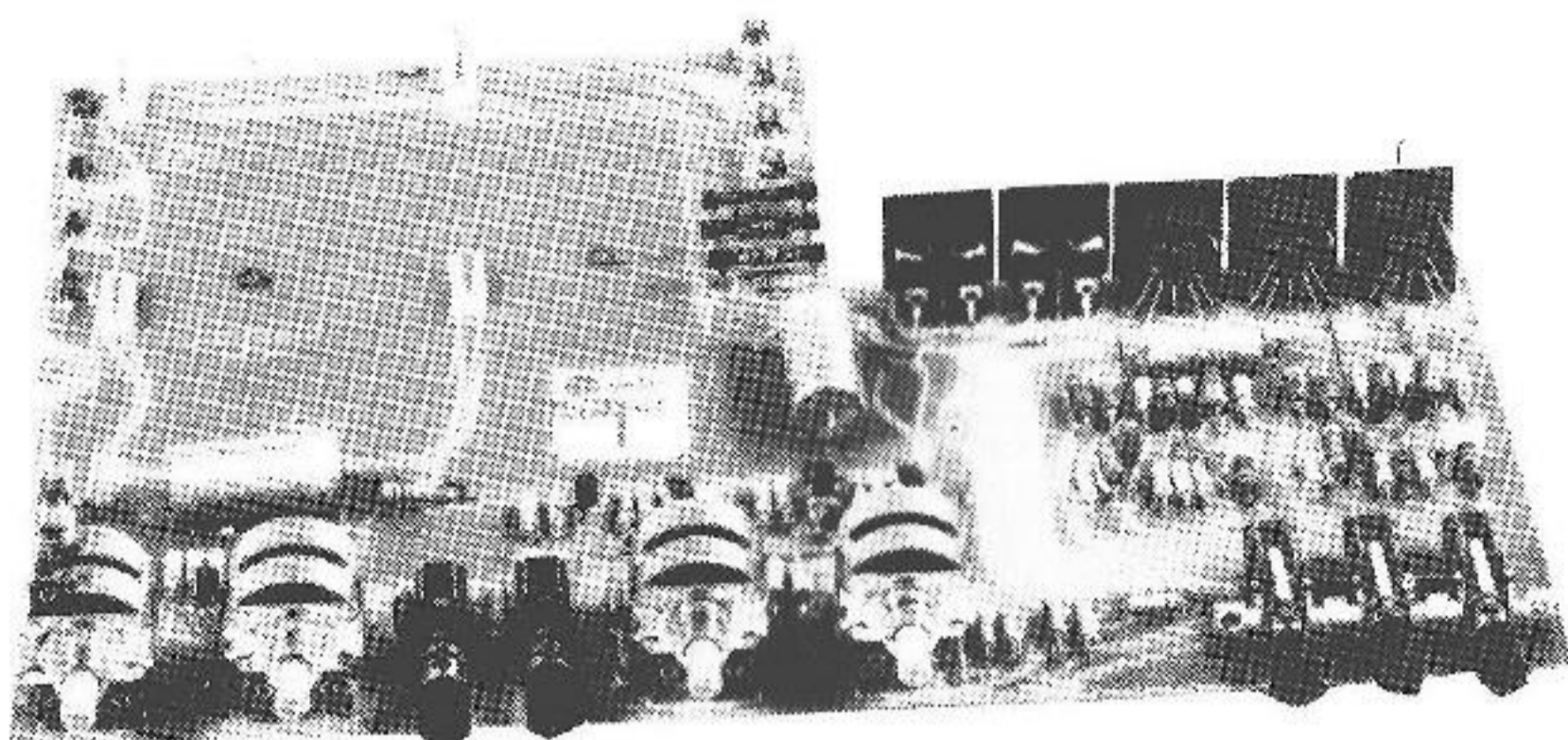
R34	1,5 kOhm	1/4 W
R35A-B	8,2 Ohm	2 W
R36A-B	2,2 kOhm	1/4 W
C1A-B	100 nF/250 V	polyesterkondensator
C2	220 uF/16 V	elektrolytkondensator
C3A-B	27 pF/125 V	keramisk kondensator
C4	220 uF/16 V	elektrolytkondensator
C5	220 uF/16 V	elektrolytkondensator
C6A-B	47 nF/250 V	polyesterkondensator
C7A-B	10 nF/250 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	zenerdiode
D2	1N4005 eller 1N4003	kraftdiode
D3	1N4005 eller 1N4003	kraftdiode
D4	1N4005 eller 1N4003	kraftdiode
D5	1N4005 eller 1N4003	kraftdiode
S1	2 ampere flink	sikring
S2	2 ampere flink	sikring
01	3 x trykomsifter med sorte knapper	
02	trykomsifter med sort knap	
03	trykomsifter med sort knap	
K1	4 pol kantkonnektorstik for printmontage	
K2	4 pol kantkonnektorstik for printmontage	
K3	3 pol kantkonnektorstik for printmontage	
K4	3 pol kantkonnektorstik for printmontage	

DIAGRAM



DIAGRAM





TEKNISKE DATA

Udgangseffekt ved specificeret forvrængning, 1 kHz, sinuseffekt	2 x 37 W/4 Ohm 2 x 26 W/8 Ohm
Musikeffekt	2 x 50 W/4 Ohm 2 x 38 W/8 Ohm
Højtalerimpedans	4 eller 8 Ohm
Harmonisk forvrængning DIN 45.500 1 kHz, 50 mW udgangseffekt	0,2% max.
40—12.500 Hz, -3 dB af fuld effekt 1 kHz ved angiven udgangseffekt	0,2% max. 1% max.
Intermodulation DIN 45.500	0,65%
Frekvensområde DIN 45.500	20—20.000 Hz -1 dB
Effektbåndbredde DIN 45.500	32—35.000 Hz -3 dB
Dæmpningsfaktor DIN 45.500	min. 40
Indgang lavohm pick-up	4 mV/47 kOhm
Indgang TUNER	250 mV/47 kOhm
Indgang TAPE	250 mV/47 kOhm
Udgang TAPE	200 mV/470 kOhm
Signal/støj-forhold DIN 45.500 50 mW, lavohm pick-up	51 dB min.
50 mW, TUNER	54 dB min.
50 mW, TAPE	54 dB min.
Kanaladskillelse DIN 45.500 ved 1 kHz alle indgange	55 dB min.
ved 250—10.000 Hz	45 dB min.
Basregulering ved 40 Hz	± 10 dB
Diskantregulering ved 12.500 Hz	± 10 dB
Rumblefilter ved 20 Hz	- 16 dB

GP 340 er en universal forforstærker for **udgangsforstærker-**modulerne AF 340.

På grund af den enkle strømforsyning, som **der er blevet** plads til på grundprintet, behøves kun en **transformator** og naturligvis et chassis.

Da GP 340 er forsynet med en særdeles følsom forforstærker (5 mV), som kan udstyre forstærkeren fra en dynamisk pick-up, er den samtidig meget følsom for brum.

I praksis skal man altså ikke alene benytte en metalbundplade, men også gerne metalsider og låg — for at få signal/støjforholdet så fint som muligt.

Forstærkeren får stelforbindelse gennem monteringskruen mellem connectorstikkene K1 og K2. Derfor er det nødvendigt at benytte et metalafstandsstykke her — og også gerne ved de andre opspændinger.

DIN-bøsningerne på bagsiden af GP 340 er koblet, som foreskrevet i DIN-norm 45.500.

Indgangsfølsomheden på alle indgange er bedre end angivne minimumsdata for DIN 45.500. Da både TAPE-indgang og FM-indgang er indkoblet før volumenkontrollen, kan alle indgangssignaler til 10 volt forstærkes uden, at forvrængningen tiltager.

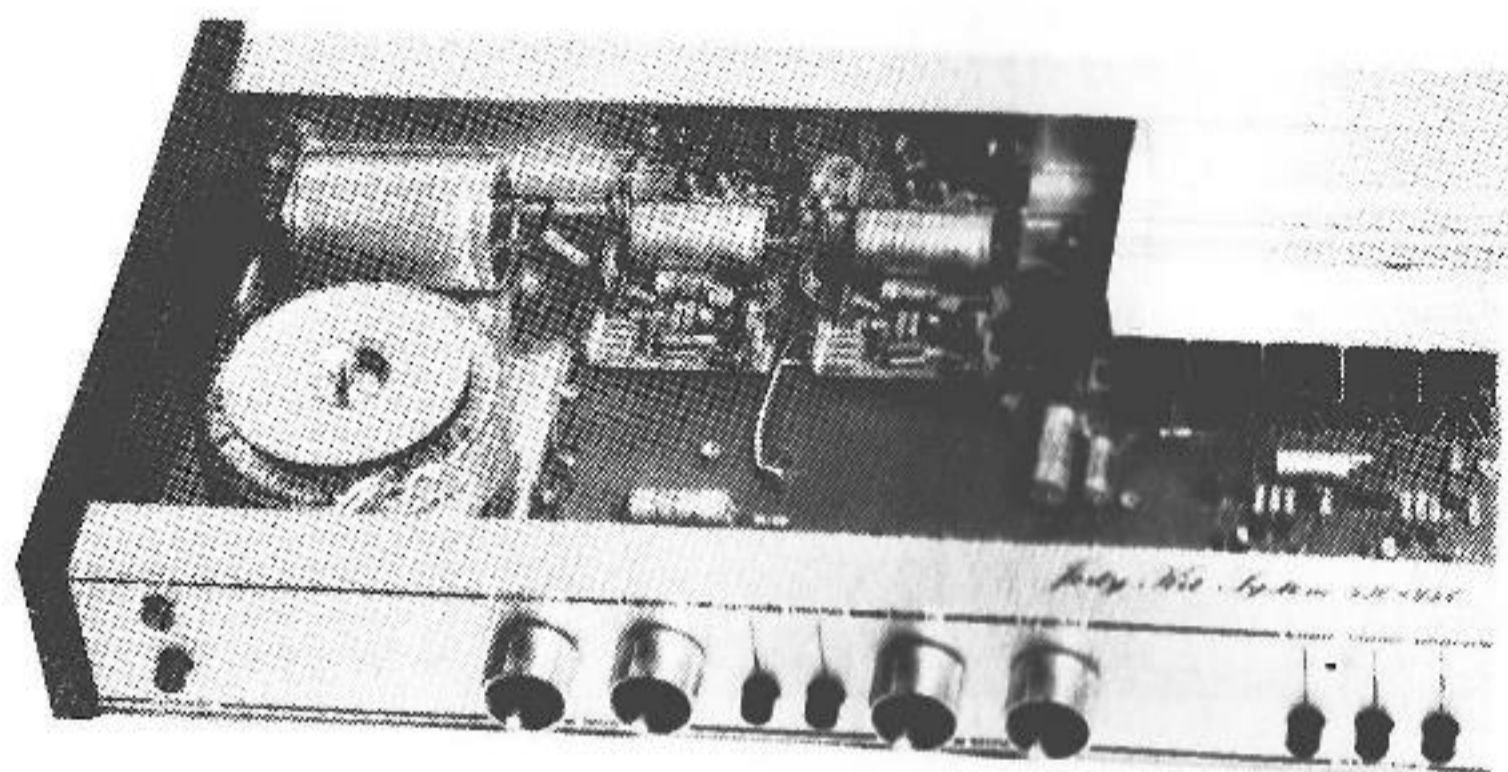
PICK—UP-indgangen er beregnet for dynamisk PICK—UP uden forforstærker indbygget i grammofonen. Hvis man vil anvende en krystal PICK—UP til denne PICK—UP-indgang, må følgende ændringer i grundprincippet GP 340 foretages:

- R1 placeres på R2's plads,
- R2 placeres på R1's plads,
- C14 monteres ikke, og
- C15 erstattes af en kortslutningsbøjle.

RESERVEDELSLISTE — GP 340

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' (volumen)
R12A-B	180 kOhm	1/4 W
R13	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer (balance)
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 (treble)
R22	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer (bass)
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	zenerdiode
D2	1N5404	kraftdiode
D3	1N5404	kraftdiode
D4	1N5404	kraftdiode
D5	1N5404	kraftdiode
S1	4 ampere flink	sikring
S2	2 ampere flink	sikring
S3	2 ampere flink	sikring
01	3 x trykomskifter med sorte knapper	
02	trykomsifter med sort knap	
03	trykomsifter med sort knap	
K1	4 pol kantkonnektorstik for printmontage	
K2	4 pol kantkonnektorstik for printmontage	
K3	3 pol kantkonnektorstik for printmontage	
K4	3 pol kantkonnektorstik for printmontage	



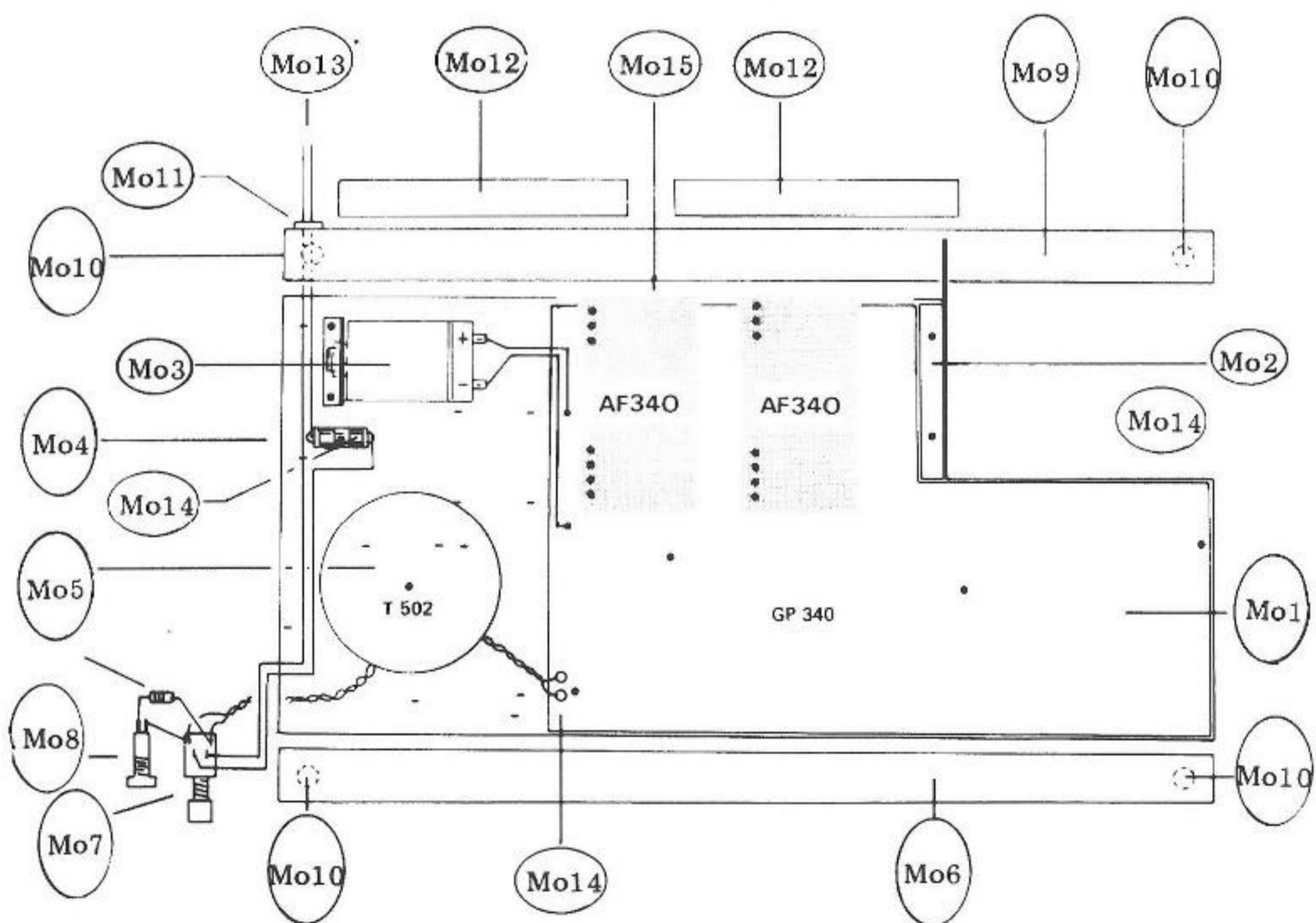
ANVENDELSE

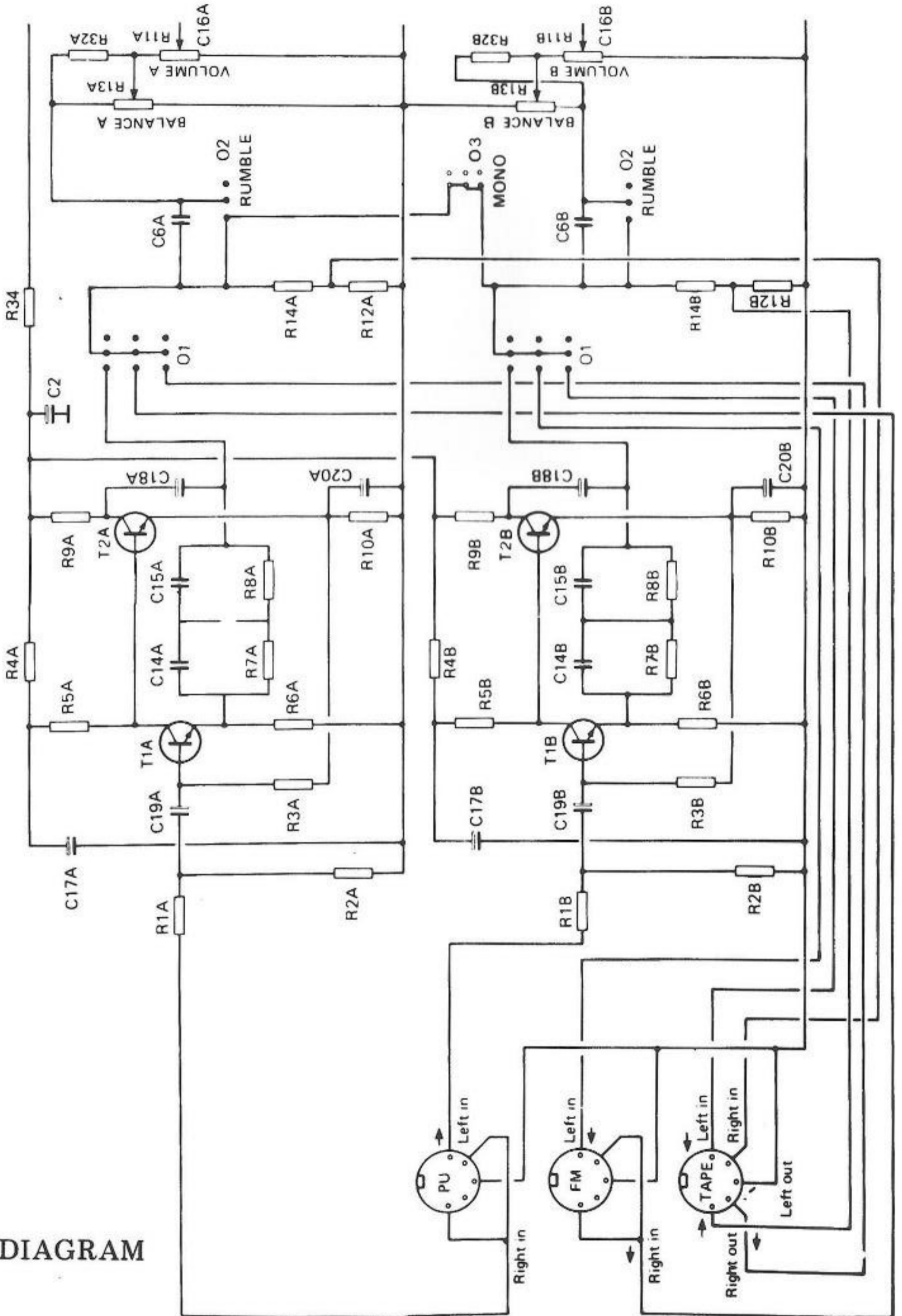
Tegningen på den modsatte side viser, hvorledes JOSTYKIT selv indbygger GP 340-2 i SYSTEM 340-2 med chassis-byggesættet SYSTEM 310-340 CH.

Når Deres GP 340 er færdigmonteret, skal De indsætte moduludgangsforstærkere, tilslutte nettransformator og indbygge den i en skærmet kasse af metal.

JOSTYKIT anbefaler transformatorerne T203 (koblet til 35 V) eller T502 til AF 340 udgangsforstærkermodul.

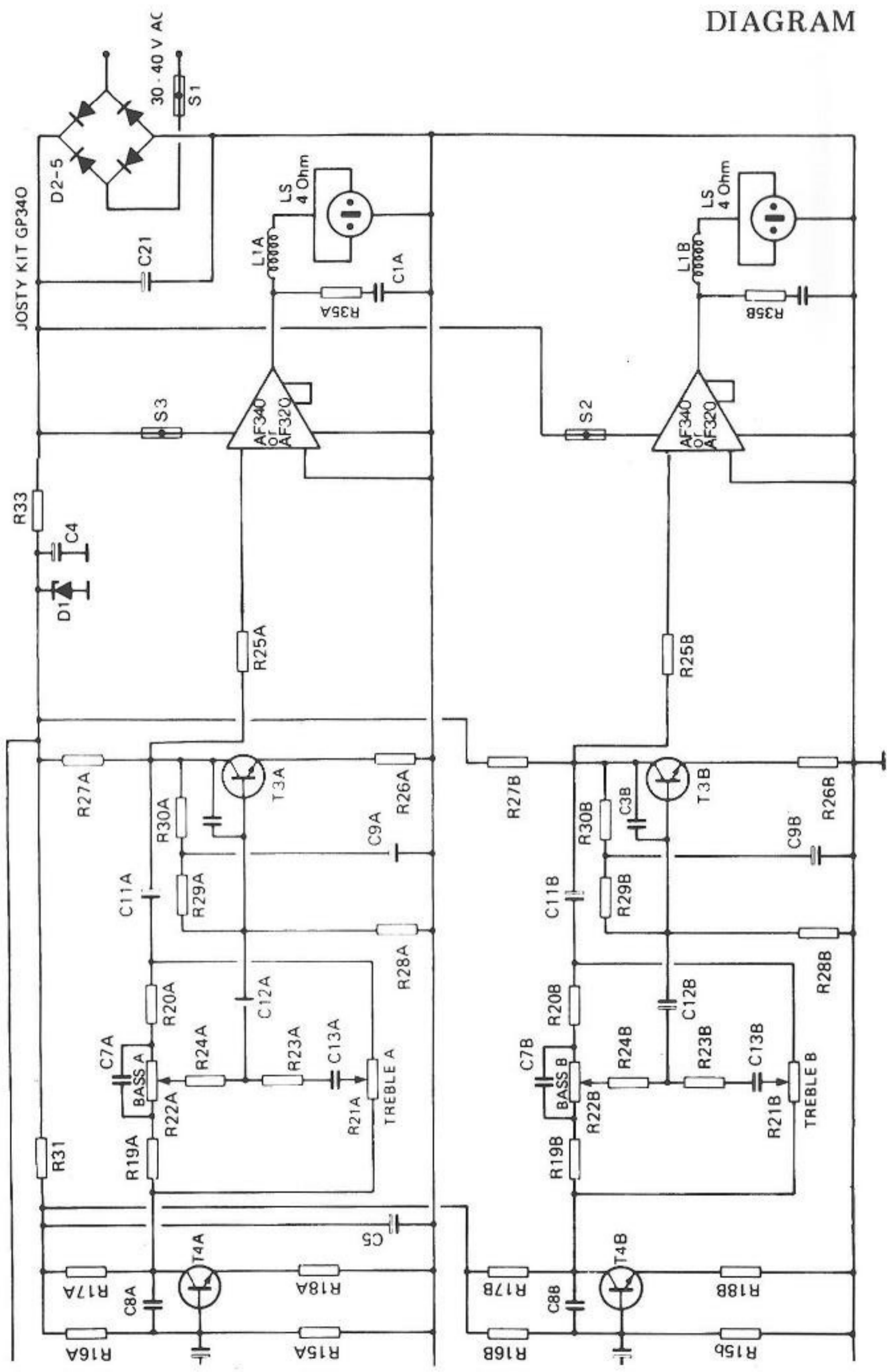
- 1: GP 340-2 grundprintet
- 2: Skærmvinkel
- 3: C21 elektrolytkondensator
- 4: Sikringsholder
- 5: Transformator
- 6: Forplade
- 7: Netafbryder
- 8: Glimlampe
- 9: Bagplade
- 10: Selvklæbende gummben
- 11: Gummibøsning
- 12: Køleprofiler
- 13: Netledning
- 14: Sikring
- 15: Udgangsforstærkere

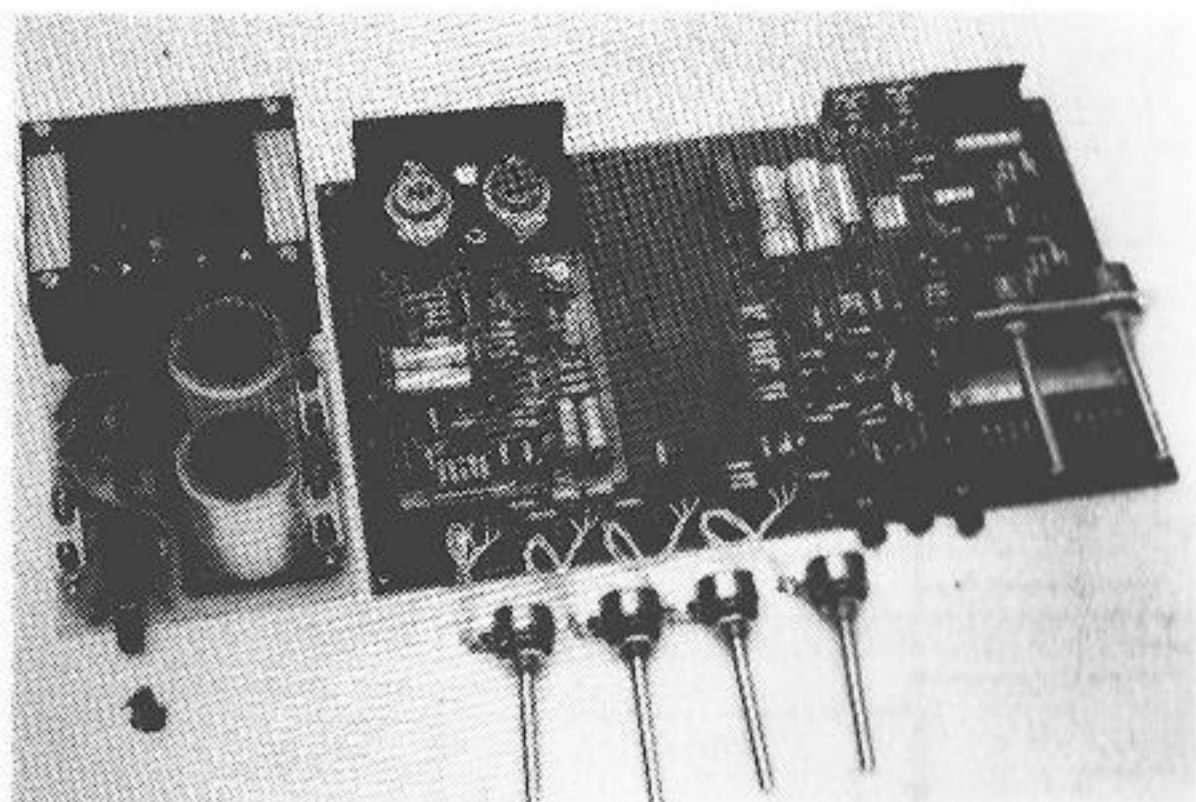




DIAGRAM

DIAGRAM





GP 360/410 er opbygget specielt til udgangsforstærkermødulerne AF 360 og AF 410. Man kan derfor vælge, om den komplette forstærker skal være en 50 eller 100 W type.

Foruden at indeholde almindelige forforstærkere, er GP 360/410 opbygget med følgende special-faciliteter, som gør den specielt anvendelig også til krævende orkesterformål:

TONEKONTROLLER for bas og diskant med 15 dB's regulering ved 100 Hz og 10 kHz.

MIXER mellem to indgange med hver sin forforstærker. Ved hjælp af en modstandsdekade kan følsomheden vælges til 4, 8, 40 og 400 mV uden nogen form for ændringer. Man benytter blot indgangs-DIN-stikkets ben 1, 4, 5 eller 3 i den angivne orden.

Man kan umiddelbart benytte både høj og lav-ohm's mikrofoner, og pick-up's til GP 360/410's to mixerindgange. Dog må man benytte en mikrofontransformator balanceret/ubalanceret, hvis ledningslængden er over et par meter. En balanceret mikrofonledning opsamler i praksis intet brum fra omgivelserne.

Hvis forforstærkerne skal benyttes til pick-up, må komponenterne C36, C37, R59 og R60 benyttes i stedet for modstanden R84. R84 benyttes til lineære indgange, det vil sige radio, guitar, orgel eller mikrofon. (B-kanal).

For A-kanalen gælder det komponenterne C42, C43, R71 og R72, som benyttes i stedet for R83 ved grammofon.

EFFEKTINDGANG, som normalt må kortsluttes med en lille bøjle, for at forstærkeren kan fungere. Eventuelt kan efterklangsenheden AF 302 med L500 indkobles her. Det er da nok med et enkelt stik for både ud- og indgang. Effektind- og udgangen findes bag på forstærkerens print.

BÅNDOPTAGERBØSNING, som kan afspille gennem forstærkeren fra tonekontrol til udgang og indspille fra mixer og forforstærker. Se tegningen ovenfor.

BOOSTER, som indkobles med 03. **BOOSTING** er en skærende klang, som "holder" guitar eller orgelklangen ved lige, selv om signalstyrken svinger.

WAW—BOOSTING, som indkobles ved samtidig betjening af 01 og 03. Lyder, som om, og er en kombination af **AUTO WAW—WAW** og **BOOSTING**. Begge effekter udkobles ved grug af den midterste trykknap, 02.

AUTO WAW—WAW, som indkobles ved indtrykning af 01 omskifteren. Frekvensen kan varieres på potentiometeret R47.

AUTO WAW—WAWW'en er en af **JOSTY KIT** udviklet specialeffekt, som er en blanding af **WAW—WAW** effekt og **TREMOLO** effekt. Effekten svinger **AUTO**-matisk med den forud indstillede frekvens. Der skal altså ikke tilkobles nogen pedal eller kontakt.

Ved betjening af denne trykkontakt, såvel som de andre, 02 og 03, skal styrkekontrollen være neddrejet.

Teoretisk funktion

En grundlæggende teoretisk forklaring med tilhørende beregninger vil det føre for vidt at gengive.

Forforstærkerne, som er opbygget med integrerede kredse er støjsvage, lineære forstærkere, hvor man i praksis kun behøver at modkoble efter det aktuelle behov. Man kan benytte lineær modkobling ved indsættelse af en enkelt modstand, eller ulineær modkobling ved brug af to polyesterkondensatorer og to modstande.

PU & MIC FORFORSTÆRKER

Den ulineære modkobling benyttes for at ophæve en gram-mofonplades ulineære indspilningskarakteristik. Man benytter enten RIAA eller CCIR normen ved ulineær modkobling. De to normer afviger kun ca. 2 dB fra hinanden, hvilket muliggør afspilning af CCIR indspillede grammofonplader på RIAA-koblede forstærkere.

GP 360/410 er RIAA-koblet. RIAA er amerikansk norm, og CCIR er europæisk norm.

Fra forforstærkernes udgange løber signalet gennem to modstande til "en og samme" forforstærker nr. 2. På dette sted "blandes" signalerne fra A og B kanalen. Når man indskyder potentiometrene før forforstærkerne og efter forstærkerne foretager MIXNINGEN, er det for at undgå, at det ene potentiometers styrkeindstilling har indflydelse på det andet. Det "koster" i virkeligheden et extra forforstærkertrin at opbygge en mixer så professionelt.

Forforstærkeren er opbygget med en darlingtontransistor og en emitterfølgertransistor. Det er for at få så lav forvrængning som muligt. Stor forstærkning og kraftig modkobling giver lav forvrængning. Da selve forforstærkeren fra IC-fabrikanten loves til mindre end 0,1% harmonisk forvrængning, må de efterfølgende trin være lige så gode eller bedre.

De to efterfølgende forstærkere har dog også en samlet forvrængning, som er mindre end 0,03% ved 1 kHz og maximal udstyring.

WAW—WAW

Med omskifteren 02, NORMAL-omskifteren, bestemmes modkoblingen og dermed forstærkningen i forstærker nr. 2 — til ca. 2 gange.

Når omskifteren 01, AUTO WAW—WAW-omskifteren, indtrykkes, kobles den lineære modkobling ud, og der indskydes et DOBBELT T-led, C49, C50, C51, R34 og R36.

WAW-ingen gøres nu variabel ved at variere T-ledet i takt med en frit-svingende multivibrator, T5 og T6 med omliggende komponenter.

Da man ikke kan variere T-ledet direkte, er der benyttet en FET-transistor som spændingsstyret modstand. Se T4 og tilkoblede komponenter.

Den specielle WAW—WAW-klang fremkommer nu, fordi ganske bestemte, skarpt afgrænsede frekvenser forstærkes kraftigere end andre.

BOOSTER

Før signalet løber ind i denne specielt modkoblede 2' forforstærker, kan det passere en forvrængerenhed, T7, T8 og omliggende komponenter.

Forvrængereren eller BOOSTEREN, som sådan en enhed ofte kaldes, er en kraftig forforstærker, hvor man har begrænset dynamikken til ganske få dB. Det betyder, at et signal, som blot stiger ganske svagt i styrke, vil "klippes" i top og bund på grund af overstyring.

Da "klippe" symetrien afhænger af transistorernes forstærkning, og da disse er umodkoblede, vil det være nødvendigt at justere arbejdslinien. Til det benyttes trimmepotentiometeret R54.

For ikke at BOOSTEREN skal komme ud afsymmetrived svingende forsyningspænding, er strømforsyningen til den stabiliseret med en zenerdiode D2.

BOOSTEREN's udgang er forsynet med et RC/CR-led, som giver den rette klang og styrke i forhold til NORMAL-signalet.

Det er muligt at tilkoble både BOOSTER og WAW—WAW samtidigt ved indtrykning af både 01 og 03.

Ved betjening af omskifterne bør man lukke ned for styrken for at undgå klik/brag i højttaleren. Det er en følge af koblingsmetoden. Omskifteren griber nemlig direkte ind i forforstærker 2's modkoblingsnetværk.

Fra forforstærker nr. 2 løber signalet til forforstærker 3, som er modkoblet med tonekontrolnetværket til en total forstærkning på 1 gang. **TONEKONTROL**

For ikke at ødelægge grundforstærkerens gode dynamikområde er volumenkontrollen indskudt FØR tonekontrollen.

Da tonekontrollens variationsområde er afhængigt af indgangsimpedansen, kan man ikke sætte en volumenkontrol direkte til på dette sted.

Derfor benyttes en emitterfølger, som har en ensartet lav udgangsimpedans og en høj indgangsimpedans. Se T2 med omliggende komponenter.

Tonekontrollen er udført helt som et modkoblingsnetværk. Samtidig er den gjort helt symmetrisk for at få lige stor bas/diskant hævnning og sænkning ved frekvenserne 100 Hz og 10 kHz. I yderstillingerne er reguleringen ± 15 dB nøjagtig.

Reguleringen ud fra kontrollernes midterstilling er gjort logaritmisk. Det er for at få en fin regulering ud fra LINE-ÆR-stillingen.

Derfor resulterer en 90° drejning til hver side kun i ± 6 dB's regulering. De sidste 45° giver de resterende 9 dB.

En toneregulering på 15 dB lyder måske ikke af meget, men man bør betænke, at det er ved frekvenserne 100 og 10 kHz. Reguleringen ved 20 og 20.000 Hz er naturligvis større — ca. 22 dB. Det er dog ikke nogen ærlig angivelsesform.

Udstyringen for 4 mV ind i forforstærkerne giver en udgangsspænding på godt 775 mV, hvilket passer til AF 360 og AF 410's følsomheder for fuld udgangseffekt.

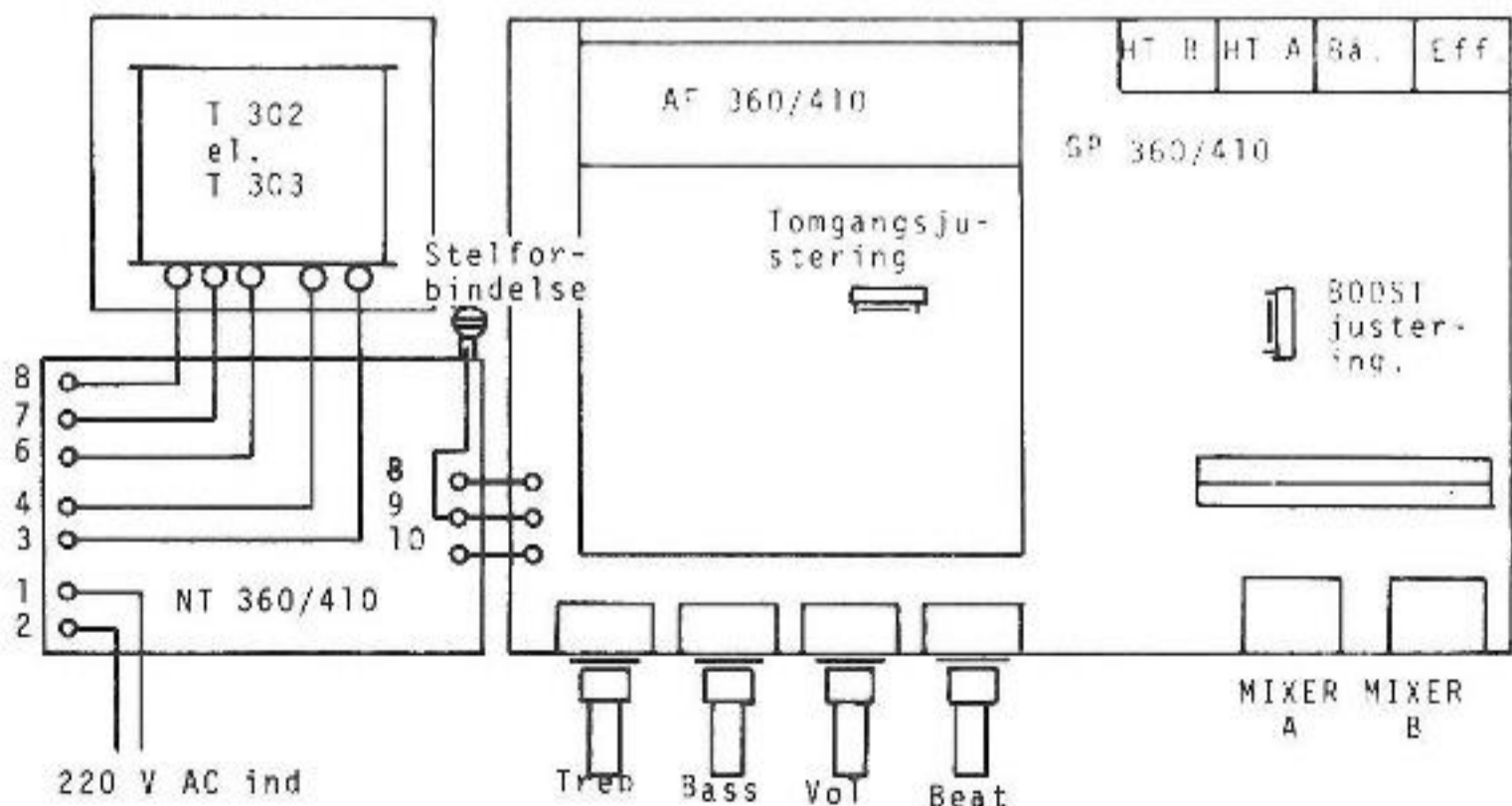
GP 360/410 kan udmærket give mere end 775 mV fra sig, hvis blot indgangsspændingen sættes op. 8 mV ind giver således ca. 1,5 volt ud.

DATA

Driftspænding	2× 30—40 V DC
Strømforbrug mellem	50 mA og 3,5 A
Udgangseffekt med AF360/410	50 el. 100 W
Harmonisk forvrængning (1 kHz)	0,05%
Indgangsimpedanser	10k/20k/100k/1M Ohm
Belastningsimpedanser	4 Ohm (8 og 16 Ohm)
Se afsnittet ANVENDELSE for spec. effekter.	

Tilslutning

Understående tegning viser, hvorledes man tilslutter strøm-forsyning, transformator og udgangsforstærker til GP 360/410. Det er vigtigt at huske to stk. køleplader H862 til køling af udgangsforstærkerne. Hele forstærkersættet skal indbygges i en metalkasse.

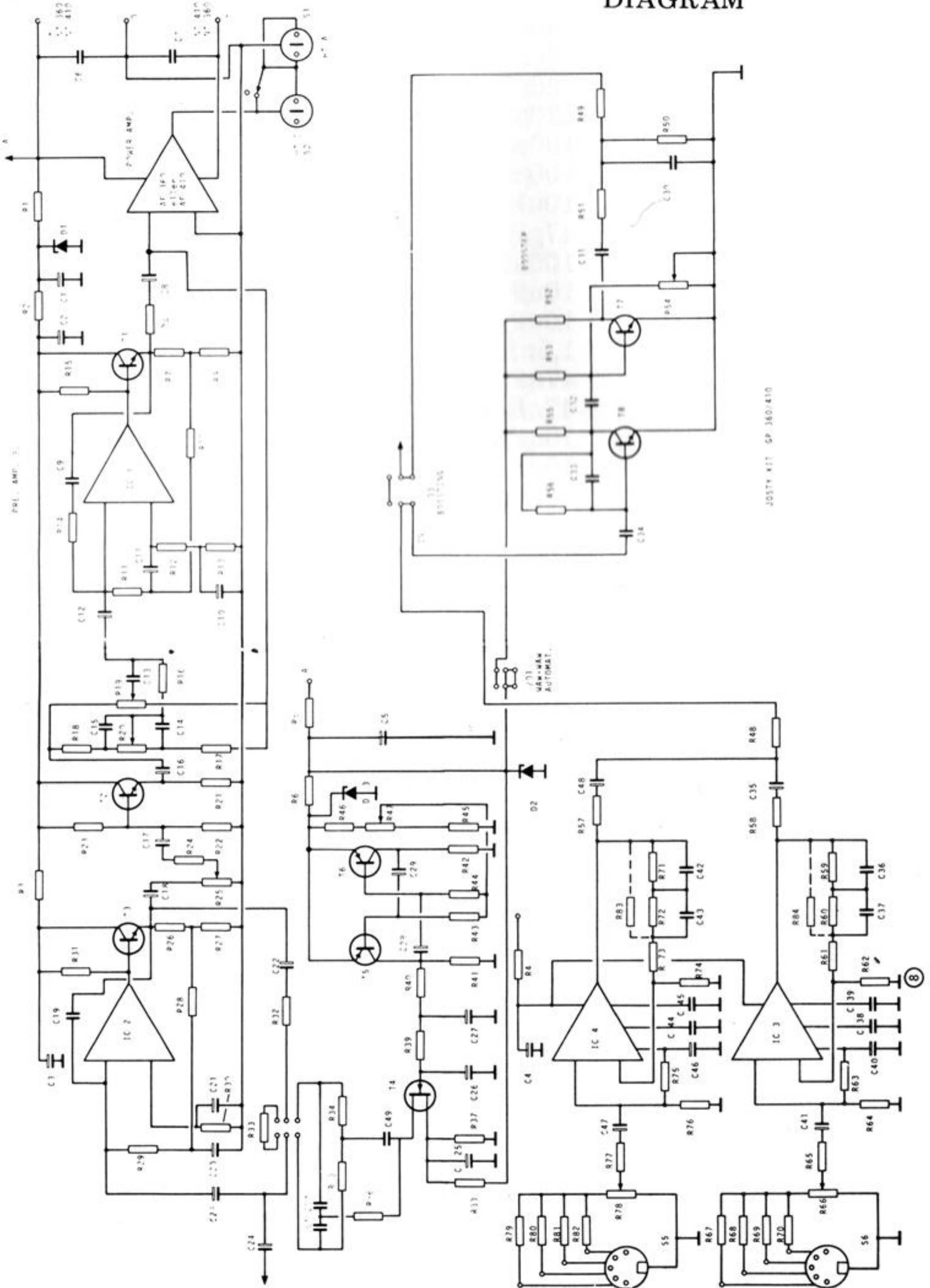


KOMPONENTLISTE

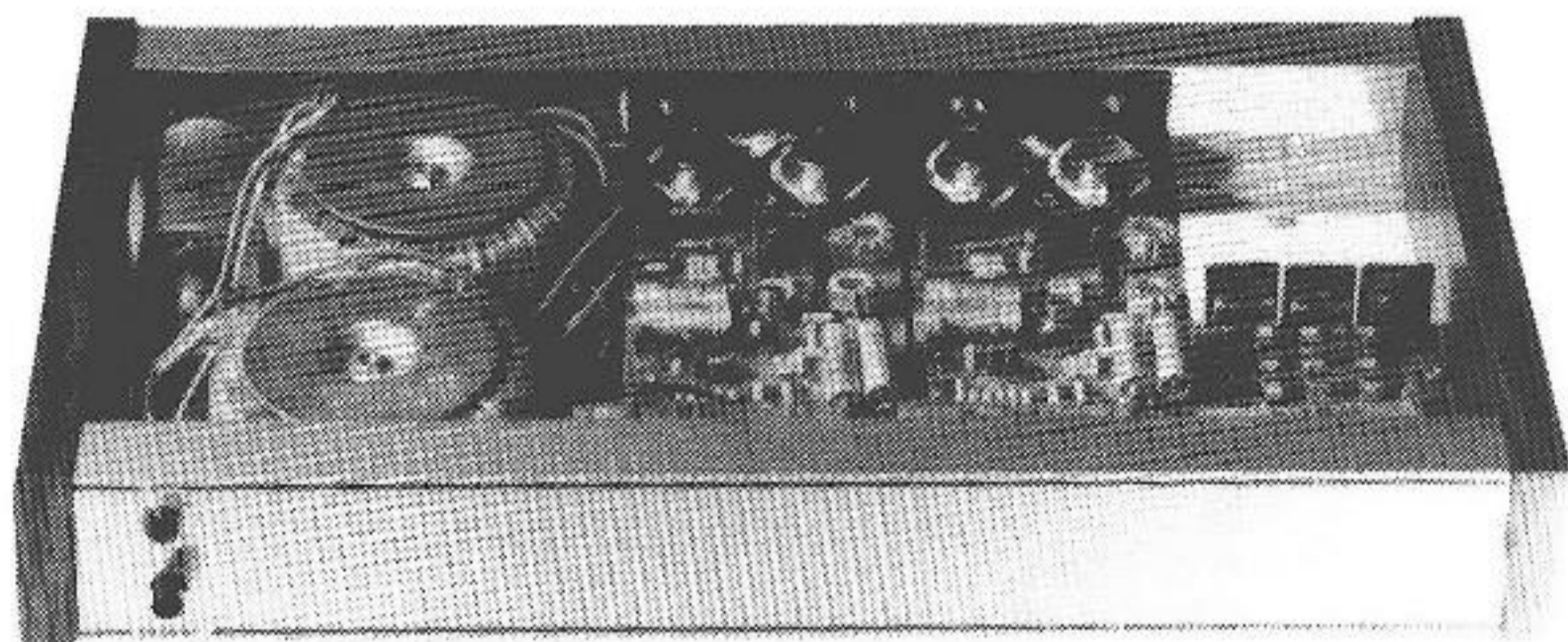
R1A	68 Ohm (m.AF360)	R41	15 k Ohm
R1B	270 Ohm (m.AF410)	R42	10 k Ohm
R2	100 Ohm	R43	33 k Ohm
R3	100 Ohm	R44	33 k Ohm
R4	100 Ohm	R45	10 k Ohm
R5	3,3 k Ohm	R46	3,9 k Ohm
R6	470 Ohm	R47	10 k Ohm
R7	2,2 k Ohm	R48	10 k Ohm
R8	100 Ohm	R49	10 k Ohm
R9	680 Ohm	R50	15 k Ohm
R10	47 k Ohm	R51	68 k Ohm
R11	18 k Ohm	R52	10 k Ohm
R12	330 Ohm	R53	10 k Ohm
R13	3,3 k Ohm	R54	1 k Ohm
R14	68 Ohm	R55	10 k Ohm
R15	18 k Ohm	R56	1 M Ohm
R16	22 k Ohm	R57	10 k Ohm
R17	3,3 k Ohm	R58	10 k Ohm
R18	3,3 k Ohm	R59	3,9 k Ohm
R19	47 k Ohm	R60	68 k Ohm
R20	47 k Ohm	R61	470 Ohm
R21	2,2 k Ohm	R62	100 Ohm
R22	100 k Ohm	R63	220 k Ohm
R23	100 k Ohm	R64	68 k Ohm
R24	4,7 k Ohm	R65	10 k Ohm
R25	22 k Ohm	R66	10 k Ohm
R26	2,2 k Ohm	R67	100 Ohm
R27	680 Ohm	R68	10 k Ohm
R28	47 k Ohm	R69	100 k Ohm
R29	18 k Ohm	R70	1 M Ohm
R30	3,3 k Ohm	R71	3,9 k Ohm
R31	18 k Ohm	R72	68 k Ohm
R32	10 k Ohm	R73	470 Ohm
R33	47 k Ohm	R74	100 Ohm
R34	6,8 k Ohm	R75	220 k Ohm
R35	6,8 k Ohm	R76	68 k Ohm
R36	3,9 k Ohm	R77	10 k Ohm
R37	5,6 k Ohm	R78	10 k Ohm
R38	5,6 k Ohm	R79	100 Ohm
R39	33 k Ohm	R80	10 k Ohm
R40	33 k Ohm	R81	100 k Ohm
		R82	1 M Ohm
		R83	3,9 k Ohm
		R84	3,9 k Ohm

C1	1000uF/35-40V	C34	100nF
C2	1000uF/35-40V	C35	0,1uF/35V
C3	220uF/35-40V	C36	15nF
C4	220uF/35-40V	C37	100nF
C5	220uF/16V	C38	47nF
C6	100nF	C39	100nF
C7	100 nF	C40	100uF/3V
C8	10uF/25V	C41	0,1uF/35V
C9	47pF	C42	15nF
C10	100uF/3V	C43	100nF
C11	10uF/25V	C44	47nF
C12	10uF/25V	C45	100nF
C13	1,5nF	C46	100uF/3V
C14	47nF	C47	0,1uF/35V
C15	47nF	C48	0,1uF/35V
C16	10uF/25V	C49	47nF
C17	10uF/25V	C50	22nF
C18	10uF/25V	C51	22nF
C19	47pF		
C20	10uF/25V	T1	BC 173
C21	100uF/3V	T2	BC 173
C22	10uF/25V	T3	BC 173
C23	10uF/25V	T4	2N4302
C24	10uF/25V	T5	ME 0412
C25	10uF/25V	T6	ME 0412
C26	1uF/35V	T7	BC 173
C27	1uF/35V	T8	BC 173
C28	2,2uF/35V		
C29	4,7uF/35V	IC1	JKT 1230
C30	2,2nF	IC2	JKT 1230
C31	6,8 nF	IC3	MFC 8040
C32	100nF	IC4	MFC 8040
C33	100pF		

DIAGRAM



JUSTY KIT GP 360/410



GP 450 - STEREO GRUNDPRINT FOR 2 x AF 360

GP 450 er et specielt grundprint med strømforsyningskomponenter for to 50 watt udgangsforstærkere af typen AF 360.

Grundprintet egner sig for indbygningskassen B3045 og to T503 transformatorer.

I færdig stand kaldes dette sæt SYSTEM 450, og det passer til forforstærkeren SYSTEM 350 med AF 350.

De to forstærkere kan give omkring 60 watt sinus og 75 watt musik i begge kanaler samtidig. De opnåelige data svarer til de data, der er beskrevet under AF 360 udgangsforstærkeren på tidligere sider.

KOMPONENTLISTE FOR GP 450

Stereogrundprint for 2xAF 360

D1A & D1B 1N4005 el. 1N4007
 D2A & D2B 1N4005 el. 1N4007
 D3A & D3B 1N4005 el. 1N4007
 D4A & D4B 1N4005 el. 1N4007
 D5A & D5B 1N4005 el. 1N4007
 D6A & D6B 1N4005 el. 1N4007

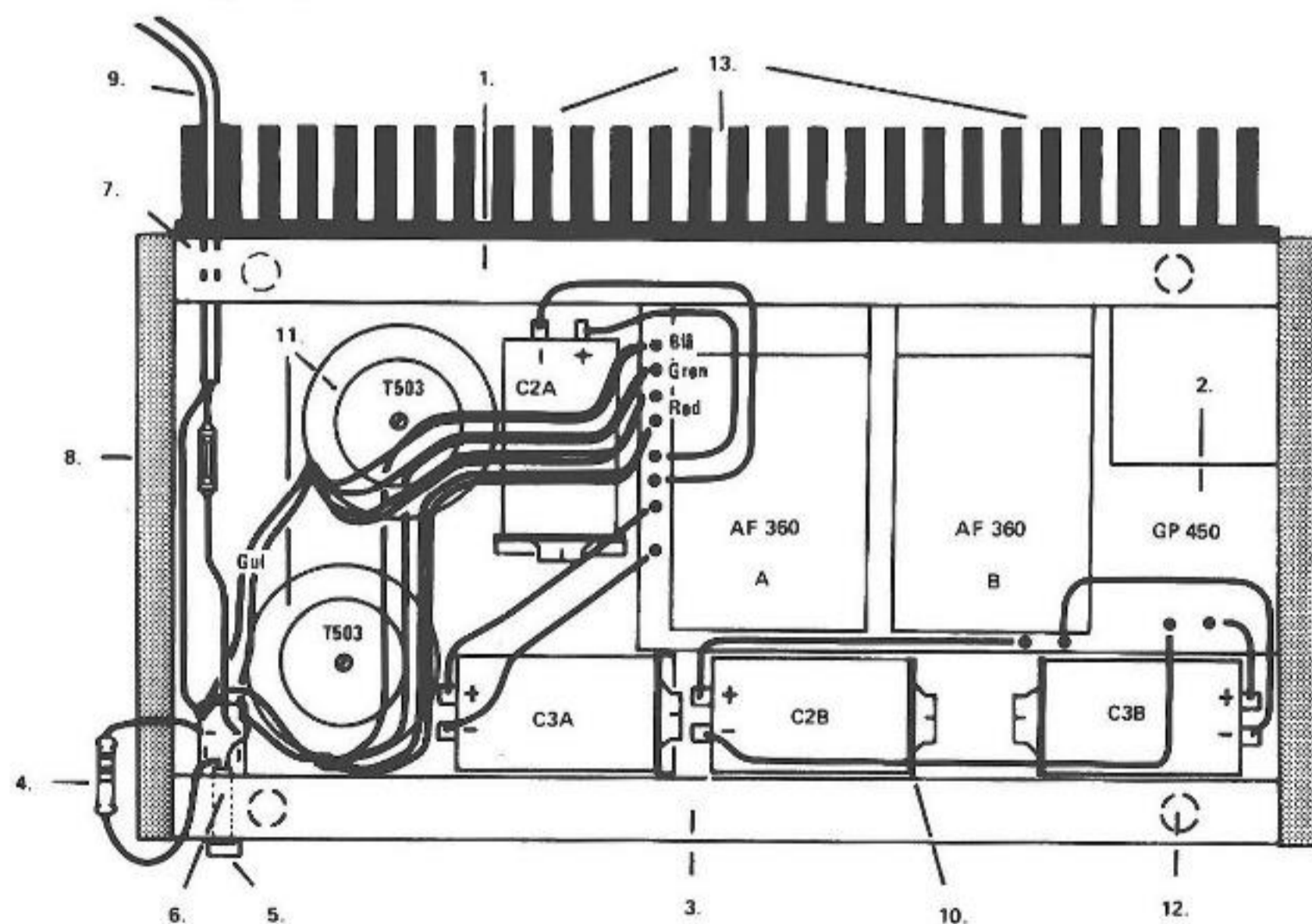
S1A & S1B 2 ampere flink sikring
 S2A & S2B 2 ampere flink sikring
 S3A & S3B 2 ampere flink sikring

C1A & C1B 1 nF/125 V
 C2A & C2B 4700 uF/60-70 V
 C3A & C3B 47000 uF/60-70 V

B1 5-pol DIN bøsning
 B2 3-pol DIN HT bøsning
 B3 3-pol DIN HT bøsning

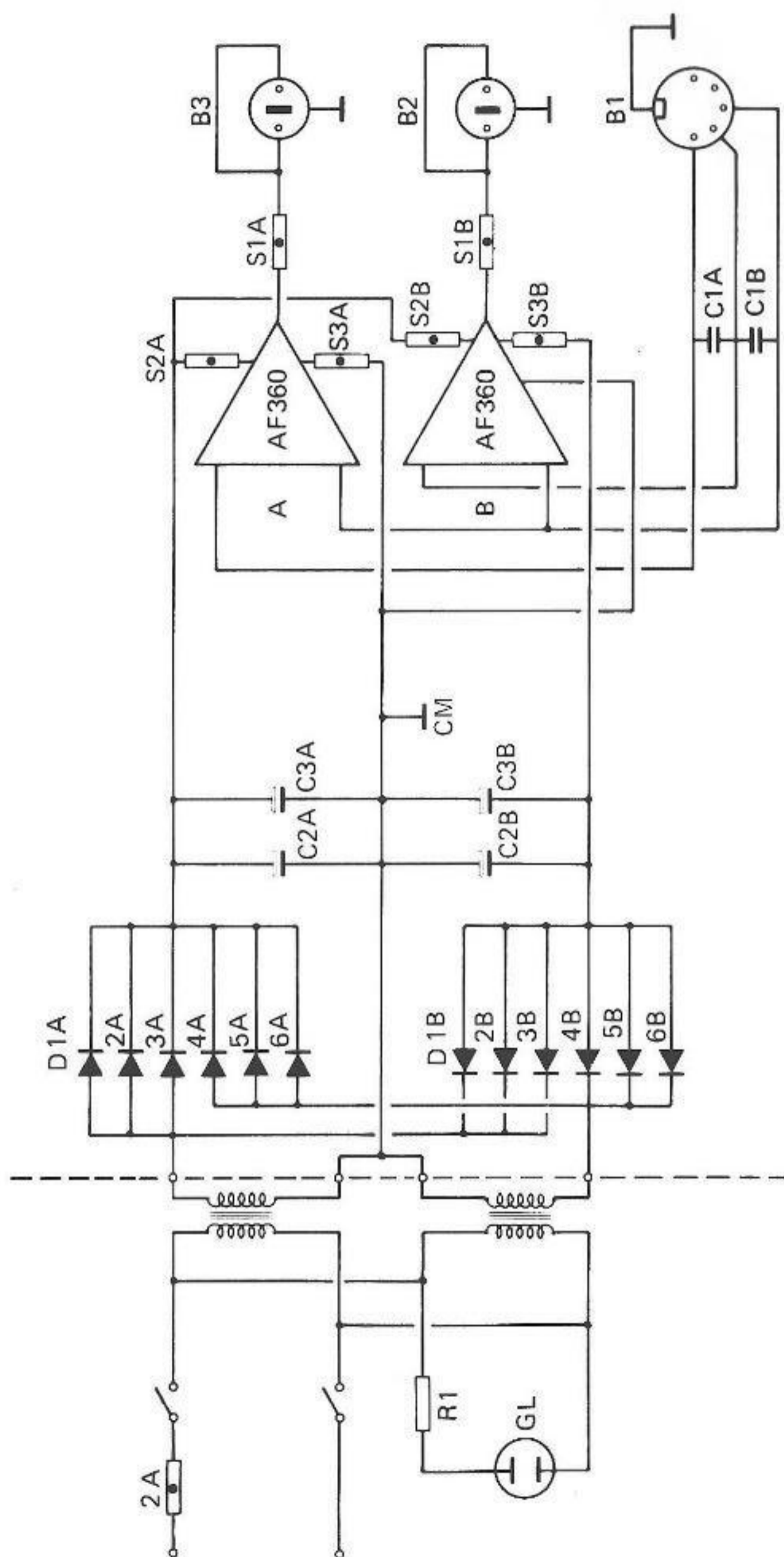
1: Bagprofil
 2: GP 450 grundprint
 3: Forprofil
 4: Modstand (150 kOhm 1/4 W)
 5: Netafbryder
 6: Glødelampe
 7: Aflastningsbøjle

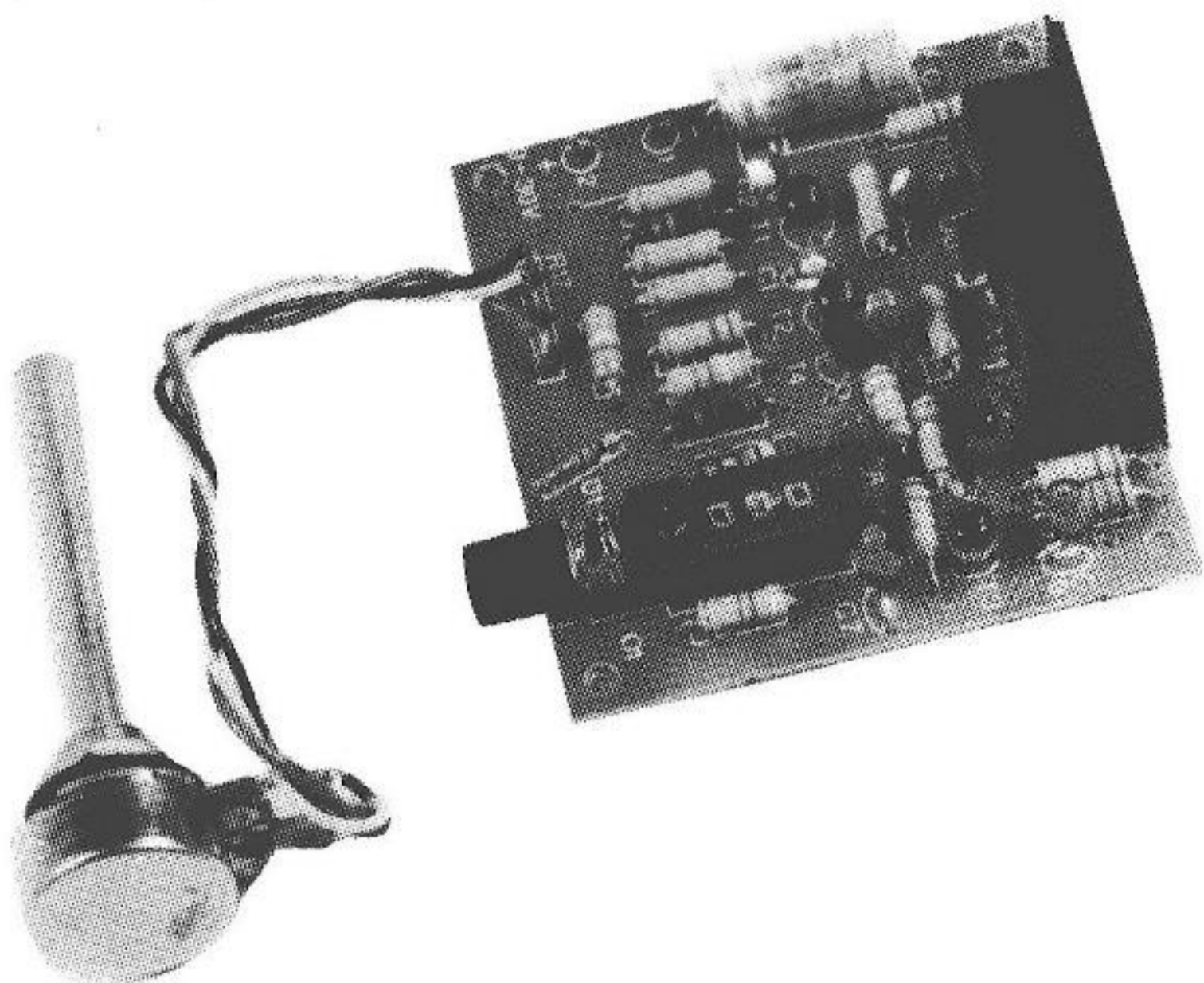
8: Sikringsholder
 9: Netledning
 10: Opspændingsvinkel til elektrolyt-
 kondensator
 11: Nettransformator T503 (27 V-0-0-27 V)
 12: Gummiben
 13: 3 køleplader



Ved benyttelse af 2 styk T503, som vist på tegningen, kan sikringen (8) brænde over når forstærkeren tændes første gang, hvis dette er tilfældet skal de 2 gule ledninger (primær) ombyttes på den ene transformator.

DIAGRAM





GU 330 er beregnet for tilslutning til jævnspændinger på mellem 9 og 30 volt. Ved brug af et 9 volt batteri er strømforbruget så lavt som 4 mA. Det sikrer en levetid af batteritypen Hellesens 410 på mere end 100 timers kontinuerlig drift. Tremuloen er opbygget af tre forskellige elektroniske blokke, en astabil multivibrator, en FET-regulator og en forforstærker. Egentlig tæller også strømforsyningen med, men den består blot af en modstand, en zenerdiode og et par kondensatorer.

Trykomsifteren, som også er monteret på printet, har to funktioner, dels at afbryde for strømmen når tremuloen ikke benyttes, og dels at koble ind- og udgangsbøsningerne sammen, så signalet passerer direkte. Det vil sige, at tremuloen kun bruger strøm, når den fungerer og blander sig i musikken.

På et udvendigt potentiometer har man mulighed for at variere takten mellem 2 og 10 Hz. GU 330 er ikke beregnet for intensitetsregulering, men det kan sagtens lade sig gøre at udbygge den med denne facilitet. Man indsætter et potentiometer over drain og source på FET'en. Det skal være på 47 kohm.

Den astabile multivibrator, som er opbygget med PNP-transistorerne ME 0412, T1 og T2, giver tremulofrekvensen. Ved at regulere den samlede basisstrøm til transistorerne T1 og T2 kan tremulofrekvensen varieres fra ca. 2 til 10 Hz.

Modstandene R16 og R15 er begge indsat i serie med tremulopotentiometeret R17 for at fastlægge "bunden" til 2 Hz og "toppen" til 10 Hz. Hvis man altså vil have større eller mindre tremulofrekvens, må man ændre disse modstande.

Reguleringsspændingen til Field Effect transistoren tages fra T2's kollektor gennem to RC-led. Det er jo sådan, at en astabil multivibrator giver en "firkantet" tone fra sig. Da rigtig tremulo er en jævnt stigende og faldende styrkeændring, må vi altså udglatte de "firkantede" toner. Hvis disse RC-filtre ikke benyttedes, ville vi altså høre en række KNÆK, hver gang multivibratoren slog om. Derfor kan det altså IKKE lade sig gøre at fjerne RC-ledene i det håb, at man får PERKUTION i stedet for tremulo.

En perkutionsenhed er opbygget på samme måde, men perkutionsenheden har et startkredsløb, som først tilsluttes, når man tager et "fast" greb i guitaren eller orglet. Derved hindres klikken, når instrumenterne ikke slås an.

Field Effect transistoren er indskudt i T4's afkoblingskreds, og den fungerer som regulerbar modstand.

Med styrespændingen fra RC-ledene reguleres gatespændingen og dermed modstanden mellem Source og Drain. Det betyder, at C6 mere eller mindre forbindes gennem FET'en i serie med C9.

I praksis virker det, som om man tilslutter en kondensator mere eller mindre over emittermodstanden R12. Derved stiger forstærkningen i T4.

FET'en åbner allerede for en negativ spænding på Gate på omkring $\div 4$ volt. Derfor er det nødvendigt at styre med en spænding, der svinger mellem $\div 4,5$ og $\div 3$ volt. Det kan man ikke, da der ikke er negative spændinger til rådighed fra et simpelt batteri. Derfor hæves source simpelthen op til 4,5 volt med modstanden R13 og R18. Så vil gatespændingen være 4,5 volt lavere end sourcespændingen.

Forforstærkeren er udformet således, at forstærkningen er 1, når C6 ikke afkobler R12 gennem FET'en. Når der kommer spænding gennem RC-ledene til FET'en, vil den lede, og forstærkningen i T4 stiger til maksimalt 30 gange. Da det er temmelig upraktisk med forstærkning i en tremulo, er dæmpemodstanden R 19 indkoblet. Herved vil den totale forstærkning andrage 2 gange i maximum og 1/10 gang i minimum af tremuloperioden. Det svarer nogenlunde til det samme psykiske lydtryk som engangs forstærkning vil give uden tremuloeffekt.

Da der er tale om en forstærkerkobling, kan man naturligvis overstyre indgangstrinet. Her sker det ved 3 til 400 mV. Da de fleste guitarer og orgler før udgangsforstærkeren imidlertid giver langt mindre spænding fra sig, vil det sikkert ikke blive noget problem. Opstillingen er naturligvis gennemprøvet i praksis af en række udøvende guitarister og organister, som alle har udtrykt uforbeholden beundring for den lille tingest.

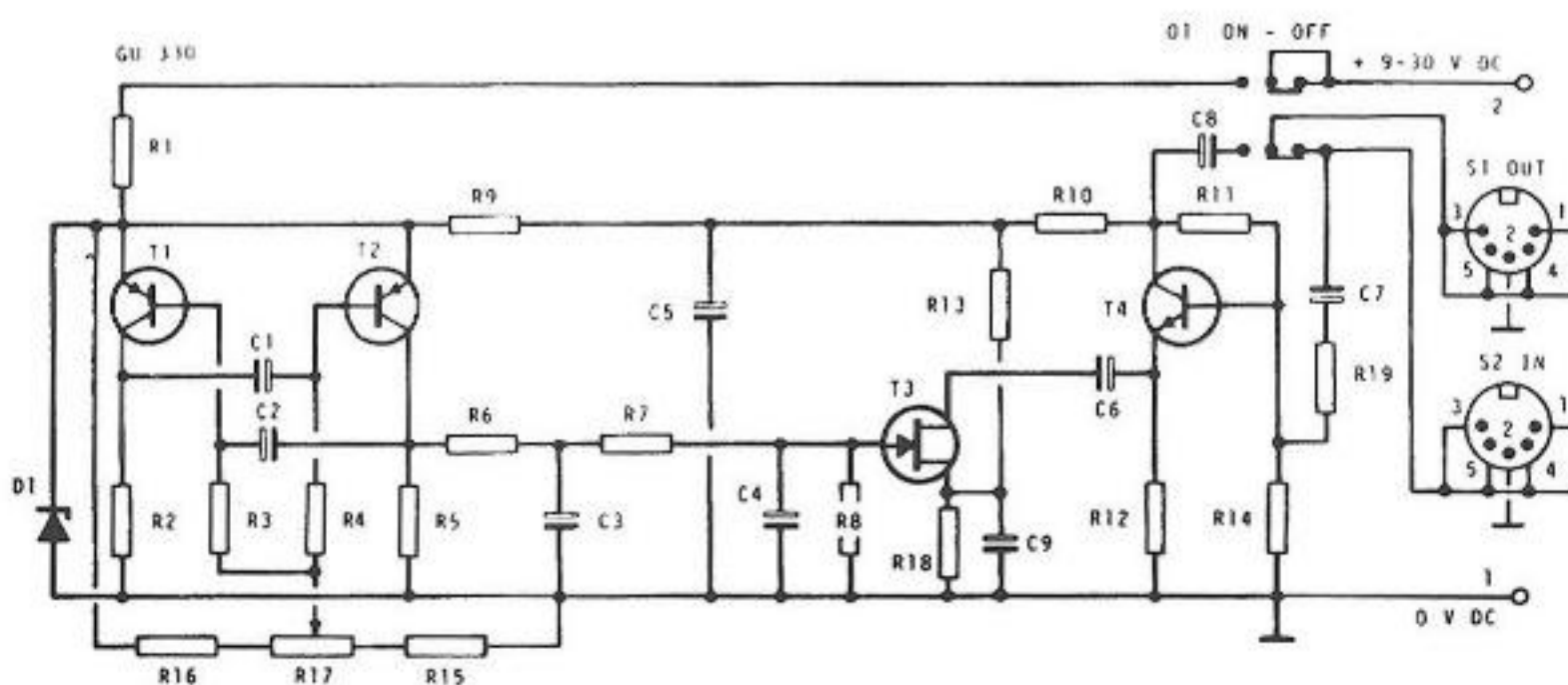
PS! Husk at indbygge GU 330 i en lille metalkasse og at benytte metalafstandsstykker ved opspændingen. GU 330 får nemlig stelforbindelse til metalkassen gennem afstandstykkerne. Hvis man ikke tager sig i agt for dette, vil resultatet blive **KRAFTIGT BRUMMENDE**.

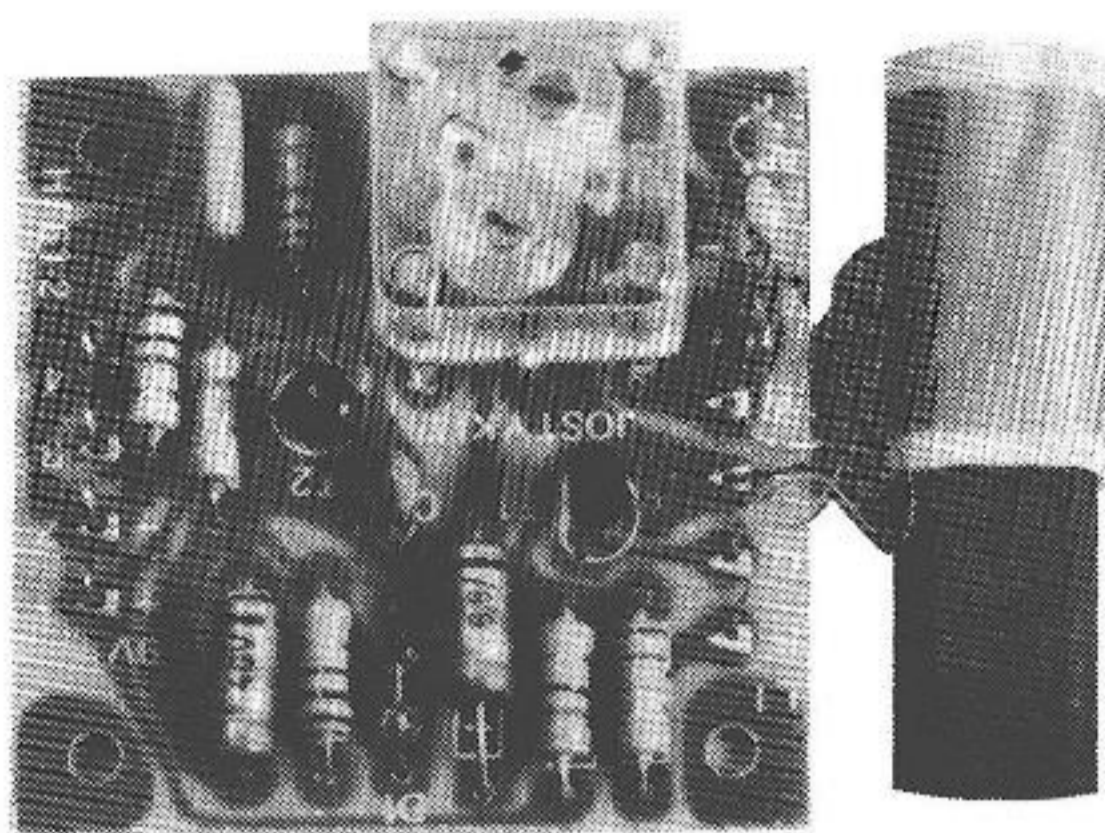
TEKNISKE DATA GU 330

Driftsspænding	9—30 V DC
Strømforbrug ved 9 V	4 mA
Tremulofrekvens	2—10 Hz
Indgangsspænding	max. 300 mV
Indgangsimpedans	55 kohm
Udgangsimpedans	4,7 kohm
Forvrængning	max. 2%

KOMPONENTLISTE

R1	1 k Ohm	C1	2,2uF/35V
R2	33 k Ohm	C2	2,2uF/35V
R3	33 k Ohm	C3	1uF/35V
R4	33 k Ohm	C4	1uF/35V
R5	15 k Ohm	C5	220uF/16V
R6	33 k Ohm	C6	10uF/25V
R7	33 k Ohm	C7	10uF/25V
R8	12 k Ohm	C8	10uF/25V
R9	3,9 k Ohm	C9	10uF/25V
R10	12 k Ohm	T1	ME 0412
R11	68 k Ohm	T2	ME 0412
R12	12 k Ohm	T3	2N4302
R13	4,7 k Ohm	T4	BC 173
R14	180 k Ohm	D1	ZPD 7,5
R15	10 k Ohm		
R16	3,9 k Ohm		
R17	10 k Ohm		
R18	5,6 k Ohm		
R19	56 k Ohm		





TEKNISKE DATA

Driftspænding	9 V DC fra batteri type 410
Strømforbrug	5 mA
Modtagefrekvens mellembølge	540 kHz-1.600 kHz
Udgangsspænding for 1 mV ind	500 mV

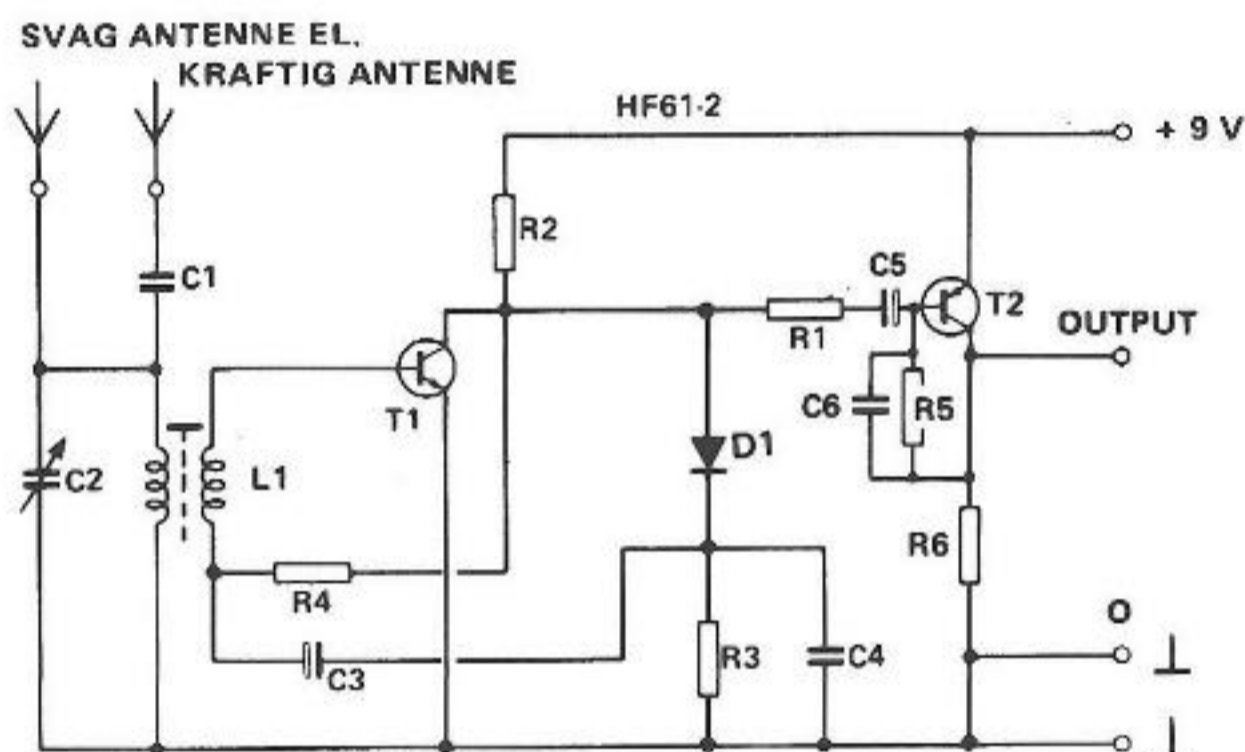
TEORETISK FUNKTION HF 61-2 DK

HF 61 kan modtage mellembølger.

Antennesignalet opsamles af ferritstaven og eventuelt en udvendig trådantenne.

Seriekondensatoren i antenneindgangen sikrer en god stationsadskillelse og hindrer, at den indstillede modtagefrekvens forskydes for kraftigt på grund af antennens parallelkapacitet. Denne kapacitet vil lægges oven i afstemningskapaciteten. Såfremt man benytter den mest følsomme antenneindgang uden C1 kondensatoren på 10 pF, kan skalaen forskydes til modtagelser af 350 kHz-800 kHz. Dette med typisk 100 pF antennekapacitet.

DIAGRAM

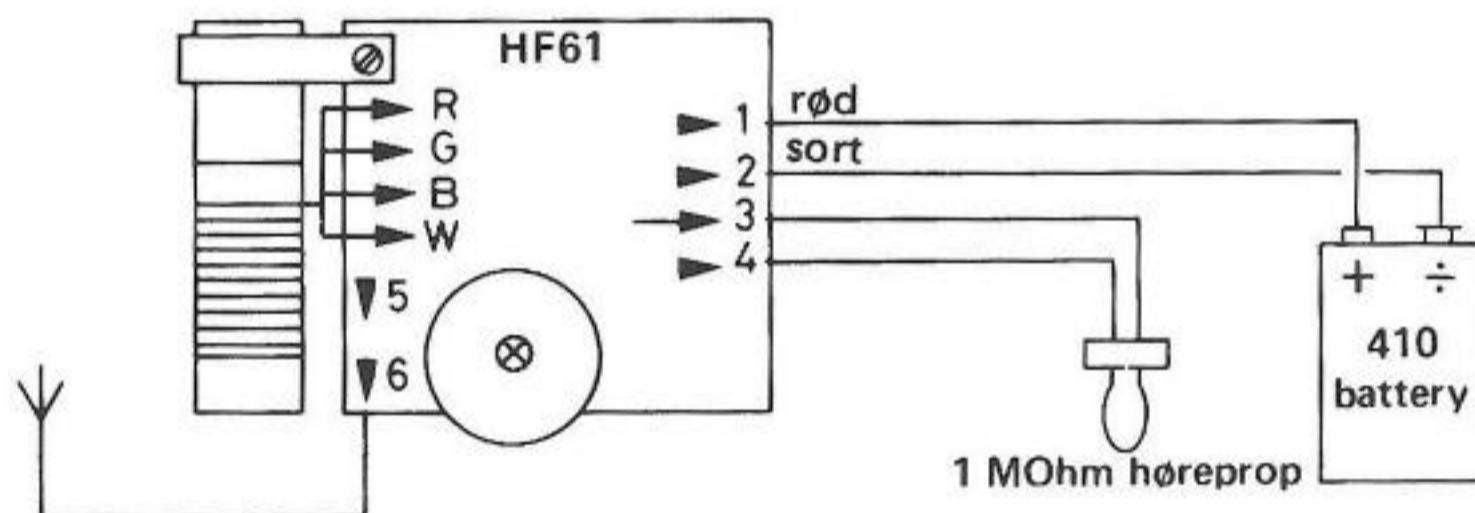


Indgangskredsen - en sugekreds - er opbygget med en ferritspole og en drejekondensator, som selekterer stationerne fra hinanden. Det højfrekvente modtagesignal forstærkes i T1 transistoren med en faktor 10. Derefter detekteres signalet af en germaniumdiode og højfrekvensen kortsluttes med en stor kondensator - C4 på 47 nF.

Gennem elektrolytkondensatoren føres lavfrekvenssignalet - det hørbare signal - igen ind i transistorens basisindgang. Det forstærkes omkring 10 gange og udgangssignalet føres via R1 og C5 til basen på T2, som sørger for tilstrækkelig forstærkning til at forsyne en almindelig høreprop (1 M Ω).

T1 transistoren benyttes på en simpel måde 2 gange - både til HF og LF forstærkning (HF = højre frekvenser over 100 kHz - LF = lave frekvenser under 100 kHz). T2 benyttes kun til LF-forstærkning.

ANVENDELSE HF 61-2 DK

DIODE-
MELLEMBØLGE-
MODTAGER

Tilslut HF 61 som vist på tegningen ovenfor. Som batteri benyttes f.eks. et type 410 fra Helleesen.

Volumenkontrol er ikke nødvendig. Hvis kraftige stationer lyder forvrænget, kan man mindske antennenlængden.

Når man tilslutter antenne, er der to muligheder. Enten kan man koble et par meter antenne til loddeøje 5, eller man kan i stedet give loddeøje 6 direkte jordforbindelse. Loddeøje 6 må godt få så kraftig antenne som muligt - tap f.eks. jordforbindelsen fra telefonen, vandhanen eller centralvarmens metal. Hvis der er maling på, må den skræbes af.

I Europa er de østtyske mellembølgestationer de kraftigste. Drej derfor drejekondensatoren C2 helt venstre om til stop og 1-2 mm tilbage. De skal nu ved at forskyde ferritspolen på ferritstaven kunne fange en eller to af disse stationer. Herved er ferritstav og spole justeret i forhold til hinanden.

Såfremt De er nødt til at anvende antenneindgangen på loddeøje 5, må der regnes med ringere stationsadskillelse, og ferritspolen må skydes omkring halvt ud af ferritstaven for at kunne dække det nu indskrænkede frekvensområde 900 kHz til ca. 1500 kHz.

KOMPONENTLISTE HF 61-2 DK

R1 2,2 kOhm
 R2 4,7 kOhm
 R3 1 MOhm
 R4 180 kOhm
 R5 470 kOhm
 R6 12 kOhm

D1 AA143 el. AA119

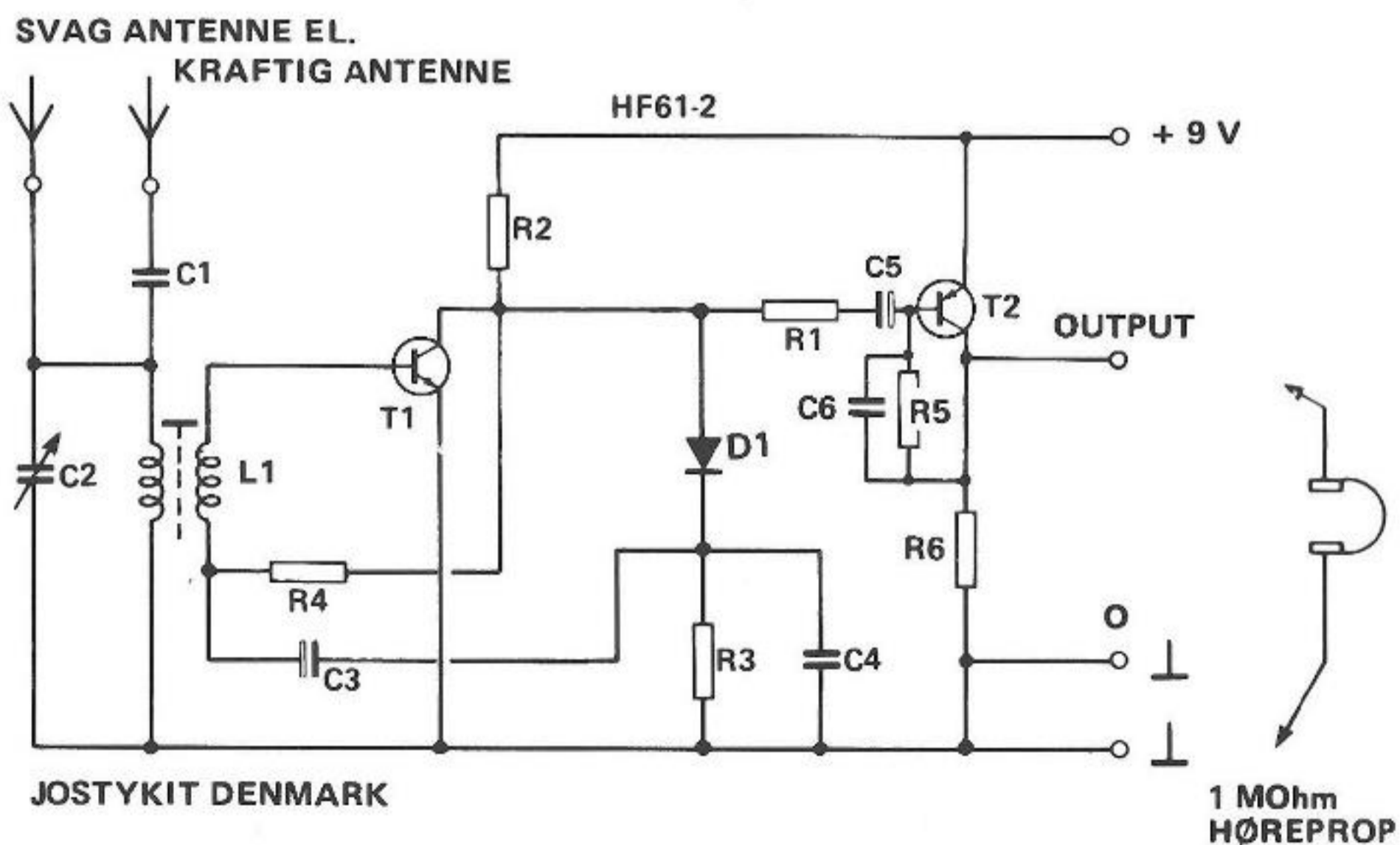
T1 BF199

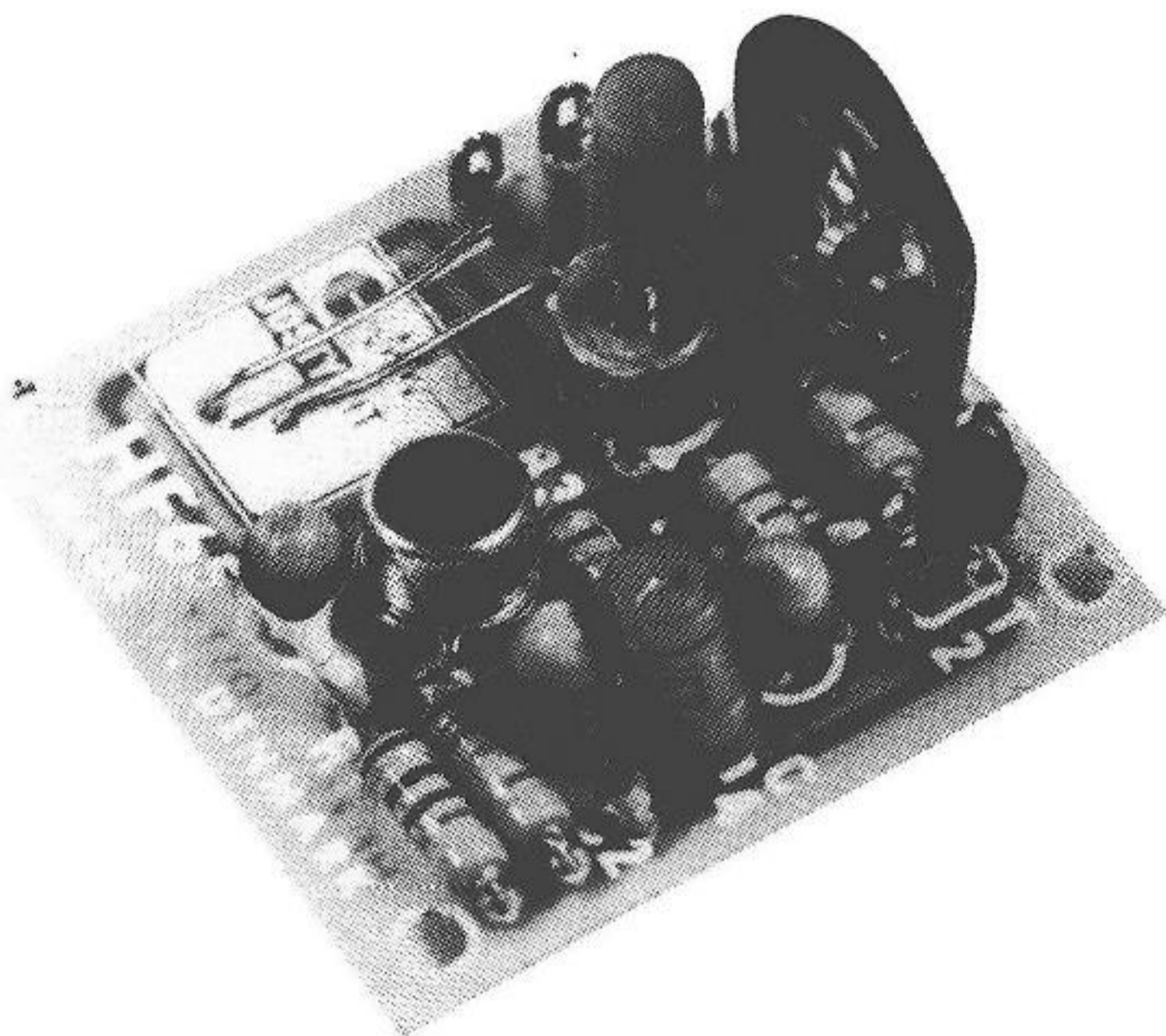
T2 MEO412

L1 Ferritspole & ferritstav

C1 10 pF/125 V
 C2 10-120/10-150 pF
 C3 6,8 uF/40 V
 C4 47 nF/250 V
 C5 6,8 uF/40 V
 C6 1 nF/125 V

DIAGRAM



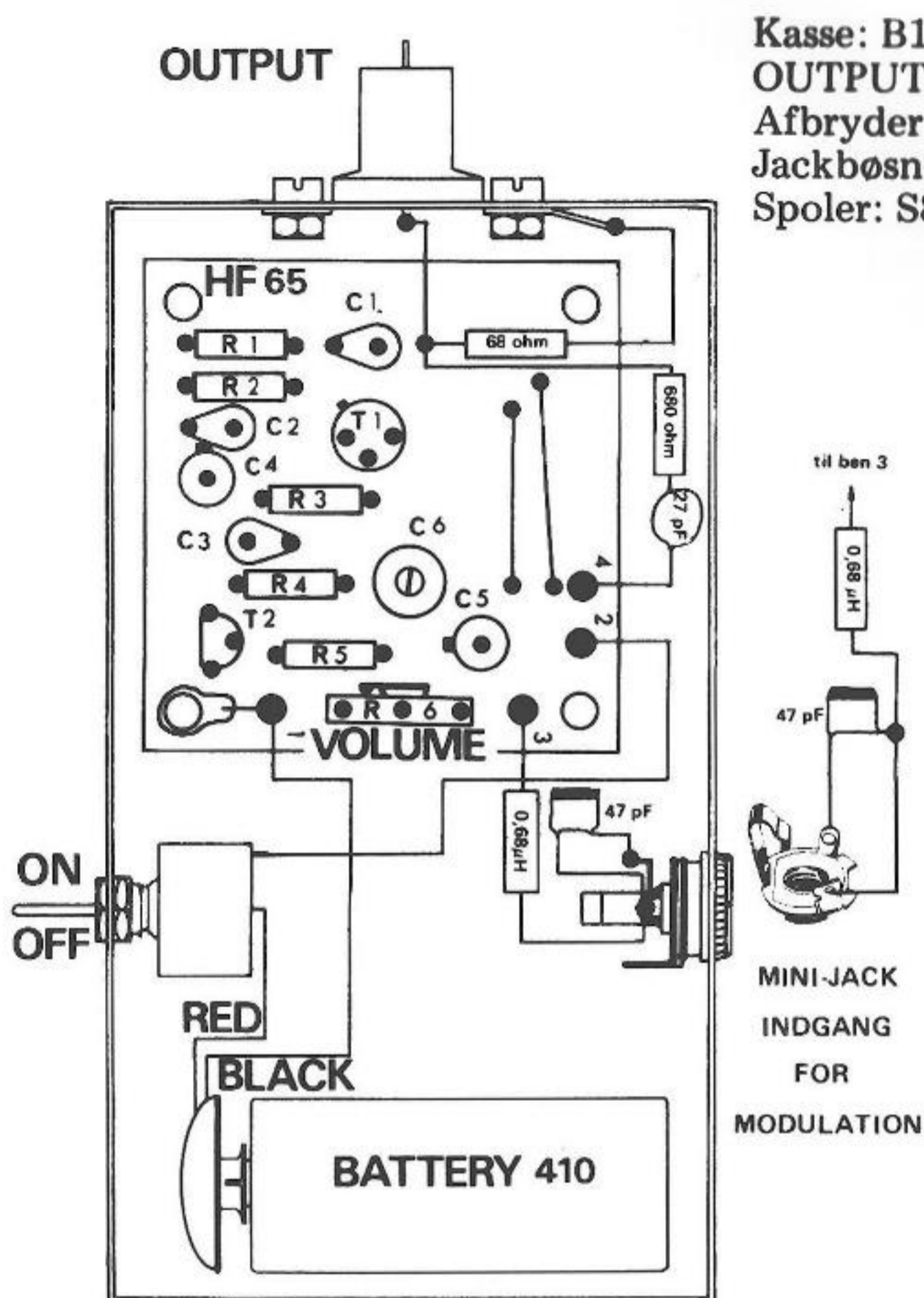


HF 65 er en sendeoscillator, der kan styres af ethvert signal, man tilfører indgangen. Efter en kort afprøvning uden antenne, skal den indbygges i en afskærmet kasse som vist ovenfor på tegningen.

Udgangssignalet skal tilsluttes direkte til den benyttede modtagers antenneindgang. Det gøres med skærmet kabel på 75 Ohm og korrekte stikforbindelser til både oscillator-skærmkasse og modtager. Den af post og telegrafvæsenet maximalt tilladte udstråling må nemlig ikke overstige størrelsen 10 uV/m. Ellers vil oscillatoren blive betegnet som sender, og er som sådan ulovlig at anvende! Tager man ikke disse indbygningsbetingelser alvorligt kan brugeren straffes med bøde og konfiskation af alt udstyr. Endvidere er brugeren rent moralsk forpligtet til at hindre skadelig "vild" udstråling, fordi denne udstråling kan forårsage uvurderlige skader ved forstyrrelse af luftart, navigationsfyr og offentlige kommunikation (f.eks. brandvæsen)!

TEKNISKE DATA

Driftsspænding	9–12 V
Udgangsspænding	100 mV
Frekvensområde	60–145 MHz
Indgangsfølsomhed	10 mV



Kasse: B101
 OUTPUTbøsning: D371
 Afbryder: E121
 Jackbøsning: D221
 Spoler: S801

På montagetegningen ser man, hvorledes HF 65 kan indbygges lovligt, så den ikke udstråler farligt. Ved montagen skal stikanbringelse og omskifterplacering følges slavisk.

Afhængigt af hvilke frekvensbånd, oscillatoren skal benyttes på, skal man overlodde printspolen. I området 87,5 til 108 MHz skal een vinding fra ydersiden af printpladen overloddes med et stykke tråd. For at kunne lodde på spolen må man skrabe den hvide dæklak af. Overloddet to vindinger vil amatørbandet 144–146 MHz kunne dækkes. Man fintrimmer ved at indsætte trimmekorsets trimmepind nr. 3 i den lille trimmekondensator C6 og dreje, til der intet sus høres på modtageren. Derefter skal kassen lukkes.

Hvis man ønsker at dække TV-båndet på kanal 3 eller 4, skal man ikke overlodde printspolen, men blot trimme på C6.

Som bjælkegenerator kan man anvende en MI 360 tonegenerator. Tonegeneratorens udgang skal tilsluttes oscillatorens indgang for at der dannes vandrette streger på TV'et.

Da målesender-oscillatoren HF 65 er meget følsom på indgangen, kan man godt benytte en almindelig ØREPROP som modulation. Fløjter man ind i den, vil der kunne dannes vandrette eller lodrette streger på TV'et eller toner i radiomodtageren.

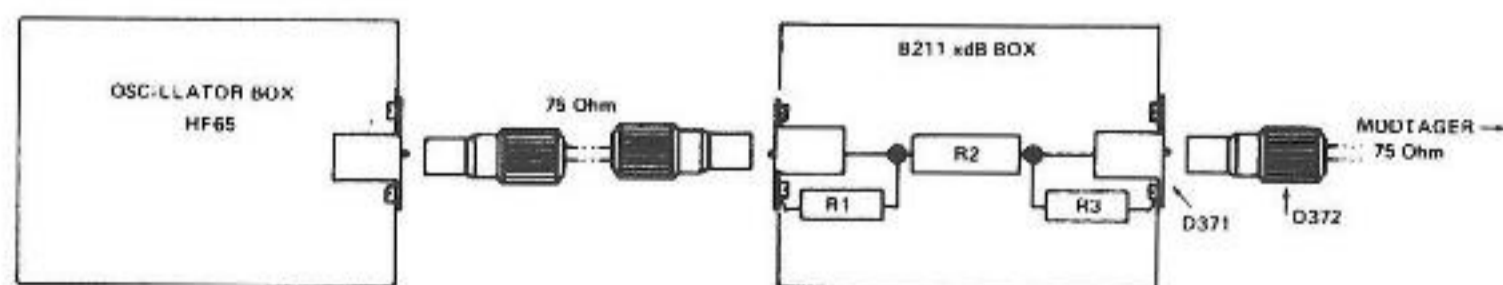
Til værkstedsbrug er to af de nævnte koblinger fine, idet man kan justere den ene til 87,5 MHz og den anden til 104 MHz og på denne måde kontrollere og sammenligne andre modtageres modtageområde. Husk i denne forbindelse, at man ikke kan benytte udvendig strømforsyning til den lille målesender. De høje frekvenser vil nemlig kunne løbe ud gennem forsyningsledningerne og brummodulere signalet.

DÆMPNINGSLED

Man kan på en primitiv måde undersøge en radiomodtagers følsomhed med HF 65 oscillatoren.

Først er det nødvendigt at bygge en skærmet box, som vist under tilslutningsafsnittet og montere en HF 65, som sædvanligt.

Derefter må man bygge et antal dæmpningsboxe, som kan kobles i række. På diagrammet nedenfor ses, hvorledes man indsætter modstandene i hver box.



Kassen skal samles, så den er tæt.

Det er praktisk at bygge ialt 6 BOXE med hver sin dæmpning.

Endvidere skal man i hver box indsætte de modstande, som dæmpningsskemaet angiver.

3 dB	6 dB	10 dB	20 dB	40 dB	60 dB	MODSTANDE
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)

Boxene kan nu benyttes, når man ved, hvor meget disse dB dæmpninger er:

- 60 dB dæmper 1000 gange
- 40 dB dæmper 100 gange
- 20 dB dæmper 10 gange
- 10 dB dæmper ca. 3 gange
- 6 dB dæmper 2 gange
- 3 dB dæmper ca. 1,5 gange

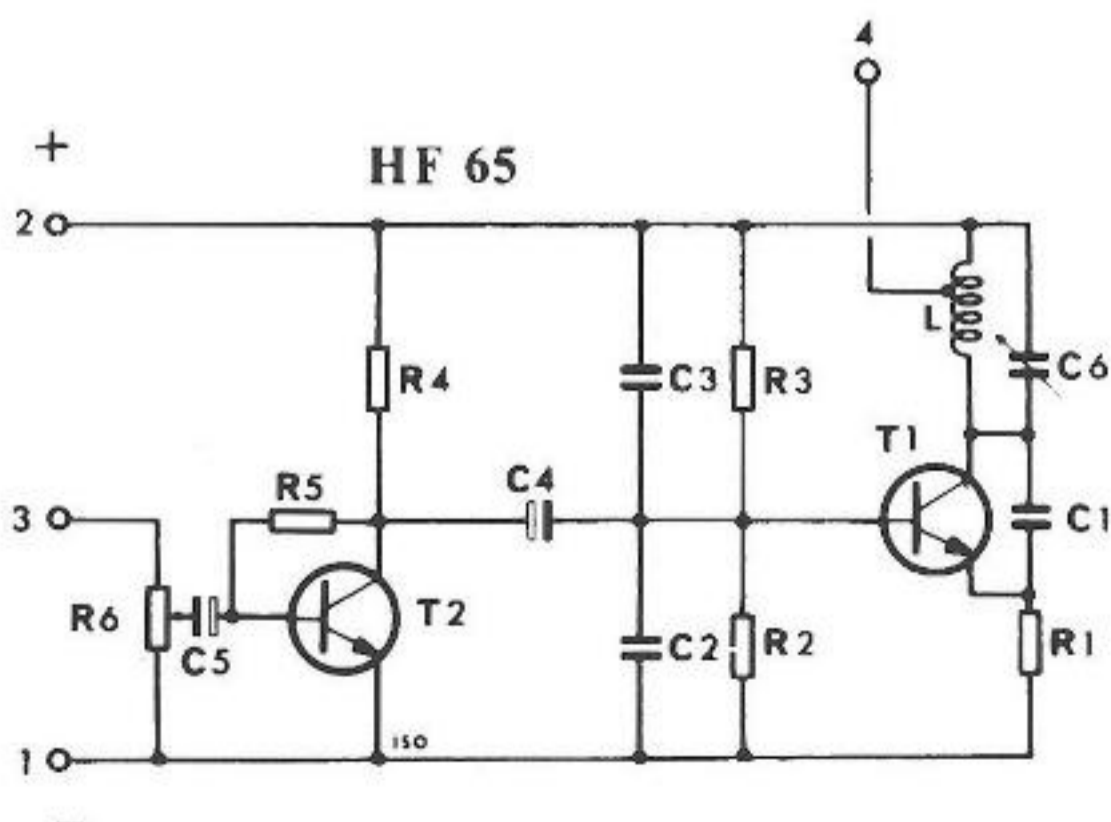
Hvis en radiomodtager gengiver en tone med en lille smule hørbart sus, kan man som en tommelfingerregel regne med, at NETOP HER skal følsomheden angives.

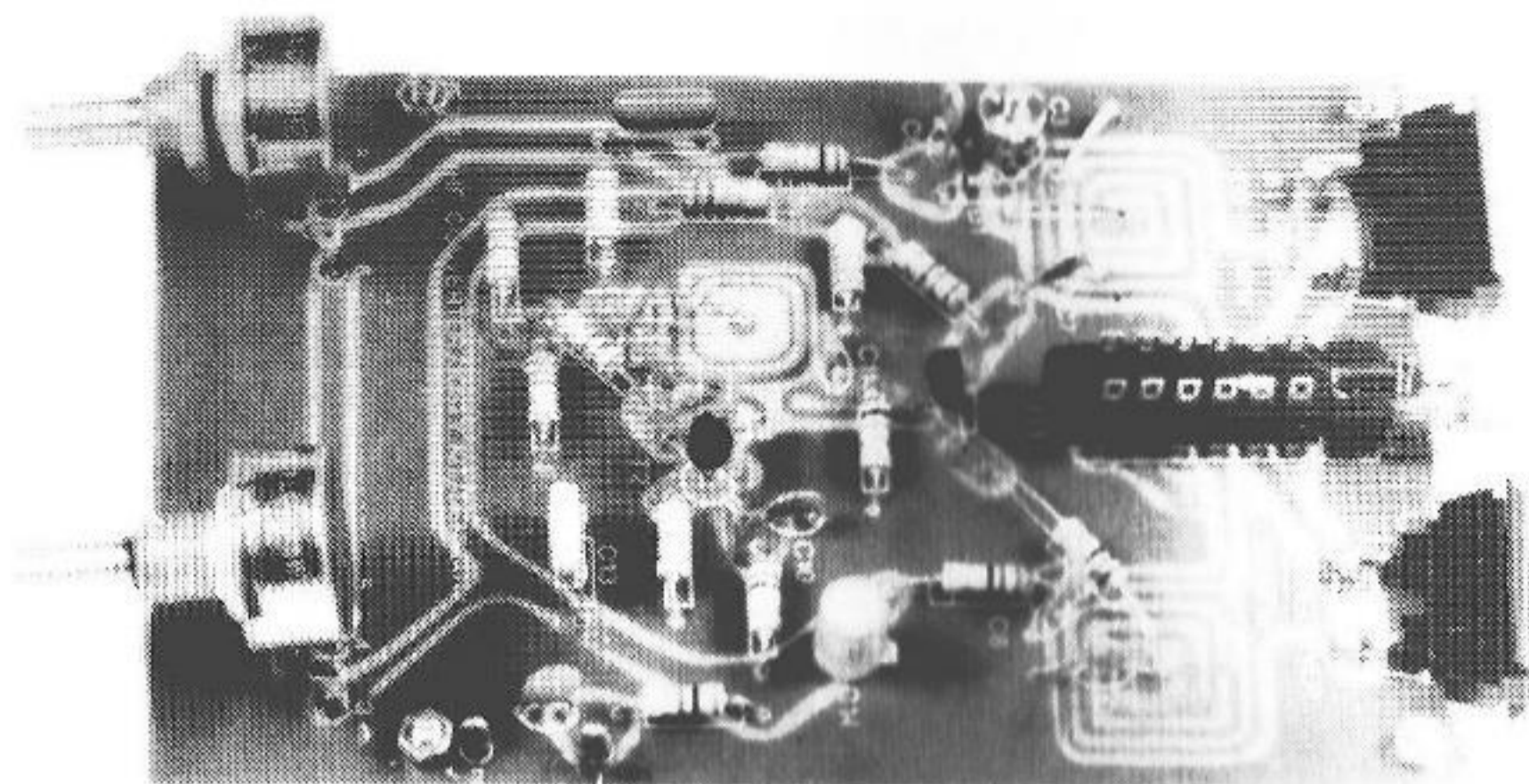
Når man ved, at der kommer 100 mV ud af oscillatoren, og der er indsat dæmpningsled på 60 dB, 20 dB og 6 dB, kan man udregne følsomheden, idet dB'erne skal lægges sammen, når antallet af gange skal multipliceres.

RESERVEDELSLISTE

- 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

DIAGRAM





TEKNISKE DATA

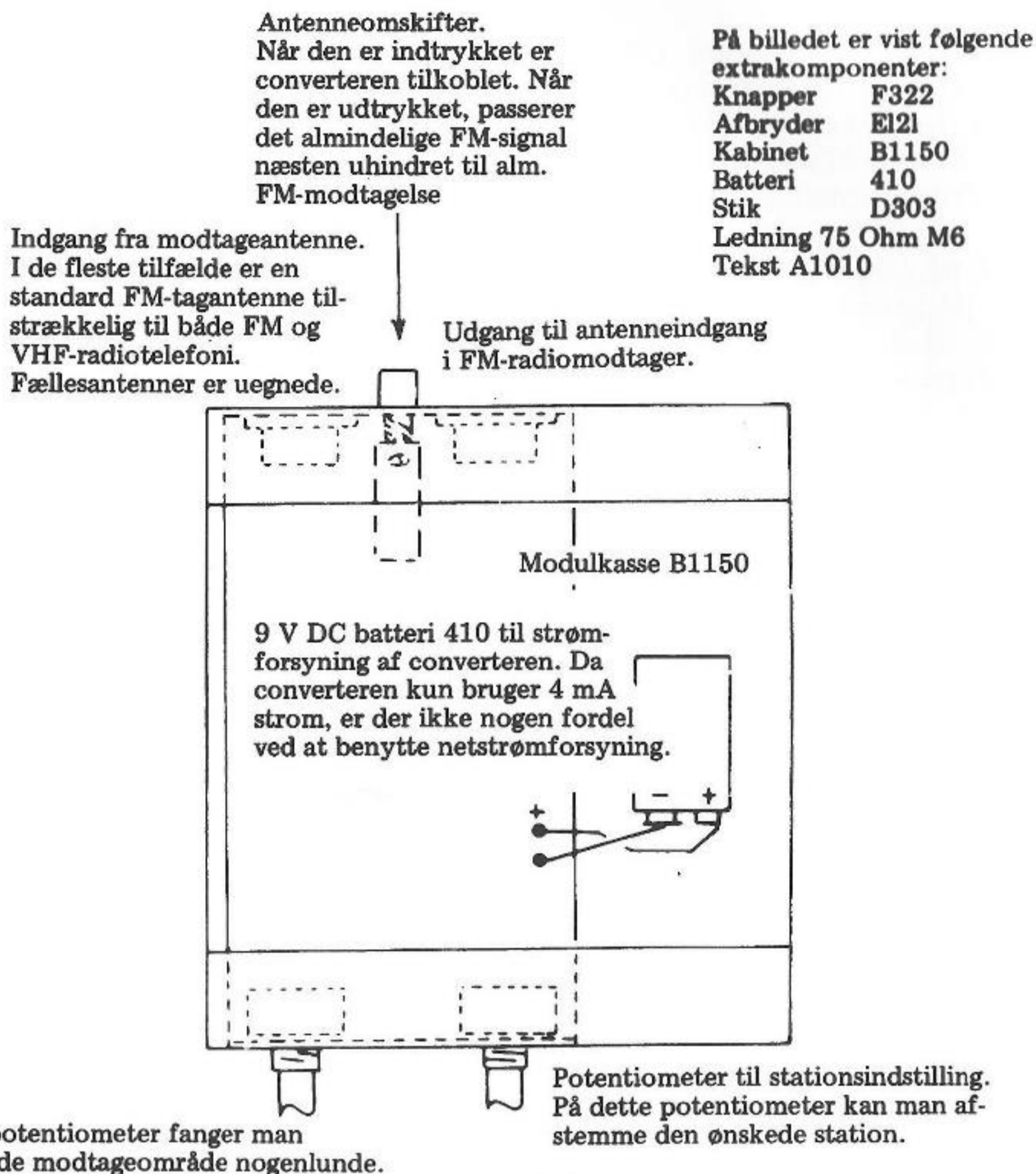
Driftspænding	9 V DC (max. 15 V DC)
Strømforbrug	4 mA
Modtageområde	144–146 MHz
Følsomhed i forhold til 1 uV ud:	0,8 uV ved 10 dB S/N

HF 305 er opbygget som converter (omdanner). Det den kan omdanne, er VHF-båndet på 144–146 MHz til 100 MHz. 100 MHz kan modtages på en almindelig radio.

Når converteren er forbundet korrekt efter afsnittet TILSLUTNING, indstiller man på FM-modtagerens skalaknap omkring 100 til 104 MHz, hvor der høres mest sus.

Derefter drejer man på grovafstemningen, det er det venstre potentiometer, til man hører en eller flere amatørradiostationer. Med finjusteringspotentiometret til højre kan man nu bestryge hele amatørbandet. Hvis kun en del af båndet kan afsøges med finjusteringspotentiometret, må man variere ganske lidt på grovjusteringspotentiometret til venstre. Det er nødvendigt at "lege" lidt med grovjusteringspotentiometret for at få finjusteringspotentiometret til at dække det helt rigtige område. En absolut korrekt indstilling med grovjusteringspotentiometret kan kun opnås med en kalibreret målesender.

HF 305 kan ikke omstilles til modtagelse af brandvæsen eller politi, da disse frekvenser ligger under 87,5 MHz, der er det laveste en LOVLIG FM-modtager kan indstilles til.



HF 305 tilsluttes til et almindeligt H410, 9 V batteri gennem en afbryder. Man bør ikke tilkoble nogen form for ON/OFF-lampe, da en sådan vil bruge mere end 20 gange så meget strøm som selve HF 305'en.

HF 305 bør derefter indbygges i en B1150 MODUL BOX eller skrues i en aluminiumskasse, der kan lukkes. Det hindrer ulovlig udstråling og eliminerer converterens følsomhed for "håndkapacitet" og andre ydre påvirkninger, som kan forskyde stationsindstillingen.

Plusledningen fra batteriet skal gå til loddeøje 1 og minus til loddeøje 2. Man opnår den bedste forbindelse ved først at forfinne loddeøjnene med 3–4 mm tin, medens man varmer med loddekolben.

De resterende stykker trådafklip fra kondensatormontagen benyttes nu til forbindelse af de to potentiometre, R15 og R16. De 6 nødvendige stykker trådafklip skal hver være 15 mm lange. Stykkerne loddes på potentiometrenes loddeflige. Potentiometerakslerne afkortes med en nedstryger efter den benyttede kasse.

R15 på 100 kOhm loddes på de tre loddeøjne 6, 7 og 8, som vist på forsidebilledet.

R16 på 2,2 kOhm loddes på loddeøjnene 3, 4 og 5, som vist på forsidebilledet.

Deres HF 305 er nu klar for TRIMNING.

INDJUSTERING

Vi forudsætter nu, at De har forbundet B2-udgangs-bøsningen fra HF 305 til Deres FM-modtagers FM-antennebøsning — med ca. 1/2 meter 75 Ohm antennekabel imellem (og normerede bøsninger).

Vi forudsætter ligeledes, at De benytter en almindelig FM-antenne uden nogen form for filtre eller forstærkere imellem, eller bedre naturligvis en professionel VHF-antenne, f.eks. en 5/8-del ground-plane antenne til 144 MHz.

Tryk antenneomskifteren mellem antennebøsningerne ind. (Når den trykkes ud, passerer det almindelige FM-signal uhindret).

Drej derefter på Deres egen FM-modtagers skalaknap omkring 100 MHz, ca. 98—104 MHz, til De hører det mest ensartede, kraftige sus.

Drej derefter på områdevælgeren, til De hører en station.

Det til byggesættet medfølgende trimmekors benyttes derefter til indtrimning af den lille grønne trimmekondensator C3 i den ene side af HF 305 printpladen. Trim til maximum signal-følsomhed.

Stil finjusteringspotentiometret R16 til højre i midterstilling. Stil grovindstillingspotentiometret, det er R15 til venstre, i midterstilling og påskru en knap.

Drej derefter på det, så der høres en amatørstation midt i 144—146 MHz båndet. Påsæt derefter knap på finjusteringspotentiometret med midtpunktsangivelse.

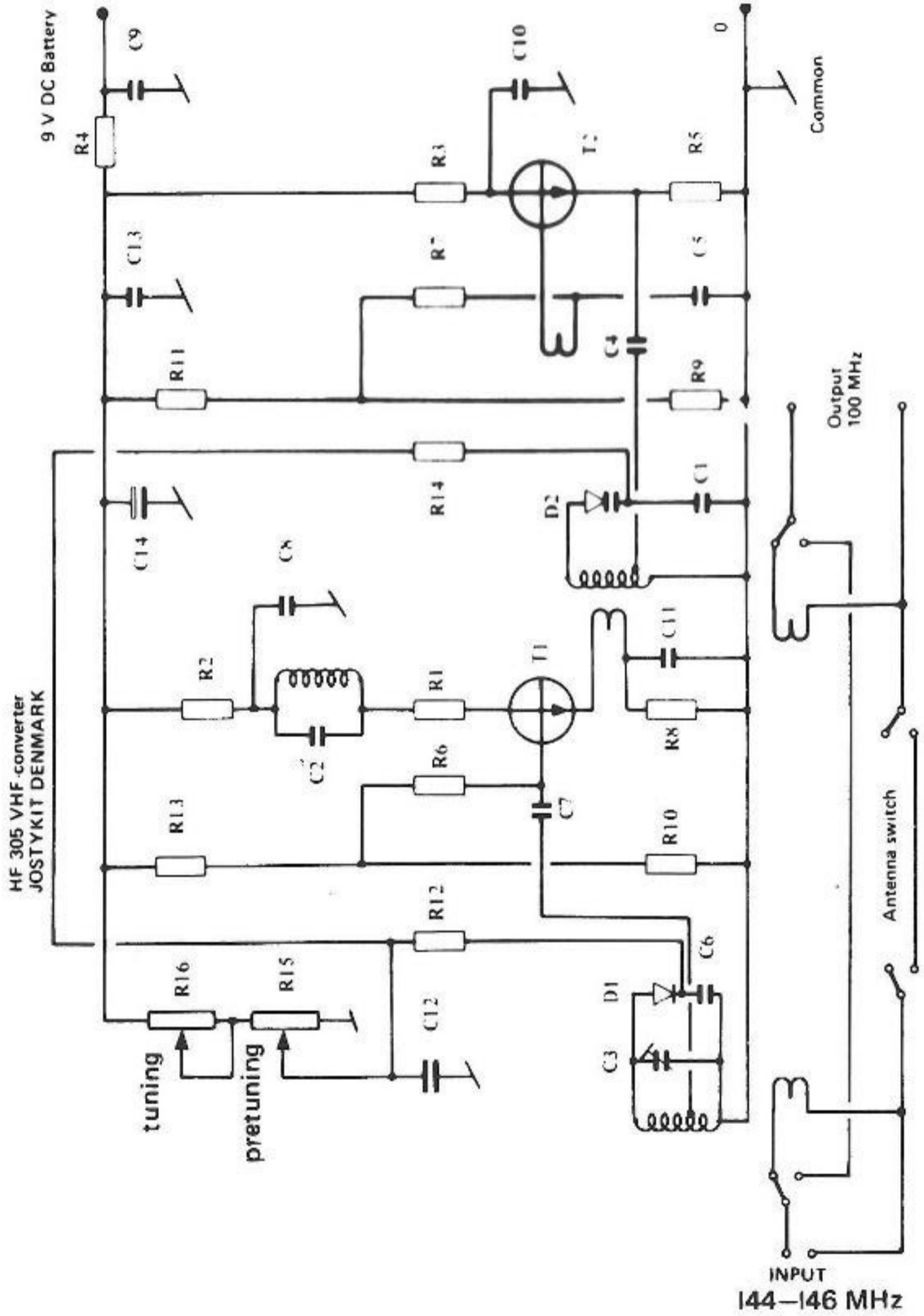
På finjusteringspotentiometeret kan man nu afsøge en ønsket amatørstation.

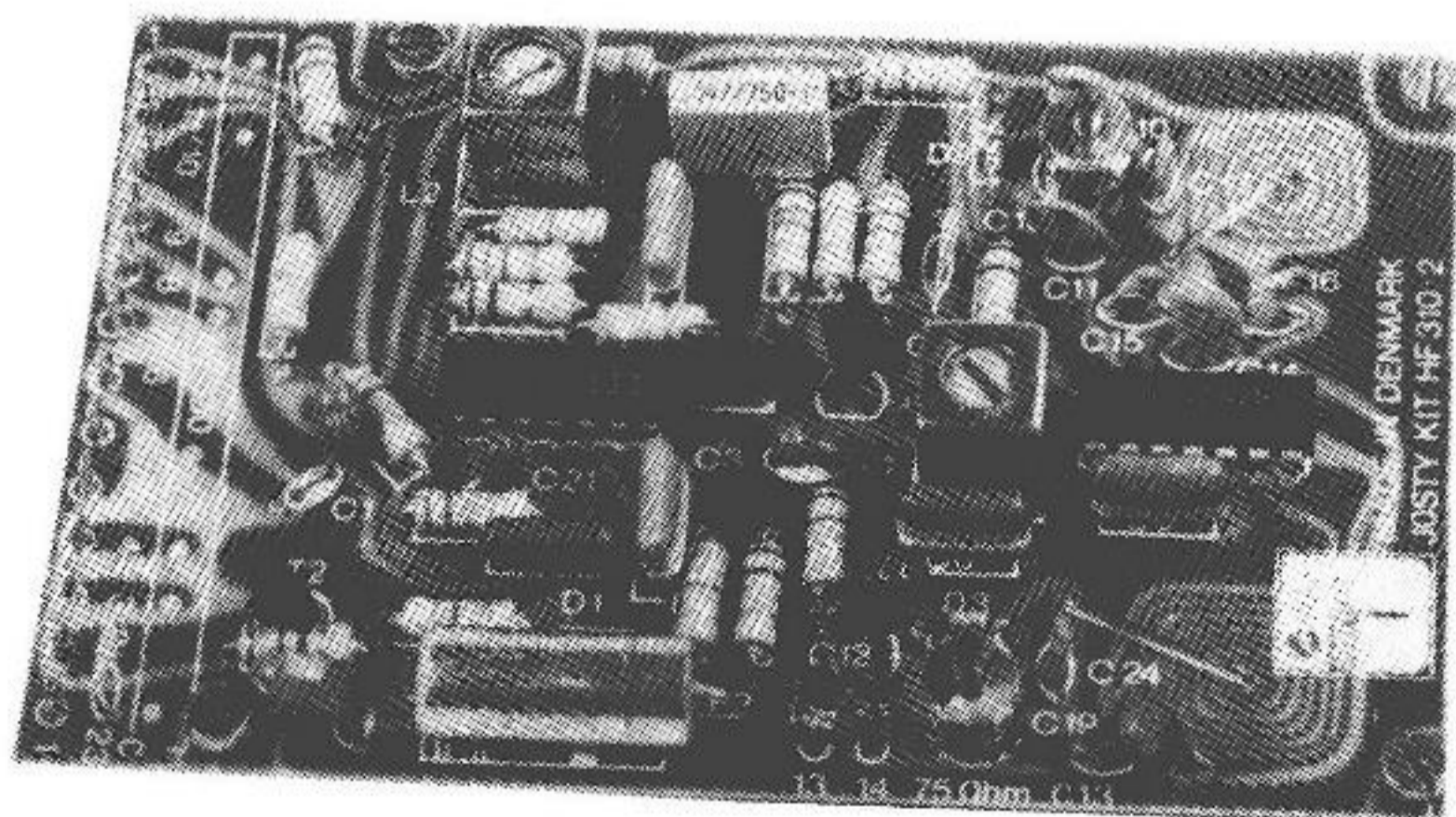
HF 305 er en god start for ikke licentierede amatører, der senere vil anskaffe mere avanceret udstyr, men først vil prøvelytte på det lovlige amatørband.

RESERVEDELSLISTE

R1	18 Ohm	1/4 W modstand
R2	18 Ohm	1/4 W modstand
R3	18 Ohm	1/4 W modstand
R4	100 Ohm	1/4 W modstand
R5	330 Ohm	1/4 W modstand
R6	820 Ohm	1/4 W modstand
R7	820 Ohm	1/4 W modstand
R8	1 kOhm	1/4 W modstand
R9	1,8 kOhm	1/4 W modstand
R10	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R11	3,9 kOhm	1/4 W modstand
R12	10 kOhm	1/4 W modstand
R13	15 kOhm	1/4 W modstand
R14	22 kOhm	1/4 W modstand
R15	100 kOhm	
R16	2,2 kOhm	
C1	10 pF	kondensator
C2	15 pF	kondensator
C3	2-20 pF	trimmekondensator
C4	47 pF	kondensator
C5	1,5 nF	kondensator
C6	1,5 nF	kondensator
C7	1,5 nF	kondensator
C8	1,5 nF	kondensator
C9	1,5 nF	kondensator
C10	1,5 nF	kondensator
C11	1,5 nF	kondensator
C12	100 nF	kondensator
C13	47 nF	kondensator
C14	22 uF/25 V	elektrolytkondensator
O1	1 x 4	separat omskifter
B1	DIN/IEC	FM-antennebøsning
B2	DIN/IEC	FM-antennebøsning
T1	BF199	
T2	BF199	
D1	BB142	
D2	BB142	

DIAGRAM





TEKNISKE DATA

Driftspænding (se ANVENDELSE)	12–55 V DC
Strømforbrug	22 mA
Tuningsområde	87,5–108 MHz
Følsomhed 26 dB ved $df=40$ kHz/75 Ohm	1,8–2,5 μ V
Følsomhed for -3 dB begrænsning	0,6 μ V
Signal/støjforhold DIN 45,500	min. 60 dB
Selektivitet IHF	min. 35 dB
Frekvensområde DIN 45,500	20–15.000 Hz
Harmonisk forvrængning DIN 45,500	0,6%/1 kHz
Stereo kanaladskillelse DIN 45,500	35 dB
Pilottoneundertrykkelse 19/38 kHz	22/35 dB

HF 310 er en meget prisbillig HI-FI FM-forsats — beregnet for tilslutning af stereodekoder og forstærker.

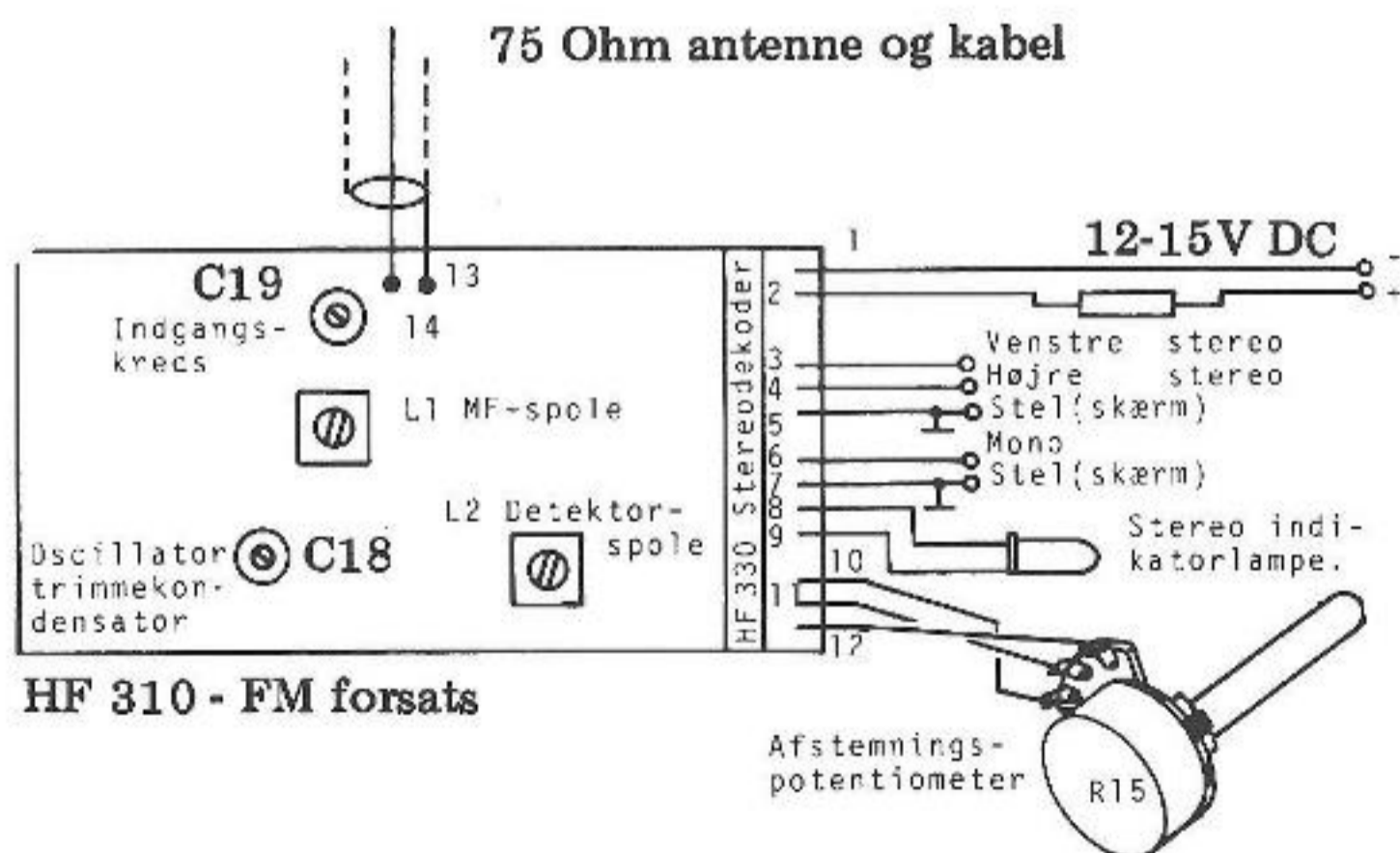
En topkvalitet-tuner's følsomhed ligger på mellem 1 og 2 μV efter IHF-standarden. HF 310's følsomhed ligger fuldt indtrimmet på mindre end 10 μV . Det betyder ikke en 10 gange dårligere modtagelse af svage stationer, men en 3-4 gange ringere modtagelse.

Fællesantennen afgiver sjældent mindre end 100 μV .

Ved mere praktiske forsøg i københavnsområdet modtog HF 310 dog alle danske og svenske stationer med fin adskillelse og lavt sus.

Oscillator og blander rummes i en balanceret modulator af typen SO 42P(E),-Siemens. Denne IC afgiver ingen oscillatorudstråling på grund af balanceringen, og den kan arbejde op til 150 MHz.

HF 310's stationsafstemning er gjort elektronisk med 2 kapacitetsdioder. HF-spolerne er indbygget i printet for at gøre det nemt at bygge HF 310.



Spolerne har forskellig størrelse. Det er for at modtageren skal kunne spore, hvilket vil sige, at indgangskredsen skal følge oscillator kredsen under afstemningen, dog med mellemfrekvensen 10,7 MHz's afstand over.

Efter blander-IC'en følger L1-spolen, der for-filtrerer 10,7 MHz'en. Man kan egentlig godt nøjes med et krystalfilter her, men af hensyn til faseulinearitet, der giver sig udslag i lavfrekvensforvrængning, vælger man næsten altid at benytte både spoler og keramiske filtre. Den nødvendige spole er derfor hjemkøbt af firma JOSTY KIT fra JAPAN. Det gælder iøvrigt også L2-spolen. Denne spole er for stor til at kunne rummes i printet, da frekvensen 10,7 MHz kræver en forholdsmæssig stor selvinduktion, for at man kan få et godt Q.

Mellem spolen og det keramiske filter har vi indskudt en transistor. Det er for at få følsomheden ned til under $10 \mu\text{V}$. Denne transistor forstærker 10 gange, og det er faktisk den, der "henter" de svenske stationer hjem.

Havde den manglet, ville følsomheden have været ca. $100 \mu\text{V}$.

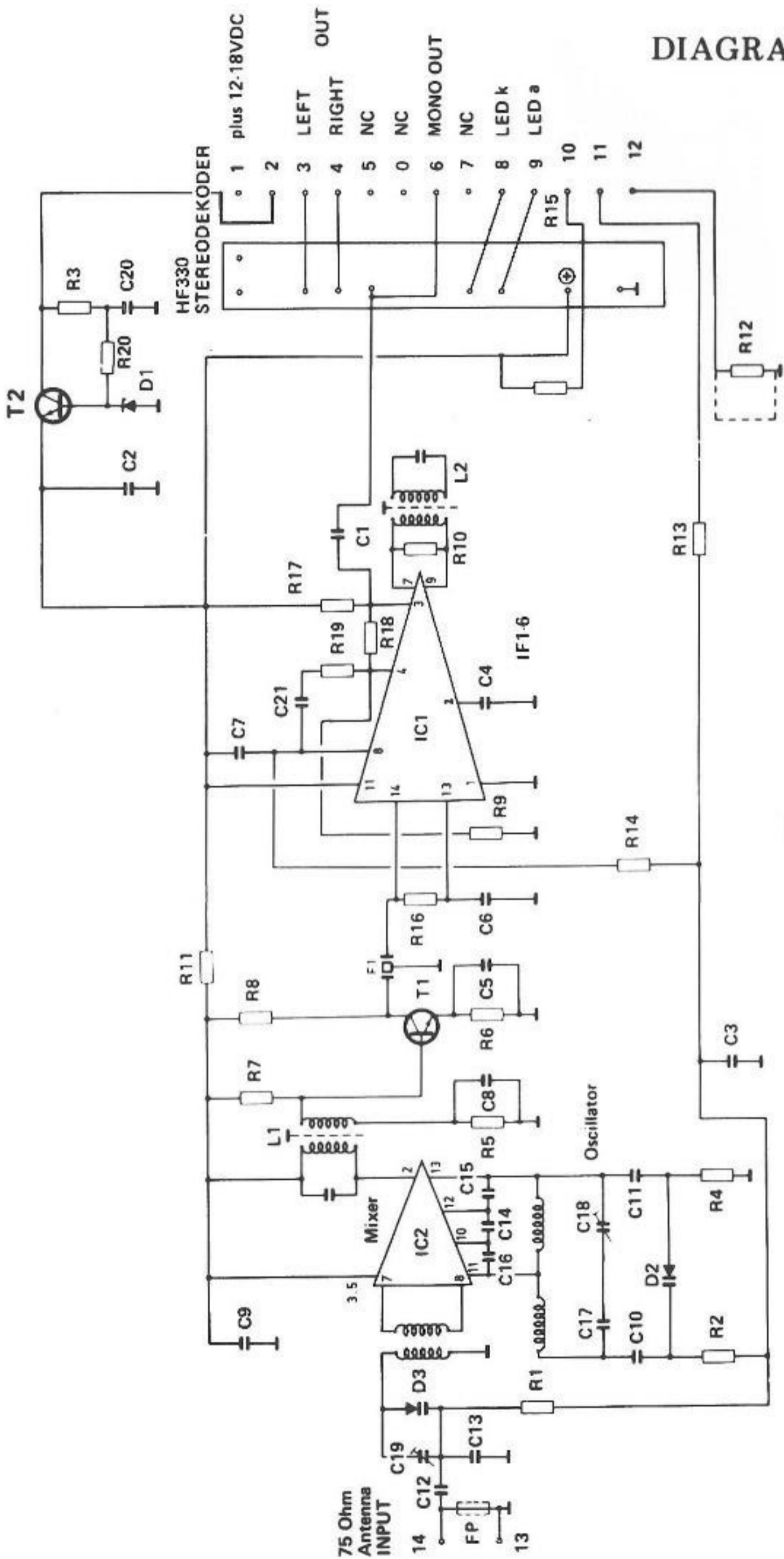
Fra de keramiske filter forstærkes mellemfrekvensen i en IC af typen TBA 120S. Denne særdeles komplekse IC indeholder både en kraftig mellemfrekvensforstærker, en begrænser og detektoren. Detektorspolen er også en »færdigkøbt» Japan-type, hvis kvalitet iøvrigt overgår alle europæiske mærker. Sig så ikke, at japanerne laver dårlige og dermed billige ting — kun det sidste er rigtigt.

RESERVEDELSLISTE

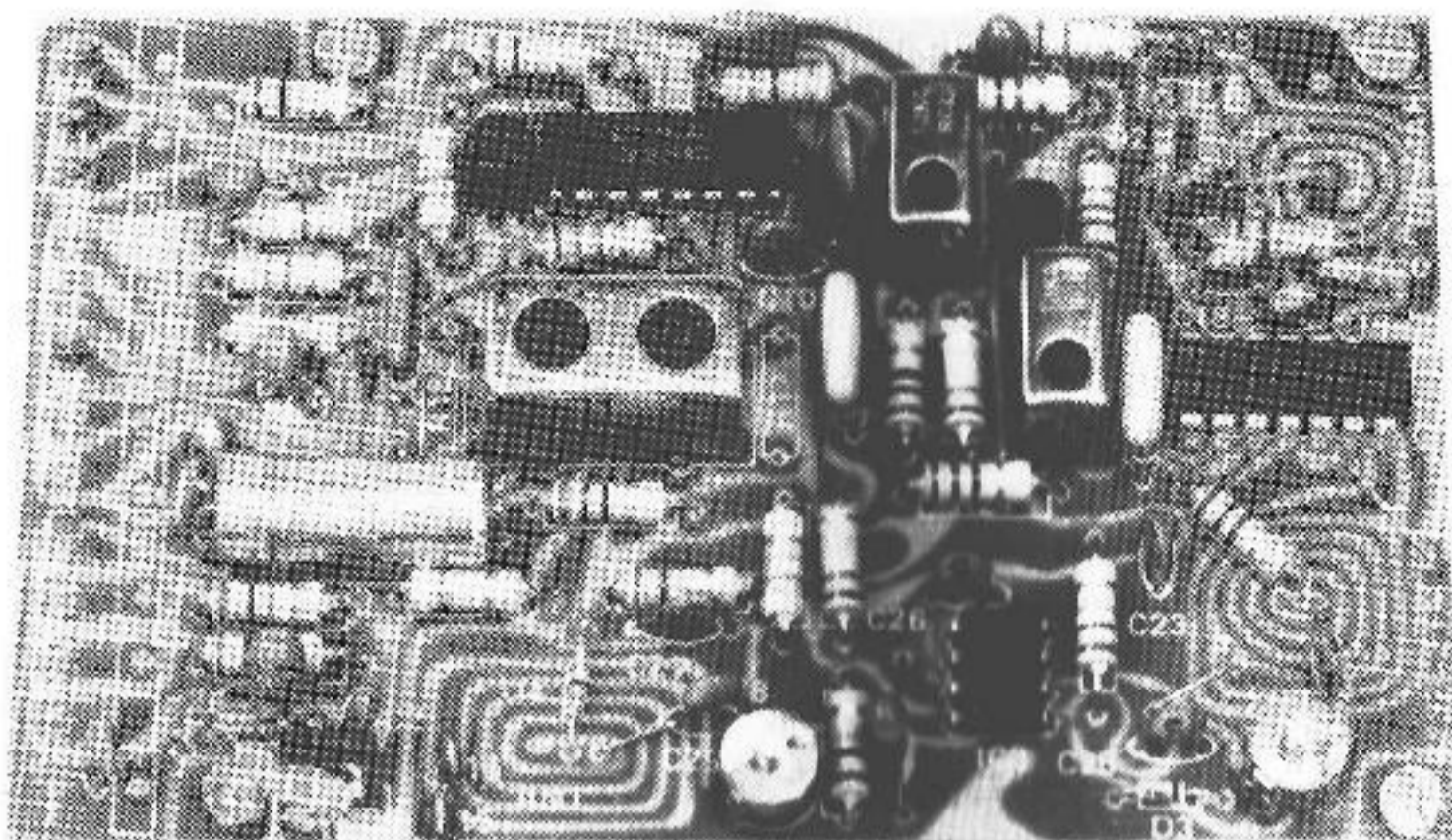
R1	68 kOhm	1/4 W modstand
R2	68 kOhm	1/4 W modstand
R3	560 Ohm	1/4 W modstand
R4	10 kOhm	1/4 W modstand
R5	10 kOhm	1/4 W modstand
R6	1,8 kOhm	1/4 W modstand
R7	47 kOhm	1/4 W modstand
R8	5,6 kOhm	1/4 W modstand
R9	39 kOhm	1/4 W modstand
R10	330 Ohm	1/4 W modstand
R11	470 Ohm	1/4 W modstand
R12	15 kOhm	1/4 W modstand
R13	39 kOhm	1/4 W modstand
R14	220 kOhm	1/4 W modstand
R15	100 kOhm	lineært potent. til afstemning

R16	330 Ohm	1/4 W modstand
R17	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R18	150 kOhm	1/4 W modstand
R19	22 kOhm	1/4 W modstand
R20	470 Ohm	1/4 W modstand
C1	2,2 uF/35 V	tantalkondensator
C2	220 uF/16-35 V	elektrolytkondensator
C3	1 uF/35 V	tantalkondensator
C4	22 nF	polyesterkondensator
C5	1,5 nF	kondensator
C6	22 nF	polyesterkondensator
C7a	10 nF	polyesterkondensator
C7b	470 pF	keramisk kondensator
C8	10 nF	polyesterkondensator
C9	10 nF	polyesterkondensator
C10	1 nF	keramisk kondensator
C11	1 nF	keramisk kondensator
C12	100 pF	keramisk kondensator
C13	100 pF	keramisk kondensator
C14	27 pF	keramisk kondensator
C15	10 pF	keramisk kondensator
C16	10 pF	keramisk kondensator
C17	10 pF	keramisk kondensator
C18	2-20 pF	trimmekondensator
C19	2-20 pF	trimmekondensator
C20	22 uF/10 V	tantalkondensator
C21	2,2 uF/35 V	tantalkondensator
C22	47 nF	keramisk kondensator
C23	1,5 nF	keramisk kondensator
C24	10 pF	keramisk kondensator
D1	ZF eller ZPD11	zenerdiode
D2	BB142	kapacitetsdiode
D3	BB142	kapacitetsdiode
T1	BF199	transistor
T2	BC173	transistor
IC1	TBA 120S	integreret kredsløb
IC2	SO42P eller SO42E	integreret kredsløb
L1	0024A	spole med rosa kerne
L2	0024B	spole med orange kerne
F1	SFC 10,7 mA	keramisk filter

DIAGRAM



HF310 FM TUNER MODUL 87,5-108 MHz - JOSTYKIT DENMARK



TEKNISKE DATA

Driftspænding	12-18 V DC
Strømforbrug	50 mA
Tuningområde $\pm 10\%$	87,5-108 MHz
Følsomhed typ.v.26 dB/SN-df40 kHz	1 μ V
Følsomhed min.v.26 dB/SN-df40 kHz	1,4 μ V
Udgangsspænding LF (df = 40 kHz/1 kHz)	200 mV
Forvrængning LF (df = 40 kHz/1 kHz)	0,18 %
Mellemfrekvensdæmpning	100 dB
Spejlsektion	35 dB

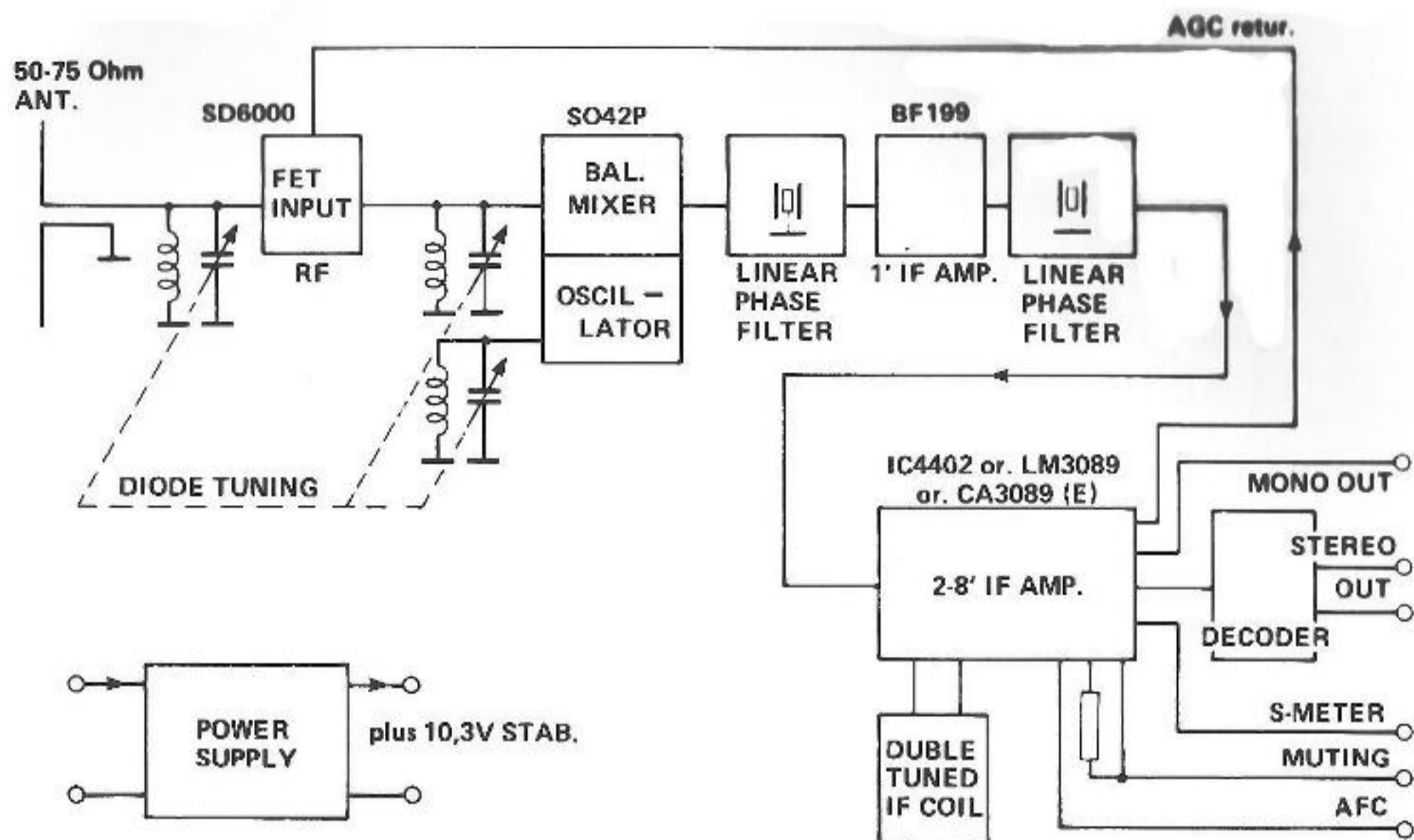
TEORETISK FUNKTION

HF 325-2, FM-modtageren til HI-FI brug, er en af JOSTY-KIT's allermest spændende nyskabelser indenfor moderne modulteknik.

Den er spændende, fordi der benyttes avancerede tekniske løsninger, som giver professionel kvalitet samtidig med at opbygning og indtrimning er forholdsvis let.

HF 325-2 kan forsynes med variabel MUTING, S-METER til indikering af feltstyrken og AFC-KONTROL. Tilkoblingsmuligheder som kun ganske få fine FM-modtagere er udstyret med.

Selvfølgelig kan man også indsætte en STEREO-DEKODER HF 330 til kvalitetsstereomodtagelse.



BLOKDIAGRAM

HF 325-2 er en kvalitets FM-modtager med mange ekstra faciliteter. Selv om opbygningen er teknisk avanceret, er samlingen problemløs - specielt fordi hele TUNER-FRONT-END'en er opbygget med printspoler. Disse spoler er een gang for alle trimmet ind hos JOSTYKIT.

Antennesignalet kobles på et udtag på indgangsspolen, hvor impedansen er 75 Ohm. Denne spole forstærker også signalet, idet indgangsimpedansen for DUAL GATE MOS FET'en (SD6000) er omkring 500 Ohm for bedst signal/støj-forhold.

Spændingsforstærkningen i MOS-FET'en er omkring 10 dB med de benyttede ind- og udgangsimpedanser.

Udgangen fra FET'en er tilkoblet en afstemt kreds som DRAIN-follower. Signalet fra HF-fortrinet føres nu til den balancerede blander SO42P. Blanderen er selvsvingende, hvilket sammen med den balancerede indgang giver et minimum af returudstråling.

Oscillatoren arbejder på modtagefrekvensen plus 10,7 MHz. Det giver mellemfrekvensen 10,7 MHz.

Mellemfrekvenssignalet fra SO42P går gennem L2 - et spole/keramik-filter med usædvanlig lineær gennemgangskaraktistik. Derefter forstærkes mellemfrekvenssignalet 2-3 gange, før det atter filtreres i et tilsvarende filter, L3.

Nu føres mellemfrekvenssignalet ind i den komplicerede **INTEGREREDE MELLEMFREKVENSFORSTÆRKER 3089E**. Denne kreds forstærker det stadig ret svage 10,7 MHz signal op fra min. 12 uV til omkring 240 mV (ca. 90 dB). Derefter detekteres det i en quadraturdetektor.

For at opnå en lineær S-kurve er quadraturspolen dobbelt-tuned. Den nødvendige fasedrejning på 90° fås gennem den lille L4 spole på 22 uH. Ved korrekt justering af den dobbelt-tunede spole kan en forvrængning på 0,18% eller mindre opnås.

3089 E IC'en har udgange for MUTING, AGC, AFC og S-meter.

MUTING

Mutingkredsløbet lukker af for **LAVFREKVENSSIGNALET** til den benyttede forstærker, når der ikke kommer **HØJFREKVENSSIGNAL** fra antennen, på den indstillede modtagefrekvens.

Med rigtigt indstillet detektorspole (L1) vil man altså ikke høre det sædvanlige sus mellem stationerne.

AGC

AGC-kredsløbet (Automatic Gain Circuit - Gain = forstærkning) er også indbygget i 3089E IC'en. Dette kredsløb leverer en udgangsspænding på omkring 6 V fra sig, når det **IKKE** er i funktion. Hvis der tilføres et for kraftigt HF-signal, vil denne spænding falde til omkring 1 V. AGC-spændingen styrer indgangskredsløbets forstærkning gennem MOS FET'ens GATE 2. Når AGC-spændingen synker, vil forstærkningen falde på indgangen. Det eliminerer krydsmodulation mellem svage og meget stærke stationer, når der er indstillet på stærke. AGC-reguleringen giver også lavere LF forvrængning på kraftige stationer, fordi forstærkningen reguleres ned.

AFC

AFC-kredsløbet (Automatisk Frekvens Control) kan, ved hjælp af et par udvendige modstande, styre diodeafstemningen til stationsindstilling.

Det sker på den måde, at 3089E IC'en afgiver 6 V plus/minus een V, afhængigt af til hvilken side af stationen man har indstillet på. En del af denne spændingsvariation overlejrer man diodeafstemningsspændingen med. Indstiller man derfor skævt over en station, vil AFC-styrespændingen TRÆKKE afstemningsspændingen ind på den korrekte værdi, som giver støj- og forvrængningsfri modtagelse. Deraf kommer også det fordanskede ord INDTRÆKKER. AFC-kredsløbet vil helst fange og holde en kraftig station. Det kan derfor være af betydning, at dette kredsløb, ved langdistancemodtagelse, kan frakobles når den fjerne station ligger op ad en kraftig, som IKKE ønskes modtaget. I praksis kan man dog godt fange en svag station, der ligger op ad en kraftig, ved at man drejer FORBI den kraftige og svage, hvorefter man drejer tilbage til det punkt, hvor den svage netop modtages.

Disse regler er alment gældende for modtagere forsynet med AFC-kredsløb.

S-METER

S-meter kredsløbet er også indbygget i 3089E'en. For indgangssignalet mellem 1 uV og 100 mV vil dette kredsløb afgive DC spændinger mellem 2 og 6 V. For at man kan få en visning fra bundstillingen til topstillingen på S-meteret, må man indskyde 3 dioder (1N4148) i serie med meteret (G350). Meterets anden terminal forbindes til stel.

STRØMFORSYNING

HF 325-2 er diodeafstemt. Det betyder, at blot en ringe ændring af forsyningspændingen ville få en modtaget station til at falde ud, hvis forsyningspændingen ikke var stabiliseret til en helt konstant spænding.

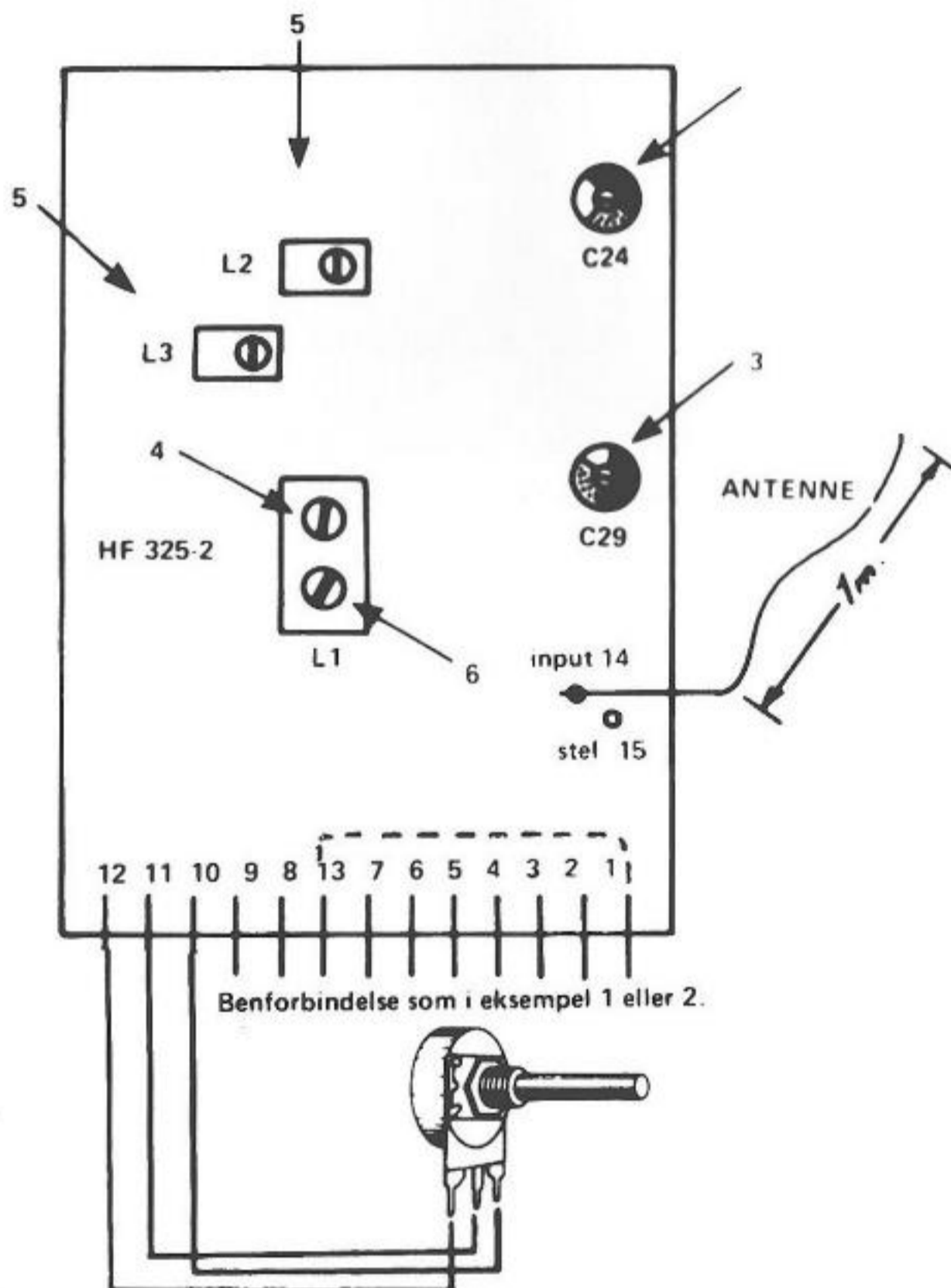
Der er derfor indbygget en lille stabiliseringsenhed på HF 325-2 printpladen. Denne stabiliseringsenhed kan klare spændingsvariationer på 12-18 V over plus/minus forsyningspændingen.

Stabiliseringsenheden trækker også stereodekoderen HF 330.

STEREODEKODER

Stereodekoderen HF 330 kan indsættes lodret i HF 325-2 i hullerne bag tilslutningsterminalerne.

HF 330 har et mindre stabiliseringskredsløb påbygget - det skal fjernes (D1 fjernes og R1 erstattes af en trådforbindelse).



TRIMNING

Trimmemetode 1: Simpel hjemmetrimning efter gehør

1. Forbind HF 325 efter tilslutningsafsnit 1.
2. Drej på potentiometeret til stationsafstemning, således at De hører en station. Under normale omstændigheder ligger stationerne i den ene ende af skalaen. Stil, med følelse, skarpt på den svageste station, der kan modtages.

3. Drej med en fin skruetrækker på de to små grønne trimmekondensatorer, så det modtagne signal er mest susfrit (C24 og C29).
Under normale omstændigheder vil de små grønne trimmekondensatorer stå halvt uddrejet for bedst modtagelse.
4. Benyt det medfølgende lille trimmekors, ben nr. 1, til trimning af dobbeltspolen L1. Drej først på kernen nærmest loddeøjnerækken, således at det modtagne signal er renest og kraftigst. Drej derefter på den anden kerne i L1 dobbeltspolen, således at det modtagne signal er kraftigst og renest.
5. Stil igen ind på den svagest mulige station og juster de to små spoler L2 og L3 til mest susfri modtagelse.
Gentag evt. punkt 4 og 5 et par gange, hvis De ikke er tilfreds med modtagerresultatet.
6. Med isat stereodekoder HF 330 må man justere L1's kerne nærmest stereodekoderen efter, hvis stereoindikatoren IKKE tænder for stereomodtagelse. Justeres for langt, vil MUTINGEN ikke virke. Denne fintrimning af L1 skal derfor foretages med omhu.

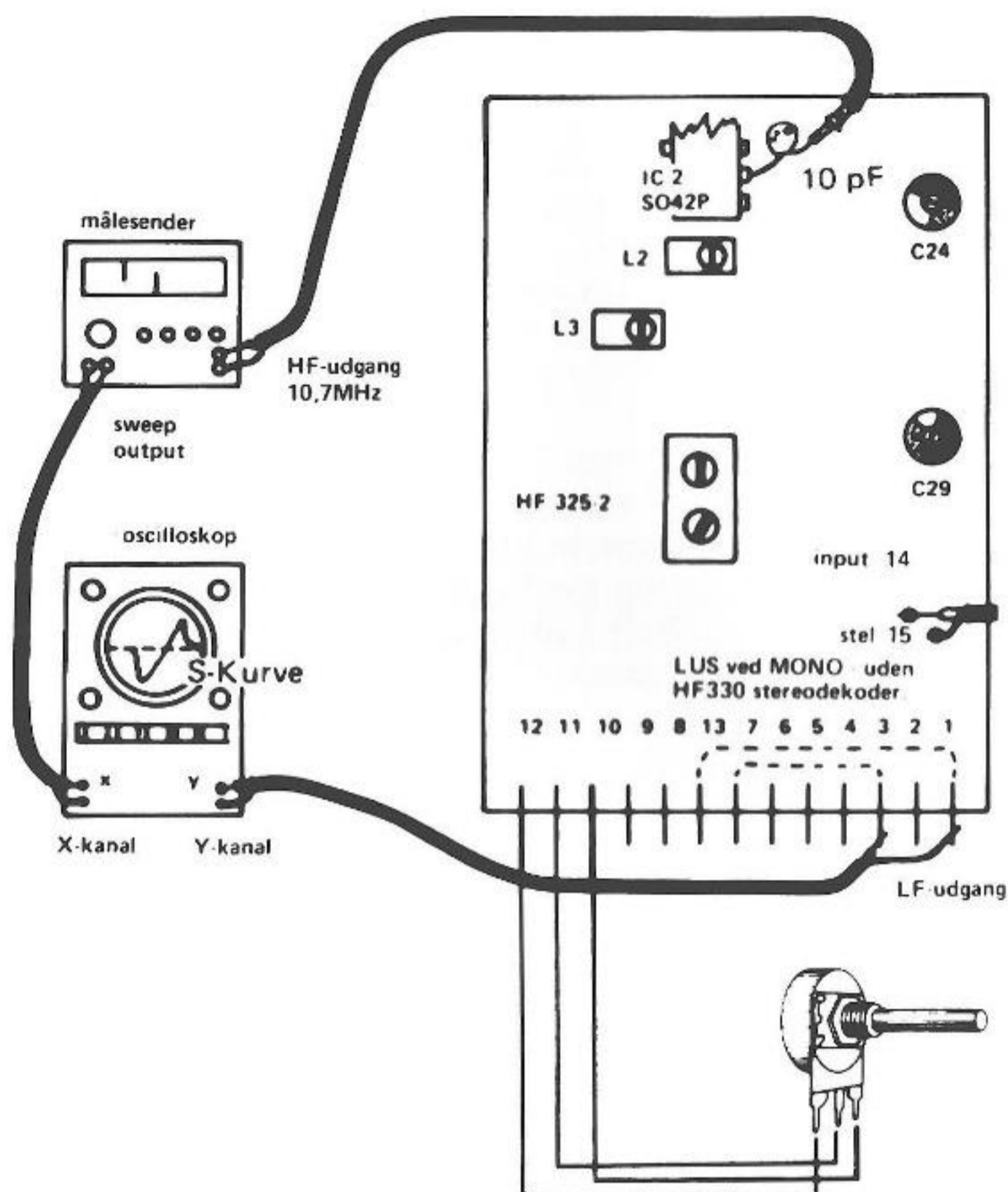
STANDARD TRIMMEVEJLEDNING

Trimmemetode 2:

Professionel indtrimning med måleinstrumenter

Instrumenter:
Målesender m. attenuator
LF-oscilloskop

Målemetoden her benyttes af JOSTY-KIT ved kvalitetstest. Deres tuner kan JOSTYKIT teste på samme måde mod beregning af 1/2 arb. time til dagspris.



1. Forbind HF 325 til en 12-18 V forsyningspænding, tilslut en ledning fra loddeøje 13 til 0 og forbind et 100 kOhm's afstemningspotentiometer direkte til loddeøjnene 10, 11 og 12.
2. Indstil målesenderen til nøjagtig 10,7 MHz og send signalet ind på IC2, ben 2, gennem en 10 pF kondensator. Drej fuldt op for målesenderens attenuator. Stel koldes på skærmdåsen L2. Målesenderens deviation skal være 40 kHz og modulationsfrekvensen fm skal være 1 kHz.
3. Tilslut oscilloskopets Y-indgang over LF-udgangen 7 på HF 325. Stel skal til loddeøje 1. Indstil oscilloskopet på automatisk LF trigning og timebasen til ca. 5 mS/div.

4. Drej attenuatoren på målesenderen ned i step, mens man til stadighed efterjusterer spolerne L1, L2 og L3 til maximal LF-udgangsspænding. Finindstil på målesenderfrekvensen til max. signal og gentag punkt 4 en gang.
5. Indstil nu målesenderen til SWEEP på omkring 1-2 MHz omkring 10,7 MHz.
6. Sæt oscilloskopets timebase i stilling extern. Tilfør externt signal fra målesenderens sweep udgang og indstil niveauelementerne, så kurverne har en aflæsbar størrelse (kurven kaldes for en S-KURVE). Indtrim derefter de 2 kerner i L1, så S-kurvens skrå flanker er så lige som muligt.
7. Tag målesenderen fra IC2 og tilslut den antenneindgangen ved loddeøjnene 14 (varm - signal) og ved 15 (kold - stel). Indstil målesenderen til 94 MHz eller en anden midterfrekvens, hvor der ikke i forvejen ligger en station, der kan modtages.
Indstil målesenderen, så den IKKE sweeper og til $f_m = 1$ kHz og $df = 40$ kHz.
Indstil frekvensindstillingspotentiometeret til bedst mulig modtagelse af målesendersignalet (opskruet attenuator).
8. Indstil oscilloskopets timebase på ca. 5 mS/div.
9. Drej attenuatoren ned i step, mens C24 og C29 trimmekondensatorerne efterjusteres til mest susfri modtagelse. Man bør nu være kommet ned på 1 uV på attenuatoren for en »pæn» svagt, gruskrandset sinuskurve. Hvis ikke - prøv punkt 10.
10. Juster en ganske lille smule på L2 MF spolen til bedst mulig modtagelse.
For De, som har adgang til en distortion analyser, f.eks. BKF10, testes nu forvrængningen for et indgangssignal på 100 uV-300 uV/75 Ohm. L1 spoledåsens to jernkerner justeres til min.dist.
Husk i denne forbindelse at medregne målesenderens LF og fm forvrængning.

STEREO & MUTING

11. Med indsat stereodekoder kan man komme ud for at stereoindikatoren ikke kan tænde, eller at MUTINGEN ikke virker, når man benytter en simpel trådantenne. I disse tilfælde må man justere L1's jernkerne nærmest stereodekoderen til et kompromis, hvor MUTINGEN lige netop virker, og stereoindikatoren stadig kan tænde. Det gøres i praksis ved modtagelse af en kraftig station.

TILSLUTNINGSEKSEMPEL 1

MONO FM-MODTAGER MED MUTING

Når HF 325 er færdigbygget efter byggevejledningen er det praktisk at benytte dette tilslutningseksempel, således at modtageren kan indtrimmes til maximal følsomhed.

1. Tilslut en strømforsyning eller batterier (f.eks. 3 flade 4,5 V batt.) på mellem 12 og 18 V til opstillingen. Plus skal til loddeøje 2 og minus til loddeøje 1.
2. Spænd opstillingen fast med de 4 medfølgende skruer/møtrikker på en metalplade eller i et metalchassis.
3. Forbind en ledning fra loddeøje 1 (minus) til metalchassiset.
4. Forbind den medfølgende kondensator på 2,2 nF (rød, rød, rød farvekode) til loddeøje 15 og en stel (chassis)-skruer, der er placeret max. 2 cm fra loddeøje 15. Kondensatorens ben skal før ilodning afklippes, så de kan nå fra loddeøje 15 til skruen, men stadig er så kort som muligt.
Kondensatoren giver HF (Høj Frekvens) forbindelse til chassis for hele indgangstrinet. Chassiet kommer derved til at virke som skærm-»dåse«.

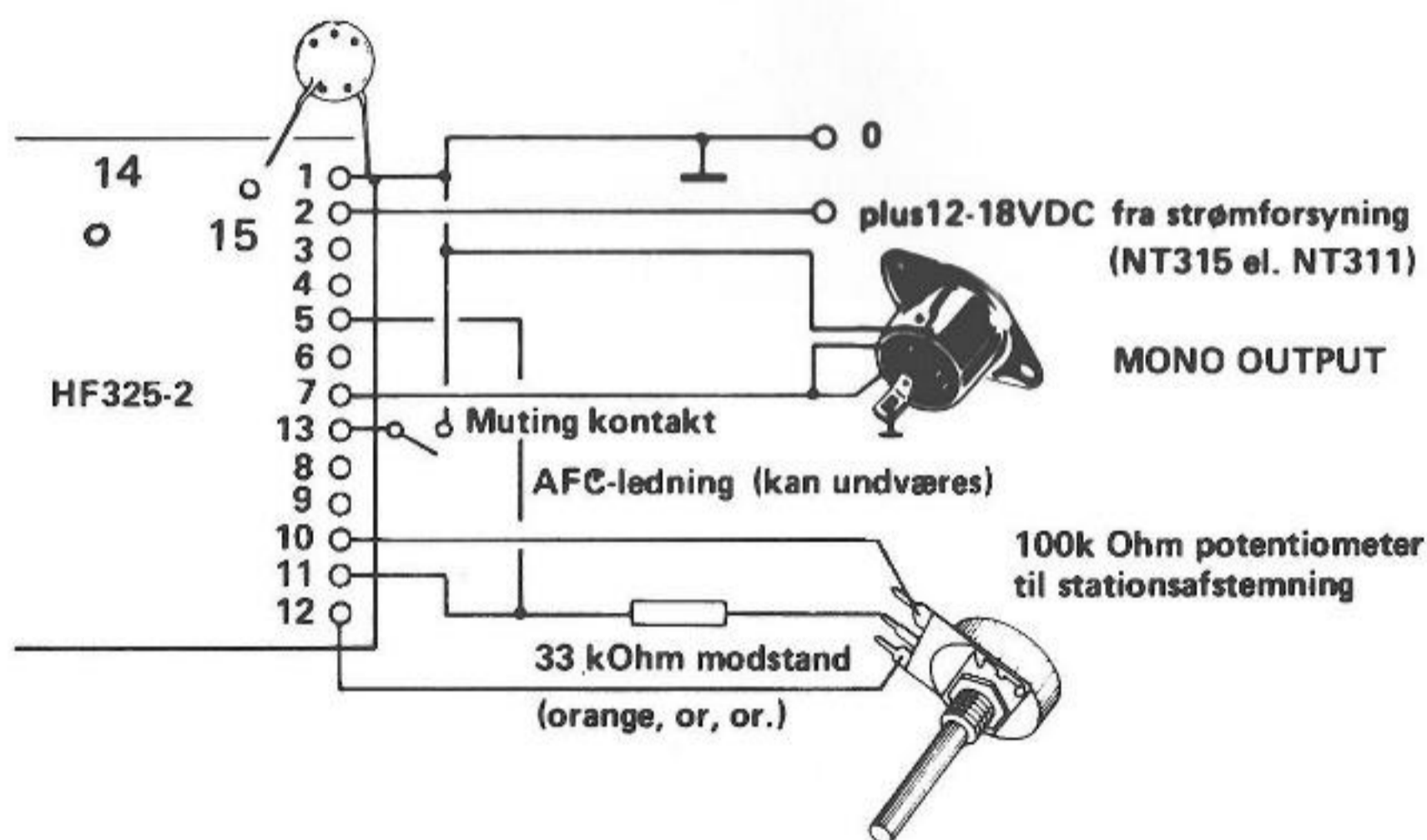
5. Forbind en 5-pol DIN bøsning til HF 325's mono udgang, som vist på tilslutningstegningen. Det er ikke nødvendigt at benytte skærmet ledning, såfremt ledningerne mellem FM-del og bøsning er korte (mindre end 30 cm), og såfremt de ikke ligefrem er viklet uden om strømforsyningsens transformator (selvfølgelig uinteressant, hvis der benyttes batteriforsyning).

6. Afstemningspotentiometeret på 100 kOhm LIN følger med HF 325 byggesættet ligesom modstanden på 33 kOhm (orange, orange, orange). Disse to komponenter forbindes som vist på komponenttegningen. Modstanden monteres med korte tilledninger (3-5 mm) til loddeøje 11 - og modstandens anden ende afklippes til ca. 1 cm, og man bukker den om til et lille loddeøje.
Dernæst forbinder man ledninger mellem de to tiloversblevne loddeøjne og potentiometeret, samt modstandens »loddeøje» og potentiometerets midterben. Vær varsom med ikke at bytte ledningerne - ellers vil stationsafstemningen ikke virke.

7. Mutingen, som skal være frakoblet ved trimning, kan være til- eller frakoblet. Uden muting (så er der sus mellem stationerne), skal man forbinde loddeøje 13 med loddeøje 1. Afbrydes forbindelsen, vil modtageren MUTE, det vil sige suset mellem stationerne, dæmpes eller forsvinder. Man kan benytte en almindelig afbryder til MUTINGEN.

8. Tilslut en antenne gennem et korrekt kabel på 75 Ohm (el. 50 Ohm) til loddeøjnene 14 og 15, som på tilslutningstegningen. Klip de afisolerede antenneledere så korte som muligt.
Ved TRIMNING er det nok at benytte et stykke tråd på 1 meter til loddeøje 14, som antenne.

TILSLUTNINGSMULIGHEDER EKSEMPEL 1.
Almindelig MONO FM-TUNER -
eventuelt med MUTING.

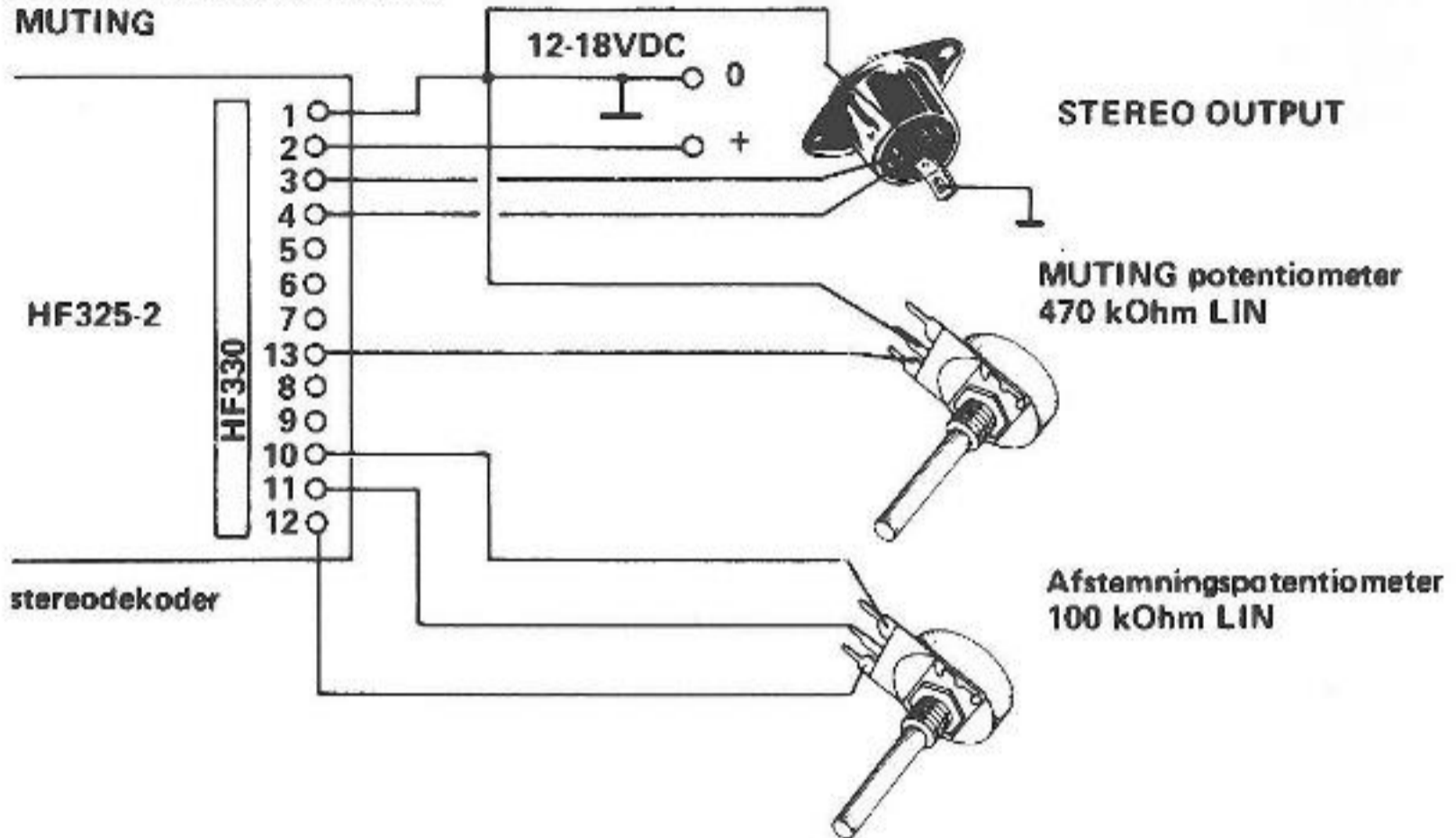


OBS: Ledningsmontering af en FM-del med de mange faciliteter, som HF 325 konstruktionen giver, kan blive meget uoverskuelig. Anvend derfor N115 - flerfarvet monteringsledning (lakridskabel). De mange sammenhængende ledere i forskellige farver letter samlingen og øger overskueligheden!

TILSLUTNINGSEKSEMPEL 2

TILSLUTNINGSMULIGHEDER EKSEMPEL 2.

STEREO FM-TUNER med
stereo-DEKODER & variabel
MUTING



STEREO FM TUNER MED VARIABEL MUTING

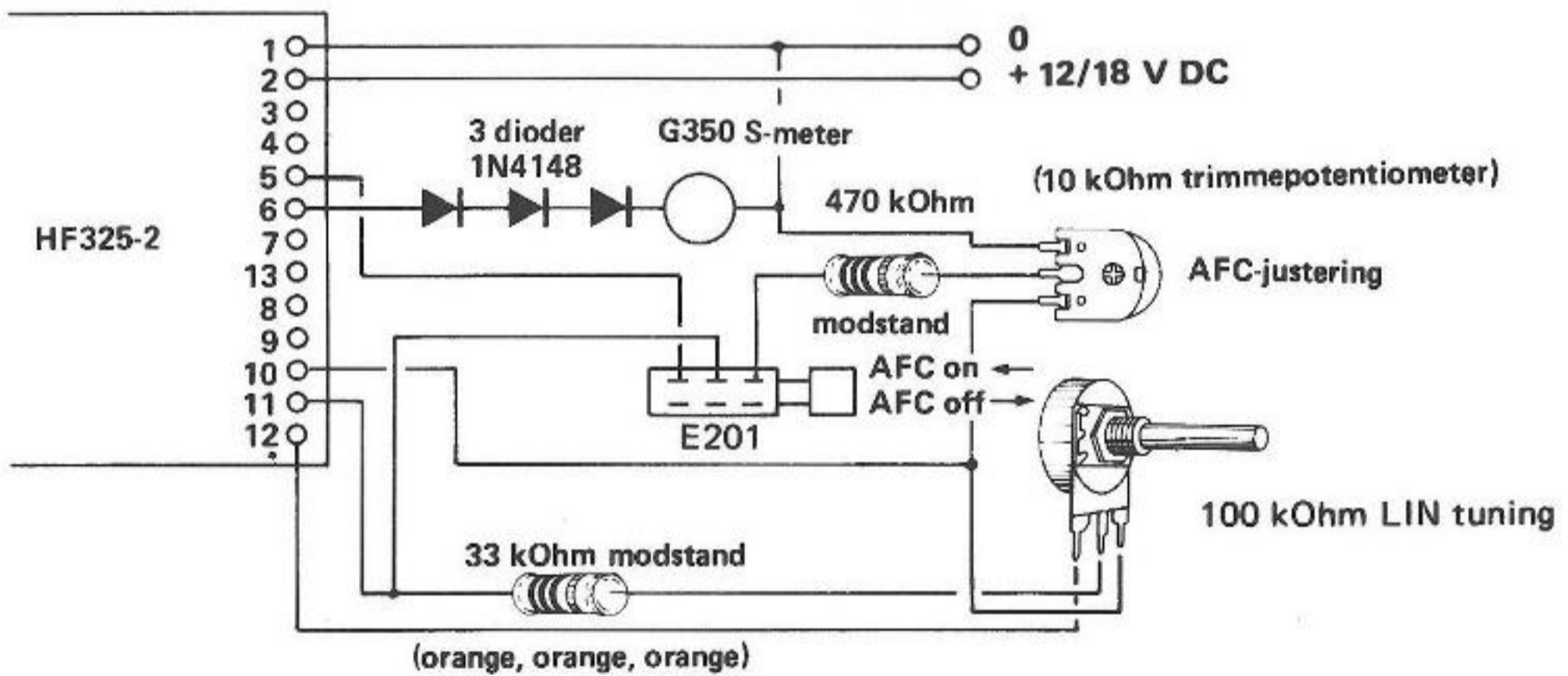
Tilslutning af variabel muting isætning af stereodekoder i HF 325 er helt problemløs, såfremt nedenstående vejledning følges og såfremt De allerede har læst tilslutningseksempel 1:

1. Indsæt en trådforbindelse (lus) i stedet for modstanden R1 i HF 330.
2. Fjern zenerdioden D1 (ZPF 9,1) fra stereodekoderen HF 330.
3. Monter HF 330 stereodekoderen og benyt loddeafklip fra modstandsmontagen i stedet for de medfølgende loddeøjne.
4. Isæt HF 330 stereodekoderen i HF 325 printpladen, med loddessiden vendende mod tilslutningsterminalerne på HF 325.

5. Monter den 5-polede DIN-bøsning til HF 325.
6. Monter mutingpotentiometeret på 470 kOhm LIN.
7. Monter stationsafstemningspotentiometeret på 100 kOhm LIN.
8. Indbyg andre funktioner som angivet i inbygnings-eksempel 1.

TILSLUTNINGSMULIGHEDER EKSEMPEL 3.

Påbygning af FELTSTYRKEMETER (S-meter) og AFC kontrol



SUPPLERING MED FELTSTYRKEMETER OG AFC

Tilslut spænding, udgange, antenneindgang og frekvensindstillingspotentiometer på samme måde som i eksempel 1 eller 2.

Nu kan De efter dette eksempel udbygge med feltstyrkemeter (S-meter) og AFC-kontrol (automatisk frekvens kontrol el. indtrækker).

Selve S-meteret (G350) og AFC kontakten (E201) er IKKE medleveret Deres HF 325 byggesæt.

1. Monter G350 S-meterets minusloddeøje til loddeøje 1 på HF 325, og monter plusloddeøjet på G350 til 3 serieforbundne dioder 1N4148 (medfølger), der igen tilsluttes loddeøje 6 på HF 325.
2. AFC-kontrollen monteres ved at man lodde de på tegningen viste komponenter på en alm. omskifter, f.eks. E201. Modstanden på 470 kOhm er gul, violet, gul. Såfremt De allerede har fået HF 325 til at fungere tilfredsstillende, skal De nu justere trimmepotentio-
meteret til AFC kontrollen.
Tryk omskifteren IND. Drej på skalaknappen så en station modtages.
Tryk omskifteren UD og drej på trimmepotentio-
meteret til den samme station atter modtages. Gentag eventuelt proceduren et par gange, hvis den modtagne station ikke fanges ved gentagen ind- og udtrykning af AFC-kontrolknappen.
Det er ikke nødvendigt at trimme AFC'en på mere end 1 station.

TILSLUTNINGSEKSEMPEL 4

TILSLUTNING AF JOSTYKIT STATIONS-AUTOMAT OG FREKVENNS-METER

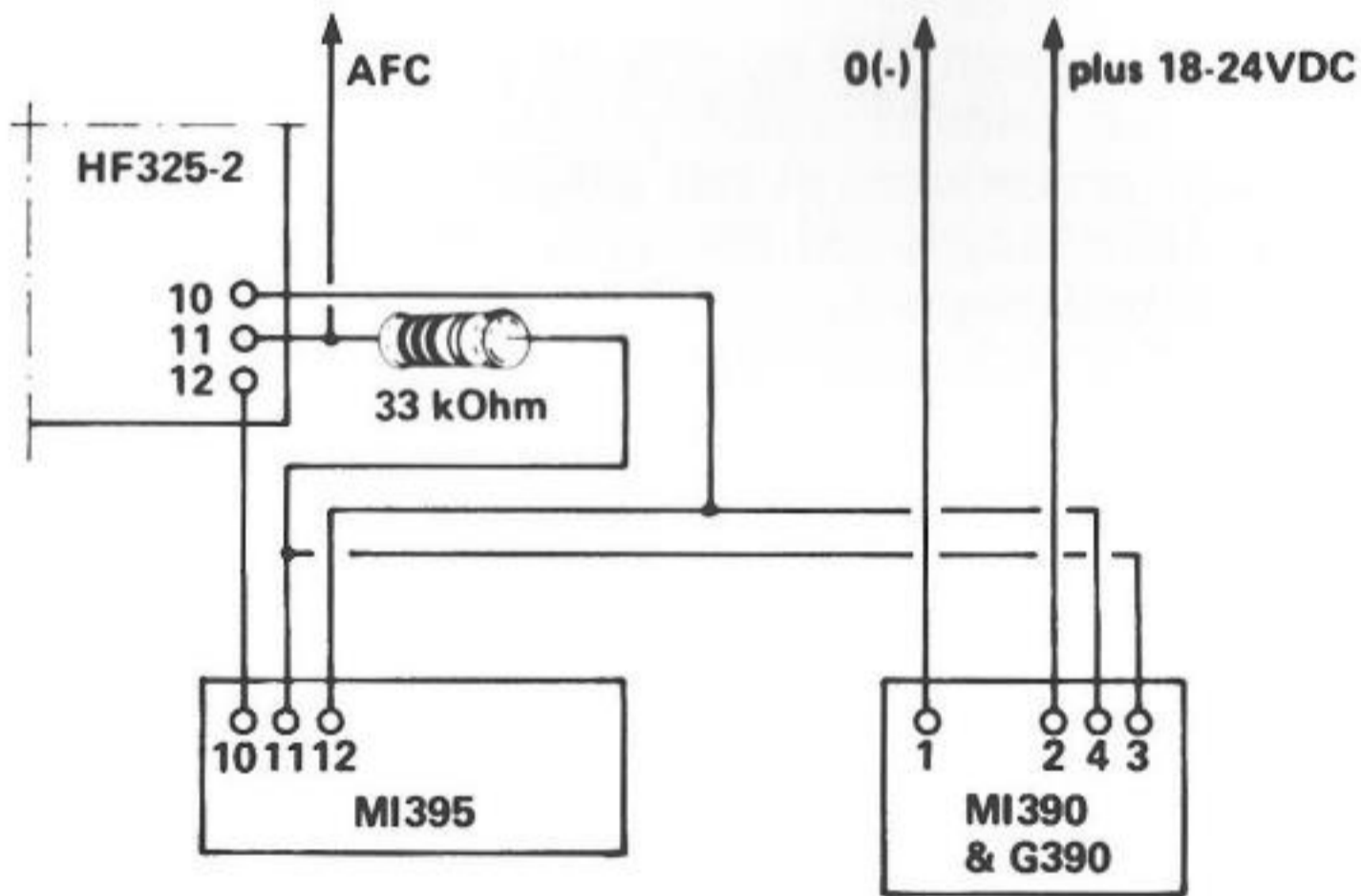
Den meget simple afstemning med et almindeligt potentio-
meter kan udvides med en lille stationsautomat og et fre-
kvens-meter, to tilbygninger, som øger brugen og letter
stationsindstillingen.

1. Saml byggesættet MI 395 efter den medfølgende byggevejledning og tilslut det efter ovenstående tegning.
2. Saml byggesættet MI 390 efter byggevejledningen, dog gælder at:

R1 og R2 skal kortsluttes.

TILSLUTNINGSMULIGHEDER EKSEMPEL 4.

Påbygning af STATIONS-
AUTOMAT & FREKVENNS-
SKALA.



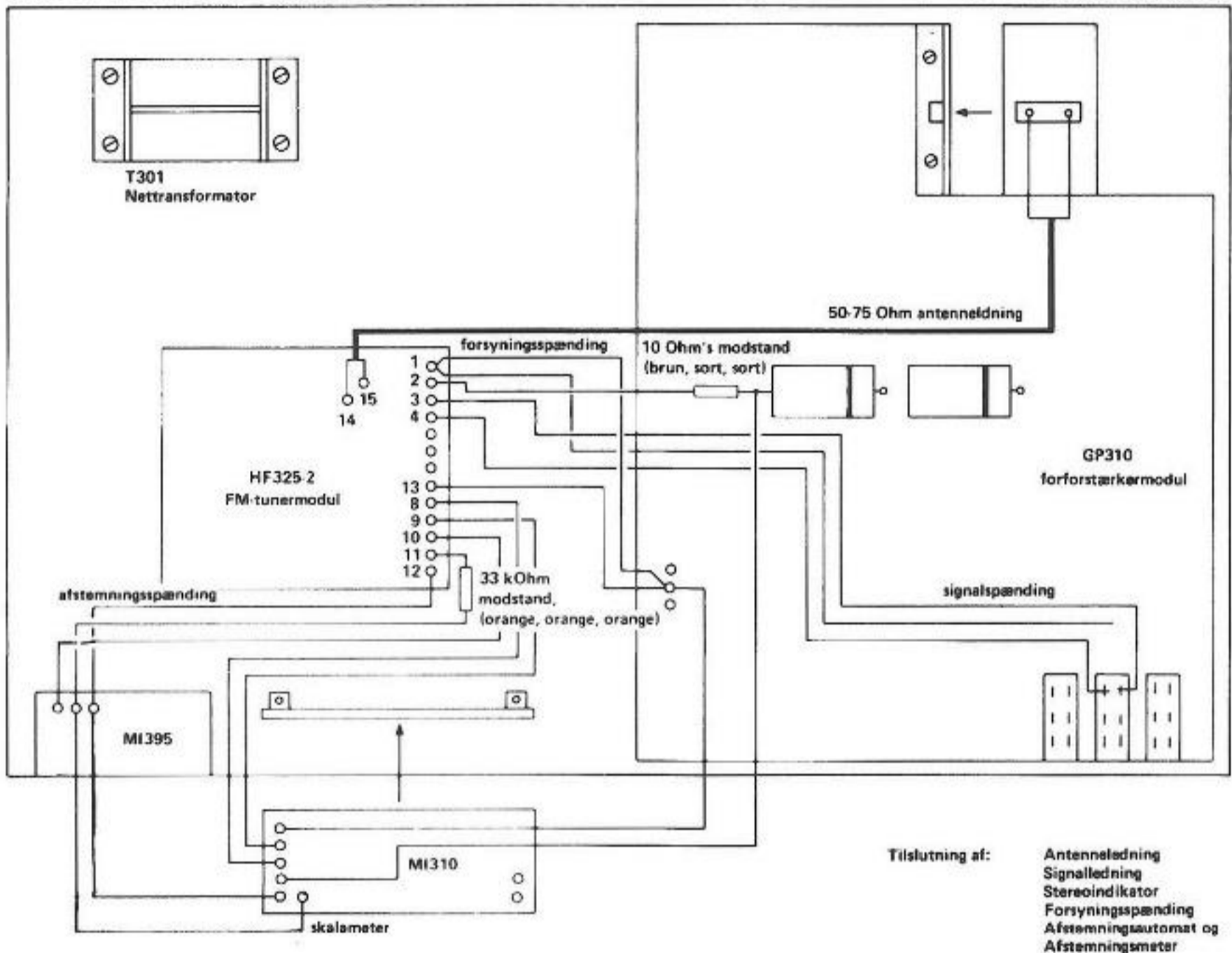
Måleinstrumentet G390 skal købes særskilt.

Finjusteringsdrevet i MI 395 omsætter 270° drejningen på afstemningspotentiometeret til 2700°!

TILSLUTNINGSEKSEMPEL 5

HF325-2 INDBYGNING I SYSTEM 310 FM

TILSLUTNINGSMULIGHEDER EKSEMPEL 5



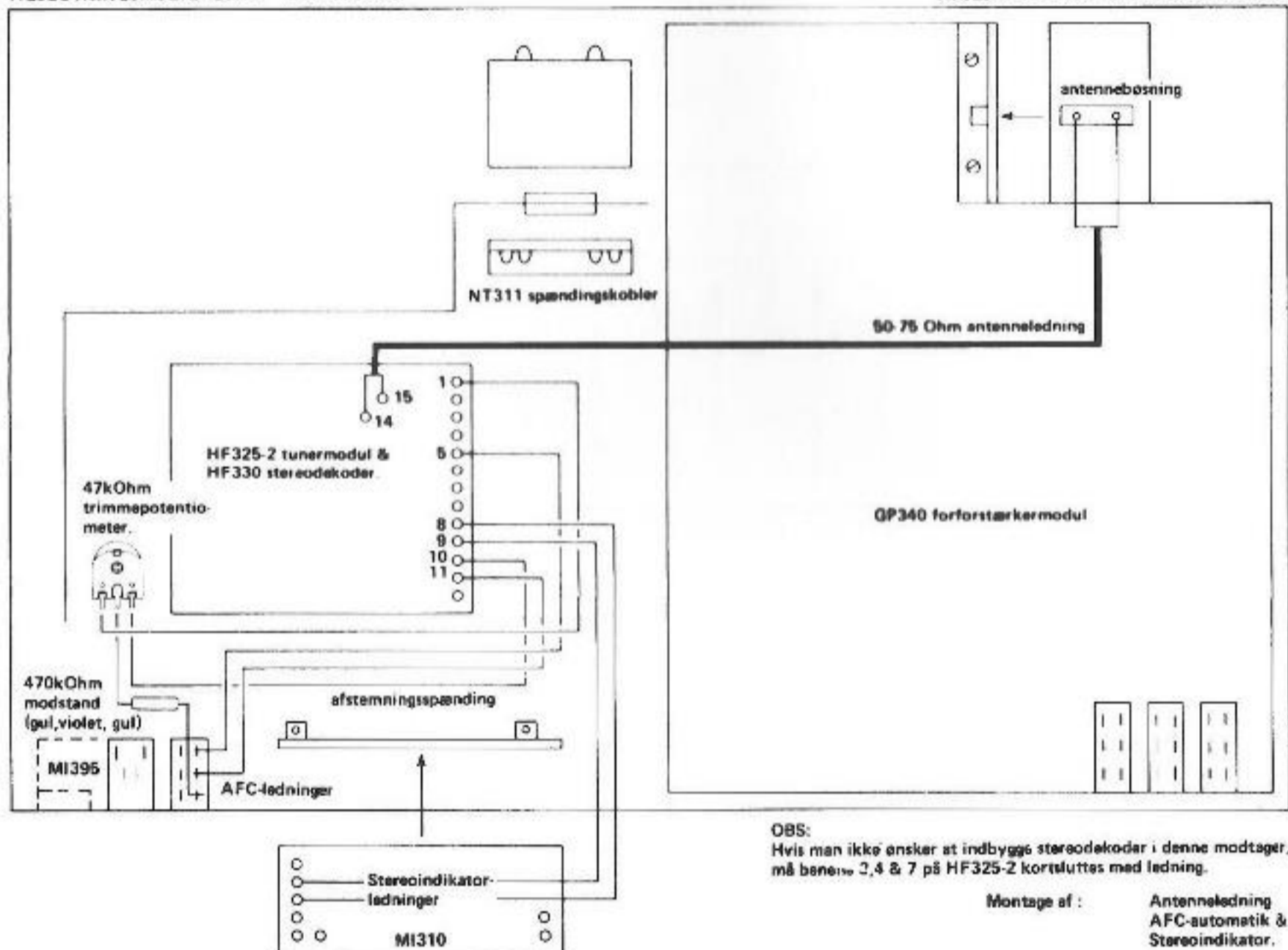
HF 325 INDBYGNING I SYSTEM 310 FM

Tegningen ovenfor viser, hvorledes man tilslutter HF 325 i SYSTEM 310 FM. Indbygningen adskiller sig en smule fra den ældre type. Bemærk specielt, at en spændingskobler ikke mere er nødvendig, og at 2,2 nF kondensatoren, som beskrevet i eksempel 1, benyttes for at »skærme« den ny HF 325 af.

TILSLUTNINGSEKSEMPEL 6

TILSLUTNINGSMULIGHEDER EKSEMPEL 6.

HF325 2 INDBYGNING I SYSTEM 340 FM



HF 325 INDBYGNING I SYSTEM 340 FM

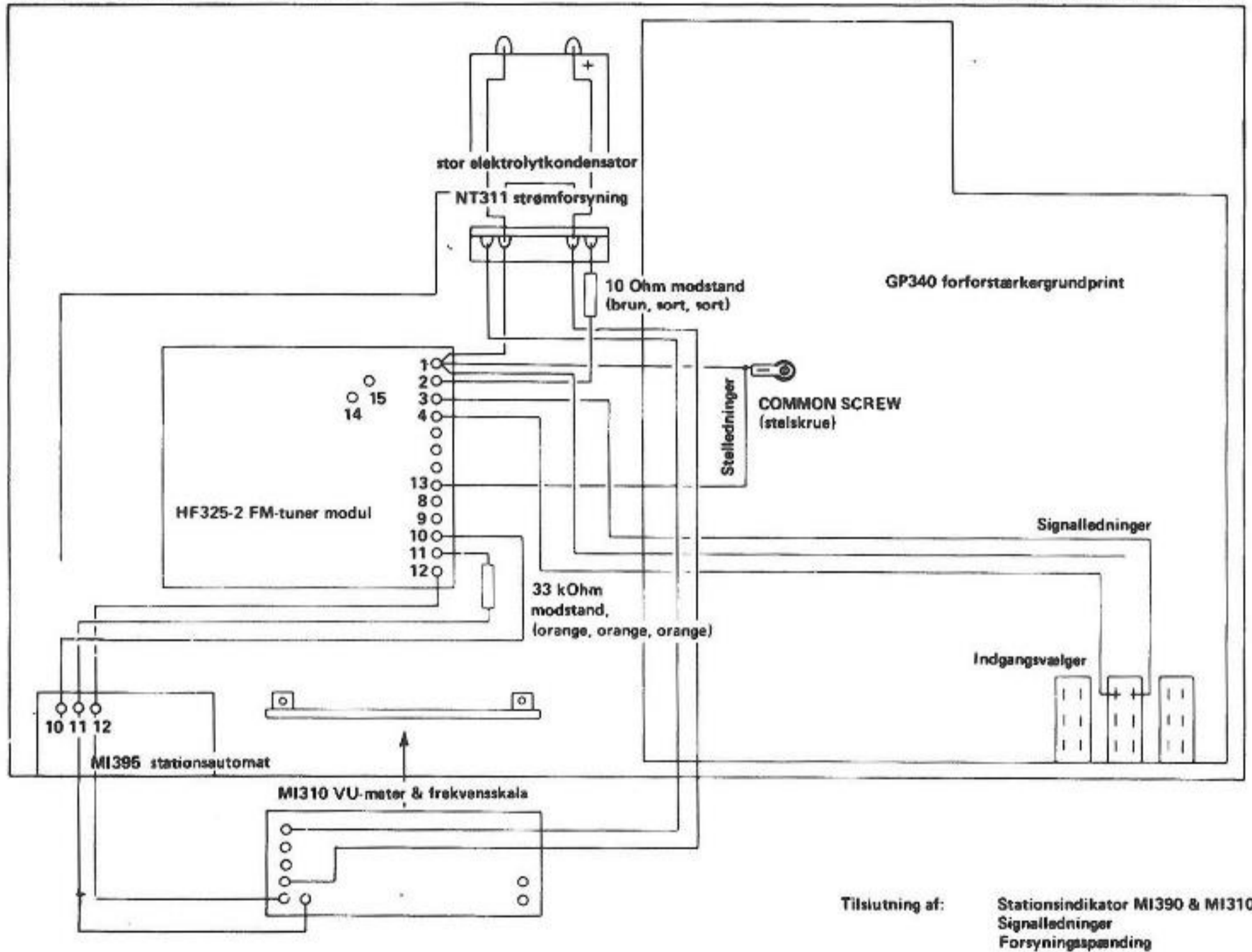
Såfremt De allerede har gennemlæst tilslutningseksempel 1, vil det sikkert ikke volde Dem besvær at indsætte den nye HF 325 i en SYSTEM 340 FM forstærker.

Indbygningen sker efter de to tegninger, fig. 6 og 7, og den adskiller sig på 3 punkter fra indbygningen af den »gamle» HF 325 ved at AFC-tilslutningen og justeringen sker direkte på AFC-omskifteren ved siden af netafbryderen, ved at der benyttes en modstand på 10 Ohm og 33 Ohm, og ved at man tilslutter en 2,2 nF »skærm»-kondensator fra loddeøje 15 til stel.

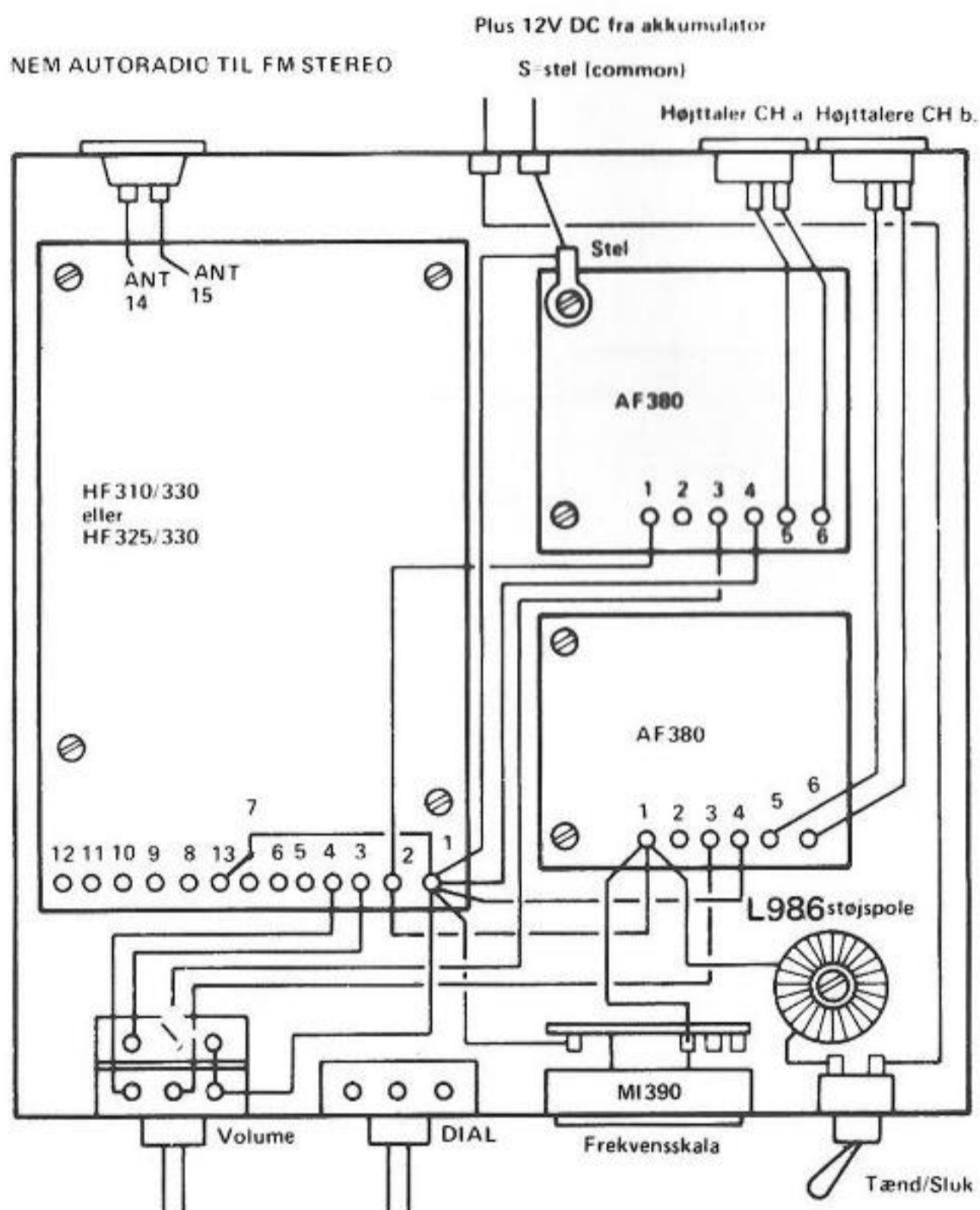
TILSLUTNINGSEKSEMPEL 7

INDBYGNINGSMULIGHEDER EKSEMPEL 7.

HF325-2 INDBYGNING I SYSTEM 340 FM



TILSLUTNINGSEKSEMPEL 8



NEM AUTORADIO

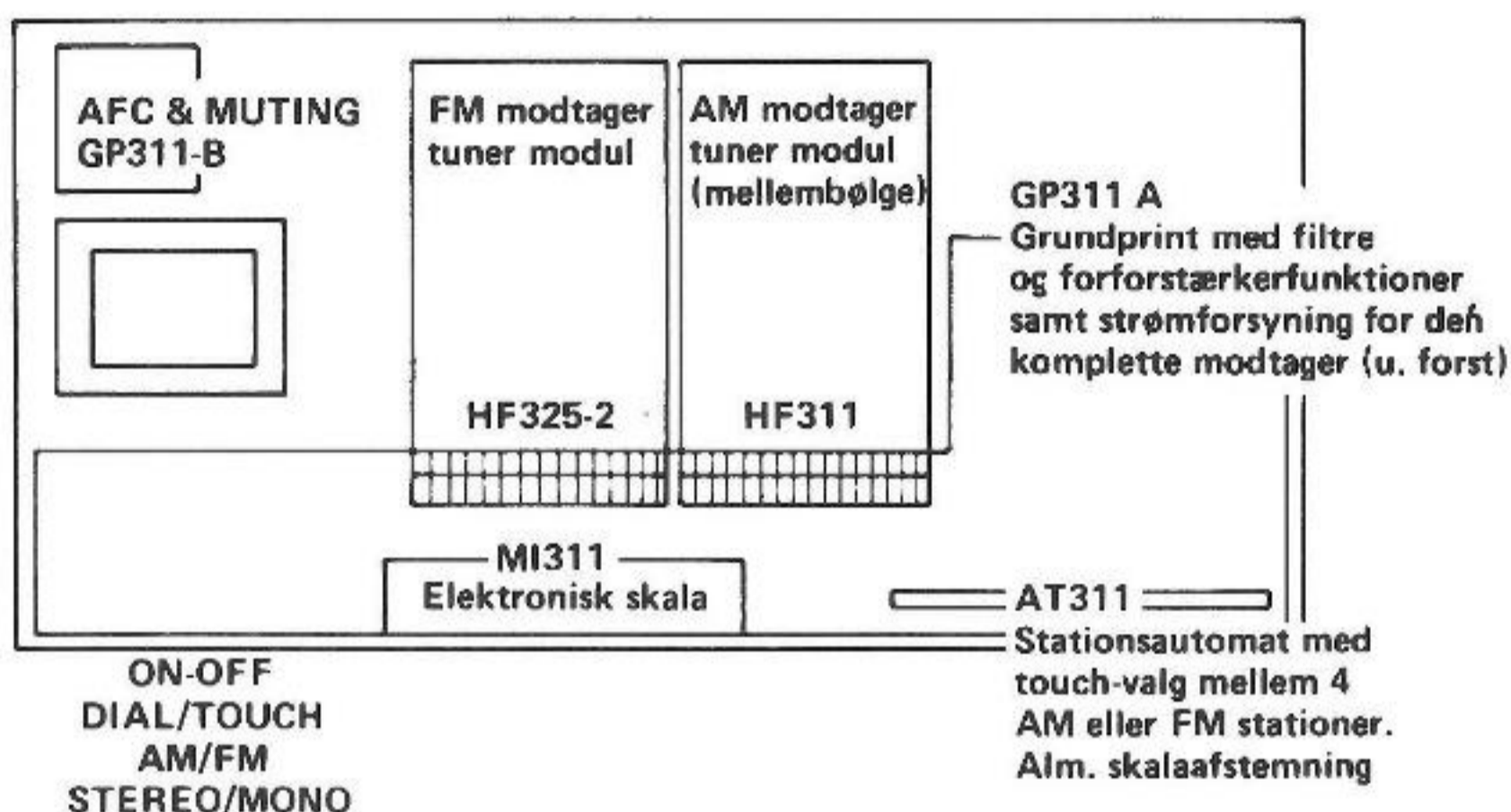
Ovenstående tilslutningseksempel er hentet fra AF 380 UNIVERSALFORSTÆRKER byggevejledningen, og det viser, hvorledes man kan bygge en lille, effektiv FM-autoradio.

Ønsker man IKKE MUTING, skal der ydermere forbindes en ledning mellem HF 325's loddeøje 1 og 13.

TILSLUTNINGSEKSEMPEL 9

Når HF 325-2 benyttes i GP 311, kan man indsætte R17 og R18 i HF 325-2. Det giver lavere forvrængning og lavere udgangsspænding, som dog ophæves af den på GP 311 indsatte forstærker.

HF325-2 indsat i SYSTEM 311
HI-FI FM/AM STEREO TUNER.



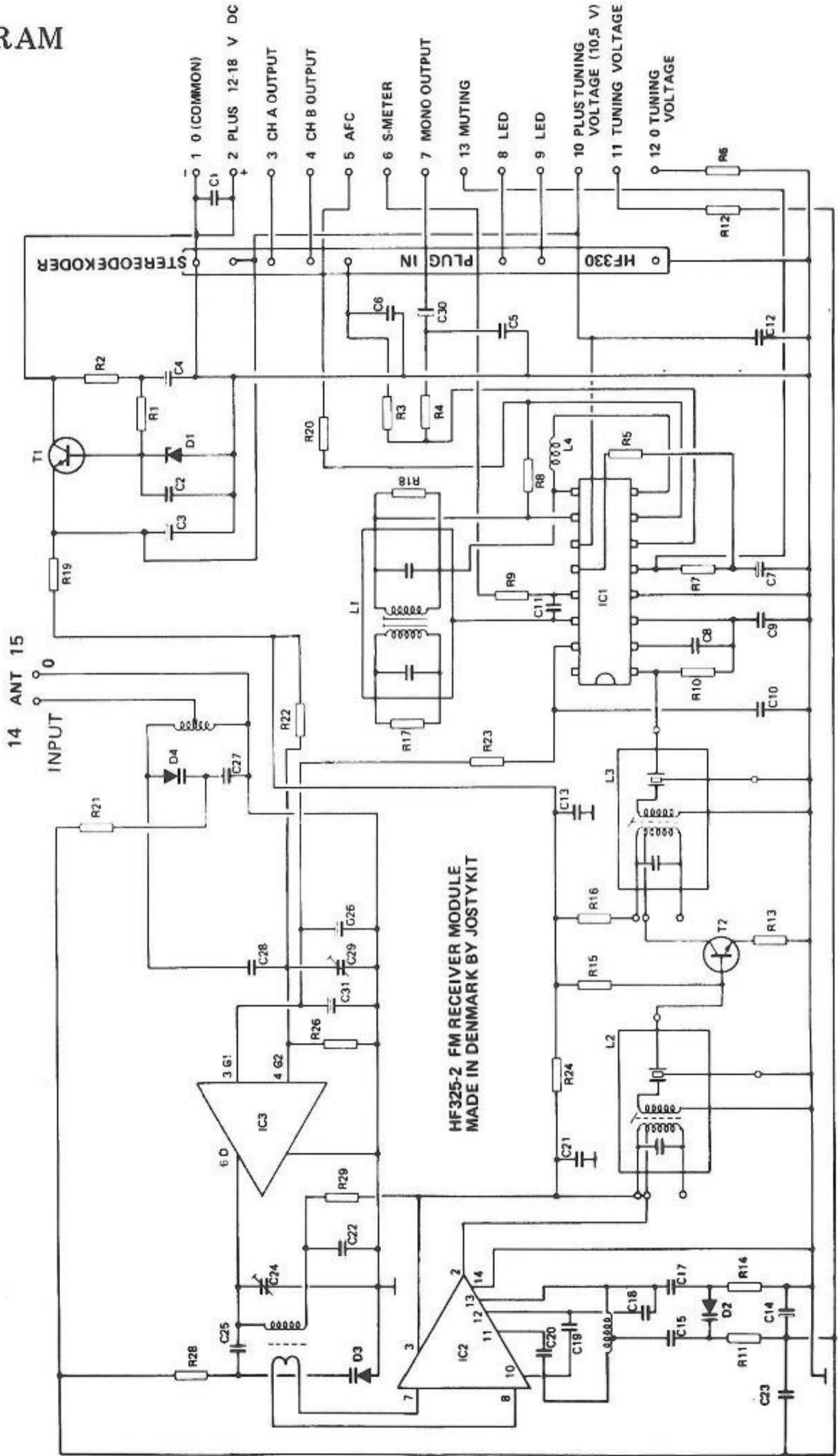
HI-FI STEREO FM/AM MODTAGERDEL UDEN FORSTÆRKER, system 311

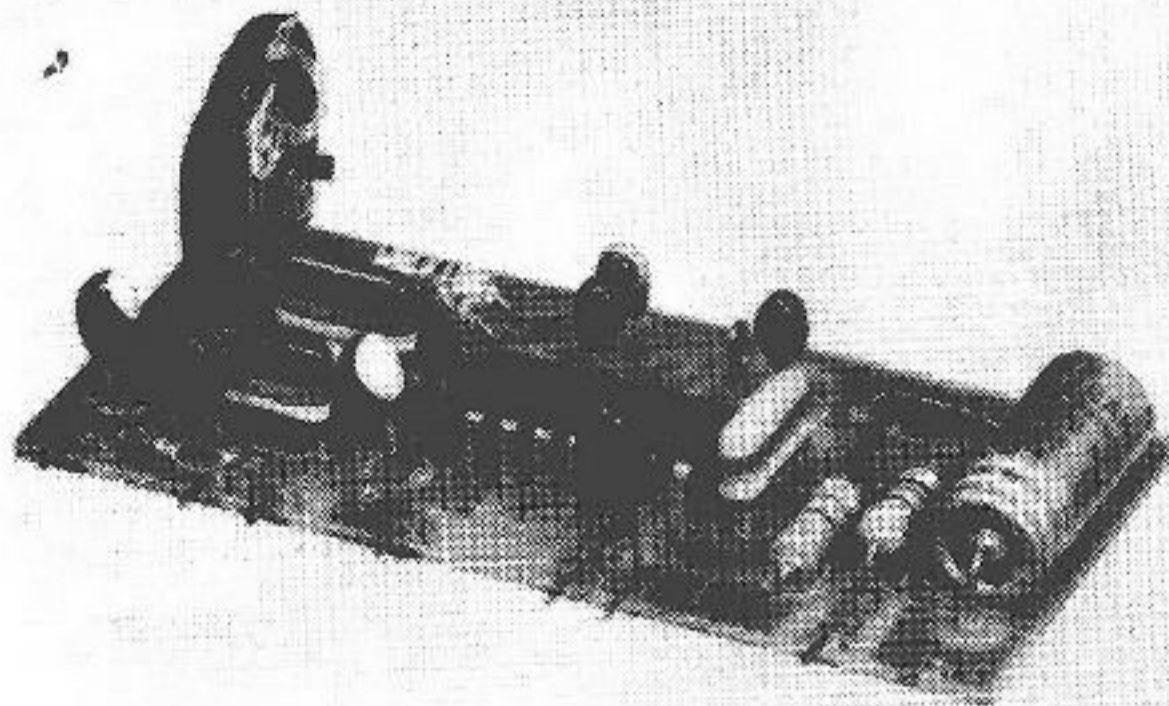
Denne tegning er hentet fra SYSTEM 311 byggevejledningen, og det viser, hvor nemt man kan indstikke en HF 325 FM-tuner i den komplette modtagerdel. Der anvendes ikke loddeøjne, men F-stifter, som beskrevet i byggevejledningens afsnit 1.

KOMPONENTLISTE

R1	1 kOhm	C11	1 nF/125 V
R2	1 kOhm	C12	1 nF/125 V
R3	4,7 kOhm	C13	47 nF/250 V
R4	4,7 kOhm	C14	1 uF/35 V
R5	390 Ohm	C15	1 nF/125 V
R6	10 kOhm	C16	10 pF/125 V
R7	10 kOhm	C17	1 nF/125 V
R8	4,7 kOhm	C18	10 pF/125 V
R9	8,2 kOhm	C19	27 pF/125 V
R10	470 Ohm	C20	10 pF/125 V
R11	68 kOhm	C21	47 nF/125 V
R12	1 kOhm	C22	1 nF/125 V
R13	150 kOhm	C23	1 nF/125 V
R14	10 kOhm	C24	2-22 pF
R15	120 kOhm	C25	1 nF/125 V
R16	10 kOhm	C26	1 nF/125 V
R17	15 kOhm	C27	1 nF/125 V
R18	10 kOhm	C28	1 nF/125 V
R19	68 kOhm	C29	2-22 pF
R20	470 kOhm	C30	2,2 uF/35 V
R21	68 kOhm	C31	1 uF/25 V
R22	47 kOhm		
R23	120 kOhm	T1	BD233
R24	68 Ohm	T2	BF199
R25	findes ikke		
R26	10 kOhm	D1	ZPD11
R27	findes ikke	D2	BB142 el. 141
R28	68 kOhm	D3	BB142 el. 141
R29	10 Ohm	D4	BB142 el. 141
C1	1 nF/125 V	L1	C30057PV
C2	1 nF/125 V	L2	TYQT18W3
C3	220 uF/16 V	L3	TYQT18W3
C4	10 uF/25 V	L4	L220K
C5	10 nF/250 V		
C6	100 pF/125 V	IC1	3089 el. 4402
C7	2,2 uF/35 V	IC2	SO42P
C8	4,7 nF/125 V	IC3	SD6000
C9	4,7 nF/125 V		
C10	1 nF/125 V		

DIAGRAM





Stereodekoderen, som er opbygget, så den passer både i den billige og den dyre FM-modtager, består hovedsageligt af en integreret kreds af PLL-typen og et par diskrete komponenter. Det er stereodekoderens opgave at forstærke 19 kHz pilottonen og fordoble den til 38 kHz. Efter fordoblingen benyttes den faste frekvens til DSB-detektering og højre og venstre kanal adskilles. (DSB = Dobbelt Side Bånd).

Hvor man før i tiden benyttede almindelig frekvensfordobling ved at fremhæve den anden harmoniske tone og filtrerede grundtonen fra, styrer man blot i PLL-kredsen en 76 kHz oscillator direkte med 19 kHz igen. Med 38 kHz'en styres højre/venstre omskifteren så.

PLL står for Phase Locked Loop (= Fase Låst Kreds), og synkronisationen foregår da også på den måde, at en fase-detektor i takt med indgangssignalet ændre frekvensen på 76 kHz oscillatoren til helt samme fase som 19 kHz styretonen. Faselåsningemetoden er nemmere at opnå rette faseforhold med end med en almindelig frekvensdobling. Derfor kan kanalforskellen let komme over 40 til 45 dB — en ganske uhørt størrelse med en almindelig stereodekoder. Sammen med både den dyre og billige FM-modtager har vi konstateret en kanalseparation på over 50 dB ved fintrimning af R7 potentiometeret. Det er større kanaladskillelse, end man kan opnå med nogen pick-up i Danmarks Radio. 50 dB svarer til 3–400 gange.

Det er virkelig sådan, at man med tonetestkanal på A-kanalen kan justere PLL-dekoderen, til det overhovedet ikke er muligt at høre signal fra B-kanalen — selv når højttaleren for A-kanalen afbrydes.

For den som har en frekvenstæller til rådighed, er PLL-IC'en forsynet med en 19 kHz testudgang. Uden stereoinput kan man justere PLL'en til eksakt 19 kHz. Med stereoinput skal der så ikke ske nogen frekvensændring, hvis den benyttede målekoder eller station har samme frekvens.

Hvis PLL'ens fritsvingende oscillator ligger ved siden af målesender eller station, vil man se en ændring fra f.eks. 19.500 Hz til eksakt 19.000 Hz. Har man et oscilloskop til rådighed, er det også morsomt at se den fritsvingende oscillator "gå i hak", når der kommer pilottoneinput på indgangen. På diagrammet er denne terminal mærket med TEST-PUNKT for 19.00 kHz SQ.W. (SQ.W = square wave = fir-kant-bølge).

Da vi bor i Europa, betyder det, at modforvrængningen skal være $50 \mu\text{S}$ og ikke $75 \mu\text{S}$ som i U.S.A. Derfor er R2 med C8 og R3 med C9 valgt til henholdsvis 3,3 kohm og 15 nF. $3,3 \text{ k} \cdot 15 \text{ n} = 49,5 \mu\text{S}$.

KAN DE MODTAGE STEREO MED DERES FM-RADIO?

For at kunne modtage et stereosignal, må modtageren være i stand til at gengive frekvenser på over 50 kHz. Det, der afgør, om det er muligt at få alle frekvenser til 50 kHz ud af FM-radioen, er dennes MF-båndbredde (MF = mellemfrekvens).

På en del, selv gode radioer, kan man ikke få gengivet mere end 15–20 kHz, og stereo-kanal-separationen vil derfor mangle eller være ringe (Separation = adskillelse). Stereoindikatorlampen kan dog være tændt alligevel, fordi senderens 19 kHz pilottone sædvanligvis kan passere igennem en stereo-uegnet FM-modtager. Jo tættere FM-modtagerens gengivefrekvens er på de 50 kHz, desto bedre vil kanalseparationen blive.

FORBETONINGSKONDENSATOREN SKAL FJERNES

Den i FM-radioen indbyggede forbedningskondensator skal fjernes for, at et hørbart stereosignal kan fremkomme. I JOSTY KIT HF 310 må kondensatoren C7a på 10 nF (brun, sort, orange) erstattes af C7b på 470 pF (gul, violet, brun). Og i JOSTY KIT HF 325 må kondensatoren C11a på 10 nF (brun, sort, orange) erstattes af C11b på 470 pF (gul, violet, brun).

I radioer må man finde ud af, hvorfra det rene FM-signal kommer (efter detektoren). På dette sted vil der normalt være indsat en kondensator af størrelsen 2 til 47 nF. Denne kondensator erstattes af en mindst 20 gange mindre.

Stereodekoderen monteres i en i forvejen trimmet og funktionsdygtig radio. Spænding, indgangssignal og udgangsledninger tilsluttes. Den lysemitterende diode D2 monteres direkte over LED-tilslutningen på stereodekoderen. Hvis den monteres i JOSTY KIT's FM-forsats HF 310 eller HF 325, forbindes dioden D2 dog til LED-tilslutningen på FM-forsatsen.

LED betyder Lys Emitterende Diode, og da der er tale om en halvlederkomponent og ikke en glødelampe, skal den vendes rigtigt — som angivet på tilslutningstegningen.

1. Indstil radioen på en stereostation af god styrke. Se i radioprogrammerne, hvornår der sendes prøvestereo.
2. Juster trimmepotentiometeret R7, så D2 lyser. Drej videre til den igen slukker. Drej tilbage til midterstillingen i diodens lysende område. Stereodekoderen er nu justeret og klar til stereomodtagelse.

Hvis modtageren er af god kvalitet, kan der let opnås en kanalseparation på 40 til 45 dB og samtidig en lav forvrængning.

HF 330 kan benyttes som indstiksmodule direkte i JOSTY KIT's FM-modtagere HF 310 og HF 325 ved 12 volt driftsspænding.

HF 330 kan tillige benyttes i langt de fleste radioer.

Ved modtagere med plus til stel, skal C2, C3 og C4 dog vendes modsat angivelsen på komponentplaceringen.

Hvis forsyningsspændingen er højere end 12 volt, må man montere en formodstand i serie med forsyningsspændingen. For modtagere med minus til stel skal denne modstand monteres i serie med plusledningen. For modtagere med plus til stel skal formodstanden monteres i serie med minus-tilledningen, og R1 skal kortsluttes. Dette gøres lettest ved at erstatte R1 med en lus fremstillet af afklip fra en mod-

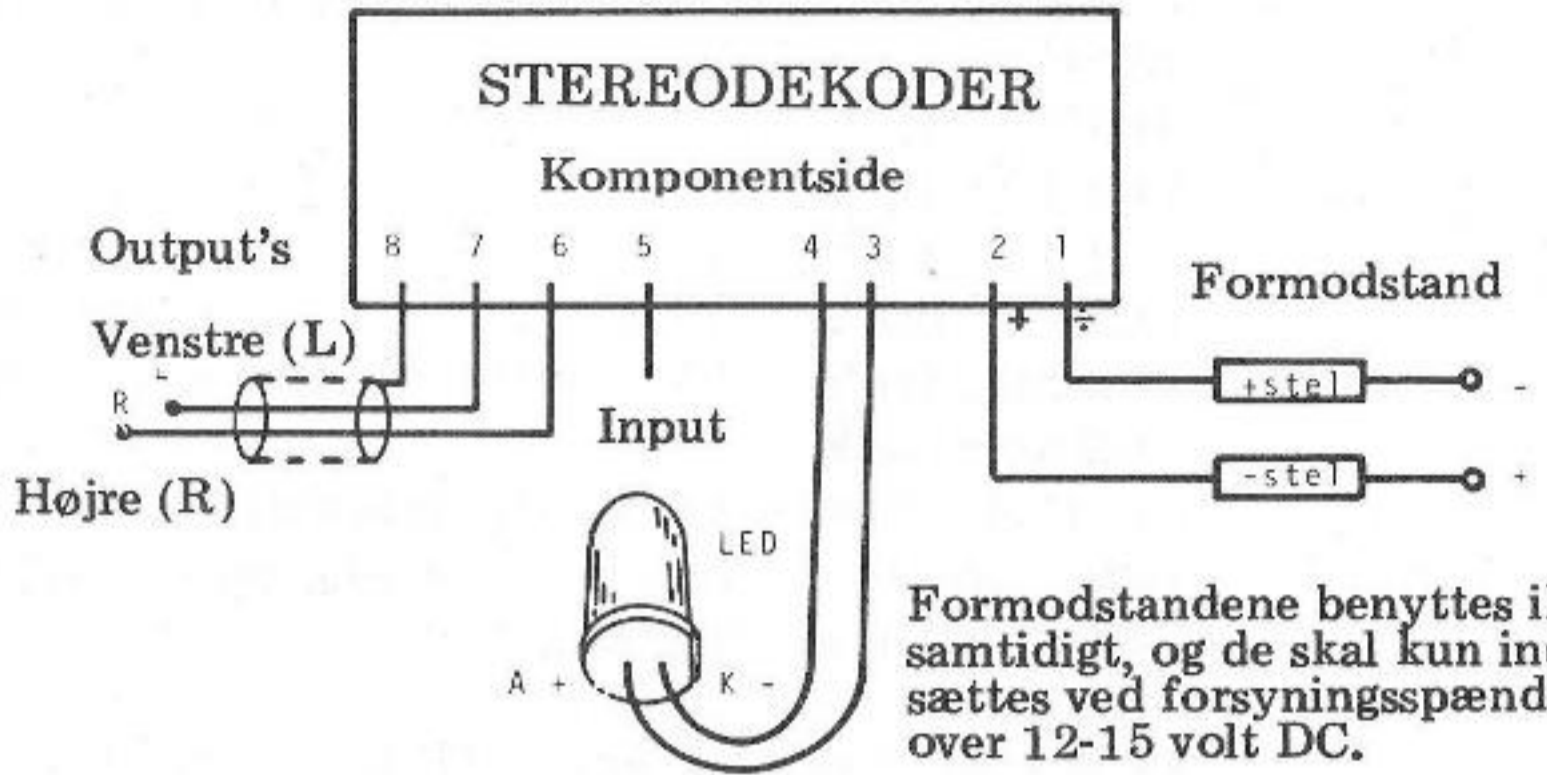
stand. Modstandsværdien afhænger af forsyningsspændingen på følgende måde:

Ved 12—15 V	56 ohm 1/4 W
Ved 15—18 V	120 ohm 1/4 W
Ved 18—24 V	270 ohm 1/2 W
Ved 24—30 V	390 ohm 1 W
Ved 30—40 V	680 ohm 2 W
Ved 40—55 V	1 k ohm 2 W

De angivne effekter er minimumstørrelser, men de kan godt være større. I stedet for modstanden 390 ohm/1 W kan f.eks. benyttes 390 ohm/5 W.

TEKNISKE DATA FOR HF 330

Driftspænding (se ovenfor)	12—55 V DC
Strømforbrug mono/stereo	45 mA
Harmonisk forvrængning	0,3%
Kanalseparation ved 1 kHz	40—45 dB
LED-strøm (stereolampe max. 100 mA)	35 mA
Stereosignal for fuld separation	125 mV
Gennemgangsforstærkning	1 gang
Udgangsspænding over 10 kohm ved 3% forvrængning	0,5 V
Automatisk omskiftning	mono/stereo
Direkte tilpasning til	HF 310 og HF 325

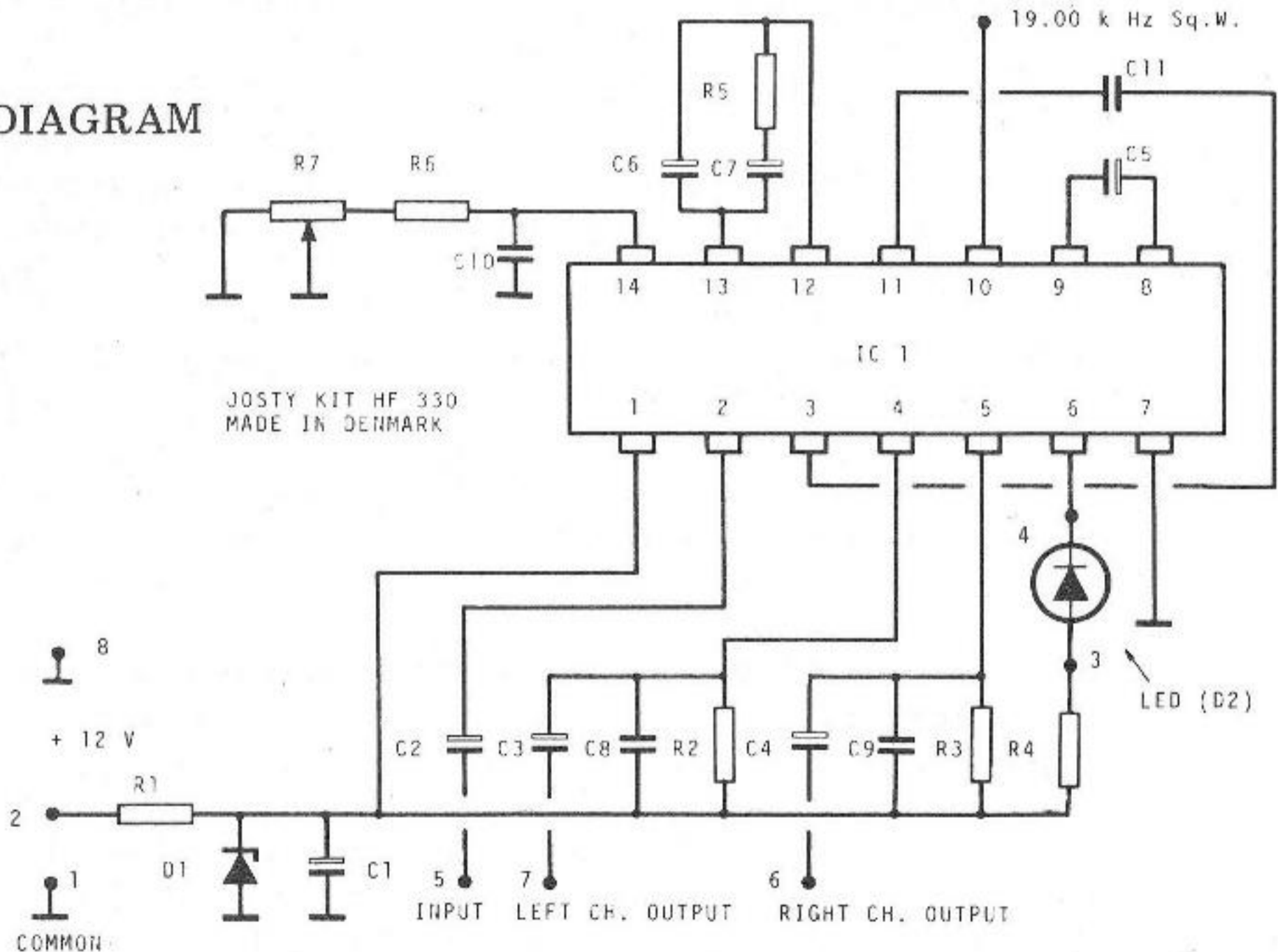


Formodstandene benyttes ikke samtidigt, og de skal kun indsættes ved forsyningspændinger over 12-15 volt DC.

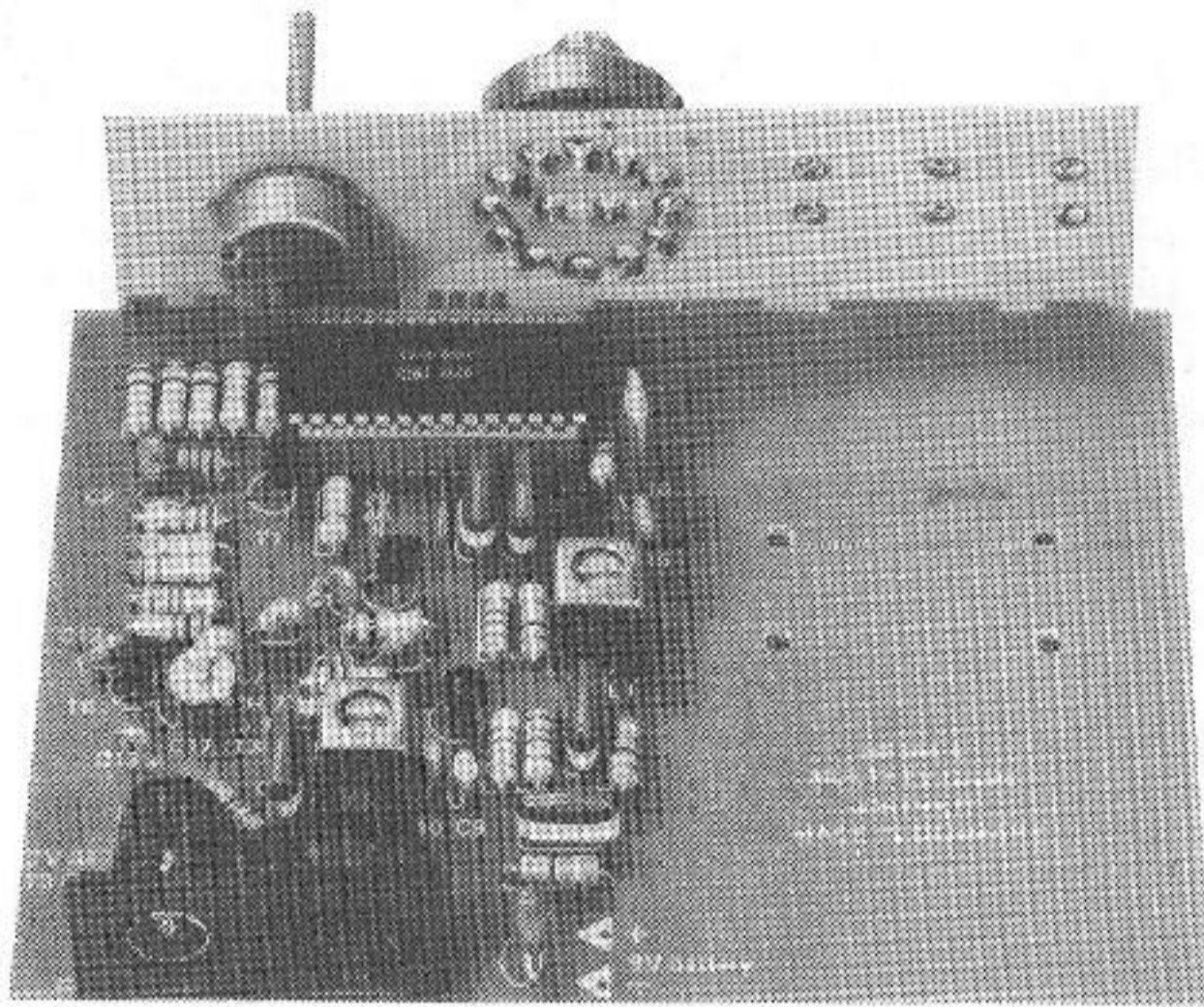
KOMPONENTLISTE

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

DIAGRAM



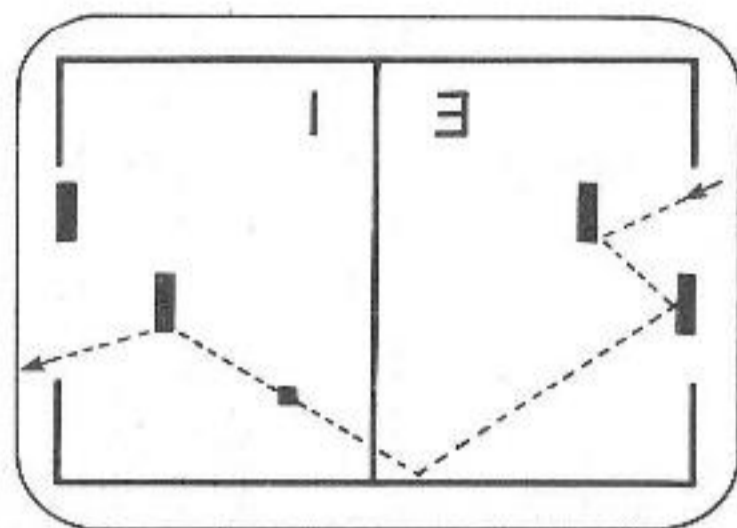
JOSTY KIT HF 330
MADE IN DENMARK



TEKNISKE DATA

Driftspænding	9 V DC fra batteri (7,5-9,5 V)
Strømforbrug	60 mA ved 9 V
TV signal-kanal	7 til 12 (13) justerbar
Signalspænding	ca. 20 mV VHF
Videomodulation	AM
Lydmodulation	FM - 5,5 MHz forskudt
Batterier	6 stk. 1,5 V penlight U12
Kabelimpedans	50 til 75 Ohm
Mekaniske mål indb.	b 135 x h 45 x d 140 mm

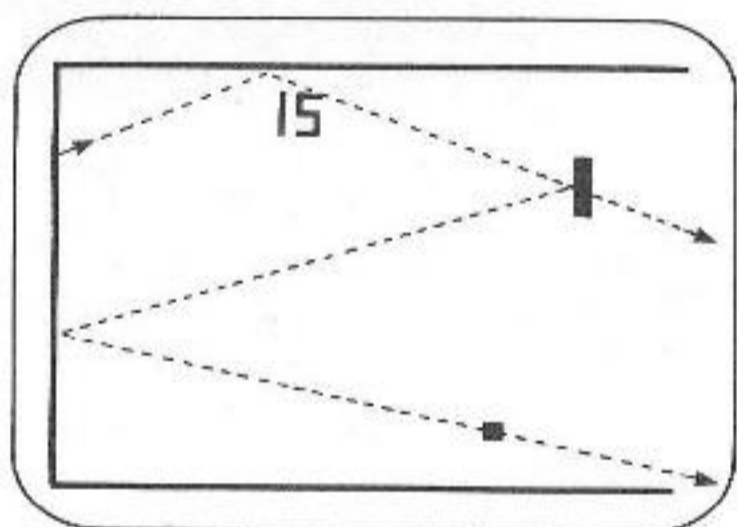
BRUGSVEJLEDNING HF 344 DK



FODBOLD

Dette spil kan foregå som vist på tegningen ovenfor.

Bolden kommer fra skærmens højre side. Den rammer modspillerens center-forward og returnerer til målmanden i en 40 grader vinkel. Målmanden rammes direkte på midten, og bolden sparkes ud i en 20 grader vinkel. Efter reflektion fra nedre bande, skydes bolden mod center-forwarden, der modtager bolden og skyder af i en vinkel, som er vanskelig at klare for modpartens målmand. Bolden går i nettet, og der scores point fra 2 til 3.



SINGLE SQUASH (pelota)

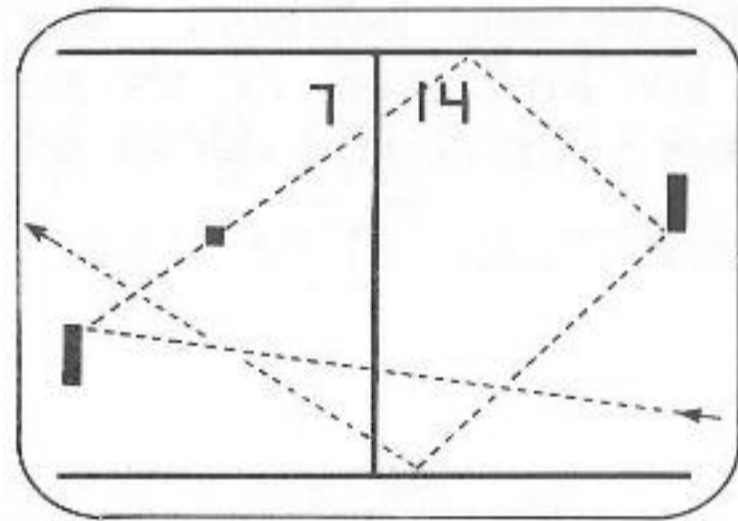
Dette spil er beregnet for een spiller i modsætning til de 3 andre spil, som alle var beregnet for to spillere.

Spillet kan foregå som på tegningen ovenfor.

Bolden gives op fra muren i en tilfældig position og vinkel. Spilleren skal da ramme så mange gange indenfor et afmålt tidsrum, og det opnåede pointtal skal - ligesom for alm. squash - være så lavt som muligt.

Hvis bolden går til spilleren, og pointtælleren har nået 15, går bolden igennem spilleren, fordi spillet er til ende. Et nyt spil kan påbegyndes ved påvirkning af vippekontakten play/reset.

BRUGSVEJLEDNING HF 344 DK

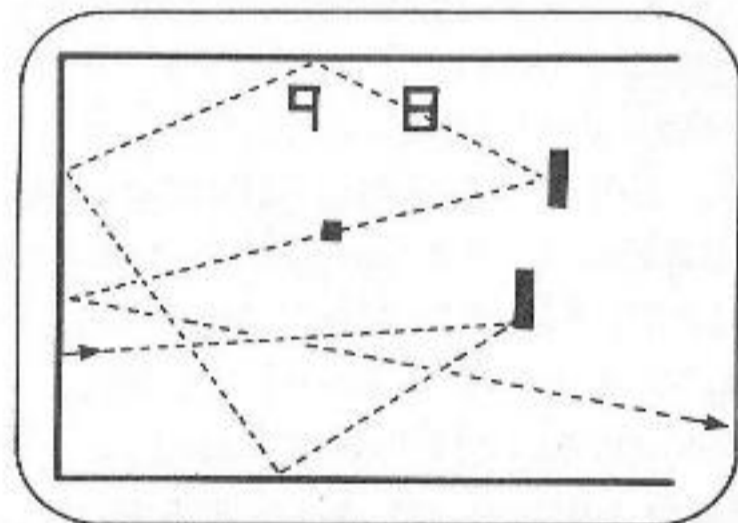


TENNIS

Tennisspillet ligner til forveksling almindelig bordtennis. Spillesituationen ovenfor er ikke ualmindelig.

Venstre spiller har tabt bolden i sidste runde, og den gives op fra en tilfældig position i højre side. Der »serves».

Bolden går til venstre spillers øverste halvdel, og den reflekteres til øvre bande i en vinkel af 40 grader, hvorefter den rammer det nederste af højre spiller. Højre spiller sender bolden i nedre bande, og venstre spiller når ikke at fange den. Højre spillers tæller går eet skridt frem til 14.



SQUASH

I dette spil kan situationen se ud som på tegningen ovenfor. Bolden kommer fra et tilfældigt sted og i en tilfældig vinkel fra »muren» til venstre.

Hvis den rammer den nedre spiller helt for neden, vil den reflekteres med 40 grader nedad. Nedre bande reflekterer bolden til den øvre spiller, som man må håbe er i rette position. Øvre spiller rammes på midten, og derfor reflekteres bolden med 20 grader til muren. Muren sender bolden til modparten - nedre spiller - men han når ikke at fange bolden, hvorefter bolden løber ud af spillefeltet.

Modparten scorer et point, fra 8 til 9. Herefter gives bolden atter op, til een af spillerne når 15 point. Så er spillet afsluttet.

LYD

Hver gang en spiller rammer bolden høres en høj, kort tone i fjernsynets højttaler. Rammer bolden en bande, afgives en lav, kort tone. Pointscoring giver en række hurtige, høje toner i lighed med »klokkeklang».

TEORETISK FUNKTION - for de teknisk interesserede.

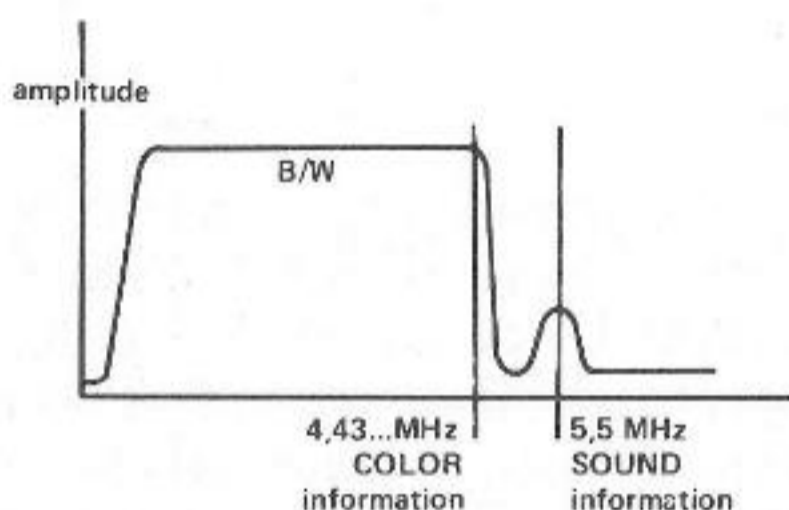


Fig. 1

For at kunne forstå hvorledes et TV-spil virker, må man vide hvorledes fjernsynet arbejder.

Fjernsynets kanalvælger modtager et antennesignal på den indstillede modtagefrekvens.

Signalet fylder omkring $5\frac{1}{2}$ MHz (MEGA HERTZ) på båndet. På kurvediagrammet fig. 1, ses det at B/W (sort/hvid) signalet er næsten 5 MHz bredt. Så bredt skal det være for at man får en tilstrækkelig fin opløsning af billeddetaljerne. Billedet er AM-moduleret.

Lige over billedsignalet - VIDEO - er lydsignalet placeret. Dette signal er i modsætning til billedsignalet FM-moduleret, således at man får en lige så støjfri lydmodtagelse, som fra en FM-radio.

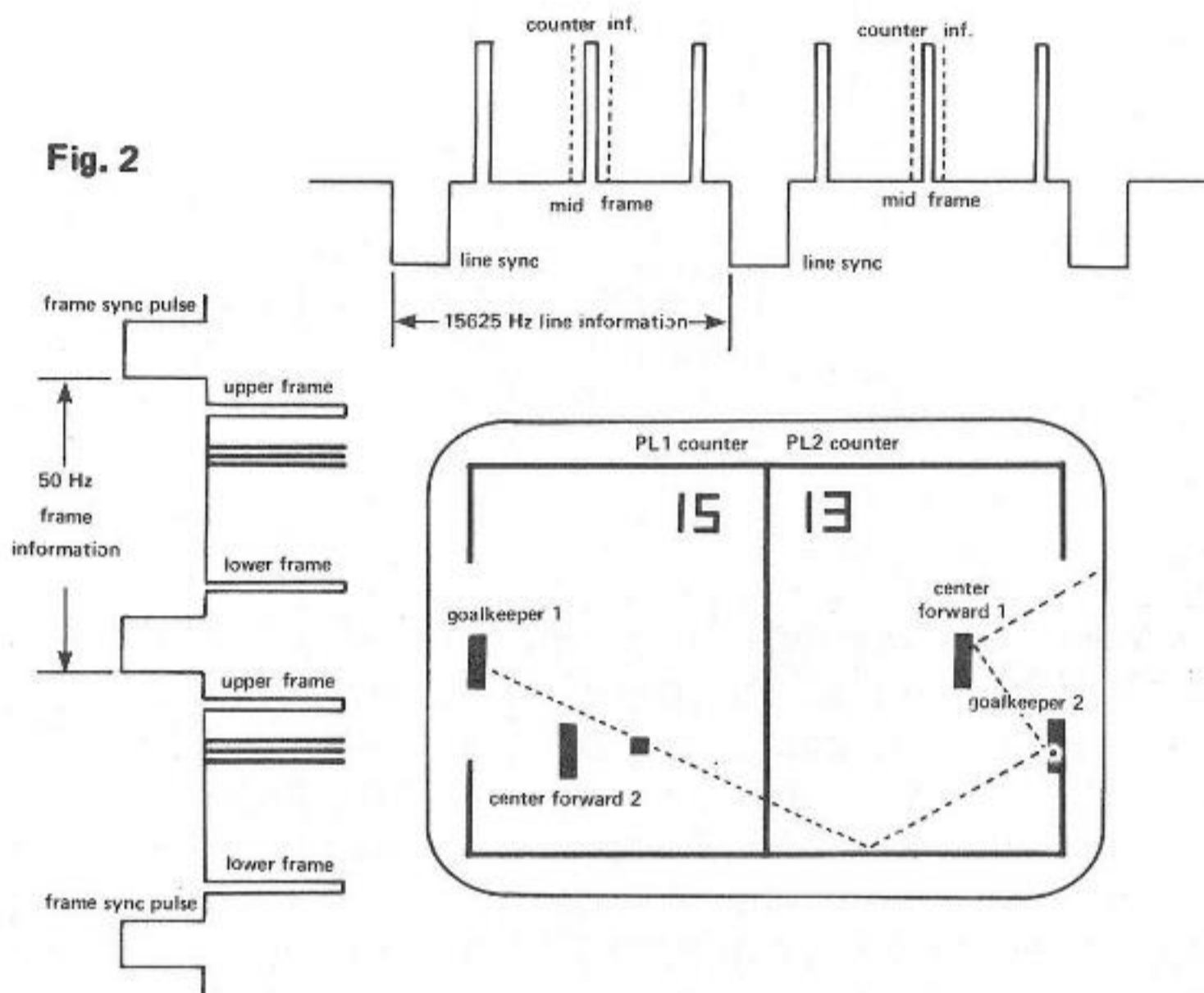
I farve-TV-modtagerne findes desuden et antal kredsløb, som kan udskille farverne i forhold til en 4,43 MHz farvebærebølge.

TV-spillet er opbygget således at det kan udsende videoinformationer, som får TV-strålen til at løbe og justere (synkronisere) sig selv, ganske som for almindelige TV-billeder.

I den store integrerede kreds dannes alle signalerne.

Elektronstrålen, som får skærmen til at lyse op, starter sit gennemløb fra skærmens øverste venstre hjørne, når den fra fjernsynets synkroniseringskredsløb har fået lov at starte.

TEORETISK FUNKTION HF 344 DK



Efter første linie synkroniseringsimpuls - den er negativ og går nedad på diagrammet i fig. 2 - løber strålen mod højre. Spille-IC'en afgiver en serie fastlagte lysimpulser ved dette gennemløb. Efter fuldendt gennemløb går strålen tilbage i venstre side, hvor den holder en lille pause, indtil en ny synkroniseringsimpuls tillader et nyt gennemløb mod højre - lidt længere nede på skærmen.

Efter 312 gennemløb fra venstre mod højre, løber strålen tilbage i øverste venstre hjørne, fordi den får en billedsynkroniseringsimpuls. Først efter at synkroniseringsimpulsen ophører, kan strålen danne et nyt billede.

Et billedgennemløb sker på $1/50$ sekund.

Hvert andet billedgennemløb sker desuden forskudt med een linie. Det er nødvendigt at danne billederne af sådanne 2 halve billeder, for at undgå at billedet flimrer. Lyset bliver svagere, jo længere tid det tager strålen at nå i startposition.

Et liniegennemløb sker på $1/15625$ sekund - så her går det hurtigt.

Alle synkroniseringsimpulserne er som før nævnt negative. TV-signalernes styrke bestemmer samtidig hvor meget lys, der skal komme fra skærmen. Lyse punkter skal derfor være positive - det er de høje flanker på fig. 2 kurven øverst.

TEORETISK FUNKTION HF 344 DK

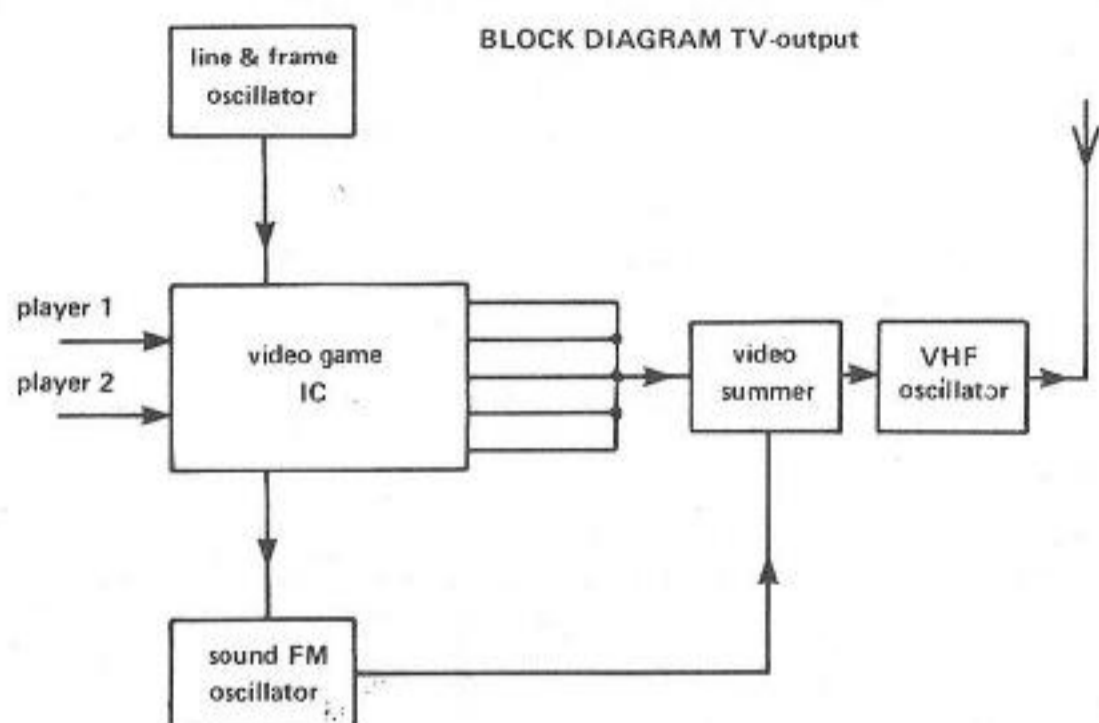


Fig. 3

Da synkroniseringsimpulserne altid er negative, vil de ligge i det SORTE niveau. På et TV der ruller, kan man tydeligt se de sorte synkroniseringsstreger mellem hver billede. Spille-IC'en i TV-spillet laver impulser for lodret og vandret afbøjning (gennemløb af skærmen), samt lysimpulser på de steder, hvor der skal dannes rammer, bold og spillere. På fig. 3 ses hvorledes JOSTYKIT TV-spillet HF 344 A & B er opbygget. Linieoscillatoren sender en frekvens på ca. 2 MHz ind i spille-IC'en, som derefter sørger for at frekvensdele, således at linesynkroniseringen på 15.625 Hz og billedsynkroniseringen på 50 Hz udvindes.

Samtidig aflæses de udvendigt indstillede spilleprogrammer, bold, spillere og pointtal i en hukommelse i spille-IC'en. Spille-IC'en indeholder tællere for pointgivningen, en RAM (Random Access Memory & hukommelse, der arrangeres vilkårligt) som gennemløbes med impulser fra en ROM (Read Only Memory Character Generator = fast aflæsbar hukommelse med forprogrammerede figurer), der danner de to cifre 0 til 15, spiller battene, bolden og rammerne omkring spillet. Desuden indeholder spille-IC'en en mængde kredsløb, som danne lydimpulser, som får spillerne, battene og bolden til at løbe op/ned og mod højre og venstre i RAM'en og et antal skifteregistre.

Spille-IC'en er mere kompliceret i sin opbygning end regnemaskiner i den videnskabelige klasse!

Video og synkroniseringsimpulserne - 5 ialt - løber ud til en VHF-modulator, som omdanner VIDEO-signalet til et antennesignal.

Lydsignalet går til en 5,5 MHz FM-modulerbar lydoscillator og videre til det samme VHF-oscillatortrin, som VIDEO-signalet.

KOMPONENTLISTE HF 344 DK

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 nF/250 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	E121
R15	10 kOhm	C12	1 nF/125 V	O3	E121
R16	330 kOhm	C13	1 nF/125 V	O4	E121
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

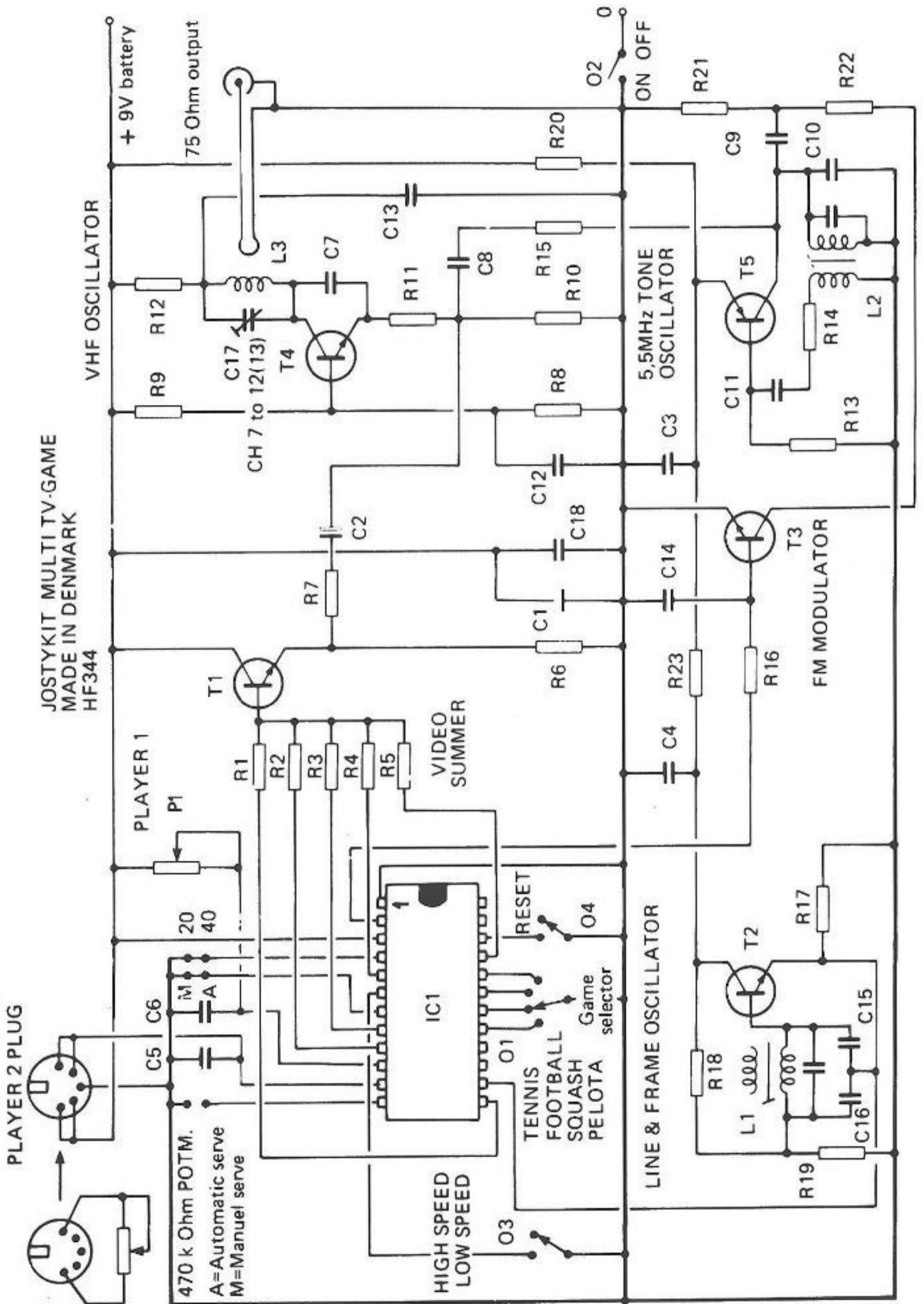
VHF UDSTRALING FOR TV-SPIL HF 344

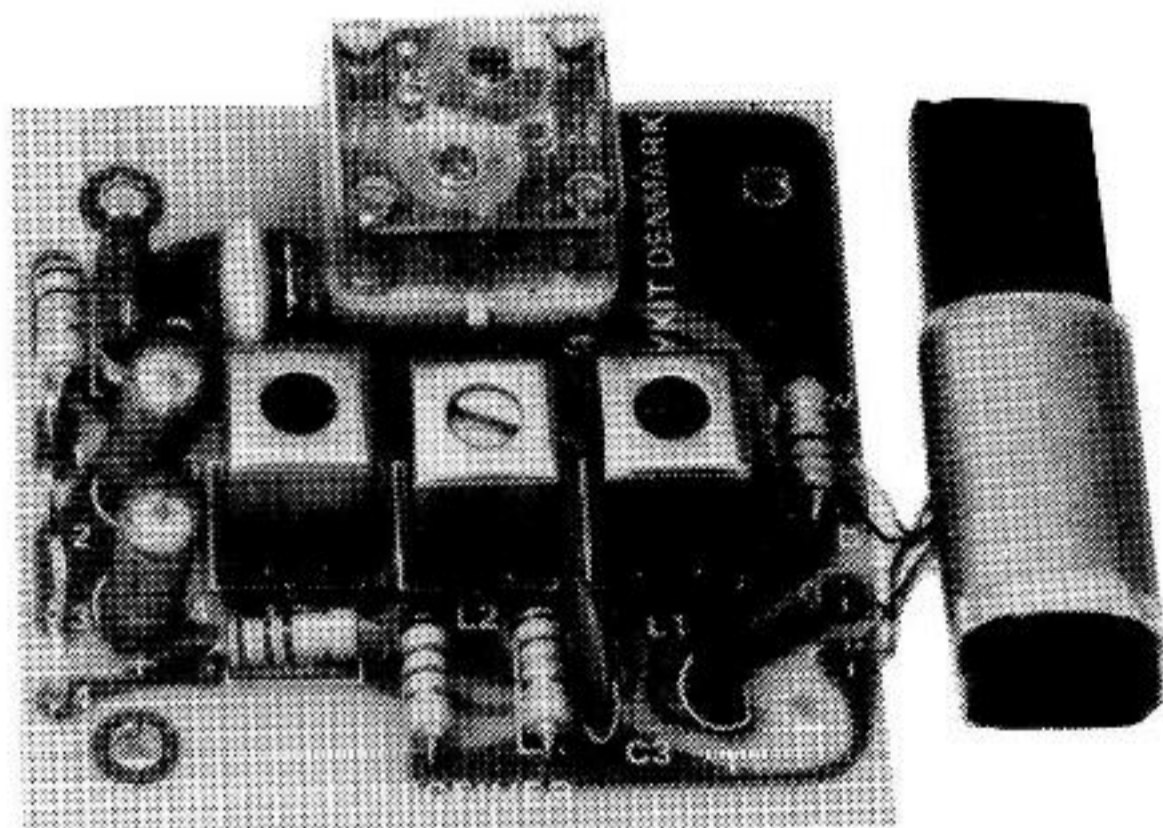
Bærebølge:	200 MHz	240 MHz
Grundtone	- 18 dBm	- 16 dBm (20mV/50Ohm: 8uW)
2. harm.	- 46 dBm	- 42 dBm
3. harm.	- 42 dBm	- 40 dBm
4. harm.	- 51 dBm	- 49 dBm
5. harm.	- 58 dBm	- 56 dBm
6. harm.	- 66 dBm	- 54 dBm
7. harm.	- 58 dBm	- 56 dBm

Udstrålingen er målt i forhold til 1mW = 0 dB i området 0-1,6 GHz.

FM-sidebånd:

+/- 5,5 MHz	- 30 dB under bærebølge
+/- 11 MHz	- 45 dB under bærebølge
+/- 16,5 MHz	- 57 dB under bærebølge
+/- 22 MHz	ikke målelig





TEKNISKE DATA

Driftspænding	9 V DC fra batteri typ. 410
Strømforbrug	4 mA
Udgangsspænding	100 mV
Modtageområde	540-1600 kHz
Funktionstype	superheterodyn

TEORETISK FUNKTION HF 361 DK

HF 361 er en fin og følsom, men ganske konventionel SUPERHETERODYN-MODTAGER til mellembølgemodtagelse.

Dette modtageprincip anvendes næsten overalt i færdige modtagere på grund af den gode stationsadskillelse og følsomhed.

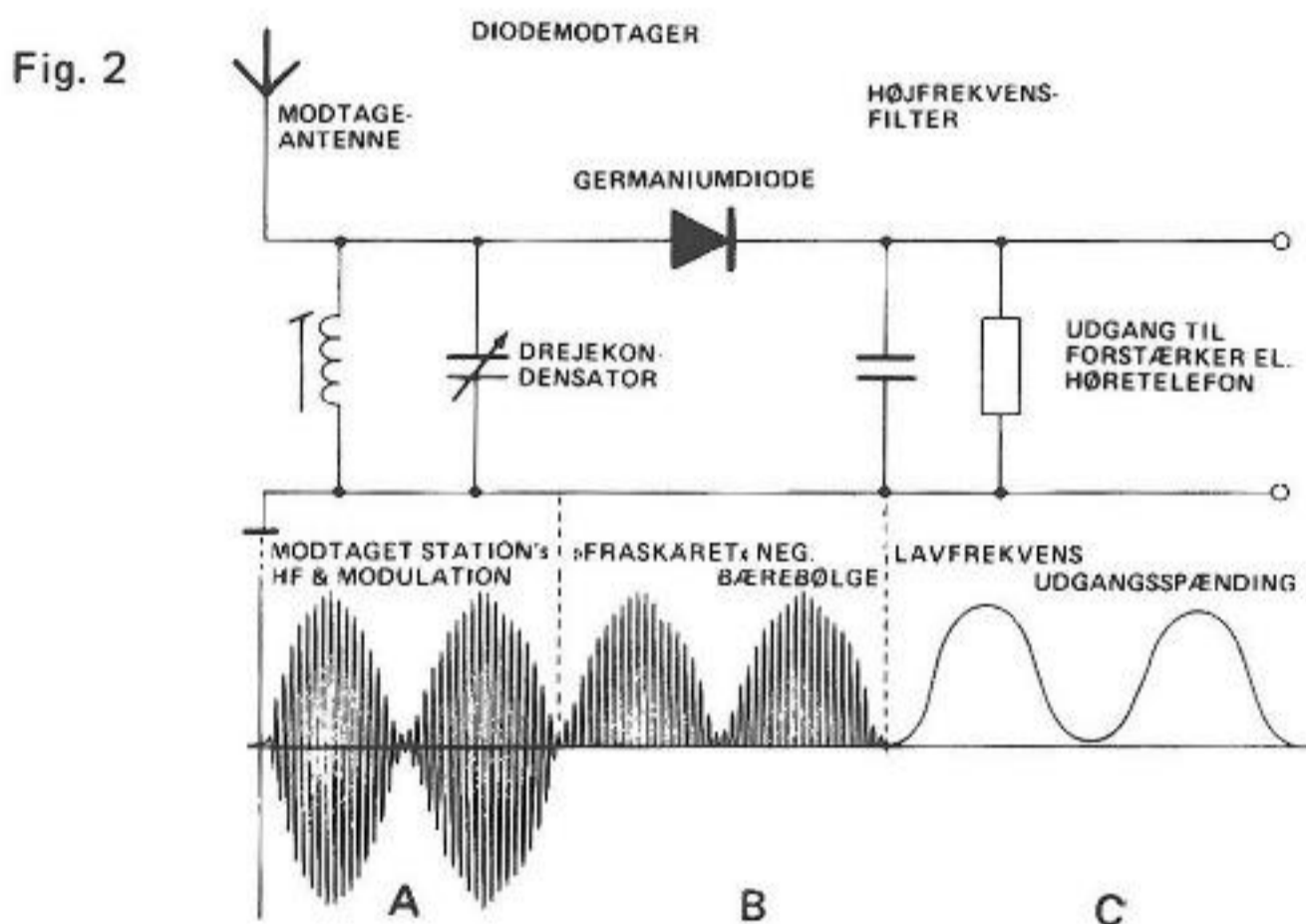
For at forklare princippet, vil vi starte fra grunden:

SENDEREN

Radiosendere på mellembølgebåndet sender AM - dvs. Amplitude Moduleret, eller på klart sprog STYRKE-STYRET.

Man udsender en høj frekvens gennem antennen. Denne høje frekvens kaldes for BÆREBØLGEN. Bærebølgen er nødvendig for radiobølgenes udbredelse.

Ved at MODULERE, dvs. hæve og sænke bærebølgens styrke i takt med den udsendte musik og tale, kan også det hørbare signal overføres gennem luften.



DIODEMOTDAGER

På fig. 2 ses en diodemodtager i helt traditionel form. Den eneste forskel fra denne og de tidligere krystalmodtagere er, at dioden er af halvledende materiale. Funktionen er den samme.

Det modtagne antennesignal ledes ind til en SUGEKREDS. Denne kreds kan afstemmes til modtagefrekvensen med drejekondensatoren. Kredsen tillader elektriske svingninger i et smalt frekvensområde. Frekvenser - og dermed sendestationer - uden for dette område, vil kortsluttes af enten spolen eller kondensatoren.

De frekvenser, som kredsen ikke dæmper, vil føres gennem dioden. Det er dog kun de POSITIVE svingninger, som kan passere. Det er afhængigt af hvilken vej dioden vendes. Efter dioden er der indsat et filter for høje frekvenser. Man ønsker kun at de hørbare - LF (Lav Frekvens) - svingninger overføres til udgangen.

Det lille byggesæt HF 61 - også fra JOSTYKIT - indeholder en diodemodtager med både HF forstærkning og LF forstærkning i samme transistor, se fig. 4.

Det selektive filter med spole og drejekondensator genkendes fra diodemodtageren. Modtagesignalet fra sug kredsen forstærkes op i transistoren og detekteres med dioden på transistorens udgang.

Det detekterede lavfrekvenssignal føres atter ind i transistoren til LF-forstærkning. For ikke at kortslutte HF-forstærkningen, udtages det forstærkede LF-signal gennem en modstand og en kondensator.

Denne modtager har lidt bedre stationsadskillelse end en ren diodemodtager og et væsentligt kraftigere LF-signal på udgangen - på grund af den dobbelte forstærkning. Selv om HF 61 ikke har retmodtagerens selektivitet og følsomhed, har man med en simpel konstruktion nået et pænt resultat.

TEORETISK FUNKTION

DETTE PRINCIP ER HF 361 OPBYGGET EFTER!

SUPERHETERODYNMODTAGER

— eller SUPEREN, som den også benævnes, fungerer helt anderledes end nogen af de direkte modtagere.

Princippet er baseret på, at modtagesignalet kan blandes op med OSCILLATORSIGNAL, således at en helt ny frekvens dannes kunstigt. Denne frekvens kaldes MELLEMFREKVENSEN.

HETERODYN, eller STØDTONE-princippet, kan på en simpel måde anskueliggøres akustisk. Fløjt en ren tone og bed en anden person om at ramme den samme. Såfremt de to fløjtetoner ikke er helt ens, vil en ny tone opstå. Det giver en skurrende u-musikalsk lyd. Hvis de to fløjtetoner er meget forskellige i tonehøjde, vil de være vanskeligt at høre stødtonen eller MELLEMFREKVENSEN.

Mellemfrekvensen er navnet for de elektriske svingninger, der dannes af to sammensatte toner. Mellemfrekvensen kan dannes af både sum og differens af to forskellige grundtoner med en fast frekvens (oscillatoren).

Superheterodynmodtageren kan altså modtage stationer to steder på skalaen og det med samme mellemfrekvens. Det kan være upraktisk, specielt hvis den station, man gerne vil modtage, er svag og den uønskede kraftig.

Ferritspolen og drejekondensatoren i modtagerens indgang er dog kun afstemt på den ene frekvens. Hvis indgangskredsen er god, vil den hindre den fejlmodtagne station i at danne mellemfrekvens. Man KAN opnå meget med en enkelt indgangskreds, men stationsstyrken kan variere så meget, at i visse tilfælde høres to stationer samtidig. Det kan give sig udslag i svage hyletoner i baggrunden. Helt kan dette ikke undgås, selv om indgangskredsen har et gode Q. (Q'et er et elektronisk udtryk for, hvor god kredsen er).

Hyletoner i baggrunden kan ikke elimineres totalt, selv med de bedste kredse, fordi IONOSFÆREN kan reflektere et sendesignal fra forskellige vinkler. Modtagelsen af to signaler fra samme sender, men med forskellig fase, kan også give hyletoner.

Superens detektor ligner meget den almindelige detektor-modtager, men en del af det detekterede signal benyttes til AGC-regulering. (AGC = Automatisk Gain Control/automatisk forstærkningsregulering). Dette signal føres til en forholdsvis stor elektrolytkondensator.

Såfremt det modtagne signal er kraftigt, vil AGC spændingen også være kraftig, og da dioden vender »negativt«, kan denne spænding bruges til modvirkning af de enkelte forstærkertrins styrespændinger. Hvis en transistor mangler styrespænding, vil forstærkningen falde stærkt. Selv om det i en almindelig forstærker ville give overordentlig stor forvrængning, vil mellemfrekvensspolerne rette forvrængningen ud, så resultatet trods alt er ret forvrængningsfrit. I en modtager med AGC regulering vil svage stationer modtages med samme volumen som de kraftigere stationer.

AGC regulering er ikke altid nødvendig i FM-modtagere, fordi den modtagne stations styrke ingen indflydelse har på gengivelsen.

I professionelle FM-modtagere benyttes AGC regulering for at undgå KRYDSMODULATION. Krydsmodulation er et blandingsprodukt af to stationer, hvor den ene virker som modtagerens sædvanlige oscillator og den anden som modtagefrekvens. I FM-modtagere med simpel transistortrin i indgangen, kan denne blanding opstå. Resultatet er dobbelte stationer visse steder på skalaen.

Tonegeneratoren i en AM modtager kaldes for en OSCILLATOR.

Modtagesignalet fra antennen forstærkes i en transistor, som også er oscillator. På denne transistor tilkobler man en ny afstemt kreds, som er afstemt til mellemfrekvensen. Derefter kan man tilkoble et vilkårligt antal af forstærkertrin med afstemte kredse, som kun skal trimmes een gang. Drejekondensatoren for hver enkelt trin er derved overflødiggjort. Det er derfor nok at afstemme indgangstrinnet og oscillatoren, så man for hver ny station får samme mellemfrekvens.

Mellemfrekvensen vælges af produktionsmæssige årsager næsten altid til 455 kHz eller 460 kHz. Dette valg giver samtidig de færreste elektriske gener med SPEJLSELEKTIVITETEN.

For at forstå, hvad spejlselektiviteten er, kan vi regne lidt på blandingssignalerne fra to frekvenser:

OSCILLATORSIGNALET + ANTENNESIGNALET
= MELLEMFREKVENSSIGNALET,

men man kan også opnå samme mellemfrekvens med:
OSCILLATORSIGNALET - ANTENNESIGNALET
= MELLEMFREKVENSSIGNALET.

Da oscillatorsignalet er indstillet til en bestemt værdi med skalaknappen og mellemfrekvenssignalet er fast bestemt, kan to forskellige antennesignaler give samme mellemfrekvenssignal. Lad os vælge:

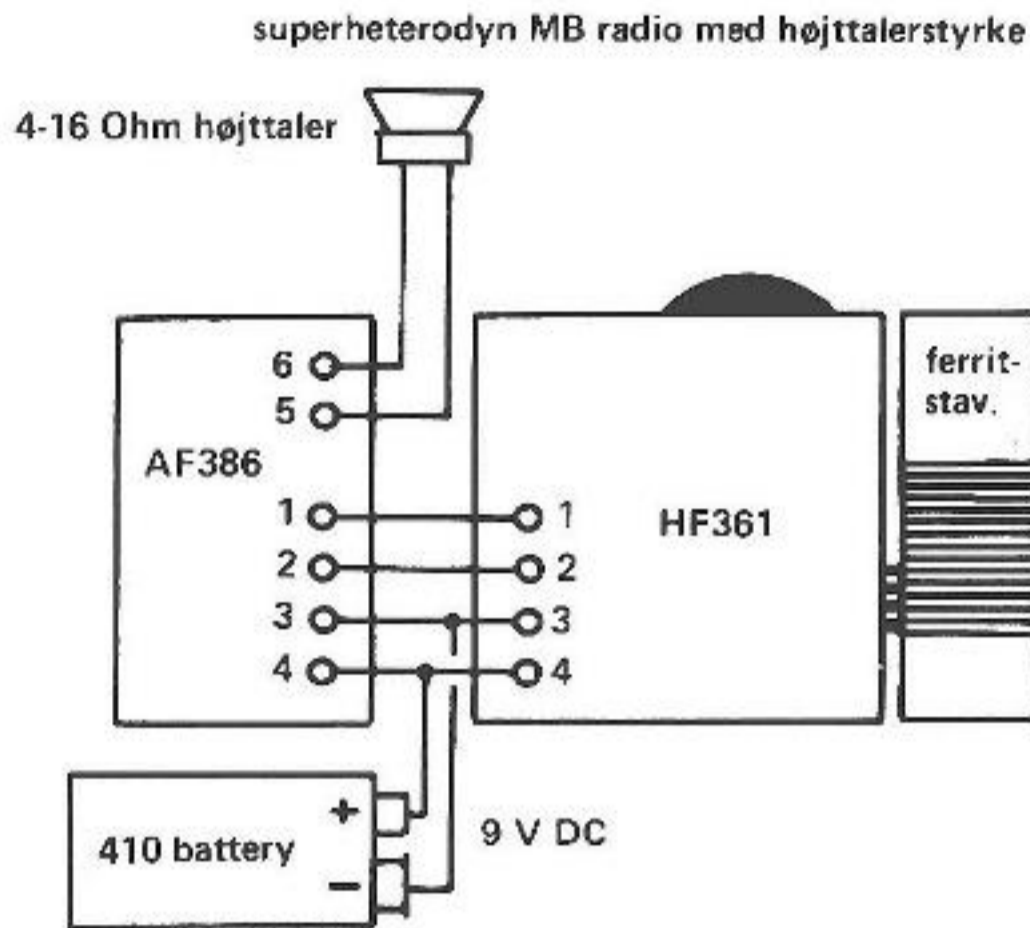
$$\text{OSC}/1200 \text{ kHz} + \text{ANT}/745 \text{ kHz} = 455 \text{ kHz}$$

eller

$$\text{OSC}/1200 \text{ kHz} - \text{ANT}/1655 \text{ kHz} = 455 \text{ kHz}$$

ANVENDELSE OG TRIMNING HF 361 DK

Fig. 1

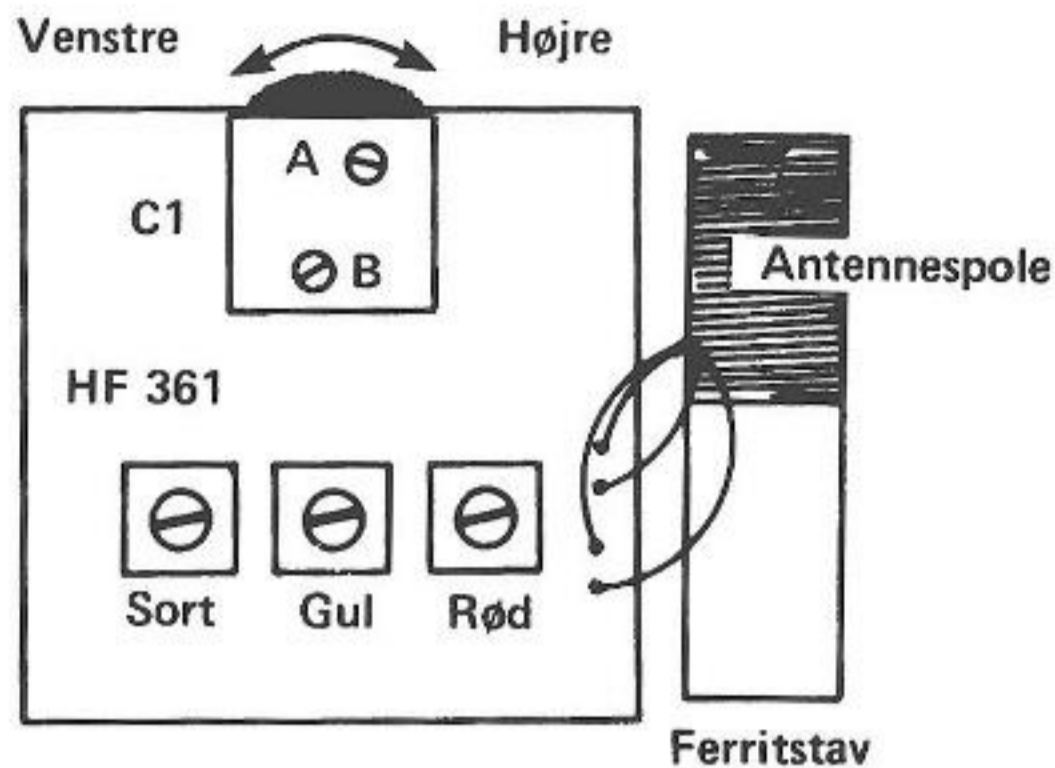


På tegningen ovenfor ses, hvorledes man kan sammenbygge en mellembølgemodtager HF 361 med en universalforstærker AF 386. Forstærkeren giver højttalerstyrke til en lille 8 eller 4 Ohm højttaler. Man kan dog udmærket drive en høretelefon på mellem 2.000 Ohm og 1 MOhm direkte fra HT 361's udgang 3 og 4.

Styrken passer nogenlunde til en alm. høreprop. Desuden indeholder HF 361 en såkaldt AGC regulering, som dæmper styrken fra kraftige stationer og hæver styrken fra svage. (AGC = automatisk forstærkningsregulering - eng. Automatic Gain Control).

Såfremt forstærkeren hylér sammen med HF 361, må man montere en lille elektrolytkondensator direkte over plus og minus på loddeøjnene 1 og 2 på AF 380. Kondensatoren kan være 6,8 $\mu\text{F}/40\text{ V}$. Årsagen til hyléret er, at batteriet ikke leverer en tilstrækkelig fast spænding - kondensatoren holder spændingen ved lige længe nok.

Med høretelefon eller forstærker tilsluttet og volumenkontrollen opdrejet kan man nu afsøge mellembølgeskalaen for stationer. Fra fabrikken er de farvede spoler fortrimmet. Fintrimningen må De selv foretage. Det gøres med en almindelig pinolskruetrækker.



TRIMNING

Indstil på en station på drejekondensatoren.
 Trim spolerne GUL, RØD og SORT op til maximal styrke et par gange. Indstil på en svag station og træk ferritstavspolen frem og tilbage på staven til den optimale styrke nås.

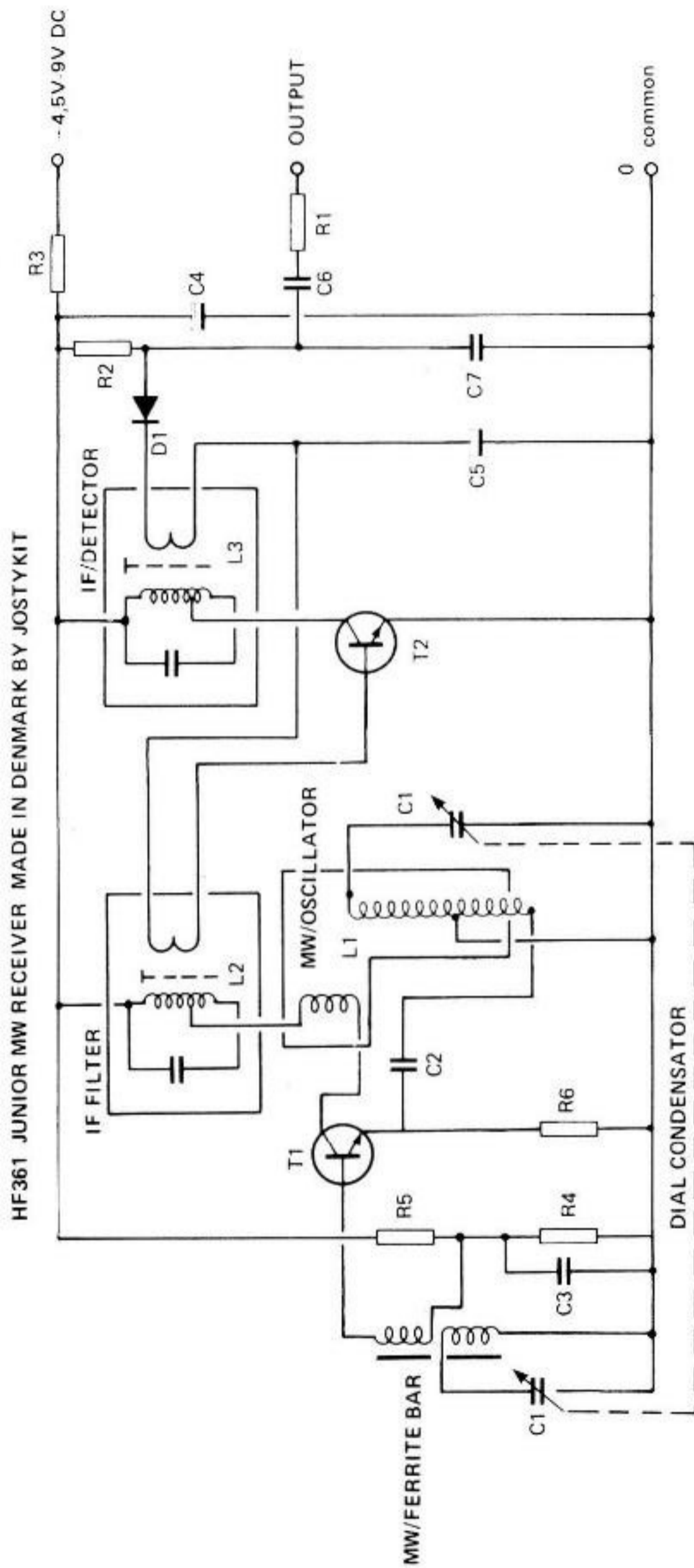
Find en station med drejekondensatoren i længst mulig **VENSTRESTILLING**. Skyd derefter atter ferritstaven lidt frem og tilbage, til maximal modtagestyrke.

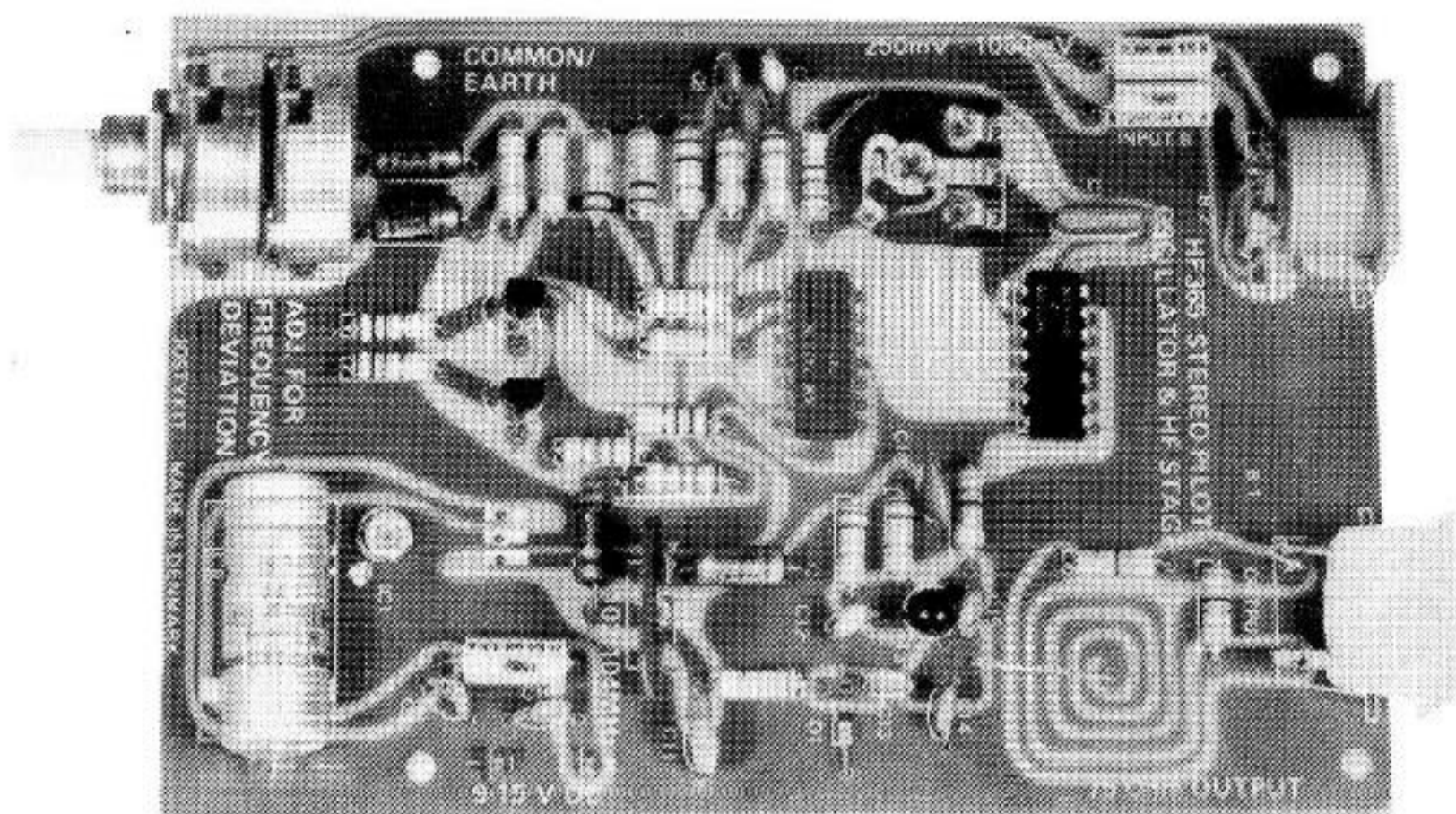
Find nu en station i skalaens modsatte side og trim forsigtigt på C1A trimmekondensatoren til maximal styrke. Den anden trimmekondensator benyttes til skalaaflytning med C1 i venstrestilling. Hvis disse to trimmemuligheder benyttes, må man atter eftertrimme på både ferritstav og C1A trimmekondensator.

KOMPONENTLISTE HF 361 DK

R1	18 kOhm	C1	0-120pF/0-150pF	L1	S583 - Rød
R2	220 kOhm	C2	4,7 nF/125 V	L2	S580 - Gul
R3	220 Ohm	C3	4,7 nF/125 V	L3	S582 - Sort
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	T1	BF199
		C7	47 nF	T2	BF199
				1	Ferritstav
				1	- Spole

DIAGRAM





TEKNISKE DATA

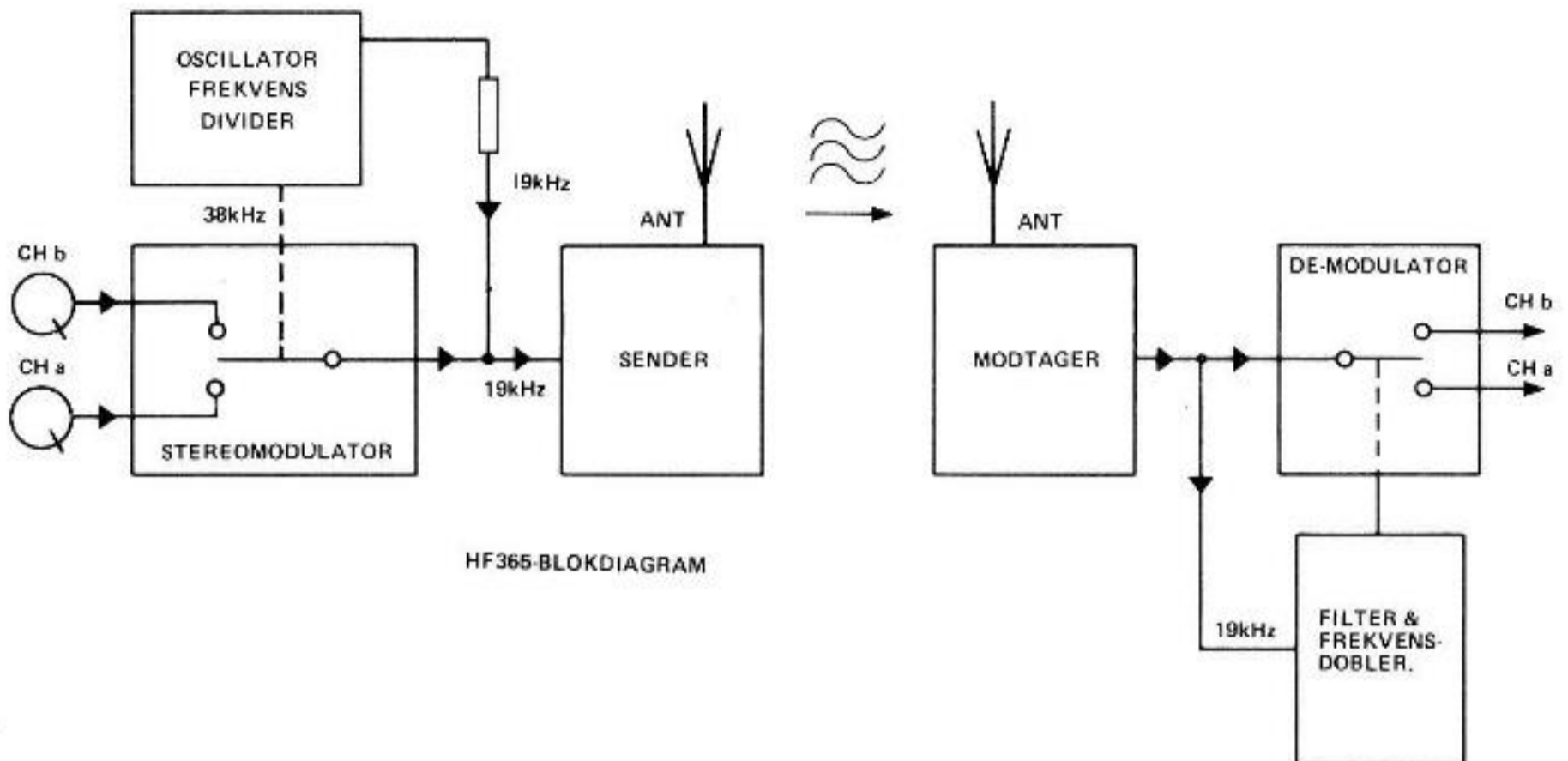
Driftspænding	9-15 V DC
Strømforbrug	50 mA
Indgangssignal max. 5 V min.	250 mV
Modulation	20-15.000 Hz
Pilottone variabel m. center i	19.000 Hz
Frekvensindstilling min.	96-104 MHz
Båndbredde - god B.	±200 KHz
Udgangseffekt	1,2 mW

DIAGRAMMET

Lad det være sagt straks, HF 365 kan ikke sammenlignes med en professionel STEREO-CODER, det er »kun» en simpel opstilling uden mange faciliteter.

Men — når dette er sagt, forstås sikkert også hvilken gruppe mennesker, som JOSTYKIT henvender sig til med en LOW COST stereo-coder — nemlig teknikere, der blot har brug for kontrol af stereomodtagerens funktion med musik og pilottone, mindre serviceværksteder og simple undersøgelser »i marken».

Populært forklaret fungerer en STEREO-CODER og en STEREO-DECODER, som på tegningen nedenfor:



De to forskellige signaler fra en grammofon eller båndoptager sendes ind i en modulator. Modulatoren kan siges at være opbygget som en omskifter, der hele tiden skifter fra kanal A til kanal B. En modulator styres af en pilottoneoscillator på 38 kHz. Det vil sige, at »omskifteren» i modulatoren vipper op og ned 38.000 gange i sekundet. Dette kodede signal, der består af små bidder af både venstre og højre kanal, sendes ind i et sendertrin sammen med en lille smule af den HALVE skiftefrekvens 19 kHz (19.000 svingninger pr. sekund). Årsagen til at man kun kan tillade sig at sende den HALVE skiftefrekvens ud, er at en FM-sender ikke må fylde mere end 200 kHz på skalaen.

Den halve skiftefrekvens kaldes for PILOTTONEN, og den er uhørbar.

I MODTAGEREN indbygger man så en STEREO-DECODER. Dens funktion er at skifte mellem de to kanaler på samme måde som omskifteren i senderen. Det skal naturligvis ske helt synkront (i fase), for at man er sikker på, at venstre kanal nu alene kommer til den venstre forstærker og højre kanal-signalet kommer til højre forstærker. For at DE-MODULATOREN (el. CODEREN) nu kan skifte med 38 kHz fra den ene side til den anden, må man i DE-CODEREN fordoble pilottonen på 19 kHz til 38 kHz, og så benytte denne frekvens til omskiftningen.

HF 365 indeholder de nødvendige kredsløb, som en stereo-sender skal indeholde for at kunne fungere.

En 76 kHz oscillator opbygget med en integreret kreds, IC3-7400, frekvensdeles i en anden integreret kreds af typen 7473-IC2.

Denne kreds indeholder to frekvensdelere. Første frekvensdeling giver 38 kHz og anden giver 19 kHz.

De 38 kHz føres til transistorer T1 og T2.

Til disse transistorer fører man også stereosignalet fra båndoptager eller grammofon (med indbygget forforstærker). 38 kHz skiftespændingen åbner hele tiden for den ene og den anden transistor.

Dette signal føres nu til en frekvensmoduleret oscillator (T3). Denne oscillator sender direkte på FM-båndet 102 til 104 MHz. Med et trimmepotentiometer kan man justere over dette område.

Da sendeoscillatoren ikke er krystalstyret, og da den samtidig er diodeafstemt, har det været nødvendigt at indsætte IC1, en spændingsregulator der konstant afgiver 5 volt, selv om forsyningsspændingen skulle variere (batteridrift).

For at hindre udstråling er der indsat spoler i serie med indgangssignal. Dette alene er dog ikke nok. For at hindre ulovlig udstråling skal den komplette stereokoder indbygges i en skærmet metalbox.

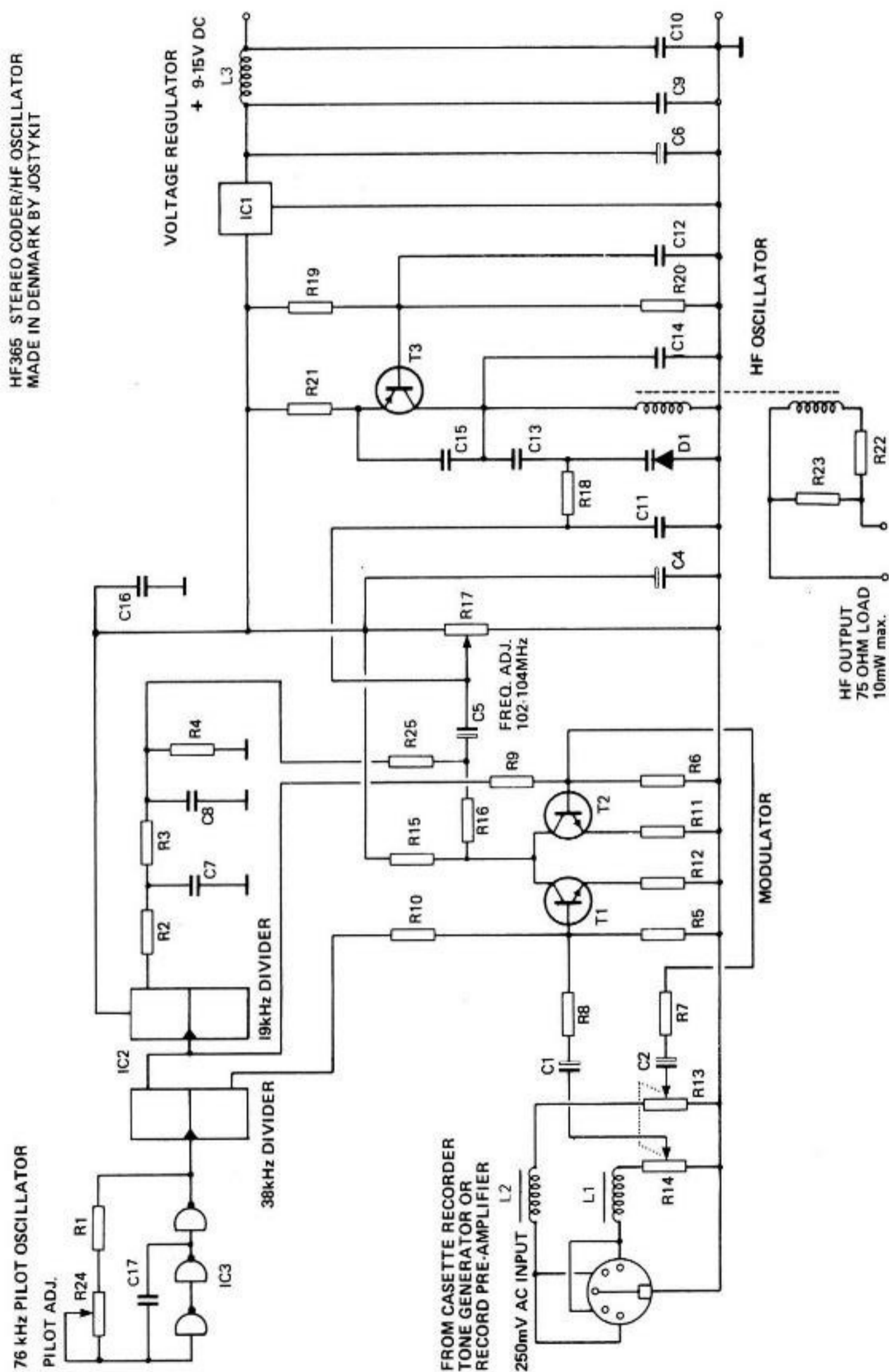
Dekoderen kan enten være opbygget som MATRIX eller FASELÅS. Den væsentlige forskel ligger i filtreringen af de 19 kHz, som jo er overlejret med det mange gange kraftigere musik/tale-signal.

Pilottonen er på 5-12% af modulationssignalet.

Matrix konstruktioner er kendt ved et antal LC-kredse (spoler/kondensatorer), hvis væsentligste funktion er at adskille 19 kHz pilottonen fra grundsignalerne og fordoble til 38 kHz.

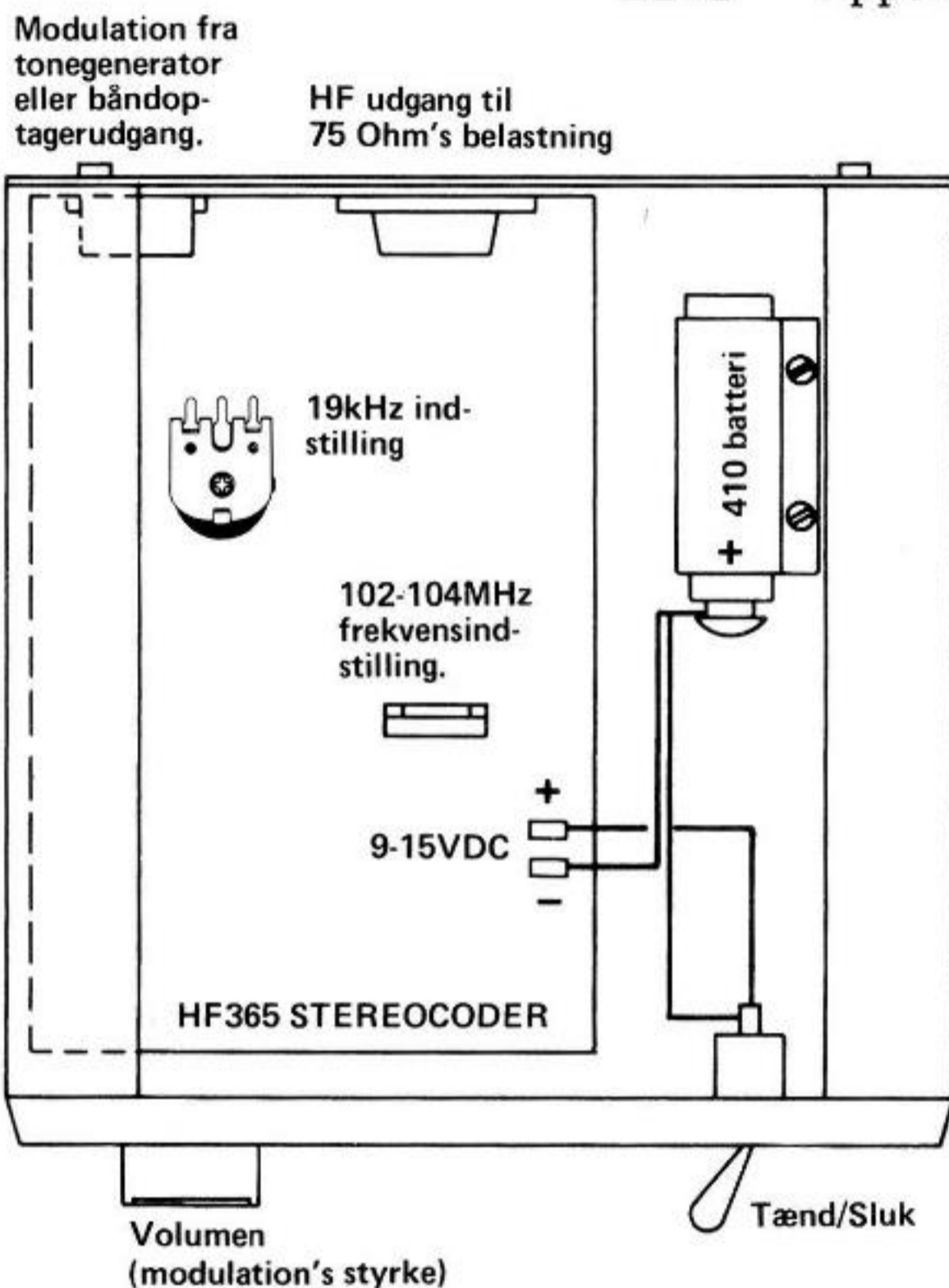
Faselåste konstruktioner (PHASE LOCKED LOOP) filtrerer ikke, men man synkroniserer en indbygget oscillator på 76 kHz med de 19 kHz, og frekvens-DELER så til 38 kHz. En synkronisering kræver ikke så kraftige filtreringer før DE-MODULERINGEN.

DIAGRAM



ANVENDELSE HF 365 DK

Nødvendige komponenter:
 HF 365 STEREO CODER
 401 batteri
 F410 batterilås
 B1150 box
 F320 el. F322 knap
 E121 vippeafbryder



På tegningen ovenfor vises, hvorledes man kan bygge en komplet lille stereokoder til servicebrug.

Det er i Danmark IKKE tilladt at benytte en sådan STEREOCODER med antenne, men man skal som med alle andre måleinstrumenter anvende skærmet kabel mellem koderen og modtagerens FM-indgang.

Selv om det er fristende at sætte en stavantenne på udgangen, vil vi på det kraftigste fraråde dette, fordi en så simpel opstilling vil kunne genere andre radiotjenester, fly-kommunikation etc., og det vil jo ikke være rart, hvis man bliver årsag til et flystyrt, eller hindrer telemedicin-meddelelser til hospitaler! Lad derfor også være med at prøve at øge udgangseffekten på sendetrinet!

For at hindre »utæt» udstråling anbefales indbygning i en metalkasse. Opstillingen er til batteridrift, og ønsker man at benytte en strømforsyning, må man indsætte gennemføringskondensatorer til både plus og minus-tilledningerne, samt spoler på f.eks. 0,68 uH, for at hindre udstråling gennem disse ledninger.

Skal man have kassen HELT TÆT kan man benytte en særskilt HF-bøsning af metal i stedet for PLAST-antennebøsningen.

ANVENDELSE HF 365

Når HF 365 er indbygget som vist på tegningen, er den klar til brug. (Den kan dog godt afprøves uden kasse).

Drej VOLUMEN-kontrollen i MAX.

Tænd for HF 365, tilslut et indgangssignal fra en stereobåndoptager eller gramofon med indbygget forforstærker, og tilslut et kabel mellem antenneudgangen på HF 365 og antenneindgangen på en STEREO-radio.

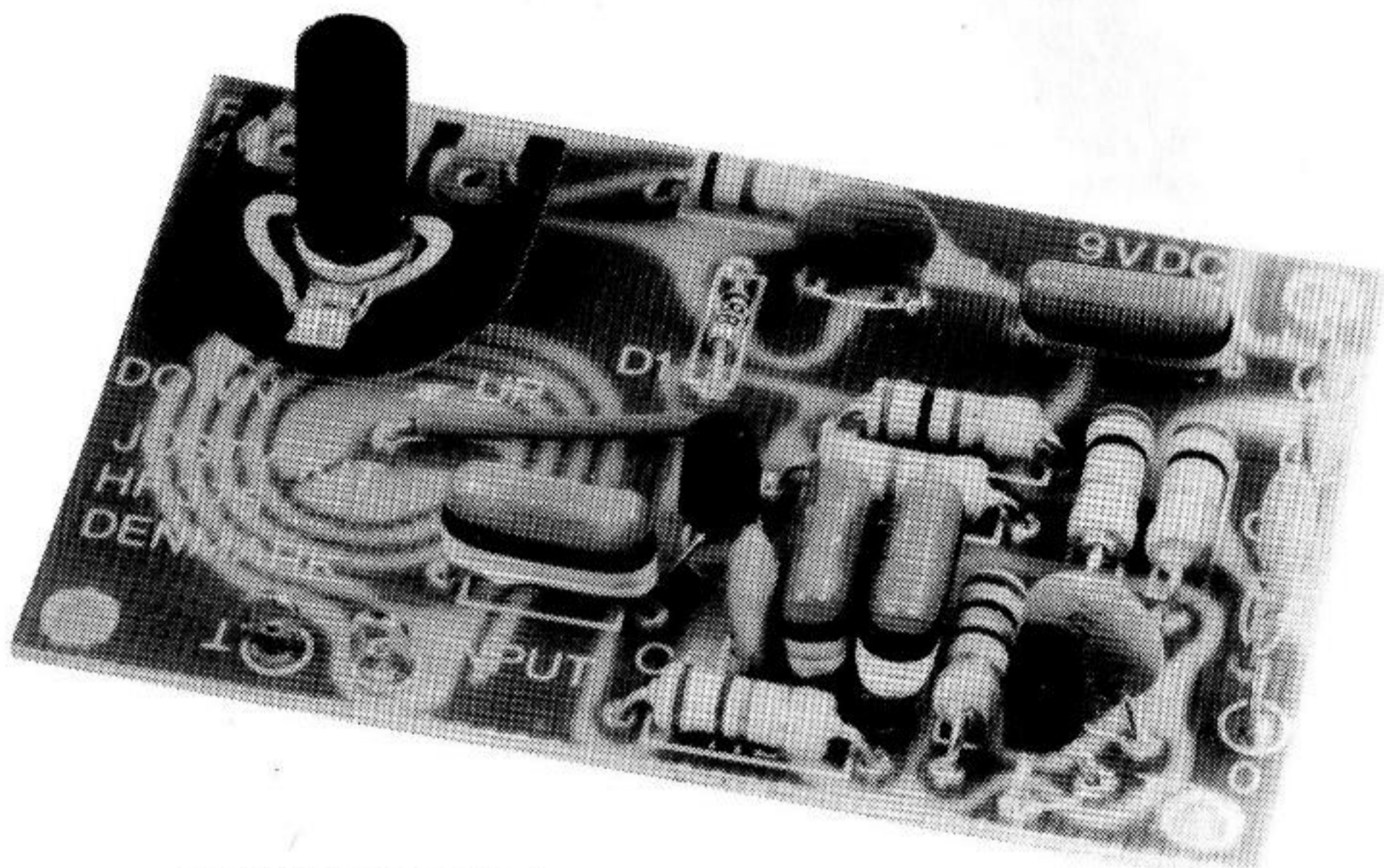
Fang CODER-udsendelsen på en frekvens omkring 102 til 104 MHz. Med R17 frekvensindstillingspotentiometeret på HF 365 kan man flytte sendefrekvensen ca. 1 MHz op og ned. De kan således undgå, at der under målingen kommer indstråling fra en uønsket FM-sender, der måske ligger i nærheden af HF 365's sendefrekvens.

Indstil nu på PILOT-trimmepotentiometeret R24 på HF 365, til stereoindikatoren på stereomodtageren lyser stabilt, og udsendelsen er forvrængningsfri. Stil efter på radioens stationsindstilling til klarest mulig gengivelse. Drej derefter ned på VOLUMEN (Modulationsdeviation) -kontrollen, til styrken svarer til andre stationers styrke.

Strømforbruget for HF 365 ligger på 50 mA ved 9 V, hvorfor man bør slukke den efter målingen. Et 410 batteri vil kunne holde til omkring 10 timers konstant brug.

KOMPONENTLISTE HF 365 DK

R1	220 Ohm	C1	6,8 uF/40 V	L1	0,68 uH/1,5 A
R2	120 kOhm	C2	6,8 uF/40 V	L2	0,68 uH/1,5 A
R3	120 kOhm	C4	6,8 uF/40 V	L3	0,68 uH/1,5 A
R4	100 kOhm	C5	6,8 uF/40 V		
R5	10 kOhm	C6	1000 uF	T1	BC172 eller BC173
R6	10 kOhm	C7	220 pF/125 V	T2	BC172 eller BC173
R7	47 kOhm	C8	1 nF/125 V	T3	MEO412
R8	47 kOhm	C9	1 nF/125 V		
R9	33 kOhm	C10	1 nF/125 V	D1	BB141 eller BB142
R10	33 kOhm	C12	1 nF/125 V		
R11	100 Ohm	C13	27 pF/125 V	IC1	L129 eller 7805
R12	100 Ohm	C14	6,8 pF/125 V	IC2	7473
R13	37+10 kOhm	C15	3,3 pF/125 V	IC3	7400
R14		C16	4,7 nF/125 V		
R15	150 Ohm	C17	15 nF/250 V	B1	D153
R16	5,6 kOhm			B2	D154
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				



TEKNISKE DATA

Driftspænding	9–12 V DC
Strømforbrug	4–5 mA
Frekvensområde	87,5–104 MHz (80–110 MHz)
LF-udgangsspænding	25 mV
Sammenkobling med	HF 395 – AF 300
Signal/støjforhold max.	35 dB

HF 375 er en superregenerativ modtager. En sådan modtager indeholder en svag oscillator (sender) (printspole og D1 er svingningskreds).

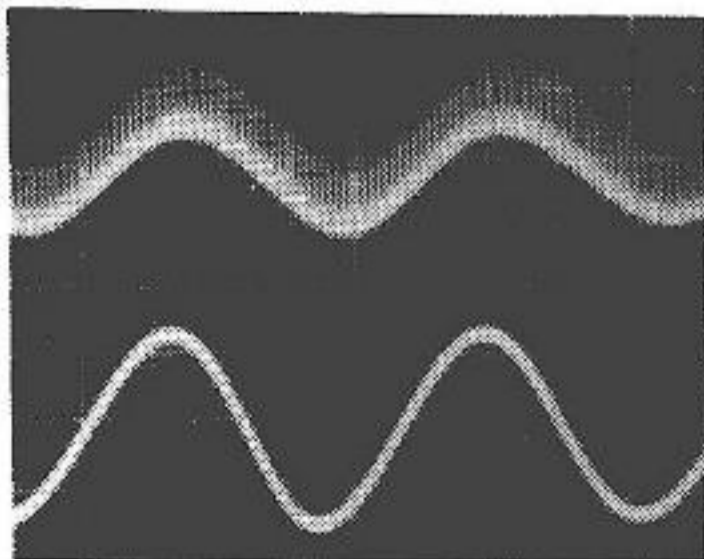
Denne oscillator bringes til at gå ind og ud af sving ved hjælp af en tilbagekoblingskondensator (C6). Ind- og udsvingningsfrekvensen er omkring 50 kHz. Lige før oscillatoren går ind i sving på modtagefrekvensen, er den yderst følsom for ydre påvirkninger. Har man således indstillet oscillatoren på en frekvens, der ligger en lille smule ved siden af en station, vil denne stations modulation være tilstrækkeligt stor til at få oscillatoren i sving. Man kan da aftage en direkte lavfrekvensspænding fra svingtransistoren.

I HF 375 benyttes en transistor til ekstra lavfrekvensforstærkning (100 gange). Det normale output på 10 mV forstærkes da 10 gange til 100 mV. Den ekstra forstærkning på 10 gange udnyttes til filtrering af 50 kHz tonen (quenching-frekvensen). Kondensatorerne C3, C4 og C7 benyttes til denne filtrering.

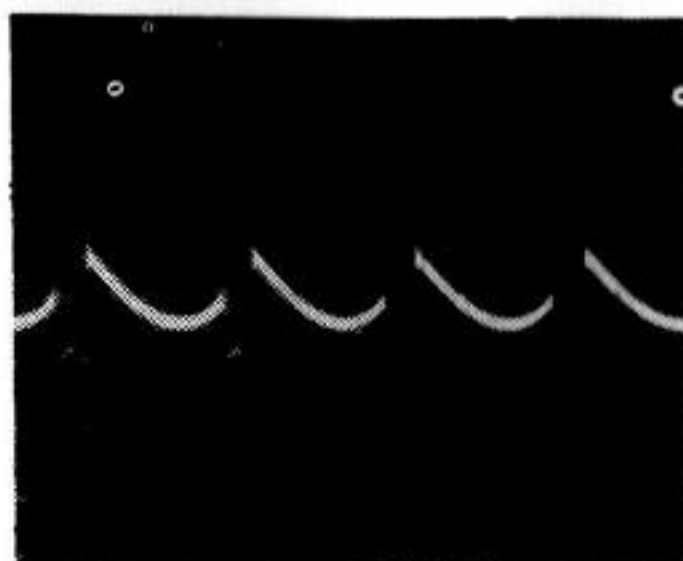
Ved modtagelse af FM-signaler vil baggrundssuset være mindst ved direkte indstilling på stationen, men lavfrekvenssignalet vil være nul. Det er derfor nødvendigt at indstille HF 375 på "flanken". Det giver lidt sus. Signal/støj-forholdet kan da heller ikke blive bedre end omkring 30 dB ved FM-modtagelse. En modtagestation med 10 mV på antennen giver faktisk ikke mindre sus end 1 uV! (10.000 ganges forskel).

Helt anderledes er det med AM-signaler, som f.eks. kan modtages fra fly omkring 120 MHz. Her er følsomheden den samme, men modtagestøjen for gode antennesignaler kan være 40 dB (100 gange) eller længere nede under modtagesignalet.

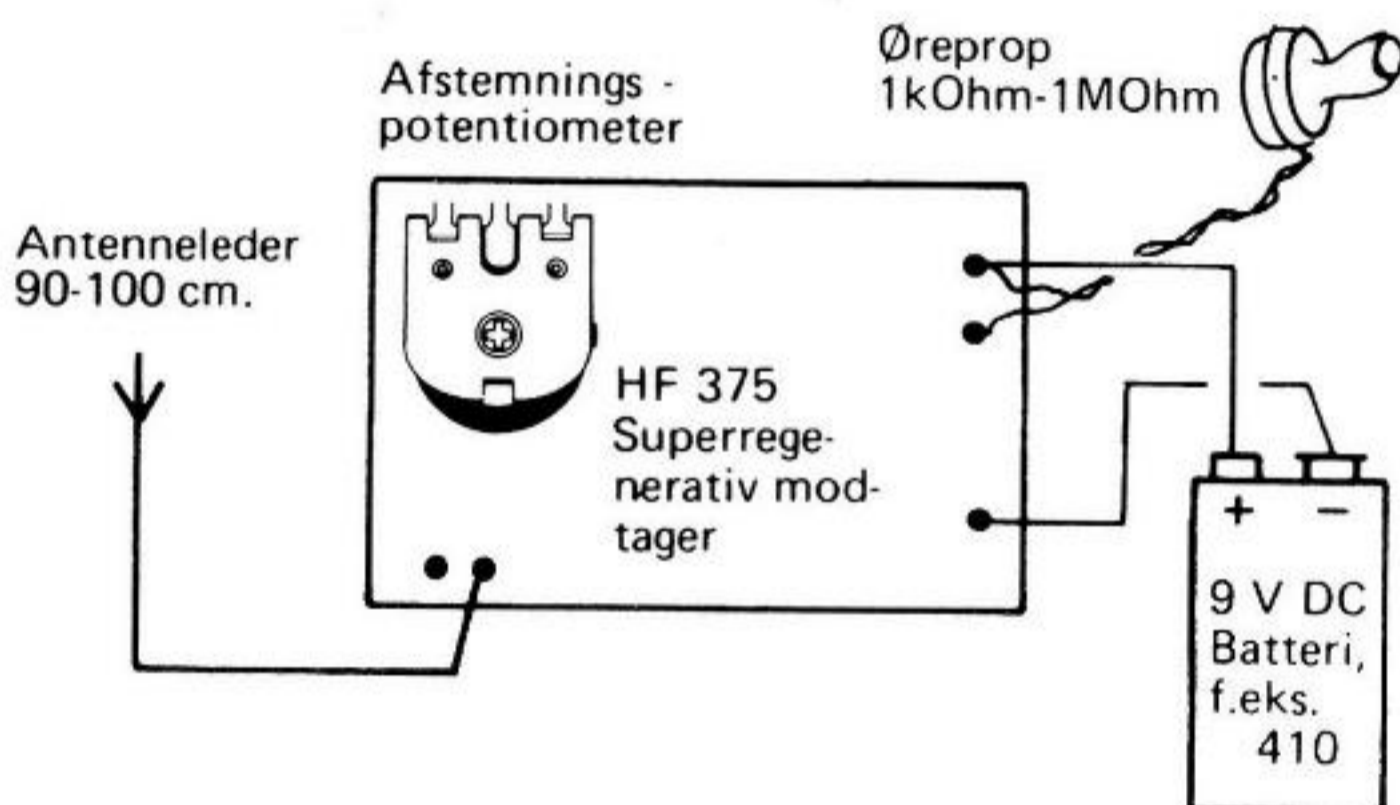
Man kan mindske modtagefrekvensen yderligere ved at skære den lille ekstra ledning på printspolen over, og man kan øge modtagefrekvensen ved at lodde en tråd over en del af printspolens inderste vinding.



Øverst vises LF-udgangens udseende ved sinus-modulation før og efter filtrering og forstærkning.



Således "quencher" HF 375's grundoscillator på 50 kHz. Mellem de tykke hvide 50 kHz svingninger ses 100 MHz oscillationen.



TILSLUTNING

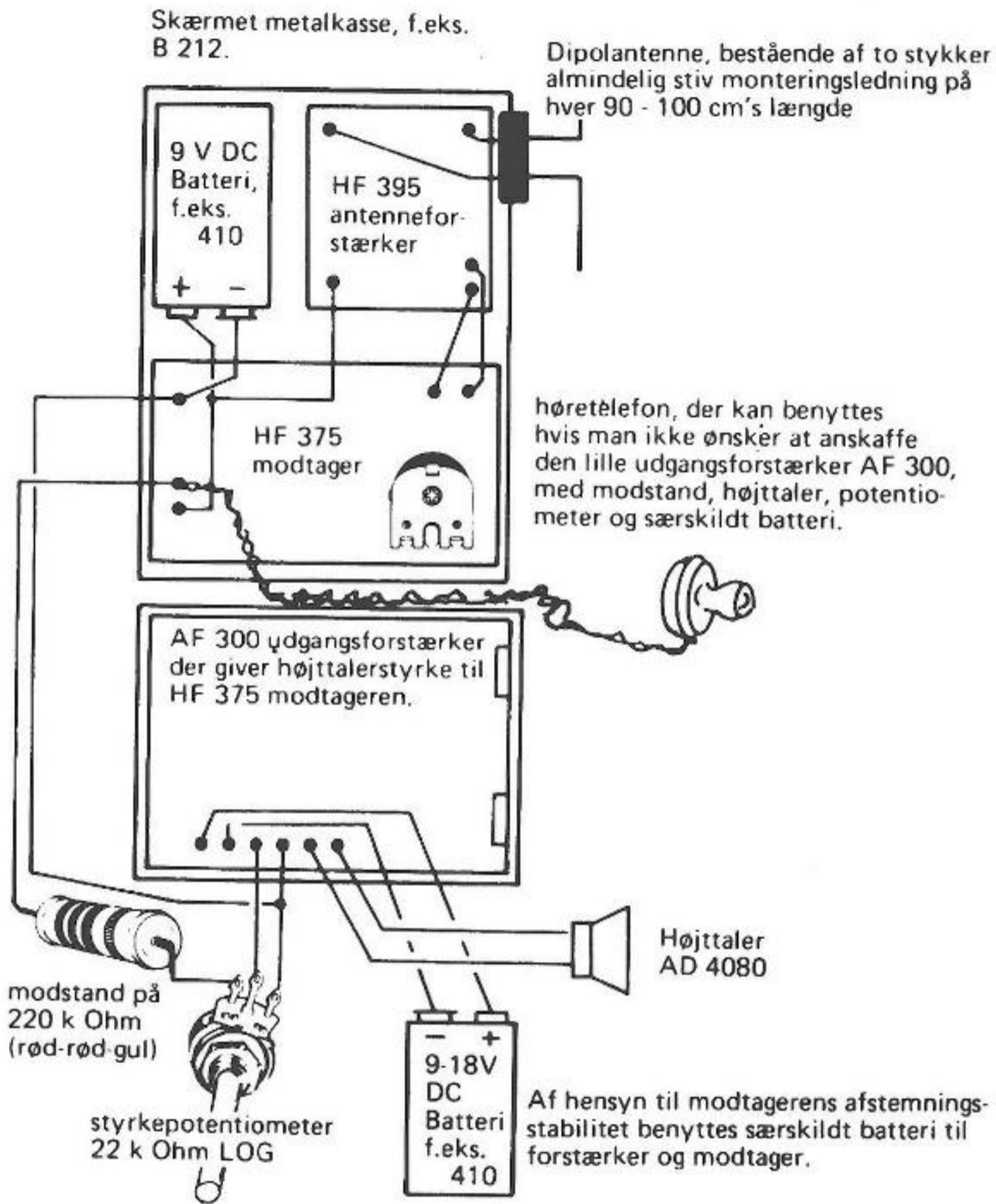
På ovenstående tegning vises, hvorledes man afprøver om HF 375 (superregenerativ) modtageren fungerer.

Et lille batteri på 9–12 V tilsluttes — evt. gennem en afbryder, til plus og nul (det er minus på batteriet).

Man bør nu kunne høre de sædvanlige FM-stationer ved at dreje på trimmepotentiometeret.

Hvis De nu har fået HF 375 til at fungere tilfredsstillende, må De for at kunne benytte den uden at forstyrre anden radiomodtagelse indsætte den i en lukket metalkasse og helst også montere en lille antenne-isolerende forstærker, HF 395, foran. Endvidere kan De, hvis det ønskes, udbygge HF 375 med en lille lavfrekvensforstærker, AF 300, eller lignende, således at De får højttalerstyrke.

På fig. 2 ses, hvorledes HF 375 maksimalt kan udbygges til høretelefon eller højttalerstyrke.



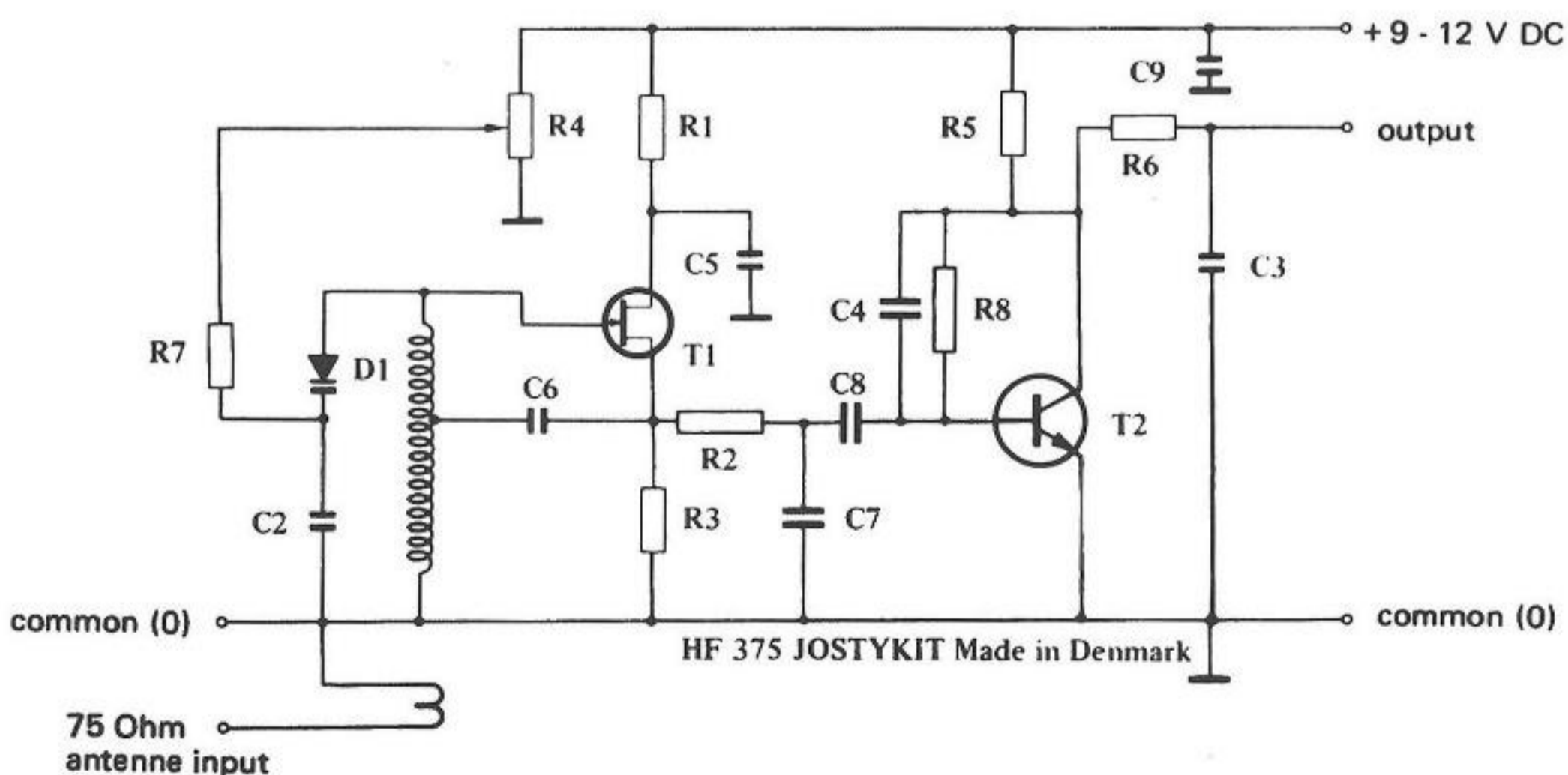
Bemærk, at der benyttes to batterier. Dette er nødvendigt for at undgå ekstra stabilisering af diodeafstemningen i HF 375, hvilket ville have fordyret opstillingen væsentligt.

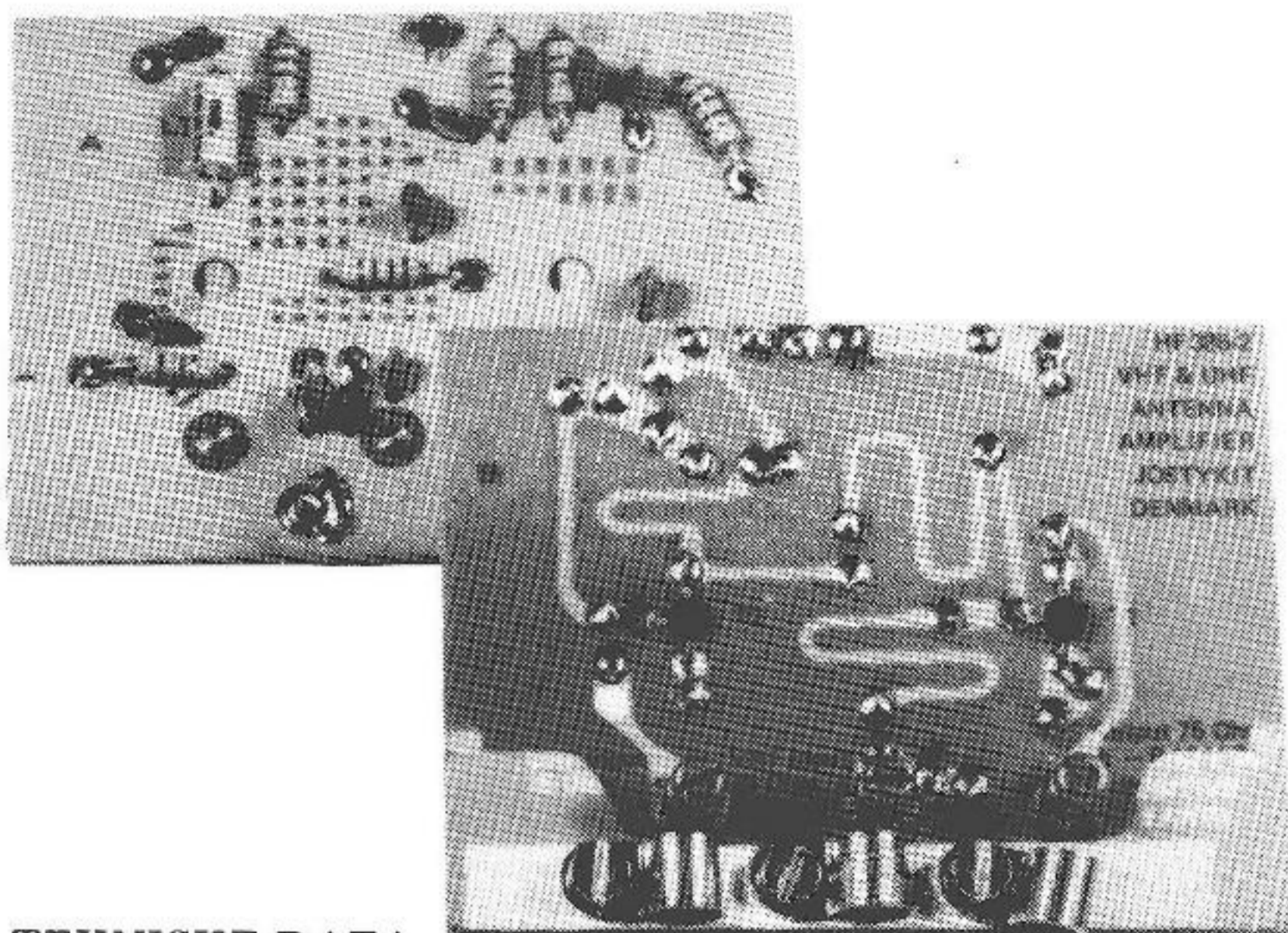
Bemærk iøvrigt, at man kan opnå en forbedret gengivelses-kvalitet igennem forstærkeren AF 300 eller enhver anden forstærker, hvis man ændrer R2 i HF 375 fra 1,5 kOhm til: R2 = 15 kOhm — brun, grøn, orange. Derved nedsættes lydstyrken lidt, hvilket dog ingen betydning har ved tilkobling af forstærker.

RESERVEDELSLISTE

R1	100 Ohm	1/4 W modstand
R2	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R3	3,9 kOhm	1/4 W modstand
R4	10 kOhm	trimmepotentiometer
R5	10 kOhm	1/4 W modstand
R6	10 kOhm	1/4 W modstand
R7	56 kOhm	1/4 W modstand
R8	1 MOhm	1/4 W modstand
C2	2,2 nF	kondensator
C3	2,2 nF	kondensator
C4	2,2 nF	kondensator
C5	2,2 nF	kondensator
C6	10 nF	kondensator
C7	10 nF	kondensator
C8	100 nF	kondensator
C9	100 nF	kondensator
D1	BB142	kapacitetsdiode
T1	E300	FET transistor
T2	BC172	transistor

DIAGRAM





TEKNISKE DATA

Driftspænding	9–15 V DC
Strømforbrug	35–50 mA
Frekvensområde FM/VHF	40–250 MHz
Forstærkning FM/VHF	12–18 dB
Frekvensområde UHF	400–820 MHz
Forstærkning UHF	21–9 dB
Standbølgeforhold	0,7
Krydsmodulation	50 dB
Indgangsstøj v. 800 MHz	5,6 dB

HF 385-2 er en højeffektiv antenneforstærker med professionelle data. På grund af den avancerede teknik med afstemte printbaner (strip-lines) og specielt støjsvage UHF-transistorer.

Den avancerede teknik stiller dog større krav til korrekt montage og lodning, end man sædvanligvis er vant til fra simple byggesæt.

HF 385-2 er forsynet med to indgange — een for VHF og een for UHF. Man sparer derfor det sædvanlige mast-samleled mellem VHF og UHF-antennen og ydermere undgår man den dæmpning, der altid er i et sådant filter. De opgivne data for HF 385-2 er nemlig målt MED disse påbyggede filtre!

HF 385-2 har een udgang, som både fører signal ned til modtageren og batterispænding op til antenneforstærkeren. HF 385-2 er beregnet til indbygning direkte i den vandtætte mastkasse NR. B850 JOSTYKIT. Denne kasse er luftgennemtrængelig, hvilket hindrer dannelse af kondensvand og rim.

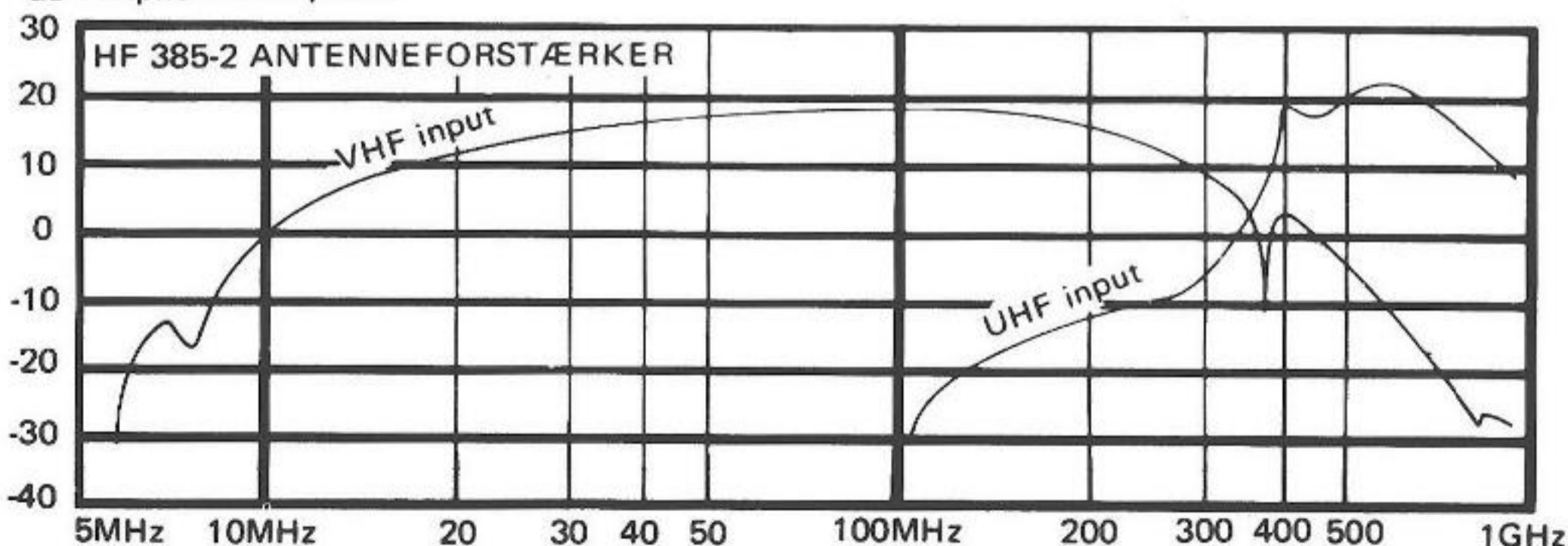
HF 385-2 kan forsynes med batterispænding fra strømforsyning eller fra batterier på fra 9 til 15 V. Da strømforbruget er ret højt, vil selv store batterier kun kunne holde til omkring een måneds konstant drift. Det forholdsvis høje strømforbrug er medvirkende årsag til de gode data.

HF 385-2 og alle andre gode antenneforstærkere vil kun give forbedret billedkvalitet, hvis de anbringes tæt ved selve antennen. (Det vil sige 1–2 meter).

Årsagen er, at en god moderne TV-modtager normalt har en så stor følsomhed og et så lavt støjtal, at **KUN FORSTÆRKERE MED LAVERE STØJTAL END TV-MODTAGEREN**, kan give bedre resultater.

HF 385-2's egenstøj er på linie med de allerbedste TV-modtagere — **IKKE BEDRE!** Det nytter derfor ikke blot at øge forstærkningen. Hvis man anbringer antenneforstærkeren på masten, ophæves kabeltabet totalt. For UHF-modtagelse må man nemlig regne med ca. 1/2 dB's tab pr. meter kabel. Hvis kablet er 10 meter langt, tabes altså 5 dB. Det kan betyde, at en station, der normalt er næsten helt fuld af "sne", vil blive helt snefri, når antenneforstærkeren indsættes ved selve antennen.

dB Amplitude Response

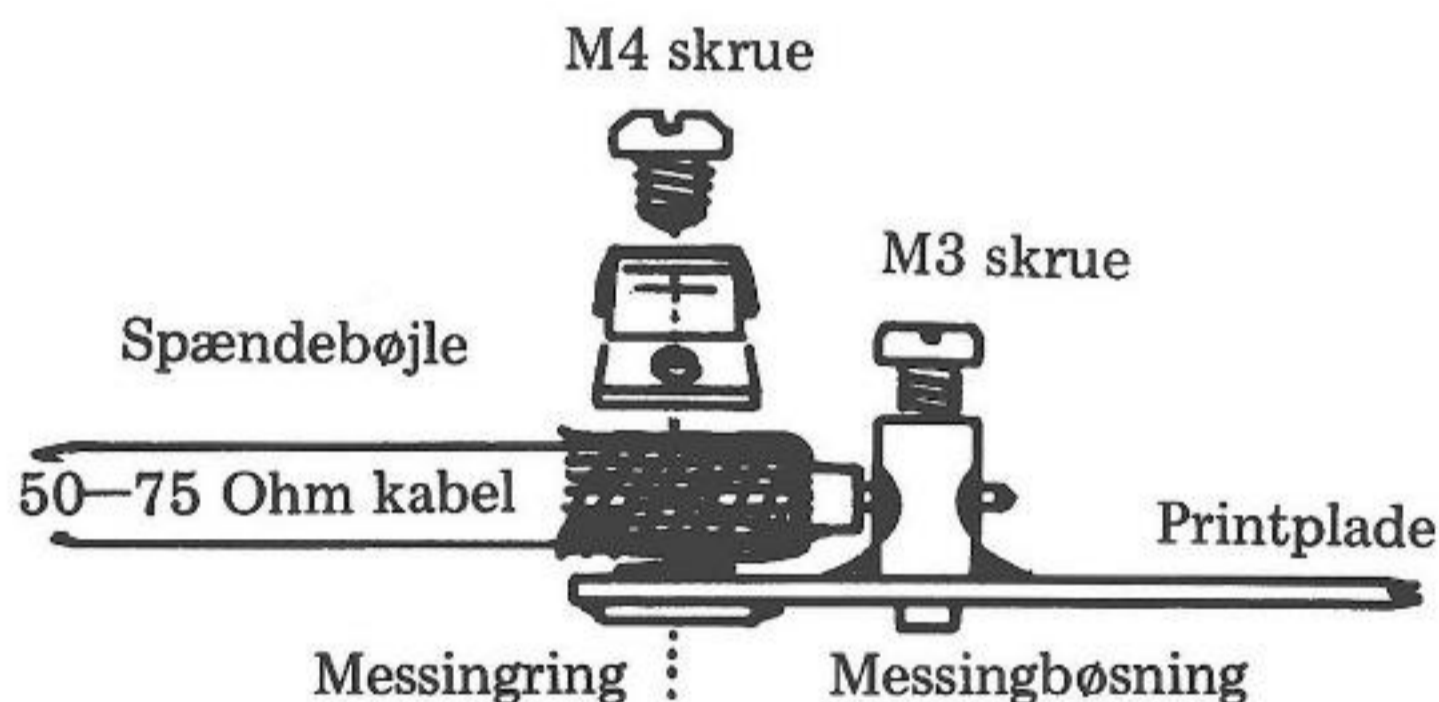


Ovenfor vises det samlede frekvensområde for HF 385-2. Lodret ses forstærkningen i forhold til vandret-frekvens.

TILSLUTNING

HF 385-2 indsættes i en egnet mastbox, f.eks. JOSTYKIT B850. Derefter forbinder man UHF-antenneledningen til indgangen UHF-INPUT/75 Ohm. Tilslutningen skal ske med normeret 75 Ohm kabel.

1. Afisolér 10 mm af antennekablets yderste plasticisolering. Benyt hertil en skarp kniv. Skær omkring isolationen, således at den kan trækkes af. Pas på ikke at skære så dybt, at de underliggende skærmtråde beskadiges!
2. Kræng skærmen tilbage over isolationen. Pas på at ALLE de små tråde kommer med. Hvis blot en enkelt stritter fremad, kan det give kortslutning.

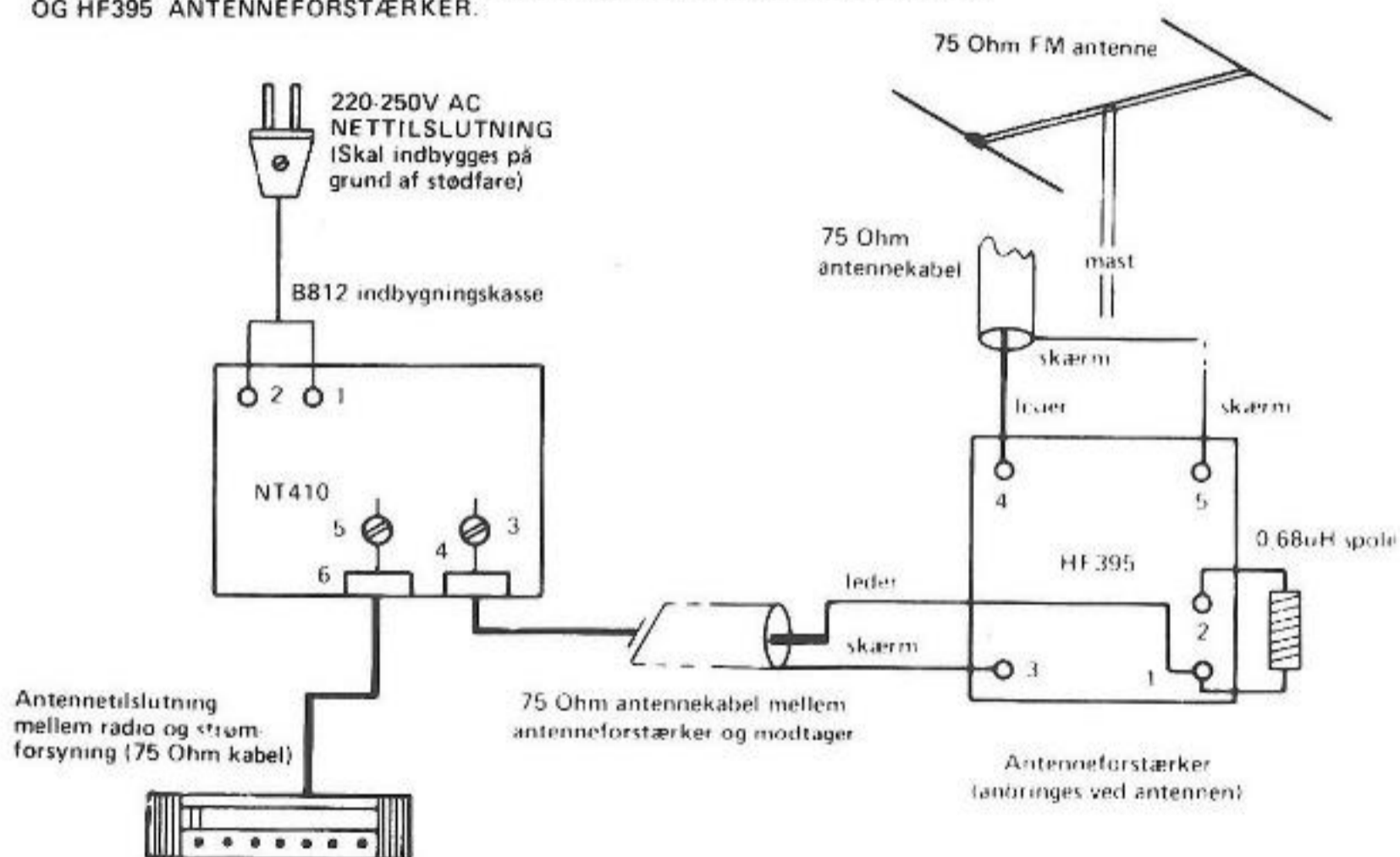


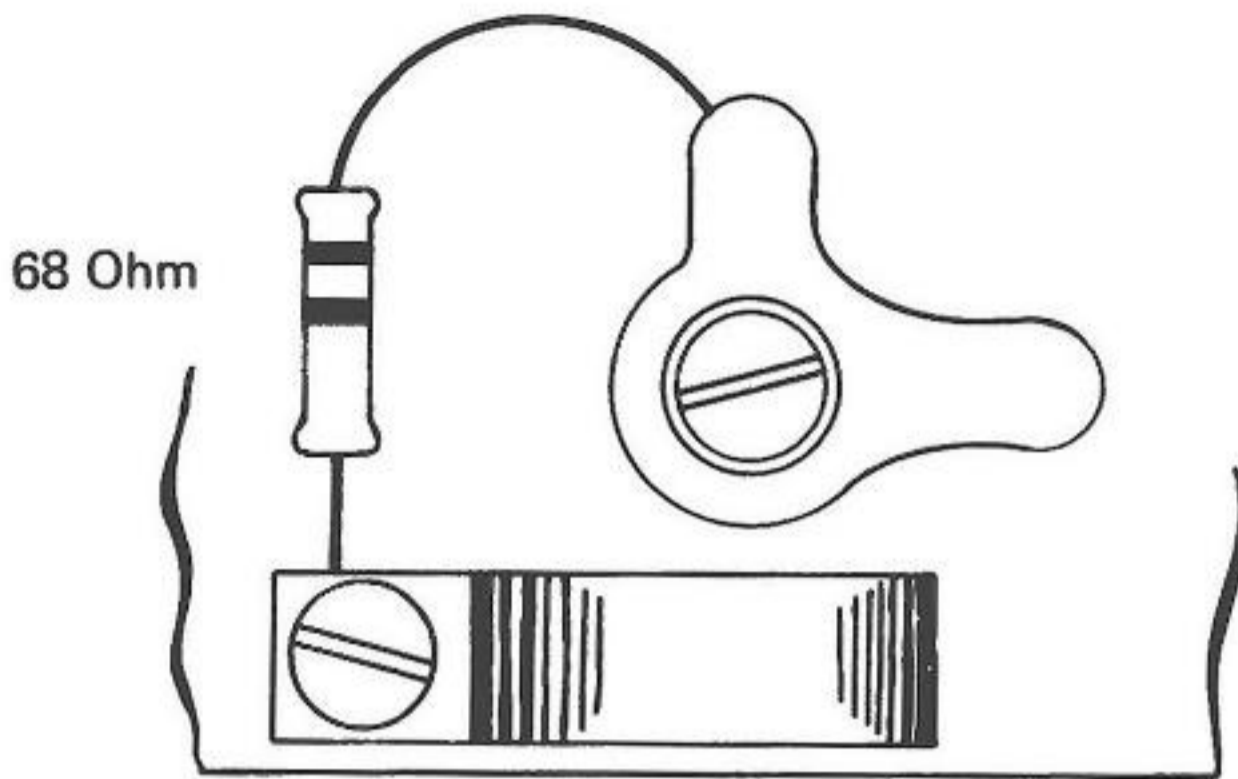
3. Afisolér 4 mm af inderlederen. Benyt igen en kniv. Træk isolationen på de 4 mm af inderlederen. (Inderlederen må absolut ikke fortinnes — sno den blot sammen).
4. Indsæt nu inderlederen i printbøsningen og skru skruen fast — men ikke så fast, at trådene beskadiges.
5. Sæt derefter kabelbøjlen over skærmen og skru den fast med en M4 x 6 mm skrue.

Derefter forbinder man VHF-antennekablet til VHF-indgangen på samme måde, og endelig tilsluttes nedføringskablet til udgangen mærket OUTPUT 75 Ohm.

Ved selve TV-modtageren påmonteres et passende stik til nedføringskablet. Derefter klippes kablet over i nærheden af TV-modtageren, og de frie ender afisoleres og loddes med så korte ledninger som muligt til et batteri på 9–15 V eller en egnet strømforsyning, f.eks. JOSTYKIT NT410. Se tegningerne nedenfor:

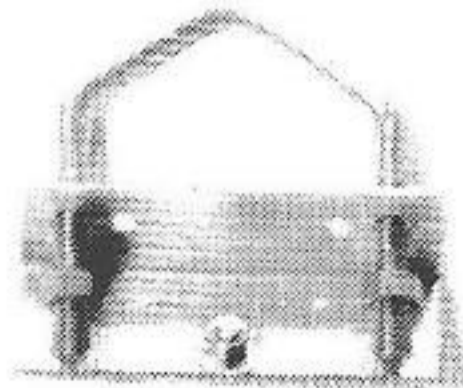
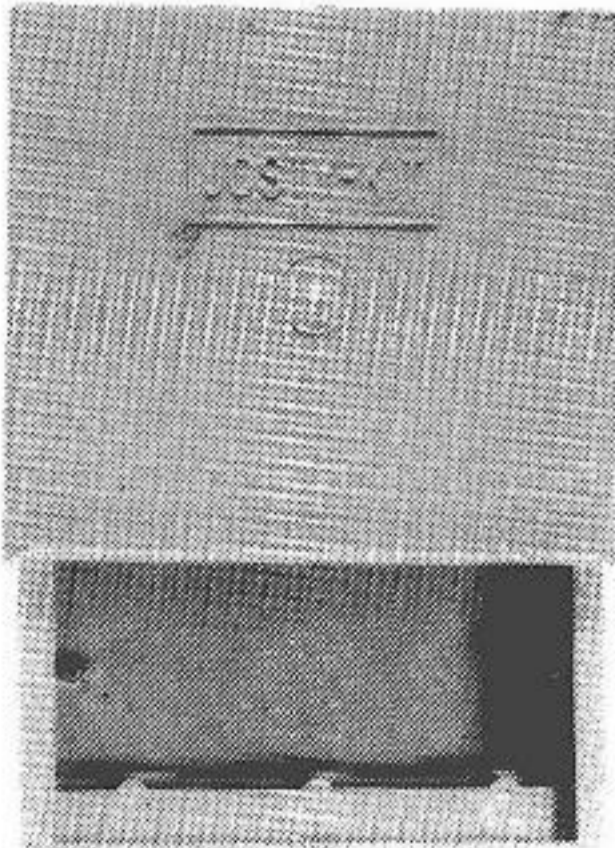
KOBLINGSEKSEMPEL FOR NT410 ANTENNEFORSTÆRKERSTRØMFORSYNING OG HF395 ANTENNEFORSTÆRKER.





For TV-modtagere med adskilt VHF og UHF indgang må man købe et skillefilter med en indgang og to udgange. Strømforsyningen indkobles FØR dette filter.

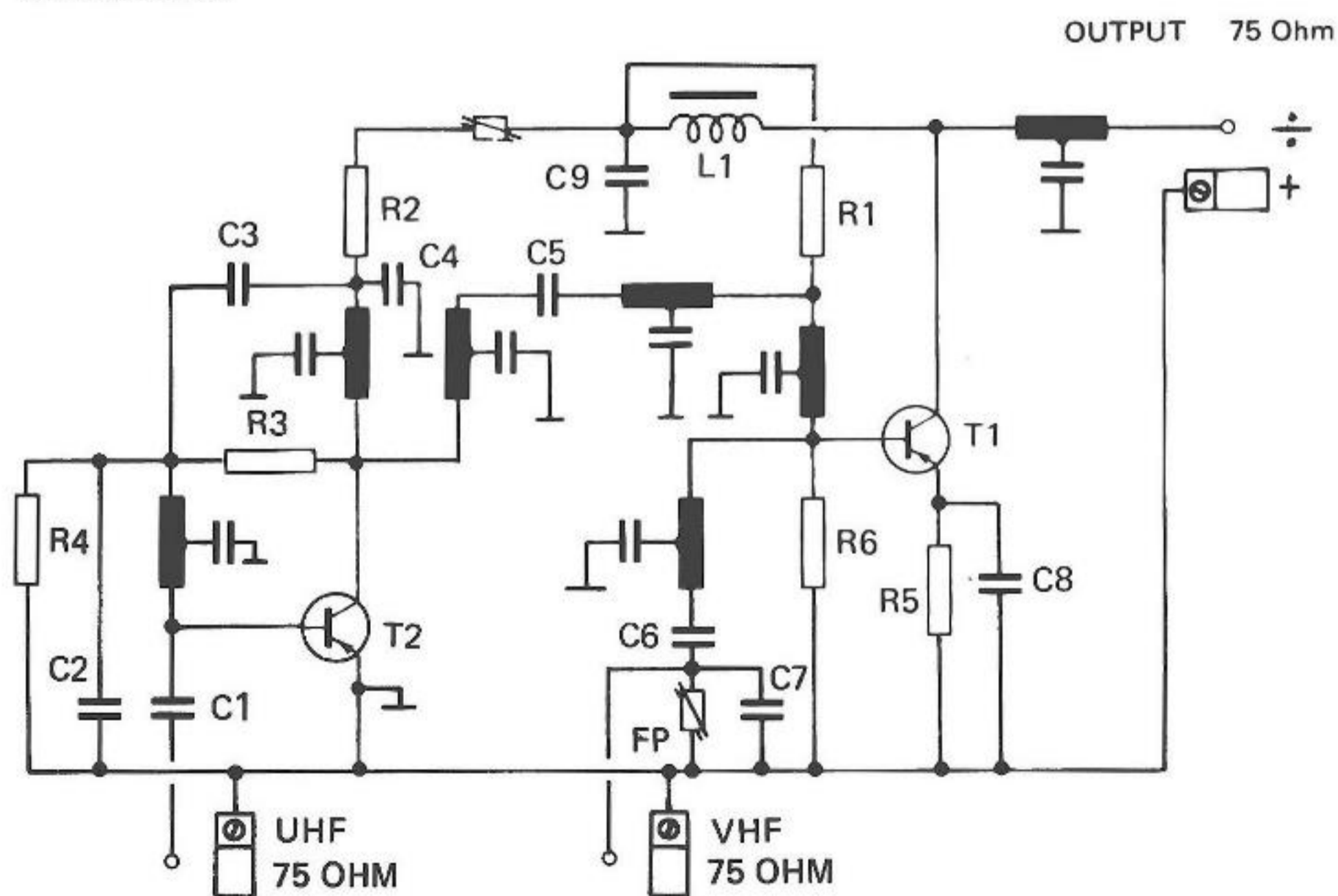
Hvis De kun ønsker at benytte een af indgangene på HF 385-2 antenne forstærkeren, må De påsætte en 68 Ohm modstand over den indgang, der ikke benyttes! Modstanden bør påsættes med så korte tilledninger som muligt direkte til de to kabel-påspændingsskruer. Se tegningen nedenfor.



RESERVEDELSLISTE

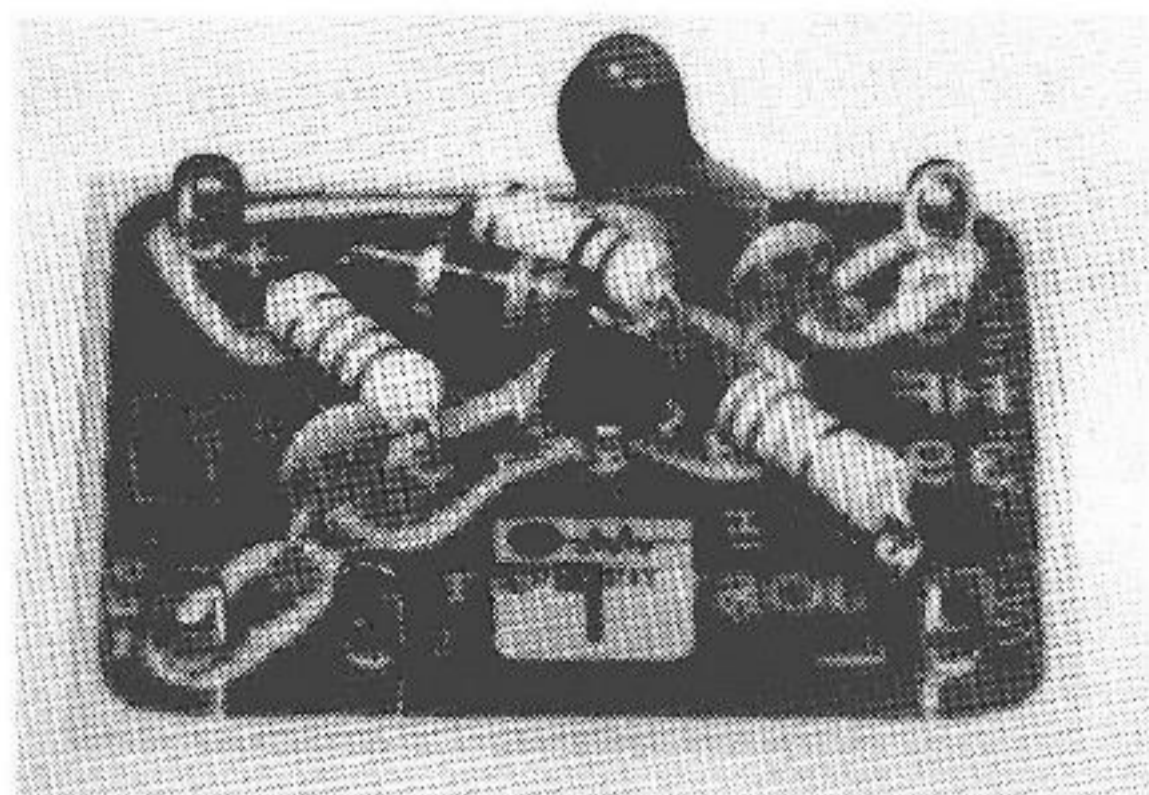
R1	2,2 kOhm	1/4 W modstand
R2	220 Ohm	1/4 W modstand
R3	5,6 kOhm	1/4 W modstand
R4	680 Ohm	1/4 W modstand
R5	180 Ohm	1/4 W modstand
R6	680 Ohm	1/4 W modstand
C1	22 pF/125 V	keramisk kondensator
C2	470 pF/125 V	keramisk kondensator
C3	470 pF/125 V	keramisk kondensator
C4	470 pF/125 V	keramisk kondensator
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

DIAGRAM



HF 385-2

UHF - VHF ANTENNA AMPLIFIER



HF 395 er en antenneforstærker i den mest moderne udførelse. Man benytter en silicium epitaxial transistor med meget lav tilbagekoblingskapacitet og ringe faseforskydning, selv for høje frekvenser.

Dette sammen med det avancerede højfrekvensprint, en højfrekvens modstand samt diverse gængse kvalitetskomponenter gør, at man får en oven i købet formidabel forstærkning ud af et simpelt kredsløb og et lavt støjtal. HF 395 kan anvendes sammen med:

- Langbølgemodtagere
- Mellembølgemodtagere
- Kortbølgemodtagere
- Walkie-Talkies
- TV-kanal 2 til 12
- FM-båndet
- Radiotelefon til 175 mHz.

Da HF 395 ikke er udstyret med nogen form for spoler, er det nok blot at samle den og montere den korrekt til modtager og antenne. Man skal altså igang med at trimme til den korrekte frekvens. Hvis HF 395 skal benyttes som antenneforstærker foran de ældre FM-modtagere for at "peppe" lidt op på signalstyrken fra udlandet, vil det være en fordel at erstatte kondensatoren C1 med en anden på 10 pF i stedet for den medfølgende på 470 pF. Det er fordi en ældre modtager normalt har en dårlig AM-undertrykkelse, og netop disse bånd forstærkes fantastisk af HF 395. Denne forstærkning for lave frekvenser imødegås ved ovennævnte ændring. Ændringen er ikke nødvendig i almindelige modtagere.

Skal man benytte HF 395 til de almindelige AM-bånd, lang-mellem-kortbølge, behøver man kun få meter ledning tilsluttet til loddeøje 4 (indgangen).

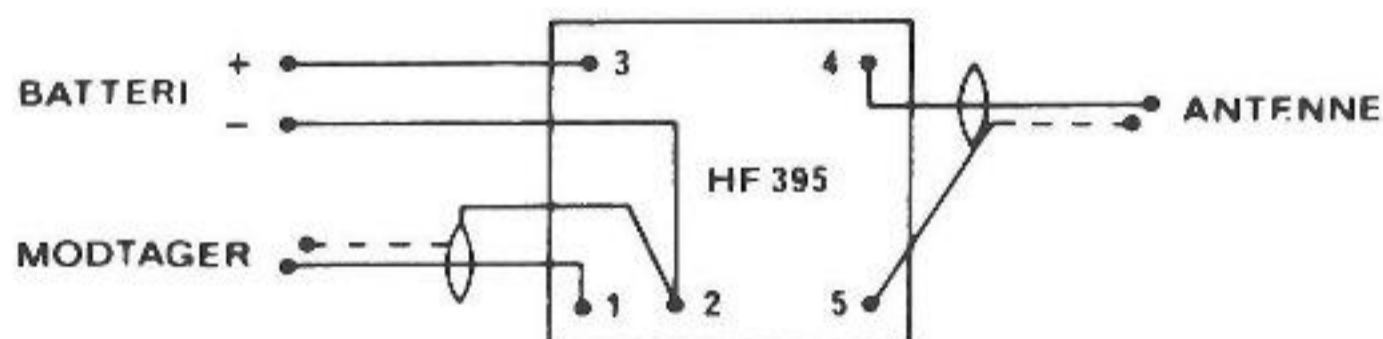
Straks vil en ellers svag radio kunne modtage flere stationer, og de stationer, der før var svage og næsten overdøvet støjmæssigt, vil blive værd at høre til.

HF 395 er også afprøvet på et par typer radiotelefoner, AP og ITT 8. Begge telefoner viste hørbar forbedret modtagelse ved signalstyrker under 1 uV og begrænsertrinnene trådte tidligere i funktion.

Prøverne er foretaget både i felten og på laboratoriet hos JOSTY KIT. Følsomhedsprøver er kontrolleret på MARCONI målesender og et BRADLEY hf-voltmeter, samt en RADIOMETER modulationsmåler.

TEKNISKE DATA

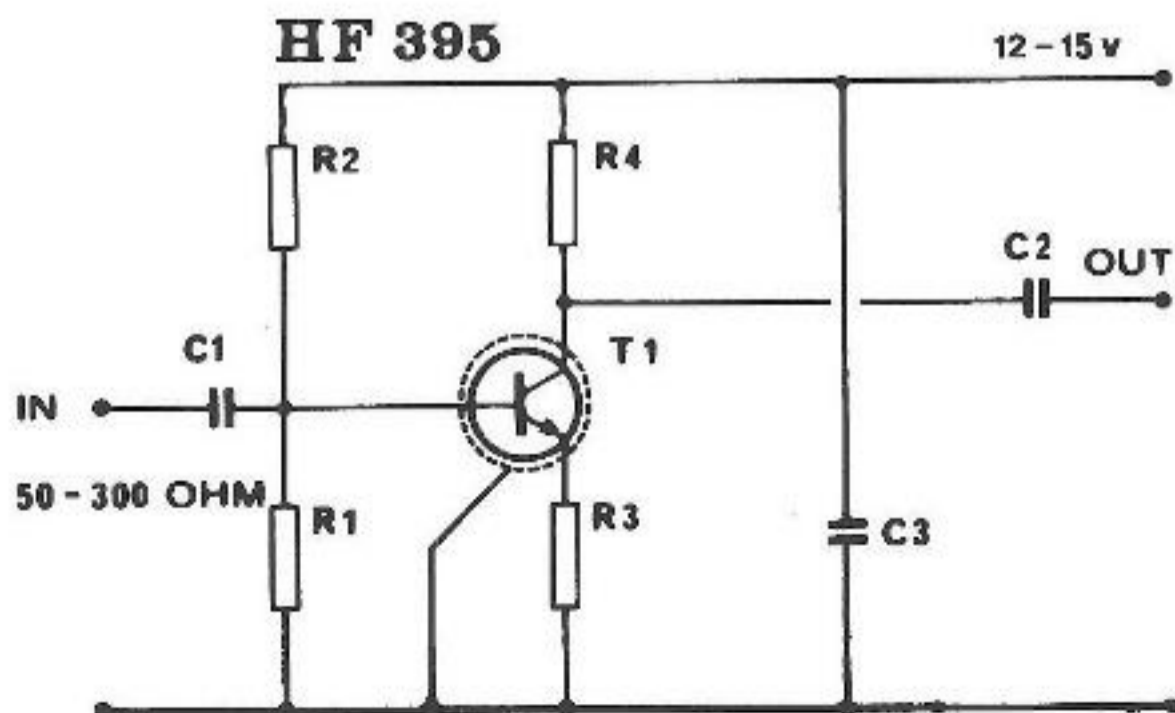
Tilslutningsspænding	9–12 volt
Strømforbrug	1–3 mA
Spændingsforstærkning til 20 MHz min.	30 dB
Spændingsforstærkning til 100 MHz min.	10 dB
Spændingsforstærkning til 225 MHz min.	5 dB
Indgangsimpedans	50–300 ohm
Udgangsimpedans	50–75 ohm

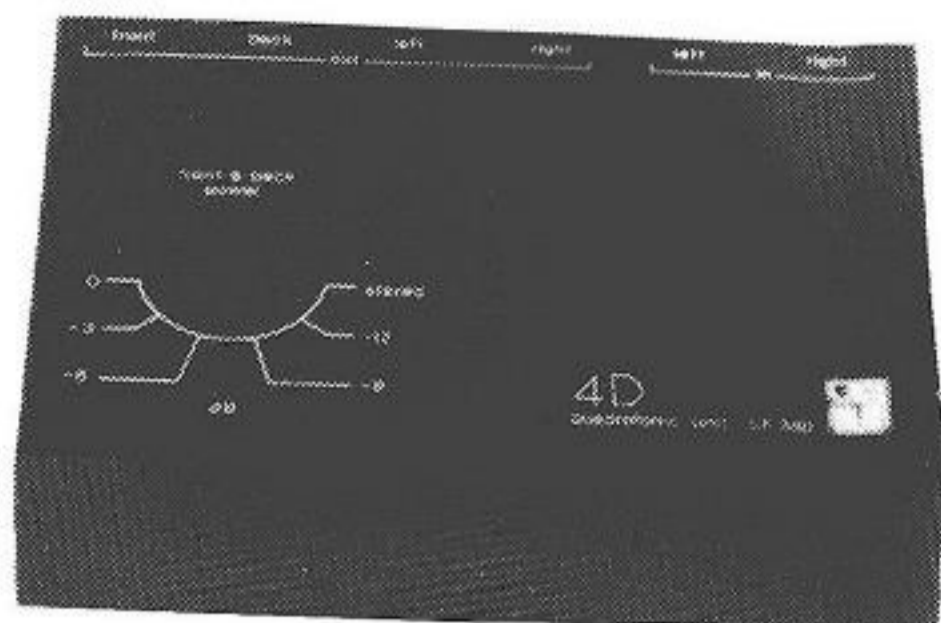
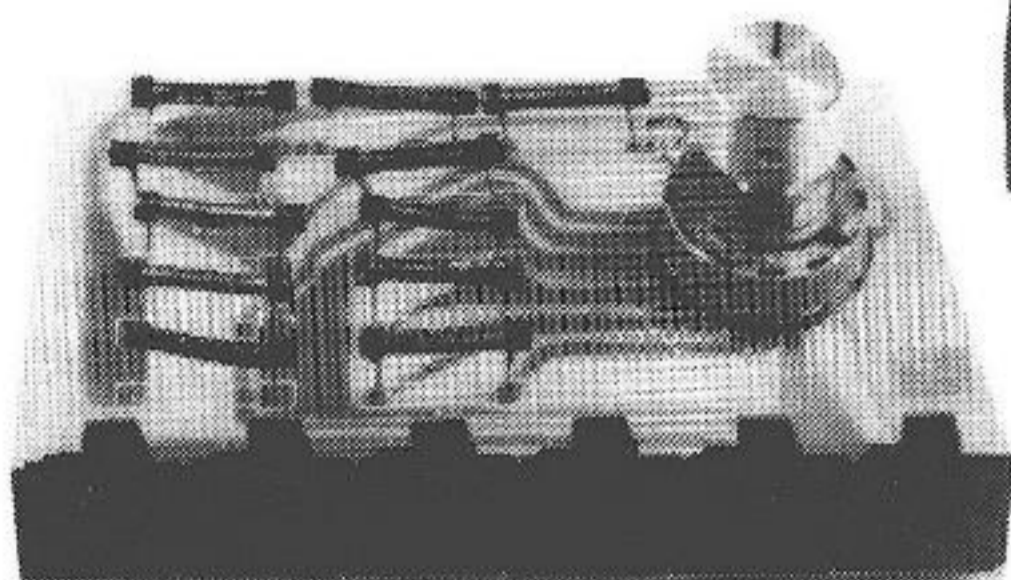


DIAGRAM

KOMPONENTLISTE

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	





Før vi omtaler diagrammet, som danner basis for f.eks. JOSTY KIT's 4D-model, vil vi skynde os at advare mod brug af 4D-boxe i det hele taget, hvis:

De benytter boxen til Beomaster 5000 eller andre forstærkere med hævet eller ombyttet stel — eller hvis

De ikke forbinder ledningerne mellem 4D-box ens (ej ombyttet fase og nul).

I værste tilfælde skal "spillen" have skiftet udgangstransistorer, og i bedste tilfælde kommer den elektroniske sikring (hvis der er en) på en hård prøve. (Vi har hørt, at udskiftning af alle udgangstransistorer kan koste op til 500 kr.).

For at forstå, hvordan man på magisk vis henter 4 kanaler ud af 2, har vi tegnet en lille skitse, fig. 2, visende fire højttalere forbundet til to udgangsforstærkere, symboliseret ved trekanter med A og B.

Systemet er nemmest at forstå, hvis vi tænker os, at begge forstærkere leverer helt identiske signaler. I praksis spiller vi altså mono.

A-forstærkerens signal passerer højttaler A — som så spiller A-musik.

B-forstærkerens signal passerer højttaler B — som så spiller B-musik.

Både A-forstærkerens og B-forstærkerens signal passerer A+B-højttaleren, hvorfor den da vil spille det samme som både A og B med sammenlagt styrke — ved mono altså det dobbelte.

Da A-forstærkerens udgangssignal ved mono er helt identisk med B-forstærkerens, vil der på begge sider af A÷B-højttaleren stå samme spænding. Der er derfor ingen spændingsFORSKEL — der går derfor ingen strøm, og højttaleren siger intet.

Heri ses dette systems mangler. Man kan ikke spille mono-plader, uden at den ene baghøjttaler spiller med dobbelt styrke, og den anden er "død".

Da baghøjttaleren skal spille i samme styrke som fronthøjttaleren ved 4-D-indspillede plader, kan man altså blot forbinde sit system, som vist. Nu er effekten for mange almindelige STEREO-plader uden 4D god, hvis baghøjttalerne dæmpes. Derfor indsættes dæmpemodstande eller potentiometre i serie med A÷B-højttaleren og parallel over A+B-højttaleren.

Omskifteren har 6 stillinger. I stilling stereo er den ene baghøjttaler kortsluttet og den anden afbrudt. Derfor vil kun de to almindelige højttalere være i funktion. Drejes omskifteren nu mod højre, vil man trinvis indskyde baghøjttalerne i spring på 3 dB. 3 dB-springene kan netop høres. Ved ÷12 dB er baghøjttalerne i funktion, men dæmpet næsten til uhørbarhed. Det svarer til 4 ganges dæmpning. Ved 0 dB er baghøjttalerne fuldt indskudt og aldeles udæmpede.

Under normal aflytning anbefaler vi, at De med dette diagram benytter ÷3 eller ÷6 dB-stillingen.

Specielt gælder for LF 380, at den leveres fra JOSTY KIT i 4 ohm-udgave som standard. Hvis man vil benytte 4D til 8 eller 16 ohm, er det nok bedst at købe de anbefalede par ændringsmodstande. Se komponentlisten for LF 380.

LF 380 er udstyret med 6 højttaler-DIN-bøsninger, så når den først er samlet, er det ikke nødvendigt at lodde mere. DIN-stik kan jo i dag fås til skruemontering.

Til slut HØJTTALERNE: Idealet er naturligvis, at de fire højttalere er helt ens. I praksis — og til forsøg med vurdering for øje/øre — kan der godt snydes lidt. Men i hvert fald bør højttalerne ikke i frekvensgang, følsomhed eller impedans være alt for langt fra hinanden.

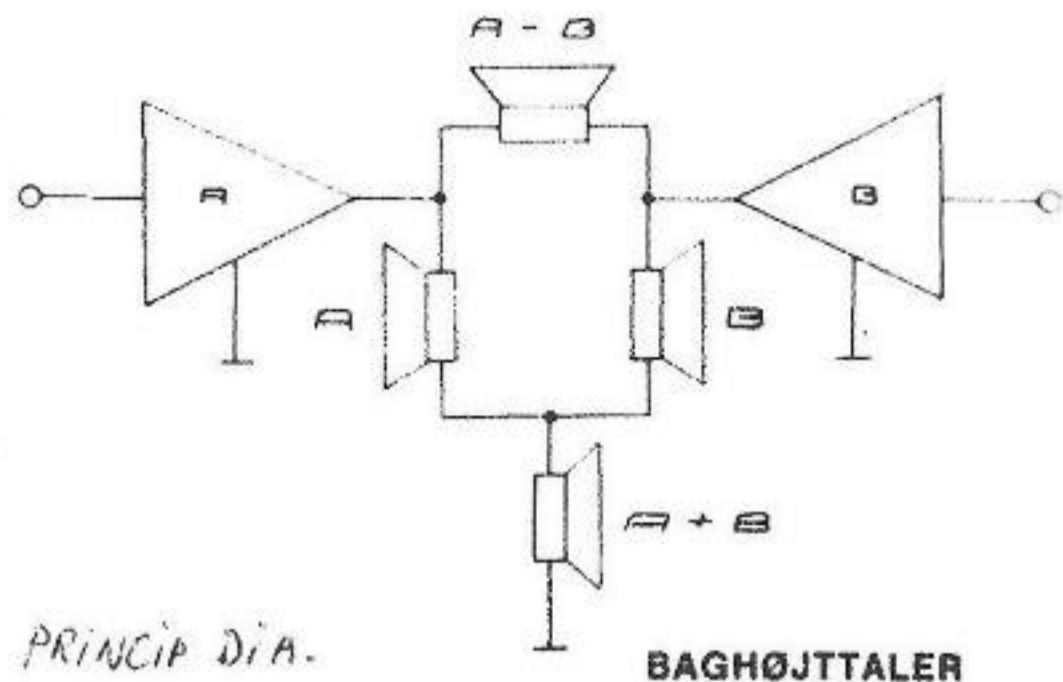
venstre front højre

lytter



HØJTTALER.
ANBRING.

bag bag front



BAGHØJTTALER

TEKNISKE DATA

Driftseffekt max.

100 W (2x 50 W)

Impedans

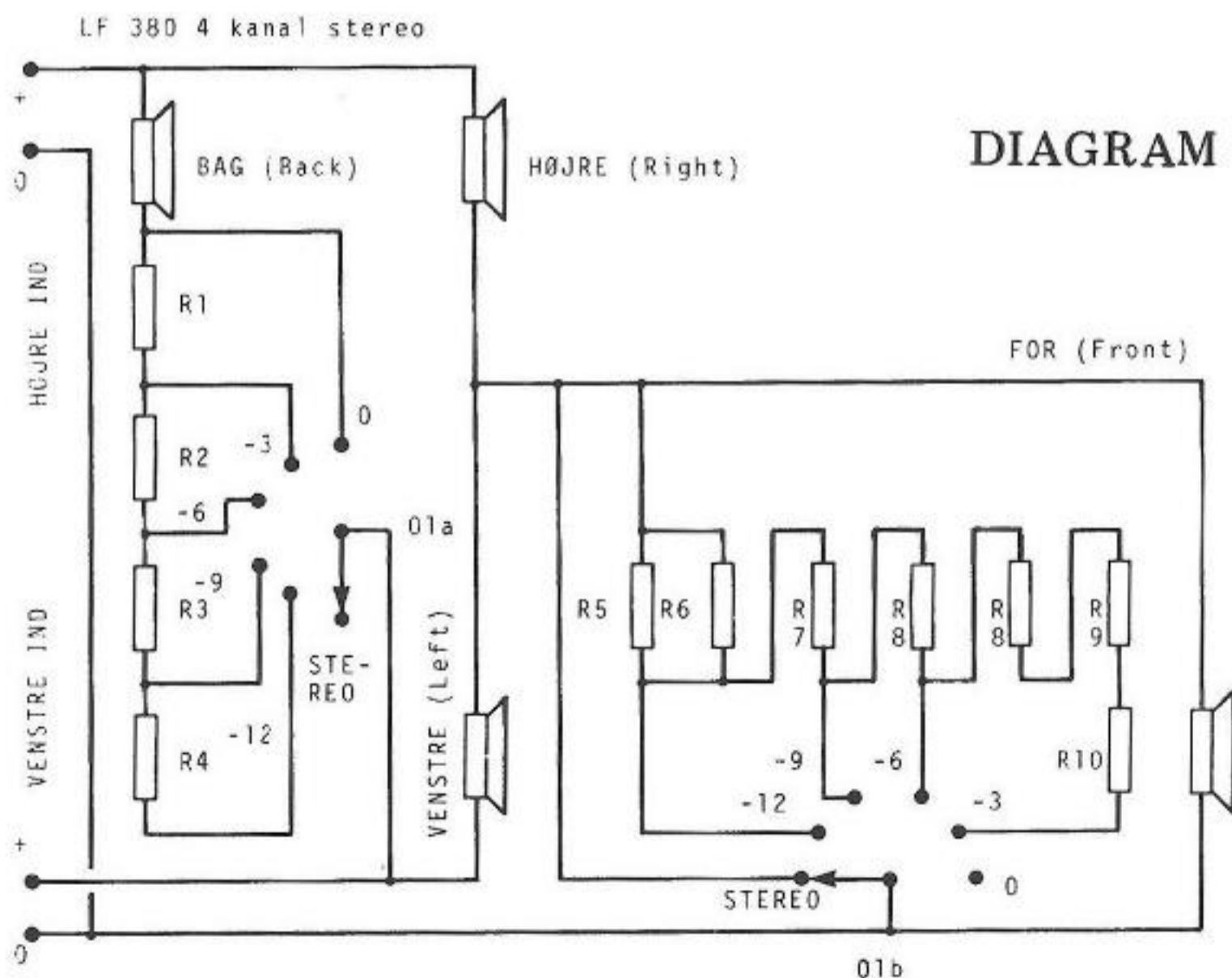
4 ohm

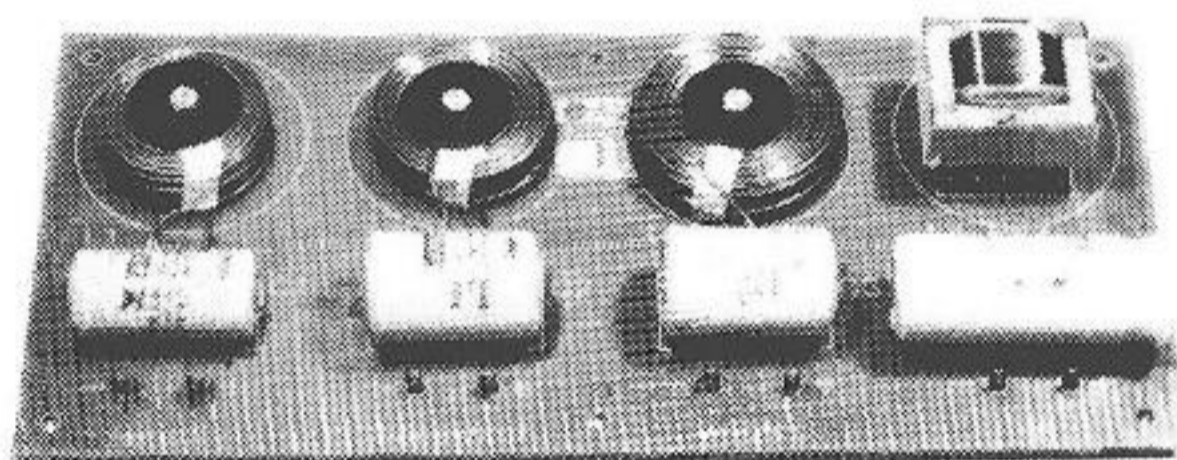
Dæmpnings-step

3 dB

KOMPONENTLISTE

	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





JOSTY KIT har udviklet en hel serie delefiltre til 12 sæt PHILIPS højttalere og 4 sæt FANE højttalere.

Vi henviser her, - på grund af det omfangsrige materiale til den lille bog »lidt om højttalere» og det nye JOSTY KIT katalog.

For LF 414 til 2-way Philips system er belastningseffekten 10 watt og impedansen 4 Ohm. $L1=0,5\text{mH}$, $L2=0,18\text{mH}$, $C1=10\mu\text{F}/25\text{V}$ BIP. Højttalerne er AD5060/W4 og AD0160/T4. Delefrekvensen er 1kHz.

For LF 418 gælder samme data, men impedansen er 8 Ohm og højttalerne AD5060/W8 og AD0160/T8. $L1=1,1\text{mH}$, $L2=0,35\text{mH}$, $C1=5\mu\text{F}/25\text{V}$ BIP. Delefrekvensen er 1 kHz.

For LF 424, 2-way systemet, er belastningseffekten 20 watt og impedansen 4 Ohm. $L1=1,1\text{mH}$, $L2=0,25\text{mH}$, $C1=16\mu\text{F}/25\text{V}$ BIP og delefrekvensen 1500 Hz.

Højttalerne er AD7065/W4 og AD 0160/T4.

For LF 428 gælder samme data som for LF 424, men impedansen er 8 Ohm. $L1=2,1\text{mH}$, $L2=0,5\text{mH}$, $C1=8\mu\text{F}/25\text{V}$ BIP. Højttalerne er AD7065/W8 og AD0160/T8. Delefrekvensen er 1500 Hz.

LF 434, der er et 3-way-system, er til 20 watt og 4 Ohm. Komponenterne er $L1=0,18\text{mH}$, $L2=0,25\text{mH}$, $L3=0,5\text{mH}$, $L4=3,2\text{mH}$, $C1=5\mu\text{F}$, $C2=16\mu\text{F}$, $C3=25\mu\text{F}$, $C4=25\mu\text{F}$ og delefrequenserne er 700Hz og 3kHz.

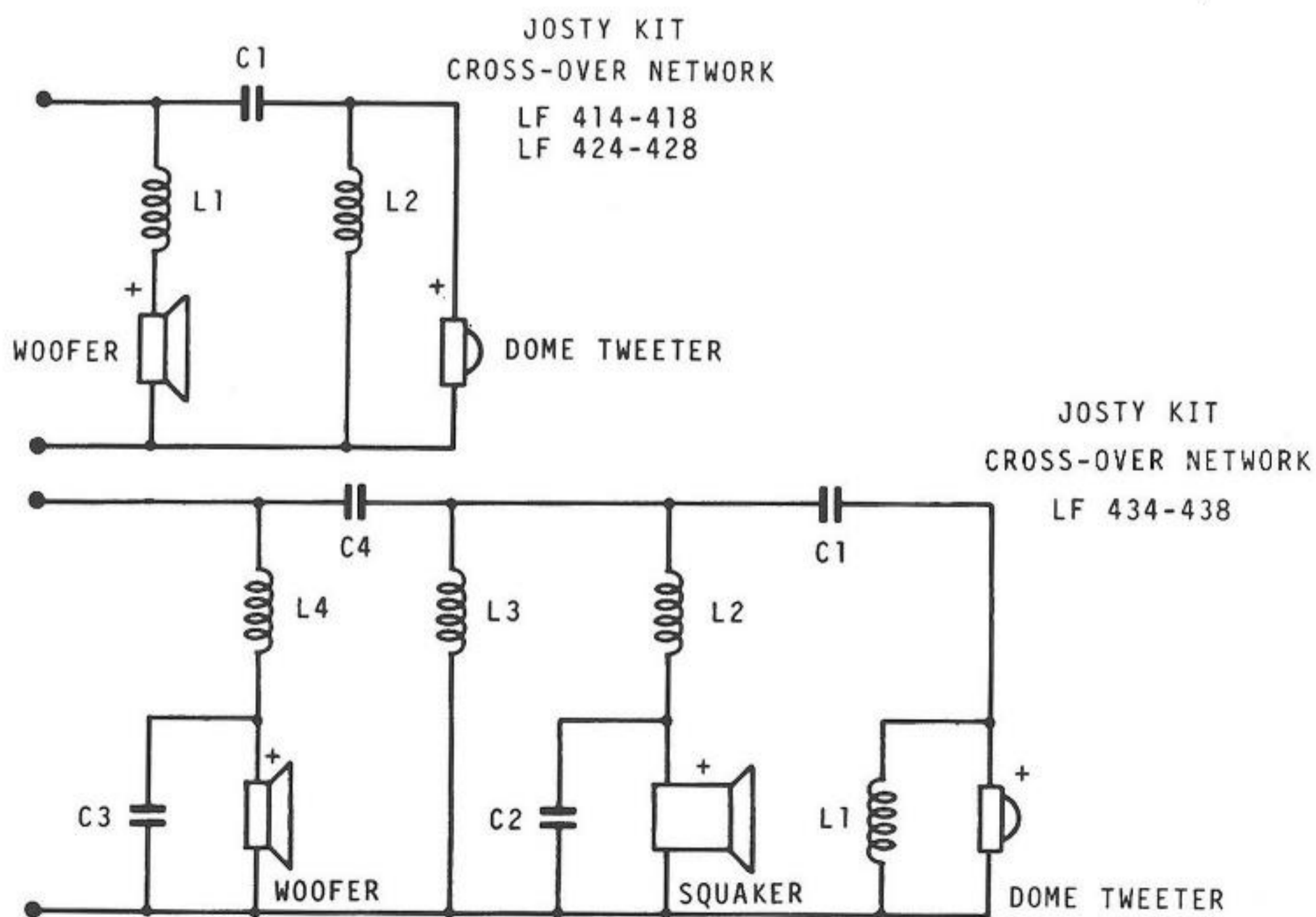
De benyttede højttalere er AD 8065/W4, AD 5060/SQ4 og AD 0160/T4.

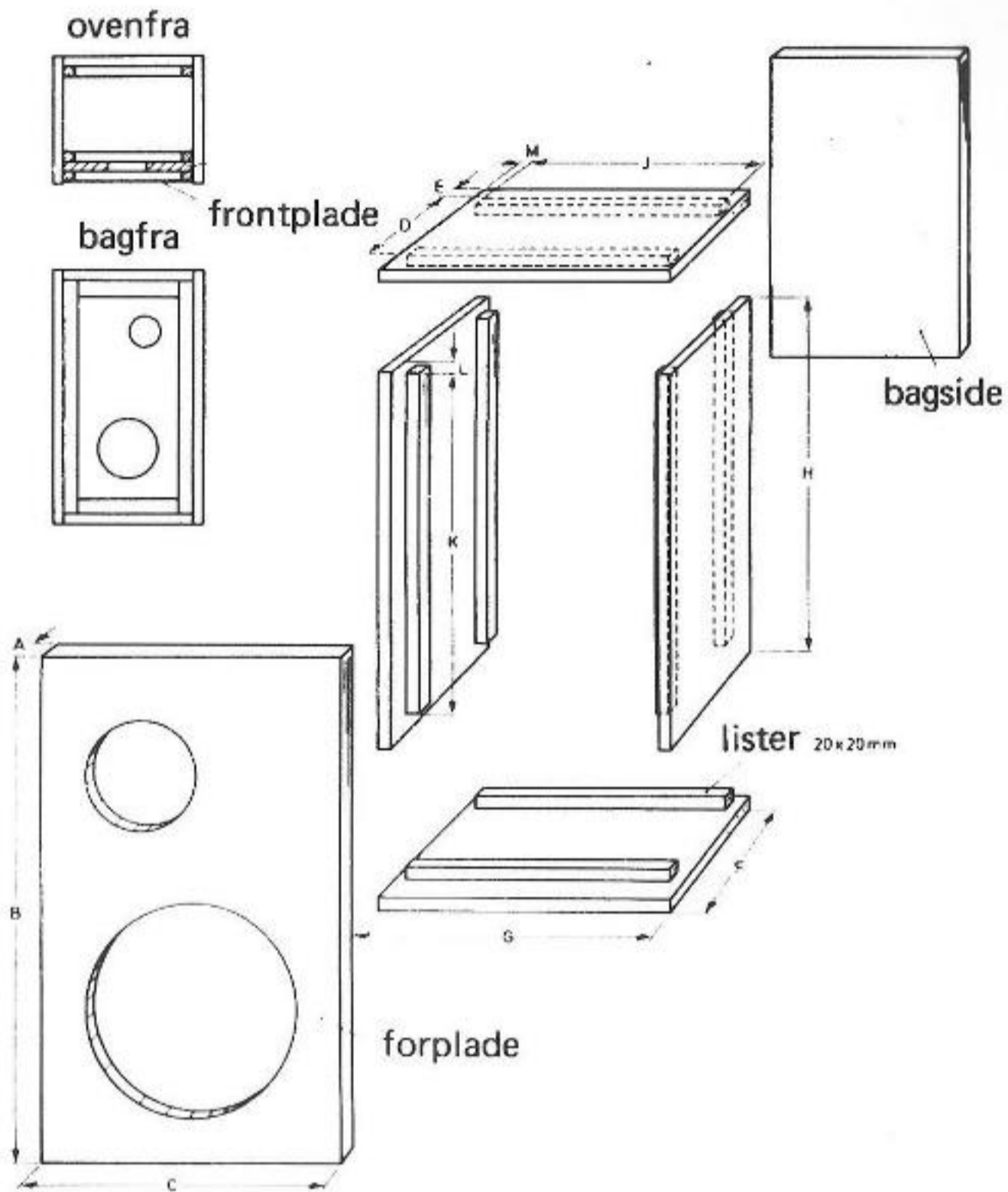
LF 438, der er et system som LF 434, men til 8 Ohm, benytter højttalerne AD8065/W8, AD5060/SQ8 og AD0160/T8.

$L1=0,35\text{mH}$, $L2=0,5\text{mH}$, $L3=1,1\text{mH}$, $L4=6,4\text{mH}$, $C1=3,3\mu\text{F}$, $C2=8\mu\text{F}$, $C3=12\mu\text{F}$ og $C4=12\mu\text{F}$.

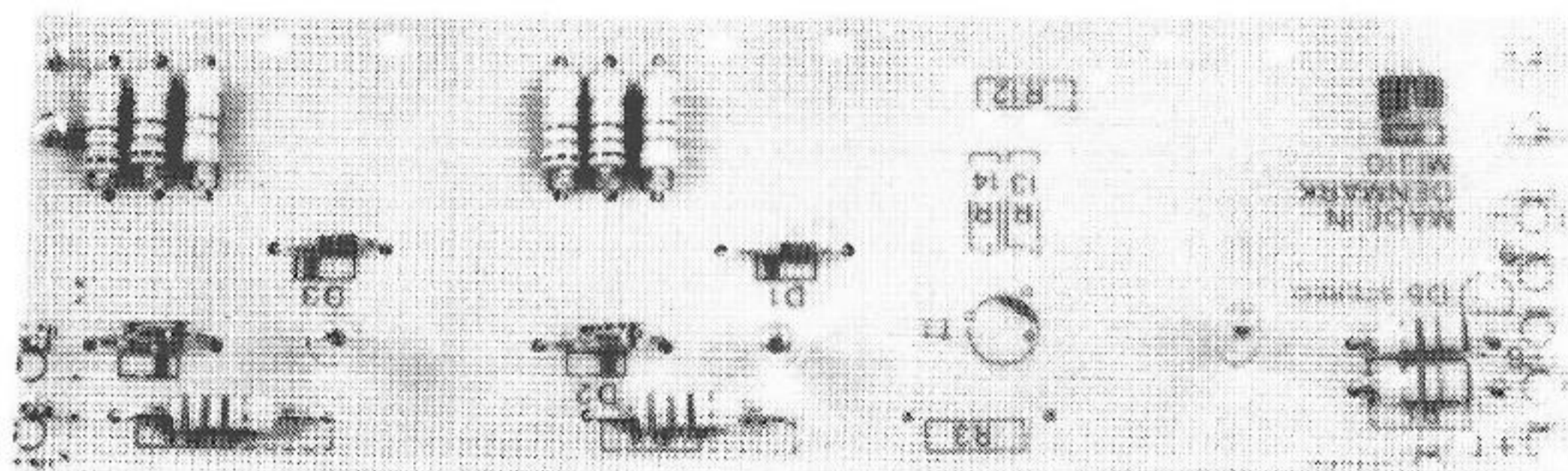
De to sidste systemer kan også benyttes til Philips højttalersystemer med endnu mere lineær basgengivelse ved at benytte bashøjttalerne AD 1056 eller AD 1256.

Man kan forhøje belastningseffekten ved at benytte to parallelforbundne 8 Ohm's højttalere over en 4 Ohm's delefilterudgang, eller to 4 Ohm's højttalere i serie over et 8 Ohm's delefilter. Delefilterne LF 434 og 438 tåler ind til 50 watt's kontinuerlig belastning eller 100 watt's musikbelastning.





Således kan højttalerkabinettet opbygges. Højttalerne kan anbringes både for-fra og bag-fra, men dome højttaleren bør af hensyn til diskantspredningen anbringes forfra. Det er bedst at benytte 15 til 25 mm spån eller møbelplade til kabinettet. Kabinettet skal limes sammen med kontakt eller kunst-harpiks lim. For at holde emnerne sammen under tørreperioden bør man skrue listerne fast.

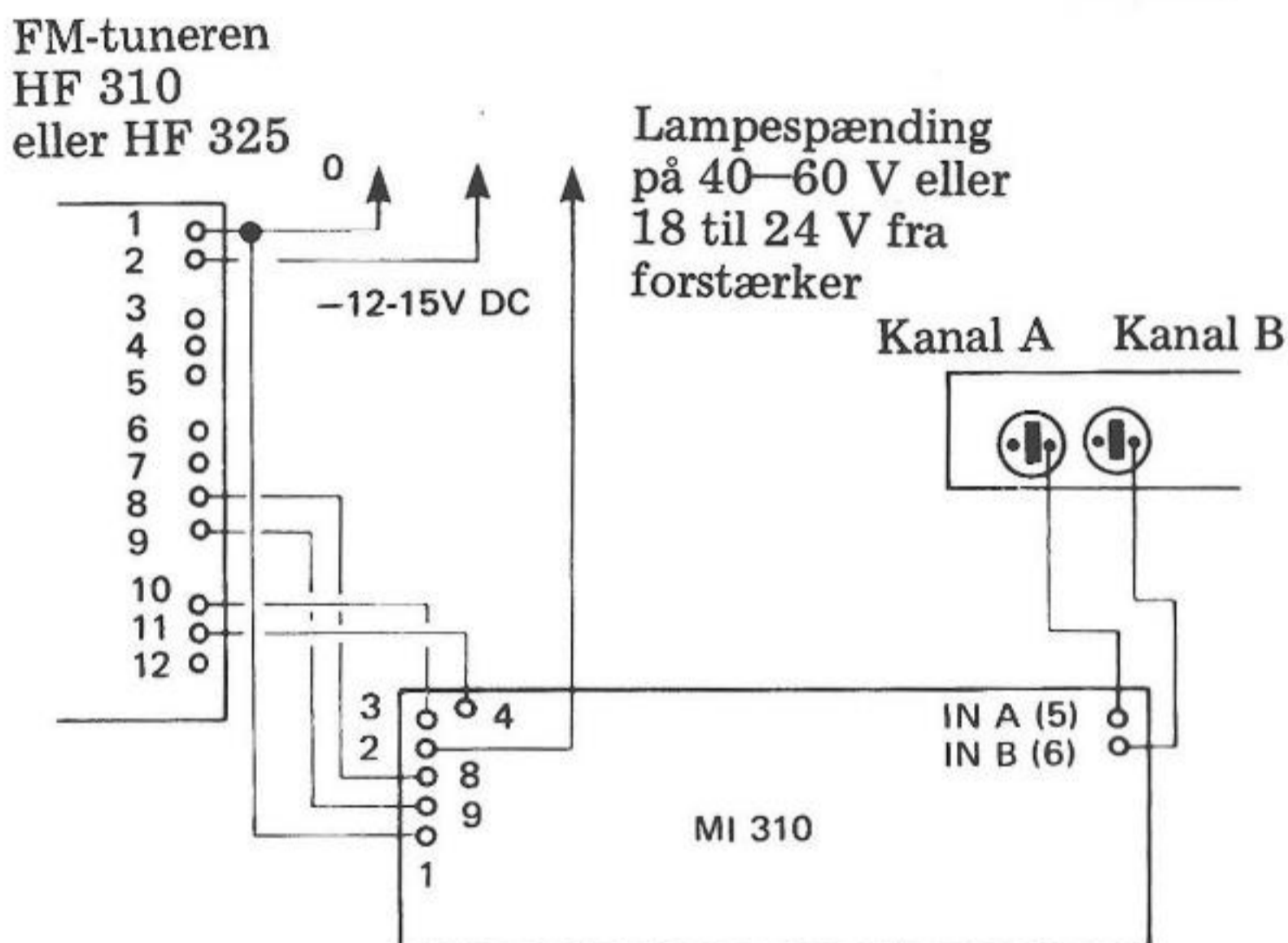


TEKNISKE DATA

De nævnte data gælder kun, hvis MI 310 er monteret med JOSTYKIT's metre.

Tilslutningsimpedans	4 og 8 Ohm
Logaritmisk visning med 0 dB for	6 W
Belastningsimpedans	ca. 200 Ohm
Max. musikeffekt før ødelæggelse	60 W
Nøjagtighed plus/minus	10%

MI 310 er konstrueret således, at man får et ret stort udslag selv for lave spillestyrker (logaritmisk), og udslaget for 0 dB svarer til en udgangseffekt på 6 W over en højttalerbelastning på 4 Ohm (DIN-normeret minimumseffekt). Fuldt udslag på instrumentet svarer omtrent til 30 W, ved de samme belastningsbetingelser. På grund af denne form for visning er MI 310 særdeles anvendelig til kontrol af stereosignaler.

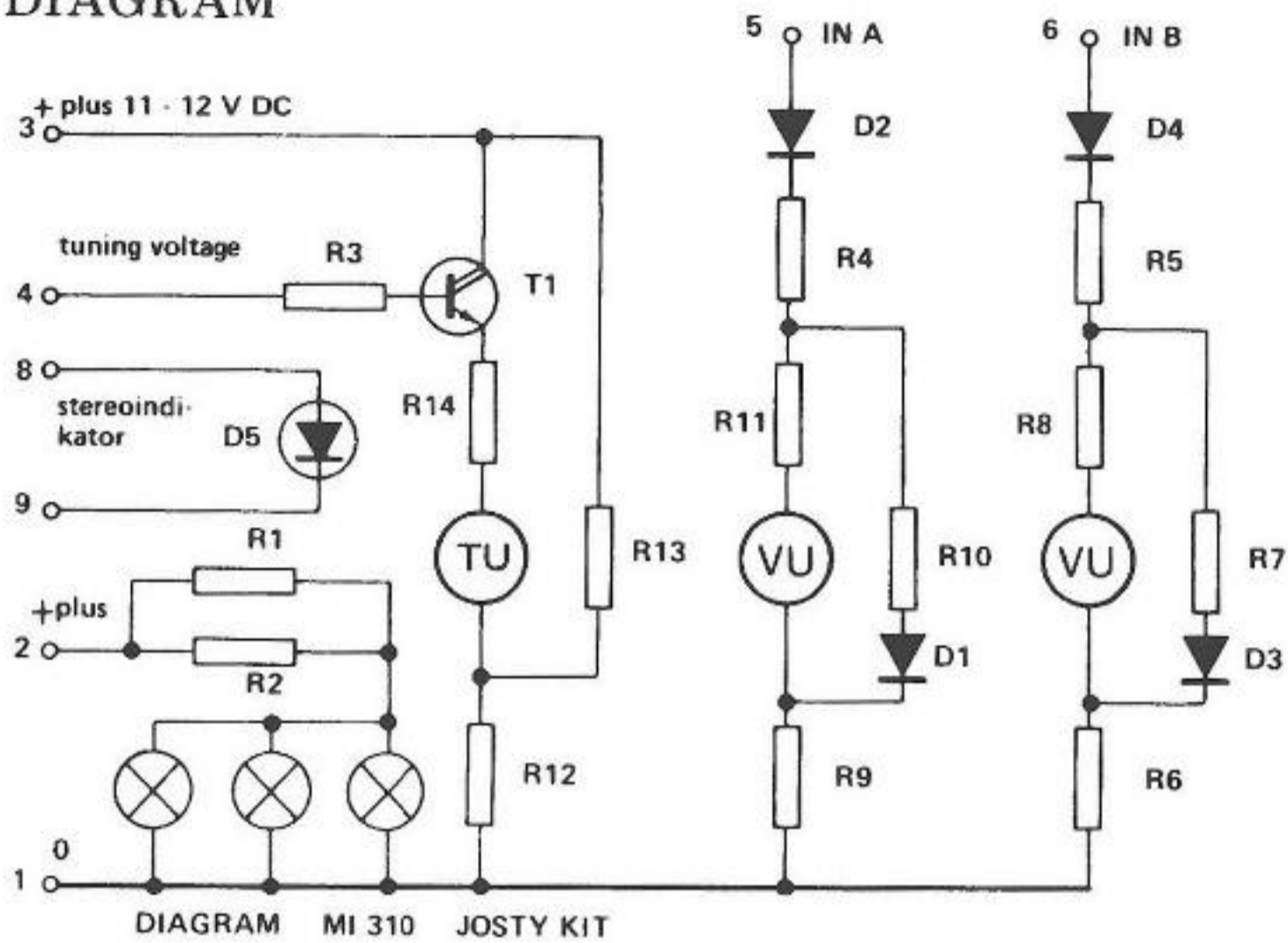


På diagrammet ovenfor vises, hvorledes man kan tilkoble MI 310 til en forstærker og eventuelt en JOSTYKIT FM-tuner.

Man kan f.eks. opbygge en komplet stereoradio med et grundprint GP 340 med 2 x AF 340 eller et GP 310 grundprint med AF 310 B og en FM-tuner HF 310 eller HF 325 med HF 330 stereodekoder til en MI 310. Stereoradioen vil da være forsynet med både afstemningsmeter og VU-metre.

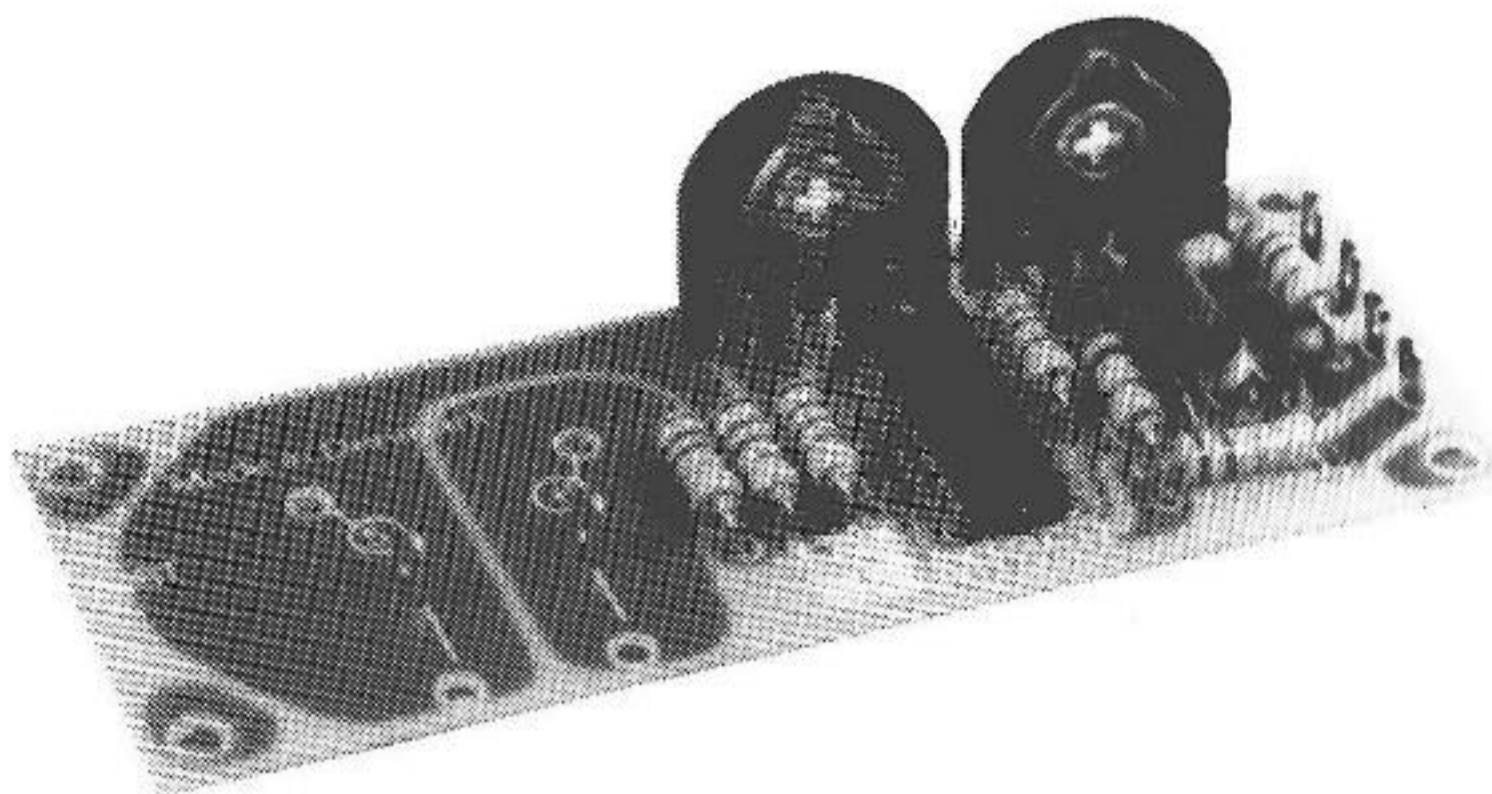
MI 310 kan naturligvis også anvendes til en færdig modtager, der ikke er forsynet med viserinstrumenter.

DIAGRAM



RESERVEDELSLISTE

R1	560 Ohm	1/4 W modstand
R2	560 Ohm	1/4 W modstand
R3	100 kOhm	1/4 W modstand
R4	220 Ohm	1/4 W modstand
R5	220 Ohm	1/4 W modstand
R6	120 Ohm	1/4 W modstand
R7	120 Ohm	1/4 W modstand
R8	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R9	120 Ohm	1/4 W modstand
R10	120 Ohm	1/4 W modstand
R11	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R12	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R13	10 kOhm	1/4 W modstand
R14	27 kOhm	1/4 W modstand
R14	22 kOhm	1/4 W modstand
D1	1N4148 eller BA 100	siliciumdiode
D2	AA 143 eller AA 119	germaniumdiode
D3	1N4148 eller BA 100	siliciumdiode
D4	AA 143 eller AA 119	germaniumdiode
D5	CQY 26	lysdiod
T1	JKT 1230 eller MC 1330	darlingtontransistor

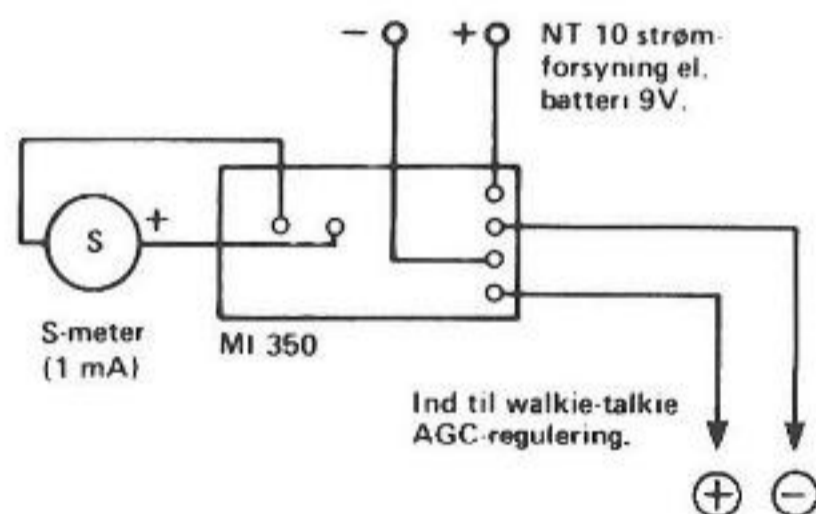


TEKNISKE DATA

Driftspænding	9 V DC
Strømforbrug	8 mA
Følsomhed justerbar til min.	100 mV DC
Indgangsimpedans	100 kOhm

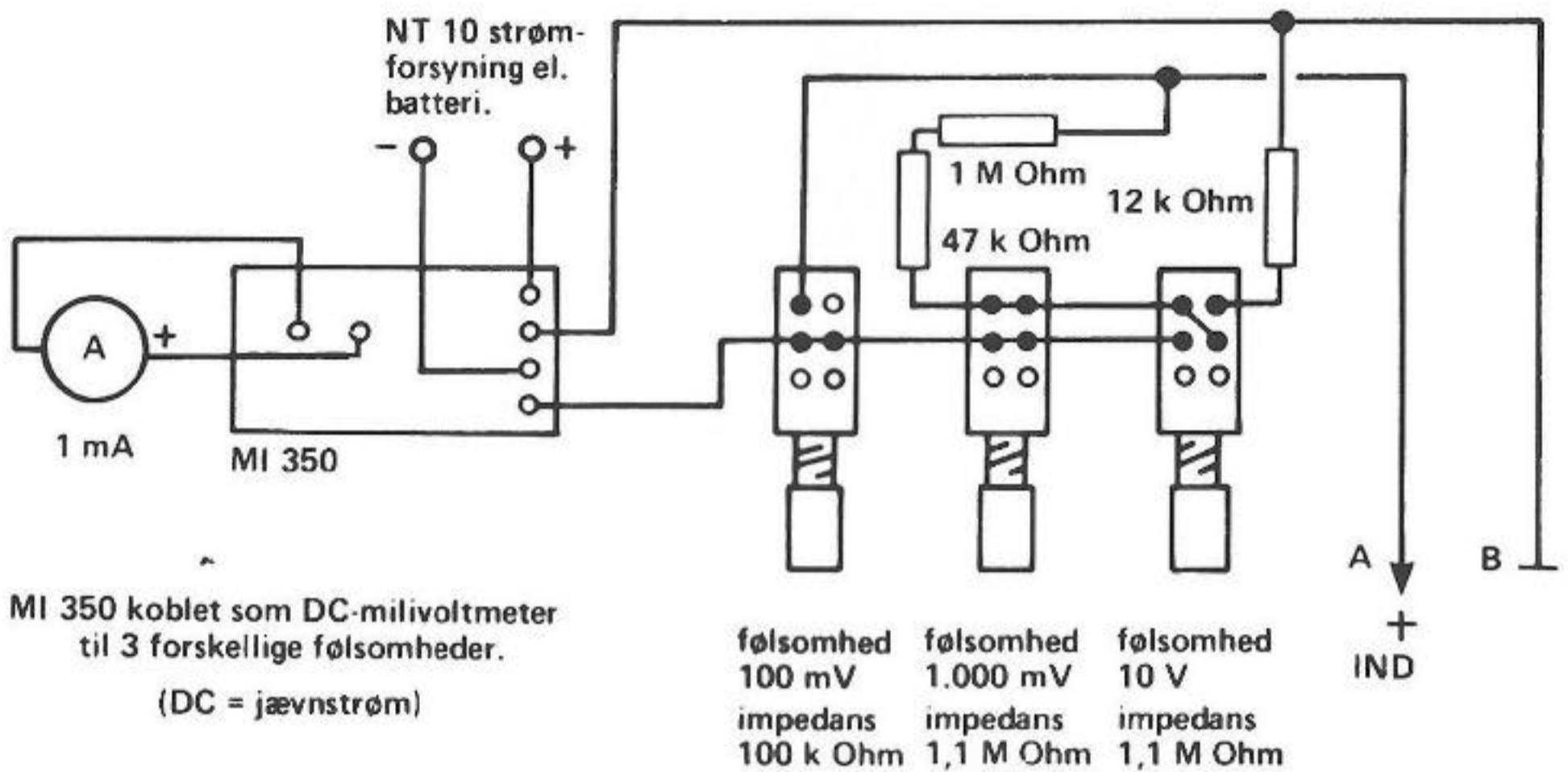
MI 350 koblet som S-meter til Walkie-Talkie brug.

Hvis De ønsker at benytte Deres S-meter MI 350 sammen med en Walkie-Talkie, skal det tilsluttes et SEPERAT



batteri eller en strømforsyning, f.eks. NT10. På de følgende sider vises, hvorledes man kan koble MI 350 til et udvalg af typiske Walkie-Talkie-diagrammer. Det kræver nogen praktisk erfaring at omsætte disse diagrammer til praktisk monteringsbrug. Søg eventuelt hjælp hos Deres radioforhandler eller mere erfarne radioamatører. JOSTYKIT påtager sig IKKE nogen form for monteringsansvar — kun garanti for korrekt funktion.

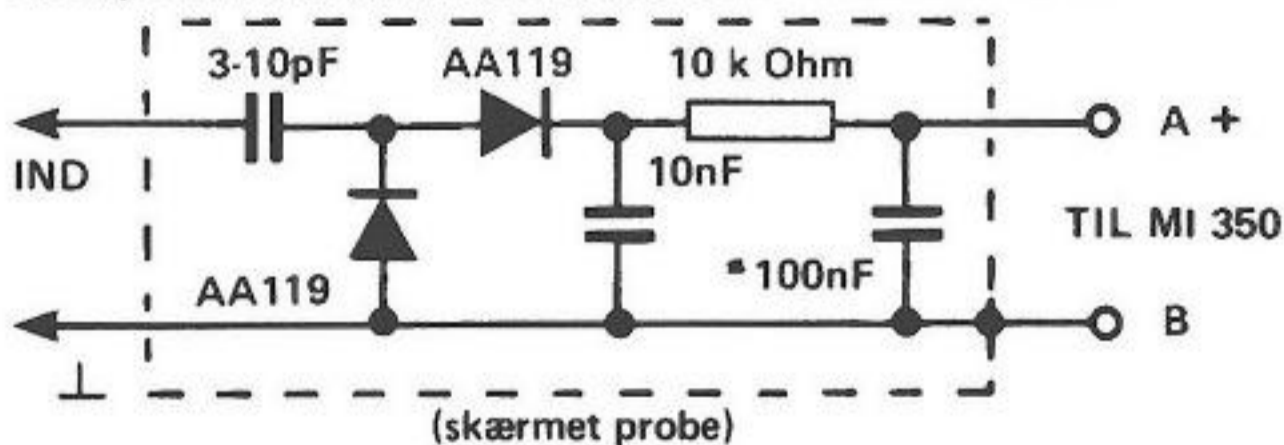
Det skal pointeres, at det i Danmark ikke er tilladt at gøre indgreb i godkendt radiotelefonudstyr.



MI 350 koblet som DC-milivoltmeter

Ved hjælp af tre ekstra modstande og en trykomsifter med gensidig udløsning, f.eks. E253 fra JOSTYKIT, kan man bygge et alsidigt voltmeter. MI 350 justeres for korrekt visning på f.eks. 10 V området efter et almindeligt universal-instrument (R9). Husk først at nulstille på R8.

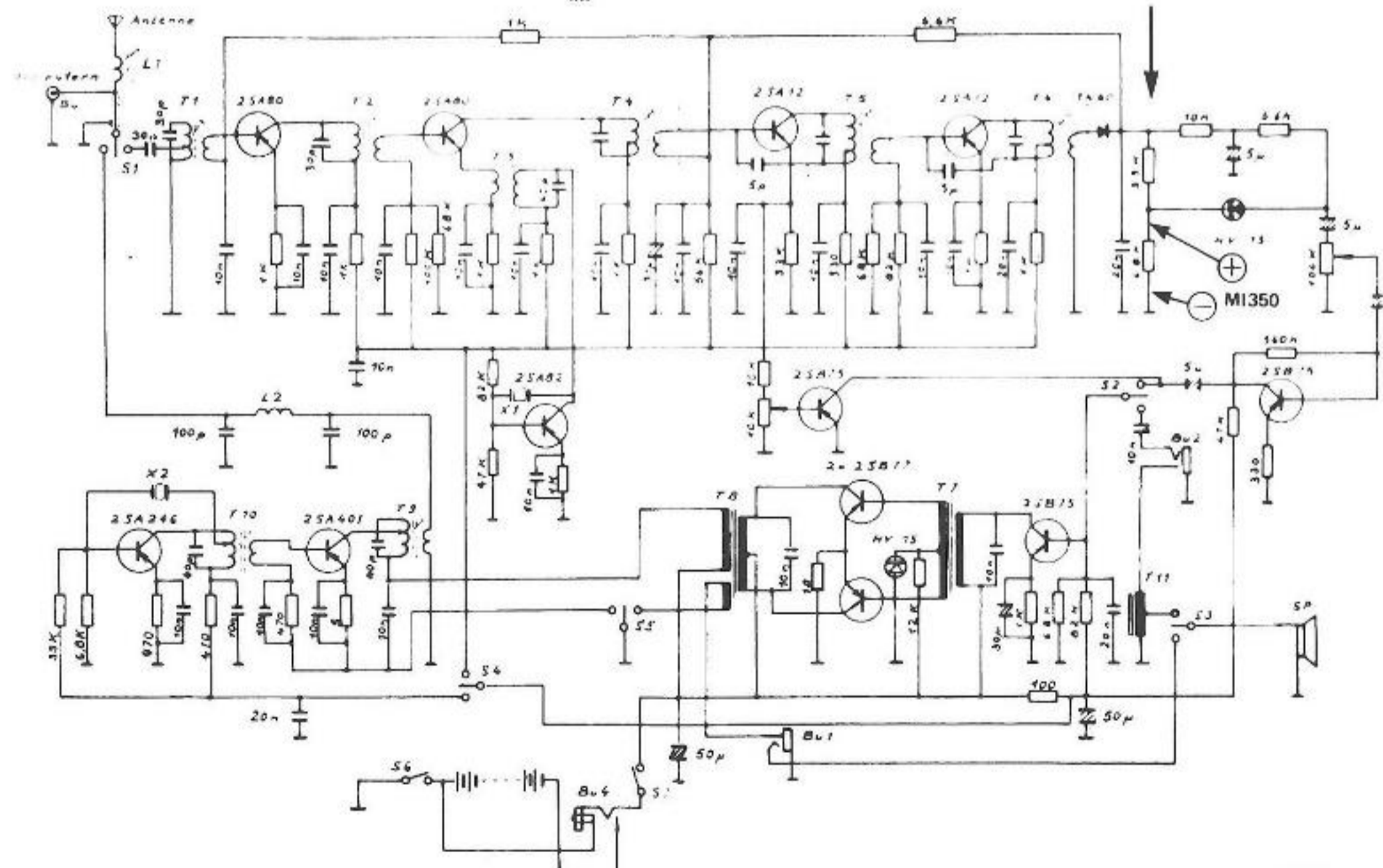
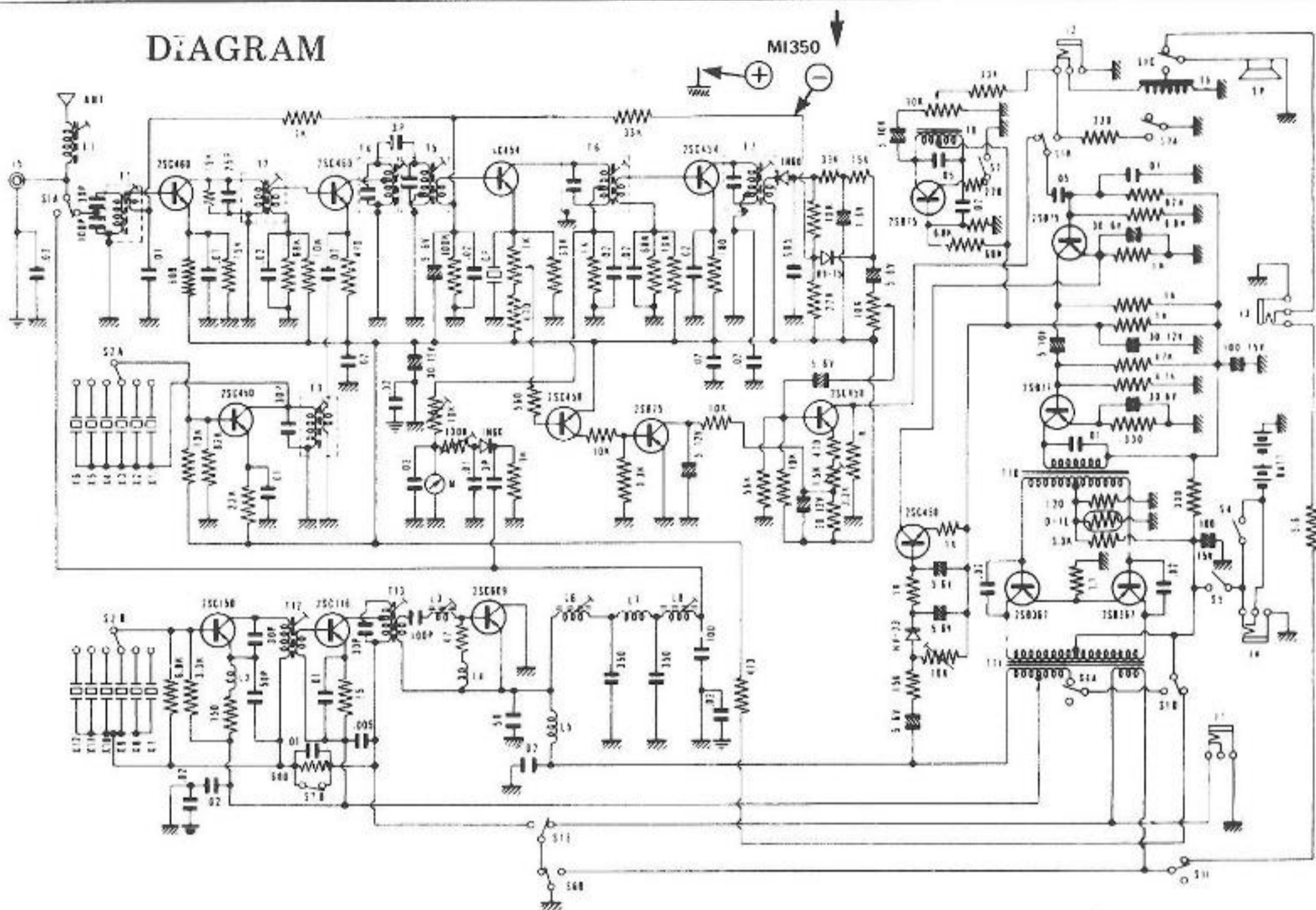
Diodeprobetilsats for MI 350 koblet som DC-milivoltmeter.

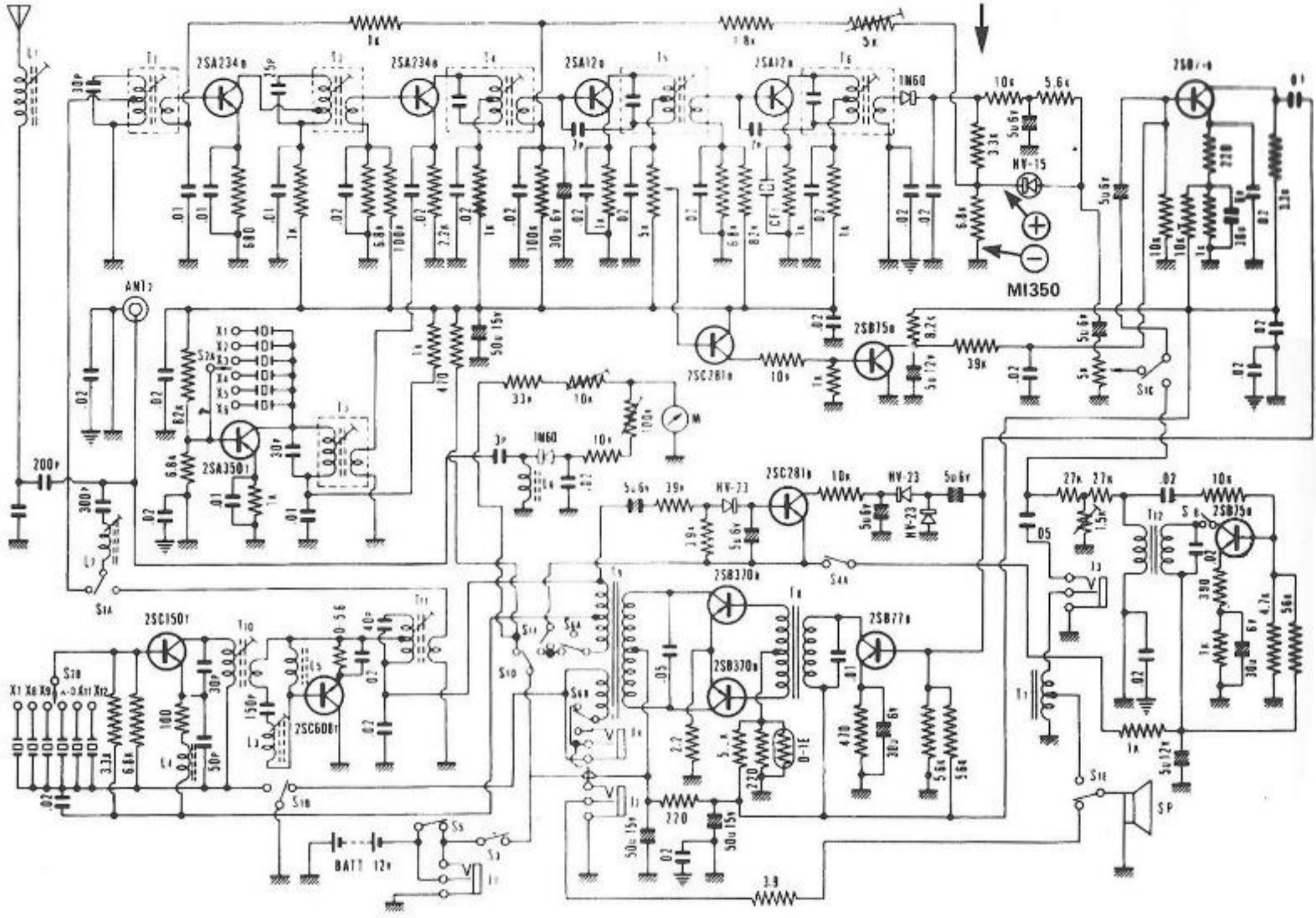


Diodeprobe og MI 350

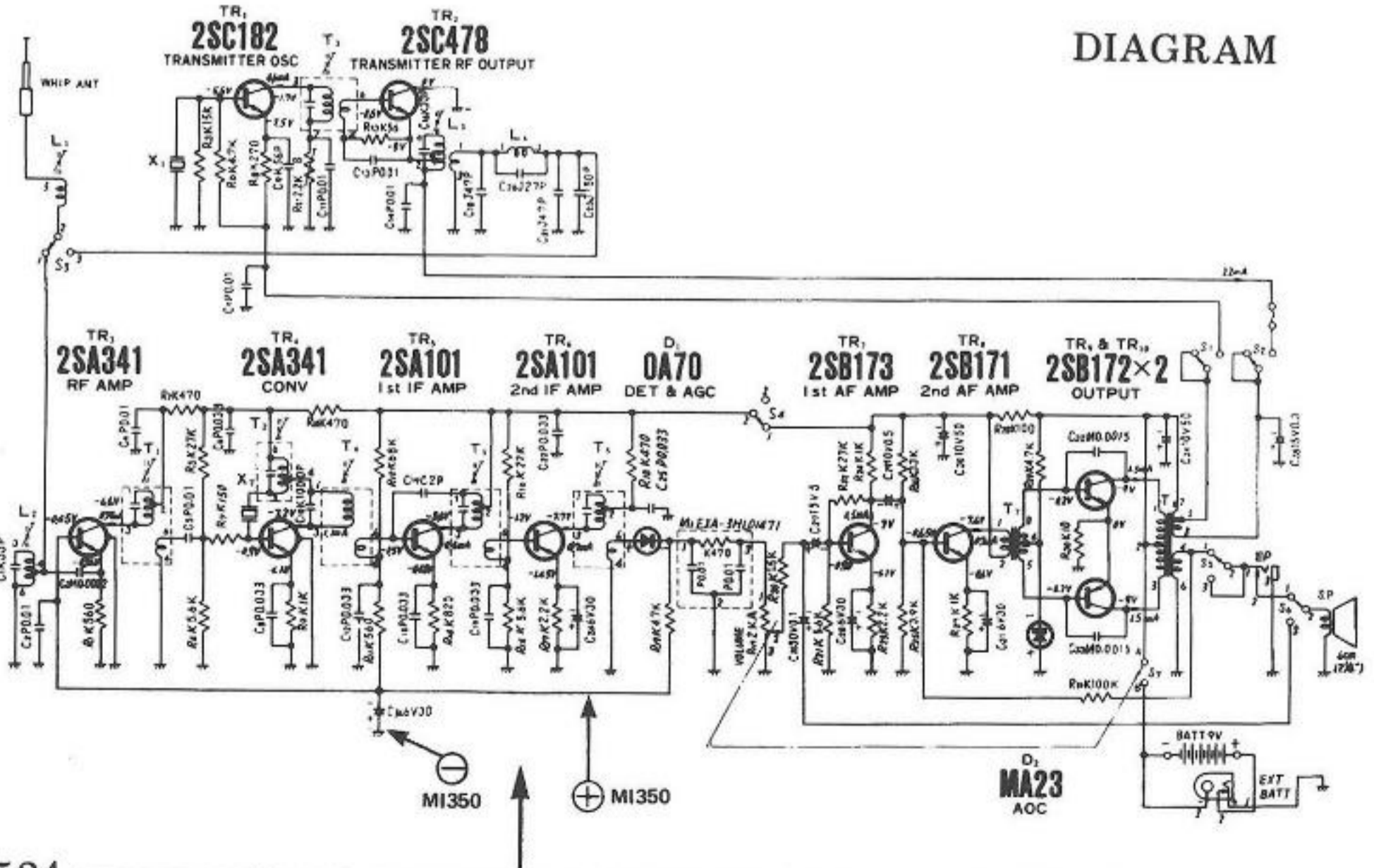
MI 350 anvendes ofte af professionelle til optrimning af sendetrin sammen med den viste diodeprobetilsats. I praksis måler man signalstyrken gennem senderen fra oscillator til udgang.

DIAGRAM

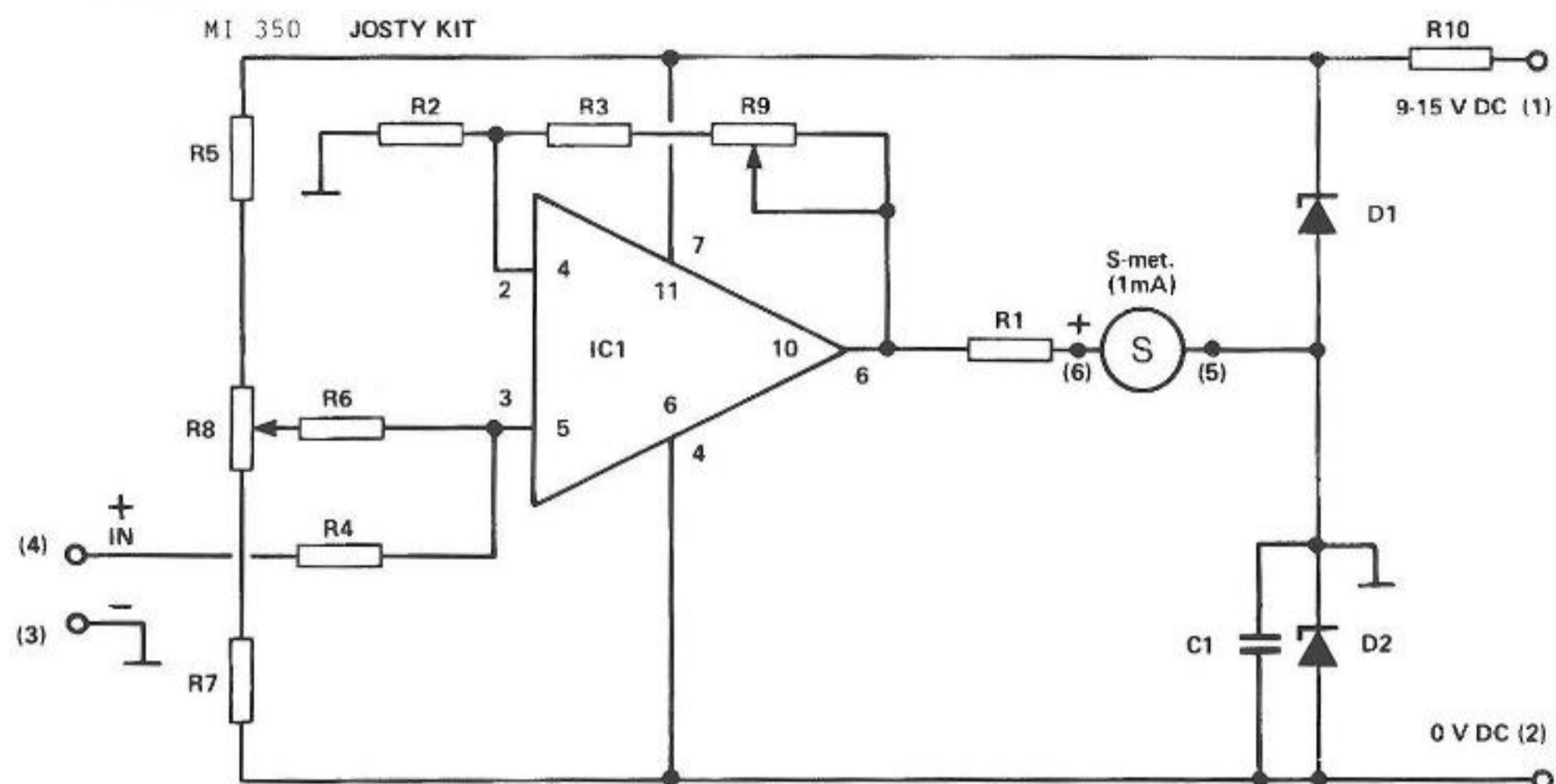




DIAGRAM

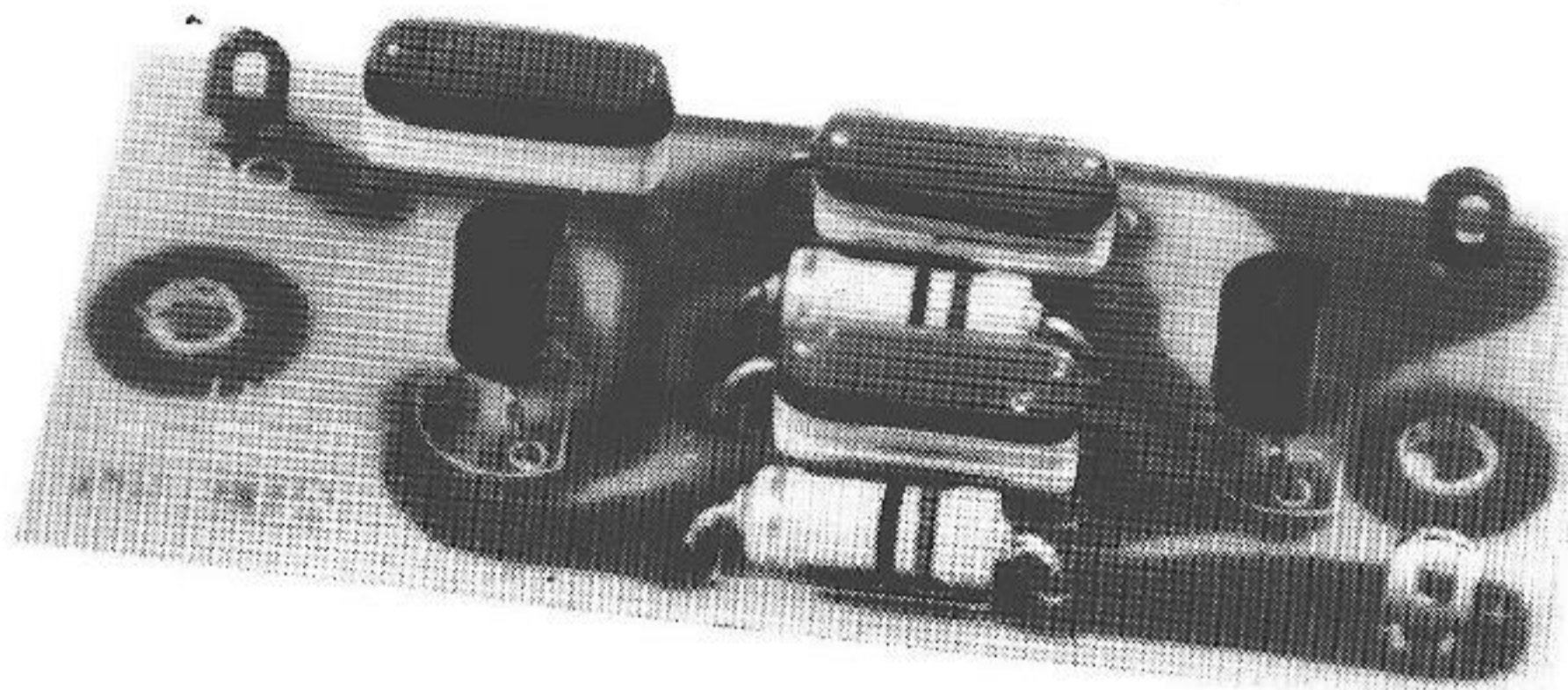


DIAGRAM



RESERVEDELSLISTE

R1	1,8 kOhm	1/4 W modstand
R2	2,2 kOhm	1/4 W modstand
R3	2,2 kOhm	1/4 W modstand
R4	56 kOhm	1/4 W modstand
R5	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R6	100 kOhm	1/4 W modstand
R7	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R8	470 Ohm	1/4 W trimmepotentiometer
R9	100 kOhm	1/4 W trimmepotentiometer
R10	150 Ohm	1/4 W modstand
C1	100 nF	kondensator
D1	ZPD 4,3	zenerdiode
D2	ZPD 4,3	zenerdiode
IC1	741 eller 141 IC	



MI 360 er en ny udgave af den gamle MI 360, astabile multivibrator.

Multivibratoren, der afgiver en »firkant-tone» på omkring 1kHz, kan benyttes til fejlfinding og målebrug, som vist i de mange koblingseksempler på de følgende sider.

Den specielle kurveform indeholder harmoniske toner langt op i højfrekvensområdet, hvorfor man kan benytte den til både HF og LF fejlsøgning.

Den astabile multivibrators funktion er omtalt i grundbogens afsnit G.30, og en lignende type findes som AE-sæt (AE 4 & 5)

Tekniske data

Spænding	1,5-30V
Strømforbrug	0,5-7mA
Udgangsspænding	1,5-30V PP
Grundfrekvens 1,5-30V	500-3000 Hz
Overtoner til	10 M Hz

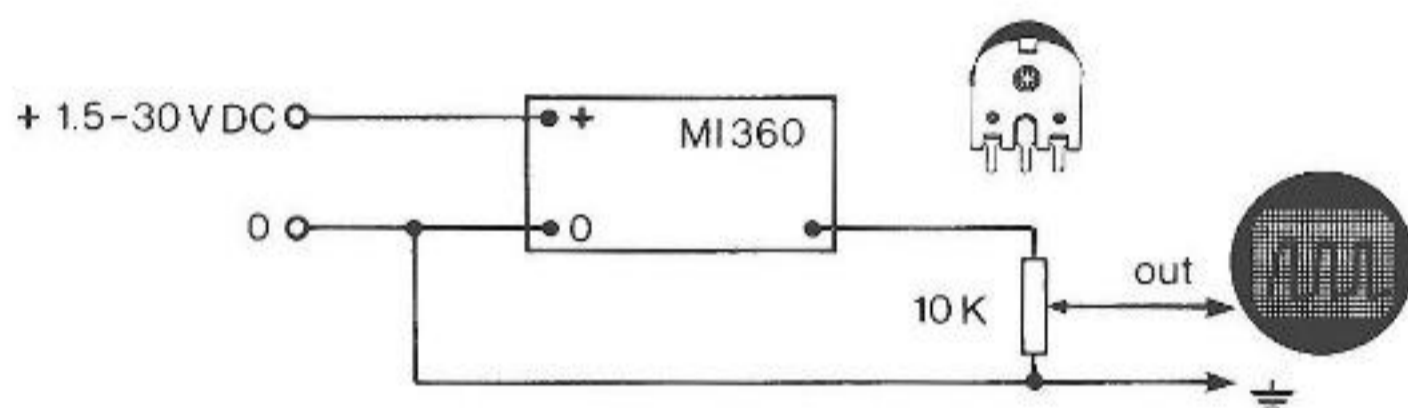
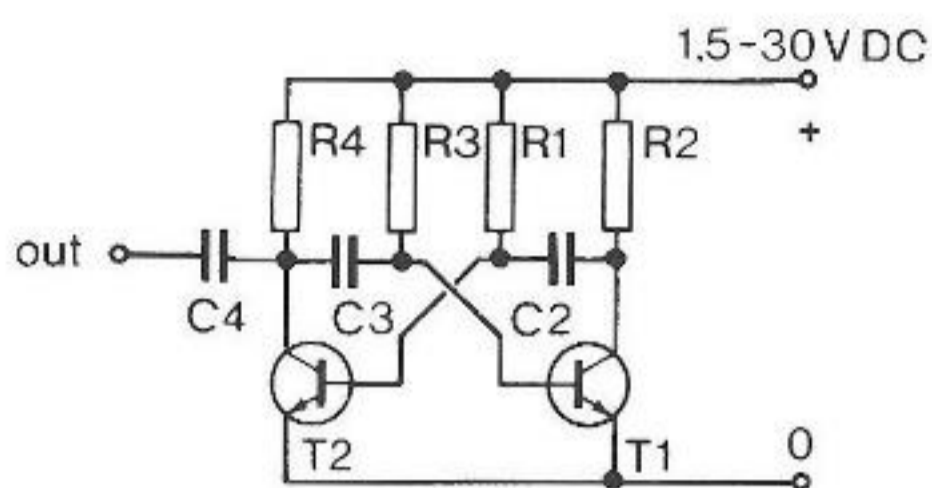
KOMPONENTLISTE

R1	120 k Ohm
R2	4,7 k Ohm
R3	120 k Ohm
R4	4,7 k Ohm

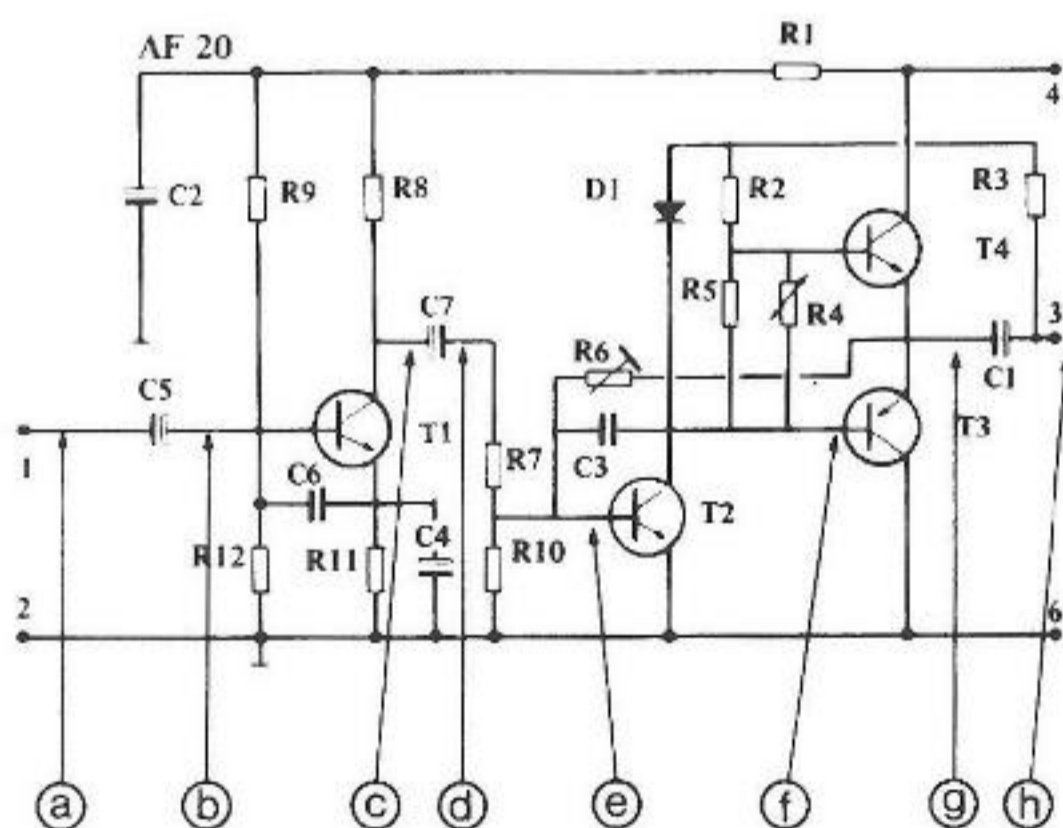
C2	10nF
C3	10nF
C4	10nF

T1	BC 172
T2	BC 172

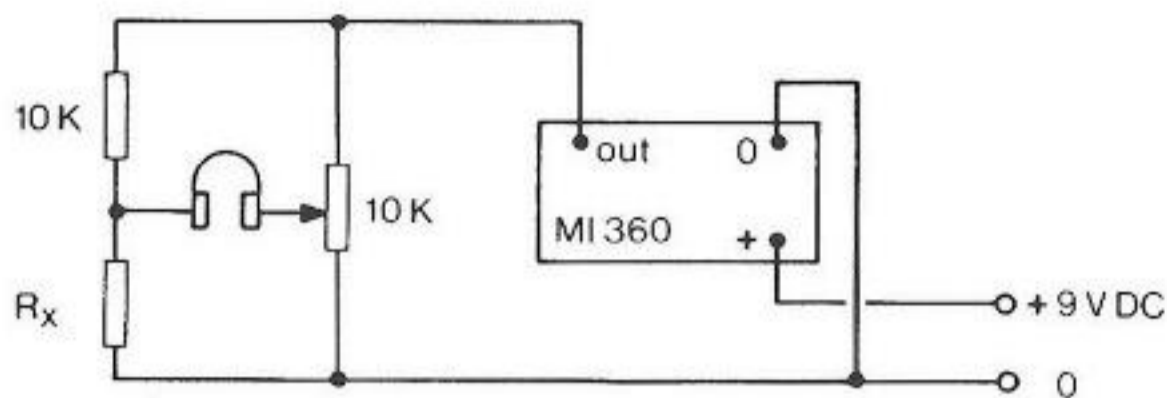
DIAGRAM



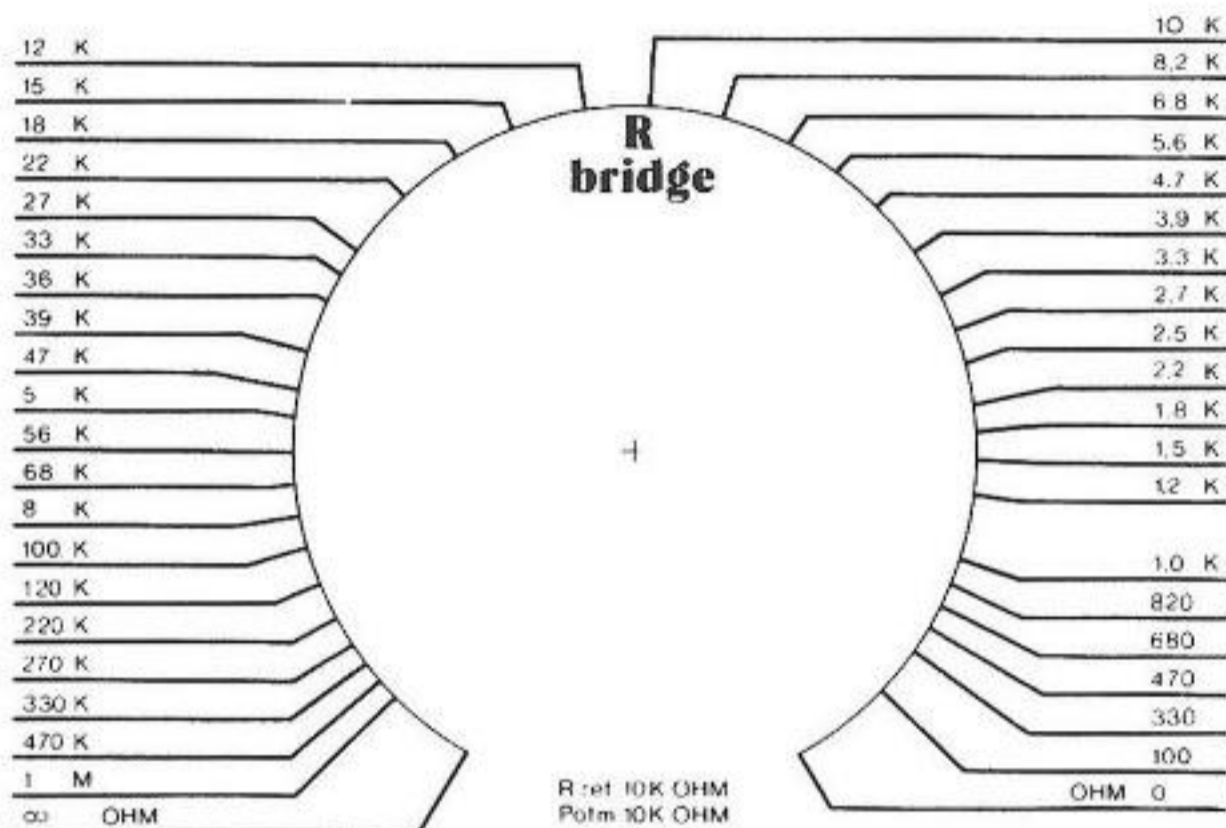
Således kan man tilkoble en styrkeregulering til MI 360.



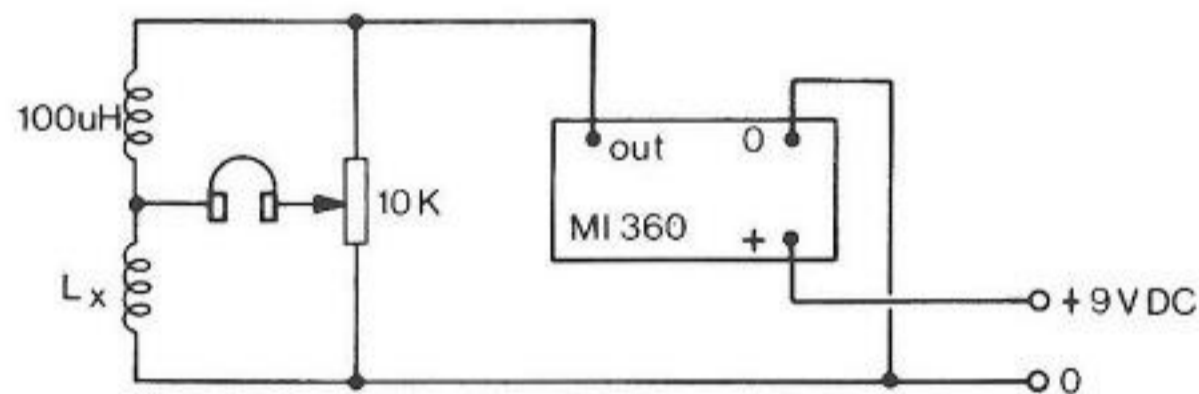
Hvis MI 360 benyttes til fejlsøgning på forstærkere, som vist overfor med AF 20, indsættes signal på indgangen a. Hvis man intet hører i højttaleren, kan man gå videre i »alfabetet» indtil der kommer signal igennem. Fejlen kan søges mellem de to punkter på signalets vej gennem forstærkeren, hvor lyden KOM, og punktet før hvor der ingen lyd var.



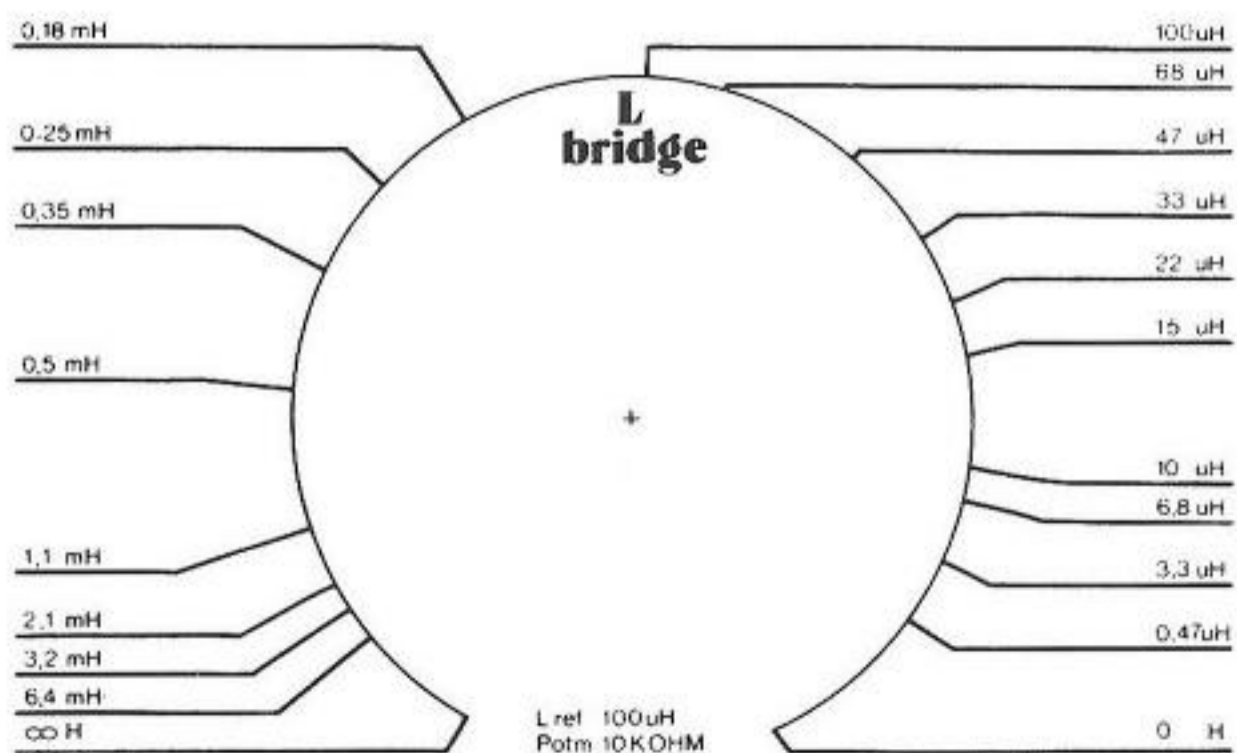
Sådan kan man lytte sig frem til en modstands størrelse. Når lyden i høre-proppen forsvinder, kan værdien aflæses på skalaen »R-bridge». Skalaen justeres ved fastskruring af viserknappen efter endestoppene.



Skala for modstandsmåling.

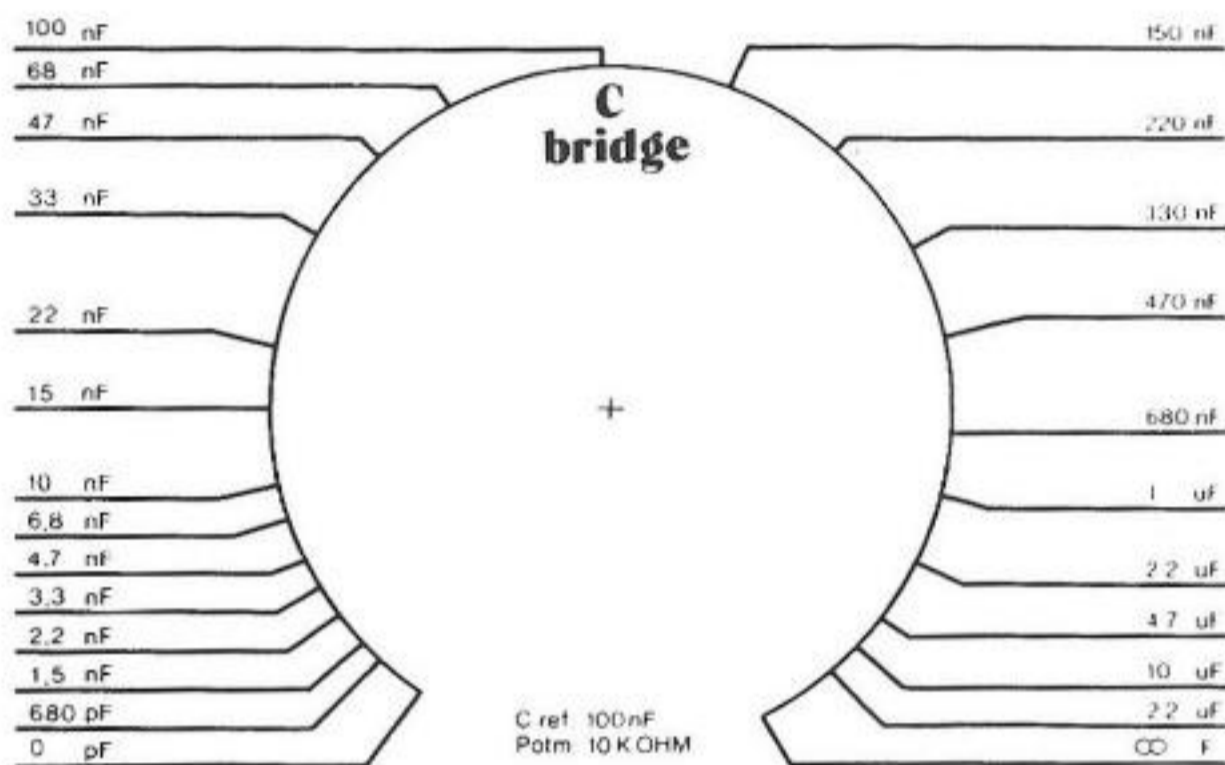
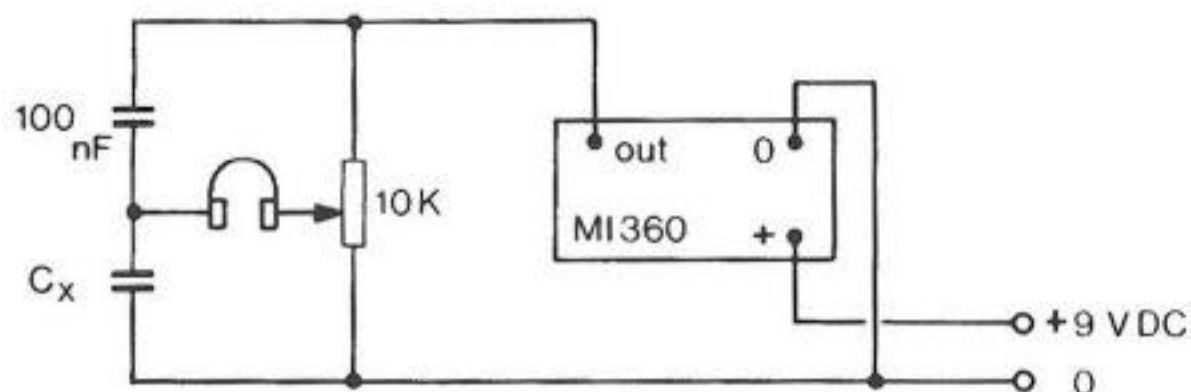


,- og således kan man måle en spoles størrelse. Man skal blot have en referancespole på 100uH, som vist. Justering og »aflæsning foretages som ved modstandsmåling.



Skala for spolemåling.

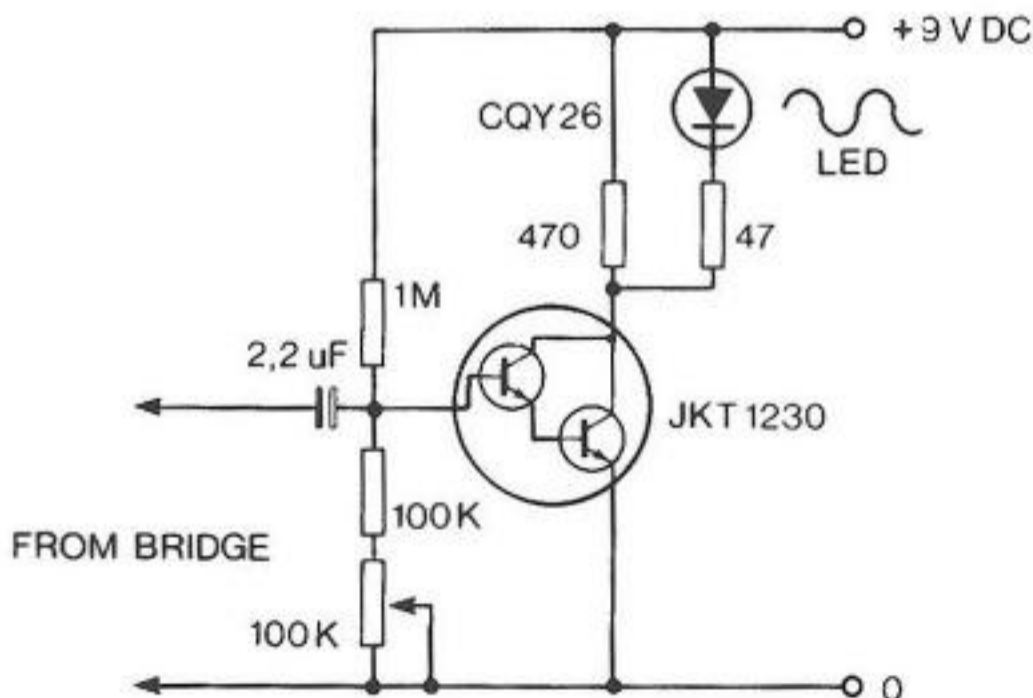
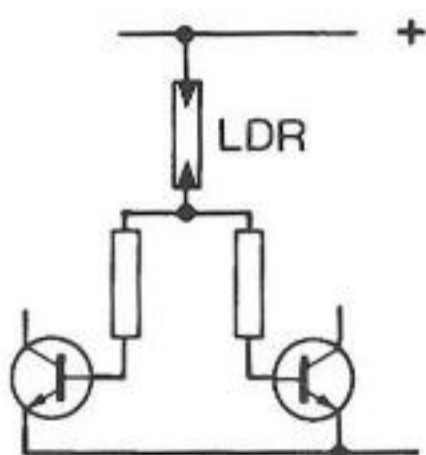
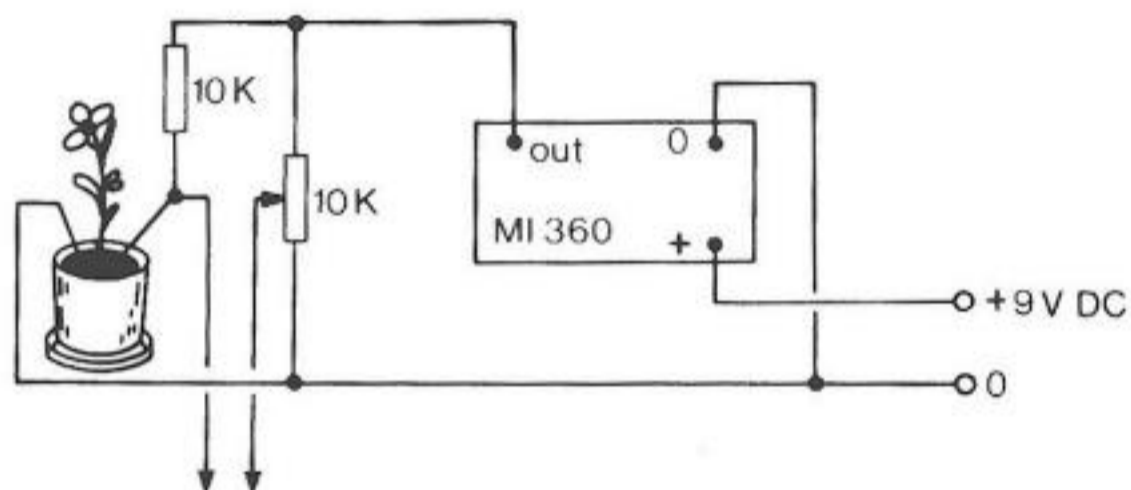
,- og endelig kan man måle kondensatorer's størrelse på denne måde.
 Hvis De ikke vil »lytte« Dem frem til den rette størrelse, kan De bygge opstillingen nederst til højre på siden. Når lysdioden holder op med at lyse, kan værdien aflæses på skalapotentiometeret. 100 k Ohm potentiometeret i denne lysindikator indstilles til svagt lys ved afbrudt forsyningspænding for MI 360. Der skal benyttes to separate batterier for MI 360 og lysdiodeindikering.

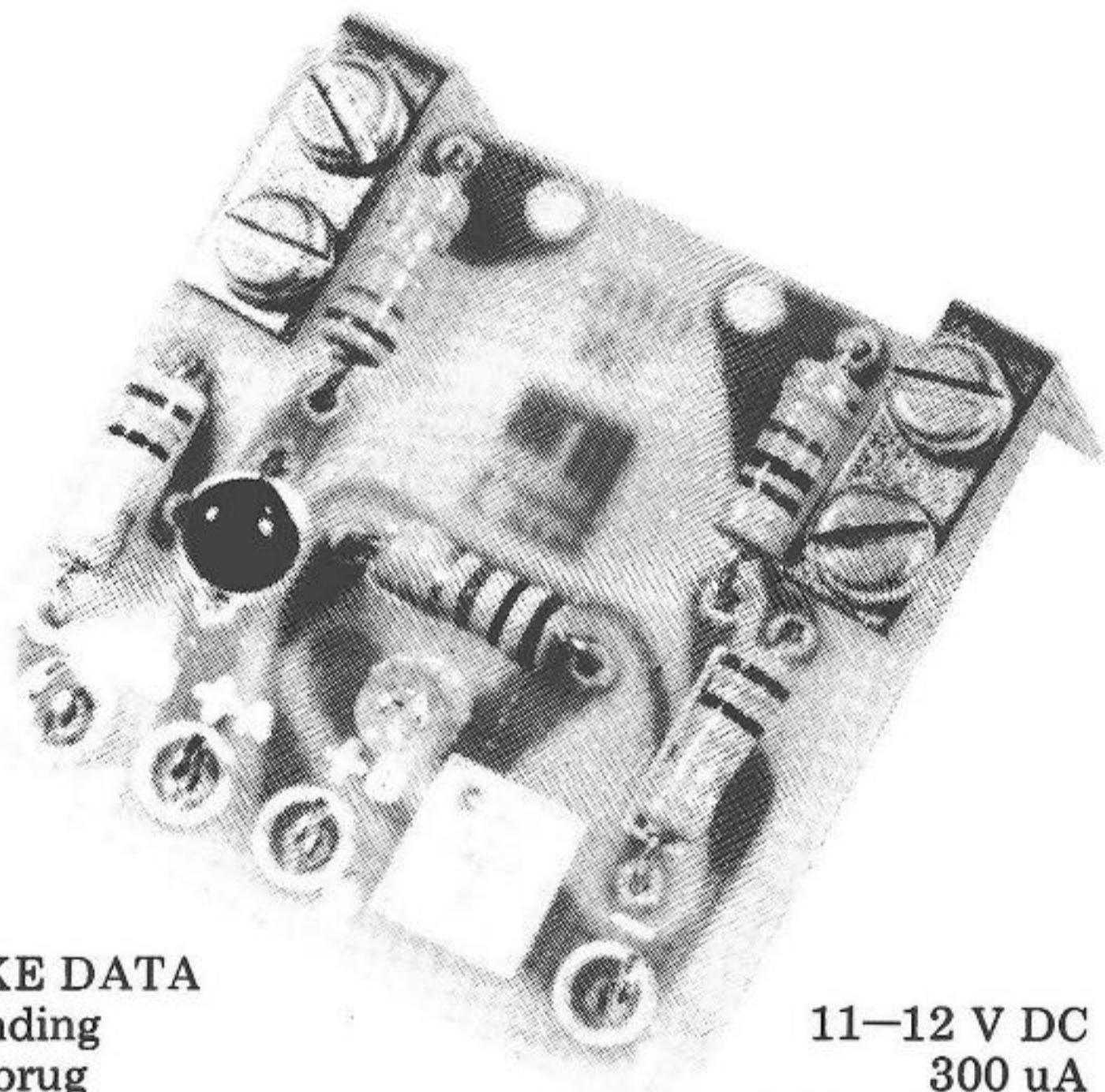


Skala for kondensatormåling.

Potteplantens »jordmodstand« ændres med fugtigheden. Som vist til højre herfor kan planten selv fortælle hvornår den vil ha' mer vand.

Endelig kan MI 360'en LYS til frekvensstyres ved at ændre den som vist nederst til venstre. Udgangssignalet kan »trække« en højttaler med lav styrke, eller en forstærker el. radio.



**TEKNISKE DATA**

Driftspænding

11–12 V DC

Strømforbrug

300 μ A

Instrumentvisning

87,5–108 MHz

Målespænding

0–12 V DC

Belastningsimpedans

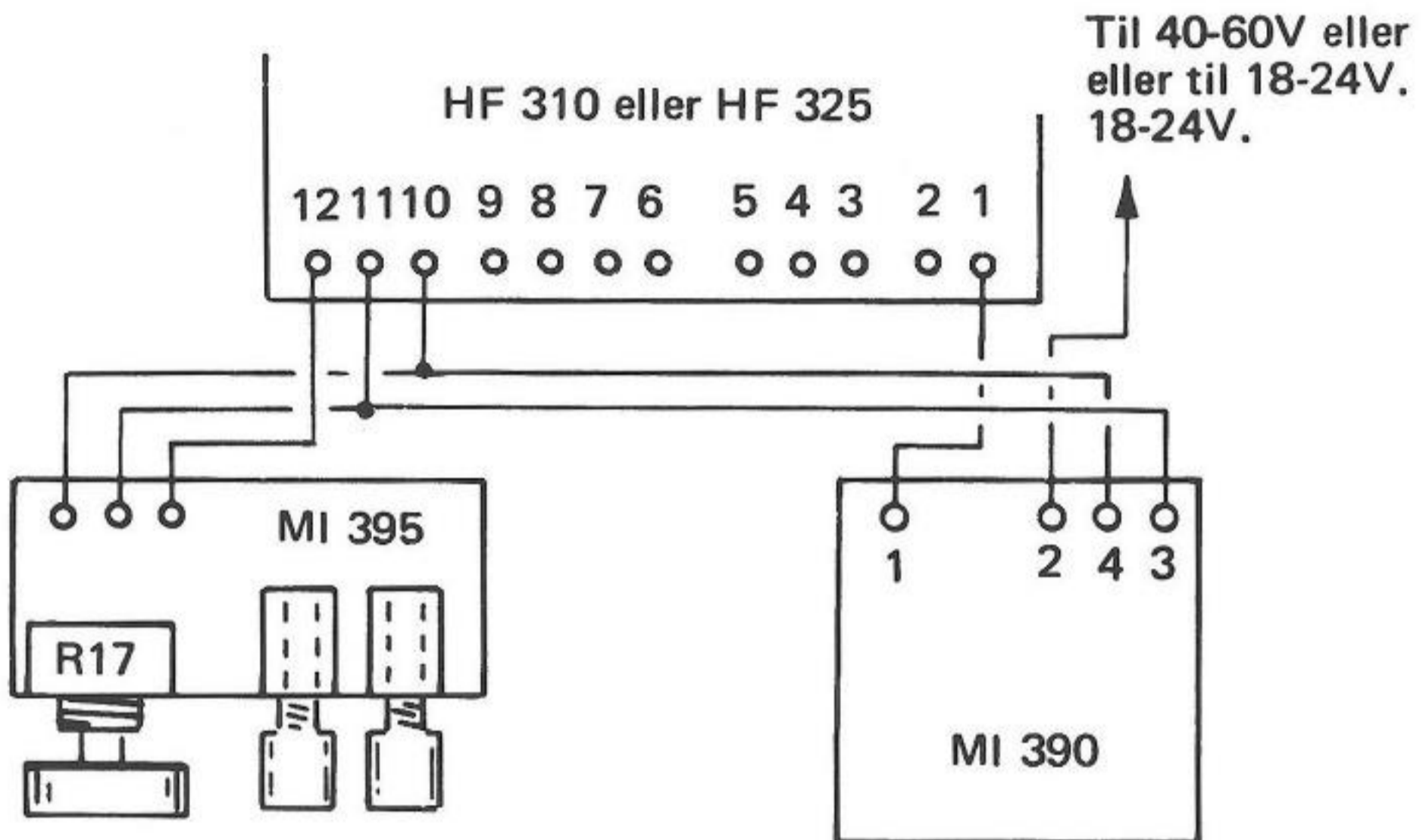
100 MOhm

Nøjagtighed plus/minus

10%

Tilslutning til JOSTYKIT HF 310 & HF 325

MI 390 er et måleinstrument til JOSTYKIT's FM-tunere HF 310 eller HF 325, der kan vise frekvensindstillingen med så god nøjagtighed, at man straks kan finde (og genfinde) en ønsket station. Da begge JOSTYKIT tunere er diodeafstemte, må MI 390 ikke belaste afstemningspotentiometeret. Derfor er der indsat en darlingtontransistor med meget stor forstærkning.



TILSLUTNING

Tilslutningen af MI 390 til HF 310 og HF 325 foregår efter diagrammet ovenfor.

Tuningmeteret MI 390 kan benyttes sammen med stationsautomaten MI 395. Diagram herover findes i vejledningen til MI 395.

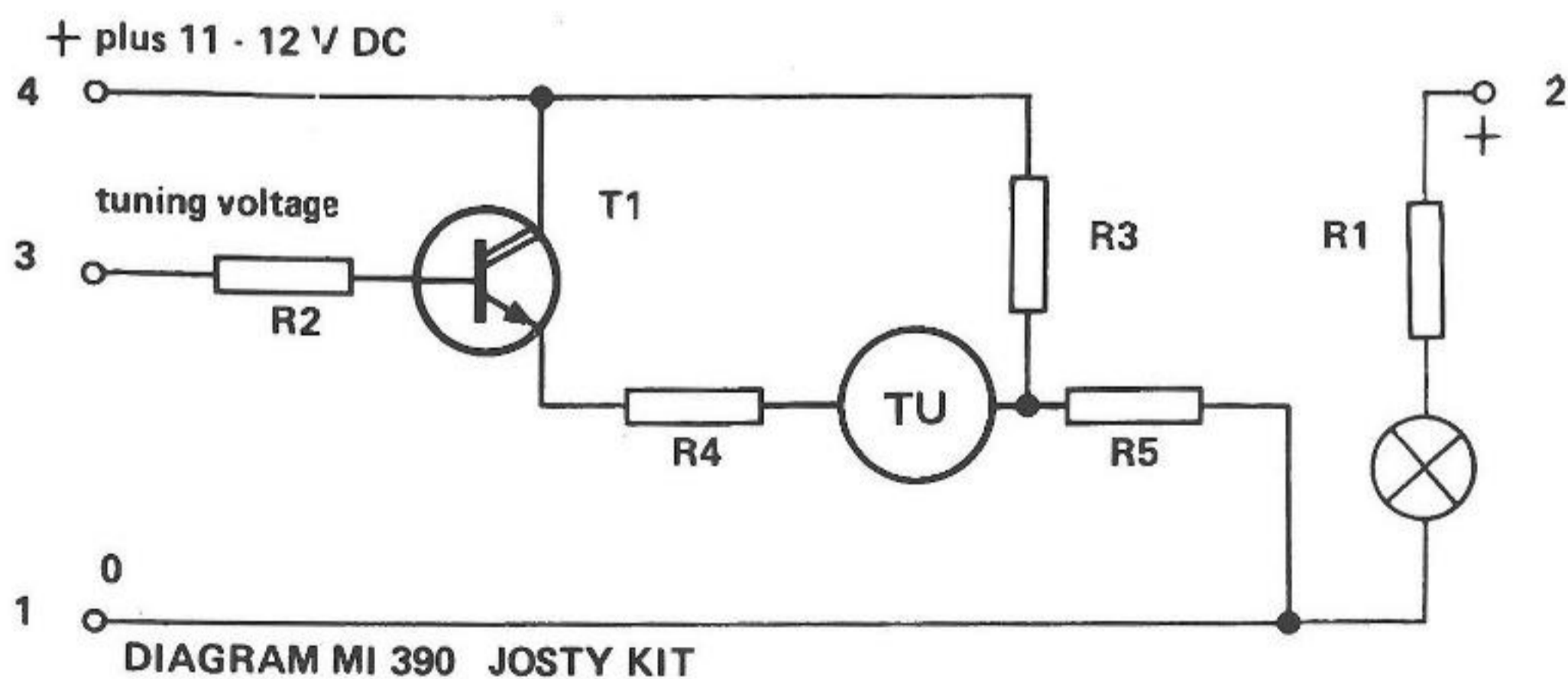
Tuningmeteret kan også benyttes i forbindelse med MI 310 stereo-VU-meteret. I dette tilfælde skal MI 390 printet ikke benyttes, men komponenterne indsættes direkte i MI 310 printpladen.

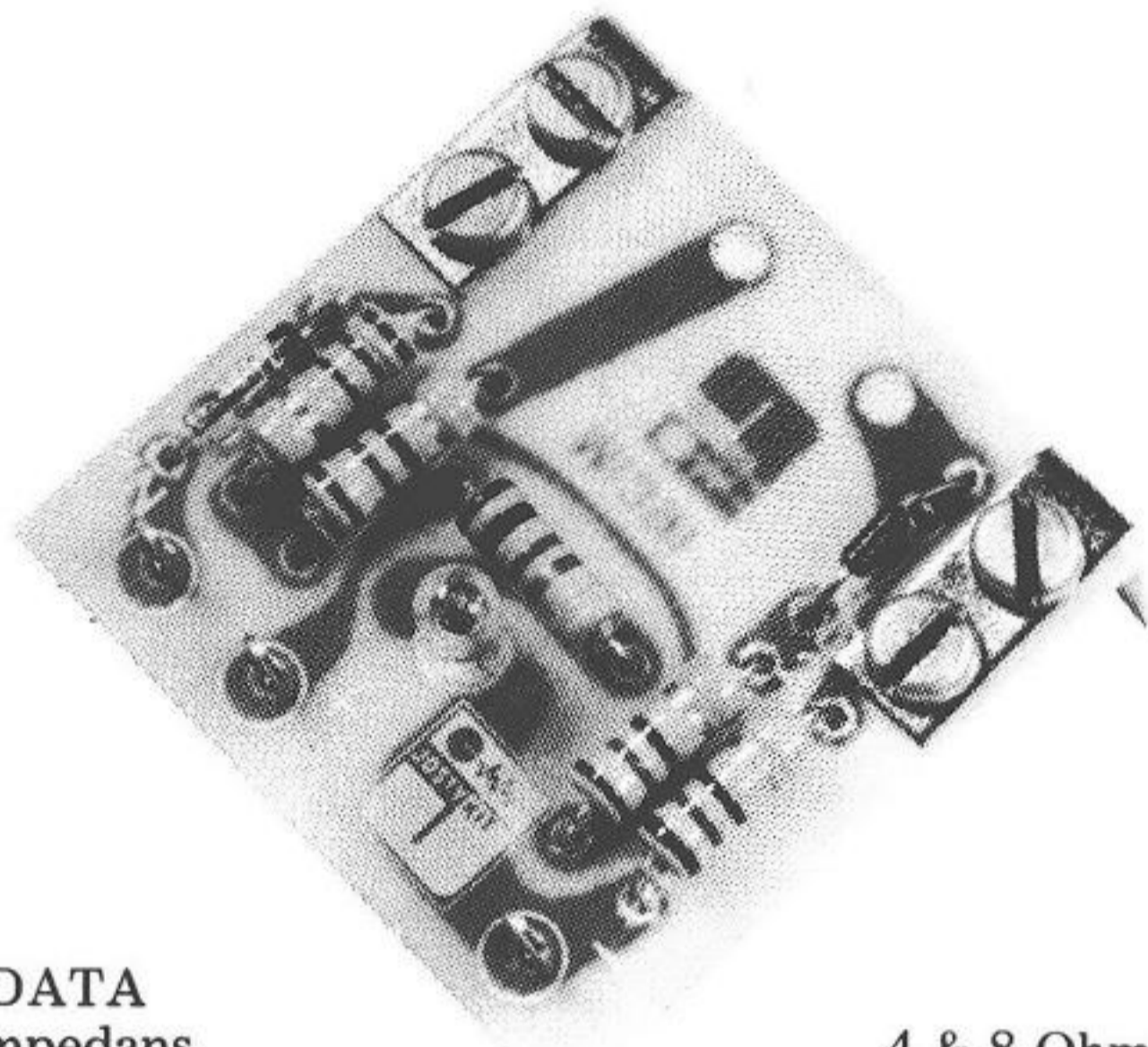
Glødelampen på printet skal ikke strømfødes fra den benyttede FM-tuner, men direkte fra plus 40 til 60 V. Ved at kortslutte R1 på 1 kOhm med et lille stykke ledning, sænkes lampespændingen til 18–24 V.

RESERVEDELSLISTE

R1	1 kOhm	1/4 W modstand
R2	100 kOhm	1/4 W modstand
R3	10 kOhm	1/4 W modstand
R4	2 kOhm	1/4 W modstand
R5	1,5 kOhm	1/4 W modstand
T1	JKT 1230	darlingtontransistor
GL1	18—24 V/20—50 mA	glødelampe

DIAGRAM



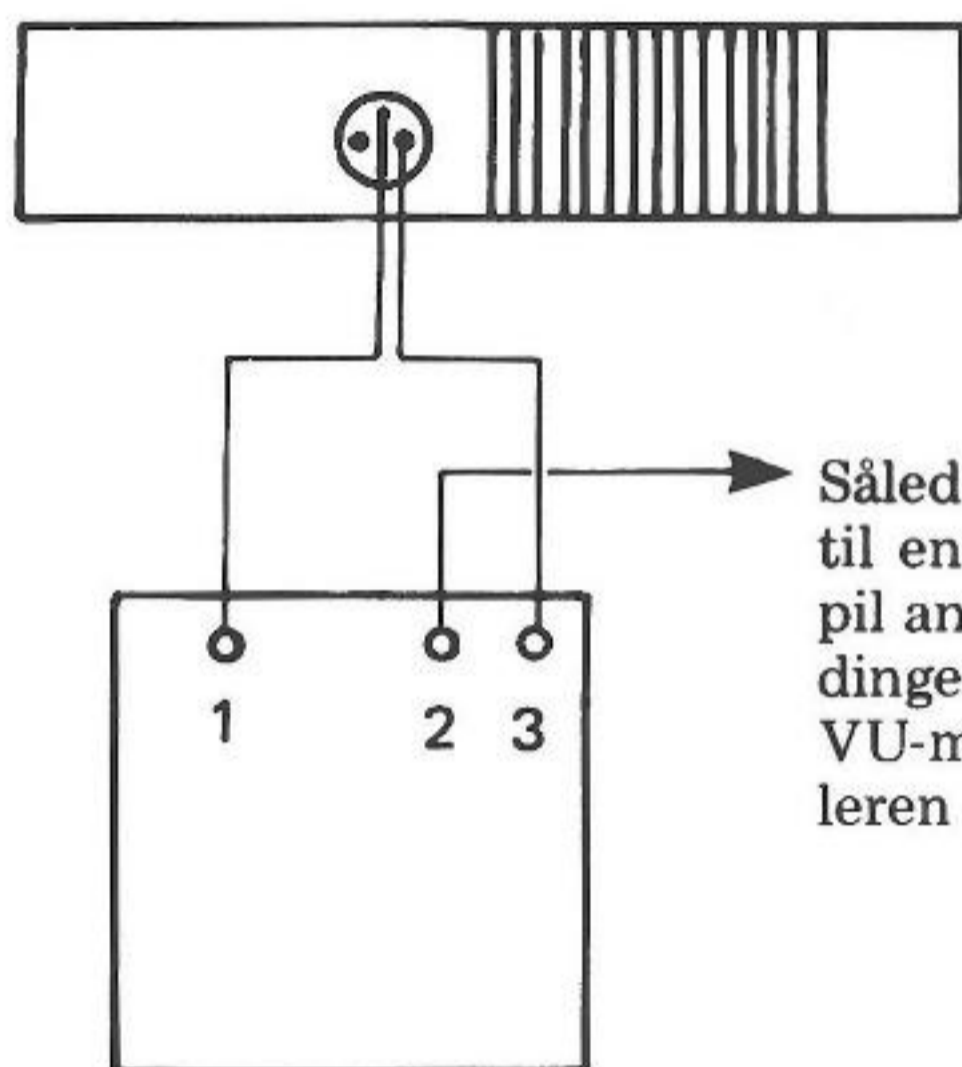


TEKNISKE DATA

Tilslutningsimpedans	4 & 8 Ohm
Logaritmisk visning med 0 dB for	6 W
Belastningsimpedans	ca. 200 Ohm
Max. musikeffekt før ødelæggelse	60 W
Nøjagtighed plus/minus/dB	10%

MI 391 er et universelt anvendeligt VU-meter til brug direkte på enhver almindelig forstærkers udgang. VU-metret kan benyttes til kontrol af forstærkerens udgangssignal. Ved 4 Ohm's højttalerbelastning er udslaget for 0 dB = 6 W. Instrumentets visning er kraftig logaritmisk, således at man får et kraftigt udslag selv for 1 W, samtidig med at fuldt udslag er hele 30 W. Det gør MI 391 specielt anvendelig i stereofoniske eller quadrofoniske anlæg, hvor man med 2 eller 4 MI 391 kan se kanalforskelle og balanceforskelle med det blotte øje.

TILSLUTNING



Således tilsluttes MI 391 VU-meteret til en almindelig forstærker. Den sorte pil angiver forbindelsen til lampespændingen på 18—24 V eller 40—60 V. VU-meteret fungerer kun, hvis højttaleren er forbundet.

MI 391 tilsluttes direkte over højttalerledningen således, at NUL — det er det flade ben på et højttaler-DIN-stik, tilsluttes loddeøje nr. 1 på MI 391, og fase — det er det lille runde ben på et højttaler-DIN-stik, tilsluttes loddeøje 3 (IN).

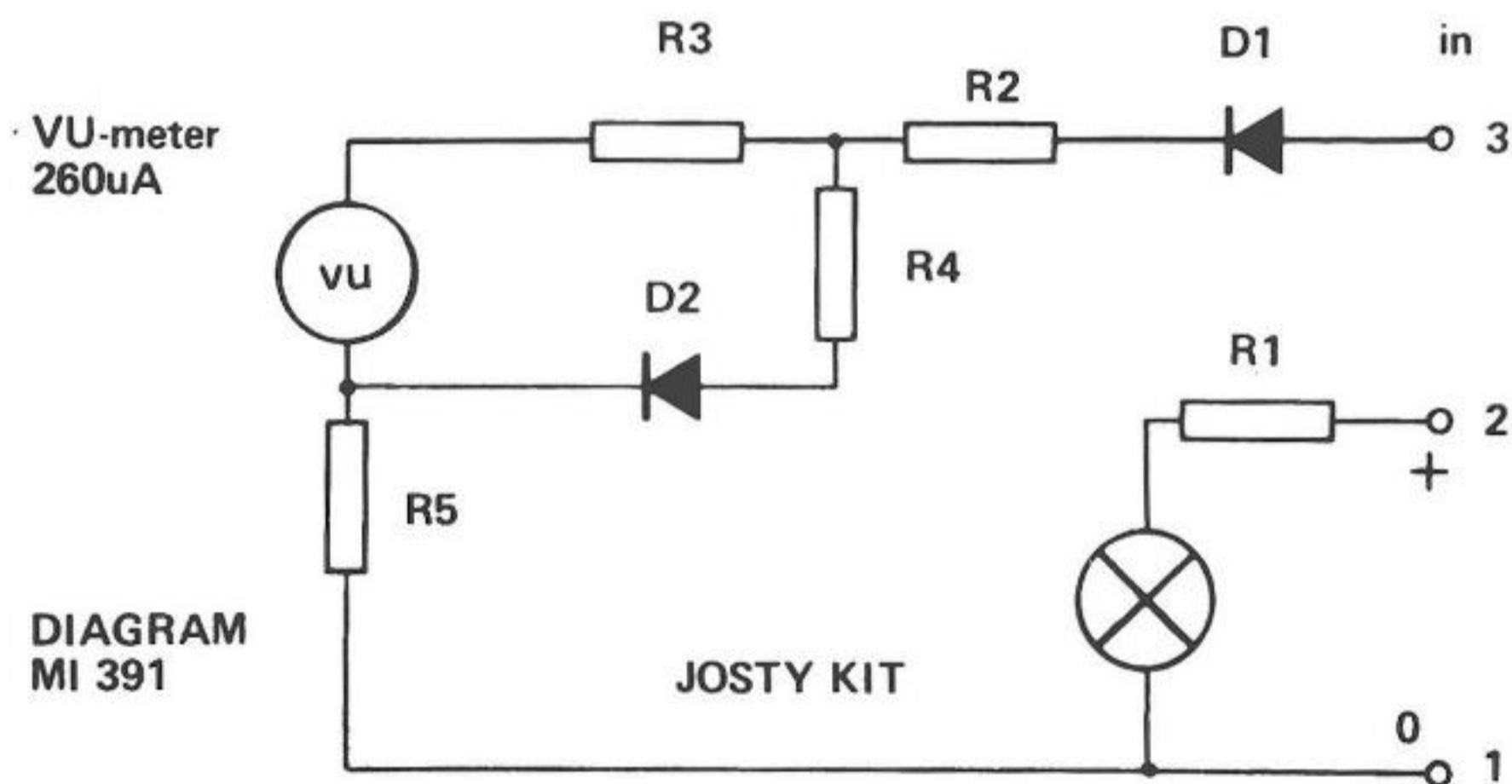
Hvid De ydermere ønsker lys i Deres VU-meter kan De tilslutte en spænding på mellem 40 og 60 V til ben 2(plus). Hvis De kun har en spænding på mellem 18 og 24 V til rådighed, kan R1 kortsluttes.

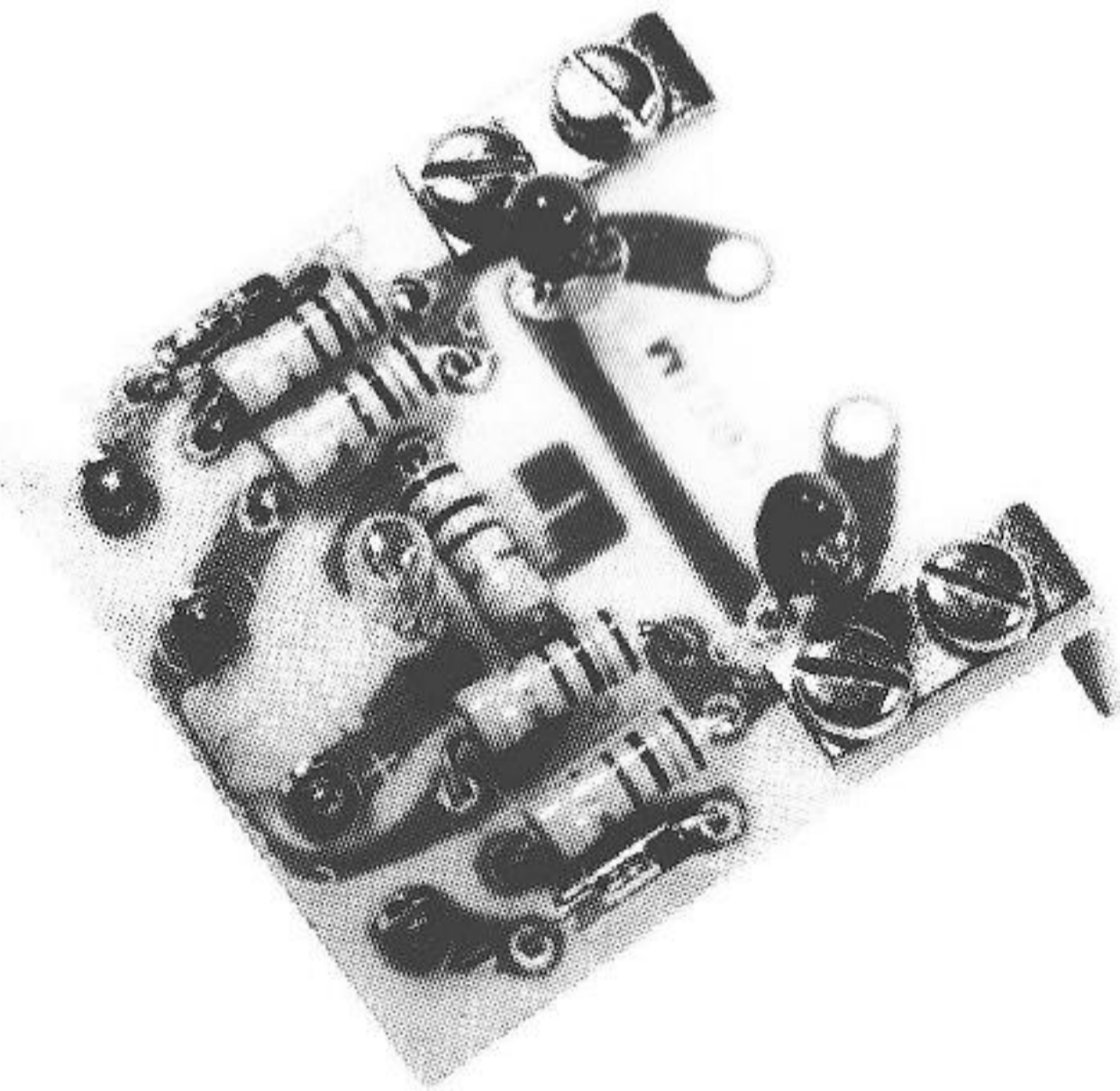
Hvis spændingen tages fra Deres forstærker, skal De kun benytte loddeøje nr. 2 (plus). Vil De derimod forsyne VU-meteret's pære med batterispænding eller separat strømforsyning, må denne spænding tilsluttes både loddeøje 1 og 2.

RESERVEDELSLISTE

R1	1 kOhm	
R2	220 Ohm	
R3	2,7 kOhm	
R4	120 Ohm	
R5	120 Ohm	
D1	AA 119 eller AA 143	germaniumdiode
D2	1N4148 eller BA 100	siliciumdiode
GL1	18–24 V/20–50 mA	glødelampe

DIAGRAM

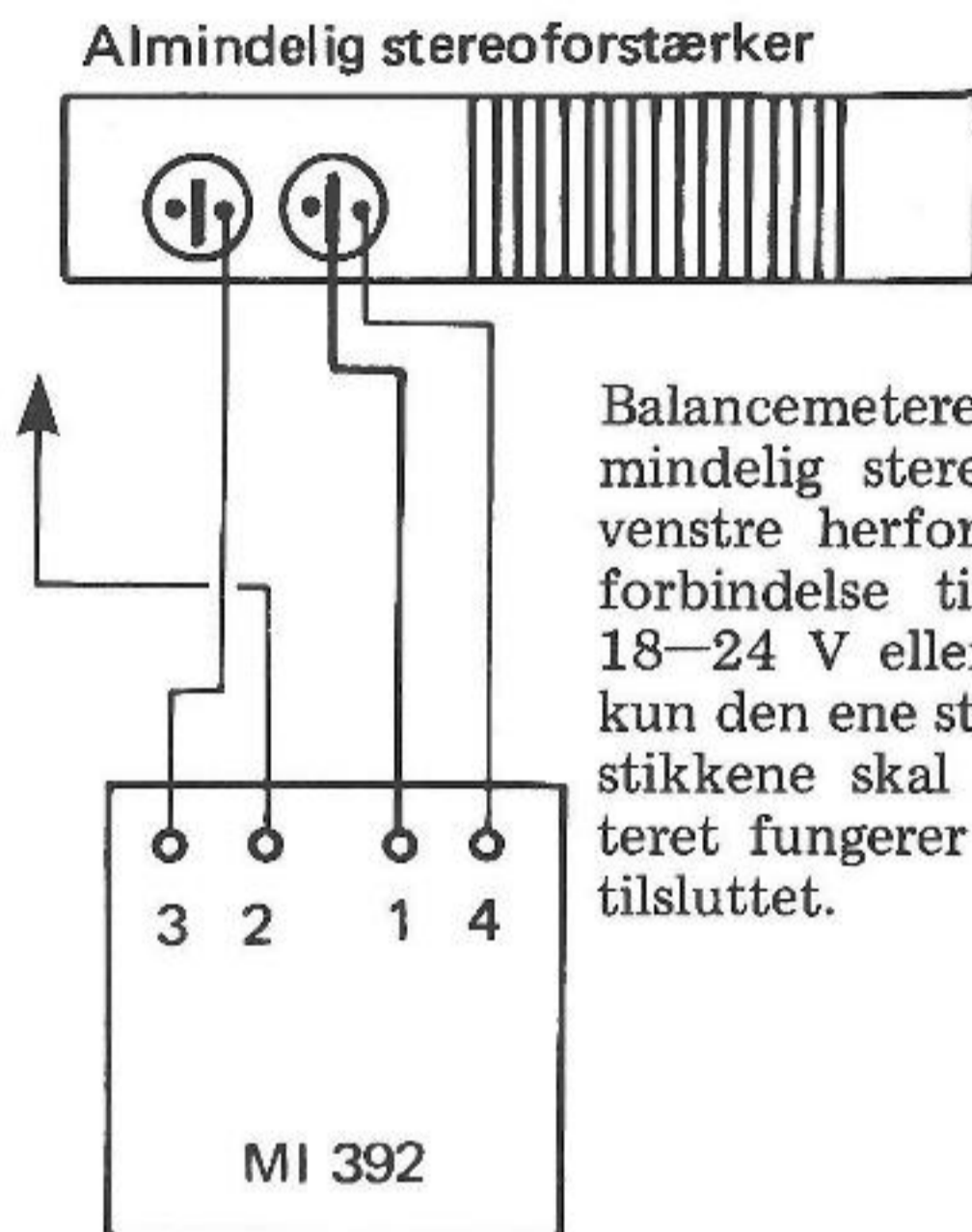


**TEKNISKE DATA**

Tilslutningsimpedans	4—8 Ohm
Fuldt udslag for 8 Ohm belastning (1,2 V)	200 mW
Dæmpning fra fuldt udslag til 0	1 sekund
Max. effektdifferens	10 W
Nøjagtighed plus/minus	10%

MI 392 er et universelt anvendeligt balance-meter til kontrol af stereosignalet fra en stereoforstærker. MI 392 kan tilsluttes direkte på stereohøjttalerudgangene, og følsomheden er så stor at selv udstyringer på omkring 1 W giver tydeligt aflæseligt sammenligningsgrundlag mellem højre og venstre kanal.

TILSLUTNING



Balancemeterets forbindelser til en almindelig stereoforstærker er vist til venstre herfor. Den sorte pil angiver forbindelse til lampespændingen på 18–24 V eller 40–60 V. Bemærk at kun den ene stelforbindelse i højttalerstikkene skal forbindes. Detektormeteret fungerer kun, når højttalerne er tilsluttet.

Loddeøje nr. 1 på MI 392 tilsluttes det ene (KUN det ene) ben på den ene kanal's nulledning — det er det store flade ben på højttaler-DIN-stik, medens det lillerunde ben fra HVER kanal (fasen) tilsluttes til 4 og 3 (IN A & B).

Deres balancemeter kan tilsluttes lys, hvis De har en spænding på 40–60 V eller 18 til 24 V til rådighed. Ved 40 til 60 V skal forstærkerens strømforsyningsledning tilsluttes loddeøje nr. 2 på MI 392. Ved 18 til 24 V kortsluttes modstanden R1. De må kun benytte EN ledning til forsyning af lampen. Den anden leder går gennem højttalerens nulledning. Hvis De ønsker at forsyne lampen med spænding fra et separat batteri eller en strømforsyning, kan De tilslutte spændingen til 1 og 2 på MI 392.

RESERVEDELSLISTE

- R1 1 kOhm
 R2 1 kOhm
 R3 1 kOhm
 R4 1 kOhm
 R5 1 kOhm
 C1 47 uF/6,3 V
 C2 47 uF/6,3 V
 D1 AA 143 eller AA 144
 D2 AA 143 eller AA 144
 GL1 18—24 V/20—50 mA glødelampe

DIAGRAM

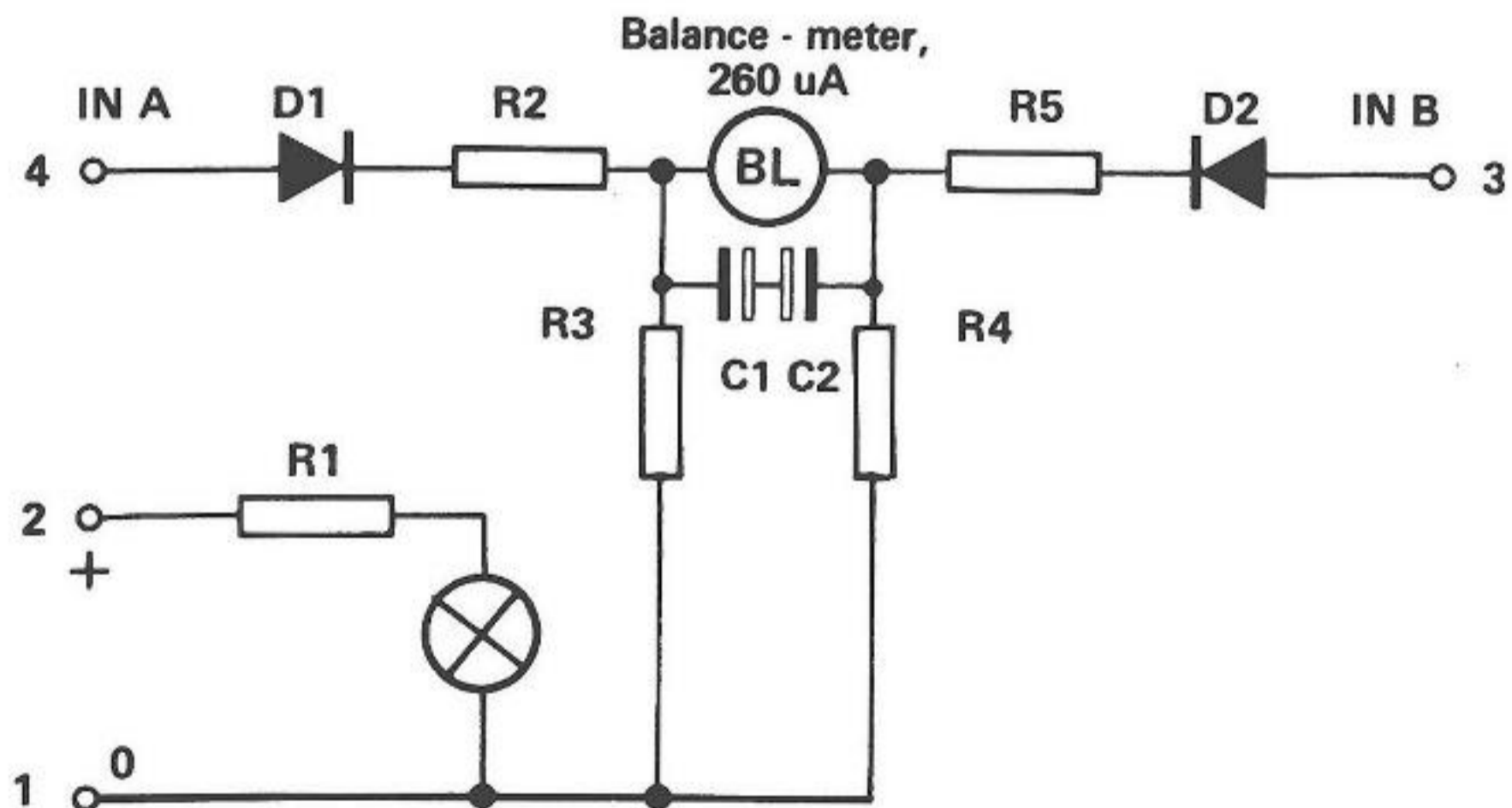
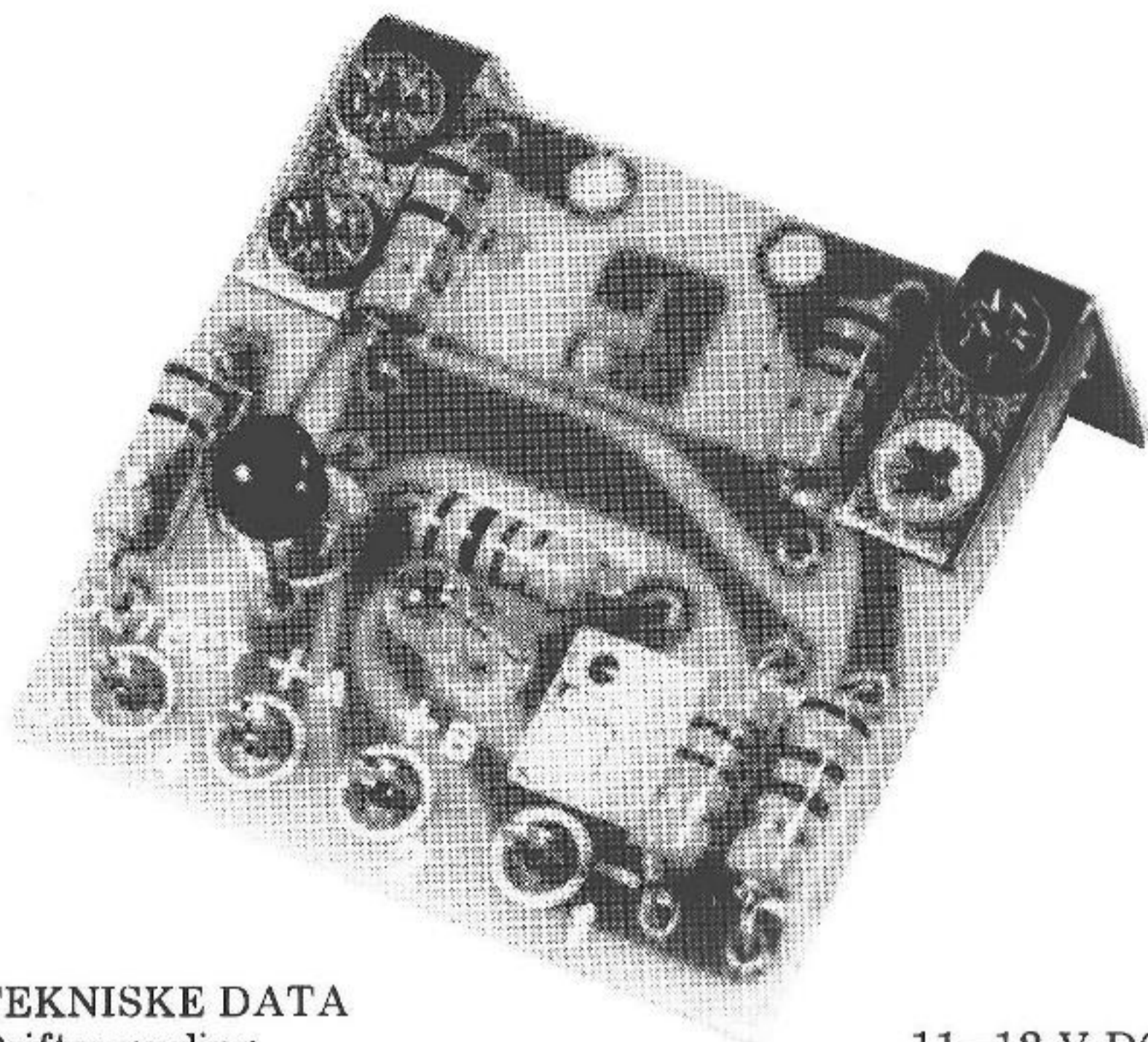


DIAGRAM MI 392 JOSTY KIT



TEKNISKE DATA

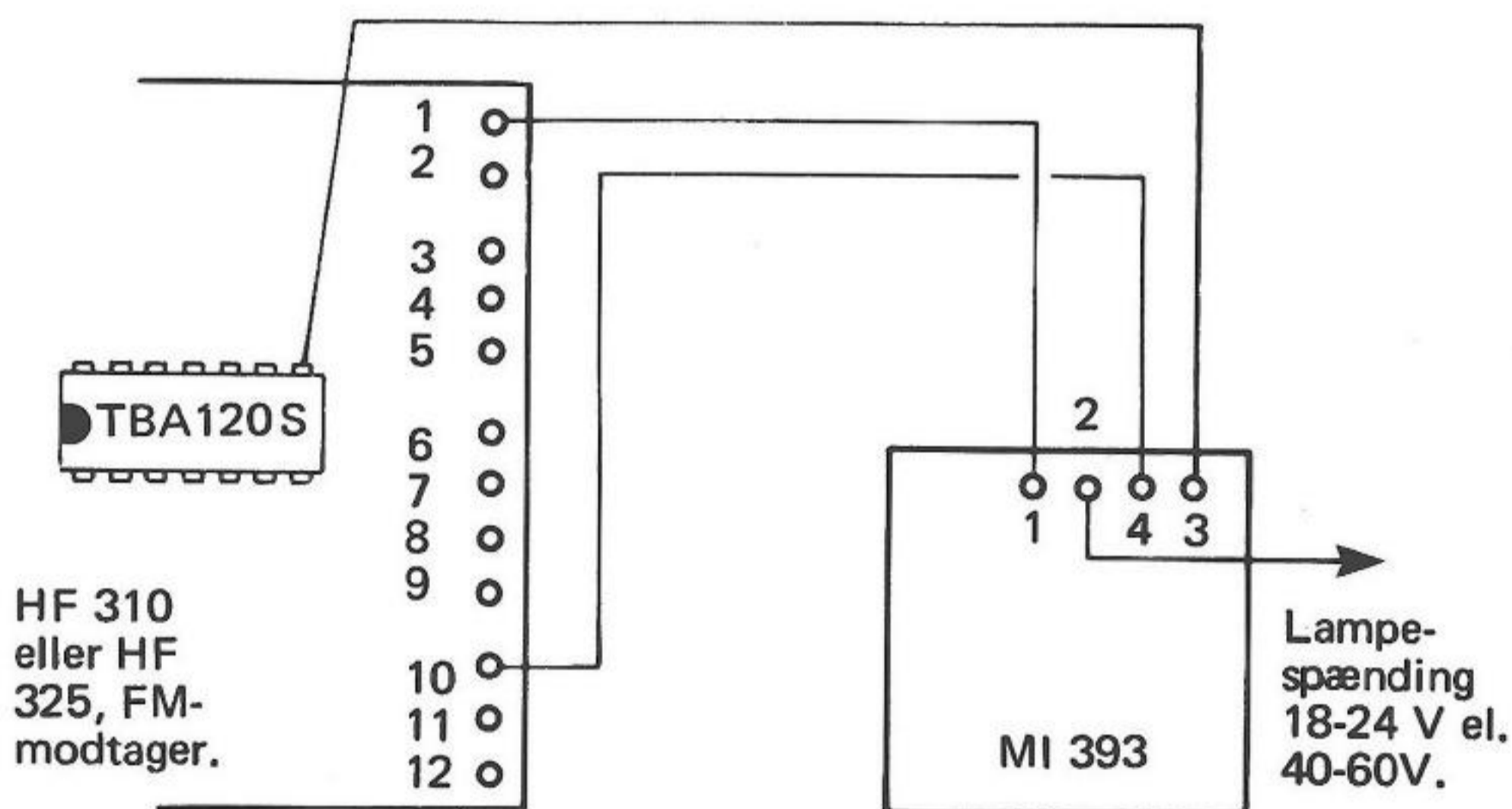
Driftspænding	11–12 V DC
Strømforbrug	5 mA
Måleområde ved visning	
–4/0/4 (differens over 6 V)	–0,5/0/0,5 V DC
Nøjagtighed plus/minus	10%
Tilslutning til JOSTYKIT HF 310 & HF 325.	

MI 393 er et detektormåleinstrument til brug sammen med enten HF 310 eller HF 325 FM-tunere.

Rigtigt forbundet, vil et detektormeter vise den korrekte indstilling af en FM-station. Instrumentet vil give udslag til den ene side, når stationen er indstillet skævt til denne side, og det vil give udslag til den anden side, når stationen er indstillet skævt til denne "anden" side. Kun når stationen er indstillet korrekt, eller når der ikke er indstillet på nogen station, vil instrumentet stå tæt ved midterstillingen.

TILSLUTNING

Nedenfor vises de nødvendige ledningsforbindelser mellem en JOSTYKIT FM-tuner og detektorinstrumentet MI 393.



Detektormeteret har 4 tilslutningsloddeøjne eller "terminalen". Nr.1 tilsluttes loddeøje 1 på HF 310 eller HF 325. Nr. 2 tilsluttes 40 til 60 V fra den benyttede strømforsyning. Nr. 2 forsyner lampen med strøm. Hvis De ikke har 40 til 60 V til rådighed, kan R1 kortsluttes, og lampespændingen vil være 18 til 24 V. Loddeøje 3 på MI 393 forbindes til den integrerede kreds' TBA 120 S' ben nr. 8. De kan lodde direkte på tunerprintets overside. Endelig skal MI 393's elektronik have plusspænding ind gennem loddeøje nr. 4. Denne plusspænding skal tages fra loddeøje nr. 10 på HF 310/325 printpladen.

RESERVEDELSLISTE

R1 1 kOhm

R2 100 kOhm

R3 10 kOhm

R4 5,6 kOhm

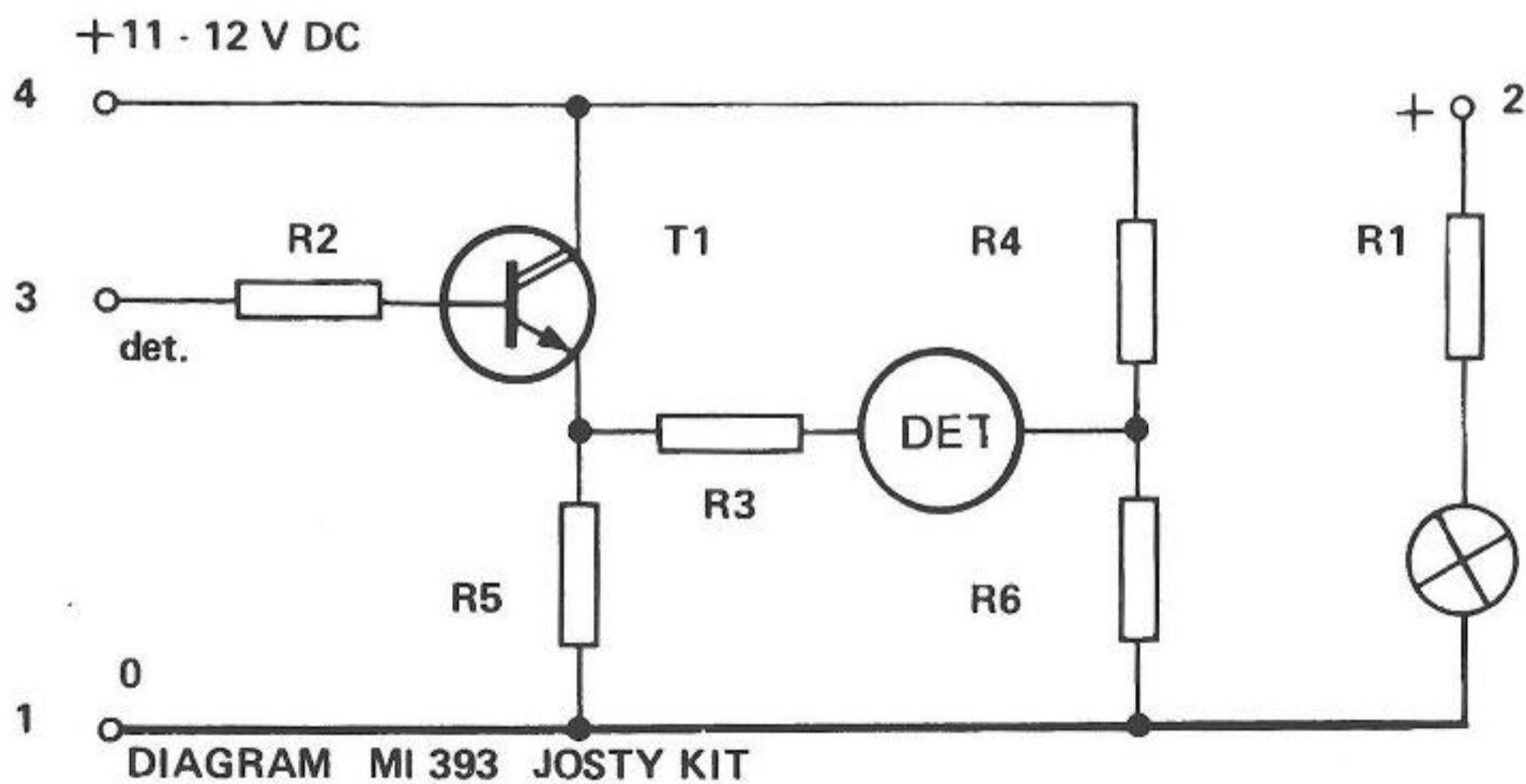
R5 4,7 kOhm

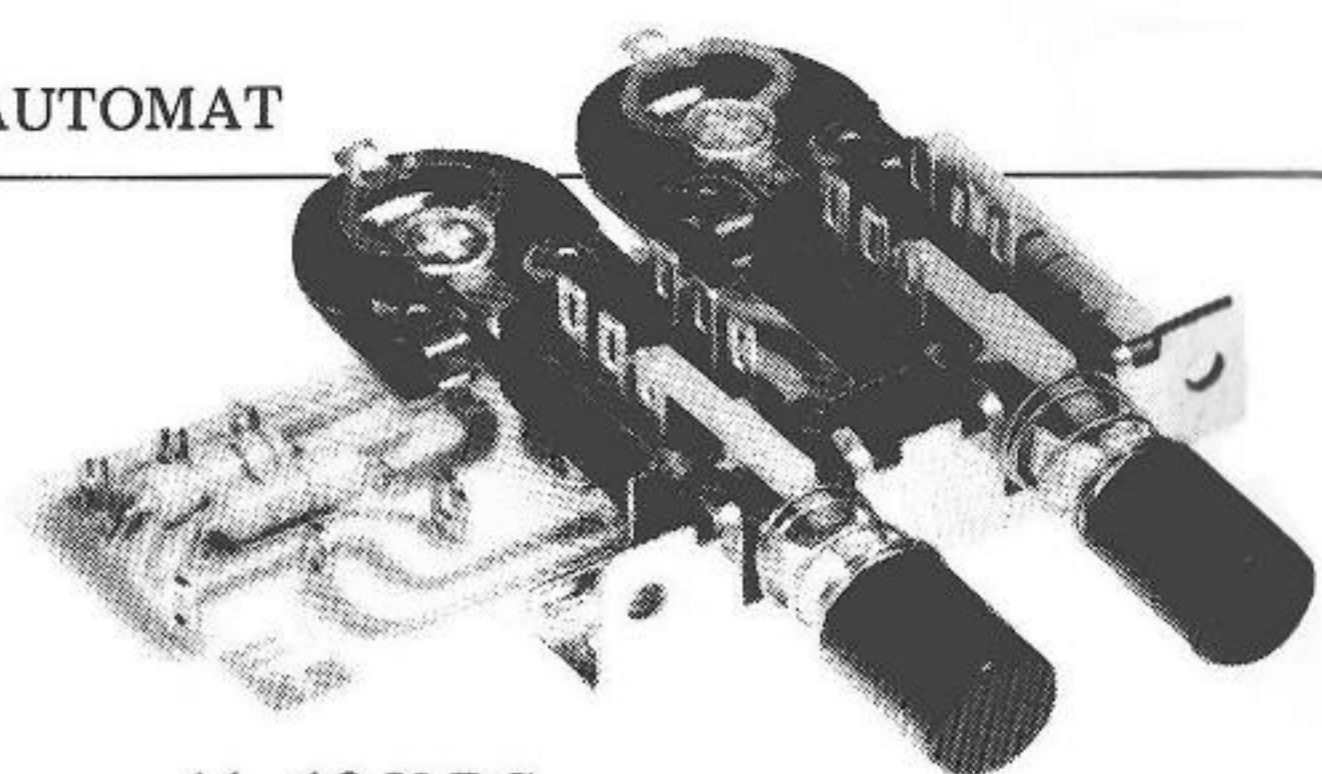
R6 5,6 kOhm

T1 JKT 1230

GL1 18-24 V/20-50 mA glødelampe

DIAGRAM



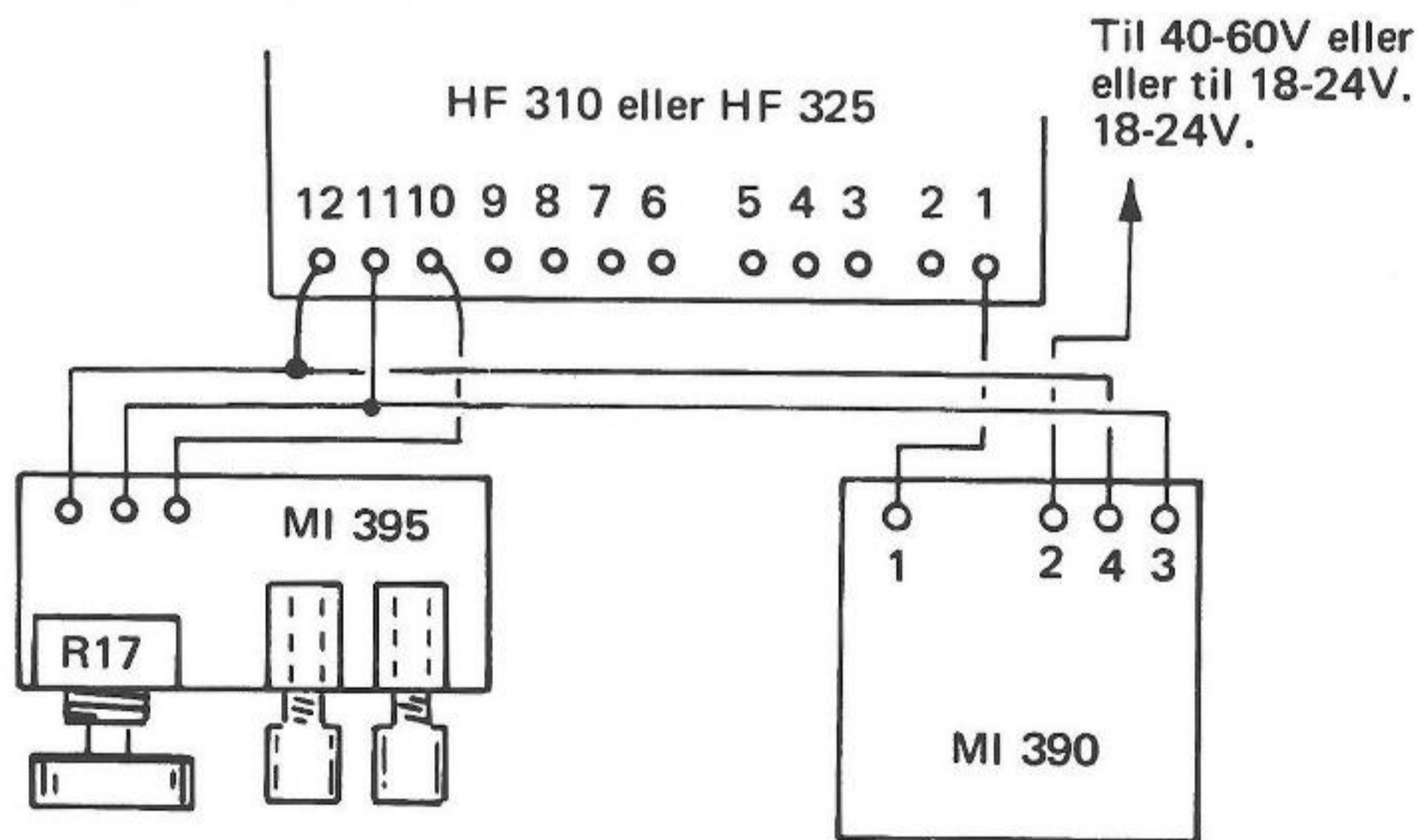


TEKNISKE DATA

Driftspænding	11–12 V DC
Justering A (totalafstemning)	87,5–108 MHz
Udveksling A	4:1 x 300°
Justering B (fast station)	88–94 MHz
Udveksling A & B	1 x 240°
Justering B (fast station)	93–99 MHz

Tilslutning til JOSTYKIT HF 325, HF 310 & MI 391.

MI 395 stationsautomat er en lille enhed til fastindstilling af to FM-stationer og drejeindstilling af en. MI 395 anvendes fortrinsvis sammen med tuningmeteret MI 390 til FM-tunerne HF 310 eller HF 325.

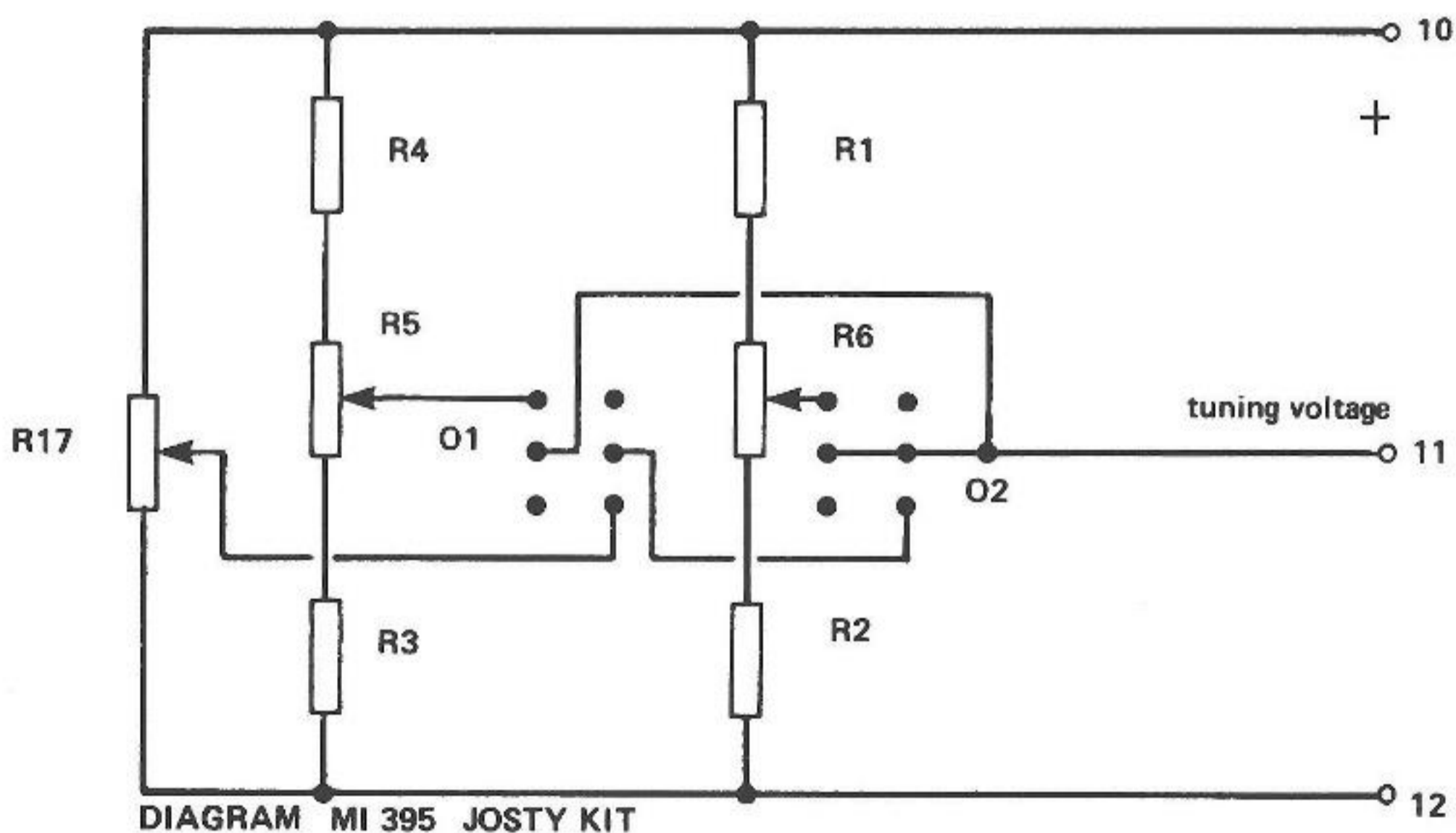


På tegningen ovenfor vises, hvorledes man tilslutter både stationsautomaten og tuningmeteret MI 395 og MI 390 til en af JOSTYKIT's FM-tunere HF 310 eller HF 325.

Loddeøjnene 10, 11 og 12 tilsluttes de tilsvarende loddeøjne, 10, 11 og 12 på selve FM-tuneren HF 310 eller HF 325.

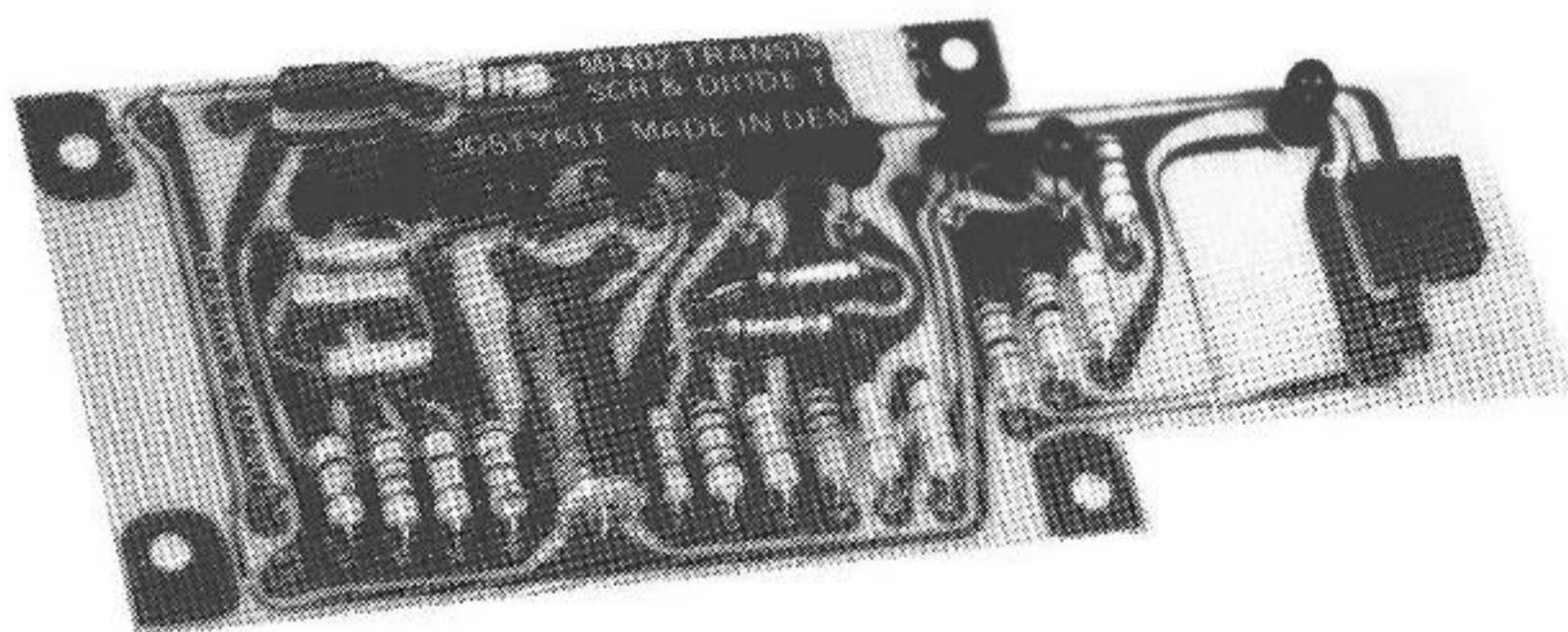
Afstemningsautomaten er nu færdigsamlet, og er den tilsluttet korrekt fungerende byggesæt, vil man kunne vælge mellem to faste stationer ved indtrykning af 01 eller 02. 01 stationen indstilles på R5 og 02 stationen indstilles på R6. Bemærk at tunerautomaten er konstrueret således at R5 kun kan indstilles i den lave del af FM-båndet, medens R6 indstiller den mellemste del. Da der kun ligger få eller ingen stationer har vi valgt at lade R17 drejepotentiometeret dække hele FM-båndet (se typiske data på forsiden).

Ved HALV indtrykning af enten 01 eller 02 udløses begge, og nu vil KUN R17 drejepotentiometeret være i funktion. Hvis De benytter udvekslingsdrevet til R17, vil nøjagtig stationsindstilling være let, idet man skal dreje næsten 4 hele omgange for at gennemløbe potentiometerbanen.



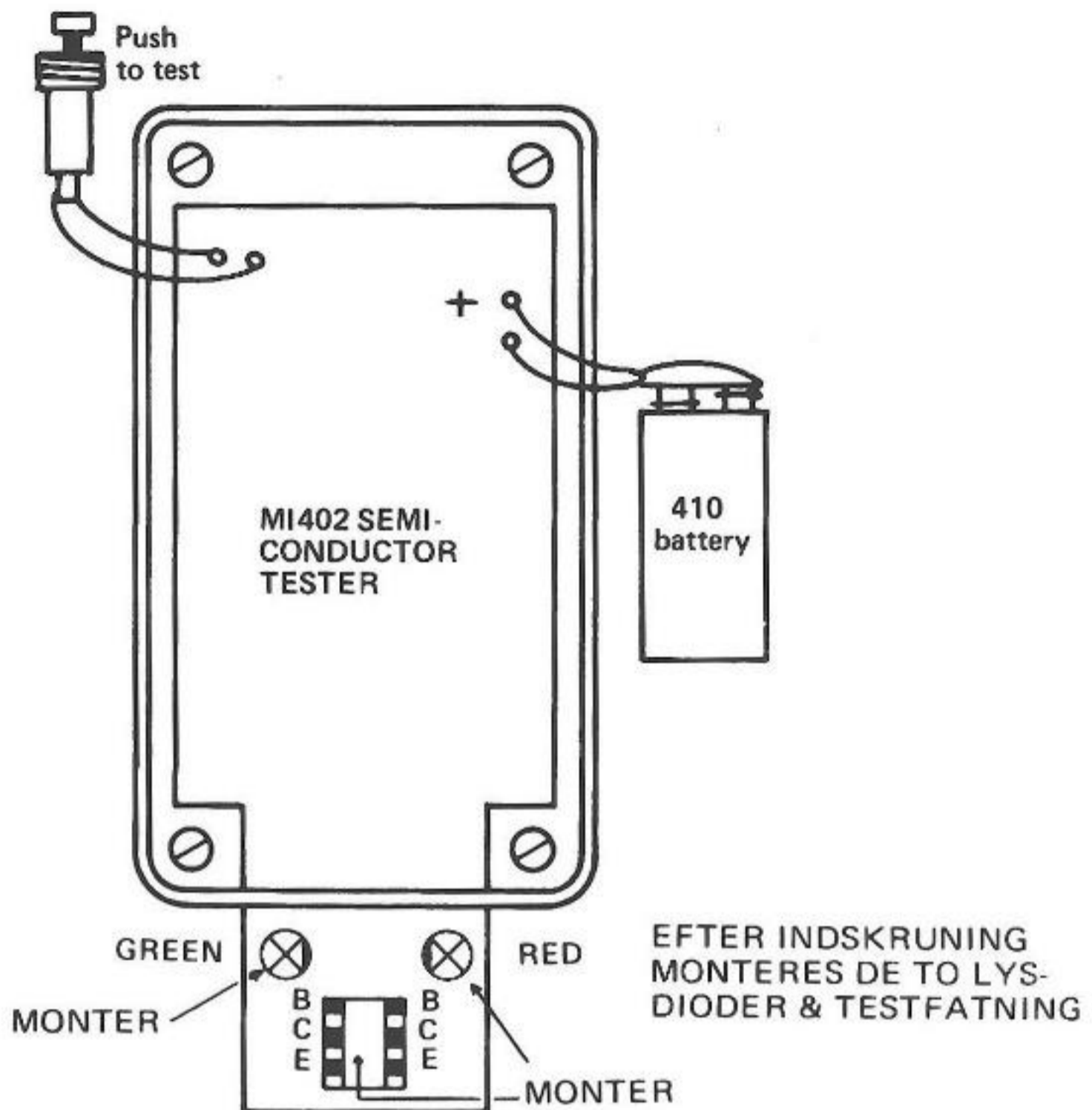
R1	82 kOhm
R2	180 kOhm
R3	330 kOhm
R4	39 kOhm
R5	100 kOhm
R6	100 kOhm

01	2 elementer	2 skifte gensidig udløsning
02		



TEKNISKE DATA

Driftspænding (batteri)	9-12 V DC
Strømforbrug	50-75 mA
Blinkfrekvens	1-2 Hz
Testfrekvens ca.	1 kHz
Måleemner	Germaniumtransistorer NPN & PNP siliciumtransistorer NPN & PNP darlingtontransistorer NPN & PNP thyristorer SCR, FET'er, dioder og zenerdioder



På billedet ovenfor ser De, hvorledes MI 402 mest praktisk kan indbygges i plastboxen MI402CH. Printpladens ene ende stikker ud af boxen med TESTFATNING og LYS-DIODER.

Som batteri kan man f.eks. benytte et almindeligt »410«, som batterilås en F401 og som trykknop for TEST et ringetryk E191/2.

Når ledningstilslutningen er foretaget som vist ovenfor, er MI 402 halvledertesteren klar til brug.

Signaturen for lys er: ⊗

for blink: ⊙

Intet: ○

1. SILICIUM NPN OG GERMANIUM NPN TRANSISTORER

TESTFATNINGEN på MI 402 printpladen passer til de fleste »flade» effektransistorer som direkte indstik. Almindelige småsignal-transistorer bukker man benene på.

TESTEN sker ved at man sætter transistoren korrekt i fatningen. Derefter trykker man på TEST-knappen, og den grønne lysdiode skal da tænde og den røde forblive slukket.

Hvis den ene af lysdioderne afgiver en ganske svag blinken, regnes dette som »slukket». Varierende batterispænding vil medføre den nævnte ubetydelige misvisning. Vender man C og E på en NPN transistor under test, vil den røde lysdiode lyse op i stedet!

FET-transistorer af JUNCTION typen testes som en almindelig NPN transistor, hvor DRAIN regnes som C, GATE som B og SOURCE som E. Vil man prøve FET'ens højohms indgangsimpedans, testes blot Drain i C og Source i E, og man berører gaten med en finger, hvorefter den grønne lysdiode vil lyse op.

2. SILICIUM PNP OG GERMANIUM PNP TRANSISTORER

PNP transistorer testes på samme måde som man tester PNP transistorer. For PNP transistorer vil man dog altid få rødt lys, hvis transistoren er i orden og vendt korrekt. Hvis man ombytter C og E under testen, vil den grønne lysdiode lyse op alene - som om det var en NPN transistor.

Det »normale» lys for en defekt PNP transistor, eller for den sags skyld en NPN transistor, er lys eller intet lys i BEGGE lysdioder.

3. NPN DARLINGTON TRANSISTORER

Testes en korrekt vendt DARLINGTONTRANSISTOR, der er i orden, vil »NPN-lysdioden» (D2-grøn), der før blot lyste, nu blinke, og »PNP-lysdioden» (D1-rød) vil lyse konstant.

Den konstant lysende røde lysdiode vil variere lidt i lysstyrke, når den grønne blinker!

Ombyttes C og E på en NPN DARLINGTON, vil den grønne D2 lyse konstant.

4. PNP DARLINGTON TRANSISTORER

Er det en PNP DARLINGTON TRANSISTOR, DER TESTES, vil den røde diode D1 blinke og den grønne D1 blot lyse konstant.

Den konstant lysende grønne lysdiode vil variere lidt i lysstyrke, når den røde blinker!

Ombyttes C og E på en PNP DARLINGTON, vil den røde D1 lyse konstant.

5. DIODER, ZENERDIODER OG LYSDIODER

Både dioder, zenerdioder og lysdioder testes ved at man sætter de to tråde til C og E i testfatningen. Det giver enten lys i den grønne eller lys i den røde lysdiode.

Når man derefter vender dioden om til E og C, vil lyset byttes fra den først lysende lysdiode til den anden.

6. SCR-THYRISTORER

En SCR-THYRISTOR, eller på dansk: en styret ensretter, testes ved at man sætter GATE til B, ANODEN til C og KATODEN til E. En fungerende SCR vil da give rent grønt blink i D2 - hvilket iøvrigt svarer nøje til en NPN transistor bortset fra blinket.

7. TRIAC

En TRIAC er i virkeligheden blot to modsat vendte SCR'er. Man vil derfor få blink fra begge lysdioder, hvis den testede TRIAC er i orden. Andre indikationer viser, at komponenten er defekt!

DIAGRAMMET MI 402 DK

MI 402 er opbygget med to multivibratorer.

Den ene, med transistorerne T1 og T2, arbejder på omkring 1 kHz og leverer VEKSELSPÆNDING gennem C3 til de efterfølgende trin (4,5 V AC).

T4 og T5 er et komplementært udgangstrin, der sørger for en lav udgangsimpedans for C3, således at der kan leveres tilstrækkeligt med effekt.

Enhver plus og minus impulserne vil nu kunne passere dioderne D2 og D1.

Hvis en positiv strøm løber gennem C på en NPN transistor, vil der på samme tid kunne komme basisstrøm gennem R14 (27 kOhm), og er transistoren i orden, vil den trække tilstrækkeligt med strøm til at den positive lysdiode D2 (grøn) kan lyse.

En negativ strøm til samme transistor vil ikke medføre lys i D1, fordi transistoren spærrer.

Almindeligvis er en transistor helt afbrudt eller helt kortsluttet, og i det første tilfælde vil ingen af dioderne lyse, mens de begge vil lyse i det andet tilfælde. Andre kombinationer kan dog også forekomme, når een diodestækning er defekt og een i orden.

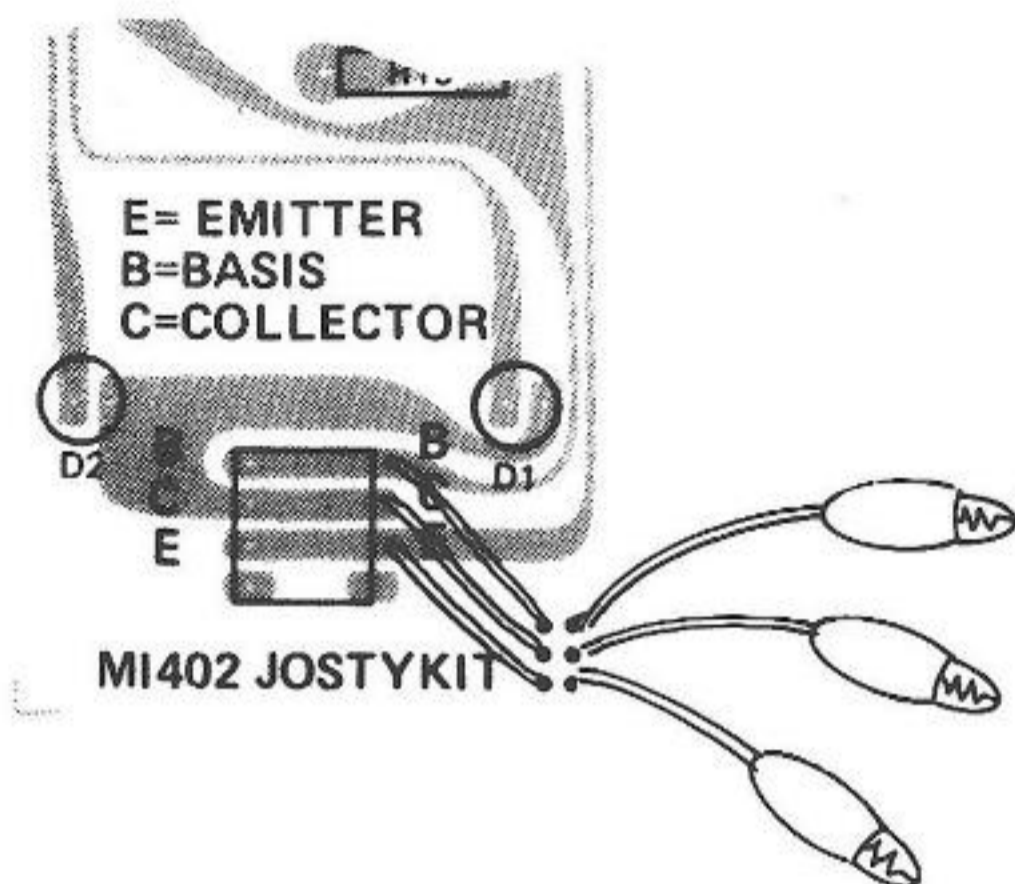
Multivibratoren med T5 og T6 er langsomtløbende (1-2 Hz). Den åbner og lukker for basisstrømmen til transistoren under test. Indsætter man en darlington transistor vil den behøve både højere strøm og spænding end en almindelig transistor, fordi der i en darlington transistor er indbygget BE modstande på nogle kOhm, og fordi der er 2 BE-strækninger til O.

Da en darlington transistor også i langt de fleste tilfælde er forsynet med en CE-diode i spærreretningen, vil den få den modsat polariserede diode til at lyse konstant. Multivibratoren får den medfasepolariserede lysdiode til at blinke.

Når man tester en SCR, skal der en noget større styrestrøm til at åbne den. Den vil derfor blinke som en darlington transistor, men da der ikke er nogen spærrediode over, vil den anden diode IKKE lyse.

En TRIAC er opbygget som to krydskoblede SCR'er, hvorfor begge dioder vil blinke, jævnfør teorien for SCR-test.

TEKNISKE TIPS MI 402 DK



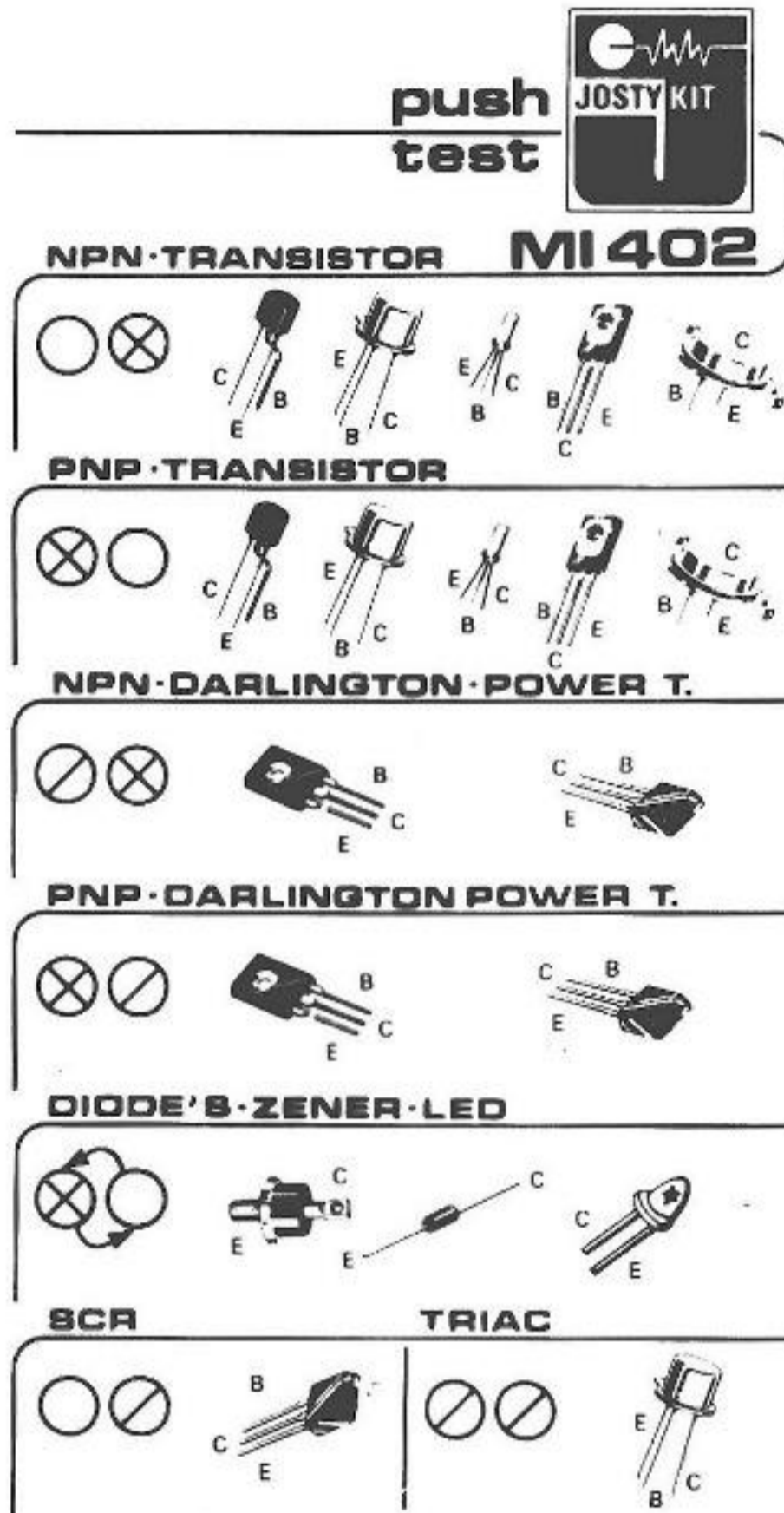
De fleste former for dioder eller transistorer kan testes på MI 402 ved brug af den lille »MINI-DIP«-sokkel. Der er dog en lang række halvledere med mere eller mindre besynderlige »huse«, som ikke kan puttes i MINI-DIP-soklen (TO-3 etc.).

Vi kan derfor anbefale, at man køber en pakke små »krokodillenæb« og klipper det ene næb af i hver af farverne - rød, gul, sort. I den anden ende lodder man rød til C-collector, gul til B-basis og sort til E-emitter.

I praksis vil der ydermere være en fordel om man borer 2.3 små huller på omkring 2 mm i printpladens yderkant ved »KIT« i JOSTYKIT navnet. Ledningerne med krokodillenæbene kan da trækkes gennem disse huller, der virker som trækaflastning.

Se den lille tegning ovenfor.

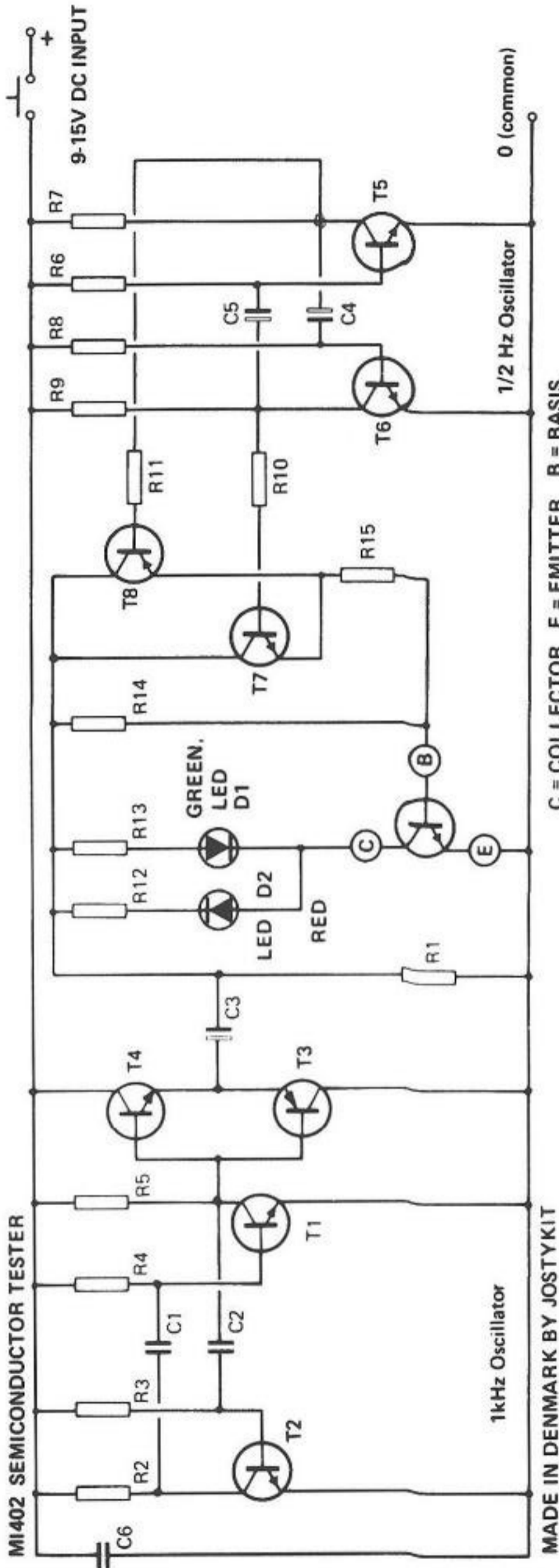
På den følgende side angives BASIS, COLLECTOR & EMITTER for et antal almindelige standardhalvledere. Vi håber, at det kan være Dem til hjælp ved undersøgelse af defekte komponenter.



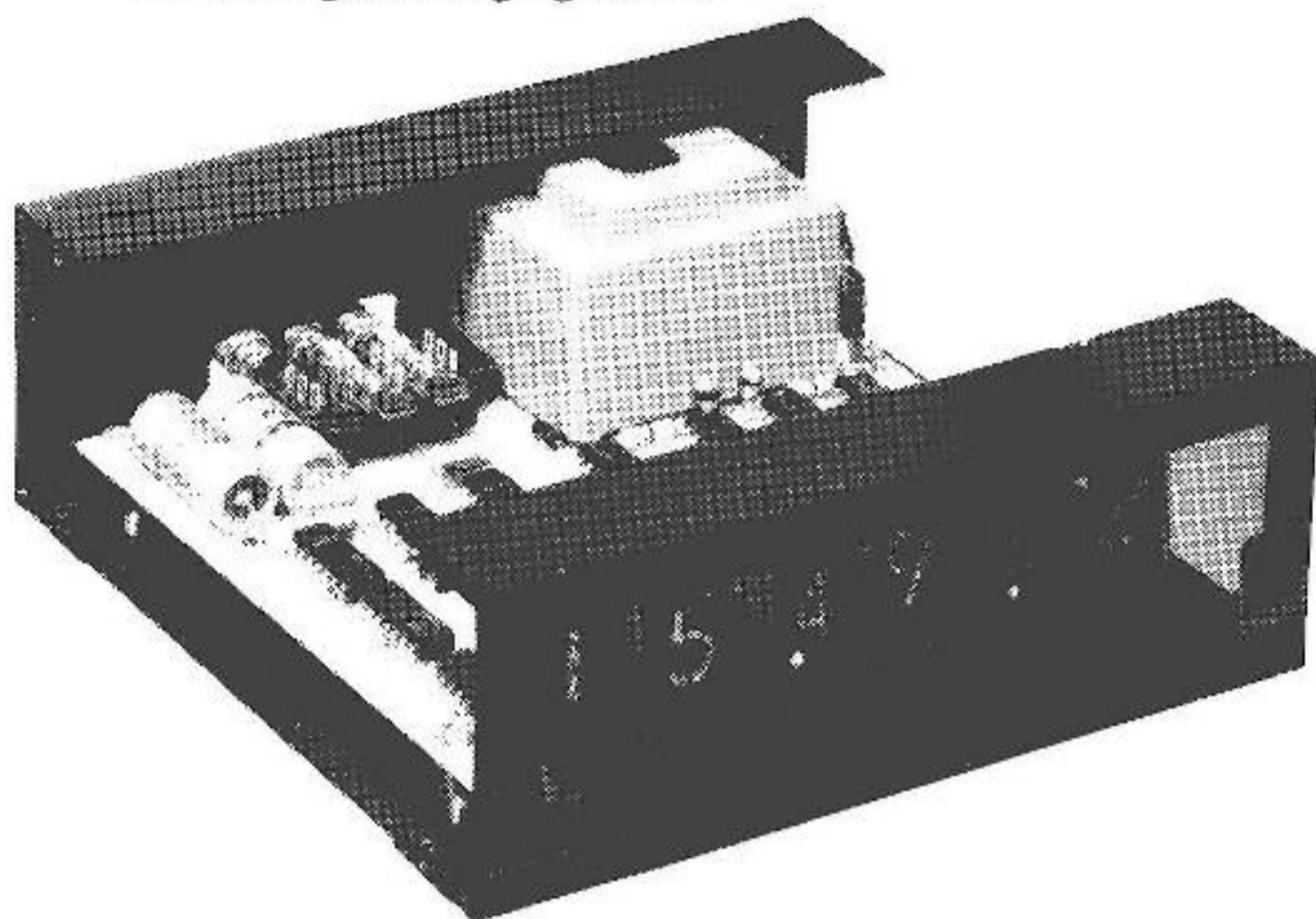
KOMPONENTLISTE MI 402 DK

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

DIAGRAM



NB: MI450 lagerføres ikke længere som JOSTYKIT byggesæt, men er medtaget af indlæringsmæssige grunde.



For at forstå den teoretiske funktion af MI 450-uret er det nødvendigt med nogen forklaring på, hvorledes de enkelte integrerede kredsløb arbejder.

En integreret kreds af TTL-typen, TTL-Transistor Transistor Logics, er karakteriseret ved et sandhedsskema og en tilslutningsforskrift. Følges disse forskrifter nøje, vil en TTL-kreds fungere ganske, som den er koblet.

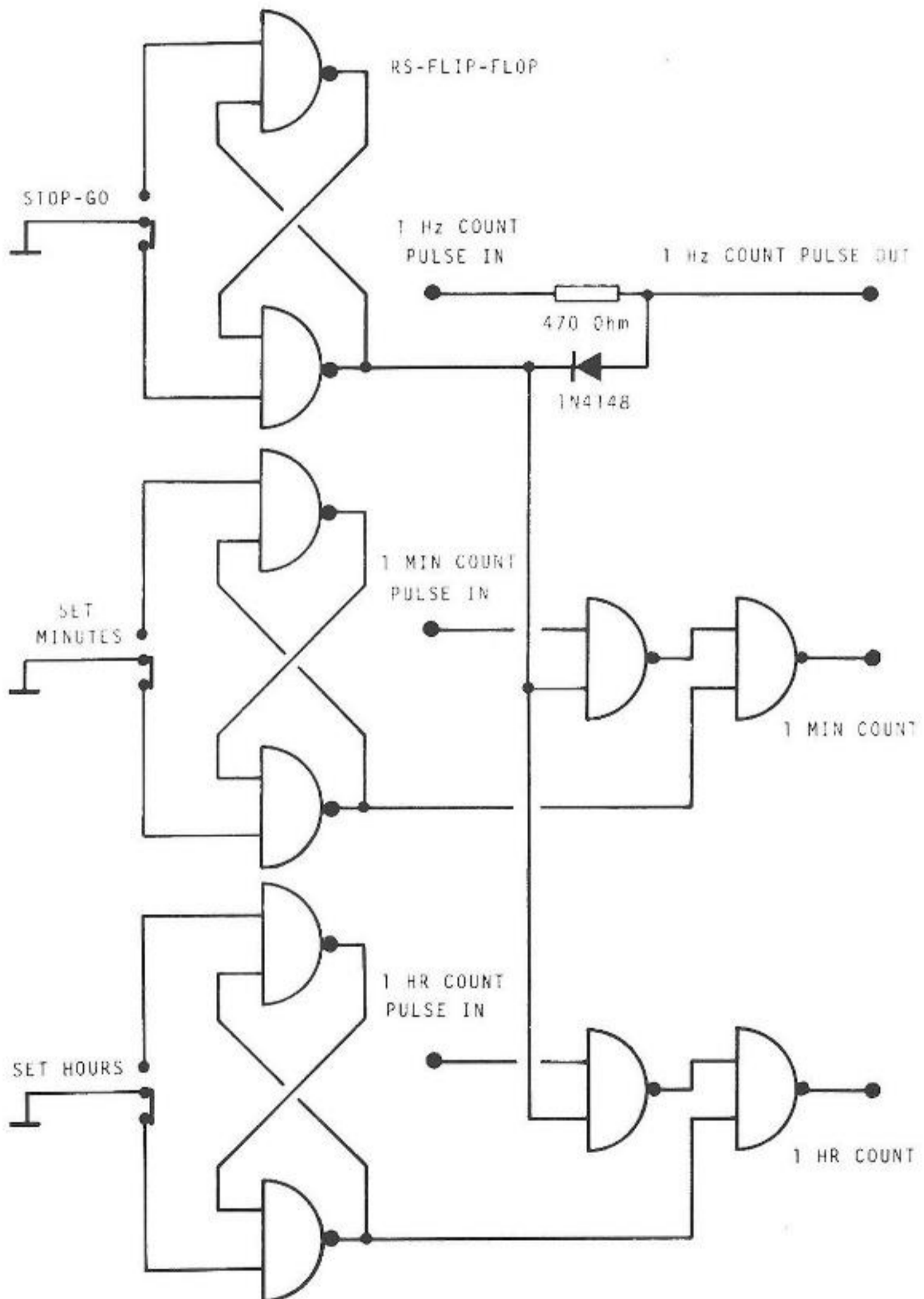
Alment gælder om TTL-kredse, at de skal forsynes med en spænding på 5 Volt, plus-minus 0,25 Volt. Til krævende formål må man da benytte stabiliserede strømforsyninger. Det gælder ikke MI 450.

Arbejdstemperaturen for en TTL-kreds skal ligge mellem 0 og 70° C.

Alle udgange fra TTL-kredse kan kobles direkte til andre TTL-kredse's indgange og en udgang kan normalt "trække" 10 indgange.

Cifferrørene, som JOSTY KIT anvender, er af NIXI-typen. Hvert tal er en lille lysende tråd. Sådanne rør arbejder med spændinger på mellem 130 og 170 volt DC.

Til disse høje reguleringspændinger har man udviklet en speciel integreret kreds, som kan tåle at arbejde med NIXI-rør. 7441/141.



SCHMITT-TRIGGEREN 7414 benyttes til at omforme 50 Hz sinusimpulserne fra netforsyningen til firkantimpulser, som resten af IC-erne kan arbejde med.

50 Hz signalet taget fra den brokoblede ensretter D2. Foruden at omforme sinusformede spændinger i at komme ind til tællekredsene, så uret ikke SPRINGER, d.v.s. tæller forkert.

Køleskabe, vaskemaskiner og TV's støjimpulser kan nemlig ofte være af størrelsesorden 1000 volt.

For mere udførlige data om TTL-kredse, se JOSTYKIT's FABRIKSKATALOG:

H = Positiv indgang (5 V)
eller ikke forbundet.

L = Nul indgang, det vil
sige stel-minus-forbundet.

DEKADETÆLLEREN 7490 modtager signalet fra schmitt-triggeren 7413. Dekadetælleren kan kobles til at dividere med 2, 5 eller 10. Den første efterkoblede dekadetæller i MI 450 deler netfrekvensen ned til 5 Hz.

Den efterfølgende dekadetæller IC 13 er også en 7490, som er koblet til deling med 5. Herved fremkommer grund-tællefrekvensen 1 Hz.

1 Hz impulsen går til første udlæsende dekadetæller, IC 7 type 7490. Denne kreds tæller, som alle digitale kredse i 2-tal-systemet, og for at omsætte de 4 udgange fra denne kreds til forståelige tidsangivelser i 10-tal-systemet, benyttes en dekoder af 7441 eller 74141 typen.

Denne kreds indeholder foruden dekodningskredsløbet også udgangstrin, som direkte kan trække NIXI-rørene.

Fra første dekadetæller føres udgangsimpulserne til IC 8, som også er af 7490-typen. Denne kreds nulstilles, når den når til 6. I stedet for at vise 6, kommer den da til at vise 0. Det svarer til, at det nærmeste sekundtal efter 59 er 00 og ikke 60.

Samtidig med at IC 8 nulstilles, overføres en tælleimpuls til den efterfølgende IC. Det svarer til, at 60 sekunder giver et minut, hvilket vises på det første minutrør.

Nulstillingen foregår utrolig hurtigt. Man når overhovedet ikke at se tallet 60, men kun 00.

Første cifferdekade i minuttælleren fungerer som første dekade i sekundtælleren, og anden dekade i minuttælleren fungerer som anden dekade i sekundtælleren.

Timetællingen volder flere vanskeligheder, idet første time-tæller skal vise 9 to gange til 19, og dernæst tallet 3 og 0,

således at uret aldrig kommer til at vise 24 00 00, men går fra 23 59 00 til 00 00 00.

Anden timetæller er ikke udformet som en almindelig dekadetæller, men som en dobbelt flip-flop, der kan tælle til 3 i rækkefølgen 0, 1, 2, 3.

Til dekodningen af anden timetælledekade benyttes den almindelige 7441/141. I praksis benyttes den kun delvis, men der er alligevel ikke sparet noget ved at anvende diskrete komponenter.

Justeringskredsløbet har vi ikke omtalt - det har vi nemlig »skilt ud», for at De nemmere kan forstå virkningen.

Man benytter 3 såkaldte RS-flip-flop's opbygget over de 4-dobbelte gates 7400.

Når kontakten står i den ene stilling, vil FLIP-FLOP'en straks antage en tilsvarende stilling på udgangen uafhængigt af, hvor mange berøringer der senere vil komme. Den modsatte stilling er ligeså stabil.

Første impuls vil straks give omslag til stabilt potentiale. Ovenfra og ned på diagrammet ses STOP-RS-FLIP-FLOP, MINUT-RS-FLIP-FLOP og TIME-RS-FLIP-FLOP.

Når STOP-RS-FLIP-FLOP'ens udgang »går low» (nul spænding), vil indgangssignalet blive kortsluttet - uret går ikke. Samtidig går en indgang på både MINUT-gate og Time-gate low. Det betyder, at der er lukket af for sekund- og minut-overføringer.

Når disse gates-udgange er »high» (spænding), betyder det samtidig, at ændringer fra MINUT-RS-FLIP-FLOP'en og TIME-RS-FLIP-FLOP'en vil overføres på dekadetællerne. Uret stilles.

Slippes STOP-RS-FLIP-FLOP'en vil sekundimpulserne overføres, stille impulserne stoppes og sekund/minut- og minut/time-dekaderne sammenkobles. Uret går!

ET DIGITALUR SKAL STILLES SOM ALLE ANDRE URE:

Uret har 3 omskiftere til indstilling af tiden:

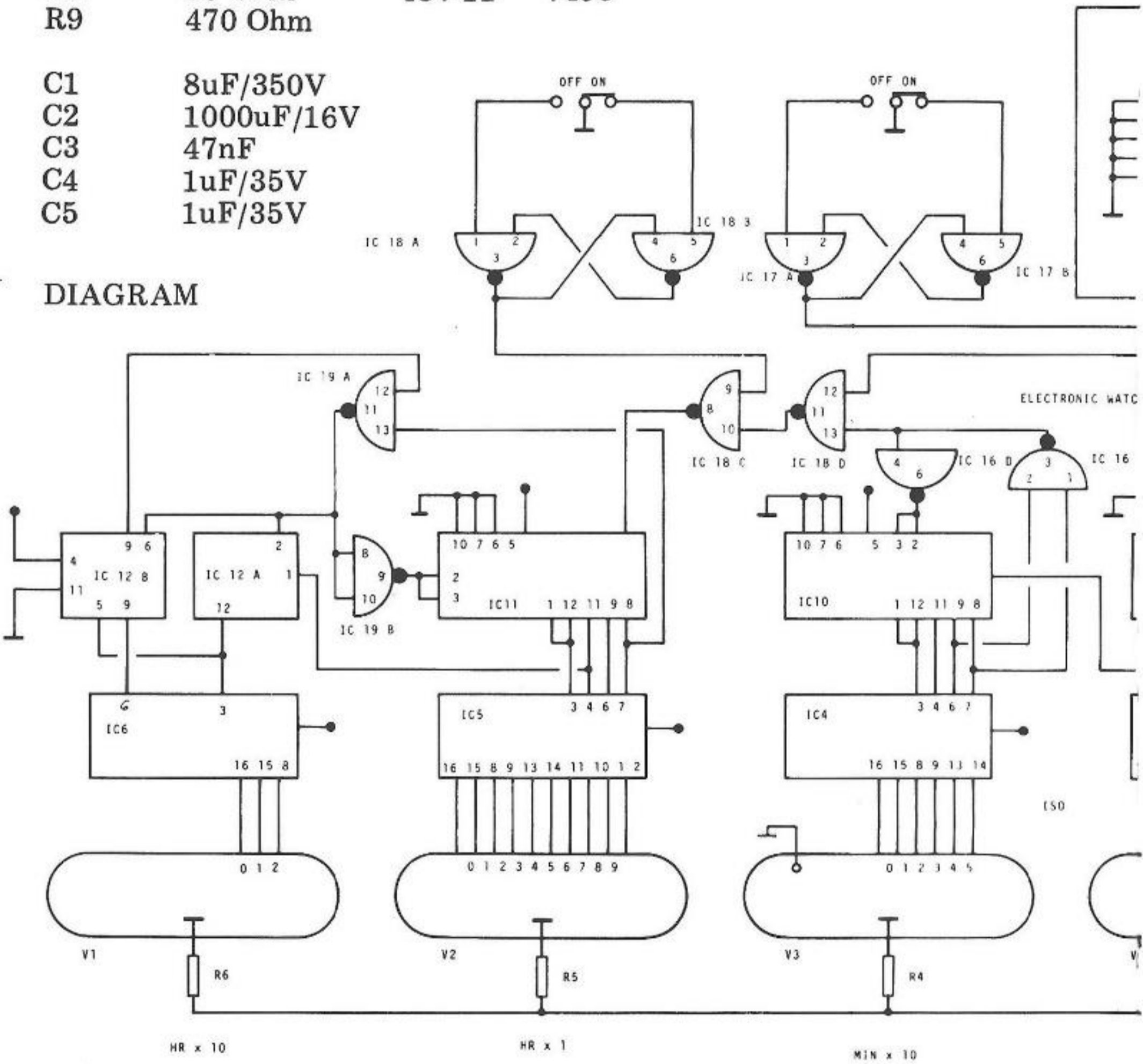
- 03 som er forsynet med en rød eller grå knap, stopper og starter uret.
- 01 som er forsynet med en sort knap, stiller minuttallet et ciffer frem for hvert tryk.
- 02 som også er med sort knap, stiller timetallet et ciffer frem for hver aktivering.

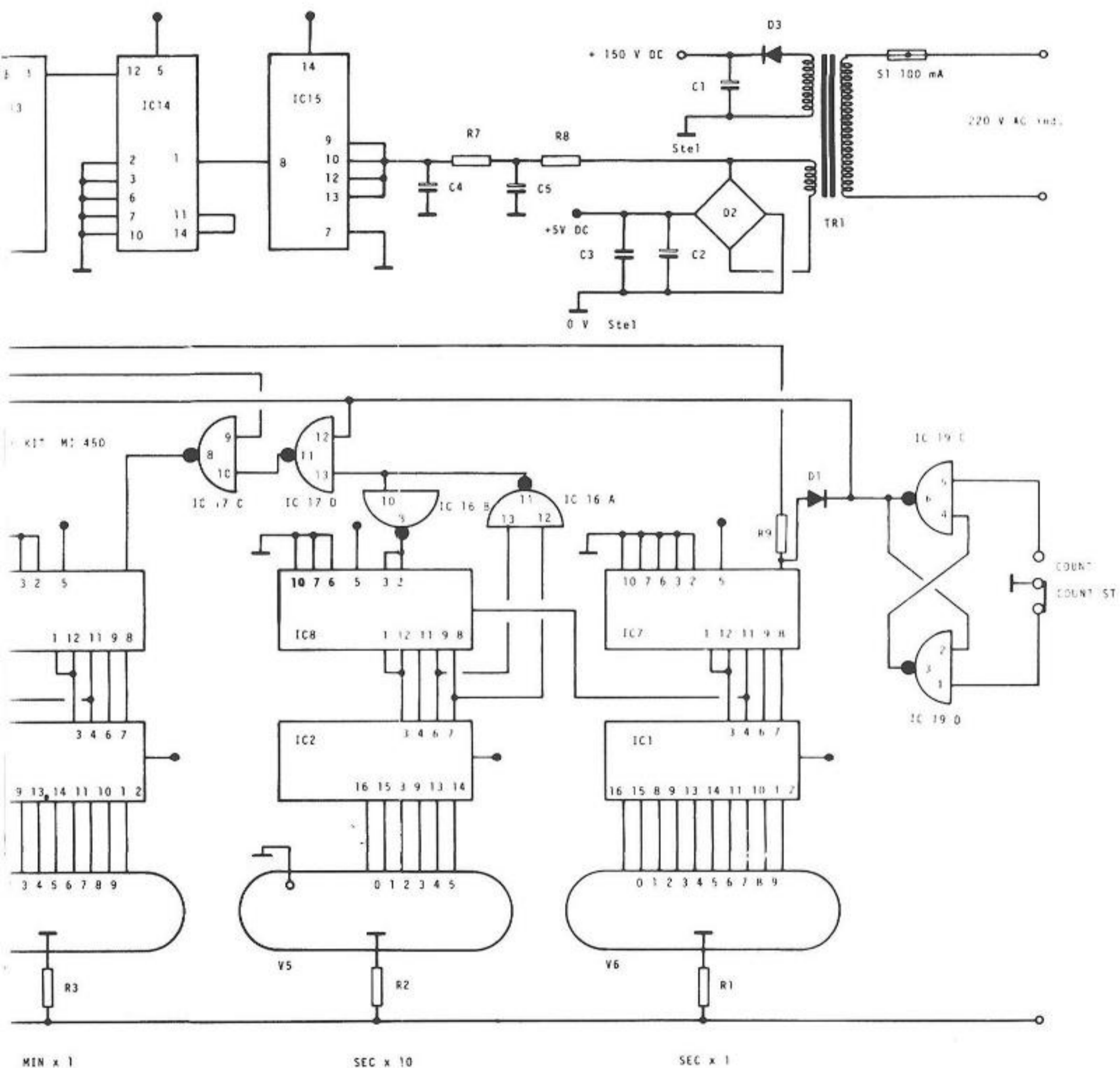
Uret indstilles bedst efter »frøken klokken» på telefon eller radio.

KOMPONENTLISTE

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				

DIAGRAM



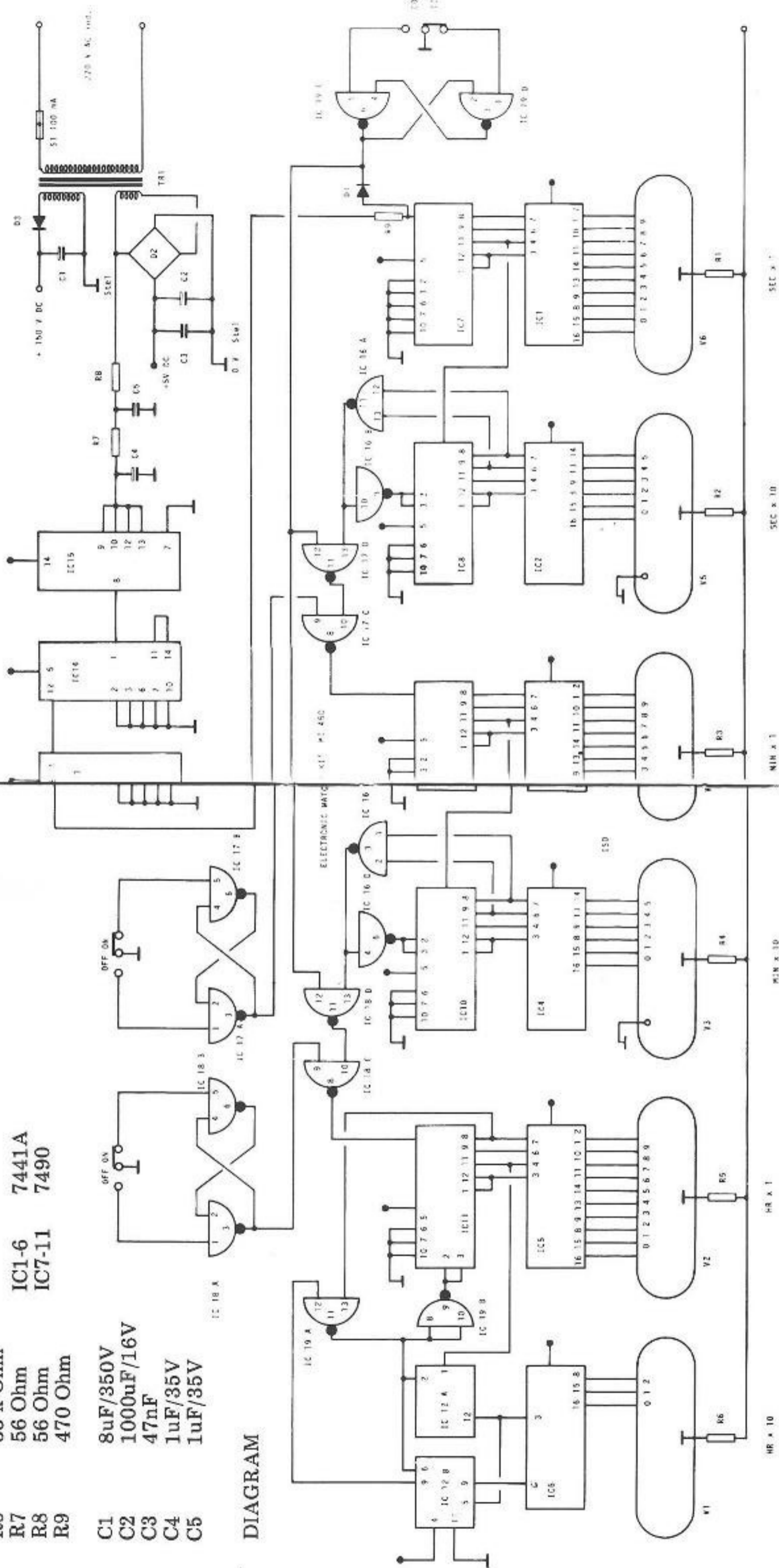


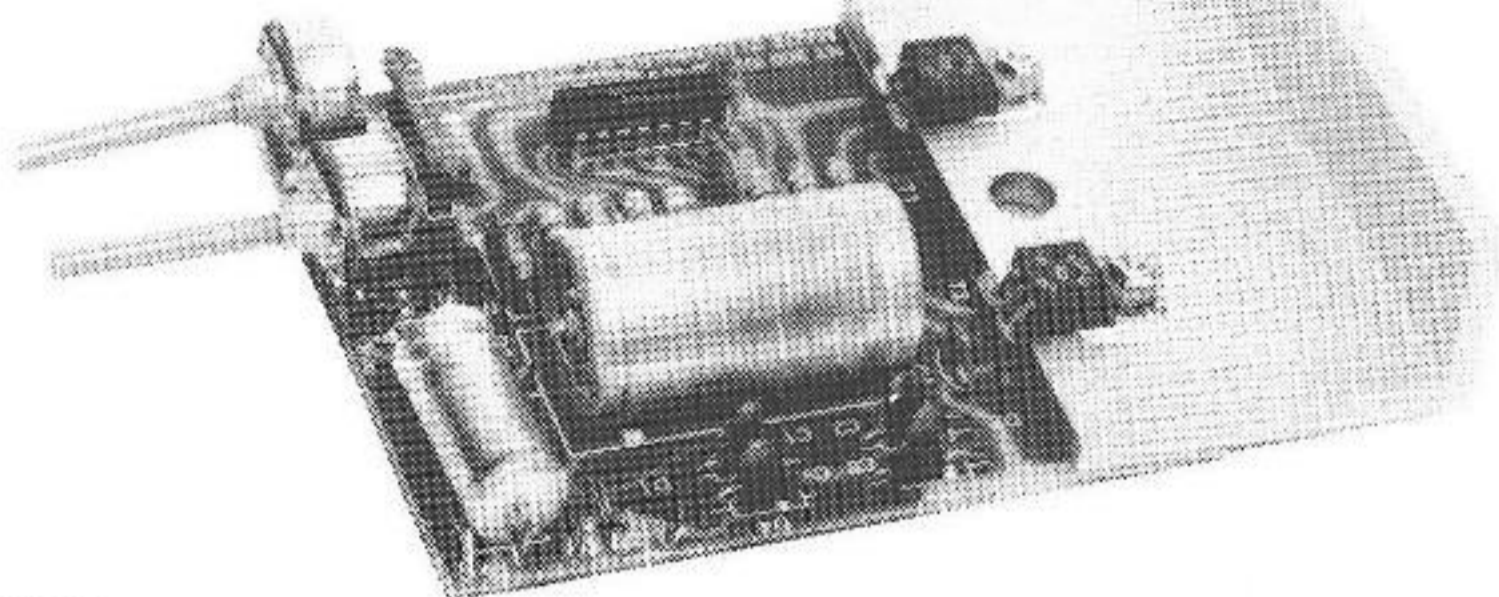
KOMPONENTLISTE

- | | | | | | |
|----|----------|--------|---------|---------|------|
| 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 | V1-V6 | 5870S | IC16-19 | 7400 |
| R5 | 33 k Ohm | IC1-6 | 7441A | | |
| R6 | 33 k Ohm | IC7-11 | 7490 | | |
| R7 | 56 Ohm | | | | |
| R8 | 56 Ohm | | | | |
| R9 | 470 Ohm | | | | |

- | | |
|----|------------|
| C1 | 8uF/350V |
| C2 | 1000uF/16V |
| C3 | 47nF |
| C4 | 1uF/35V |
| C5 | 1uF/35V |

DIAGRAM





**NT 300
STRØMFORSYNING
TEKNISKE DATA**

Indgangsspænding	30 V AC (18-30 V)	
Udgangsspænding justerbar:	2,8-35 V DC	
Udgangsstrøm justerbar:	10 mA-2.000 mA	
Kortslutningsstrøm ved max.	2,7-3 A	
Brumspænding ved alle forhold max.	0,25 mV	
Maximal belastningseffekt	100 W	
Anbefalet hovedkøleplade	H880	
Anbefalet transformator T301:	2,8-25 V	0-1000 mA
	2,8-18 V	0-2000 mA
	T203/30 V 2,8-25 V	0-2000 mA
	T203/35 V 2,8-30 V	0-2000 mA

TEORETISK FUNKTION NT 300 DK

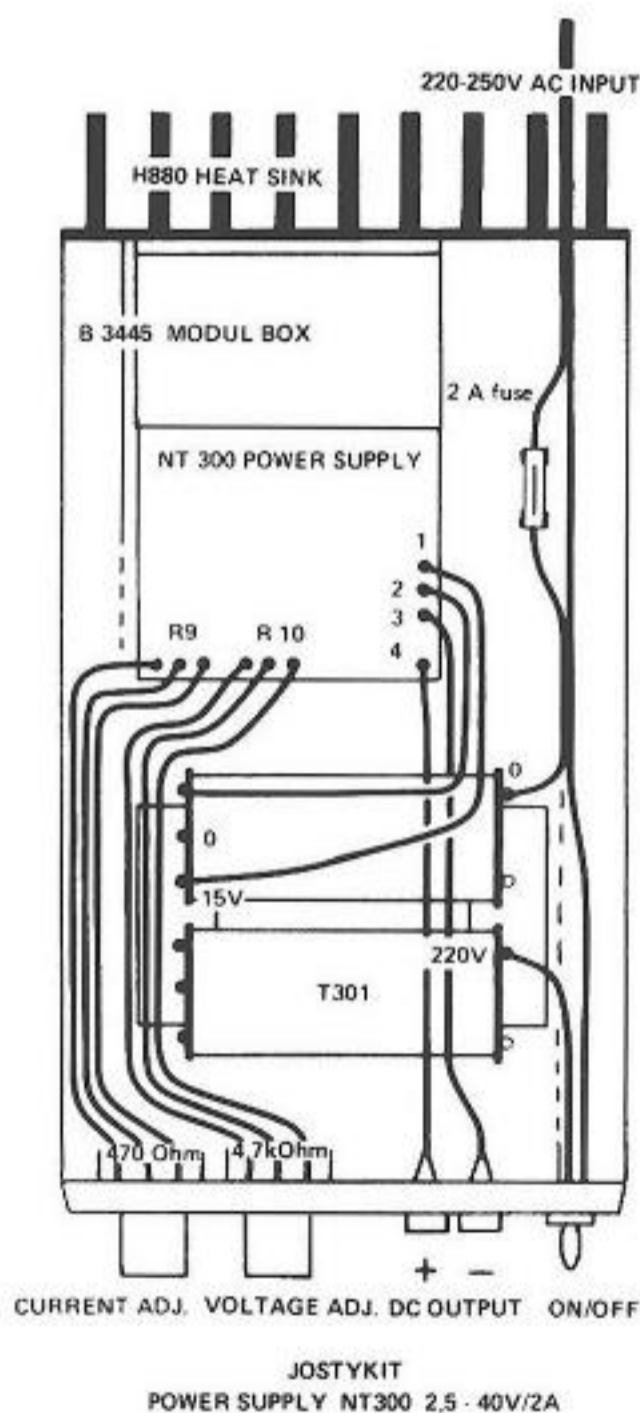
NT 300 er opbygget omkring en integreret kreds, som indeholder de nødvendige kredsløb til en komplet stabiliseret strømforsyning. Den integrerede kreds indeholder en konstantspændingsgenerator til 6,2 volt, som er temperaturreguleret, - en differentialforstærker og et drivertrin i darlingtonkobling.

Konstantspændingsgeneratorens udgangsspænding bestemmer den laveste udgangsspænding man kan opnå, og denne spænding er delt med modstande til ca. 2 volt. Spændingsdeleren på udgangen benyttes til indstilling af spændingen. Når differentialforstærkerens referencespænding og spændingsdelerens udgangsspænding er den samme, er strømforsyningen stabilt indstillet.

Med formodstanden R7 bestemmes den maximale strøm til ca. 2,0 ampere. Man kan derfor indstille begrænseren til enhver strøm mellem 10 mA og 2,0 ampere (max. 2,7 A). Kondensatorerne C1, C2, C8 og C9 er parallelkoblet til ensretterdioderne for at hindre højfrekvens-moduleret brum i diodeskiftet. Uden dioderne vil strømforsyningen brumme på en mellembølgeradio.

Den integrerede kreds indeholder også en transistor til strømbegrænsning (kortslutningssikring). Denne transistor måler strømmen gennem en lille effektmodstand (R8) og to dioder (D5-6), og når spændingen over spændingsdeleren overstiger 0,7 volt vil strømforsyningens begrænserkredsløb træde i funktion.

Potentiometeret til indstilling af spændingen er indsat som en regulerbar modstand i stedet for som spændingsdeler. Det giver en lineær indstilling af udgangsspændingen for en ensartet potentiometerdrejning.



INDBYGNING:

NT 300 kan indbygges i B3445 kasse med en H880 køleplade og en T301 transformator, som vist på tegningen nedenfor.

Den anviste køleplade er tilstrækkeligt stor, - også når man benytter en større transformator som f.eks. T203 til 30 eller 35 volt, men denne transformator kan ikke være i B3445 kassen. Benyt eventuelt en B2200 indbygningskasse i dette tilfælde.

ANVENDELSE NT 300 DK

NT 300 laboriøstriømforsyningen foreligger nu i en helt ny version. De tekniske data er forbedret på alle områder, uden at strømforsyningen er blevet dyrere deraf.

Den nye NT 300 er samtidig opbygget så lav, at den kan indbygges i de nye JOSTYKIT instrumentkasser B3445 eller B3400.

Den nye NT 300 er stabiliseret med et integreret kredsløb og forsynet med plast-effekt transistorer til meget høj strøm.

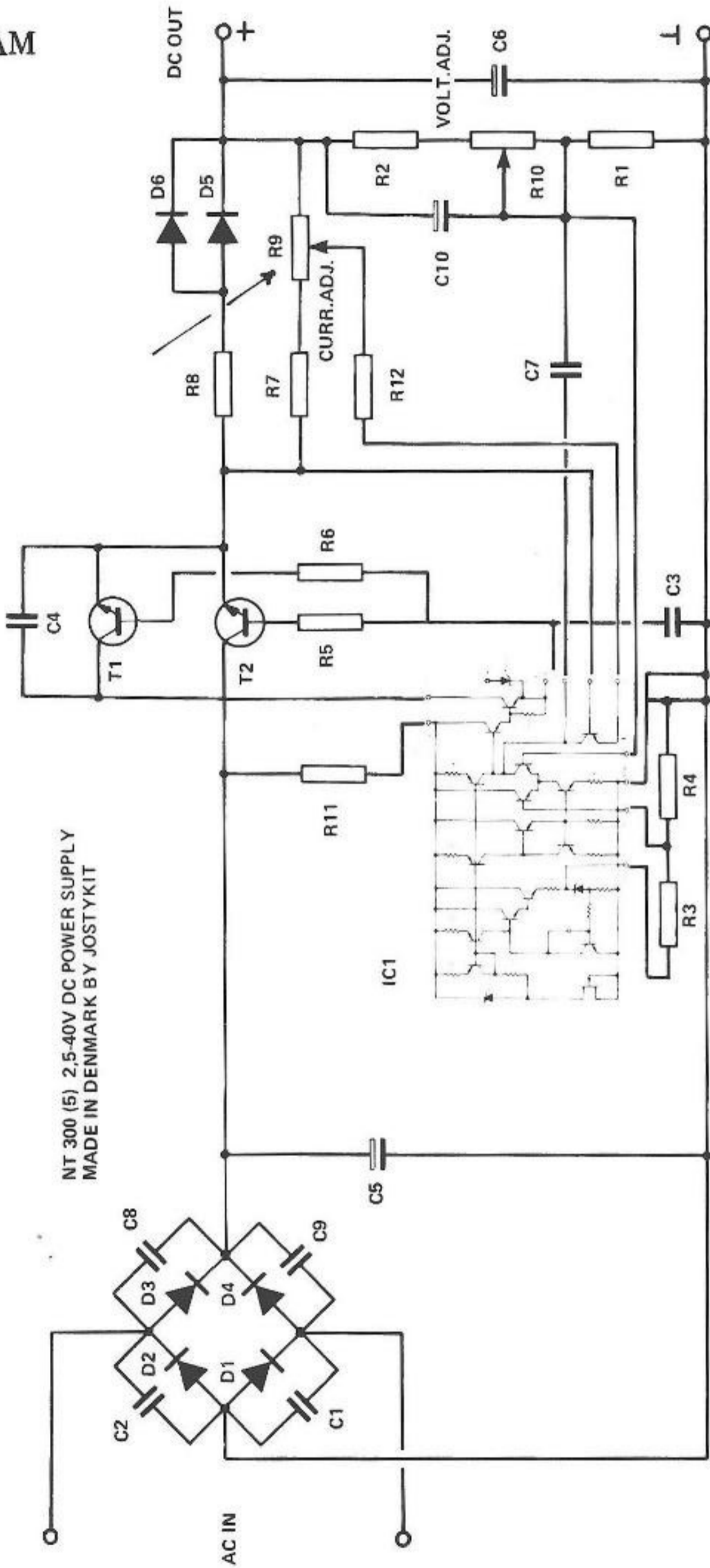
Det betyder at NT 300 er yderst elektrisk stabil og sikker for selv grove overbelastninger.

NT 300 kan spændingsjusteres fra 2,8 volt til ca. 35 volt (max. 38 V) med LINEÆR indstilling og strømjusteres fra 10 mA til 2.000 mA. NT 300 byggesættet indholder samtlige elektroniske dele, og man skal blot anskaffe transformator (30 V) og chassisdele.

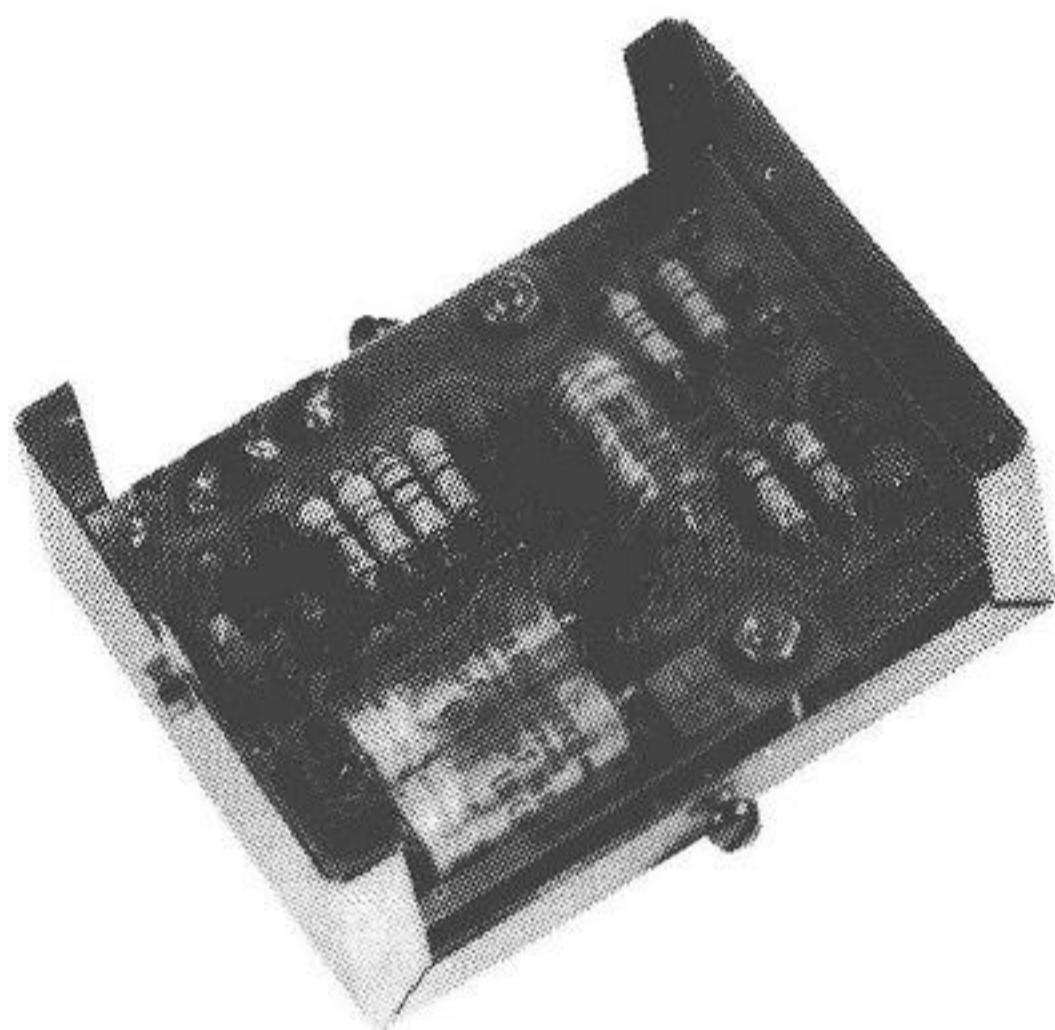
KOMPONENTLISTE NT 300 DK

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	D1	1N4005
R8	0,33 Ohm	D2	1N4005
R9	470 Ohm LIN mono	D3	1N4005
R10	4,7 kOhm LIN mono	D4	1N4005
R11	47 Ohm	D5	1N4005
R12	470 Ohm	D6	1N4005
C1	1,5 nF/125 V	T1	BC243B
C2	1,5 nF/125 V	T2	BC243B
C3	470 pF/125 V	IC1	LM723
C4	470 pF/125 V		

DIAGRAM



NT 300 (5) 2.5-40V DC POWER SUPPLY
MADE IN DENMARK BY JOSTYKIT



NT 305 er en spændingsomsætter til BILER med 12 V anlæg, hvor man har brug for 6 V til en transistorradio.

Det er meget normalt, at man indsætter en zenerdiode i serie med transistorradioen, men en zenerdiode har den kedelige egenskab, at hvis den "brænder af", får transistorradioen den fulde spænding. Det er lidt dyrere at lave en spændingsomsætter, men tager man en radio med i beregningen, kan der næppe være mere tvivl, og er De i tvivl, så stem ja . . .

En anden væsentlig ting er, at spændingen ikke er konstant. Spændingen over en 12 volt akkumulator svinger fra ca. 11 til 15 volt. Over en zenerdiode er der altid den samme spænding. Hvis man forbinder en 6 volt zenerdiode i serie med en 6 volt radio, vil det betyde, at spændingen over radioen kan variere mellem 5 og 10 volt. Det er helt uacceptabelt.

NT 305 er udformet som en serieregulator. Den giver altid en god konstant spænding og har næsten intet egetforbrug i tomgang.

Diagrammet, fig.4, ligner NT 315. Her er indsat modstande, så vi får 3 faste udtag for spændingerne 6, 7,5 og 9 V. Det er de mest benyttede spændinger til kassettebåndoptagere og transistorradioen. Dioden D1 har til opgave at beskytte T1 i tilfælde af, at spændingen over akkumulatoren falder ved start af motoren. Hvis ikke D1 fandtes, ville der gå modsat strøm fra C2, og det ville ødelægge T1.

Med NT 305 følger et lille chassis til indbygning. Det har samtidig til opgave at virke som køling for T1.

Imidlertid er chassiset isoleret fra NT 305, så det kan spændes op på bilens chassis uden fare for kortslutning. Mere forsigtig skal man være med det apparat, der tilsluttes NT 305. Hvis ikke det har samme stelforbindelse som bilen, må dets metaldele isoleres fra bilens chassis. NT 305 er dog elektronisk sikret, også for en sådan grov overlast, så hvis bare spændingen afbrydes inden chassiset på NT 305 bliver over ca. 100° varmt, vil der intet ske. Det tilsluttede apparat vil ikke lide overlast.

NT 305 er forsynet med siliciumtransistorer, og den tåler derfor temperaturer over 100° C. Det er varmt!

Tilslutning kan ske efter fig.1.

Hvis der er støj fra tændingsanlægget, kan det være nødvendigt at indsætte de viste støjfiltre, fig.2. Det er dog meget sjældent, at vognens normale støjdæmpning ikke er tilstrækkelig.

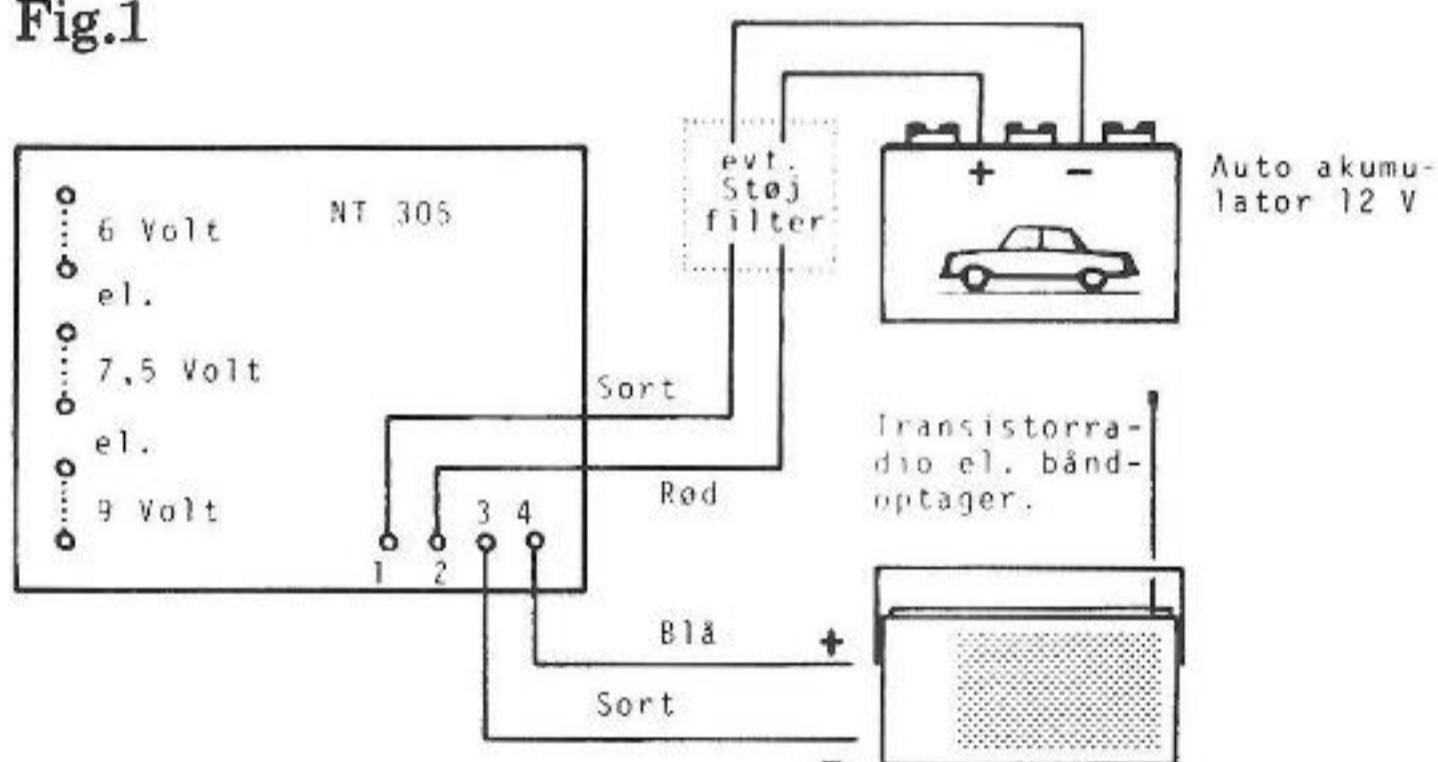
NT 305 kan også bruges som almindelig strømforsyning tilsluttet lysnettet, fig.3. Så er det nødvendigt at kortslutte

D1 og erstatte den med en brokoblet ensretter og erstatte C1 med en kondensator på $1000 \mu\text{F}$ 16 V, hvis man ønsker at aftage en brumfri spænding ved en strøm på 1 A. Hvis man kun har brug for 250 mA, kan man tilslutte en transformator til 1 og 2. Den effektive spænding på den tilsluttede transformator må ikke overstige 15 V.

DATA

Indgangsspænding	11–15 V DC
Udgangsspænding	6, 7,5 og 9 V
Strøm	1A
Spændingsfald, max. strøm	10%
Kortslutningsstrøm	1,8 A
Brum ved 1/2 strøm	(5 mV)

Fig.1



Ovenfor på fig.1, kan De se hvorledes man skal koble NT 305 til bilens akumulator for at få en af spændingerne 6, 7.5 eller 9 volt ud ved maximal 1 ampere, til drift af transistorradioer eller kasettebåndoptagere.

Bemærk at De skal forbinde en »lus» over de to loddeterminaler der giver den ønskede spænding.

Da NT 305 ikke i sig selv indeholder nogen form for tændstøjsdæmpning, kan det i enkelte tilfælde være nødvendigt at montere et støjfilter som vist på næste side.

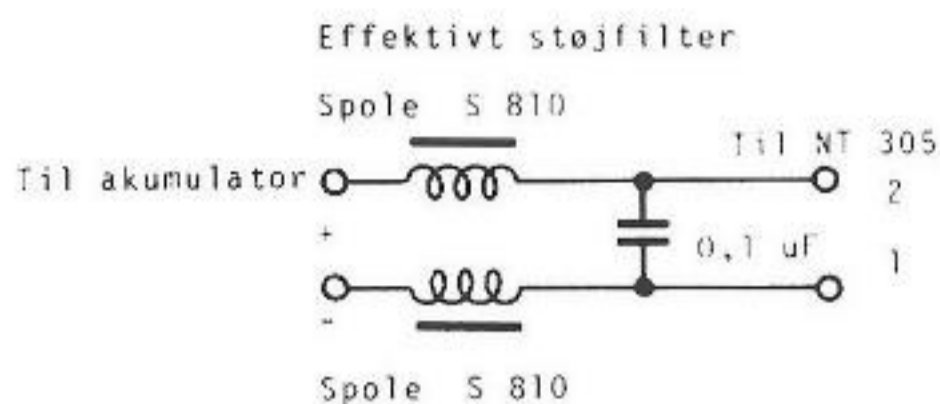


Fig.2

Sådan kan De opbygge et støjdæmpningsfilter til NT 305, der kan fjerne »tænd-knurren».

Det er specielt biler med plus til stel, der kan kræve dette filter.

De kan enten vælge at benytte de færdige S 810 spoler, eller blot vikle 50-100 vindinger 0,5 mm kobbertråd om en stump ferritstav.

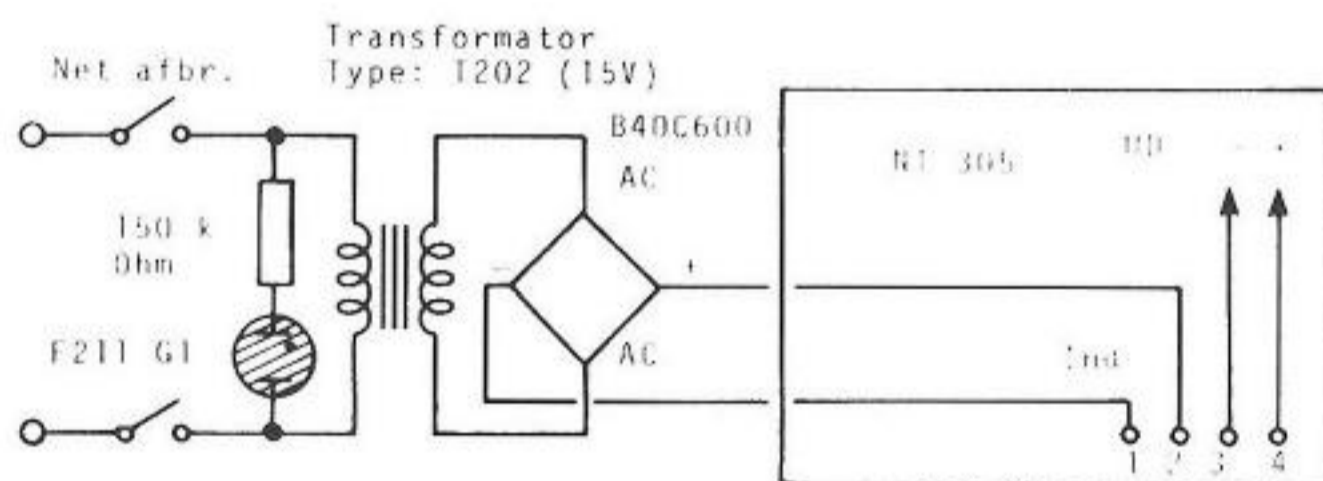
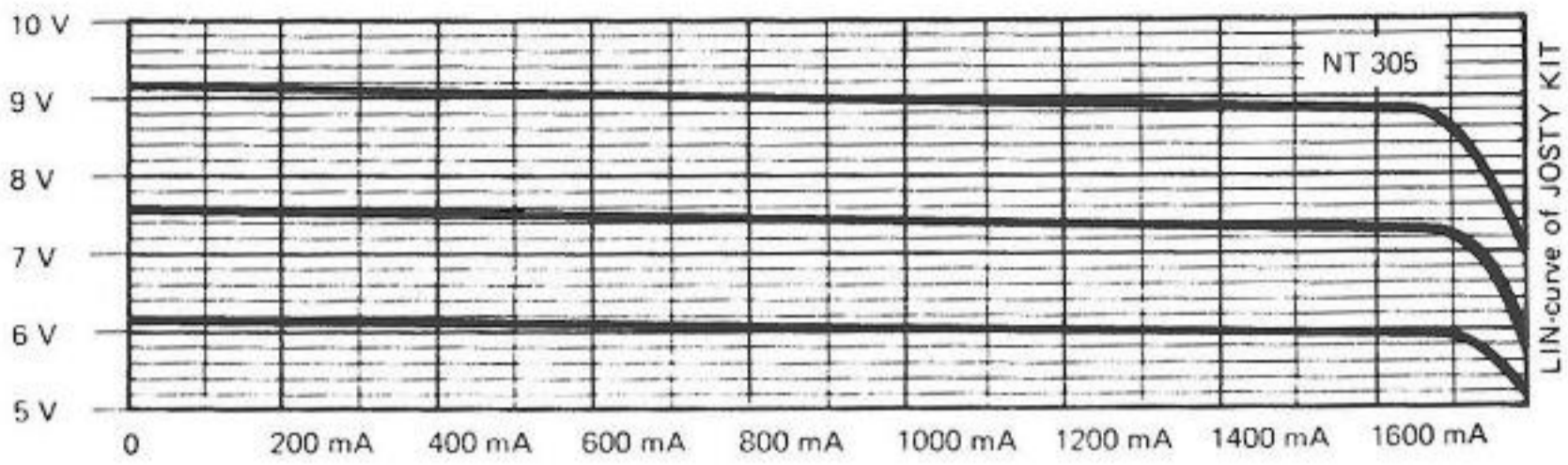


Fig.3

Endelig kan De også benytte Deres NT 305 til »hjemme-strømforsyning» ved at montere en brokoblet ensretterventil, B40C600 og en kondensator C1 på 1000uF/16V på selve NT 305 printet, i stedet for den medfølgende på 220uF/16V. De kan da aftage op til 1 ampere.

Opstillingen er kortslutningssikker til 1,8 ampere, men den tåler kun kortslutning i op til 5 minutter på grund af for ringe køling af T1.

På denne kurve kan De se hvor meget spændingen falder på NT 305's udgang ved varierende belastninger.



KOMPONENTLISTE

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		

DIAGRAM

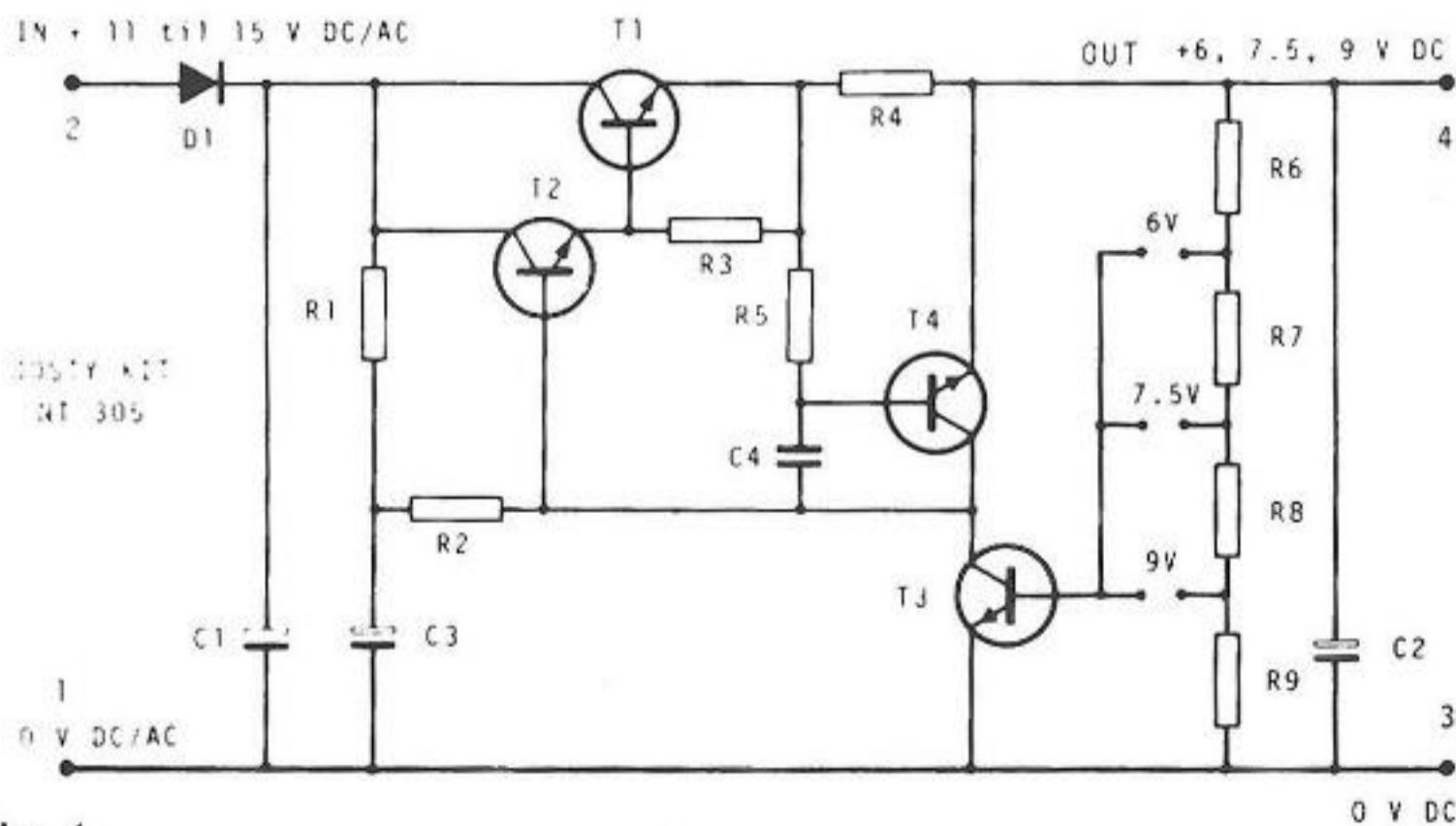
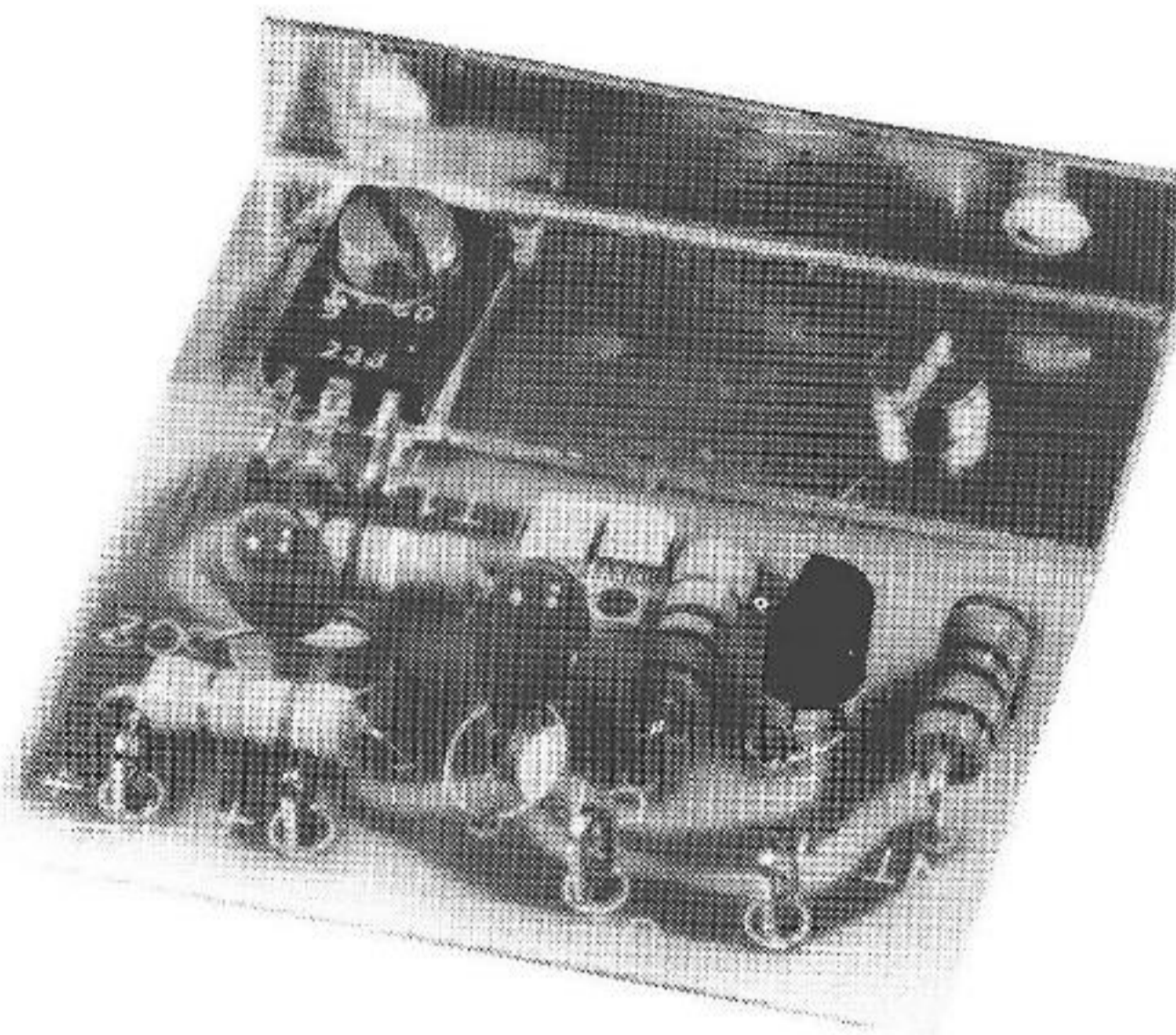


Fig.4



TEKNISKE DATA

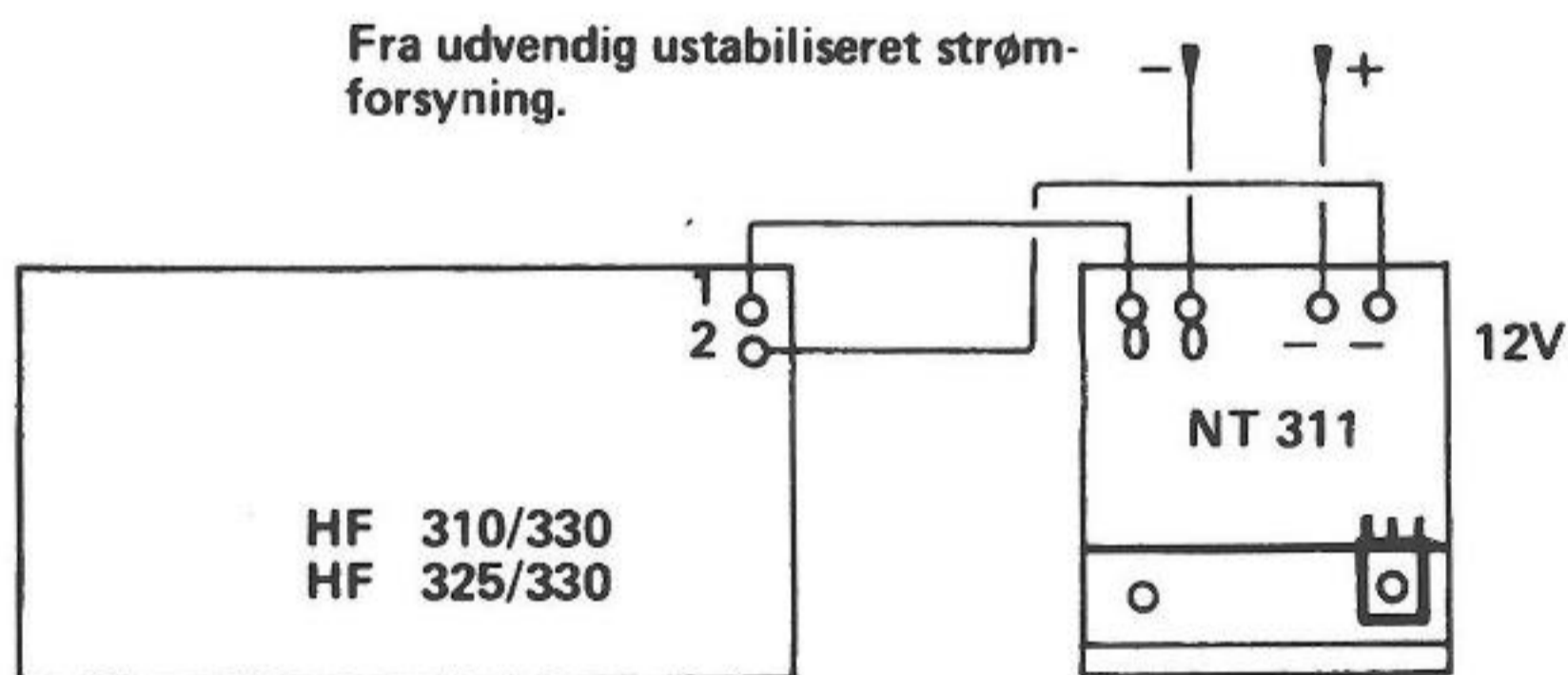
Indgangsspænding	15–60 V DC
Udgangsspænding	12 V DC
Udgangsstrøm max.	100 mA
Stabilitet	5%
Brumundertrykkelse	40 dB min.
Nødvendig ekstrakølepladeopspænding (1,5–3 mm al.)	100 cm ²

NT 311 er en lille spændingsomsætter specielt beregnet til montage mellem diodeafstemte modtage-enheder og strømforsyninger med kraftigt brum og varierende udgangsspændinger.

Blot man forsyner spændingsomsætteren med en indgangsspænding på mellem 15 og 45 volt (60 V pp), kan den levere en stabil udgangsspænding til drift af både tuner og stereodekoder med indikatorlampe.

TILSLUTNING

Hvis Deres modtager brummer, når De indstiller korrekt på selve stationen, kan De udbedre dette ved at montere en kondensator på 15 nF, brun-grøn-orange, mellem plus og minustegnet nedenfor.



Sammenkoblingstegning for JOSTYKIT FM-tuner med eller uden stereodekoder til ustabiliseret forstærker-strømforsyning gennem spændingskobleren NT 311.

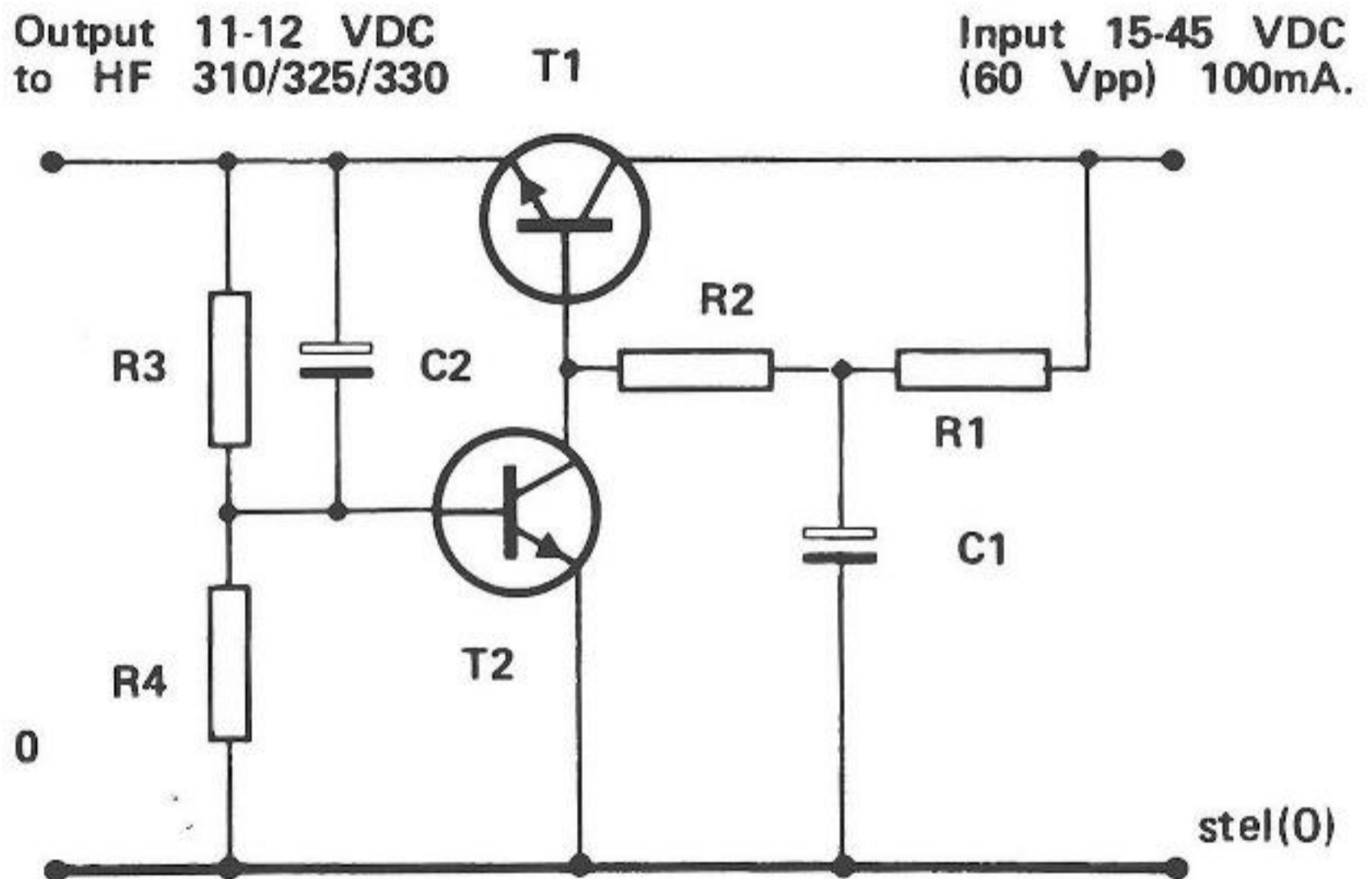
JOSTYKIT anbefaler spændingsomsætteren indsat mellem:

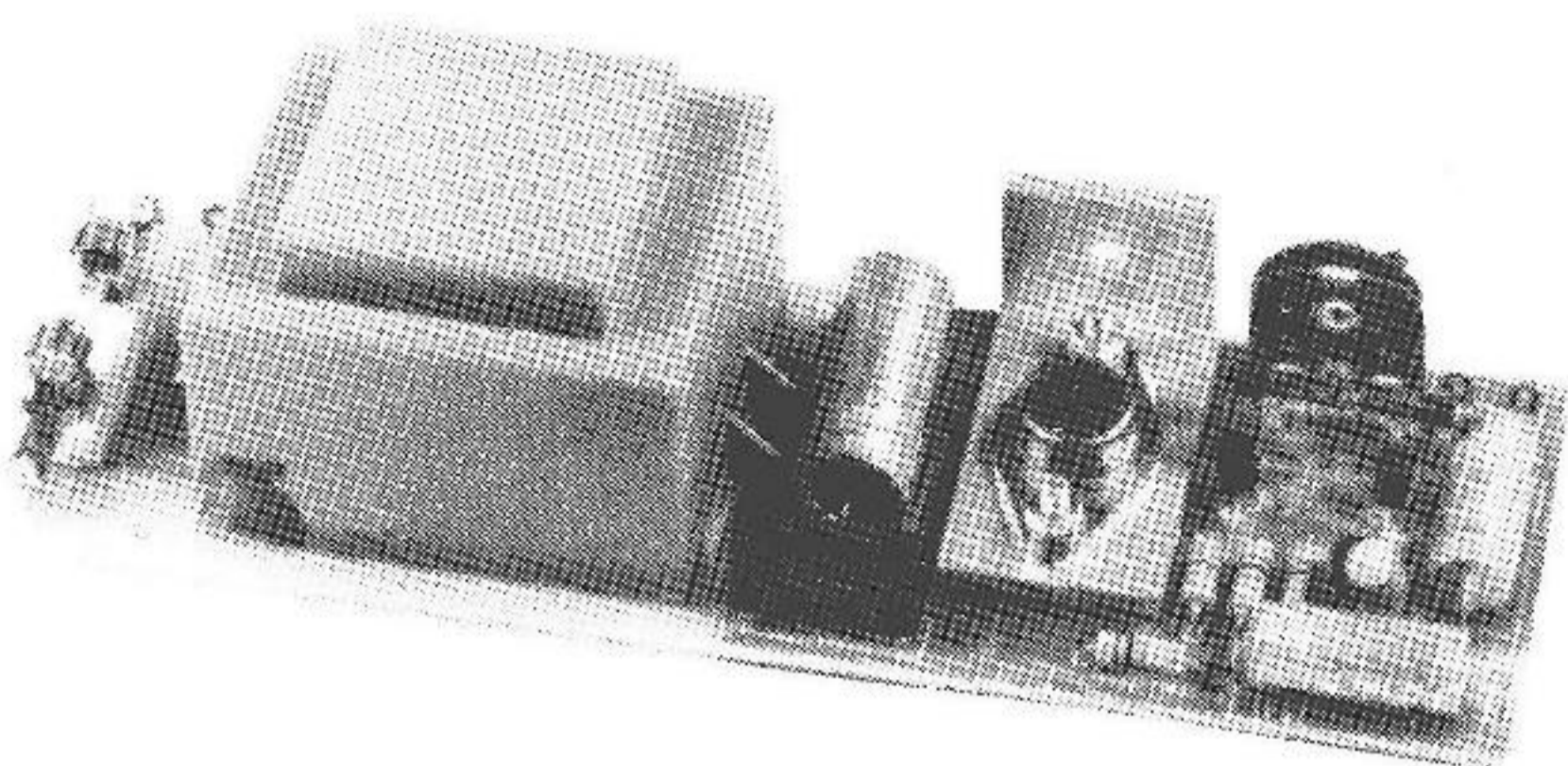
- Grundprintet GP 310's strømforsyning og HF 310/330
- Grundprintet GP 340's strømforsyning og HF 325/330
- Forstærkeren AF 215/230's FM-strømuttag og HF 325/330
- samt alle andre ustabiliserede strømforsyninger.

RESERVEDELSLISTE

R1	3,9 kOhm
R2	1,5 kOhm
R3	47 kOhm
R4	2,2 kOhm
C1	10 uF/25 V
C2	10 uF/25 V
T1	BD 165 eller BD 233
T2	BC 171 eller BC 174

DIAGRAM





NT 315 er egnet til anvendelse sammen med kasettebåndoptagere og walkie-talkies.

Transistorerne T1 og T2 er et darlington-par, der styres af T3. Normalt har man indsat en zenerdiode i denne transistors emitter for at få en nøjagtig spændingsreference. Vil man lade sig nøje med en langtidsstabilitet på 5–10%, er det imidlertid nok med den indbyggede reference i T3's basisemitterstrækning (0,7 V).

R6 begrænser spændingsindstillingen, så variationen på R7 bliver mere lineær. T4 udgør sammen med R4 og R5 den elektroniske sikring.

C4 hindrer selvsving i den elektroniske sikring. C2 sikrer mod spændingsimpuls i modsat retning. Arbejder man med induktive strømme, store relæer etc., kan man som ekstra sikring indsætte en diode fra plus til minus på udgangen.

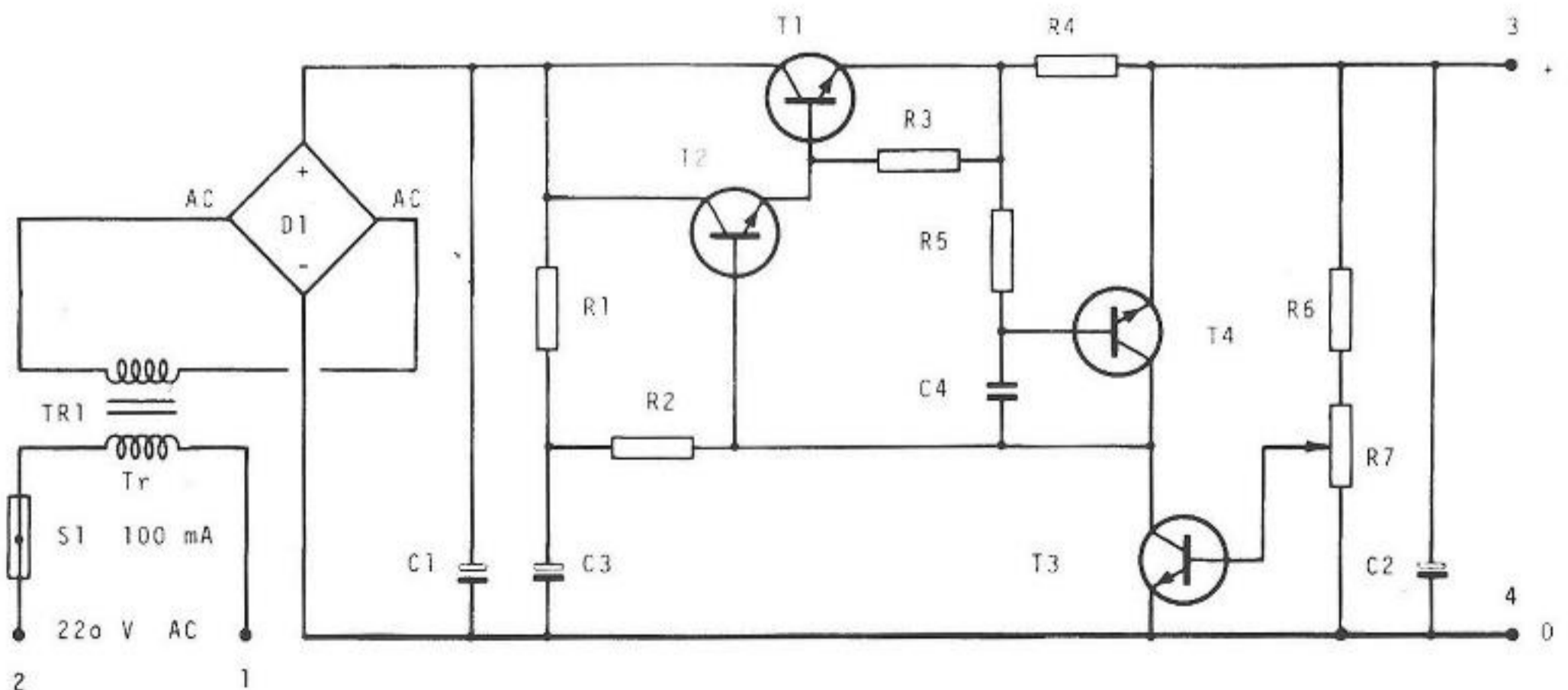
Tekniske data

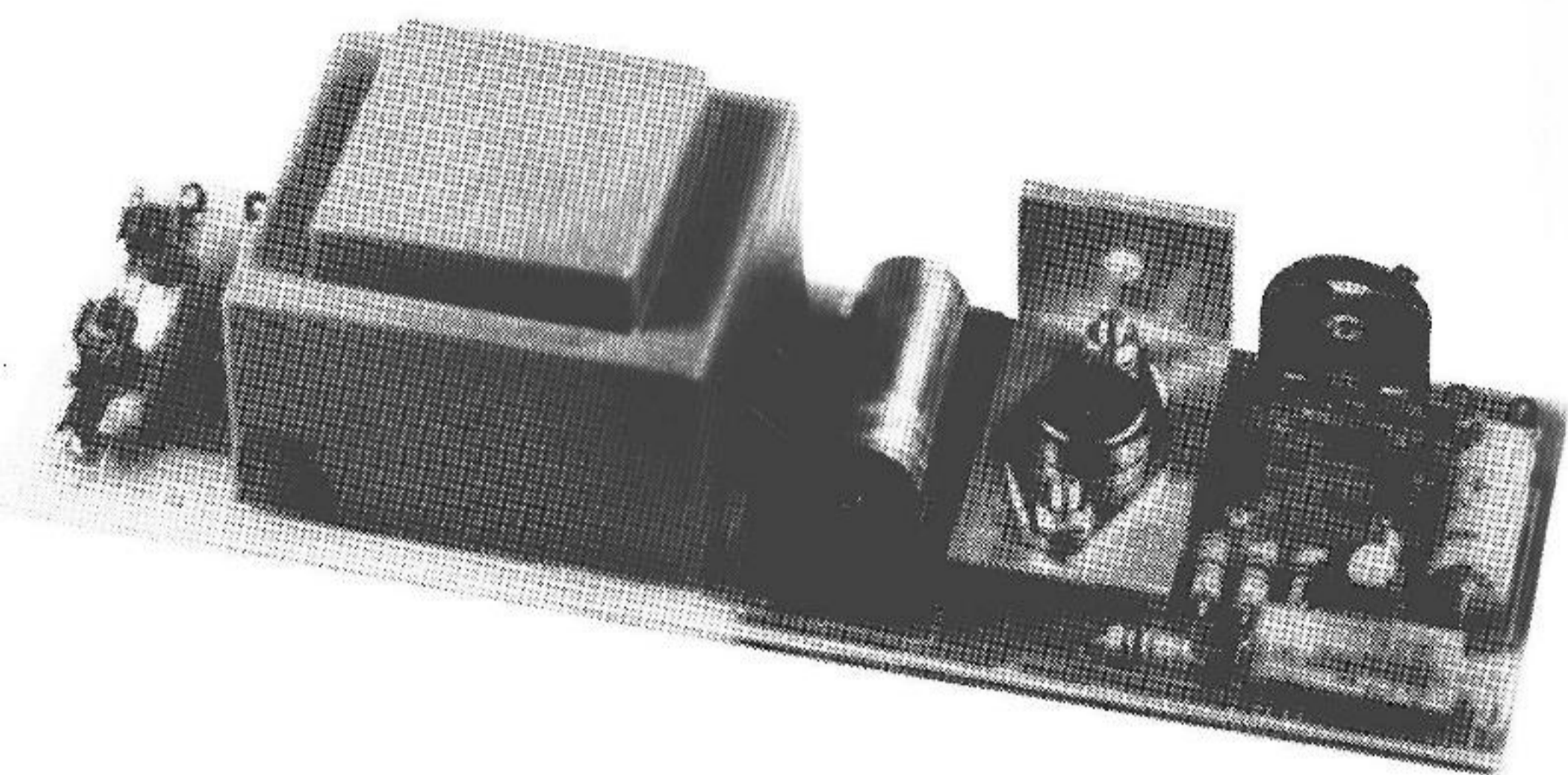
Indgangsspænding	220 V AC
Udgangsspænding	4,5–20 V
Spændingsfald 0–0,5 A fra 5–12 V	10%
Strøm	0–500 mA
Kortslutningsstrøm ca.	600 mA
Brumspænding v. 250 mA ca.	10 mV

KOMPONENTLISTE

R1	1 k Ohm	D1	B40C600
R2	1 k Ohm	T1	40312
R3	270 Ohm	T2	BC 171
R4	1 Ohm	T3	BC 171
R5	1 k Ohm	T4	BC 171
R6	3,3 k Ohm		
R7	470 Ohm		
C1	1000uF/16-20V		
C2	100uF/35-40V		
C3	100uF/35-40V		
C4	1nF		

DIAGRAM





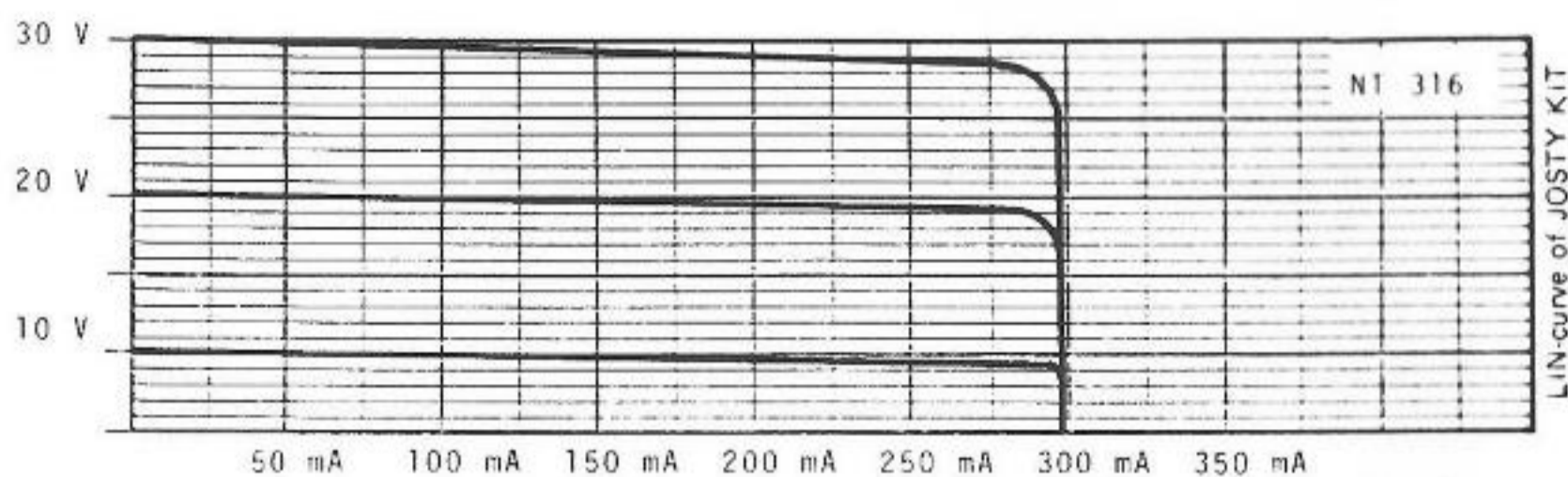
Den stabiliserede strømforsyning er kendt fra almindelige opstillinger, se f.eks. NT 315.

Udgangsspændingen indstilles med P1.

Kredsløbet kan levere den indstillede udgangsspænding indtil strømmen er 300 mA. Her over vil kredsløbet ikke være stabilt.

Tekniske data

Indgangsspænding	220V AC
Udgangsspænding	9-36 V DC
Spændingsfald 1/2 belastning	10%
Brumspænding max.	3mV
Kortslutningsstrøm	300mA
Max. drifts-strøm	250mA

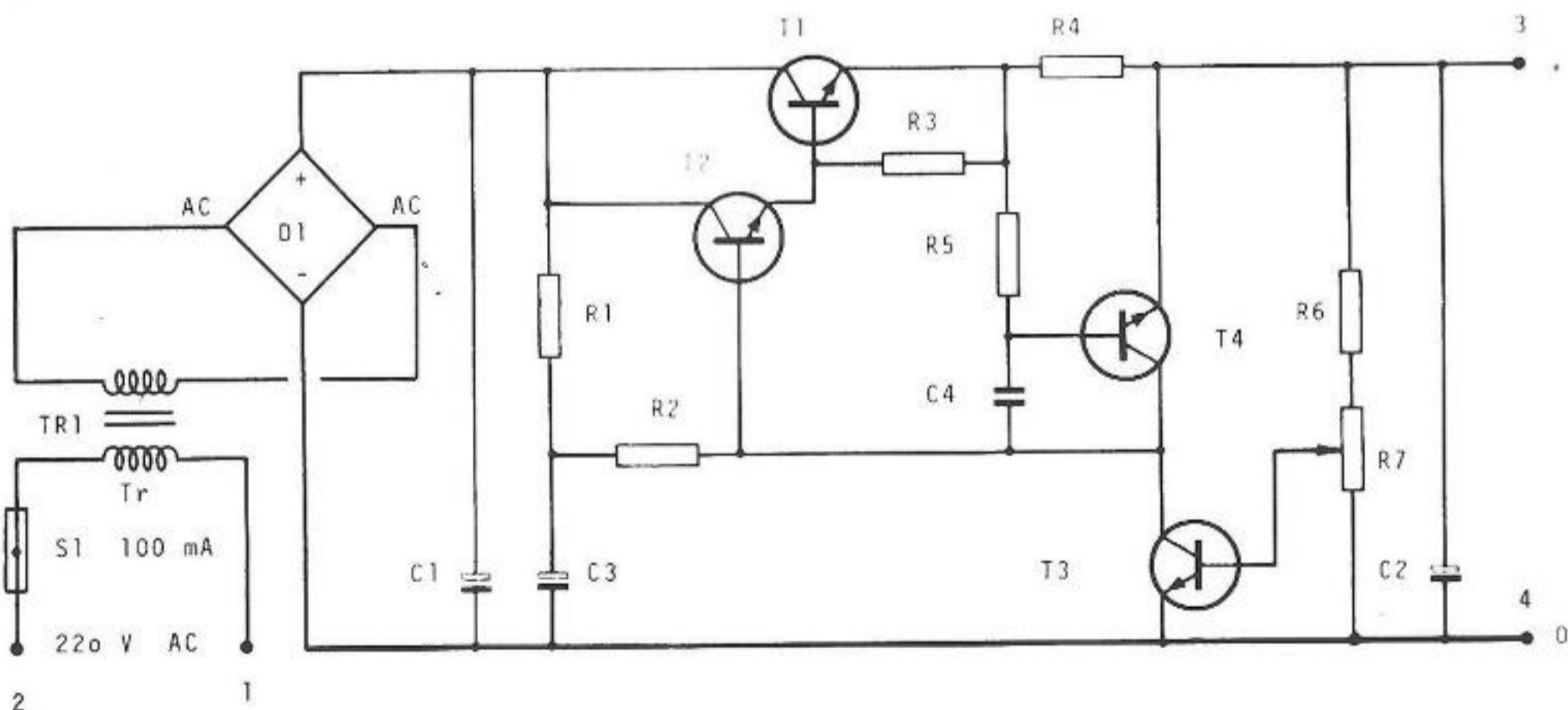


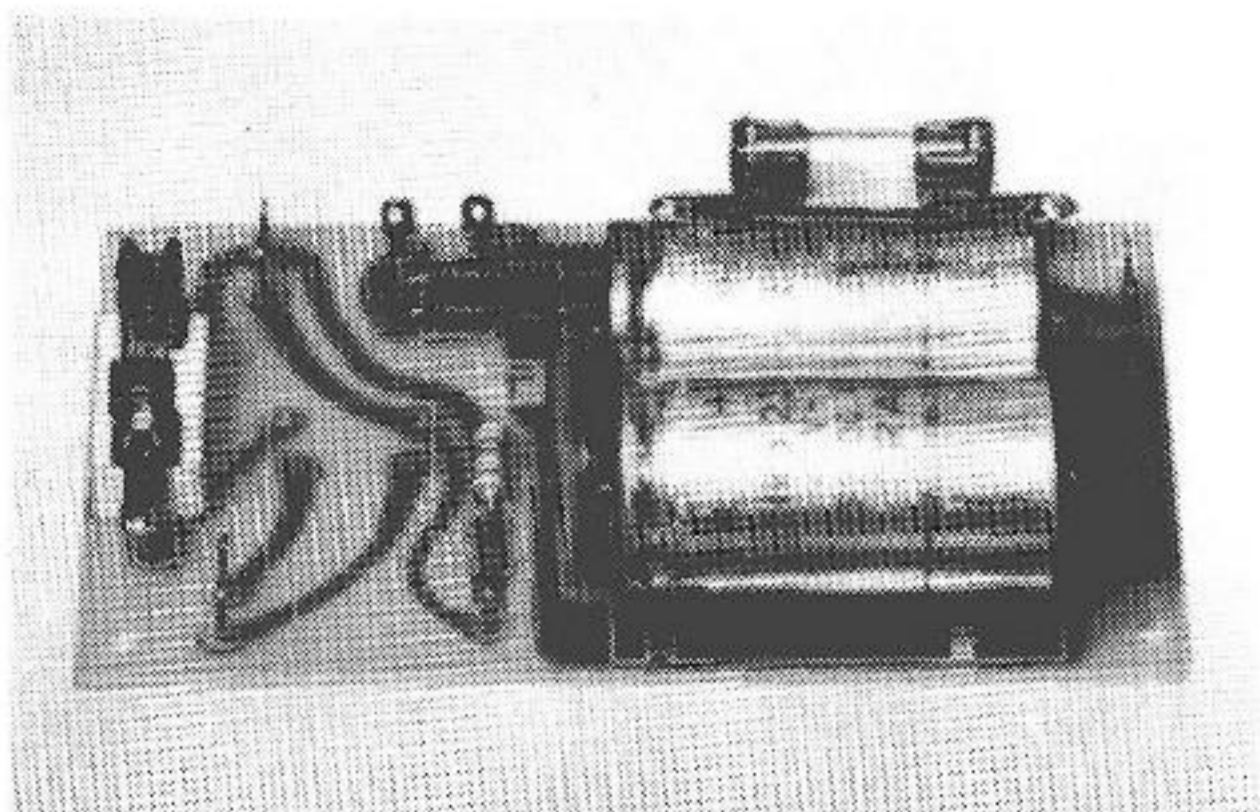
På kurven ovenfor kan De se hvor meget spændingen falder over udgangen på NT 316 ved varierende belastning.

KOMPONENTLISTE

R1	2,2 k Ohm	D1	B40C600
R2	2,2 k Ohm	T1	40312
R3	470 Ohm	T2	BC 171
R4	2,2 Ohm	T3	BC 171
R5	1 k Ohm	T4	BC 171
R6	12 k Ohm		
R7	1 k Ohm		
C1	470uF/35-40V		
C2	100uF/35-40V		
C3	100uF/35-40V		
C4	1nF		

DIAGRAM

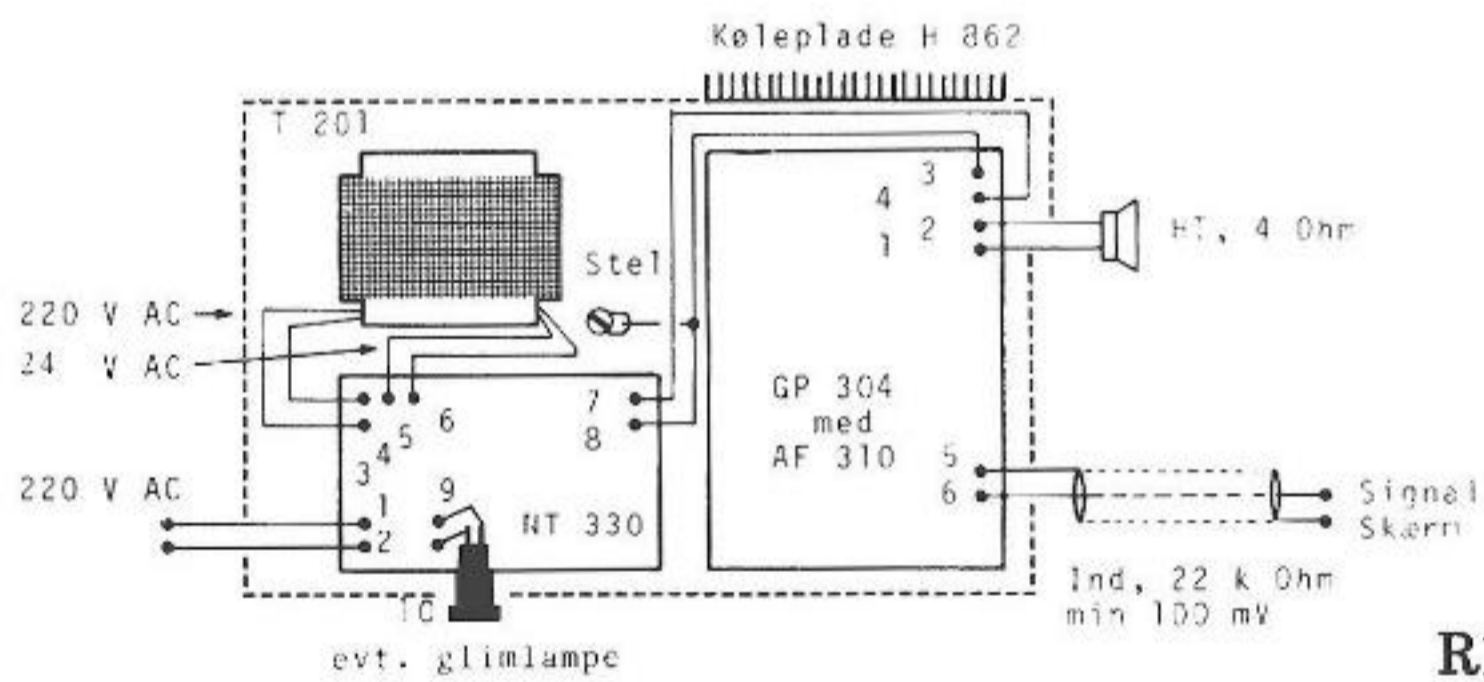




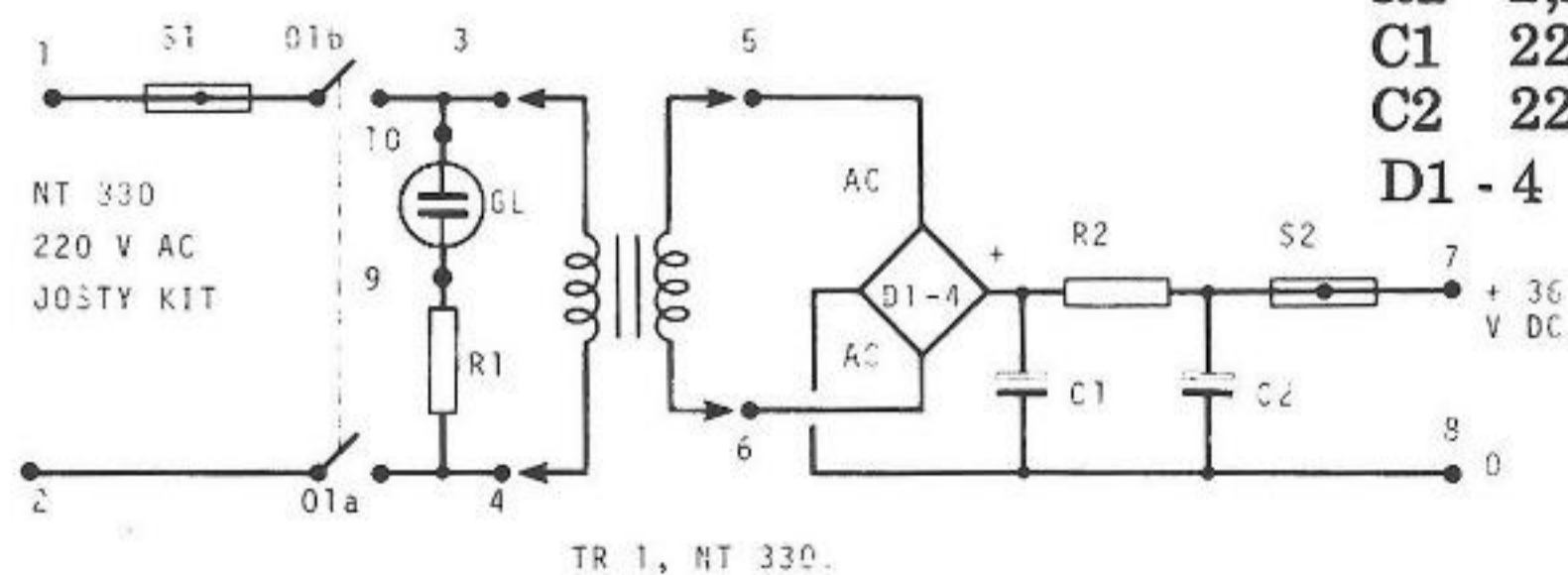
NT 330 er en lille ustabiliseret brumfri strømfor-
syning, der er specielt beregnet til GP 304 og AF 310. Med denne
strømfor-
syning kan man opnå en maximal udgangseffekt
på 10 watt fra AF 310. Transformator hertil: T202.

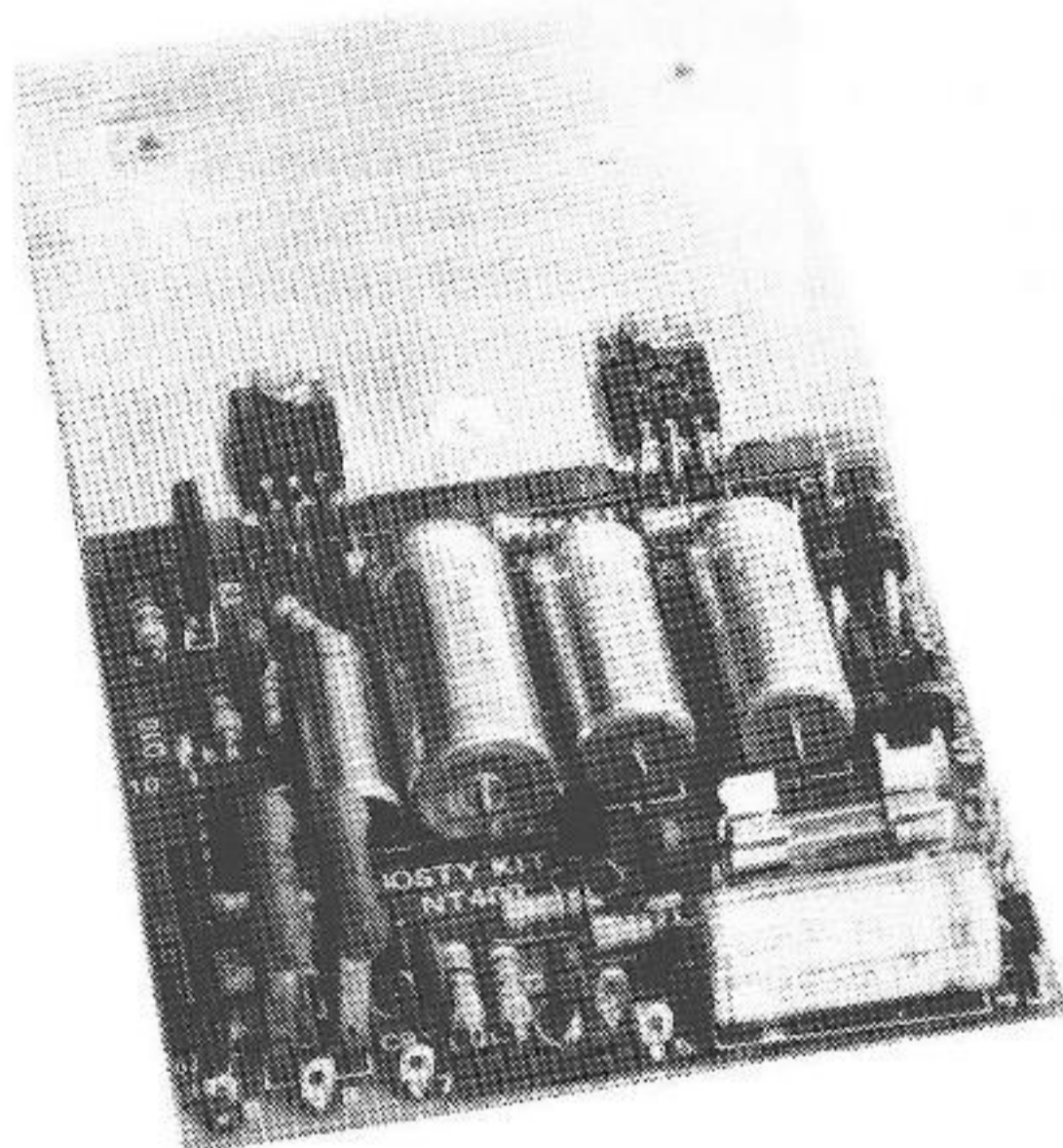
Tekniske data

Udgangsspænding max.	36 V DC
Udgangsstrøm	1 ampere
Brumspænding	0,5V



- R1 150 k Ohm
- R2 2,2 Ohm
- C1 2200uF/35-40V
- C2 2200uF/35-40V
- D1 - 4 1N4005





TEKNISKE DATA	Ved max. 2 amp.	Ved max. 4 amp.
Driftspænding AC ind f.max. data	36 V AC	18 V AC
Driftspænding mellem min./max.	18-40 V AC	12-20 V AC
Strømbegrænsning	100/400/2000 mA	100/400/4000 mA
Udgangsspænding v. fuld last	0,0-40,0 V	0,0-15,0 V
Udgangsspænding i tomgang	0,0-40 V	0,0-25 V
Indre modstand DC-50 Hz	10 milli Ohm	10 milli Ohm
Temperatur shunt down	65-75° C	65-75° C
Ripple på udgang Veff. max.	0,2 mV	0,2 mV

TEORETISK FUNKTION

NT 400 laboratoriestrømforsyningen er opbygget som serie regulator. Den forholdsvis ualmindelige kredsløbsløsning har mange fordele frem for konventionelle serieregulatorer.

To kraftige serietransistorer leverer udgangsspænding gennem KOLLEKTOR til belastningen. Da emitter på disse parallelkoblede transistorer er forbundet til strømforsyningens ladekondensator er styrespændingsforholdene ens, uanset om reguleringen til basis er lille eller stor. Spændingen synker højst med 1 volt, som da står over de nævnte effekttransistorers basis emitterstrækning.

Krafttransistorerne får fødespænding fra en meget stor ladekondensator, som af plads- og monteringsmæssige hensyn er anbragt uden for printpladen. Kondensatoren opspændes på en bøjle.

Ensretteren er en almindelig brokoblet type, opbygget med 4 store 3 amp. dioder. Den maximale driftstrøm er 6 ampere for de 4 dioder.

Den maximale jævnspænding over ladekondensatoren er ca. 50 volt. Denne spænding nås når den benyttede transformator leverer 36 volt ved påstemplet strøm. Den ensrettede/udglattede jævnspænding er altid større end den vekselspænding, man tilslutter. ($\sqrt{2}$ x større).

De to effekttransistorer tillader en maximal udgangsstrøm på op til 4 ampere med en 18 volt transformator eller 2 ampere ved 36 volt. Man kan på grund af effekt/varmeafsætningen i kølepladen og »secondary break down» fænomenet ikke BÅDE trække 4 ampere og benytte en 36 volt transformator.

Med kortsluttet udgang og 2 ampere, er effekttabet i kølepladen næsten 100 watt med en 36 volt transformator. Transistorerne tåler hver 70 watt, tilsammen 140 watt. Forsøger man at trække 4 ampere med den uændrede opstilling og en 36 volt transformator, vil effekttabet være over 200 watt! Uanset kølepladens størrelse, kan varmen ikke nå at løbe hurtigt nok ud af overføringskølepladen.

Transistoren T3 leverer styrestrøm til effekttransistorernes basis'er. Under maximal udnyttelse leverer denne styretransistor omkring 1 watt.

T3 styres af en operationsforstærker i IC2. Denne IC indeholder to operationsforstærkere. Den tilbageværende operationsforstærker i IC2 benyttes som temperatursikring med termisk overbelastning.

En del af transformatorspændingen adskilles galvanisk fra resten af opstillingen med to kondensatorer, C2 og C3. Spændingen fra de to kondensatorer ensrettes og føres ind i en fastspændingsregulator på 12 volt - det er IC1. Man har så en, i forhold til stel, positiv referencespænding. Referencespændingen sammenlignes med udgangsspændingen fra strømforsyningen i en operationsforstærker. Operationsforstærkerens ene indgang - den man kalder NON

INVERTING - er forbundet til stel (plus). Ved stabilitet er den anden indgang også 0. Denne indgang kaldes for INVERTING.

Spændingsdelerforholdet mellem referencen og udgang giver en med referencen afhængig proportionalitet. Det vil sige, at hvis potentiometeret til spændingsindstilling har samme modstand som modstanden til referencespændingen, så vil udgangsspændingen være nøjagtig den samme som til referencespændingen - 12 volt.

For at sikre strømforsyningen eller det tilsluttede udstyr mod ødelæggelse, er der indbygget en strømsikring på NT 400. Den består af en NPN-siliciumtransistor, der måler spændingsforskellen over nogle faste modstande. Ved mere end 1/2 volt over denne transistors basis emitterstrækning vil udgangsspændingen fra strømforsyningen tvinges mod 0, uanset indstilling.

Lægger man en forbindelse over loddeøje 9 og 7, vil strømmen være begrænset til 400 mA. Forbindes 7 og 8, vil begrænsningen være 2 eller 4 ampere, afhængig af komponentvalg.

Forbinder man ikke, vil strømforsyningen levere max. 100 mA før begrænsning. Derved kan man anvende en simpel vippeomskifter med 3 terminaler og midterstilling for strømvalgene 100 mA, 400 mA eller 2.000 mA (4.000 mA).

Udgangen fra operationsforstærkeren til temperaturstyringen er ført ud til loddeøje nr. 10. Mellem dette loddeøje og stel (plus), kan man tilslutte en lysdiode med serie-modstand (1,5 kOhm). Derved får man en visuel indikering af temperatur-overbelastning.

NTC modstanden, der er placeret mellem de to effekttransistorer på overføringskølepladen, er på 220 kOhm ved 20° C.

Når temperaturen når ca. 70° C er dens værdi omkring 27 kOhm. Under 27 kOhm, dvs. over 70° C, udstyres den anden operationsforstærker, som lukker af for den første operationsforstærker - uanset den indstillede spænding. Derved synker udgangsspændingen fra strømforsyningen til nul, og først når temperaturen når et stykke under 70° C vil strømforsyningen igen kunne afgive effekt.

Temperaturreguleringskredsløbet er IKKE forsynet med nogen elektronisk hysteres, men den termiske forsinkelse i kølepladen sikrer, sammen med den store DC-forstærkning i operationsforstærkeren, at man kan opnå »halv« neddæmpning.

Ved korrekt mondstandsvalg på udgangen af de to operationsforstærkere har temperaturkredsløbet majoritet. Når temperaturkredsløbet er åbent har det igen indflydelse på spændingsindstillingen på grund af gate-dioden D10.

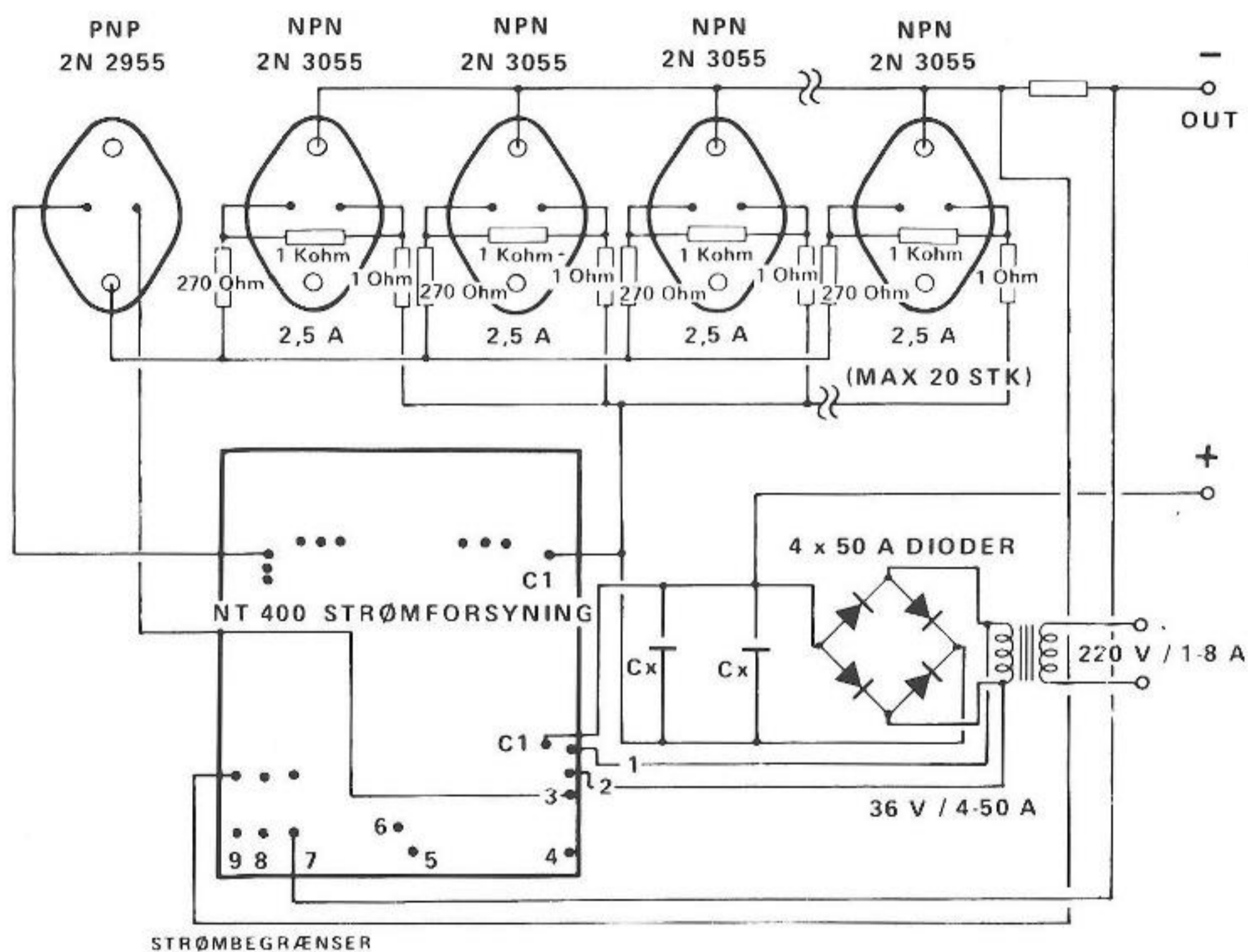
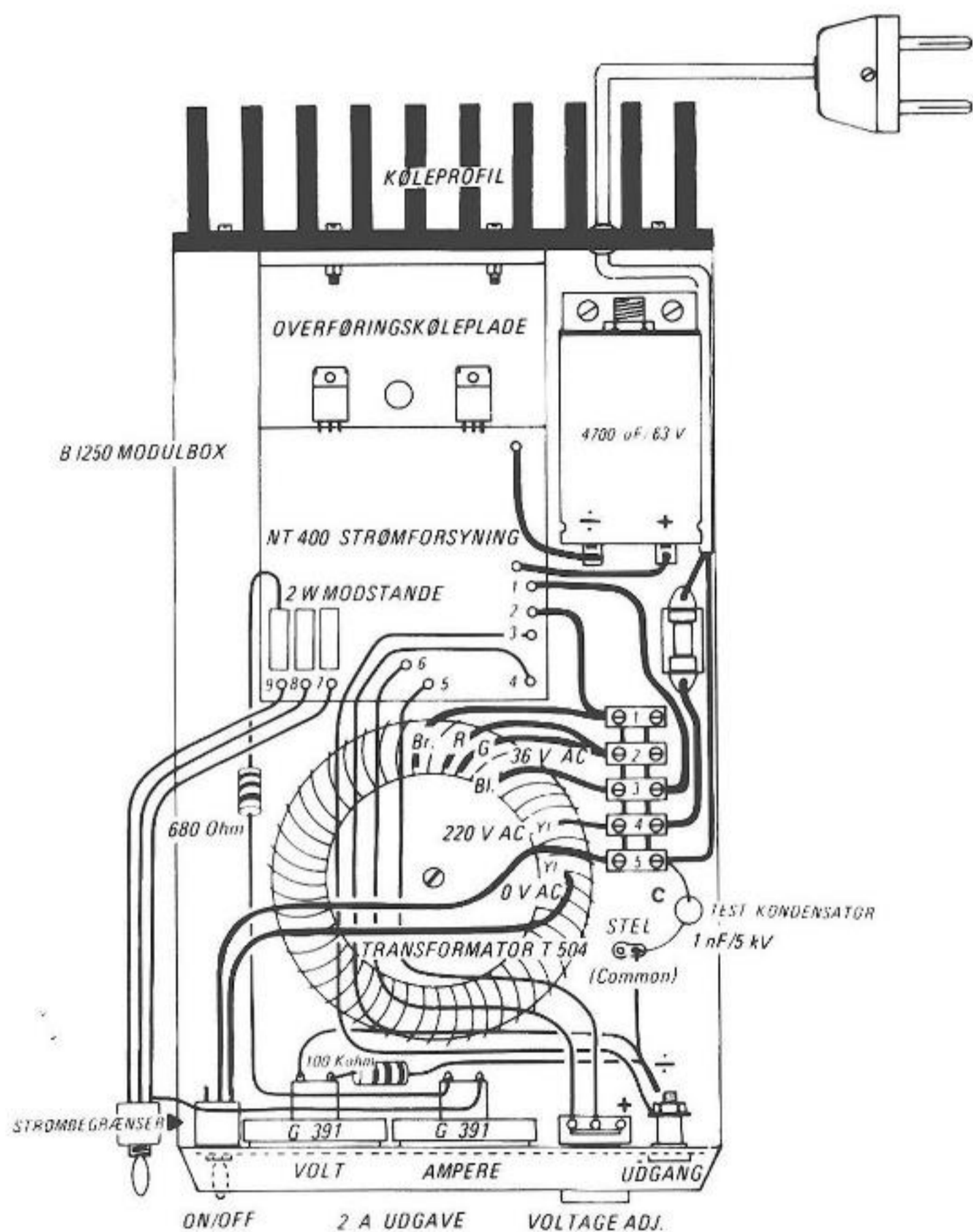


fig. A

På ovenstående tegning vises hvorledes NT 400 kan udbygges til meget store udgangsstrømme - på op til max. 50 ampere. Udbygningen er ikke omfattet af JOSTYKIT's sædvanlige garantibestemmelser, og det kræver nogen kendskab til grundliggende elektronik, at få en så stor opstilling til at fungere korrekt.

ANVENDELSE NT 400 DK

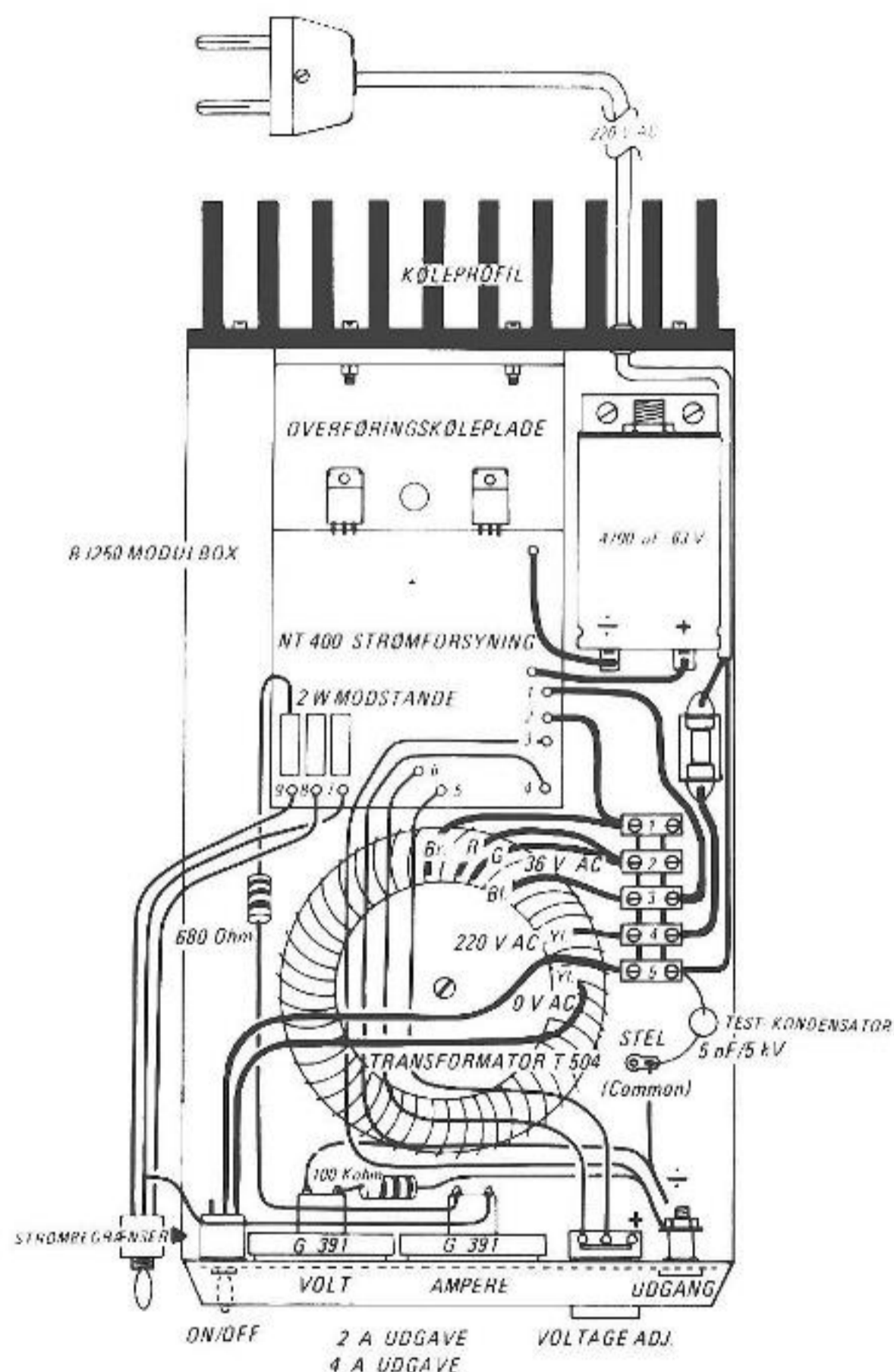
NT 400 kan naturligvis benyttes i enhver kasse med køleplade eller kølemulighed for 100 watt. På tegningen nedenfor angives hvorledes JOSTYKIT forestiller sig indbygningen i en B1250 MODUL BOX med kølemulighed på bagsiden. Kølepladen anbringes til NT 400's overføringskøleplade med varmeleder pasta imellem. Såfremt kølingen er mangelfuld, vil NT 400 automatisk afbryde FØR den får »hede-slag».



Mellem loddeøje 10 og loddeøje 3 kan man tilslutte en serieforbindelse af en modstand på 1,5 kOhm (brun, grøn,

rød), og en lysdiode (CQY26). Lysdioden vil tænde når strømforsyningen overbelastes temperaturmæssigt ved ca. 70° C. Er kølepladens temperatur under 70° C, vil lysdioden være slukket.

Lysdiodens skrå afskæring skal vende mod loddeøje nr. 3.



BENYTTED E KOMPONENTER:

NT 400	byggesæt til strømforsyning
B1250	indbygningskasse
G391	måleinstrumenter
T301 el. 504	transformator
H880	»super«-køleplade for 100 watt
E121	2 stk mini afbryder - kan ikke D-mærkes
J157	47 kOhm potentiometer med 4 mm aksel
F317	knap

NT 400 forbindes og indsættes i kasse, som vist på monteringstegningen på siderne 20-21. NT 400 spændes fast med 2 M 3x12 mm skruer og to M 3 møtrikker. Husk compound varmeleder pasta mellem de to køleplader. Der skal være tilstrækkeligt med compound på, så meget, at en lille smule af det presses ud ved sammenspænding.

Monter resten af de mekaniske dele som angivet på tegningen. Transformatorens ledninger forbindes via en 5-polet kronemuffe til strømforsyningens loddeøjne 1 og 2. Transformatoren afgiver 36 volt i 2 ampere koblingen eller 18 volt i 4 ampere koblingen. Til denne montage benyttes til netledningen og transformatorens 220 V ledninger (primær = gule ledn.), samt ledningen mellem kronemuffe og netafbryder (E121), - det er den højre kontakt.

Den venstre kontakt benyttes til strømbegrænservalg. Omskifteren skal have 3 stillinger. De to yderstillinger vælger mellem 400 mA og 2000/4000 mA. Midterstillingen - hvor den er afbrudt - giver 100 mA.

De forholdsvis billige måleinstrumenter i JOSTYKIT's G310/350/391 serie kan benyttes til NT 400 i forbindelse med de medfølgende selvklæbende skalaer. Den »gamle» skala løftes af med en kniv, og den nye selvklæbende indsættes. Med det på diagrammet angivne formodstandsvalg, kan tilpasses måleområdet, så det svarer til skalaen.

Kondensatoren mærket C, er på 1000 pF eller 1 nF/5 kV (5000 volt). Den indsættes efter behov for at kortslutte for modulationsbrum, specielt i forbindelse med strømfødning af AM-radioer. Modulationsbrum opstår på grund af transformatorens kapacitive kobling mellem primær og sekundær. (Dobbelt statisk skærm i transformatoren kan også fjerne modulationsbrum)

Hvis en AM-radio brummer på NT 400, er det altså ikke fordi den i sig selv brummer! Netstikket skal vendes for minimum brum når man benytter den nævnte kondensator.

BEMÆRK: NT 400 er konstrueret med »plus til stel». Der er dog intet i vejen for at De enten kan forbinde plus ELLER minusledningen til stel. Plus og minus er nemlig så godt som helt kortsluttet for vekselstrøm på grund af den fine stabiliseringselektronik. Begrebet, plus til stel, er altså i denne forbindelse »forældet». De kan vilkårligt forbinde den, som De har lyst.

Som det fremgår af afsnittet SPÆNDINGSPROGRAMMERING, kan man erstatte potentiometeret til spændingsindstilling med faste modstande. Hvis De har nogen teknisk interesse i det, bør De læse dette afsnit.

OBS:

Sammenkoblingseksemplerne viser brugen af transformatoren T504, som enten kan levere 18 V/4 A eller 36 V/2 A. De to transformatortilledninger YL/YL (gul/gul), forbindes ens for begge typer.

De 4 tilledninger Br (brun), R (rød), G (grøn) og Bl (blå), forbindes forskelligt i de 2 eksempler.

For 4 ampere skal grøn og brun ledning samles i muffe nr. 1, og rød og blå skal samles i muffe nr. 2.

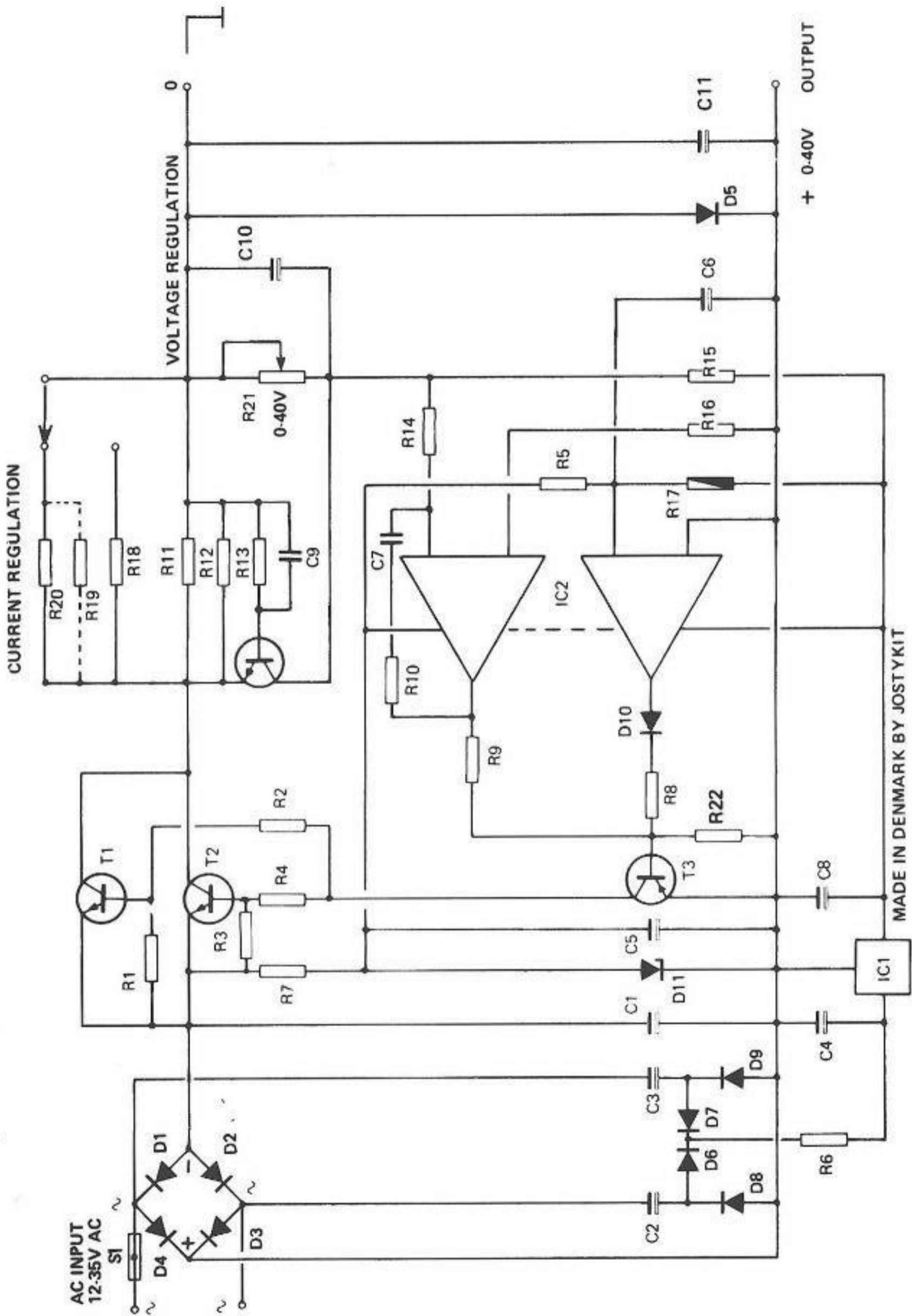
For 2 ampere skal brun ledning i muffe nr. 1, blå i nr. 3 og grøn og rød skal samles i muffe nr. 2.

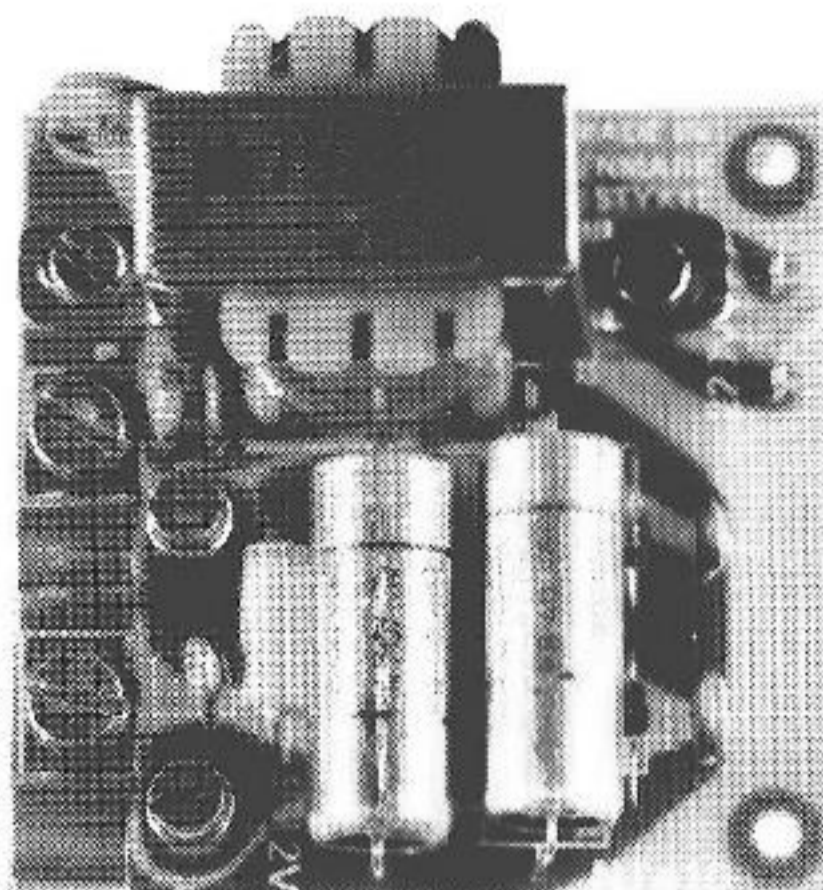
KOMPONENTLISTE NT 400 DK

R1	2,7 kOhm	R16	12 kOhm		
R2 (ved 2 A)	1 kOhm	R17	220 kOhm		
R2 (ved 4 A)	150 Ohm	R18	1 Ohm		
R3	2,7 kOhm	R19	0,22 Ohm		
R4 (ved 2 A)	1 kOhm	R20	0,22 Ohm		
R4 (ved 4 A)	150 Ohm	R21	47 kOhm		
R5	15 kOhm			D1-4	1N5404
R6 (ved 2 A)	1 kOhm			D5	1N4005
R6 (ved 4 A)	100 Ohm	C1	4700 uF/63 V	D6-10	1N4148
R7 (ved 2 A)	5,6 kOhm	C2	100 uF/63 V	D11	ZPD 4,7 V
R7 (ved 4 A)	1,5 kOhm	C3	100 uF/63 V		
R8	5,6 kOhm	C4	470 uF/40 V	T1	BD243
R9	4,7 kOhm	C5	220 uF/16 V	T2	BD243
R10	82 kOhm	C6	4,7 uF/35 V	T3	BD138
R11	10 Ohm	C7	27 pF/125 V	T4	BC174
R12	10 Ohm	C8	10 uF/25 V		
R13	470 Ohm	C9	2,2 nF/125 V	IC1	78L12
R14	12 kOhm	C10	2,2 uF/35 V	IC2	1458 el.
R15	12 kOhm	C11	220 uF/40 V		SN72558

DIAGRAM

NT400 LABORATORIE STRØMFORSYNING





NT 410 DK

TEKNISKE DATA

Driftspænding	220-240 V AC
Effektforbrug	3-4 Watt
Udgangsspænding v. 100 mA	7,5 V DC
Udgangsspænding v. 50 mA	10 V DC
Udgangsspænding v. 25 mA	12 V DC
Brumspænding v. 50 mA max.	0,5 V AC
Tilslutning til	HF395 & HF 385-2
Driftstemperatur	50-70° C

ANVENDELSE NT 410 DK

EKSEMPEL 1.

NT 410 fører spændingen op til antenneforstærkeren uden at signalet NED til modtageren dæmpes.

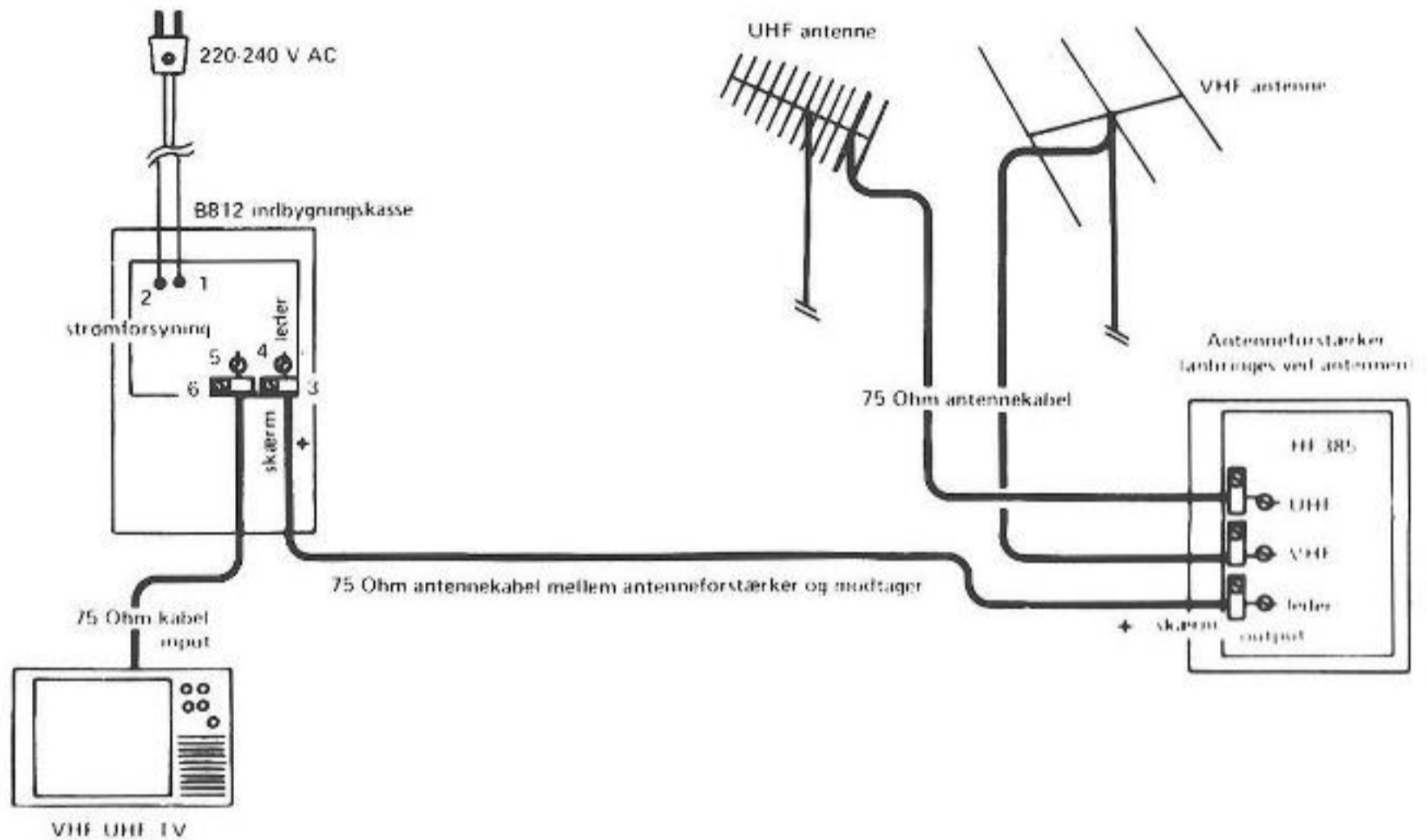
På omstående tegning vises, hvorledes man skal sammenkoble en antenneforstærker af typen HF 385-2 til antenneforstærkerstrømforsyningen NT 410.

Tegningen viser ikke nøjagtigt, hvorledes man skal slutte de skærmede 75 Ohm kabler til selve antenneforstærkeren, da disse tegninger findes i byggevejledningen for HF 385-2.

Da det er forbundet med yderste stødfare at tilslutte NT 410 til nettet, vil det være fornuftigt at indbygge den i en plastkasse - f.eks. B812, som NT 410 er konstrueret til.

Antenneforstærkerstrømforsyningen anbringes bedst bag på selve TV-apparatet i den ovennævnte box. Kablet mellem strømforsyning og antenneindgang vil da være ganske kort. Benyt ikke længere kabel end nødvendigt.

KOBLINGSEKSEMPEL FOR NT410 ANTENNEFORSTÆRKERSTRØMFORSYNING OG HF385 2 ANTENNEFORSTÆRKER.



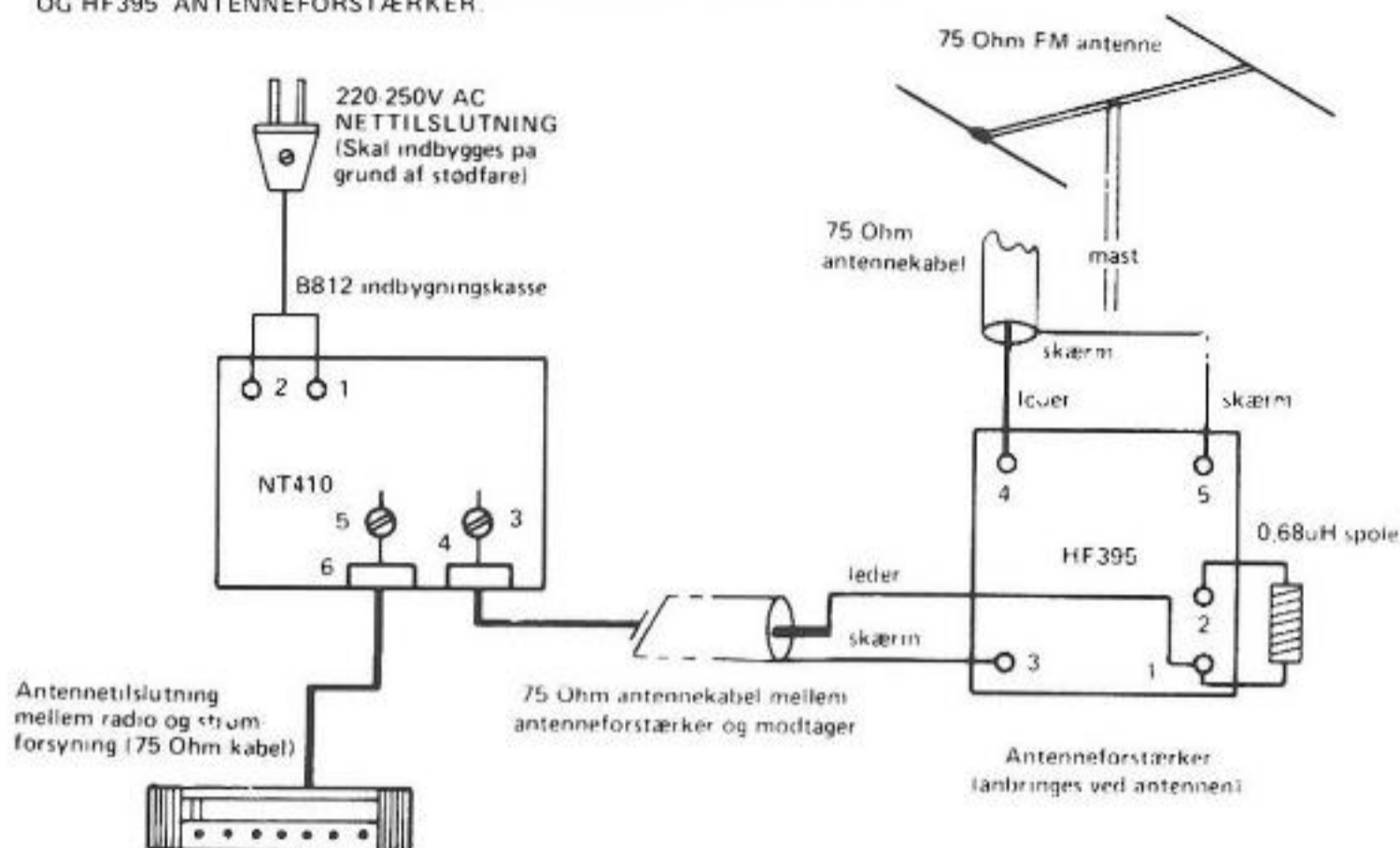
75 Ohm kablet mellem antenneforstærkeren og strømforsyningen kan være på op til 100 meter, men også dette kabel bør holdes så kort som muligt, for at der ikke skal tabes for meget signal.

Med et godt tykt kabel mellem antenneforstærker og strømforsyning vil tabet være ligeså stort som forstærkningen i antenneforstærkeren, når længden er 100 meter. Benyttes det tyndeste og billigste 75 Ohm antennekabel, vil tabet allerede opveje forstærkningen ved omkring 30 meter.

Brug derfor KUN det bedste og tykkeste kabel, når De har langt mellem modtager og antenne, og husk altid at anbringe antenneforstærkeren tæt på antennerne, VHF og UHF. Er kablet over et par meter på dette sted, vil der tabes signal, SOM IKKE KAN FORSTÆRKES, fordi antenneforstærkeren selvfølgelig også forstærker kabelstøjen.

En bredbåndsantenneforstærker indsættes jo netop for at hæve signalniveauet over kabelstøjen.

KOBLINGSEKSEMPEL FOR NT410 ANTENNEFORSTÆRKERSTROMFORSYNING OG HF395 ANTENNEFORSTÆRKER.



EKSEMPEL 2.

På ovenstående tegning ser De, hvorledes man tilslutter den prisbillige antenneforstærker HF 395 til antenne og strømforsyning.

DIAGRAMMET NT 410

Som man kan se af diagrammet, er NT 410 opbygget på simpleste vis med en transformator, der omsætter netspændingen til 9 volt. Derefter ensrettes med 4 dioder i GRAZ-kobling.

C1 er lade-kondensator, og R1 og C2 danner et brumfilter (RC-led).

Spolen L1 leder for jævnstrømmen til antenneforstærkeren, men spærrer for signalet fra antennen, så det ikke kan løbe ind og blive kortsluttet i selve strømforsyningen.

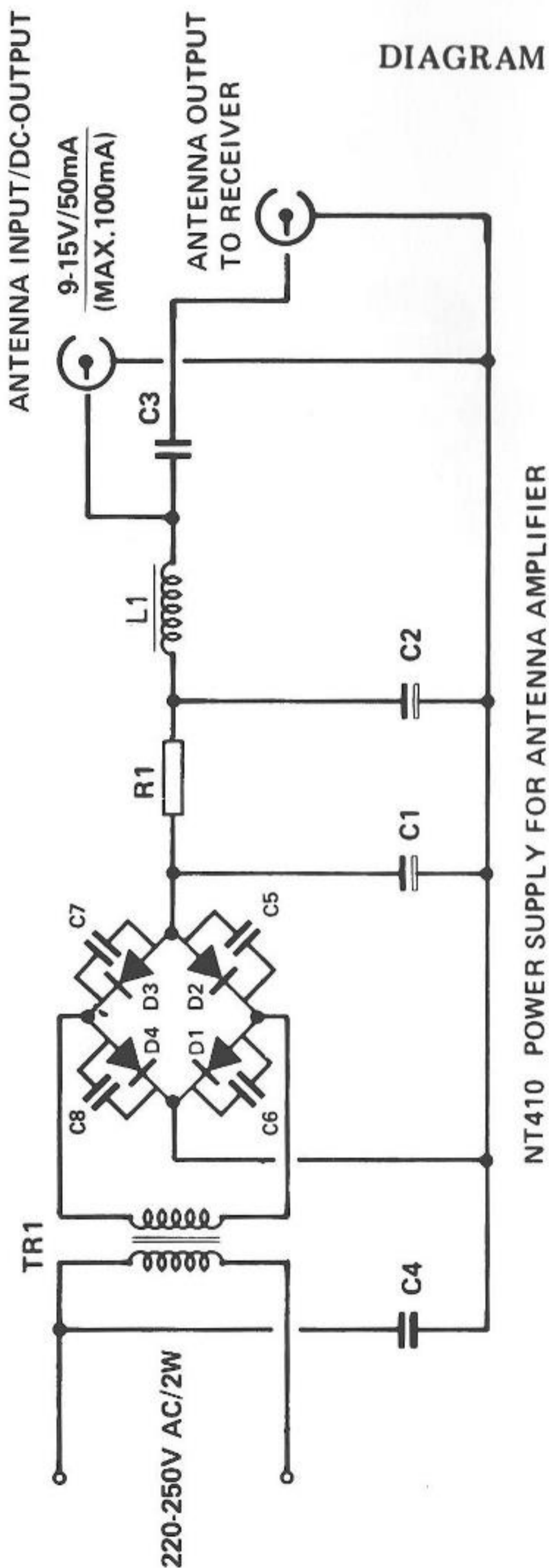
For at kunne overføre antennesignalet fra antenneforstærkerledning til modtager - uden om strømforsyningen - er indsat en kondensator mærket C3.

Af nemhedshensyn er spændingstil- og afgang forsynet med printbøsninger, således at man kun behøver at klippe antennekablet over og sætte enderne ind.

KOMPONENTLISTE NT 410

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	1N4148
D2	1N4148
D3	1N4148
D4	1N4148
TR1	T400

DIAGRAM





Transformator og indbygningskasse er ikke vist på dette billede

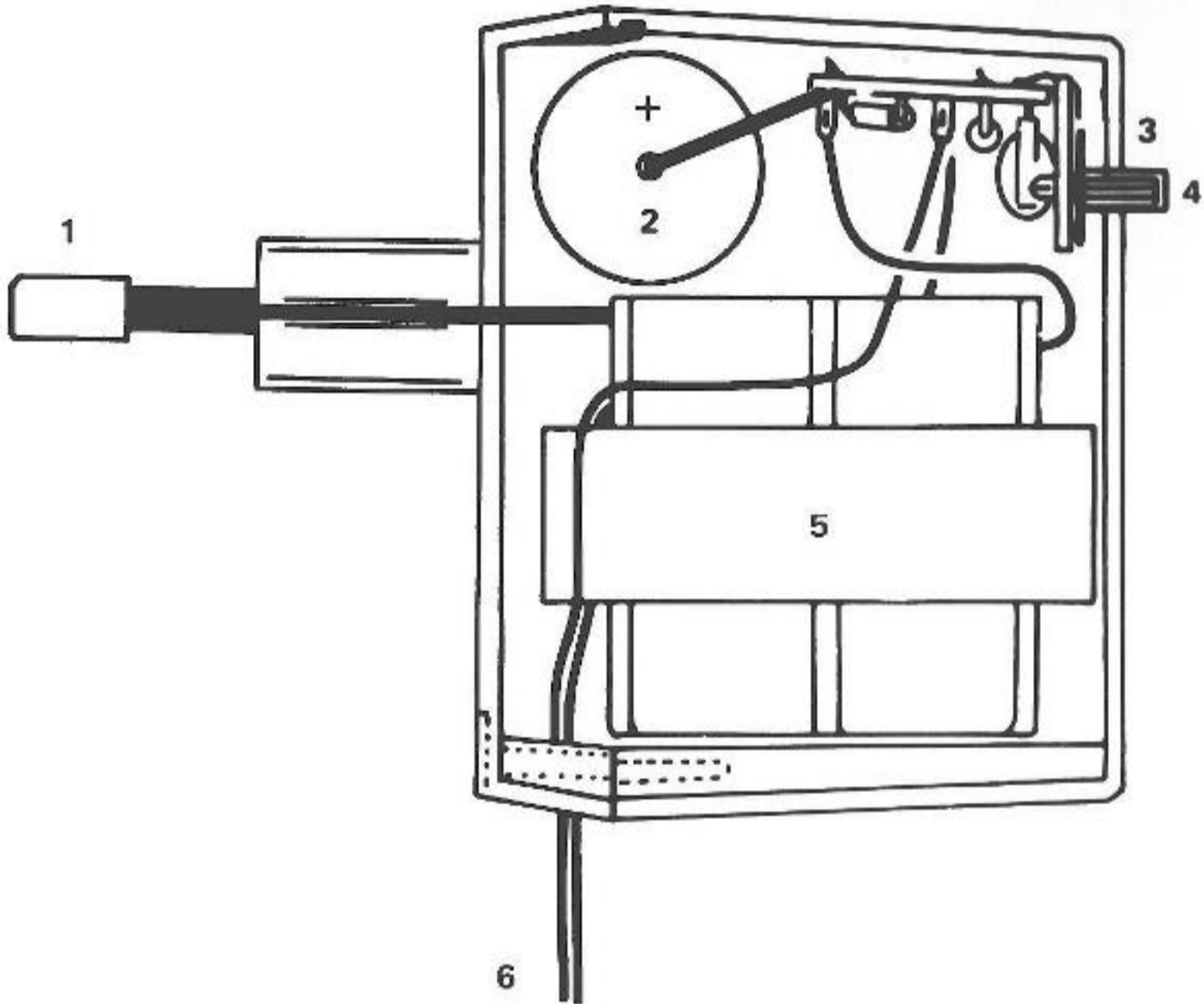
TEKNISKE DATA

Driftspænding	220-250 V AC
Effektforbrug	2-5 W
Udgangsspænding regulerbar	5-12 V DC
Max. udgangsstrøm v. 5-7,5 V	400 mA
Max. udgangsstrøm v. 7,5-9 V	300 mA
Max. udgangsstrøm v. 9-12 V	150 mA
Max. udgangsstrøm v. 12-13,5 V	50 mA
Støj/brum på udgangen max.	2 mV
Kortslutningsstrøm	65 mA

TEORETISK FUNKTION NT 411 DK

NT 411 er en lille, komplet regulerbar strømforsyning med ganske få komponenter. Transformatoren leverer i tomgang 13,5 V vekselspænding til en ensretterbro med de 4 dioder D1 til D4. C1, elektrolytkondensatoren udglatter den pulserende jævnspænding fra dioderne. IC1 er en fastspændingsregulator til 5 V. Ved at modkoble en del af udgangsspændingen gennem modstanden R1 og trimmepotentiometeret R2, kan udgangsspændingen varieres.

Kondensatoren, C2, er en stabiliseringskomponent, som er nødvendig, hvis selvsving skal undgås.

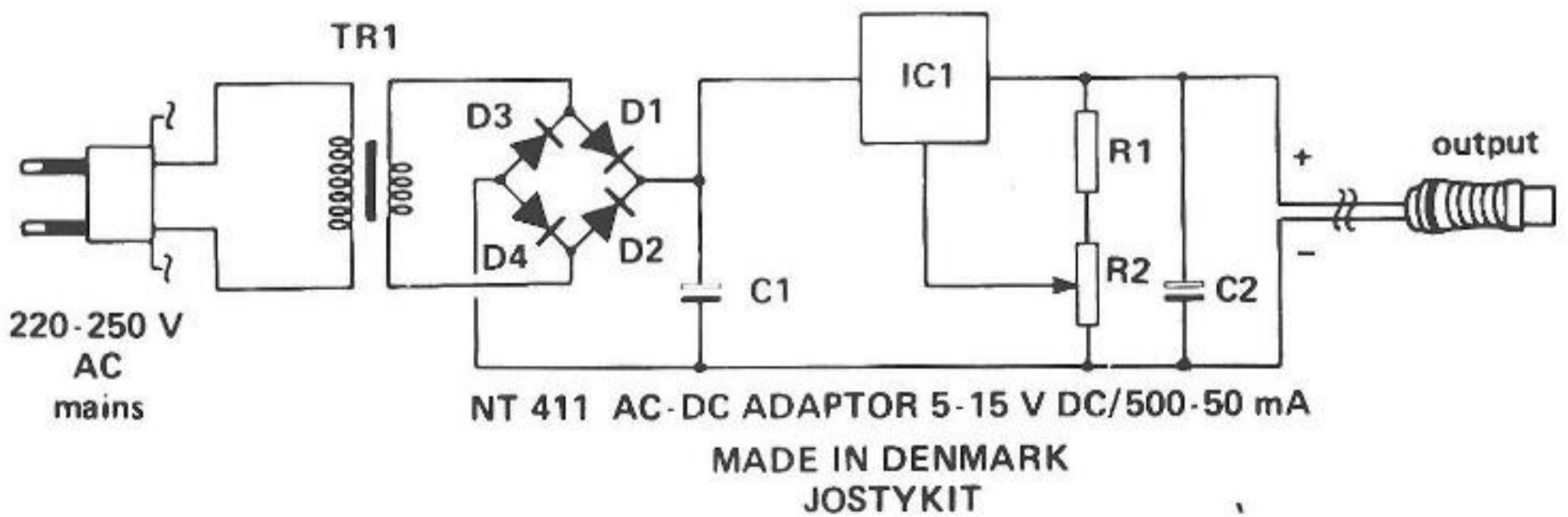


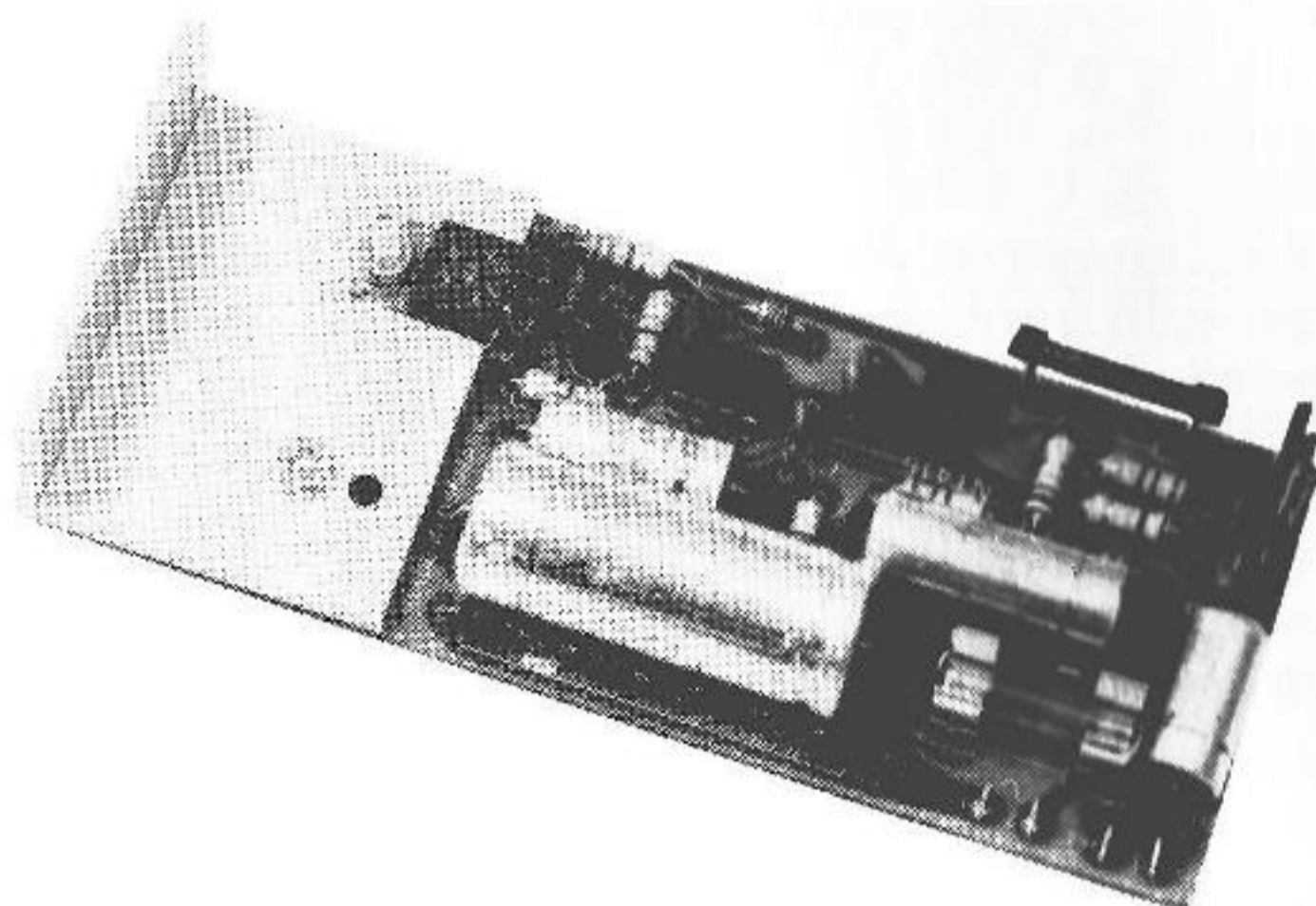
- 1 = 220 -250 V AC Mains input
- 2 = C1 Elektrolytkondensator
- 3 = R2 Trimmepotentiometer
- 4 = Voltage adj. -5-15 V DC - 500-50 mA
- 5 = TR1 Transformer
- 6 = +/-5-15 V DC

KOMPONENTLISTE NT 411 DK

R1	330 Ohm
R2	470 Ohm
C1	1000 uF/16 V
C2	10 uF/25 V
IC1	L129 el. LM340-2
D1	1N4005
D2	1N4005
D3	1N4005
D4	1N4005

DIAGRAM





NT 415

LABORATORIESTRØMFORSYNING

TEKNISKE DATA

Driftspænding	12-24 V AC
Spids indgangsspænding	30 V AC
Regulerbar udgangsspænding	0,0-30,0 V DC
Brumspænding ud ved bel. 0-1 A	1 mV
Typ. brumspænding ved 0,5 A	0,1 mV
Indre modstand DC til 100 Hz	10 mOhm
Slew rate	10 V/ms
Kortslutningsstrøm	1200 mA
Maximal køleeffekt (TRF: 27 V/1 A)	30 Watt
Anbefalet køleplade	1,5° C/W

TEORETISK FUNKTION

NT 415 er opbygget med en integreret kreds, 3 transistorer og 9 dioder.

Den udstrakte anvendelse af moderne kredsløbsløsninger og komponenter gør denne opstilling særdeles attraktiv i både pris og kvalitet.

Kortslutningssikringen er opbygget med en siliciumtransistor. Når denne transistors basis/emitterspænding på mellem 0,5 og 0,7 volt nås, vil den lede og trække udgangsspændingen ned på 0 volt. Knækspændingen er temperaturafhængig, og ved en omgivelsestemperatur på f.eks. 60° C, kan kortslutningsstrømmen komme ned under 1 ampere, ligesom man i »frostvej» kan opleve kortslutningsstrømme i nærheden af 1,5 ampere.

NT 415 er vedlagt to selvklæbende skalaer for G310, G350 eller G391 standardmåleinstrumenterne. Disse instrumenter kan med formodstande og de nævnte nye skalaer benyttes som måleinstrumenter for strøm og spænding.

VOLTMETER 0-30V



5%

AMPEREMETER 0-1A



5%

De nævnte instrumenter skilles ad ved at aftage tapen. Den gamle skala kan lirkes forsigtigt af med en kniv. Den medfølgende skala kan indsættes i stedet for (selvklæbende papir - ikke plast).

De nævnte små måleinstrumenter viser spændingen og strømmen noget logaritmisk, men skalaerne er mærket op med omhu, så en højagtighed på 2-3% er opnåelig. Disse små instrumenter er af næsten uvurderlig betydning på et lille laboratorium, hvor man ikke kan ofre flere hundrede kroner på større og nøjagtigere panelmetre.

I anvendelsesafsnittet i denne beggevejledning ser De hvorledes instrumenterne kan tilsluttes til NT415.

Med et sådant system er det ikke nødvendigt at benytte en speciel transformator for at komme ned på udgangsspændingen 0,0 volt. Helt ubelastet kan man endog risikere at udgangsspændingen bliver negativ med ca. 100 mV (0,1 V). D9 zenerdioden er en speciel type med lav dynamisk impedans.

Denne specielle måde, som man opnår en positiv forsyningspænding og referencespænding på, er der så godt som ingen andre fabrikanter af standard-elektronik, der anvender.

Et af kendetegnene på en sådan opbygget regulering er den lineære regulering af udgangsspændingen med et lineært potentiometer. Billigere eller dårligere strømforsyninger vil regulere logaritmisk. Det vil sige at udgangsspændingen stiger meget langsomt i potentiometerets bundstilling og kommer »med et brag» i potentiometerets anden ende. Det kan lade sig gøre at indsætte et antilogaritmisk potentiometer i en sådan strømforsyning, men spændingsstabiliteten på udgangen vil være lav på grund af den lave sløjfe-forstærkning i den tilkoblede forstærker.

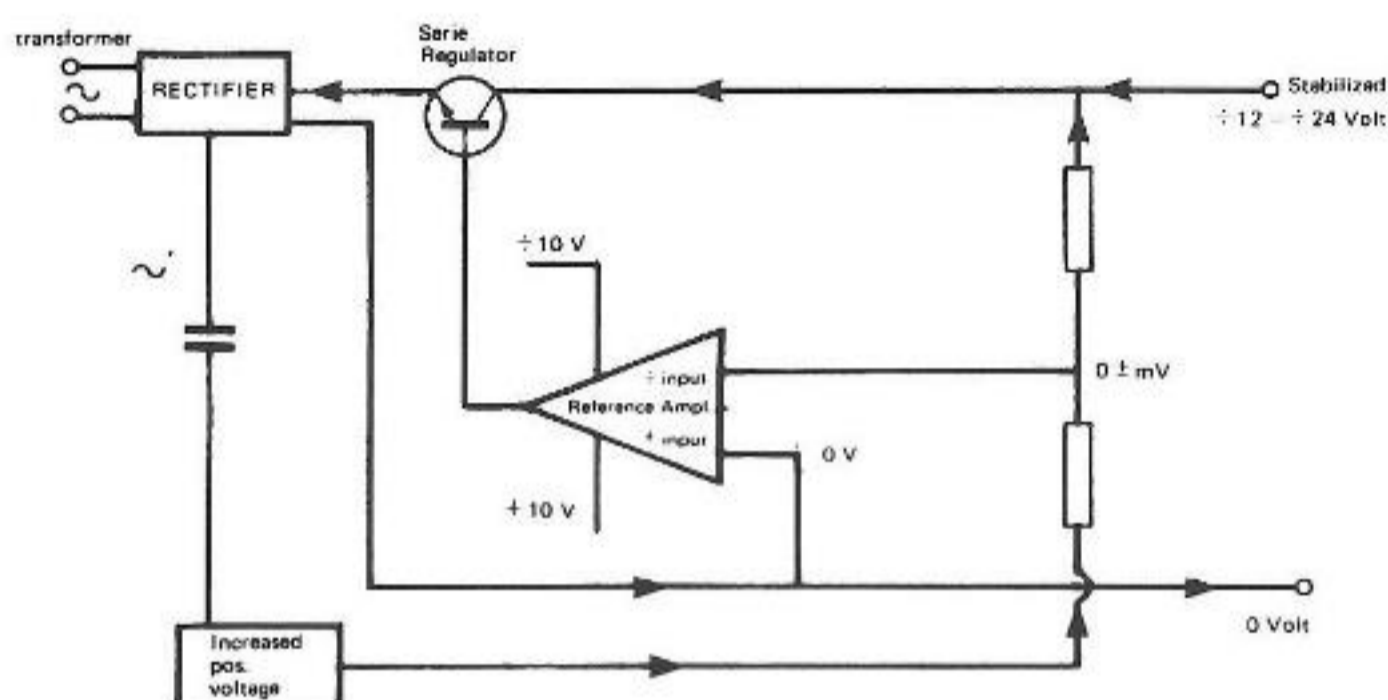
I NT 415 er stabiliteten høj - ja, så høj, at man simpelthen kan spændingsprogrammere med en modstand i stedet for R9, eller indsætte modstandsdekader, som vil give direkte proportionale spændinger på udgangen. Konstanten for NT 415 er 1,2 kOhm pr. volt (1K2/V), hvilket vil sige at man får en udgangsspænding på 1,0 volt ved at indsætte en modstand på 1,2 kOhm i stedet for R9.

To modstande i serie giver 2,0 volt, 3 giver 3 volt osv. Man kan også indsætte 100 mV (0,2 V) spring i denne dekade. Modstandene skal da være 120 Ohm for hver 100 mV.

Teoretisk set er det ligeledes muligt at lave 10 mV spring med 12 Ohm modstande, men værdien 12 Ohm i forhold til 1 V modstandene på 1,2 kOhm kræver tolerancer på 1% eller mindre. Standardmodstande fra JOSTYKIT holder min. 5% tolerance og typisk 1-2%.

NT 415 er også forsynet med en fast strømbegrænsning, som sikrer mod kortslutning i de tilsluttede kredsløb. NT 415's kortslutningsstrøm er på godt 1 ampere (typ.: 1200 mA = 1,2 A).

Nettransformatorens sekundærvikling (2 ledninger med 12 til 27 volt på) forbindes direkte til NT 415 printpladen. Printpladen indeholder sikring for 1 ampere, ensrettere, ladekondensator og reguleringskredsløb. Reguleringskredsløbet er af serie-typen, hvilket vil sige at spændingen til strømforsyningens udgang skal løbe gennem en regulerbar modstand, - i dette tilfælde en NPN-kraft-transistor.



Krafttransistoren styres af en drivertransistor, T2, som igen styres af en integreret kreds, IC1, af typen 741.

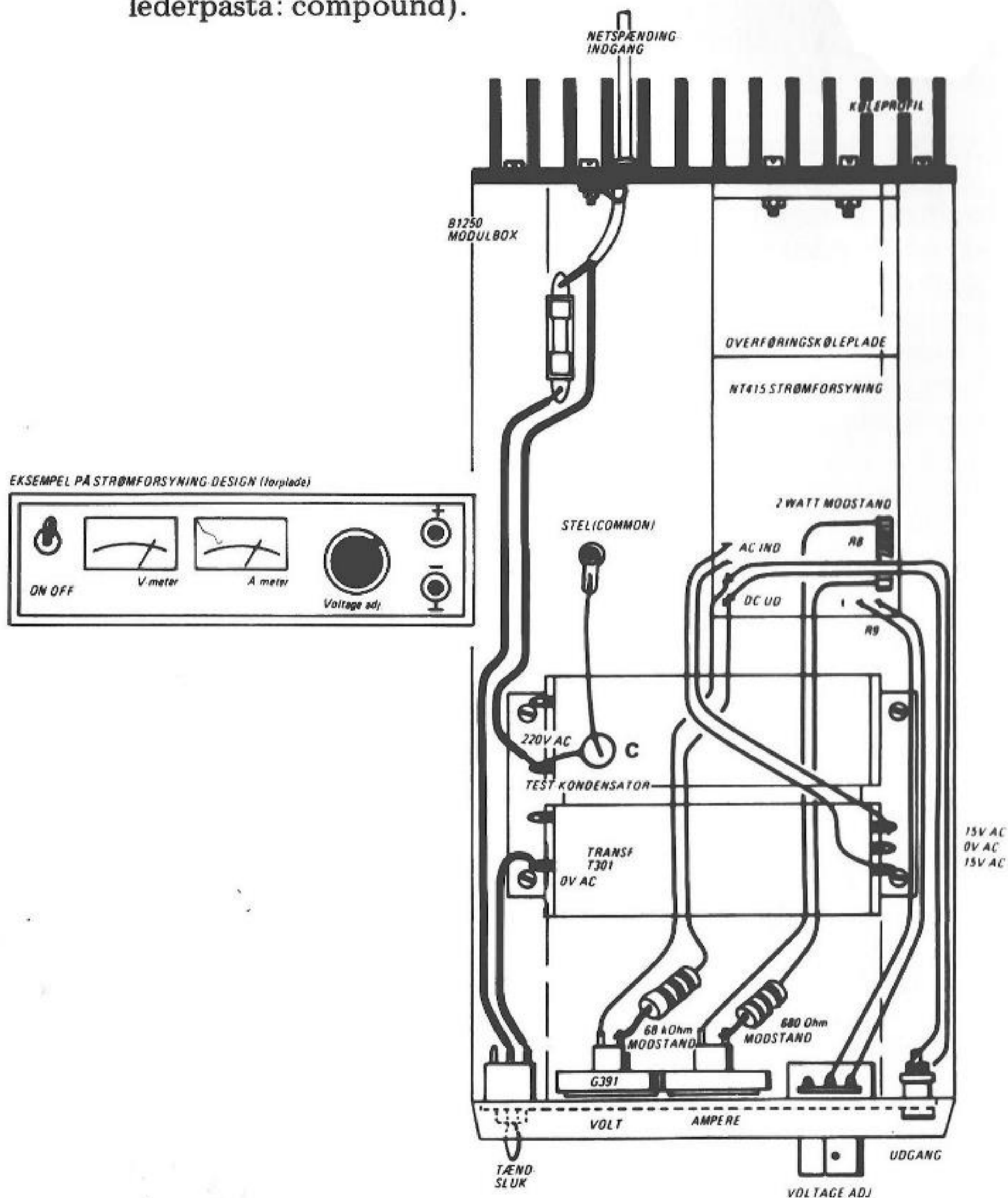
Den integrerede kreds' inverterende indgang ($-$ input) måler spændingsforskellen mellem stel (i dette tilfælde plus) og en spændingsdeler, som kan reguleres med et potentiometer.

Når udgangsspændingen har indstillet sig på en konstant værdi, vil spændingsdelerforholdet mellem en konstant, kunstig, negativ spænding og denne udgangsspænding være nøjagtig 0 volt.

For at den integrerede kreds kan arbejde i området 0 volt, med plus/minus nogle få milli-volt, må den forsynes med en positiv og negativ driftspænding på omkring ± 10 V. Disse to spændinger dannes på to forskellige måder. Den negative spænding fås ved at indsætte en faldmodstand fra minus til en zenerdiode til plus (stel). Den positive spænding skabes kunstigt, - den er ikke direkte tilgængelig. En 100 μ F elektrolytkondensator overfører en del af transformatorens vekselspænding - med galvanisk adskillelse - til en ensretterdel med to dioder. Denne - i forhold til stel - mere positive spænding udglattes og stabiliseres med en kondensator (C3), en diode (D6) og modstanden R2.

ANVENDELSE NT 415

NT 415 kan naturligvis benyttes i enhver kasse med en køleplade eller kølemulighed. Nedenfor kan man på tegningen se hvorledes JOSTYKIT forestiller sig indbygningen i en B1240 MODUL BOX, med en kraftig køleplade på bagsiden. (Kølepladen SKAL anbringes til NT 415's overføringskøleplade med god termisk kontakt - brug varmeleder pasta: compound).



BENYTTETE KOMPONENTER:

NT 415	byggesæt
B1250	indbygningskasse
G350	2 instrumenter
T301	transformator
H880	køleplade
E121	mini afbryder - kan ikke D-mærkes!
J157	47 kOhm 4 mm potentiometer LIN
F317	knap

NT 415's trimmepotentiometer erstattes af 3 loddeøjne. NT 415 kan forbindes og indsættes i kasse, som på monteringstegningen. Den spændes fast med to M3x12 mm skruer på bagsiden, hvor også kølepladen er anbragt. Benyt varmeleder pasta mellem overføringskølepladen og bagside/køleprofil.

Til de to yderste loddeøjne, hvor R9 i NT 415 var placeret, forbindes to monteringsstråde. Den anden ende loddes på de to anviste loddeøjne på frontpladepotentiometeret (4 mm 47 K LIN).

Hvis De har anskaffet Dem 1 meter mangefarvet mangelederkabel (lakridskabel), kan der benyttes forskellige farver til hver forbindelse. Det letter overskueligheden.

Hvis De ikke allerede har skiftet skalaen ud i G350 instrumenterne, bør det gøres nu, - den ene forsynes med 1 amperes skalaen og det andet med 30 volt skalaen.

Måleinstrumenterne forbindes nu.

Voltmeteret tilsluttes strømforsyningsens udgang gennem en modstand på 68 kOhm, og amperemeteret tilsluttes over R8 modstanden på NT 415 gennem en modstand på 680 Ohm. R8 modstanden på NT 415 er forsynet med »benhuller«, som tillader ledningsmontage. Modstandene på 680 Ohm og på 68 kOhm tilpasser måleinstrumenterne til de rette spændinger.

Kondensatoren mærket C er på 1.000 pF eller 1 nF og 5000 V eller 5 kV TEST. Den indsættes efter behov for at kortslutte for modulationsbrum, specielt i forbindelse med strømfødning af AM-RADIODER. Modulationsbrum opstår på grund af transformatorens galvaniske adskillelse med den kapacitive ledning mellem primær og sekundær siden.

Der er altså i praksis intet brum fra NT 415, selvom en tilsluttet AM-radio brummer!

Kondensatoren skal være af DEMCO godkendt type for sikring mod brand og stød.

Med isat modulationskondensator skal stikket vendes korrekt i stikkontakten. Dvs. - brummer AM-radioen stadig, må man vende stikket.

NT 415 er som omtalt i den tekniske beskrivelse konstrueret med plus til stel, - lidt usædvanligt i dag, hvor MINUS til stel er mest anvendt. Der er dog en konstruktionsmæssig detalje uden praktisk betydning. På grund af den lave indre modstand, forbinder man loddeøjet mærket S til ENTEN plus eller minusudgangen på AT 415 (normalt minus).

Sikringen mærket S1 på monteringstegningen er på 1 ampere for T301 transformatoren. Ved mindre transformator må man benytte mindre sikring. Da enhver transformator på mellem 12 og 24 volt og mere end 1 ampere kan benyttes, må man i hvert tilfælde tilpasse sikringen således at den lige netop IKKE går med den benyttede transformator. I denne forbindelse bør man huske at NT 415 ikke kan give højere belastet jævnspænding ud end den vekselspænding, som transformatoren kan levere. Til laboratoriestrømforsyninger bør man benytte så høj en spænding, som anbefales, og så høj en strøm, som anbefales, for at man får den mest alsidige strømforsyning (24-26 V/1-1,5 A).

Ønsker man konstante belastninger ved faste spændinger, f.eks. 13-14 Volt til en walkie-talkie, ved maximal strøm, er det en fordel at benytte en transformator på 13-18 Volt, som giver mindre varme på grund af mindre effekttab i T1 udgangstransistoren.

Skal man anvende NT 415 til en fast spænding er det mest praktisk at programmere den med faste modstande i stedet for R9. Programmeringsmodstandene er på 1,2 kOhm pr. Volt.

Det lille regnestykke nedenfor giver den eksakte ønskede spænding:

$$R_9 = V_b \times 1,2 \quad \text{hvor } R_9 = \text{programmeret modstand i kOhm}$$

$$V_b = \text{ønskede output-spænding i Volt.}$$

EKS.:

Ønsket udgangsspænding = 5,25 V

$$R_{9x} = 1,2 \text{ kOhm} \times 5,25 = 6,3 \text{ Ohm.}$$

Denne sære modstand kan sammensættes af en serieforbindelse af 5 stk. 1,2 kOhms modstande, to 120 Ohms modstande og 5 stk. 12 Ohms modstande. Modstanden kan selvfølgelig også laves af andre værdier i serie eller parallel forbindelse.

Programmeringsmodstanden R9 isættes i det midterste hul og det højre hul af de 3 huller ved R9 trimmepotentiometersymbolet.

Strømbegrænsingen for kortslutningen af NT 415 kan også programmeres til andre værdier end 1 ampere, som i standardudgaven. Modstanden R8 bestemmer kortslutningsstrømmen efter OHMs LOV og siliciumtransistorens knækspænding mellem basis og emitter, som er 0,5 V ved 25° C. Formelen siger da:

$$I_{\text{ begr. }} = \frac{0,5 \text{ V}}{R8}$$

eller hvis man vil kende modstanden for en givet strøm:

$$R8 = \frac{0,5 \text{ V}}{I_{\text{ begr.}}}$$

I det ene tilfælde ønsker man at kende strømmen, der maksimalt kan gå, når modstanden er kendt, og i det andet tilfælde vil man gerne vide, hvor stor man skal lave R8 modstanden for en givet strøm.

EKS.: (originalmodstanden fra NT 415)
Modstanden er på 0,47 Ohm, - hvor stor strøm kan der gå?:

$$I = \frac{0,5 \text{ V}}{0,47 \text{ Ohm}} = 1,064 \text{ amp. eller i praksis 1 A.}$$

RESERVEDELSLISTE NT 415

KOMPONENTLISTE NT 415

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

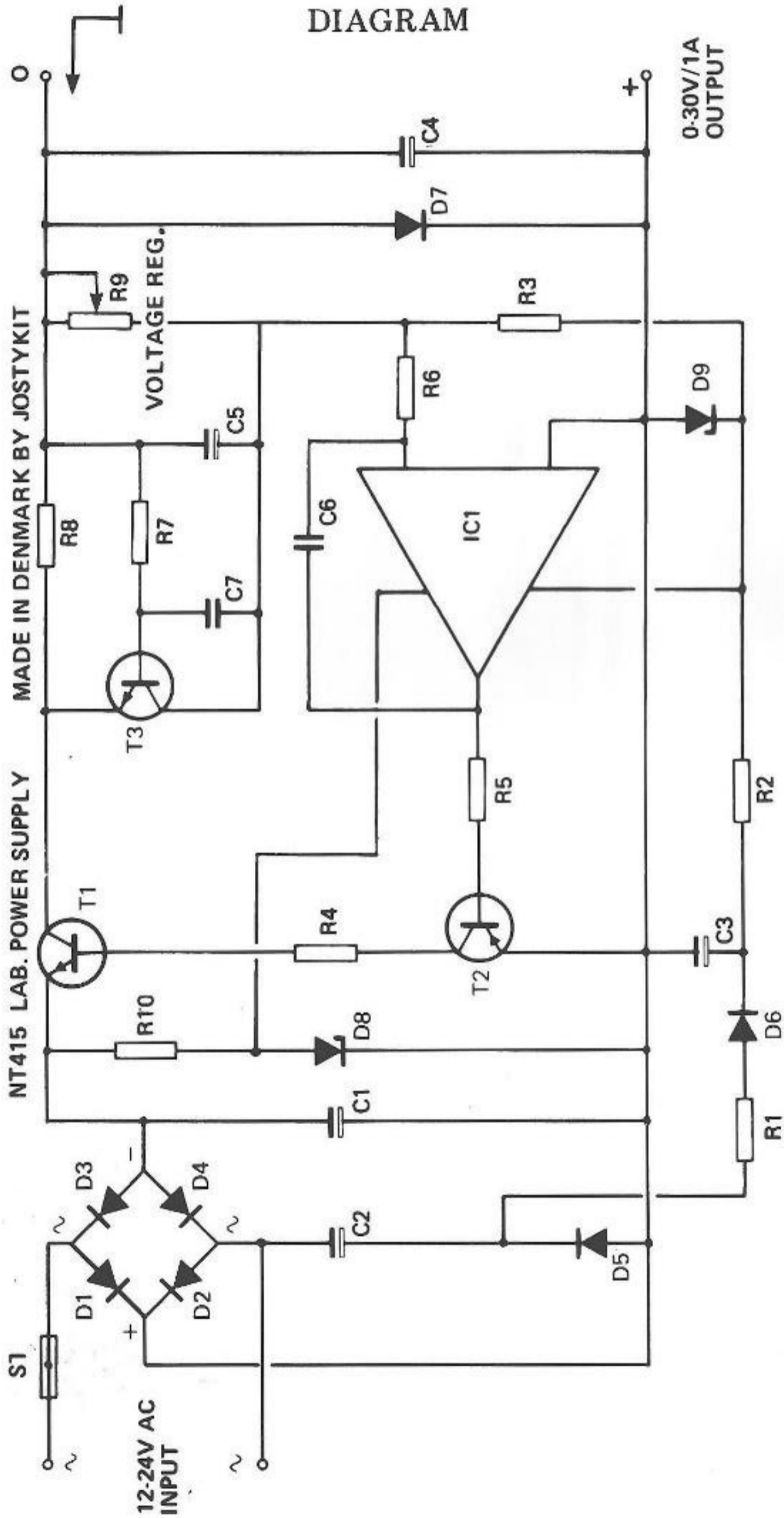
C1	1000 uF/35-40 V
C2	100 uF/35-40 V
C3	470 uF/16-18 V
C4	47 uF/40 V
C5	0,22 uF/35 V
C6	1 nF/125 V
C7	2,2 nF/125 V

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
-----	-----------------------------

DIAGRAM





ANVENDT ELEKTRONIK

AE-bogen er opbygget således, at den er lige anvendelig til såvel selvstudium som til klasseundervisning.

AE-bogen anvendes i udstrakt omfang til **AFTENSKOLE-
UNDERVISNING.**

AE-bogen, der nu er på over 600 sider, indeholder både en elektronisk »grundskole«, de berømte 10 AE-konstruktioner med printplade og en masse interessante diagrammer med data, komponentlister og forklaringer.

AE-bogen er udsendt i over 200.000 eksemplarer på svensk, dansk, engelsk, tysk, hollandsk og finsk.

AE-bogens grundliggende afsnit er opbygget programmeret med efterfølgende opgaver og feed-back liste.

Det betyder, at læseren stilles overfor en række spørgsmål efter hvert grundkapitel. Der er så to eller flere valgmuligheder.

I feed-back listen kan man se, hvilket svar der er rigtigt, og hvad man evt. har gjort forkert. I visse tilfælde vises tilbage til fejlforståede tekstafsnit.