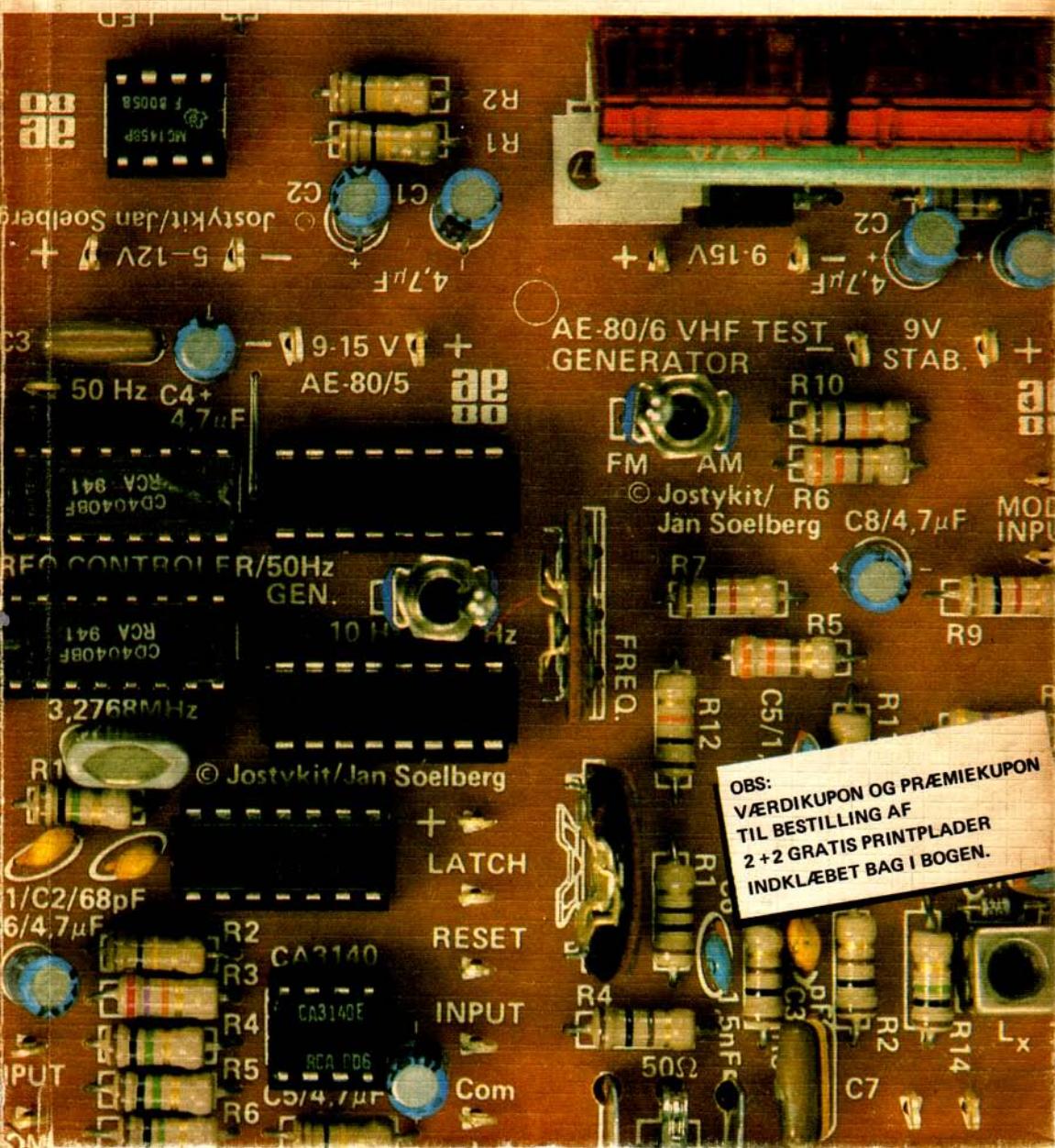


Jan Soelberg

2

ae  
80

# Anvendt ELEKTRONIK



Jan Soelberg

# Anvendt ELEKTRONIK

2

## Bind 2 er en diagrambog.

AE80-bogen består af to bind; lærebogen i bind 1 og diagrambogen bind 2. I bind 2 findes et stort antal beskrivelser af forskellige elektroniske byggesæt. Derfor er diagrambogen bindeleddet mellem lærebogens teori og vore dages praktisk anvendte elektronik.

### Elektroniske opstillinger til mange formål.

Diagrambogen indeholder omkring 100 spændende opstillinger med billede, diagrammer og komponentlister for moderne elektroniske byggesæt. Der er komplette beskrivelser af forstærkere mellem 1/2 watt og 500 watt, lysregulatorer, lysshow, AM-radioer, FM-radioer, stereo FM-modtagere, mixere, forstærkere, måleinstrumenter og strømforsyninger, - næsten ethvert tænkeligt elektronisk apparat, man med fordel selv kan bygge.

### Praktiske opstillinger der er gennemprøvet.

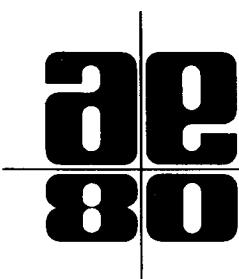
Den største del af konstruktionsmaterialet i diagrambogen stammer fra byggesætproducenten Jostykit, som siden transistorens barndom har udviklet elektronik specielt til hobbyfolk og amatøre. En bestemt gren af elektronikken, som - på mange måder sætter særlige krav til udformningen, - sættene skal kunne bygges af enhver!

### Udførligt materiale med mange beskrivelser.

Diagrambogen indeholder en masse beskrivelser over praktiske byggesæt, som ikke findes andet steds. Derfor kan bogen også benyttes som opslagsbog i forbindelse med forskellige byggesæt. De normalt ret kortfattede byggebeskrivelser i byggesæt beskrives meget udførligt og er omfattende illustreret med næsten 500 fotos og tegninger på 500 sider.

ae  
80





**anvendt  
elektronik**

**bind 2**

**PRAKTISKE BYGGEKONSTRUKTIONER**

Forstærkere  
Mixermoduler  
Lysshow - lysstyring  
Automatik  
AM/FM-modtagere  
Antenneforstærkere  
Fjernstyring  
Scanner  
Tyverialarm  
Sirener  
Måleinstrumenter og strømforsyninger  
Printservice konstruktioner

København  
**JOSTYKIT FORLAG**  
1980

© Jan Soelberg/Jostykit, Sats: Helle Ladiges, Repro: Jostykit  
Montage & layout: C. Vang Petersen, Tegninger: Annette Soelberg  
Foto: Jørgen Strobach/Jan Soelberg, Logo: Jørgen Soelberg  
Tryk: Reproset, Omslag: Jan Soelberg/C. Vang Petersen

ISBN: 87-980079-39

9. ombearbejdede udgave af AE-bogen, 1' oplag, København 1980  
Nu trykt i mere end 300.000 eksemplarer på dansk, tysk, engelsk,  
fransk, hollandsk, finsk og svensk.

Indholdet af denne bog må ikke udnyttes kommersielt, kopieres  
eller på anden måde reproduceres, helt eller delvist, uden forfatte-  
rens skriftlige tilladelse. Der tages forbehold for fejl og ændringer,  
ligesom data og komponentlister ikke garanteres at svare nøje til  
de af Jostykit producerede byggesæt.



## FORORD TIL AE80 BIND 2

Bind 2 er en diagrambog. I den er der ca. 100 af de mest moderne Jostykit konstruktioner. Hver konstruktion er beskrevet udførligt, der er billeder, diagrammer, målekurver og komponentlister, - men ikke printtegninger. Jostykit har copyright på selve printpladerne, hvorfor det ikke har været muligt at bringe dem i AE80-bogen.

Alligevel er diagrambogen interessant. Både for den der vil lave det hele selvstændigt og for den, der ønsker mere viden om de enkelte konstruktioner. Diagrambogen er ikke blot »et aftryk« af Jostykits konstruktioner. Den er en udførlig beskrivelse af en lang række spændende elektroniske opstillinger. Beskrivelserne er langt mere omfattende end de meget kortfattede byggevejledninger, man finder i de færdige byggesæt.

En af ideerne ved udarbejdelsen af diagrambogen har været, at de enkelte afsnit skal kunne læses hver for sig. Det har medført, at diagrambogen er blevet meget mere omfattende, men sålettes forståelsen af de enkelte kredsløb. Man behøver sjældent at blade rundt mellem henvisninger i de selvstændige afsnit.

Konstruktioner, der er udgået eller er ved at udgå fra Jostykit, er ikke medtaget, selv om der måske stadig findes både reservedele og komplette byggesæt hos forhandleren. Udviklingen indenfor elektronik går hurtigt, og derfor er 5-10 år gamle konstruktioner ikke relevante. Derimod er der medtaget enkelte konstruktioner, der er så nye, at de endnu ikke findes i handlen. Disse konstruktioner er markederet med oplysninger om, at de er »under udvikling«, og derfor må de ikke anvendes for slavisk efterbygning - uanset der også i bogen er opgivet komponentlister. Der er tale om produkter på et tidligt stade, men samtidig meget moderne og interessante kredsløb.

For konstruktionerne i diagrambogen er der ikke nogen egentlig funktionsgaranti. Garanti kan man kun give på egentlige produkter. Ligeså kan der forekomme uoverensstemmelser mellem bogens konstruktioner og de praktiske byggesæt, man køber gennem Jostykit Forhandleren. Ofte indfører man i en løbende elektronik-produktion nye komponenter eller forbedrer de eksisterende kredsløb. Sådanne ændringer kan naturligvis først indføres i nye oplag af AE80-diagrambogen.

Jan Soelberg

# INDHOLD

## AF

### Forstærkere og mixere

AF300 Universal højttalerforstærker - 6W . . . . .	7
AF310 HI-FI udgangsforstærker modul - 20W . . . . .	12
AF325 Stereo HI-FI mixermodul . . . . .	17
AF330 Stereo HI-FI indgangsmodul . . . . .	25
AF340 HI-FI udgangsforstærker modul - 40W . . . . .	31
AF350 Stereo HI-FI forstærker . . . . .	37
AF360 HI-FI udgangsforstærker modul - 60W . . . . .	43
AF380 Batteriforstærker til 12V-2,5W . . . . .	48
AF386 Batteriforstærker - 1W . . . . .	58
AF390 Stereo HI-FI tonekontrol modul . . . . .	64
AF395 Stereo HI-FI filter modul . . . . .	68
AF400 4-kanal HI-FI stereo mixer . . . . .	74
AF410 HI-FI udgangsforstærker modul - 100W . . . . .	84
AF500 Ultra HI-FI udgangsforstærker modul - 250W . . . . .	89
AF501 PA & orkester forstærker . . . . .	102
AF510 10 bånd equalizer . . . . .	111

## AT

### Regulatorer og lysshows

AT 65-3 3-kanal lysshow . . . . .	120
AT320 Alsidig AC/DC regulator . . . . .	125
AT325 Viskerrobot - elektronisk impuls giver . . . . .	140
AT350 Vekselstrømsregulator - 2A . . . . .	146
AT356 Vekselstrømsregulator - 6A . . . . .	151
AT357 Touch vekselstrømsregulator - 2A . . . . .	154
AT358/AT359 Korrespondance touch regulator - 1A . . . . .	158
AT365 3-kanal lysshow med mikrofonstyring . . . . .	164
AT366 Mini-stroboskop . . . . .	169
AT390 Støjspærre for FM-radio . . . . .	175
AT405 Elektronisk parkeringslys . . . . .	179
AT464 4-kanal mikrofonstyret lysshow . . . . .	182
AT465 3-kanal lysshow med 0-lys . . . . .	190
AT466 Strobolite . . . . .	194
AT468 4-kanal lobe-lysshow . . . . .	198
AT469 Programmerbar AC-power modul . . . . .	203
AT470 Multi-lite lysmixer . . . . .	210
AT474 Colorlite - digital lysshow . . . . .	220

## GP

### Forstærkergrundprint

GP310 Stereo forstærker . . . . .	228
GP340 Forstærker grundprint . . . . .	237
GP450 Udgangsforstærker grundprint . . . . .	244

## HF

### Radiomodtagere og antenneforstærkere

HF61 Mellombølge diodemodtager . . . . .	248
HF65 FM-målesender . . . . .	252
HF305 VHF converter . . . . .	258
HF310 FM-tuner modul . . . . .	266
HF325 HI-FI-tuner modul . . . . .	276
HF330 Stereodekoder . . . . .	289
HF361 Junior mellombølge modtager . . . . .	294
HF385 VHF-UHF antenneforstærker . . . . .	302
HF395 AM-FM bredbånd antenneforstærker . . . . .	307

## JK

### JK-HOBBY byggesæt

JK-HOBBY SÆT . . . . .	311
JK01 Højttalerforstærker . . . . .	312
JK02 Mikrofon forstærker . . . . .	317
JK03 Sinus tonegenerator . . . . .	323
JK04 FM micro tuner . . . . .	330
JK05 27MHz modtager . . . . .	342
JK06 27MHz sender/modulator . . . . .	352
JK07 2-tone dekoder . . . . .	360
JK08 Lysrelæ for 220 volt . . . . .	364
JK09 Sirene/pip-fugl . . . . .	368
JK10 Hobby fototimer . . . . .	372
JK11 Elektronisk sirene . . . . .	377
JK12 27MHz kombinationssæt . . . . .	382
JK13 HF-generator . . . . .	387
JK14 Elektronisk terning . . . . .	391
JK15 Infrarød modtager . . . . .	395
JK16 Infrarød sender . . . . .	405
JK17 Proportional fjernstyring sender - 27MHz AM . . . . .	409

JK18 Proportional fjernstyring modtager - 27MHz AM . . . . .	419
JK19 Motorservo . . . . .	428
JK20 Servo elektronik . . . . .	434
JK-SERVO elektromekanisk servo . . . . .	438
JK101 Tyverisikring til bil og båd . . . . .	441
JK105 VHF lomme scanner modtager . . . . .	445

## MI Måleinstrumenter og VU-metre

MI310 Stereo VU-meter & FM-scala . . . . .	462
MI325 Stereo led VU-meter & monitor forstærker . . . . .	465
MI350 S-meter forstærker/Løgnedetektor . . . . .	471
MI360 Astabil multivibrator - signalgenerator . . . . .	476
MI395 Stations-automat . . . . .	484

## NT Strømforsyninger

NT300 Stabiliseret strømforsyning . . . . .	486
NT305 Spændingsomsætter . . . . .	492
NT311 Spændingskobler . . . . .	497
NT325 System mix strømforsyning . . . . .	500
NT385 Antenneforstærker strømforsyning . . . . .	503
NT400 Laboratorie strømforsyning . . . . .	506
NT411 Mikrostrømforsyning . . . . .	512
NT415 Laboratoriestrømforsyning . . . . .	515
NT500 Dobbelt forstærker-strømforsyning . . . . .	522

## PR Printservice konstruktioner

PRINTSERVICE KONSTRUKTIONER . . . . .	527
18400/18401 Digital ampere- & voltmeter . . . . .	528
18460 MOS-frekvenstæller . . . . .	535
18461 Prescaler til 160-200MHz . . . . .	545
18580 Audio tonegenerator . . . . .	552

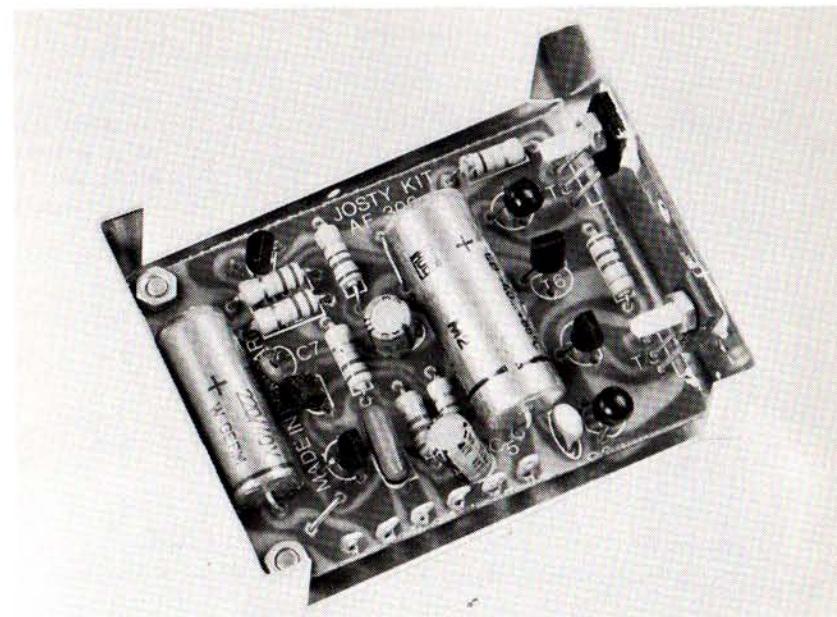


Fig. AF330.1

AF300 universalforstærker i et til byggesættet medfølgende aluminiumsschassis, der fungerer både som elektrisk skærm og køling for udgangstransistorerne, der kan afsætte op imod 5 watt i varme.

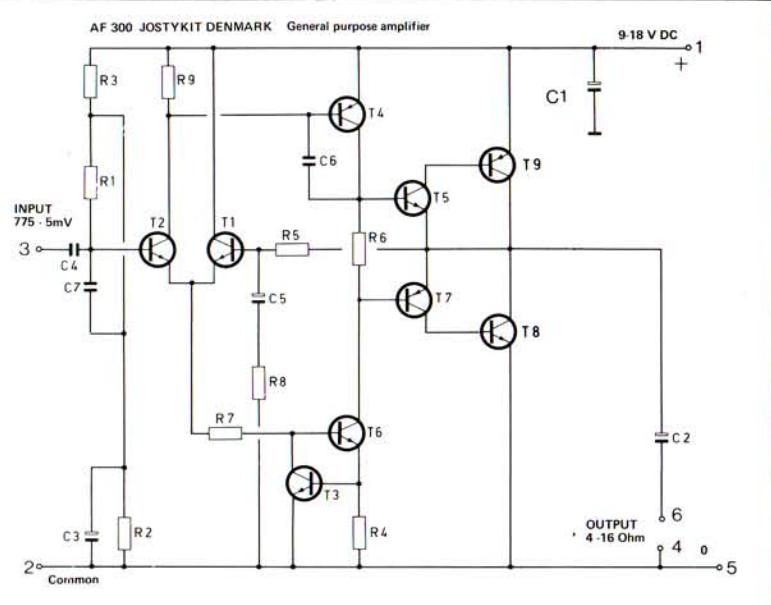
## AF300 UNIVERSAL HØJTTALERFORSTÆRKER - 6W

AF300 er en universelt anvendelig højttalerforstærker. Den kan drives af batteri eller strømforsyning og er velegnet som autoforstærker, grammonoforstærker, kassettebåndforstærker eller forstærker til radioer med konstruktionerne JK04 (FM-radio), HF310 (FM-radio) eller HF361 (Mellembølge-radio). Endvidere kan den også benyttes som høretelefonforstærker, da de elektriske egenskaber på mange måder er bedre end tilsvarende IC-bestykkede udgangsforstærkere.

Ved ændring af en enkelt komponent i AF300, kan man ændre indgangsfølsomheden fra 10mV til 240mV. Derved kan man i mange tilfælde undvære en ekstra forforstærker.

Det bør specielt bemærkes, at AF300 er velegnet til undervisning i forstærkerteknik. Den er opbygget med gængse transistorer, modstande og kondensatorer, hvorfor man kan ændre og måle inde i selve kredsløbet. AF300 ligner konstruktionsmæssigt en effekt operationsforstærker (OP-AMP).

AF300 kan på grund af det gennemtænkte elektroniske kredsløb benyttes over et bredt spændingsområde, og den har selvjusterende tomgangsstrøm og midtpunktsspænding.

**Fig.****AF330.2**

AF300 diagrammet viser den totale opstilling med differential indgangsforstærker.

**DIAGRAMMET**

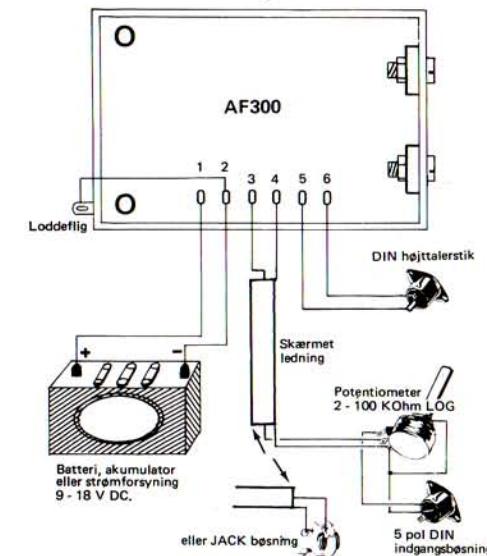
AF300 diagrammet viser konstruktionen i al sin enkelthed. De to udgangstransistorer T8, T9 er koblet til T5 og T7 i en super darlington konfiguration. Det giver mulighed for at udgangsspændingen kan svinge næsten helt ud til forsyningsspændingen. Så får man den højeste højttalereffekt. Der er ikke nogen spændingsforstærkning i dette trin. Udgangstransistorerne fører alt signal fra kollektor tilbage til drivertransistorens emitter. Fasen vendes 180 grader to gange. Derfor ændrer signalet sig ikke fra basis på T5, T6 til udgangen. Derimod er der en meget stor strømforstærkning. Det betyder, at udgangen kan trække store "strømslugere", som f.eks. en højttaler med en lav impedans - ja, helt ned til 2 Ohm.

Indgangen i AF300 er udformet som en typisk differentialforstærker. T1 og T2 er differentialforstærker sætter. Med denne indgangskonfiguration opnår man en symmetrisk opstilling med fin temperaturstabilitet. Desuden kan indgangssignalet tilføres basis på T2 og modkoblingssignalet basis på T1. Disse to signaler er altså uafhængige. Det betyder, at man kan vælge forstærkning i et bredt område.

Transistoren T4 er en "pre-driver", som sikrer at differentialforstærkerne ikke belastes for hårdt, og at der kan komme strøm og spændingssving nok til driver- og udgangstransistorer.

Da udgangen arbejder i såkaldt klasse B, hvor der næsten ikke går strøm når forstærkeren er tavs, skal der hele tiden være tilstrækkelig med forspænd-

**Fig. AF300.3**  
AF300 tilkoblet ind- og udgangsbøsninger, volumenkontrol og en 12 volt strømforsyning.



ding til T5 og T6's basis'er. Ellers vil man få urimelig stor forvrængning. Forspændingen er temperaturofhængig, og derfor er det nødvendigt med en automatisk justering, der selv skruer ned for denne spænding - og dermed strømen i tomgang - når forstærkeren under udstyring bliver varm.

Funktionen udføres af transistorerne T3 og T4, der leverer en strøm, som falder med stigende temperatur.

Reelt skulle T3 være anbragt i termisk kontakt med de to udgangstransistorer, men da der til AF300 medfølger en komplet aluminiumskasse, som bliver opvarmet rimeligt over det hele, er det tilstrækkeligt, at T3 blot er anbragt inden i kassen.

Opstillingens forstærkning bestemmes af forholdet mellem modstandene R5 og R8. Vil man have en udgangsspænding på 4 volt eff. i en 4 ohm højttaler, giver det jfr. Ohm's lov en effekt på 4 watt. Hvis forholdet mellem modstandene er 10, skal forstærkeren have 0,4 V eller 400mV ind for at give 4V eller 4.000mV ud.

I standardversionen er AF300 følsom for 240 mV indgangssignal. Dette signal giver fuld udgangseffekt ved 12 volt forsyningsspænding og en 4 ohm højttaler. Er denne følsomhed ikke tilstrækkelig, kan man gøre modstanden R8 mindre. Af skemaet kan man se modstandsværdien sammenholdt med følsomheden for udstyring i 4 ohm's højttalere ved  $U_b = 12$  volt:

Modstandsstorrelse	Følsomhed	Anvendelse
R8 = 1,2 k ohm	240mV	Kassetteoptager/gram./radio
R8 = 470 Ohm	100mV	Ufølsomme radioer/krystalapp.
R8 = 47 Ohm	10mV	Til mikrofon/telefonspole eller samtaleanlæg over T410 transformator.

AF300 kan anbefales som udgangs- eller højttalerforstærker for følgende andre konstruktioner:

- HF61-2 Forstærket diodemodtager med højttalerstyrke. R8=470 ohm
- HF361-2 Superheterodyn mellembølge modtager. R8=1,2 k ohm
- JK04 Nem lille FM-radio til bil og båd. R8=1,2 k ohm
- HF310 Auto eller bærbar FM-modtager. R8=1,2 k ohm

Til en "højttalende" telefon benyttes en speciel telefonspole og R8 skal være 47 Ohm.

Har man ikke en speciel telefonspole, der kan opsamle udstrålingen fra telefonens bund eller bagside, kan man selv lave en af en ferritstav eller 4-5 store jernsøm - med 1-200 vindinger kobbertråd om. Man vil da have en spole, der kan opsamle telefonsignalerne. Spolen skal placeres bedst muligt ved telefonen, og er den i nærheden af transformatorer til netdrift, vil den opsamle kraftigt brum.

Det sidstnævnte fænomen kan i praksis benyttes til at finde stømførende ledninger inde i vægge med.

## TILSLUTNING

Af tilslutningstegningen fremgår det, hvorledes man kan forsyne AF300 med spænding, hvorledes man kan tilslutte styrkepotentiometer, ind- og udgangsbøsninger, og endelig hvorledes man skal stelforbinde nul til metalkassen for at undgå brum og selvsving.

Bemærk også, at man bør forbinde styrkepotentiometerets metalkappe til stelpunktet. Så undgår man berøringsbrum.

Husk endvidere, at AF300, som alle andre udgangsforstærkere, bruger meget strøm, når den arbejder hårdt. Hvis det benyttede batteri er for svagt, kan forsyningsspændingen synke i ryk. Det høres som "hosten", brum eller såkaldte "motor-boating" i højttaleren.

## TEKNISKE DATA

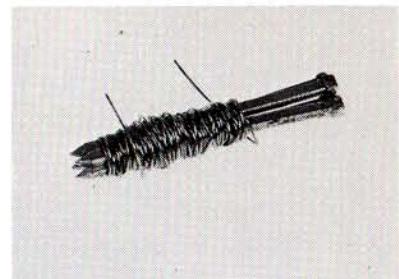
Driftsspænding.....	.9 - 18 V DC
Strømforbrug .....	15 - 300 mA
Frekvensgang for +/- 3 dB/8 Ohm.....	20 - 20.000 Hz
Harmonisk forvrængning.....	0,3%
Maximal udgangseffekt ved 4 Ohm/15V/18 V.....	3/6 Watt sinus
Indgangsfølsomhed for 2 W/4 Ohm.....	100 mV
Højttalerbelastning .....	4 - 16 Ohm

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	68 kOhm	1/4 W modstand
R2	68 kOhm	1/4 W modstand

Fig. AF300.4

Telefonspole af hjemmelavet type med et par søm og omkring 100 vindinger lakiseret kobbertråd.



R3	68 kOhm	1/4 W modstand
R4	120 Ohm	1/4 W modstand
R5	15 kOhm	1/4 W modstand
R6	220 Ohm	1/4 W modstand
R7	5,6 kOhm	1/4 W modstand
R8	1,2 kOhm	1/4 W modstand
R9	2,2 kOhm	1/4 W modstand
C1	220uF/40V	elektrolytkondensator
C2	470uF/16V	elektrolytkondensator
C3	10uF/25V	tantalkondensator
C4	100nF/250V	Polyesterkondensator
C5	10uF/25V	tantalkondensator
C6	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C7	1nF/125V	keramisk skivekondensator
T1	BC548B	NPN transistor
T2	BC548B	NPN transistor
T3	BC548B	NPN transistor
T4	BC557	PNP transistor
T5	BC547B	NPN transistor
T6	BC548B	NPN transistor
T7	BC557	PNP transistor
T8	BD135	NPN transistor
T9	BD136	PNP transistor

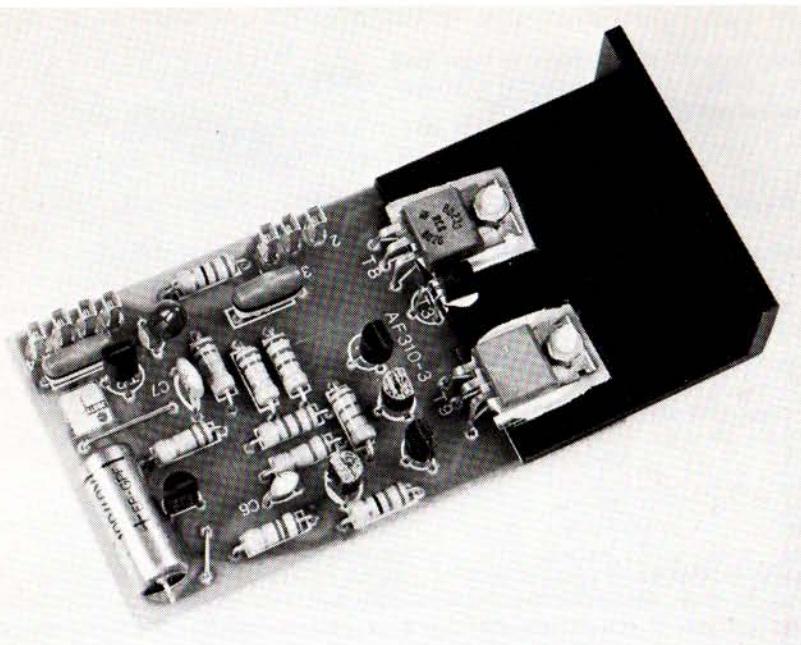


Fig. AF310.1.

AF310 udgangsforstærkermodulet er opbygget med kantkonекторer og en køle-overføringsvinkel af aluminium. Vinklen skal spændes fast på en køleprofil, hvis man skal udnytte samtlige 20 watt udgangseffekt.

## AF310 HI-FI UDGANGSFORSTÆRKER MODUL - 20 W

AF310 er en 20 watt modul udgangsforstærker, der konstruktionsmæssigt minder meget om 5 watt universalforstærkeren AF300.

AF310 er beregnet og konstrueret for højere udgangseffekt. Derfor eger den sig fint til hjemme stereoanlæg.

Der er ikke nogen elektrolyt i udgangen. Det betyder, at man kan styre højttaleren DC-koblet, når man har dobbelt strømforsyning. Derved kan man opnå en frekvensgang, der er lineær ned i den helt dybe bas.

Den modstand og kondensator, som bestemmer forstærkningen i AF310, skal tilkobles på en af kantkonекторerne. Så kan man på AF310 vælge den forstærkning, der passer til formålet. Modstanden og kondensatoren findes på grundprintet af forstærkeren GP310. Da der også er strømforsyning på GP310, har man en komplet stereoforstærker sammen med to AF310 udgangsmodule.

### DIAGRAMMET

AF310 ligner konstruktionsmæssigt meget AF300 universalforstærke-

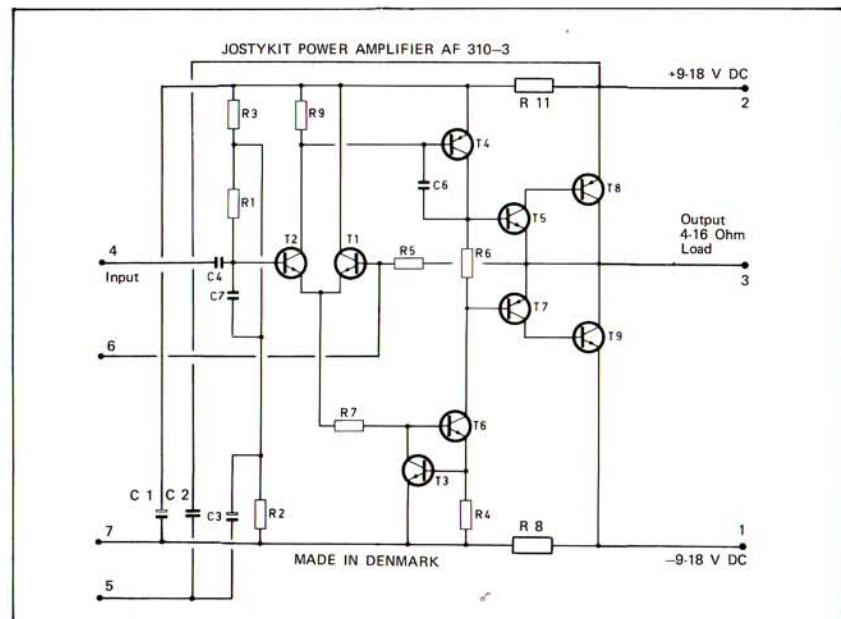


Fig. AF310.2.

AF310 diagrammet minder meget om AF300 diagrammet. AF310 adskiller sig i det væsentlige fra den lille universalforstærker ved, at den kan arbejde med DC-koblet udgang. Derfor har den tilslutninger for plus/minus spændinger og midtpunkts nul.

ren. Den har differential indgang med 2 transistorer, den har drivertransistorer, udgangstransistorer og temperaturafhængig strømgenerator.

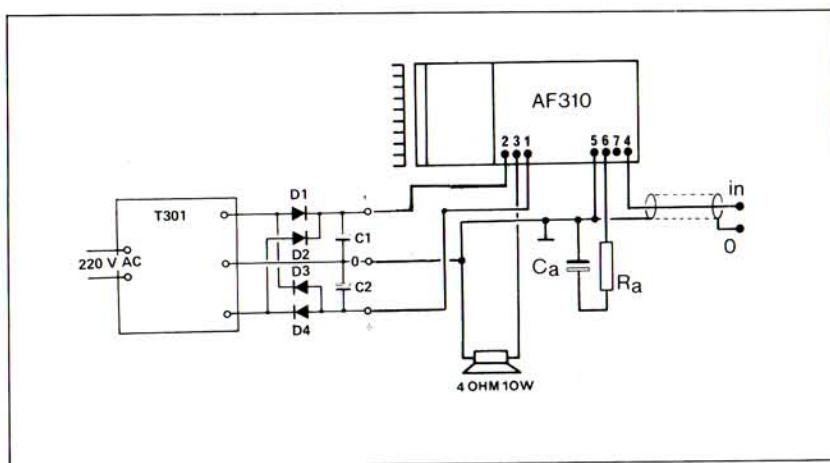
Da udgangseffekten for AF310 er højere end i AF300, må man benytte større krafttransistorer i udgangen ved T8 og T9.

Transistorerne leveres i AF310 byggesættet sammen med en såkaldt køle-overføringsplade. Selve pladen overfører kun den afsatte varme fra transistorerne. Den kan IKKE optage varmeeffekten. Derfor må man spænde et køleprofil eller en god varmeledende bagplade fast til vinklen.

Som strømforsyning til AF310 kan man benytte enten batteri eller netstrømforsyning. Det er forsyningsspændingen, der afgør, hvor meget udgangseffekt man kan få. Med en 12 volt akkumulator opnår man ikke højere udgangseffekt end med AF300. Hvis man derimod arbejder på en 24 volt akkumulator, kan man opnå næsten 4 gange højere udgangseffekt end med AF300.

Hvis man vil have AF310 tilsluttet nettet, er det bedst at benytte en dobbelt strømforsyning, der kan levere plus/minus spænding. Sådan en strømforsyning er nem at lave. Der kræves en transformator med to vekselspændinger, en brokoblet ensretter af 4 dioder og to store elektrolytkondensatorer.

Det er en udbredt misforståelse, at man skal have en fin stabiliseret strømforsyning. Det behøver en udgangsforstærker af AF310 typen ikke. Det er nemlig således, at forstærkeren selv undertrykker strømforsyningsbrummet.



**Fig. AF310.3.**  
AF310 skal tilkobles en ganske enkel dobbeltstrømforsyning. Så kan den arbejde med fuld udgangseffekt på nettet.  
Det vises også, hvorledes man skal tilslutte en volumenkontrol på forstærkers indgang.

Det gør den med sin egen ikke benyttede "råforstærkning". Man kalder det for modkoblingen.

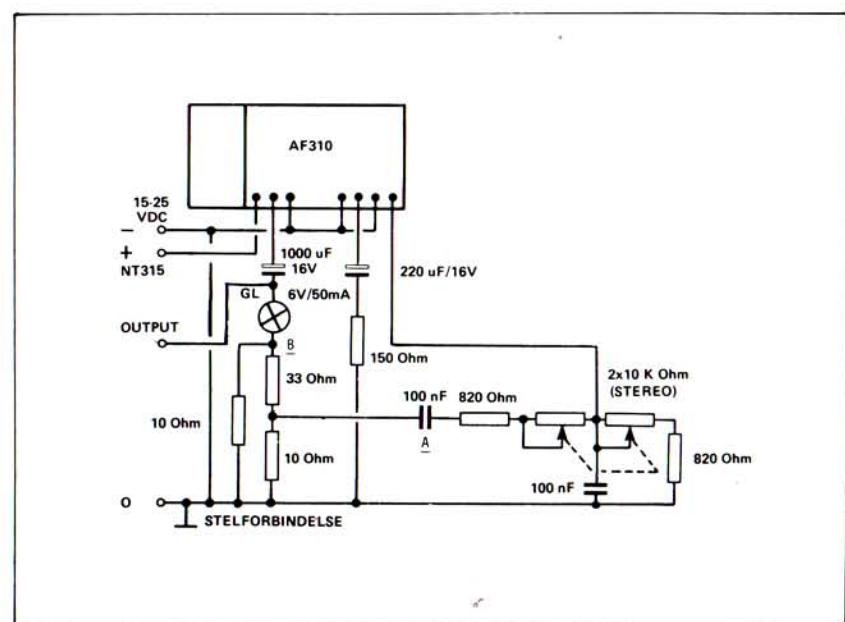
Hvis transistorerne ved strømforsyningens brumfrekvens 100 Hz har en samlet u-modkoblet forstærkning på 10.000 gange, og man kun anvender f.eks. 30 ganges forstærkning, - så vil modkoblingen være på ca. 300 gange. Derved vil brummet fra strømforsyningen sænkes med 300 gange. Hvis der ligger 1 volt brum på strømforsyningsledningerne, vil brummet på højttalerudgangen være 300 gange svagere, - altså i alt ca. 3 milli-volt. 3mV er næppe hørbart i en almindelig højttaler.

## TILSLUTNING

Eksemplet viser, hvorledes man sammenkobler en standard T301 transformator med 2 x 15 volt vekselspænding til 4 dioder af typen 1N4005 (1A/400V) og to elektrolytkondensatorer på 4.700uF/25 volt, - til en AF310 modul udgangsförstærker.

Forstærkningen bestemmes af modstanden Ra og kondensatoren Ca. Hvis man vælger kondensatoren til 220uF/40V, vil den ikke øve indflydelse på forstærkningen, - ej heller ved ganske lave frekvenser. Modstanden Ra bestemmer så alene forstærkningen. Det er forstærkningen, der giver følsomheden, når man har fastsat udgangseffekten og dermed udgangsspændingen over den valgte højttalerimpedans.

Hvis man vælger en 4 Ohm højttaler, den ovenfor beskrevne strømforsyning og en Ra modstand på 560 Ohm, bliver følsomheden 775mV. Ønskes større følsomhed, kan Ra ændres til 150 Ohm. Så vil man få en følsomhed på ca. 100mV.



**Fig. AF310.4.**  
AF310 kan benytte som sinus tonegenerator med udgangseffekt nok til mindre højttalere og højttalersystemer.  
Opstillingen er i virkeligheden en Wien-Bro oscillator.

Eksemplet fig. AF310.4 viser, hvorledes man kan tilkoble et antal ekstra komponenter, således at AF310 kan benyttes som tonegenerator. Tonegeneratoren er af høj kvalitet, og den har en meget lav udgangsimpedans. Derfor kan man benytte den direkte på højttalersystemer. Forvrængningen ved 1 kHz vil typisk ligge under 0,1%.

Tonen er sinusformet og kan justeres fra mindst 400Hz til 2,5 kHz. Det er den lille glødelampes indre modstand, der indregulerer opstillingens forstærkning, således at tonen ikke ændrer styrke. Det kan være nødvendigt at justere lidt op og ned på 10 Ohm's modstanden, hvis man vil have rigtig lav forvrængning.

Hvis man forbinder 100nF kondensatoren ved punkt A til punkt B i stedet for at lodde den på mellem modstandene på 10 og 33 ohm, vil udgangsspændingen blive firkantformet.

Andre frekvenser kan man opnå ved at ændre kondensatorene på 100nF til en anden værdi. Indsætter man i stedet 10nF, vil frekvensen blive 10 gange højere. Med 1uF vil frekvensen blive 10 gange lavere.

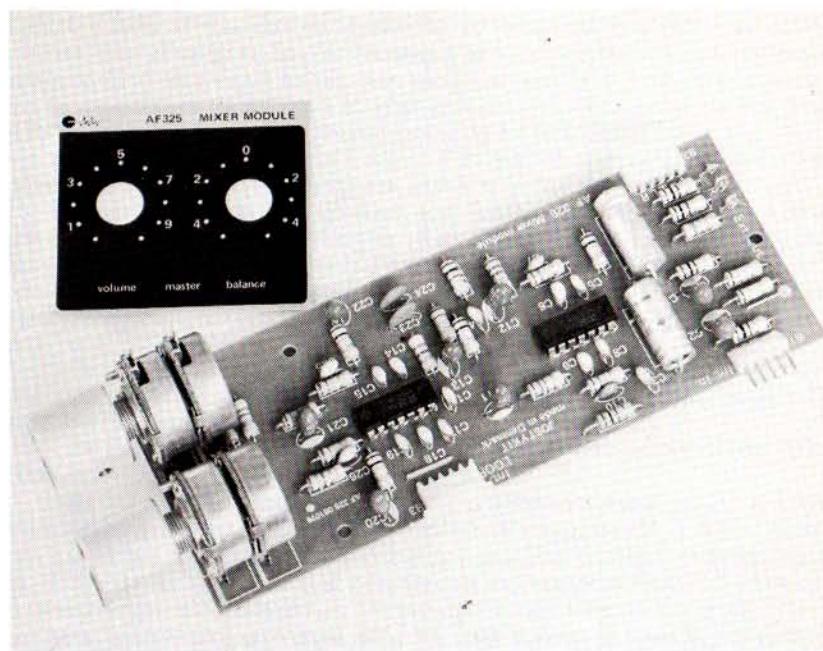
## TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	9 - 36 V (max. 45) DC
Strømforbrug . . . . .	15 - 1000 mA

Udgangseffekt 4 Ohm/1 KHz/1 % (Eksempel 3) .....	20 W
Udgangseffekt 8 Ohm/1 KHz/1 % (Eksempel 3) .....	15 W
Frekvensgang DIN 45.500 +/- 1,5 dB .....	20 - 20.000 Hz
Følsomhed .....	775 mV
Forvrængning DIN 45.500, 40 - 12.500 Hz .....	0,2 %
Indgangsimpedans .....	10 KOhm
Højttalerimpedans .....	4 - 8 Ohm

**KOMPONENTLISTE AF310**

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	68 kOhm	1/4 W modstand
R2	68 kOhm	1/4 W modstand
R3	68 kOhm	1/4 W modstand
R4	120 Ohm	1/4 W modstand
R5	15 kOhm	1/4 W modstand
R6	220 Ohm	1/4 W modstand
R7	5,6 kOhm	1/4 W modstand
R8	68 Ohm	1/4 W modstand
R9	2,2 kOhm	1/4 W modstand
R11	68 Ohm	1/4 W modstand
C1	100uF/40V	Elektrolytkondensator
C2	100nF	Kondensator
C3	10uF/25V	Tantalkondensator
C4	100nF	Kondensator
C6	200pF	Keramisk kondensator
C7	1 nF	Keramisk kondensator
T1	BC547	NPN transistor
T2	BC547	NPN transistor
T3	BC547	NPN transistor
T4	BC557	PNP transistor
T5	BC547	NPN transistor
T6	BC547	NPN transistor
T7	BC557	PNP transistor
T8	BD239	NPN krafttransistor
T9	BD240	PNP krafttransistor



**Fig. AF325.1.**  
AF325 Stereo HI-FI mixermodul i system mix serien. Modulet har to drejepotentiometre for volumen og balance.

**AF325 STEREO HI-FI MIXERMODUL**

AF325 indgår i serien af SYSTEM MIX moduler. Med modulerne i denne serie, kan man opbygge orkester- og båndmixere efter helt individuelle ønsker og uden de sædvanlige problemer med vanskelig ledningsføring mellem de mange enheder, en stor mixer kan komme til at bestå af. Problemer som brumsløjer, motor-boating og forvrængning er helt elimineret, fordi hvert modul kan tilkobles det næste i rækken via en lille printkantkonnektor. Konnektorene fører både signaler, spænding og stelforbindelser rigtigt rundt i kredsløbet. Derved er selv ukyndige selvbyggere i stand til at bygge et professionelt fungerende apparat, der normalt ville kræve dyre måleinstrumenter som oscilloskop og forvrængningsmåler - under opbygningen.

AF325 er seriens mixermodul. Dette modul kan opsamle og dermed sammenkoble signaler i stereo fra op til 30 indgangsmoduler af typen AF330, - helt uden indbyrdes påvirkning mellem indgangsmodulernes signaler, indstilling og følsomhed.

AF325 har desuden drejekontroller for stereobalance og styrke.

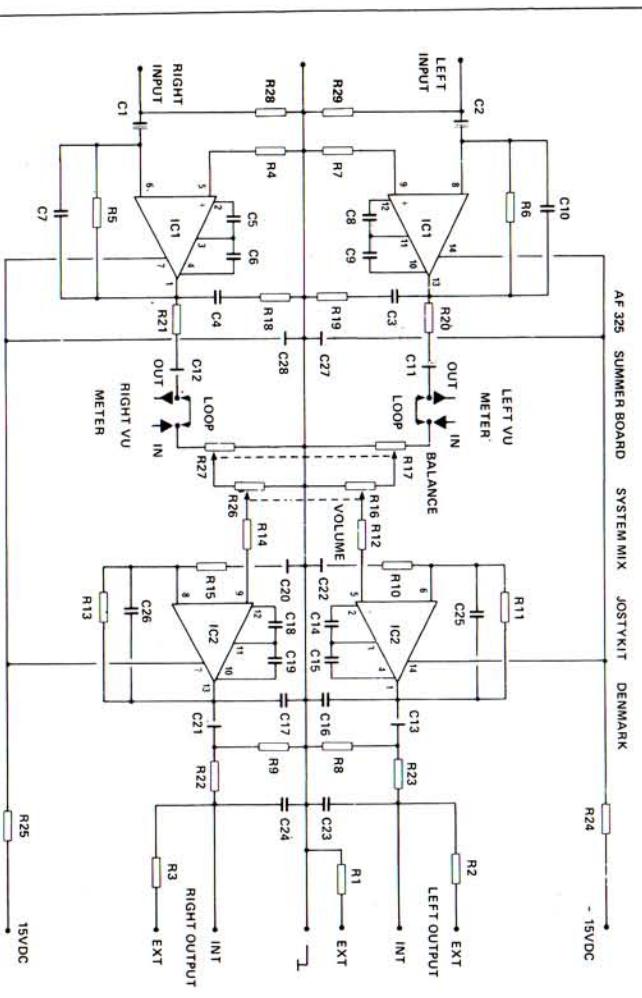


Fig. AF325.2.

AF325 diagrammet er ret komplekst. Det har stereo indgangsforstærkere med IC-bestyrkning og buffer udgangsforstærkere. Indgangen er koblet som »summer-forstærker», hvorved man altid får samme forstærkning uanset antallet af indgangsmoduler. Fra LOOP ind og ud stikket kan man udtagte signal til monitorforstærker og VU-meter. Hvis man »ikke» benytter disse faciliteter, er det nødvendigt at kortslutte hver af de to LOOP-ben - i højre og venstre kanal.

## DIAGRAMMET

AF325 mixermodulet er opbygget med to integrerede kredse af typen

LM1303. Hver af disse kredse indeholder to følsomme forstærkere af høj kvalitet. For at opnå en lav forvrængning er kredsene højfrekvente og derfor svære at få til at arbejde stabilt. Kun med Jostykits printplade og komponenter er man sikker på at opnå et godt resultat. På frekvenskurven ses, hvad AF325 kan yde i form af lav forvrængning og ret frekvensgang.

Der er to forstærkertin i stereo i et AF325 modul. Det første er en mixer eller summerforstærker og den anden er en bufferforstærker.

Summerforstærkeren arbejder som »virtuel jordet» knudepunktforstærker. En sådan forstærker styres af en indgangstrøm i stedet for en indgangsspænding. Strømmen bestemmes af den modstand, over hvilken man sender signalet ind. Forstærkningen bestemmes da af forholdet mellem modkoblingsmodstanden (R5 & R6 på hver 68 k ohm) og indgangsmodstanden.

Det giver samtidig en u-afhængighed indgangene imellem. Ligeledes om man benytter een eller 30 indgangsforstærkere, vil udgangssignalet fra AF325 være det samme.

De enkelte indgange tilkobles via modstande på mellem 10 og 100 k Ohm.

Et AF330 indgangsmodul har en udgangsmodstand på 27 k Ohm. Forstærkningen er lig med forholdet mellem disse modstande - i dette tilfælde ca. 2,5 gange. Derfor vil et indgangssignal på 250mV blive forstærket op til ca. 775mV i AF325. Hvis man benytter en modstand på f.eks. 10 k Ohm vil forstærkningen blive 6,8 gange. Derved opnår man fuld udstyring på 775mV for bare 114mV indgangssignal. Man bør ikke forsøge at opnå højere følsomhed end dette uden at benytte et AF330 indgangsmodul.

Fra summerforstærkeren føres signalet til printkonnettoren mærket LOOP og igen videre til styrke- og balancekontroller. Efter kontrollerne er der indsat en operationsforstærker som x 3 forstærker og buffer for udgangssignalet. Forstærkeren ophæver tabet i reguleringerne for volumen og balance.

## TILSLUTNING

AF325 kan benyttes til de andre SYSTEM MIX moduler. Med disse moduler har man mulighed for at opbygge det helt personlige mixersystem. Flere eller færre moduler kan kombineres efter behov på over 200 måder og til mange priser. Helt naturligt kan man starte med et lille simpelt system og udbygge, når behovet for andre faciliteter eller flere indgange melder sig.

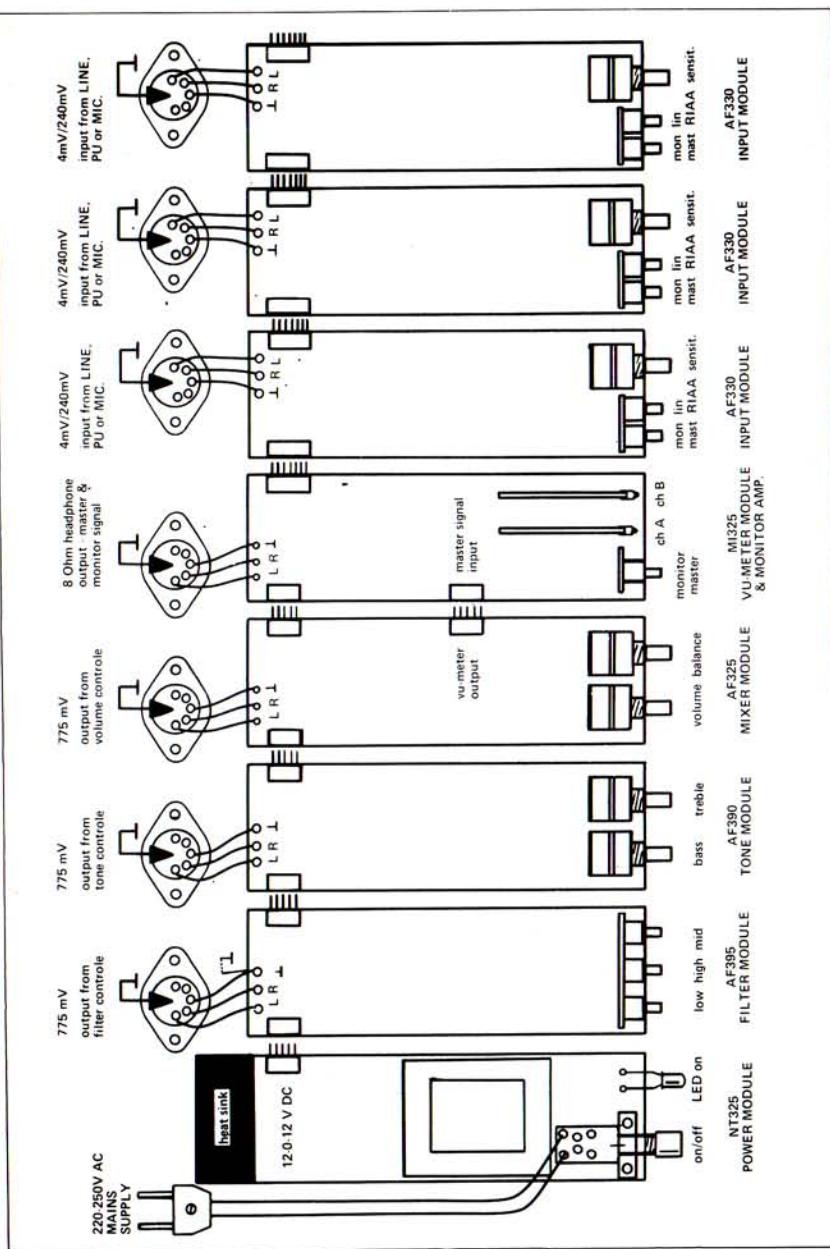
AF325 summer/mixer, der opsamler signalerne fra 1 til 30 indgangsmoduler af typen AF330.

AF330 indgangsmodul til microfon, grammofon eller liniesignaler med omskifter for monitor og masterudgang.

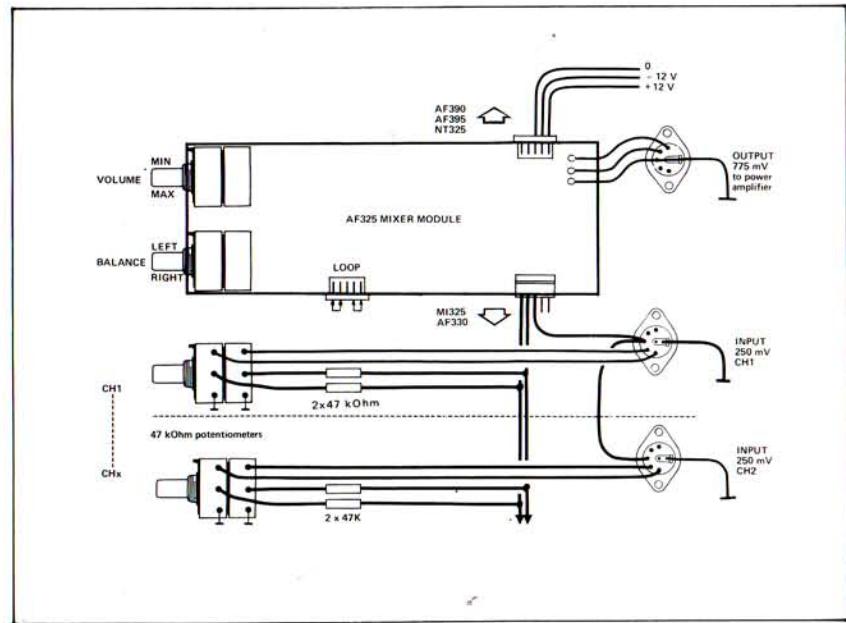
AF390 tonekontrol modul med regulering af bas og diskant for mastersignalet.

AF395 filter modul med rumble, scratch, absence og præsence kontrol af mastersignalet.

MI325 VU-meter og monitormodul, der viser master eller monitor-



**Fig. AF325.3.**  
Sammenkobling af alle modulerne i SYSTEM MIX serien. Der er kun vist 3 AF330 indgangsmoduler, men man kan benytte op til 30 stykker uden ændringer i kredsløbet.



**Fig. AF325.4.**

AF325 mixermodulet kan benyttes alene som mixermodul uden AF330 indgangsmoduler. Man skal blot indkoble det ønskede antal potentiometre - eet for hver ny indgang - og ingen af potentiometrenes indstillinger vil være indbyrdes afhængige.

signalerne logaritmisk på to LED skalaer og har indbygget monitorforstærker til høretelefon på 2 x 0,5 W.

NT325 dobbelt strømforsyningsmodul med plus/minus 12 V DC til drift af en hel mixer med max. 30 indgangsmodule.

Eksemplet på fig. AF325.3 viser, hvorledes man f.eks. kan sammenkoble en mixer med et af hver af standardmodulerne og 3 indgangsmoduler af typen AF330. Man kan naturligvis tilslutte færre eller flere indgangsmodule. Man kan også undlade de moduler, man ikke har brug for i øjeblikket. F.eks. er AF390 tonekontrolen og AF395 filteret sjældent nødvendigt til sceneanlæg, hvor man har gode højttalere. Har man ikke brug for at kontrollere master og monitorsignalerne, kan man udelade VU-meter og modulene MI325.

Hvis man benytter mere end eet indgangsmodul anbefales det altid at benytte et mixer/summer modul af typen MI325.

AF325 kan også benyttes alene sammen med et antal udvendigt tilkoblede potentiometre, som på fig. AF325.4. eller sammen med de andre SYSTEM MIX moduler.

Fig. AF325.5. viser, hvorledes man evt. kan udvide mixeren med en TAPE ind- og udgang efter DIN-standard. Komponenter til dette medfølger ikke AF325.

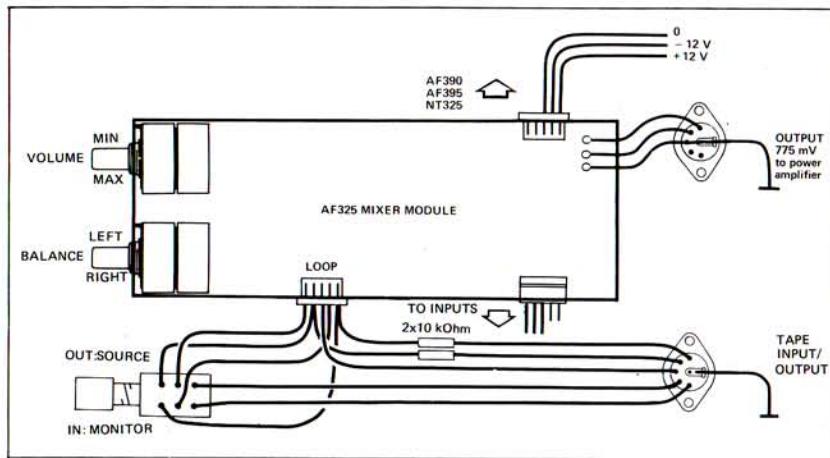


Fig. AF325.5.

Enten man benytter AF325 separat eller i System-Mix, kan man tilkoble et båndoptager udtag. Til det benytter man to ekstra modstande, en dobbelt omskifter og en 5-pol DIN bøsnings.

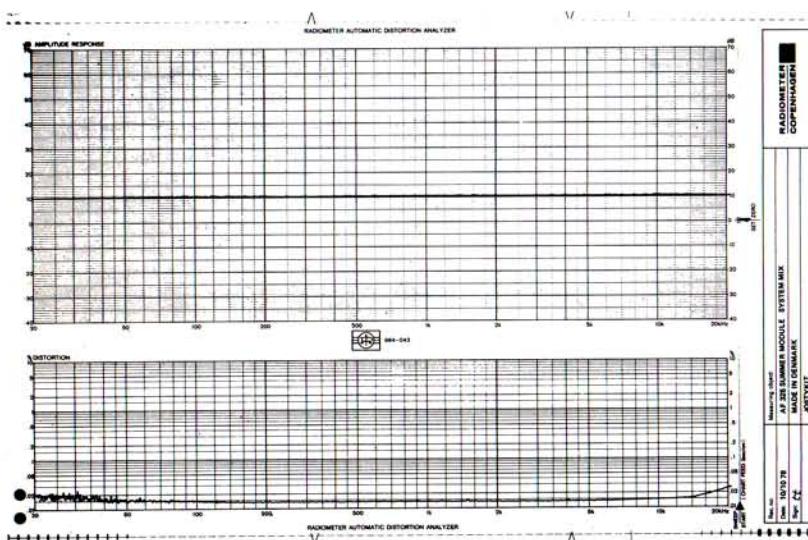


Fig. AF325.6.

Kurve over frekvensgang og forvrængning for AF325 i området 20 Hz til 20 kHz.

Indgangsfølsomheden til hvert udvendigt potentiometer er 250mV. Hvis man ønsker større følsomhed, må man benytte et antal indgangsmoduler af typen AF330.

Det bør bemærkes, at man KAN få problemer med brum og måske selvving, hvis man opbygger en af de »billige» opstillinger i fig. 1 eller fig. 2. Disse problemer vil ikke opstå, hvis man alene benytter SYSTEM MIX modulerne.

Som strømforsyning kan man enten benytte batterier - der skal to sæt a' 12 til 15 volt til, eller man kan benytte en NT325 strømforsyning, som kan føde mange moduler via 220V AC nettet.

VIGTIGT: Hvis AF325 IKKE benyttes sammen med et MI325 VU-meter, skal de to yderste ben på hver side af LOOP bøsningen B3 kortsluttes. Ellers vil der ikke komme signal ud af AF325!

## TEKNISKE DATA

AF325 er, som de andre SYSTEM MIX moduler, af meget høj kvalitet, - en kvalitet man normalt ikke ser i selvbyggerudstyr. Kurven på fig. AF325.6 viser den fine lineære frekvensgang i det hørbare område fra 20Hz til 20 kHz.

På kurven er der også et spor for egenforvrængningen i AF325. Det ses, at forvrængningen ligger under 0,02%.

## DATA

Forsyningsspænding . . . . .	$\pm 12$ V
Strømforbrug . . . . .	15 mA
Frekvensgang 20 Hz - 20 kHz . . . . .	0,5 dB
Forvrængning . . . . .	0,02%
Signal/støjforhold . . . . .	.75 dB
Forstærkning ved 27 k formodstand . . . . .	.10 dB
Kanalseparation . . . . .	.60 dB
Tilslutningsmuligheder . . . . .	AF330, AF390, AF395, MI325, NT325

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	4,7 Ohm	1/4 W modstand
R2, 3	100 Ohm	1/4 W modstand
R4	10 kOhm	1/4 W modstand
R5, 6	68 kOhm	1/4 W modstand
R7	10 kOhm	1/4 W modstand
R8, 9	22 kOhm	1/4 W modstand
R10	10 kOhm	1/4 W modstand
R11	27 kOhm	1/4 W modstand
R12	6,8 kOhm	1/4 W modstand
R13	27 kOhm	1/4 W modstand
R14	6,8 kOhm	1/4 W modstand
R15	10 kOhm	1/4 W modstand
R16, 26	47 kOhm	LOG STEREO potentiometer
R17, 27	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer
R18, 19	1 kOhm	1/4 W modstand

R20, 21	2,2 kOhm	1/4 W modstand
R22, 23	470 Ohm	1/4 W modstand
R24, 25	100 Ohm	1/4 W modstand
R28, 29	22 kOhm	1/4 W modstand
C1, 2	10uF/25V	tantalkondensator
C3, 4	470pF/125V	keramisk kondensator
C5	330pF/125V	keramisk kondensator
C6	470pF/125V	keramisk kondensator
C7	10pF/125V	keramisk kondensator
C8	330pF/125V	keramisk kondensator
C9	470pF/125V	keramisk kondensator
C10	10pF/125V	keramisk kondensator
C11 - 13	4,7uF/35V	tantalkondensator
C14	100pF/125V	keramisk kondensator
C15	47pF/125V	keramisk kondensator
C16, 17	330pF/125V	keramisk kondensator
C18	100pF/125V	keramisk kondensator
C19	47pF/125V	keramisk kondensator
C20 - 22	4,7uF/35V	tantalkondensator
C23, 24	2,2nF/125V	keramisk kondensator
C25, 26	10pF/125V	keramisk kondensator
C27, 28	220uF/16V	elektrolytkondensator
IC1, 2	LM1303	dobbelt forforst. IC

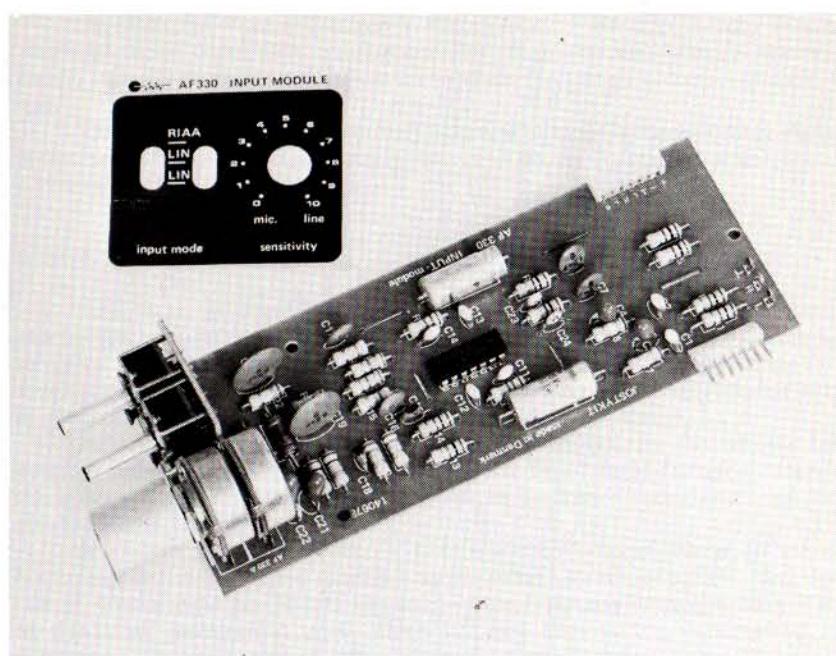


Fig. AF330.1.

AF330 stereo HI-FI indgangsmodul med kantkonnektorer for stikbare forbindelser til andre System Mix moduler.

## AF330 STEREO HI-FI INDGANGSMODUL

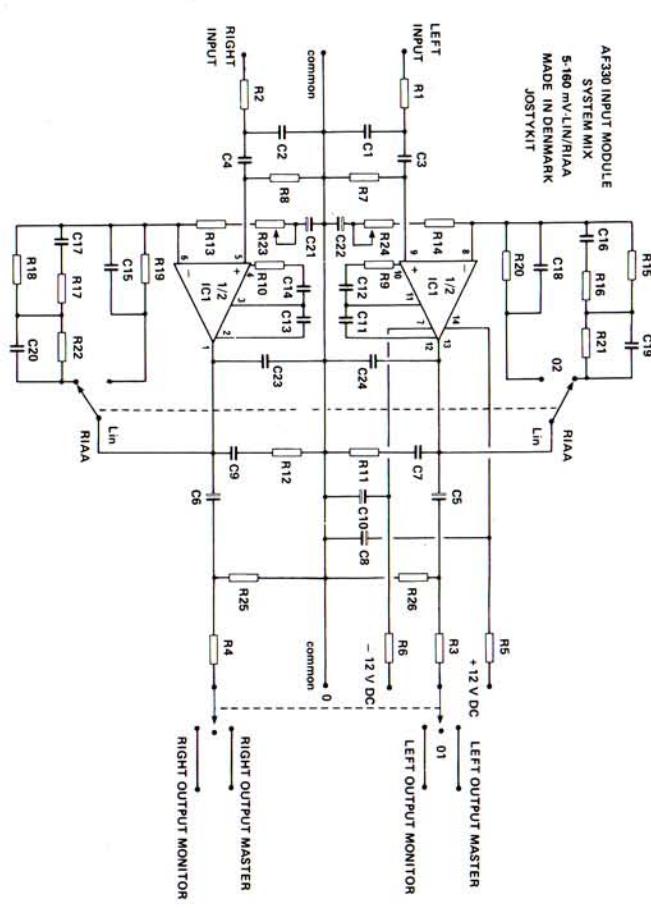
AF330 indgår i serie af SYSTEM MIX moduler. Modulerne og deres mange fordele er beskrevet udførligt i det foregående afsnit om AF325 mixer modulet.

AF330 er seriens højfølsomme indgangsmodul. Det modul som man kan benytte op til 30 stk. af i række. Man benytter et modul for hver ny indgang, man ønsker.

AF330 er forsynet med to omskiftere og et potentiometer. På den ene omskifter kan man vælge om modulets stereo udgangssignal skal gå til en særlig MONITOR-udgang eller om signalet skal samles med de andre signaler til den fælles MASTER-udgang. Monitor-udgangen benyttes, hvis man over monitor/VU-meter forstærkeren vil lytte på en kanal ad gangen uden at påvirke mastersignalet til højttaler eller båndoptyager.

På den anden omskifter kan man vælge *forbetoning* eller *modkobling*. Vælges stillingen LIN, kan man benytte modulet til mikrofon eller liniesignaler, og vælger man RIAA, kan man sende et grammofonsignal ind fra en dynamisk pick-up.

Potentiometeret benyttes til indstilling af opstillingens forstærkning. Det er IKKE en volumenkontrol. Den virker nok til dels som sådan, men man kan IKKE skrue helt ned, og man vil påvirke frekvensgangen med forbeto-



**Fig. AF330.2.**

Der er to indgangsforstærkere i hver AF330 indgangsmodul. Med en omskifter kan man skifte mellem grammofon og mikrofon. Desuden kan man justere følsomheden mellem 4 mV og 240mV med stereopotentiometeret R25/R25. På en anden omskifter kan man vælge udgangssignal til masterskinne eller monitor.

ningsomskifteren i stilling RIAA. Der er dog intet i vejen for at bytte forbindelserne til potentiometeret om, så forstærkningsindstillingen er konstant og volumenkontrollen indsættes i punktet mellem R3/R26/C5 henholdsvis R4/R25 og C6.

Potentiometeret R24/R23 må da enten erstattes af kortslutningstråde (maximum forstærkning) eller et par 100 kOhm modstande (minimum forstærkning).

Modulet tilkobles signal gennem en simpel u-skærmet 3-leder monteringstråd til en 5-pol DIN indgangsbøsning. Man skal kun benytte skærmet kabel, hvis der er mere end 10 cm fra modulets indgangsleddeøjne til bøsningen.

De andre forbindelser med forsyningsspændinger, stereo monitor signal, stereo master signal og stelforbindelsen etableres via en lille 7-pol konnektor i hver side af printpladens bagkant.

## DIAGRAMMET

AF330 er opbygget over den integrerede kreds LM1303. Denne kreds indeholder to komplette forstærkere af høj kvalitet, men den er samtidig særdeles vanskelig at "styre" på grund af tendenser til selvving ved lav forstærkning. Når man har fået stabiliseret en opstilling med LM1303, har man til gengæld et kredsløb med yderst lav forvrængning og lav støj.

Indgangssignalet til AF330 går gennem et RC-led, før det tilføres den positive indgang (non inverting) på LM1303. Dette filter fjerner uønskede HF indgangssignaler og sikrer, at forstærkeren ikke "detekterer" og forstærker Radio Moskva!

Modkoblingssignalet føres fra LM1303'erens udgang tilbage til minus (inverterende) indgang, via valgbare og justerbare modkoblingsled. Med den ene af omskifterne på AF330 kan man vælge frekvensafhængig modkobling til dynamisk grammofon efter RIAA normen eller lineær modkobling til mikrofon. Drejepotentiometeret udgør bundmodstanden i modkoblingskredsløbet. Det fastsætter kredsløbets forstærkning.

På monitor omskifteren vælges om udgangssignalet skal gå til to konnektorer for monitor- eller to andre for master-signal.

Udgangen er i sig selv lavohm, men to modstande i udgangen bestemmer udgangsimpedansen til det efterfølgende mixer/summermodul. Det er normaleret til 27 kOhm. Man kan ikke benytte lavere modstande end 1 kOhm, hvis selvving skal undgås, eller TIM egenskaberne ikke skal forringes.

## TILSLUTNING

På fig. AF330.3. vises det, hvorledes man på den mest mulige simple måde kan benytte AF330 som almindelig stereo forstærker i et lille HI-FI anlæg.

Opstillingen bør indbygges i en metalkasse, som kan skærme af for brumfelter. Stelforbindelse skal ske på indgangsstikkets stelloddejje.

Som forsyningsspænding kan man benytte batterier på to gange 12 til 15 volt eller en NT325 strømforsyning.

Modulets følsomhed indstilles på drejekontrolen. Der er IKKE tale om en almindelig volumenkontrol. Derfor kan man ikke dreje HELT ned for indgangssignalerne. Konstruktionen er udformet således for at opnå det bedst mulige signal/støjforhold og den største overstyringsreserve på indgangen. En volumenkontrol på den simple opstilling laves ved at sætte et styrepotentiometer på 100 kOhm LOG på udgangen. Ellers benyttes et AF325 summer/mixer modul.

Udgangsimpedansen af AF330 er 27 kOhm. Man kan - i den simple op-

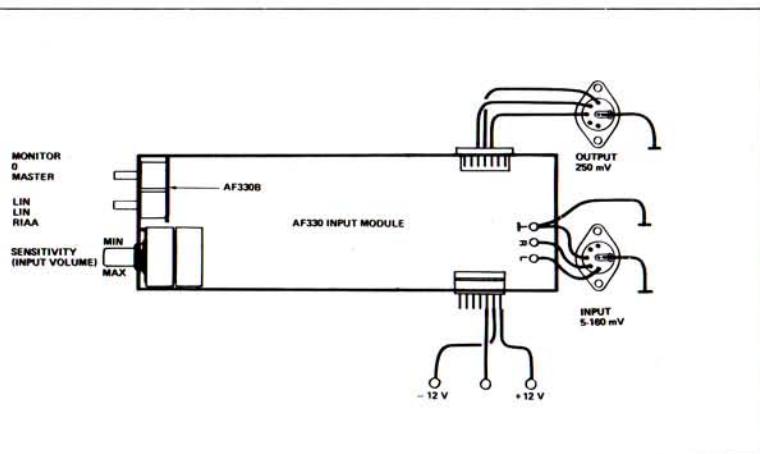


Fig. AF330.3.

Så simpelt kan man opbygge en HI-FI stereo forstærker komplet. Det er muligt, at bygge en komplet forstærker til dynamisk grammofon eller mikrofon ved at tilslutte en modul udgangsforstærker, - f.eks. standard typerne AF310, AF340, AF360, AF410 eller AF500.

stilling - med fordel forbinde to modstande på 1 kOhm (brun, sort, rød) i parallel med hver af de to modstande R3 og R4 under vippeomskifterne. Så får man en udgangsimpedans på 1 kOhm.

## TEKNISKE DATA

Fig. AF330.4. viser et antal kurver over frekvensgang og forvrængning for AF330 med kontrollerne i forskellige stillinger. Kurverne er relative over 0dB, som er 240mV. Det betyder, at den bølgende RIAA kurve ikke nødvendigvis skærer den lineære kurve i 1 kHz, som man normalt ville måle.

Vil man aflæse RIAA-kurven må man følge kurvebladets vandrette streg ved 32dB.

Bemærk også, at når man på potentiometeret har indstillet til minimum forstærkning, er RIAA-kurven nærmest uanvendelig. Der er kun en lille stigning tilbage i basområdet. Denne kurve er indtegnet for at kunne se, hvad der sker, når man stiller forbetningsomskifteren i RIAA og drejer til minimum forstærkning. Dette *kan* finde anvendelse i forbindelse med krystal pick-up's.

Forvrægningskurverne er vist med maximal forstærkning - det er den øverste og dårligste, samt med minimal forstærkning - det er den nederste og bedste. Man ser, at forvrægningen er meget afhængig af forstærkningen eller rettere den modkobling, der er tilbage til at linearisere kredslobet med.

## DATA

Driftspænding . . . . . +/- 12 V DC  
Strømforbrug max. . . . . 20mA

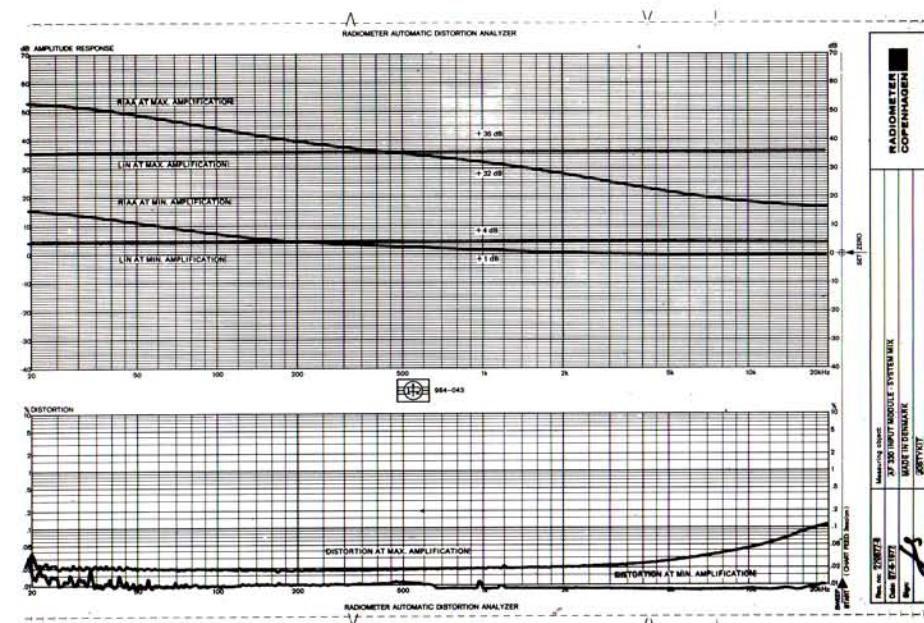


Fig. AF330.4.

Komplet kurve over frekvensgang og forvrængning for AF330 med forskellige indstillinger af omskiftere og følsomhedspotentiometer.

Frekvensgang 20-20 k Hz . . . . .	+/- 0,5 dB
Harmonisk forvrængning DIN . . . . .	0,015%
Signal/støjforhold . . . . .	75 dB
Udgangsspænding (ekstern) . . . . .	775 mV
Kanalseparation DIN . . . . .	min. 60 dB
Tilkoblingsmuligheder: . . . . .	AF330/AF390/AF395/MI325 & NT325

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1, 2	1 kOhm	1/4 W modstand
R3, 4	27 kOhm	1/4 W modstand
R5, 6	100 Ohm	1/4 W modstand
R7, 8	180 kOhm	1/4 W modstand
R9, 10	1,2 kOhm	1/4 W modstand
R11, 12	100 Ohm	1/4 W modstand
R13, 14	1 kOhm	1/4 W modstand
R15	47 kOhm	1/4 W modstand
R16, 17	6,8 kOhm	1/4 W modstand
R18	47 kOhm	1/4 W modstand

R19, 20	68 kOhm	1/4 W modstand
R21, 22	680 kOhm	1/4 W modstand
R23, 24	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer
R25, 26	100 kOhm	1/4 W modstand
C1, 2	150pF/125V	keramisk kondensator
C3, 4	2,2uF/35V	tantalkondensator
C5, 6	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C7, 9	1,5nF/125V	keramisk kondensator
C8, 10	220uF/16V	elektrolytkondensator
C11 - 14	100pF/125V	keramisk kondensator
C15	4,7pF/125V	keramisk kondensator
C16, 17	2,2nF/125V	keramisk kondensator
C18	4,7pF/125V	keramisk kondensator
C19, 20	6,8nF/125V	keramisk kondensator
C21, 22	22uF/10V	tantalkondensator
C23, 24	330pF/125V	keramisk kondensator
IC1	LM1303	dual for-forstærker IC

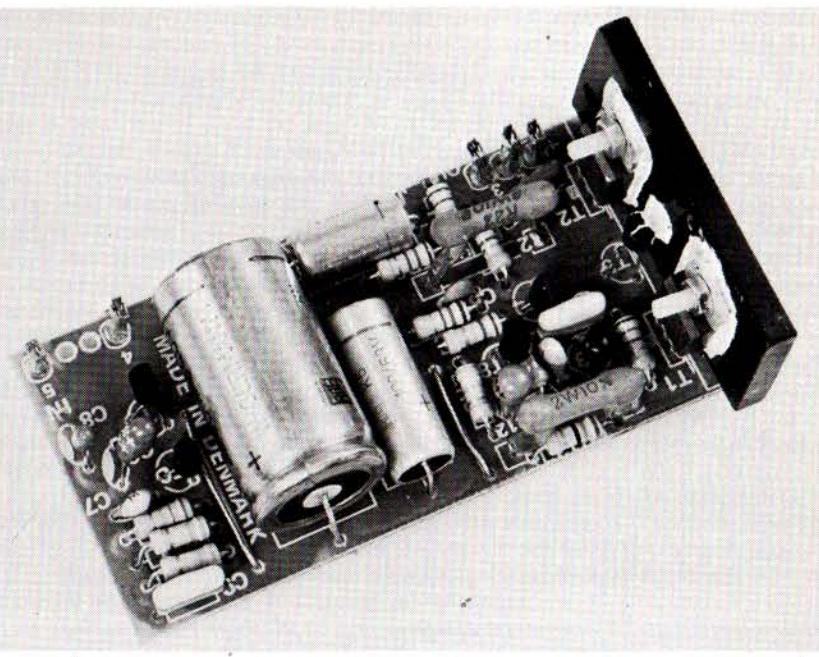


Fig. AF340.1.

Udgangstransistorerne er spændt på en lille køleplade, hvis eneste funktion er at overføre varmen til en stor køleprofil. AF340 skal have en køleplade påmonteret, der kan bortlede mindst 40 watt varmeeffekt.

## AF340 HI-FI UDGANGSFORSTÆRKER MODUL - 40W

AF340 er en modul udgangsförstärker til effektorådet 30 til 50 watt. Udgangseffekten afhænger af højtalerimpedans og forsyningsspænding.

AF340 er udformet med kantkonnektorer, således at den kan stikkes direkte i grundprintet GP340. Med to af disse moduler og det nævnte grundprint, kan man bygge en stereo HI-FI forstærker af god kvalitet.

Det kan også lade sig gøre at benytte et AF340 modul alene. Som strømforsyning kan man nøjes med en transformator på 30-35 volt vekselspænding, en brokoblet ensretter og en stor ladekondensator.

Med en standardiseret indgangsfølsomhed på 775mV, kan man føde AF340 med signal fra næsten enhver almindelig forstærker, - f.eks. AF350 eller System Mix modulerne.

### DIAGRAMMET

AF340 er opbygget med effekt darlingtontransistorer på 70 watt i udgangen. T1 og T2 darlingtontransistorerne er komplementære og koblet med

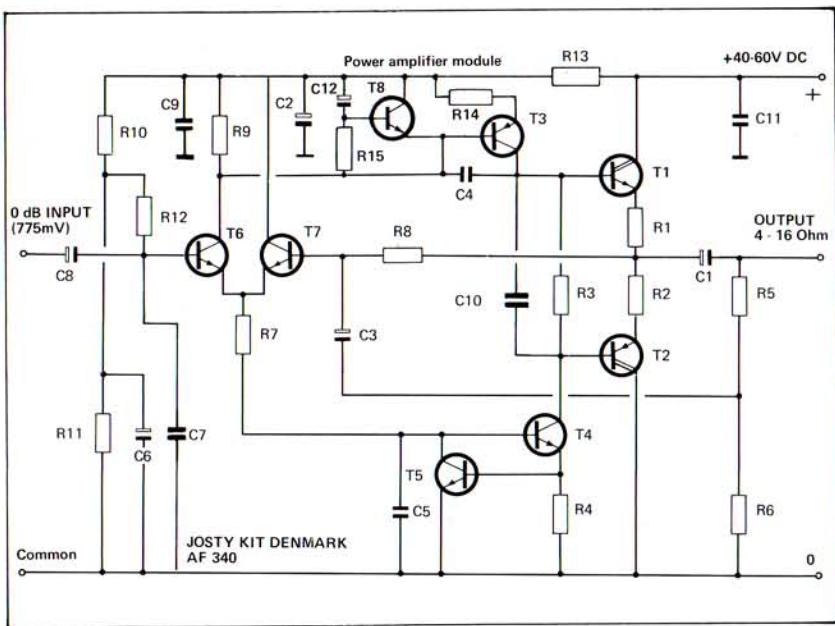


Fig. AF340.2.

AF340 diagrammet viser den komplette udgangsforstærker med 0 dB (775mV) indgang, 4-16 Ohm højttalerudgang og forsyningsspændingsterminaler.

emitter til udgangene. Det giver en lav indre modstand i forbindelse med en lav styrestørrelse til basis.

Udgangstransistorerne drives fra en pre-driver, T3, med maksimalt spændingssving og tilstrækkelig strøm.

Indgangen er opbygget differentielt med transistorerne T6 og T7. Det giver store fordele med hensyn til temperaturstabilitet, høj forstærkning og indgangssignalet er uafhængigt af modsignalet. Samme type opstilling benyttes i IC operationsforstærkere.

Ligesom AF300 arbejder AF340 i klasse B, hvilket indebærer strømforsyningsmæssige fordele. Der går kun strøm, når udgangen skal trække højttalermembranen frem og tilbage.

For at få en rimelig lav forvrængning, må der gå en tværstrøm gennem T3 og R3. Ellers vil der gå lang tid før udgangstransistorerne begynder at trække strøm. Man vil få cross-over forvrængning.

Tværstrømmen leveres af en konstantstrømsgenerator, som er opbygget med T4 og T5. Strømgeneratoren skal være negativ temperaturafhængig, således at den kan opnæve udgangstransistorernes positive temperaturafhængighed. Hvis ikke, ville udgangstransistorerne trække større og større strøm, når de blev varme. Og når de bliver varme, trækker de endnu mere strøm. Processen er altså selvødelæggende og derfor er det vigtigt, at den modvirkes af strømgeneratorne T4 og T5.

Strømgeneratorne med T4 og T5 virker således: Når der tilsluttes forsy-

ningsspænding til opstillingen, vil der gå strøm til basis af T4. Den vil trække meget strøm gennem R3. Den store spænding, der i.flg. ohm's lov så kommer over R3, vil forårsage en *meget* stor strøm i begge udgangstransistorer. Denne store strøm ville kunne ødelægge T1 og T2 udgangstransistorerne meget hurtigt.

Derfor er også T5 indsatt. Den begynder at aflede strøm fra T4's basis, når basis/emitterspændingen nær 0,6 volt. Det gør den, når T4 leverer tilstrækkelig med strøm gennem R4. Dette lille kredsløb holder sig altså selv med konstant strøm.

Men, strømmen er afhængig af basis/emitterspændingen på T5, og den er afhængig af temperaturen. Men - og det er det vigtige - når T5 bliver varm og derfor "snupper" strømmen fra T4, vil der gå mindre strøm til udgangstransistorerne. Derved er hele kredsløbet bragt i termisk balance.

Tomgangsstrømmen skal helst ligge mellem 10 og 50 mA. Med standardkomponenter vil strømmen ligge på ca. 25mA +/- 10mA, men man kan ændre den ved at gøre R4 større eller mindre. Hvis R4 gøres større, vil der gå mindre tomgangsstrøm, og hvis den gøres mindre, vil der gå større tomgangsstrøm.

En lav tomgangsstrøm giver et *koldt* og dermed stabilt kredsløb, medens en høj tomgangsstrøm giver et *varmt* men forvrængningsfrit kredsløb. Man må derfor finde et passende kompromis mellem en høj og en lav tomgangsstrøm.

Husk, - T5 temperaturfoletransistor skal anbringes i god termisk forbindelse med kølepladen til udgangstransistorerne.

Der er intet i vejen for at øge tomgangsstrømmen i T1 og T2 ved at gøre R4 mindre - evt. justerbar. Husk blot, at temperaturstabiliseringen og kølingen skal være god. Eller vil man hurtigt få ødelagt sine udgangs- og drivertransistorer.

AF340 er forsynet med et specielt kredsløb, som sikrer mod knald lyde i højttaleren, når man tænder forstærkeren. Kredsløbet består af T8, R15 og C12. Det forsinket forstærkeren ved opstart i 4-5 sekunder. Der lukkes kun langsomt op for strømmen. Derved vil udgangstransistorerne også åbne langsomt for strøm gennem udgangs-elektrolytkondensatoren og højttaleren. Det er samtidig af stor betydning for udgangstransistorernes *liv* og *helbred*. De store startstrømme kan nemlig hurtigt ødelægge selv store krafttransistorer.

Opstillingens egenforstærkning bestemmes af forholdet mellem modstandene R5 og R6. Da R5 er på 12.000 ohm og R6 er på 560 ohm, vil forstærkningen blive ca. 20 gange. Et standard indgangssignal på 775mV vil da forårsage en udgangsspænding på 15,5 volt. Det giver i.flg. ohms lov en effekt på 60 watt i en 4 ohm's højttaler. Denne effekt nås ikke, da strømforsyningen ikke må være konstrueret så stor, at forstærkeren kan give effekten. Den tåler under ingen omstændigheder mere end 50 watt.

Kondensatorerne C4, C5, C7 og C10 er indsatt for at sikre forstærkeren imod at gå i selvsving på en høj frekvens. Selvsving kan hurtigt ødelægge både diskanthøjttaler og selve udgangsforstærkeren.

Da hele forstærkeren er bundet sammen DC-mæssigt, får man en meget fin frekvensgang, men hvis den går itu, vil næsten alle transistorerne brænde over.

Modstanden R13 og kondensatorerne C2 og C9 hindrer, at der kan opstå brumsløjer over strømforsyning og stellederen, der er fælles for højttaler og strømforsyning.

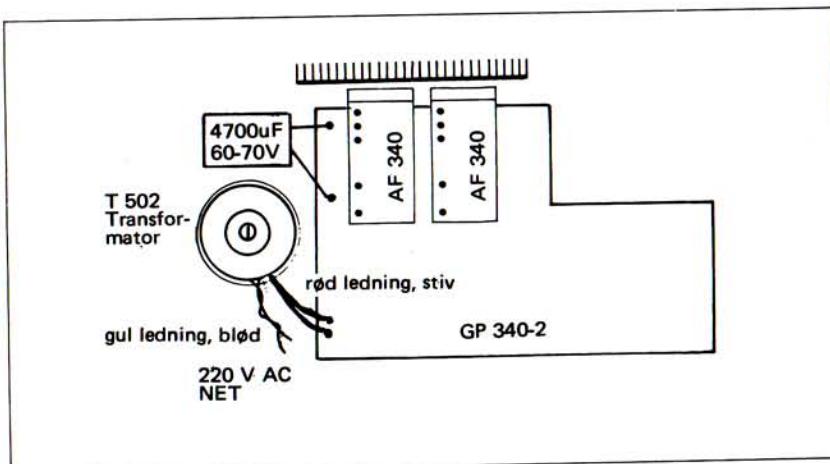


Fig. AF340.3.

Der benyttes to AF340 udgangsmoduler i en GP340 forstærker og strømforsyning. På denne simple måde kan enhver opbygge en stereo HI-FI forstærker af høj kvalitet.

## TILSLUTNING

Koblingstegningen fig. AF340.3 viser, hvorledes man benytter to AF340 udgangsförstärkare samman med grundprintet GP340. Dette grundprint indeholder alle förstärkerfunktionerna och strömforsyning till en allmäntillgänglig HI-FI stereo förstärker.

Det hele indbygges i en egnat metalkasse och leveres fra Jostykit under betegnelsen System 340.

Koblingstegningen fig. AF340.4. viser, hvorledes man på en simpel och mycket billig måde kan bygge en komplett udgangsförstärker med strömforsyning. Den vil egne sig til drift sammen med en förstärker af typen AF350 eller modulerne i System Mix serien: AF325 m.v.

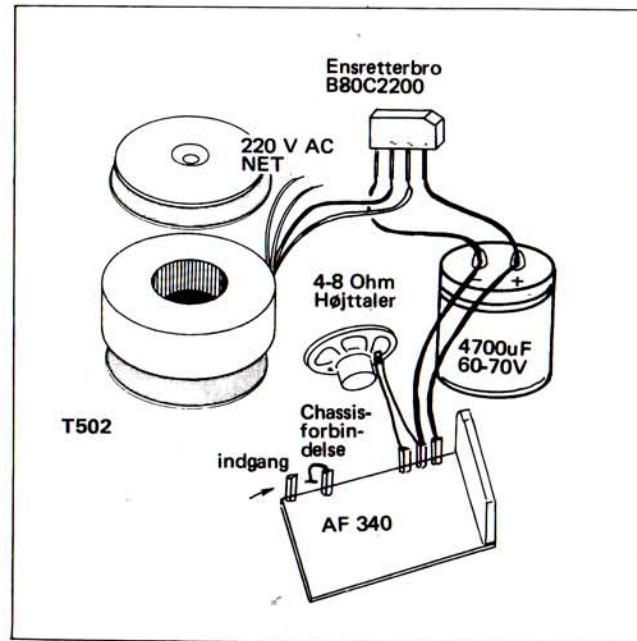
I eksemplet benyttes en transformator af typen T502 på 33 volt, samt en elektrolytkondensator på 4.700uF/70V och en brokoblet ensretter eller 4 dioder 1N5404. Det hele indbygges i en metalkasse, och det skal trådes helt efter tegningen. Der må kun være en stelforbindelse. Det er også vist på tegningen.

Da AF340 udgangsförstärkaren i detta tilfälde är den enda strömförsyningsbelastning, kan den leverera 45-50 watt sinus utgångseffekt eller ca. 60 watt musik. Husk att forsyne AF340 med en hovedkoleplade H 1023.

## TEKNISKE DATA

Driftspænding ..... 40-60 V DC

**Fig. AF340.4.**  
Så enkelt kan man opbygge en mono effektförstärker med et AF340 udgangsmodul. Hele »herligheden» indbygges i en metalkasse, hvor stel forbindes til ett och kun ett punkt. Ellers kan det let uppstå brumslöjer.



Strømforsbrug . . . . .	20-2.000 mA
Frekvensområde DIN 45.500 . . . . .	20-20.000 Hz
Udgangseffekt 1kHz/GP340/1%/4 Ohm . . . . .	37 watt sinus
Udgangseffekt 1kHz/GP340/1%/8 Ohm . . . . .	26 watt sinus
Forvr. efter DIN 45.500/32W/4 Ohm . . . . .	1%
Forvr. efter DIN 45.500/32W-3dB/4 Ohm . . . . .	0,1%
Dæmpningsfaktor større end . . . . .	40 gange
Indgangsimpedans . . . . .	10 kOhm
Indgangsfølsomhed for fuld effekt . . . . .	775 mV

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	0,22 Ohm	2 W modstand
R2	0,22 Ohm	2 W modstand
R3	560 Ohm	1/4 W modstand
R4	150 Ohm	1/4 W modstand
R5	12 kOhm	1/4 W modstand
R6	560 Ohm	1/4 W modstand
R7	5,6 kOhm	1/4 W modstand
R8	39 kOhm	1/4 W modstand
R9	3,9 kOhm	1/4 W modstand
R10	330 kOhm	1/4 W modstand
R11	330 kOhm	1/4 W modstand

R12	68 kOhm	1/4 W modstand
R13	68 Ohm	1/4 W modstand
R14	220 Ohm	1/4 W modstand
R15	56 kOhm	1/4 W modstand
C1	2200uF/35-40V	elektrolytkondensator
C2	100uF/60-70V	elektrolytkondensator
C3	47uF/35-40V	elektrolytkondensator
C4	100pF	keramisk kondensator
C5	1nF	keramisk kondensator
C6	10uF/25V	tantalkondensator
C7	470pF	keramisk kondensator
C8	1uF/35V	tantalkondensator
C9	47nF	kondensator
C10	47nF	kondensator
C11	100nF	kondensator
C12	47uF/6,3V	kondensator
T1	BDW93	effekttransistor
T2	BDW94	effekttransistor
T3	BC557B	PNP transistor
T4	BC547B	NPN transistor
T5	BC547B	NPN transistor
T6	BC547B	NPN transistor
T7	BC547B	NPN transistor
T8	BC547B	NPN transistor

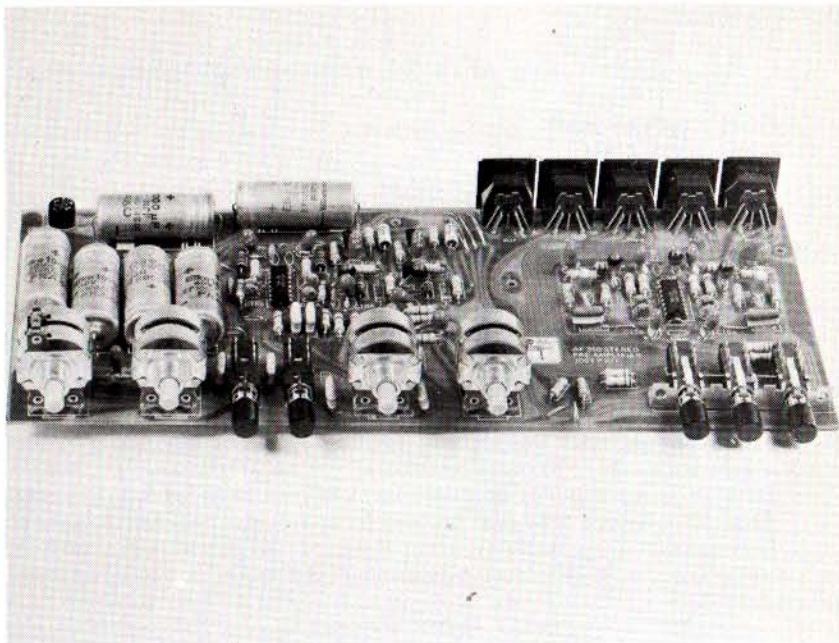


Fig. AF350.1.

Billedet af AF350 elektronikken viser, hvor komplet denne forforstærker er. Samtlige ledninger, bortset fra transformator forbindelsen, er udført i selve printpladen. Printpotentiometrene og funktionsomskifterne er ført ud på forsiden. Ind- og udgangs DIN-bøsninger er ført ud på printpladens bagside.

## AF350 STEREO HI-FI FORFORSTÆRKER

AF350 er en helt komplet stereo forforstærker i HI-FI klasse. Den skal blot tilkobles en transformator og indsættes i en velegnet indbygningsbox. Så er den klar til drift med nærmest professionelle data.

Der er ved det elektroniske design lagt megen 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. AF350 tåler sammenligning med de allerdyreste færdige forforstærkere, og grammonindgangen er beregnet til almindelig dynamiske pick-ups.

## DIAGRAMMET

Det totale diagram på fig. AF350.2 kan opdeles i 4 grundfunktioner:

Pick-up forforstærker,  
linie forforstærker,  
tonekontrol og  
strømforsyning

## PICK-UP FORFORSTÆRKEREN

Pick 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. 1303's egenstøj er udsøgt lav og dens frekvensområde meget stort. Det giver en høj modkoblingsfaktor ved de lave forstærknings, en almindelig forforstærker behøver, - max. 100 gange.

Da IC'en er både hurtig og støjen lav, kan man få en lav forvrængning.

1303 IC'en 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 AF350 er dog ideel og kompromisløs.

## LINIEFORSTÆRKER

Også linieforforstærkeren i AF350 er opbygget med en 1303 IC, og da forstærkningen er lavere, er kompenseringskondensatorerne anderledes.

Denne forstærker sætter signalvineauet op fra de normerede 240 mV til 775 mV.

Linieforstærkeren "trækker" samtidig baxendale-tonekontrollens indgang. Her er det vigtigt, at tonekontrolen fødes fra en lav indgangsimpedans. Så får man et stort reguleringsområde. Udgangsimpedansen for en 1303'er er nogle få ohm.

## TONEKONTROL

Tonekontrolen i AF350'eren er af baxendale typen. Den giver en lineær regulering omkring et lineært potentiometers midtpunkt.

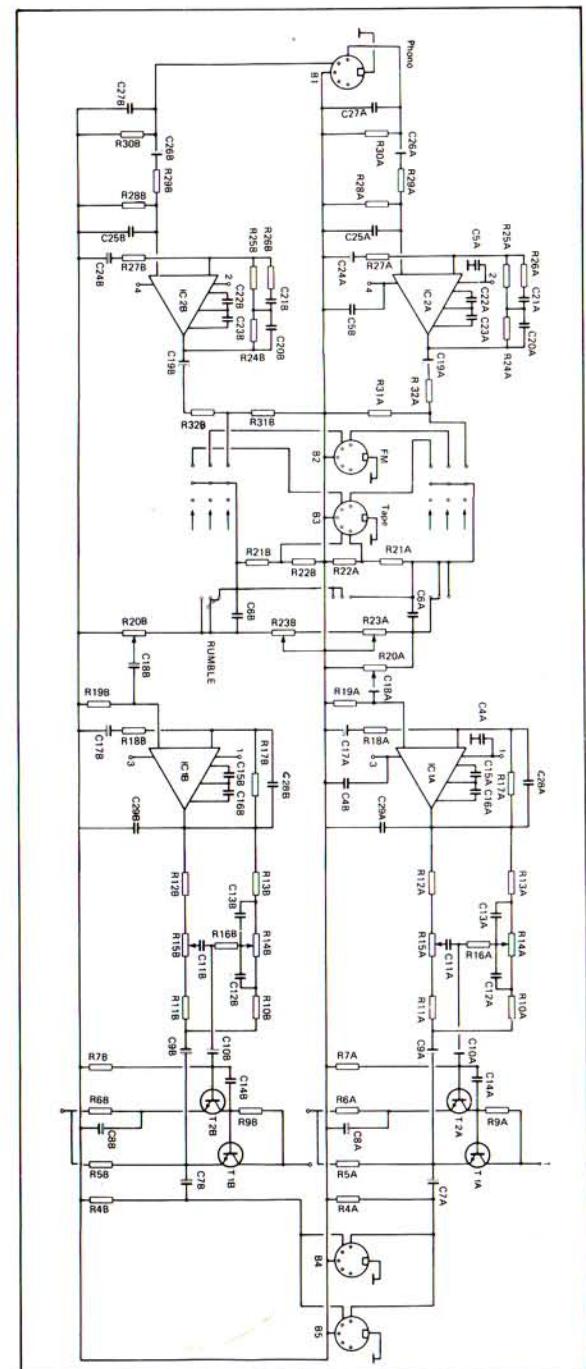
For at sikre, at også dette trin har en lav forvrængning, er udgangen efterfulgt af en emitterfølger. Den er anbragt i kontrollens modkoblingssløjfe.

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.

## STRØMFORSYNING

Strømforsyningen på AF350 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 bøsningser er anbragt på AF350 printpladen, og det kan IKKE anbefales at føre potentiometre og bøsningser ud



**Fig. AF350.2.**  
Diagrammet viser den  
komplette forforstærker  
i stereo med samtlige  
kontroller. Ind- og  
udgangsbøsninger er  
tegnet, som man skal  
tilslutte signalerne i  
DIN-bøsningerne.

med ledninger (end ikke skærmede) fra printpladen. Gøres det, vil de fine data ødelægges, hvis forstærkeren da ikke går i sving!

AF350 printpladen kan godt anbringes på et uoriginalt metalchassis, men transformatoren må ikke anbringes i nærheden af grammofonindgangen.

## 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

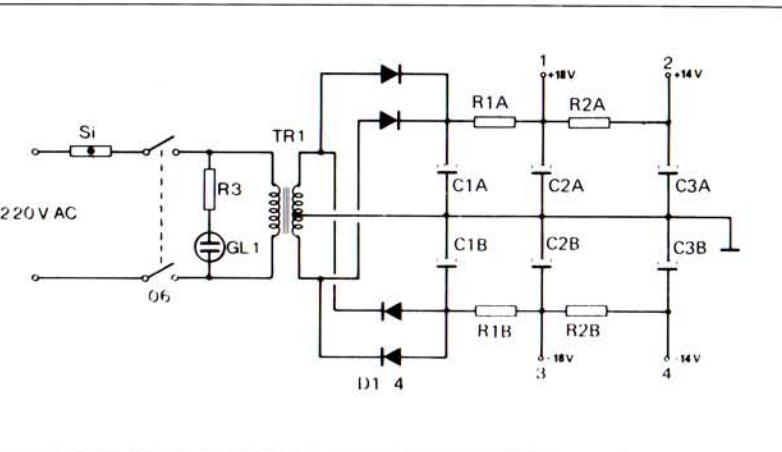


Fig. AF350.3.  
Strømforsyningen til AF350 leverer  
plus/minus 18 og 14 volt til elektronikken.

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1A & R1B	270 Ohm	1/4 W modstand
R2A & R2B	270 Ohm	1/4 W modstand
R4A & R4B	56 kOhm	1/4 W modstand
R5A & R5B	3,3 kOhm	1/4 W modstand
R6A & R6B	22 kOhm	1/4 W modstand
R7A & R7B	330 kOhm	1/4 W modstand
R9A & R9B	18 kOhm	1/4 W modstand
R10A & R10B	10 kOhm	1/4 W modstand
R11A & R11B	3,3 kOhm	1/4 W modstand
R12A & R12B	3,3 kOhm	1/4 W modstand
R13A & R13B	10 kOhm	1/4 W modstand
R14A & R14B	100 kOhm LIN ST	6 mm printpotentiometer
R15A & R15B	100 kOhm LIN ST	6 mm printpotentiometer
R16A & R16B	10 kOhm	1/4 W modstand
R17A & R17B	10 kOhm	1/4 W modstand
R18A & R18B	1,2 kOhm	1/4 W modstand
R19A & R19B	330 kOhm	1/4 W modstand
R20A & R20B	100 kOhm LOG ST	6 mm printpotentiometer
R21A & R21B	47 kOhm	1/4 W modstand
R22A & R22B	150 kOhm	1/4 W modstand
R23A & R23B	100 kOhm	1/4 W modstand
R24A & R24B	270 kOhm	1/4 W modstand
R25A & R25B	15 kOhm	1/4 W modstand
R26A & R26B	680 Ohm	1/4 W modstand
R27A & R27B	330 Ohm	1/4 W modstand
R28A & R28B	1 MOhm	1/4 W modstand
R29A & R29B	680 Ohm	1/4 W modstand
R30A & R30B	68 kOhm	1/4 W modstand
R31A & R31B	56 kOhm	1/4 W modstand
C1A & C1B	1000uF/35-40V	elektrolytkondensator
C2A & C2B	1000uF/35-40V	elektrolytkondensator
C3A & C3B	1000uF/35-40V	elektrolytkondensator
C4A & C4B	1,5nF/125V	keramisk skivekondensator
C5A & C5B	1,5nF/125V	keramisk skivekondensator
C6A & C6B	47nF/250V	polyesterkondensator
C7A & C7B	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C8A & C8B	4,7uF/35V	elektrolytkondensator
C9A & C9B	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C10A & C10B	4,7uF/35V	elektrolytkondensator
C11A & C11B	2,2nF/125V	keramisk skivekondensator
C12A & C12B	47nF/250V	polyesterkondensator
C13A & C13B	47nF/250V	polyesterkondensator
C14A & C14B	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C15A & C15B	1,5nF/125V	keramisk skivekondensator
C16A & C16B	1,5nF/125V	keramisk skivekondensator
C17A & C17B	4,7uF/35V	elektrolytkondensator
C18A & C18B	4,7uF/35V	elektrolytkondensator
C19A & C19B	4,7uF/35V	elektrolytkondensator
C20A & C20B	15nF/250V	polyesterkondensator
C21A & C21B	4,7nF/125V	keramisk skivekondensator
C22A & C22B	1,5nF/125V	keramisk skivekondensator

C23A & C23B	1,5nF/125V	keramisk skivekondensator
C24A & C24B	47uF/6,3V	elektrolytkondensator
C25A & C25B	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C26A & C26B	4,7uF/35V	elektrolytkondensator
C27A & C27B	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C28A & C28B	3,3nF/125V	keramisk skivekondensator
01	TAPE	3x2 stillinger genseidig omskifter
02	FM	m.sorte knapper
03	PU	
04	MONO	separat omskifter
05	RUMBLE	separat omskifter
B1 til B5		5-pol DIN bøsning til printmontage
T1A & T1A T2A & T2B	BC549C BC549C	NPN transistor NPN transistor
IC1 IC2	TBA231 eller MC1303 TBA231 eller MC1303 eller LM1303	
D1	W005	brokoblet ensretter

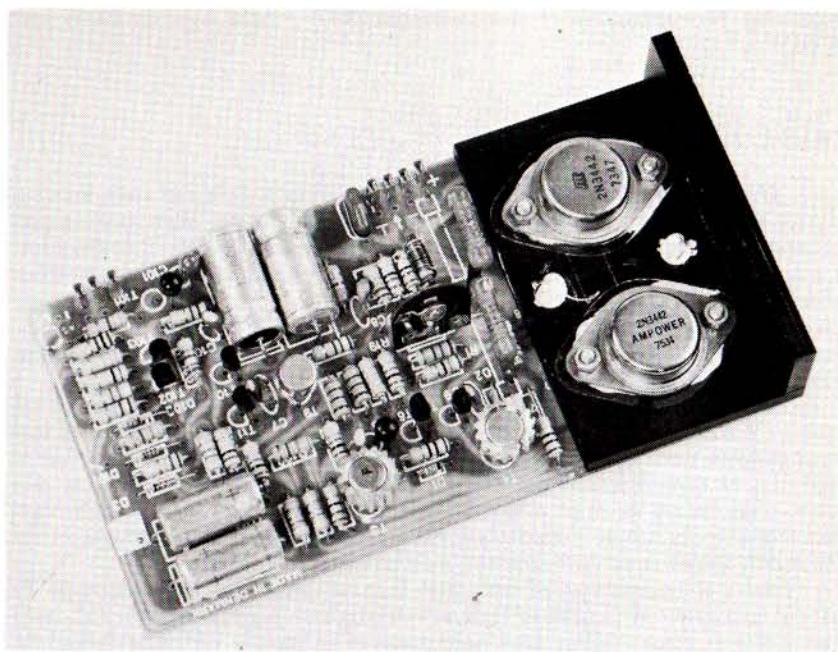


Fig. AF360.1.

AF360 har metal effekt transistorer i udgangen. Transistorerne er monteret på en køle-overførings-vinkel, som skal monteres til et kraftigt køleprofil. Der er bøsnings for udgangssignal, indgangssignal og for forsyningsspænding på denne modulforstærker.

## AF360 HI-FI UDGANGSFORSTÆRKER MODUL - 60W

AF360 er et udgangsförstærker modul til højere udgangseffekter. Modulet benyttes til mellemstore HI-FI förstærkere og orkesterförstærkere. Det kan drive højttalere på 4 eller 8 Ohm. Udgangseffekten vil dog være størst ved 4 Ohm.

Konstruktionen er yderst velegnet for selvbyggere, og hvis man ønsker det, kan man uden særlige problemer få en hel del større udgangseffekt ud af den. Den leverer typisk 50-60 watt, men det er sikringskredsløbet, der sætter grænsen. Ved at sænke modstandene R1 og R2 fra 0,22 til 0,15 Ohm, kan man opnå ca. 75 watt.

AF360 har både elektrisk og termisk sikringskredsløb. Det elektriske sikrer udgangstransistorerne mod afbrænding ved kortere tid kortslutning. Det termiske afbryder signalet på indgangen, hvis förstærkeren bliver alt for varm.

Som byggesæt leveres AF360 med en køle-overføringsvinkel af meget kraftig aluminium. Det er ikke nok, hvis man benytter förstærkeren for fuld

udstyring. Man må tilføje en stor køleprofil ekstra, - f.eks. type H880 fra Joskit.

## DIAGRAMMET

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 basismitterstrækninger 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 udgangsforstærkertrin. Biasstrømmen skal af hensyn til forvrængningen være så stor, at cross-over-forvrængningen 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 trinet udviklet og beskrevet af et dansk ingeniørteam fra PHILIPS. Trinet 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 højtaleren er DC-koblet til forstærkeren! En del af udgangssignalet føres gennem R25 tilbage til det omtalte differentialtrin, hvor det modkabler 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 ligesom for 100 watt-forstærkeren AF410 en frekvensgang på 10 til 20.000 Hz indenfor 0,2 dB.

Der er indsat 6 små kondensatorer hist og her for at undgå selvswing.

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. 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 Zobel netværk. Dette kredsløb har til opgave at dreje fasen i det modkoblede forstærkerkredsløb således at forstærkeren ikke kan gå i selvswing ved varierende induktiv belastning. En højtalerbelastning kan være både induktiv - og også svagt kapacitiv. Denne betragtning gælder ikke elektrostatiske højtalerer, der opfører sig meget kapacitivt, - med kapacitetsværdier på mange microfarad. Bemærk specielt, at højtalerkonstruktioner med delefiltre indeholder både spoler og kondensatorer, og kan udgøre meget svære belastninger for en udgangsforstærker.

Kredsløbet med R16, R17 og C4 sikrer en konstant høj driverspænding fra en kunstig høj impedans. Dette enkle led sikrer derfor det fulde spændingssving på udgangen, samtidig med at pre-driveren T9 arbejder ind i en høj kollektorimpedans. Derved opnås maximal forstærkning i dette trin. Det øger forstærkerens råforstærkning og dermed modkoblingen. Med større modkobling får man lavere harmonisk forvrængning.

Den elektroniske sikring er bestykket med et par dioder i ledernetningen.

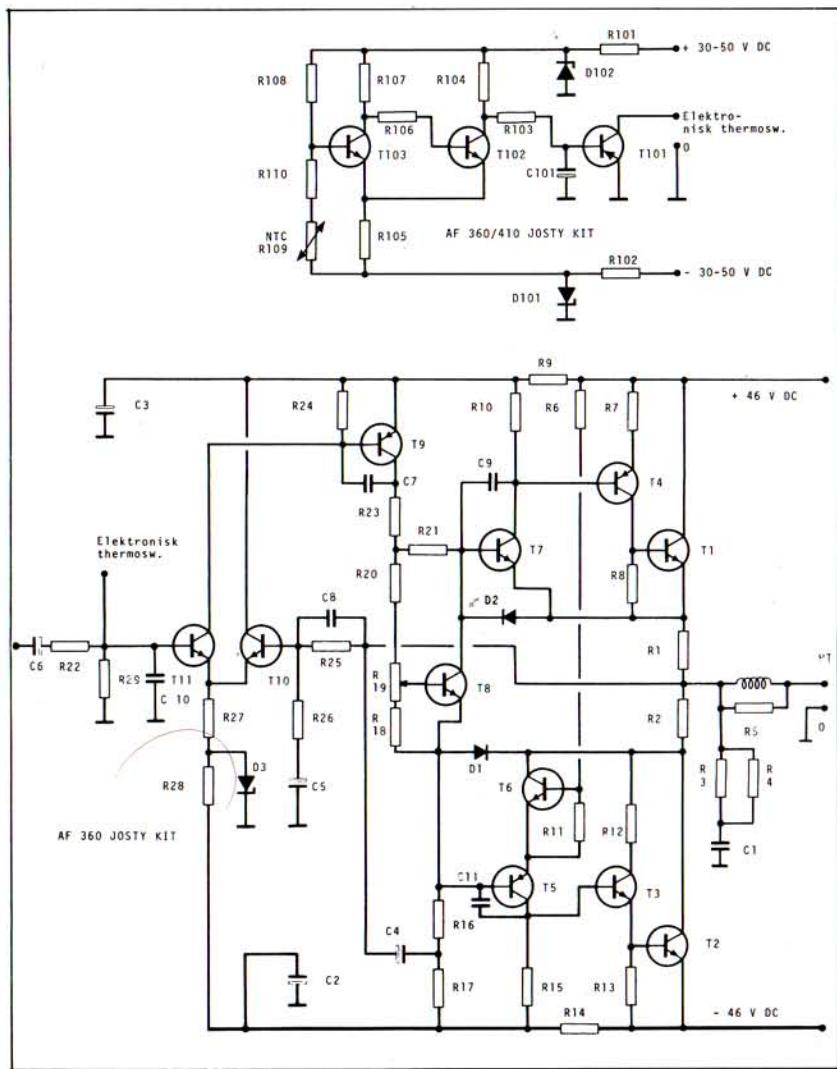


Fig. AF360.2.

Diagrammet viser to kredsløb. Dels selve forstærkeren. Det er det store diagram og dels temperatursikringen.

Tilkobling af forstærkeren skal ske til en dobbeltstrømforsyning. Der er dog intet i vejen for at man selv kan opbygge en simpel strømforsyning med 4 dioder og to elektrolytkondensatorer til udgangsmodulset.

Dioderne fungerer som 0,5 volt zenerdioder. De har til opgave at lede styrestrommen væk fra drivertransistorerne T5 og T7, hvis der går for stor strøm i udgangstransistorerne T1 og T2. Spændingen dannes over effektmotstandene

R1 og R2 på 0,22 Ohm. Ved at sænke disse modstandes værdi til f.eks. 0,15 Ohm, vil sikringen først træde i funktion ved en højere strøm i udgangstransistorerne. Det giver større højttalereffekt. Højere end 75 watt i 4 Ohm bør man dog gå med transistorer af typen 2N3442. Hvis man i stedet benytter 2N3055 som udgangstransistorer, er det maximale 50 watt. 2N3055 har lavere *secondary break down* spænding og tåler ikke en kombination af både høj strøm og høj spænding - selv om mærkeeffekten 115 watt for 2N3055 ikke nås.

Det termiske sikringskredsløb har til opgave at afbryde for yderligere udstyring af forstærkeren, hvis temperaturen på krafttransistorerne stiger faretruende.

NTC-modstanden i overførings-køle-vinklen mäter temperaturen. Når den overstiger 80-95 grader, slår et lille schmitt-trigger kredsløb om, og transistoren T101 kortslutter signalindgangen. Først når temperaturen igen er nede på 55-70 grader, åbnes der igen for signal gennem udgangsforstærker til højttaler.

#### 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

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	0,22 Ohm	2 W effektmadstand
R2	0,22 Ohm	2 W effektmadstand
R3	22 Ohm	1/4 W madstand
R4	22 Ohm	1/4 W madstand
R5	10 Ohm	1/4 W madstand
R6	33 kOhm	1/4 W madstand
R7	10 Ohm	1/4 W madstand
R8	68 Ohm	1/4 W madstand
R9	4,7 Ohm	1/4 W madstand
R10	1 kOhm	1/4 W madstand
R11	1 kOhm	1/4 W madstand
R12	10 Ohm	1/4 W madstand
R13	68 Ohm	1/4 W madstand
R14	4,7 Ohm	1/4 W madstand
R15	1 kOhm	1/4 W madstand
R16	2,2 kOhm	1/4 W madstand
R17	2,2 kOhm	1/4 W madstand
R18	5,6 kOhm	1/4 W madstand
R19	470 Ohm	1/4 W madstand

R20	5,6 kOhm	1/4 W madstand
R21	27 Ohm	1/4 W madstand
R22	330 Ohm	1/4 W madstand
R23	560 Ohm	1/4 W madstand
R24	1 kOhm	1/4 W madstand
R25	12 kOhm	1/4 W madstand
R26	330 Ohm	1/4 W madstand
R27	10 kOhm	1/4 W madstand
R28	4,7 kOhm	1/4 W madstand
R29	12 kOhm	1/4 W madstand
R101	3,3 kOhm	1/4 W madstand
R102	3,3 kOhm	1/4 W madstand
R103	150 Ohm	1/4 W madstand
R104	18 kOhm	1/4 W madstand
R105	2,7 kOhm	1/4 W madstand
R106	4,7 kOhm	1/4 W madstand
R107	10 kOhm	1/4 W madstand
R108	33 kOhm	1/4 W madstand
R109	220 kOhm	1/4 W madstand
R110	100 Ohm	1/4 W madstand
C1	100nF/250V	polyesterkondensator
C2	100uF/70V	elektrolytkondensator
C3	100uF/70V	elektrolytkondensator
C4	100uF/70V	elektrolytkondensator
C5	220uF/35-40V	elektrolytkondensator
C6	10uF/25V	elektrolytkondensator
C7	100pF	keramisk skivekondensator
C8	68pF	keramisk skivekondensator
C9	100pF	keramisk skivekondensator
C10	100pF	keramisk skivekondensator
C11	100pF	keramisk skivekondensator
C101	10uF/25V	elektrolytkondensator
D1	1N4148	diode
D2	1N4148	diode
D3	ZPD 9,1	zenerdiode
D101	ZPD 9,1	zenerdiode
D102	ZPD 9,1	zenerdiode
T1	2N3442	NPN/40V krafttransistor
T2	2N3442	NPN/40V krafttransistor
T3	BSY 86	NPN driver transistor
T4	2N4033	PNP driver transistor
T5	BC557B	PNP transistor
T6	BC547B	NPN transistor
T7	BC547B	NPN transistor
T8	BC549C	NPN transistor
T9	2N4033	PNP driver transistor
T10	BC547B	NPN transistor
T11	BC547B	NPN transistor
T101	BC557B	PNP transistor
T102	BC548B	NPN transistor
T103	BC548B	NPN transistor

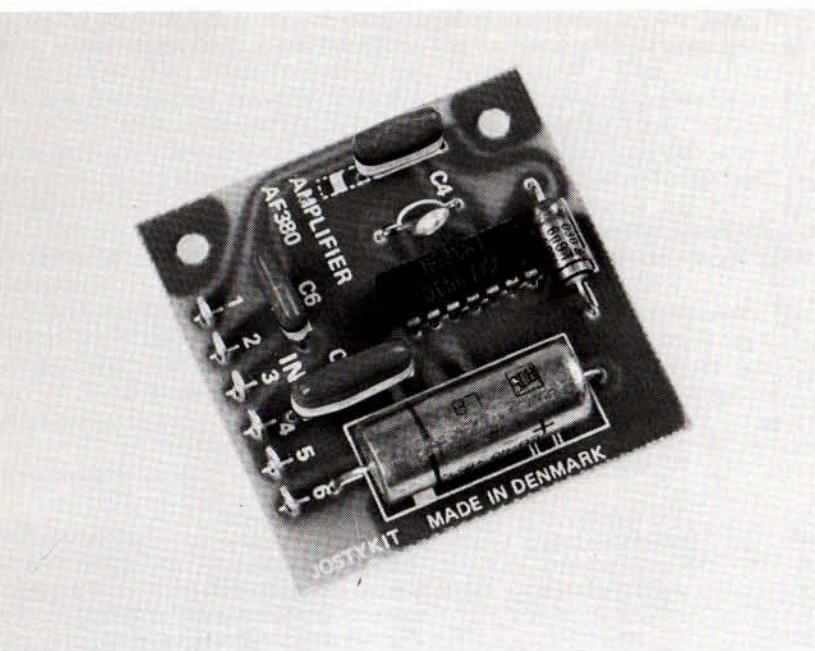


Fig. AF380.1.

AF380 højttalerforstærkeren er bestykket med en IC. Derfor er den særlig velegnet for begyndere. Der er kun ganske få komponenter i denne opstilling.

## AF380 BATTERIFORSTÆRKER TIL 12V - 2,5W

AF380 er en lille IC bestykket batteriforstærker, som direkte kan drive en højttaler på 4 til 16 Ohm, hvis den får et liniesignal på 2-300mV ind.

AF380 egner sig fint som højttalerforstærker i samtaleanlæg til små og mellemstore FM radioer og til AM radioer.

AF380 kan sammenkobles med modtagerne JK04, JK06, HF61-2, HF361, HF310 og HF325.

AF380 kan drive mindre højttalere med ret pæn styrke, og hovedtelefoner af lavohm-typen med meget stor styrke.

Forstærkeren arbejder bedst på 12 volt, men den kan også benyttes på et frisk 9 volt element.

AF380 skal benyttes sammen med et batteri af fornuftig størrelse. Når den arbejder med en så hård belastning som en 4 ohm's højttaler kan være, bruger den meget strøm. Et normalt 9 volt batteri af E-blok typen kan ikke anvendes, men de specielle Alkaline batterier af samme type er gode nok. Hvis man vil benytte et lille batteri af hensyn til pladsforholdene, anbefales det at anbringe en elektrolytkondensator på 1.000uF/10-16V over plus og minus. Den kan eliminere motor-boating lyde i højttaleren.

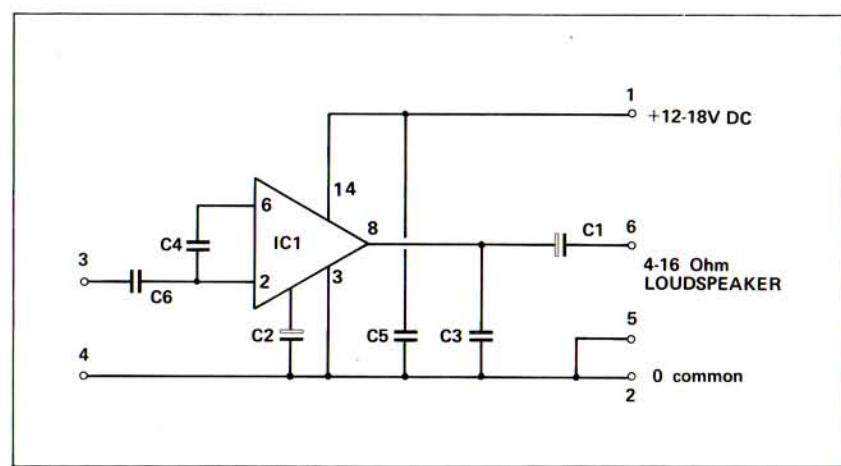


Fig. AF380.2.

Diagrammet afslører, hvor enkelt man idag kan bygge en lille højttalerforstærker på 2,5 watt.

## DIAGRAMMET

AF380 er opbygget over en lille integreret forstærker af fabrikatet National Semiconductor. Kredsen indeholder på een og samme lille skive både udgangstransistorer, stabiliseringsskredsløb og fortrindifferentialforstærker. Kredsløbet ligner AF300 en del.

Med samtlige modstande og transistorer samlet i det lille 14-ben DUAL IN LINE hus, bliver der meget få komponenter tilbage at montere på printpladen.

Der er en elektrolytkondensator til højttalerudgangen og en lille over strømforsyningen. Det er den lille over strømforsyningen, C5, som man må gøre større, hvis batteriforsyningen er for svag.

Elektrolytkondensatoren C2 er indsatt for at stabilisere IC-kredsen mod brum på forsyningsspændingsledningerne. C5 er nødvendig for at hindre højfrekvens selvsving.

I byggesættet er printpladen udformet således, at IC'ens ben 3, 4, 5, 10, 11 og 12 har forbindelse med et stort kobberområde på ca. 10 cm<sup>2</sup>. Dette område fungerer som køling for IC'en. Den afsætter nemlig ca. 1,5 watt i varme, når den leverer 2,5 watt til højttaleren. De nævnte 6 IC'ben overfører varmen via lodningerne til kobberområdet.

## TILSLUTNING

AF380 kan benyttes universelt til mange af bogens andre opstillinger, og i det følgende viser vi et antal eksempler.

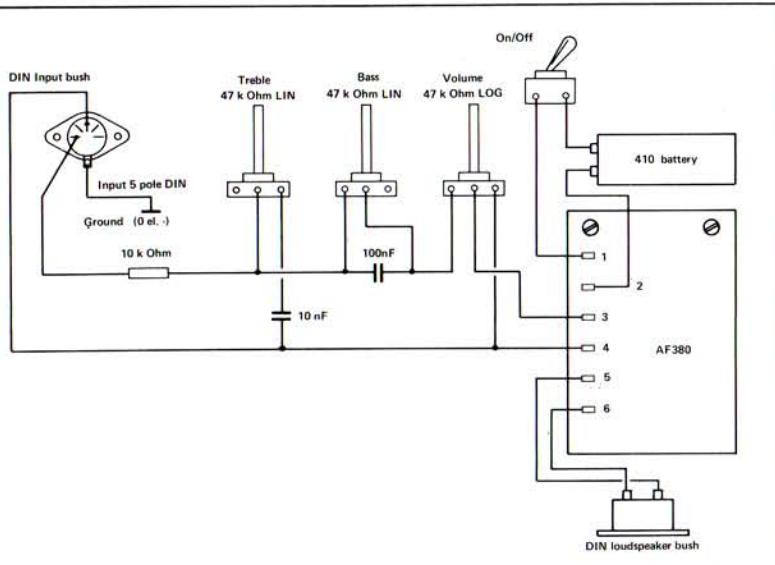


Fig. AF380.3.

#### EKSEMPEL 1. SIMPEL GRAMMOPON ELLER BÅNDOPTAGERFORSTÆRKER.

Komponenter:

AF380 UNIVERSALFORSTÆRKER  
 E121 vippelafbryder  
 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 fig. AF380.3. vises, hvorledes man kan opbygge en lille forstærker til en krystalgrammofon eller en kassettebåndoptager.

De ekstra komponenter viser blot, hvor alsidigt man kan benytte denne lille forstærker. De er ikke nødvendige til en simpel forstærker.

Vi kan på det kraftigste anbefale, at man som start opbygger denne konstruktion, hvis det er det »ørstør» 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 100nF kondensatoren efter BAS kontrollen.

Det vil være praktisk at indbygge den lille forstærker i en metalkasse og forbinde en tråd fra INDGANGSBØSNINGEN's stelfløj til kassen. Det giver en god mekanisk og elektrisk stabilitet, og man undgår således brum.

Det er naturligvis ligegeyldigt, hvilke former for bøsninger og afbrydere, man benytter.

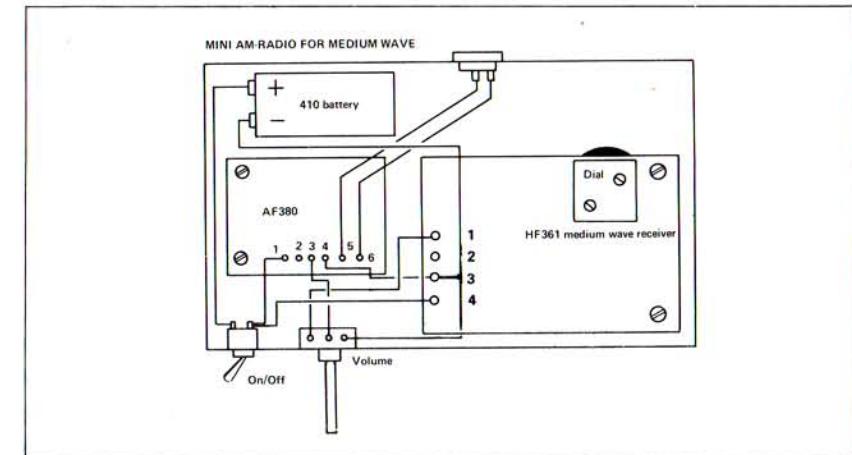


Fig. AF380.4.  
 Mini AM-radio til mellembølgemodtagelse.

#### EKSEMPEL 4. MINI AM-RADIO TIL MELLEMBOGLGEMODTAGELSE.

Nødvendige komponenter:

AF380 UNIVERSALFORSTÆRKER  
 HF361 MELLEMBOGLGEMODTAGER  
 J258 100 kOhm LOG POTM.  
 E121 vippelafbryder  
 D121 DIN-HT bøsning f. chassis  
 plastic indbygningskasse  
 410 batteri  
 F401 batterilås  
 + DIV. skruer, møtrikker og ledning.

På fig. AF380.4. vises, hvorledes man kan opbygge en lille modtager til mellembølge.

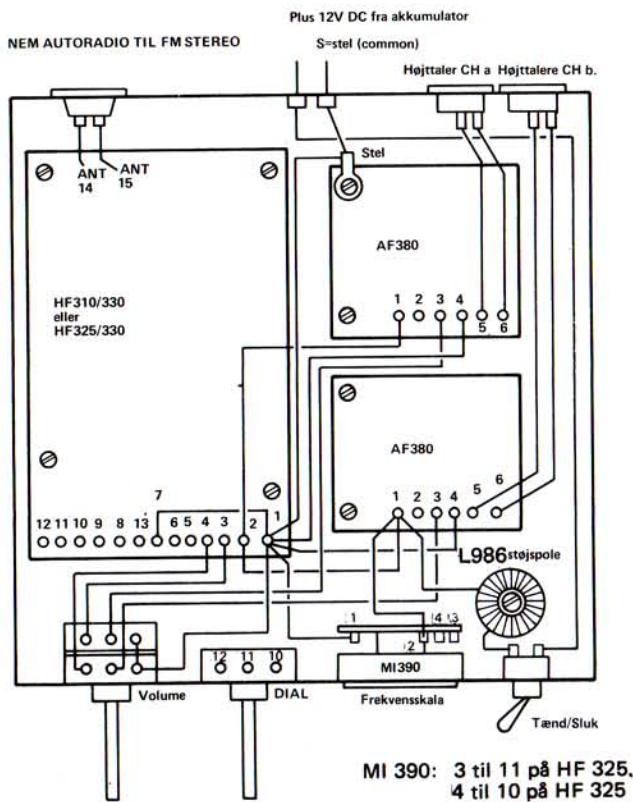
Lad det være sagt straks, eksemplet er ikke økonomisk konkurrencedygtigt med de mange Hong Kong radioer, der findes i handlen, men opstillingen er lærerig som byggeprojekt og med sikkerhed god til modtagelse af mange europæiske stationer - såfremt HF361 er trimmet og i orden, naturligvis.

Denne opstilling indbygges i en plastkasse. En FERRIT-antenne kan kun modtage følsomt, såfremt den ikke er metalindkapslet.

#### EKSEMPEL 5. NEM AUTORADIO TIL FM-STEREO.

Nødvendige komponenter:

AF380 UNIVERSALFORSTÆRKER (2 stk.)



**Fig. AF380.5.**  
Nem autoradio til FM-stereo.

HF310 el.

HF325 FM-MODTAGER  
HF330 STEREODEKODER  
J457 47 kOhm LOG ST. POTM. (volume)  
MI390 STATIONSINSTRUMENT  
G310 instrument  
E121 vippeafbryder  
S986 støjspole

D121 DIN-HT-bøsning (2 stk.)

D273 antennebøsning

B1010 modulbox

+ DIV. ledninger, skruer, møtrikker og en kronemuffe.

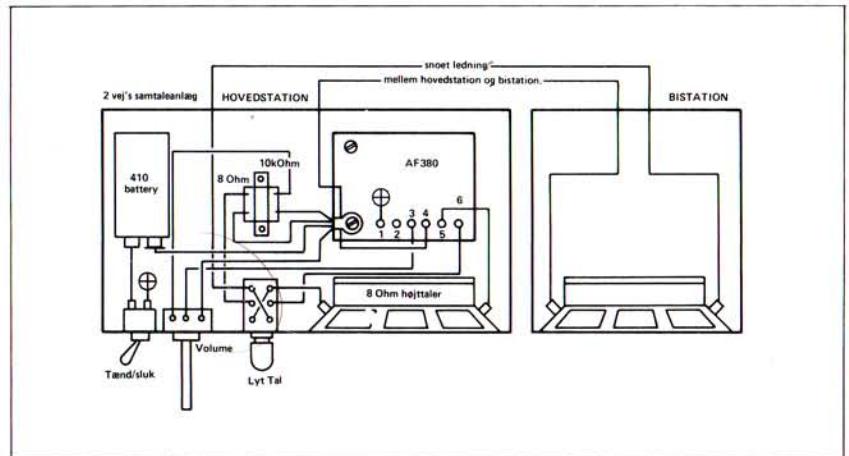
Eksemplet på den modstående side viser, hvorledes man kan opbygge en effektiv lille FM-AUTO-STEREO-modtager til 12 volt og minus til stel.

Det er vigtigt, at ledningsføringen følges slavisk efter tegningen, således at man undgår »selvsving og motor-boating» - lyde.

For ikke at gøre ledningsmontagetegningen uoverskuelig, har vi valgt blot at angive de tre loddeben på FM-tuneren (HF310/325) mærket 10, 11 og 12's forbindelse med afstemningspotentiometeret DIAL og skalaen MI390 med numre.

Den til MI390 byggesættet medfølgende skalabellysning er til 24 volt. Er lyset derfor ikke kraftigt nok, må den udskiftes med en 12-15 V type.

Da opbygningen af en sådan AUTO-radio er kompliceret, anbefales det, at begyndere først starter med en prøveopbygning af en af de foregående opstillinger.



**Fig. AF380.6.**  
2-vejs samtaleanlæg.

#### EKSEMPEL 6. 2-VEJS SAMTALEANLÆG.

Nødvendige komponenter:

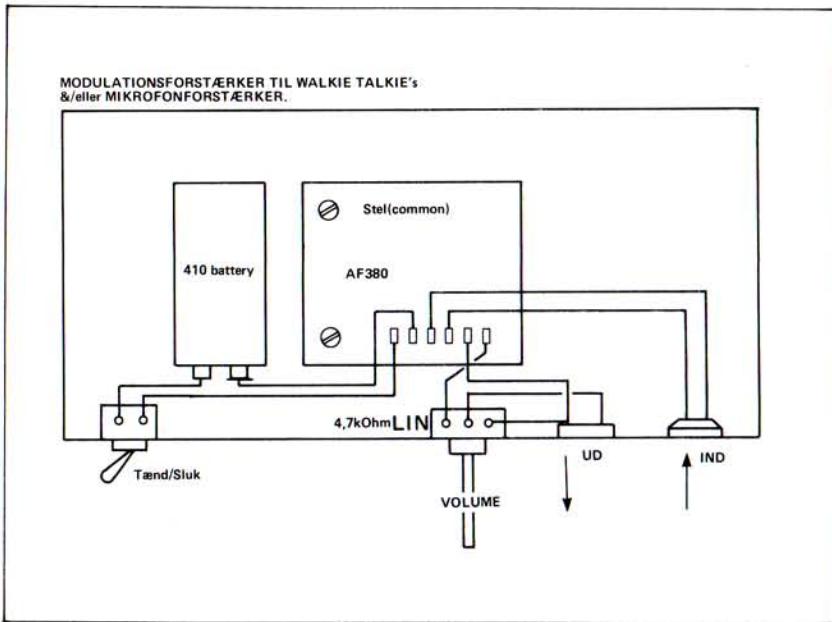
AF380 UNIVERSALFORSTÆRKER  
L805 højttaler (2 stk.)  
410 batteri  
F401 batteriholder  
J256 22 kOhm LOG POTM.  
E171 ringetryk-omskifter

E121 vipppeafbryder  
 T410 MINI transformator 8 Ohm/10 kOhm  
 B814 plastkasser (2 stk.)  
 + DIV. ledning, skruer og møtrikker.

Eksemplet fig. AF380.6. viser, hvorledes man kan bygge et vellydende samtaleanlæg eller overvågningsanlæg til baby-sitting.

I stedet for bistationen kan man også indsætte en telefonspole (omtalt under AF300), og man vil da kunne høre telefonen med højttalerstyrke - en god ide for svagt-hørende 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, eller man kan anvende AC-adaptoren NT411.



**Fig. AF380.7.**  
**Forforstærker til mikrofon eller wal-**  
**kie-talkie.**

#### EKSEMPEL 7. FORFORSTÆRKER TIL MIKROFON OG WALKIE-TALKIE.

Nødvendige komponenter:  
 AF380 UNIVERSALFORSTÆRKER  
 410 batteri  
 E121 vipppeafbryder  
 J154 4,7 kOhm POTM.  
 D221 mini jackbøsning (2 stk.)

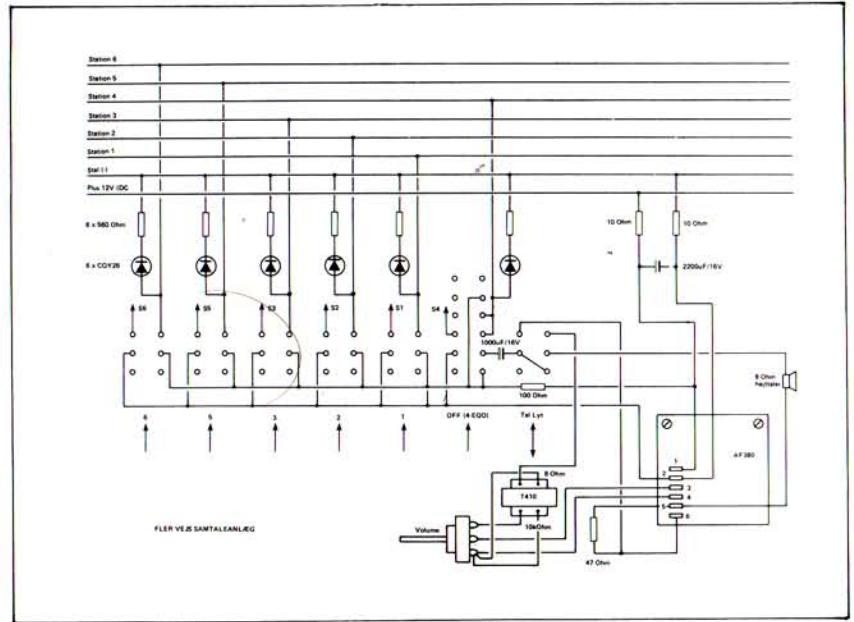
#### F410 batterilås

Eksemplet fig. AF380.7. viser, hvorledes man kan benytte AF380 som mikrofonforstørstærker. 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 AF380 som udgangsforstærker. Det kan altså lade sig gøre at sætte to i »række».

Som det også er angivet på tegningen fig. AF380.7, skal potentiometret anbringes i udgangen, når AF380 benyttes som forstørstærker for mikrofon.



**Fig. AF380.8.**  
**Fler-vejs professionelt samtaleanlæg.**

#### EKSEMPEL 8. FLER-VEJS SAMTALEANLÆG.

AF380 UNIVERSALFORSTÆRKER  
 L805 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	1000uF/16V elektrolytkondensator
K719	2200uF/16V elektrolytkondensator
B1010	modul box
+ diverse skruer, møtrikker, ledning og en specialtykomskifter 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.	

Det sidste eksempel fig. AF380.8. 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 tal-lyt-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 MI360 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 sammensnede ledere for hver station og to for plus og minus. Hver sammensnoet par skal gå til omskifterne 1 til 6.

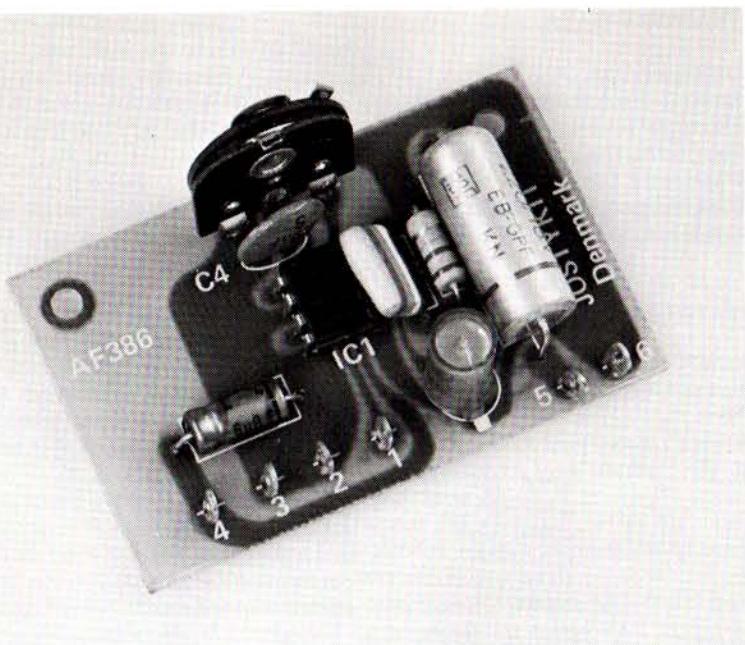
100 Ohm's modstanden er indsat for at levere en lav positiv strøm til indikering af »OPTAGET» på de andre stationer. Denne positive strøm overlejer signalspændingen.

## 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/-3 dB
Signal støjforhold f. fuld effekt . . . . .	.60 dB

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
C1	470uF/16V	elektrolytkondensator
C2	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C3	150nF/250V	polyesterkondensator
C4	27pF/125V	keramisk kondensator
C5	100nF/250V	polyesterkondensator
C6	100nF/250V	polyesterkondensator
IC1	LM380	integreret kredsløb



**Fig. AF386.1.**

AF386 er opbygget med en ganske lille IC-kreds med blot 8 ben. Opstillingen kan alligevel give en effekt på omkring en watt. En effekt som man for blot 10 år siden måtte bruge mange transistorer til.

## AF386 BATTERIFORSTÆRKER - 1W

AF386 er en mini udgave af AF380 batteriforstærkeren. Den kan arbejde med forsyningsspændinger fra batterier på helt ned til 4,5 volt, og den bruger meget ringe strøm i tomgang.

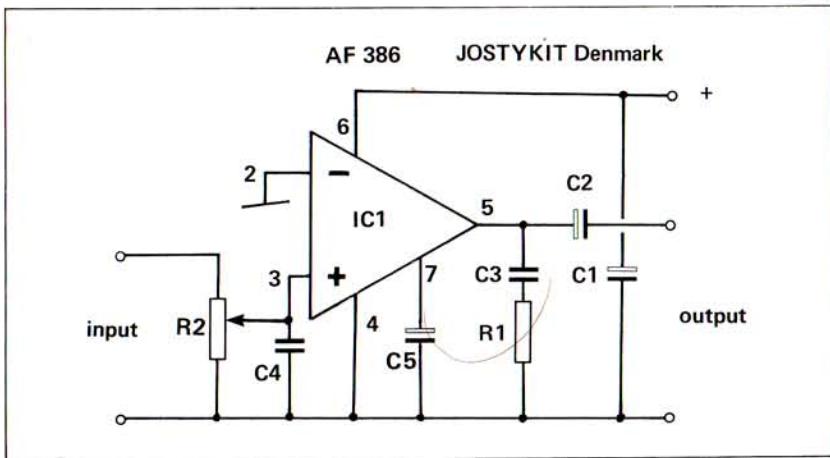
Generelt finder AF386 anvendelse i portabelt udstyr, hvor der ikke er plads til en AF380 og 12 volt batterier.

AF386 anbefales frem for AF380 i opstillinger, hvor man vil benytte et 9V element af E-blok typen.

AF386 har et lille trimmekontakt i indgangen. Det benyttes til indstilling af styrken, men kan udmærket erstattes af et almindeligt drejekontakt. Trimmekontakten finder specielt anvendelse i forbindelse med eksemplet på den lille elektroniske sirene.

### DIAGRAMMET

Indgangssignalet løber gennem et direkte stel-forbundet volumenpotentiometer. Den særlige indgangskonfiguration i kredsen tillader at indgangen forbindes til stel, uden at udgangens DC-potentiiale forstyrres.



**Fig. AF386.2.**

Diagrammet for AF386 er enkelt. Det hele klares af den lille IC, en modstand og 5 kondensatorer. Potentiometeret R2 benyttes til volumenindstilling.

Udgangssignalet, som er forstørret 26 dB, føres ud fra ben 5 til loddejøje 6 gennem en 220uF/16V elektrolytkondensator. Kondensatoren er for lille til Hi-Fi-brug - her er 1000-5000uF almindeligt - men da AF386 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 forsyningen. Kondensatoren giver i forbindelse med en i IC'en indbygget modstand en dæmpning på over 40 dB for forsyningsspændings variationer.

### TILSLUTNING

Ligesom for AF380 vises i det følgende et antal eksempler på anvendelse af AF386 til AM-radio, baby-sitting lyttelanlæg, sirene og forforstærker for walkie-talkie.

### AF386 & HF61 sammenbygget til lille DIODE-MB-radio.

AF386	miniforstærker
HF61 (2)	diodemodtager MB
J205	10 kOhm potentiometer knap f. potentiometer
E121	vippeafbryder
F401	batterilås
410	9 V batteri 470 Ohm modstand 100uF/16V elektrolytkondensator + div. skruer og ledning

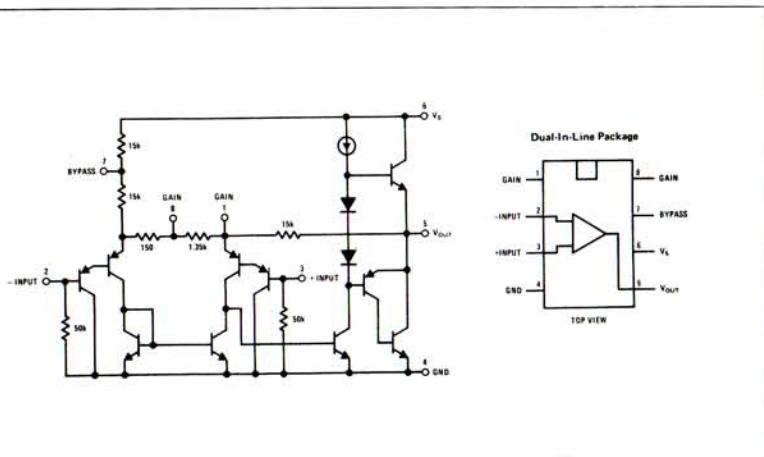


Fig. AF386.3.

Her er et simplificeret diagram over, hvad der er inden i en LM386 kreds fra National Semiconductor. Denne kreds indgår i AF386 forstærkeren.

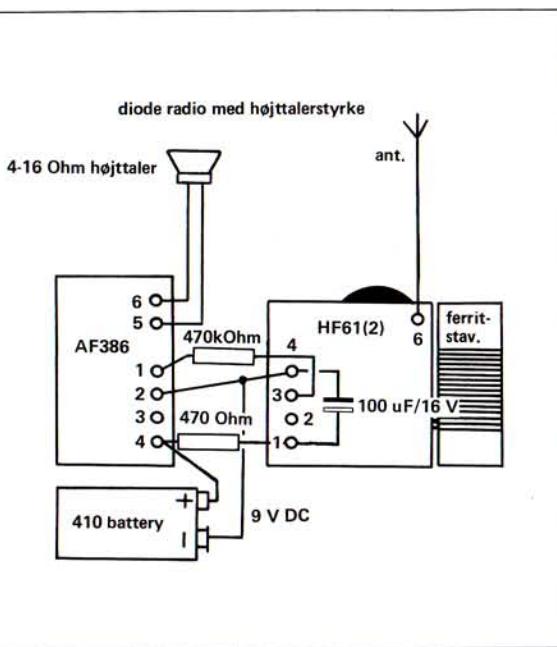
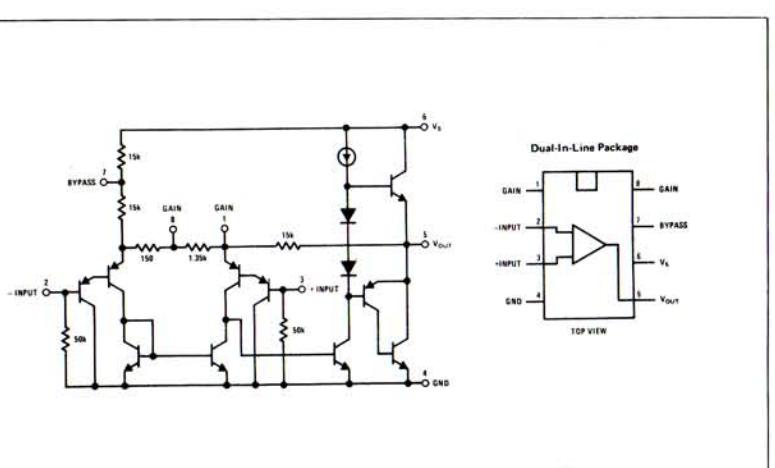


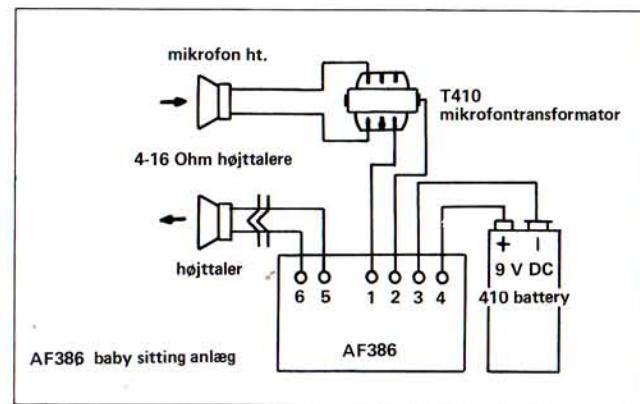
Fig. AF386.4.  
Mellembølge  
dioderadio  
med højttaler-  
styrke. Opstil-  
lingen kan  
modtage nogle  
få stationer  
med god styr-  
ke. Ønsker  
man bedre  
mellembølge-  
modtagelse,  
kan man be-  
nytte HF361  
opstillingen og  
til FM modtag-  
else benytter  
man JK04.



Diodemodtageren HF61 kan normalt kun tilsluttes en høj-ohm's høreprom. Såfremt man ønsker højttalerstyrke fra denne lille mellembølge-modtagere, skal den kobles som på diagrammet fig. AF386.4. Da diodemodtageren er forsynet med kraftig forstørkning, som vil kunne overstyre mini udgangsforstærkeren AF386, må man indsætte en dæmpemodstand på 470 kOhm (gul, violet, gul) og et RC-led i spændingsforsyningen. Modstanden er 470 Ohm (gul, violet, brun) og en 100uF/16V kondensator.

Begge enheder kan arbejde på et almindeligt 9 V element af E-blok typen. Et strømforbrug på 7-9 mA i tomgang sikrer en brugstid på 30-100 timer.

Fig. AF386.5.  
Baby-sitting  
anlæg. Med et  
par højttalere,  
en mini trans-  
formator og  
eventuelt en  
NT411 strøm-  
forsyning, kan  
man opbygge  
et effektivt lille  
overvå-  
ningsanlæg.



BABY-SITTING anlæg med AF386 og T 410 transformatoren.

MINI-forstærkeren AF386 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 forstørkning. Det er vigtigt, for AF386 ikke i sig selv har forstærkning nok til samtaleanlæg etc.

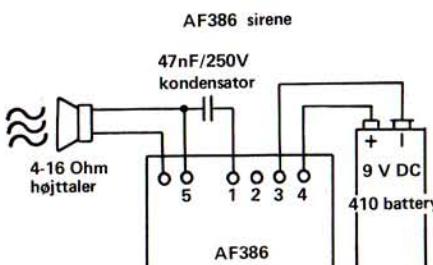
Såfremt dette lille anlæg strømforsynes fra en strømforsyning med indbygget transformator, er det vigtigt at anbringe T 410 transformatoren således at den ikke opsamler brum fra nettransformatoren. Anbring derfor T410 så langt væk fra nettransformatoren som muligt, og når den er anbragt, så drej den rundt om sin egen akse til brummet er helt væk.

#### AF386 som sirene.

AF386 kan også benyttes som sirene til melding af tyveri, eller man kan benytte den som dørklokke for svaghørende.

Ringekontakten kan være en billig sluttekontakt, der blot indskydes i den ene batteriledning.

Trimmeapotentiometeret på AF386 skal anbringes omkring midten for at hyletonen bliver kraftigst.



**Fig. AF386.6.**  
Det er nemt at bygge en lille elektronisk siren med AF386. Man kobler blot en kondensator fra ud- til indgang. Tonehøjden indstilles på trimmepotentiometeret.

Man kan opnå en ekstra 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 trimmepotentiometeret indtil styrken er maximal.

Det er efter færdelsloven ulovligt at montere et sådant sirenehorn på knallert, cykel eller automobil!

AF386 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 47nF kondensator får forstærkeren til at selvvinge på 1-3 kHz (1000-3000 svingninger i sekundet).

#### AF386 som forforstærker til f.eks. Walkie-Talkie.

Selv om AF386 er opbygget med en lille udgangsforstærker IC, kan den udmærket benyttes som forforstærker til f.eks. walkie-talkier. AF386'ernes eget signal/støjforhold er på 71 dB.

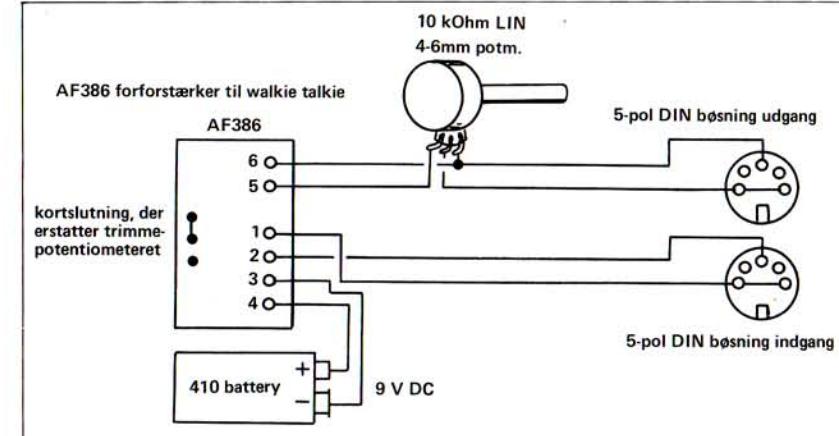
Det er en stor fordel at AF386'eren kan arbejde med forsyningsspændinger mellem 4,5 og 12 volt. Den passer således som forforstærker til alle Walkier med minus til stel.

Når AF386 benyttes som forforstærker, vil den i lighed med alle andre forstærkere 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/støjforhold opnås, hvis man kortslutter trimmepotentiometeret til maximum forstærkning og indsætter et 1 kOhm LIN drejepotentiometer på udgangen. Se tegningen ovenfor.

#### TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . . 4,5 - 12 V DC  
Strømforbrug . . . . . 3 - 150 mA



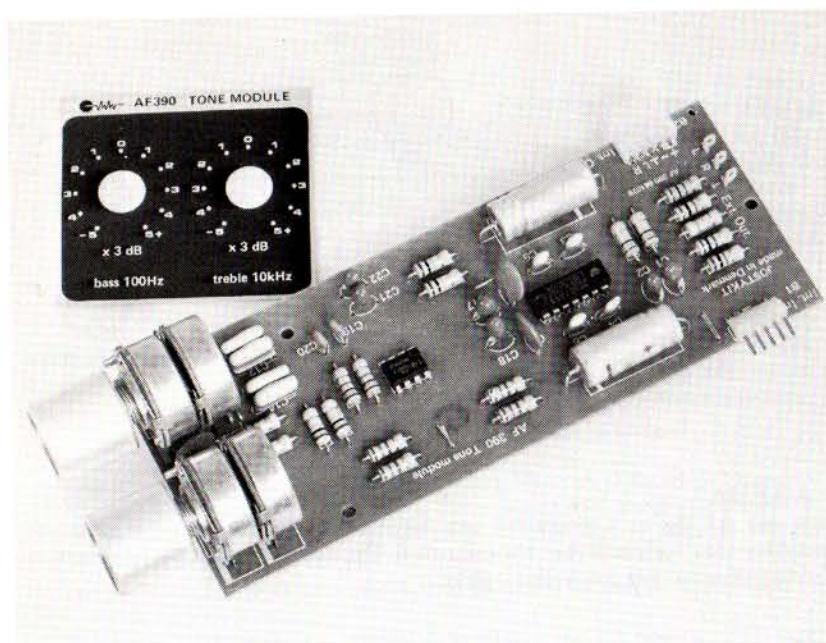
**Fig. AF386.7.**  
Selv om AF386 er konstrueret som højttalerforstærker, kan den udmærket benyttes som forforstærker for mikrofon. Opstillingen egner sig også som modulationsforstærker for walkie-talkie.

#### TEKNISKE DATA

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/støjforhold v. fuld udstyring . . . . .	.71 dB

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	10 Ohm	1/4 W modstand
R2	10 kOhm	trimmepotentiometer
C1	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C2	220uF/16V	elektrolytkondensator
C3	47nF/250V	polyesterkondensator
C4	2,2nF/125V	keramisk kondensator
C5	47uF/10V	elektrolytkondensator
IC1	LM386	integreret udgangsforstærker



**Fig. AF390.1.**  
Tonekontrol modulet AF390 indgår i System Mix serien, men det kan også benyttes til andre konstruktioner eller færdige forstærkere, hvor man har behov for ekstra toneregulering.

## AF390 STEREO HI-FI TONEKONTROL MODUL

AF390 indgår i serien af SYSTEM MIX moduler. Modulerne og deres mange fordele er udførligt beskrevet i afsnittet om AF325.

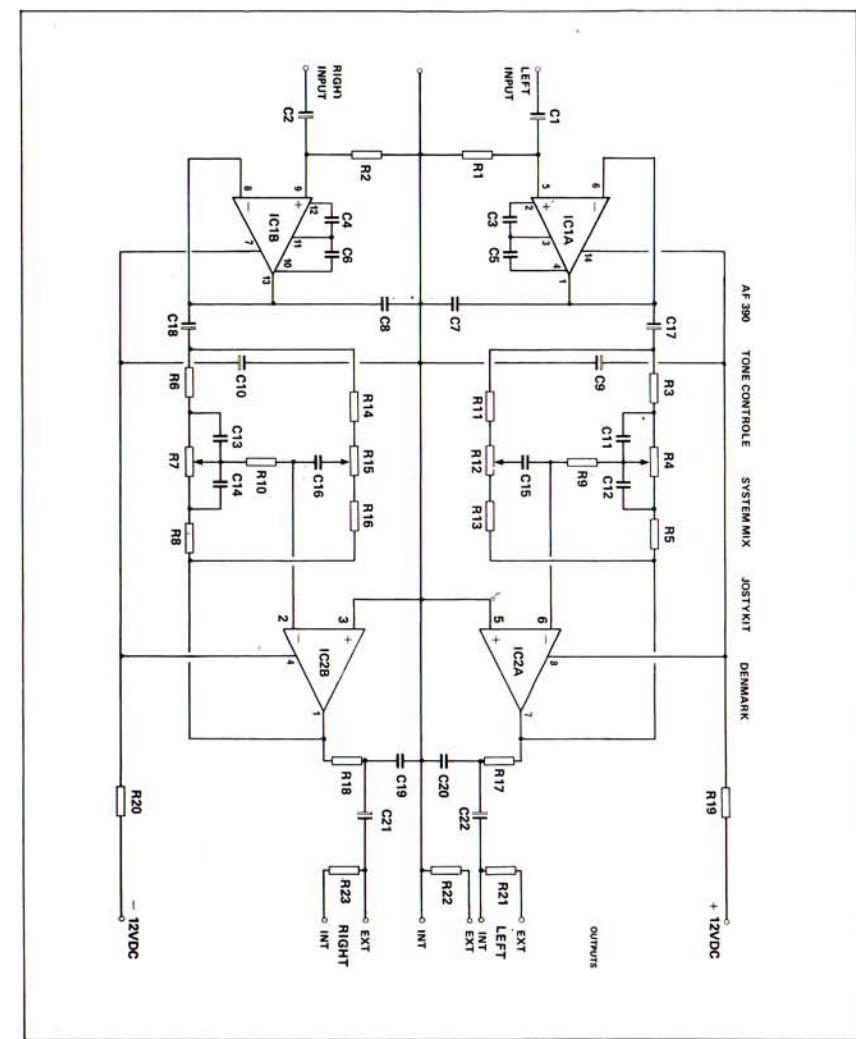
AF390 er seriens tonemodul. Dette modul er konstrueret således, at det kan indgå i mastersignalet efter mixermodulet. Man kan derfor toneregulere mastersignalet, uden at dette har indflydelse på de enkelte andre moduler.

AF390 har standard udgang på 775mV, og derfor kan man tilkoble en udgangsforstærker direkte, hvis man da ikke vælger også at lade signalet gå videre ind i AF395 filtermodulet.

Der er på AF390 tonekontrol mulig for at regulere bas og diskant på drejekontroller.

### DIAGRAMMET

Indgangssignalet til AF390 føres til en bufferforstærker, der er opbygget med kredsen LM1303. Den har yderst lav forvrængning og lav egenstøj, men den kan til gengæld være vanskelig at benytte og få fri for selvsving.



**Fig. AF390.2.**  
Diagrammet af AF390 er ret kompliceret. Der indgår en dobbelt støjsvag stereo forstærker og en Bi-MOS FET stereo operationsforstærker af typen TL082.

Ved brug af LM1303 som indgangs-»buffer» sikres man, at tonekontrolen kan variere bas og diskant uafhængigt af signalkildens impedans. Derved opnås påne og ensartede kurver for reguleringen.

Selve tonekontrollen er opbygget efter det bekendte »Baxandale» princip, hvor man varierer den frekvensafhængige modkobling omkring en inverterende forstærker. Forstærkeren i tonekontrollen er en op-amp af

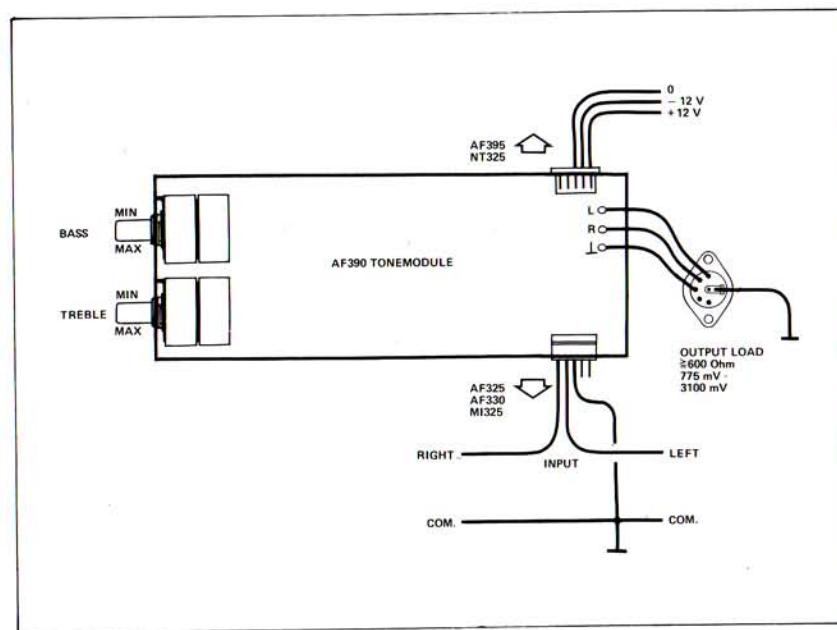


Fig. AF390.3.

Hvis man ikke benytter AF390 sammen med de andre System Mix moduler, kan man koble den til signalkilde og forstærker som på denne tegning.

Bi-FET typen. Det sikrer en god regulering uden belastning af modkoblingskredsløbet.

AF390 er i udgangen forsynet med et RC-led. Det hindrer transient intermodulation (TIM) i en efterfølgende udgangsforstærker.

## TILSLUTNING

På tegningen fig. AF390.3. vises det, hvorledes man kan koble AF390, når den skal benyttes separat til en eksisterende forstærker.

Som spændingsforsyning kan man benytte to sæt batterier på 12 volt eller en NT325 strømforsyning på plus/minus 12 volt.

Indgangsimpedansen er 100 kOhm, og udgangen kan belastes med 600 Ohm ved 0 dB's forstærkning.

Den ordinære sammenkobling af AF390 til System Mix modulerne er vist i afsnittet om AF325 mixermodulet.

## TEKNISKE DATA

AF390 er en tonekontrol af ualmindelig høj standard. Derfor kan den

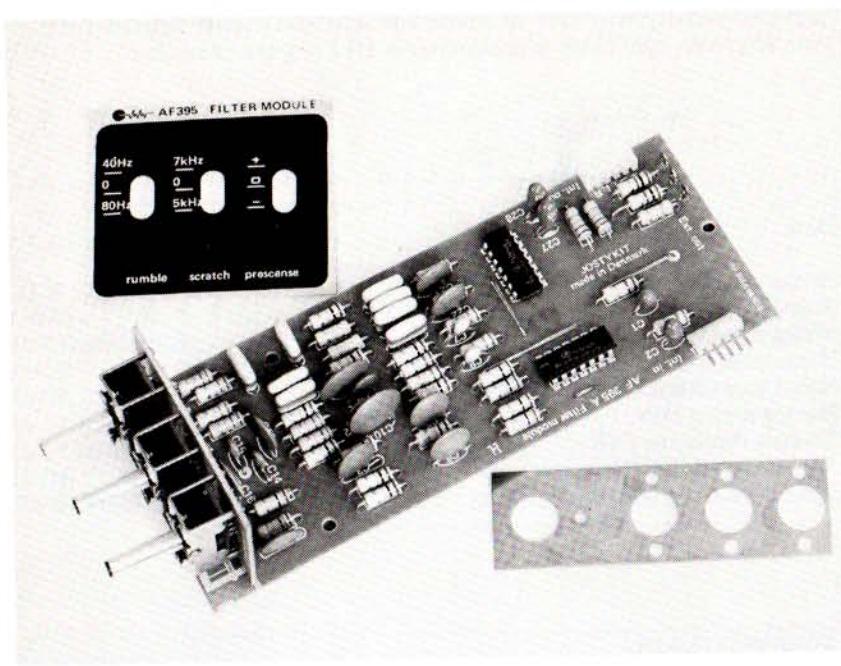
benyttes overalt, hvor man vil ændre tonelejet. Ikke alene sammen med System Mix, men også til store professionelle HI-FI og orkesteranlæg.

## Data

Driftsspænding . . . . .	plus/minus 12 V DC
Strømforbrug . . . . .	17 mA
Frekvensgang 20 - 20 kHz . . . . .	plus/minus 0,5 dB
Harmonisk forvrængning DIN . . . . .	0,01%
Signal/støj-forhold DIN . . . . .	.80 dB
Bas regulering DIN . . . . .	plus/minus 15 dB
Diskant regulering DIN . . . . .	plus/minus 15 dB
Kanalseparation DIN min . . . . .	.60 dB
Nominel ind- og udgangsspænding . . . . .	.775mV (0 dB)

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1, 2	100 kOhm	1/4 W modstand
R3	10 kOhm	1/4 W modstand
R4, 7	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer
R5 - 10	10 kOhm	1/4 W modstand
R11	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R12, 15	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer
R13 - 16	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R17, 18	1 kOhm	1/4 W modstand
R19, 20	100 Ohm	1/4 W modstand
R21	1 kOhm	1/4 W modstand
R22	4,7 Ohm	1/4 W modstand
R23	1 kOhm	1/4 W modstand
C1, 2	4,7uF/35V	tantalkondensator
C3, 4	150pF/125V	keramisk kondensator
C5, 6	330pF/125V	keramisk kondensator
C7, 8	3,3nF/125V	keramisk kondensator
C9, 10	470uF/16V	elektrolytkondensator
C11 - 14	47nF/250V	polyesterkondensator
C15, 16	4,7nF/125V	keramisk kondensator
C17, 18	4,7uF/35V	tantalkondensator
C19, 20	1nF/125V	keramisk kondensator
C21, 22	4,7uF/35V	tantalkondensator
IC1	LM1303	dobbelt forstærker
IC2	TL082	dobbelt op-amp.



**Fig. AF395.1.**  
AF395 filtermodulet er forsynet med 3 omskiftere med hver 3 stillinger. Modulet kan benyttes til toneredigering af basområdet, mellemtonen og diskant.

## AF395 STEREO HI-FI FILTER MODUL

AF395 indgår i serien af SYSTEM MIX moduler. Modularne og deres mange fordele er udførligt beskrevet i afsnittet om AF325.

AF395 er seriens filtermodul. Dette modul er konstrueret således, at det kan indgå efter et AF325 mixermodul eller et AF390 tonemodul. Man kan filtrere signaler i tre frekvensområder på mastersignalet til PA-forstærkeren eller båndoptageren.

AF395 har, ligesom AF390 tonemodulet, udgang med normeret signalspænding på 775mV. Derfor kan man tilslutte en effektforstærker direkte på filtermodulets udgang.

AF395 er forsynet med tre vippeomskiftere med hver tre stillinger. Med samtlige omskiftere i midterstilling, vil frekvensgangen være lineær.

På rumble omskifteren kan man filtrere mere eller mindre af basområdet væk. I den ene stilling sker faldet ved 70Hz, hvilket kun er svagt hørbart. I den anden stilling filtreres fra 200Hz. Det er tydeligt hørbart.

På mellemtoneomskifteren kan man have eller sænke mellemtoneområdet. Det kaldes henholdsvis presence og absence. Med presence får man fremhævet taleområdet omkring 1.000 Hz. Med absence sænkes mellemtonen ved samme frekvens, og man får en typisk *disco-sound* frem.

På scratch omskifteren kan man sænke diskanten mere eller mindre. I den ene stilling sker faldet ved 3 kHz og i den anden ved 7 kHz. Benyttes stillingen 3 kHz, vil man høre en tydelig diskantsænkning, medens man i 7 kHz stillingen blot vil høre, at suset fra radio, grammofon eller bånd skæres væk.

## DIAGRAMMET

AF395 rummer tre af de mest benyttede filterkombinationer, nemlig HIGH PASS FILTER (rumble - basfilter), LOW PASS FILTER (scratchdiskantfilter) samt BAND PASS FILTER (præsence og absencefilter - mellemtonen hævning og sænkning).

Hele konstruktionen er opbygget i stereo over 8 aktive filtre med BiFET operationsforstærkere. Denne type forstærkere har uhyre høje indgangsimpedanser og er meget velegnede til filtre, idet filterkomponenterne IKKE belastes.

Indgangssignalet til AF395 passerer først en bufferforstærker, der sikrer at et indgangssignal med ukendt impedans, ikke påvirker filtrene. Derefter følger præsence/absence filteret, som kan hæve eller sænke mellemtonesignalen. Ved præsence bliver mellemtoneområdet mere klart og skarpt afgent, og ved absence dæmpes mellemtoneområdet, således at betoningen på bas og diskant synes tydeligere - hvilket giver »diskosound».

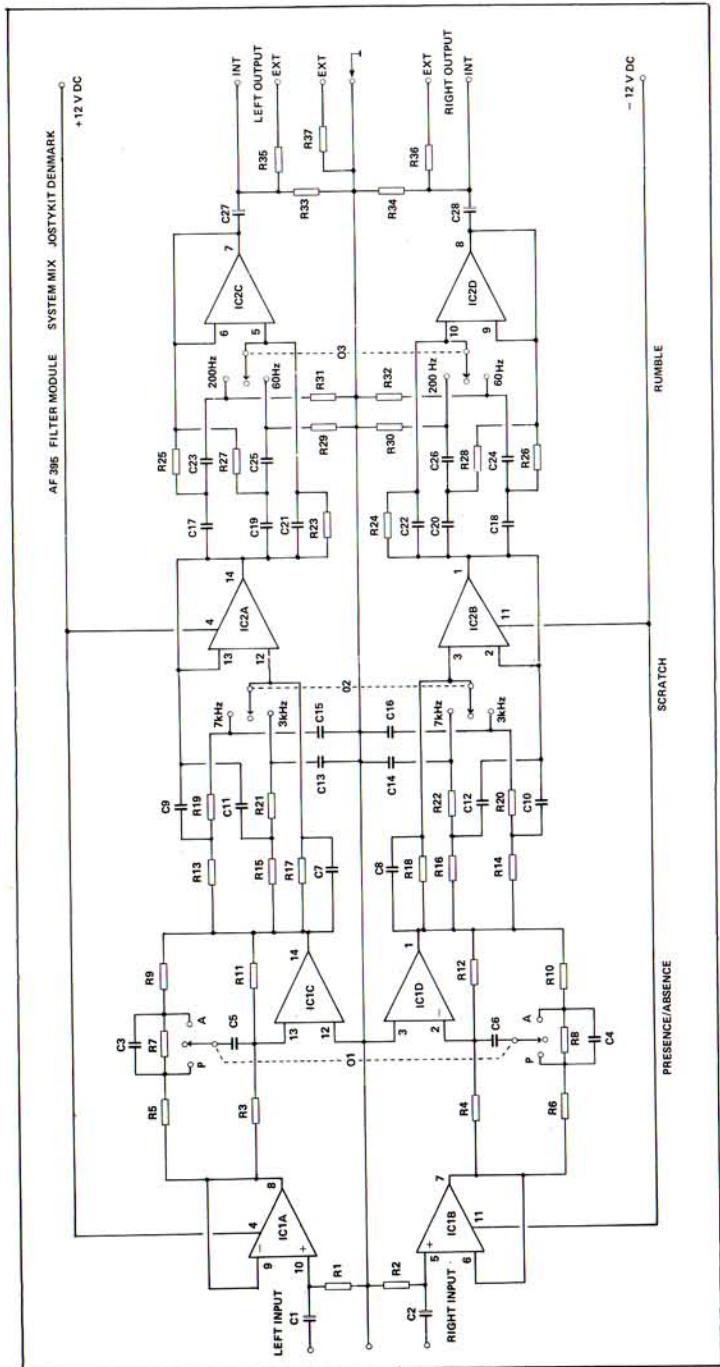
Efter båndpasfilteret følger et scratch filter. Det kan fjerne sus og knas fra dårligt programmatiale uden at toneområdet ændres væsentligt. Den skarpe afskæring på hele 12 dB sikrer det øvrige frekvensområde en lineær gengivelse. Scratch filteret er meget »groft« ved 3 kHz og nyanceret ved 7 kHz.

Rumble filteret følger efter scratch filteret. Det kan fjerne u-ønskede lave frekvenser under 70 Hz eller 200 Hz med 12 dB/oktav. Den lave 70 Hz afskæring kan benyttes, hvor man har problemer med akustisk tilbagekobling fra højttaler til grammofon - ofte gennem bygningskonstruktioner. Den høje afskæring benyttes kun i forbindelse med bulede grammofonplader eller til decideret filtrering af hele basområdet.

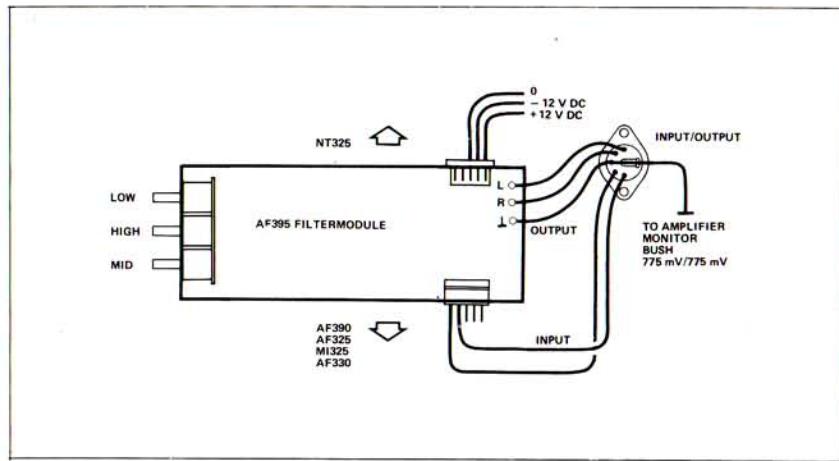
## TILSLUTNING

Den anbefalede sammenkobling af AF395 filtermodulet til enten tonekontrol modul eller mixermodul er beskrevet i afsnittet om AF325, men der er intet i vejen for at benytte AF395 separat sammen med andre byggesæt eller færdige apparater. Illustrationen på fig. AF395.3. viser, hvordan man forbinder signaler og spændingsforsyning. Man kan benytte det samme DIN stik til stereo forbindelse af både ind- og udgang. Det kræver dog, at forstærkeren, man vil benytte, har en TAPE MONITOR knap. Den benyttes et ganske almindeligt tape monitor kabel af standard type mellem AF395 og forstærker.

Benytter man AF395 sammen med de andre SYSTEM MIX moduler, skal man IKKE tilkoble »INPUT« ledningerne.



**Fig. AF395.2.** AF395 diagrammet er yderst komplekt. De tre filtre har hver sit sæt operationforstærkere og en mængde omskifterfunktioner. Desuden er der bufferforstærkere i både ind- og udgang.



**Fig. AF395.3.**

Hvis man ikke ønsker at sammenkoble AF395 filtermodulet med de andre System Mix moduler, kan man tilkoble signaler og forsyningsspændinger således.

## TEKNISKE DATA

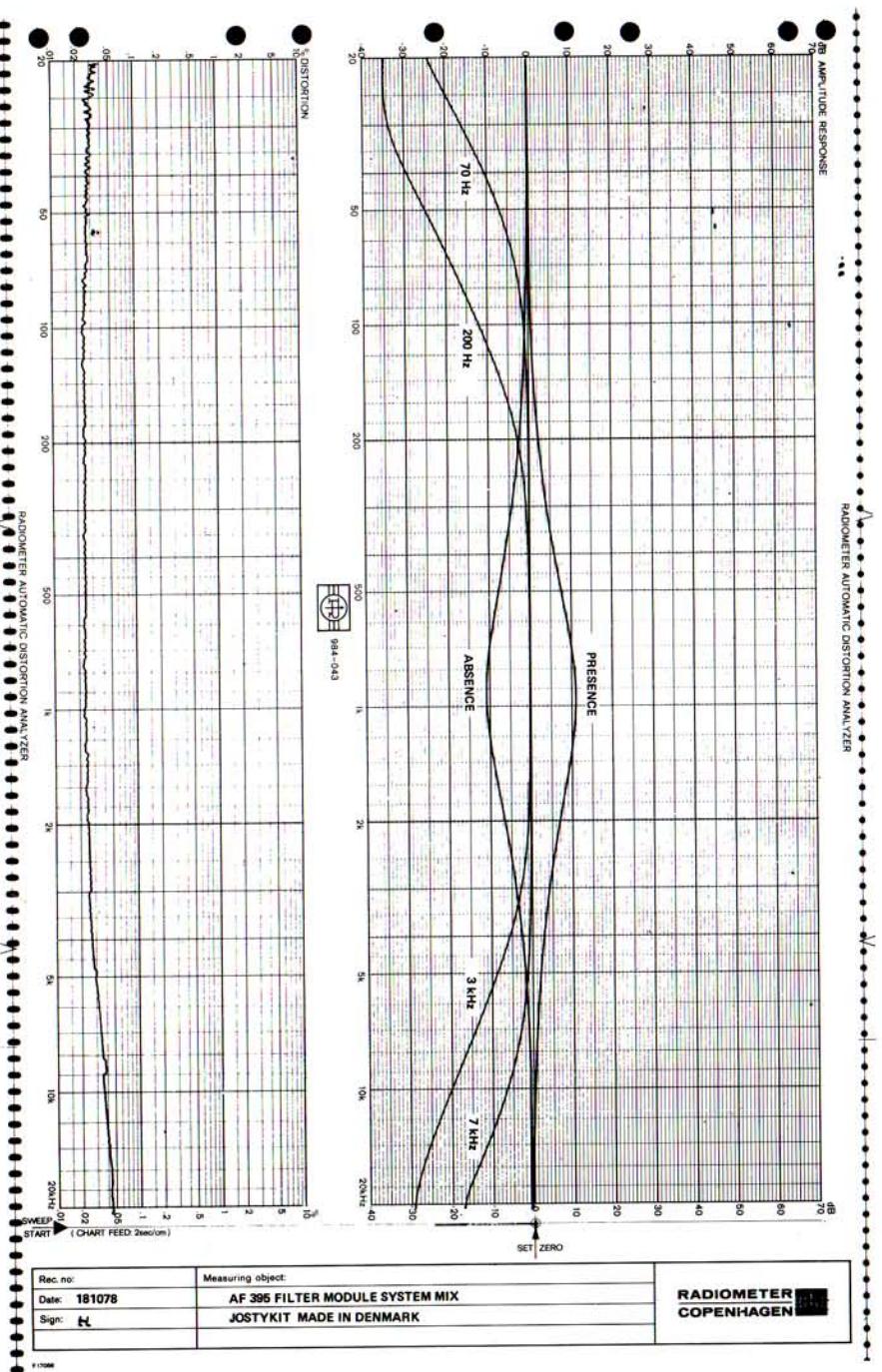
AF395 har fine forvrængningsdata. Selv om de ikke ligger helt på højde med AF390, kan AF395 benyttes med andre professionelle systemer og HI-FI forstærkere.

Kurven på fig. AF395.4. viser 4 frekvenskurver og den nævnte kurve over harmonisk forvrængning.

Frekvenskurverne er optaget med maximal mellemtonehævning, maximal mellemtonesænkning, med scratch filteret i de to mulige positioner og med rumble filteret i stilling 70 Hz og i stilling 200 Hz.

## Data

Driftspænding (NT325) . . . . .	± 12 V DC
Strømforbrug . . . . .	12 mA
Frekvensgang LIN 20 Hz - 20 k Hz . . . . .	± 0,5 dB
Harmonisk forvrængning DIN mindre end . . . . .	0,05%
Signal/støj-forhold . . . . .	75 dB
Rumble dæmpning ved 25 Hz eller 70 Hz . . . . .	-18 dB
Scratch dæmpning ved 8 kHz eller 20 kHz . . . . .	-18 dB
Præsence/absence regulering ved 500 Hz . . . . .	± 12 dB
Kanalseparation DIN min . . . . .	50 dB
Indgangssignal/udgangssignal (0dB's forstærkning) . . . . .	775mV



## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1, 2	220 kOhm	1/4 W modstand
R3, 4	100 kOhm	1/4 W modstand
R5, 6	10 kOhm	1/4 W modstand
R7, 8	100 kOhm	1/4 W modstand
R9, 10	10 kOhm	1/4 W modstand
R11, 12	100 kOhm	1/4 W modstand
R13	12 kOhm	1/4 W modstand
R14, 15	10 kOhm	1/4 W modstand
R16	12 kOhm	1/4 W modstand
R17, 18	68 kOhm	1/4 W modstand
R19	12 kOhm	1/4 W modstand
R20, 21	10 kOhm	1/4 W modstand
R22	12 kOhm	1/4 W modstand
R23, 24	1 MOhm	1/4 W modstand
R25	10 kOhm	1/4 W modstand
R26, 27	33 kOhm	1/4 W modstand
R28	10 kOhm	1/4 W modstand
R29	68 kOhm	1/4 W modstand
R30, 31	22 kOhm	1/4 W modstand
R32	68 kOhm	1/4 W modstand
R33, 34	22 kOhm	1/4 W modstand
R35, 36	100 Ohm	1/4 W modstand
R37	4,7 Ohm	1/4 W modstand
C1, 2	4,7uF/35V	tantalkondensator
C3 - 6	4,7nF/125V	keramisk kondensator
C7, 8	100pF/125V	keramisk kondensator
C9	2,2nF/125V	keramisk kondensator
C10, 11	6,8nF/125V	keramisk kondensator
C12	2,2nF/125V	keramisk kondensator
C13	3,3nF/125V	keramisk kondensator
C14, 15	1nF/125V	keramisk kondensator
C16	3,3nF/125V	keramisk kondensator
C17 - 20	47nF/250V	polyesterkondensator
C21, 22	3,3nF/125V	keramisk kondensator
C23 - 26	47nF/250V	keramisk kondensator
C27, 28	10uF/25V	tantalkondensator
IC1, 2	TL084	4 dobbelt Bi-FET op-amp.

Fig. AF395.4.

Grafen viser frekvenskurver med alle indstillinge af omskifterne på AF395, samt den harmoniske forvrængning med omskifterne i midterstilling.

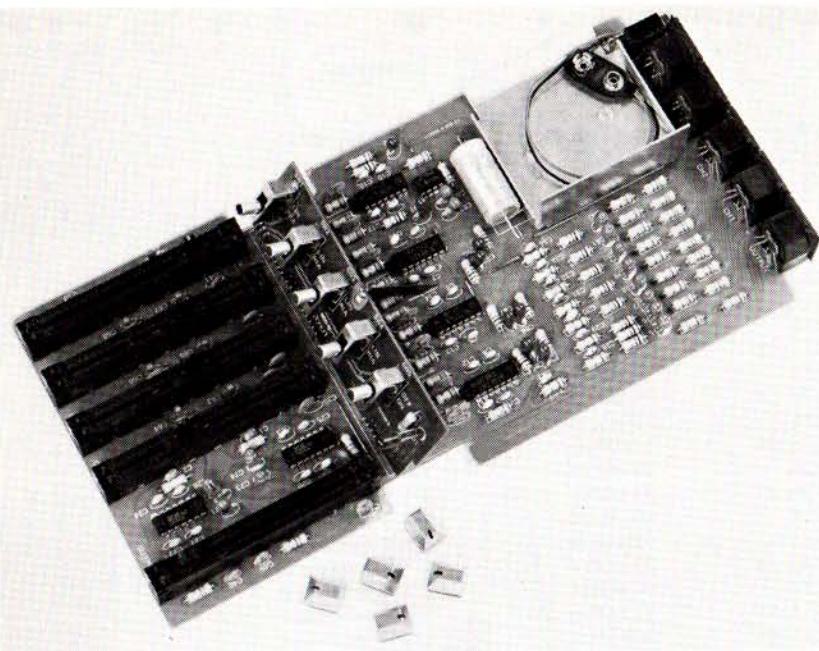


Fig. AF400.1.

AF400 mixeren er en MINI MIXER i stereo med 4 stereoindgange og en master udgang. Volumenreguleringerne sker på store skydepotentiometre. Hver indgang kan omstilles for følsomhed og forbetoning til liniesignal, mikrofon og dynamisk grammofon.

## AF400 4-KANAL HI-FI STEREO MIXER

AF400 hører til blandt de større konstruktioner i denne bog. Der indgår overordentlig mange komponenter, som alle sidder ret tæt. Derfor er en omhyggelig opbygning vigtig.

AF400 mixeren benyttes af mindre orkestre, discoteker, smalfilm amatører og skolescener.

Den har 4 indgange i stereo, og hver indgang kan omskiftes i følsomhed og forbetoning, således at man kan tilføre næsten ethvert signal på enhver indgang. Denne store flexibilitet gør det nemt at benytte mixeren.

Hvis man har et ønske om 8 mikrofonindgange, er det muligt. Er kravet 4 grammofoner i stereo, går det også.

AF400 er konstrueret efter samme principper som System Mix serien, der blev beskrevet i afsnittet AF325. Derfor er kvaliteten i en AF400 den samme, og væsentlig bedre end tilsvarende produkter fra Japan i 1.000 til 2.000 kr.'s klassen. Ofte er sådanne mixere bestykket med de til HI-FI helt uanvendelige IC-kredse af typen 741 og 1458.

AF400 har mange indgange, omskiftere og 5 store skydepotentiometre. Fig. AF400.2. viser, hvorledes mixeren er indrettet. Tallene på denne tegning refererer til følgende betjeningsafsnit:

### 1. LIN/RIAA OMSKIFTER

Denne omskifter benyttes til omstilling af hver indgangsforstærker til mikrofon (LIN) eller grammofonsignal (RIAA).

Hvis man spiller grammofon på en indgang, som står i stilling LIN, vil lyden forekomme spids, og basområdet vil mangle.

Hvis man benytter en mikrofon på indgangen og omskifteren står i stilling RIAA, vil diskanten mangle og lyden forekomme mørk.

Der er omstillingsmulighed for hver kanal til LIN eller RIAA, så hver kanal er universelt anvendelig.

### 2. SKYDEPOTENTIOMETER - CH1 - 4

Der findes 4 separate stereo skydepotentiometre i MINI MIX. Et for hver indgang. En speciel »summer-forstærker» sørger for at indstillingen af en kanal ikke har indflydelse på de andre kanaler.

Skydepotentiometrene gør MINI MIX særlig velegnet på discoteker og til båndoptagere.

### 3. SKYDEPOTENTIOMETER - MASTER

Dette skydepotentiometer indstiller det samlede signal fra MINI MIX. Man kan derfor koble en effektforstærker til mixeren og benytte dette potentiometer som volumenkontrol. Master volumen kontrollen kan justeres til udgangssignaler mellem 0 og 775mV. (Norm for 0 dB).

### 4. AFBRYDER

Denne lille skydeomskifter benyttes som afbryder. Når den står oppe, er mixeren afbrudt, og når den står nede, er den tændt - og lysdioden lyser.

### 5. LED LAMPE

Denne lille lysdiode fortæller, om mixeren er tændt eller slukket. Da lampen er en speciel LED (Lysemitterende Diode) bruger den selv meget lidt strøm fra batterierne.

### 6. MASTER DIN-UDGANG

Denne udgang benyttes mellem mixeren og en tilsluttet effektforstærker, en båndoptager eller en PA-forstærker.

Midterbenet nr. 2 er stel (skærmstrømpe), og ben nr. 1 er venstre kanal og ben nr. 4 er højre kanal.

### 7. CH1 - CH4 DIN-INDGANGE

Hver af de 4 DIN indgangsbønsninger kan anvendes på to følsomheder, -4 mV eller 250 mV.

Normalt giver en dynamisk mikrofon eller grammofonpick-up et signal på 4 mV. I disse tilfælde skal man benytte ben 2 som stel, ben 3 som venstre kanal og ben 5 som højre kanal.

Hvis MINI MIX benyttes til en elektrisk guitar, et orgel eller en krystalgrammofon, er signalet så kraftigt, at man ikke kan benytte de samme følsomme indgange. Her må man benytte indgangabenene 1 og 4 som venstre og højre kanal og selvfølgelig igen ben 2 som stel.

## 8. DC BØSNING

Såfremt MINI MIX benyttes stationært, er det en fordel at benytte en AC/DC adaptor af typen NT411, som tillader, at mixeren benyttes på nettet i stedet for på batterierne. Det er væsentligt at man justerer overstyringsmargin og den laveste forvrængning fra mixeren.

## DIAGRAMMET

Mixerens diagram ser umiddelbart ganske kompliceret ud, men når man tager i betragtning, at der er 8 identiske indgangskredsløb, bliver forståelsen af kredsløbet lettere.

Følg signalet i fig. AF400.2 fra indgangsbøsningen CH1 til udgangsbøsningen mærket OUTPUT.

### Indgangsforstærkerne

Der er som før nævnt 8 ens indgangsforstærkere. Hver forstærker tilføres signal fra to mulige ben på indgangsbøsningen. Enten kan signalet gå direkte ind fra de 5-polede DIN-bøsninger's ben 3 eller 5. Disse indgange er følsomme for svage signaler på omkring 4 millivolt (mV).

Hvis man sender kraftige signaler ind fra f.eks. linieudgange på radioer eller båndoptagere, vil man overstyre 3- og 5- indgangene. Det vil lyde meget forvrænet i højttaleren. Derfor er der 8 spændingsdelere til DIN-bøsningerne frie ben nr. 1 og 4. Spændingsdelerne sænker signalniveauerne ca. 40 gange. Det betyder, at der ikke skal 4 mV ind men mindst 160mV for at udstyre mixeren. Spændingsdelerne er opbygget med modstande. Forholdet bestemmes af f.eks. R76 til parallelforbindelsen af R50 og R58.

Denne form for omstilling af signalfølsomhed er ikke den mest optimale, men pladsbegrensningen på betjeningspanelet gør denne løsning nødvendig. Vi vil senere omtale, hvorledes man kan ændre til en elektrisk set mere optimal løsning, der giver mindre egenstøj.

Som før nævnt går de følsomme signaler direkte ind i indgangsforstærkeren. Et 4mV signal fra en dynamisk pick-up eller en mikrofon tilføres gennem f.eks. C75 kondensatoren til IC4A. I det følgende vil vi referere til denne forstærker, idet de 7 andre indgange er opbygget på samme måde.

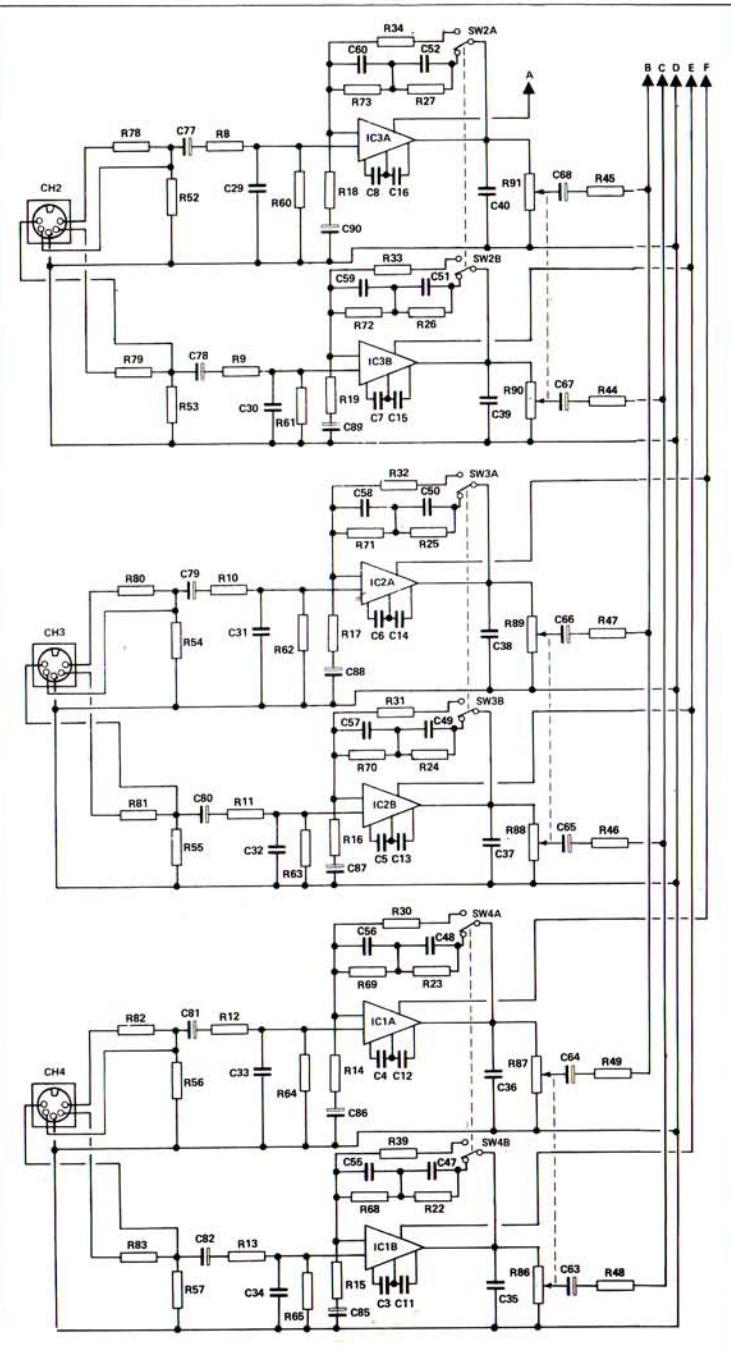
Efter C75, der fjerner jævnspændingssignaler og overfører signalet, følger et RC-led. Dette led har til opgave at filtrere uønsket støj bort. Filteret er på 1kOhm/150pF. Det giver en frekvensbegrensnings på ca. 1 MHz og vil i mange tilfælde være tilstrækkeligt til at fjerne »radiostationer», der kan opsamles via lange ledninger mellem mixer og mikrofon eller grammofon.

Når man benytter de ufølsomme indgangsben på DIN-bøsningen, vil filteret bestå af en serieforbindelse af R6 og R50 til samme kondensator, C27, på 150pF. Derved vil filtervirkningen være meget skarpere og 3dB grænsen kommer til at ligge på ca. 10 kHz.

Indgangsforstærkeren er opbygget med en halv IC af typen 1303. Denne IC udmarkrer sig ved lav egenstøj, stor forstærkning og høj grænsefrekvens. Det sidste giver en fin transientengivelse på grund af den hurtige stigetid.

1303 IC'en er af disse årsager også svær at benytte, uden at den går i selvsving. Selvsving kan undgås ved en fornuftig printudlægning og passende kompensationskondensatorer. Det er C10 og C18.

**Fig. AF400.3.** Der er mange omstillingsmuligheder på AF400.1. 1) forbetettingsomskifter til LIN og RIAA, 2) styrkekontrol, 3) master volumenkontrol for effektförstærker, 4) afbryder, 5) LED indikatorlampe for tænd/sluk, 6) master stereo signal udgang til effektförstærker, 7) en af de 4 mulige DIN-indgange og 8) indgang for netstrømforsyning - NT411 AC-adaptor.



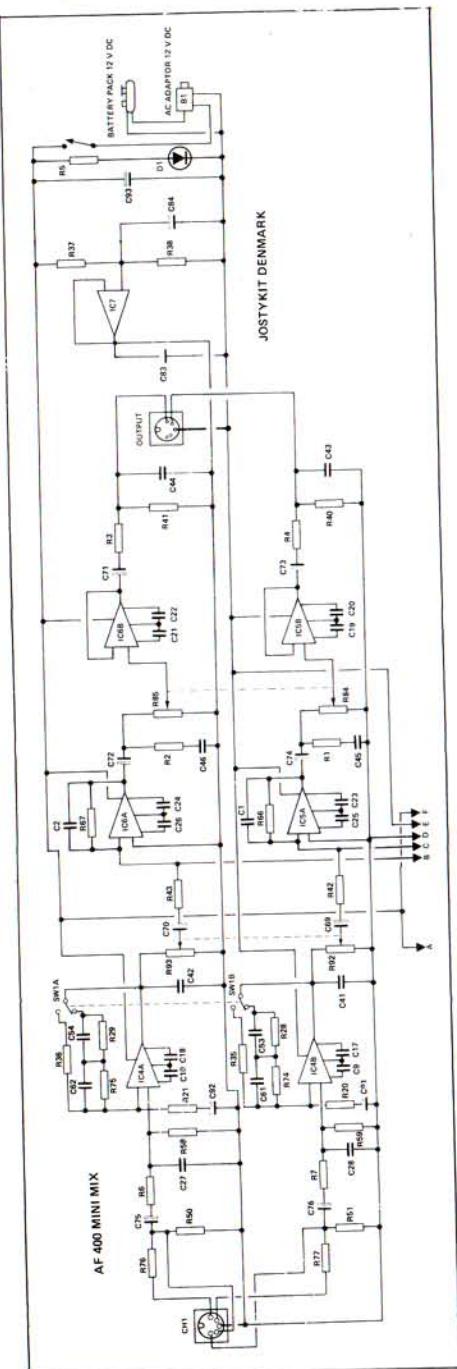


Fig. AF400.2.

Denne del af diagrammet viser kanal 1 indgangen sammen med summerforstærker, master volumenkontrol, bufferforstærker og strømforsyningeskredsløb.

Opstillingens forbetoning kan omskiftes mellem lineær til mikrofon og RIAA til grammofon. Det sker på omskifteren SW1A. I stilling mikrofon består modkoblingen af kredsløbet med R36 og R21. Det er modstande på henholdsvis 68 kohm og 1 kohm.

Forholdet mellem modstandene giver kredsløbets forstærkning. I dette tilfælde er forstærkningen derfor 68 gange. Det betyder, at et indgangssignal på 4 mV vil blive forstørret op til 272 mV.

I stilling RIAA indskydes et kredsløb med to kondensatorer og to modstande i modkoblingen. Dette såkaldte forbetoningsled modvirker grammofonindspildningernes efterbetoning. Derfor får man alligevel en frekvenslineær gengivelse ud til højttaleren. RIAA forbetoningen med R29/R75 og C54/C62 hæver bastonerne og sænker diskanten.

I dette tilfælde er udregningen af forstærkningen ikke helt så simpel, idet kondensatorerne har forskellige impedanser for forskellige frekvenser. Med de i komponentlisten angivne værdier opnår man en RIAA indgangsfølsomhed på 4mV ligesom for mikrofon.

Udgangssignalet fra indgangsforstærkeren føres fra IC'en 1303 til styrkepotentiometeret R93. Over potentiometeret er der anbragt en lille kondensator - C42 - på 1,5nF. Den har til opgave at fasekompensere, så selvsving kan undgås.

#### Ændret indgangskredsløb

I det foregående afsnit nævnte vi, at frekvensgangen og egenstøjen ved brug af de ufølsomme indgangsben på DIN-bøsningen ikke var optimale. Det var på grund af pladsmangel.

Det kan dog ret let ændres, hvis man på forbånd kan fastlægge hvilke indgange, der skal benyttes til dynamisk pick-up eller mikrofon, og hvilke der skal tilsluttes liniesignaler på 250mV.

De indgange, der skal benyttes til liniesignaler, kan ændres, så man også får overordentlig fine data.

Det gøres ved at sænke selve forstærkningen i de indgangskredsløb, som man skal tilføre liniesignal. Vælger man f.eks. fast at benytte indgang 1 og 2 til grammofon og indgang 3 til mikrofon, skal der ikke ændres noget her.

Hvis der skal gå liniesignal fra radio eller bånd til indgang 4, kan man ændre i indgangskredsløb 4.

Ændringen består i at udskifte bundmodstandene i modkoblingskredsløbet - for kanal 4 er det R14 og R15 - med modstande på 27 til 68 kOhm i stedet for de 1 kOhm modstande, der sad i før. Samtidig skal man nu sende indgangssignalet ind på DIN-bøsningens to ben nr. 5 og 3. Det var dem, der før var følsomme for 4mV. De er nu følsomme for 100mV til 240mV, afhængig af de valgte modstande mellem 27 og 68 kOhm.

Ændringen forbedrer mixerens støjegenskaber ganske betragteligt. Samtidig vil man opnå en væsentlig forbedring af frekvensområdet, fordi signalet ikke længere skal passere spændingsdeleren med det ret store RC-led på 220 kOhm/150pF. Frekvensgangen vil nu kun være afhængig af den tilsluttede signalkildes indre impedans. Hvis en båndoptager eller radio har en udgangsimpedans på 5 kOhm - det er en almindelig størrelse - vil RC-ledet være på 5 kOhm/150pF. Det giver en frekvensafskæring på 176 kHz, og det er stadig nok til at bereænse »Radio Moskva» modtagelse.

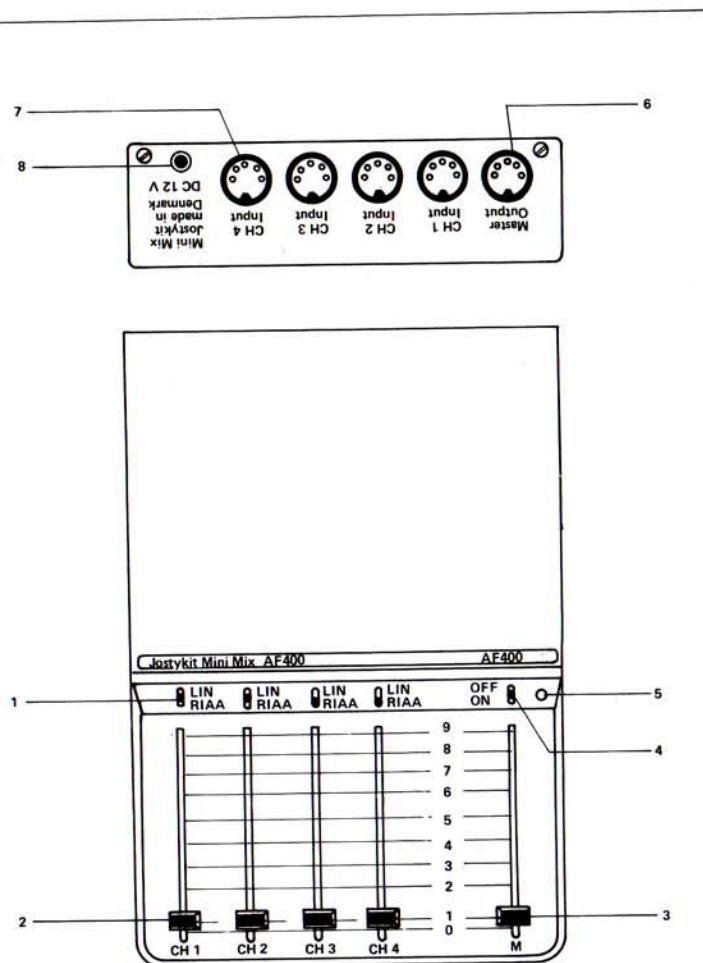


Fig. AF400.4.

Der er mange omstillingsmuligheder på AF400. 1) forbetoningsomskifter til LIN og RIAA, 2) styrkeregulering til de 4 stereoindgange, 3) master volumenkontrol før effektforstærker, 4) afbryder, 5) LED indikatorlampe for tænd/sluk, 6) master stereo signal udgang til effektforstærker, 7) en af de 4 mulige DIN-indgange og 8) indgang for netstrømforsyning - NT411 AC-adaptor.

#### Mixerens mixerkredsløb

Signalerne fra 4 stereoindgange blandes i en *summerforstærker*. Summerforstærkeren opsamler signalerne fra de 4 indgange i højre kanal og de 4 i venstre kanal.

IC6A er summerforstærker for den ene stereokanal.

Dette kredsløb udmaørker sig ved, at forstørkningen stiger proportionalt med antallet af tilkoblede indgange. Modkoblingsmodstanden R67 er på 390 kOhm og indgangsmodstanden fra en indgangsforstærker, R43, er på 100 kOhm. Det giver en forstørkning på næsten 4 gange. Derfor er der ca. 1 volt signal på udgangen, når der kommer 250mV ind i summerforstærkeren fra indgangsforstærkeren.

Da der er tilkoblet 4 indgange til summerforstærkeren, vil dens forstørkning være lig forholdet mellem R67 på 390 kOhm og parallellforbindelsen af de 4 modstande R43, R45, R47 og R49 på hver 100 kOhm, - ialt 25 kOhm. Derved bliver totalforstørkningen til de 4 indgange *tilsammen* 15,6 gange. Denne størrelse er dog uden praktisk betydning, bortset fra beregninger over mixerens egenstøj.

Signalet fra de to summerforstærkere IC5A og IC6A sendes til *master* volumenkontrollen.

#### Buffer udgang

AF400 er forsynet med en bufferforstærker i udgangen. Det er IC5B og IC6B. Dette kredsløb forstærker ikke signalet, men det gør signalet fra udgangen uafhængig af den tilsluttede kabellængde mellem mixer og udgangsforstærker. Ofte foretrækker man i billige kredsløb at tage udgangssignalet direkte fra mastervolumenkontrolen. Det indebærer, at det tilsluttede kabel kan komme til at arbejde ind i en impedans på maksimalt 50 kOhm med et 100 kohm volumenpotentiometer. Da skærmrede kabler ofte har en kapacitet på 100pF/meter mellem skærmrådene og underlederen, vil man få et RC-led i udgangen på 50 kohm/1nF med blot 10 meter kabel. Det vil give en afskæringsfrekvens på 3 kHz, og både diskant og øvre mellemtone vil mangle!

I AF400 er der et RC-led i udgangen efter bufferen. Det giver en kontrolleret afskæringsfrekvens på 225 kHz. Man kan gå op på kabellængder i nærheden af 100 meter med AF400, før man nærmer sig høregrensen ved 20 kHz.

Samtidig med disse fordele med bufferudgang, vil man få en overføringskarakteristik, der er helt uafhængig af volumenkontrollens indstilling.

#### STRØMFORSYNING

AF400 kan arbejde både på batterier og strømforsyningsadaptorer som NT411. Blot er det et krav til den tilsluttede strømforsyning, at den er nogenlunde brumfri. AF400 har en stor 1.000uF kondensator på printet. Den sikrer imod motorboating og svigende strømforsyningsspændinger.

Da de 6 forstærker IC-kredse i AF400 skal have plus/minus forsyning, er der også et spændingsdelerkredsløb i mixeren. Spændingen deles af modstandene R37 og R38 til nøjagtig halvdelen af forsyningsspændingen. Den tilkoblede IC gør den halve forsyningsspænding så stabil, at man kan trække op til 20mA *skævt* i positiv eller negativ retning. Derfor kan man benytte midtpunktet som stel for hele kredsløbet.

Til indikering af om apparatet er tændt eller slukket, er der indsatt en lille lysdiode med formodstanden R5. Dette kredsløb bruger næsten lige så me-

get strøm som resten af kredsløbet. De kan eventuelt udelades, hvis man ved batteridrift ønsker at spare på strømmen.

## TILSLUTNING

Tilslutningen af signaler til indgangene og signal ud af mixeren er udført i de to foregående afsnit. Blot skal vi her erindre om, at mixeren bør indbygges i en metalkasse. Den har følsomme forforstærkere, og de kan let opsamle brum og anden støj fra omgivelserne, hvis man ikke afskærmer. Man skal forbinde mixerens stel til kassens metal. Ellers vil også kassens metal opsamle støj med det resultat, at støjen kan være værre, end hvis man slet ikke benytter indbygningsbox.

AF400 mixeren er designet, så den passer sammen med styrepulten AT470. AT470 er en lysmixer med kombineret lysshownfunktion, og den beskrives i et senere afsnit.

## TEKNISKE DATA

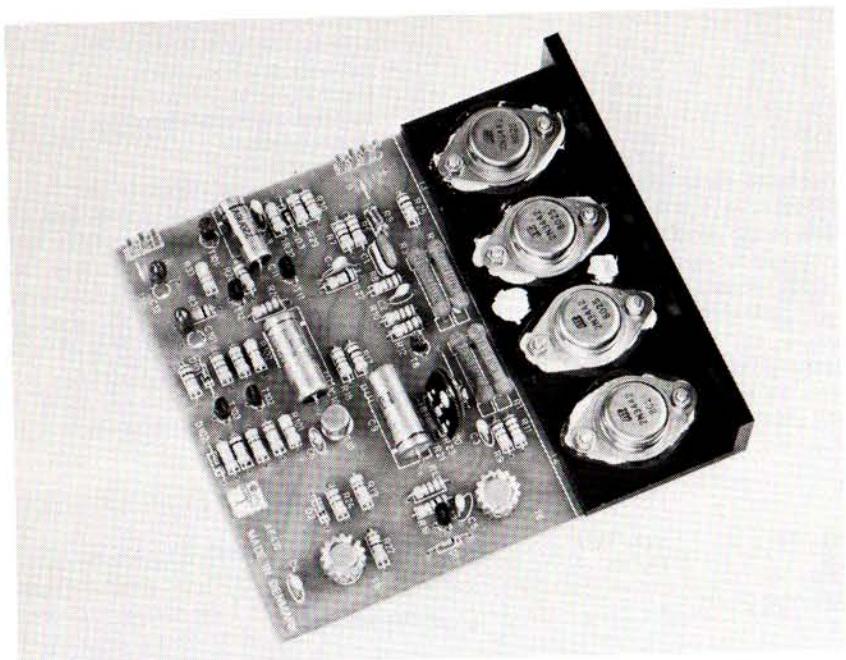
Driftspænding (funktion fra 9-18 V DC) . . . . .	12 V DC
Strømforbrug . . . . .	35 mA
Frekvensområde +/- 1 dB . . . . .	20-20.000 Hz
Harmonisk forvrængning 40-12.500 Hz/775 mV . . . . .	0,1%
Indgangsfølsomhed for 775 mV ud . . . . .	4/250 mV
Kanalseparation DIN/IHF . . . . .	60 dB
Signal/støj-forhold ved fuld udstyring . . . . .	78 dB

## KOMPONENTLISTE

Komponentlisten for AF400 er forkortet på en sådan måde, at de ens komponenter ikke er separat listet op. Når der skrives R1 - R5, betyder det modstandene R1, R2, R3, R4 og R5, der har samme værdi.

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1 - R5	470 Ohm	1/4 W modstand
R6 - R21	1 kOhm	1/4 W modstand
R22 - R29	47 kOhm	1/4 W modstand
R30 - R39	68 kOhm	1/4 W modstand
R40 - R41	100 kOhm	1/4 W modstand
R42 - R49	150 kOhm	1/4 W modstand
R50 - R65	220 kOhm	1/4 W modstand
R66 - R67	390 kOhm	1/4 W modstand
R68 - R75	680 kOhm	1/4 W modstand
R76 - R83	4,7 MOhm	1/4 W modstand
C1 - C2	3,3pF	125 V keramisk skivekondensator
C3 - C10	47pF	125 V keramisk skivekondensator
C11 - C22	100pF	125 V keramisk skivekondensator
C23 - C24	150pF	125 V keramisk skivekondensator

C25 - C26	330pF	125 V keramisk skivekondensator
C27 - C34	150pF	125 V keramisk skivekondensator
C35 - C46	1,5nF	125 V keramisk skivekondensator
C47 - C54	2,2nF	125 V keramisk skivekondensator
C55 - C62	6,8nF	125 V keramisk skivekondensator
C63 - C70	1uF	35 V tantalkondensator
C71 - C82	4,7uF	35 V tantalkondensator
C83 - C84	10uF	25 V tantalkondensator
C85 - C92	22uF	10 V tantalkondensator
C93	1000uF	16 V elektrolytkondensator
R84/85	100 kOhm	LOG/STEREO skydepotentiometer
R86/87	100 kOhm	LOG/STEREO skydepotentiometer
R88/89	100 kOhm	LOG/STEREO skydepotentiometer
R90/91	100 kOhm	LOG/STEREO skydepotentiometer
R92/93	100 kOhm	LOG/STEREO skydepotentiometer
IC1 - IC6	-	14 ben IC sokler
IC1 - IC6	1303	DUAL pre-amplifier IC
IC7	-	8 ben IC sokkel
IC7	741	operationsforstærker
B1 - B5	5-pol DIN	bøsnings for printmontage
B6	JACK	bøsnings for printmontage
SW1 - SW5	3 x 2	skydeomskifter
D1	-	rød lysdiode



**Fig. AF410.1.**  
AF410 udgangsmodulforstærkeren kan afgive en sinus effekt på 115 til 125 watt. Derfor er der 4 kraftige effekttransistorer på overføringskølepladen.

## AF410 HI-FI UDGANGSFORSTÆRKER MODUL - 100W

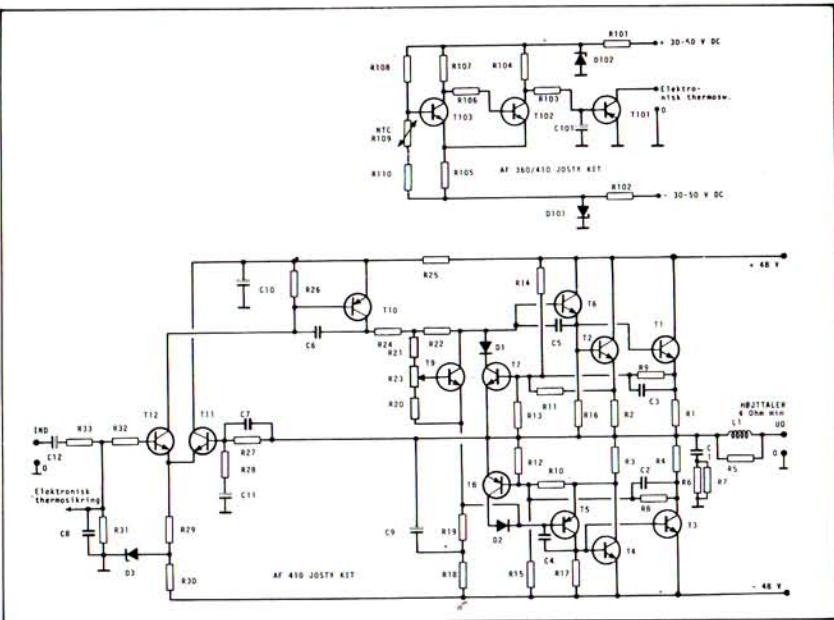
AF410 er en modulopbygget udgangsforstærker til effekter på 100 watt eller mere.

Dette modul giver i standardversionen typisk 115 til 125 watt ved 1kHz i en 4 Ohm's belastning. Det gør det yderst velegnet til mellemstore orkesterforstærkere i forbindelse med alt guitarspil og orgel.

AF410 erstatter de ældre typer udgangsforstærkere af AF62 og AF65 typen.

AF410 er designet modulært, således at den kan stikkes direkte i grundprintet GP360/410. Dette grundprint indeholder et antal forstærkerfunktioner og de nødvendige strømforsyningsskomponenter. GP360/410 grundprintet vil være udgået af produktion fra Jostykit ultimo 1980 til fordel for den nye orkesterforstærker AF501.

Den tidligere strømforsyning til AF410, type NT410 er udgået af produktion hos Jostykit. Det er dog ganske nemt at opbygge en dobbelt-strømforsyning til AF410. Dertil kræves blot to store elektrolytkondensatorer på 4.700uF/70V og 4 kraftdioder af typen 1N5404.



**Fig. AF410.2.**  
AF410 diagrammet viser både udgangsforstærker med elektrisk sikringskredsløb og det separat tegnede temperatur sikringskredsløb.

## DIAGRAMMET

Udgangstransistorerne samt alle sikringskredsløb og justeringer er bygget sammen på et print. For at dette har kunnet lade sig gøre, er der til udgangstransistorerne benyttet en speciel vinkeloverføringskøleplade. Denne overføringskøleplade har til 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 stereo.

Da AF410 er en forstærker, som ofte vil blive samlet af amatører uden særligt kendskab til elektronik, har det været nødvendigt at sikre mod kortslutning, sving 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 AF410 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

T102. Denne Schmitt-trigger med en bestemt hysterese åbner først igen, når temperaturen er kommet under 80°C.

Schmitt-triggeren styrer en transistor. Den lukker direkte af for indgangssignalet fra den forstærker, som benyttes. Uden udstyring kan forstærkeren ikke bruge strøm.

Hvis man kortslutter en forstærker, vil den trække al den effekt, som strømforsyningen kan afgive. Denne effekt vil ikke deles mellem forstærker og højttaler (50% virkningsgrad). Det hele vil blive afsat i transistorerne.

Strømforsyningen til AF410 skal afgive indtil 350 W. Det er ikke godt, hvis en enkelt forstærker prøver at aftage denne. Spidseffekten kan på grund af elektrolytterne komme op på 1.000 W inden for 1 mS.

Derfor er der indbygget en sikring, som snitter udgangssignalet 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 110-125 watt. For sjov forsøgte vi at pille T7 og T8 ud, hvorefter den elektroniske sikring er sat ud af drift. Vi satte spænding på og mælte udgangseffekten til 172 W.

For at kunne arbejde termisk stabilt er det nødvendigt at justere trimmekontrollerne R23 således at forstærkerens tomgangsstrømforbrug, dvs. strømforbruget for neddrejet volumenkontrol og med indsats højttaler, er 50 mA.

Minussikringen i strømforsyningen udtages og et amperemeter med omkring 500 mA for fuldt udslag sættes over i stedet. Hvis amperemeteret slår ud den forkerte vej må tilledningerne ombyttes. Sluk inden ledningerne afbrydes. R23 justeres så med en lille skruetrækker til forbruget er 50 mA. Pas på ikke at røre andre komponenter under justeringen. Giv eventuelt kontrolleren en tynd klat neglekak i midten, så det er »plomberet».

## TEKNISKE DATA

Driftspænding, tomgang . . . . .	ca. 2 x 48 V DC (T303)
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%
Indgangsimpedans . . . . .	10 kOhm
Nominel belastningsimpedans for 100 Watt's eff. . . . .	4 Ohm

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	0,3 Ohm	2 W modstand
R2	0,3 Ohm	2 W modstand
R3	0,3 Ohm	2 W modstand
R4	0,3 Ohm	2 W modstand
R5	10 Ohm	1/4 W modstand
R6	22 Ohm	1/4 W modstand

R7	22 Ohm	1/4 W modstand
R8	1,2 kOhm	1/4 W modstand
R9	1 kOhm	1/4 W modstand
R10	1,2 kOhm	1/4 W modstand
R11	1 kOhm	1/4 W modstand
R12	560 Ohm	1/4 W modstand
R13	560 Ohm	1/4 W modstand
R16	100 Ohm	1/4 W modstand
R17	100 Ohm	1/4 W modstand
R18	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R19	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R20	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R21	6,8 kOhm	1/4 W modstand
R22	27 Ohm	1/4 W modstand
R23	1 kOhm	1/4 W modstand
R24	100 Ohm	1/4 W modstand
R25	100 Ohm	1/4 W modstand
R26	100 Ohm	1/4 W modstand
R27	10 kOhm	1/4 W modstand
R28	270 Ohm	1/4 W modstand
R29	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R30	6,8 kOhm	1/4 W modstand
R31	10 kOhm	1/4 W modstand
R32	330 Ohm	1/4 W modstand
R33	330 Ohm	1/4 W modstand
R101	3,9 kOhm	1/4 W modstand
R102	3,9 kOhm	1/4 W modstand
R103	150 Ohm	1/4 W modstand
R104	18 kOhm	1/4 W modstand
R105	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R106	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R107	10 kOhm	1/4 W modstand
R108	33 kOhm	1/4 W modstand
R109	220 kOhm	1/4 W modstand
R110	100 Ohm	1/4 W modstand
C1	100nF/250V	polyesterkondensator
C2	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C3	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C4	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C5	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C6	220pF/125V	keramisk skivekondensator
C7	150pF/125V	keramisk skivekondensator
C8	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C9	100uF/70V	elektrolytkondensator
C10	100uF/70V	elektrolytkondensator
C11	220uF/16V	elektrolytkondensator
C12	10uF/25V	elektrolytkondensator
C101	10uF/25V	elektrolytkondensator
T1	2N3442	NPN 140V krafttransistor
T2	2N3442	NPN 140V krafttransistor
T3	2N3442	NPN 140V krafttransistor
T4	2N3442	NPN 140V krafttransistor
T5	2N4033	PNP 100V drivertransistor
T6	BSY85	NPN 100V drivertransistor
T7	BC547B	NPN transistor

T8	BC557B	PNP transistor
T9	BC547B	NPN transistor
T10	2N4033	PNP 100V drivertransistor
T11	BC547B	NPN transistor
T12	BC547B	NPN transistor
T101	BC557B	PNP transistor
T102	BC547B	NPN transistor
T103	BC547B	NPN transistor
D1	IN4148	silicium diode
D2	IN4148	silicium diode
D3	ZPD9.1	zener diode
D101	ZPD9.1	zener diode
D102	ZPD9.1	zener diode
L1	10 vdg. 0,5	kobbertråd på R5

**Fig. AF500.1.**

AF500 udgangs modulforstærkeren er ikke færdigudviklet ved AE80-bogens udgivelse, hvorfor følgende afsnit alene må opfattes som ideeksempel på en MOSFET POWER forstærker. En markedsføringsdag kan endnu ikke fastsættes. Meddelelse om dette vil blive givet i fagpressen. Det samme gælder modulerne AF501, AF510 og NT500. DE er godt nok færdigudviklet, men mindre tilpasninger vil ske ved MOS-FET forstærkerens endelige udformning.

## AF500 ULTRA HI-FI UDGANGSFORSTÆRKER MODUL - 250W

Med AF500 vil Jostykit og AE-bogen tage fat på en ny æra inden for moderne forstærkerteknik. Udgangsförstärkere kan nu opbygges med høj-effekt MOS-FET og V-FET transistorer i udgangen. Hvor man for få år siden ikke tænkte at benytte FET transistorer til andet end småsignalopstillinger, kan man idag designe elektronik i den helt svære klasse. Og de POWER FET's, der nu er tilgængelige, er transistorer aldeles overlegne.

En effekt transistor (el. POWER transistor - det er det samme) giver i udgangsförstärkere en elektronik designer 4 væsentlige problemer at slås med. Dels er den temperaturafhængig på den måde, så den trækker strøm, når den bliver varmere. Det kan forårsage såkaldt »termisk runaway», - et selvforstærkende forløb, hvor resultatet ofte er transistoren ødelæggelse.

I en almindelig transistor optræder der også et såkaldt »secondary break-down» fænomen. Det opstår, når transistoren samtidig skal arbejde med stor spænding og stor strøm. Også dette fører hurtigere end man umiddelbart skulle tro til destruktion.

Secondary break-down opstår ved høj spænding, selv med relativ lav effekt. På kurver over effektransistorer ser man, at dette problem allerede

begynder at gøre sig gældende ved 20-40 volt. Det er secondary break-down problemet, som gør, at en ellers ydedygtig transistor, som 2N3055 på 115 watt, ikke tåler at arbejde i forstærkere til mere end ca. 50 watt!.

I en almindelig transistor har man også problemer med tilstrækkelig grænsefrekvens under store strømme. Når strømmen stiger, falder grænsefrekvensen. Det giver problemer med forvrængningen ved høje frekvenser, ligesom stigetiden for impulssignaler falder.

Endelig er en transistor strømstyret. Der kræves for store transistorer en ganske betragtelig basisstrøm. Oftest må man benytte 2 eller 3 sæt drivertransistorer. Det giver så igen fasedrejningsproblemer med deraf følgende chance for ustabilitet.

Sådan er det ikke med POWER FET'erne, enten det er af V-FET typen eller MOS-FET typen.

En POWER FET kan idag fremstilles til effekter på over 100 watt. De kan tåle strømme på 5-25 ampere, og man kan få dem til spændinger på op til 1.000 volt!

De første POWER-FET's havde for store indre modstande til effektforstærkerbrug, - typisk 1 til 10 Ohm. Sådan er det ikke idag, hvor teknologien tillader fremstilling af FET's med indre modstande på 0,02 til 0,5 Ohm.

Vi nævnte før de fire fundamentale problemer med almindelige transistorer (kaldes også: Bipolare transistorer), nemlig termisk ustabilitet, secondary-break-down, lav grænsefrekvens (kaldes også: ft) og høj styrestørrelse.

På disse punkter er POWER-FET'en den bipolare transistor meget overlegen.

Termisk ustabilitet eksisterer ikke. Når en power FET bliver varm, går der mindre strøm. Den er altså *termisk selvstabilisende*.

Problemet med secondary break-down eksisterer heller ikke med en power FET. Den kan yde fuld strøm og spænding inden for hele det specifiserede effektområde.

Det er ikke vanskeligt at lave en power FET med en høj grænsefrekvens. Den kan uden særlige teknologiske problemer arbejde mere end 10 gange højere op end almindelige bipolare transistorer. Den eneste begrænsning for FET'en i forhold til transistoren er, at den har en ret stor indgangskapacitet. Power FET's har gatekapaciteter på 100pF til 1nF. Det betyder, at man skal have styrestørrelse til at lade gatekondensatoren op hurtigt nok. Men der går ikke nogen strøm i selve gaten.

Det fjerde problem med en bipolare power transistor er den høje basisstrøm. Dette problem findes ikke i power FET'en. Den trækker overhovedet ikke nogen styrestørrelse på gate-indgangen. Derfor kan man klare sig med et enklere fortrin til en power FET-forstærker. Nok har den en ret stor gatekapacitet, men det er for intet at regne i forhold til, hvad der kræves for at udstryre en bipolare transistor.

Iovrigt er det nemt at regne stigetider ud med en power FET. Styrestørmen til FET'en ser simpelthen ind i et RC-led.

Power FET's fås idag komplementære. Det betyder, at man kan opbygge en helt komplementær udgangsforstærker.

Power FET's af den type, der bl.a. benyttes i AF500 konstruktionen, er nemme at arbejde med. Når gatespændingen overstiger 0,5 til 1,5 volt i for-

hold til source (det er det, der er lig emitter for en bipolare transistor), vil den begynde at lede strøm fra drain (kollektor på en transistor) til source.

De i AF500 benyttede power FET's giver højest strøm, når gaten ligger ca. 10-12 volt over sourcen. En bipolare transistor leder kollektor/emitterstrøm, når basis går fra 0,4 til 0,6 volt! Derfor må man i en power FET forstærker regne med en driverspænding til udgangs-FET'erne, som er mindst gate/source-spændingen højere end den udgangsspænding, man vil have. Andre typer har lavere ledespændinger. SIPMOS power FET fra Siemens skal typisk have 5-6 volt på gaten for at lede fuld strøm.

Yderligere informationer om power FET's findes i G16 halvlederafsnittet.

## Hvorfor en så stor effektforstærker

AF500 er bogen største og fineste forstærkerkonstruktion. Den har meget høj udgangseffekt og fantastisk lav forvrængning samt lav transientintermodulation.

AF500 er designet for folk med krav til den højeste kvalitet. Med krav til kvalitetsgengivelse af klassisk musik og med krav til et moderne dynamikområde, er 250 watt ikke for meget. Med den høje effekt kan man naturligvis spille højt. Men man kan også opnå en fuldkommen ren og ufarvet klang ved moderate lydstyrker - og også med højttalere til effekter på meget mindre størrelser end det AF500 formår.

Sjovt nok kan man nemt brænde fine højttalere itu med en *for lille* forstærker, mens det sjældent sker med en rigtig *stor* forstærker. Det hænger sammen med, at man er tilbøjelig til at skru op for en lille forstærker til det punkt, hvor den *klipper*. Dvs. dertil hvor forstærkerens strømforsyning eller sikringskredsløb nærmest klipper top og bund væk fra signalet. Netop der hvor signalet klippes, vil man få så stor falsk diskanteffekt, at både diskant og mellemhøjttaler brænder sammen.

Med en meget stor forstærker vil klipningen indtræde *over* det lydstyrkeniveau, hvor det er behageligt at være i stue med højttalerne.

## AF500 er meget kompliceret

I elektronisk henseende er AF500 meget kompliceret opbygget. Ikke sådan at den er vanskelig at få til at arbejde for selvbyggere, - det går nemt, men fordi de ret dyre POWER FET's er sikret mod ødelæggelse i alle ender og kanter.

AF500 har således 4 elektroniske sikringskredsløb samt mulighed for hele tiden at overvåge forstærkerens tilstand.

Da AF500 i forvejen er bestykket med power FET's, må AF500 siges at være en af verdens mest sikre forstærkere.

Da der i AF500 ikke er sparet på hverken kvalitet eller sikkerhed, er det naturligt, at den også hører til blandt de dyreste forstærkere.

AF500 forstærkeren er konstrueret til normeret indgangssignal på 0dB/775mV fra en 600 Ohm linie. Dens indgangsimpedans er 10 kOhm. Forstærkeren kan kobles direkte eller inverterende på en lille omskifter på printpladen. Derved kan man frit vælge fase eller modfase til højttaleren. Samtidig har man mulighed for at brokoble en stereoforstærker til en teoretisk set 4

gange så høj udgangseffekt med 2 forstærkere. I praksis vil man dog ikke kunne opnå mere end ca. 500 watt!

Såfremt forstærkeren bliver for varm, vil et temperatursikringskredsløb lukke ned for udstyringen i 2 step. Først lukkes lidt ned, og man får første varsel, om at noget kan være galt - f.eks. manglende køling. Hvis man derefter ikke er agtpågivende, vil forstærkeren senere dæmpe lyden så meget, at man kun lige kan høre den spille. Et elektronisk termometer mäter temperaturen og på et udtag på kantkonnektoren har man adgang til en spænding på 0-1 volt i temperaturområdet 0 til 100 grader celcius.

Et andet kredsløb afbryder forbindelsen til højttaleren, hvis der kommer ødelæggende jævnspænding fra forstærkeren. Så kommer man aldrig ud for, at en ødelagt forstærker trækker et sæt fine højttalere med sig i graven.

## DIAGRAMMET

Som tidligere nævnt i dette afsnit, er AF500 en ganske kompliceret opstilling. Forståelsen af kredsløbet er derfor nemmere, hvis man betragter de forskellige kredsløb enkeltvis. Forstærkeren består af 1) FET-POWER udgangen, 2) driver strømgenerator, 3) kaskodekoblet driver differentialforstærker, 4) kaskodekoblet differential indgang, 5) strømgenerator til differential indgangsforstærkeren, 6) modkoblingskredsløb, 7) elektronisk overstrøm begrænsrer, 8) DC fejlrelæ, 9) elektronisk termometer og 10) overhedningsrelæ.

## FET POWER udgang

POWER FET transistorernes fordele frem for bipolære powertransistorer blev udførligt beskrevet i indledningen af dette afsnit.

I AF500 er der to sæt power FET's i udgangen. Det ene sæt trækker strøm i den negative halvperiode, det andet i den positive. Deri ligner udgangskonfigurationen meget et tilsvarende bipolært udgangstrin. Power FET'ene er koblet parallelle for at opnå lavere indre modstand i transistorerne og dermed højere udgangsstrøm. Derfor kan udgangen også arbejde med 4 ohm's højttalere.

Power FET'enes gate er tilkoblet drivertransistorer og driver strømgeneratoren T16 via seriemodstandene R43 til R46. Der er tale om ret små modstande, som kun skal eliminere selvsving. Modstandene danner RC-led sammen med gatekondensatorerne ind i FET'erne.

Udgangssignalet tages fra power FET'ernes source - som man tager udgangssignal fra en bipolær transistors emitter. Der er indsatt sourcemodstande for strømbegrænsning og linearisering, samt for at kunne måle sourcestrømmen i fejltilstande. Det er de 4 stk. 2W effektmodstande R47 til R50.

Power FET'ene strømforsynes fra sin egen kraftige transformatorvikling med lidt lavere spænding end drivertransistorerne. Kun da kan man udnytte transistorernes effekt maksimalt.

Afkoblingskondensatorerne C7, C18, C17 og C6 sikrer imod selvsving over forsyningsspændingen.

De benyttede power FET's tåler kontinuerlig belastning på 7 ampere og 140 volt. Med to sæt transistorer opnår man en maximalstrøm på 14 ampere. Dertil kræves en gatespænding, som er omkring 12 volt højere end øjebliksværdien af spændingen på udgangen ved source. Under belastning med 4 Ohm vil forsyningsspændingen til power FET'ene synke til ca. 42 volt. Det

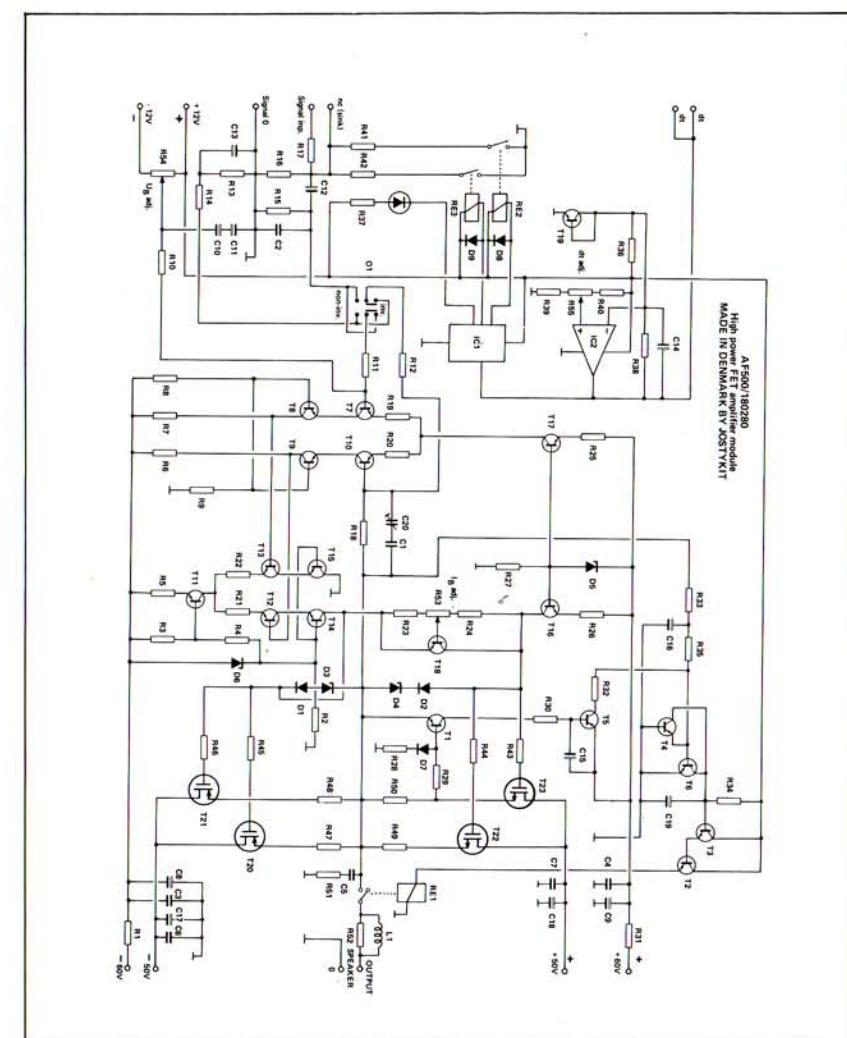


Fig. AF500.2.

AF500 diagrammet hører til blandt de største og mest komplicerede i AE-bogen, men de mange komponenter må til for at forstærkeren kan blive af så høj kvalitet, og for at man kan opnå så stor sikkerhed imod ødelæggelse af forstærker og tilsluttet udstyr.

tillader et sinus spændingssving, der er kvadratrod 2 mindre. Udgangsspændingen bliver derfor ca. 30 volt effektiv. Det svarer til en udgangseffekt på 225 watt. Da elektrolytkondensatorerne i strømforsyningen er meget store, vil øjebliksspændingen dog være større, typisk 2-3 volt højere i et sekund. Derfor er øjeblikseffekten over 250 watt.

Med 8 Ohm's højttalere vil strømforsyningen ikke belastes når så me-

get. Derfor vil spændingen være højere, typisk 46-47 volt. Det giver en effektiv sinus udgangsspænding på omkring 33,3 volt, hvilket svarer til en udgangseffekt på ca. 140 watt.

Brokabler man to udgangsforstærkere, vil spændingssvinget blive dobbelt så stort, hvis strømforsyningen kan yde en konstant spænding. Den teoretiske sinus effekt spænding vil da blive 66,6 volt, hvilket svarer til 555 watt i 8 ohm eller 1110 watt i 4 ohm. Disse effekter kommer aldrig på tale om effektivt sinussignal, da strømforsyningsspændingen vil synke drastisk. Man må regne med omkring 330 watt i 8 ohm eller 4-500 watt i 4 ohm.

Ikke brokoblet udregnede vi en effekt på maksimalt 250 watt i en 4 ohm højttaler. Den effekt kan man med FET'er godt tillade sig at trække, selv om transistorene er normeret til at afsætte 2x100 watt i AF500. Der vil nemlig aldrig blive afsat mere effekt end udgangseffekten. Det er 175 watt. Termisk er denne effekt endog fordelt på to sæt FET transistorer. Derved bliver middeleffekten pr. transistor kun 43,75 watt med 250 watt ud. Så er dimensioneringen af udgangs-FET'er optimal i forhold til udgangseffekten.

#### Driver strømgenerator

Transistoren T16 udgør sammen med R26, R27 og zenerdioden D5 en konstantstrømgenerator. Strømmen den leverer beregnes efter ohms lov, når man kender emitterspændingsfaldet over R26. Dette spændingsfald holdes konstant på ca. 4 volt fra zenerdioden D5 på 4,7 volt. De 0,7 volt bliver væk mellem T16's basis og emitter.

Med en konstant strøm på 20mA, kan R26 derfor udregnes til 200 ohm.

Konstantstrømgeneratoren opfører sig overfor drivertransistoren T14 som en uendelig høj impedans. Derved kan man opnå den maksimalt mulige forstærkning med T14 og den kaskode differentialforstærker, den indgår i.

Den konstante driverstrøm har også til opgave at medvirke ved tomgangsstabiliseringen af udgangs-FET'erne. De skal typisk have en volt hver i forspænding - tilsammen to volt. Det får de fra spændingsdelen mellem de positive og negative gate's.

#### Kaskodekoblet driver differentialforstærker

*Sikken et udtryk.* Men det er den fulde dækende betegnelse for AF500 drivertrinet med T12, T13, T14 og T15.

Når man skal bygge et drivertrin, som kan afgive et spændingssving på 100 volt spids til spids, og det skal være af høj standard, må man benytte en mere eksotisk løsning. Normalt ville man kun ofre en transistor, en modstand og en lille kondensator på dette formål. Men så ville man også introducere en hel del forvrængning. Det hænger sammen med at en sådan højspændingstransistor har en lav forstærkning og en høj tilbagevirkningskapacitet - man kalder det *miller-kapacitet* efter den fysiker, der påviste fænomenet. En lav forstærkning giver ikke mulighed for så høj modkobling og dermed linearisering af hele forstærkeren. Og miller-kapaciteten bidrager til en uhældig fasedrejning, som ville kræve yderligere kompensationskondensatorer andre steder i forstærkeren. Flere kompensationskondensatorer giver forringede modkoblingsforhold og dermed højere harmonisk forvrængning og højere intermodulations- og transientforvrængning.

Med et kaskodekoblet trin er to transistorer forbundet sammen i serie med den nederstes kollektor til den øverstes emitter. Det ophæver eller kompenserer totalt for den uhældige miller-kapacitet.

Med kaskodeopstillingen kan man også tillade sig at benytte små hurtige transistorer i indgangen - bunden - og lavtforstærkende transistorer i udgangen - toppen.

Totalt set vil de små hurtige transistorer med høj forstærkning ikke kunne tåle ret megen spænding fra kollektor til emitter. Derfor arbejder de i AF500 med ca. 4 volt. Det er derfor de lavtforstærkende toptransistorer, T14 og T15, der må tage slæbet med hensyn til styrespænding og effekt.

Set som en blok forestiller T12 til T15 en idealiseret transistor, uden miller-kapacitet, med høj grænsefrekvens, med højspændings egenskaber og på grund af differentialkoblingen med stor temperaturstabilitet.

#### Kaskodekoblet differential indgang

På grund af miller-kapaciteten og småsignaltransistorernes begrænsede spændingsegenskaber, er også indgangsdifferentialforstærkeren udført kaskodekoblet. Ganske som beskrevet i det foregående afsnit.

Specielt i indgangen er det vigtigt, at der er god temperaturstabilitet. Det sørger differentialforstærkeren for. Det er den, der sikrer, at forstærkerens udgangsspænding altid er nul, når der ikke er signal på indgangen.

Blandt fagfolk er det en kendt sag, at modkoblingen i en transientforvrængningsfri forstærker skal anbringes lokalt og ikke må udføres i en hård sløjfe.

Tages modkoblingen på den hårde måde, er der problemer med selvving, ringning og signalbehandlingen af komplexe spidssignaler. Det er fordi signalerne så at sige skal løbe rundt flere gange i forstærkeren, før de er modkoblet.

Med lokal modkobling i hvert enkelt forstærkertrin, kan man opnå en ringe åbensløjfeforstærkning, som måske kun er 10 gange højere end forstærkerens reelle forstærkning i driftsøjemed. Det giver den ganske lave modkobling på 10 gange rundt i forstærkeren.

Differentialforstærkeren i indgangen er konstrueret efter disse regler. Således benyttes lokal modkobling med R19 i forhold til R7 og R20 i forhold til R6. Det sker på samme måde i driverforstærkeren med modstandene R21 og R22.

#### Strømgenerator til differential indgang

Til sikring af indgangsförstærkerens stabilitet for jævnspændingsændringer i forsyningen, benyttes en strømgenerator med R25 og T17. Reference-spændingen er den samme som til T16, hvorfor den »gratis» kan hentes over D5. Strømmen bestemmes af modstandens størrelse med den fastlagte spænding på 4 volt.

#### Modkoblingskredsløb

Under beskrivelsen af differential indgangsförstærkeren nævntes, at der blev benyttet små lokale modkoblinger i de enkelte förstærkere. Slut-modkoblingen tages fra udgang til indgang. Det sker fra udgangen via R18 til ind-

gangen med R12. En lille kondensator sørger for kredsløbets stabilitet. Det er C1/C20, som man justerer til maximum eller lavest forvrængning uden svingtendenser.

Indgangssignalet kan sendes ind i forstærkeren i med eller modfase til basis på enten T7 eller T10. På den måde kan man frit vælge fase fra indtil udgang. Desuden kan man i modfasekobling opnå en smule lavere forvrængning i indgangstransistoren, fordi den arbejder strømstyret uden spændingssving. Men nogen stor forskel i totalforvrængningen er det ikke.

Omskifterens væsentlige funktion er da også at vende fasen til udgangen. Så kan man med to forstærkere brokoble udgangen med en kraftig effektforøgelse til følge.

#### **Elektronisk overstrøm begrænsninger**

Det er mange gange nemmere at sikre et FET power-trin end et almindeligt udgangstrin med bipolare transistorer. FET'ernes forstærkning er egentlig en stejlhed - meget lig med triode radiorøret. Stejlheden er forholdet mellem indgangsspændingsvariation i forhold til udgangsstrøm variation. De to parallelforbundne power FET's i AF500 har *tilsammen* en stejlhed på 2 A/volt. Det vil sige, at man skal sende 1 volt ind for at få 1 ampere udgangsstrøm. Det gør et elektronisk sikring af udgangsstrømmen overordentlig enkel. Man anbringer blot to zenerdioder over gate/source. Den valgte zenerspænding giver strømbegrænsningen. I AF500 benyttes et par 10 volt zenerdioder og et par nødvendige isolationsdioder. De leder ved 0,6 volt, og derfor bliver spændingen i alt 10,6 volt. Det giver en strømbegrænsning på ca. 20 amper i udgangen.

#### **DC fejlrelæ**

Hvis udgangen trods megen omhu alligevel brænder af, eller hvis man har justeret udgangsspændingen forkert og ikke til 0 volt, kan man ødelægge de tilsluttede højttalere meget hurtigt. Derfor er der et specielt sikringskredsløb med R33, R35, R34, C16, C19 og T2, T3, T4 og T6. Det mäter hele tiden, om der i et længere tidsrum end ca. 0,3 sekunder kommer jævnspænding ud fra forstærkeren. Hvis der gør, vil et relæ i højttalerudgangen øjeblikkelig slå fra. Derved kan eventuelle destruktive ødelæggelser af tilsluttet udstyr helt undgås.

Det nævnte DC-fejl kredsløb er også sammenkoblet med en fejlstrøms-transistor T1 på FET-udgangen. Hvis der går for stor tomgangstrøm, vil udgangen også frakobles.

Endelig benyttes samme kredsløb til frakobling af højttaleren, når man tænder forstærkeren. Relæet står rent faktisk altid frakoblet, og først når alt er i orden og stabiliseringskredsløbene er faldet til ro, indkobles højttaleren. Så får man ikke de for mange forstærkere så kendte indkoblingsbrag.

#### **Elektronisk termometer**

Udgangstransistorernes overfladetemperatur giver et godt indtryk af forstærkerens driftsbetingelser. Derfor er AF500 forstærkeren udstyret med et elektronisk termometer.

Følelementet i termometeret er en almindelig diodestrækning i en lille effekttransistor af typen BD135 - T19. Sådan en transistor har en fuldkommen lineær temperaturkarakteristik i området 0 til 100 grader. Med BD135 opnås en linearitet på mindst 0,5%, og transistoren er nem at anbringe på forstærkerens overføringskøleplade.

I temperaturområdet 0 til 100 grader vil spændingen over T19 transistoren ændre sig fra ca. 0,7 til 0,5 volt. Denne lille spændingsforskæl forstærkes op i en operationsforstærker til 1 volt, og spændingen offsettes til 0 volt på udgangen ved temperaturen 0 grader. Så vil udgangsspændingen forløbe lineært mellem 0 og 1 volt fra 0 grader celcius til 100 grader celcius.

I praksis udføres justeringen på et lille trimmekontakt med 20 grader. Den tilsluttede *elektroniske skala's* første udgang er nemlig tilsluttet en lysdiode. Den tænder ved 200mV, - altså dermed også ved 20 grader celcius.

Temperaturforstærker IC'en IC2 er desuden forsynet med en kraftig modkoblingskondensator, C14. Den har til opgave at fjerne falske vekselspændingssignaler som f.eks. brum fra omgivelserne.

Temperatursignalet er ført ud af forstærkeren via kantkonnekturen for eksterne tilslutninger. Så kan man tilslutte enten LED-skala eller drejespole-instrument.

#### **Overhedningsrelæ**

En udgangsförstærker kan ødelægges, hvis man lader den arbejde hårdt uden tilstrækkelig køling. Hvis forstærkeren f.eks. indbygges, så varmen ikke kan komme væk, vil temperaturen stige og stige.

Til sidst vil man nå en så høj temperatur, at forstærkeren brænder sammen. Det kan ikke ske med AF500, fordi den har en overhedingssikring, - ja, den har faktisk 2 relæer.

Relæerne er tilsluttet samme elektroniske skala som LED lysdioden D10. Dioden er anbragt på den IC1 udgang, der åbner for strømmen ved 200mV ind. De to relæer er anbragt på henholdsvis 800mV udgangen og 1V udgangen. Hver udgang trækker hver sit relæ, og hvert sæt relækontakter er sluttet over indgangens spændingsdeler med forskellige modstande. Når forstærkeren når temperaturen 80 grader celcius, vil det første relæ slutte. Derved dæmpes indgangssignalet med 20dB, eller 10 gange. Udgangseffekten vil sænkes drastisk, og brugeren ved, at en fejltilstand er ved at optræde. Forstærkeren er simpelthen blevet for varm. Når 100 grader celcius nås, vil det andet relæ trække, hvorfod signalet dæmpes endnu 20dB. Derved vil signalet være dæmpet 40dB, eller 100 gange i alt, og lyden vil være ret svag. Den vil være så svag, at udgangen ikke kan brændes af, uanset hvor højt man prøver at skrupe op på forstærkeren.

Samme type elektroniske skala, men med en anden type skala-IC, benyttes i AF501 forstærkeren. Her er der tilsluttet 5 lysdioder, som lyser op efterhånden som forstærkeren bliver varmere og varmere. Så har man på forstærkerens forside en indikering af dens tilstand.

#### **TISSLUTNING**

AF500 er udformet som en indstiksmodul med kantkonnektor i den

ene ende. I den anden er udgangstransistorerne placeret sammen med overføringskølepladen. Overføringskølepladen skal påskrues et kraftigt køleprofil, der kan afgive de ca. 175 watt varme, der kommer fra udgangstransistorerne.

Tilslutningen af AF500 er ikke vanskelig at foretage ud fra en teoretisk betragtning, men i praksis vil der melde sig mange og svære problemer, som selv trænede teknikere kun vanskeligt kan løse. Uden gode og dermed dyre måleinstrumenter er opgaven næsten umulig. AF500 skal have de korrekten spændinger og strømme. Selve forstærkermodulen skal have 6 forskellige spændinger og strømme. Dels plus/minus 50 volt DC til udgangs-FET'erne, dels plus/minus 60-70 volt til driver kredsløbet og endelig plus/minus 12 volt til stabiliseringss- og relækredsløb.

AF500 skal også tilsluttes højttaler, indgangssignal og stel. Specielt stelproblemerne til være overordentlig store, især når forstærkerne skal kunne brokobles til en og samme forstærker.

Derfor er der udviklet en helt speciel strømforsyning med i alt 12 forskellige spændingsudtag - 6 til hver forstærker, og der kræves i alt 7 transformatorer, deraf 4 »kraftværker» med stor volumen og vægt.

Strømforsyningen benævnes NT500, og den bør ikke spares, hvis man indkøber et sæt udgangsforstærkere. Da målet er et signal/støjforhold på 300.000 gange eller 110dB, er kravet til ledningsføring mellem udgangsmoduler og strømforsyning nærmest uhyggelige. Højttalerledningerne kan komme til at føre spidsstrømme på over 10 ampere. Samme strømme går også i strømforsyningen.

Hvis blot en enkelt leder med så stor strøm er forbundet elektrisk i serie med signalledningen, vil følgerne være katastrofale eller forårsage en ringe kvalitet.

Lad os tage et nemt eksempel: Hvis der går 10 ampere i en strømforsyningsledning, kan brumstrømmen komme op på f.eks. 3 ampere effektiv. Hvis ledningsmodstanden er 0,03 ohm, det svarer til ca. 10 cm monteringsledning, så er spændingen over lederen i.flg. ohms lov 90mV. Da forstærkeren har en følsomhed for fuld udstyring på 775mV, vil forholdet mellem brumspændingen og signalspændingen være 9 gange. I dB svarer det til 18! Det ønskede signal/støj-forhold er dermed 18dB og ikke 110dB.

Forskellen mellem brumsignal og den maximale lyd forstærkeren kan give, er på grund af 10 cm forkert anbragt ledning forringet med 30.000 gange! En tankevækkende størrelse i forbindelse med udviklingen af en stor forstærker.

Andre store faldgrupper er lukkede stelsløjfer. Hvis man nemlig forbinder en skærmet ledning i begge ender, vil den udgøre en transformatorvikling. Det gør ikke noget, hvis ledningen da ikke er placeret i nærheden af en transformator. Men det ER signalledningerne altid i en stor forstærker til netdrift.

I AF500 er der 4 store transformatorer. Hver har en spænding pr. vikling på 0,2 volt. Hvis skærmedningen, vi før omtalte, passerer transformatoren, vil der, afhængig af afstanden til transformatoren, kunne induceres en spænding på 0,1 volt maksimalt, hvis stelsløjfen svarer til en halv transformatorvikling. 0,1 volt er 100mV - en lidt større spænding, end den vi omtalte i det andet fejleksempel. Vi vil igen på et signal/støjforhold på mindre end 20dB eller 10 gange.

På forstærkerens højttalerudgang vil vi have en spænding på omkring 3 volt. Det svarer til et brum med en egeneffekt på mere end 2 watt i en 4 ohms højttaler. Det lyder ikke af meget i forhold til udgangseffekten på 250 watt, men lytter man til 2 watt brum, vil man overbevises om, at et sådant anlæg er umuligt at holde ud at høre på. Og årsagen var så blot en stelbedning med to i stedet for den ene forbindelse! Lille årsag, men stor virkning.

Det er et par af årsagerne til, at vi vil anbefale den også meget dyre NT500 strømforsyning til to AF500 moduler.

Når man har bygget forstærkere og strømforsyning, har man *kun* et kraftværk til drift af store højttalere. Man må også have passende forstærkere til formålet, enten det så er en mono orkesterforstærker eller en stor HI-FI stereo forstærker.

Som forstærker kan anbefales System Mix modulerne AF350, AF501 eller AF400. Har man i forvejen en god forstærker kan en 10-bånd equalizer type AF510 også komme på tale. Der er i NT500 strøm nok til en AF510 equalizer eller en AF501 forstærker.

## TEKNISKE DATA

Når redaktionen af denne udgave af AE-bogen er sluttet, vil der ikke foreligge endelige tekniske data. Derfor skal de følgende data tages med et vist forbehold for ændringer, ligesom der må forventes en del ændringer i komponentlisten.

### Data

Driftsspænding via NT500 . . . . .	220-240VAC
Effektforbrug 2 x AF500 . . . . .	1.000 W
Frekvensgang -1dB. . . . .	5Hz - 500 kHz
Udgangseffekt 1 kHz . . . . .	250 W
Signal/støj-forhold . . . . .	100 - 110dB
Harmonisk forvrængning . . . . .	0,01%
Intermodulationsforvrængning . . . . .	0,01%
Stigetid . . . . .	100v/uS

## KOMPONENTLISTE

Følgende komponentliste for AF500 må kun tages for indikerende. Ved redaktionsslutningen af denne AE-bog, var AF500 ikke endelig færdiggjort.

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	10 Ohm	1/4 W modstand
R2	10 kOhm	1/4 W modstand
R3	1 kOhm	1/4 W modstand
R4	3,9 kOhm	1/4 W modstand
R5	27 Ohm	1/4 W modstand
R6	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R7	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R8	22 kOhm	1/4 W modstand

R9	22 kOhm	1/4 W modstand
R10	330 kOhm	1/4 W modstand
R11	10 kOhm	1/4 W modstand
R12	10 kOhm	1/4 W modstand
R13	100 kOhm	1/4 W modstand
R14	1 kOhm	1/4 W modstand
R15	100 kOhm	1/4 W modstand
R16	100 kOhm	1/4 W modstand
R17	1 kOhm	1/4 W modstand
R18	330 kOhm	1/4 W modstand
R19	47 Ohm	1/4 W modstand
R20	47 Ohm	1/4 W modstand
R21	100 Ohm	1/4 W modstand
R22	100 Ohm	1/4 W modstand
R23	100 Ohm	1/4 W modstand
R24	100 Ohm	1/4 W modstand
R25	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R26	270 Ohm	1/4 W modstand
R27	10 kOhm	1/4 W modstand
R28	39 kOhm	1/4 W modstand
R29	2,2 kOhm	1/4 W modstand
R30	47 kOhm	1/4 W modstand
R31	10 Ohm	1/4 W modstand
R32	47 kOhm	1/4 W modstand
R33	27 kOhm	1/4 W modstand
R34	330 kOhm	1/4 W modstand
R35	3,9 kOhm	1/4 W modstand
R36	22 kOhm	1/4 W modstand
R37	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R38	10 kOhm	1/4 W modstand
R39	1,8 kOhm	1/4 W modstand
R40	47 kOhm	1/4 W modstand
R41	270 Ohm	1/4 W modstand
R42	68 Ohm	1/4 W modstand
R43	220 Ohm	1/4 W modstand
R44	220 Ohm	1/4 W modstand
R45	180 Ohm	1/4 W modstand
R46	180 Ohm	1/4 W modstand
R47	0,22 Ohm	2 W modstand
R48	0,22 Ohm	2 W modstand
R49	0,22 Ohm	2 W modstand
R50	0,22 Ohm	2 W modstand
R51	8,2 Ohm	2 W modstand
R52	33 Ohm	2 W modstand
R53	470 Ohm	Trimmekontiometer
R54	100 kOhm	Trimmekontiometer
R55	470 Ohm	Trimmekontiometer
C1	10pF/125V	Keramisk skivekondensator
C2	1nF/125V	Keramisk skivekondensator
C3	100nF/250V	Polyesterkondensator
C4	100nF/250V	Polyesterkondensator
C5	100nF/250V	Polyesterkondensator
C6	1uF/250V	Polyesterkondensator
C7	1uF/250V	Polyesterkondensator
C8	4,7uF/63V	Elektrolytkondensator
C9	4,7uF/63V	Elektrolytkondensator

C10	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C11	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C12	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C13	22uF/40V	Elektrolytkondensator
C14	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C15	0,47uF/63V	Elektrolytkondensator
C16	22uF/40V	Elektrolytkondensator
C17	100uF/63V	Elektrolytkondensator
C18	100uF/63V	Elektrolytkondensator
C20	100uF/63V	Trimmekondensator
D1	1N4148	Silicium diode - 50mA
D2	1N4148	Silicium diode - 50mA
D3	ZPD10	Zenerdiode 10volt/0,4W
D4	ZPD10	Zenerdiode 10volt/0,4W
D5	ZPD4,7	Zenerdiode 4,7volt/0,4W
D6	ZPD4,7	Zenerdiode 4,7volt/0,4W
D7	1N4148	Silicium diode - 50mA
D8	1N4148	Silicium diode - 50mA
D9	1N4148	Silicium diode - 50mA
D10	CQY26	Rød lysdiode
IC1	CA3140	Bi-MOS operationsforstærker
IC2	TL489	LED-skala IC
T1	2SC2235	120V NPN transistor
T2	BC547B	NPN transistor
T3	BC547B	NPN transistor
T4	BC557B	PNP transistor
T5	2SA965	120V PNP transistor
T6	BC547B	NPN transistor
T7	BC557B	PNP transistor
T8	BC557B	PNP transistor
T9	BC557B	PNP transistor
T10	BC557B	PNP transistor
T11	BC547B	NPN transistor
T12	BC547B	NPN transistor
T13	BC547B	NPN transistor
T14	2SC2235	120V NPN transistor
T15	2SC2235	120V NPN transistor
T16	2SA965	120V PNP transistor
T17	2SA965	120V PNP transistor
T18	BD135	NPN krafttransistor
T19	BD135	NPN krafttransistor
T20	2SJ48	P-MOS FET transistor
T21	2SJ48	P-MOS FET transistor
T22	2SK133	N-MOS FET transistor
T23	2SK133	N-MOS FET transistor
01	-	skydeomskifter m. print
RE1	-	12V relæ
RE2	-	12V DIL relæ
RE3	-	12V DIL relæ
B1	-	13-POL special printbøsning



**Fig. AF501.1.**  
AF501 er konstrueret således, at den kan placeres lodret på fronten af en 19"-rack forstærker. Der er også indgange på forsiden sammen med betjenningsgrebene.

## AF501 PA & ORKESTER FORFORSTÆRKER

AF501 er en elektronisk, mekanisk og designmæssigt professionel mono forstærker til PA brugere og orkestre.

Forstærkeren er specielt beregnet for tilkobling sammen med en eller to AF500 udgangsforstærkere og en NT500 strømforsyning.

AF501 har 3 indgange med skydepotentiometre. De er alle mixbare i ethvert forhold, og man kan på en omskifter vælge ethvert ønsket signalniveau. Indgangene er til standard jack-stik, og den høje forstærkning samt overstyringsmargin tillader signaler fra alle kendte elektriske orkesterinstrumenter eller ubalancerede mikrofoner. Ved brug af balancede mikrofoner benyttes en udvendig mikrofontransformator.

AF501 har et stærk logaritmisk visende lysdiode VU-meter. Det kobles over omskiftere til hver enkelt af de 4 indgange eller til master udgangen. Visningen er over 60dB. Derfor kan man på dette VU-meter også iagttagge signallernes indhold af brum eller anden støj.

Tonekontrollen på AF501 er opdelt i 4 skydepotentiometerkontroller. Der er to båndpasfiltre på henholdsvis 500 og 1.000 Hz. Kontrollerne for 250 Hz og 2.000 Hz regulerer hver hele bas og mellemtoneområdet indenfor

50dB. Derfor kan man i praksis sende signal fra en dynamisk grammofon ind i AF501, og på tonekontrollerne indstille den nødvendige *forbetoning*. Derved vil et grammofonsignal komme til at lyde nøjagtig som fra en almindelig dynamisk pick-up indgang.

På master volumenkontrollen indstiller man højttalerstyrken. I forbindelse med udgangssignala fra AF501 kan man via en vippeomskifter indskyde et hårdt eller blødt klip-filter. Dette filter afrunder transiente på samme måde som transformatoren i en rørforstærker. Derved kan man tilføje en 3'-harmonisk blød klang, som kendes fra rørforstærkere. Klangen ændres ikke ved middelstyrke. Det er først, når der spilles virkelig højt, at man kan høre filtre-fungere.

AF501 er endvidere forsynet med en dobbelt lysdiodeskala for indikation af temperaturen af de to udgangsforstærkere. Der er 2 x 6 lysdioder i søjle. Hver søjlehalvdel har to grønne, to orange og to røde lysdioder. Når den sidste gule tænder, nærmer man sig faregrænsen, og udgangsforstærkerne skruer ned automatisk. Hvis den sidste røde nås, vil forstærkeren afbryde næsten helt, og lyden vil være meget svag. Det bør dog aldrig ske under almindelige og hårde driftsforhold.

AF501 fremtræder enkel og sober med de 8 skydepotentiometre. Alligevel er der kontroller og funktioner nok for selv meget fanatiske musikudøvere.

Elektronikken i AF501 er enkel og ret billig at fremstille. Derfor kan den anbefales også til begyndere.

## DIAGRAMMET

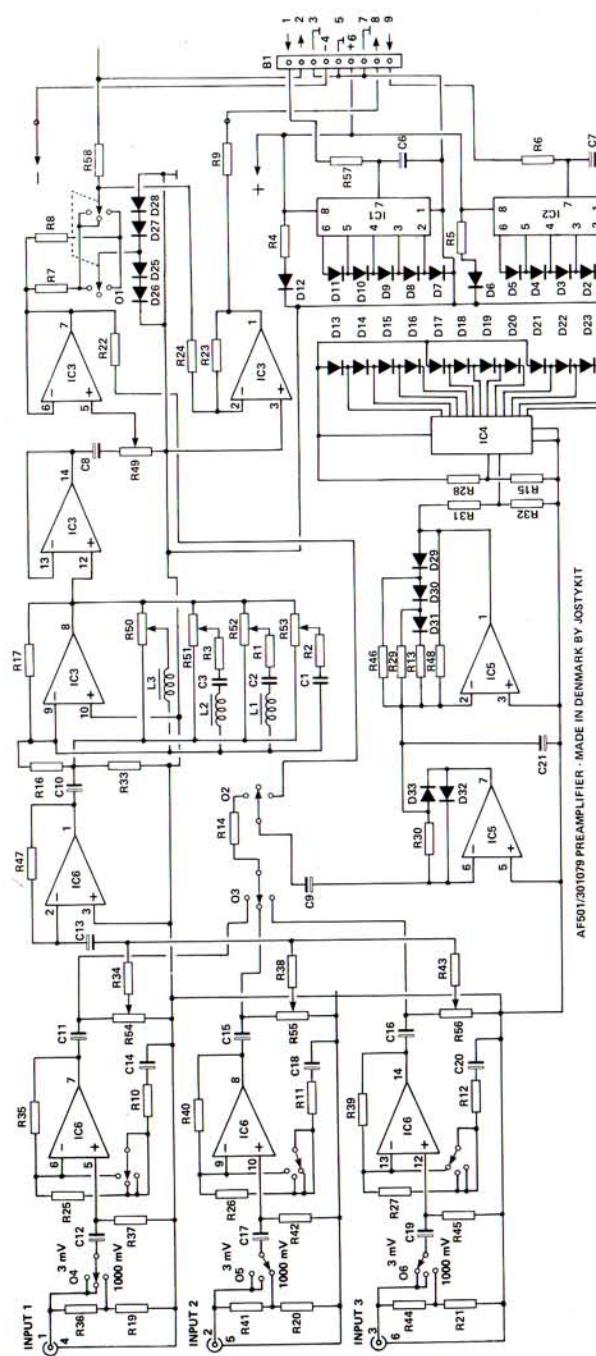
AF501 er opbygget med 10 operationsforstærkere og 3 specialintegrede kredsløb. Da 2 af IC-pakkerne indeholder 4 operationsforstærkere og en indeholder to, bliver kredsløbet væsentligt forenklet.

AF501 har et antal grundfunktioner: 1) indgangskredsløb, 2) summer eller mixer forstærker, 3) equalizer tonekontrol, 4) bufferforstærker, 5) modfaseforstærker, 6) LED LOG VU-meter og 7) dobbelt LED temperatur-skala.

## Indgangskredsløb

Indgangskredsløbene - dem er der 3 af, er opbygget over støjsvage operationsforstærkere af typen TL074. De har høje indgangsmodstande, høj grænsefrekvens og kræver ikke særlig frekvenskompensation. Med en dobbeltomskifter kan man skifte mellem to forstærkninger og en spændingsdeler på indgangen. Forstærkningen vælges til enten 3mV eller 100mV ved ændring af bundmodstanden, R25, R26 eller R27 i de tre forstærkere. Modstandene kortsluttes med en omskifter. Når forstærkningen skal være højest, er modstanden kortsluttet. Så er følsomheden 3mV.

Da signaler fra orkesterinstrumenter kan variere overordentlig meget i styrke (amplitude), skal der være en god overstyringsmargin. I området 3mV tåler indgangen 30mV, før signalet klippes. I området 100mV tåler den mere end 1 volt, og i det store område 1 volt, hvor der blot indskydes en 10-ganges spændingsdeler med den anden omskifterdel, tåler indgangen 10 volt.



**Fig. AF501.2.** Diagrammet viser, at AF501 er opbygget ret konventionelt, men med gode og stabile komponenter. Opstillingen forenkles både elektrisk og mekanisk ved brug af Bi-MOS operationsforstærkerne i pakninger af 4 og 2 i hver.

Fra de tre udgangsforstærkere går signalerne til mixer volumenkontrolleerne R54, R55 og R56. Derfra samles signalerne via de tre modstande R34, R38 og R43 i summerforstærkeren. Den er koblet inverterende, hvorfor volumenindstillingerne ikke er indbyrdes afhængige.

### Summerforstærkeren

Summerforstærkeren fungerer som summerforstærkeren i AF400 mixeren. I dette tilfælde fungerer den også som bufferforstærker for den efterfølgende equalizer og tonekontrol. Den skal føres med signal fra en ganske lav impedans, hvis man vil have et stort reguleringsområde.

### Equalizer tonekontrol

Tonekontrolen i AF501 er udformet som kombineret equalizer og baxandale tonekontrol. På de yderste kontroller indstiller man bas og diskantområdet. På de midterste indstiller man mellemtoneområdet. Det er en specielt god kontrol i forbindelse med guitarspil og PA-anvendelser. En guitar kan give det rette anslag ved opregulering af det øvre mellemtoneområde. I PA-systemer kan man af akustiske årsager komme ud for kraftig feed-back og hyl fra højttalerne. Det kan dæmpes ved fornuftig brug af equalizerkontrollerne i midten.

Bas og de to mellemtonekontroller er udformet med spoler. I diskanten er det en kondensator, som bestemmer overgangsfrekvensen.

Brugen af spoler - specielt i mellemtoneområdet - gør en equalizerfunktion nem og effektiv. En spole og en kondensator i serie udgør en sugekreds for en ganske bestemt frekvens. Sugekredsen er indsat til et potentiometer, således at man kan variere kredsen kontinuerligt fra modkobling til kobling. Modstanden R17/R16 bestemmer i forhold til modstanden af sugekreds og formodstand - f.eks. R3 plus C3 plus L2 - den opnåelige forstærkning eller sækning af et valgt toneleje. Da R16/R17 er på 1,5 kOhm og serieforbindelsen af de nævnte komponenter er ca. 100 Ohm, opnås en regulering på små 15 gange. Det er ca. 25dB.

Man kan øge reguleringsomfanget ved at gøre R1, R2 og R3 mindre. Hvis de gøres større, vil reguleringsomfanget begrænses.

### Bufferforstærker

Equalizerkontrollens udgang har en af reguleringen afhængig udgangsimpedans. Derfor indskydes en spændingsfølger efter dette kredsløb og før styrkekontrollen. Efter styrkekontrollen er der efter indskudt en bufferforstærker med lav udgangsimpedans. Bufferforstærkeren trækker transientbegrenseren gennem to modstande og dioderne D25, D26, D27 og D28. Dioderne er anbragt to og to i serie. Hvert sæt vender hver sin vej. Det ene sæt afbøjer positive transiente og det andet negative transiente. Til hver halvdel benyttes en siliciumdiode og en germaniumdiode. De vil begynde at afdle udgangssignalet ved 6-700mV effektivt, hvor udgangsforstærkeren aldrig vil nå fuld udstyring ved 775mV. Med omskifteren kan man ændre afskæringssstrømmen og dermed filtreringens skarphed.

Forstærkerens udgangssignal kan enten tages ud fra den lille 9-polede bøsning eller testbøsningen B2.

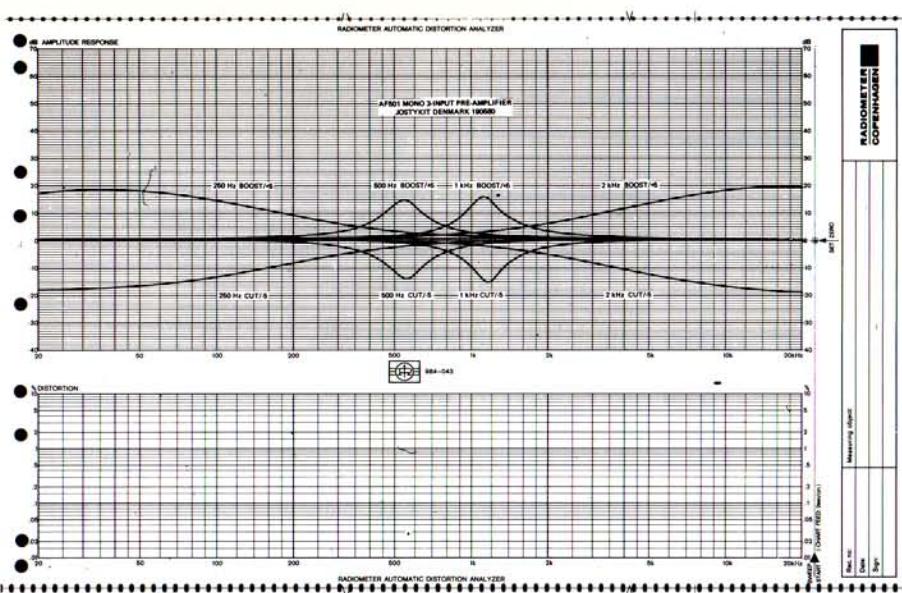


Fig. AF501.3.

Kurven viser bredden af tonereguleringen, frekvensgangen og forvrængningen. Bemærk specielt at tonereguleringen er så kraftig, at man kan benytte den som RIAA-pick-up kompensation. Det betyder, at man kan få en vellydende gramofongengivelse - ganske vist i mono - på en lineær indgang.

#### Modfaseforstærker

Der har i AF501 været mulighed for at indskyde en modfase- eller inverterende forstærker. Den vender signalets fase 180 grader og tilfører det en særlig udgang på den 9-polede bøsning B1. Når man både har fase og modfase-signal til rådighed, er det meget nemt at tilslutte en brokoblet forstærker. Man tilslutter simpelthen to ens stereoforstærkere og forbinder højttaleren mellem de to udgangsforstærkerses varme signaludgange. Derved får man den teoretiske 4-dobling af udgangseffekten med blot to forstærkere. Før man gør det, bør man undersøge, om de benyttede udgangsforstærkere tåler denne væsentlige hårdere belastning.

Med AF500 som udgangsforstærker er modfaseudgangen ikke egentlig nødvendig, fordi AF500 effektforstærkeren selv kan omstilles i fase. Bruger man derfor AF500 direkte til B1 bøsningen, skal de to faseomskifttere på de to forstærkere stå ens.

#### LED LOG VU-meter

AF501 forstærkeren er forsynet med et avanceret lysdiode VU-meter med logaritmisk skalainddeling i et område på mere end 60dB. Derved kan

man kontrollere alle former for indgangssignaler ganske effektivt. Med et område på 60dB, har man mulighed for at måle forstærkerens egenstøj og selv ringe mængder tilført kabelbrum.

Kredsløbet er opbygget over dobbelt operationsforstærkerens IC5 og lysdiodeskalaen IC4.

Den ene halvdel af operationsforstærkeren fungerer som signalensretter. Dvs. den laver vekselspændingssignalet om til en proportional jævnspænding. Ensretterkredsløbet er opbygget med dioderne D32 og D33, samt modstanden R30. C9 er blot en overføringskondensator, der sikrer, at VU-metret kun får tilført vekselspænding. Det proportionale jævnspændingssignal er på 1mV til ca. 1 volt. Det sendes ind i en logaritmisk indgangsspænding. Med 1mV er forstærkningen maximal. Med 1 volt er den minimal. Dioderne D29, D30 og D31 leder for tre forskellige størrelser af indgangssignal. Indgangsspændingen fra 1mV til 1 volt vil derfor forårsage en udgangsspænding til LED skalaen IC'en på 0 til ca. 3 volt i spring på 300mV.

LED skalaen indeholder alle nødvendige dekodninger og strømgeneratører for udstyring af 12 lysdioder på stribe.

De 9 første dioder er grønne og går fra -60dB ved 0dB ved 775mV signalniveau. Derefter er dioderne orange-røde til indikation af overstyring fra 0 til plus 6dB. Omkring og over dette niveau vil AF501 forstærkeren kunne forårsage hørbar forvrængning.

#### Dobbelt LED temperaturskala

Ved konstruktion af forstærkeren AF500 og AF501 forstærkeren har vi fundet det formålstjeneligt og behagligt, at forsyne forpladen med en indikator for udgangsforstærkerens temperaturtilstand. Derfor er der 2 skalaer på række med hver 1 plus 5 lysdioder. Den nederste i hver sojle lyser altid gront. De næste tænder efterhånden som temperaturen på udgangsforstærkerne stiger. AF501 forpladen har en opmærket skala fra 20 til 100 grader. Der er to grønne, to orange-gule og to røde i hver sojle.

Temperatursignalet kan overføres fra AF500 forstærkerne via en bøsning på NT500 strømforsyningen og et flerleder båndkabel. Kablet bærer også forsyningsspændinger, signaler og stelledninger.

#### TILSLUTNING

Diagrambeskrivelsen forklarer, hvor enkelt man kan tilslutte AF501 forstærkeren i et system med NT500 og to AF500 udgangsforstærkere.

Hvis man ønsker at benytte AF501 sammen med andre konstruktioner, kan dette også lade sigøre. Man må da anskaffe eller bygge en dobbeltstrømforsyning på plus/minus 12 til 15 volt og en strøm på 2-300mA. Hvis de udgangsforstærkere man benytter ikke har en temperaturskala som AF500, kan man lade temperaturindgangene stå åbne. Samtlige dioder i skalaen vil da lyse. Ønsker man ikke lys i andet end den første diode, må indgangene forbindes til stel. Af diagrammetningen fig. AF501.2. fremgår det, hvorledes signalerne kommer ud fra AF501.

Hvis man kun har brug for en udgang fra AF501, kan man benytte testbøsningen B2 til phono-plug stik og skærmet kabel.

Indgangene til AF501 er placeret på forforstærkerens forside og udført som isolerede jack-bøsninger.

Det er af stor vigtighed, at disse bøsninger anbringes isoleret på forpladen. Først ved tilkobling af strømforsyning, udgangsforstærker og AF501 forstærkeren og dens forplade bør man vælge sit ene - OG KUN ET - stelpunkt. Læs evt. om problemer med stelforbindelser og brumsløjfer i afsnittet om AF500 udgangsforstærkeren.

## TEKNISKE DATA

AF501 har nogle, i forhold til andre orkesterforstærkere, særdeles fine data. Kurven på fig. AF501.3. viser, hvad AF501 formår med hensyn til lav forvrængning, lav støj og stort tonereguleringsområde.

### Data

Driftspænding . . . . .	+/- 12-15VDC
Strømforbrug . . . . .	+250/-10mA
Udgangssignal . . . . .	0.775mV
Toneregulering af bas og diskant . . . . .	+/- 25dB
Equalizer regulering ved 500/1.000 Hz . . . . .	+/- 12dB
Harmonisk forvrængning . . . . .	0,03%
Indgangsfølsomheder . . . . .	3mV/100mV/1.000mV
VU-meter område . . . . .	-60/+6dB

## KOMPONENTLISTE

Komponentlisten for AF501 er foreløbig og bringes med forbehold for mindre ændringer.

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	100 Ohm	1/4 W modstand
R2	100 Ohm	1/4 W modstand
R3	100 Ohm	1/4 W modstand
R4	470 Ohm	1/4 W modstand
R5	470 Ohm	1/4 W modstand
R6	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R7	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R8	680 Ohm	1/4 W modstand
R9	560 Ohm	1/4 W modstand
R10	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R11	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R12	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R13	3,3 kOhm	1/4 W modstand
R14	3,3 kOhm	1/4 W modstand
R15	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R16	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R17	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R18	10 kOhm	1/4 W modstand
R19	10 kOhm	1/4 W modstand

R20	10 kOhm	1/4 W modstand
R21	10 kOhm	1/4 W modstand
R22	15 kOhm	1/4 W modstand
R23	22 kOhm	1/4 W modstand
R24	22 kOhm	1/4 W modstand
R25	47 kOhm	1/4 W modstand
R26	47 kOhm	1/4 W modstand
R27	47 kOhm	1/4 W modstand
R28	27 kOhm	1/4 W modstand
R29	33 kOhm	1/4 W modstand
R30	47 kOhm	1/4 W modstand
R31	47 kOhm	1/4 W modstand
R32	47 kOhm	1/4 W modstand
R33	100 kOhm	1/4 W modstand
R34	100 kOhm	1/4 W modstand
R35	100 kOhm	1/4 W modstand
R36	100 kOhm	1/4 W modstand
R37	100 kOhm	1/4 W modstand
R38	100 kOhm	1/4 W modstand
R39	100 kOhm	1/4 W modstand
R40	100 kOhm	1/4 W modstand
R41	100 kOhm	1/4 W modstand
R42	100 kOhm	1/4 W modstand
R43	100 kOhm	1/4 W modstand
R44	100 kOhm	1/4 W modstand
R45	100 kOhm	1/4 W modstand
R46	220 kOhm	1/4 W modstand
R47	330 kOhm	1/4 W modstand
R48	1 MOhm	1/4 W modstand
R57	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R58	560 Ohm	1/4 W modstand
D25	AA143	Germanium diode
D26	1N4148	Silicium diode
D27	1N4148	Silicium diode
D28	AA143	Germanium diode
D29	1N4148	Silicium diode
D30	1N4148	Silicium diode
D31	1N4148	Silicium diode
D32	1N4148	Silicium diode
D33	1N4148	Silicium diode
IC1	U237B	LED-skala IC
IC2	U237B	LED-skala IC
IC3	TL084	Quad op-amp Bi-MOS
IC4	UAA180	LED-skala IC
IC5	TL082	Dual op-amp Bi-MOS
IC6	TL074	Quad op-amp Bi-MOS
L1	150mH	Tonespole - 154K
L2	330mH	Tonespole - 334K
L3	330mH	Tonespole - 334K
C1	100nF/250V	Polyesterkondensator
C2	100nF/250V	Polyesterkondensator
C3	220nF/250V	Polyesterkondensator
C6	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C7	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator

C8	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C9	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C10	47uF/10V	Elektrolytkondensator
C11	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C12	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C13	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C14	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C15	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C16	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C17	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C18	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C19	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C20	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C21	47uF/10V	Elektrolytkondensator
6	-	Loddeøjne input 1-6
5	-	Ledningslus 7-12
6	3x2 POL	Funktionsomskiftere
R49	22 k LOG	Skydepotentiometer
R50	22 k LIN	Skydepotentiometer
R51	22 k LIN	Skydepotentiometer
R52	22 k LIN	Skydepotentiometer
R53	22 k LIN	Skydepotentiometer
R54	22 k LOG	Skydepotentiometer
R55	22 k LOG	Skydepotentiometer
R56	22 k LOG	Skydepotentiometer
16	M3x12mm	Nylonskrue for potentiometre
D1	-	Rød flad lysdiode
D2	-	Rød flad lysdiode
D3	-	Orange flad lysdiode
D4	-	Orange flad lysdiode
D5	-	Grøn flad lysdiode
D6	-	Grøn flad lysdiode
D7	-	Rød flad lysdiode
D8	-	Rød flad lysdiode
D9	-	Orange flad lysdiode
D10	-	Orange flad lysdiode
D11	-	Grøn flad lysdiode
D12	-	Grøn flad lysdiode
D13	-	Grøn flad lysdiode
D14	-	Grøn flad lysdiode
D15	-	Grøn flad lysdiode
D16	-	Grøn flad lysdiode
D17	-	Grøn flad lysdiode
D18	-	Grøn flad lysdiode
D19	-	Grøn flad lysdiode
D20	-	Grøn flad lysdiode
D21	-	Grøn flad lysdiode
D22	-	Orange flad lysdiode
D23	-	Orange flad lysdiode
D24	-	Orange flad lysdiode
B1	9-POL	Specialstik for print
B2	-	Phono printbøsning

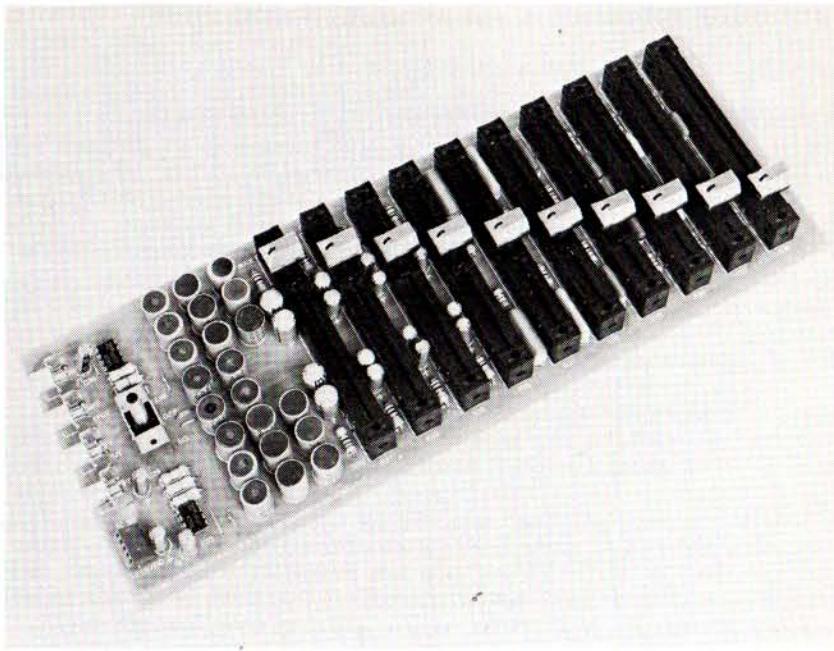


Fig. AF510.1.

AF510 equalizeren er en stereo tonekontrol med hele 10 tonereguleringer på skydepotentiometre. Hver kontrol er delt op i oktaver (hele tonespring) fra 32,25 Hz til 16 kHz.

## AF510 10 BÅND EQUALIZER

En equalizer er en udvidet form for en tonekontrol. Hvor man normalt kan nøjes med en tonekontrol for de dybe bastoner og en for de høje diskanttoner, er der på AF510 hele 10 kontroller.

Toneområdet er simpelthen splittet op i 10 dele, og for hver del er der en hel separat kontrol. Da kontrollerne således kommer til at ligge ganske tæt, er deres funktion skarpere end på en almindelig tonekontrol. Udtrykt i dB'er har AF510 equalizeren 12dB pr. oktav, mens en almindelig tonekontrol har 6dB pr. oktav.

AF510 equalizeren har, foruden 10 skydepotentiometre til regulering af tonen, også en omskifter. På den kan man omskifte indgangssignalet til udgangen, således at det enten løber uden om tonekontrollen, eller det løber igennem. Der er også en stilling på omskifteren, hvor man kan afbryde signalet.

## DIAGRAMMET

AF510 diagrammet er meget enkelt. At tegningen er omfangsrig hænger

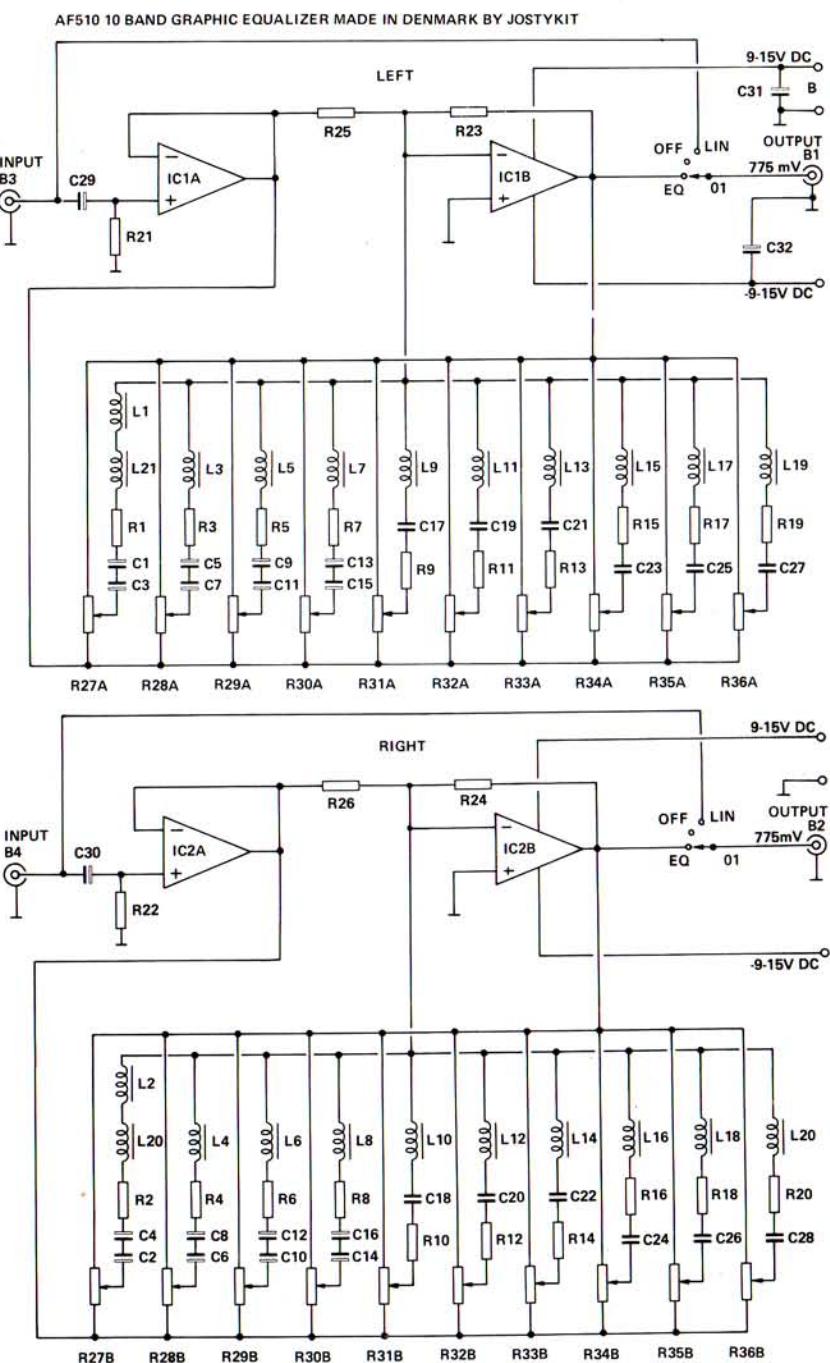


Fig. AF510.2.

naturligvis sammen med, at der er ikke mindre end 10 identiske kredsløb i stereo - 20 ialt.

Hver tone reguleres på hvert sit potentiometer. Hver tone har derfor hver sit toneled, - en afstemt sugekreds.

En sugekreds består af en spole og en kondensator i serie. Desuden er der indskudt en modstand i seriekredsen. Den har til opgave at kompensere for uligheder mellem de forskellige kredse. Kun da kan man få samme op- og nedreguleringssstyrke på alle 10 kanaler.

En sugekreds med en serie forbundet spole har en ganske lav modstand ved en bestemt frekvens. Den ideelle serieforbindelse af spole og kondensator har en modstand på 0 ohm og udgør derfor en kortslutning. Desværre er praksis ikke særlig ideel, og de største spoler, der indgår i AF510 - spolerne til dyb-basområdet - har seriemarkante på over 300 ohm. Modstande opstår, fordi spolen er viklet af et meget stort antal ganske tynde vindinger. De 300 ohm er simpelthen modstanden i kobbertråden.

Sugekredsen anbringes nu via et potentiometer over en Bi-MOS operationsforstærker. Den er i elektrisk forbindelse med operationsforstærkerens nivåretende indgang (- indgangen). Det er til denne indgang, man kan modkoble et signal fra udgangen.

Skydes et potentiometer nu helt hen imod udgangen, vil sugekredsen være forbundet fra operationsforstærkerens udgang til inverterende indgangen. Det betyder, at der er fuld modkobling for netop den frekvens, som sugekredsen er afstemt til. Med fuld modkobling vil signalerne ved kredsenes resonansfrekvens dæmpes. Det vil høres som en sænkning af det omtalte toneleje.

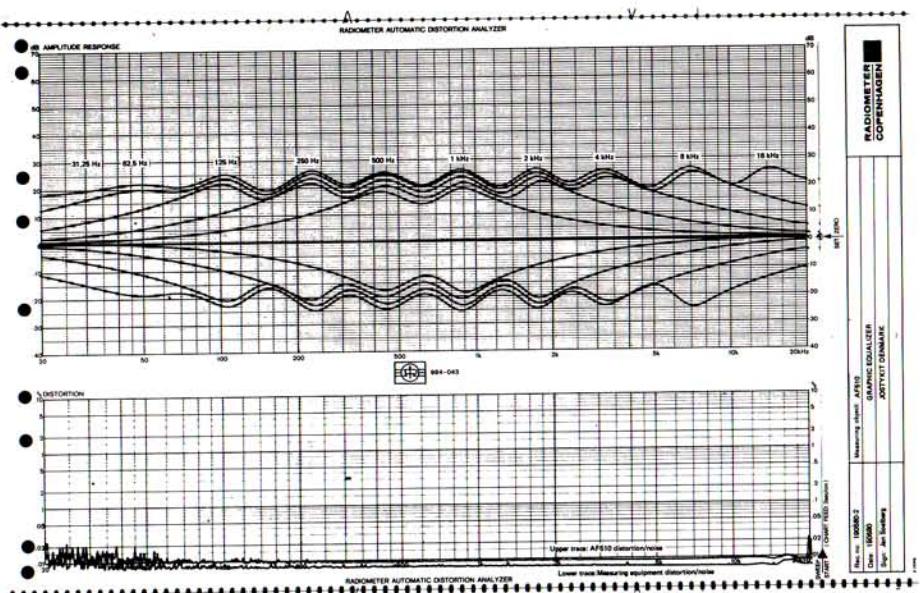
Skydes potentiometret ud til den modsatte side, vil man få en hævning af samme toneleje.

Der sker, fordi sugekredsen nu er anbragt i elektrisk forbindelse med indgangen til operationsforstærkerens inverterende indgang. Derved vil signalen blive tilført operationsforstærkeren direkte med blot en svag modkobling fra udgangen til inv. indgangen.

For at begrænse reguleringsområdet er der også indsatt faste modstande fra operationsforstærkerens udgang til inv. indgangen og fra indgang til inv. indgangen. Det er modstandene R23 til R26 på hver 3,3 kOhm. Gøres modstandene meget store i forhold til potentiometrene, får man en flad tonekurve med for båndbred regulering. Gøres de for små, får man en for skarp regulering og ringere variationsomfang. Det bedste kompromis er potentiometre på ca. 10 gange størrelsen af R23 til R26. Potentiometrene er på 22 kOhm og modstandene, som før nævnt, 3,3 kOhm.

Af placemæssige årsager, er tonespolerne i filtrene - L1 til L22 - mekanisk set lige store. Det er spolerne selvinduktion ikke! Derfor er der forskellig type og længde af tråd på spolerne. En lille spole, som L20, har en tyk og kort tråd. Derfor har den en kobber modstand på 20-30 Ohm. Den største spole, L1, må nødvendigvis vikles af meget og tynd tråd. Derfor har den en modstand på omkring 300 Ohm.

Denne forskel i indre modstand påvirker reguleringskurvernes stejlhed - altså hvor skarpe toneområder der er kan opnås. Derfor må man finde et passende kompromis og indsætte seriemarkante i de sugekredse, som er for »kraftige». Sådanne seriemarkante skal tilpasses spolerne individuelt. Derfor er modstandene R1 til R20 ret forskellige. Bemærk specielt, at R1 til R6 kun er på 10 Ohm hver. Alligevel er der i basområdet lidt problemer med tilstrækkeligt lave indre modstande. Specielt de laveste dyb-basområdet har en ringe stejlhed. Der er fordi der her er 2 spoler i serie - hver med 300 Ohm's indre



**Fig. AF510.3.**  
Graf over AF510 equalizerens forvrængning og frekvensbånd opsplittet i 9 kurver over mekanisk midterstilling fra - 5 til + 5 på forpladen.

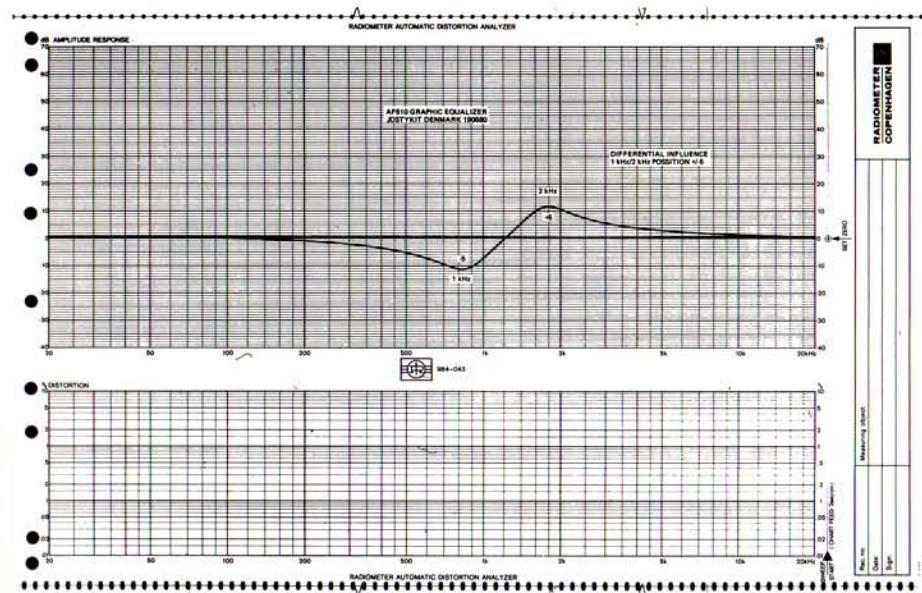
modstand. Det giver en seriemedstand på hele 600 Ohm. I forhold til referencemedstandene på 3,3 kOhm, får man en maximalhævning i dette område, der er lig forholdet mellem 3,3 kOhm - 3.300 Ohm og 600 Ohm, eller ca. 5,5 gange. Det svarer til 15dB. Derfor er reguleringerne alle fastlagt til 15dB.

Af hensyn til alle kredsenes stejlhed - det kaldes også for godhed, udtrykt ved Q - kan man ikke benytte ens spoler og forskellige kondensatorer, eller ens kondensatorer og forskellige spoler. Både spoler og kondensatorer skal ændres for forskellige frekvenser. Frekvensen bestemmes efter resonansformlen:

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

Vi kan tage et eksempel for området 16 kHz med C28 og L20:

$$f = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{4,7 \text{mH} \cdot 22 \text{nF}}} = 15.652 \text{ Hz el. } 15,652 \text{ kHz},$$



**Fig. AF510.4.**  
Kurve over en enkelt kanal i stilling maximum og stilling minimum. Typisk reguleringsomfang for frekvenserne over 250 Hz. Under vil kurven blive mere udfladet på grund af mindre spole-Q.

hvilket er rigeligt nøjagtigt til båndet 16 kHz. Større nøjagtighed er det ikke rimeligt at forlange med standardkomponenter.

Hvis equalizeren benyttes i forbindelse med tonekorrektion af højttaler og gengiverum, og det derfor er et krav, at man kan flytte resonanspunktet en smule ud fra centeret, kan man i dette tilfælde tillade sig, at parallelforbinde kondensatorerne for en af kontrollerne med en ekstra kondensator. Så får man en lidt lavere resonansfrekvens, uden at kredsens godhed bliver spoleret. Resonansfrekvensen udregnes da på samme måde som beskrevet ovenfor.

Udgangsimpedansen for selve equalizerkredsløbet er meget lav. Den typiske værdi er på 10 ohm eller mindre. Derfor kan man tilslutte alle typer udgangsforstærkere med indgangsimpedanser på 600 ohm eller mere - ofte 10 kohm til 100 kohm.

Indgangsimpedansen til selve equalizerkredsløbet er lav. Så lav at man ofte ikke vil få tilstrækkelig reguleringsomfang, hvis et sådant kredsløb ikke drives fra en lavere impedans.

Derfor benyttes i AF510 et par bufferforstærkere i indgangen. Bufferforstærkeren er en Bi-MOS type med indgangsimpedanser i GIGA-ohm størrelsen. Det er af støjhensyn en uhensigtsmæssig høj impedans. Derfor er der en 47 kohm modstand over hver indgang. Derved bliver indgangsimpedansen 47 kohm.

Bufferforstærkerens udgangsimpedans er omkring 10 ohm, fordi bufferen ikke forstærker, men kun fungerer som spændingsfolger med een gangs

forstærkning. Den laveste impedans, som bufferforstærkeren kommer til at se ud i, opstår, når en kontrol står i maximum forstærknings stilling. Den er ca. 150 ohm. For 150 ohm vil en serie generatorimpedans på 10 ohm i serie ikke være væsentlig. Var den derimod 150 ohm, ville signalreguleringen være halveret. Derfor er en bufferforstærker til et sådant kredsløb så vigtig.

Equalizerkredsløbet er iøvrigt af *baxandale* typen.

## TILSLUTNING

AF510 tilsluttes i et forstærkerkredsløb efter forstærkeren og før udgangsforstærkeren. Har man adskilt forstærker og udgangsforstærker, er det ikke noget problem at indskyde en equalizer som AF510. Den sløjfes blot ind i serie med de ledninger, der alligevel forbinder de to enheder. Det er blot et sæt stik, der skal indsættes anderledes.

Har man derimod ikke separat forstærker og udgangsforstærker, må man benytte et tape-monitor udtag eller et udgangssløjfe udtag. Et sådant findes ret ofte på moderne forstærkere. Hvis ikke, må man få det lavet for at kunne indkoble equalizeren.

Men man kan også indskyde equalizeren mellem en tuner og linieindgangen på en forstærker eller mellem båndoptager og forstærker. Da vil equalizeren dog kun virke på den signalkilde, man har tilsluttet den.

Derimod kan man *ikke* benytte equalizeren direkte på en mikrofonindgang eller en grammofonindgang for dynamisk pick-up. Disse signaler er ganske svage og må først opforstærkes i en til dette formål egnet forstærker.

Equalizeren skal, for at bevare den høje kvalitet, tilsluttes liniesignalniveauer mellem 100mV og 1 volt. Det er derfor, det anbefales at indskyde den foran udgangsforstærkeren.

Men en anden årsag er også, at equalizeren kan forstærke signalerne ganske kraftigt, afhængig af kontrollerernes indstilling.

Hvis man f.eks. sætter alle kontrollerne i stilling maximum, vil man få hævet totalstyrken uden tonekorrektion med næsten 10 gange - der er 20dB. Ikke mange forstærkere tåler en så stor signalforstærkning uden øget forvrængning. Det betyder f.eks., at et liniesignal på 775mV vil blive forstærket op til mellem 7 og 8 VOLT! Derfor egner equalizeren sig bedst til at sætte *efter* forstærkerens volumenkontrol.

AF510 har en lille 5-pol printkonnektor for tilslutning af spænding. Da den kan arbejde med plus/minus spænding på 5 til 12 volt, og strømforbruget kun er ca. 6mA, vil et par batterier kunne holde i meget lang tid. Selv de mindste 9 volt elementer kan holde i 2-50 timer.

Vil man benytte strømforsyning, skal den helst være stabiliseret. Det anbefales at benytte en NT325, hvis man da ikke anskaffer sig en equalizer i forbindelse med System 500, med to AF500 udgangsforstærkere og en NT500 strømforsyning. I dette sæt er der udtag for forstærker og AF510 equalizeren.

For at lette signaltilslutningen til AF510, er der monteret 4 små phono-print-bøsninger langs kanten på printpladen. Selv om AF510 benyttes indbygget, er det raret at kunne ombytte og udskifte forbindelserne med skærmede stik af god kvalitet.

Til alle stikforbindelserne bør man benytte skærmet ledning, når der er andre konstruktioner med transformator og netledninger i samme kasse. Af

hensyn til berørings brumfølsomhed, er det vigtigt, at metalforpladen har elektrisk forbindelse til kassen. Det kan den få ved at blive presset ind i en kasse med metalslidser, eller man kan skru en stelholder fast på forpladen og forbinde den til indgangsbøsningers stelkappe.

## TEKNISKE DATA

Der er gjort overordentligt meget ud af målingerne på AF510. Ud af et stort antal kurver har vi i denne bog valgt 2 af de mest spændende kurver. Fig. AF510.3. viser frekvens og forvrængningsdata for AF510 med kontrollerne i stilling -5 til 0 og til +5. Deraf kan man samtidig aflæse, hvor stor en hævning og sænkning, man får for forskellige mekaniske indstillinger af skydepotentiometrene.

Bemærk at kontrollerne virker blødt i mellemområdet og at de først rigtigt »tager fat» i området over og under +/- 3.

Det er vigtigt i en tonekontrol og en equalizer. Så kan man fin- eller grovregulere efter behov.

### Data

Driftspænding . . . . .	+/- 5-15VDC
Strømforbrug . . . . .	+/- 6mA
Reguleringsomfang . . . . .	+/- 15dB
Reguleringsstøjhed ø. 250 Hz . . . . .	12dB/oktav
Signal udgangsspænding normeret . . . . .	775mV/max. 5V
Harmonisk forvrængning . . . . .	0,01%
Signal/støjforhold . . . . .	100dB
Frekvensbånd 10 oktaver . . . . .	32,25 Hz - 16 kHz

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	10 Ohm	1/4 W modstand
R2	10 Ohm	1/4 W modstand
R3	10 Ohm	1/4 W modstand
R4	10 Ohm	1/4 W modstand
R5	10 Ohm	1/4 W modstand
R6	10 Ohm	1/4 W modstand
R7	56 Ohm	1/4 W modstand
R8	56 Ohm	1/4 W modstand
R9	150 Ohm	1/4 W modstand
R10	150 Ohm	1/4 W modstand
R11	68 Ohm	1/4 W modstand
R12	68 Ohm	1/4 W modstand
R13	100 Ohm	1/4 W modstand
R14	100 Ohm	1/4 W modstand
R15	150 Ohm	1/4 W modstand
R16	150 Ohm	1/4 W modstand
R17	150 Ohm	1/4 W modstand
R18	150 Ohm	1/4 W modstand

R19	150 Ohm	1/4 W modstand	L14	47mH	Tonespole 473J
R20	150 Ohm	1/4 W modstand	L15	22mH	Tonespole 223J
R21	47 kOhm	1/4 W modstand	L16	22mH	Tonespole 223J
R22	47 kOhm	1/4 W modstand	L17	10mH	Tonespole 103J
R23	3,3 kOhm	1/4 W modstand	L18	10mH	Tonespole 103J
R24	3,3 kOhm	1/4 W modstand	L19	4,7mH	Tonespole 472J
R25	3,3 kOhm	1/4 W modstand	L20	4,7mH	Tonespole 472J
R26	3,3 kOhm	1/4 W modstand	L21	1500mH	Tonespole 155k
			L22	1500mH	Tonespole 155k
C1	22uF/40V	Elektrolytkondensator	IC1	TL082	Dual op-amp Bi-MOS
C2	22uF/40V	Elektrolytkondensator	IC2	TL082	Dual op-amp Bi-MOS
C3	22uF/40V	Elektrolytkondensator	O1	3x2	Omskifter for printmontage
C4	22uF/40V	Elektrolytkondensator	B1	-	Phono bøsnings
C5	10uF/40V	Elektrolytkondensator	B2	-	Phono bøsnings
C6	10uF/40V	Elektrolytkondensator	B3	-	Phono bøsnings
C7	10uF/40V	Elektrolytkondensator	B4	-	Phono bøsnings
C8	10uF/40V	Elektrolytkondensator	B5	9-POL	Print bøsnings
C9	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator	R27	22 k LIN	Skydepotentiometer
C10	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator	R28	22 k LIN	Skydepotentiometer
C11	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator	R29	22 k LIN	Skydepotentiometer
C12	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator	R30	22 k LIN	Skydepotentiometer
C13	2,2uF/63V	Elektrolytkondensator	R31	22 k LIN	Skydepotentiometer
C14	2,2uF/63V	Elektrolytkondensator	R32	22 k LIN	Skydepotentiometer
C15	2,2uF/63V	Elektrolytkondensator	R33	22 k LIN	Skydepotentiometer
C16	2,2uF/63V	Elektrolytkondensator	R34	22 k LIN	Skydepotentiometer
C17	680nF/250V	Polyesterkondensator	R35	22 k LIN	Skydepotentiometer
C18	680nF/250V	Polyesterkondensator	R36	22 k LIN	Skydepotentiometer
C19	330nF/250V	Polyesterkondensator			
C20	330nF/250V	Polyesterkondensator			
C21	150nF/250V	Polyesterkondensator			
C22	150nF/250V	Polyesterkondensator			
C23	100nF/250V	Polyesterkondensator			
C24	100nF/250V	Polyesterkondensator			
C25	47nF/250V	Polyesterkondensator			
C26	47nF/250V	Polyesterkondensator			
C27	22nF/250V	Polyesterkondensator			
C28	22nF/250V	Polyesterkondensator			
C29	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator			
C30	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator			
C31	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator			
C32	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator			
1-6	6-LUS	Ledningsforbindelser			
L1	1500mH	Tonespole 155k			
L2	1500mH	Tonespole 155k			
L3	1500mH	Tonespole 155k			
L4	1500mH	Tonespole 155k			
L5	680mH	Tonespole 684k			
L6	680mH	Tonespole 684k			
L7	330mH	Tonespole 334k			
L8	330mH	Tonespole 334k			
L9	150mH	Tonespole 154k			
L10	150mH	Tonespole 154k			
L11	82mH	Tonespole 823J			
L12	82mH	Tonespole 823J			
L13	47mH	Tonespole 473J			

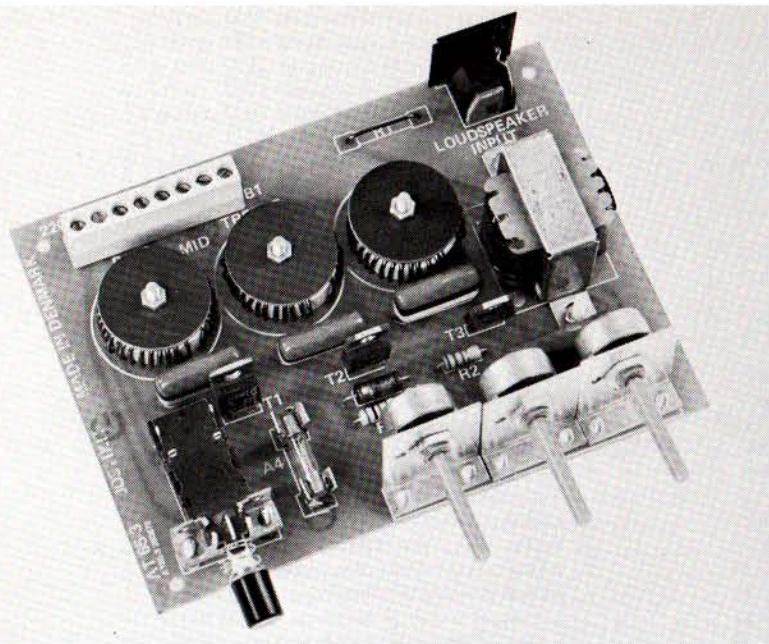


Fig. AT65-3.1.

AT65-3 lysshowet er forsynet med tre runde støjspoler og 3 støjkondensatorer. Der er ingen støjdæmpning i AT65-2. På de tre kontroller indstiller man styrken for bas, mellemtone og diskant.

**BEMÆRK:** Et lysshow bør indbygges forsvarligt og isoleret, således at man ALDRIG kan komme til at berøre spændingsførende og dermed livsfarlige ledninger. Der skal overalt være 6 mm sikkerhedsafstand til metaldele, der kan berøres udvendigt fra. Benyt specialdesignede indbygningskasser til netdrevne apparater.

## AT65-3 3-KANAL LYSSHOW

AT65 hed det første lysshow med tre udgange, som så dagens lys for over 10 år siden. Idag findes helt nyudviklede, bedre typer med navnene AT65-2 og AT65-3.

2'er typen og 3'er typen ligner hinanden meget, men AT65-3 har påbygget de lovplichtige støjfiltre - en ringkernespole og en støjkondensator på hver udgang. Det har AT65-3 ikke.

I forhold til de helt gamle AT65'ere, er der styrkekontrol for bas, mellemtone og diskant. Så kan man altid få de 3 grupper farvede lamper til at blinke tilfredsstillende.

Den gamle type AT65 havde i stedet indstilling af lysstyrken for hver kontrol. Det var utilfredsstillende med hensyn til musikblink virkningen.

De nye AT65-2 og AT65-3 lysshow har derimod ingen kontrol af 0-lysstyrken. Det har andre lignende low-cost lysshow heller ikke, og det er af hen-

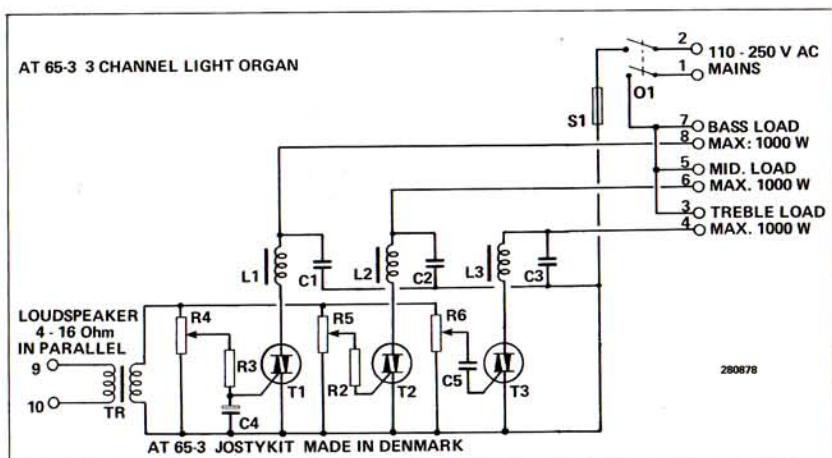


Fig. AT65-3.2.

AT65-3 diagrammet viser, hvor enkelt man »kan» lave et lille velfungerende lysshow. Hjertet i opstillingen er triacerne T1 til T3 og den specielle lysshowtransformator TR1.

syn til prisen. Med 0-lys kontrol kan man indstille til svagt glødelys i baggrunden, og de tilsluttede lamper vil kunne holde længere. Ønsker man et lysshow med denne facilitet, anbefales i stedet konstruktionen AT365 eller AT464.

## DIAGRAMMET

AT65-2 og AT65-3 ligner meget hinanden. Derfor nøjes vi her med at bringe AT65-3 diagrammet med de 3 i Danmark lovplichtige støjfiltre, L1, L2, L3, C1, C2 og C3. Disse komponenter mangler på AT65-2.

Lysshowet styres af højttalersignalet fra en udgangsförstærker eller en radio. Ekstrahøjttalerudtaget sluttet til transformatoren TR. Denne transformator optransformerer fra 8 ohm til ca. 250 ohm. Derved får man en spændingsforøgelse på kvadratrodten af impedansomsætningen, i alt 5,6 gange.

En förstærker, der spiller med moderat stuestyrke giver ca. 1 volt signal ud til højttaleren. Det er 250mW i 4 ohm eller 125mW i 8 ohm. Det signal bliver i lysshowtransformatoren omsat til 5,6 volt.

Denne spænding er nødvendig for at opnå trigning, dvs. tænding af TRIAC'erne, T1 til T3, som igen tænder lyset i de tilsluttede lamper.

Triacer af den benyttede type har en ret lav indre modstand - ca. 250 ohm - og de tænder ved spændinger på 1 til 2 volt. Men triacerne skal have strøm nok til at tænde. Ofte mere end 5-10 mA. Derfor skal man have impedanstilpasning mellem højttalerudgang, tonefiltre og triacerne tænd-gate. Dertil er T412 specielt konstrueret - det er en typisk lysshow transformator.

Lysshowtransformatoren vil normalt give 5-10 volt til de 3 styrkepotentiometre R4, R5 og R6. Denne spænding går til de tre yderst simple tonekredsløb med R3 og C4, med R2 og med C5. R3 og C4 er et RC-led. Det slip-

per kun de lave toner under 300 Hz igennem til triacen T1. Det er til den røde baslampe.

R2 går til mellemtonen. I virkeligheden går alle toner ind her, og man bør reelt kalde dette et fuldtonekredsløb. Der er altså her lidt snyd med, - selv om man ikke kan sige, at kredsløbets funktion bliver væsentligt forringet. Men det er billigere!

Diskanten filtreres ved et CR-led med C5 og den indre modstand i triacen. Triacens gatemodstand er på ca. 250 ohm, og kondensatoren er på 1uF. Filteret vil derfor begynde at overføre signaler ved 636 Hz.

Støjfiltrene i AT65-3 består af spoler og kondensatorer over udgangen på triacerne. Filtrene er beregnet til at fjerne ulovlig radiostøj i området fra 150 kHz op til ca. 30 MHz.

Helt vil støjen dog ikke kunne fjernes. Det ville kræve meget store og dyre filtre. Men støjen er dæmpet så meget, at den f.eks. ikke vil forstyrre naboens mellembølgemodtagelse. Modtagelse af mellembølge eller langbølge på samme stikkontakt som lysshownet er ikke mulig. Dertil er filteret for svagt, selv om det opfylder lovens betingelser for dæmpning af radiostøj.

Støjfiltere er nødvendige i alle TRIAC-opstillinger, hvor man skal kunne ændre lysstyrken kontinuerligt eller med et tilfældigt tonesignal. I lysshownet AT474 eller AT368, tænder man triacerne, når vekselspændingen nær nul - det sker 100 gange i sekundet. Så opstår der ikke støj og man kan undlade LC-filtre.

Støjen i andre regulatorer og lysshownet opstår *kun* når en triac tænder med spænding over belastningen. Dvs. når spændingen i positiv eller negativ retning er over ca. 5 volt ved belastninger under 6 amper.

## TILSLUTNING

Et lysshownet beregnet for tilslutning til en forstærkers højttalerudgang SKAL ALTID FORBINDES MED OMTANKE.

Det sker alt for ofte, at mindre kyndige tilslutter et lysshownet direkte over højttalerledningerne uden omtanke for de følger, det kan få i uhedlige tilfælde.

En forstærker er normalt konstrueret til en *laveste* tilladelig højttalerbelastning. Denne belastning er som oftest 4 ohm. Belaster man hårdere, vil selv kostbare forstærkere brænde itu i udgangsdelen. Specielt disse reparations kan være meget dyre.

Derfor skal man altid undersøge, hvor lav en belastning man sætter til sin forstærker. Et lysshownet som AT65 repræsenterer i sig selv en belastningsimpedans på 4-5 ohm (den kan ikke måles med et ohmmeter, fordi det måler med jævnspænding - ved jævnspænding måler et ohmmeter kun kobbermodstanden i transformatoren, og den skal altid helst være 10-100 gange mindre end impedansen).

Udgangsforstærkere som tilsluttet AT65 bør *altid* forbindes i serie til højttaleren, hvis man har kortsluttet serieindgangsmodstanden på AT65 printpladen (R1 på AT65-3 printpladen - ikke vist i diagrammet / lus A på AT65-2 printet).

Det giver den største lysshownets følsomhed og den mindste fare for afbrænding af forstærkeren. Ved forstærkere med højttaleromskifter og den typiske mærkning A, B og A+B, vil et lysshownet tilkoblet forstærkerens B udgang

normalt blive tilkoblet i serie med A udgangens højttalere, når man sætter omeskifteren i stilling A+B. Er man ikke sikker på, at forstærkeren arbejder således, må forhandleren kontaktes.

Men et lysshownet kan også sættes i parallel med en tilsluttet højttaler. Det er man nødt til at gøre, hvis forstærkeren ikke har ekstra højttalerudgang. Så må man sikre sig, at forstærkeren ikke belastes med en for lav impedans. Hvis man har tilsluttet et sæt 8 ohms højttalere, og forstærkeren kan tåle 4 ohm, må formodstanden til lysshownet være 4 ohm. Så belastes forstærkeren med alt det, den tåler. Har man 4 ohms højttalere på forstærkeren, er problemet større. Så går det ikke at sætte lysshownet direkte til, - heller ikke over en ekstra 4 ohm's modstand. Hvis man kan tillade sig at sænke belastningsimpedansen en lille smule, og det kan man normalt godt, vil en formodstand på f.eks. 15 ohm være passende. Den resulterende højttalerimpedans bliver da 3,3 ohm.

Det vil gå lidt ud over lysshownets følsomhed, men man er på den sikre side med forstærkerens liv.

Spiller man normalt meget højt, anbefales det at montere en endnu større formodstand på 27 ohm, 47 ohm eller 68 ohm. Det er ved effekter på 30, 50 og 100 watt »disco-musik». Modstandene skal altid være 5 watt typer, der kan tåle effekt fra forstærkeren.

Med de nævnte store formodstande til lysshownet ikke længere kunne blinke for stuestyrke.

## TEKNISKE DATA

Tekniske data for lysshownet er vanskelige at opgive på en ærlig måde. Sælgere og smarte reklamefolk vil helst opgive superoptimistiske tal for belastningseffekten - den kan tåle såaaaa mange watt'er, - og teknikere vil kunne påvise et langt mindre tal.

Dette sammenholdt med at mange efterhånden laver lysshownet, har skabt en del inflation om watt begrebet for lysshownet.

Man kan ikke helt afvise, at et lysshownet tåler flere watt, når det belastes med musik, og lysshownet vel at mærke indstilles til at blinke jævt - dvs. med 50% lys efter en bred tidsskala. Så vil belastningsopgivelserne kunne øges til det dobbelte. Men hvis man så tilslutter lamper til denne effekt og skruer op, så alle lamperne er tændt næsten hele tiden, vil triacerne overbelastes.

Benytter man samtidig glødelamper med lav kold-modstand - og det er ganske normalt, at en lampe har 2-3 gange lavere kold-modstand og dermed 4-9 gange større starteffekt - kan man komme noget så grusomt i klemme. Lysshownet kan da brænde både triacer, printbanet og sikring på få sekunder.

En rettesnor for effektbegrebet i lysshownet, der er bestykket med plast-triacer i TO220 hus - det med en lille metalfane på - er 2-400 watt pr. kanal, - eller 1-2 amper ved 220 volt vekselspænding. Er der indskudt andre komponenter før triacerne, må man se på om de tåler den maximale belastning, og man bør aldrig tro på større strøm, end den mindste komponent i kredsløbet kan tåle. I AT65-2 og AT65-3 sidder der således en afbryder til 4 amper. Belastningen bør derfor aldrig overstige 4 amper. Vil man være sikker, bør den heller ikke overstige 2 amper. Det fordi den jo tilsluttet glødelamper med højere start/kold effekt.

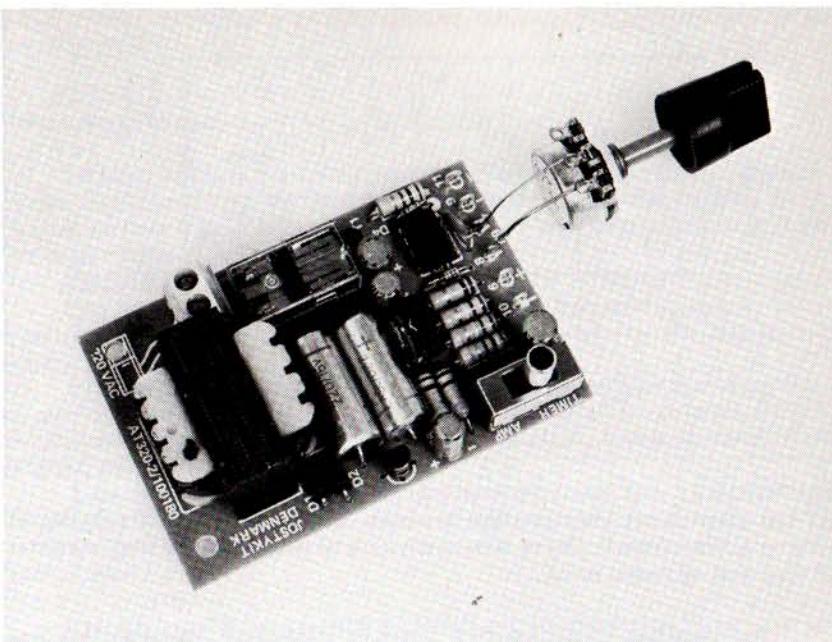
På dette grundlag er det interessant, at AT65-3 data opgives således:

**Data**

Driftsspænding . . . . .	110 - 250 V AC
Strømforgug (uden TRIAC-køling) . . . . .	3 x 2 A
Tilladelig belastningseffekt (med TRIAC-køling) . . . . .	3 x 1320 W
Minimum styrefeffekt . . . . .	0,1 W

**KOMPONENTLISTE**

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	27 Ohm	2 W - 30 W modstand
R2	120 Ohm	1/4 W modstand
R3	100 Ohm	1/4 W modstand
R4	1 kOhm	4 mm potentiometer
R5	1 kOhm	4 mm potentiometer
R6	1 kOhm	4 mm potentiometer
C1	100nF/630V	kondensator - kun AT65-3
C2	100nF/630V	kondensator - kun AT65-3
C3	100nF/630V	kondensator - kun AT65-3
C4	6,8uF/40V	kondensator
C5	1uF/250V	kondensator
L1 - 3	40 uH	støjspole - kun AT65-3
T1 - 3	TRIAC-3	triac
TR	8/250 Ohm	lysshowtransformer

**Fig. AT320.1.**

AT320 er en lille komplet enhed med både forstærker, strømforsyning og relæ til mange styringsformål.

**AT320 ALSIDIG AC/DC REGULATOR**

En opstilling som AT320 kan være meget vanskelig at formålsbeskrive. Den kan så utroligt mange ting, fordi den har både strømforsyning, relæ med relæforstærker, timer og forstærker til jævn- og vekselspændingssignaler samlet på en lille printplade. De mange påtænkte formål beskrives i tilslutningseksemplerne, men 12 eksempler, der vises her, dækker næppe mere end standardopstillingerne. Kun fantasien sætter grænser for formål og koblingseksempler med AT320, - eller her i AE-bogen *pladsen*.

**DIAGRAMMET**

AT320-2 er en lille komplet styring incl. indbygningskasse, netstik, ledning og et antal ekstra suppleringsskomponenter.

Opstillingen indeholder 220 volt strømforsyning med transformator, 12 volt spændingsstabilisator, spændingsdeler til +/- 6 volt med midpunkt, relæ og relæforstærker, samt et forstærkerkredsløb, der kan omstilles til intervaltimer.

Strømforsyningen arbejder direkte på nettet via den lille 9 volt transformator TR1.

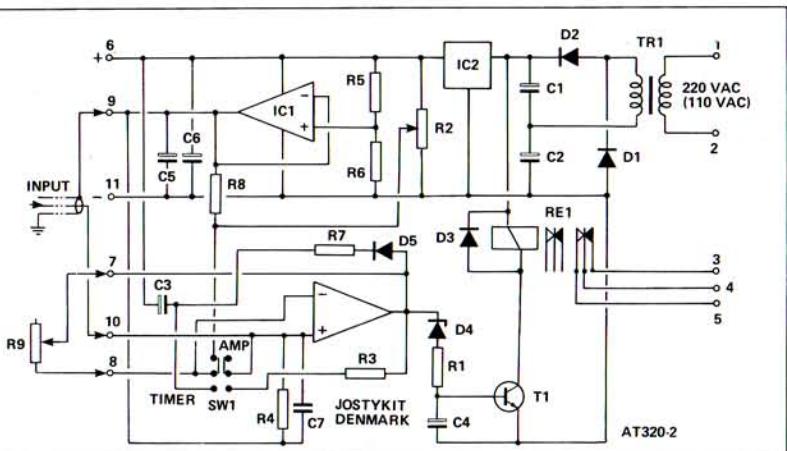


Fig. AT320.2.

AT320 diagrammet viser samtlige kredsløb, der indgår i den lille styring til næsten ethvert formål. Der er strømforsyning til netdrift, spændingsomskætter til +/- 6 volt og meget mere.

Da opstillingen skal have 12 volt helt stabiliseret spænding, benyttes dioderne D1 og D2, samt kondensatorerne C1 og C2 som både spændingsdoble og ensretterkredsløb.

Derved får 12 volt spændingsregulatorkredsen IC2 cirka 18 - 20 volt at arbejde med på indgangen.

Når relæet RE1 slutter, vil det bruge så meget strøm, at spændingen til regulatorkredsen synker til 14 - 15 volt. Det kan IC2 regulatoren dog også kompensere for.

Med de mange koblingsmuligheder, der er for styreforstærkeren, har det været mest praktisk at have en symmetrisk +/- spænding til rådighed. Derfor benyttes den ene halvdel af IC1, samt de to ens modstande R5 og R6 til dannelse af et kunstigt midtpunkt, som er opstillingens STEL ELLER NUL. Forbindelsen er ført ud til loddeøje 9. På loddeøje 6 kan man nu måle + 6 volt og på loddeøje 11 kan man måle - 6 volt.

Relæet benyttes til styring af klokker, sirener og elektriske lamper. Det ene sæt kontakter er ført ud til loddeøjnene 3, 4 og 5. Det andet sæt kan også benyttes, men det er ikke ført ud til loddeøjnene.

Relæet trækkes med 50 - 60 mA af transistoren T1. Transistoren styres på basis gennem en zener diode på 6,2 volt - D4 - og modstanden R1. Zenerdiogen virker som signalensretter, fordi operationsforstærkerens midtpunkt altid er stabiliseret til + 6 volt over minusledningen. Transistoren T1 styres netop i forhold til minusledningen. Uden en zener diode ville T1 transistoren altid have trukket relæet. Kondensatoren C4 udgletter de pulserende jævnspændingssignaler fra D4 og R1. R1 og C4 udgør en passende tidskonstant for relæet og R1's størrelse er valgt, så der kommer strøm nok til at trække transistor og dermed relæ.

Hjertet i AT320-2 er den ene halvdel af IC1 ved SW1 omskifteren. Det er en selvstændig operationsforstærker. Den kan forstærke signaler op til

1.000 gange eller fungere som intervaltimer, afhængig af hvorledes man sætter omskifteren SW1.

### Forstærkerkobpling

I stilling AMP. virker operationsforstærkeren som forstærker. Forstærkningen bestemmes som forholdet mellem modstandene R9 og R8. R9 er variabel mellem 0 og 1 MΩ og R8 er på 1 kΩ. Operationsforstærkeren kan derfor justeres mellem 1 til 1.000 gange.

Modkoblingen går fra forstærkerens udgang til - indgangen (inverting).

Plus indgangen tilføres indgangssignalet. Da hele opstillingen er jævnstrømskoblet, vil AT320-2 kunne arbejde med både jævn- og vekselspændings-signaler på indgangen.

Typiske jævnspændingssignaler kan komme fra variable spændingsdeler med fotomodstande, fototransistorer eller temperaturmodstande (NTC). Vekselspændingssignaler kan komme fra brumfølere, tonegeneratorer eller andre signalkilder.

I de mange forskellige anvendelseseksempler vises det, hvorledes man indkabler følgere.

### Intervaltimer

Hvis SW1 omskiftes til stilling TIMER, vil forbindelserne til operationsforstærkeren flyttes, således at man får en selvsvingende oscillator.

Den positive tilbagekobling med R3 og R4 får operationsforstærkeren til at fungere som niveaudetektor - ganske som en SCHMITT-TRIGGER. Positiv tilbagekobling går fra operationsforstærkerens udgang til + indgangen (non inverting).

Inverting indgangen tilsluttes en op- og afladekondensator C3.

Kondensatoren lades op gennem D5 og R7 og den lades af gennem det udvendige justerbare potentiometer R9.

Forholdet mellem R3 og R4 bestemmer, afhængig af forsyningsspændingen, ved hvilken C3-spænding, der skiftes fra opladning til afladning. Da R3 og R4 er lige store, vil skiftepunkterne ligge på plus/minus halvdelen af hver forsyningsspændingsgren - altså +/- 3 volt - halvdelen af +/- 6 volt.

Hvis D5 fjernes fra opstillingen vil op- og afladningen alene ske gennem potentiometret R9. Derfor vil pause og impulsstid i dette tilfælde være lige lang.

### Offsetregulering

En operationsforstærker er behæftet med en såkaldt "offsetfejl", som viser sig, når man udnytter den store forstærkning.

Fejlen viser sig, når man med stor indstillet forstærkning får relæet til at slutte, - selv om indgangen er kortsluttet fra loddeøje 9 til 10.

Fejlen udkompenseres ved at justere på trimmepotentiometeret R2 med kortsluttet indgang, således at reætet lige netop ikke slutter.

Normalt står R2 i midterstilling og man behøver kun at justere ved store forstærkningsindstillinger.

**Brum**

AT320-2 er meget følsom og har stor indgangsmodstand. Det er en fordel i de fleste opstillinger, men hvis man ikke tilslutter noget indgangssignal, kan blot omgivelsernes brum få relæet til at trække. Man kontrollerer for brum ved at sætte en finger på indgangens loddeøje 10. Relæet skal da kunne slutte, hvis R9 er indstillet i midten.

**TILSLUTNING**

AT320-2 er et af de mest universelt anvendelige byggesæt til styring og regulering.

Sættet indeholder forstærker, tidsrelæ, stabiliseret strømforsyning, relæforstærker og transformator for direkte netdrift ved 220 volt AC.

AT320-2 er derfor en fuldkommen komplet opstilling - lige til at sætte i stikkontakten.

Men da AT320-2 er til netdrift, er den samtidig **LIVSFARLIG AT BRUGE OG BERØRE**, hvis den ikke er forsvarligt indbygget og samlet. Der skal på det kraftigste advares mod samling og tilslutning af mindreårige eller ukyndige, ligesom det skal pointeres, at elektrisk materiel, man samler, kun må benyttes personligt jfr. "Stærkstrømsreglementet af 1962."

Afhængig af anvendelsesksemplerne på de følgende sider, tilkobles eksterne komponenter for lyd-lys- og temperaturstyring, samt de nødvendige apparater til relæudgangen på loddejnene 3, 4 og 5.

AT320-2 relæet er forsynet med to sæt kontakter. Kun det ene sæt er ført ud. Hvis det ønskes, kan man også benytte det andet sæt, men ledningerne må da tilsluttes direkte under printpladen. Pas på 220 volt forbindelserne til transformatoren - udtag ALTID netstikket før nogen form for indgreb i opstillingen.

**Fotocellestyring**

Fotocellestyring benyttes, hvis man vil have en klokke, lampe eller motor til at arbejde under påvirkning af lys.

Forbind AT320-2 som på illustrationen fig. AT320.3.

Stil omskifteren SW1 i stilling AMP og stil trimmepotentiometeret R2 i midterstilling.

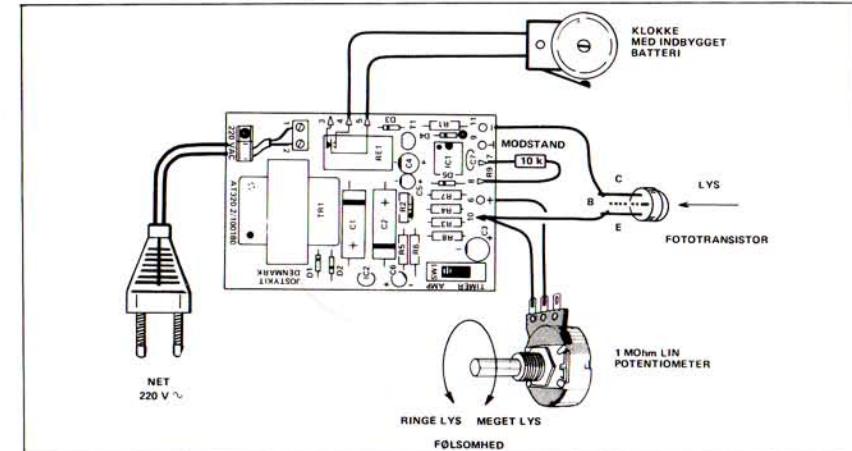
Den fotofølsomme darlingtontransistor har 3 ben: Kollektor, Emitter og Basis. Basis midterbenet benyttes ikke. Klip det derfor af.

De to andre ben forbides derefter med Kollektor til loddeøje 10 (indgang) og Emitter til loddeøje 11 (minus).

Fra loddeøje 7 til 8 forbides en modstand på 10 kOhm.

Potentiometeret på 1 MOhm monteres som variabel modstand mellem loddeøje 6 (midterben) og loddeøje 10 (det ene yderben).

Man kan nu på potentiometeret justere ved hvilken lysstyrke relæet skal slutte og slippe.



**Fig. AT320.3. Fotocellestyring**

Fototransistoren kan med fordel indbygges i et lystæt rør med en smal åbning i den ene ende. Derved opnås en fin retningsfølsomhed.

Hvis AT320-2 benyttes i et system som fotocelle dørklokke, anbringes en glødelampe et par meter fra fototransistoren. Når strålerne fra lampe til fototransistor brydes, vil relæet trække. Relæudgangen kan direkte tilsluttes en klokke med indbygget batteri eller strømforsyning. Strømforsyningen på AT320-2 kan IKKE forsyne klokken med strøm.

**Fotocellestyring til netdrift**

Hvis man ønsker at tænde belysning, når det mørkner, og belysningen er netdrevne lamper, skal man sikre anlægget imod den farlige netspænding.

Det gøres ved at indkoble en AT469 DC-STYRET VEKSELSTRØMSREGULATOR.

Med dette sæt har man yderligere den fordel, at man kan opnå en "blød" overgang, når lyskilden skal tændes og slukkes.

Dette vises på fig. AT320.4.

Elektrolytkondensatoren indsættes først, når man HAR justeret lyskontrol styrepotentiometeret på AT469 til maximum lys, når AT320-2 har tændt den.

Elektrolytkondensatorens størrelse bestemmer hastigheden, hvormed der skal reguleres op og ned for lyset. En kondensator på 1000uF/ 16volt vil give omkring et minut.

**Temperaturstyring af loddekolbe**

Denne opstilling kan styre temperaturen for en loddekolbe eller andre former for varmegivere - i området OVER 150°C.

Opstillingens føler er et såkaldt ferro-konstantan element. Føleren kan

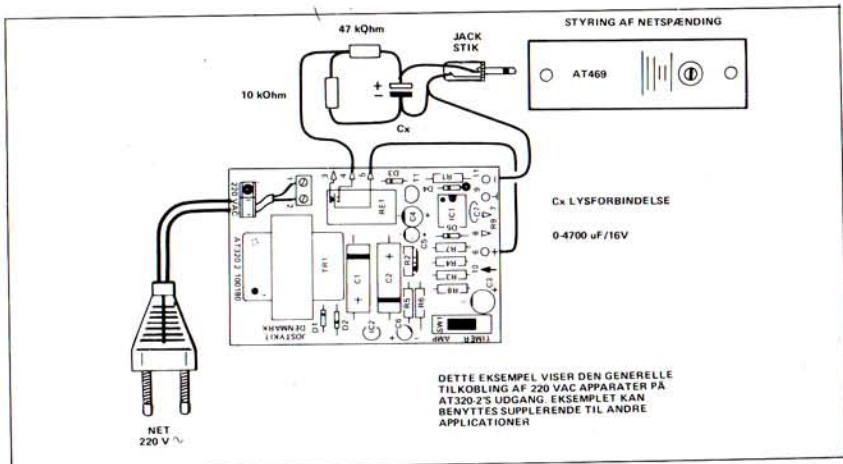


Fig. AT320.4. Fotocellestyring til netdrift

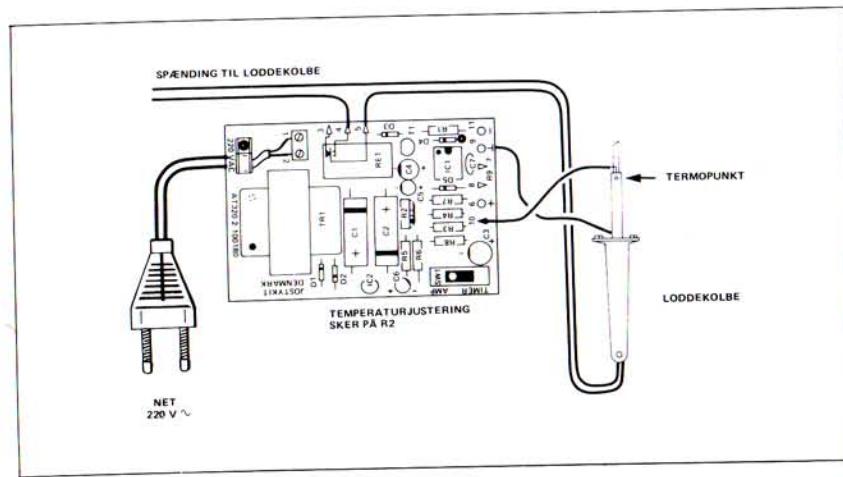


Fig. AT320.5. Temperaturstyring af loddekolbe

man selv lave med konstantranråd fra en oprullet effektmodstand. Tråden spændes eller svejses til varmelegemets spids. For at opnå en god regulering anbefales en effekt fra loddekolben på over 40 watt. Så er der noget effekt i overskud til at regulere ned af.

Ferro-konstantan elementet afgiver mellem 0 og 10 mV i området op til 350°C. Spændingen afhænger af fastgørelsesformen. En svejsning giver op til ca. 10 mV ved 350°C, og en simpel skruefastspænding giver ca. 4 mV ved 350°C.

I denne opstilling tilslutter man ikke noget følsomhedspotentiometer.

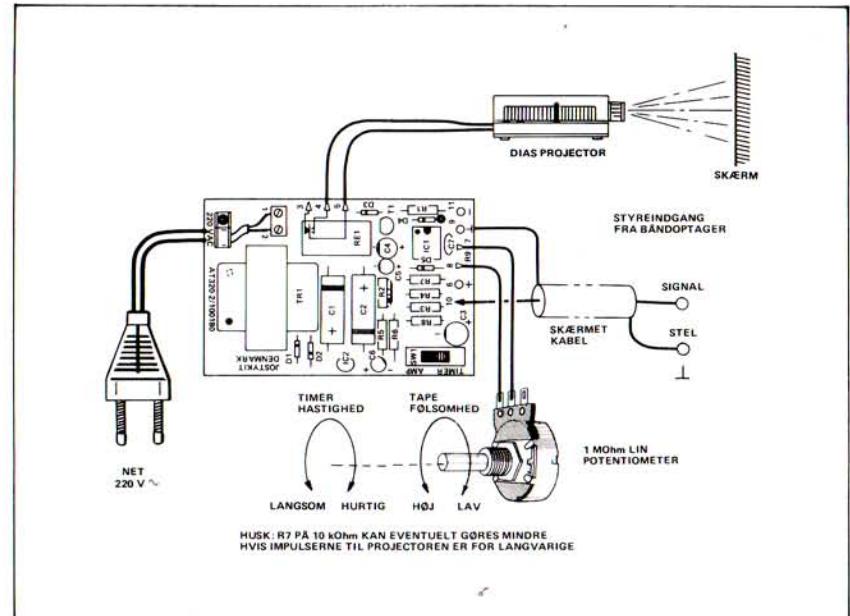


Fig. AT320.6. Dias projector styring/timer

Trimmepotentiometeret på printpladen R2 (offset), justeres således, at relæet ikke trækker før den ønskede temperatur nås.

Trykomskifteren skal stå i forstærkerstilling - d.v.s. AMP.

Benyttet effektmodstand oprullet: JOSTYKIT 1 Ohm/2 Watt.

OBS: Relæet RE1 i AT320-2 yder ikke i sig selv den lovbeafaledes sikkerhedsafstand på 6 mm mellem netspændingen og den berørbare del i dette eksempel.

### Dias projector styring

AT320-2 er overordentlig anvendelig til styring af automatiske DIAS-fremvisere. Projectionsapparatet kan styres af enten båndoptager eller af AT320-2's timer.

Timerens impulsforhold er tilpasset de fleste projektorer. Hver impuls har en længde på 1/2-1 sekund. Pausetiden indstilles kontinuerligt med potentiometeret R9 på 1 MOhm. Det monteres på loddeøjnene 7 og 8. Tiden vil da kunne indstilles mellem 1 og 60 sekunder.

Hvis man ønsker samme impuls og pausetid, fjernes dioden D5 på AT320-2 printpladen. Man kan efter ønske forlænge eller forkorte IMPULSTIDEN ved at ændre R7 modstanden. En fordobling giver den dobbelte impulsstid. En halvering af modstandens værdi giver en halveret impulsstid.

Benyt en almindelig DIN-5-POL bønning til signalindgang for båndoptager.

I stilling timer benyttes potentiometeret til pausetidsindstilling og i

omskifterstilling AMP. 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 AT320-2's relæ give impuls til projektoren.

Ved en del projektorer giver en lang impuls "billed retur" og en kort "billed frem". I indspilningen flytter man længe eller kort, og relæet vil da trække et langt eller et kort øjeblik.

### Tyverisikring med brum-føler (sensor)

Dette eksempel viser, hvorledes man kan bygge en følsom bevægelseskontrolleret detektor fig. AT320.7.

Følsomheden kan efter forholdene justeres til bevægelser inden for ca. 10 cm fra følepladen.

Følepladen, der kan være et stykke aluminiumfolie på ca. 25 x 25 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 AT320-2 kan detektore det. Det tilsluttede batteriforsynede alarmsystem starter med at hyle, når relæet trækker som følge af øget brum. Hvis det ønskes, kan man ændre AT320-2, således at relæet HOLDES til, hvis det HAR trukket kortvarigt. Dertil benytter man det ekstra sæt relækontakte, som IKKE er ført ud til loddeøjnene. Den frie sluttek kontakt sættes over transistoren T1's kollektor/emitter. Se illustrationen fig. AT320.7.2.

Omskifteren SW1 skal stå i stilling AMP.

Benyt skærmet kabel til sensorpladen, og forbind den som på diagrammet nedenfor. Kablets skærmstrømpe skal KUN forbindes på AT320-2's loddeøje 9.

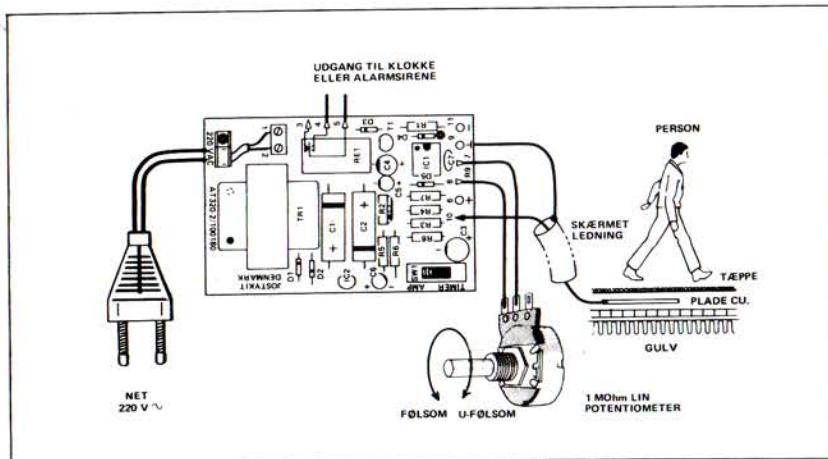


Fig. AT320.7. Tyverisikring med brumføler

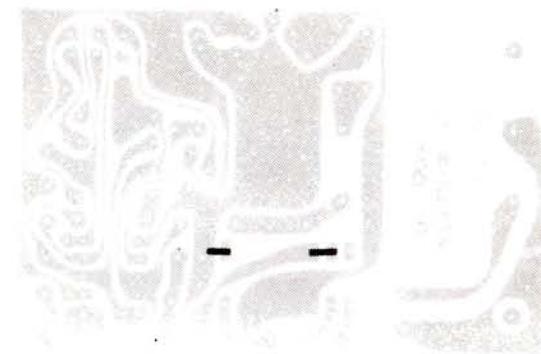


Fig. AT320.7.2. Forlængelse af holdetid

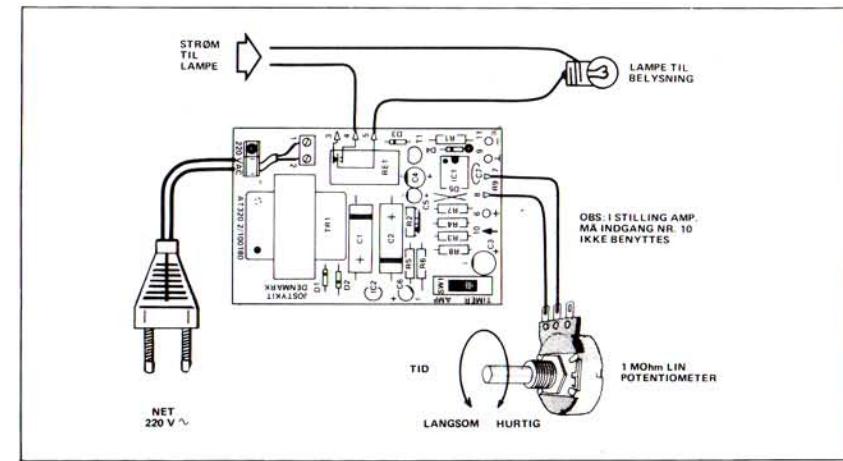


Fig. AT320.8. Blinker til butiksbrug

### 220 V blinker til butiksbrug og dekoration

AT320-2 kan benyttes som blinker til dekorationsbrug. 220 volt lamper KAN tilsluttes relækontakte direkte, men relæet har ikke den lovbfalede sikkerhedsafstand mellem kontaktsæt og relæspole (6 mm). Derfor anbefales det til professionelt brug at indskyde en AT469 DC-STYRET VEKSELSTRØMSREGULATOR. Fig. AT320.8. viser tilslutning til lavvoltanlæg og fig. AT320.4. viser tilslutning til netforsyningen via AT469.

Printomskifteren SW1 skal stå i stilling TIMER. Dioden D5 bør fjernes, således at lys og mørke intervalerne er lige lange.

Blinkhastigheden kan indstilles på R9 (til loddeøjnene 7 og 8) i et bredt område til mere end 1 minut.

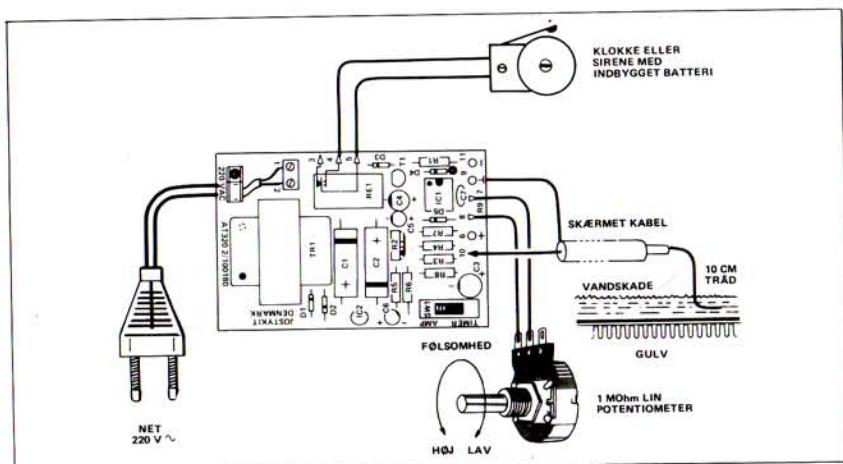


Fig. AT320.9. Oversvømmelsesalarm

**Vandalarm for 220 V**

Trænger der vand ind i et sjældent benyttet rum, kan man opdage det før sent - når skaden måske allerede er sket. En vaskemaskine eller en opvarmekemaskine kan være fejbehæftet, og er man uagt som, kan sådan en maskine i løbet af forbløffende kort tid gøre stor skade.

AT320-2 kan alarmere, før skaden er blevet for stor.

På tegningen fig. AT320.9. vises, hvorledes vandet skaber brumforbindelse til AT320-2's følsomme indgang.

Følsomheden indstilles så højt som muligt, uden at relæet trækker. SW1 omskifteren skal stå i stilling AMP.

**EN "VÅD" ELLER FUGTIG AT320-2 KAN VÆRE FARLIG!**

Indbyg den derfor altid forsvarligt i en tæt og isoleret kasse og anbring den et tørt sted.

Hvis der er langt mellem AT320-2 og målepunktet benyttes skærmet ledning. Skærmen skal gå til loddeøje 9 og underlederen til loddeøje 10. Ved målepunktet bør den skærmede lednings midterledning ikke frigøres mere end højt nødvendigt.

**Lyd alarm**

Denne opstilling er en lyd alarm. Lyden opfanges af mikrofonen. Ved et bestemt lydniveau vil relæet klappe.

Når en klokke eller f.eks. en JK09 eller en JK11 siren begynder at lyde vil samme lyd HOLDE relæet sluttet indtil strømmen til AT320-2 afbrydes.

Tegningen fig. AT320.10 viser, hvorledes man forbinder mikrofon, en modstand på 2,2 kOhm og en kondensator på 2,2μF/35V tantal. SW1 omskifteren skal stå i stilling AMP. Offset potentiometeret R2 drejes helt over mod SW1 og tilbage mod midten til man lige netop finder den stilling, hvor relæet IKKE slutter. Relæet kommer let til at "klapre" under justeringen, så ind imellem justeringerne må netspændingen afbrydes.

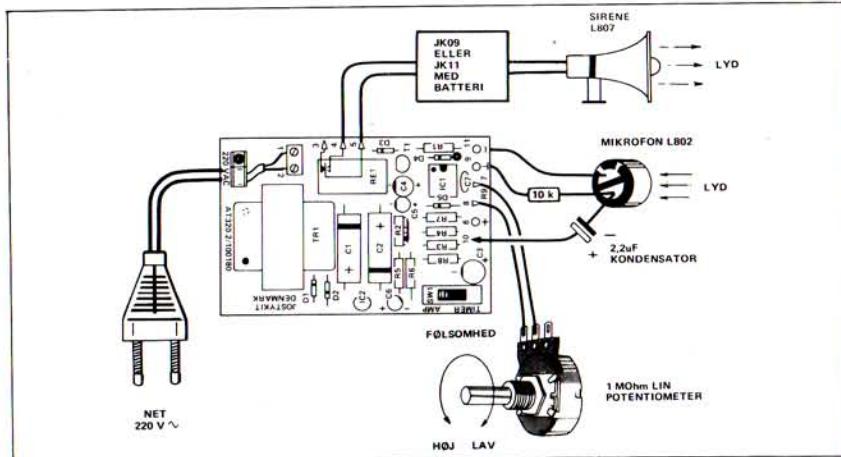


Fig. AT320.10. Lyd alarm

Relæet kan bringes til at HOLDE efter første lydimpuls på samme måde som i fig. AT320.7.2.

Alarmen nulstilles ved at bryde netspændingen i 10 sekunder.

**Touch eller berøringskontakt**

Ønsker man at kunne tænde elektriske lamper eller motorer, blot ved berøring eller brum fra en hånd, som nærmer sig, kan også dette gøres med en AT320-2.

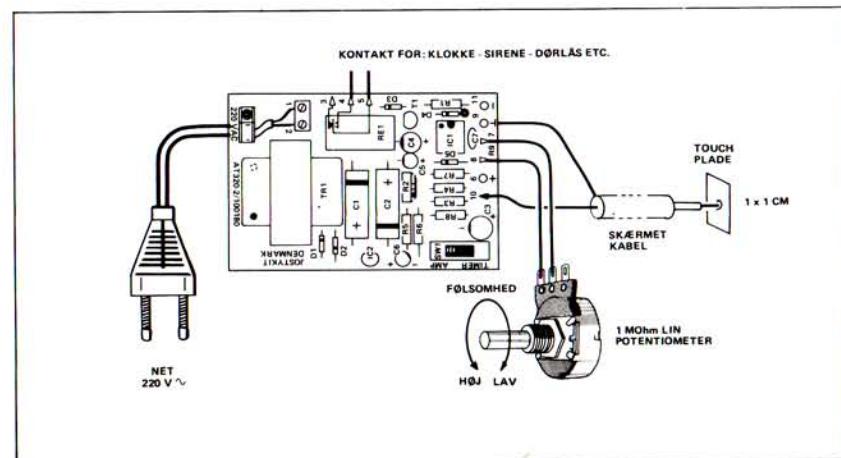


Fig. AT320.11. Touch eller berøringskontakt

Dette eksempel minder meget om eksempel 4.

Hvis man benytter en lille flade, må den berøres for at skabe kontakt. Såfremt fladen er større, er direkte berøring overflodig. Husk blot på, at man må benytte skærmet kabel mellem sensorflade og AT320-2, hvis afstanden er over 10 cm.

SW1 omskifteren skal stå i stilling AMP.

Relæet kan bringes til at HOLDE ved første berøring på samme måde som i eksempel AT320.7.2.

### Fotofølsom detektor med CdS celle

I anvendelseseksempel AT320.3. vistes det, hvorledes man kunne benytte en fototransistor til lysdetektering. Om det ønskes, kan det lade sig gøre at benytte en LDR modstand til lys-detektering. Tegningen fig. AT320.12. viser, hvorledes man indkobler en LDR fotofølsom modstand og et 1 MOhm potentiometer.

Lamper eller signalgivere tilkobles relæudgangen loddeøje 4 og 5 på samme måde som i eksempel AT320.3. og AT320.4.

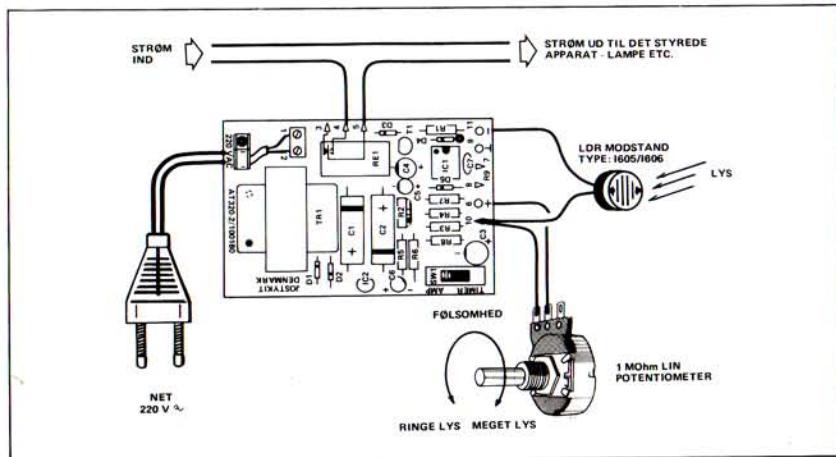


Fig. AT320.12. Fotofølsom detektor med CdS celle

### Varmeregulering i boligen/dyb fryseren

Eksempel AT320.5. viste, hvorledes man kunne regulere høje temperaturer.

Hvis man ønsker at regulere ved stuetemperatur, må man anskaffe en I604 NTC-modstand og forbinde den som vist i eksempel AT320.13, sammen med 1 MOhm potentiometeret, hvorpå man indstiller temperaturniveauet.

Lamper eller signalgivere tilkobles på samme måde som i eksempel AT320.3. og AT320.4.

Samme opstilling benyttes, hvis man vil have alarm, hvis dybfryseren

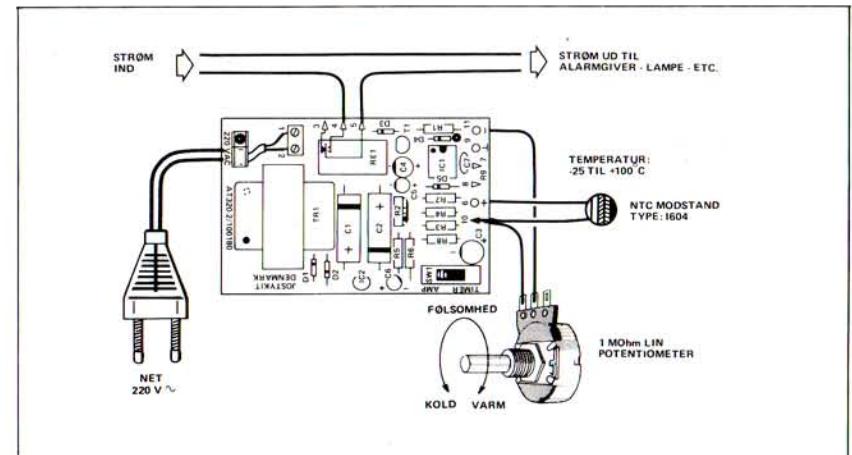


Fig. AT320.13. Varmeregulering i boligen/dyb fryseren

ikke kan holde temperaturen. NTC-modstanden placeres da nede i selve fryseren.

### Løgnedetektor

En løgnedetektor er et gammelkendt instrument. Det kan ved måling af hudmodstanden give en indikation af en testpersons emotionelle ændringer.

Spørges personen om ubehagelige emner, vil svedafsondringen straks stige. Det kan måles med et følsomt ohm-meter.

Målingen kan foretages med AT320-2, et tilkoblet måleinstrument og to ekstra modstande som i fig. AT320.14.

Det er vigtigt, at måleelektroderne spændes til under jævnt tryk om testpersonens arme. Den mindste trykændring vil nemlig forårsage kraftige udsving på instrumentet.

### Vandingsautomat

I drivhuse og beplantninger, hvor jordfugtigheden skal holdes konstant, er det også muligt at benytte AT320-2. Man må samtidig anskaffe en lille vekselsstrømsgenerator type MI360.

Fugtigheden måles ved at sætte to elektroder på 10 - 30 cm i jorden med en afstand på ca. 10 cm.

Elektroderne får en ganske svag VÆKSELSPÆNDING fra MI360 generatoren. Når fugtigheden stiger vil elektroderne kortslutte vekselspændingen, og relæet på AT320-2 vil falde fra.

Når fugtigheden falder, vil der komme mere vekselspændingssignal til AT320-2 og relæet trækker. Relæet kan trække en klokke eller en magnetventil til vandingsanlægget.

Årsagen til at man SKAL måle med en vekselspænding er at elektroderne med jævnspænding meget hurtigt vil ødelægges ved electrolyse. SW1

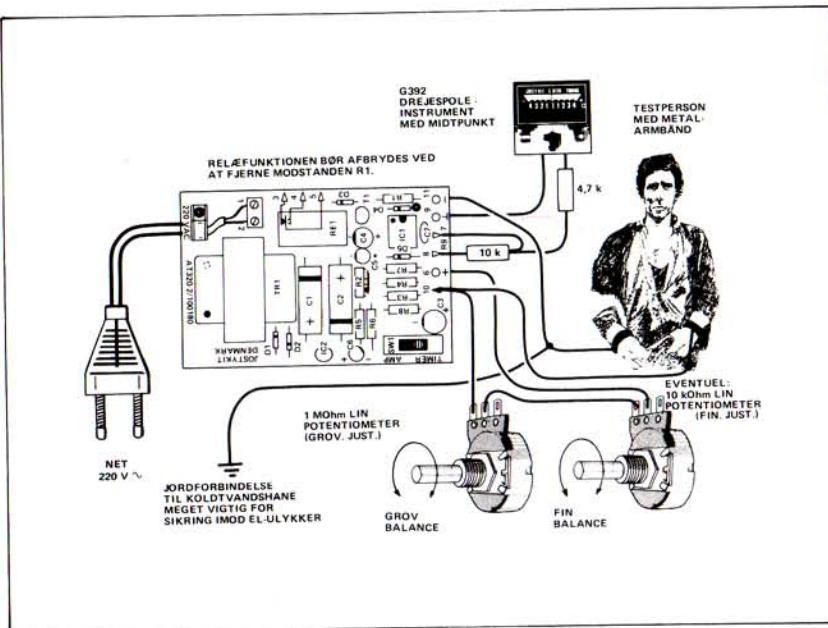


Fig. AT320.14. Løgnedetektor

omskifteren på AT320-2 skal stå i stilling AMP. De nødvendige komponenter er angivet på fig. AT320.15.

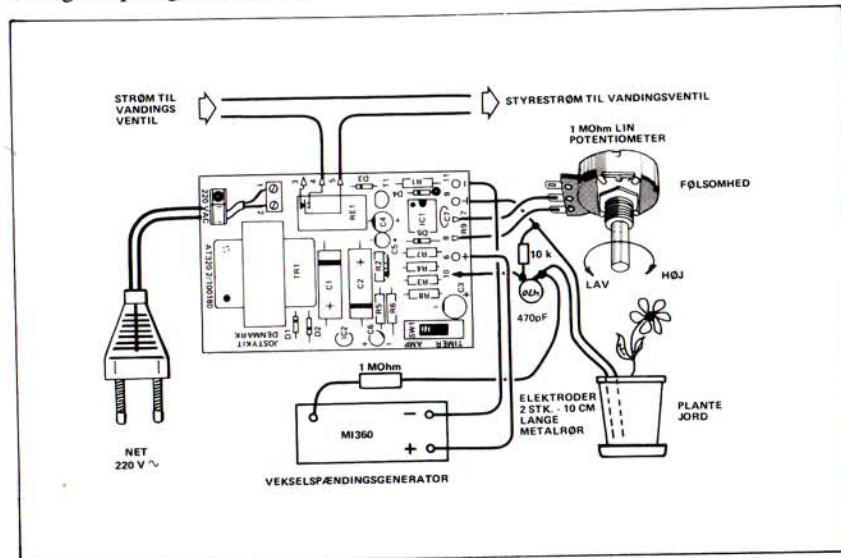


Fig. AT320.15. Fugtighedsmåler og regulering til automatisk vanding.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	220-250 V AC
Effektforbrug . . . . .	2W
Relæudgang . . . . .	3 A
Intervaltimer . . . . .	min. 1 minut
AC-følsomhed . . . . .	5mV - 500mV
DC-følsomhed . . . . .	0,5mV - 500mV
Indgangsimpedans . . . . .	220 kOhm//1nF

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
1-2	2-POL	skruebøsningslødøjne
3-11	-	loddeøjne
R1	1 kOhm	1/4 W modstand
R3	220 kOhm	1/4 W-modstand
R4	220 kOhm	1/4 W modstand
R5	10 kOhm	1/4 W modstand
R6	10 kOhm	1/4 W modstand
R7	10 kOhm	1/4 W modstand
R8	1 kOhm	1/4 W modstand
D1	1N4005	1 ampere silicium diode
D2	1N4005	1 ampere silicium diode
D3	1N4148	50 mA silicium diode
D4	ZPD6,2	6,2 volt zener diode
D5	1N4148	50 mA silicium diode
R2	1 MOhm	trimmepotentiometer
IC1	CA3240 el. TL082 el. LM358	
IC2	78L12	12 volt spændingsregulator
T1	BC547	NPN transistor
C1	220uF/16V	elektrolytkondensator
C2	220uF/16V	elektrolytkondensator
C3	47uF/10V	elektrolytkondensator
C4	47uF/10V	elektrolytkondensator
C5	4,7uF/40V	elektrolytkondensator
C6	4,7uF/40V	elektrolytkondensator
C7	1nF/125V	keramisk skivekondensator
RE1	HB2-DC12V	dobbelt relæ, 12 volt
TR1	-	12 volt transformator
SW1	-	omskifter for printmontage

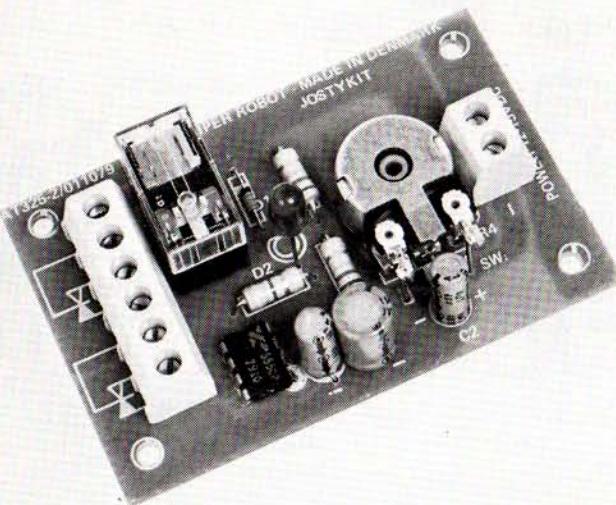


Fig. AT325.1.

AT325 er en ganske enkel opstilling med en drejeknap for indstilling af tiden og en lysdiode-lampe, som lyser i pausetiden. Så kan man altid se, at robotten er igang.

## AT325 VISKERROBOT - ELEKTRONISK IMPULSGIVER

En viskerrobot er en elektrisk impulsgiver, som kan monteres i bilens elektriske anlæg til vinduesviskerne. Viskerrobotten giver med jævne indstillelige mellemrum en kort impuls til et relæ. Kontakterne på relæet overtager den manuelle aktivering af viskerkontakten. Derved kan man benytte viskerne i støvregn uden at de kører tør på ruden. Og man behøver ikke at betjene viskerkontakten manuelt.

Viskerrobotten kan også benyttes i andre elektriske anlæg som elektrisk impulsgiver. F.eks. er den fin til automatisk DIAS-PROJECTERING, og man kan benytte den som ulykkesblinker.

Opstillingen AT325 er i sig selv ganske enkel. Men der bør advares kraftigt mod installation, hvis installatøren har ringe kendskab til bilens diagram. Det er nemt at bygge AT325, men meget sværere at finde de rigtige ledninger i bilen. Forbindes den forkert til viskerkontakten, kan man komme til at kortslutte bilens akkumulator. Der vil sjældent ske noget med akkumulatoren, men ledningsanlægget og lederne på AT325 printpladen vil øjeblikkeligt brænde itu. En bilakkumulator kan levere kortslutningsstrømme på mere end 100 ampere - 10 gange højere strøm end det sædvanlige ledningsnet kan klare.

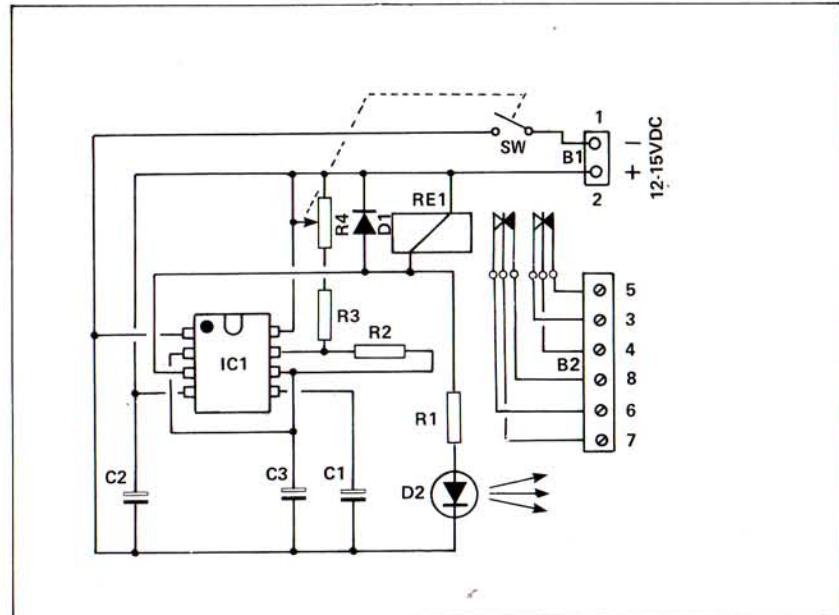


Fig. AT325.2.  
Skoleeksempel på hvorledes man benytter timer IC'en 555.

### DIAGRAMMET

AT325 diagrammet er meget enkelt. Konstruktionen er opbygget omkring en 555 timer IC-kreds. Den indeholder alle nødvendige styringer og en udgangsforstærker, der direkte kan trække et relæ.

Pausetiden bestemmes af serieforbindelsen af modstandene R4, R3 og R2 til kondensatoren C3. Impulstiden bestemmes alene af modstanden R2 til C3.

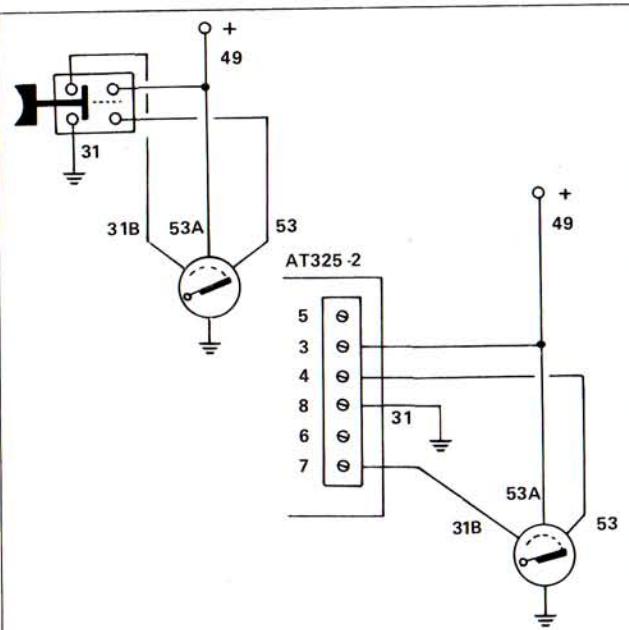
Tiden for impuls kan derfor udregnes efter formlen:

$$t_i = 0,7 \cdot R2 \cdot C3$$

og tiden for pause kan udregnes efter:

$$t_p = 0,7 \cdot (R2 + R3 + R4) \cdot C3$$

Kondensatoren C2 er anbragt i kredsløbet for at afkoble for støj over forsyningsspændingen. C1 er også en stojkondensator, men den afkabler et kredsløb i IC'ens referencekredsløb for skifteniveauer. Se evt. specialdatablade over 555-kredsens opbygning og data.



**Fig. AT325.3.**  
Standardforbindelser til tyske vogne mærket med standard lednings nummerering.

## TILSLUTNING

Vi giver her tre koblingseksempler med AT325 som timer. Eksemplerne refererer alle til 12 volt forsyningsspænding. I biler bruges kredsløbet til 12V/minus til stel.

### KOBLINGSMULIGHED 1.

### VISKERROBOT

AT325 kan benyttes som pausegiver eller viskerrobot i biler, men på grund af det ganske utroligt store antal forskellige viskermotorer, er det ikke muligt at angive ledningsdiagrammer for hvorledes AT325 skal tilsluttes i enhver bil.

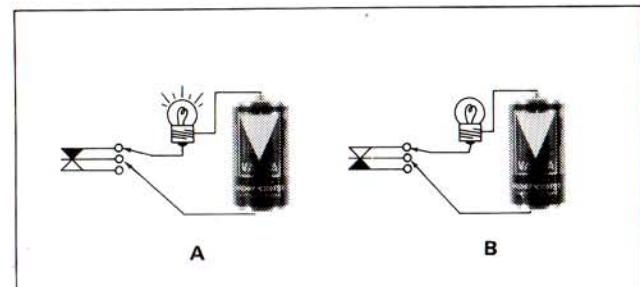
Man må selv sætte sig ind i, hvorledes viskermotoren er forbundet og virker i forhold til viskerkontakten.

En undtagelse for denne regel er dog flertallet af tyske biler, der ofte er forbundet, som på fig. AT325.3.

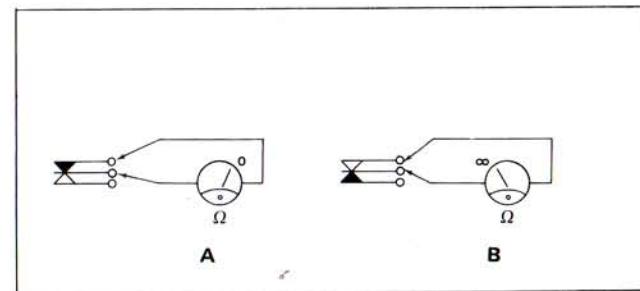
Forbindelsesproceduren kan foretages således:

- 1) Forbind plus og minus spænding fra vognens tændingslås og stel til plus og minus på AT325. Minus skal gå til 1 og plus til 2.
- 2) Find ud af hvilke terminaler på bilens viskerkontakt, der sluttet og hvilke der brydes, når kontakten er AKTIVERET og IKKE AKTIVERET. Hvis kontakten kan stilles på to viskerhastigheder, bør man montere AT325 på den hurtige hastighed.

**Fig. AT325.4.**  
Kontrol af forbindelse med lampe og batteri.



**Fig. AT325.5.**  
Kontrol af forbindelse med ohmmeter.



Før man afmonterer de gamle ledninger til viskerkontakten, og flytter dem over til AT325 viskerrobotten, bør man optegne et diagram og mærke ledningerne - så man kan finde tilbage igen.

Den gamle viskerkontakts funktioner findes med et ohmmeter eller en lampekreds.

Man skal nu ERSTATTE den gamle kontakts slutte og brydefunktioner med relækontakte på AT325. Det er meget vigtigt, at man gør dette arbejde HELT rigtigt - ellers kan relæ eller printbanerne på AT325 ødelægges.

### Kontrol med lampekreds

De to illustrationer fig. AT325.4.A/B viser, hvorledes man med en lille glødelampe og et element kan kontrollere om en kontakt er sluttet eller brudt.

En sluttet kontakt eller et relæ vil give lys i lampen.

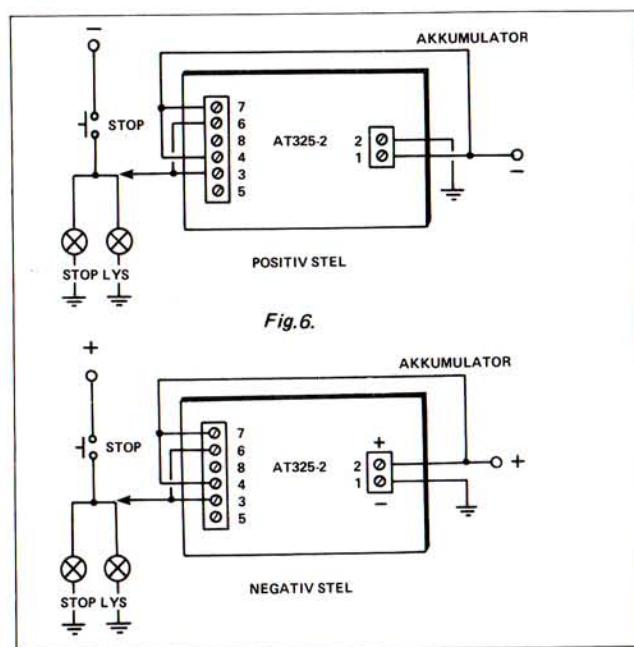
### Kontrol med ohmmeter

Et OHM-meter vil slå ud når kontakten har forbindelse. Når der IKKE er forbindelse, vil ohm-meteret ikke slå ud. Når alle viskerkontakts forbindelser er udmålt, kan man tegne et diagram over kontakten. Det vil normalt ligne diagrammet på fig AT325.5.A/B.

### KOBLINGSMULIGHED 2.

### AUTOMATISK ULYKKESBLINKER

AT325-2 kan også benyttes som ulykkesblinker i 12 volt biler. Tegnini-

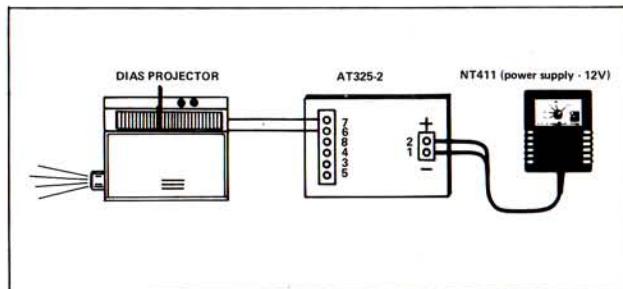


gen fig. AT325.6. viser, hvorledes man indkobler lampe og forsyningsspænding til bilens bremselamper. Da AT325 er med relæudgang, har den ikke nogen forbindelse til forsyningsnettet - hvilket gør denne tilslutning ret problemfri.

### KOBLINGSMULIGHED 3.

### PROJECTORSTYRING

AT325 timeren kan benyttes som automatisk impuls giver for DIAS fremvisere med karruselmagasin. Den kan forsynes med spænding fra en NT411 strømforsyning til terminalerne 1 og 2, eller man kan benytte et batteri på 12 til 15 volt. På grund af det ret lave strømforbrug, kan et batteri give ret mange driftstimer. AT325 bruger ret lille gennemsnitsstrøm. Den største strøm bruges når relæet trækker og giver impuls til billedskift. Hvis



impulsen er for lang, kan man udskifte R2 til en lavere værdi, dog minimum 1.000 Ohm.

### TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	12-15 volt DC
Strømforbrug pause/til . . . . .	25mA/100mA
Pauseinterval . . . . .	1-40 sekunder min.
Relæspænding maximal . . . . .	250 volt AC/DC
Relæ kontaktbelastning ved 12 V . . . . .	2 x 3 ampere

### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	330 Ohm	1/4 W modstand
R2	12 kOhm	1/4 W modstand
R3	18 kOhm	1/4 W modstand
R4	1 MOhm	potentiometer m. afbr.
D1	1N4148	siliciumdiode
D2	CQY26	rød lysdiode LED
C1	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C2	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C3	47uF/10V	elektrolytkondensator
IC1	555	timer IC
RE1	HB2-DC12V	dobbelt relæ
B1	2-POL	2/skruebøsning
B2	6-POL	6/skruebøsning

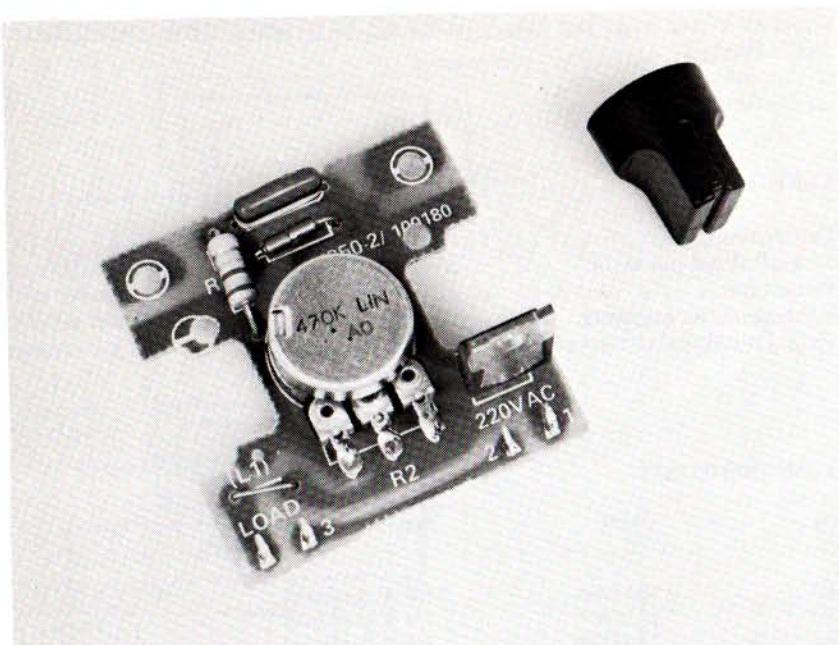


Fig. AT350.1.

AT350 printpladen er udformet, så den kan indbygges i de moderne kvadratiske netkontakter. Indbygningen bør være forsvarlig. Se teksten i dette afsnit.

## AT350 VEKSELSTRØMSREGULATOR - 2A

AT350 er en lavpris triac bestykket vekselstrømsregulator til lys, varme og boremaskine. Konstruktionen benyttes direkte til 220-250 volt vekselspænding fra nettet.

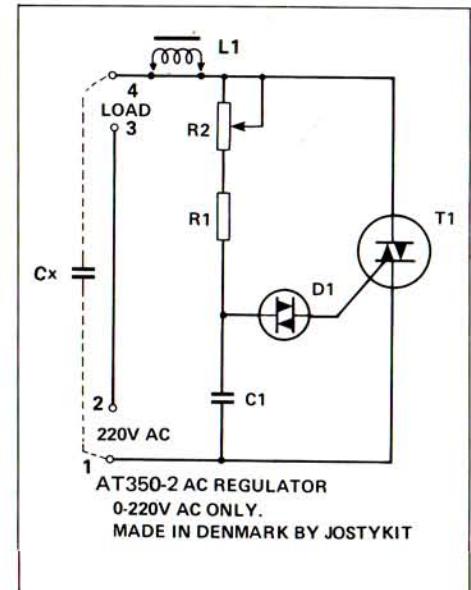
Regulatoren snitter vekselstrømmen op i små bidder i takt med vekselspændings svingning eller periode. Det giver et meget lille effekttab i sådan en regulator. Og regulatoren ligner energimæssigt slet ikke de store varme skydepotentiotometre, man kendte fra 50'ernes teaterscener.

Dette er blandt årsagerne til den uhyre popularitet, sådanne vekselspændingsregulatorer har fået idag. F.eks. med den lille AT350 regulator, kan man styre 400 watt, - med et tab i elektronikken, der højst kommer op på 2 watt!

Af samme årsag bliver triac reguleringer også nemme at bruge. Det lave effekttab tillader indbygning i små handy enheder, der kan opsættes overalt.

Men, med mange store fordele kommer der ofte bivirkninger af uønsket art. Her er triac regulatoren ikke nogen undtagelse. Ligesom en kontakt, der hele tiden afbrydes og tændes, vil triacen, når den snitter vekselstrømmen ud i små bidder, give elektrisk og magnetisk støj. Denne støj giver dog små problemer i forhold til de fordele, man opnår. Derfor skal man altid benytte et støjfilter. Og det er lovplichtigt i Skandinavien.

Fig. AT350.2.  
Diagrammet viser opstillingen  
AT350, samt hvorledes man  
skal tilkoble ekstra støjfilter.



Et sådant filter findes af konkurrencemæssige grunde ikke på AT350, men man bør absolut påbygge det. Ellers vil man kunne ødelægge radiomodtagelse for sig selv og sine nærmeste naboer.

I forbindelse med elektronik til brug på det offentlige forsyningsnet, skal der advares mod spændingsfare. Man bør aldrig tillade ukyndige og mindreårlige at bygge og bruge netdrevne elektronik. Forkert omgang med netspænding er livsfarlig. Se eventuelt afsnittet i grundbogen om elektrisk og mekanisk montage af netdrevne elektronik, - G29.

## DIAGRAMMET

AT350 er opbygget på den billigst mulige måde med en TRIAC, en DIAC, en kondensator og en variabel modstand - et drejepotentiometer. Som vist på tegningen fig. AT350.3. lukker triacen op for strømmen i en større eller mindre del af vekselstrømsperioden.

Af diagrammet fig. AT350.2. kan man se, at potentiometeret og strømbeværnermodstanden R1 og R2 lader kondensatoren C1 op. Når kondensatoren er ladet op eller ned til DIAC'sens såkaldte *tændspænding*, - den er på ca. 15-30 volt i begge spændingsretninger, vil der gå strøm gennem den. Kondensatoren C1's ladning vil passere diacen og gå ind i triacens gate. Derved vil den blive ledende. Den vil være strømførende, og der kommer spænding til den belastning, man har tilsluttet.

Men strømmen vil kun gå indtil vekselspændingen passerer nul volt. Derefter er triacen afbrudt indtil den igen får strøm fra C1 ladekondensatoren gennem diacen.

Jo hurtigere kondensatoren lades op gennem R1 og R2, desto tidligere i

vekselspændingsperioden vil triacen tænde. En lampe vil give mere lys, en elektrisk ovn vil varme mere og en boremaskine vil køre hurtigere. Vekselspændingskurven på fig. AT350.3. viser tændtidspunktet for triacen med en bestemt indstilling af R2 potentiometeret. Selo om R2 potentiometeret er drejet ind til maximum strøm med lavest modstand, skal spændingen over ladekondensatoren C1 nå op på diacens tændspænding, før der kan gå strøm i kredsløbet. Derfor vil dette simple kredsløb altid mangle en lille litte smule effekt i forhold til en mekanisk kontakt. Det er alligevel af yderst ringe betydning, fordi spændingen er lav i forhold til netspændingens maximumsværdi. Der går næsten ikke nogen effekt i området under 30 volt. Og netspændingen på 220 volt har en spidsværdi på typisk 310 volt!

## STØJDÆMPNING

Det blev før nævnt, at støjdæmpning af triac kredsløb var vigtig. Det skyldes, at triac-kredsløb med variabel styrke tænder strømmen 100 gange i sekundet - med spændinger der kan nå de før omtalte 310 volt spids. Ethvert kredsløb, der slutter spænding med strøm, vil forårsage støj. Sker tilslutningen langsomt, vil støjen være lav. Men det vil forårsage en stor effektafsætning i sluttekredsløbet - i dette tilfælde triacen. Det ønskes netop ikke, og derfor må man slutte strømmen meget hurtigt. Den støj, der så opstår, kan man enten oplagre eller spærre inde. Men støj er også effekt. Derfor er det ikke godt at spærre den inde. Den vil kunne afsætte effekten i et andet kredsløb. Oplagrer man støjen i et kort øjeblik og slipper den derefter langsomt løs, vil støjen ikke spredes op i radiobåndene, hvor den kan give modtageforstyrrelse.

Derfor bruger man et støjdæmpningskredsløb med en spole og en kondensator. Hvis et sådant kredsløb skulle konstrueres optimalt, ville det kun kunne laves til en ganske bestemt effekt. Det går ikke. Derfor må man også her finde et kompromis af et støjfilter, der selv »spiser« en del af støjen og sender resten »langsomt« ud i belastningen.

Et sådant støjfilter kan man få plads til i AT350. På selve printpladen er der gjort plads til spolen. Desuden kan man montere en støjkondensator direkte på printets lodderterminaler. Det er vist på diagrammet fig. AT350.2. som L1 og Cx. Spolen skal være specielt egnet til støjdæmpning og kondensatoren skal være på 100nF/630V.

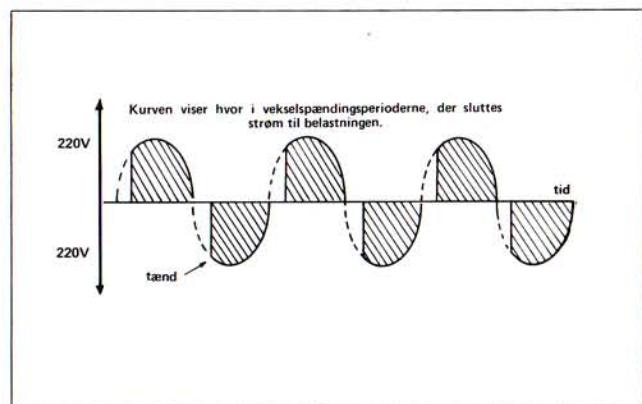
## TILSLUTNING

Det er ganske nemt at tilslutte en AT350 triacregulator. I den originale konstruktion fra Jostykit, er der 4 tilslutnings-loddeøjne. To til netforsyning og to til belastningen. De to loddeøjne er i virkeligheden blot forbundet sammen, men det letter tilslutningen. I virkeligheden er regulatoren indskudt i serie med den ene netledning til belastningen.

## TILSLUTNING TIL FORSKELLIGE BELASTNINGSTYPER

I grundudførslen er AT350 lavet til 2 ampere. Strømmen afhænger af triac typen. Den der idag benyttes er til 2 ampere uden ekstra køling og 4

**Fig. AT350.3.**  
Vekselstrømmen snittes ud i små bidder. Sådan varieres effekten til belastningen.



ampere med ekstra køling (1-8-1980). Triacen tåler spidsbelastninger på omkring 10 ampere i eet sekund. Det er af betydning, når man benytter regulatorer til glødelamper. Glødelamper har startstrømme, der er 5-10 gange større end mærkestømmen (eller effekten). Derfor kan AT350 belastes med den glødelampeeffekt, som den er opgivet til. Det kan ikke alle.

AT350 kan også belastes med varmeovne på op til 440 watt max. og med boremaskiner. Men boremaskiner kan IKKE ALTID reguleres stabilt. Heller ikke med støjfilter påmonteret. Det hænger sammen med, at mange boremaskiner har en stor selvinduktion i viklingerne. Derfor må man ofte sætte en serieforbindelse af en kondensator og en modstand i parallel over belastningen. Typiske værdier for kondensator og modstand kan være 100nF/630V og 220 Ohm.

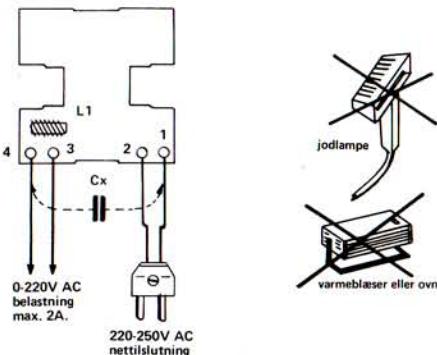
Motorer til ren vekselstrøm (ikke-kulmotorer) kan ofte være vanskelige eller umulige at triac regulere, hvis da ikke fabrikanten har opgivet dette specielt.

Det samme gælder regulering af lysrør. De har en indbygget spole - ofte kaldet en reaktor (udtrykkes ligesom en reaktor på et A-værk) - som kræver ren vekselspænding, en glimtænder og glødeviklinger. Ingen af disse komponenter arbejder korrekt med den »itu-snittede« triac vekselspænding. Der findes helt specielle regulatorer til lysrør, men de er kostbare, fordi er benyttes en speciel transformator og en automatisk tændindretning. Desuden kan lysstyrken kun reguleres indenfor 80%.

## INDBYGNING

AT350 arbejder på berøringsfarlig vekselspænding. Derfor er korrekt udført montage, tilslutning og fornuftig indbygning meget vigtig. Man bør ALTID følge regler som: 1) Aldrig at benytte andet end netledninger til forbindelserne, 2) altid at benytte en indbygningskasse af plast eller isolerende materiale eller en indbygningskasse, hvor ingen afstande mellem netledere og berørings metaldele er mindre end 6 mm - uanset den mekaniske belastning ved normal drift 3) altid at opspænde opstillingen forsvarligt og 4) altid at samle og pålodde ledninger, så ingen kobbertråde frit kan stikke ud til højre og venstre!

Tegningen viser, hvor man kan indkoble extra støjspole og kondensator.



#### AT350.4.

Tilslutningen af AT350 er nem. Der er to loddeøjne for netspænding og to for belastning. Skal man serieforbinde i en installation, benyttes kun loddeøjnene mærket 1 og 4.

Glemmes blot een af disse ting, kan en lille billig og sjov ting som AT350 blive *livsfarlig*.

#### TEKNISKE DATA

Driftspænding ..... 220-250 VAC  
Strøm ..... 2 A MAX.

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
4	-	lodgejne
R1	12 kOhm	1/4 W modstand
R2	470 kOhm	1/4 W 4 mm potentiometer
D1	DIAC	triggerdiode
C1	100nF/250V	polyesterkondensator
T1	TRIAC	vekselstrømsregulator
1	-	lus- eller L1-spole

#### Ekstraudstyr der kan købes særskilt:

1	150nF/630V	støjkondensator
1	-	støjspole

Fatninger, stik og netledning anskaffes hos el-forhandleren. Ved opspænding i den anbefalede B3058 indbygningsbox anvendes en nylonskrue. Ved isoleret opspænding i andre apparater med metalforplade benyttes 2 afstandsbønninger, 2 møtrikker og 2 M3x12mm skruer.

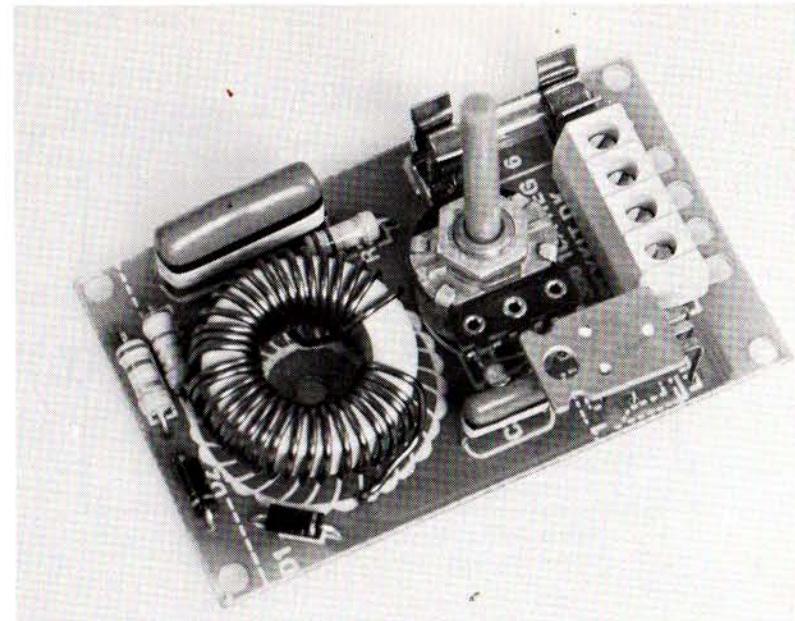


Fig. AT356.1.

AT356 er til større reguleringseffekter. Derfor har den en større triac og en køleplade.

## AT356 VEKSELSTRØMSREGULATOR - 6A

Ide og funktionsmæssigt adskiller AT356 vekselstrømsregulatoren sig ikke meget fra AT350. AT356 er blot en »storebror» til højere strømme og med en hysteresekorrektion.

AT356 benyttes til de samme formål og på den samme måde som AT350, hvorfor der henvises til dette afsnit med forklaringer af triacen og diacens funktion og afsnittet om støjfiltre. AT356 er komplet med støjfilter.

#### DIAGRAMMET

Til sammenligning med AT350, der blev beskrevet i det foregående afsnit, er AT356 forsynet med en *hysteresekompensering* og et støjfilter samt en større triac med ekstra køleplade.

Hysterese komponenterne R1, D1 og D2 kompenserer for standardregulatorens manglende evne til at dreje *blødt op* for lys eller anden belastning. Normalt kan en triac regulator godt dreje ned, lige til lyset forsvinder. Men når man igen drejer op for lyset, kommer det senere og med lidt større startstyrke. Det kaldes hysterese. Hysteresen kan udkompenseres, hvis man for hver periodehalvdel indsætter et kredsløb med en R1 modstand og to

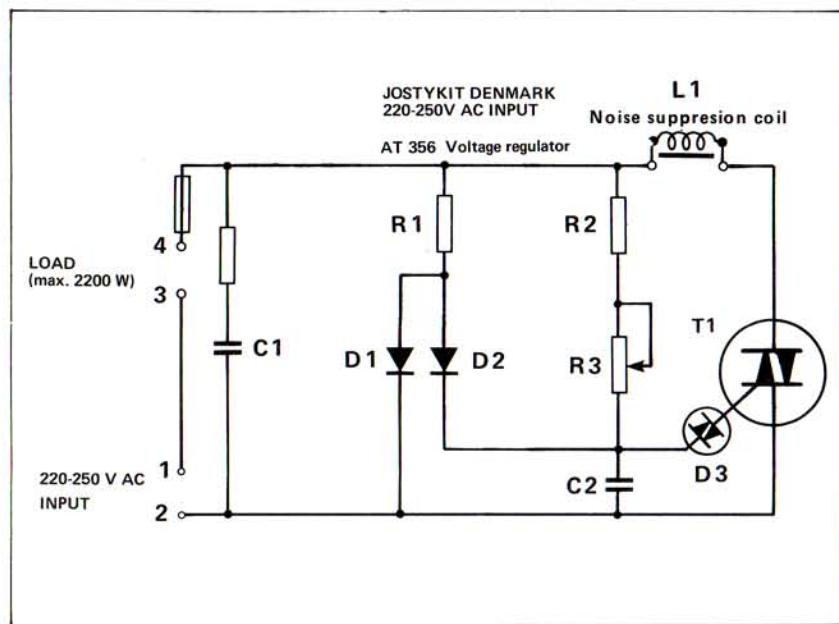


Fig. AT356.2.

Den simpellets mulige hysterese kompensering udføres med dioderne D1 og D2 samt R1. En forbedring kan opnås ved endnu et sæt med »omvendte» dioder.

dioder. Kredsløbet i AT356 indeholder kun hysterese kompensation for den ene periodehalvdel. Det er fordi tilsluttede lampebelastninger har ret lang tidskonstant ved lave spændinger. Man vil simpelthen ikke bemærke den manglende fasehalvdel ved lav lysstyrkeindstilling.

Om det ønskes, kan man også tilføje hysterese kompensationen for den anden halvperiode. Dertil kræves endnu en modstand som R1 og to dioder. Dioderne skal anbringes den modsatte vej af D1 og D2 på diagrammet.

## TISSLUTNING

AT356 er normeret til større strøm end AT350. Den triac, der normalt benyttes i et AT356 byggesæt, er til enten 6, 8 eller 10 ampere. Triacen er desuden en type, der tåler kortvarige overbelastninger på ca. 50 ampere. Derfor kan man udmærket styre en kraftig jodlampe på op til 1.000 watt eller to på 500 watt. Det kan almindelige triac regulatorer ikke klare.

For AT356 gælder samme bemærkninger om tilslutning, indbygning, spændingsfare og triac funktion som for AT350.

## TEKNISKE DATA

Forsyningsspænding . . . . .	220 - 250 V AC
Reguleringsspænding . . . . .	0 - 220 V AC
Reguleringssstrøm spids . . . . .	10 A
Anbefalet driftsstrøm max. . . . .	6 A
Maximal tilsluttet effekt . . . . .	1200 W

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	150 kOhm	1/4 W modstand
R2	15 kOhm	1/4 W modstand
R3	470 kOhm	1/4 W potentiometer LIN
R4	4,7 Ohm	1/4 W modstand
C1	100nF/630V	Polyesterkondensator
C2	100nF/250V	Polyesterkondensator
D1	1N4005	kraftdiode
D2	1N4005	kraftdiode
D3	DIAC	diac
S1	6,3A	sikring, flink
L1	6A	ferritring og kobbertråd
T1	IT48	triac

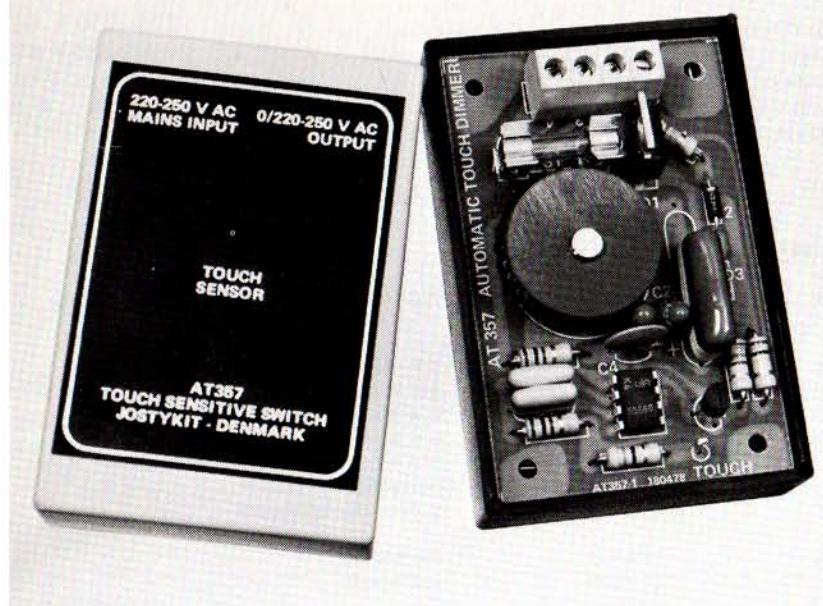


Fig. AT357.1.

AT357 vist u-indbygget uden den berøringsfølsomme touch-plade.

## AT357 TOUCH VEKSELSTRØMSREGULATOR - 2A

Hjertet – eller hjernen – i AT357 er en lille, men meget kompleks kreds fra Siemens i Tyskland, som hedder S566B. S566B er alene konstrueret med det formål, at elektronikfabrikanterne kan bygge berøringsfølsomme kontakter med reguleringssmulighed. Og vel at mærke i en fysisk størrelse, så hele enheden kan rummes i en vægkontakt.

Ideen er, at man blot behøver at berøre en »magisk» plade for at kunne tænde, slukke og indstille lysstyrken på glødelamper. Det skal der en hel del logiske kredsløb og analoge forstærkere til for at kunne lave. Hvis man byggede en opstilling til det samme formål med standardkomponenter, ville der skulle benyttes omkring 10 almindelige standard IC'er, samt lige så mange modstande og kondensatorer. Ved at konstruere en IC alene til dette specielle formål, kan man reducere konstruktionen til at omfatte en lille 8-ben IC, 4-5 modstande, lige så mange kondensatorer og et par dioder. Sådan er AT357 opbygget.

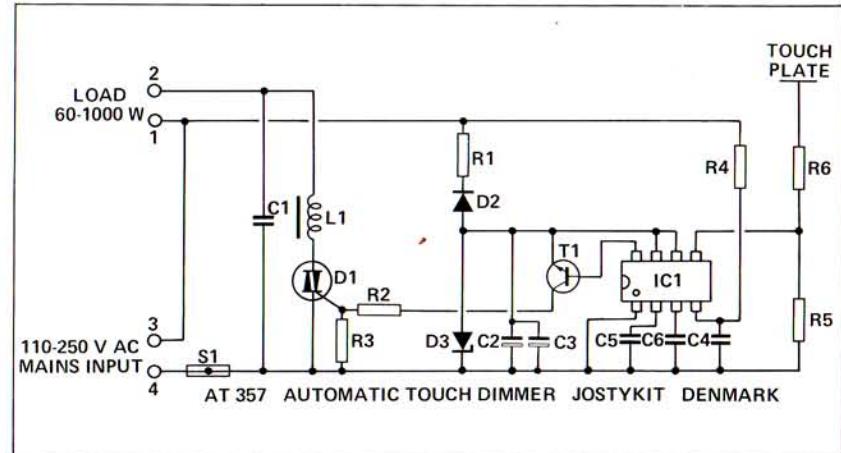


Fig. AT357.2.

AT357 er opbygget omkring en specialintegreret kreds af typen S566B fra Siemens i Tyskland.

AT357 betjenes ved kortere eller længere varende berøring af den lille touch plade. Pladen har så svag forbindelse til netforsyningen, at den ikke er farlig at berøre.

Kortvarige berøringer vil tænde og slukke regulatoren. En berøring af længere varighed vil få lyset til at regulere langsomt op og ned. Hver anden gang vil lyset reguleres op og hver anden gang vil det reguleres ned.

Da reguleringen sker uden brug af variable komponenter - som f.eks. et potentiometer - er der ikke dele i AT357, der kan slides op.

### DIAGRAMMET

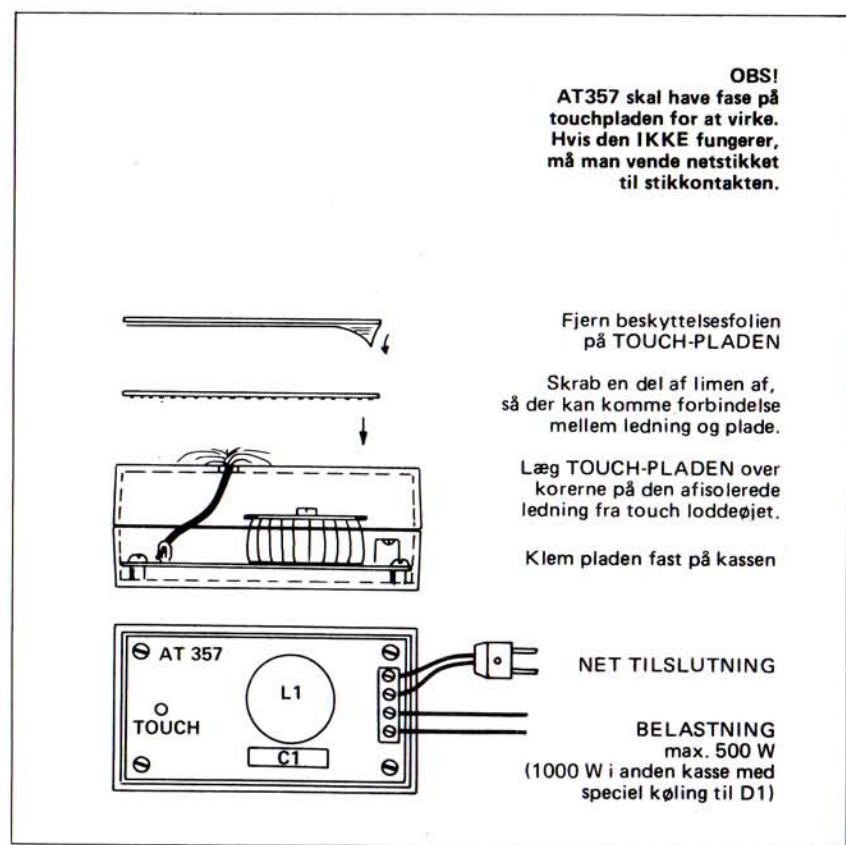
Triac regulator, tilslutningsklemmer og støjfilteret i AT357 er identisk med samme kredsløb i AT350. Reguleringen sker også på samme måde.

Men styringen sker ikke over et potentiometer, en ladekondensator og en diac. I AT357 varetager special IC'en impulsgenereringen af de 100 impulser, triacen skal have i sekundet. IC'en får strøm fra forsyningsspændingen via en modstand R1 og dioden D2. Zenerdiogen D3 og kondensatorerne C2/C3 holder forsyningsspændingen til IC'en konstant på ca. 15 volt.

Da IC'en er af MOS typen, kan den ikke levere mere end ca. 1mA i styrestrom til triacen. Derfor benyttes en drivertransistor T1. R2 begrænser strømmen til triacen D1, så man får en rimelig lav forsyningseffekt af selve kredsløbet.

Touch-pladen tilføres brumsignal fra den person, der berører pladen. Inden i IC'en forstærkes og ensrettes signalet, og et antal logik funktioner danner de til berøringen tilhørende styreimpulser. De er iøvrigt näleformede. Det medvirker til endnu lavere styreeffekt.

Da netforsyningen på elektricitetsværket og transformatorstationen er forbundet til en jordklemme i den ene side - det betegnes *nul* i stikkon-



**Fig. AT357.3.**  
Det er vigtigt at anbringe touch-pladen med spredte tråde under sig. Selv om  
det ikke skaber elektrisk forbindelse, vil touch-pladen fungere på grund af  
IC'ens høje indgangsimpedans.

takten - vil en person, der berører AT357 kunne overføre en svag elektrisk strøm til jord, under forudsætning af at regulatorens touch eller berøringsplade har en ganske svag forbindelse til el-værkets *fase*. Det er en lignende form for brum, man kan høre, hvis man berører en netdrevet audioforstærkers signalindgang.

Funktionen er derfor betinget af, at AT357 er forbundet rigtigt til elektricitetsforsyningen. Da AT357 tilsluttes via standard netstik, er det dog intet problem at vende stikket, hvis AT357 af denne årsag ikke kan regulere.

## TILSLUTNING

AT357 skal indbygges forsvarligt i en isoleret plast indbygningskasse.

Se afsnittet om indbygning af AT350. Her beskrives udførligt, hvad man skal passe på ved netdrevne apparater.

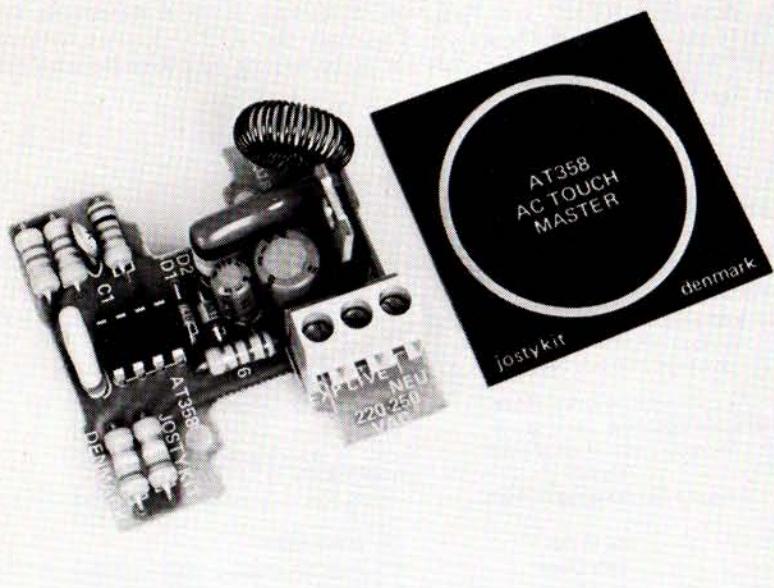
Anskaffes AT357 som byggesæt, medfølger et antal mekaniske dele, touch-pladen og indbygningskassen. Tegningen fig. AT357.3. viser, hvorledes AT357 indbygges i kasse, tilsluttet net og belastning og hvorledes man monterer touch-pladen.

## TEKNISKE DATA

Forsyningsspænding . . . . .	110 - 250 V AC
Maximal tilsluttet effekt . . . . .	440 W
Belastningsstrøm . . . . .	2 A

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	68 kOhm	1/4 W modstand
R2	680 Ohm	1/4 W modstand
R3	10 kOhm	1/4 W modstand
R4	1 MOhm	1/4 W modstand
R5 - R6	4,7 MOhm	1/4 W modstand
C1	100nF/630V	kondensator
C2 - C3	10uF/25V	tantalkondensator
C4	4,7nF/125V	kondensator
C5 - C6	47nF/250V	kondensator
D1	TRIAC-3	triac
D2	1N4005	diode
D3	15V	zenerdiode
T1	BC172B	NPN transistor
IC1	S566B	MOS-IC
S1	2A	sikring
L1	6A	støjspole



**Fig. AT358/AT359.1.**  
I kraft af en speciel IC-kreds kan man opbygge et komplet korrespondance reguleringsystem, som kan benyttes i en moderne installation.

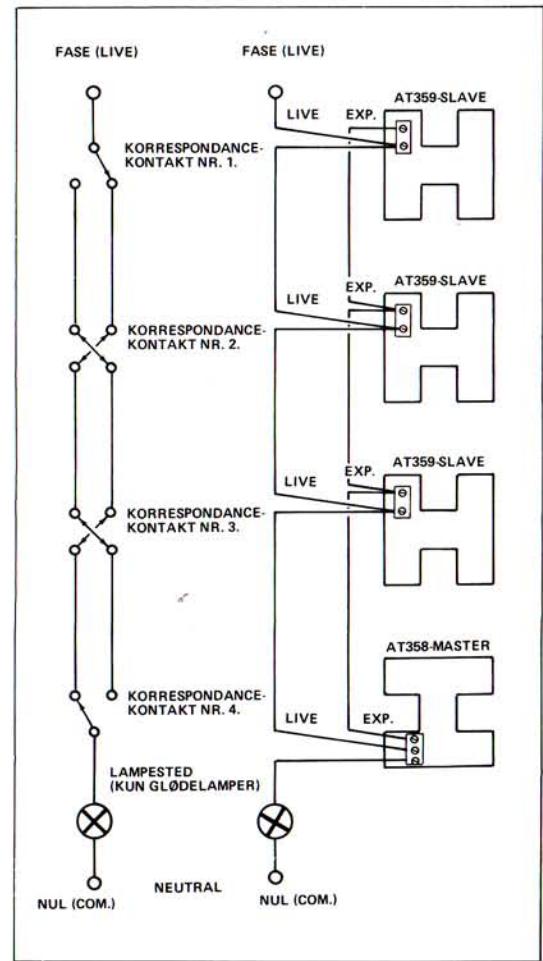
## AT358/AT359 KORRESPONDANCE TOUCH REGULATOR - 1A

AT358 er en med AT359 fjernstyrbar touch regulator af samme type som AT357. Derfor bør afsnittene om AT350 og AT357 læses i forbindelse med eller før dette afsnit om AT358 og AT359.

AT358 masterenheden kan benyttes i enhver standard installation til glødelamper. Hvis man har flere betjeningssteder - det kaldes på fagsproget korrespondance-forbindelse - må man benytte lige så mange slaveenheder, som der er ekstra betjeningssteder.

AT358 er opbygget over en videreudvikling af S566B af IC'fabrikanten Siemens. En af de nyere ting er, at man har fundet teknologisk mulighed for at indbygge drivertransistor og et par modstande. Derved bliver kredsløbet endnu enklere og fysisk mindre. Det er årsagen til at AT358 kan indbygges i moderne kvadratiske installationsæsker i stedet for almindelige kontakter.

**Fig. AT358/AT359.2.**  
Således virker et almindeligt korrespondance kontaktsystem og sådan erstatter man det med et elektronisk touch betjent system.



## BETJENING OG FUNKTION

AT358 er en elektronisk touch lysregulator for glødelamper på max. 220 watt. Den kan tænde, slukke og regulere lysstyrken blot ved berøring af kort eller lang varighed. Korte berøringer vil tænde og slukke lyset. Berøringer over ca. 1/2 sekund, vil aktivere en lysstyrkeændring.

AT358 kan fungere som masterkontrol i et »korrespondancesystem», hvor man på forskellige kontakter kan betjene samme lampegruppe. Tegningen ovenfor er et eksempel på et almindeligt korrespondancesystem, som er erstattet af det nye elektroniske med dæmper indbygget.

**DET ER MEGET VIGTIGT, AT MAN ALDRIG TILSLUTTER DISSE BYGGESÆT ELINSTALLATIONEN, NÅR DER ER SPÆNDING PÅ.** Foruden det livsfarlige i at arbejde med en strømførende installation, kan man

meget nemt ødelægge transistoren i AT359 slaveenheden, hvis ikke hele installationen er samlet, før strømmen sættes til.

**BEMÆRK:** Masterenheden skal ALTID erstatte den korrespondancekontakt, der rent elektrisk er placeret nærmest lampegruppen. Placeringen af de enkelte kontakter i et værende korrespondancesystem findes ved brug af en polsøger. Den første og sidste korrespondancekontakt har altid kun tre forbindelser. Et eventuelt antal mellemliggende kontakter har 4 forbindelser.

Hvis praktisk brug viser, at flere monterede slaveenheder AT359, påvirker funktionen, således at lyset hele tiden regulerer op og ned, er der for meget støj eller brum i omgivelserne. Derfor kan en dæmpning af følsomheden være nødvendig. Det sker ved at ombytte R2 og R3 på AT359 printpladen.

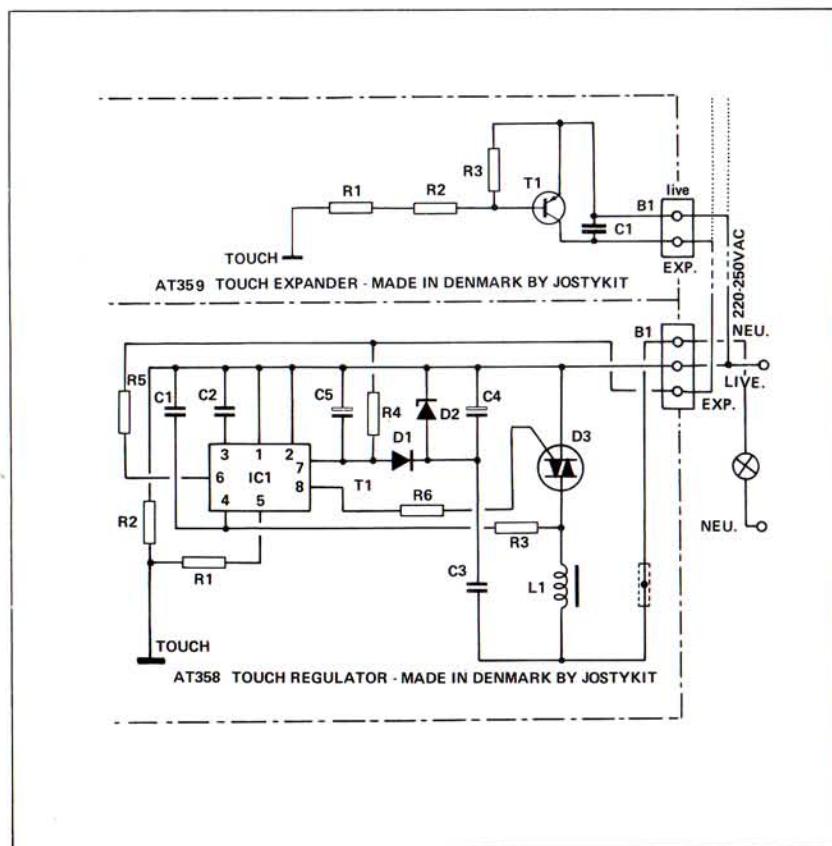


Fig. AT358/AT359.3.  
Diagrammet viser sammensætningen af en AT358 master enhed og en AT359 slave enhed.

## DIAGRAMMET

AT358 master touch regulatoren er opbygget omkring en yderst kompliceret MOS integreret kreds, som indeholder et stort antal logiske funktioner. Kredsen er udviklet af Siemens til netop dette formål.

Børerer man TOUCH indgangen, vil man rent kapacitivt overføre en ganske lille smule brum. Også selvom man ikke har direkte forbindelse til indgangen. Hvis berøringen er meget kortvarig, vil et logisk kredsløb tænde eller slukke TRIAC'en. Er den af længere varighed, vil et andet kredsløb ændre triacens gate-trigge impuls i forhold til netspændingens fase for nul-gennemgang. Derved vil belysningen varieres op og ned. Det tager ca. 7 sekunder for total op- og nedregulering.

Triacen tændes et bestemt sted i forhold til fasen. En indbygget fasecomparator, der får referencesignal fra nettet via modstanden R3, forskydes tidsmæssigt indenfor 50Hz perioden, således, at man får et veldefineret tændtidspunkt. Når triacen ER tændt slukkes gatestrømmen. Det sparer tomgangseffekt i hele kredsløbet, og strømforsyningen kan begrænses til kondensatorerne C3, C4, C5 og dioderne D1 og D2. Polyesterkondensatoren C3 er samtidig støjkondensator for støjspolen L1.

AT359 slave-styringen kobles til masterkontrollen AT358's fjernstyringsindgang. Slave-styringen har en transistor, der omsætter berøringsbrummet til en kontaktfunktion ved en så rimelig lav impedans, at ledningsbrum ikke kan trigge masterkontrollen. Det kan være nødvendigt at ændre indgangsimpedansen for AT359 slaveenheden ved fejltrigning. Det sker ved at ombytte modstandene R2 og R3.

**BEMÆRK:** Touch regulatorerne fungerer ved tilførsel af brum i forhold til nettets jordforbindelse og nul. Det er derfor meget vigtigt, at regulatorerne får fase og nul efter tilslutningsdiagrammet. Bytter man om, kan enhederne ikke regulere. Fasen findes med en polsøger. På diagrammet er *fase* mærket med den engelske betegnelse *live* og *nul* med *neutral* eller blot *NEU*. *EXP* betyder udvidelse.

## BEMÆRK:

Disse konstruktioner kan benyttes på 220 volt forsyningsnettet. Derfor skal de indbygges forsvarligt i isolerede indbygningskasser - f.eks. B3058.

Det er forbundet med livsfare at gøre indgreb i den værende el-installation. Alle indgreb bør foretages af en autoriseret el-installatør.

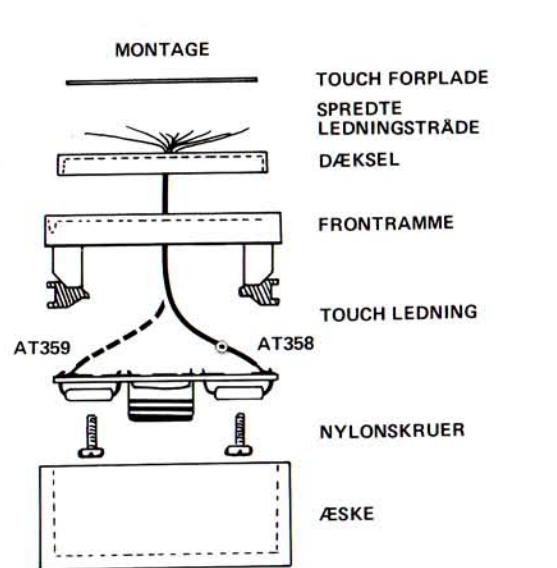
AT358 er ikke forsynet med udskiftelig sikring, men »neu» strømafgangen går gennem en tynd printbane. Den brænder over, hvis sættet eller installationen kortsluttes.

Et AT358 sæt med afbrændt printsikring bør ikke forsøges repareret men skal udskiftes.

Printsikringen hindrer brand ved driftsforstyrrelser.

## TEKNISKE DATA AT358

Forsyningsspænding . . . . .	220-250V AC/50-60Hz
Belastningseffekt max. uden ekstra køling . . . . .	220 watt (1A)
Touch indgangsmodstand . . . . .	5 MΩ



**Fig. AT358/AT359.4.**  
Indbygning med korrekt placering af elektronik og touch plade er meget vigtig.

Berøringstidkonstant for tænd/sluk ..... max. 0,4 sekund  
 Berøringstidkonstant for regulering op/ned ..... min. 0,4 sekund  
 Tidskonstant for en hel op- og nedregulering ..... 7 sekunder

#### TEKNISKE DATA AT359

Forsyningsspænding (ingen - via AT358) ..... max. 35 volt DC  
 Indgangsmodstand ca. ..... 1-6 M Ohm  
 Udgangsmodstand ca. ..... 5 k Ohm

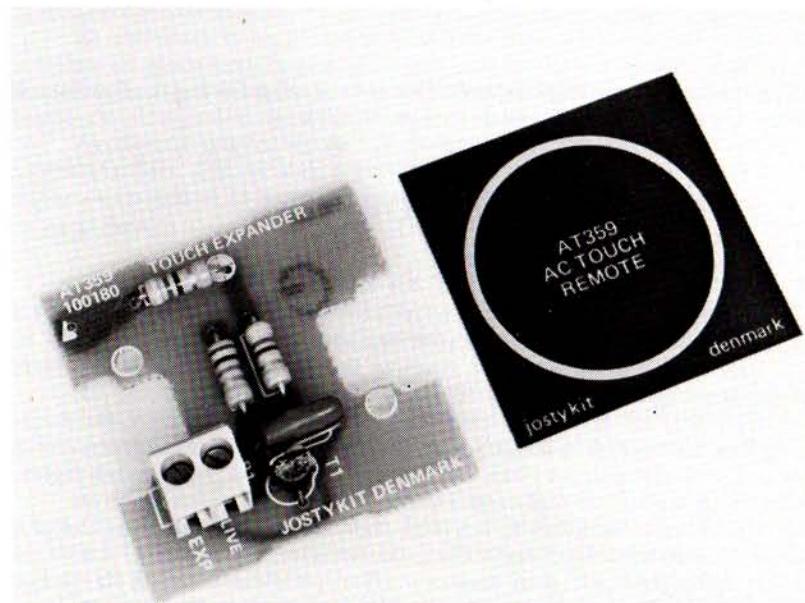
#### KOMPONENTLISTE AT358

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	560 Ohm	1/4 W modstand
R2	470 kOhm	1/4 W modstand
R3	1 MOhm	1/4 W modstand
R4	470 kOhm	1/4 W modstand
R5	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R6	1,2 kOhm	1/4 W modstand
D1	1N4148	diode
D2	ZPY15	zenerdiode
D3	TXC30K40	triac 400V/4A

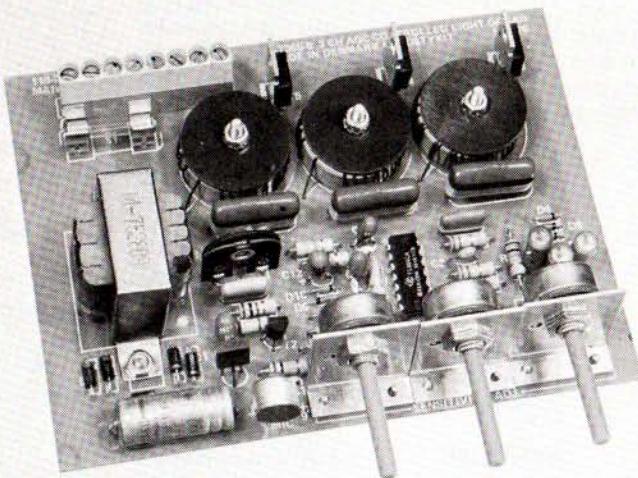
IC1	S576B eller C	touch styring IC
C1	470pF/125V	keramisk skivekondensator
C2	47nF/250V	polyesterkondensator
C3	100nF/630V	polyesterkondensator
C4	22uF/40V	elektrolytkondensator
C5	0,47uF/63V	elektrolytkondensator
L1	1A	støjspole 1 ampere

#### KOMPONENTLISTE AT359

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R2	1 MOhm	1/4 W modstand
R3	4,7 MOhm	1/4 W modstand
C1	100nF/250V	polyesterkondensator
T1	BC557	PNP transistor



**Fig. AT358/AT359.5.**  
AT359 slaveenhed - tilkobles AT358 masterenheden.



**Fig. AT365.1.**  
AT365 lysshowet er mikrofonstyret. Der er kontroller for bas, mellemtone og diskant. Og AT365 har påbyggede lavlige støjfiltre.

## AT365 3-KANAL LYSSHOW MED MIKROFONSTYRING

AT365 er en videreudvikling af AT65-serien af 3-kanal lysshown. Læs de generelle bemærkninger om lysshown i afsnittet om AT65.

Videreudviklingen af større lysshow indebærer flere betjenings- og tilslutningsmæssige funktioner. Det kostet mere elektronik.

AT365 er for det første forsynet med mikrofonforstærker. Forstærkeren og den indbyggede mikrofon opsamler alle lyde omkring højtaleren. Lydene deles elektronisk op i bas, mellemtone og diskant, og derefter styres 3 triac udgange på samme måde som i andre lysshown.

Mikrofonforstærkeren er i AT365 forsynet med kompressor. Det er en form for automatisk styrkeindstilling. Så undgår man at skulle justere lysshows følsomhed, når man ændrer styrken på audioanlægget. På tre kontroller indstiller man een gang for alle den forskel i bas, mellemtone og diskant, der er karakteristisk for gengivelsen.

Mikrofonforstærkeren gør tilslutningen af dette lysshow særlig enkel og uproblematisk. Man skal ikke tage hensyn til ekstra belastning af forstærkerens højtalerudgange, og man skal kun forbinde ledninger mellem lamper og lysshown. Ikke nogen signalledninger.

Foruden disse faciliteter har AT365 en 0-lys justering, hvorpå man indstiller minimum belysningen. Det giver længere levetid for de tilsluttede lamper, og belysningen falder ikke brat til totalt mørke.

### DIAGRAMMET

AT365-2 er opbygget med 4 operationsforstærkere og 3 TRIAC's. En operationsforstærker i indgangen forstærker det ret svage mikrofonsignal op til ca. 1 volt. Et AGC kredsløb med en transistor dæmper for kraftige signaler, således at styrken altid er den samme, selv om lysshown hører signaler af varierende styrke.

Transistoren dæmper indgangssignalets styrke ved at ændre modstand (impedans), og den udstyres af en spidspændingsdetektor med dioderne D9 og D10. Tiden for neddæmpning er hurtig, hvorimod opregulering af følsomheden sker langsomt. Korte og kraftige lyde vil da gøre lysshown ufuldsomt i 3-5 sekunder. Det er den tid, det maximalt tager før AGC'en har reguleret signalstyrken på plads.

Efter AGC forstærkeren følger tre filtre. Et for bas, et for mellemtone og et for diskant. Filterne er justerbare over et begrænset område, og justeringen påvirker både overgangsfrekvens og forstærkning. Det sikrer, at AT365-2 kan fungere med både ringe og gode forstærkeranlæg - UANSET STYRKE!

Fra hver af de tre filtre føres signalerne til tre TRIAC's, som direkte kan drive 220-250 volt lamper.

Et helt specielt triggekredsløb med unijunction transistoren T2, leverer impuls til glødespændingsindstillingen. Lamperne vil da kun slukkes, hvis man slukker for lysshown. Derved vil levetiden øges flere gange i forhold til lysshown's uden glødeströmsindstilling.

Lysshown slukkes via en lille potentiometerafbryder på diskantreguleringsskontrolen. Det er kun styrspaenderne der slukkes for, men ingen andre komponenter bruger nævneværdig strøm.

### TISSLUTNING

AT365 tilsluttes lamper som vist på fig. AT365.3. Hvis AT365 afprøves uden indbygningskasse, må det ske på et isoleret underlag, f.eks. plast, og man må under ingen omstændigheder berøre metaldelene, da de er spændingsførende ved nettilslutning.

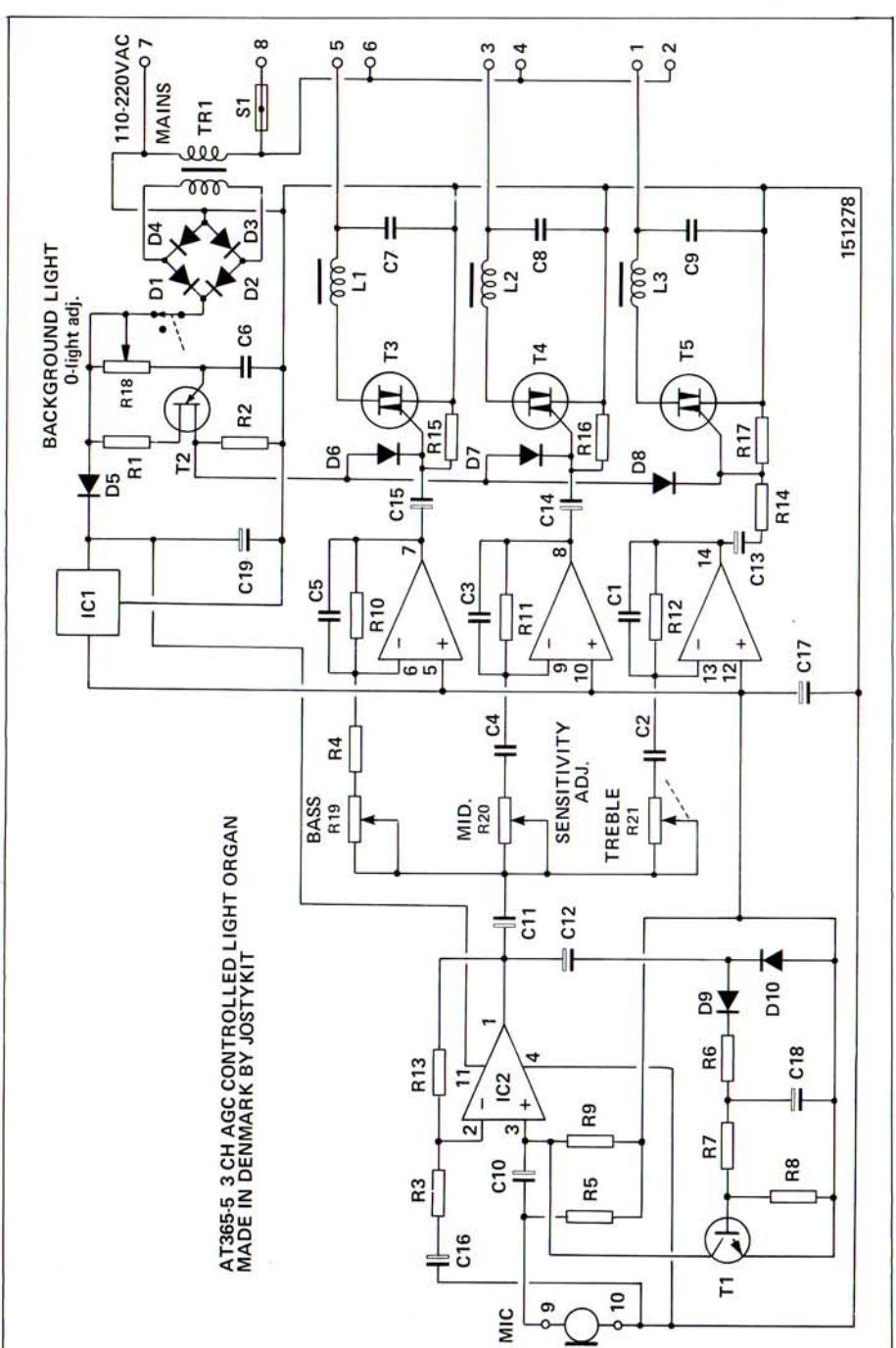
Stil volumenkontrollerne i midterstilling, tænd og vent 3-5 sekunder. Nu vil bas, mellemtone og diskant lamperne lyse på tale og musik. Prøv f.eks. at sige brum-brum...., duut, duut.... og tsss, tsss. Hver gruppe skal kunne blinke og lyse for sig.

Såfremt omgivelserne er i fuldkommen ro, vil man kunne justere nullyset på trimmekontrolleren R18. Juster således at lamperne lige netop gløder. Det giver længst lampe-levetid. Justeringen skal ske med en isoleret skruetrækker på grund af stødfare.

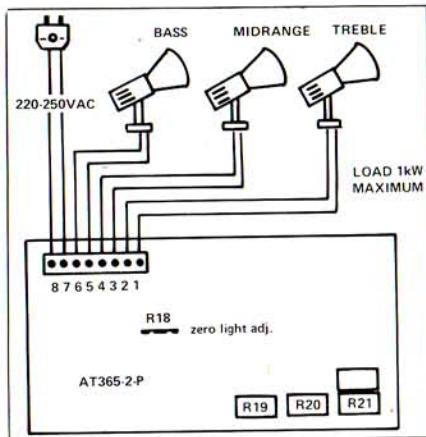
Bemærk, - lysshown er så følsomt, at selv små rystelser vil aktivere lamperne.

Når AT365 er afprøvet og iorden, kan man indbygge det i et chassiskit af typen B6064. Sættet består af en pvc forplade med silketryk, en bagplade og et rørprofil i slebet og eloxeret aluminium.

AT365 skydes ind i printrillen, og man tilslutter ledning.



**Fig. AT365.3.**  
Tilslutningenlettes med mikrofonstyrede lysshow. Man skal blot forbinde netledning og ledninger til de tre lampegrupper.



### TEKNISKE DATA

Forsyningsspænding . . . . .	220 - 250 V AC
Udgangstrøm/effekt . . . . .	4A/1000W
Frekvensbånd ca. . . . .	20-300Hz/300-2.000Hz/2k-15kHz
Følsomhed min/max . . . . .	65dB - 110dB/1m
Indbygningskasse . . . . .	B6064
Dimensioner bredde/dybde/højde . . . . .	132x100x35 mm

### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	100 Ohm	1/4 W modstand
R2	330 Ohm	1/4 W modstand
R3	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R4	10 kOhm	1/4 W modstand
R5	10 kOhm	1/4 W modstand
R6	10 kOhm	1/4 W modstand
R7	10 kOhm	1/4 W modstand
R8	47 kOhm	1/4 W modstand
R9	100 kOhm	1/4 W modstand
R10	470 kOhm	1/4 W modstand
R11	470 kOhm	1/4 W modstand
R12	1 MOhm	1/4 W modstand
R13	1 MOhm	1/4 W modstand
R14	220 Ohm	1/4 W modstand
R15	470 Ohm	1/4 W modstand
R16	470 Ohm	1/4 W modstand

**Fig. AT365.2.**

AT365 diagrammet er forsynet med komplikerede styrekredsløb, som splitter højttaler og omgivelseslyd op i de tre kanaler.

R17	470 Ohm	1/4 W modstand
R18	220 kOhm	trimmepotentiometer
R19	100 kOhm	LIN 4 mm potentiometer
R20	100 kOhm	LIN 4 mm potentiometer
R21	100 kOhm	LIN 4 mm potentiometer m. afbr.
C1	4,7pF/125V	keramisk skivekondensator
C2	220pF/125V	keramisk skivekondensator
C3	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C4	2,2nF/125V	keramisk skivekondensator
C5	15nF/250V	polyesterkondensator
C6	47nF/250V	polyesterkondensator
C7	100nF/630V	polyesterkondensator
C8	100nF/630V	polyesterkondensator
C9	100nF/630V	polyesterkondensator
C10	0,1uF/35V	tantalkondensator
C11	4,7uF/35V	tantalkondensator
C12	4,7uF/35V	tantalkondensator
C13	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C14	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C15	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C16	22uF/16V	tantalkondensator
C17	10uF/25V	tantalkondensator
C18	100uF/3V	tantalkondensator
C19	470uF/16V	elektrolytkondensator
D1	1N4005	kraftdiode
D2	1N4005	kraftdiode
D3	1N4005	kraftdiode
D4	1N4005	kraftdiode
D5	1N4005	kraftdiode
D6	1N4148	mini diode
D7	1N4148	mini diode
D8	1N4148	mini diode
D9	1N4148	mini diode
D10	1N4148	mini diode
T1	BC548B	NPN transistor
T2	2N4871	UJT transistor
T3	TRIAC-3	triac
T4	TRIAC-3	triac
T5	TRIAC-3	triac
IC1	78L05	5V regulator som transistor
IC2	TL084	quad bi-mos op amp
L1	40uH	støjspole
L2	40uH	støjspole
L3	40uH	støjspole
TR1	9V/100mA	nettransformator
S1	2A/250V	sikring/holder

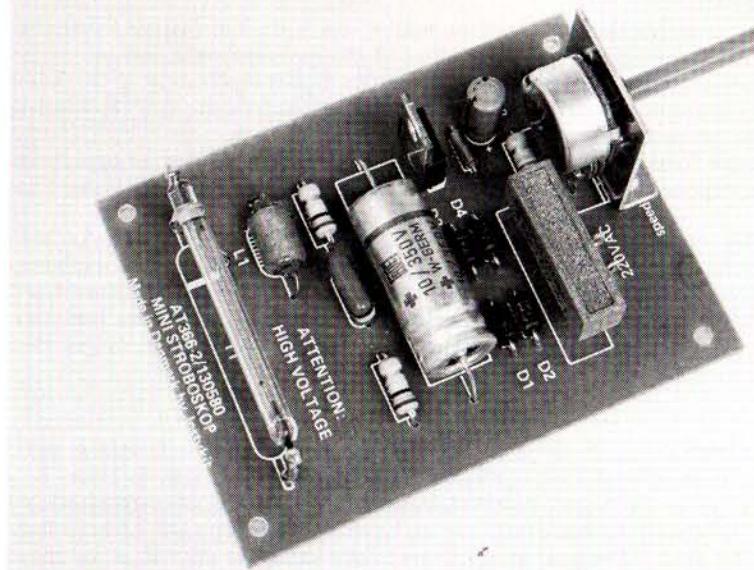


Fig. AT366.1.

Den enkleste mulige opstilling til et mini stroboskop med indstillelig blinkhastighed på 2-20 Hz.

## AT366 MINI-STROBOSKOP

Et stroboskop er et apparat, som kan afgive kortvarige lysglimt med et bestemt interval. Hastigheden af lysglimtene skal kunne varieres og hvert enkelt glimt skal være så hurtigt, at det kan fastfryse en bevægelse, - typisk en tusindedel af et sekund.

Stroboskopet arbejder med et udladningsrør. Det er det, der giver glimtene. Røret ligner tilsvarende rør i en fotoblitz. Men professionelle stroboskoper arbejder med specielle stroboskoprør, som har en speciel gas-kviksolv fyldning.

Udladningsrøret i AT366 er et lav-pris foto-blitz-rør. Dette rør har en gasfyldning, der giver en udfyldende gnistdannelse mellem elektroderne, når strømmen gennem røret er høj. Et professionelt stroboskop giver god udfyldende gnist også ved lav strøm gennem røret, men det tåler ikke så høj driftsstrøm. Det vil slides hurtigere.

Et fotoblitzrør, som det i AT366, er mere robust, men det giver en tynd lynagtig gnist i røret, når det blinker hurtigt med lav strøm. Her er der tale om et kompromis. AT366 er beregnet for det ganske lave område fra ca. 2 til 20

blink i sekundet. Det er det område, man f.eks. benytter til stroboskoper på diskoteker.

Her er stroboskoper blevet populære, fordi de kan fastfryse danseræglerne, så man får en oplevelse som i en gammel flimrende film.

Stroboskopet AT366 kan også benyttes til demonstration af maskiner i drift, hvor bevægelserne kan fastfryses, eller man kan ændre den eksponerede bevægelse og omdrejningsretningen.

Andre forsøg, som f.eks. at lyse på dryppende vandhaner, er også sjove. Man kan eksponere således, at det ser ud som om dråberne løber tilbage i hanen.

Eller man kan lyse på en højttaler med en konstant tone påtrykt. Man vil da kunne indstille blinkhastigheden således, at de hurtige membranbevægelser bliver langsomme eller går helt i stå. Dette benyttes professionelt ved undersøgelser af højttalere i drift. Man kan nemlig se, hvorledes højttalermembranen bevæger sig, og om membranen »bryder op», - dvs. bølger eller knækker i overfladen.

## DIAGRAMMET

AT366 er opbygget på den simplest mulige måde. Men det betinger direkte tilslutning til lysnettet. Og et lysnettilsluttet apparat er berøringsfarligt. Det skal indbygges, så »pilfinger» ikke kan blive slæt ihjel, og ingen metaldele, der kan berøres, må være nærmere end 6mm til spændingsførende ledere på printplade og tilslutningsledninger.

Når AT366 er så farlig, som det her er beskrevet, hænger det sammen med, at et udladnings blitz- og stroboskop rør skal arbejde med en brændspænding på mellem 300 og 400 volt.

Røret - i diagrammet T1 - forbindes fysisk som på diagramtegningen med ring-styregisteret mod minus. Samme ende sluttes til minus på elektrolytkondensatoren C1. Rørets anden ende skal gå til plus på C1.

Når røret får tilført en kort spændingsimpuls gennem styregisteret, vil det tænde. Der udlades en gnist, og hele den elektriske ladning fra ladekondensatoren C1 vil passere røret. Det tager kun en tusindedel af et sekund. I den tid er røret elektrisk set helt kortsluttet. Derfor aflades kondensatoren helt.

Straks derefter - når gnisten er udbrændt - oplades kondensatoren C1 igen, fordi røret ikke længere kortslutter. Først når triggekredsløbet efter sender en spændingsimpuls ud til styregisteret, vil der komme endnu et blink.

Styreimpulserne dannes af en lille generator med ladmodstandene R1 og R3, ladekondensatoren C2 og diacen D6. Kondensatoren lades op med jævnspænding fra forsyningsspændingen. Det sker gennem R1 og R3. Hvis R1 potentiometeret er indstillet til en lav modstand, vil strømmen hurtigt lade kondensatoren op. Når kondensatorspændingen er lig med diacens tændspænding på ca. 15 til 30 volt, vil strømmen udlades til triacens gate. Denne strøm vil få triacen til at lede meget hurtigt. Derved vil den aflade højvolt kondensatoren C3. Det vil for tændtransformatoren L1 se ud, som om der blev tilført en spændingsimpuls på omkring 150 volt. Denne spænding optransformeres i tændtransformatoren til ca. 5.000 volt. Det kan tænde udladningsrøret.

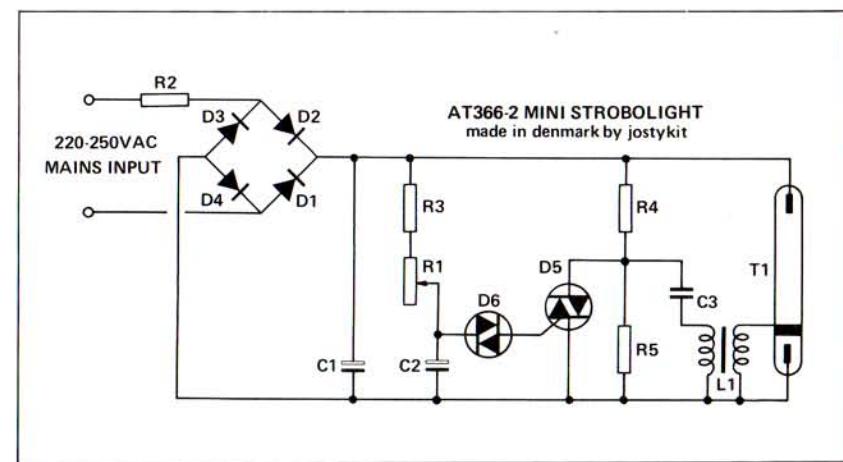


Fig. AT366.2.

Så enkel er den skræbede opstilling. I teksten gives der anvisning på, hvorledes man kan ændre kredsløbet til andre formål.

Modstandene R4 og R5 er en spændingsdeler, som tilpasser tændspændingen til L1's primær. Spændingen sættes ned fra de 300 volt på forsyningsspændingen til de nævnte 150 volt. Dette også af hensyn til den maximale tilladelige spidsspænding på kondensatoren C3. Det er en 250 volt type, som ikke tåler de fulde 300 volt fra ensretterbroen.

Ensretterbroen med D1 til D4 sørger sammen med R2 for en passende oplade jævnstrøm. R2 er en 5 watt modstand, og den bliver meget varm.

## TILPASNING AF TRIGGEFREKVENS OG OPLADETID

Stroboskopet giver et blink for hver gang, der kommer triggeimpuls fra tændtransformatoren. Men hvis tændimpulserne kommer så ofte, at C1 ladekondensatoren ikke kan nå at lade op, vil der af og til »tabes» et blink. Det vil se ustabilt ud. Derfor er det vigtigt, at man tilpasser triggehastigheden til opladningstiden. I AT366 kan man justere triggehastigheden mellem 2 og 20 blink i sekundet. Hvert eneste blink giver samme lysglint. Derfor vil det se ud som om stroboskopet giver mere lys, når hastigheden går op. På den højeste hastighed - med mest lys - er der så kort tid mellem blinkene, at C1 kondensatoren næsten ikke kan nå at blive ladet op. Den vil ikke nå de fulde 300 volt fra ensretterdelen (220 volt ensrettet giver 310 volt spids). Så er der fare for at røret ikke kan tænde.

Derfor skal man benytte en mindre ladekondensator C1 ved højere hastighed. Gøres triggekredsløbet hurtigere med reducering af C2's værdi, må C1 altså nedsættes med samme faktor. Vælges C2 til det halve, må også C1 halveres.

Derved sættes hastigheden op til 4 - 40 blink i sekundet. Med omkring 40 blink i sekundet, vil der opstå andre problemer med et så enkelt stroboskop som AT366. Dels vil flammen i blitzrøret ligne et lille lyn eller en gnist,

og dels vil blinkene blive ustabile. Gnistdannelsen er forklaret i dette afsnits indledning. Men ustabiliteten opstår, fordi opladningen sker med pulserende jævnspænding på netfrekvensen. Den frekvens er 100 Herts, fordi ensretteren er brokoblet.

Med 100 Hz vil den pulserende jævnspænding nå nul spænding 100 gange i sekundet. Den vil også nå godt 300 volt 100 gange i sekundet. Men med en blinkhastighed på f.eks. 50 gange i sekundet, vil opladningen af C1 ske pulserende, og man kommer ud for, at der kun er et par netspændingsimpulser til at oplade kondensatoren. Det er for lidt. Derfor bliver blinkene ustabile. Øges blinkhastigheden til 100 gange i sekundet, er der endnu større sandsynlighed for, at kondensatoren nogen gange slet ikke oplades. Så kommer der ingen blink. Derfor begrænses grundopstillingen til maximalt 20 blink i sekundet. Så er der altid 4-5 fulde opladeimpulser fra nettet. Det er tilstrækkeligt stabilt.

## HVORDAN KAN MAN SE HURTIGE BEVÆGELSER

Det er ikke noget problem at se f.eks. en maskinbevægelse fastfrosset, selv om den drejer 400 gange i sekundet. Stroboskopet tænder jo meget kort. Og tændes det på samme tidspunkt hver gang, vil man se maskinbevægelsen fastfrosset hver 20'ende gang. De 19 gange er der ikke lys i stroboskopet, men det gør ikke noget. Man ser jo ikke de 19 bevægelser. Derfor kan stroboskopet bruges ved frekvenser næsten op til blitzrørets brændtid. Den er en tusinddel sekund eller 1.000 Hz. Ved frekvenser over ca. 500 Hz bliver fastfrysningerne udflydende. Man kan ikke længere benytte den enkle AT366 opstilling.

Professionelle stroboskoper har brændtider, der er 10 til 20 gange hurtigere. Derfor kan de benyttes til fastfrysning af meget hurtigere bevægelser. Men her er der også tale om langt dyrere udladningsrør.

## TILSLUTNING

I indledningen nævnte vi forholdet med spændingsfare. En så enkel opstilling som AT366 er altså ikke legetøj for mindreårige. Det gælder samtlige former for blitz apparater og stroboskoper. Kyndige kan dog godt bygge stroboskoper, hvis der tages behørligt hensyn til fornuftig indbygning.

Husk blot, at der skal være fri luftgennemstrømning omkring lademodstanden R2, ladekondensatoren C1 og selve udladningsrøret. Desuden skal udladningsrøret placeres bag et stykke klart acryl-glas.

Og husk, - sæt ALDRIG spænding til en sådan opstilling, hvis den ikke er indbygget. Når spændingen er koblet fra, og apparatet er udtaget af kassen, bør man også kortslutte ladekondensatoren C1. Den er der højspænding på i nogle sekunder efter afbrydelsen. Godt nok bliver ladekondensatoren C1 aflatet af de serie forbundne modstande R4 og R5, - men det kan tage længere tid end at åbne en indbygningskasse.

## ANDRE ANVENDELSER MED AT366

AT366 er et stroboskop med blitzrør. Derfor er det fristende at ændre

det til elektron-foto-flash.

Det gøres ved at ændre ladekondensatoren C1 på 10uF/350 volt til et »kanonslag» på 1.000uF/350 volt. Så vil opladetiden ganske vist være på hele 5-10 sekunder, men glimtet vil være yderst kraftigt.

Fotoapparatet tilsluttes normalt tænd-triacen, men da AT366 arbejder u-isoleret på nettet, vil man få netspænding på fotoapparatet. Det er selvfølgelig aldeles livsfarligt.

Derfor må man enten benytte en skilletransformator på 220 til 220 volt vekselspænding, eller man må lave en elektronisk styring, der er galvanisk adskilt fra nettet.

Det sidste kan gøres på 2 måder afhængig af brugsmåden. Man kan enten udføre trigningen fotoelektrisk eller man kan overføre triggeimpulsen via en optokabler.

Den fotoelektriske metode er den nemmeste. Der sætter man en zenerdiode på 15 volt over C2. Så vil der aldrig komme mere end 15 volt triggespænding. Derefter indskydes en foto-darlingtontransistor mellem C2's plus og triacens gate. Når der kommer et kraftigt lysglimt fra en anden foto blitz, vil også AT366 slaveblitzen tænde. Transistorens kollektor skal gå til C2's plus, dens emitter skal gå til triac gaten og basis klippes af.

En anden metode er at benytte en optokabler som netisolator. Den har en fotodiode og en fototransistor indbygget. Transistoren forbindes ganske som foto darlingtontransistoren i det foregående eksempel.

Optokablerens indbyggede lysdiode må derimod bringes til at lyse i takt med fotoapparåts eksponering. Det kan ske gennem en sløjfe med serieforbindelse af et 9 volt element, en modstand på 150 Ohm, fotoapparåts blitz-kontakt og optokablerens lysdiode. Batteriet skal vendes rigtigt. Ellers vil lysdioden ikke lyse, og der vil ikke komme triggeimpuls til blitzen. Vend batteriet hvis en sådan opstilling ikke fungerer.

## TEKNISKE DATA

Forsyningsspænding . . . . .	220-250 VAC
Effektforbrug ca. . . . .	10 watt
Blinkhastighed . . . . .	2-20 Hz

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	1 MOhm	potentiometer
R2	1 kOhm	5 W modstand
R3	47 kOhm	1/4 W modstand
R4	100 kOhm	1/4 W modstand
R5	100 kOhm	1/4 W modstand
D1	1N4005	kraftdiode
D2	1N4005	kraftdiode

D3	1N4005	kraftdiode
D4	1N4005	kraftdiode
D5	triac-3	triac
D6	diac	diac
L1	T601	tændtransformator
T1	T602	blitzrør
C1	10uF/350V	elektrolytkondensator
C2	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C3	100nF/250V	polyesterkondensator

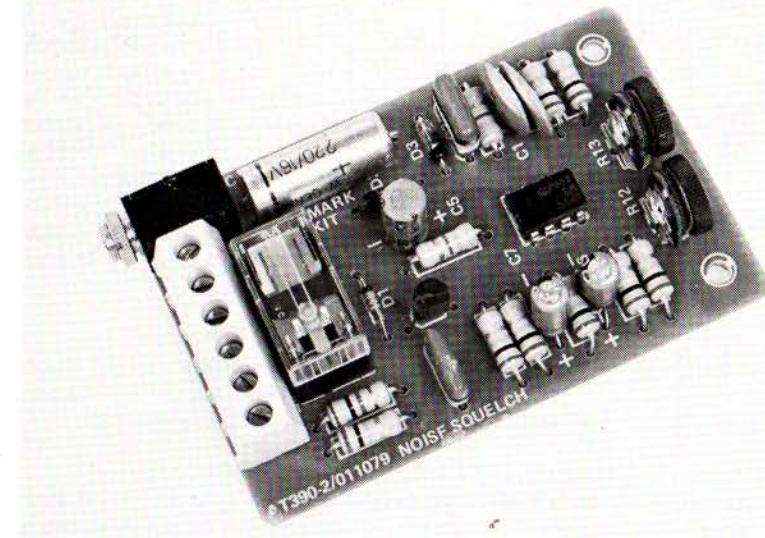


Fig. AT390.1.

AT390 indeholder to forstærkere og et relækredsløb. På trimmepotentiometre kan man indstille følsomheden for signal og frekvens (tone).

## AT390 STØJSPÆRRE FOR FM-RADIO

AT390 er en såkaldt støjspærre-enhed. Den er konstrueret således, at den kan frakoble forbindelsen mellem forstærker og FM-radio, når suset er for kraftigt. Støjspærren kan *ikke* fjerne støj på modtagelsen - det er en udbredt misforståelse.

AT390 finder udbredt anvendelse sammen med convertere som f.eks. HF305. Converteerne udvider modtageområdet på almindelige FM-radioer til andre frekvenser, f.eks. 2-meter amatørbåndet og TV-lyd på kanal 2-12.

Specielt når man lytter på smalbånds kommunikation, er AT390 effektiv. Smalbåndskommunikation på 2-meter båndet giver nemlig meget svage signaler i højttaleren. Signaler der er meget svagere end det sædvanlige sus mellem stationerne.

Indsættes en AT390, kan man få højttalerne afbrudt automatisk, når der ikke modtages nogen station. Så skal man ikke høre på det kraftigt opskruede sus.

### DIAGRAMMET

Den lille støjspærre rummer forstærkerkredsløb, aktivt filter og en relæ-forstærker samt et stereo relæ.

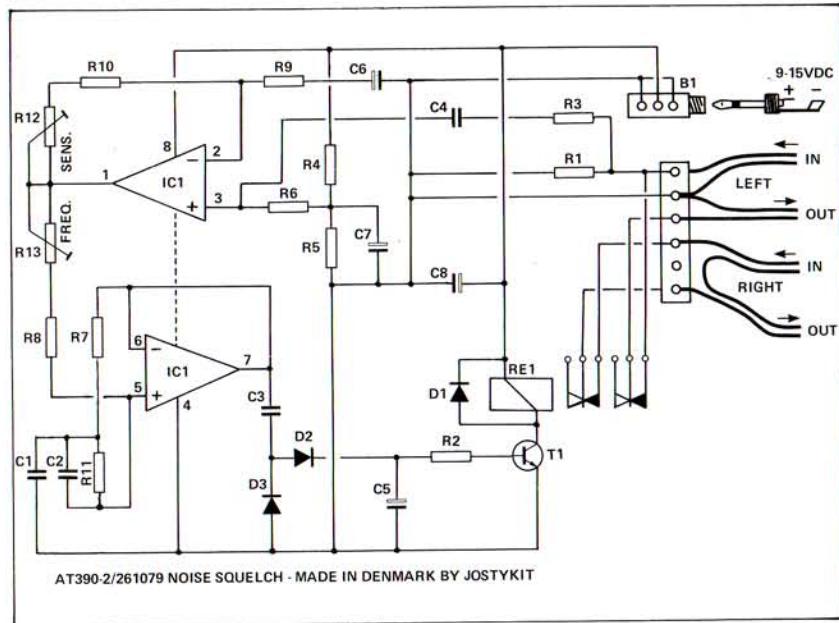


Fig. AT390.2.

AT390 har en indgangsforstærker og et specielt justerbart tonefilter af gyroratortypen. På det kan man indstille følsomheden for sus i området 2 til 15 kHz.

Konstruktionen fødes med strøm fra et batteri eller en NT411 strømforsyningssadaptor.

Indgangssignalet fra forstærkerudgangen går først ind gennem R3 og C4 til IC1A. R3 og C3 filtrerer bas og mellemtone fra. Forstærkeren bringer indgangssignalet op fra ca. 100mV til mindst 2 volt. Det indstilles på modkoblingspotentiometeret R12.

Det nu forstærkede sussignal tilføres en filterenhed med gyrorator. Gyroratoren består af C1, C2, R11 og R7 samt IC1B. Den har til opgave at overføre et smalt frekvensbånd i diskanten. Frekvensbåndet er justerbart på potentiometeret R13. Man kan indstille til sus mellem 2 og 15 kHz. Suset ensrettes derefter af et par dioder, D2 og D3, og jævnspændingssignalet filtreres med C5. Hvis jævnspændingen er kraftig nok, vil transistoren T1 trække relæet, og højttalerforbindelserne brydes.

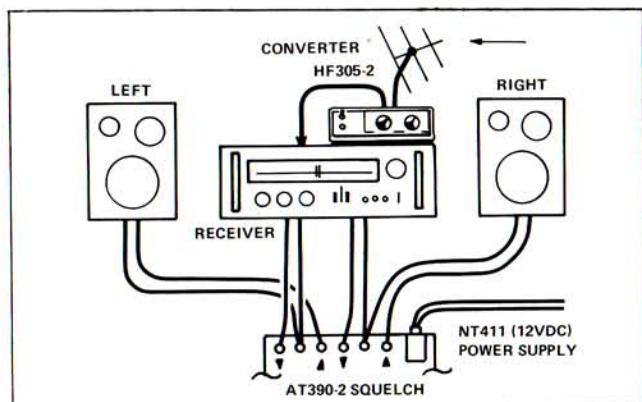
Dioden over relæet beskytter transistoren mod ødelæggelse af inductionsspændinger.

## TILSLUTNING OG JUSTERING

Tilslutning af AT390 sker nemmest over skruebøsninger.

Som vist på tegningen fig. AT390.3. klippes højttalerforbindelserne

Fig. AT390.3.  
Støjspærren  
indkobles på  
forstærkerens  
højttalerled-  
ninger. Der er  
to sæt relæ-  
kontakter, så  
AT390 kan  
også benyttes i  
stereosyste-  
mer.



over. AT390 indskydes på begge ledninger. Derefter tilsluttes en NT411 strømforsyning på 12 volt eller et batteri.

Så justeres AT390 efter følgende procedure:

- 1) Stil trimmekontrolleret R13 i midterstilling og stil R12 helt venstre om til stop.
  - 2) Stil radioen på en ønsket modtagestation, stil volumekontrollen på den ønskede styrke og drej skalaknappen væk fra stationen igen, så der høres et stabilt sus.
  - 3) Drej på R12 følsomhedstrimmekontrolleret med en isoleret skruetrækker, så højttalerne lige netop afbrydes.
  - 4) Stil ind på radioskalaen så højttalerne indkobles, og man hører en station.
  - 5) Drej derefter R13 så meget højre om, så signalet ikke får højttalerrelæet til at klapre.
  - 6) Gentag proceduren 1-5 et par gange til fuld stabilitet er opnået.
- BEMÆRK: Radioens volumenkontrol må ikke røres, når AT390 er indstillet optimalt.

## TEKNISKE DATA

Forsyningsspænding . . . . .	9 - 15 DC (NT411)
Strømforbrug - frakoblet/ikke frakoblet højttaler . . . . .	.60mA/.5mA
Justerbar følsomhed . . . . .	100mV til 3 volt signalspænding
Justerbar frekvens . . . . .	2.000 Hz til 15.000 Hz

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	1 kOhm	1/4 W modstand
R2	3,3 kOhm	1/4 W modstand
R3	10 kOhm	1/4 W modstand
R4	10 kOhm	1/4 W modstand
R5	10 kOhm	1/4 W modstand
R6	10 kOhm	1/4 W modstand
R7	330 Ohm	1/4 W modstand

R8	47 kOhm	1/4 W modstand
R9	100 kOhm	1/4 W modstand
R10	10 kOhm	1/4 W modstand
R11	100 kOhm	1/4 W modstand
R12	1 MOhm	1/4 W trimmepotentiometer
R13	1 MOhm	1/4 W trimmepotentiometer
D1	1N4148	mini silicium diode
D2	AA143	germanium diode
D3	AA143	germanium diode
T1	BC547B	NPN transistor
IC1	LM358	dual op-amp
C1	3,3nF/125V	keramisk skivekondensator
C2	3,3nF/125V	keramisk skivekondensator
C3	100nF/250V	Polyesterkondensator
C4	10nF/250V	Polyesterkondensator
C5	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C6	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C7	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C8	220uF/16V	elektrolytkondensator
RE1	HB2-DC12V	dobbelt relæ

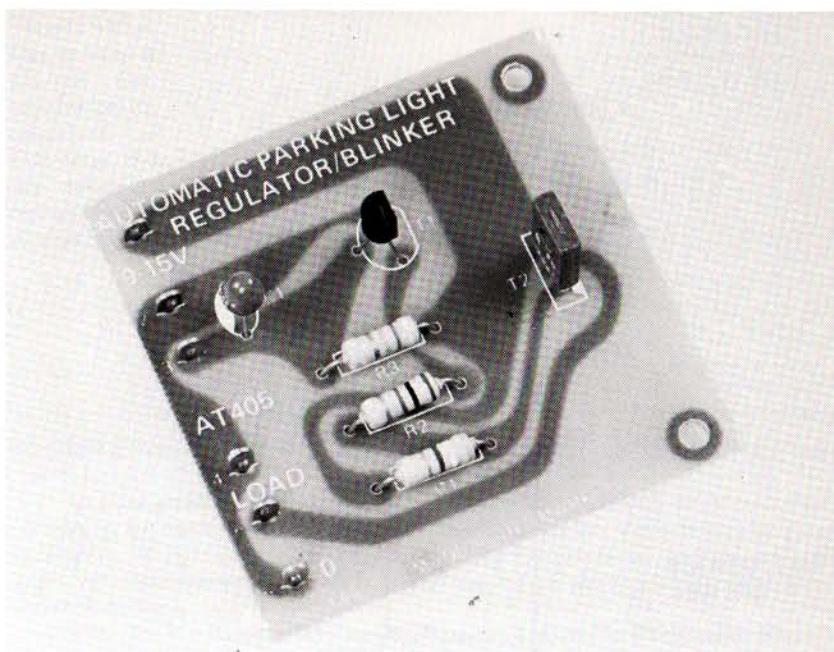


Fig. AT405.1.

AT405 er en ideel begynderopstilling med få robuste komponenter. Den kan tænde lys og blinke, når det bliver mørkt.

## AT405 ELEKTRONISK PARKERINGSLYS

AT405 er et lille elektronisk relæ. Det er velegnet til begyndere på grund af den enkle og robuste konstruktion. Udgangen er forsynet med en krafttransistor, og man kan tilkoble både lamper og relæer til alle former for styringer. AT405 benyttes fortrinsvis som tusmørkerelæ til bilen eller som mørkeblinker. Mørkeblinkeren starter med at blinke, når dagslyset bliver svagt.

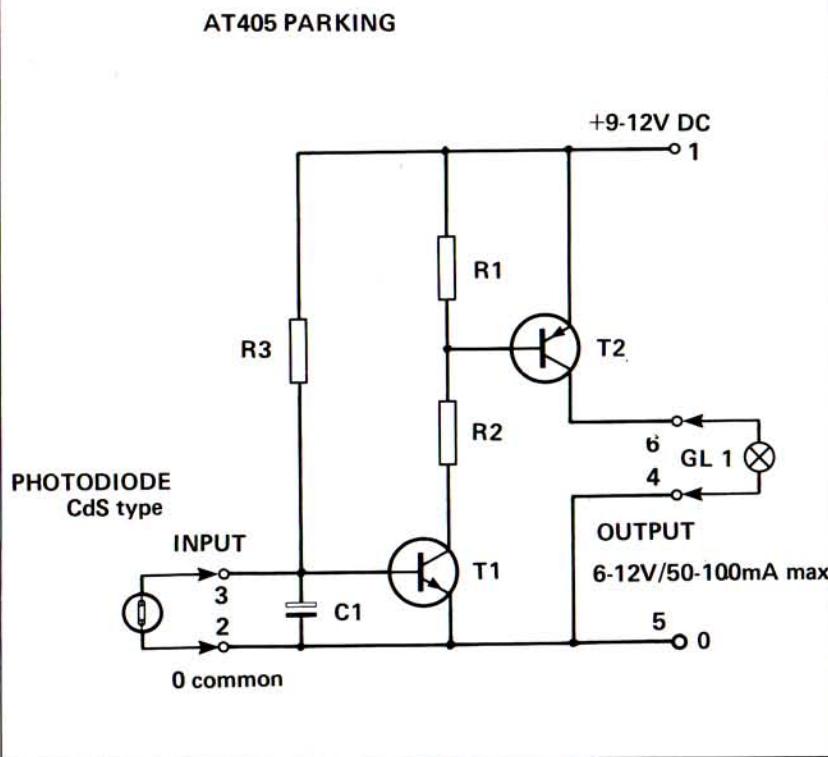
### DIAGRAMMET

AT405 er opbygget med en NPN og en PNP transistor. Belastninger kan indsættes i PNP-effektransistorens kollektor til 0. I opstillinger hvori AT405 indgår, kan man altså benytte 0 eller minus som fællesleder (auto).

Er AT405 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 styre T1 med kollektorstrøm. Kollektorstrømmen fra T1 vil da trække basis-

Fig. AT405.2.



Udgangen har en lille krafttransistor. Derfor tåler AT405 mellemstore glødelamper og relæ på udgangen.

strøm i T2. Herefter vil T2 trække kollektorstrøm gennem lampen, som vil lyse.

#### MØRKEBLINKER

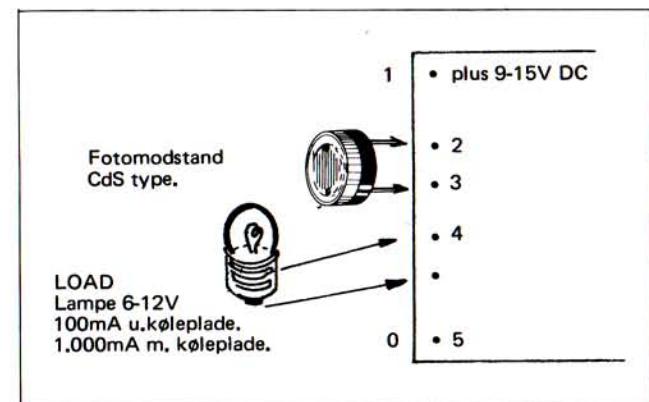
Tilslut en spænding på mellem 9 og 15 volt til loddeøjnene 1 og 5. Plus skal gå til loddeøjet mærket 1, - ellers ødelægges transistorerne. Tilslut derefter en lampe på op til 1,2 watt over loddeøjnene 4 og 6, og forbind den medfølgende fotomodstand over loddeøjnene 2 og 3.

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

AT405 tilsluttes på samme måde som i fig. AT405.3., men hvis man

Fig. AT405.3.  
Det er nemt at tilkoble den fotofølsomme modstand - en CdS celle. Hvis den anbringes tæt på lampen, vil den blinke.



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 2mm aluminium på 10x10 cm. Kølepladen må ikke have elektrisk forbindelse med nogen af loddeøjnene på AT405. Benyt derfor en »glimmer-isolationsskive» som mellemlags.

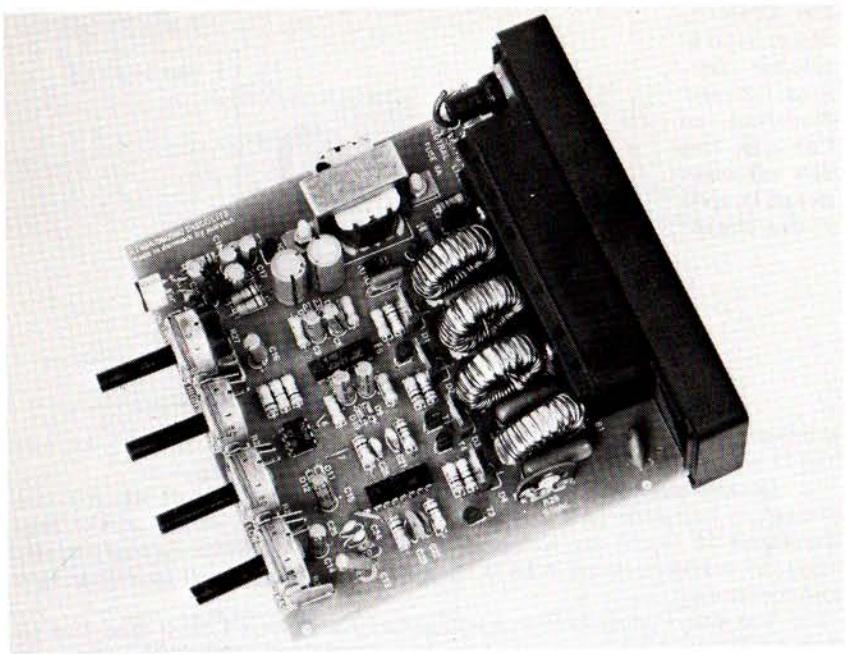
Ved større udgangseffekt kan man benytte ethvert 12 volt relæ, som tilsluttes i stedet for lampen. Relækontakterne kan da skifte belastninger på omkring 3 ampere ved 220 volt. (Pas på stødfaren)

#### TEKNISKE DATA

Forsyningsspænding . . . . .	9-15V DC
Strømforbrug tomgang . . . . .	0,3mA
Strømforbrug fuld last . . . . .	1000mA
Belastning uden køleplade . . . . .	1,2 watt
Belastning med ekstra køleplade på T2 . . . . .	12 watt
Følsomhed for skift på udgang . . . . .	0,6-0,7V

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	390 Ohm	1/4 W modstand
R2	1 kOhm	1/4 W modstand
R3	47 kOhm	1/4 W modstand
C1	100uF/3V	tantalkondensator
T1	BC547B	NPN transistor
T2	BD126 el. BD234	PNP krafttransistor



**Fig. AT464.1.**  
AT464 er opbygget yderst handy på en printplade, der rummer alle funktioner, potentiometre og udgangsbøsninger. Kun en simpel netledning skal tilsluttes.

## AT464 4-KANAL MIKROFONSTYRET LYSSHOW

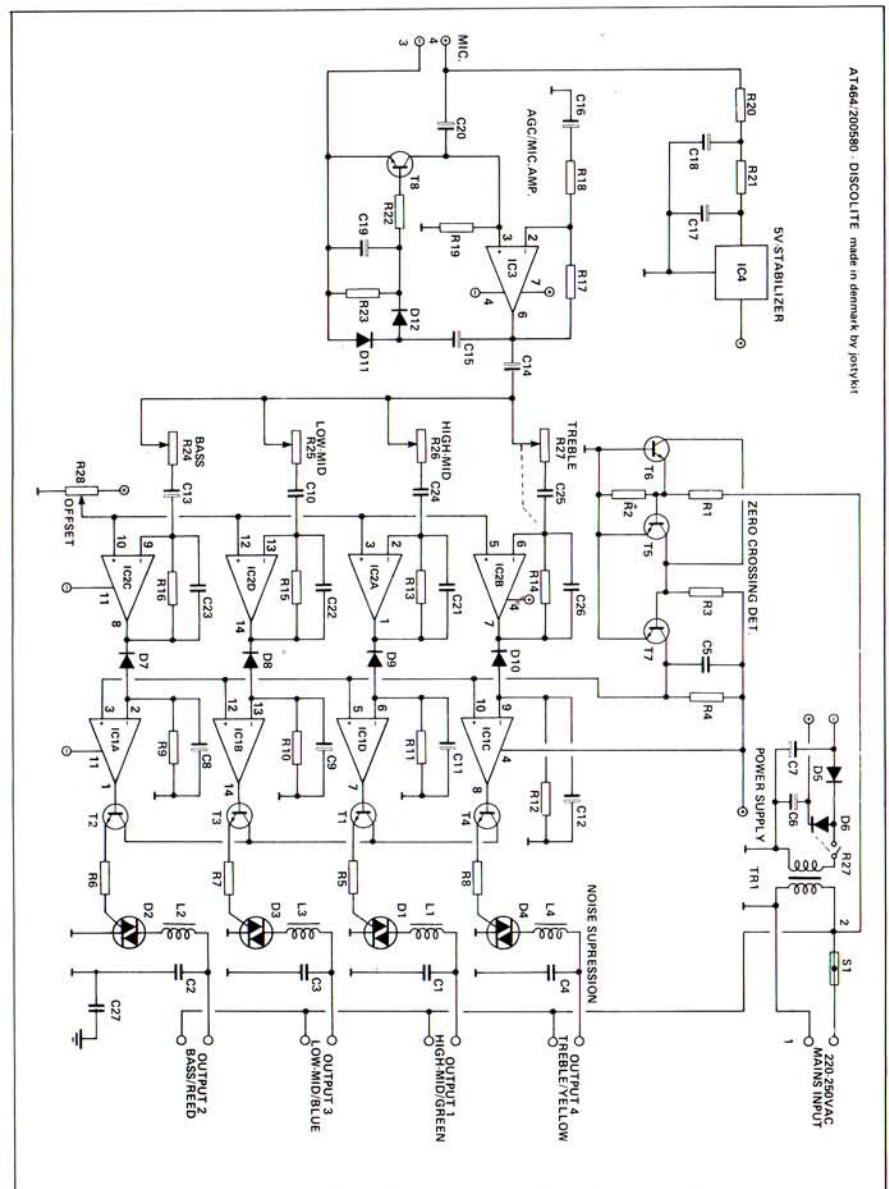
AT464 indgår i en helt ny generation af avancerede elektroniske lysshow til hjemmebrug og diskotek. Teknikken benytter de mest moderne kredsløb med øget kanalseparation, følsomhed og automatik.

AT464 har 4 udgangskanaler og følger musikkens rytmme med en proportional intensitetsregulering af lamperne. Det modsvarer det nye AT474, som i stedet er et digitalt 4 kanal lysshow. Se afsnittet om både AT474 samt AT65, der beskriver lysshow'enes fundamentale funktion.

### DIAGRAMMET

AT464 kan opdeles i et antal grundfunktioner, som forklarer det store elektroniske kredsløbs funktion.

Der er en mikrofon i indgangen med en efterfølgende 1) mikrofonforstærker med kompressor, 2) 4 tonefilter forstærkere, 3) 4 komparatører med delay, 4) drivertransistorer, 5) triac udgang med støjfiltre, 6) strømforsyningsekredsløb og 7) nul gennemgangs detektor.



**Fig. AT464.2.**  
Diagrammet af AT464 viser tydeligt, at der er tale om et elektronisk set med et godt spækket med transistorer, dioder og special Bi-MOS operationsforstærkere.

## Mikrofonindgang

For at lette tilslutningen af et lysshown som AT464, er der indbygget mikrofon med mikrofonforstærker.

Mikrofonforstærkeren består af en IC-forstærker med godt 100 ganges forstærkning samt et kompressortrin. Da mikrofonen af hensyn til følsomheden for diskant og bas er af ELEKTRET typen, skal den have en lille forsyningstrøm til den indbyggede FET transistor. Den forspænding kommer fra strømforsyningens stabiliseringsskredsløb gennem R21 til C18. Disse to komponenter udgør et RC-led, som skaber den nødvendige højstabile forsyningstrøm til mikrofonen. R20 er en faldmodstand til FET'ens source. Over den kan man tage mikrofonsignalet, der har en styrke på 2 til 10mV.

Signalet overføres via C20 til operationsforstærkeren. Dens forstærkning bestemmes af modstanden R17 og R18. Forholdet mellem modstandene svarer til 100. Derfor vil signalet på udgangen blive 1.000mV med 10mV indgangssignal.

Signalet tilføres kompressoren med dioderne D11, D12, C19 og T8. Dioderne ensretter signalspændingen til en spidsspænding på omkring 1,5 volt. Denne spænding udglattes med kondensatoren C19 og tilføres transistoren gennem strømbegrænservarmeren R22. Derved vil transistoren begynde at lede. Hvis dens basis får mere end 0,6 volt ind, begynder den at kortslutte indgangssignalet.

Derved vil indgangssignalet flade i styrke indtil transistoren ikke længere leder - og altså kortslutter signalet. Der opnås en stabil tilstand, hvor spændingerne kun afhænger af den lydstyrke, der tilføres mikrofonen. Udgangssignalet fra forstærkeren vil altså altid ligge på ca. 0,5 volt. Derved er lysshown gjort uafhængig af styresignalet fra højtalere og omgivelser.

Kondensatoren C16 sikrer, at indgangsforstærkeren kun har en vekselspændingsforstærkning på 100 gange. Der løber ikke jævnstrøm i kondensatoren. Derfor er forstærkeren helt modkoblet og helt stabil overfor jævnspændingsfejl og temperaturdrift.

Hvert tonefilter er opbygget omkring en inverterende operationsforstærker. En kondensator i modkoblingen bestemmer den øvre grænsefrekvens og en i indgangen bestemmer den nedre grænsefrekvens. Indgangsmodstanden udgøres af et potentiometer. På det kan man justere forstærkningen, - og som en biting også den nedre grænsefrekvens.

Den nedre grænsefrekvens er beregnet efter RC-formlen for indgangsmodstanden med potentiometeret i midterstilling. Den øvre er beregnet efter RC-formlen for modstand og kondensator i modkoblingen.

Hver af de 4 filtre er altså båndpasfiltre. Det nedre basfilter ruller naturligt af fra ca. 50 Hz og ned. Det er for at gøre brumindflydelsen mindre. Det øvre filter i diskanten runder også af - her ved ca. 10 kHz. Det er for at fjerne triac impulsstøjene.

Når man regulerer på et potentiometer, vil man indstille både frekvens og forstærkning. Det er dog af mindre betydning, fordi reguleringerne kun skal kompensere for forskelle i gengivelsesanlæggets tonekontroller og højtalere.

## Komparatorer med delay

Efter opsplitningen af toneområderne i bas, mellemtone 1, mellemtone

2 og diskant, følger et komparatorkredsløb. Dets funktion er ret speciel.

Tonesignalerne fra filtrene ensrettes med dioderne D7 til D10. Dioderne vender i spærretrenningen. Derfor vil et signal fra filtrene *aflade* kondensatorenne C8 til C11. Disse kondensatorer holdes normalt ladet op af modstanden R9 til R12. Jo mere spændingen er afladet, desto lavere spænding skal der på komparatorernes plus eller ikke inverterende indgange. Og spændingen på disse indgange stiger savtakket fra nul til fuld positiv forsyningsspænding, når net forsyningsspændingen har passeret nul. Det sørger et 0-gennemgangs detektor kredsløb for.

Resultatet er, at komparatorernes udgange vil åbne tidligere i vekselspændingsfasen, afhængig af musikstyringens volumen i de 4 toneområder. Det vil give mere lys til lamperne.

Forspændingen til komparatorerne kan desuden indstilles via et 0-lys potentiometer på indgangen af filterforstærkerne. Filterne fungerer da bedre, fordi forspændingen bringer dioderne til at arbejde ledende under alle signalforhold. Så vil selv ganske små signaler give små lysstyrkeændringer.

Komparatorernes kondensatorer C8 til C12 medvirker desuden til en langsom lysdæmpning. Der er stadig en hurtig lysstigning. Den er kun begrænset af diodernes indre modstande. Da det er siliciumdioder, er denne modstand meget lille. Resultatet et et blødt virkende lysshown, som alligevel tydeligt følger musikkens rytmе.

## Drivertransistorer

Triacer skal have meget forskellige tændstrømme på gatene. Ofte er tændstrømmene over 50mA, og det kan de benytte Bi-MOS operationsforstærkere overhovedet ikke klare. Derfor benyttes transistorer i emitterkobling til drev af triac'erne. De giver i emitterkobling kun en strømförstærkning. Med en indgangsstrøm på 1mA, kan de leve 100mA ud. Strømförstærkningen er dog meget afhængig af temperaturen, så man kan komme ud for transistore af samme type, hvor der er op til 500 ganges forstærkning. Sådanne transistorer ville give for stor strøm. Så stor strøm at transistorerne selv kunne brænde sammen. Derfor må der også 4 strømbegrænservarmer til. Det er R5 til R8.

## Triac udgang med støjfiltre

I afsnittet om AT65 er det beskrevet, hvorledes en musikstyret triac udgang fungerer, og hvorfor en støjdæmpning er nødvendig. I dette afsnit vil jeg ikke gå i detaljer om hvordan det fungerer, men jeg vil fortælle, hvilken forskel der er mellem AT464 og AT65.

## Strømforsyningsskredsløb

AT464 er bestykket med operationsforstærkere, elekret mikrofon og drivertransistorer. Derfor er en korrekt opbygget strømforsyning et vigtigt delkredsløb i denne opstilling.

En lille nettransformator danner via dioderne D5 og D6 samt kondensatorenne C6 og C7 en positiv og en negativ jævnspænding på ca. 10 volt. Denne spænding strømforsyner både operationsforstærkere og drivertran-

sistorer. Selvom drivertransistorerne arbejder impulsmæssigt med deraf følgende stor ripple på plus forsyningen, indvirker det ikke på operationsforstærkerne. De har en god undertrykkelse af støj på forsyningsledningerne, fordi de benyttes balanceret med reference til en fælles nul-leder.

Mikrofonen derimod skal have en forsyningsspænding og strøm, der er fuldkommen fri for støj. Ellers vil den videregive støjen til den følsomme forstærker, som igen ville påvirke lyset i lamperne.

Derfor er der i dette kredsløb indsæt en fastspændingsregulator af typen 78L05. Den giver en hel stabil spænding på 5 volt med 7,5 til 10 volt ind. Dens ripple undertrykkelse er på ca. 100 gange. Det er meget, men ikke nok til mikrofonen. Derfor benyttes også et RC-led til brumfiltrering. Det blev omtalt i forbindelse med mikrofonforstærkeren tidligere i dette afsnit.

#### Nul gennemgangs detektor

En triac, som man vil benytte til jævn op- og nedregulering af effekt til belastninger, skal ikke styres med en jævt varierende strøm. Triacerne er elektroniske kontakter, der kun kan tændes. De slukker selv hver gang vekselspændingen fra nettet passerer nul volt. Derfor må triacerne tændes et bestemt sted i forhold til nul-gennemgangen. Det kan give forskellig effekt til belastningen, - i dette tilfælde lamperne på lysshow'ets udgange.

Derfor er det vigtigt at have et kredsløb, som ved nøjagtigt, hvornår vekselspændingen er på nul volt. Kredsløbet benævnes en nul-gennemgangs detektor, og det er i AT464 opbygget med de tre transistorer, T5, T6 og T7.

Transistorerne T5 og T6 er forbundet med fælles kollektor. Kollektorerne skal bringes til at lede strøm, når der er enten positiv eller negativ forsyningsspænding. Når spændingen er nul, - eller tæt derpå, skal de ophøre med at trække strøm. Det sker ved at tilføre en svag vekselstrøm til den ene transistors basis og den andens emitter. Derved vil diodestrækningerne i de to transistorers basis/emitter-strækning lede for *både* positive og negative vekselspændinger.

På kollektor af T5 og T6 tilsluttes basis på T7, der er forspændt med strøm via modstanden R3. Denne forspænding vil sikre, at T7 trækker strøm, - når T5 og T6 ikke leder og dermed »snupper» forspændingen. T7 vil altså lede strøm i nulgennemgangen. Strømmen vil trække kollektorspændingen og dermed C5 spændingen på nul i et kort øjeblik. Derefter vil C5 igen aflades af R4, for til slut igen at antage fuld positiv spænding. Men lige før kommer en ny nulgennemgangsimpuls, og spændingen synker. Derved får man på T7's kollektor en savtakimpuls i fase med netspændingen. Savtakken er nul ved nulgennemgang og højest lige før en ny nulgennemgang.

Savtakspændingen tilføres komparatorerne. De vil slå om og lede strøm til triacerne, når spændingen på de to indgange når samme værdi. Derfor vil en meget lav spænding fra signaldioderne D7 til D10 forårsage meget udgangseffekt til belastningerne, og triacstyringen indgår i et sluttet kredsløb i fase med vekselspændingen.

#### TILSLUTNING

AT464 er nem at tilslutte og bruge. I byggesætversionen medfører en speciel printbørsning, som har sikringsholder og bøsningsforbindelser for 4 klasse 2 netstik - det er dem med trekantede sider.

På 4 kontroller indstiller man forholdet mellem de 4 toneområder. Diskantkontrollen fungerer desuden som afbryder. Det er dog kun styrespænderne, der afbrydes. Der vil altid gå en svag tomgangsstrøm på ca. 0,5 watt i transformatorens primær.

Indgangssignalet skal ikke tilsluttes manuelt. Det kommer ind via mikrofonen. Derfor bør lysshownet anbringes i nærheden af højtalerne, hvis man ønsker omgivelsesstøjens indflydelse elimineret.

Hver udgang på AT464 kan tilsluttes glødelamper, men tilsammen er den tilladte belastningseffekt begrænset til 2,5 ampere i Norden. Det har noget med myndighedernes tilladelser at gøre. Her er det i Danmark, Norge og Sverige henholdsvis DEMKO, NEMKO og SEMKO, der er ansvarlige for lovenes overholdelse.

I forbindelse med dette afsnit om tilslutning skal der advares mod net-spændingsfare ved netdrevne apparater. Printpladen er livsfarlig at berøre, når der er strøm på apparatet og indbygning skal ske forsvarligt. Se afsnittet om dette forhold ved AT65.

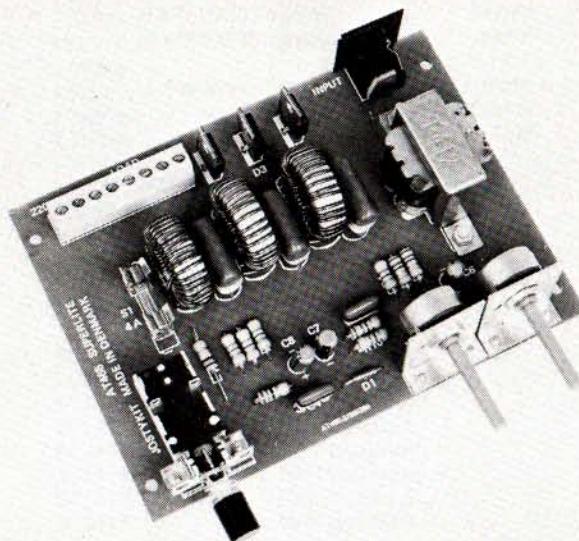
#### TEKNISKE DATA

Forsyningsspænding . . . . .	220-250VAC/50-60Hz
Total belastningsstrøm . . . . .	4 ampere
Lys følsomhed . . . . .	65-110 dBa
Frekvensopdeling . . . . .	bas, mellemtone 1, mellemtone 2 og diskant

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
1-4	-	loddeøjne
D5	1N4005	kraftdiode
D6	1N4005	kraftdiode
D7	1N4148	silicium diode
D8	1N4148	silicium diode
D9	1N4148	silicium diode
D10	1N4148	silicium diode
D11	1N4148	silicium diode
D12	1N4148	silicium diode
R1	1 MOhm	1/4 W modstand
R2	68 kOhm	1/4 W modstand
R3	1 MOhm	1/4 W modstand
R4	330 kOhm	1/4 W modstand
R5	1 kOhm	1/4 W modstand
R6	1 kOhm	1/4 W modstand
R7	1 kOhm	1/4 W modstand
R8	1 kOhm	1/4 W modstand

R9	330 kOhm	1/4 W modstand	D1	TRIAC	triac (TXC18E40)
R10	330 kOhm	1/4 W modstand	D2	TRIAC	triac (TXC18E40)
R11	330 kOhm	1/4 W modstand	D3	TRIAC	triac (TXC18E40)
R12	330 kOhm	1/4 W modstand	D4	TRIAC	triac (TXC18E40)
R13	1 MOhm	1/4 W modstand	TR1	220V/12V	transformator
R14	1 MOhm	1/4 W modstand	2	M3x12mm	nylonskruer
R15	1 MOhm	1/4 W modstand	2	M3	møtrikker
R16	1 MOhm	1/4 W modstand	R24	1 MOhm	LIN potentiometer
R17	1 MOhm	1/4 W modstand	R25	1 MOhm	LIN potentiometer
R18	3,3 kOhm	1/4 W modstand	R26	1 MOhm	LIN potentiometer
R19	100 kOhm	1/4 W modstand	R27	1 MOhm	LIN potentiometer
R20	10 kOhm	1/4 W modstand	R28	100 kOhm	trimmepotentiometer
R21	10 kOhm	1/4 W modstand	1	-	trimmepotentiometernippel
R22	10 kOhm	1/4 W modstand	L1	-	støjspole
R23	10 kOhm	1/4 W modstand	L2	-	støjspole
T1	BC547B	NPN transistor	L3	-	støjspole
T2	BC547B	NPN transistor	L4	-	støjspole
T3	BC547B	NPN transistor			
T4	BC547B	NPN transistor			
T5	BC547B	NPN transistor			
T6	BC547B	NPN transistor			
T7	BC547B	NPN transistor			
T8	BC547B	NPN transistor			
IC1	TL084	Quad operationsforstærker			
IC2	TL084	Quad operationsforstærker			
IC3	CA3140	operationsforstærker			
IC4	78L05	5 V spændingsregulator			
C1	100nF/630V	polyesterkondensator			
C2	100nF/630V	polyesterkondensator			
C3	100nF/630V	polyesterkondensator			
C4	100nF/630V	polyesterkondensator			
C5	68nF/250V	polyesterkondensator			
C6	330uF/10V	elektrolytkondensator			
C7	330uF/10V	elektrolytkondensator			
C8	2,2uF/63V	elektrolytkondensator			
C9	2,2uF/63V	elektrolytkondensator			
C10	1nF/125V	keramisk skivekondensator			
C11	2,2uF/63V	elektrolytkondensator			
C12	2,2uF/63V	elektrolytkondensator			
C13	2,2uF/63V	elektrolytkondensator			
C14	2,2uF/63V	elektrolytkondensator			
C15	2,2uF/63V	elektrolytkondensator			
C16	2,2uF/63V	elektrolytkondensator			
C17	2,2uF/63V	elektrolytkondensator			
C18	2,2uF/63V	elektrolytkondensator			
C19	47uF/10V	elektrolytkondensator			
C20	2,2uF/63V	elektrolytkondensator			
C21	100pF/125V	keramisk skivekondensator			
C22	1nF/125V	keramisk skivekondensator			
C23	4,7nF/125V	keramisk skivekondensator			
C24	220pF/125V	keramisk skivekondensator			
C25	68pF/125V	keramisk skivekondensator			
C26	1nF/5kV	keramisk skivekondensator			



**Fig. AT465.1.**  
3-kanal lysshow i en størrelse, så det passer til de små modul indbygningsbokse B6065.

## AT465 3-KANAL LYSSHOW MED 0-LYS

AT465 placerer sig som et 3-kanal lysshow mellem det billige AT65 og det dyre elektroniske AT365.

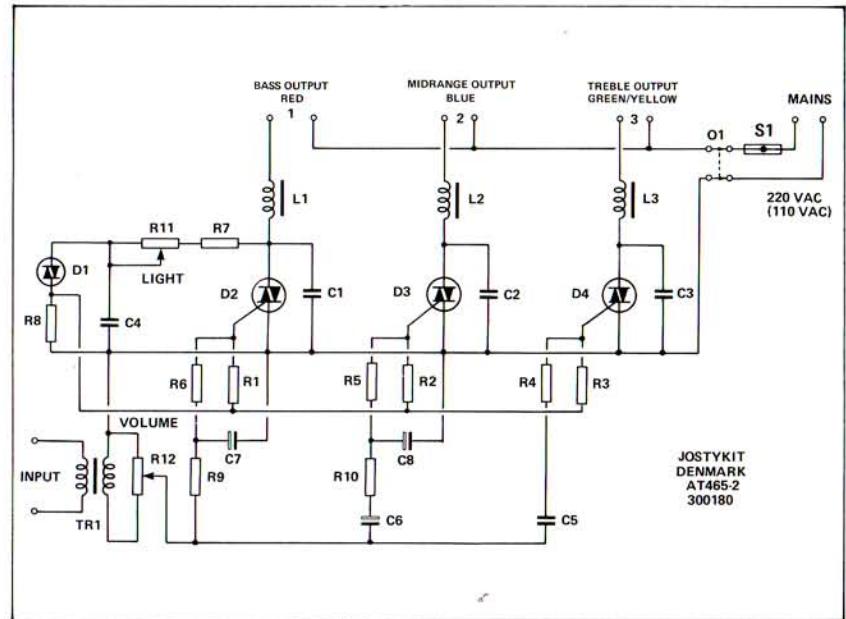
Ligesom AT65 skal AT465 tilføres signal fra en forstærkers højttalerudgang, men AT465 har en separat kontrol for justering af baggrundsbelysningen - en såkaldt 0-lys justering. Det betyder, at man med AT465 opnår en længere levetid for de tilsluttede lamper.

Bortset fra dette adskiller AT465 sig ikke meget fra AT65, hvorfor der skal henvises til teksten i dette afsnit.

### DIAGRAMMET DIAGRAMMET

AT465 er opbygget med TRIAC-styring i hver af de 3 kanaler, bass, medium og diskant.

Impulsstyringen af alle 3 TRIAC'er klares af en enkelt diac. På potentiometeret R11 kan man indstille til hvilken tid i vekselstrømsperioden,



**Fig. AT465.2.**  
AT465 har indbygget 0-lys kontrol. Med den kan man indstille baggrundsbeleysningen.

TRIAC'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 diac forstærkning, så lysshøjet fungerer for lavere lydstyrke.

Impulserne fra diac og transformator blandes med modstande til de tre kanaler.

Til støjdæmpning anvendes 3 ringkernespoler. Støjdæmpningen effektiveres med kondensatorerne C1 til C3.

Sikringen i netindgangen hindrer brandfare ved overbelastning eller kortslutning. TRIAC'erne, som styrer lamperne, vil dog under normale omstændigheder ødelægges hurtigere end sikringen, hvis man kortslutter een eller flere af udgangene.

### TILSLUTNING

AT465 forsynes med driftspænding direkte fra nettets 220 volt, og den er derfor berøringsfarlig i u-indbygget stand. Indbyg den i en plastkasse eller en specialdesignet box B6065.

Det er vigtigt at benytte normerede stik og ledninger, som er beregnet for 220 volt.

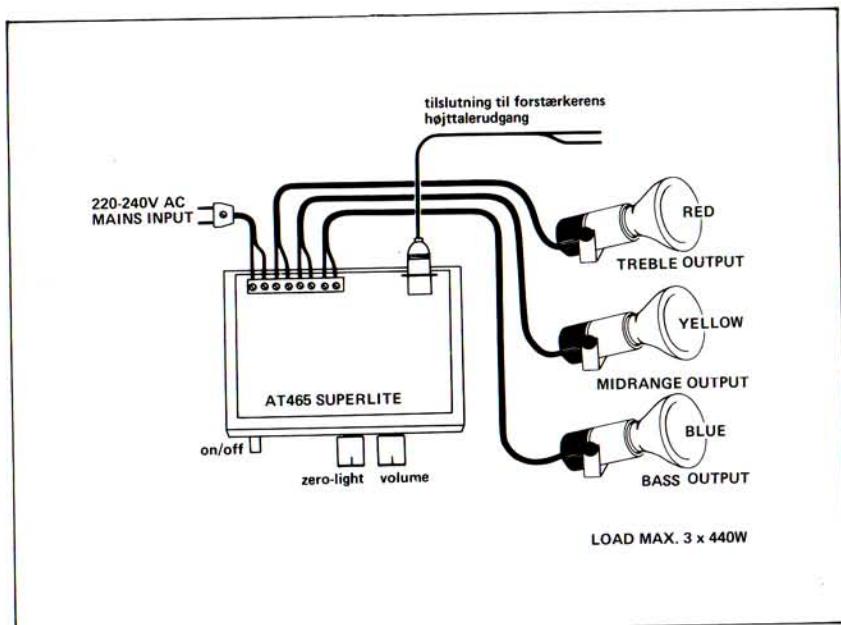


Fig. AT465.3.

AT465 tilsluttes på nøjagtig samme måde som AT65 til forstærker forsyningsnet og de 3 lampegrupper.

Sæt ALDRIG strøm til apparatet, hvis det ikke er indbygget forsvarligt.

AT465 er forsynet med transformatorindgang og kan tilsluttes direkte til forstærkerudgange på 4 til 16 Ohm. Benytter man AT465 på forstærkere på mindre end 10 watt, anbefales det at koble den parallelt over udgangen. Ved større kontinuerlige effekter må man enten indkoble den i serie med den benyttede højttaler, eller sætte den parallelt over højttalerledningerne med en seriemedstand på 4,7 til 27 Ohm/ 5 watt.

Benyttes AT465 med diskostyrker i 100-watt klassen, må modstanden op på ca. 100 Ohm, men anlægget vil da KUN kunne spille med for sådanne høje lydstyrker. Middelstyrken for lampeudstyringen indstilles på potentiometeret R12 - VOLUME.

LIGHT potentiometeret R11 indstiller man nul-lyset med. Stil altid dette potentiometer ind på svag glød i lamperne. Så vil glødetrædene holde meget længere.

Vær meget omhyggelig med samlingen af AT465-2. Det arbejder på nettforlysing, og det er forbundet med LIVSFARE at benytte det tilsluttet 220 volt, hvis det ikke er forsvarligt indbygget. Brug altid chassiskit B6065 med sikre højspændingskomponenter.

## TEKNISKE DATA

Forsyningsspænding . . . . . 220-240 V AC  
Max. spids-strøm pr. kanal . . . . . 2 A

Max. spids-effektforbrug . . . . . 1320 W  
Max. belastningseffekt pr. kanal . . . . . 400 W  
Min. styrefekt fra 4 Ohm højttalerudgang . . . . . 750 mW

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	470 Ohm	1/4 W modstand
R2	470 Ohm	1/4 W modstand
R3	470 Ohm	1/4 W modstand
R4	470 Ohm	1/4 W modstand
R5	220 Ohm	1/4 W modstand
R6	220 Ohm	1/4 W modstand
R7	100 kOhm	1/4 W modstand
R8	27 Ohm	1/4 W modstand
R9	270 Ohm	1/4 W modstand
R10	470 Ohm	1/4 W modstand
R11	470 kOhm	4 mm potentiometer
R12	1 kOhm	4 mm potentiometer
C1	150nF/630V	Polyesterkondensator
C2	150nF/630V	Polyesterkondensator
C3	150nF/630V	Polyesterkondensator
C4	100nF/250V	Polyesterkondensator
C5	100nF/250V	Polyesterkondensator
C6	1uF/63V	Elektrolytkondensator
C7	4,7uF/40V	Elektrolytkondensator
C8	0,47uF/63V	Elektrolytkondensator
D1	DIAC	triggerdiode
D2	TRIAC-3	triac
D3	TRIAC-3	triac
D4	TRIAC-3	triac
S1	4A	sikring
TR1	-	lysshow transformator

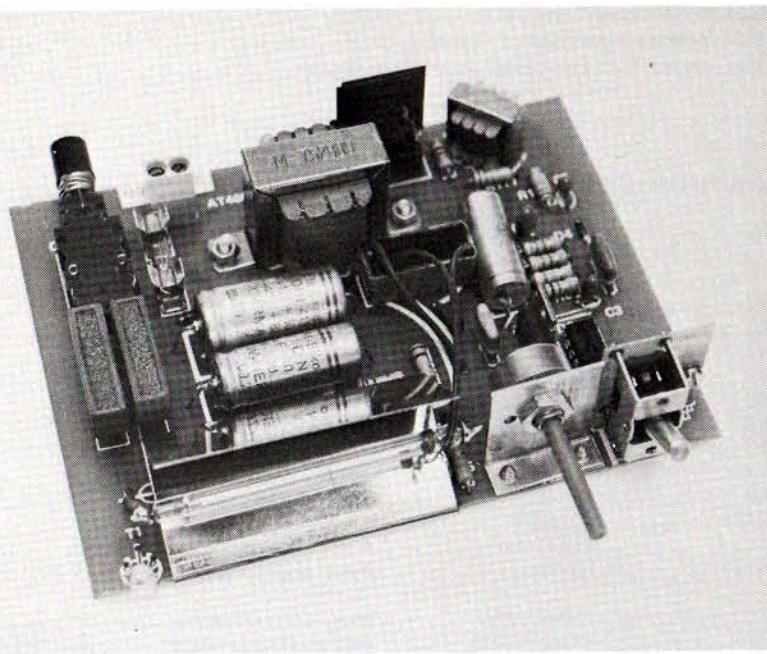


Fig. AT466.1.

Stroboskopet er opbygget med alle komponenter på en og samme printplade. Foran er der anbragt et potentiometer til styrke og hastighedsindstilling, der er funktionsomskifter og selve udladningsrøret, som giver blitz glimtene.

## AT466 STROBOLITE

AT466 er et stroboskop som AT366 men blot med en række automatiske og elektroniske styringer. Med en omskifter kan man vælge forskellige måder at benytte AT466 på.

Omskifteren har tre stillinger til styringsfunktionerne:

### 1. Friløb

Med omskifteren i stilling **FRILØB** kan man med potentiometeret indstille blinkhastigheden mellem ca. 1 og 10 blink pr. sekund. Denne hastighed benyttes i visse tilfælde til dekoration på diskoteker etc.

Benyttes AT466 til fastfrysning af bevægelser, må blinkhastigheden øges. Det kan kun lade sig gøre med AT466, 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 2,2uF/350V og C3 til 0,22uF/35V. 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

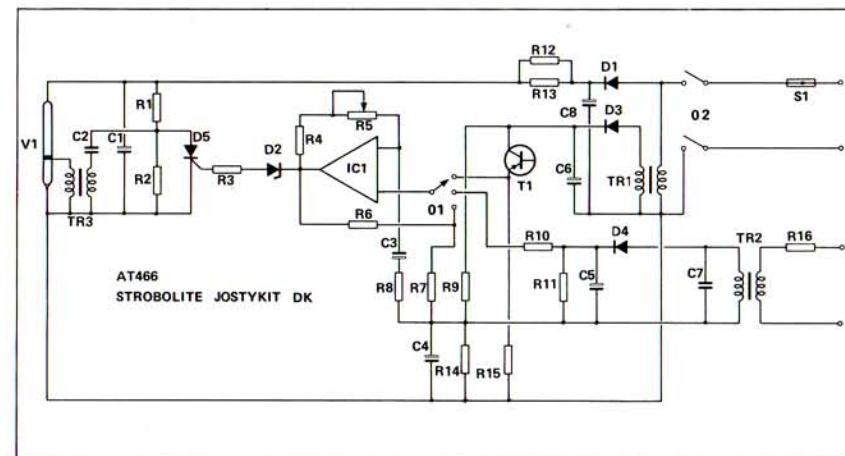


Fig. AT466.2.

Der er ikke mindre end 3 transformatorer i AT466. En fungerer som tændtransformator for blitzrøret, en er til forsyningsspænding og en overfører indgangssignaler isoleret fra det berøringsfarlige net.

STROBOSKOPRØR, kan lysflakkeri undgås. Et sådant rør koster normalt mere end hele AT466 opstillingen!

Ved hastighedsøgning vil man ved blitzfolgen 50 Hz eller 100 Hz opleve, at nogle blink udebliver. Det er en følge af, at opstillingen er strømbegrænset til en maximum effekt. Modstandene R12//R13 bestemmer den maximale ladestrøm.

### 2. Styring fra indgangsbøsning

Højttalerindgangsbøsningen benyttes ved direkte styring af blitzfolgen.

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 bastoner, og således at man kun får styring for jævne spændingsspring.

IC'en forstærker derefter impulserne med en bestemt faktor, som man kan indstille med potentiometeret R5.

### 3. Styring gennem fototransistor

Man kan benytte AT466 synkront sammen med andre AT466'ere i stilling FOTOTRANSISTOR, eller man kan benytte den som slaveblitz.

Anvendes AT466 KUN som slaveblitz, kan man sætte blitzstyrken op ved at gøre C1 større. Den største kondensator, der kan være på AT466 printpladen, er en 47uF/350V. Man kan med en ledning tilkoble en kondensator på maksimalt 470uF/350V, men blinkhastigheden må da ikke være over 6 pr. minut. Ellers ødelægges blitzrøret hurtigt.

Slaveblitz'en behøver ingen tilslutning til andre blitz-apparater. Den afgiver sit blink på samme tid, som en anden blitz affyres.

## DIAGRAMMET

Udladningsrøret afgiver et kraftigt blink, når dets styregitter får impulser på ca. 5.000 volt. Blinket kommer som en »tæmmet» 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.

Den integrerede kreds IC1, en ganske almindelig operationsforstærker af typen 741, kan med en omskifter fungere som selvvingende 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.

## TILSLUTNING OG INDBYGNING

Efter indbygning i en isoleret plastkasse med gennemsigtigt låg eller JOSTYKIT's specialdesignede kasse, kan man slutte strøm til AT466.

Slut aldrig strøm til AT466, hvis den ikke er indbygget. Den drives direkte fra nettet, og det er der FORBUNDET MED LIVSFARE at benytte den uden kasse.

Med omskifteren kan man nu prøve om STROBOLITE'en fungerer på de beskrevne måder.

I stilling 1 skal AT466 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 der spilles højt på en stor forstærker. I stilling 3 skal AT466 afgive et blink, hvis man tænder en kraftig lampe i nærheden.

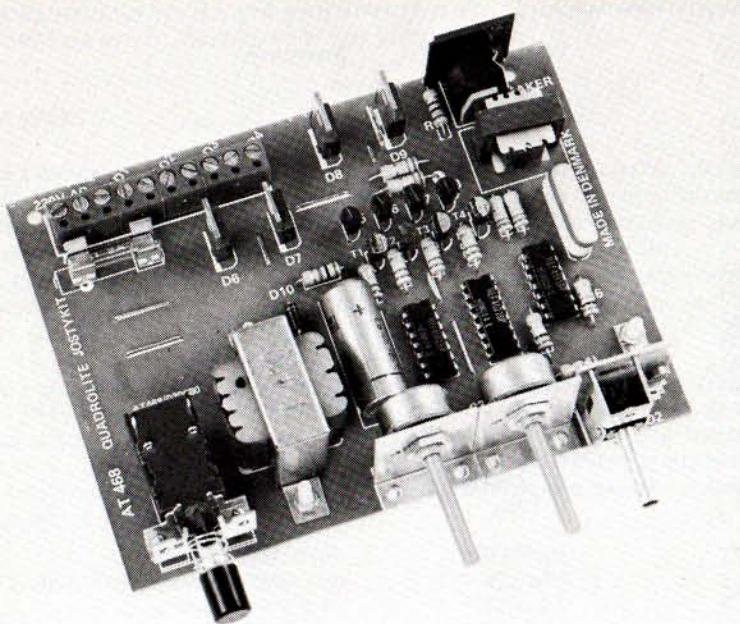
Husk at benytte normeret netkabel og stik, så apparatet ikke er LIVSFARLIG AT BERØRE.

## 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
Typsik lysstyrke modsvarer v. 18 DIN-film ledetal pr. blink . . . . .	1,5

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	150 kOhm	1/4 W modstand
R2	220 kOhm	1/4 W modstand
R3	100 Ohm	1/4 W modstand
R4	10 kOhm	1/4 W modstand
R5	100 kOhm	1/4 W potentiometer med 4 mm aksel LIN
R6	47 kOhm	1/4 W modstand
R7	47 kOhm	1/4 W modstand
R8	1 kOhm	1/4 W modstand
R9	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R10	27 kOhm	1/4 W modstand
R11	18 kOhm	1/4 W modstand
R12	4,7 kOhm	5 W modstand
R13	4,7 kOhm	5 W modstand
R14	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R15	33 kOhm	1/4 W modstand
R16	10 Ohm	1/4 W modstand
C1	10uF/350V	elektrolytkondensator
C2	47nF/250V	Polyesterkondensator
C3	2,2uF/35V	Tantalkondensator
C4	10uF/25V	Tantalkondensator
C5	1uF/35V	Tantalkondensator
C6	470uF/16V	Elektrolytkondensator
C7	22nF/250V	Polyesterkondensator
C8	15uF/350V	Elektrolytkondensator
D1	1N4005	1A/400V kraftdiode
D2	ZPD7,5	7,5 V zenerdiode
D3	1N4005	1A/400V kraftdiode
D4	1N4148	50 V/100mA siliciumdiode
D5		Triac
T1	MEL31	fotodarlingtontransistor
IC1	MIC741	operationsforstærker
TR1	220V/9V/50mA	transformator
TR2	8 Ohm/10 kOhm	transformator
TR3	T601	udladningstransformator
V1	T601	udladningsrør



**Fig. AT468.1.**  
Langs printpladens forkant findes omskifter for konstant skift eller musikstyring, potentiometre for hastighed og følsomhed, og netafbryder.

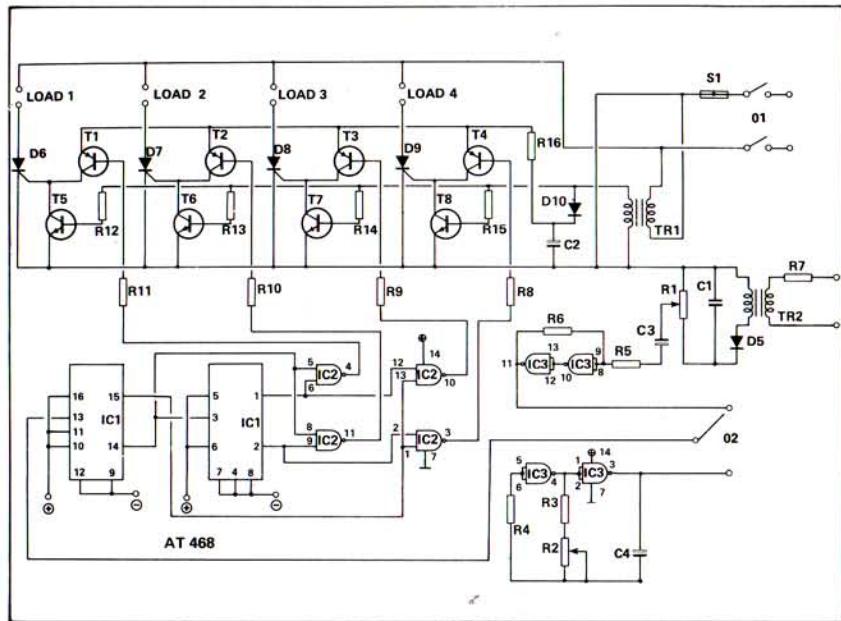
## AT468 4-KANAL LØBE-LYSSHOW

I lysshows, hvor hver udgang er styret af musikkens intensitet, vil man få en varierende blinken. Hoved-komposanten er hvidt lys. Det betyder mindre tydeligt farveskift fra lysshonet.

Ønsker man en veldefineret farveændring i takt til musikken, må man benytte et såkaldt løbe-lysshow. Her skiftes der fra lampe til lampe i takt med bas eller fuldtonesignal.

I AT468 kan man med en omskifter selv vælge, om skiftet skal ske kontinuerligt eller efter musikken. Der er desuden kontrol for hastighed og triggestrømme.

Noget specielt for et et løbe-lysshow er, at det ikke nødvendigvis kræver støjfiltre på hver eneste udgang. Når lamperne skal tænde og slukke, kan man vælge at tænde dem, når spændingen er på nul volt. Så går der ikke strøm, og der kommer ingen støj. AT468 er konstrueret med sådanne støjgates for den positive halvperiode. Vil man have et lysshow af denne type med en fuldkommen elektronisk støjundertrykkelse, må der henvises til det avancerede AT474 længere fremme i bogen.



**Fig. AT468.2.**  
Der gøres udstrakt brug af integrerede MOS kredse i AT468. To kredse indeholder 8 gates og en MOS kreds har to flip-flop's.

## DIAGRAMMET

AT468 er idag opbygget med triac-udgange, ganske som i AT65. Styringen til triacer er ganske effektiv, da de benyttede halveddere er af en type, der kan tændes med både positiv og negativ gatestrøm uanset anode-polariteten. Man kalder det »trigning i alle 4 kvadranter». Vil man udskifte de af Jostykit benyttede triacer til andre typer, skal de også kunne trigge i 4 kvadranter, og triggestrømmen må maximalt være på 50mA.

For at få et støjfrit skift fra kanal til kanal, er AT468 forsynet med 4 gate's - i form af 8 transistorer, som kun tillader at lamperne tændes, når netfrekvensen passerer nulpunktet. Det er derfor ikke nødvendigt med støjspoler i AT468.

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 gate's i IC3 (4011). Oscillatoren er opbygget over de to andre gate 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, og signalerne føres til gate på triacerne gennem forstærkertransistorer. Det giver øget strøm 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 en af de 4 lampesektioner tændt pr. gang. Uden fasevendere ville man have 3 tændte lampesektioner og en slukket.

Musikstyringen fra forstærkerens højttalerudgang optransformeres og skiller 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.

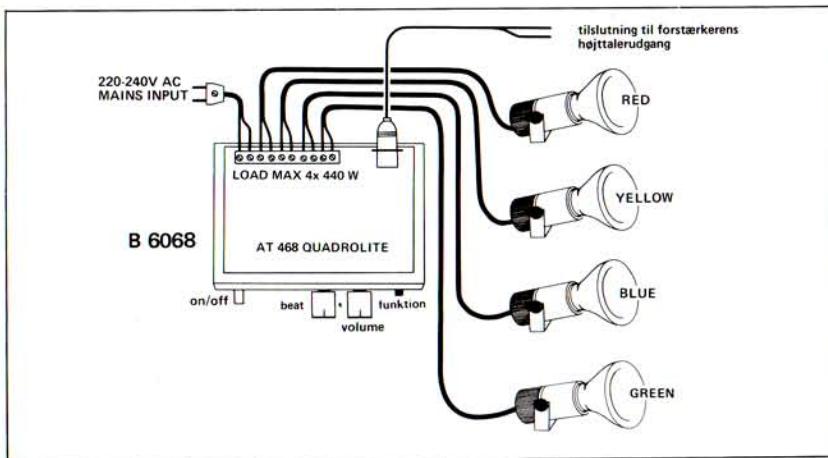


Fig. AT468.3.

AT468 kan forbindes til nettet og til lamperne. Uden yderligere tilslutning kan man få et antal tilsluttede lamper til at løbe-lyse. Med et ekstra kabel mellem forstærkerens højttalerudgang og lysshownet kan man få et musikstyrte skift.

#### TILSLUTNING OG ANVENDELSE

AT468 tilsluttes som på tegningen fig. AT468.3. 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 AT468 omkoblet til frit løb. Når omskifteren står i den øverste stilling, vil lysshownet »blaflæs» tilfældigt. Denne stilling er egentlig fri, og den kan sammenkobles med midterstillingen.

FRIT LØB-stillingen benyttes, hvis man ikke vil styre lampespringene med musik.

Lampeskiftet vil da være jævnt 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 nogendlunde. 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.

#### TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	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 skift pr. sekund

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	470 kOhm	1/4 W potentiometer LIN med 4mm aksel
R2	470 kOhm	1/4 W potentiometer LIN med 4mm aksel
R3	100 kOhm	1/4 W modstand
R4	100 kOhm	1/4 W modstand
R5	100 kOhm	1/4 W modstand
R6	1 MOhm	1/4 W modstand
R7	10 Ohm	1/4 W modstand
R8	18 kOhm	1/4 W modstand
R9	18 kOhm	1/4 W modstand
R10	18 kOhm	1/4 W modstand
R11	18 kOhm	1/4 W modstand
R12	27 kOhm	1/4 W modstand
R13	27 kOhm	1/4 W modstand
R14	27 kOhm	1/4 W modstand
R15	27 kOhm	1/4 W modstand
R16	100 Ohm	1/4 W modstand

C1	100nF/250V	polyesterkondensator
C2	1000uF/16V	elektrolytkondensator
C3	1uF/35V	tantalkondensator
C4	470nF/250V	polyesterkondensator
T1	BC557B	PNP transistor
T2	BC557B	PNP transistor
T3	BC557B	PNP transistor
T4	BC557B	PNP transistor
T5	BC547B	NPN transistor
T6	BC547B	NPN transistor
T7	BC547B	NPN transistor
T8	BC547B	NPN transistor
IC1	4027	C-MOS flip-flop
IC2	4011	C-MOS quad gate
IC3	4011	C-MOS quad gate
TR1	9V/220V	transformator
TR2	8/10 kOhm	transformator
D1	(1N4005)	(1A/400V kraftdiode)
D2	(1N4005)	(1A/400V kraftdiode)
D3	(1N4005)	(1A/400V kraftdiode)
D4	(1N4005)	(1A/400V kraftdiode)
D5	1N4148	50 mA/50 V siliciumdiode
D6	TRIAC-3	4A/400V
D7	TRIAC-3	4A/400V
D8	TRIAC-3	4A/400V
D9	TRIAC-3	4A/400V
D10	1N4005	1A/400V kraftdiode

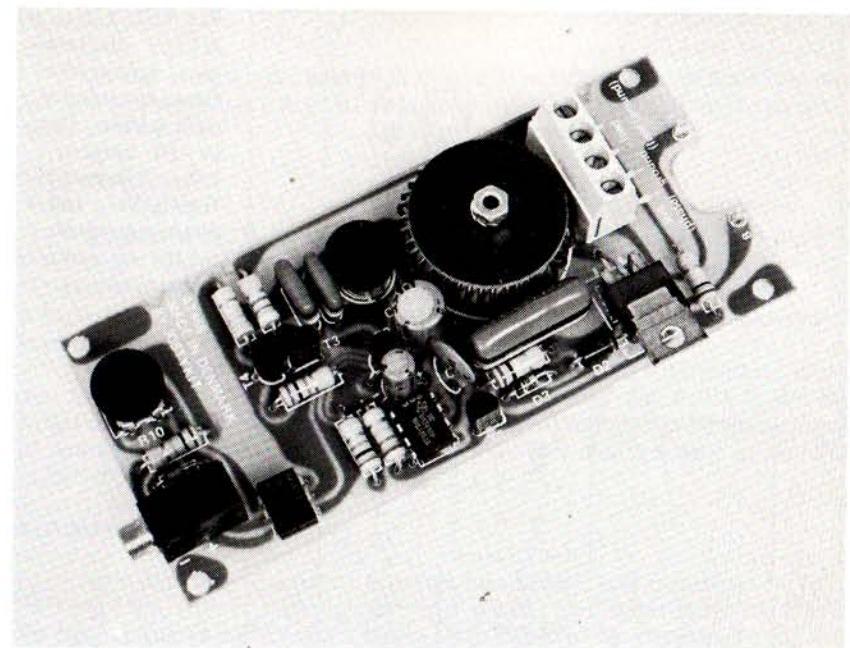


Fig. AT469.1.

AT469 printpladen er konstrueret således, at den kan indbygges i et lille modul profil og samtidigt tillader rigelig triackøling. På de to potentiometre justeres baggrundsbelysning og følsomhed for fjernstyringssignaler.

## AT469 PROGRAMMERBAR AC-POWER MODUL

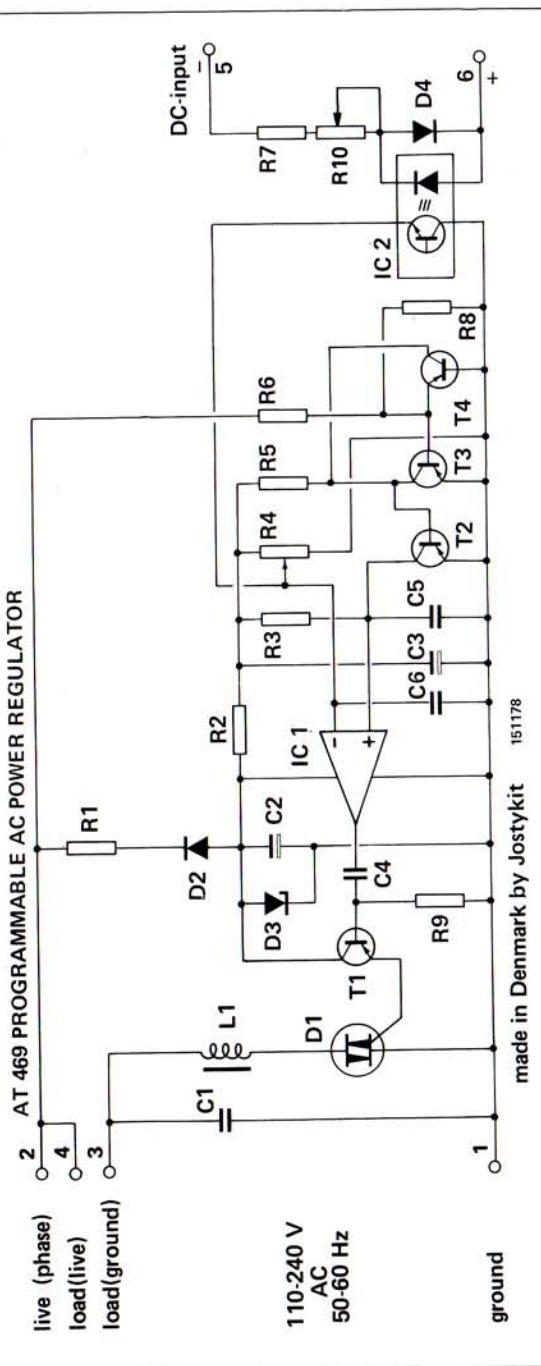
AT469 er en nem lille konstruktion, som indgår i en total nytænkning indenfor lysshow, og professionel styrbar belysning i diskoteker, teatre og mødesale.

AT469 kan fjernstyres til regulering af netspændingen. Styrespændingen er ufarlig og ligger i området 0 til 10 volt jævnspænding. Med en strøm på blot 1mA i dette område, kan man variere spændingen til lampegrupper på op til 10 ampere - 4 ampere i den af DEMKO godkendte version. Vel at mærke vekselstrømmen direkte på nettet.

Det gør modulopbygning nemmere, og man får fordele som f.eks. lavere magnetisk og elektrisk støj med i købet.

Til styring af 6 moduler af AT469-typen, er der udviklet en speciel styrepult med 6 skydepotentiometre. Den benævnes AT470 og er udførligt beskrevet i det følgende afsnit.

På grund af den lave styrestørrelse og styrespænding er AT469 meget velegnet til regulering via microprocessorer. Man kan endog forbinde flere sammen til øget effekt. Styrestørrelsen er stadig meget lav, og man kan justere nullys og følsomhed således, at blot en 5 volt jævnspænding kan udstyre samtlige 10 ampere i et modul.



**Fig.AT469.2.**  
AT469 diagrammet indeholder flere spændende delkredsløb. Der er 10 ampere triac, differentialforstærker, nulgennemgangsdetektor og optokabler-indgang.

## DIAGRAMMET

AT469 er opbygget med en kraftig triac, støjfilter, komparator-forstærker, nul gennemgangs detektor, opto-kobler indgangskredsløb og strømforsyning.

### Triac kredsløbet

Triacen er en isoleret 10 ampere udgave. Den kan indbygges i direkte forbindelse med den til byggesættet medfølgende aluminium modul profil. Derved opnås en køleeffekt på mindst 15 watt. Det er tilstrækkeligt, da AT469 triacen maximalt afsætter en effekt på 1 watt pr. ampere udgangsstrøm.

Triacen styres med strømimpulser fra transistoren T1. Impulserne kommer fra komparatoren via et lille impulsforkortelsesled. Det er C4 og R9. De sørger tilsammen for, at triacen kun lige får den nødvendige gateimpuls-strøm, så den kan tændes. En vedvarende strøm ville blot medføre øget og unødig effektab i kredsløbets strømforsyning.

### Komparator forstærker

Som det også beskrives i afsnittet om AT464, skal man styre en triac med impulser, som er synkroniseret med vekselspændingens nulgennemgang. En triac er kun en elektronisk kontakt. Man kan åbne for strømmen i den ved at tilføre gatestrøm. Når vekselspændingen igen passerer nul, slukker triacen selv for strømmen. Via et kredsløb, som kan tænde triacen en ganske bestemt - og meget kort tid - efter at den har slukket sig selv, kan man opnå en regulering af effekten til belastningen. Vekselstrømmen snittes simpelthen i større eller mindre stykker 100 gange i sekundet.

Og det er komparator-forstærkeren, der bestemmer hvornår. Den er tilsluttet et nul gennemgangs kredsløb. Det oplader en kondensator C5 i takt med nul gennemgangen, og kondensatoren vil hele tiden have en savtakspænding over sig. Fra en periode til den næste, vil savtakspændingen ændres fra den ene ydergrænse til den anden. Savtakken tilføres komparatorens ene indgang.

Dens udgang vil tænde triacen, når indgangsspændingen fra optokoblen når samme værdi som savtakkens øjebliksspænding.

På den måde kan tændtidspunktet for triacen forskydes i forhold til nulgennemgangen, og man opnår at omsætte en lille spændingsændring til en stor vekselstrøms effekt ændring.

### Nul gennemgangs detektor

Også nul gennemgangs detektoren kan genfindes i AT464 samt AT474. Den virker på nøjagtig samme måde, men er her praktiseret med PNP transistorer i stedet for NPN transistorer.

Ideen er, at modstandene R6 og R8 giver spænding til transistorerne T3 og T4, når der er positiv eller negativ netspænding. Først når spændingen er nul, vil T3 og T4 ikke længere trække kollektorstrøm. Det vil bringe transistoren T2 til at lede. Den får nemlig da strøm fra modstanden R5, og dens kollektor vil kortslutte spændingen over C5. C5 er altså kortsluttet ved nul-gen-

nemgang. Efter nul-gennemgang vil C5 oplades via R3, indtil der kommer en ny nul gennemgang.

Komparatoren slår om, når spændingen på de to indgange overskridt hinanden. Det tænder så igen triacen som beskrevet ovenfor.

### Optokobler indgangskredsløb

Optokobleren i indgangen af AT469 skal isolere styrespændingen fra selve den berøringsfarlige netstyring. Den har en indbygget lysdiode og en foto-transistor. Når foto-transistoren blyses af dioden, vil den ændre for strømmen gennem R4. Det vil ændre spændingen på komparatorens indgang og dermed belysningen, som er tilsluttet regulatoren.

Optokobleren skal have meget lidt strøm på lysdioden for at styre foto-transistoren. Derfor får man en fin indgangsfølsomhed og en lav indgangsstrøm.

Parallelt med styreindgangen er der anbragt en diode. Dens opgave er at kortslutte modsatte indgangsspændinger. Så kan man nemlig benytte AT469 som et mono lysshow med vekselspænding ind fra forstærkere med kondensatorudgang.

Da optokoblerne har overføringskarakteristikker, der varierer meget fra den ene optokobler til den anden, er en individuel justering med et trimmepotentiometer nødvendig. Dertil benyttes R10. R7 er en strømbegrænservmodstand, som hindrer ødelæggelse af optokoblerens lysdiode ved overspænding på indgangen.

### Strømforsyning

Strømforsyningen til AT469 er yderst simpel. Da de tre kredsløb tilsammen kun bruger et par milliampere, er en faldmodstand R1, en ensrettediode D2, en ladekondensator C2 og en zenerdiode D3 tilstrækkelig. Til isolering og stabilisering af nul gennemgangs kredsløbet benyttes et RC-led med R2 og C3 i strømforsyningsgrenen.

Bemærk specielt i forbindelse med strømforsyningen i AT469, at alle kredsløb er tilsluttet med »plus til stel». Kun derved kan man opnå at drive triacen med sin ideelle gatestrøm i de mest følsomme »kvadranter», - dvs. med negativ gatestrøm for positiv og negativ anodespænding. Dette kredsløb er vendt i AT464, fordi der er strøm nok fra en lille nettransformator til at trigge med den nødvendige højere positive gatestrøm.

### TILSLUTNING OG ANVENDELSE

I det følgende vises to typiske eksempler på brug af AT469. Det ene eksempel illustrerer, hvordan man med en simpel styrespænding kan fjernstyre et AT469 modul. Det andet viser, hvorledes AT469 kan indgå i store samlede racks.

### EKSEMPEL 1

Tegningen ovenfor viser på symbolsk vis, hvorledes man KAN benytte

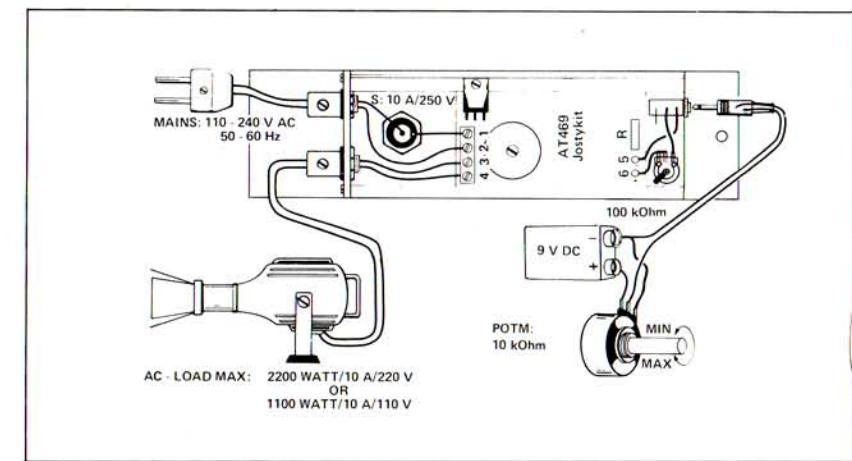


Fig. AT469.3.

AT469 modulet kobles yderst enkelt til et lille batteri, der giver fjernstyringssignal nok til lange afstande. For kontinuerlig drift benytter man f.eks. en NT411 strømforsyning.

AT469. Indgangen tilsluttes en stikkontakt via netstik, ledningsaflastning, sikringsholder på chassis'et og et kort stykke ledning.

Udgangen tilsluttes også som på tegningen via en ledningsaflastning. Styreindgangen er adskilt fra det farlige 220 V net ved hjælp af en OPTO KOBLER. Denne kan have meget varierende kobling, og for at justere styrespændingen til 1 - 10 V, skal der sættes et trimmepotentiometer på 100 kOhm i serie med ledningen til loddeøje 6.

Et potentiometer på 10 kOhm og et batteri kan benyttes til at regulere lysstyrken. Det er vist ovenfor. Lysstyrken varierer lineært med drejningen på potentiometret.

Man kan også regulere lysstyrken direkte på R4. Normalt sættes her en nullysstyrke, men hvis trimmepotentiometeret erstattes af et potentiometer med isoleret aksel, kan det benyttes til regulering. Dog er der kun variation over 2/3 af drejningsvinklen.

### EKSEMPEL 2

Her vises, hvorledes man kan koble et stort antal AT469 styringer sammen.

Eksemplet kan benyttes til beatgrupper, teatre og andre formål, hvor man skal kunne regulere mange og store lampegrupper. De smukke indbygningskasser, der følger med hver AT469, kan kobles i rækker til store pulte, hvis de skrues ind i passende rammer.

Bemærk: En almindelig 1-fase sikringsgruppe kan sjældent belastes med

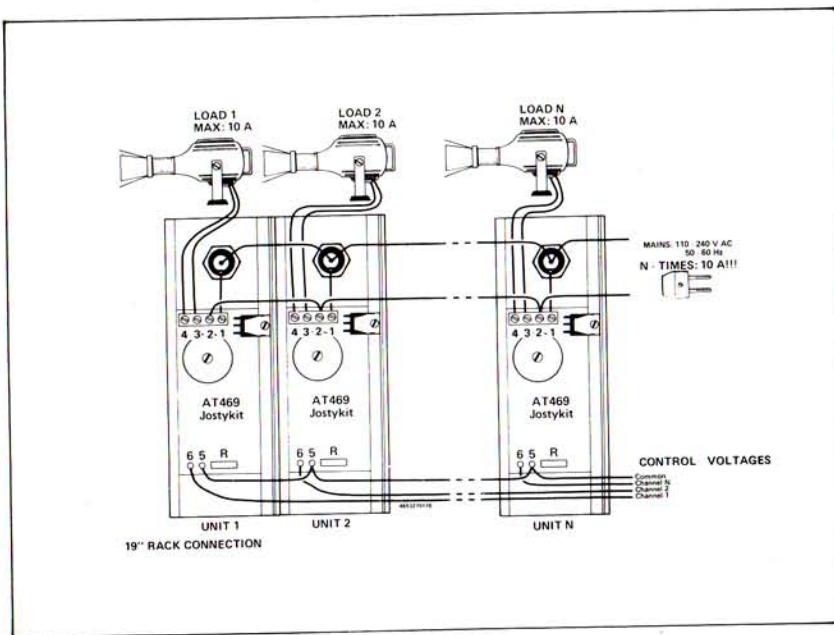


Fig. AT469.4.

Mange moduler sammenkoblet kan styre overordentligt store effekter. Det gør AT469 anvendelig til orkestre, teatre og diskoteker.

mere end en AT469 (2000 W = 10 A). Benytter man mange AT469'ere, bør man kontakte en autoriseret el-installatør, der kan hjælpe med at montere anlægget, så forsyningsnettet ikke overbelastes.

Husk: Store anlæg bør altid jordforbindes til chassis, og alle forbindelser skal udføres med kraftige el-kabler.

Den i AT469 benyttede vekslestrømsregulator (TRIAC) SKAL spændes direkte på chassis'et. Dens køleplade er sikret mod spændingsoverslag til 2500 V.

Det er MEGET vigtigt, at TRIAC'en kan komme af med de ca. 10 W, der bliver afsat i den ved fuld belastning.

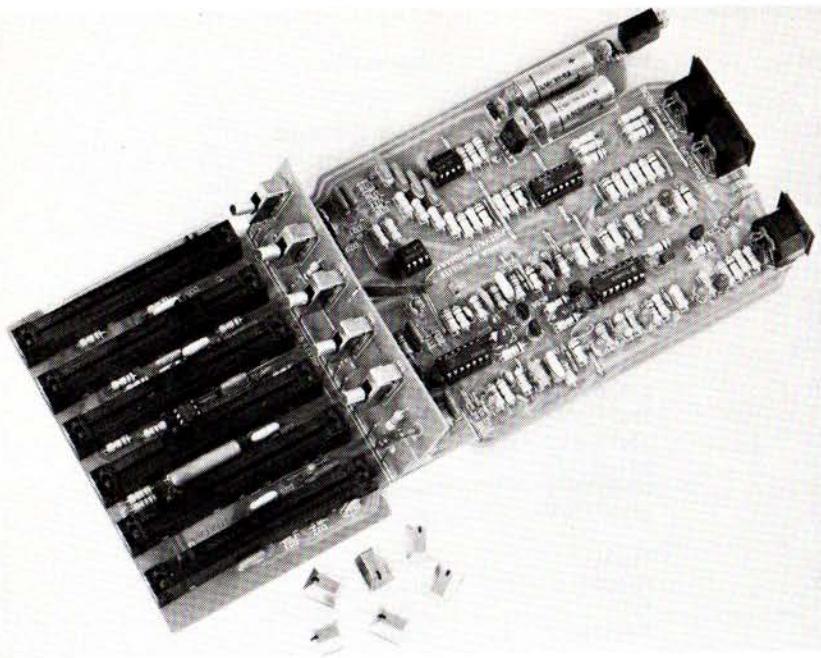
For at få samme styrespænding til alle AT469 i et anlæg, skal de justeres enten med et trimmepotentiometer som i eksempel 1, eller ved at erstatte R7 med en individuelt fundet værdi.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding (50/60 Hz) . . . . .	110 - 240 V AC
Effektregulering (110 V) . . . . .	1100 W
Effektregulering (220 V) . . . . .	2200 W
Strømforbrug max. . . . .	10 A
Styrestrøm . . . . .	0 - 1 mA DC
Styrespænding . . . . .	1 - 10 V DC

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	100 kOhm	1/4 W modstand
R2	27 kOhm	1/4 W modstand
R3	1 MOhm	1/4 W modstand
R4	1 MOhm	trimmepotentiometer
R5	1 MOhm	1/4 W modstand
R6	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R7	10 kOhm	1/4 W modstand
R8	330 kOhm	1/4 W modstand
R9	100 kOhm	1/4 W modstand
R10	100 kOhm	trimmepotentiometer
C1	100nF/630V	Polyesterkondensator
C2	22uF/10V	Tantalkondensator
C3	22uF/10V	Tantalkondensator
C4	4,7nF/125V	Keramisk skivekondensator
C5	10nF/250V	Polyesterkondensator
C6	10nF/250V	Polyesterkondensator
D1	TRIAC-2	triac
D2	1N4005	diode
D3	ZPD10	10V zenerdiode
D4	1N4148	diode
T1	BC557B	PNP transistor
T2	BC557B	PNP transistor
T3	BC557B	PNP transistor
T4	BC557B	PNP transistor
IC1	741	operationsforstærker
IC2	IL74	opto-kopler
L1	L1	støjspolebyggesæt



.

**Fig. AT470.1.**  
AT470 er udstyret med 6 skydepotentiometre. Hvert potentiometer indstiller styrken af lyset til et AT469 effektmodul.

## AT470 MULTI-LITE LYSMIXER

AT470 er en lys-mixerpult. Den kan tilsluttes 6 moduler til effektregulering af store lamper eller lampegrupper - AT469. Hvis belastningseffekterne på  $6 \times 4/10$  ampere ikke er nok, er det muligt at koble flere moduler i parallel. Hver eneste af de 6 udgange på AT470 kan trække op til 10 AT469 moduler. Men så skal man også have adgang til et elektricitetsværk - strømmene kommer op på 600 ampere. Det er 60 gange mere end en almindelig husinstallation.

AT470 lysmixeren finder anvendelse i mindre teatre, på diskoteker og til orkestre. Alsidigheden begrundes i den komplekse styreopstilling, der til orkestre. Alsidigheden begrundes i den komplekse styreopstilling, der rummer mange spændende faciliteter. Foruden lysindstillingen på 6 store skydepotentiometre er der indbygget stereo 6-kanal intensitetsstyret lysshown og 6-kanal løbelysshow. Ved en kombination af 5 omskiftere på apparatets forside, kan man blande de enkelte funktioner. Så har man fuld kontrol over baggrundsbelysningen fra selve pulten; - både med lysmixeren i stilling løbelys og som intensitetstyret lysshow. Man kan frit vælge om løbelys styringen skal ske i takt til musikken eller med en af de to faste rytmier.

Opstillet i skemaform er mulighederne følgende:

### FUNKTIONSSKEMA:

Omskifter :	RUN	AUTO	SPEED	MUSIC
1. Lysregulator	OFF	X	X	OFF
2. Lysshow, 2 x 3 kanaler	OFF	X	X	ON
3. Løbelys, musik	ON	OFF	X	OFF
4. Løbelys, auto	ON	ON	vælg	OFF

X = vilkårlig stilling

### De enkelte funktioner :

#### 1. Lysregulator.

Skydepotentiometrene alene bestemmer udgangsspændingen lineært. 6 lysgrupper kan få varieret lysstyrken individuelt.

#### 2. Lysshow.

Indgangsbøsningen skal have tilført et stereo musiksignal. Mindstefølsomheden er et par mV. I indgangsforstærkeren komprimeres signalet, så outputet er uafhængigt af musikstyrken. De følgende kredse er opbygget som aktive, komprimerende filtre, således at der sker en frekvensopspalting i bas, mellemtone og diskant, samtidig med at variationer selv i svage frekvensområder registreres præcis. På skydepotentiometrene indstilles følsomheden af hver kanal separat.

#### 3. Løbelys, musik.

Lydsignalet fra indgangsbøsningen (følsom/normal) bliver komprimeret ligesom i lysshowskoblingen. Kompressorregulatorspændingen i venstre kanal benyttes som triggersignal. Med en særlig anti-triggekobling er det kun det regelmæssige taktslag, der giver trigning.

Ved hver trigning tæller en tæller et skridt frem, og skifter lyset fra en lampe til den næste. Baggrundslyset kan stilles på skydepotentiometrene.

#### 4. Løbelys, auto.

I stedet for musikstyring til tælleren, benyttes en oscillator, der kan stilles på to hastigheder med speed-omskifteren. Baggrundslyset kan stilles på skydepotentiometrene.

### DIAGRAMMET

AT470 er overordentlig kompliceret og kan mange forskellige ting. Derfor indeholder den også mange kredsløb, der kan opfattes som selvstændigt fungerende blokke:

- A) stereo kompressor indgangsforstærkere
- B) stereo kompressor filtre for bas, mellemtone og diskant
- C) linie udgangsforstærkere
- D) 6 trin C-MOS tælle kredsløb
- E) musik trigge kredsløb

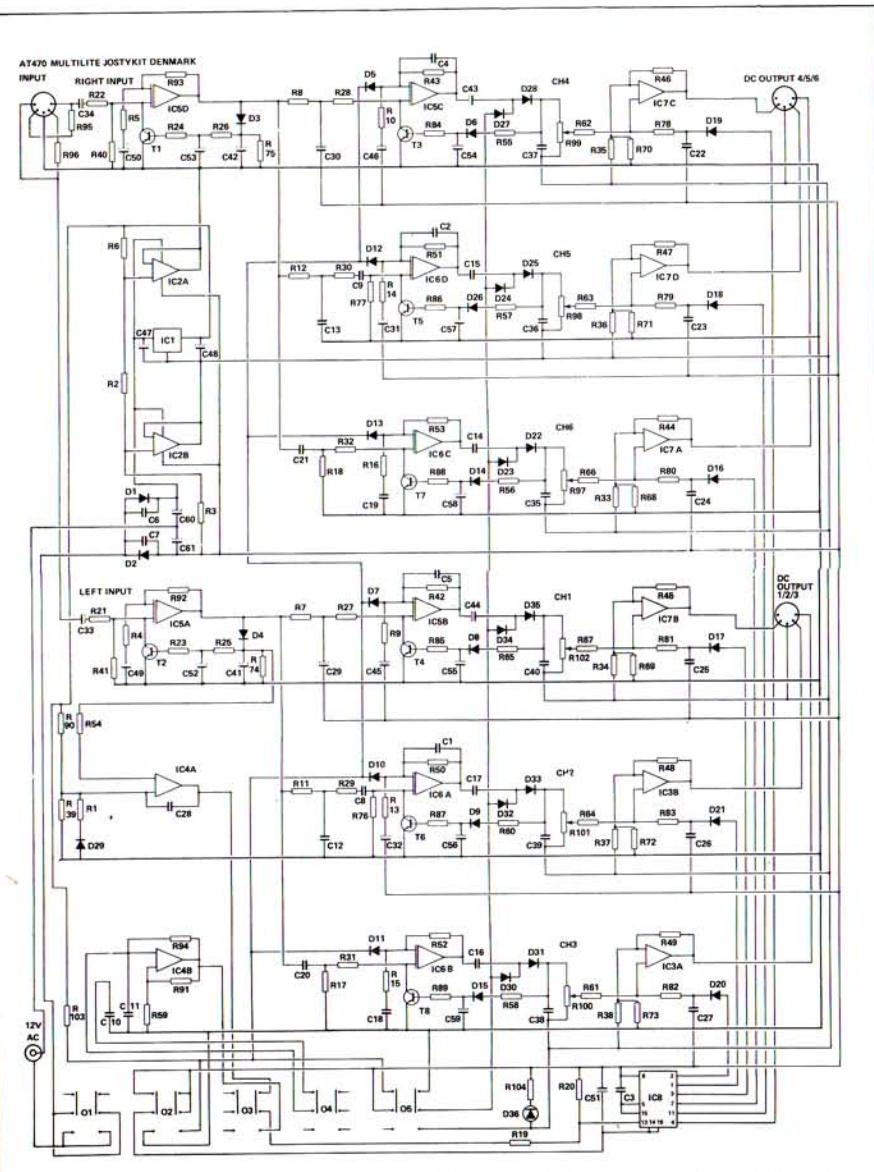


Fig. AT470.2.

Diagrammet er selvfølgelig meget kompliceret. Der er mange funktioner i en AT470 - f.eks. også de kendte lysshown funktioner med løbelys og intensitetsregulering.

Der er ikke mindre end 8 kompressorkredsløb i en AT470. Dels er der kompressorer på indgangene til de to stereosignaler, og dels er der kompressorer til hver af de  $2 \times 3$  kanaler for bas, mellemtone og diskant. Derved kan en individuel styrkeindstilling til forskellige forstærkere og forskellige styrkeindstillinger undgås.

- F) fritløbende skiftegenerator og
- G) strømforsyning kredsløb

Hvert kredsløb indkobles efter behov med en af omskifterne O1 til O5.

#### Stereo kompressor indgangsforstærkere

Et lysshow skal omsætte lyd til lys. Lyden skal overføres gennem styreboxen. I AT470 sker det via en 5-pol DIN-bøsning. Midterbenet er fælles stel og hver sæt ben i stikkets højre og venstre halvdel er indgange med forskellige følsomheder. Ved udstrakt brug af kompressorører - automatisk volumenkontroller - er indgangene ret ufølsomme overfor signal-niveauerne. Det ene sæt indgange kan tilkobles signaler på linie- eller mikrofon niveau og det andet benyttes til signaler fra linie- eller højttalerudgange. På den måde er AT470 så universel, at alle varierende signaler mellem få milli-volt og flere hundrede volt styrer lysshown funktionen lige godt.

Indgangssignalerne tilføres to operationsforstærkere, - IC5A og IC5D. De er identiske og opbygget med en grundforstærkning på næsten 5.000 gange. Forstærkningen bestemmes af modstandsforholdet mellem R92/R93 på 4,7 MOhm og R4/R5 på 1 kOhm. Det betyder, at et indgangssignal på 1mV vil forårsage et udgangssignal på 5 volt eff. Det er rigeligt til at udstyre kompressorren.

Kompressorren er opbygget med en diode D3/D4, filterkondensator, tilpasningsmodstande og en transistor T1/T2. Hvis et indgangssignal forårsager et udgangssignal på mere end ca. 1 volt, vil transistoren begynde at lede og virke som variabel modstand. Derved vil den mere eller mindre kortslutte indgangssignalet, så udgangssignalet altid holdes konstant.

Kompressorprincippet vil tilføre signalet en del forvrængning. Typisk må man regne med mellem 3 til 5% harmonisk forvrængning. Forvrængningen opstår fordi transistoren ikke regulerer lineært som et potentiometer. Svage negative spændinger vil ikke dæmpes ligeså godt som positive spændinger. Derfor er en kompressor af denne type ikke så god til audioformål men yderst velegnet til lysshownstyringer. I lysshow benyttes kun amplitudeændringer til lysmoduleringen. Lamperne kan i sig selv ikke se om lyden er mere eller mindre forvrænget!

#### Stereo kompressor filtre for bas, mellemtone og diskant

Efter indgangsforstærkerne splittes signalet op i de tre bestanddele; bas, mellemtone og diskant. Hvert filter skal styre sin egen lampegruppe.

Det er samtidig forsynet med kompressor. Derved sikres, at bas, mellemtone og diskant altid vil blinke med i takt på alle frekvens-varierende audioanlæg. Hvis et anlæg f.eks. benyttes med loudness funktion højes basområdet, samtidig med at mellemtonen sænkes. Det vil det menneskelige øre opfatte lineært, selvom gengivelsen i virkeligheden er meget kraftigt betonet. Kompressorerne regulerer for denne fejl, således at det tilførte lampsignal altid er lineært i amplitude.

Der er et kombineret volumen og lys potentiometer på udgangen af hver forstærker. På det kan man indstille hvor dyb en blink intensitet, der skal tilføres lamperne gennem de eksterne AT469'er power moduler. På omskifterne vælger man om styringen skal komme fra filterforstærkerne eller fra

en simpel jævnspændingskilde. Kobler man over til jævnspændingsstyring, vil lyset kunne indstilles kontinuerligt på mixeren.

### Linie udgangsforstærkere

Signalerne fra filterforstærkere, jævnspændingskilden og løbelys generatoren med IC8 samles i 6 bufferforstærkere på to 5-pol DIN-bøsninger i udgangen. Forstærkerne tilpasser styresignalernes amplitude og giver en lav udgangsimpedans. Derved vil man kunne drive mange effektmoduler på hver udgang. Hver bufferforstærker kan levere 1 til 10 volt ved strømme mellem 0 og 10mA. Det er nok til mindst 10 AT469'er moduler på HVER udgang. Bufferforstærkerens udgangsspænding er *offset* reguleret således at den ikke starter ved 0 volt men ved 1 volt. Derved er man altid sikker på, at effektmodullets optokabler arbejder i det lineære område. Optokobleren *starter* nemlig først med at overføre signal ved ca. 1 volt.

### 6-trin C-MOS tæller kredsløb

AT470 kan også benyttes som et 6-kanal løbelysshow. Styreimpulserne til dette kommer fra en 8 trin's dekodet tæller, som er omkoblet til 6-trins ringtæller. Det er IC8. For hver styreimpuls vil den gå eet trin frem og give plusspænding på en ny udgang. Styreimpulserne kan enten komme fra en impulsgenerator eller fra et musik trigge kredsløb.

### Fritløbende skiftegenerator

Når AT470 benyttes som løbelysshow, skal C-MOS tælleren IC8 have styreimpulser. Dem kan den få fra enten impulsgeneratoren med IC4B eller musik styringen med IC4A.

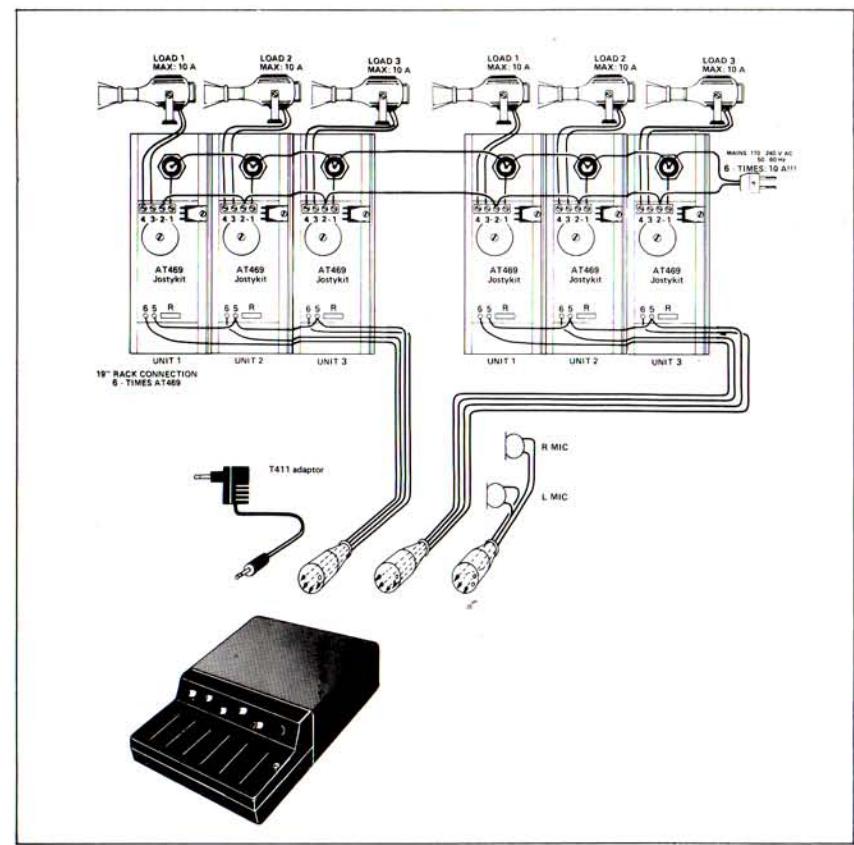
Impulsgeneratoren med IC4B er opkoblet på den mest simple måde. To modstande - R59 og R91 - er anbragt i medkoblingen fra operationsforstærkerens udgang til non inverting indgangen. Modstanden R94 er anbragt i tilbagekoblingen. Den op- og aflader kondensatoren C10 eller C11. Kondensatoren vælges med omskifteren O4. I den ene stilling vil generatoren skifte hurtigt og i den anden langsomt.

På udgangen vil der komme firkantimpulser med den valgte frekvens. Amplituden vil være næsten ligeså stor som forsyningsspændingen, hvorfor signalet direkte kan tilføres IC8 C-MOS tællekredsen.

### Fritløbende skiftegenerator

Når AT470 skal skifte løbelys-lampegrupperne i takt til musikken, skal der tilføres musiksignal til C-MOS-tælleren IC8. Skifte- eller trigesignalet skal være synkront med musikken og tilstrækkeligt stort til C-MOS kredsens logiske indgangsniveau.

Synkroniseringssignalet tages fra venstre indgangsforstærkers kompressionskredsløb. Her ændres jævnspændingen i takt med musiksignalet. Dette signal tilføres IC4A impulsomformeren gennem modstanden R54. Signalet forstærkes meget kraftigt og kondensatoren C28 giver en tidskonstant, så ny triggning kun kan ske efter en forudbestemt tid. Derved synkroniseres bedst mulig til rytmisk musik. IC4A's udgangssignal er næsten firkantformet på grund af den høje forstærkning, så signalet passer fint til C-MOS tællerens indgang.



### AT470.3.

Koblingsseksemplet viser, hvordan man kan forbinde 6 effektmoduler af AT469 typen til en AT470 lysmixer. Lysmixeren strømforsynd med lavspænding fra en lille 12 volt AC/AC-adaptor. Den medfølger et AT470 byggesæt. Indgangssignalet kan komme fra enten en mikrofon, en forstærker linieudgang eller en højttalerudgang.

### Strømforsyningskredsløb

AT470 er beregnet for lavvolt drift gennem en AC til AC adaptor eller transformator på 12 volt. Derfor indeholder AT470 både ensretterkredsløb og elektroniske stabiliseringer. IC1 er en 15 volt fastspændingsregulator. Dens spænding deles elektronisk med R2, R6 og IC2A, således at de mange operationsforstærkere får en plus/minus-spænding på 10 volt at arbejde med. Ensretterkredsløbet er opbygget med spændingsdobling. Dertil benyttes dioderne D1 og D2, samt elektrolytkondensatorerne C60 og C61. Kondensatorerne vil under normal drift have en spænding på hele 30 volt over sig!

## TILSLUTNING

AT470 er overordentlig nem at tilslutte, når først printet og de mange komponenter er korrekt monteret.

Forsyningsspændingen kommer fra en lille AC-adaptor af typen T411. Den leverer 12 volt vekselspænding ved ca. 100 mA strøm.

Indgangssignalet til AT470's lysshows kredsløb kommer fra tilsluttede mikrofoner eller linieudgangen på en forstærker. Signalstyrkerne er ikke væsentlige, fordi der er en mængde elektroniske kompressorer. Alle signaler fra 1mV til 200 volt kan styre AT470. Derfor kan man f.eks. også tilslutte signal fra en forstærkers højttalerudgang. Uanset styrken og volumenindstillingen, vil AT470 selv indstille sig til den rigtige følsomhed.

Signalet skal tilføres en lille 5 polet DIN-indgangsbøsning på apparatets bagside. Bøsningens to yderste højre ben er til mikrofonsignaler fra almindelige dynamiske mikrofoner. De to venstre er til signal fra en linieudgang på en forstærker. Men man kan på disse indgange også tilslutte højttalersignal.

Belastringsimpedansen er kun 10.000 Ohm, og derfor vil man aldrig få de samme problemer impedanstillpasning, som kendes fra standard lysshows. Derimod skal man ved direkte højttalerstelning passe meget på den fælles stelforbindelse til midterbenet, som aldeles ikke er fælles for udgangsforstærkerne. Normalt har en udgangsforstærker adskilte stelforbindelser for de to stereo udgangstrin (mærket med sort eller bredt DIN-ben). Inde i forstærkeren er de nemlig forbundet sammen på et ganske bestemt sted, hvor man ikke vil få stelsløjfe-problemer. Derfor kan der opstå stelproblemer eller værre - ødelæggende selvsving - i forstærkeren, hvis man forbinder de to højttalerstel/nul forbindelser sammen udvendigt. Gør det ALDRIG.

Forbind i stedet den ene højttalerstel til indgangen på AT470. Den anden stel skal ikke forbindes. Tilfør så de to »varme« signaler (ofte mærket med rød terminal eller lille tykt DIN-ben) til de to indgange på AT470. Så vil der hverken opstå problemer med AT470 eller den tilsluttede forstærker.

Pas iøvrigt meget på ved tillodning af højttalersignal i en lille 5-pol DIN-bøsning. Højttalersignaler fra store forstærkere har både stor strøm og spænding, og en kortslutning mellem de to kanaler kan være katastrofalt ødelæggende for mange forstærkere. I værste fald brænder alle transistorerne i de to udgangstrin sammen - og en reparation kan beløbe sig til flere tusinde kroner!

Udgangssignalene fra AT470 er ufarlige lavspændinger på 6 x 0-10 volt ved strømme på maksimalt 10 mA. Så små strømme og spændinger kan hverken give støj eller berøringsfare. Derfor kan man sammenbygge eller sam-placerer lysmixerpulten ved siden af audio mixere. Der vil aldrig opstå lysshows eller reguleringsstøj i et forstærkeranlæg med dette system, fordi de høje vekselstrømme holdes helt væk fra følsomme lyd-indgange. Netop det har ofte forårsaget problemer for selv øvede teknikere. Med en AT470 lysmixerpult centralt placeret, hvor man skal bruge den og effektmodulerne AT469 placeret, hvor der skal reguleres store lys-effekter, opnår man den ideelle kombination i et lyd og lysanlæg. Støjproblemer kan nu kun opstå ved direkte overføring fra nettet. Og i store systemer kan man tillade sig at benytte forskellige faser til lysanlæg og audioforstærkere.

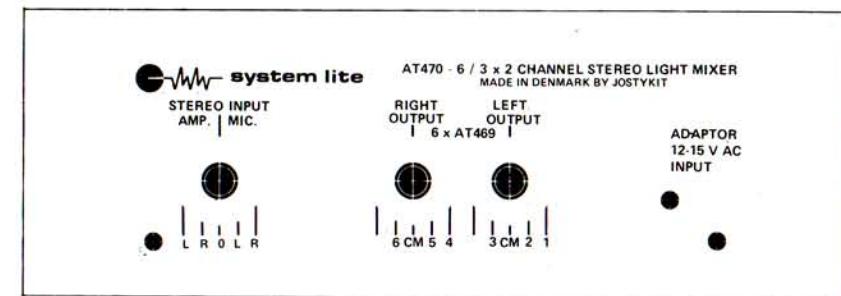


Fig.AT470.4.

På apparatets bagside skal man tilslutte indgangssignal, AC-adaptor og et 5-pol DIN-stik med 2 styresignaler. De 6 styresignaler til AT469 udtages af to lignende 5-pol DIN-stik.

AT470 drives af lavspænding og må derfor anses for ufarlig at bruge og bygge. Derimod arbejder effektmodulerne AT469 med netspænding og høje strømme. De må samles med ekstra omhu, og bruges kommercielt skal installationen foretages af en autoriseret elektriker. Da AT469 modulerne fabrikeres færdigsamlede og er godkendt af DEMKO til maksimalt 4 ampere, er det tilladt at opsætte systemet, der hvor andre kan komme til at betjene det. Det gælder normalt IKKE elektroniske byggesæt til netspænding - de er kun til *personlig* brug.

Heri adskiller dette system med effektmoduler sig fra samtlige andre byggesæt til netspænding.

**BEMÆRK:** På grund af OPTOKOBLERNE i effektmodulerne og deres meget varierende overføringskarakteristik, skal hvert modul indstilles individuelt til udgangsspændingen fra AT470.

Der er to trimpotentiometre i et AT469 effektstyringsmodul. 0-LYS potentiometeret indstilles, så de tilsluttede lampegrupper gløder meget svagt med samtlige potentiometre i AT470 i bundstilling. Derefter skydes samtlige potentiometre i maximumstilling på AT470, og følsomhedspotentiometeret i optokoblerindgangene på AT469'erne justeres så lyset lige netop bliver maksimalt. Forkert justering vil give forskelligartede indstillinger af skydepotentiometrene for samme lysstyrke eller lyset vil komme over et for kort indstillingssområde.

Optimalt indstillet skal lyset kunne reguleres jævnt fra nul til fuld styrke på hver eneste skydepotentiometer.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	12 VAC (T411 medflg.)
Strømforbrug . . . . .	100 mA
Følsomhed, mic. input . . . . .	1mV - 3.000 mV
Følsomhed, line input . . . . .	50mV - 200.000 mV
Udgangssignal . . . . .	6 x 0-10/10 mA
Anbefalet effekt styrings-module . . . . .	6 x AT469

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1 - 3	680 Ohm	1/4 W modstand
R4, 5	1 kOhm	1/4 W modstand
R6	1,2 kOhm	1/4 W modstand
R7 - 18	2,2 kOhm	1/4 W modstand
R19	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R20	6,8 kOhm	1/4 W modstand
R21, 22	10 kOhm	1/4 W modstand
R23, 24	15 kOhm	1/4 W modstand
R25, 26	33 kOhm	1/4 W modstand
R27 - 32	47 kOhm	1/4 W modstand
R33 - 38	68 kOhm	1/4 W modstand
R39	82 kOhm	1/4 W modstand
R40 - 49	100 kOhm	1/4 W modstand
R50, 51	150 kOhm	1/4 W modstand
R52, 53	1 MOhm	1/4 W modstand
R54 - 67	220 kOhm	1/4 W modstand
R68 - 75	330 kOhm	1/4 W modstand
R76, 77	47 kOhm	1/4 W modstand
R78 - 83	33 kOhm	1/4 W modstand
R84 - 91	1 MOhm	1/4 W modstand
R92 - 96	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R97 - 102	100 kOhm	skydepotm. LIN, MONO
R103	10 kOhm	1/4 W modstand
R104	390 Ohm	1/4 W modstand
32 stk	-	lus af monteringstråd
C1, 2	470pF/125V	kondensator
C3	2,2nF/125V	kondensator
C4, 5	4,7nF/125V	kondensator
C6, 7	1,5nF/125V	kondensator
C8, 9	6,8nF/125V	kondensator
C10	22nF/250V	polyesterkondensator
C11	33nF/250V	polyesterkondensator
C12, 13	47nF/250V	polyesterkondensator
C14	2,2nF/125V	kondensator
C15	15nF/250V	polyesterkondensator
C16	2,2nF/125V	kondensator
C17 - 21	15nF/250V	polyesterkondensator
C22 - 27	68nF/250V	polyesterkondensator
C28	1uF/250V	polyesterkondensator
C29 - 32	0,22uF/35V	tantalkondensator
C33, 34	0,47uF/35V	tantalkondensator
C35	15nF/250V	polyesterkondensator
C36, 37	47nF/250V	polyesterkondensator
C38	15nF/250V	polyesterkondensator
C39, 40	47nF/250V	polyesterkondensator
C41, 42	1uF/35V	tantalkondensator
C43, 44	0,1uF/35V	tantalkondensator
C45 - 48	4,7uF/35V	tantalkondensator
C49 - 51	10uF/25V	tantalkondensator
C52 - 59	100uF/3V	tantalkondensator
C60, 61	1000uF/16V	elektrolytkondensator

T1 - 8	BC173C	NPN transistor
D1, 2	1N4005	ensretterdiode
D3 - 35	1N4148	småsignaldiode
D36	CQY26	lymdiode
IC1	7815	spændingsstabilisator
IC2 - 4	1458	dual operationsforstærker
IC5 - 7	TL084	quad operationsforstærker
IC8	4022	MOS 8-tæller
O1 - 5	-	skydeomskifter

Q

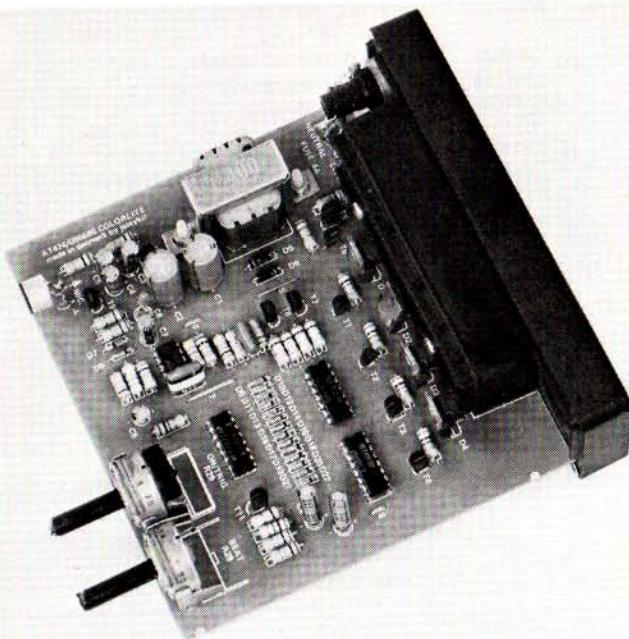


Fig. AT474.1.

AT474 er et helt komplet lysshow med printbøsninger for direkte tilslutning af 4 grupper lamper med grønne, røde, blå og eventuelt gule pærer. På forsiden af lysshownet kan man indstille hastighed for farveskift samt synkronisering til rytmisk musik. Musikkens opsamles af en indbygget elektret kondensatormikrofon.

## AT474 COLORLITE - DIGITAL LYSSHOW

De, der anskaffer sig lamper og lysshow med mange udgange, vil vide, at investeringen i farvede spotlights, fatninger og amatører, hurtigt kan blive en ganske dyr fornøjelse. Ja, man kan komme af med mange flere penge for det nødvendige ekstra grej end det, man har ofret på selve lysshowstyringen.

Det er naturligt, at et lysshow skal blinke i mange festlige farver. Men jo flere farver, desto dyrere er totalinvesteringen. Det kan der nu rådes bod på med lysshownet AT474.

AT474 udnytter færre lamper til flere farver. Det sker, fordi man kan blande farver additivt. Princippet kendes fra farve TV. Med de tre grundfarver rød, blå og grøn kan man skabe enhver anden farve i spekteret.

Det samme kan naturligvis gøres med et lysshow. Med lamper i de tre farver, kan man kombinere til enhver anden farve. Men i AT474 simplificeres funktionen til kun at omfatte de farveblandinger, der kan give virkelig forskellige farvevektorer. Desuden er AT474 digitalt styret, hvorfor lamperne ikke tænder med forskellige styrker. Kun lys eller ikke lys. Derved kan man

samtidig gøre styrekredsløbene enklere, og støjfiltre kan helt undværes, fordi der benyttes nulgenemgangstrigning.

Med de tre farver rød, blå og grøn får man i AT474 gratis farverne violet, turkis og orange. Nu er der 4 udgange i AT474. Den fjerde udgang kan eventuelt kobles til en dyb gul farve, og man vil få endnu flere farvekombinationer frem. Ialt er der udkodet 8 forskellige kombinationer med de digitale kredse i AT474. Farverne skiftes i ring i en fast rækkefølge fra nummer nul til og med nummer 7.

## DIAGRAMMET

AT474 indeholder flere spændende analoge og digitale kredsløb. Det er virkelig en opstilling, der viser, hvorledes man kan kombinere forstærkerkredsløb med IC'er til digitale tællere og gates. Og der er transistorkredsløb samt triac udgange, strømforsyning med stabilisering og plus-minus spændinger.

Derfor er AT474 lærerig for den hobby elektroniker, der er kommet ud over de første småopstillinger.

## Mikrofon forstærker med kompressor

AT474 lysshonet styres af musiks signal via en indbygget elektret-mikrofon. Denne type mikrofon - som meget ligner en kondensatormikrofon - udmarkører sig ved lav støj, højt udgangssignal, god frekvensgang og immunitet overfor brum.

Ved en omgivelses lydstyrke på ca. 65-70dBa - normal stuestyrke musik - vil mikrofonen levere et udgangssignal på ca. 3mV. Signalet forstærkes op til ca. 1 volt i mikrofonforstærkeren med IC1A. Mikrofonforstærkerens udgang er tilkoblet kompressoren.

Kompressoren har til opgave at sænke signalstyrken, når den bliver kraftigere. Det gør den med en »kortslutningstransistor» T9 over mikrofonindgangen. Når transistoren udstyres med jævnspænding, vil den begynde at lede. Derved vil dens indre modstand sænkes, og mikrofonens indre modstand vil belastes, således at signalstyrken falder.

Jævnspændingen tages fra IC's udgang. Den dannes af det ensrettede signal af dioderne D7 og D8. R21 og C6 er et filter, der *pumpes* op med strøm i takt med indgangssignalet. Kondensatoren holder på strømmen og modstanden sluger strømmen igen. Det sker med en tidskonstant, som passer til det rytmearområde, de efterfølgende digitale kredse skal skifte om i. R22 er en strømbegrænservaristor, som sikrer, at transistorens basisstrøm ikke stiger til sådanne højder, at det derved bliver den, der bestemmer afladningen af C6.

Over C6 vil der ligge en jævnspænding. Den er overlejret med det signal, der nedregulerer styrken. Og styrken nedreguleres netop i takt med udstyringen af f.eks. rytmisk musik. Derfor tages musikstyringssignalet på dette sted, hvorfra det føres videre til en impulsforstærker.

Mikrofonforstærkerens forstærkning er bestemt ved modkoblingskredsløbet R16, R17 og C8. Forstærkningen bestemmes som forholdet mellem R16 og R17, og C8 sikrer, at der kun er tale om en vekselspændingsforstærkning. Kondensatoren leder ikke for jævnspænding, og derfor vil jævnspændingsforstærkningen være på en gang. Det giver øget stabilitet for offsetspændinger på operationsforstærkerens udgang.

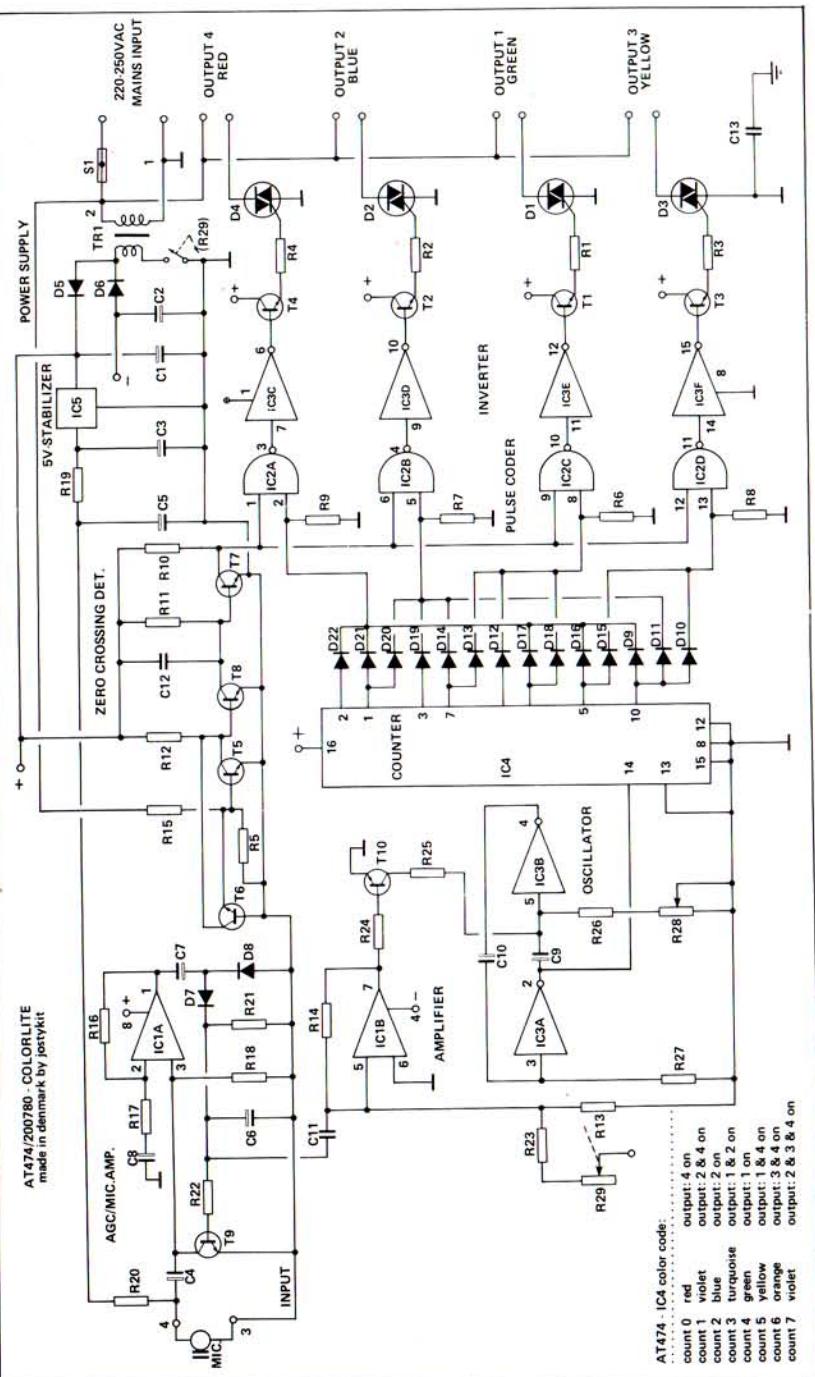


Fig. AT474.2.  
Diagrammet viser, hvorefter farverne kombineres med gates, således at lysshownet med 3 eller 4 lamper kan skabe 4 ekstra farvekombinationer. Det sker på samme måde i et farvefjernsyn, hvor rød, blå og grøn kan danne alle andre farver.

## Impulsforstærker

De signaler, der kommer fra musikkens takt og volumenændringer, vil som før omtalt også ligge over kondensatoren C6. Og C6 vil ovenikøbet filtrere alle andre signaler fra.

Men signalet er ikke særlig kraftigt. Derfor må der en impulsforstærker til for at bringe styrespændingen op. Men styrespændingen må aldrig være konstant høj. Der må kun overføres en kort spidspænding på nogle få hundredele af et sekund. Det sørger C11 for. Med IC-operationsforstærkeren i inverterende kobling vil indgangsmodstanden være ret lav. Derfor vil kun spidserne kunne overføres i C11. Og med modkoblingsmodstanden R14, vil operationsforstærkeren arbejde med fuld forstærkning i impulsområdet.

Det er godt nok ønskeligt, men det kan give problemer med, at enhver lille styrkeændring vil få de efterfølgende tællerkredse til at skifte. Resultatet ville være et flakkende lysshow i stedet for et ægte musik-trigget.

Derfor offsettes operationsforstærkerens anden indgang med en ganske lille jævnspænding. Derved vil man kunne indstille, hvor stor en styrkeændring, der skal til, for at få tællerkredsløbet til at skifte een gang videre.

## Astabil multivibrator

Det er tanken, at optællingen i tællerkredsløbet skal kunne synkronisere sig selv ind på musikkens rytmefrekvens. Og musik-rytmer kan ændre sig meget, - ja ofte flader et helt taktslag ud af musikken. Derfor må et musikstyret lysshow have en generator, der selv frembringer de ønskede skift, når de ikke er til stede i musikmaterialet. En sådan generator opbygges med en multivibrator med to inverterende gates i IC3. Denne kreds indeholder i alt 6 gates, hvoraf de 4 sidste benyttes til andet formål.

Multivibratorens tidskonstant er fastlagt ved kondensatorerne C9 og C10 samt modstandene R27 og serieforbindelsen af R26 og R28. R28 er et variabelt potentiometer. På det kan man indstille grundrytmefrekvensen - og den skal være lidt langsommere end musik-takten.

Men over samme potentiometer er der anbragt en styre- eller triggertransistor, T10. Den får signal fra impulsforstærkere, hvorfra taktskiftet flyttes netop lige så meget, at generatoren styres ind i samme takt som musikkens rytmefrekvens.

På multivibratorens udgang får man altså et taktsynkroniseret firkantsignal med et potentiale som C-MOS tælleren IC4 kan skifte ved.

## Tæller og dekoder

Tælleren er en »færdigkøgt ret» med 8 dekodede udgange. Den indeholder flip-flop's og gates, således at den kan skifte et trin frem for hver styreimpuls på indgange. Af et specielt skema for denne kreds, kan man se, hvilke ben på kredsen der skal forbides til plus, og hvilke der skal gå til minus og hvor der er ind- og udgange.

På hver udgang anbringes der en eller flere dioder. Deres opgave er at føre styresignalerne til de 4 lamper sammen i den orden, man vil have signalet - og uden at kortslutte hverken styresignaler eller IC'udgange.

Ved at følge dioderne kan man se hvilke af de 4 udgange til lamperne, der styres for hver en af impulserne 0 til 7 fra tæller IC'en. På diagrammet

fig. AT474.2. vises, hvorledes dekodningen til de 4 lampegrupper er foretaget.  
De 4 signaler summes sammen på 4 gates til nul gennemgangs styring af de efterfølgende triac's.

### Triac udgange og drivere

Triacerne arbejder direkte gennem belastningen til lysnettet. Da en triac blot er en elektronisk kontakt, skal den styres i takt med vekselspændingens svingninger - eller rettere, den må kun tændes elektronisk, når vekselspændingen skifter fortegn omkring nulpunktet. På den måde undgår man støjfiltrering med dette kredsløb.

De triac's, der benyttes i AT474, kan trigge i 4 kvadranter. Det vil sige, at den kan fungere som kontakt for både positive og negative spændinger, uanset om man styrer gaten med en positiv eller negativ strøm. I AT474 styres gaten på hver triac med positiv strøm gennem en strømbegrænservmodstand - R1 til R4 - samt en drivertransistor, som med sikkerhed kan sætte strømmen op fra de 5-10mA, MOS-kredsene kan levere, til de ca. 50mA triacerne kræver.

### Nul gennemgangs styring

Hvis man helt vil undgå den knurrende støj, som triackredsløb kan give, må man sikre sig, at de tænder, når spændingen er nul. Så vil også strømmen være nul, og støjen vil være elimineret.

Transistorerne T5, T6, T7 og T8 er et detektorkredsløb, som kun åbner styregaten på IC2A til D, når netspændingen er nul.

Gaten skal have positiv indgangsspænding på BEGGE indgange for at give et positivt triac udgangssignal. Med positiv styrestørrelse kan triacen tænde de tilsluttede lamper.

Transistorerne T5 og T6 er sammenkoblet således, at indgangsspændinger fra nettet over R15 og R5 vil give strøm i enten den ene eller den anden transistores kollektor. Strømmen »snuppes» fra R12, som normalt leverer strøm til basis af T8. Når T8 ikke får basisstrøm, vil den ikke trække kollektorstørrelse. Derfor vil kollektorspændingen være positiv. Det vil stå positiv spænding på T11, og den vil leve basistrøm til T7. T7 trækker strøm. Dens kollektorspænding vil da være nul. Derved vil alle gates blive spærret af for lyssignal på de andre indgange.

Når transistorerne T5 og T6 ikke får enten positiv eller negativ basis-spænding, er det, fordi vekselspændingen passerer nul. I dette område kan hverken T5 eller T6 »snuppe» strømmen fra R12. Derfor er der basisstrøm til T8, og dens kollektor vil gå mod nul volt. T8 vil da »snuppe» basisstrømmen fra T7, og dens kollektor vil være positiv, fordi der heller ikke kan gå kollektorstørrelse. Så ligger der positiv spænding på de 4 NAND gates, og når diode-gatene også er positive, vil de tilsvarende udgange styre triac'erne ud med gatestrøm. Lamperne vil tænde.

Triacerne vil forblive tændt, selvom gatestrømmen straks forsvinder igen, og de slukkes først, når en ny nul gennemgang passeres. Så kan der enten komme en ny tænd-ordre, eller triacen vil slukke lampen. Det sker, når tæller-kredsløbet beordrer en ny lampekombination tændt.

### Strømforsyningskredsløb

Mikrofonforstærkeren er designet til at skulle arbejde med både positiv og negativ forsyningsspænding. Derfor må der være både positiv og negativ forsyningsspænding. De hentes fra en ganske lille nettransformator TR1 og dioderne D5 og D6. Kondensatorerne C1 og C2 er ladekondensatorer for strømforsyningskredsløbet. Spændingen på disse kondensatorer er stabil nok til at man kan bruge den direkte til mikrofonforstærker, digitale kredse og til drivertransistorer.

Men mikrofonen, der er af elektret-typen, skal have en helt brumfri strøm. Det får den gennem en 5 volt fastspændingsregulator af typen 78L05 og et RC-led med R19 og C5. Regulatoren kan fjerne brummet fra ladekondensatorerne med ca. 100 gange. Hvis brumspændingen (ripplen) er 1 volt, vil restbrummet fra regulatoren blive 10mV. Men 10mV er langt mere signal, end det der kommer fra mikrofonen. Derfor indskydes RC-ledet, som også undertrykker ca. 100 gange. Derved bliver rest brumsignalet fra strømforsyningen kun 0,1mV, og det er kun lidt i forhold til de ca. 3mV, der kommer ind som musiksinal.

### TILSLUTNING

AT474 leveres i byggesæt fra Jostykit med en speciel bøsning for nem tilslutning af 4 220 volt stik. Bøsningen er beregnet for netstik med trekanrede hjørner - de kaldes klasse-2 stik. Derved er det blevet muligt at konstruere et lysshow med påsatte bøsninger, og tilslutningen af ledninger kan begrænses til montage af en enkelt netledning. Og lysshonet opfylder, ligesom AT464, til fulde DEMKO's og andre landes bestemmelser vedrørende brug og montering af apparatur til netdrift.

Bemærk, AT474 udstyres af en indbygget mikrofon. Da både mikrofon og mikrofonforstærker er særlig følsomme og kan få lamperne til at spille med for lav stuestyrke, vil det være nødvendigt at indbygge lysshonet i en metalkasse, som kan skærme af for statisk brum. Til AT474 leverer Jostykit en speciel rør-indbygningskasse, type B6074. Denne kasse virker som statisk skærm, når kondensatoren C13 er forbundet til metalkassen. Det sker via et lille loddeøje, som fastspændes mellem kassen og dens stikdåse på bagsiden af apparatet.

Husk, - AT474 arbejder med lysnetspændinger. Det betyder, at det er forbundet med livsfare at berøre lysshonet når der er spænding på, og det ikke er indbygget korrekt i en egnet kasse. En kasse skal være udformet, så ingen 220 volt ledninger kan komme nærmere end 6mm til berørbare metaldele. Det gælder også printpladens kobberbaner!

Lad aldrig mindreårige og ukyndige arbejde med de livsfarlige netspændinger uden tilbørligt opsyn.

### TEKNISKE DATA

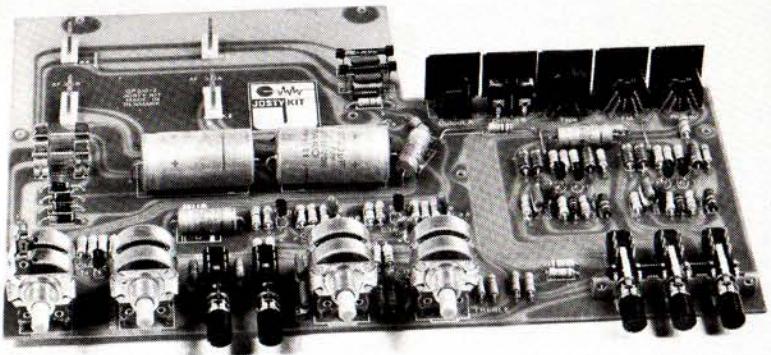
Driftsspænding . . . . .	220-250 VAC
Tomgangsforbrug . . . . .	max. 2 W

Maximal driftsstrøm . . . . . 4 A  
 Udgangsstrøm/effekt pr. kanal . . . . . 1 A/220 W  
 Maximal belastningsstrøm/strømforbrug . . . . . 880 W  
 Lydfølsomhed . . . . . 65-100dBa  
 Lampeudgange, 3 eller 4 . . . . . grøn, blå, rød + evt. gul

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
4	-	Ioddeøjne
D5	1N4005	kraftdiode
D6	1N4005	kraftdiode
D7	1N4148	silicium diode
D9	1N4148	silicium diode
D10	1N4148	silicium diode
D11	1N4148	silicium diode
D12	1N4148	silicium diode
D13	1N4148	silicium diode
D14	1N4148	silicium diode
D15	1N4148	silicium diode
D16	1N4148	silicium diode
D17	1N4148	silicium diode
D18	1N4148	silicium diode
D19	1N4148	silicium diode
D20	1N4148	silicium diode
D21	1N4148	silicium diode
D22	1N4148	silicium diode
R1	100 Ohm	1/4 W modstand
R2	100 Ohm	1/4 W modstand
R3	100 Ohm	1/4 W modstand
R4	100 Ohm	1/4 W modstand
R5	68 kOhm	1/4 W modstand
R6	100 kOhm	1/4 W modstand
R7	100 kOhm	1/4 W modstand
R8	100 kOhm	1/4 W modstand
R9	100 kOhm	1/4 W modstand
R10	10 kOhm	1/4 W modstand
R11	330 kOhm	1/4 W modstand
R12	1 MOhm	1/4 W modstand
R13	10 kOhm	1/4 W modstand
R14	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R15	1 MOhm	1/4 W modstand
R16	1 MOhm	1/4 W modstand
R17	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R18	100 kOhm	1/4 W modstand
R19	10 kOhm	1/4 W modstand
R20	10 kOhm	1/4 W modstand
R21	10 kOhm	1/4 W modstand
R22	10 kOhm	1/4 W modstand
R23	1 MOhm	1/4 W modstand
R24	100 kOhm	1/4 W modstand
R25	1 kOhm	1/4 W modstand

R26	10 kOhm	1/4 W modstand
R27	10 kOhm	1/4 W modstand
T1	BC547B	NPN transistor
T2	BC547B	NPN transistor
T3	BC547B	NPN transistor
T4	BC547B	NPN transistor
T5	BC547B	NPN transistor
T6	BC547B	NPN transistor
T7	BC547B	NPN transistor
T8	BC547B	NPN transistor
T9	BC547B	NPN transistor
T11	BC547B	NPN transistor
IC1	LM358	Dobbelt operationsforstærker
IC2	4011	Quad NAND gate
IC3	4049	Hex interter
IC4	4022	Octal tæller
IC5	78L05	5 volt spændingsregulator
C1	330uF/10V	elektrolytkondensator
C2	330uF/10V	elektrolytkondensator
C3	2,2uF/63V	elektrolytkondensator
C4	2,2uF/63V	elektrolytkondensator
C5	2,2uF/63V	elektrolytkondensator
C6	2,2uF/63V	elektrolytkondensator
C7	2,2uF/63V	elektrolytkondensator
C8	2,2uF/63V	elektrolytkondensator
C9	2,2uF/63V	elektrolytkondensator
C10	2,2uF/63V	elektrolytkondensator
C11	100nF/250V	polyesterkondensator
C12	15nF/250V	polyesterkondensator
D1	TRIAC	triac (TXC18E40)
D2	TRIAC	triac (TXC18E40)
D3	TRIAC	triac (TXC18E40)
D4	TRIAC	triac (TXC18E40)
TR1	220V/12V	transformator
2	M3x12mm	nylonskruer
2	M3	møtrikker
R28	1 MOhm	LIN potentiometer
R29	1 MOhm	LIN potentiometer
5-8	-	ledningslus



**Fig. GP310.1.**  
Det store grundprint indeholder forforstærkere, tonekontrol, omskiftere og strømforsyning, og der er plads for to AF310 udgangsforstærkere. Kun transformatorspændinger på 15-0-15 volt skal tilsluttes.

## GP310 STEREO FORFORSTÆRKER

GP310 er en komplet forforstærker med strømforsyning for 2 stk. AF310 udgangsforstærker moduler. Da der er indgangsbøsninger, omskiftere, potentiometre og meget mere, kan enhver benytte den helt komplette forstærker til 2x20 watt.

Og det, vel at mærke, uden de sædvanlige problemer med støj, brumsløjer og forvrængning.

Arsagen er, at GP310 har alle funktionerne og tilkoblinger samlet på en og samme printplade. Kun derved er det muligt at skabe en professionelt virkende forstærker, alle kan bygge.

Det at bygge forstærker er nemlig ikke blot en opgave med at forbinde et par tilfældige kredsløb, man har *hentet* fra andre velfungerende diagrammer. Det er ofte et hav af problemer, man aldrig havde tænkt sig kunne opstå. Problemer som kun kan løses med professionelle måleinstrumenter og erfaring. Disse problemer er løst i komplette forstærkere til udgangsmodul forstærkere som GP310 og GP340. Her kan man ikke forårsage forringede data, hvis opstillingen blot samles efter forskrifterne.

GP310 har 3 indgange. En indgang for båndoptager med tapeudgang til optagelse, en FM eller linie indgang og en grammofonindgang for dynamisk pick-up. Pick-up indgangen har forbetoning med RIAA karakteristik. Hver indgang er udformet efter DIN-normen og kræver et 5-pol DIN-stik. Stikket passer i en printbøsning, så der skal heller ikke forbindes signalledninger til indgangene.

På GP310 printpladen er der også DIN højttalerbøsninger. Signalet dertil kommer fra to AF310 udgangsforstærkere, der skal indsættes som moduler. Derved adskilles de eneste kredsløb, der kan gå i stykker fra resten af forstærkeren.

Langs forkanten af GP310 printpladen er der potentiometre og omskiftere. Funktionsomskifteren længst til højre vælger et af de tre indgangssignaler. Dernæst følger kontroller for diskant og bas, mono/stereo omskifter, rumble afbryder, stereobalance og volumenkontrol.

Kun netafbryderen er ikke placeret på selve printpladen. Det er af hensyn til stødfaren fra netforsyningen. Her skal man tage særlig hensyn til, at ingen frie eller afisolerede ledninger er nærmere end 6 mm til berørbare metaldele. I øvrigt bør mindreårige og ukyndige ikke selv binde an med montage af de livsfarlige 220 volt ledninger. Husk det!

## DIAGRAMMET

Som mange andre elektroniske opstillinger kan GP310 diagrammet opdeles i et antal blokke med hver sin funktion. Det letter overskueligheden.

I GP310 er der en stereo RIAA grammofon forstærker, en indgangsforstærker til linie og tape, en aktiv tonekontrol og strømforsyning til både forstærkere og et par AF310 udgangsforstærkere.

### RIA Grammofon.forstærker

Idag er næsten alle grammofoner udstyret med en magnetisk-dynamisk pick-up enhed, som afgiver et signal på omkring 4mV. Derfor er der indbygget RIAA forstærker i GP310, og den er ret uegnet til krystal pick-up's.

Forstærkeren har til opgave at bringe signalet op i styrke fra de 4mV til ca. 240mV. Det kræver en forstærkning på 60 gange. Desuden har forstærkeren til opgave at forstærke bastonerne ekstra meget og at sænke diskanttonerne. Det kaldes for en RIAA forbetoning eller RIAA kompensation. Kompenstationen er nødvendig, fordi alle grammofonplader er indspillet med det modsatte af en RIAA kurve. Det sker, fordi bastonerne ellers ville fylde alt for meget på grammofonpladen, og fordi diskanten ville være så svag, at forstærkeren kunne give for meget støj. Dæmpningen af diskanttonerne eliminerer også megen pladestøj og knas.

Ved at benytte en rigtig forbetoning til en grammofonplade med anti-forbetoning, opnår man en lineær frekvensgang og en god kvalitet.

RIAА forbetoningen udføres med kondensatorer i forstærkerens modkobling. I GP310 er det R7A/B og R8A/B, som tilkobles C14A/B og C15A/B.

I forvejen skal alle gode forstærkere indeholde et modkoblingskredsløb, som kompenserer for transistorernes fejl og mangler. Og man skal have en forstærkning, der er helt uafhængig af de benyttede transistorer. Forstærkeren i GP310 er ingen undtagelse. T1 og T2 er koblet sammen jævnvis opstillingen blot samles efter forskrifterne.

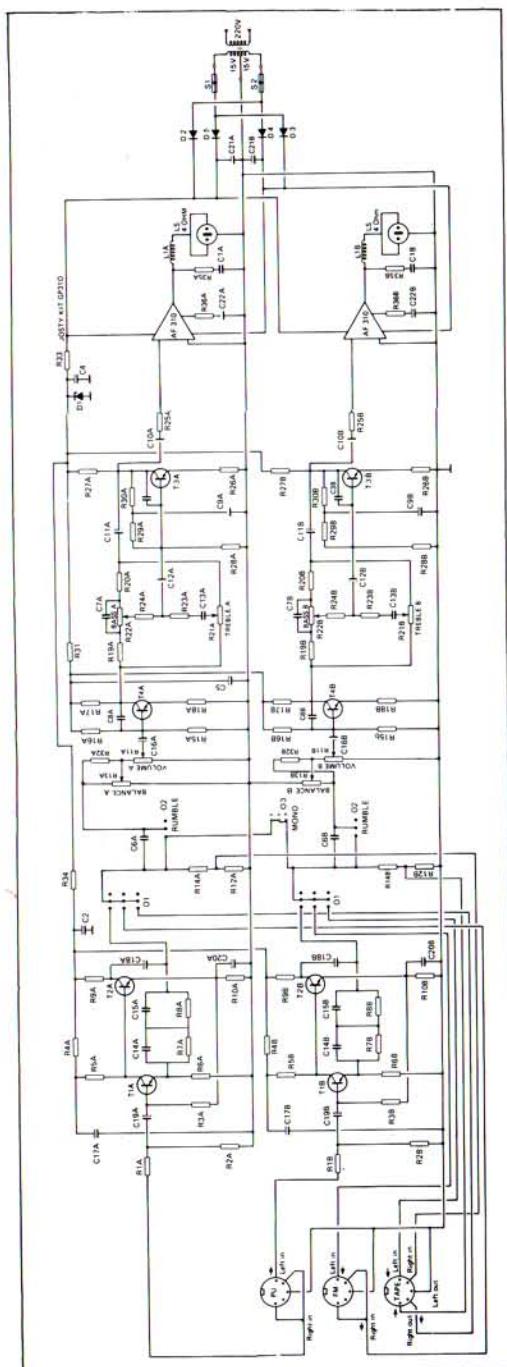


Fig.GP310.2.

Diagrammet viser grundprincippetts komplette stereoforstærker, samtlige kontroller, strømforsyning og tre 5-pol DIN-bøsninger for indgangssignaler og 2 HT-DIN-bøsninger for højttalertilslutning.

strømsmæssigt. Derved opnås en fin temperaturstabilitet og ensartethed. Modkoblingen bestemmes af forholdet mellem impedansen af modkoblings netværket med R7, R8, C14 og C15 til modstanden R6. Udregningen af dette led er ret kompleks, hvorfor denne forholdsregel kun må være en tomelfingerregel. R5 indgår således også i beregningen.

Modstandene R1 og R5 indgår i en spændingsdeler. Normalt sker der næsten ikke nogen spændingsdeling mellem R1 og R2, da R1 er 1,5 kOhm og R2 er 150 kOhm. Det gør der dog, hvis man bytter modstandene om. Det sker, hvis man ønsker at tilslutte en krystal-pick-up. Så vil indgangen kunne tåle det langt kraftigere signal, en sådan pick-up giver - men med langt lavere kvalitet!

Normalt er R1 på 1,5 kOhm. Hvis man vil forbedre forforstærkerens egenstøj en lille smule, kan man kortslutte den, men da den er anbragt for at hindre radiofoni indstråling (Radio Moskva), kan dette give problemer. Modstanden danner sammen med indgangstransistorens indgangskapacitet et RC-led, der dæmper frekvenser over 50 kHz.

RIAA forforstærkerens udgangssignal overføres fra T2's kollektordugang til indgangsomskifteren. Da følsomheden her er 240mV, skal pick-up forforstærkeren umiddelbart afgive et ligeså stort signal.

### Indgangsforstærker

Indgangsforstærkeren har 3 primære funktioner. Den skal dels forstærke signalet op ca.12 gange, den skal give en høj indgangsimpedans, og den skal fungere som bufferforstærker for tonekontrolen.

Indgangssignalerne er lig indgangsfølsomheden på 240mV. Disse signaler kommer fra RIAA grammofonforstærkeren, fra FM- og fra tape indgangen. Før indgangsforstærkeren tabes 3-4 gange af signalet i volumen- og balancekontrol. Det tilførte signal er derfor kun omkring 70mV. Det skal bringes op på fulde 775mV til udgangsforstærkerens indgangsniveau, fordi der ikke er nogen lineær forstærkning i tonekontrolen, når de står i midten. Ialt skal der forstærkes ca. 12 gange.

Som en tomelfingerregel kan forstærkningen i en så simpel forstærker som T4 sættes lig med forholdet mellem kollektormodstand og emittermodstand. R17 er 3,3 kohm, og R18 er 270 ohm. Det giver 12 ganges forstærkning - netop den forstærkning, der kan bringe de ca. 70mV op til de 775mV udgangsforstærkeren kræver.

Forstærkerens anden funktion er at skabe en høj indgangsimpedans. Det er vigtigt, idet mange signalkilder ikke tåler større belastninger, uden at signalerne dæmpes. Med GP310 indgangsforstærkeren kan indgangsimpedansen sættes til 47 kohm. Den opstår som en kompleks parallel og serieforbindelse af styrkekontrollen, balancekontrollen, indgangsimpedansen for forstærkeren og DC-modstandene R15 og R16.

Endelig skal indgangsforstærkeren også fungere som buffer for baxandale tonekontrollen med T3. Tonekontrollen belaster indgangssignalet ret kraftigt, når man hæver kontrollerne fuldt. Det er simpelthen således, at indgangsimpedansen lægger sig i serie med tonekontrollen, og på den måde begrænser den maximalt opnælelige hævning. Da man ønsker en tonekontrol hævning på mindst 15dB, må tonekontrollen altså drives af en lav impedans. Det er i modstrid med, at man altid ønsker en høj indgangsimpedans, således

at selve signalet ikke belastes. Og derfor indskydes en bufferforstærker. I koblingen med T4 er impedansen sjældent lavere end kollektormodstanden, i dette tilfælde 1,5 kohm. Derfor må tonekontrolen designes med dette for øje.

### Tonekontrol

Tonekontrolen er af baxandale typen. Det er reguleringsmæssigt en af de bedste, fordi den regulerer ens over midten og er logaritmisk over midten. I midterområdet sker der ikke så meget, men i yderområderne er reguleringen yderst kraftig. Baxandale kontrollen har også den fordel, at man kan vælge et almindeligt potentiometer af standardtypen, samt at man ved maximal tonesænkning får øget modkobling, hvilket medvirker til lav forvængning, også ved tonesænkning.

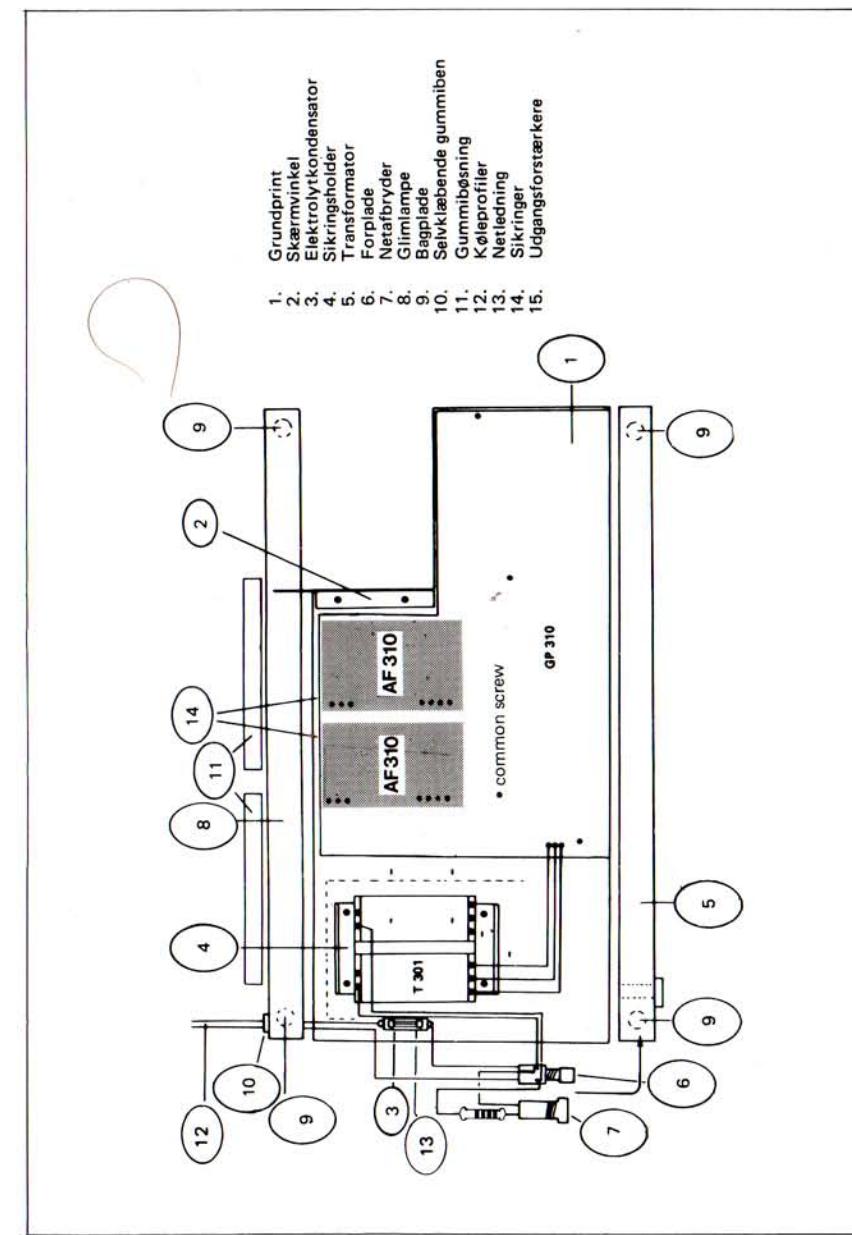
Baxandale tonekontrollen modkabler bas og diskant signalet ved at føre signal tilbage fra kollektor (udgang) til basis (inverting indgang) i modfase - med en kondensator. Ved båshævning og diskanthævning forstærkes signalet, fordi modkoblingen forringes. Også tonekontrollen fungerer som bufferforstærker med en udgangsimpedans på ca. 1,5 kOhm. Fra T3's kollektor sendes signalet direkte til et AF310 modul. Modulet har eksterne komponenter for indstilling af forstærkningen. Det er R36 og C22.

Udgangsforstærkeren trækker direkte højttaleren med den store højttalerstrøm. På GP310 er der fasekompensationsled for selvsving og HF-indstråling. Disse led findes ikke på selve AF310 modulet.

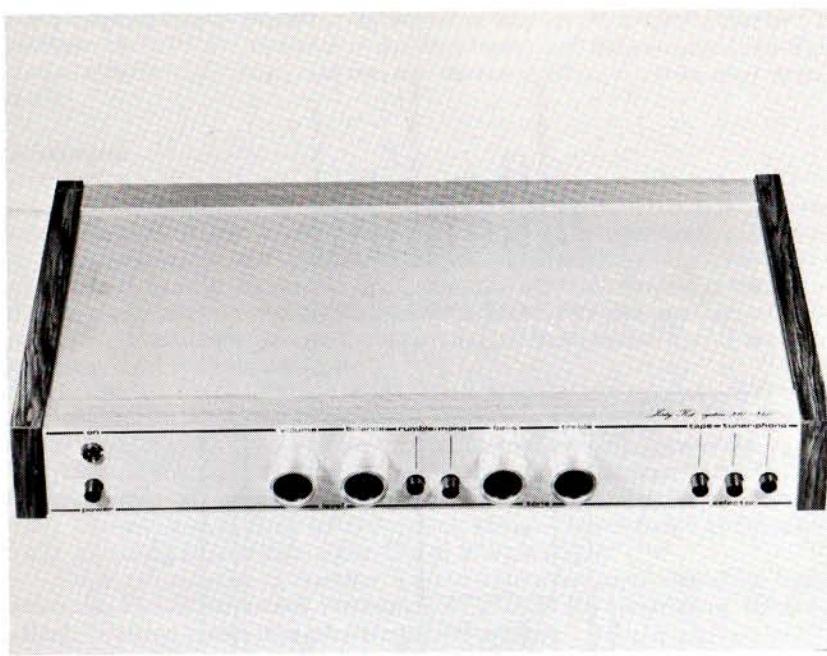
### Strømforsyning

Da GP310 er komplet og kun skal tilkobles to udgangsmoduler og transformator, må den også indeholde en strømforsyning. Den er opbygget med 4 dioder og to ladekondensatorer på hele 4.700uF/25 volt. Der er altså plus/minus spændinger til udgangsforstærkerne. Derfor er konstruktionen med DC-KOBLET udgang. Det gælder i øvrigt ikke »store brøder» GP340 med AF340 udgangsmodulerne. Uden kondensator i udgangen kan man gengive meget lave frekvenser. Det er blandt andet årsagen til, at et rumble filter på GP310 er en nødvendighed. Ellers vil grammofonsignalet med rumble bidrag gengives næsten ned til jævnspænding, hvorfor højttalerne vil kunne blafre med stort effektforbrug til følge - uden nogen nytte, da man ikke kan høre sub-lave frekvenser.

På ladekondensatorerne vil der ligge en 100Hz brumspænding på ca. 1-3 volt eff. Denne spænding vil ikke komme ud til højttalerne, fordi udgangsforstærkerne arbejder balanceret med plus/minus spænding. Strømforsyningsbrummet vil simpelthen indgå i udgangsforstærkerernes modkoblingssløjfe og blive dæmpet lige så mange gange, som der modkobles. Og der modkobles meget. Den nødvendige forstærkning i et udgangsmodul er kun på 12-15 gange, og tomgangsforstærkningen er 100.000 gange. Det betyder, at der modkobles ca. 6.000 gange, hvorved brummet bliver 6.000 gange mindre end de maximale 3 volt, - altså ca. 0,5mV. Og det kan ikke høres i højttaleren, uden man lægger øret direkte til kabinetet.



**Fig. GP310.3.**  
Grundprintet indbygges enkelt sammen med transformator, netafbryder og indikatorlampe.



**Fig. GP310.4.**  
Den sammenbyggede forstærker har et nydeligt design og en kvalitet som fær-  
digsamlede apparater.

## TILSLUTNING

Tegningen fig. GP310.3. viser, hvor enkelt det er at tilslutte en transformator og to udgangsforstærkere til GP310. Der skal rent faktisk kun forbinde tre ledninger mellem transformator og grundprint og to netledninger mellem transformator og stikkontakt. Hvis opstillingen indbygges i den specialdesignede Jostykit indbygningskasse, vil man aldrig få problemer med brum og manglende køling. Som vist på monteringstegningen er alt tilpasset de ideelle elektriske og mekaniske forhold for GP310.

Men selvfølgelig kan man da også montere en GP310 på en simpel metalplade. Vigtigt er så at huske, at udgangsforstærkerne skal have køling direkte til en køleprofil, der kan aftage 20-25 watt varme. Det kan vinkelprofilene på selve udgangsforstærkerne ikke selv klare.

## TEKNISKE DATA

Udgangseffekt ved specifiseret forvrængning,	2x15,5 watt/4 Ohm
1 kHz, sinuseffekt . . . . .	. . . . . 2x12 watt/8 Ohm

Musikeffekt . . . . .	2x25 watt/4 Ohm
Højttalerimpedans . . . . .	. . . . . 2x20 watt/8 Ohm
Harmonisk forvrængning DIN 45.500	. . . . . 4 eller 8 Ohm
1 kHz, 50mW udgangseffekt . . . . .	.0,2% max.
40-12.500 Hz, -3dB 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 - 1dB
Effektbåndbredde DIN 45.500 . . . . .	10-35 kHz ± 3dB
Dæmpningsfaktor DIN 45.500 . . . . .	min. 20
Indgang lavohm pick-up . . . . .	.4mV/47kOhm
Indgang TUNER . . . . .	.250mV/47kOhm
Indgang TAPE . . . . .	.250mV/47kOhm
Udgang TAPE . . . . .	.200mV470kOhm
Signal/støj forhold DIN 45.500	
50mW, lavohm pick-up . . . . .	.min 51dB
50mW, TUNER . . . . .	.min 54dB
50mW, TAPE . . . . .	.min 54dB
Kanaladskillelse DIN 45.500	
ved 1kHz alle indgange . . . . .	.min 55dB
ved 250-10.000 Hz . . . . .	.min. 45dB
Basregulering ved 40 Hz . . . . .	.± 10dB
Diskantregulering ved 12.500 Hz . . . . .	.± 10dB
Rumblefilter ved 20 Hz . . . . .	.- 16dB

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1A & R1B	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R2A & R2B	150 kOhm	1/4 W modstand
R3A & R3B	150 kOhm	1/4 W modstand
R4A & R4B	68 kOhm	1/4 W modstand
R5A & R5B	68 kOhm	1/4 W modstand
R6A & R6B	390 Ohm	1/4 W modstand
R7A & R7B	22 kOhm	1/4 W modstand
R8A & R8B	47 kOhm	1/4 W modstand
R9A & R9B	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R10A & R10B	470 Ohm	1/4 W modstand
R11	47 kOhm	LOG eller 37/10 kOhm LOG potentiometer (volumen)
R12A & R12B	180 kOhm	1/4 W modstand
R13	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer (balance)
R14A & R14B	47 kOhm	1/4 W modstand
R15A & R15B	47 kOhm	1/4 W modstand
R16A & R16B	330 kOhm	1/4 W modstand
R17A & R17B	3,3 kOhm	1/4 W modstand
R18A & R18B	270 Ohm	1/4 W modstand
R19A & R19B	27 kOhm	1/4 W modstand
R20A & R20B	27 kOhm	1/4 W modstand
R21	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer (treble)
R22	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer (bass)

R23A & R23B	1 kOhm	1/4 W modstand
R24A & R24B	47 kOhm	1/4 W modstand
R25A & R25B	1 kOhm	1/4 W modstand
R26A & R26B	22 Ohm	1/4 W modstand
R27A & R27B	3,3 kOhm	1/4 W modstand
R28A & R28B	390 kOhm	1/4 W modstand
R29A & R29B	47 kOhm	1/4 W modstand
R30A & R30B	68 kOhm	1/4 W modstand
R31	100 Ohm	1/4 W modstand
R32	68 Ohm	1/4 W modstand
R32A & R32B	12 kOhm	1/4 W modstand
R33	330 Ohm	1/4 W modstand
R34	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R35A & R35B	8,2 Ohm	2 W modstand
R36A & R36B	2,2 kOhm	1/4 W modstand
C1A & C1B	100nF/250V	polyesterkondensator
C2	220uF/16V	elektrolytkondensator
C3A & C3B	27pF/125V	keramisk kondensator
C4	220uF/16V	elektrolytkondensator
C5	220uF/16V	elektrolytkondensator
C6A & C6B	47nF/250V	polyesterkondensator
C7A & C7B	10nF/250V	polyesterkondensator
C8A & C8B	27pF/125V	keramisk kondensator
C9A & C9B	10uF/25V	tantalkondensator
C11A & C11B	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C12A & C12B	2,2uF/35V	tantalkondensator
C13A & C13B	1nF/125V	keramisk kondensator
C14A & C14B	1,5nF/125V	keramisk kondensator
C15A & C15B	15nF/250V	polyesterkondensator
C16A & C16B	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C17A & C17B	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C18A & C18B	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C19A & C19B	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C20A & C20B	47uF/6-10V	tantalkondensator
C21A & C21B	4700uF/16-25V	elektrolytkondensator
C22A & C22B	220uF/16V	elektrolytkondensator
T1A & T1B	BC549	NPN transistor
T2A & T2B	BC549	NPN transistor
T3A & T3B	BC549	NPN transistor
T4A & T4B	BC549	NPN transistor
D1	ZPD12 el. ZPX12	zenerdiode
D2	1N4005 el. 1N4003	kraftdiode
D3	1N4005 el. 1N4003	kraftdiode
D4	1N4005 el. 1N4003	kraftdiode
D5	1N4005 el. 1N4003	kraftdiode
S1	2 ampere	flink sikring
S2	2 ampere	flink sikring
O1	3x trykomskifter med sorte knapper	
O2	trykomskifter med sort knap	
O3	trykomskifter med sort knap	

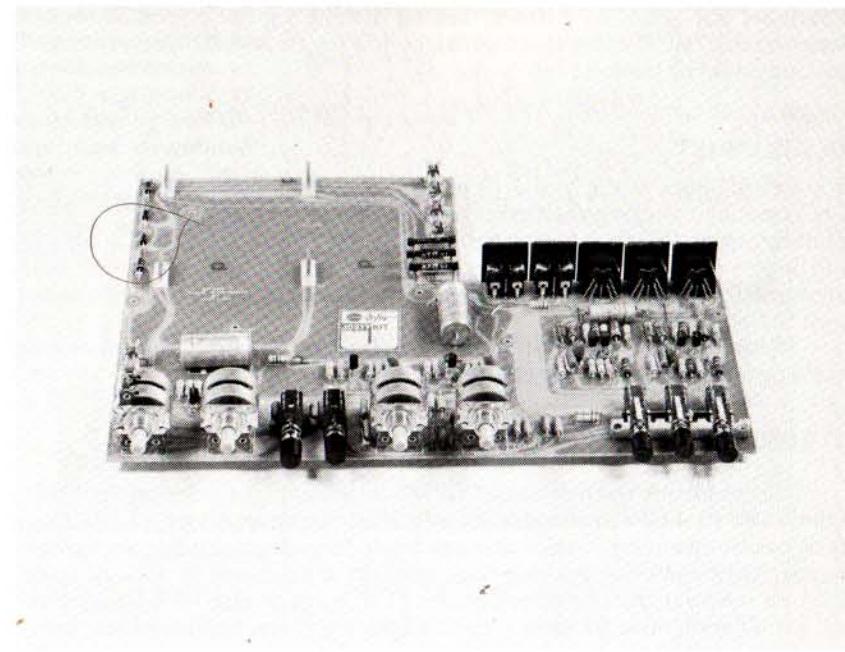


Fig. GP340.1.

Ligesom GP310 er GP340 en komplet enhed til en hel stereoforstærker. Man skal blot indsætte to AF340 udgangsmoduler og tilslutte en transformator.

## GP340 FORFORSTÆRKER GRUNDPRINT

GP340 er et special grundprint af samme type som GP310, men til to større udgangsforstærker moduler af typen AF340. Med disse moduler kan man opbygge en komplet stereo forstærker. Der er nemlig også strømforsyning for de to udgangsforstærkere på grundprintet. Det eneste man skal tilkoble er transformator, netstik og afbryder.

Og her som for GP310 gælder, at hele opstillingens kredsløb på forhånd er fastlagt både praktisk og teoretisk. Selv en nybegynder, der måske kun en enkelt gang før har prøvet at bygge elektronik, vil få et ægte HI-FI resultat. Årsagen er, at samtlige omskifte, kontroller og bøsninger er forbundet til resten af kredsløbet på den rigtige måde. Der kommer ikke problemer med brumsløjfer på grund af fejlagtig ledningsføring, der går ikke fejlstrømme i stelforbindelserne, som kan skabe forvrængning, og der opstår ikke selvsving i kredsløbene. De er placeret entydigt i forhold til hinanden.

Mange af de problemer, som skaber hovedbrud for selv øvede elektronik-teknikere, får man ikke med et GP340 grundprint.

Ligesom GP310 har GP340 tre stereo indgange med 5-pol DIN-bøsninger, en tape udgang og to højttalerudgange. Der er langs printpladens forkant

kontroller for volumen, balance, bas og diskant, og der er omskifte for stereo/mono, rumble og indgangsvælger for de tre signalkilder, dynamisk pick-up, radio og bånd.

## DIAGRAMMET

Der er ingen særlig grund til at omtale hovedprincipperne i forstærker kredsløb, indgangsforstærker og tonekontrol i GP340. På de fleste punkter ligner GP340 fuldstændig GP310, men GP340 arbejder dog med en lidt højere spænding på forstærkerne. Det forbedrer forstærkerens overstyringsevne på indgangene. Dvs. man kan tilføre mere signal, før der kommer øget forvrængning.

Holder man sig til DIN-normerede indgangsspændinger fra grammofon, radio og båndoptager, vil der aldrig opstå hørbar forvrængning.

## STRØMFORSYNINGEN

Strømforsyningskredsløbet i GP340 er væsentligt forskelligt fra kredsløbet i GP310. I GP310 arbejdes der med plus/minusspændinger, i GP340 kun med positiv spænding. Derfor skal den totale forsyningsspænding være meget højere. Også fordi den ønskede udgangseffekt er normeret til 50 watt spids. Med en moderat transformatorstørrelse (T503) opnår man en udgangseffekt på  $2 \times 37$  watt sinus fra de to AF340 udgangsmoduler. Musikeffekten, der er en vigtig størrelse for gengivelse af spidser uden forvrængning, ligger stadig over 50 watt.

Det er bl.a. fordi der benyttes en stor lade elektrolytkondensator i strømforsyningen - et »kanonslag» på  $4.700\text{uF}/70\text{V}$ .

## DC-KOBLING OG AC-KOBLING I HØJTTALERUDGANGEN

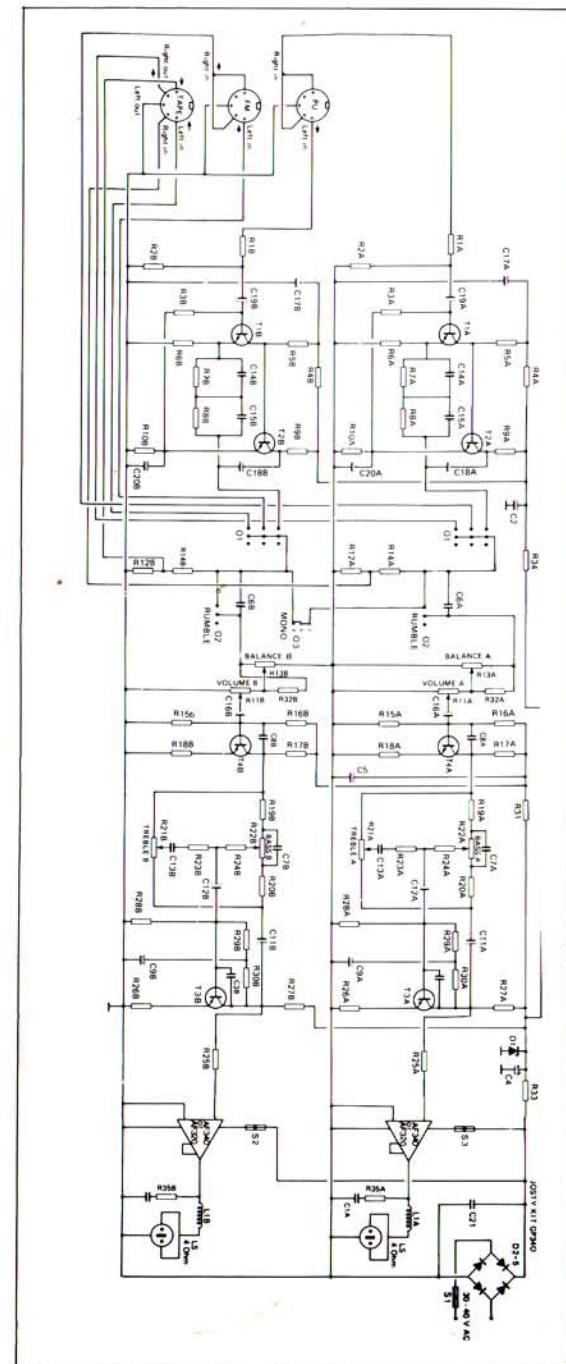
Udgangsmodulene i GP340 har store elektrolytkondensatorer i serie med højttalerudgangen. De er på  $2.200\text{uF}/50\text{V}$ . Kondensatorerne er nødvendige, når der kun er en forsyningsspænding til rådighed. Uden kondensatorer ville der stå en stor jævnspænding på højttalerudgangen. Det tåler ingen højttalere og forstærkeren ej heller. Kondensatorene spærre for jævnspændingen.

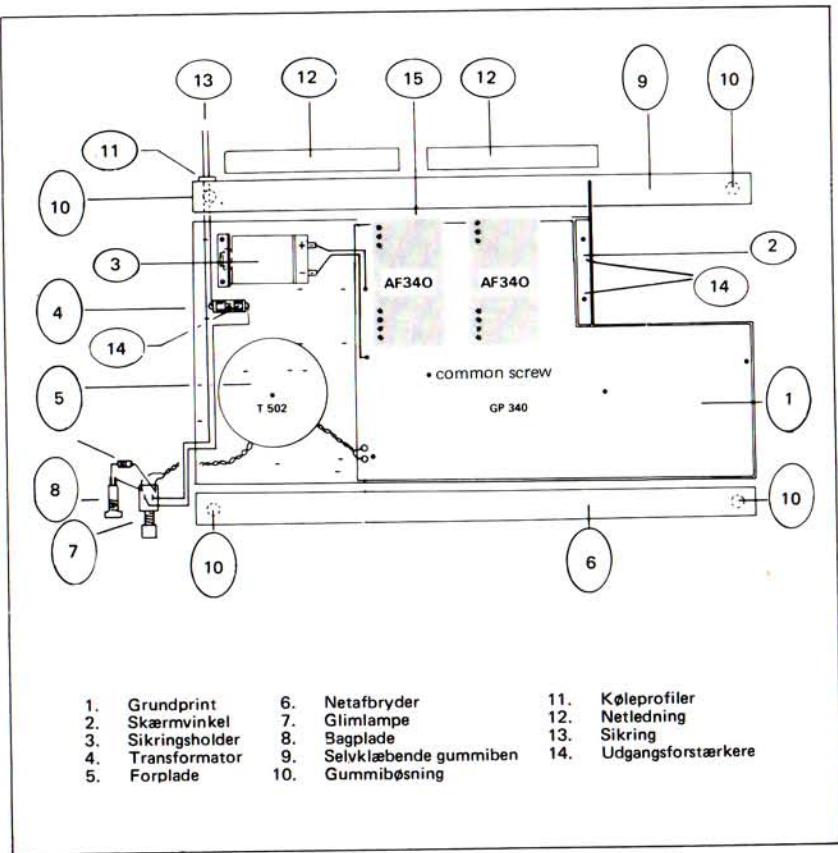
Men kondensatorene har en modstand - eller mere korrekt en impedans. Den er ret stor ved lave bastoner.

Ved lave frekvenser vil en kondensator i en højttalerudgang medvirke til et kraftigt fald i basområdet og til en forringet dæmpningsfaktor. Det er der kompenseret for i AF340 ved at lade kondensatorene indgå i modkoblingskredsløbet. Så vil forstærkeren selv give det mere i forstærkning, som tabes i elektrolytten. Med elektrolytkondensatorene er stadig en slags modstand. Den vil komme spænding over den, og derved tabes der udgangseffekt. Det kan forstærkeren IKKE selv kompensere for. Ved  $20\text{Hz}$  vil udgangskondensatorene opføre sig som en modstand på  $3,6\text{ Ohm}$ . Derfor vil man kun få den halve udgangsspænding og den kvarte effekt fra AF340 ved  $20\text{ Hz}$ , - når man spiller på  $4\text{ Ohm}$ 's højttalere. Det er blandt årsagerne til, at de allerbedste udgangsforstærkre idag er DC-koblet i højttalerudgangen.

At man så i praksis næppe kan høre stor forskel, kan man overbevise sig om ved at sammenligne GP340 med GP310.

**Fig.GP340.2.**  
Diagrammet viser hele stereoforstærkeren GP340 med bøsninger, kontroller og omskiftere, samt strømforsyninger, pick-up forstærkere, linieforstærkere og tonekontroller.



**Fig. GP340.3.**

Det er nemt at bygge en 2 x 40 watt stereoforstærker. Der er kun ganske få ledningsforbindelser - netop det, der oftest skaber hobby elektronikkeren de største vanskeligheder.

GP310 er nemlig DC-koblet på højttalerudgangen, og den kan arbejde lineært ned til 20 Hz. Det betyder, at GP310 ikke taber udgangseffekt i en falsk serieimpedans til højttaleren.

## TILSLUTNING

Det er om end endnu nemmere at tilslutte et GP340 grundprint end et GP340 grundprint. GP340 skal have en større transformator, som kan give højere effekt, men i GP340 er der kun en positiv forsyningsspænding, og derfor kun en transformatorvikling på sekundæren. Transformatoren placeres sammen med forstærkeren, køleplader, netafbryder og indikatorlampe i et metal-kabinet af typen System 340. Kabinetet virker som skærm for brumfelter,

og stelforbindelsen går gennem en skruet på grundprintet til forstærkerens optimale nul-punkt.

De to udgangsforstærkermoduler skal skrues til bagsiden af kabinetet. Derved får de termisk forbindelse med køleprofilene, og forstærkerne kan slippe af med ca. 30 watt varme, de afgiver ved fuld udstyring i 4 ohm's højttalere.

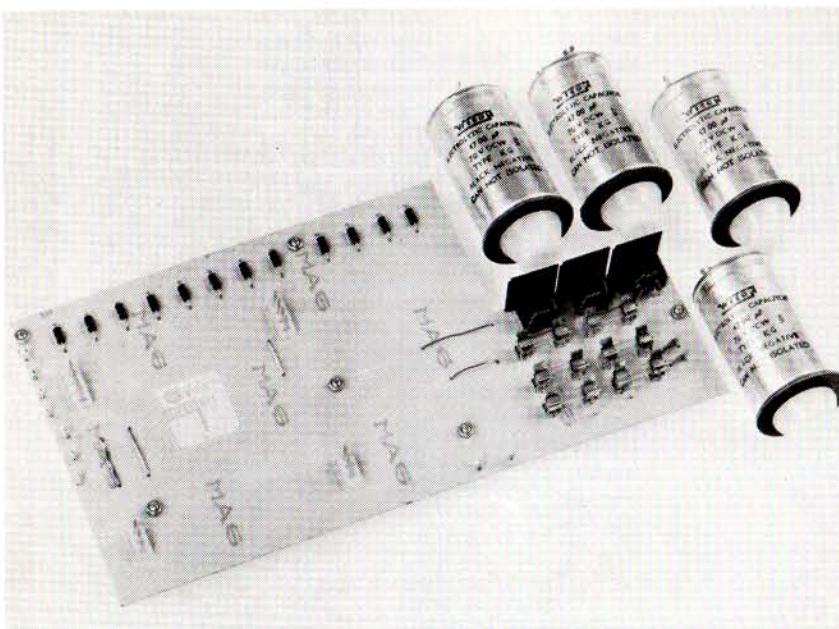
## TEKNISKE DATA (med 2 x AF340, 1 x T503)

Udgangseffekt ved specifiseret forvrængning	2 x 37 W/4 Ohm
1 kHz, sinuseffekt	2 x 26 W/8 Ohm
Musikeffekt	2 x 50 W/4 Ohm
	2 x 38 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	0,2% max.
1 kHz ved angiven udgangseffekt	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

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1A-B	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R2A-B	150 kOhm	1/4 W modstand
R3A-B	150 kOhm	1/4 W modstand
R4A-B	22 kOhm	1/4 W modstand
R5A-B	68 kOhm	1/4 W modstand
R6A-B	390 Ohm	1/4 W modstand
R7A-B	22 kOhm	1/4 W modstand
R8A-B	470 kOhm	1/4 W modstand
R9A-B	6,8 kOhm	1/4 W modstand
R10A-B	470 kOhm	1/4 W modstand
R11	47 kOhm	LOG el. 37/10 kOhm LOG potentiometer (volumen) 1/4 W modstand
R12A-B	180 kOhm	LIN STEREO potentiometer (balance)
R13	100 kOhm	1/4 W modstand
R14A-B	47 kOhm	1/4 W modstand
R15A-B	22 kOhm	1/4 W modstand
R16A-B	330 kOhm	1/4 W modstand
R17A-B	10 kOhm	1/4 W modstand
R18A-B	820 Ohm	1/4 W modstand
R19A-B	27 kOhm	1/4 W modstand
R20A-B	27 kOhm	1/4 W modstand
R21	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer (treble)
R22	100 kOhm	LIN STEREO potentiometer (bass)
R23A-B	1 kOhm	1/4 W modstand
R24A-B	47 kOhm	1/4 W modstand
R25A-B	1 kOhm	1/4 W modstand
R26A-B	22 Ohm	1/4 W modstand
R27A-B	6,8 kOhm	1/4 W modstand
R28A-B	12 kOhm	1/4 W modstand
R29A-B	27 kOhm	1/4 W modstand
R30A-B	68 kOhm	1/4 W modstand
R31	100 Ohm	1/4 W modstand
R32A-B	22 kOhm	1/4 W modstand
R33	1 kOhm	2 W modstand
R34	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R35A-B	8,2 Ohm	2 W modstand
C1A-B	100nF/250V	polyesterkondensator
C2	220uF/16V	elektrolytkondensator
C3A-B	27pF/125V	keramisk kondensator
C4	470uF/35-40V	elektrolytkondensator
C5	470uF/35-40V	elektrolytkondensator
C6A-B	47nF/250V	polyesterkondensator
C7A-B	10nF/250V	polyesterkondensator
C8A-B	27pF/125V	keramisk kondensator
C9A-B	10uF/25V	tantalkondensator
C11A-B	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C12A-B	2,2uF/35V	tantalkondensator
C13A-B	1nF/125V	keramisk kondensator
C14A-B	1,5nF/125V	keramisk kondensator
C15A-B	15nF/250V	polyesterkondensator
C16A-B	6,8uF/40V	elektrolytkondensator

C17A-B	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C18A-B	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C19A-B	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C20A-B	47uF/6-10V	tantalkondensator
C21	4700uE/63-70V	elektrolytkondensator
T1A-B	BC549	NPN transistor
T2A-B	BC549	NPN transistor
T3A-B	BC549	NPN transistor
T4A-B	BC549	NPN transistor
D1	ZPD24 el. 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



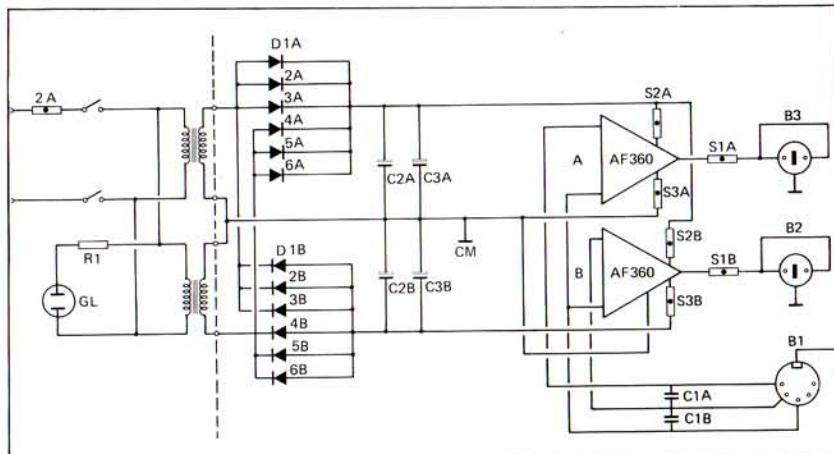
**Fig. GP450.1.**  
Både grundprint GP450, to udgangsforstærkere AF360, elektrolytkondensatorer og transformatorer indbygges i den lave profilbox.

## GP450 UDGANGSFORSTÆRKER GRUNDPRINT

GP450 er egentlig kun en strømforsyning med diverse bøsninger. Men det er alligevel en vigtig enhed for den selvbygger, der vil have ordentlig HI-FI STEREO udgangsforstærker til effekter mellem 50 til 75 watt.

GP450 skal benyttes sammen med to DC-koblede udgangsforstærker moduler af typen AF360. Denne udgangsforstærker er normeret til mindst 50 watt men giver i GP450 ca. 65 watt sinus stereo i 4 Ohm's højttalere. Udklipper de to dioder til sikring mod kortslutning af højttalerudgangen opnås endog 2 x 75 watt. Det er D1 og D2 i hver AF360'er. Det kan naturligvis kun anbefales, hvor man er HELT sikker på at stik og forbindelsesledninger til højttaleren er iorden.

Når GP450 er så vigtig, er det fordi printpladen indeholder de korrekte stel-forbindelser mellem ensrettedioder og ladekondensatorer samt højttalerudgange, og de helt rigtige trådnninger mellem forstærkerernes indgange og apparatets signalindgangsbøsninger. Dette samt placeringen af transformatorerne i forhold til forstærkere og print er medvirkende årsag til lav egenstøj og god stabilitet.



**Fig. GP450.2.**  
Diagrammet er enkelt men viser ikke hele sandheden om opstillingen. Dioderne får bl.a. køling fra printpladens ledningsmønstre

## DIAGRAMMET

Diagrammet for GP450 printet er ret enkelt. De to transformatorer tilsluttes et antal ensrettedioder. Dioderne giver plus og minusspændinger til elektrolytkondensatorerne. De er på hele 4.700uF/70V hver, og der er i alt 4 af dem. Det giver en samlet strømforsyningskapacitet på næsten 20.000uF!, hvilket er nødvendigt for en så høj udgangseffekt.

Plus minus spændingerne føres til de to sæt udgangsforstærkere gennem sikringer. Desuden er der sikringer på højttalerudgangene. Sikringerne har til opgave at hindre større ulykker på højttalere og andet udstyr. Hvis sikringerne går, vil udgangsforstærkerne normalt ødelægges FØRST.

## PRINTPLADEN

Men skjult i printpladen findes der også andre funktioner, man ikke kan vise på diagrammet. Bl.a. er ensrettedioderne placeret og indloddet med mest mulig kobberområde. Det giver køling til dioderne, hvilket er nødvendigt af hensyn til effektafsætningen. I printpladen ligger også de meget vigtige stel-forbindelser, som skal sikre imod falske stelstrømme - noget der kan give brum eller forvrængning.

## BROKOBLING

Signalet fra hver indgang til hver udgang passerer på identisk måde et AF360 udgangsmodul. Ved at sende samme signal ind i modfase på de to indgange, kan man tage et brokoblet udgangssignal til EN højttaler fra de to

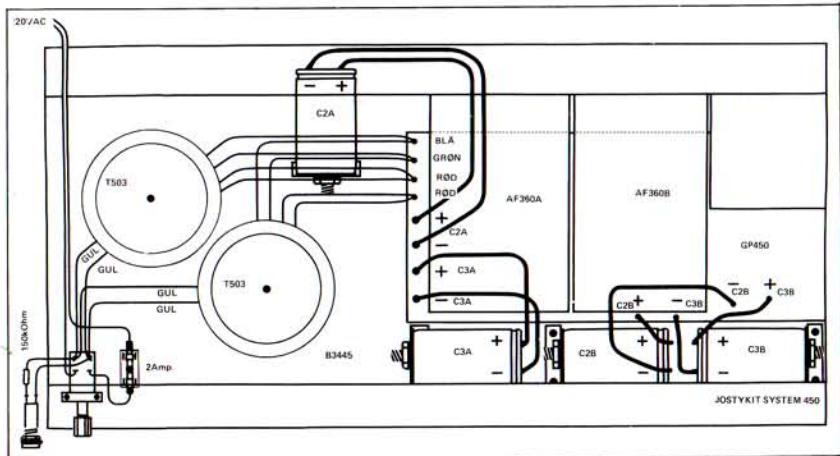
udgange's lille tynde stift på DIN-HT-bøsningerne. Dette signal vil have den dobbelte spænding og kan give den 4-dobbelte udgangseffekt. Det må anvendes i forbindelse med 8 Ohm højttalere, der så vil kunne spille med ca. 150 watt. Med 4 Ohm højttalere er den teoretiske udgangseffekt med denne brokobling næsten 300 watt, men det må stærkt frarådes at prøve det.

Udgangsmodulerne vil næsten øjeblikkelig gå itu, hvorefter alle sikringerne vil brænde over.

Brokobling, som her beskrevet, kan være interessant i forbindelse med PA-systemer og orkestre, og som forforstærker kan AF501 anbefales. Den har direkte udgange med modfasesignaler til en kombination med GP450 og 2 x AF360.

## TILSLUTNING

Da GP450 er beregnet til to udgangsforstærkere, og da der ikke er nogen forforstærker på printet, men blot ind- og udgangsbøsninger, kan den ikke anvendes direkte til linie, pick-up eller mikrofonsignaler. Til et almindeligt HI-FI stereo sæt anbefales GP450 sammen med AF350 forforstærkeren.



**Fig. GP450.3.**  
Indbygningstegning for GP450.

- |                              |   |
|------------------------------|---|
| 1: Bagprofil                 | 8: Sikringsholder                               |
| 2: GP450 grundprint          | 9: Netledning                                   |
| 3: Forprofil                 | 10: Opspændingsvinkel til elektrolytkondensator |
| 4: Modstand (150 kOhm 1/4 W) | 11: Nettransformator T503 (27V-0-0-27V)         |
| 5: Netafbryder               | 12: Gummiben                                    |
| 6: Glødelampe                | 13: 3 køleplader                                |
| 7: Aflastningsbøjle          |   |

Ved benyttelse af 2 stk. 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.

Den skal kobles til udgangsforstærkerne i GP450 gennem en signalledning med skærm og to ledere.

Da GP450 ikke har nogen styrkekontroller og en følsomhed på standard 775mV ind, skal man absolut ikke tilslutte en båndoptager eller FM-tuner direkte. Der vil straks komme overordentlig meget lyd ud til højttalerne. Tilslut kun en forforstærker eller et andet apparat, som har volumenkontrol indbygget.

Indbygningen af GP450 og to AF360 udgangsmodule sker efter tegningen på fig. GP450.3. Man kan enten benytte én eller to transformatorer. Med én transformator opnås kun 2 x 40 watt udgangseffekt, men musikeffekten er omkring 75 watt på grund af de store strømforsyningsskondensatorer. Der vil være meget ringe hørbar forskel mellem et apparat med én eller to transformatorer. Investeringen i to transformatorer, der er ganske dyre, må gøres med omtanke!

## TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	220-250 VAC
Effektforbrug med 1(2) transformatorer . . . . .	200 (400) W
Frekvensgang -1dB . . . . .	20-20.000 Hz
Forvrængning . . . . .	0,1%
Indgangssignal for fuld effekt i 4 Ohm . . . . .	775 mV
Udgangseffekt med 1(2) transformatorer typ . . . . .	2x40/2x75 W

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
D1A & D1B	1N4005 el. 1N4007	silicium kraftdiode 1A
D2A & D2B	1N4005 el. 1N4007	silicium kraftdiode 1A
D3A & D3B	1N4005 el. 1N4007	silicium kraftdiode 1A
D4A & D4B	1N4005 el. 1N4007	silicium kraftdiode 1A
D5A & D5B	1N4005 el. 1N4007	silicium kraftdiode 1A
D6A & D6B	1N4005 el. 1N4007	silicium kraftdiode 1A
B1	5-pol	DIN bøsning
B2	3-pol	DIN HT bøsning
B3	3-pol	DIN HT bøsning
S1A & S1B	2 ampere	flink sikring
S2A & S2B	2 ampere	flink sikring
S3A & S3B	2 ampere	flink sikring
C1A & C1B	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C2A & C2B	4700uF/60-70V	elektrolytkondensator
C3A & C3B	4700uF/60-70V	elektrolytkondensator

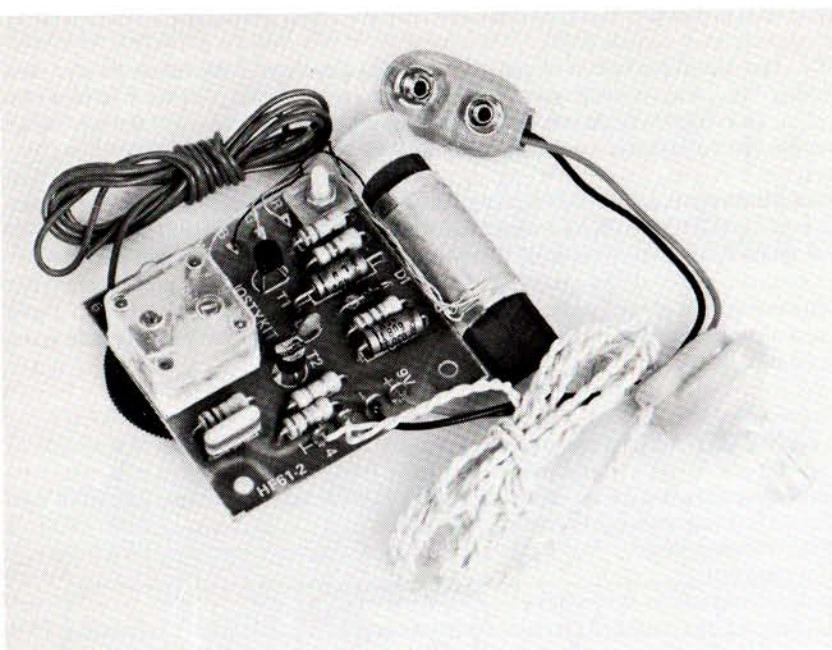


Fig. HF61.1.

HF61 er en enkel lille modtager, der kan bygges af enhver begynder. HF61 modtager på mellembølge.

## HF61 MELLEMBØLGE DIODEMODTAGER

Siden radioens barndom har et krystalapparat, og senere en diodemodtager, været typiske begynderkonstruktioner. Det har altid været fascinerende at bygge en lille elektrisk opstilling, som på mirakuløs vis kan bringe tale og musik ud af den bare luft.

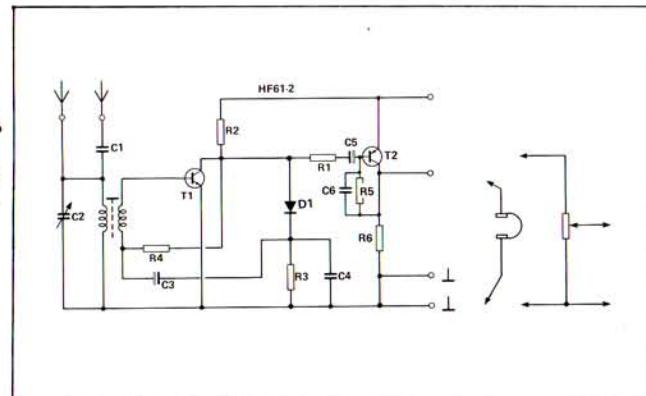
Men med vore krav til kvalitet er også diodemodtageren ved at være ude af billedet. Dette til fordel for FM-modtagere som bl.a. JK04, der omtales i et senere afsnit.

HF62 placerer sig funktionsmæssigt mellem det gamle krystalapparat og vor tids moderne FM-modtager til amatører, - JK04 tuneren.

HF61 til mellembølge kan præstere langdistance modtagelse af en eller flere fjerne stationer. Og på dette område er den mere interessant end f.eks. JK04, der kun rækker ca. 50 km på FM båndet. Kvaliteten i HF61 er selvfølgelig typisk mellembølge, og med HF61 opnår man ikke den største stationsadskillelse (selektivitet). Kun en ferritstav indgår i stationsfilteret.

Fig.HF61.2

Der er kun to transistorer i HF61, men T1 benyttes dobbelt, og man får i virkeligheden tre transistorers forstærkning.



## DIAGRAMMET

Antennesignalet opsamles af ferritstaven og eventuelt en udvendig trådantenne.

Seriekondensatoren i antenneindgangen sikrer en god stationsadskillelse og hindrer at den indstillede modtagefrekvens forslydes 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 10pF, kan skalaen forslydes til modtagelse af 350 kHz - 800 kHz. Dette med typisk 100pF antennekapacitet.

Indgangskredsen - en sugekreds - er opbygget med en ferritspole og en drejekondensator, som selekterer stationerne fra hinanden. Det højfrekvente modtagesignal forstærkes 10 gange i transistoren T1. Derefter detekteres signalet af en germaniumdiode og højfrekvensresten kortsluttes med en stor kondensator - C4 på 47nF.

Gennem elektrolytkondensatoren føres lavfrekvenssignalet - det hørbare signal - igen ind i transistorens basisindgang. Signalet forstærkes omkring 10 gange og udgangssignalet føres via R1 og C5 til basis på T2. Den giver tilstrækkelig forstærkning til at forsyne en almindelig høreprøp (1 MOhm).

T1 transistoren benyttes 2 gange - både til HF og LF forstærkning (HF = høje frekvenser over 100 kHz - LF = lave frekvenser under 100 kHz). T2 benyttes kun til LF-forstærkning.

## TISSLUTNING

HF61 kan tilsluttes batteri, antennen og høretelefon, som vist på tilslutningstegningen fig. HF61.3.

Bemærk specielt at høretelefonen skal være en høj-ohm type, helst på omkring 1 MOhm. Ofte ses det, at der tilsluttes en 8 Ohm lav-ohm høretelefon eller en højttaler direkte. Det går ikke. Man må indskyde en højttalerforstærker, som f.eks. JK01, AF386 eller AF300.

Volumenkontrol på opstillingen er ikke nødvendig. Hvis signalet bliver for kraftigt, kan man korte antennelængden af. Så vil lydstyrken sænkes.

Antennetilslutning kan ske til loddeøjnene mærket 5 eller 6. Til lodde-

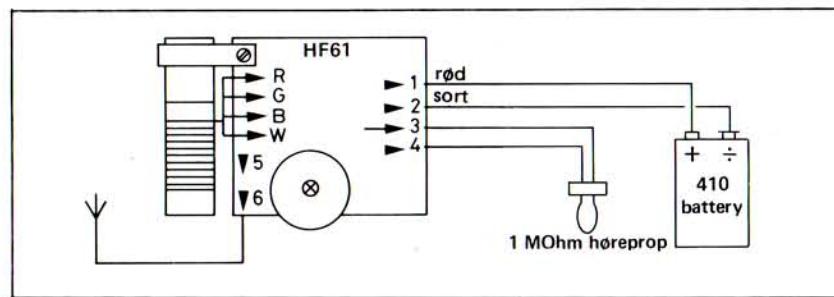


Fig.HF61.3.

Tilslutningstegningen ovenfor viser den simplest mulige tilslutning af HF61 til batteri, høj-ohm høretelefon (høreprop) og antennen. Hvis man vil have højtalerstyrke benyttes en JK01 eller en AF386 højttalerforstærker.

øje 5 kan man tilslutte en kort antennen - dvs. 5 til 10 meter monteringsledning. Derved vil modtagesignalet blive ret kraftigt, men stationsadskillelsen vil blive forringet. Tilslutter man i stedet antennesignal til loddeøje 6, vil man få forbedret stationsadskillelse men lavere følsomhed. Benytter man denne antenneneindgang, anbefales det at tilslutte den til en kraftig jordforbindelse som f.eks. et vandrør eller metallet på en telefon. Hvis der er maling på tilslutningspunktet, må der skrabels så megen maling af, at man kan få en elektrisk forbindelse.

## FERRITSTAV

Ferritstaven med den forskydbare trådspole indgår sammen med drejkondensatoren C2 i en såkaldt afstemt kreds. Det er kondensatorens indstilte værdi, som sammen med ferritspolen giver modtagefrekvens og station.

Men også ferritstavens elektriske egenskaber kan ændres. Dens *selvinduktion* øges, når spolen skydes ud over stavten.

Hvis modtagefrekvensen ikke passer sammen med mellembølgeområdet og den anvendte skala, må man regulere på ferritstaven ved at forskyde spolen.

Med antennen tilsluttet loddeøje 6, skal spolen placeres langs kanten af stavens ene ende. Benytter man en lang antennetråd til loddeøje 6, må spolen trækkes en hel del ud over spolens ende.

Der er fordi antennen påvirker den afstemte kreds både kapacitivt og induktivt.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	9 V DC fra batteri type 410
Strømforbrug . . . . .	5mA
Modtagefrekvens mellembølge . . . . .	540 kHz - 1.600 kHz
Udgangsspænding for 1mV ind. . . . .	.500mV

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	2,2 kOhm	1/4 W modstand
R2	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R3	1 MOhm	1/4 W modstand
R4	180 kOhm	1/4 W modstand
R5	470 kOhm	1/4 W modstand
R6	12 kOhm	1/4 W modstand
C1	10pF/125V	keramisk skivekondensator
C2	0-120/10-150pF	drejekondensator
C3	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C4	47nF/250V	polyesterkondensator
C5	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C6	1nF/125V	keramisk skivekondensator
D1	AA143 el. AA119	germaniumdiode
T1	BF199	HF NPN-siliciumtransistor
T2	BC557B	LF PNP-siliciumtransistor
L1	S901-902	ferritspole & ferritstav

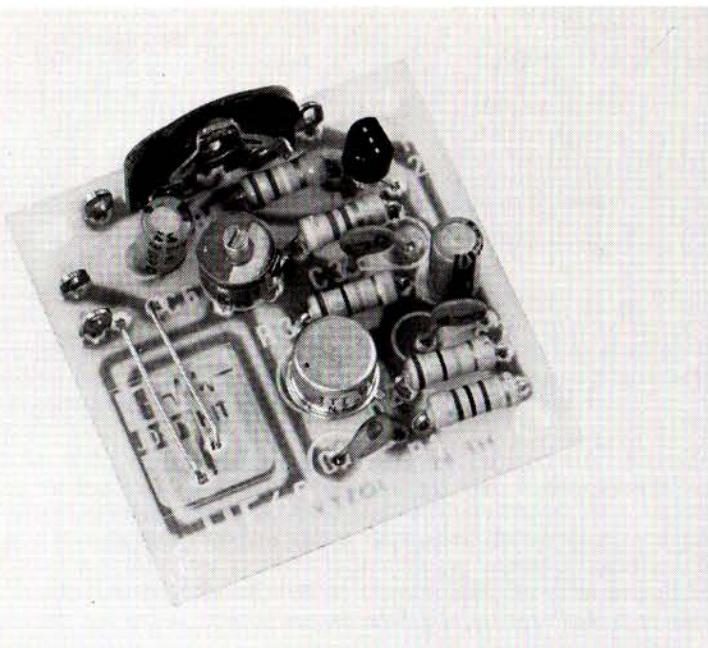


Fig. HF65.1.

Der er to trimbare komponenter på HF65. En kondensator til indstilling af frekvensområdet og et potentiometer til indstilling af modulationsstyrken.

## HF65 FM-MÅLESENDER

En FM-målesender som HF65, der er meget simpelt opbygget, kan anvendes til test af radiogøj på FM-båndet og 2-meter båndet. Målesenderen afgiver et meget svagt signal, som sendes ud både AM og FM moduleret på en indstillet frekvens.

Det svage signal skal tilkobles en bred- eller smalbåndsmodtager's antenneingang via et skærmet 75 Ohm eller 50 Ohm kabel.

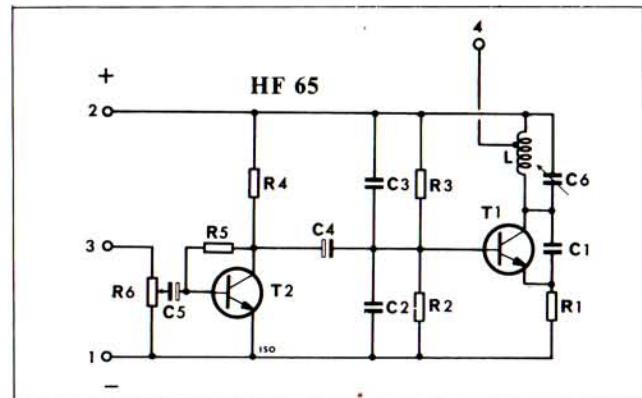
Derved sikrer man sig, at målesenderen afgiver tilstrækkeligt signal til en støjfri måling, samt at der ikke kommer noget falsk signal ud af målesenderen.

Det skal pointeres, at en korrekt indbygning er overordentlig vigtig. HF65'eren skal skærmes fuldkommen af fra omgivelserne og indbygges i en næsten lufttæt metalkasse. Kun derved kan man opnå, at der ikke opstår ønsket udstråling, og at udgangsfrekvensen ændres ved berøring og ændrede tilslutningsforhold.

Som alle andre former for sendere kan en forkert indbygget sender skabe falske frekvenser! Disse frekvenser kan ligge oveni livsvigtig kommunikation, de kan forstyrre luftfart, radionavigation og andre tjenester af stor samfunds-mæssig betydning. Derfor, byg den korrekt ind og benyt den korrekt!

Fig. HF65.2.

Diagrammet for HF65 er ganske enkelt. Der er kun to transistorer i opstillingen. Den ene er en VHF oscillator og den anden giver lavfrekvens modulation.



Hvis man ønsker modulation på bærebølgen, må man tilføre et lavfrekvensignal fra en forforstærker eller tonegenerator. Signalet skal være på mindst 10mV for at give tilstrækkelig med modulation til målinger på FM-radiofonibåndet.

## DIAGRAMMET

Oscillatoren i HF65 er næsten et skoleeksempel på, hvad man ikke skal gøre med en moderne silicium transistor, hvis man vil have selvswing i opstillingen.

Oscillatortransistoren T2 har en afstemt kreds i kollektoren. Kredsen består af et par vindinger i printbanen og en lille trimmekondensator. Trimmekondensator og printspole bestemmer hovedsagelig målesenderens udgangsfrekvens.

En ganske lille kondensator fra transistorens kollektor til emitter bringer den til at oscillere. Kondensatoren er kun på 3pF, og selv hvis den var på 1pF, ville opstillingen svinge. Det er selvfølgelig ønsket for en sendeoscillator, men det giver stof til eftertanke i forbindelse med kredsløbssdesign af ganske almindelige lavfrekvens konstruktioner. En lang cirkelformet printbane i kollektor - placeret i nærheden af transistorens emitter - kan også fungere som HF65 oscillatoren!

Nu vil HF65 oscillatoren dog kun kunne svinge, hvis den HF-mæssigt arbejder i jordet basis kobling. Det kræver en afkoblingskondensator eller to på basis til stel. Det er der i HF65 fra basis til plus og fra basis til minus. En kondensator er teoretisk set nok, men på grund af printpladens udformning og manglende afkoblingskondensator over forsyningsspændingen skal der to kondensatorer til.

Udgangssignalet fra oscillatoren skal tilføres modtageren gennem et skærmet kabel. Hvis koblingen til kablet er kraftig, får man et meget kraftigt udgangssignal, som vil ændre frekvens selv ved små ændringer i belastningsforholdene. Det er ikke godt. Derfor er det vigtigt, at udgangssignalet skiller fra oscillatoren så godt som muligt. Det kan gøres ved at koble endnu en transistor efter oscillatortransistoren, eller man kan tilkoble udgangssignalet til oscillatoren med meget svag kobling. I HF65 er den sidste løsning valgt på grund af prisbilligheden.

## MODULATIONSFORSTÆRKER

Hvis man sender et lavfrekvensignal ind på en basisjordet oscillators basis, vil man påvirke både amplitude og frekvens. Amplituden - eller senderstyrken - vil ændres, fordi senderen vil trække strøm i takt med udstyringen - altså modulationen. En modulation, der giver styrkeændringer i HF-udgangs signalet - eller bærebølgen - kaldes for AM.

Men der vil også ske en frekvensændring af sendesignalet. Dette fordi transistorens indre kapaciteter ændrer sig i takt med dc-forspændingerne og strømmen i transistoren. Lavfrekvens vil påvirke disse kapaciteter ligesom jævnspænding, og kapacitetsændringerne vil påvirke afstemningskredsens centerfrekvens. Derved vil udgangsfrekvensen eller bærebølgen svinge med en frekvens, som følger modulationssignalet. Det kaldes FM.

Hvis man ændrer oscillatorens basisspænding ved påtrykning af et signal på 100mV, vil der ske en frekvensændring på ca. 10 kHz. Ændrer man denne modulationsspænding 1 volt, vil man få en frekvensændring på ca. 100 kHz. Det svarer på FM-radiofonibåndet 87,5-108MHz til det samme som en kraftig FM-station.

Hvis man ikke har en vekselspænding på 1 volt til rådighed, må der mere forstørkning til i HF65. Derfor er der en ekstra modulationstransistor med en transistor. Dette trin kan afgive ca. 1 volt ved 10mV ind. Der er en forstørkning på ca. 100 gange. Derved vil HF65 kunne udstyres med passende modulation fra enhver lille tonegenerator eller multivibrator. Et trimmekontrol på indgangen sikrer en korrekt modulationsspænding til ethvert almindeligt indgangssignal.

## TILSLUTNING

På montagetegningen ser man, hvorledes HF65 kan indbygges lovligt, så den ikke udstråler farligt. Ved montagen skal stikanbringelse og omskifterplacering følges slavisk.

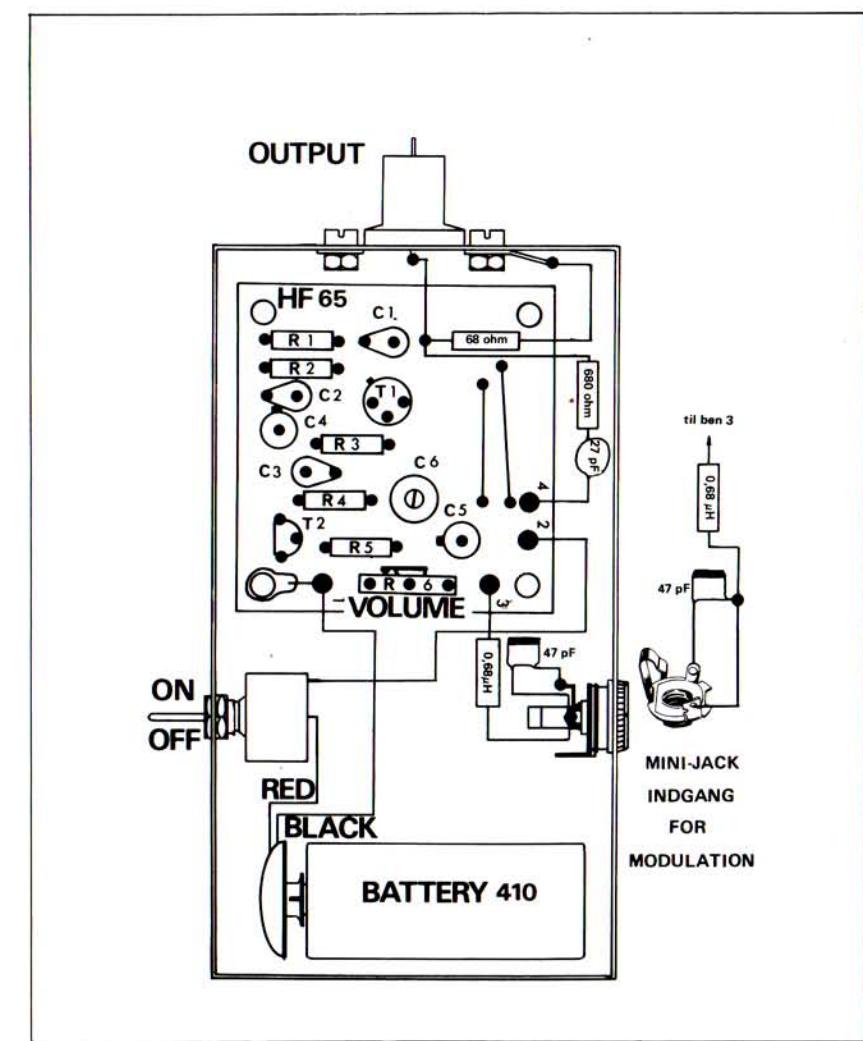
Afhængig af hvilke frekvensbånd oscillatoren skal benyttes på, skal man overlodde printspolen. I området 87,5 til 108MHz skal en vinding fra ydersiden af printpladen overloddes med et stykke tråd. For at kunne lodde på spolen, må man skrabe de hvide dækklak af. Overloddes to vindinger vil amatør-båndet 144-146MHz kunne dækkes.

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 MI360 tonegenerator. Tonegeneratorens udgang skal tilsluttes oscillatorens indgang, for at der dannes vandrette streger på TV'et.

Da målesender-oscillatoren HF65 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 værkstsedsbrug er to HF65 oscillatorer fine. Man justerer een til 87,5MHz og en anden til 108MHz, og kan på den måde kontrollere og sammenligne FM-modtageres modtagområde. Husk i denne forbin-



**Fig. HF65.3.**  
HF65 skal indbygges forsvarligt i en metalkasse. Kun da kan man undgå, at oscillatorfrekvensen flytter sig ved berøring.

delse, 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

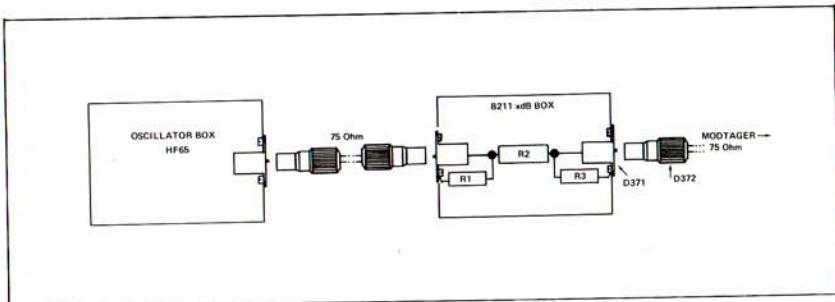


Fig. HF65.4.

Med et dæmpningsled kan oscillatorsignalet tilpasses i styrke til enhver ønsket følsomhedsmåling.

med HF65 oscillatoren.

Først er det nødvendigt at bygge en skærmet box, som vist under tilslutningsafsnittet og montere en HF65. Derefter må man bygge et antal dæmpningsled i hver sin lille box, så de kan kobles sammen via stikforbindelser. På diagrammet ovenfor ses det hvorledes man indsætter modstandene i hver sin box. Alle boxe skal samles, så de er helt tætte.

Det mest praktiske er at bygge 6 boxe med hver sin dæmpning. Man indsætter modstande efter skemaet nedenfor efter valg af dæmpning i ønsket styrke.

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 tommelfingerregle regne med, at NETOP HER skal følsomheden angives.

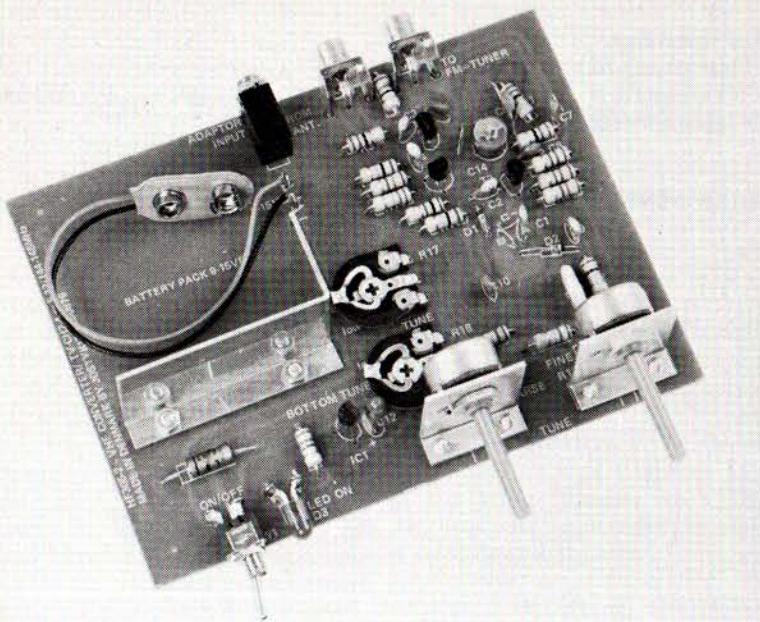
Når man ved, at der kommer 100mV ud af oscillatoren, og der er indsatt dæmpningsled på 60 dB, 20 dB og 6 dB, kan man udregne følsomheden, idet dB'erne skal lægges sammen, når antallet af gange skal multipliceres.

## TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	9-12 V
Udgangsspænding . . . . .	100mV
Frekvensområde . . . . .	60-145 MHz
Indgangsfølsomhed . . . . .	10mV

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	100 Ohm	1/4 W modstand
R2	10 kOhm	1/4 W modstand
R3	10 kOhm	1/4 W modstand
R4	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R5	220 kOhm	1/4 W modstand
R6	22 kOhm	trimmepotentiometer
C1	3pF	keramisk skivekondensator
C2	470pF	keramisk skivekondensator
C3	470pF	keramisk skivekondensator
C4	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C5	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C6	2-22pF	trimmekondensator
T1	2N2219	NPN sendetransistor
T2	BC547B	NPN modulationstransistor



**Fig. HF305.1.**  
HF305 converteren har frekvensindstillinger på forsiden og ind- og udgangs-bøsninger på bagsiden af printpladen.

## HF305 VHF CONVERTER

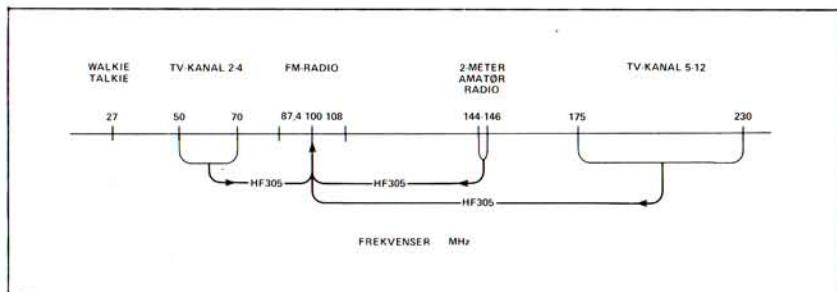
Converter er den engelske betegnelse for omsætter. Elektronikfolk snakker om to helt forskellige ting i den forbindelse. Enten er det en *spændings-converter* eller en *frekvens-converter*.

En spændingsconverter er den normale betegnelse for et apparat, der kan omsætte en jævnspænding til en tilsvarende- eller højere jævnspænding eller vekselspænding.

Sjovt nok burde betegnelsen spændingsconverter gælde alle former for spændingsomsættere til både vekselspænding og jævnspænding, men convertere, der omsætter en vekselspænding til en anden, har allerede navnet: Transistorer. Spændingsconverte, der omsætter netspænding til jævnspænding, kaldes enten strømforsyninger eller AC-adaptorer - lidt afhængig af apparatets størrelse. Elektroniske opstillinger, der omsætter en høj jævnspænding til en lavere, kaldes regulatorer eller spændingsomsættere.

Tilbage er apparaterne, der omsætter en jævnspænding til en anden jævn- eller vekselspænding. De benævnes convertere eller omformere. Converte er de små og omformere de store.

Et typisk eksempel på en spændingsconverter kan være et apparat, der laver bilens 12 volt akkumulatorspænding om til 220 volt vekselspænding ved f.eks. 50 Hz. Det kræver normalt både elektronik og transformator.



**Fig. HF305.2.**  
Frekvensbåndene i VHF-området med TV-bånd 1, FM, 2-meter og TV-bånd 3. Converteren kan omsætte alle disse frekvenser til en og samme på 100MHz til modtagelse på en almindelig FM-radio.

Tilbage er betegnelsen en frekvensconverter. Det er et radioteknisk apparat, som normalt omsætter en modtagefrekvens til en anden modtagefrekvens.

Mange vil ikke genkende til betegnelsen en UHF-converter. Et apparat der var meget udbredt i begyndelsen af 1960'erne, hvor kun få TV-apparater havde indbygget UHF-tuner. UHF converteren kunne omsætte enhver ønsket UHF frekvens til en VHF frekvens på en bestemt kanal. På en knap kunne man indstille hvilken UHF kanal, der skulle ses på converteringskanalen i VHF området.

HF305 er en TV-lyd til FM-radio converter. Den kan lave frekvenserne på TV-båndene om, så de kan høres på en almindelig FM-radio ved indstillingen 100 MHz. Men HF305 er også konstrueret, så den kan lave 2-meter amatørradio frekvenserne om til noget, der kan høres på FM-radioen. Lad os derfor først se lidt på frekvenserne i det såkaldte VHF-bånd, som HF305 kan arbejde i.

## VHF MODTAGELSE

Radiosignaler udsendes på mange frekvenser og bånd. Et af disse bånd benævnes VHF (eng: Very High Frequencies), medens andre benævnes f.eks. LB (Lang Bølge), MB (Mellem Bølge), KB (Kort Bølge), WT (Walkie-Talkie), FM (Frekvens Modulation båndet), UHF (Ultra High Frequencies) og EHF (Extreme High Frequencies).

VHF-båndet går fra ca. 50 til 250MHz (Mega Hertz = millioner svingninger per sekund).

I Danmark er det kun tilladt at aflytte de officielle udsendelser fra Danmarks Radio og TV samt radioamatørernes samtaler.

Der sendes TV lyd på »bånd 1« (50-70MHz/kanal 2 til 4) og »bånd 3« (175 til 230MHz/kanal 5 til 12). Desuden sender der FM-radio på 87,5 til 108MHz og endelig ligger amatørbåndet fra 144 til 146MHz.

Fig. HF305.2. viser, hvorledes frekvenserne er fordelt efter rækkefølge. Det vises, hvorledes man med HF305 kan omdanne de forskellige frekven-

ser til modtagelse på en almindelig FM-radio, der er indstillet omkring 100 MHz.

En HF305 kan omdanne TV-lyden til modtagelse på FM-radioen. Da mange har tilsluttet en båndoptager til FM-radioens tape-udgang, bliver optagelse af TV-lyd en leg, og den lydkvalitet, man kan opnå fra FM-radioen, er som oftest meget bedre end den, man i mange tilfælde kan »tappe» fra TV-apparats ekstrahøjttalerudgang.

### BREDBÅND OG SMALBÅND

I VHF-båndet udsender de fleste sendere FM-lyd. FM betyder Frekvens Modulation. Med en stor modulation fås en høj kvalitet, men senderen optager også meget plads. På grund af »pladsmanglen» på radiobåndene tillader man ikke, at alle slags sendere breder sig lige meget.

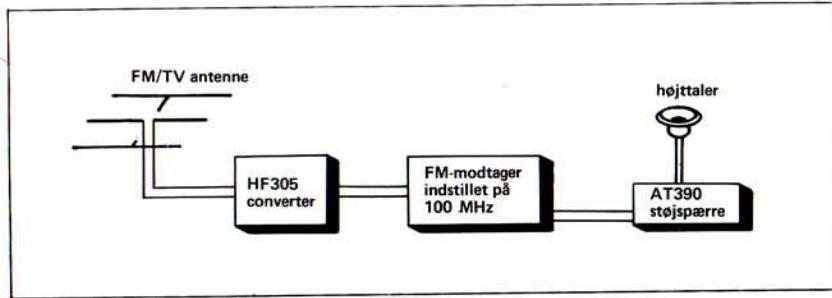
For at opnå en god gengivelseskvalitet skal en FM station dog gerne brede sig så meget som muligt.

Derfor tillader man, at radiofoniens udsendelser breder sig hele 200 kHz, at TV-lyden breder sig med ca. 100kHz og at offentlige radiotjener og radioamatører kun fylder ca. 5-10kHz.

Som en følge af dette opbygges en FM-radio, en TV-lyddel og en kommunikationsmodtager forskelligt, og en FM-radio må benytte en mellemfrekvens på 10,7MHz, en TV-lyddel på 5,5MHz og kommunikationsmodtageren blot 0,455MHz (455kHz).

Det betyder, at man med en HF305 converter til sin »brede» FM-radio, vil høre TV-lyden ca. halvt så kraftigt som almindelige FM-stationer og smalbåndsstationer vil lyde 20 gange svagere.

For smalbåndsmodtagelse med HF305 til FM-radioen, vil man af og til komme ud for, at man kan høre flere stationer OVEN i hinanden. Det er fordi en almindelig FM-radio er så bredbåndet, at mange småle stationer kan slippe igennem.



**Fig. HF305.3.**  
Specielt til 2-meter brug kan en støjspærre være nødvendig, idet stationerne kun sender kortvarigt.

### SQUELCH ELLER STØJS PÆRRE

I forbindelse med aflytning af VHF radiokommunikation på amatør-båndet vil man hurtigt opdage, at der sendes kortvarigt på mange frekvenser.

Derfor må man ofte »jagte» stationerne på skalaen.

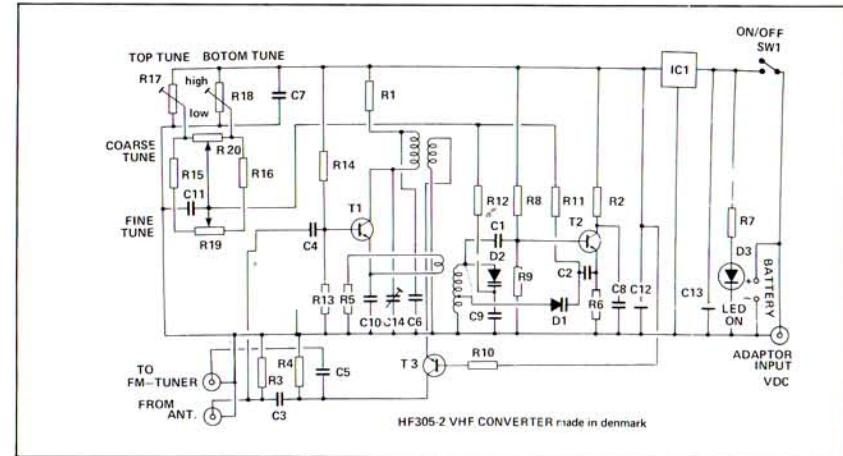
Når man har indstillet nøjagtigt på en station, må man skru FM-radioens volumenkontrol ret højt op for at høre samtalens.

Når samtalens er afsluttet, vil FM-radioen ikke modtage nogen station, og man hører et yderst kraftigt sus.

Derfor kan det være interessant at anskaffe en SQUELCH eller støjspærre enhed som f.eks. AT390.

En sådan enhed kobles på FM-radioens højttalerudgang, og når det kraftige sus kommer, vil et relæ trække, hvorved højttaleren afbrydes. Skruer man ned for FM-radioens styrkekontrol, vil relæet atter falde fra, og man kan såge nye stationer.

En støjspærre for højttalertilslutningen er den mulighed, man har for at løse suproblemets, hvis man ikke har en radio med muting.



**Fig. HF305.4.**  
Diagrammet HF305 viser kun kredsløbets funktion. En del af opstillingens hemmelighed ligger i printpladen og printspolerne.

### DIAGRAMMET

Det modtagesignal, man vil have converteret til FM-radioen, sendes ind fra en FM/TV antenne i HF305's indgang.

HF305 er i ind- og udgang tilpasset 75/50 Ohm's kabel og antenne. Modstandene R3 og R4 sørger for denne tilpasning. Når apparatet ikke er tændt, vil FM-signalerne passere næsten uhindret gennem kondensatorerne C3 og C5.

Når HF305 tændes, vil den lille lavfrekvenstransistor T3 lede strøm. Derved vil den virke som signalomskifter. Antennesignalerne vil ledes gennem converteren ganske som i et mekanisk antennerelæ.

På grund af transistorens lave impedans i ledende tilstand, vil den samtidig kortslutte C3 indgangskondensatoren. Derved vil der blokeres for FM-indgangssignalerne.

Den lille signalomskifter i HF305 er også interessant til andre formål, hvor der går svage signaler. Den har et signaltab i slukket tilstand på ca. 1 dB, men det er i de allerfleste tilfælde uden betydning en støjfri modtagelse. Hvis der uden converter er et »rent» signal, vil der også være det med HF305 indkoblet. Bemærk specielt at signalomskiftnings transistoren T3 er en LF-type. Den har ringe VHF-forstærkning, men er bedre til dette formål end en typisk VHF-transistor.

Når converteren er tændt, vil oscillatortransistoren T2 og indgangstrionet med blandertransistoren T1 arbejde. T1 blanderen arbejder kun med ganske svag forstærkning. Den har nemlig ikke nogen selektivitet (afstemt kreds med spole og kondensator) i indgangen og skal blot blande oscillatorsignalet med indgangssignalet, så der opstår en frekvens på 100MHz. Dette helst med så lidt egenstøj som mulig.

I kollektor er der indsat en afstemt kreds. Den skal justeres til converteringsfrekvensen på 100MHz. De 100MHz kobles ud fra denne spole via en enkelt vinding, som giver impedanstilpasning.

Blandingssignalet på 100MHz dannes i transistoren T1 af indgangssignalet og oscillatorsignalet. Oscillatorsignalet skal derfor ligge 100MHz over indgangssignalet.

Det sendes ind på emitter af blandertransistoren gennem en ganske løst tilkoblet sløjfe i selve printpladen.

Oscillatoren skal altså arbejde justerbart mellem 275 og 330 MHz, hvis man vil modtage TV-lyden fra 175 til 230 MHz - det er kanalerne 5 til 12.

Ved at udforme oscillator universelt, er det lykkedes at få den til at give frekvenser mellem 150MHz og godt 335MHz. Det er naturligvis et meget stort område, og det gøres ikke alene med et par kapacitetsdioder. Derfor må man vælge det ønskede frekvensbånd, og så skifte om på et par kondensatorer. Omskiftningen skal ske ved udbytning af komponenter. Død de høje frekvenser, som HF305 oscillatoren arbejder på, skal der kun et par tiendedele millimeter ændring i spole og trådforbindelser til, for at flytte hele frekvensområdet til et sted, hvor der ikke høres noget. Derfor vil et almindeligt omskifterarrangement slet ikke fungere.

HF305 opstillingen er som diagram ret værdiløs. Det er selve printpladen, som indeholder de væsentlige kredsløb. Men diagrammet kan dog tjene som vejledning ved eksperimenter eller fejlsøgning og reparation.

I komponentlisten er det angivet, hvorledes man skal montere forskellige kondensatorer til de tre forskellige bånd.

Langs printpladens forkant er der placeret to potentiometre. Det ene benyttes til grov indstilling af stationerne og det andet til finjustering.

Inde i apparatet er der placeret to trimmekontakter. På dem indstilles, hvor stort et område converteren skal dække. Lovgivningen kræver, at converteren kan båndbegrenses. Så kan man forhindre modtagelse af uønsket kommunikation, og stationsindstillingen på frontenlettes. Trimmekontakterne benævnes R17 og R18 og drejepotentiometrene til grov og finjustering, R19 og R20.

Da HF305 skal kunne arbejde med meget svingende batteriforsyning - 7,5 til 15 volt - er det p.g.a. kapacitetsdiodeafstemningen uhyre vigtigt at have en stabiliseret tuningspænding. Derfor benyttes en 5 volt fastspændingsregulator IC1.

Til indikering af om apparatet er tændt eller slukket, benyttes en lys-

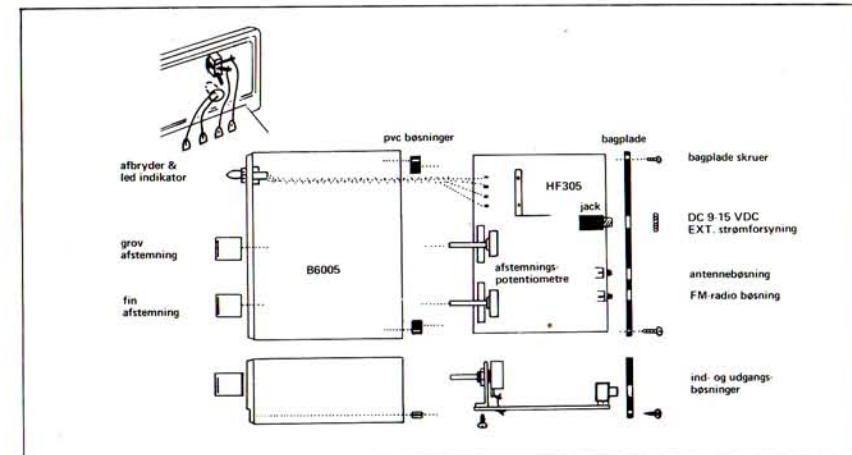


Fig. HF305.5.

En converter til høje frekvenser er påvirkelig for »håndkapacitet». Derfor skal den indbygges i en metalkasse.

diode med ret lav strøm. Alligevel trækker den mere end resten af opstillingen. Hvis et lavt strømforbrug er ønskeligt, kan man afbryde lysdioden.

## ANTENNE OG TILKOBLING

HF305 tilkobles til at starte med en almindelig FM-antenne. Når HF305 er slukket, vil FM-signalet passere med et uvæsentligt og næppe hørbart tab. Tændes HF305, vil FM-signalerne dæmpes, og man kan nu søge de ønskede VHF stationer.

Hvis modtagekvaliteten er for ringe, kan man tilkoble en rigtig TV-antenne for den frekvens, man vil anvende.

Hvis man vil modtage både TV-lyd og FM-programmer via en HF305 converter, kan man benytte to antenner, et standard koblingsled og fælles nedføringskabel til HF305.

**BEMÆRK:** Man skal altid benytte skærmet antennekabel på 50 til 75 Ohm mellem radio og converter og mellem antennen og converter. Hvis man benytter almindelig monteringstråd, kan der opstå selvsving i converteren. Det er ufarligt men hindrer modtagelse af de ønskede signaler.

Det helt perfekte resultat opnås kun med en antennen afstemt efter den frekvens, man vil lytte til.

## Mekanisk opbygning

En HF305 converter skal altid indbygges i en skærmet metalkasse. Derved undgås uønsket udstråling.

Fig. HF305.5. viser, hvorledes HF305 indbygges i chassiskit'et B6005. Forpladen sættes over de to potentiometeraksler tæt til printpladen, og af-

bryderen og lysdioden monteres i forpladen med afklippede trådender fra komponentmontagen.

Pas på trimmepotentiometeret R18 ikke kortslutter til R20.

### Indtrimming på montageområdet

Når HF305 er færdigsamlet og tilsluttet, kan man trimme den ind til det modtageområde, man har brug for.

FM-radiomodtageren indstilles på en frekvens mellem 100 til 108MHz, hvor der ikke er nogen station. Derefter tænder man for HF305. Stil grov- (coarse) og fin- (fine) justeringskontrollerne i midten. Stil derefter den lille grønne trimmekondensator C14 ca. halvt ud, hvor suset i FM radiomodtageren stiger en smule.

På C14 efterjusteres senere til bedst og renest modtagelse.

Montageområdet indlægges endeligt på de to trimmepotentiometre C17 og C18.

### TEKNISKE DATA

Driftspænding batteri el. NT411.....	9-15 V DC
Strømforbrug ved 9V .....	15mA (heraf LED:5mA)
Frekvensdrift ved Vb 7,5-15VDC .....	max. 25kHz
Gennemgangsdæmpning (slukket) 87,5-108MHz .....	1,5dB typ.
Gennemgangsforstærkning (tændt) 145MHz.....	3-5 dB
Montageområde A (C1A & C1B=2x10pF) .....	TV-lyd kanal 2-4
Montageområde B (C1C=1x1nF) .....	TV-lyd kanal 5-12
Montageområde C (C1A=1x10pF) .....	2M/144-146MHz

### KOMPONENTLISTE

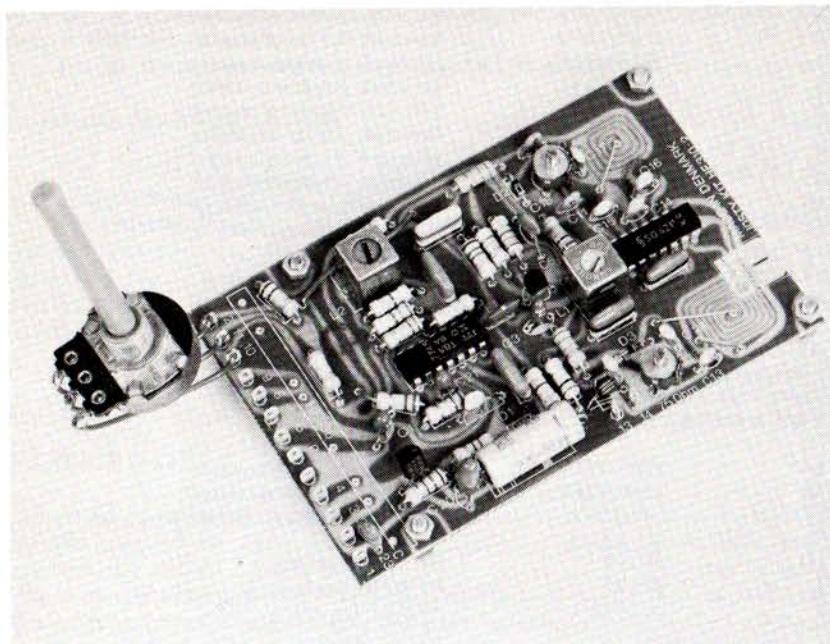
Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	18 Ohm	1/4 W modstand
R2	18 Ohm	1/4 W modstand
R3	68 Ohm	1/4 W modstand
R4	68 Ohm	1/4 W modstand
R5	100 Ohm	1/4 W modstand
R6	180 Ohm	1/4 W modstand
R7	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R8	1,8 kOhm	1/4 W modstand
R9	1,8 kOhm	1/4 W modstand
R10	10 kOhm	1/4 W modstand
R11	10 kOhm	1/4 W modstand
R12	10 kOhm	1/4 W modstand
R13	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R14	15 kOhm	1/4 W modstand
R15	68 kOhm	1/4 W modstand
R16	68 kOhm	1/4 W modstand
R17	10 kOhm	trimmepotentiometer
R18	10 kOhm	trimmepotentiometer
R19	100 kOhm	LIN 4mm potentiometer
R20	100 kOhm	LIN 4mm potentiometer

C2	33pF/125V	keramisk skivekondensator
C3	47pF/125V	keramisk skivekondensator
C4	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C5	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C6	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C7	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C8	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C9	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C10	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C11	47nF/250V	polyesterkondensator
C12	10uF/25V	tantalkondensator
C13	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C14	2-22pF	trimmekondensator

### VALG AF FREKVENSBÅND I DANMARK:

TV-lyd, kanal 2-4, benyt:	C1A & C1B
2-meter amatør båndet, benyt:	C1A og C9 ændres til 10pF
TV-lyd, kanal 5-12, benyt:	C1C

C1A	10pF/125V	keramisk skivekondensator
C1B	10pF/125V	keramisk skivekondensator
C1C	1nF/125V	keramisk skivekondensator
T1	BF199	HF NPN transistor
T2	BF199	HF NPN-transistor
T3	BC548B	NPN LF transistor
IC1	78L05	5V sp. regulator
D1	BB142	kapacitetsdiode
D2	BB142	kapacitetsdiode
D3	LED	lysdiode



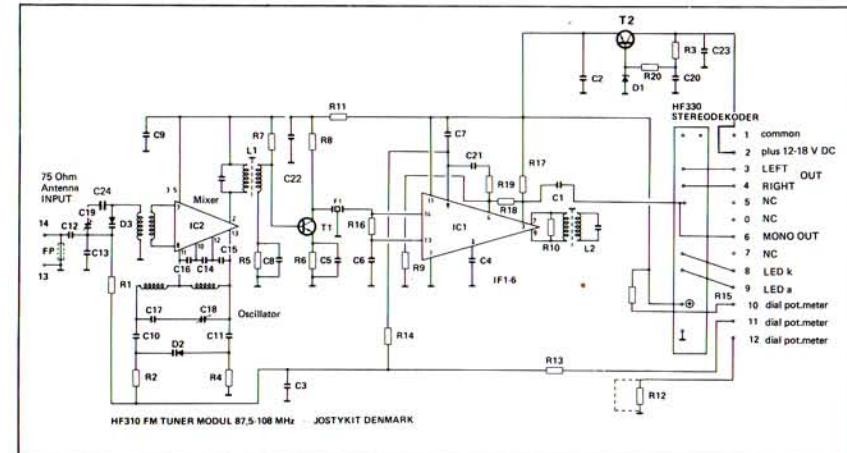
**Fig. HF310.1.**  
Printpladen til HF310 er opstillingens vigtigste komponent. Heri er spolerne i tuneren indlejet.  
*PE 11-72*

## HF310 FM-TUNER MODUL

HF310 er et standard FM-tuner modul til stereodekoder. Som andre tunere afgiver den et standardiseret lavfrekvens udgangssignal på 250mV. Det er tilstrækkeligt til at udstyre en almindelig forforstærker.

Ordet *tuner* er idag betegnelsen for en komplet modtager, der afgiver et lavfrekvenssignal. Tidligere benyttes betegnelsen *frontend*, fordi tuner og mellemfrekvensforstærker med detektor var adskilt. Det er de aldrig idag, og en af årsagerne til dette er den udbredte brug af IC'kredse. Det gør det meget nemmere at betragte en radiodel som en komplet enhed.

Kvalitetsmæssigt placerer HF310 sig mellem den meget prisbillige JK04 tuner og den store HF325 tuner. HF310 kan i forhold til den dyrere storebror HF325 ikke modtage lige så susfrit. Den har en følsomhed på 3-4uV, hvor HF325 ligger på det halve. Men af dette kan man ikke umiddelbart slutte, at HF310 suser dobbelt så meget. Den skal have dobbelt så meget signal som HF325 for at være ligeså god. Men heller ikke dette er nogen god og direkte måde at sammenligne på. For en fordobling af signalet opnås uhyre nemt med en anelse mere antenné, og en station, der på en HF310 giver en smule sus, vil også suse på en ultra følsom tuner.



**Fig. HF310.2.**  
Diagrammet viser opstillingen til en lille komplet HI-FI FM-tuner med indbygget strømforsyning. Der er plads til stereodekoder i HF310.

HF310 tuneren er opbygget i 4 enkle blokke. Der er en kombineret IC-blander, indgangsforstærker og oscillator, en mellemfrekvens forforstærker, en IC-forforstærker med indbygget kvadraturdetektor og et strømforsyningskredsløb.

### DIAGRAMMET

HF310 tunerer er opbygget i 4 enkle blokke. Der er en kombineret IC-blander, indgangsforstærker og oscillator, en mellemfrekvens forforstærker, en IC-forforstærker med indbygget kvadratur detektor og strømforsyningskredsløb.

### Kombineret blander, indgang og oscillator

Antennesignalet tilføres indgangs-IC'en S042P gennem en afstemt kreds. Konstruktionen er efterhånden klassisk, og den utroligt fine Siemens kreds S042P kendt af enhver tekniker. Kredsen indeholder en balanceret bipolar blander, der samtidig fungerer som VHF oscillator. Da blanderen er udformet meget støjsvagt og har en converteringsforstærkning på hele 20 gange, behøver man ikke noget forstærker indgangstrin.

Den afstemte indgangskreds har en spændingsforstærkning på ca. 2,5 gange. Det opnås ved først at optransformere indgangssignalet og impedansen via C13 og C19. Antenneimpedansen er 75 Ohm, og kredsen's topimpedans er ca. 2 kOhm. Signalet kobles balanceret ind i IC2 gennem en sløjfe i printpladen. Denne sløjfe svarer til een vinding. Selve kredsen har omkring 4 vindin-

ger. Derved bliver den typiske indgangsimpedans til IC'en 200 ohm. Her er støjtallet optimalt og følsomheden omkring 8uV. Den »rigtige» indgangsfølsomhed på ca. 4uV opstår på grund af indgangskoblingens spændingsforstærkning - spole og kondensator giver en optransformering af spændingen.

Blanderens opgave er at subtrahere indgangssignalet fra oscillatorsignalet. Derved opstår et mellemfrekvenssignal. Lad os tage et eksempel: Indgangssignalet er 100.00 MHz og oscillatorsignalet 110.70 MHz. Ved subtraktion af disse signaler fås et mellemfrekvenssignal på 10.7 MHz. Det er mellemfrekvenssignalet i enhver standard FM-modtager.

Oscillatoren, ofte kaldet lokal-oscillatoren, har til opgave at svinge på en frekvens, der er mellemfrekvenssignalet højere end indgangssignalet. Faktisk er det en lille sender. Variationen af frekvensen bestemmer modtagestationen, og frekvensen ændres ved at ændre spændingen over kapacitetsdioden D2. Derved ændres dens kapacitet og spolens resonansfrekvens. Spolen er indlejret i selve printpladen og induktansen er mindre end indgangsspolen. Derfor er den mindre og har færre snoninger. Der er kun 3 vindinger. Årsagen til at spolen er mindre er, at oscillatorkreds og indgangskreds skal *tracke*. Dvs. frekvenserne skal ændre sig nøjagtig lige meget, når man varierer spændingen til de to ens kapacitetsdioder. Det opnås ved at benytte en lidt mindre spole til oscillator end til indgang.

Trackingen er vigtig. Uden tracking vil man få forskellige følsomheder for forskellige frekvensindstillinger. Det nyttet jo intet, at følsomheden for en station er så god som 4uV, når en anden kun er 25uV!

Kapacitetsdioden D2 er tilkoblet selve lokaloscillatoren via et par kondensatorer. Derved adskiller man IC2's jævnspændingskredsløb med vekselspændingerne på de mange mega-hertz. Foruden spolens induktans bestemmes oscillatorfrekvensen også af serieforbindelsen af de tre kondensatorer C14 til C16 og af serieforbindelsen C17 og C18. C17 og C18 er anbragt for at kunne indtrimme lokaloscillatoren til det ønskede bånd: 87,5-108MHz. (frekvens: 98,2-118,7MHz) Kondensatoren C14 til C16 er anbragt for at få IC2 til at svinge af sig selv. Kondensatorerne påvirker frekvensen en lille smule, men deres egentlige opgave er at føre noget af signalet rundt til det medkobles, og til der opnås en stabil oscillator. Ved frekvenser på 100 til 120MHz skal disse kondensatorer være ca. 10-20pF hver. Ved højere frekvenser kan man nøjes med 3-4pF. Det er ikke aktuelt i HF310, men kan være det, hvis man ønsker at bygge en modtager til f.eks. 145MHz. Ved lavere frekvenser, hvor man vil have lokaloscillatoren til at arbejde ved i TV-lyd båndet på kanal 2 til 4, skal kondensatorerne øges til 30-40pF. TV-lyd kanal 2 til 4 ligger på 50-65MHz.

Mixerens converteringssignal er på 10,7MHz. Det er selve mellemfrekvenssignalet. Det tages ud fra en åben kollektorudgang på IC2 og sluttet til plus via en afstemt kreds. Kredsen har til opgave at filtrere restoscillatorsignalet og restindgangssignalet væk. Kun mellemfrekvenssignalet må forstærkes. Og det skal forstærkes mange tusinde gange. Derfor er en god filtrering nødvendig. At der alligevel kun er en spole og en kondensator i denne første mellemfrekvenskreds, hænger sammen med at indgangs-IC'en er en speciel *balanced* type. Den sender ikke ret meget andet ud end netop converteringssignalet. Og den sender desuden heller ikke noget oscillatorsignal tilbage gennem udgangen. Netop det sidste er et problem med konventionelt opbyggede opstillinger. Post og Telegrafvæsenet *kræver*, at en radiomodtager er konstrueret så godt, at den ikke virker som en lille sender på lokaloscillatorfrekvensen. Der er jo normalt koblet en ret god antenne til modtagerens ind-

gang, og den kan også virke meget fint som senderantenne. Derfor kravet til ringe lokaloscillatordestrålning. Med HF310 vil man aldrig komme ud for nogen af disse problemer. Alle forkert rettede signaler er udbalanceret. Deraf navnet, en balanceret blander og oscillator.

### Indgangsforstærker

Mellemfrekvens indgangsforstærkeren har til opgave at øge signalet fra ca. 50uV til 200uV. Den skal altså forstærke mindst 4 gange. Det gør den også, ja den forstærker faktisk 20 gange, men der tabes noget signal i både L1 og i F1. L1 kobler signalet fra den balancede blandet til basis på transistoren T1. For at opnå optimal støjtilpasning og impedanstilpasning er omsætningsforholdet i L1 filteret ca. 4 til 1. Derved sænkes signalspændingen med omkring 4 gange. Samtidig tabes der signal i det keramiske filter F1. Tilbage af de 20 ganges forstærkning bliver der i alt 4 ganges spændingsforstærkning. Det er forudsætningen for at udstyre den efterfølgende IC-mellemfrekvensforstærker og detektor IC1 med tilstrækkeligt signal. Med for lidt signal får man ikke den begrænsning, der kendtegner FM-detektorer. Der skal altid være masser af signal til detektoren i en FM-radio. Der sker en FM-detektion, og det gælder om at få klippet al støj bort i begrænseren - eller klipperen, som den også benævnes.

### IC-forstærker og kvadraturdetektor

FM-mellemfrekvensforstærkere med integrerede kredse er efterhånden blevet almindelige i de fleste radioer. Blandt de første typer kom TBA120. En FM-mellemfrekvens med indbygget detektor og begrænsning. Den var udviklet med TV-lyd-delen for øje men blev også benyttet meget i radioer. Efterfølgeren med forbedrede data og en ekstra transistor indbygget hed TBA120S. Den benyttes i HF310.

TBA120-familien er overordentlig udbredt, og flere af grundene til dette skal søges i den helt unikke design. Kun med IC-teknik kan man samle de mange hundrede transistor- og modstandsfunctioner på et par kvadrat-mm. De to vigtigste nytænkninger er brugen af en kvadraturdetektor og en balanced indgangsforstærker. Med kvadraturforstærkeren behøver man kun en enkelt afstemt kreds med spole og kondensator. Her benyttes i konventionelle opstillinger to eller tre afstemte kredse og deraf uhyre krævende trimning. Kvadraturdetektoren består blot af en afstemt kreds samt et par kondensatorer, som skifter mellemfrekvenssignalets fase. Kondensatorerne er endog indbygget i en TBA120S (til 10.7MHz mellemfrekvens). Den afstemte kreds skal justeres til maximum lavfrekvens signalstyrke. Det er en yderst enkel justering, som kan udføres uden måleudstyr.

Den balancede indgangsforstærker er opbygget symmetrisk og differentialt. Derved er det blevet muligt at samle en forstærkning på over 100.000 gange i en enkelt IC, uden at den giver selvsving. Netop det er et af de helt store problemer når man både har høj forstærkning og højt frekvensområde. En udgang kan næsten se tilbage til en indgang kapacitivt. Og afstanden inden i IC'erne ligger på kun 1mm. Ved at koble et stort antal transistorer sammen i direkte balanced kobling kan man undgå eller reducere svingproblemerne. Læg f.eks. mærke til, at kredsen har to indgangsben ligesom en operationsforstærker. Normalt benyttes ben nr. 14 som den rigtige indgang og ben 13 kobles med en kondensator til stel.

Ny teknik forærer næsten konstruktøren en total løsning på en opgave. Men i takt med udviklingen sættes kravene op, og problemer flyttes andre steder hen. Nu er TBA120S i sig selv ret problemfri, og den giver meget for penge, men den har dog også visse særheder, som man vil lære at kende. F.eks. skal der afkobles med kondensatorer med gode HF egenskaber, og ved udleg af printpladen må konstruktøren tage højde for stelstrømme. Forstærkningen på 100.000 gange er så kraftig, at blot et par mm's forkert anbragt tilledning kan give selvsving. Og med selvsving ophører kredsns funktion helt, hvis den da ikke direkte ødelægges. Derfor kan det i et sådant kredsløb være farligt at montere IC'erne i sokkel. Blot det kan forårsage selvsving.

IC1 indeholder også en enkelt transistor til lavfrekvensens forstærkning. Den benyttes i HF310, så der kommer tilstrækkeligt med signal til stereo dekoderen. Transistoren er fast forbundet med emitter til minus. Kollektoren ben 3 og basis ben 4 er frit. Til disse ben kobles kollektormodstand, basismodstand og indgangsmodstand.

### Strømforsyning

HF310 er kapacitetsdiode afstemt. Ved at ændre spændingen til kapacitetsdioderne ændres modtagefrekvensen. Og spændingen får man gennem et simpelt drejepotentiometer anbragt over plus/minus på forsyningsspændingen. Det kræver naturligvis en meget stabil forsyningsspænding, fordi den mindste ændring straks til skubbe stationerne væk fra deres vante plads. Eller brum på forsyningsspændingen - det er også et problem, når man diodeafstemmer. Brum til straks påvirke indstillingen, og resultatet bliver brum i højttaleren.

I HF310 løses dette problem med en transistor, T2, en zenerdiode D1 samt to modstande og en kondensator. Stabiliteten er tilstrækkelig, hvis man har et fast strømforbrug og en fast forsyningsspænding over 12 volt. Har man ikke det, er kredsløbet i HF310 for ringe i temperaturmæssigt henseende. Stationerne vil *drive* i et tidsrum på nogle timer, eller de vil skubbes ud. I dette tilfælde gør man bedst i at erstatte de omtalte komponenter med en fastspændingsregulator på 10 volt - som vist i HF325 diagrammet.

Spændingen til HF310 hentes bedst fra en stabiliseret strømforsyning. Har man ikke sådan en til rådighed, anbefales det at benytte NT311 konstruktionen. Den giver en forsyningsspænding på ca. 12,5 til 15 volt med en selvret brummende, stor forsyningsspænding. Benyttes en NT311, vil en ændring af konstruktionen med fastspændingsregulator ikke være påkrævet.

### TILSLUTNING

HF310 skal tilsluttes en forsyningsspænding, antennen på 75 Ohm, skala drejepotentiometer og signalledning til en forstærker med en følsomhed på min. 240mV.

Foruden disse tilslutningskrav er det også nødvendigt at bygge HF310 ind i en metalkasse eller opbygge den på en metalplade. Ellers vil den være følsom overfor berøring - dvs. stationerne vil flytte sig. Og den skal spændes passende fast med afstandsønsninger i de 4 huller. Hvis ikke, kan der opstå mikrofon i opstillingen. Dvs. den kan give berøringsafhængige lyde i højttaleranlægget.

Forsyningsspændingen skal være 12V til 15V - max. 18 volt. Hvis man

ikke benytter en stabiliseret strømforsyning, som f.eks. NT411 eller NT415, og i stedet kobler HF310 til forsyningsspændingen inde i en forstærker, kan man benytte spændingskobleren NT311. Den nedsætter spændinger mellem 18 og 60 volt til ca. 15 volt.

Antennen til en HF310 kan bestå af et stykke monteringsledning på ca. 1 meter. Gøres ledningen længere eller kortere, vil signalet blive dårligere. Man vil høre mere sus. Det er fordi modtageren er mest følsom med korrekt impedanstilpasning til antenneneindgangen. Korrekt impedans opnås med en længde, der er 1/4'del af bølgelængden. Bølgelængden er et tal i meter, som opstår ved at dividere lyshastigheden 300 tusind km/s med frekvensen i mega herts (MHz). For modtagelse i FM-området 87,5-108MHz vælges normalt 95MHz. Her bliver den fulde bølgelængde 3,16 meter. En kvart bølge bliver dermed 79 cm. Det er den korrekte længde på en antennepind til FM. Pinden er den ene halvdel af en »dipol«. Den anden ende af dipolen i dette simple eksemplar udgøres af apparatets kasse og netledning.

Bedre er det naturligvis at benytte en rigtig FM-antenne til 75 Ohm. Den kan tilsluttes direkte til antennen loddeøjnene nr. 14 (indgang-inderleder i kabel) og nr. 13 (skærm på kabel). Men husk - hvis antenneforbindelsen skal gå ind i et apparat med bønning på dette apparat, så skal forbindelsen mellem HF310 og bønsning OGSÅ udføres med skærmet 75 eller 50 Ohm kabel. Ellers vil det ikke nytte meget med en fin FM-antenne. Brug af standard monteringsledning mellem antennebønsning og HF310 kan komme til at fungere som en afbrydelse eller en kortslutning ved så høje frekvenser.

Udgangsimpedansen for lavfrekvenssignalet i en HF310 er omkring 2 kOhm. Signalet tages over en transistor kollektor, og kollektormodstanden er 2,7 kOhm. Ved en så lav impedans vil der sjældent opstå problemer med brum. Indvendige apparatledninger fra udgangen kan derfor udføres med almindelig monteringsledning, som blot ikke må komme i nærheden af en nettransformator.

Mono signalet skal tages ud fra loddeøje nr. 6, og stelforbindelsen skal sluttet til loddeøje nr. 2. Samme stel loddeøje skal forbindes til metalkassen og udgangskabel eller bønsning. På kablet er det skærmen, der skal til stel.

Signalstyrken fra HF310 er på 240mV med almindelige FM-stationer, som sædvanligvis moduleres til ca. 40 kHz.

Stereodekoderen HF330 kan monteres som indstiksmodul i HF310. Med stereodekoder skal man tilslutte højre og venstre signal mellem udgangsbønsningen og loddeøjnene 3 og 4 i stedet for mono loddeøjet nr. 6.

Stereodekoderen skal have et lavfrekvensignal med meget højere frekvenser end normal lavfrekvens, der går fra 20 til 20.000 Hz (20 kHz). Typisk skal stereodekoderen have signaler mellem 20 Hz og 54 kHz. Det kan kun lade sigøre, hvis man ændrer modkoblingskondensatoren C7 fra 10nF (ved mono) til 470pF. C7 skal altid være 470pF, når man har monteret stereodekoder. Stereodekoderen skal justeres på et trimmekontroller til stereo lysdioden lyser. Kan man ikke få den til det, er spolen L2 ikke justeret godt nok. Prøv evt. at justere på spolen, hvis stereolampen ikke kan bringes til at lyse.

Ved modtagelse af stereosignal kan man komme ud for, at diskantsuset stiger meget i styrke. Det skyldes normalt antenneforholdene, idet der skal 10 gange større signal til stereo end til mono. Hvis der er meget sus på en svag stereostation, kan man kortslutte de to kanaler direkte. Derved vil kun høre mono, og suset vil forsvinde. Suset forsvinder, fordi stereosuset fra højre og venstre kanal er i modfase. Det ophæves ved kortslutning af loddeøjnene 3 og 4.

Skala drejepotentiometeret tilsluttes over loddeøjnene 10, 11 og 12. Loddeøje 10 er plus-spænding stabiliseret til 10V. Loddeøje 12 er nul eller minus. På potentiometeret kan man udtagte spændinger mellem 0 og 10 volt. Det er afstemningsspændingen. Spændingen er også indstillelig over en omskifter. Hvis man f.eks. vil benytte tuneren på flere faste stationer, kan man parallellforbinde det ønskede antal potentiometre og med omskifter vælge en fast spænding svarende til en fast modtagestation.

Normalt er kapacitetsdiode afstemte tunere strømløse i afstemningen. Dvs. der går ikke strøm fra potentiometeret. Det gør der i HF310, fordi den er fast tilkoblet med AFC-regulering. AFC betyder Automatisk Frekvens Control og er en automatisk indtrækker af stationer. Den nærmest suger stationerne på plads. Derved bliver indstillingen meget nemmere, og der bliver kun ringe stationsdrift. AFC'en holder den indstillede station fast. AFC-virkningen opstår, fordi afstemningen er tilkoblet lavfrekvensudgangen gennem R14. På enhver FM-detektor udgang kan man nemlig få et S-kurve jævnspændingsignal. Signalet på LF-udgangen er omkring det halve af forsyningsspændingen, når der 1) ikke modtages nogen station og 2) når stationen er indstillet lige i midten. Drejer man skalapotentiometeret til den ene side, vil man få et fald i denne spænding på ca. 0,5 volt. Drejer man til den anden side, vil man få en ligeså stor øget spænding. Det udnyttes i AFC'en. Hvis en lille smule af dette signal kobles oven i afstemningsspændingen - som med R14 - vil man påvirke stationsindstillingen. Går spændingerne de rigtige veje, vil stationen trækkes på plads uanset om man drejer den ene vej eller den anden. Først når afstemningsspændingen får overtaget, vil stationen forsvinde.

AFC'virkningen benævnes på dansk »indtrækker». Men man kan også opnå den modsatte - og selvfolgelig u-ønskede virkning. Hvis AFC-spændingen går den forkerte vej, vil der ske det, at alle stationer forsvinder, når man prøver at indstille skarpt på dem. AFC'en er derved blevet til en »udsmitter! Det sker, når lokaloscillatorsignalet placeres under modtagesignalet. I forklaringen til diagrammet blev det beskrevet, hvorledes mellemfrekvensen på 10.7MHz opstod som subtraktion af de to signaler. Men en mellemfrekvens opstår lige så godt som følge af en additon. Derfor er HF310's lokaloscillatorsignal højere end indgangssignalets frekvens.

Men - tilbage til tilkoblingen af ledninger til HF310. Hvis man slutter mange potentiometre til loddeøjnene 10 til 12, vil frekvensområderne for indstilling af faste stationer indsnævres. Det sker, fordi modstanden R12 får større og større indflydelse på afstemningsspændingen. Derfor bør man i disse tilfælde kortslutte modstanden R12. Det er vist med en stipted ledning i diagrammet HF310.2.

## ÆNDRING AF MDTAGEOMRÅDE

Ifølge lovgivningen omkring radiomodtagelse er det kun tilladt at aflytte frekvenser på de officielle radio og TV-bånd. HF310 er lavet til en ren FM-radio på 87,5-108MHz, men man kan udmærket flytte modtagefrekvensen ned til 50-65MHz, hvor der sendes TV-lyd på kanal 2-4. Lyden på TV er FM-moduleret ligesom almindelig FM-radio (billedet er AM-moduleret). Kun høres signalet lidt svagere, da det er mindre FM-moduleret end en almindelig FM-radio. Kvaliteten gennem HF305 er yderst fin.

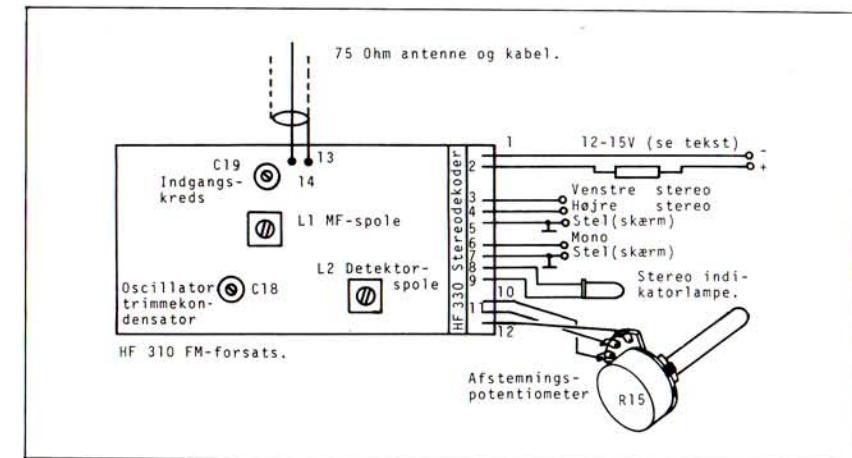


Fig. HF310.3.  
Tegningen viser, hvorledes HF310 skal trimmes.

De komponenter, man skal ændre, er C14, C15, C16 og C17. De skal alle være ca. 47pF. Dermed ændres lokaloscillator frekvensen. Desuden skal C13 i indgangskredsen ændres til 220pF og C19 trimmekondensatoren ændres til 80pF.

## TRIMMING AF HF310

For at HF310 kan virke efter hensigten, skal den trimmes. HF310 er specielt udformet, så man uden brug af måleinstrumenter kan trimme til maximal følsomhed.

Trimmevejledningen skal følges punkt for punkt. Det er en fordel at anvende en høretelefon og et batteri ved optimeringen, idet brumsløjfer og forkerte stelforbindelser så ikke vil give et misvisende resultat.

1. Lod R14 modstanden af i den ene side.
2. Tilslut antennen eller en tråd på ca. 1 meters længde. Forbind afstemningspotentiometeret R15 til de 3 loddejne mærket 10, 11 og 12.
3. Stil afstemningspotentiometeret i midterstilling.
4. Drej med den medfølgende trimmenøgle på oscillator-trimmekondensator C18 til De hører en station.
5. Drej L1 spolens kerne til den hørbare station er mest støjfri.
6. Drej indgangskredsen trimmekondensator C19 til stationen er mest støjfri.

7. Drej L2 spolens ORANGE kerne til den mest forvrængningsfrie modtagelse opnås.
8. Oscillatortrimmekondensatoren C18 drejes til man hører en ny station, som ligger på midten af FM-båndet mellem 96 og 100MHz.
9. Gentag punkt 5 til 7.
10. Indstil på en svag station med afstemningspotentiometeret. Stationen bør ligge nogenlunde midt på skalaen.
11. Drej indgangskredsens trimmekondensator C19 til stationen er mest støjfri.
12. Lod R14 modstanden på igen. Modstanden R14 tilslutter AFC-kreds-løbet.
13. Stil skalapotentiometeret i midten eller på en station ved ca. 96MHz. Drej med en plast trimmepind på C18 trimmekondensatoren til den ønskede station modtages.
14. Derefter gentages justeringen af C19, L1 og L2 og apparatet er færdig-trimmet.

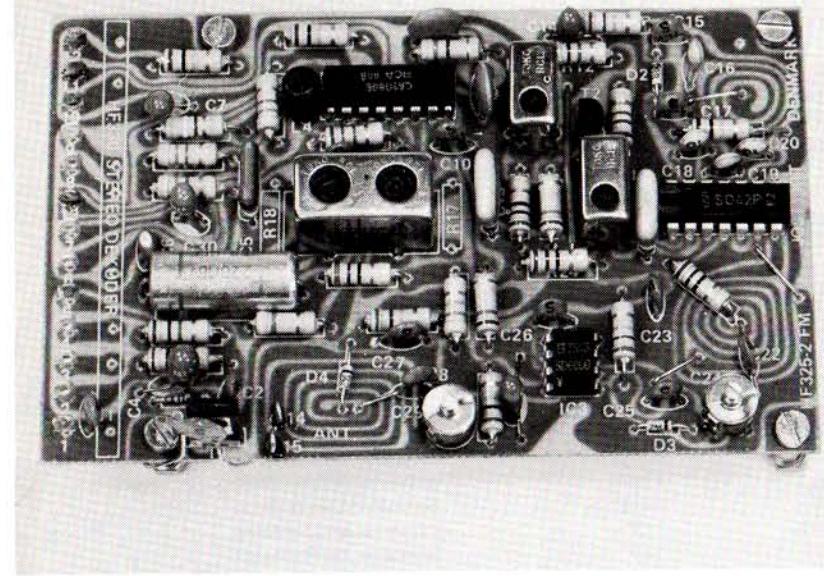
#### TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	12-55V DC
Strømforbrug . . . . .	22mA
Tuningsområde . . . . .	87,5-108MHz
Følsomhed 26 dB ved df=40 kHz/75 Ohm . . . . .	1,8-2,5 uV
Følsomhed for -3 dB begrænsning . . . . .	0,6 uV
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

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
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 potentiometer 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	2,2uF/35V	tantalkondensator
C2	220uF/16-35V	elektrolytkondensator
C3	1uF/35V	tantalkondensator
C4	22nF	polyesterkondensator
C5	1,5nF	kondensator
C6	22nF	polyesterkondensator
C7a	10nF	polyesterkondensator
C7b	470pF	keramisk kondensator
C8	10nF	polyesterkondensator
C9	10nF	polyesterkondensator
C10	1nF	keramisk kondensator
C11	1nF	keramisk kondensator
C12	100pF	keramisk kondensator
C13	100pF	keramisk kondensator
C14	27pF	keramisk kondensator
C15	10pF	keramisk kondensator
C16	10pF	keramisk kondensator
C17	10pF	keramisk kondensator
C18	2-20pF	trimmekondensator
C19	2-20pF	trimmekondensator
C20	22uF/10V	tantalkondensator
C21	2,2uF/35V	tantalkondensator
C22	47nF	keramisk kondensator
C23	1,5nF	keramisk kondensator
C24	10pF	keramisk kondensator
D1	ZF el. ZPD11	zenerdiode
D2	BB142	kapacitetsdiode
D3	BB142	kapacitetsdiode
T1	BF199	transistor
T2	BC173	transistor
IC1	TBA120S	integreret kredsløb
IC2	SO42P el. SO42E	integreret kredsløb
L1	0024A	spole med rosa kerne
L2	0024B	spole med orange kerne
F1	SFC 10,7mA	keramisk filter



**Fig. HF325.1.**  
For første gang er det blevet muligt for amatører selv at bygge en ægte HI-FI stereo tuner. Det er bl.a. fordi printpladen indeholder de vanskeligste komponenter: HF spoler i indgang og oscillator.

HF325-1 PE 12-72

## HF325 HI-FI-TUNER MODUL

HF325 hører til blandt de bedste FM-tunere i denne bog. Der er tale om en videreudvikling af HF310, hvor der er gjort ekstra meget ud af følsomheden, og hvor der er en række ekstra features. HF325 har således variabel MUTING, S-METER udgang og AFC-KONTROL. MUTING'en kan indstilles således at kun kraftige stationer høres, og så der ikke er sus mellem stationerne. S-METER udgangen viser stationsstyrken. Jo mere udslag, desto kraftigere er stationen.

Stereodekoder indssættes på helt samme måde som i HF310, og flere af tilslutningsforbindelserne er de samme. Derfor skal vi henvise til den udførlige beskrivelse af HF310 i forrige afsnit.

## DIAGRAMMER

HF325 er en kvalitets FM-tuner med flere spændende faciliteter. Men selvom opbygningen er teknisk avanceret, går opbygningen på det originale print ret let. Alle HF-spoler er indlejret i printpladens mønster. Det gør selv-

folgelig en opbygning efter diagrammet umulig, og derfor må denne beskrivelse kun benyttes i serviceøjemed og som teknisk beskrivelse. En samling uden en HF325 printplade - hvori opstillingens vigtigste komponenter befinner sig - er tidsspilde.

Hovedopbygningen af HF325 er mest overskuelig i blokdiagram som på fig. HF325.2. Diagrammet findes på fig. HF325.3. På blokdiagrammet er tunerens enkelte funktioner splittet op i: FET-indgangsforstærker, blander og oscillator, filtre og mellemfrekvens forstærker, mellemfrekvensforstærker og detektor, strømforsyning og stereodekoder modul HF330.

De fleste af funktionerne er yderst udførligt beskrevet i HF310 afsnittet. Derforlettes en forståelse af HF325 funktionerne, hvis dette afsnit først gennemgås.

### FET-indgangsforstærker

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/støjforhold.

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-følger. Signalet fra HF-fortronet 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 10,7MHz. Det giver mellemfrekvensen 10,7MHz.

Mellemfrekvenssignalet fra SO42P går gennem L2 - et spole/keramik-filter med usædvanlig lineær gennemgangskarakteristik. Derefter forstærkes mellemfrekvenssignalet 2-3 gange, før det atter filtreres i et tilsvarende filter L3.

Nu føres mellemfrekvenssignalet ind til den komplicerede integrerede mellemfrekvensforstærker 3089E. Denne kreds forstærker det stadig ret svage 10,7MHz signal op fra min. 12uV til omkring 240mV (ca. 90 dB). Derefter detekteres det.

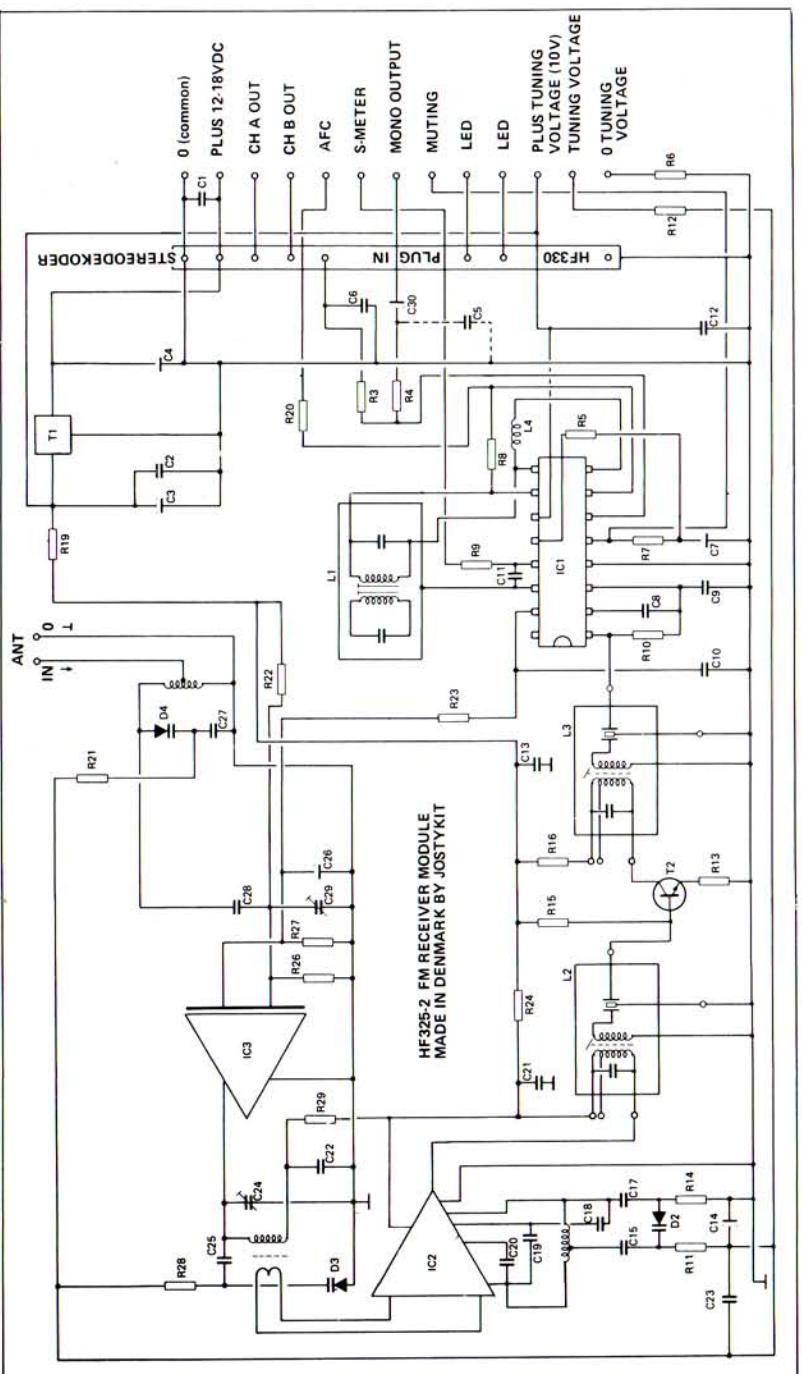
For at opnå en lineær S-kurve er detektorspolen dobbelttunet. Den nødvendige fasedrejning på 90° fås gennem den lille L4 spole på 22uH. Ved korrekt justering af den dobbelttunede spole kan en forvrængning på 0,18% eller mindre opnås.

3089E IC'en har udgange for MUTING, AGC, AGC, S-meter og detektermeter. Detektermeteret tilsluttes IC1 ben 6.

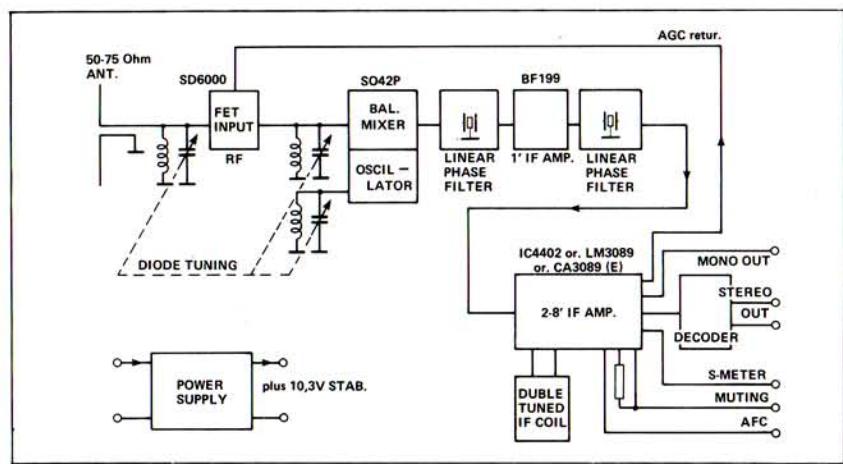
### Muting

Mutingkredsløbet lukker af for LAVFREKVENS SIGNALET til den benyttede forstærker, når der ikke kommer HØJFREKVENS SIGNAL fra antennen på den indstillede modtagefrekvens.

Med rigtig indstillet detektorspole (L1) vil man altså ikke høre det sædvanlige sus mellem stationerne.



**Fig. HF325.3.**  
Totaldiagrammet for HF325 er ganske kompliceret. Antennesignalet tilføres øverst midtfor, og signalvejen går rundt modsat uret til udgangen i højre side. Stereodekoderen HF330's placering er vist som en firkantet kasse.



**Fig.HF325.2**

Blokdiagrammet viser HF325 tunerens enkelte trin i en mere overskuelig form. Hvert enkelt trin beskrives udførligt i teksten nedenfor.

#### AGC

AGC-kredsløbet (Automatisk 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'e GATE 2. Når AGC-spændingen synker, vil forstærkningen falde på indgangen. Det eliminerer krydsmodulation mellem svage og meget kraftige stationer. AGC-reguleringen giver også lavere LF-forvrængning på kraftige stationer, fordi forstærkningen reguleres ned til et passende niveau.

#### 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 giver 6 V plus/minus 1 V, afhængig af til hvilken side af stationen, man har indstillet på. En del af denne spændingsvariation overlerer man diodeafstemningsspændingen med. Indstiller man derfor skævt på en station, vil AFC-styrespændingen trække afstemningsspændingen ind på plads, og man får den mest støj- og forvrængningsfrie modtagelse.

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 alligevel godt fange en svag station, der ligger op ad en kraftig. Man drejer først forbi den kraftige og svage, hvorefter der drejes tilbage til det punkt, hvor den svage høres bedst muligt.

## S-meter

S-meter kredsløbet er også indbygget i 3089E'en. For indgangssignaler mellem 1uV og 100mV vil dette kredsløb afgive DC spændinger mellem 2 og 6 V. For at man kan få en visning fra bundstilling til topstillingen på S-metret, må man indskyde 3 dioder (1N4148) i serie med meteret (G350). Metrets anden terminal forbindes til stel.

## Strømforsyning

HF325-2 er diodeafstemt. Det betyder, at blot en ringe ændring af forsyningsspændingen ville få en modtaget station til at falde ud, hvis forsyningsspændingen ikke var stabiliseret til en helt konstant spænding.

Der er derfor indbygget en stabiliseringseenhed på HF325-2 printpladen. Denne stabiliseringseenhed kan klare spændingsvariationer på 12-18 V over plus/minus forsyningsspændingen.

Stabiliseringseenheden trækker også stereodekoderen HF330.

## Stereodekoder

Stereodekoderen HF330 kan indsættes lodret i HF325-2 i hullerne bag tilslutningsterminerne.

HF330 har et mindre stabiliseringskredsløb påbygget - det skal fjernes (D1 fjernes og R1 erstattes af en trådforbindelse).

## TILSLUTNINGSEKSEMPLER

Tunermodulet HF325 har flere interessante tilslutningsmuligheder. I det følgende vises 3 eksempler på simpel og udvidet tilslutning. Begynd altid med det første eksempel, som skal efterfølges af en trimning til bedst modtagelse. En trimning der beskrives efter tilslutningseksemplerne på to måder - en simpel amatørtrimming og den professionelle trimming med måleinstrumenter.

### Tilslutning til MONO med MUTING

1. Tilslut en strømforsyning eller batteri (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 metalchassiet.
4. Forbind den medfølgende kondensator på 2,2nF (rød, rød, rød farvekode) til loddeøje 15 og en stel (chassis)-skrue, der er placeret max. 2 cm fra loddeøje 15. Kondensatorens ben skal afklippes før ilodning, så de kan nå fra loddeøje 15 til skruen men stadig er så korte som muligt. Kondensatoren giver HF (Høj Frekvens) forbindelse til chassis for hele indgangstrinnet. Chassiet kommer derved til at virke som skærm-»dåse».

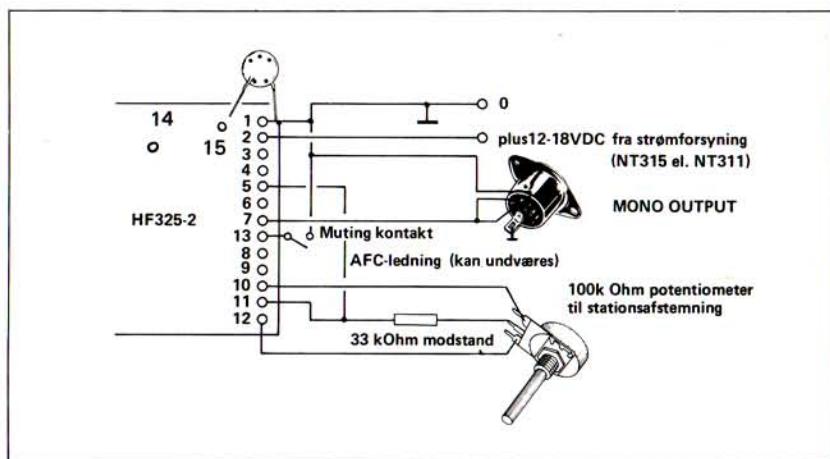
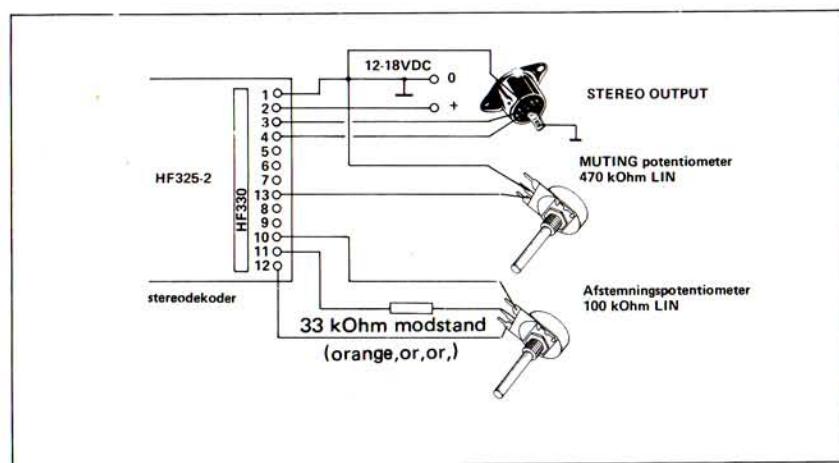


Fig. HF325.4.

Tilslutningerne til HF325 foretaget simplest muligt. Denne tilslutning er nødvendig, før trimming kan påbegyndes.

5. Forbind en 5-pol DIN bøsning til HF325'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 strømforsyningens transformator (selvfølgelig uinteressant, hvis der benyttes batteriforsyning).
6. Afstemningspotentiometeret på 100kohm LIN og modstanden på 33 kohm forbinder som vist på fig.HF325.4. Modstanden monteres med korte tilledninger (3-5mm) til loddeøje 11 - og modstandens anden ende afklippes til ca. 1cm, og man bukker den om til et lille loddeøje. Dernæst forbinder man ledninger mellem de to tiloversblevne loddeøjne og potentiometeret samt modstandens »lodgeøje» og potentiometerets midterben. Vær varsom med ikke at bytte ledningerne - eller vil stationsafstemningen ikke virke.
7. Mutingen, som skal være frakoblet ved trimning, kan være til- eller frakoblet. Uden muting (så der er sus mellem stationerne) skal man forbinde loddeøje 13 med loddeøje 1. Afbrydes forbindelsen vil modtageren MUTE, vil det sige, at suset mellem stationerne dæmpes eller forsvinder. Man kan benytte en almindelig afbryder til MUTINGEN.
8. Tilslut en antennen gennem et korrekt kabel på 75 Ohm (el. 50 Ohm) til loddejnene 14 og 15 som på tilslutningstegningen. Klip de afisolerede antenneleddere så korte som muligt. Ved trimming er det nok at benytte et stykke tråd på 1 meter til loddeøje 14 som antennen.



**Fig. HF325.5.**  
Supplerende tilslutning af variabel muting og stereodekoder.

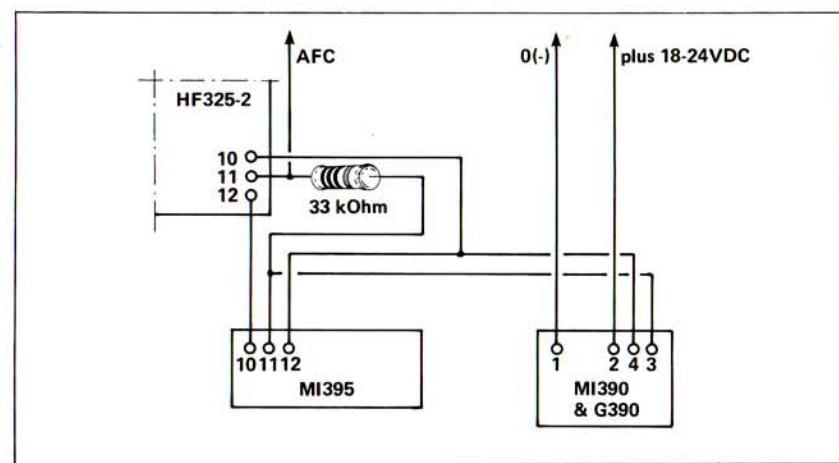
OBS: Ledningsmontering af en FM-del med de mange faciliteter, som HF325 konstruktionen giver, kan blive meget uoverskuelig. Anvend derfor flerfarvet monteringsledning. De mange sammenhængende ledere i forskellige farver letter samlingen og øger overskueligheden!

Monteret og tilsluttet er HF325 nu klar for indtrimming.

#### Tilslutning med stereodekoder og variabel muting

Den følgende tilslutningsvejledning beskriver, hvorledes man skal tilslutte en HF330 stereodekoder samt en variabel muting. Det forudsættes, at tilslutningseksempel 1 allerede er udført:

1. Indsæt en trådforbindelse (lus) i stedet for modstanden R1 i HF330.
2. Fjern zenerdiogen D1 (ZPD9,1) fra stereodekoden HF330.
3. Monter HF330 stereodekoden og benyt loddeafklip fra modstandsmonteren i stedet for de medfølgende loddeøjne.
4. Isæt HF330 stereodekoden i HF325 printpladen med loddesiden vendende mod tilslutningsterminalerne på HF325 på komponentsiden.
5. Monter den 5-polede DIN-bøsning til HF325.
6. Monter mutingpotentiometeret på 470 kOhm LIN.
7. Monter stationsafstemnings potentiometeret på 100 kOhm LIN.
8. Indbyg andre funktioner som angivet i indbygningseksempel 1.



**Fig. HF325.6.**  
Supplerende tilslutning af AFC-kontrol og S-meter.

#### Tilslutning af AFC- og S-meter

Under forudsætning af tilslutning efter eksempel 1 og 2 kan man udvide med S-meter og AFC-kontrol. Til det kræves et lille S-meter drejespoleinstrument type G350 og en kontakt f.eks. type E201:

1. Monter G350 S-meteret's minusloddeøje til loddeøje 1 på HF325 og monter plusloddeøjet på G350 til 3 serie forbundne dioder 1N4148, der igen tilsluttes loddeøje 6 på HF325.
2. AFC-kontrollen monteres ved at man lodder de på tegningen viste komponenter på en almindelig tryk- eller vippeomskifter. Modstanden skal være på 470kohm.  
Tryk omskifteren IND. Drej på skalaknappen så en station modtages. Tryk omskifteren UD og drej på trimmepotentiometeret 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.

#### TRIMNING

En HF325, der ikke er trimmet ind til bedst mulig følsomhed, er nærmest værdilos. Måske kan den spille, men det vil da være med reduceret følsomhed, med øget forvrængning og uden muting funktion. Justeringen kan foretages efter to metoder. Den første enkle metode kræver ikke måleinstrumenter - blot tilslutning til forsyningsspænding, antennen og forstærker, som beskrevet i afsnittet tilslutning - eksempel 1.

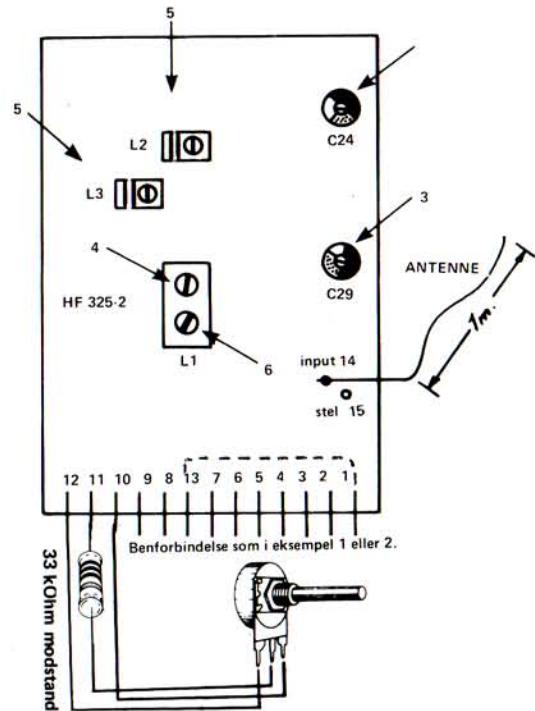


Fig.HF325.7.

Tilsluttet HF325 efter fig.HF325.4 kan man på en simpel måde uden kostbare måleinstrumenter trimme de nummererede komponenter efter »gehør». Derved opnås en passende følsomhed og en rimelig kvalitet.

Den anden form for trimning er professionel og kræver kostbare måleinstrumenter. Instrumenter som normalt kun findes på et radioteknisk serviceværksted.

#### Simpel trimning efter »gehør»

1. Forbind HF325 efter fig.HF325.4.
2. Drej på potentiometeret til stationsafstemning, således at der høres en station. Under normale omstændigheder ligger stationerne i den ene ende af skalaen. Stil, med følelse, skarpt på den svagste 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. Trim dobbeltspolen L1. 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 svagste mulige station og juster de to små spoler L2 og L3 til mest susfri modtagelse. Gentag eventuelt punkt 4 og 5 et par gange.
6. Med isat stereodekoder HF330 må C5 fjernes. Man justerer L1's kerne nærmest stereodekoderen efter, hvis stereoindikatoren IKKE tænder for stereomodtagelse. Justeres for langt, vil MUTINGEN ikke virke. Denne fintrimming af L1 skal derfor foretages med stor omhu.

#### Trimning med måleinstrumenter

På et laboratorium eller et serviceværksted har man normalt rådighed over en FM-målesender med attenuator og et oscilloskop. Disse apparater benyttes ved professionel indtrimming af HF325 og alle andre typer tunere:

1. Forbind HF325 til en 12-18 V forsyningsspænding, tilslut en ledning fra loddeøje 13 til 0, derved kobles muting fra. Forbind en 33 kOhm 1/4 W modstand i serie med tilledningen til loddeøje 11.
2. Indstil målesenderen til nøjagtig 10,7MHz og send signalet ind på IC2, ben 2, gennem en 10pF kondensator. Drej fuldt op for målesenderens attenuator. Stel kobles på skærmdåsen L2. Målesenderens deviation skal være 40 kHz og modulationsfrekvensen skal være 1 kHz.
3. Tilslut oscilloskopets Y-indgang over LF-udgangen 7 på HF325. Stel skal til loddeøje 1. Indstil oscilloskopet på automatisk LF-trigning og timebasen til ca. 5mS/div.
4. Drej attenuatoren på målesenderen ned i step, medens man til stadighed efterjusterer spolerne L1, L2 og L3 til maximal LF-udgangsspænding. Finindstil på målesenderfrekvensen til max. signal og gentag punkt 4.
5. Indstil nu målesenderen til SWEEP på omkring 1-2MHz omkring 10,7MHz.
6. Sæt oscilloskopets timebase i stilling extern. Tilkør externt signal fra målesenderens sweep udgang og indstil niveaukontrollerne, så kurverne har en aflæsbar størrelse (kurven kaldes for en S-KURVE). Indtrim derefter de 2 kerner i L1, så S-kurven's skrål flanker er så lige som muligt.

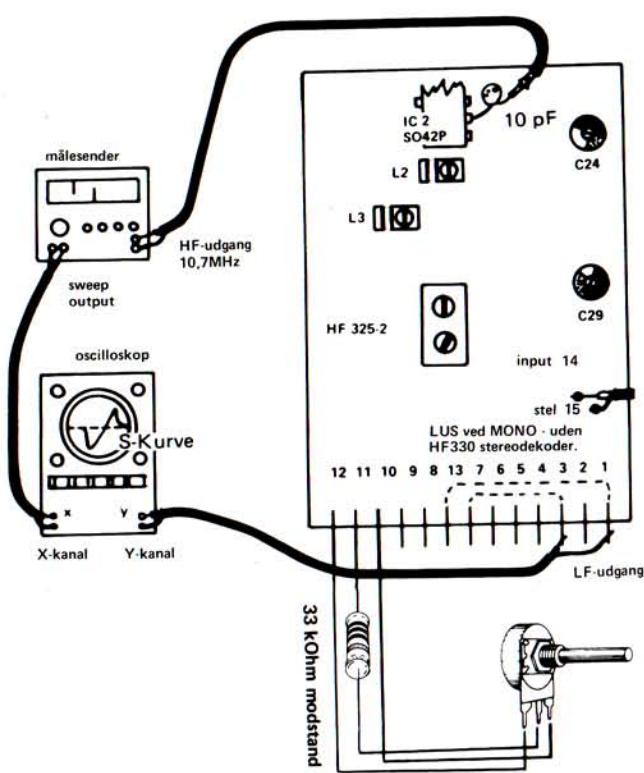


Fig. HF325.8.

De, der har rådighed over en FM-målesender og et oscilloskop, kan trimme HF325 ind til helt professionelle data. S-kurve indtrimningen giver bedst følsomhed og lavest forvrængning.

7. Tag målesenderen fra IC2 og tilslut den antenneindgangen ved lodde øjnene 14 (varm-signal) og ved 15 (kold-stel).  
Indstil målesenderen til 94MHz eller en anden midterfrekvens, hvor der ikke i forvejen ligger en station, der kan modtages.  
Indstil målesenderen, så den IKKE sweeper og til fm = 1 kHz og df = 40 kHz.  
Indstil frekvensindstillingspotentiometeret til bedst mulig modtagelse af målesendersignalet (opskruet attenuator).

8. Indstil oscilloskopets timebase på ca. 5mS/div.
9. Drej attenuatoren ned i step, medens C24 og C29 trimmekondensatorerne efterjusteres til mest susfri modtagelse.  
Man bør nu være kommet ned på 1uV attenuatoren for en pæn, svag men gruskranset sinuskurve.

For De som har adgang til en distortion analyser, testes nu forvrængningen for et indgangssignal på 100uV-300uV/75 Ohm. L1 spoledåsens to jernkerner justeres til min. forvrængning.  
Husk i denne forbindelse at medregne målesenderens LF og fm forvrængning.

### STEREO & MUTING

11. Med indsæt 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 jernkærne nærmest stereodekoderen til et kompromis, hvor MUTINGEN lige netop virker, og stereoindikatoren stadig kan tænde.

### TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	12-18 V DC
Strømforbrug . . . . .	50mA
Tuningområde plus/minus 10% . . . . .	87,5-108 MHz
Følsomhed typ.v.26 dB/SN-df40 kHz . . . . .	1 uV
Følsomhed min.v.26 dB/SN-df40 kHz . . . . .	1,4 uV
Udgangsspænding LF (df = 40 kHz/1 kHz) . . . . .	200 mV
Forvrængning LF (df = 40 kHz/1 kHz) . . . . .	0,18%
Mellemfrekvensdæmpning . . . . .	100 dB
Spejlselektion . . . . .	35 dB

### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R3	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R4	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R5	390 Ohm	1/4 W modstand
R6	10 kOhm	1/4 W modstand
R7	10 kOhm	1/4 W modstand
R8	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R9	8,2 kOhm	1/4 W modstand
R10	470 Ohm	1/4 W modstand
R11	68 kOhm	1/4 W modstand
R12	1 kOhm	1/4 W modstand
R13	150 Ohm	1/4 W modstand
R14	10 kOhm	1/4 W modstand
R15	120 kOhm	1/4 W modstand
R16	10 Ohm	1/4 W modstand
R19	68 Ohm	1/4 W modstand

R20	470 kOhm	1/4 W modstand
R21	68 kOhm	1/4 W modstand
R22	47 kOhm	1/4 W modstand
R23	120 kOhm	1/4 W modstand
R24	68 Ohm	1/4 W modstand
R26	10 kOhm	1/4 W modstand
R28	68 kOhm	1/4 W modstand
R29	10 Ohm	1/4 W modstand
C1	1nF/125V	kondensator
C2	4,7uF/35V	kondensator
C3	220uF/16V	kondensator
C4	4,7uF/35V	kondensator
C5	(10nF/250V)	MONO
C6	100pF/125V	kondensator
C7	2,2uF/35V	kondensator
C8	4,7nF/125V	kondensator
C9	4,7nF/125V	kondensator
C10	1nF/125V	kondensator
C11	1nF/125V	kondensator
C12	1nF/125V	kondensator
C13	47nF/250V	kondensator
C14	1uF/35V	kondensator
C15	1nF/125V	kondensator
C16	10pF/125V	kondensator
C17	1nF/125V	kondensator
C18	10pF/125V	kondensator
C19	27pF/125V	kondensator
C20	10pF/125V	kondensator
C21	47pF/250V	kondensator
C22	1nF/125V	kondensator
C23	1nF/125V	kondensator
C24	2-22pF	C-trimmer
C25	1nF/125V	kondensator
C26	1nF/125V	kondensator
C27	1nF/125V	kondensator
C28	1nF/125V	kondensator
C29	2-22pF	C-trimmer
C30	2,2uF/35V	kondensator
C31	1uF/35V	kondensator
D2	BB142	C-diode
D3	BB142	C-diode
D4	BB142	C-diode
T1	LM342P10	10 V DC regulator
T2	BF199	NPN transistor
L1	C30057PV	spole
L2	S950/CF10	spole-filter
L3	S950/CF10	spole-filter
L4	L220K	spole
IC1	3089	IC
IC2	SO42P	IC
IC3	SD6000	FET-IC

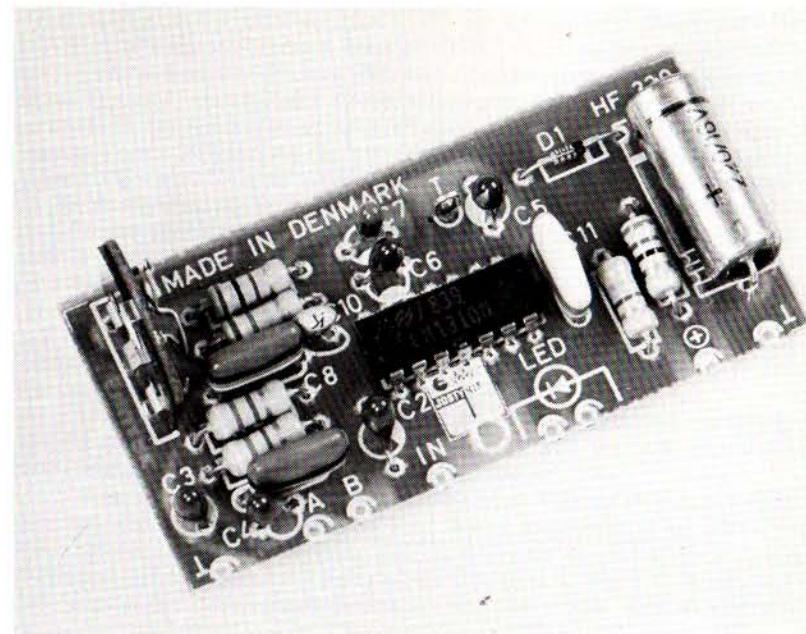


Fig. HF330.1.

Stereodekoderen er yderst simpelt opbygget. På et trimmepotentiometer indstiller man 19 kHz synkroniseringen. Modulet passer som indstik i HF310 og HF325 tunerne.

AE 1-93

## HF330 STEREODEKODER

HF330 er en PLL-stereodekoder i modulform. Den kan indsættes i en FM-tuner af typen HF310 eller i HF325. Derved omdannes mono signaler til stereo.

HF330 er opbygget med en kompleks integreret kreds af typen 1310E. Denne kreds indeholder næsten alle funktioner og er PLL-styret. Det betyder, at man ikke behøver spoler af nogen art. Desuden er der kun en træning. Man stiller på et trimmepotentiometer til stereolampen lyser. Så fungerer dekoderen optimalt.

## DIAGRAMMET OG FUNKTIONEN

Den integrerede kreds 1310E er opbygget til stereodekodning efter PLL-tids-multiplex principippet. Kredsen indeholder flere blokke, hvoraf de væsentligste er PLL eller fase-låst-loop og multiplexer.

Et stereosignal består af et monosignal fra ca. 20 Hz til 15 kHz, en pilottonen på 19 kHz og stereosignalerne på 20 kHz til ca. 54 kHz. Normalt kan

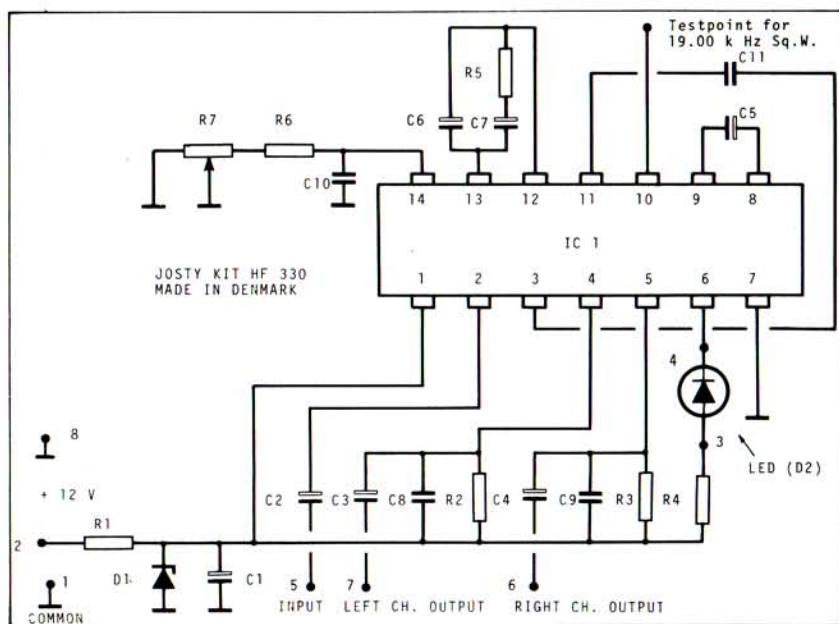


Fig. HF330.2.

Hjertet i HF330 er en IC af typen 1310P, som indeholder en PLL tids-multiplex dekoder.

man kun hører de lave frekvenser, men populært forklaret kan multiplexeren dele signalerne ud til højre og venstre kanal.

Det sker synkront med 19 kHz pilottonen. Pilottonen forstærkes først og tilføres derefter en 76 kHz intern oscillator. Denne oscillator kan forskydes synkront med indgangssignalet. Man kalder det for *fase-låsning*. Derved vil 76 kHz oscillatoren arbejde helt synkront med 19 kHz indgangssignalet, og man vil klart kunne definere, hvilken del af mono signalet, der skal tilføres højre og hvilken del, der skal tilføres venstre kanal.

Først neddeles 76 kHz signalet til 38 kHz. Derefter tilføres 38 kHz signalet en multiplexer. Den har til opgave at sende hver anden »bid» af signalet til højre og venstre signaludgang. Multiplexeren er altså en slags omskifter, som meget hurtigt vælger højre og venstre kanal signalerne ud i takt med 19 kHz pilottonen.

IC'en lokalspilleren arbejder hele tiden på ca. 76 kHz. Frekvensen kan indstilles i et ret bredt område fra ca. 70 til ca. 80 kHz med trimmekontrollerne R7. Dette kontrollerne, modstanden R6 og kondensatoren C10 er oscillatorenens frekvensbestemmende komponenter.

76 kHz lokalspilleren skal trækkes på plads indenfor ganske få hertz. Det sker ved fasesammenligning med pilottonesignalet. De 76 kHz deles ned af 2 flip-flop'er. Først til 38 kHz og dernæst til 19 kHz. Pilottonen og det neddelte 19 kHz signal sammenlignes i en faselås med hinanden. Hvis signalet er forskellige, vil faselåsen afgive et positivt eller et negativt reference-

signal. Dette signal filtreres af C6, C7 og R5. Derefter føres det tilbage i LOOP'et til lokalspilleren, hvorved DENS frekvens trækkes på plads i fuld synkronisation med pilottonen. Når de to frekvenser er ens, vil fasedekoderen afgive et signal, som tænder stereoindikatoren. Det fortæller brugeren, at der nu er stereosignal. Hvis multiplexeren ellers kan modtage de nødvendige informationer over 20 kHz, vil der komme stereosignaler ud på dekoderens to udgange. Udgangene 4 og 5 på IC1 vil leve venstre og højre stereosignal plus en bærebølgerest på 38 kHz. Denne bærebølgerest undertrykkes af de standard-normerede filtre med R3/R9 og R2/C8. Filtrene svarer i frekvenskarakteristik til det sædvanlige mono filter på tunere uden stereodekoder. Dets opgave er at udligne frekvenskorrektionen fra radiosenderen, således at man hører et frekvenslineært signal. Al FM-radio udsendes med *for meget* diskantsignal efter en international norm. Det sker for at forbedre kvaliteten og korrektionen kan sammenlignes med RIAA korrektionen i en pick-up forstærker - se evt. AF310 og AF330.

HF330 stereodekoden skal arbejde på en stabiliseret spænding. Hvis HF330 benyttes sammen med HF310 eller HF325 tuneren, er en stabilisering unødig, og man bør fjerne D1 og kortslutte R1.

Som indikator for stereo benyttes en lysdiode LED. Strømmen til dioden begrænses af formodstanden R4. Denne modstand er på 330 Ohm, og med 10 volt forsyningsspænding skal IC'en leve en strøm på ca. 30mA. En indbygget effekttransistor kan leve ca. 75-100mA - nok til selv en glødelampe. Ved andre forsyningsspændinger benyttes andre modstandsstørrelser.

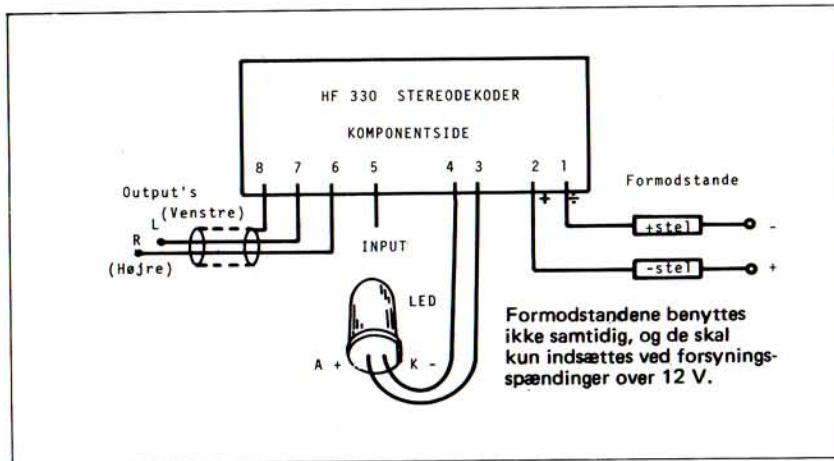
## TILSLUTNING

HF330 er meget nem at tilslutte til HF310 og HF325. Da den er i modulform, er det eneste man skal gøre at montere loddetråde langs printets ene side og stikke print med tråde i FM-tunerens stereodekoder huller. I HF310 og HF325 får dekoden strøm gennem den indbyggede spændingsregulator. Derfor bør formodstanden R1 kortsluttes med et stykke tråd og dioden D1 fjernes. Derved vil dekoden arbejde på 10 volt.

Benyttes dekoden til andre spændinger, skal man anvende formodstanden R1 og zenerdioden D1. Modstandens størrelse afhænger af den forsyningsspænding man har til rådighed. Modstanden kan vælges efter nedenstående skema:

Ved 12-15 V	er formodstanden	56 Ohm	1/4 W modstand
Ved 15-18 V	er formodstanden	120 Ohm	1/4 W modstand
Ved 28-24 V	er formodstanden	270 Ohm	1/2 W modstand
Ved 24-30 V	er formodstanden	390 Ohm	1 W modstand
Ved 30-40 V	er formodstanden	680 Ohm	2 W modstand
Ved 40-55 V	er formodstanden	1 kOhm	2 W modstand

Koblingstegningen fig. HF330.3. viser, hvorledes man skal forbinde forsyningsspænding, indgangssignal, stereo udgangssignal og LED stereo indikatorlampe. Afhængig af om HF330 skal benyttes til u-originale tuner - med enten plus eller minus til stel - skal man benytte en formodstand i enten MINUS eller PLUS. Husk at fjerne frekvenskorrektions kondensatoren i modtagerns detektor udgang. Det er muligt at dekoderens lampe vil tænde, men den vil aldrig spille stereo med kondensatoren i detektoren!



**Fig. HF330.3.**  
Tilkobling af dekoder til andre typer stereoforberedte modtagere. Der benyttes en formodstand i plus eller minus tilledningen, af hængig af modtagerens polaritet og spænding.

Bemærk: Når der indstilles på støjen mellem stationerne, kan stereolampen blinke ustabilt. Først ved korrekt indstilling på stationen kan man regne med indikeringen.

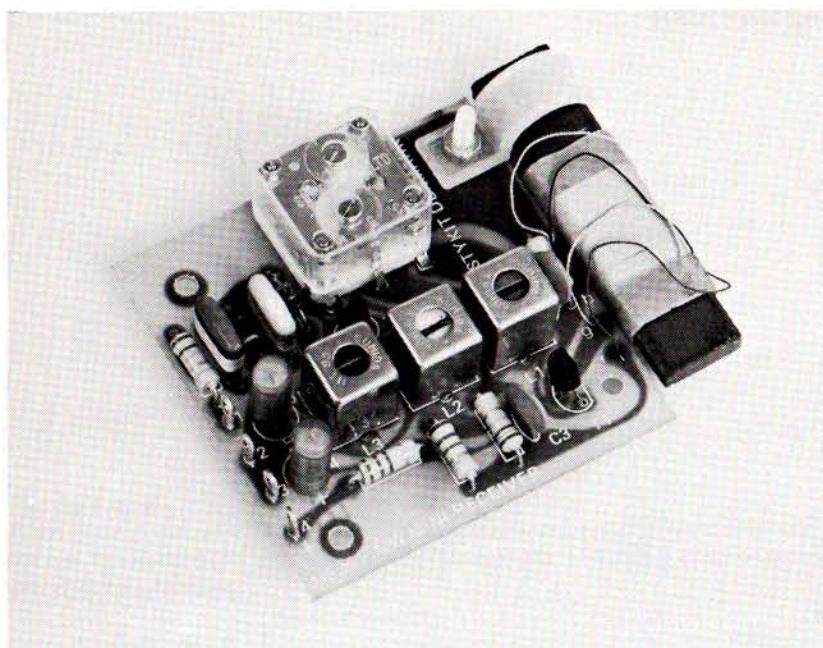
Bemærk også at ældre modtagere, der ikke er stereoforberedte, kan være for smalbandede i mellemfrekvensdelen til stereo. Sådanne modtagere skal ombygges i mellemfrekvensfiltrene for at kunne modtage stereo. Denne ombygning bør kun foretages af professionelle teknikkere.

#### TEKNISKE DATA

Driftsspænding (se anvendelse) . . . . .	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 v. 3% forvrængning . . . . .	0,5 V
Automatisk omskiftning . . . . .	mono/stereo
Direkte tilpasning til HF310 og HF325	

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	56 Ohm	1/4 W modstand
R2	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R3	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R4	330 Ohm	1/4 W modstand
R5	1 kOhm	1/4 W modstand
R6	15 kOhm	1/4 W modstand
R7	10 kOhm	1/4 W trimmepotentiometer
C1	220uF/16V	elektrolytkondensator
C2	2,2uF/35V	tantalkondensator
C3	2,2uF/35V	tantalkondensator
C4	2,2uF/35V	tantalkondensator
C5	0,22uF/35V	tantalkondensator
C6	0,22uF/35V	tantalkondensator
C7	0,47uF/35V	tantalkondensator
C8	10nF	polyesterkondensator
C9	10nF	polyesterkondensator
C10	470pF	keramisk kondensator
C11	47nF	polyesterkondensator
IC1	MC1310	integreret kredsløb
D1	ZPD12	zenerdiode
D2	CQY26	lys-emitterende diode



**Fig. HF361.1**  
Mini super-heterodyn mellembølge modtager med ferritantenne.

## HF361 JUNIOR MELLEMBØLGE MODTAGER

HF361 er et skoleeksempel på opbygningen af en ægte »super-heterodyn» mellembølgemodtager. Konstruktionen kan næppe konkurrere prismæsigt med de mange billige importerede mellembølge modtagere, men opbygningen gør den velegnet til undervisning. Med en HF361 får man totalt indblik i radiomodtagerens konstruktion, opbygning og trimming.

### DIAGRAMMET

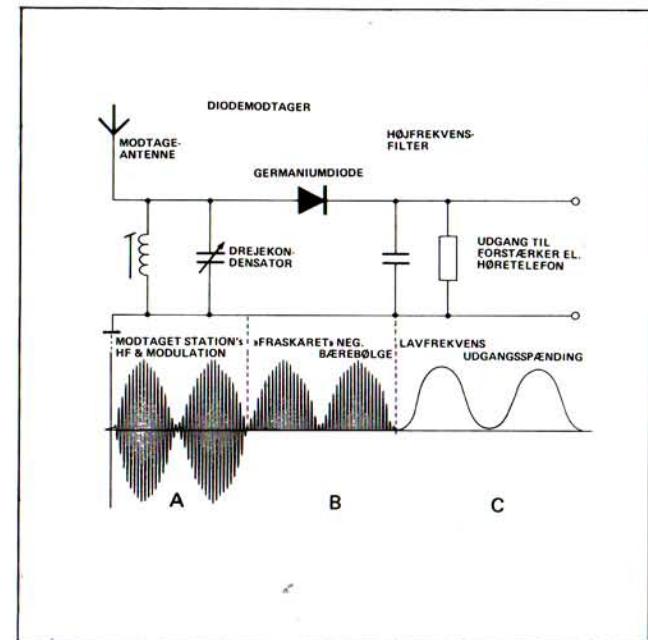
I det følgende forklares om sending med bærebølge og modulation, om diodemodtageren, retmodtageren og blander-modtageren efter »super-heterodyn» princippet.

### Senderen

Radiosendere på mellembølgebåndet sender AM - dvs. Amplitude Moduleret, eller på klart sprog STYRKESTYRET.

Man udsender en høj frekvens gennem antennen. Denne høje frekvens

**Fig. HF361.2.**  
Typisk diode-  
modtager.  
Modtagerens  
signalbehand-  
ling er vist på  
kurven ved A,  
B og C.



kaldes for BÆREBØLGEN. Bærebølgen er nødvendig for radiobølgers 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.

### Diodemodtager

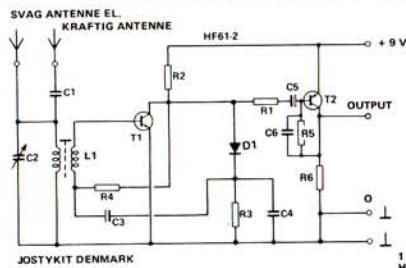
På fig. HF361.2. ses en diodemodtager i helt traditionel form. Den eneste forskel fra denne og de tidligere krystalmodtagere er, at dioden er af halvledende materiale. Funktionen er den samme.

Det modtagne antennesignal ledes ind til en SUGEKREDS. Denne kreds kan afstemmes til modtagefrekvens med drejkondensator. Kredsen tilslader 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.

Kurven under diagrammet viser: A: den modulerede bærebølge, B: den overførte positive del af den modulerede bærebølge og C: den filtrerede modulation uden bærebølge.

Uden diode ville udgangsspændingen være symmetrisk omkring nul. Det



**Fig. HF361.3.**  
Udvidet detektormodtager med HF forstærkning og dobbelt lavfrekvensforstærkning - eksempel fra HF61.

ville betyde, at den resulterede udgangsspænding til telefon eller forstærker var nul, hvis dioden manglede.

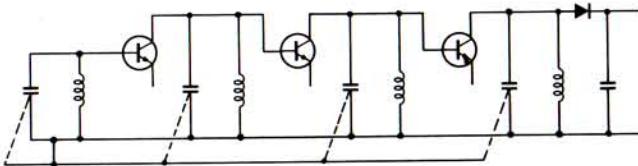
#### Retmodtager

En retmodtager består af en række afstemte kredse med forstærkere mellem hver kreds. Denne form for modtagere benyttedes i radioens »barndom» og den var både selektiv og havde stor følsomhed, men en drejkondensator med stor nøjagtighed og lige så mange parallelle sektioner var nødvendig. Den store følsomhed kunne kun opnås ved fuldkommen parallelt løbende drejkondensatorteknioner. Det kan kun vanskeligt lade sig gøre at justere en sådan modtager til ensartet følsomhed over hele modtageområdet, hvorfor denne modtager nu er erstattet af »superen».

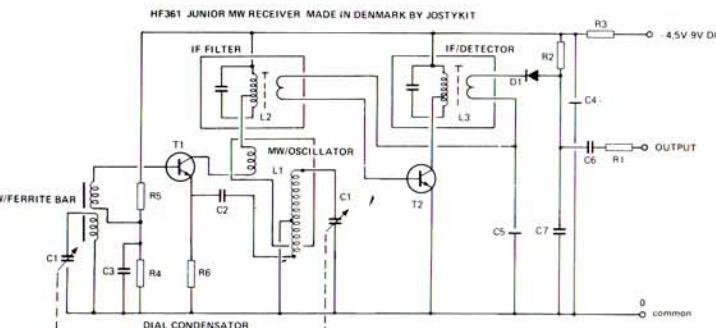
HF61 indeholder en diodemodtager med både HF forstærkning og LF forstærkning i samme transistor, se tegningen ovenfor.

Det selektive filter med spole og drejkondensator genkendes fra diodemodtageren. Modtagesignalet fra sugekredsen forstærkes op i transistoren og detekteres med dioden på transistorens udgang.

Det detekterede lavfrekvensignal føres efter ind i transistoren til LF-forstærkning. For ikke at kortslutte HF-forstærkningen, udtages det forstørrede LF-signal gennem en modstand og en kondensator. Denne modtager har lidt bedre stationsadskillelse end en ren diodemodtager og et væsentligt kraf-



**Fig. HF361.4.**  
Typisk retmodtager med drejkondensatorer i hvert eneste trin.



**Fig. HF361.5.**  
HF361 diagrammet med kombineret indgangstrin, blander og oscillator, - samt mellemfrekvensforstærker og detektor med AGC.

tigere LF-signal på udgangen. Selv om HF61.2 ikke har retmodtagerens selektivitet og følsomhed, har man med en simpel konstruktion fået et pånt resultat.

#### 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 et OSCILLATÖRSIGNAL, således at en helt ny frekvens dannes kunstigt. Denne frekvens kaldes MELLEMFREKVENSEN.

HETERODYN eller STØDTONE-princippet kan på en simpel måde anskueliggøres akustisk. Fløj en ren tone og bed en anden person om at ramme den samme. Såfremt de to fløjetoner ikke er helt ens, vil en ny tone opstå. Det giver en skurrende u-musikalsk lyd. Hvis de to fløjetoner er meget forskellige i tonehøjde, vil det være vanskeligt at høre stødtonen eller MELLEM-FREKVENSEN.

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 drejkondensatoren 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, selvom indgangskredsen har et godt 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 detektormodtager, men en del af det detekterede signal benyttes til AGC-regulering. (AGC = Automatic Gain Control / automatisk forstærknings regulering). Dette signal føres til en forholdsvis stor elektrolytkondensator.

Såfremt det modtagne signal er kraftigt, vil AGC-spændingen også være kraftigt, og da dioden vender »negativt», kan denne spænding bruges til en 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 mellemfrekvenspolerne 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 simple 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 én gang.

Drejekondensatoren for hver enkelt trin er derved overflødigjort. 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 problemer med SPEJLSELEKTIVITETEN.

For at forstå, hvad spejlselektiviteten er, kan vi regne lidt på blandings-signalerne fra to frekvenser:

**OSCILLATORSIGNALET + ANTENNESIGNALET = ± MELLEM-FREKVENSIGNALET,**

men man kan også opnå samme mellemfrekvens med:

**OSCILLATORSIGNALET - ANTENNESIGNALET = ± MELLEM-FREKVENSIGNALET.**

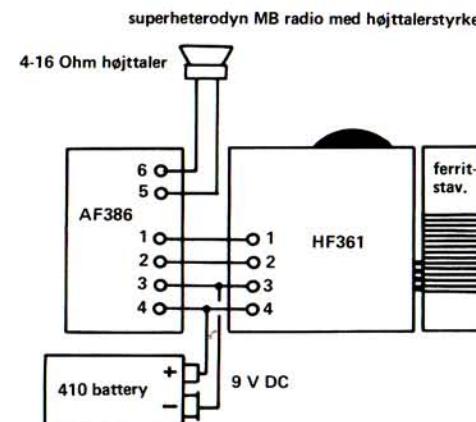
Da oscillatorsignalet er indstillet til en bestemt værdi med skalaknappen og mellemfrekvenssignalet er fast bestemt, kan to forskellige antennesignaler give samme mellemfrekvenssignal. Lad os vælge:

$$\text{OSC/1200 kHz} + \text{ANT/745 kHz} = 455 \text{ kHz}$$

eller:

$$\text{OSC/1200 kHz} - \text{ANT/1655 kHz} = 455 \text{ kHz}$$

**Fig. HF361.6.**  
HF361 og  
AF386 sammenkobles for  
højttalerstyrke.



## TILSLUTNING

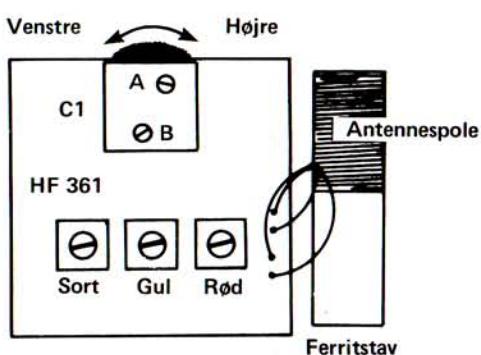
HF361 afgiver et lavfrekvensignal til en forstærker eller en højohm høretelefon - dvs. en impedans større end 1 kOhm. HF361 kan altså IKKE drive en højttaler direkte.

Tegningen fig. HF361.6. viser, hvorledes man tilkobler modtageren til den lille lavfrekvens højttalerforstærker AF386. Således tilsluttet er det nemt at trimme HF361 ind til størst mulig følsomhed.

Hvis det benyttede batteri har en høj indre modstand, kan man komme ud for hyl eller bloppen i højttaleren. Derfor skal man i disse tilfælde benytte et bedre batteri, eller man kan montere en elektrolytkondensator på 1000uF/16 volt over plus og minus på batteriet - eller loddeøjnene 3(+) og 4(-).

## TRIMMING

Når HF361 er tilsluttet batteri, forstærker og højttaler, skruer man op for styrken til der høres sus. Derefter skal de farvede spolekerner sort, gul og rød samt ferritstaven justeres:



**Fig. HF361.7.**  
Trimming af  
HF361. Man  
skal justere  
oscillatorspo-  
len (rød), MF-  
spolen (gul) og  
detektorspolen  
(sort), samt  
ferritstaven i  
forhold til spo-  
len.

C1	0-120pF/0-150pF	drejekondensator
C2	4,7nF/125V	keramisk kondensator
C3	4,7nF/125V	keramisk kondensator
C4	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C5	6,8uF/40V	elektrolytkondensator
C6	100nF	polyesterkondensator
C7	47nF	polyesterkondensator
L1	SS83 - Rød	MB OSC spole 640 kHz-1.600 kHz
L2	SS80 - Gul	MF spole 455 kHz
L3	SS82 - Sort	DET spole 455 kHz
D1	-	AA143 eller AA119
T1	BF199	HF NPN transistor
T2	BF199	HF NPN transistor
1	S901	Ferritstav
1	S902	Spole

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 VENSTRE-STILLING. 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 venrestilling. Hvis disse to trimmemuligheder benyttes, må man atter eftertrimme på både ferritstav og C1A trimmekondensator.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	9 V DC fra batteri typ. 410
Strømforbrug . . . . .	4 mA
Udgangsspænding . . . . .	100 mV
Montageområde . . . . .	540-1600 kHz
Funktionstype . . . . .	superheterodyn

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	18 kOhm	1/4 W modstand
R2	220 kOhm	1/4 W modstand
R3	220 Ohm	1/4 W modstand
R4	5,6 kOhm	1/4 W modstand
R5	18 kOhm	1/4 W modstand
R6	3,3 kOhm	1/4 W modstand

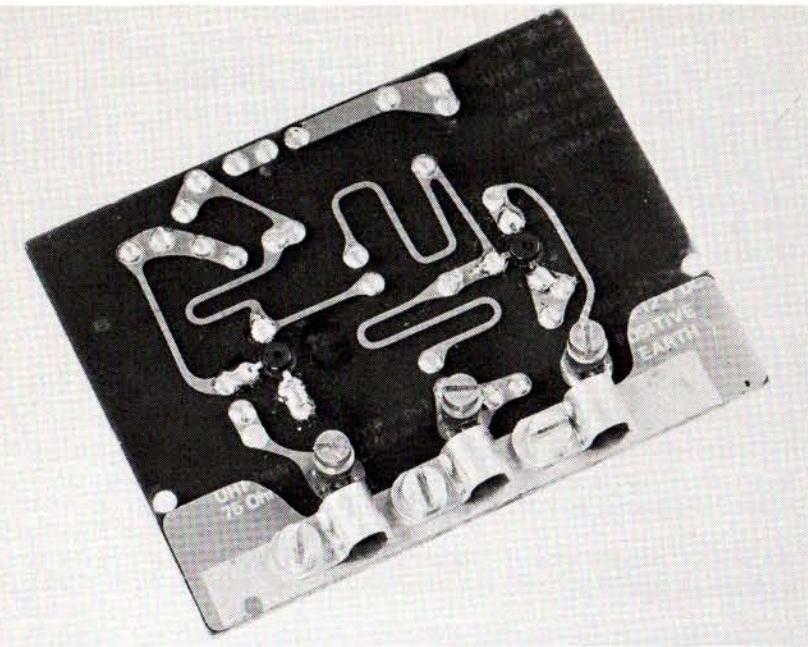


Fig. HF385.1.  
UHF/VHF antenneforstærkeren er opbygget på dobbeltsidigt printplade med afstemte strip-lines indlejret i selve printpladen.

## HF385 VHF-UHF ANTENNEFORSTÆRKER

Begrebet antenneforstærker hører til blandt de mest misforståede i elektronikken. Alt for mange betragter en antenneforstærker som en vidundertingst, der kan trække et perfekt TV-billede frem der, hvor man ellers intet kan se. Det kan *ingen* antenneforstærker, heller ikke dem med 30 til 40 dB's forstærkning. Det er med dB'erne som med watt'erne, man fristes til at tro, at en højtforsærkende antenneforstærker altid vil være bedre end en middel eller lavt forstærkende. Det er langtfra altid tilfældet.

Det det virkelig drejer sig om med antenneforstærkere er: 1) at opnæve signaltabet fra antenne til modtager - ofte gennem fordelerdåser, 2) at forstærke signalet med lavere egenstøj end modtageren - og kun tilpas meget, samt endelig 3) at samle signalet fra flere antenner i en og samme kabelnedføring.

Desuden skal en antenneforstærker være konstrueret således, at den kan anbringes tæt på antennen - ofte i det fri - og strømmen til forstærkeren skal kunne løbe op gennem samme kabel, der fører TV-signalerne ned til modtageren.

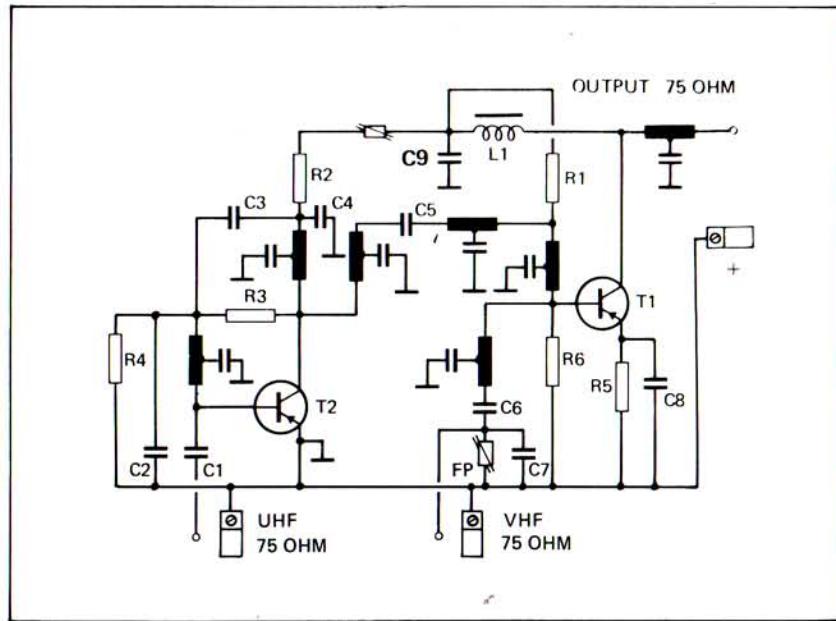


Fig. HF385.2.  
Diagrammet ser umiddelbart kompliceret ud, men næsten halvdelen af komponenterne befinner sig som mønstre i selve printet.

HF385 giver en forstærkning på mellem 10 og 20dB afhængig af frekvens. Det er tilstrækkeligt til at opnæve kabeltabet i en nedføringsledning på ca. 50 meter. Er kablet kortere, vil der være lidt ekstra forstærkning til rådighed. Det er af betydning af hensyn til støjen. HF385 støjer ca. 3dB mindre end et standard TV-indgangstrin. Derved kan man opnå et 3dB forbedret billede. Det svarer til at et billede med *lidt* støj (»grus») bliver helt klart. Endelig er HF385 forsynet med to indgange. En for UHF antennerne og en for VHF antennerne. Så behøver man ikke et samleled for fælles signalnedføring - med de tab et sådant filter altid giver.

Med de nævnte fordele er HF385 den ideelle villa antenneforstærker for TV. Den tillader tilpas kabellængde og giver nok forstærkning til en lille billedforbedring. Med større forstærkning opnås kun mere *krydsmodulation*. Det er af det onde, fordi det kan give spøgelsesbilleder eller bølgelinier på skærmen.

### DIAGRAMMET

Der er to UHF transistorer af PNP type i HF385. T2 forstærker kun UHF signalet og T1 forstærker både UHF og VHF signalet. Signalerne opsplittes og impedanstransformeres via afstemte ledninger i printpladen - såkaldte *strip-lines*. Derved undgår man at skulle vikle spoler og får altid samme ensartede gode resultat.

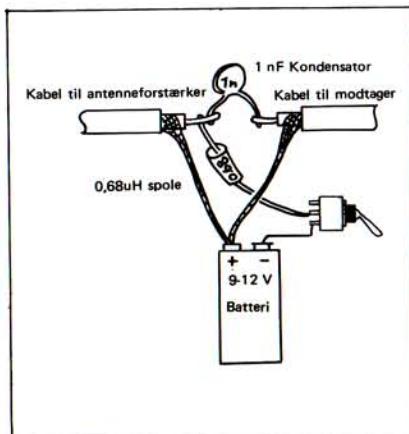
UHF signalet skal passere to transistorer fra indgang til udgang. Det er fordi transistorerne har mindre forstærkning ved UHF end ved VHF. Ved konstruktionen er der lagt vægt på at få en rimelig men ikke for høj forstærkning af visse frekvenser. UHF signalerne kan forstærkes ca. 6-10 dB i hver transistor og VHF signalerne kan forstærkes hele 20 dB i bare een transistor. Derfor vil UHF signalet forstærkes 12 til 20 dB gennem *to* transistorer.

UHF signalet tilføres T2 gennem en ganske lille kondensator på 22pF - C1. Kondensatoren filtrerer VHF signalerne fra i forbindelse med printspolen fra basis til C2. Derved undgås forstyrrende frekvenser i lavere TV og radio bånd. Fra T2's basis til kollektor forstærkes signalet ca. 10 dB. Kollektoren er belastet med en afstemt strip-line til UHF. Det dæmper igen VHF og radio frekvenser. Udgangssignalet fra UHF forstærkeren tilføres via et samlefilter basis på T1. Denne basis tilføres også signal fra VHF indgangen.

VHF signalet tilføres basis på T1 via et båndpasfilter. Filteret består af ferritperlen PF og kondensatorerne C6 og C7. Ferritperlen kortslutter lave frekvenser i radiobåndene under 50 MHz, og kondensatoren C7 fjerner UHF signaler på VHF indgangen. De filtrerede VHF signaler overføres til basis af T1 gennem et UHF filter i selve printpladen. Dette filter kan overføre VHF signaler men stopper UHF signalerne. Så løber de ikke ud gennem VHF indgangen.

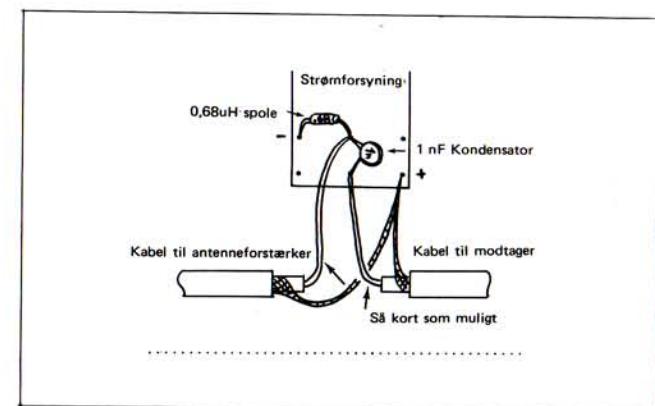
Udgangssignalene fra HF385 tappes på kollektor på T1, der er tilsluttet nedføringskablet direkte. Det sker gennem endnu en printspole, der er placeret i udgangen. Den tilpasser T1's kollektor til udgangsimpedansen, 75 Ohm. L1 er en drosselspole. Den fjerner al VHF og UHF signal men overfører batterispændingen.

HF385 er udformet med PNP transistorer, og da strømmen føres op i samme ledning, som man fører signalet ned i, er det nødvendigt at benytte skærmen til plus og inderlederen til minus. Før TV-modtageren indsættes en spole og en overføringskondensator, som igen adskiller TV-signalet til modtageren fra DC-spændingen til en strømforsyning. Sådan en strømforsyning med skillefilter findes under afsnittet NT385. Dens spænding er 12 volt, og her arbejder HF385 bedst, - dvs. med mest forstærkning og lavest krydsmodulation.



**Fig. HF385.3.**  
Tilkobling af strøm fra batteri

**Fig. HF385.4.**  
Tilkobling til  
NT385 strømforsyning.

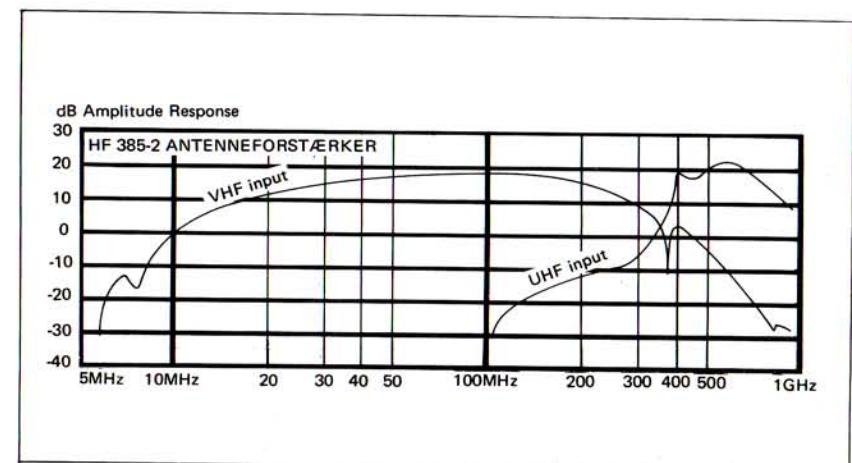


## TILSLUTNING

Hvis man vil have fuld glæde af en antenneforstærker som HF385, må man altid benytte rigtigt afskærmet 75 Ohm kabel. Kablet skal splittes op og inderlederen skal adskilles fra skærmen. Man skal også tage hensyn til de opsplittede ledningers længder. Ved opsplitningen af en antennaledning ændrer impedansen sig. Derfor gælder det om at splitte så kort et stykke kabel op som muligt. I modsat fald vil man få »mistilpasning». Det kan reducere den brugbare forstærkning.

Fig. HF385.3 viser, hvorledes man kan skyde et simpelt batteri ind på kablet bag TV-apparatet, og fig. HF385.4 viser, hvordan man tilkobler en NT385 netstrømforsyning.

Strømforsyningen leveres i byggesæt med indbygningskasse. Det gør antenneforstærkeren ikke, - men det skal på det kraftigste anbefales at benyt-



**Fig. HF385.5.**  
Frekvenskurve for VHF og UHF indgang

te en specialbox type B850 til udendørs brug. Boxen er tæt nok til at afskærme for regn og »utæt» nok til at sikre imod opsamling af kondensvand. Den monterede og perfekt fungerende antenneforstærker bør lakeres med epoxy- eller celluloselak for optimal vejrbestandighed.

## TEKNISKE DATA

På kurven fig. HF385.5. vises frekvensområderne for VHF og UHF indgangen. VHF forstærkeren giver 10 dB's gain fra 20 MHz til 300 MHz og UHF forstærkeren giver over 10 dB fra 400 til 800 MHz.

### 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

## KOMPONENTELISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
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	22pF/125V	keramisk kondensator
C2	470pF/125V	keramisk kondensator
C3	470pF/125V	keramisk kondensator
C4	470pF/125V	keramisk kondensator
C5	3,3pF/125V	keramisk kondensator
C6	27pF/125V	keramisk kondensator
C7	10pF/125V	keramisk kondensator
C8	470pF/125V	keramisk kondensator
C9	470pF/125V	keramisk kondensator
T1	BF479	UHF transistor
T2	BF479	UHF transistor
L1	0,68 uH	drosselspole

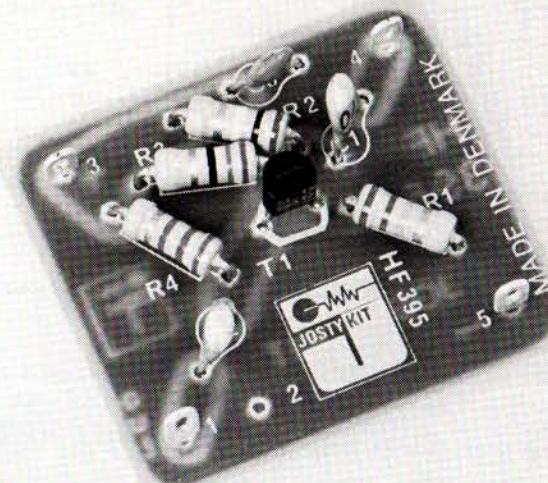


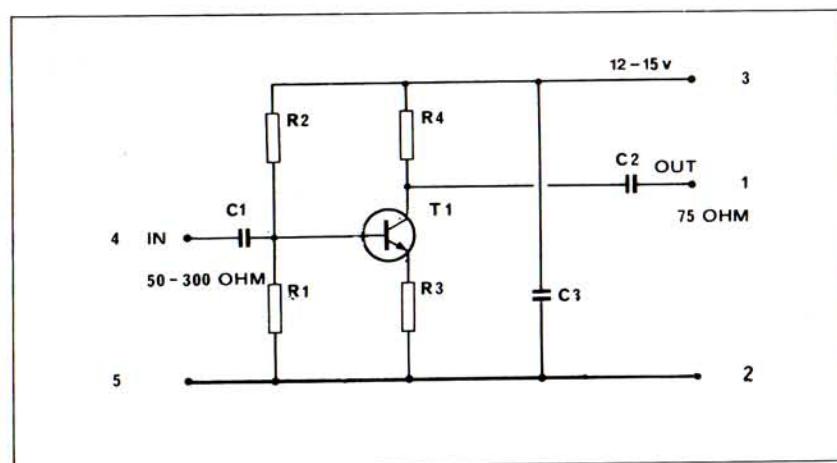
Fig. HF395.1.  
En simpel lille antenneforstærker med bare 7 komponenter.

## HF395 AM-FM BREDBÅND ANTENNEFORSTÆRKER

HF395 er en bredbånds antenneforstærker til radiobåndene. Den forstærker påtænkt og giver impedanstilpasning til uafstemte antenner, specielt i AM radiobåndene. Derfor kan den forbedre modtageforholdene, hvis den benyttes med fornuft. For denne antenneforstærker gælder samme forhold som for HF385. Læs indledningen til HF385 afsnittet, som beskriver i hvilke tilfælde en antenneforstærker med fordel kan benyttes.

HF395 er en typisk begynderopstilling. Den indeholder kun 4 modstande, et par kondensatorer og en lille HF transistor. Alligevel kan den forbedre modtagelsen af specielt AM-radio ganske væsentligt. Så for en yderst ringe anskaffelsespris, får man en god lille opstilling for:

Langbølge  
Mellembølge  
Kortbølge  
Walkie-talkie (husk antennenrelæ skal indbygges)  
TV kanal 2-4 og til dels også kanal 5-12  
2-meter amatørband 144-146MHz



**Fig. HF395.2.**  
Diagrammæssigt ligner HF395 en almindelig lavfrekvens forstærker.

Ved AM båndene, langbølge og kortbølge skal man normalt have store antennemedimensioner. Det er for at opnå tilstrækkelig lav antenneimpedans. Det behøver man ikke med HF395. Den virker ved disse bånd - og for en del af kortbølgebåndet også - som impedansomsetter og forstærker samtidig. Derved kan man opnå et væsentligt kraftigere modtagesignal selv på en antennepå et par meter. En »halvdød» mellembølgeradio med udvendig antenneingang får pludselig nyt liv.

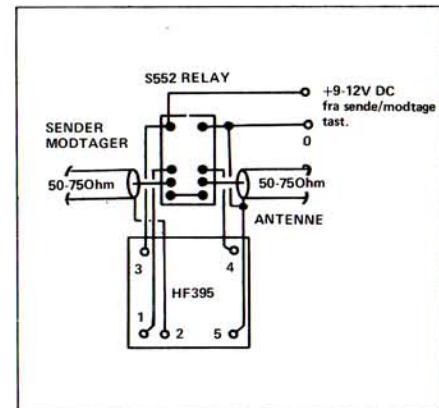
For walkie-talkie båndet på 27MHz kan man også opnå et bedre resultat i form af højere forstærkning og højere antennemedimpedans, men her skal man specielt passe på to ting. For det første kan en walkie-talkie sende - den afgiver effekt. Denne effekt vil øjeblikkelig ødelægge transistoren i HF395, hvis man taster senderen. Derfor må der indskydes et antennerelæ, som vist på fig. HF395.3. Relæet kobles til senderens kontakt for sende-modtage skift. En anden ting er, at bedre walkie-talkie antennen er tilpasset en impedans på 50 ohm. Derfor har man ikke særlig glæde af HF395 med professionelle antennen til walkie-talkie. Kun hvis den anvendte walkie-talkie har for ringe indgangsfølsomhed eller for stor egenstøj, kan HF395 hjælpe. Er walkie-talkien af de bedste, vil HF395'eren blot give mere baggrundsstøj og krydsmodulation. Der er altså tilfælde, hvor en HF395 antenneforstærker er uanvendelig. Det bør man betænke, før den bygges.

For TV og FM-radio gælder samme betragtninger. Hvis modtageren er i orden, har antenneforstærkeren værdi, der hvor man ønsker at opnå et kabeltab. Nogenlunde det samme gælder moderne 2-meter amatørmodtagere.

Kun 2-meter modtagere med mange år »på bagen» vil kunne peppes op med en HF395 antenneforstærker.

Af diagrammet fig. HF395.2. ses det, at antenneforstærkeren er opbygget næsten som en almindelig lavfrekvensforstærker. Ligheden er slænde og beregningerne for modstandene er da også de samme. Rent faktisk er kun transistoren anderledes. Det er en decideret VHF-transistor til maksimalt 550

**Fig. HF395.3.**  
Tilslutning til walkie-talkie med antennerelæ sikrer T1 imod ødelæggelse ved sending.

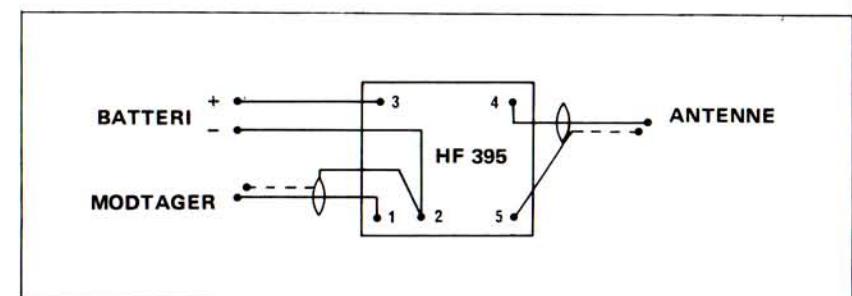


MHz. Den er konstrueret således, at den har en meget lille tilbagevirkningskapacitet fra kollektor til emitter. Derved sikres man bl.a. mod selvsving og den vanlige *neutrodynstabilisering*, som kendes fra de første transistorbestykkede opstillinger kan undgås. De eneste komponenter, som adskiller HF395 antenneforstærkeren fra sædvanlige lavfrekvens forstærkere, er de ganske små kondensatorer i indgang og udgang. De er på 470pF. Tilstrækkeligt til at overføre radiofrekvenser og nok til at spærre for forstyrrende lavfrekvenser.

## TILSLUTNING

Fig. HF395.4. viser, hvorledes man skal tilslutte en HF395 antenneforstærker til radio, antennen og et 9 volt batteri. Bedst er det naturligvis at benytte skærmet ledning mellen antenneforstærker og modtager samt forstærker og antennen. Men hvis der er tale om lang- eller mellembølge er dette ikke kritisk.

Fig. HF395.3. viser, som før omtalt, hvorledes man indkobler et antennerelæ i forbindelse med walkie-talkier. De kan ved sending ødelægge transistoren T1. Synes opbygningen af denne konstruktion for vanskelig eller er den



**Fig. HF395.4.**  
Tilslutning af HF395 til antennen, modtager og batteri.

for svær at tilkoble walkien, vil den decidedede 27MHz walkie-talkie antenne-forstærker JK12 være at foretrække. Den har automatisk antenneneomskiftning mellem sending og modtagning.

## TEKNISKE DATA

Tilslutningsspænding . . . . .	12-15 V
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 . . . . .	1 kOhm
Udgangsimpedans . . . . .	50-75 Ohm

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	22 kOhm	1/4 W modstand
R2	100 kOhm	1/4 W modstand
R3	18 Ohm	1/4 W modstand
R4	1,2 kOhm	1/4 W modstand
C1	470 pF	keramisk kondensator
C2	470 pF	keramisk kondensator
C3	1 nF	keramisk kondensator
T1	BF199	NPN transistor

## JK-HOBBY SÆT

JK-HOBBY sættene er særlig enkle elektroniske byggesæt med samtlige dele, - også til indbygning. Den første serie blev påbegyndt i 1977 med JK01 til JK10. I 1979/80 blev serien udvidet med ti sæt mere til JK20, og dertil kom også den store JK-HOBBY serie med JK101 og JK105.

Intentionerne med serien er at bringe elektronik ud til hver mand, også de der ikke har og aldrig vil få dybere kendskab til elektronik. Et JK-HOBBY sæt skal i den lille serie være en sjov leg, et spil eller lidt praktisk undervisning i begynderelektronik. Der er lagt vægt på at benytte vor tids moderne IC'er, så man får et velfungerende apparat. Det mest spændende med et JK-HOBBY sæt er funktionen, - derefter det at bygge noget elektronik til en rimelig pris.

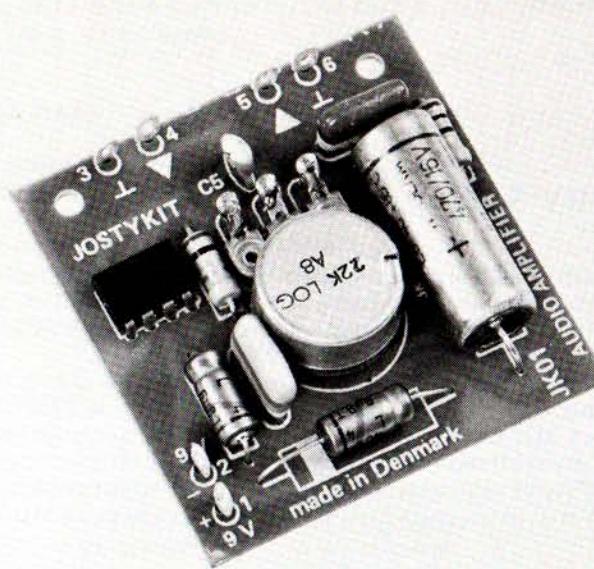


Fig. JK01.1.

JK01 højttalerforstærkeren har volumenkontrol på selve printpladen. Følsomheden på 250mV er tilpasset JK02, JK05 og JK04.

## JK01 HØJTTALERFORSTÆRKER

JK01 er en lille højttalerforstærker på 0,5 watt. Det lyder ikke af meget, men når man betænker, at almindelig stuestyrke kun kræver 0,05 watt, er det rigeligt til hobbyformål.

En højttalerforstærker er nødvendig i mange forskellige sammenhænge. Med den kan man forstærke svage signaler og samtidig omsætte *impedanserne* til 4, 8 eller 16 Ohm's højttalere. Højttalere udgør nemlig tunge belastninger. Netop det får man at føle, hvis man prøver at forsyne JK01 med strøm fra et ganske lille 9 volt batteri eller fra et næsten tomt batteri. Så kan JK01 lyde svagt, forvrænget eller den kan give sig til at »toffe»!

JK01 har en indbygget ekstraforstærkning i basområdet. Derfor vil JK01 på et par store HI-FI højttalere lyde ganske fyldig. Benytter man en dårlig højttaler uden kabinet, vil denne frekvenskompensation bøde på den forringede »tynde» lyd.

Der er volumenpotentiometer på JK01. Derved er det muligt at opbygge en lille radiomodtager eller et samtaleanlæg.

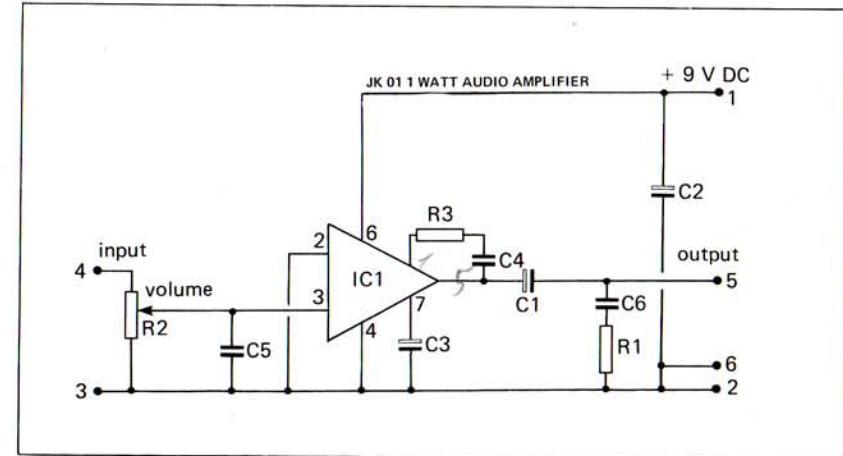


Fig. JK01.2.

For omkring 10 år siden bestod en transistor udgangsforstærker af 6-7 transistorer og mindst 3 gange så mange diskrete komponenter som JK01. JK01 er på flere måder bedre end sådanne forstærkere. Bl.a. er der ikke justeringer for midpunktsspænding og tomgangsstrøm.

## DIAGRAMMET

JK01 er opbygget yderst simpelt. Den eneste aktive komponent er en lille integreret kreds med 8 ben. Den indeholder hele forstærkerkredsløbet. Det gør det specielt enkelt for begyndere at samle forstærkeren. Der er kun 6 ekstra kondensatorer, to modstande og et potentiometer til volumenindstilling.

Kondensatoren C4 og R3 giver øget forstærkning i basområdet. Ved at ændre overgangsfrekvensen for dette filter kan man ændre forstærkerens karakteristik. Modstand og kondensator beregnes efter formlen:

$$f(\text{frekvens}) = \frac{159.000}{R_3 (\text{kOhm}) \cdot C_4 (\text{nF})}$$

$$\text{i JK01, } f = \frac{159.000}{10 \cdot 47} \text{ Hz} = 338 \text{ Hz}$$

I forbindelse med radiomodtagere med god kvalitet som f.eks. sammen med HI-FI FM-tuneren JK04, giver denne frekvens-hævning den optimale lyd. Benytter man i stedet JK01 forstærkeren til et lille samtaleanlæg, kan man med fordel ændre kondensatoren C4 til f.eks. 4,7nF. Derved får man en hævning af frekvensområdet under 3.380 Hz. Det vil fremhæve taleområdet. I forbindelse med en 27MHz walkie-talkie modtager kan området ved 1 kHz hæ-

ves. Prov selv at beregne kondensatoren ved denne frekvens og den faste modstand R3 på 10 kOhm. Udelades kondensatoren C4 helt, er JK01 lineær til mindst 20.000 Hz.

Kondensatoren C1 overfører udgangssignalet fra IC-forstærkeren til højttaleren. Kondensatoren er nødvendig, fordi der under optimale driftsforhold skal ligge halv forsyningsspænding på IC'ens udgang. Kun derved kan signalet svinge ensartet ud med plus og minus signal. Uden kondensator vil udgangen kortsluttes af højttaleren. Dens anden forbindelse går til minus (stel). Kondensatoren C6 og modstanden R1 er nødvendig i de fleste udgangsforstærkere. De tilfører forstærkeren fasedrejning på udgangen, så den ikke kan gå i selvsving på en høj frekvens. Fjernes dette filter, vil forstærkeren fungere som oscillator på 100 kHz i nogle sekunder, hvorefter den ødelægges!

De to elektrolytkondensatorer C2 og C3 afkobler spændingen på batteriet, således at disse udsving ikke overføres til højttaleren. C2 er kun på 6,8uF så den kan kun opretholde batterispændingen kortvarigt. Benytter man et meget lille batteri, må man ændre C2 til 1.000uF/16 volt.

Volumenpotentiometeret R2 har to funktioner. Dels kan man stille signalstyrken på indgangen og dermed lydstyrken til højttaleren, og dels benyttes potentiometeret som elektrisk forbindelse til en indgangstransistor's basis i IC'en. Indgangen i IC1 er differentielt opbygget med PNP transistorer. Derfor skal både ben 3 og ben 2 på IC1 have jævnstrømsforbindelse med batteriets minus. Begge er basis tilledninger. Kondensatoren C5 er indsatt af hensyn til selvsving. Den dæmper kun frekvenserne over det hørbare område.

## TILSLUTNING

JK01 er konstrueret for batteritilslutning. Den kan arbejde med næsten alle batterier i området 4,5 til 12 volt. Med en lav spænding vil den give mindre udgangseffekt. Ved 12 volt kan den give 0,5 watt. Kun hvis batteriet ikke kan give tilstækkelig strøm (og det er for lille eller udbrændt), kan forstærkeren opføre sig mærkeligt. Den kan hyle eller tøffe.

JK01 kan bygges sammen med andre JK-sæt, eller den kan benyttes alene. Bedst og mest sikker funktion opnår man, hvis JK01 strømforsynes fra sit eget batteri. Der er nemlig ikke nogen indgangskondensator i JK01. Det kan give problemer, hvis man ønsker at benytte samme batteri eller samme strømforsyning til en JK01 og et andet JK-sæt. Bemærk specielt at der kan være problemer med sammenkobling af JK01 til JK02 eller JK04!

Tegningen fig. JK01.3. viser, hvorledes man skal forbinde og indbygge en JK01. Benytter man et lille ekstra *phono*-stik i indgangen, bliver universel tilslutning til flere apparater mulig. Man skal da altid forbinde stiften i midten til loddeøje 4 på JK01 printet. Stikkets kappe skal gå til loddeøje 3. Benytter man lange ledninger, må kablet være skærmet. Det er da skærmen, der skal benyttes som forbindelse mellem stikkets kappe og loddeøje 3 (common)

JK01 kan benyttes til baby-sitting anlæg eller samtaleanlæg sammen med JK02 mikrofonforstærkeren. En højttaler benyttes som mikrofon. Bedst er det at anskaffe en lille højttaler som L805. Den kobles til JK01's indgang gennem en impedanstransformator T410. En styrken ikke tilfredsstillende, kan man kortslutte IC1's ben nr. 1 til nr. 8. Derved øges forstærknigen fra 20 til 200 gange. Men samtidig kan der komme lidt forvrængning, fordi IC'en udgangsspænding forskyes. Benytter man i stedet en kondensa-

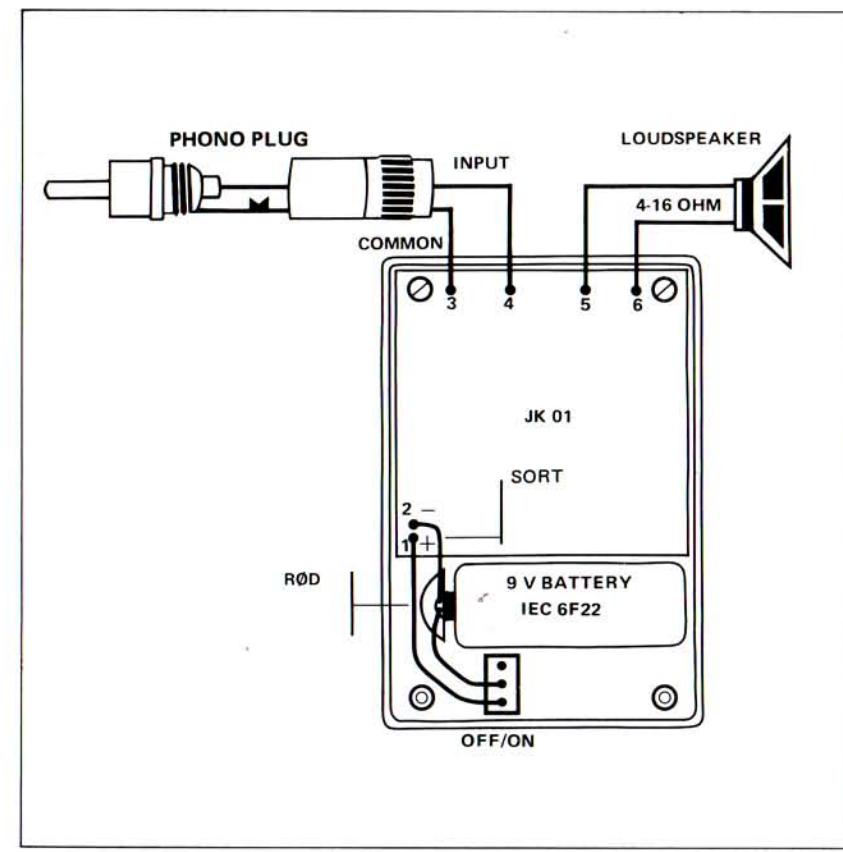


Fig. JK01.3.

JK01 indbygges sammen med batteri, afbryder og tilslutningsbøsninger i en lille plastbox.

tor på 5-10uF fra ben nr. 1 til 8, er det fulde spændingssving til rådighed. Størst styrke opnås, hvis man samtidig indbygger højttaleren i en lille ekstra kasse. Så vil lyden ikke kortslutte akustisk.

I det følgende afsnit om andre JK-sæt indgår forstærkeren JK01 som fast bestanddel. Andre højttalerforstærkere kan også benyttes.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	4,5-12V DC
Strømforbrug . . . . .	4-150mA

Udgangseffekt med 10% harm. forvr.. . . . .	0,5W
Frekvensgang uden baskompensation . . . . .	.3dB/80-15.000Hz
Følsomhed for fuld udstyring i 4Ohm/12V. . . . .	250mV/25mV(1-8 korts.)
Højttalertilslutning . . . . .	4-16 Ohm
Harmonisk forvrængning ved 0,1W/1kHz/4Ohm . . . . .	0,3%

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	10 Ohm	1/4 W modstand
R2	22 kOhm	log potentiometer
R3	10 kOhm	1/4 W modstand
C1	470uF/16V	elektrolytkondensator
C2	6,8uF/25V	elektrolytkondensator (1.000uF ved mindre batt.)
C3	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C4	47nF/250V	polyesterkondensator (bas-boost ved 338Hz)
C5	220pF/125V	keramisk skivekondensator
C6	100nF/250V	polyesterkondensator
IC1	LM386	højttalerforstærker IC

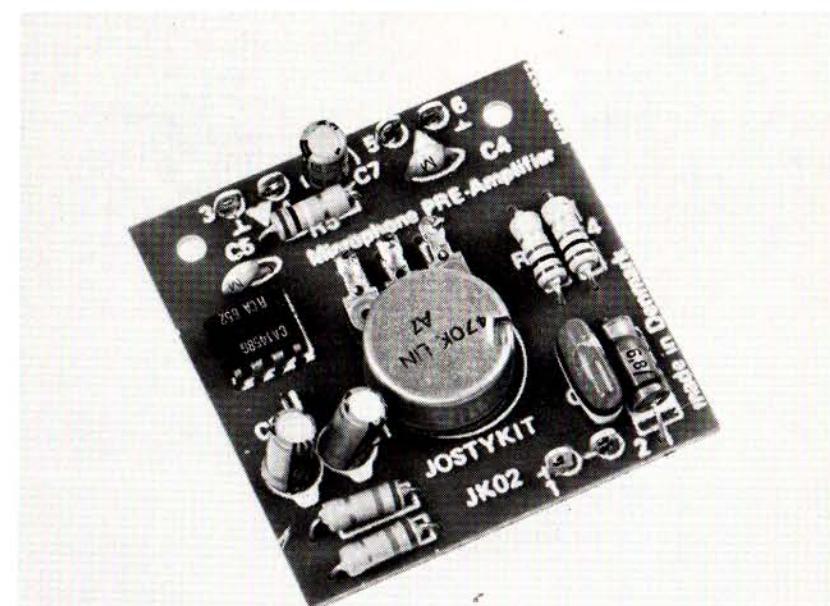


Fig. JK02.1.

JK02 er en forstærker med potentiometer til indstilling af forstærkningen. Ved justering af selve forstærkningen kan man opnå det optimale forhold mellem overstyring og forstærkning.

## JK02 MIKROFON FORFORSTÆRKER

En lille højttalerforstærker har normalt en indgangsfølsomhed på godt 200mV. Det har f.eks. JK01. Denne følsomhed er tilstrækkelig til at liniesignaler fra FM-tuner eller bånd-spiller kan bringes op til højttalerstyrke. Men mikrofoner giver slet ikke så meget signal fra sig - typisk 1 til 5mV for standard høj-ohm mikrofoner. I samtaleanlæg, hvor man benytter højttaleren som mikrofon, er der slet ikke signal nok. En højttaler benyttet som mikrofon giver kun 0,5mV fra sig. Derfor må man have en mikrofon forstærker og evt. en tilpasningstransformator til rådighed. Også i forbindelse med mikrofoner til walkie-talkie skal der forstærkes fra få milli-volt til linieniveauet 250mV.

indstilles til den forstærkning, man har behov for. På potentiometeret R6 kan den indstilles mellem 2 og 470 gange. Det betyder, at indgangssignaler mellem ca. 0,5mV og 125mV giver et udgangssignal på 250mV.

I forbindelse med et vellydende baby-sitter anlæg eller et lille samtale-anlæg, skal der ydermere benyttes en højttalertransformator type T410. Den omsætter højttalerens 4-16 ohm til 10 kohm og spændingsforstærker mindst 25 gange. Man kan sende det signal, en højttaler opfanger, direkte ind i en

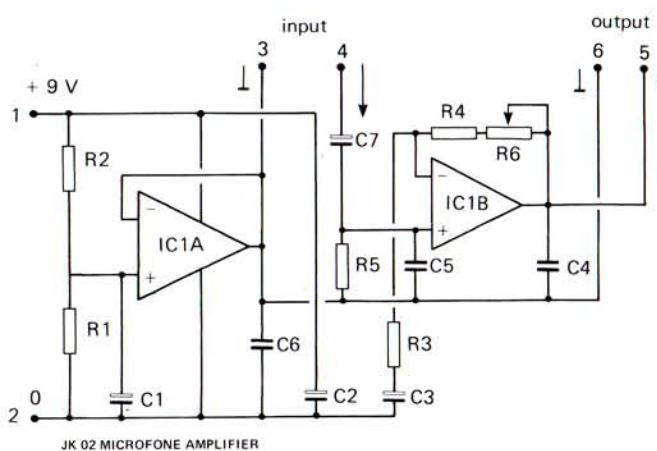


Fig. JK02.2.

Den lille JK02 er bestykket med en 8-ben IC med to operationsforstærkere. Den ene indgår i strømforsyningen, den anden er den egentlige forstærker.

JK02 mikrofonforstærker, men lyden vil blive meget mørk. Det kan en T410 afhjælpe.

#### DIAGRAMMET

JK02 er opbygget med en lille 8-bens IC: Den indeholder to operationsforstærkere (op-amp'er). Den ene benyttes som forstærker og den anden indgår i spændingsforsyningen. IC1B forstærkeren arbejder bedst med plus-minus-forsyningsspænding. Derfor skabes der et kunstigt midtpunkt med den halve forsyningsspænding. Denne spænding står over modstanden R1, fordi R1 og R2 er lige store og deler forsyningsspændingen mellem sig. Hvis batteriet er på 9 volt, vil der stå 4,5 volt over R1 og den samme spænding over R2. Hvis der under brug går en lille strøm i stel, må midtpunktet være stabilt. Det sørger IC1A for. Der er koblet som spændingsfølger. Dvs. der ligger nøjagtig samme spænding på dens udgang som på + indgangen. Men på IC1A's udgang kan man trække strømme på op til plus/minus 20mA uden at spændingen flytter sig. Det kan man ikke direkte over R1/R2-spændingsdelen. C1 på IC1A's indgang kobler vekselspændingssignalerne sammen fra midtpunktet til batteriets minuspol. Derved sikres stabilitet, uanset om en efterfølgende forstærker arbejder med plus/minus-spænding eller kun med en positiv forsyningsspænding.

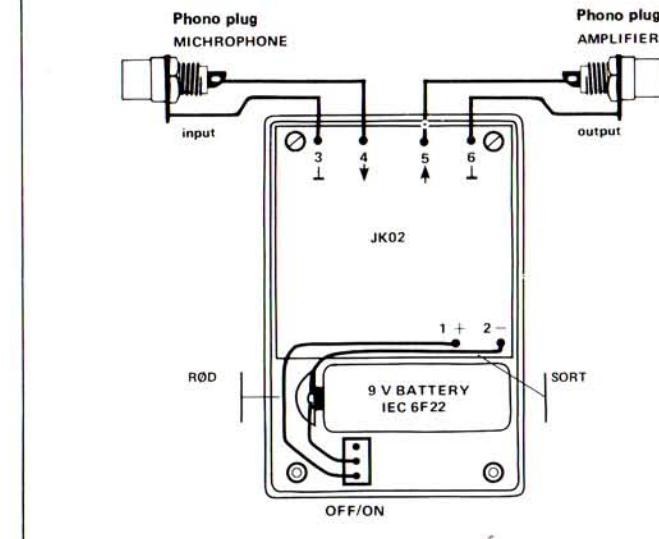


Fig. JK02.3.

Således kan JK02 sluttes til en phono bøsning og et phono stik.

Men på trods af dette kan man *ikke* tilkoble en JK01 og en JK02 sammen direkte med samme batteri men udmærket med to batterier. Det er fordi stel på JK02 forstærkeren er kunstigt hævet til den halve forsyningsspænding. Derfor må man vælge enten at benytte to batterier eller en elektrolyt-overføringskondensator på f.eks. 4,7uF/40V fra JK02's udgang nr. 5 til JK01's indgang nr. 4.

IC1B er den egentlige forstærker i JK02. Den giver en forstærkning, der varierer mellem 2 og 470 gange efter formlen:

$$\text{forstærkningen } g = \frac{R_3 + R_4 + R_6}{R_3}$$

$$\text{i JK02: } g = \frac{1k + 1k + 0}{1k} = 2 \text{ gange med } R_6 \text{ på nul,}$$

$$\text{eller: } g = \frac{1k + 1k + 470k}{1k} = 472 \text{ gange med } R_6 \text{ fuldt op-drejet.}$$

Nu er der tale om en billig standard operationsforstærker af typen 1458. Den har stor forstærkning ved jævnspænding, men dens forstærkning falder, når den skal til at forstærke hurtige vekselspændinger. I databladet over denne operationsforstærker opgives, at den kun kan give 100 ganges forstærkning ved 10.000 Hz! Det kan i databladet også aflæses, at forstærkeren

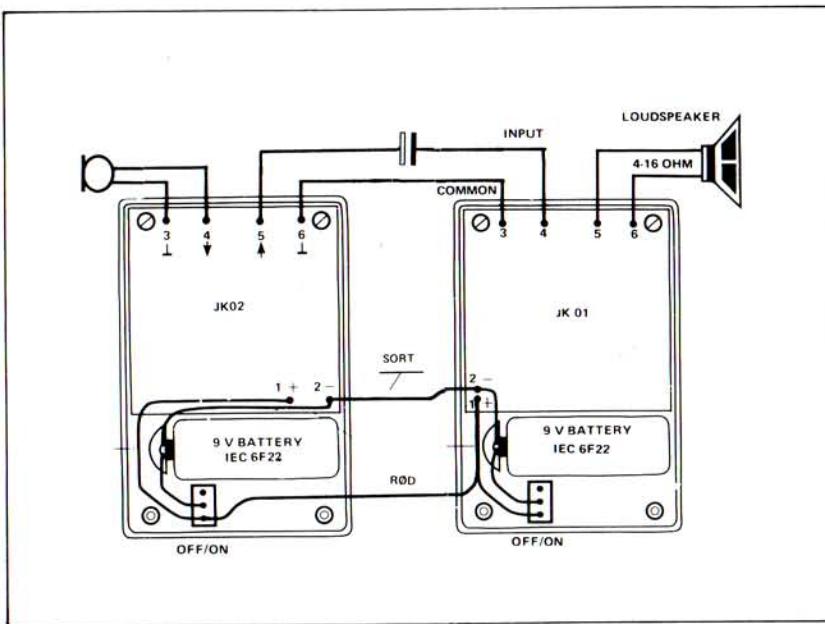


Fig. JK02.4.

JK01 og JK02 kan kun arbejde på samme batteri eller strømforsyning, hvis man benytter en lille  $4,7\mu F/25V$  elektrolytkondensator mellem dem.

kun kan gengive umodkoblede frekvenser på 2.000 Hz ved 472 gange forstærkning. Derfor vil JK02 gengive diskanttonerne meget svagt, når man udnytter den fulde forstærkning. Skruer man f.eks. op for en højttalermikrofon (der giver et svagt signal), vil det blot lyde »grødet». Den kræver nemlig stor spændingsforstærkning for at få de  $0,5mV$  op på  $250mV$ . Det er den egentlige årsag til, at det anbefales også at benytte en højttalertransformator af typen T410 mellem højttalermikrofonen og JK01 udgangsforstærkeren - sammen med JK02 forforstærkeren.

I den oprindelige JK02 konstruktion blev der benyttet kondensatorer direkte på operationsforstærkerernes udgange. Det må idag anses for noget af en fejltagelse. Operationsforstærkerne er nemlig med tiden blevet bedre og dermed bred-båndede. Dvs. de gengiver bedre de høje frekvenser. Samtidig bliver de nemmere ustabile med kapacitive belastninger over udgangen. Derfor bør man aldrig benytte C6 og C4, hvis JK02 kan arbejde uden. C5 er en kondensator, der både sikrer imod selvsving og HF-indstråling af »Radio Moskva». Den er på  $220pF$  og fornuftigt anbragt på dette sted - også i forbindelse med hurtige operationsforstærkere.

## TILSLUTNING

Tilslutningstegningen fig. JK02.3. viser, hvorledes man skal forbinde en JK02 forforstærker med phono-indgangsbøsning og phono-udgangsbøsning.

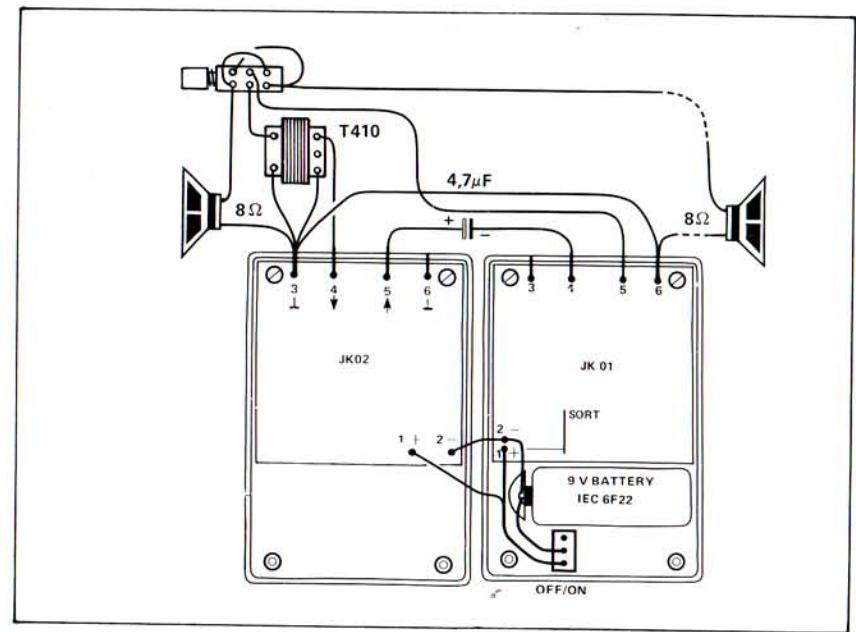


Fig. JK02.5.

Man kan med fordel benytte den lille T410 transformator til et vellydende baby-sitting anlæg. Den giver spændingsforstærkning, så man kan benytte en minihøjttaler som mikrofon (f.eks. L805).

Hvis man benytter lange ledninger mellem indgang og signalkilde, anbefales det altid at benytte skærmet kabel. Inderlederen skal gå til stik/bøsningsens midterben og skærmen til stel - i JK02 enten nr. 3 eller nr. 6.

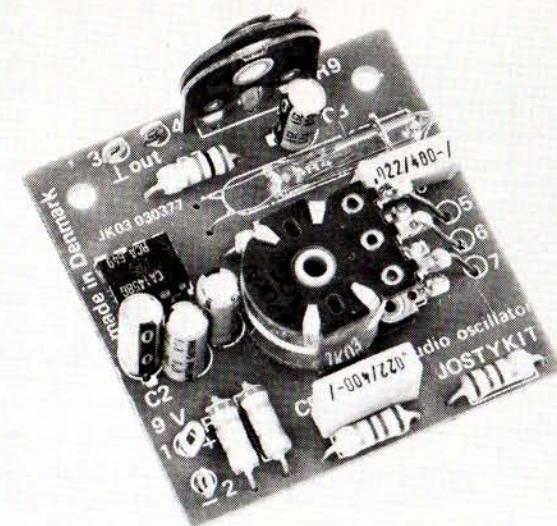
Tegningen fig. JK02.5. viser, hvorledes man forbinder JK02 til JK01, hvis man vil arbejde med samme batteri eller strømforsyning. Kondensatoren er en elektrolyt på  $4,7\mu F/40V$ . Benytter man to batterier, er kondensatoren ikke nødvendig. Der skal så blot gå en ledning direkte fra 5 på JK02 til 4 på JK01. Fig. JK02.4. viser, hvilke ben på T410 transformatoren, man skal slutte til en højttaler og hvilke, der skal gå til JK02's indgang nr. 3 og 4. Man bør samtidig slutte en trådforbindelse over den ene højttalerterminal til højttalerens metal - og videre til stel loddeøjet nr. 3 på JK02. Derved kan megen indstrålet brum i et baby-sitting anlæg undgås. Bemærk desuden at transformatoren er brum-følsom for nettransformatorer i nærheden. Indbyg aldrig en så følsom højttaler, signaltransformator og forforstærker i et lille kabinet sammen med en nettransformator. En nettilslutning bør foretages gennem en NT411 strømforsyning, der samtidig sikrer brugeren imod livsfarlig netspænding.

**TEKNISKE DATA**

Forsyningsspænding . . . . .	9-12VDC
Strømforbrug . . . . .	4mA
Frekvensgang i stilling min. forst. . . . .	-1dB/20-20.000 Hz
Frekvensgang i stilling max. forst. . . . .	-1dB/20-2.000 Hz
Følsomhed for 250mV ud med ret frekvensgang . . . . .	.4mV/20-20.000 Hz
Harmonisk forvrængning med 4mV indgangssignal. . . . .	0,3%
Indgangsimpedans . . . . .	100 kOhm

**KOMPONENTLISTE**

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	68 kOhm	1/4 W modstand
R2	68 kOhm	1/4 W modstand
R3	1 kOhm	1/4 W modstand
R4	1 kOhm	1/4 W modstand
R5	100 kOhm	1/4 W modstand
R6	470 kOhm	LIN potentiometer
C1	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C2	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C3	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C4	220pF/125V	keramisk skivekondensator (bør ikke bebyttes)
C5	220pF/125V	keramisk skivekondensator
C6	100nF/125V	polyesterkondensator (bør ikke benyttes)
IC1	1458	dobbelt operationsforstærker - op-amp.



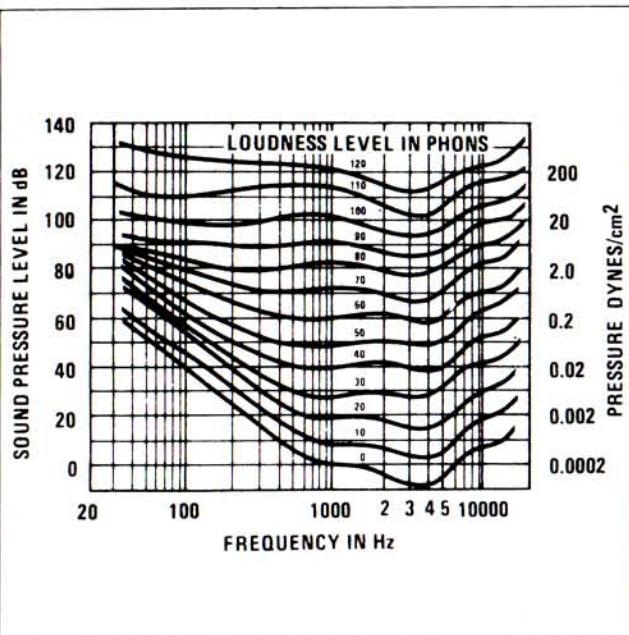
**Fig. JK03.1.**  
Sinusgeneratoren JK03 afstemmes over helt det hørbare frekvensområde med et stereo-potentiometer. Det er sammenbygget med elektronikken til en lille kompakt enhed på mindre end 5 x 5 cm.

**JK03 SINUS TONEGENERATOR**

Det er nemt at lave en lille tonegenerator med en multivibrator, men meget sværere at lave en generator, der giver helt rene sinustoner. Fordelen ved helt rene sinustoner er, at der *kun* er een og samme tone. En firkant-tone, der lyder sprød, er sammensat af et uendeligt stort antal sinustoner.

Med sinustoner kan man måle resonanser i HI-FI systemet og gengiverummet, man kan kontrollere forvrængningen og man kan måle frekvenslineariteten (frekvensområdet). De elektriske målinger af frekvenslinearitet og forvrængning er beskrevet i lærebogen bind 1.

Resonansmålinger udføres i gengiverummet. Man sender tonegenerator-signalen ind på en audioforstærker, skruer op til god stuestyrke og stiller alle tonekontroller i midterstilling. En eventuel fysiologi-kontrol kobles fra. Derefter drejes på frekvensknappen på tonegeneratoren, og man vil kunne ramme nogle ganske bestemte toner, der lyder meget kraftigt. Det er som oftest rumresonanser, og de ligger almindeligvis under 400 Hz. Ved en sådan »lyttekontrol« vil mellemtoneområdet lyde ekstra kraftigt. Det er på grund af hørelsens større følsomhed i dette område. Hørelsen er mere og mindre følsom efter en såkaldt »Fletcher-Munson« kurve. Den er afbilledet på fig. JK03.2.



De omtalte rumresonanser kan ændres ved om-møblering i gengiverummet. Bedst er det naturligvis helt at fjerne lytterummets resonanser, - men det må betragtes som en umulighed i almindelige boliger med parallele vægge, gulve og lofter. Et fornuftigt anbragt gardin eller tæppe kan ofte dæmpe resonanserne tilstrækkeligt. Her er JK03 en god kontrol og »vejviser» i resonanssjagten.

Men JK03 kan også benyttes til kontrol af hørelsen. Tilslettes den en lille forstærker som f.eks. JK01 *uden* kondensatoren C4 på 47nF (bas frekvens-hævning) samt en god høretelefon, kan man få et godt indtryk af, hvor høje og lave frekvenser testpersonen kan opfatte. Nu er metoden i sig selv ikke særlig professionel, da man ikke har et justeret og nøjagtigt udstyr. Men alligevel er det morsomt at teste forskellige personers varierende tonefølsomhed i forskellige aldre. Hvis en person har en helt svigtende toneopfattelse over en bestemt frekvens, og ingen andre personer har den samme, er det muligt at hørelsen skal kontrolleres professionelt på et høreinstitut. Små forskelle i toneopfattelsen må ikke forlede til den tro, at der er noget i vejen med hørelsen. Det er snarere det enkle udstyr.

## DIAGRAMMET

JK03 er opbygget med en dobbelt operationsforstærker. De to forstærkere rummes i et lille hus med 8 ben.

IC1A indgår i strømforsyningen og IC1B i den klassiske Wien-Bro oscillator.

Strømforsyningsdelen med IC1A, C1-C3 og R1 til R2 danner et kunstigt midtpunkt for Wien-Bro oscillatoren. En lignende kobling er beskrevet i JK02 afsnittet.

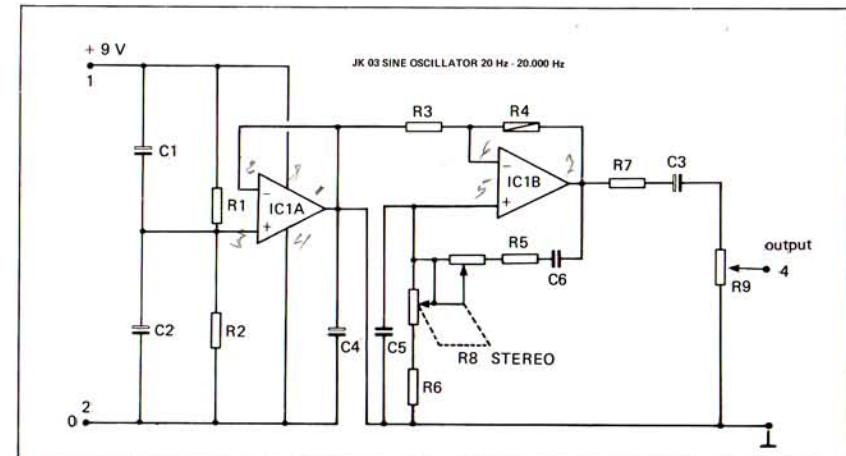
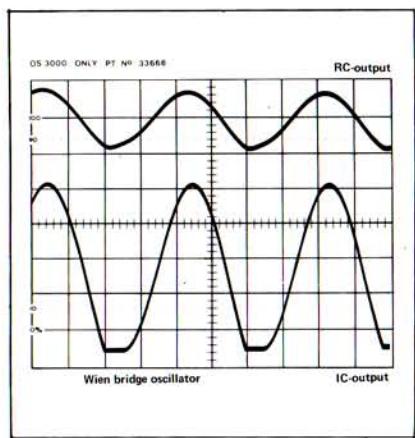


Fig. JK03.3.

JK03 sinusgeneratoren består af to elektroniske kredsløb i samme lille IC - en strømforsyning og den egentlige Wien-Bro oscillator.



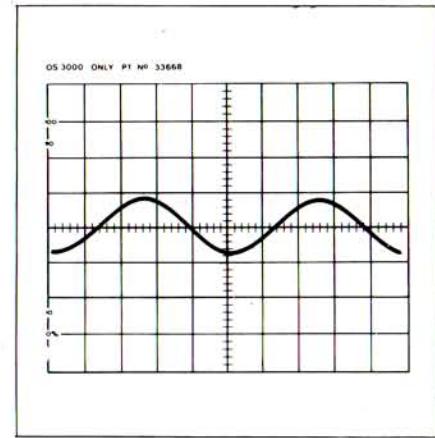
**Fig. JK03.4.**  
Forvrænget sinuskurve uden styrkekompenstation. Kurven klippes af i top og bund - og er begrænset af spændingsforsyningen.

temperatursvingninger. Når der går strøm i R53, vil den lille perle af NTC-materiale ændre modstand. En strøm på et par milli-ampere vil forårsage en modstandsændring på flere kilo-ohm. Sendes der tonesignal fra operationsforstærkerens udgang tilbage til modkoblings indgangen (inverting), vil forstærkningen dæmpes. Den totale kredsløbsforstærkning er tilnærmet lig forholdet mellem R4 og R3. Hvis R4 NTC'en er på 5 kOhm og den faste modstand R3 er på 820 Ohm, vil kredsløbsforstærkningen blive ca. 6 gange. Wien-Broen dæmper signalet 3 gange. Det medfører, at en forstærkning på mere end 3 gange, vil få generatoren til at svinge. De 6 ganges forstærkning er *for meget*. Derfor vil udgangssignalet stige, og den afsættes en ganske lille smule varme i NTC-modstanden R4 (R53). Derved vil dens modstand falde til omkring 2,5k Ohm. Forstærkningen er så faldet til 3 gange og udgangsspændingen er stabil på ca. 1 volt. Denne signalspænding er ikke påvirket af frekvens men kun af den i NTC'en afsatte varme. Ändringen sker på mindre end eet sekund, og derfor vil en indregulering på frekvenskontrollen påvirke til amplitudeustabilitet i eet sekund.

Som frekvensbestemmende modstand benyttes et stereo potentiometer. Modstandsændringen for de to potentiometerhalvdeler skal følges ad. Det medfører ret grove skævheder i JK03 Wien-Broen, som oven i købet benyttes med en variation på 1.000 gange. Det sætter sporingskrav til potentiometret på mindst 0,1%. Det kan en så billig indstilling som JK03 selvfølgelig ikke bære, men alligevel fungerer den fortræffeligt. Der sker blot det, at forskellige skævheder vil indreguleres af NTC'en med forskellig hastighed. NTC-modstanden hæver simpelthen forstærkningen til der er balance i Wien-Broen igen. Det kan medføre, at forstærkningen måske på visse dele af skalaen skal øges til 4 eller 5 gange.

Den anvendte operationsforstærker 1458 kan give omkring 10 ganges forstærkning ved 20 kHz. Det betyder, at skævheder på mere end 5 gange ikke kan ud kompenseres. Så store skævheder i afstemningspotentiometeret vil man heller ikke komme ud for ved den maximale frekvens på 20 kHz med JK03. Men ændres JK03 til f.eks. området 100 Hz til 100 kHz - det gøres ved at sænke C5 og C6's værdi 5 gange fra 22nF til ca. 4,7nF - kan der blive for lidt forstærkning til Wien-Bro'en og til kompensering for fejl i afstemningspotentiometeret.

**Fig. JK03.5.**  
Ren sinuskurve med lav forvrængning - JK03 sinusgeneratoren.



Frekvensområdet indlægges med serieforbindelsen af R8 potentiometret, R5 (R6) fastmodstanden og kondensatoren C6 (C5). De faste modstande er på hver 270 Ohm, og potentiometeret er på 470 kOhm. Det giver et ændringsforhold på *mere end 1.000 gange*, næsten 2.000 gange, men sikrer alle brugere, at generatoren mindst afgiver fra 20 Hz til 20.000 Hz. I langt de fleste tilfælde vil JK03 gå fra 16 Hz til måske 25 kHz i yderstillerne, men sikkerhedsmarginen er nødvendig, fordi der kun benyttes 20% standard komponenter i JK03.

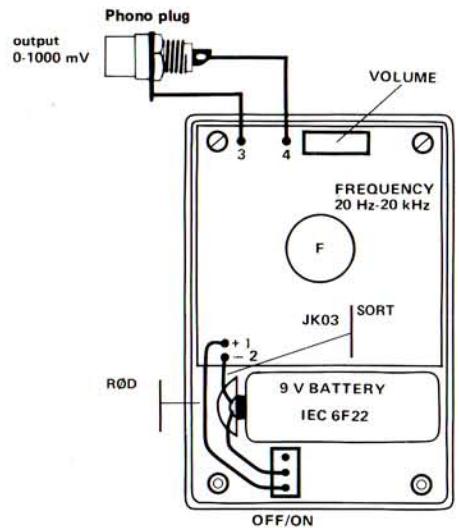
Oscilloskopbilledet fig. JK03.5. viser, hvorledes den rene sinuskurve skal se ud.

JK03 har en elektrolytkondensator i udgangen. Kondensatoren sikrer imod jævnspændingsignal på udgangen, men den vil også dæmpe bastonerne på de lavere frekvenser ved 20 Hz kraftigt, hvis udgangen belastes meget, - dvs. med en lav impedans som f.eks. en høretелефon eller en højttaler. I disse tilfælde benyttes en lavfrekvensforstærker med mindst 10 kOhm's indgangsimpedans. Her kan JK01 anbefales (C4 fjernes i JK01).

Har man ikke adgang til en JK01 eller en anden højttalerforstærker, kan man til nød slutte en høretелефon på 8 Ohm direkte fra plus på C3 til plus på C4. Signalspændingen på 1 volt eff. vil da helt tilføres høretелефonen lineært gennem R7 på 1 kOhm. Er signalet ikke kraftigt nok, kan man i en del tilfælde klare sig med at ændre R7 på 1 kOhm til 470 Ohm eller 220 Ohm. Men jo mindre modstand desto større er udgangsstømmen og dermed faren for at generatoren går i stå ved høje frekvenser.

## TILSLUTNING

Tegningen fig. JK03.6. viser, hvor enkelt det er at tilkoble JK03 til afbryder, batteri og en udgangsbøsning - i dette tilfælde en phono-bøsning. Udgangssignalet kan indstilles på alt mellem 0 og 1 volt på trimmepotentiometret R9. Stilles det i midten, er signalet ca. 500mV. Det er tilstrækkeligt til selvfølsomme forstærkerindgange. Benyttes JK03 på en dynamisk grammofon-forstærker indgang, skal signalet ved 1 kHz kun være på 3-4mV. Det samme



**Fig. JK03.6.**  
Tilslutning af  
batteri, afbry-  
der og phono-  
udgangsbøs-  
ning.

gælder, hvis JK03 benyttes på en dynamisk mikrofon indgang. I disse tilfælde vil indstillingen af tilstrækkeligt svagt signal være vanskelig, og det anbefales at udskifte modstanden R7 til 100 kOhm og trimmepotentiometeret R9 til et nyt på 1 kOhm.

Som spændingsforsyning til JK03 benyttes et batteri eller en elektro-  
nisk stabiliseret strømforsyning på 9 til 12 volt - f.eks. NT411. Andre strøm-  
forsyninger kan kun benyttes, hvis de er *helt* brumfri. Det er almindelige 9  
volt AC-adaptorer ikke!

Husk: benyttes JK03 med små udgangssignaler til følsomme forstærkere,  
kan der komme brum fra dårlige kabelforbindelser og ved berøring af elektro-  
nikken. Brug altid korrekt tilsluttet skærmet kabel - skærmstrømpen forbin-  
des til loddeøje 3, evt. også et metalchassis og signal underlederen til nr. 4.

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	68 kOhm	1/4 W modstand
R2	68 kOhm	1/4 W modstand
R3	820 Ohm	1/4 W modstand
R4	5.000 Ohm	NTC-modstand R53
R5	270 Ohm	1/4 W modstand
R6	270 Ohm	1/4 W modstand
R7	1 kOhm	1/4 W modstand
R8	470 kOhm	stereo LIN potentiometer - frekvens
R9	100 kOhm	trimmepotentiometer - styrke
C1	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C2	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C3	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C4	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C5	22nF/250V	polyesterkondensator (frekvens)
C6	22nF/250V	polyesterkondensator (frekvens)
IC1	1458	dobbelt operationsforstærker 8-pin DIL

#### TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	9-12 V DC
Strømforbrug ved 9 volt . . . . .	4mA
Amplitudestabilitet v. 20-20.000 Hz . . . . .	-3dB
Typisk udgangsspænding/10 kOhm . . . . .	0-1.000mV eff. sin.
Harmonisk forvrængning 1 kHz . . . . .	0,1% max.
Frekvensområde ved 15% tolerance . . . . .	20Hz - 20 kHz

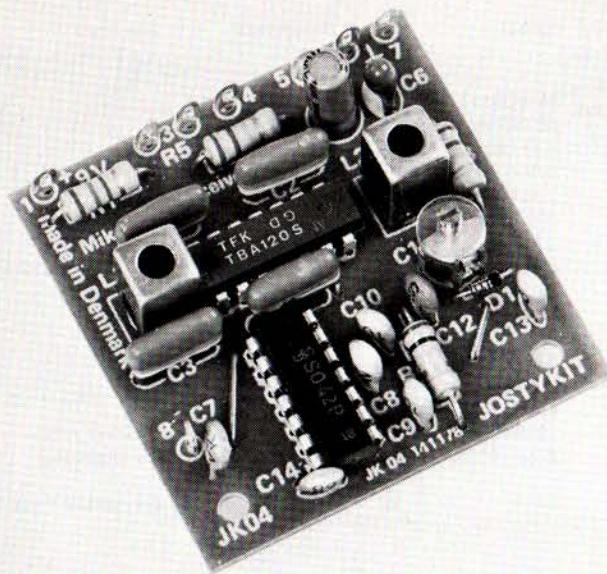


Fig. JK04.1.

JK04 er på trods af sin lidenhed opbygget med VHF printspoler. Med ganske få komponenter opnås forbløffende data og stor stabilitet.

## JK04 FM MICRO TUNER

Det at bygge en lille ydedygtig FM-tuner var for få år siden en umulighed for begyndere. Idag er det i takt med den tekniske udvikling blevet en så nem en sag, at JK04 må betragtes som en ægte begynder-modtager - i lighed med gamle dages krystalapparater.

JK04 micro FM-tuneren kan med en smule omhu bygges af enhver, trimmes ind af enhver uden brug af måleinstrumenter og benyttes på linie med FM-tunere, der koster mange tusinde kroner. Kvaliteten i en JK04 micro FM-tuner er under normale driftsforhold ligeså god som et professionelt apparat. Godt nok er de mere eksotiske data for JK04 ringere - der er lidt mindre følsomhed, dårligere stationsadskillelse og ringere spejleselektivitet - men en professionel HI-FI tuner i mono spiller ikke meget bedre på en god modtagestation end micro FM-tuneren. Men ved at forenkle tunerens opbygning bliver samlingen meget nemmere og justeringen kan ske efter *gehør* over en almindelig forstærker og højttaler.

Men JK04 er mere end blot en FM-tuner i god kvalitet. Det er et underholdende og belærende stykke legetøj. Der er nemlig en masse muligheder for at justere om til andre frekvenser og formål. Således beskrives i diagramafsnittet, hvorledes man kan udbygge den til større følsomhed, hvordan frekvensområdet laves om til 2-meter amatør modtagelse eller TV-lyd på kanal 2 til 4.

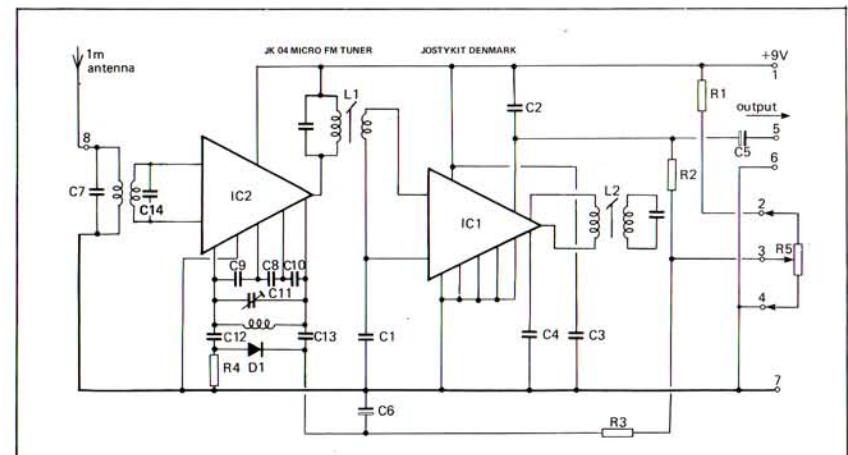


Fig. JK04.2.

Diagrammet er nærmest et studium i simplificering. Der er kun de absolut mest nødvendige komponenter i JK04 til god følsomhed og fin modtagekvalitet. Konstruktionens væsentlige funktioner rummes i de to integrerede kredsløb IC1 og IC2.

## DIAGRAMMET/STABILITET I HF-OPSTILLINGER

I dette afsnit om JK04 indleder vi med generelle systembetragtninger i forbindelse med moderne HF og VHF teknik - specielt med henblik på FM-radiofoni i grundversionen og ændringer til andre formål.

At en elektronisk opstilling arbejder *stabilitet* vil sige, at den under alle arbejdsbetegnelser yder de samme tekniske data. Man kan sammenligne med en bilmotor. Har den et for lille eller tilstoppet luftfilter, yder den ikke maximal effekt. Er en radiomodtager ustabil, kan det være den spiller dårligt uden specielle metalskærme, men godt nok hvis den indbygges på en helt speciel måde.

En form for ustabilitet, mange vil nikke genkendende til, er de såkaldte *tilbagekoblingshyl* i mikrofonanlæg. Ustabiliteten opstår, når mikrofonen kan høre højttaleren. Da vil anlægget ringforstærke sin egenstøj, hvorfed højttalerne får tilført en tone med fuld udgangseffekt. Det er ustabilitet i audio forstærkeranlæg.

Ustabilitet i LF (Lav-Frekvens) forstærkere kendes naturligvis også. Forstærkerkonstruktører vil vide, at en forstærker kan selvsvinge sig selv til døde på høje, uhørbare frekvenser, når f.eks. styrke eller diskant øges. Hvis man overhovedet hører noget før forstærkeren er »fyret af», kan det begrænse sig til en brummen af lav eller høj styrke.

Sådan ustabilitet undersøges ret let med billigere måleinstrumenter som f.eks. et oscilloskop til bare 1.000 kroner.

Når talen falder på ustabilitet i HF (Høj-Frekvens) opstillinger, skal man have stor erfaring og gode måleinstrumenter.

Problemerne kan være gevældig store, specielt hvis man arbejder med stor forstærkning i mange forstærkertrin - som i rør og transistortiden.

Med integrerede kredse er der sjældent så store og uløselige problemer, som man kom ud for med den ældre teknik. Det er fordi man kan tillade sig at benytte et meget større antal halvledere (transistorer, dioder, FET'er) inden i selve IC'en. Uden at det koster mere. Når man frit kan vælge det antal halvledere, man ønsker til en IC, kan man benytte andre og mere stabile kredsløb inde på selve CHIP'en (Chip = lille keramisk skive på et par mm<sup>2</sup> med hele IC funktionen - resten er kun tilledningsben og hus).

En af de teknikker, man kan benytte, er at koble forstærkertrinene symmetrisk, - med to indgange og en eller to udgange. Man siger, at kredsløbet er BALANCERET. Det kræver dobbelt så mange halvledere, men er meget mere stabilt. Med de tolerancer man kan arbejde med i IC-kredse, kan man opnå en stor balance. Det betyder, at man kan opnå større forstærkning, hvor en konventionel opstilling ville give begyndende selvsving. Samme udstrakte omhu er altså ikke nødvendig, når man laver printplader til moderne IC'er - selv om lidt omtanke aldrig kan skade!

Endelig bør det nævnes, at IC-fabrikanterne selvfølgelig er blevet klogere med tiden. De første IC'-kredse til selv LF var ikke alt for nemme at arbejde med!

Idag har IC'fabrikanterne computerudstyr, der kan beregne, hvorledes et bestemt kredsløb skal opbygges, hvis selvsving skal undgås, - ja man har sågar programmer, der kan få computeren til at levere færdige sæt af film til fremstillingsprocessen. Sådan laves de allernyeste IC'er - man kunne kalde dem 3'generation.

En typisk første-generations IC var TA263 fra Philips. Den var opbygget med blot 3 transistorer og to modstande. Komponenterne udgjorde tilsammen en LF forstærker - iøvrigt helt ustyrlig!

En typisk anden-generation IC er TBA120 fra Siemens. Det er en komplet TV-LYD MELLEMFREKVENS/DETEKTOR del. Den er opbygget balanceret og beregnet på computer for selvsving (givet af forholdene, fasedrejning, forstærkning og spredningskapaciteter), og har i en årrække været meget udbredt, også til FM.

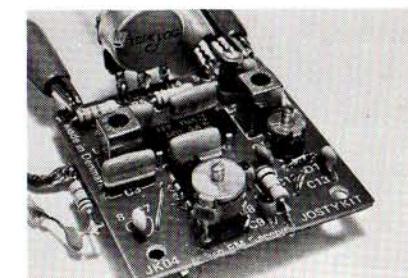
### Komplekse IC-kredse

Der finder næsten hele tiden en udvikling sted inden for elektronikverdenen. Komponenterne bliver mindre, bedre og mere komplexe. Med mere komplexe menes, at funktionerne inden for samme areal øges. I IC'er får man flere funktioner ved at putte flere transistorer, dioder og modstande ind på samme »chip» i det samme hus.

TBA120 var den første mellemfrekvensforstærker med FM-detektor. Den er siden efterfulgt af andre udgaver med et S, et U eller et T efter grundbetegnelsen.

TBA120 var også den første af sin art med balanceret opbygning. Den krævede kun en enkel indgangsspole og en detektorspole for at fungere HF-mæssigt. Til afkobling for jævnspænding benyttes et par kondensatorer, og til fasedrejning i detektoren kræves et par små keramiske skivekondensatorer. Disse kondensatorer vælges i forhold til den detekterede mellemfrekvens. TBA120 kan nemlig benyttes på både 455 kHz, 5,5 MHz (TV) og 10,7 MHz (FM-radio). Mellemfrekvensen på 455 kHz er specielt aktuel ved smalbånds VHF-radio. På grund af kredsens store forstærkning og balancede

**Fig. JK04.3.**  
JK04 fra oversiden med trimmekondensator i stedet for C14.



opbygning, skal den kun have omkring 30uV indgangsspænding for at detektoren er helt begrænset. Så vil et lavfrekvensignal være støjfrit.

TBA120-S'eren er en forbedret standardversion. Den har indbygget en zenerdiode på omkring 12 volt, en lavfrekvenstransistor, en jævnspændingsregulerbar volumenkontrol og fasedetektor kondensatorer til 10,7MHz mellemfrekvens. Der benyttes en S-type i JK04, fordi fasekondensatorerne er indbygget. De andre faciliteter benyttes ikke i JK04.

En anden og ligeså vigtig integreret kreds i JK04 er SO42P. Det er en kombineret kreds med modtageroscillator, et indgangstrin og en signalblander. Den er så avanceret, at den endog kan benyttes på frekvenser til næsten 200 MHz. TBA120S kan *kun* benyttes til omkring 30 MHz.

### JK04 MODTAGER EFTER SUPER HETERODYN PRINCIPIPET

Ligesom AM-modtageren HF361 og de større FM-tunere HF310 og HF325 arbejder JK04 efter super heterodyn princippet.

De tidligste radiomodtagere indeholdt ikke nogen forstærkere men blot en eller anden form for en ensretter (detektor). De allerførste var bestykket med et krystal. Senere da man blev klar over »Flemming-diode-rørets» funktion og opfundt trioderøret med elektrisk forstærkning, byggede man retmodtageren.

Denne modtagertype indeholdt en række forstærkertrin med hver sin afstemte kreds. Kredsene bestod af en spole og en kondensator, og på enten spolen eller kondensatoren kunne man indstille modtagefrekvensen.

I takt med de stigende krav til øget modtagefølsomhed (længere rækkevidde) og større selektivitet (bedre stationsadskillelse) blev retmodtageren forsynet med flere og flere forstærkertrin med afstemte kredse. Det medførte store problemer med at få de afstemte kredse til at spore (folges ad), når man drejede på skalaknappen. Derfor gik man over til en anden form for modtager - super-heterodynmodtageren eller kort kaldet »superen».

Denne modtagertype har stadig afstemte kredse med forstærkning mellem hvert trin, men samtlige trin er en gang for alle justeret ind til den samme frekvens og går under benævnelsen »mellemfrekvensen». Mellemfrekvensdelen er altså en retmodtager til en frekvens.

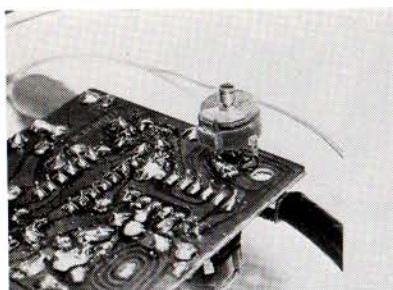


Fig. JK04.4.

Trimmekondensator på 10-80pF i parallel med keramisk skivekondensator på 180pF erstatter C7. Derved kan følsomheden trimmes ind til perfekt modtagelse.

Allerede tidligt valgte man mellemfrekvensen til 455 kHz, så radioværkstederne ikke behøvede at anskaffe måleudstyr til hver eneste radiotype.

Senere da FM'en kom til, måtte man af kvalitetshensyn have en anden mellemfrekvens, som internationalt blev fastlagt til 10,7 MHz.

Da en radio med en fast mellemfrekvens i sig selv kun kan modtage *een* frekvens, må man lave modtagesignalet om til denne frekvens. Det gør man ved at blande modtagesignalet med et hjemmelavet signal - lokaloscillatorsignal. Lokaloscillatoren er en tonegenerator til høje frekvenser.

Modtagesignalet og lokaloscillatorsignalet sammes i en blander, og blanderen udsender den ønskede mellemfrekvens. Det kaldes for super-heterodyn modtagelse og er nemmere at forstå og efterprøve, end man måske skulle tro.

#### Oscillator og blander

JK04 har oscillator og blander som andre heterodynmodtagere. Før vi beskriver disse kredsløb i JK04, var det måske på sin plads at resumere, hvad der egentlig sker i superen:

Mellemfrekvens opstår, når man blander to forskellige toner, - både i det hørbare område (toner) og i de elektriske kredsløb (frekvenser). Principet kan afprøves uden måleinstrumenter. Prøv at fløjte en ren tone og lad en anden person fløjte en tone, der er ganske lidt dybere. Man vil høre en helt ny frekvens med meget lavere tonehøjde. Den opstår som differencen mellem de to grundtoner og benævnes stødtone, blandingsproduktet eller mellemfrekvensen. Tonen kan også dannes af færomtalte grundtone og en tone med *højere* frekvens. Prøv også det. Det viser nemlig, at man kan opnå mellemfrekvenstone med *to* frekvenser - den *over* og den *under* oscillatorfrekvensen.

Ved radiomodtagelse *kan* det være et problem at oscillatoren kan danne samme mellemfrekvens med to forskellige indgangsfrekvenser. Problemet løses med en afstemning af indgangskredsen på enten spole eller kondensator. Det er årsagen til at der næsten altid er mindst to afstemte kredse i indgangen på modtagere.

Fig. JK04.5.

Med en ganske simpel VHF-forstærker med en BF479 transistor, en 100 kOhm modstand og en 100pF overføringskondensator kan man øge følsomheden til ca. 1uV.



Ved et formuftigt valg af mellemfrekvens kan indgangskredsen næsten totalt fjerne den ene af de to *lige gode* modtagefrekvenser. Så vil man heller ikke høre samme station to steder på skalaen.

Vi kan udtrykke alt dette i tal og får følgende to ligninger:

$$\text{Indgangsfrekvensen} = \text{Oscillatorfrekvensen} + \text{Mellemfrekvensen}$$

eller

$$\text{Indgangsfrekvensen} = \text{Oscillatorfrekvensen} - \text{Mellemfrekvensen}.$$

Bytter man lidt om på de enkelte led efter almindelige regneregler fås:

$$\text{MF} = \text{OSC} - \text{IND}$$

eller

$$\text{MF} = -\text{OSC} + \text{IND}$$

eller

$$-\text{MF} = \text{OSC} - \text{IND}$$

Bortset fra fortægnene får vi helt samme resultat. Fortægnene fortæller blot noget om signalernes polaritet eller fase, og når der ikke i løbet af tiden ændres på disse størrelser, er fase og polaritet uden betydning.

Sætter vi kendte tal fra radiobåndene ind i disse simple formler, ser vi, at en radiomodtager til 110,7 MHz modtager lige så godt på 89,3 MHz, hvis der ikke er nogen indgangsselektivitet, der kan fjerne den ene af frekvenserne.

$$+ 10,7 \text{ MHz} = 100 \text{ MHz} - 89,3 \text{ MHz}$$

og

$$- 10,7 \text{ MHz} = 100 \text{ MHz} - 110,7 \text{ MHz}.$$

Fra fødslen er JK04 forsynet med fastafstemte indgangskreds. Der er kun variabel afstemning på oscillatorkredsen med en trimmekondensator og en kapacitetsdiode.

Hvis man ikke havde benyttet en balanceret IC, var kredsens indgang gået i swing på oscillatorfrekvensen, fordi der ikke afstemmes på indgangen.

Men den benyttede SO42P er balanceret og derfor er opstillingen stabil. Antennen kobles til IC'ens indgang via en lille sløje på 1 vinding omkring indgangssløjfen. Antennesløjfen er afstemt til FM-modtageområdet med en 220pF keramisk skivekondensator, og indgangssløjfen er afstemt med 68pF.

Bredbåndafstemningen toppe omkring modtagefrekvenser ved 94-96 MHz, men da filteret ikke er særlig skarpt, vil to stationer i hver ende af modtageområdet kunne modtages næsten ligegodt.

Den ene modtagefrekvens kan vilkårligt benævnes spejlfrekvensen, uanset det er den højeste eller den laveste, der er *spejl*. Man kan kun vide, hvilken er den rigtige, hvis man ved om modtageren arbejder med over- eller underliggende oscillatorfrekvens.

Når oscillatorfrekvensen er overliggende, betyder det, at oscillatorfrekvensen er mellemfrekvensen *højere* end modtagefrekvensen. Med en oscillatorfrekvens på 110,7 MHz modtager man 100 MHz med overliggende oscillator.

Med underliggende oscillator modtages stationerne på frekvenser, der er højere. På 100 MHz er oscillatorfrekvensen altså 89,3 MHz.

Udgangen af IC2 i JK04 som altså indeholder blander og oscillator, er tilsluttet til mellemfrekvensforstærker via en simpel mellemfrekvenstransistor. Den giver en stationsselektivitet på ca. 20 dB.

### FM-detektor og mellemfrekvensforstærker

Efter en smule mellemfrekvensfiltrering i L1, forstærkes signalet op i TBA120S'eren. Så svage signaler som 30 uV forstærkes til ca. 1 volt, før de tilføres FM-detektoren i samme IC. Selve detektoren er afstemt med en LC-kreds. Indbyggede kvadratur-kondensatorer giver den fazedrejning, som er nødvendig for detekteringen, dvs. omdannelsen af FM-mellemfrekvensignal til lavfrekvenssignal.

JK04 indeholder kun to afstemte kredse til 10,7 MHz. Det giver i alt en selektivitet på 40 dB. Det er ikke meget i forhold til en mellemfrekvensforstærkning på hele 100.000 gange eller 100 dB. Når det alligevel går så forholdsvis godt, er det fordi de kraftigste signaler, man kan modtage, bliver helt begrænset for detekteringen, det er jo FM!.

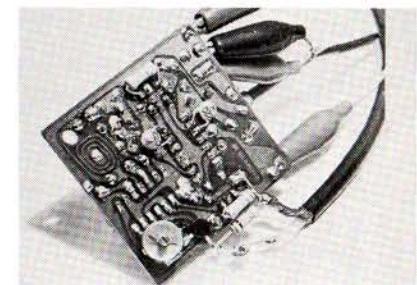
### Spejlselektivitet og AFC

JK04 er en FM-tuner. Derfor er lavfrekvensudgangen, som på alle andre FM-tunere, overlejret med et jævnspændingssignal. Det svinger i takt med hvorledes man har indstillet på stationen (S-kurve). Hvis man har stillet lidt under, er spændingen høj, og har man stillet lidt over, er den lav. Det benyttes til automatisk stationsindtrækning. Man overlejrer simpelthen afstemnings-spændingen med lidt af dette signal. Så vil stationerne suges på plads til bedst mulig modtagelse, også selv om man måske ikke har indstillet alt for nøjagtigt. AFC findes på de fleste moderne FM-radioer.

Hvis man har rodet lidt vel meget med trimmekondensatoren C11 til skalajustering og er kommet uden for FM-båndet, kan der måske alligevel modtages FM-radiofoni men med dårligt resultat. Det sker, når man fanger SPEJLET. Uden AFC ville spejlet have været lige så godt at modtage som det

**Fig. JK04.6.**

Til smalbåndsmodtagelse benyttes to ekstra modstande og to keramiske kondensatorer samt 455 kHz mellemfrekvensspoler i stedet for de medfølgende til 10,7 MHz (S950).



rigtige signal. Men med AFC går det dårligt - heldigvis. Det er fordi AFC'en virker som UDSMIDER for spejlet i stedet for som INDTRÆKKER. Hver gang man er lige ved at ha' fanget en station tydeligt, smutter den væk. Hvis trimmeren C11 er indstillet korrekt, bør der ikke være udsmider-problemer.

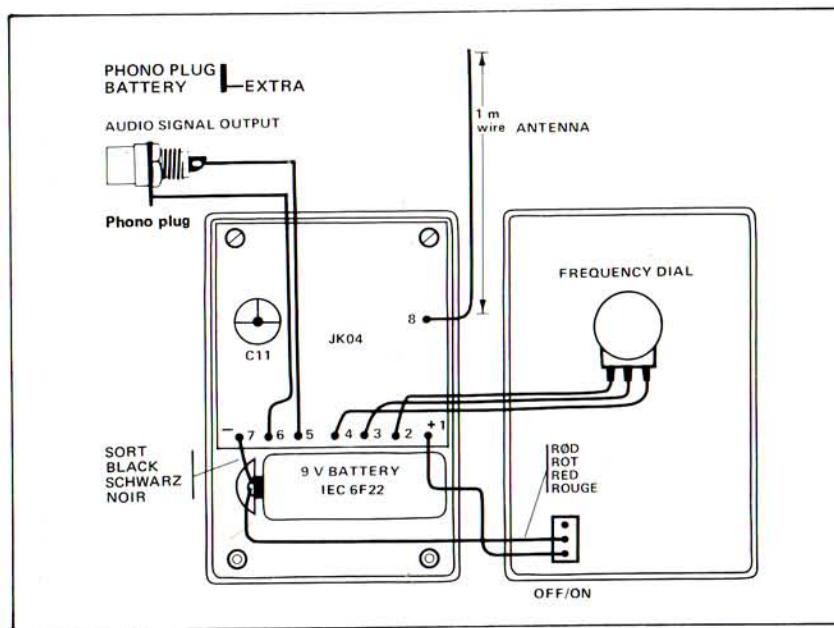
### OPTIMAL TRIMMING AF FØLSOMHED

Når man har samlet en JK04, vil den midt på FM-båndet have en følsomhed på omkring 4uV. På grund af kondensatorene C7 og C14's tolerancer kan man komme ud for, at der for nogen modtagestationer ønskes større følsomhed. Ved 87,5 MHz er følsomheden ofte kun 10uV. Det kan man bedre på ved at indsætte trimmekondensatorer i antennekredsen og indgangskredsen. C7 i antennekredsen er på 220pF. Den kan ændres til 180pF, og man monterer en 10-80pF trimmekondensator i parallel over den. Derved vil man kunne ændre kapacitetsværdien mellem 190pF og 270pF. C14 på 68pF kan direkte erstattes med en 10-80pF trimmekondensator. Finindstilling af disse kondensatorer giver optimal følsomhed.

### ÆNDRING TIL ANDRE MODTAGEFREKVENSER

Det er i henhold til Post & Telegrafvæsenet lovligt at ændre hjemmebyggede opstillinger, således at man kan lytte på TV-lyd mellem kanal 2 til 4, eller til 2-meter amatørradio på 144-146MHz. TV-lydfrekvenserne mellem kanal 2 til 4 ligger på ca. 60 til 70 MHz. Frekvensændringerne kræver ændrede oscillatorfrekvenser.

Til TV-lyd brug er mellemfrekvensen på 10,7 MHz udmarket, selvom TV'ets egen lyddel har 5,5 MHz mellemfrekvens. Derfor er det tilstrækkeligt at ændre indgangskondensatorerne til trimmere, som beskrevet tidligere og samtidig øge oscillatorkondensatorernes størrelse. C8, C9 og C10 ændres alle til 47pF. Det sænker frekvensen til ca. 75 MHz. Derefter ændres trimmekondensatoren C11 til en større på 10-80pF, og den keramiske kondensator C13 til 1nF. Nu vil oscillatorfrekvensen komme så langt ned mod TV-båndet, at man kan modtage TV-lyd. Den korrekte justering fastlægges efter gehør på trimmeren C11.

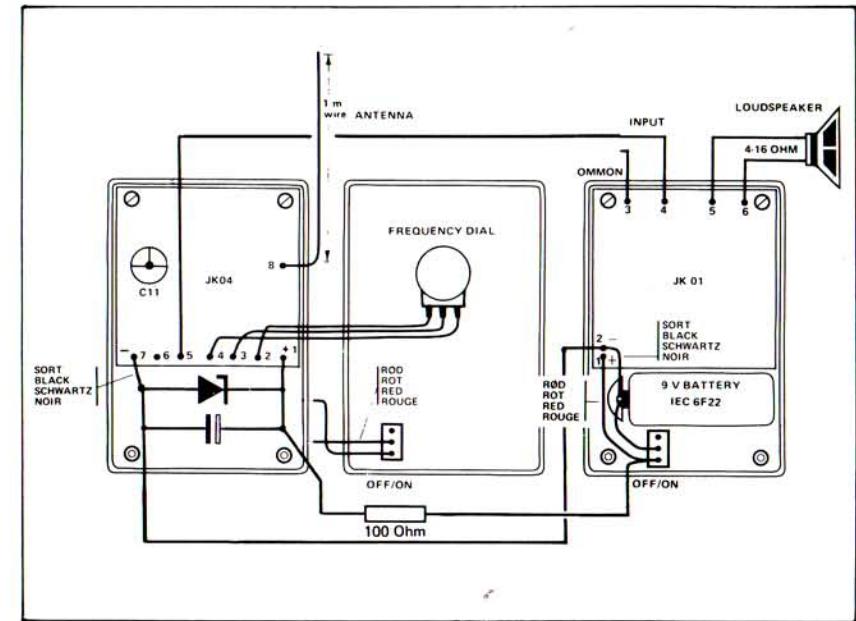


**Fig. JK04.7.**  
Enklest mulige forbindelse af skalapotentiometer, antennen og udgangs phono-bøsning til JK04.

Ved modtagelse af egentlig radiokommunikation på højere frekvenser ønsker man foruden en frekvensændring oftest en ændring af mellemfrekvens-forstærkeren fra 10,7 MHz til 455 kHz. Ved at gå ned på 455 kHz får man bedre selektivitet og mere lavfrekvenssignal. Princippet for sådan modtagelse er udførligt beskrevet i afsnittet om JK105. Det er da også de samme kondensatorer i oscillatoren og spoledåser i mellemfrekvensen, man skal indsætte i JK04 i stedet for de gamle.

Ombygger man en JK04 til 2-meter modtagelse, vil følsomheden blive ca. 3-5uV. Er det for lidt, kan man ændre *videre* med et ekstra indgangstrin. Dette trin kan bestå af en BF479 transistor, en modstand på 100 kOhm og en overføringskondensator på 100pF. Forbindelsen af komponenterne er vist på fig. JK04.5. og yderst enkel. Følsomheden øges da til mellem 0,5 og 1 uV, men på grund af den ringe selektivitet - der mangler mange afstørmede kredse i forhold til professionelle modtagere - er det ikke altid sikkert, at man kan udnytte følsomhedsforbedringen. Fig. JK04.6. viser endnu nogle ændringer med et par modstande, der kan forbedre modtagekvaliteten. Den *enlige* modstand er på 47 kOhm og dæmper LF-signalet og dermed detektorsvinget. Uden modstand bliver detektoren skarp og LF-signalet forvrænges - men kraftigt. Den anden modstand anbringes over primær på indgangsspolen på L1. Derved sænkes Q'et og de tendenser til selvsving, der kan komme ved ændring til smalbånds FM. Denne modstand skal være 6 til 8 kOhm.

Foruden modstandene ses et par ekstra detektorkondensatorer på hver



**Fig. JK04.8.**  
JK01 højttalerforstærkeren og JK04 FM-micro tuneren kan sammenkobles over samme batteri eller strømforsyning (NT411), hvis man indskyder en 100 Ohm modstand, en 1.000uF/16V elektrolytkondensator og en zenerdiode på 6,8 eller 7,5 volt.  
Derved kan man bygge en vellydende lille FM-batteri-radio.

220pF mellem henholdsvis benene 6 og 7 og mellem 9 og 10 på IC'en TBA120S. Også de har til opgave at tilpasse konstruktionen til smalbånds FM. Trimmekondensatoren over indgangsspolen er tidligere beskrevet.

Bemærk specielt, - i forbindelse med 2-meter modtagelse og ændring til smalbånd, er stationsafstemnings potentiometeret meget følsomt. JK04 er meget følsom for forsyningsspændingsbrum og minimale ændringer i forsyningsspændingen. Det er bedst at benytte en NT411 stabiliseret strømforsyning, en ekstra 1.000uF/16V elektrolytkondensator over plus og minus. Desuden kan det anbefales at mindske AFC virkningen ved at gøre R2 større. Benyt f.eks. 470 kOhm i stedet for den normale på 68 kOhm.

Endelig kan det anbefales at indsætte to potentiometre til stationsindstillingen. Det almindelige på 100 kOhm varierer alt for meget til at man kan fange stationen. Indsæt et ekstra finafstemningspotentiometer på 1 kOhm i serie med plus eller minus loddeøjet nr. 2 eller nr. 4 på JK04.

#### STANDARD INDBYGNING AF JK04

Fig. JK04.7. viser, hvor enkelt man kan indbygge en lille batteriforsyнетuner i en plastbox. Der tilsluttes tre ledninger til drejepotentiometret

for skalaafstemning, en tråd til antennen, to ledninger til en udgangsbøsning af phono-type og endelig ledninger til batteri og afbryder. Tuneren giver et liniesignal på ca. 200 til 300 mV fra sig, og derfor kan den benyttes på enhver almindelig audioforstærker, en kassettebåndoptager eller en JK01 højttalerforstærker.

Da JK04 er kapacitetsdiodeafstemet, vil selv små forsyningsspændingsændringer ødelægge modtagelsen, når man benytter samme batteri eller strømforsyning til tuner og forstærker. Derfor anbefales eksemplet i fig. JK04.8., hvor en ekstra modstand på 100 Ohm, en elektrolytkondensator på 1.000uf/16V og en zenerdiode på 6,8 eller 7,5 volt sikrer en fuldkommen stabil forsynings- og afstemningsspænding. En væsentlig årsag til problemer med fælles forsyning af JK01 og JK04 er, at JK01 bruger strøm i takt med højttalersignalet. Det får batterispændingen til at svinge med i samme takt. Hvis også afstemningsspændingen svinger med, vil en modtaget station pumpes ud og ind.

## TEKNISKE DATA

Driftspænding (87,5-104MHz) . . . . .	.9 V DC
Strømforbrug . . . . .	25mA
Følsomhed med 75 Ohm tilkoblet antennen . . . . .	.3-10uV
LF signal udgangsspænding over 10 kOhm belastning . . . . .	.250mV
LF forvrængning med 25 kHz frekvenssving . . . . .	0,5%
Ombygningsmulighed til andre frekvenser - f.eks.. . . . .	60-70 MHz

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	2,7 kOhm	1/4 W modstand
R2	68 kOhm	1/4 W modstand
R3	68 kOhm	1/4 W modstand
R4	10 kOhm	1/4 W modstand
R5	100 kOhm	LIN afstemningspotentiometer
C1	22nF/250V	polyesterkondensator
C2	22nF/250V	polyesterkondensator
C3	22nF/250V	polyesterkondensator
C4	22nF/250V	polyesterkondensator
C5	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C6	1uF/35V	elektrolyt el. tantalkondensator
C7	220pF/125V	keramisk skivekondensator
C8	27pF/125V	keramisk skivekondensator
C9	10pF/125V	keramisk skivekondensator
C10	10pF/125V	keramisk skivekondensator
C11	2-22pF	trimmekondensator
C12	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C13	68pF/125V	keramisk skivekondensator
C14	68pF/125V	keramisk skivekondensator

L1	10,7MHz	MF-filterspole (S950)
L2	10,7MHz	MF-filterspole (S950)
IC1	TBA120S	FM-mellemfrekvens blok
IC2	SO42P	Indg./Osc./Blander blok

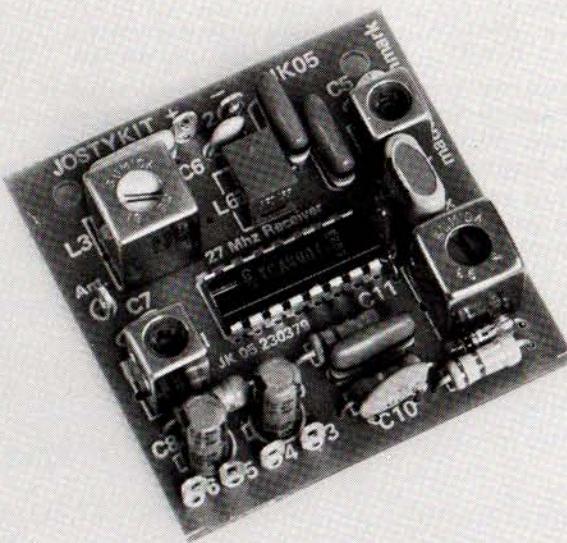


Fig. JK05.1.

JK05 er en mini AM modtager med krystal til 27MHz båndet. Til et byggesæt medfølger kanal 19A fjernstyringskrystal.

## JK05 27MHz MODTAGER

AM radiomodtagelse har siden radioens barndom været begrænset til området mellem 150kHz og 30MHz. Modtageområderne startede ved langbølle, så kom mellembølle og derefter kortbølle. Udviklingen er typisk præget af teknologiske landvindinger. Langbølle er lave frekvenser, - de er nemmest at sende og modtage med primitive forstærkerkomponenter. Kortbølle er høje frekvenser med op til 30 millioner svingninger pr. sekund, - man benævner det 30MHz. Disse frekvenser blev taget i brug i midten af 1930.

Senere er der kommet højere og højere frekvenser i radiosendere og modtagere. I dag kan man uden større problemer lave billige kredsløb med komponenter op til næsten 10 GHz eller en 300 gange så høj frekvens som i 1930. Tager man moderne avanceret teknologi i brug, kan man - om end med store omkostninger - sende og modtage frekvenser over 30-50 GHz.

Allerede i radioens barndom var der eksperimenterende radioamatører, der brugte den nye teknik til at afprøve sendig og modtagelse. Men efter få år måtte der lovgivning til for at sikre, at ikke enhver kunne finde en frekvens og begynde at sende. Vigtige tjenester fik prioritet. Først radiofonierne, så kortbølle-telefoni, TV, politi og mange andre tjenester. Hver eneste station i verden er idag tildelt en ganske bestemt frekvens, der altid skal holdes med stor

nøjagtighed. På den måde undgår man at vigtige radiotjenester generes af andre sendere med mindre seriøse formål. Radioamatørerne blev tidligt »forvist» til ganske bestemte områder. Først blev der tildelt små begrænsede områder på kortbølegebåndene mellem ca. 2 og 30 MHz. Derefter kom 2-meter båndet, 70 cm båndet (UHF) idag også 30 cm båndet. De offentlige myndigheder i hvert land - i Danmark Post & Telegrafvæsenet - giver såkaldte licenser til radioamatører i forskellige klasser. Der skal tekniske prøver til og i nogen tilfælde Morse-telegrafi prøver, - før man kan få en sendelicens. Det afholdt indtil for nogen år siden en masse interesserende sende-modtage amatører for at kunne udnytte et sådant udstyr. Derfor blev det gjort lovligt at anskaffe sende-modtage udstyr og benytte det af hvermand, hvis udstyret kunne opfylde en række strenge krav, og sendeeffekten ikke var så kraftig, at den kunne ske forstyrrelser.

På nuværende tidspunkt er der 22 tilladte tale-frekvenser i 27MHz båndet, 6 frekvenser til fjernstyringsformål på 27MHz, et antal frekvenser på 35 MHz til model-fly fjernstyring og nogen frekvenser på 40MHz til andre formål. Man må idag sende både AM og FM signaler på disse bånd.

JK05 er en lille krystalbestykket AM modtager til frekvenser i disse bånd. Som byggesæt leveres JK05 med et krystal til modtagelse af kanal 19A for fjernstyring. Men der er intet i vejen for at benytte JK05 modtageren til andre 27MHz frekvenser. Den har en bredbånds lavfrekvens udgang, og den kan der både komme tale og fjernstyringssignaler ud af. Hvis man ændrer nogen af komponenter, kan JK05 også benyttes til frekvenser på 35MHz eller 40MHz. Men man kan kun bygge en JK05 til modtagelse af en frekvens ad gangen. Der indsættes krystal til den frekvens, man ønsker at modtage. Skeemaet fig. JK05.2. viser, hvilke krystaller på 27MHz man kan benytte i en sender og en modtager.

JK05 benyttes universelt som 27MHz modtager til mange formål. Den har en god følsomhed og S-meter udgang, så den er lige velegnet som walkie-talkie modtager og fjernstyringsmodtager. Man kan aflytte walkie-talkie kommunikationen, man kan benytte den i *rævejagter* som pejlemodtager og man kan benytte den til simple tone-fjernstyringer sammen med JK06 senderen og JK07 tonedeoderen.

På trods af at JK05 er en avanceret modtager, er den ganske lille, mindre end 5 x 5 cm og den er nem at justere ind og nem at bygge.

## DIAGRAMMET

Det at bygge en følsom 27MHz modtager var for nogen år siden en avanceret opgave, man kun kunne overlade til professionelle med kostbart måleudstyr. I dag kan en ydedygtig modtager sammenstykkedes i byggesæt og samles af enhver. Hjertet i konstruktionen er en integreret kreds, som indeholder de mange nødvendige kredsløb. Med den kreds er opbygningen simplificeret i sådan en grad, at alle, selv uden måleinstrumenter, kan samle den.

IC'en er af typen TCA440 fra halvlederfirmaet Siemens. Diagrammet er afbilledet på fig. JK05.3. TCA440 indeholder samtlige kredsløb til en superheterodyn-modtager med transistorer, dioder, modstande og enkelte små kondensatorer. Superens principper er udførligt beskrevet ved HF361 og JK04.

De udvendigt tilkoblede komponenter er afstemte spoledåser, konden-

WALKIE modtager JK05	WALKIE sender JK06	FJERNST. modtager JK05/18	FJERNST. sender JK06/17	KANAL NR.
26.510 MHz	26.965 MHz			kanal 1
26.520 MHz	26.975 MHz			kanal 2
26.530 MHz	26.985 MHz			kanal 3
26.540 MHz	26.995 MHz			kanal 3 A
26.550 MHz	27.005 MHz			kanal 4
26.560 MHz	27.015 MHz			kanal 5
26.570 MHz	27.025 MHz			kanal 6
26.580 MHz	27.035 MHz			kanal 7
26.590 MHz	27.045 MHz			kanal 7 A
26.600 MHz	27.055 MHz			kanal 8
26.610 MHz	27.065 MHz	(vejkanal)		kanal 9
26.620 MHz	27.075 MHz			kanal 10
26.630 MHz	27.085 MHz			kanal 11
26.640 MHz	27.095 MHz	(Maritim nødkanal)		kanal 11 A
26.650 MHz	27.105 MHz			kanal 12
26.660 MHz	27.115 MHz			kanal 13
26.670 MHz	27.125 MHz			kanal 14
26.680 MHz	27.135 MHz			kanal 15
26.690 MHz	27.145 MHz			kanal 15 A
26.700 MHz	27.155 MHz	(Maritim kommunikation)		kanal 16
26.710 MHz	27.165 MHz			kanal 17
26.720 MHz	27.175 MHz			kanal 18
26.730 MHz (JK05/18)	27.185 MHz (JK06/17)			kanal 19
26.740 MHz	27.195 MHz			kanal 19 A
26.750 MHz	27.205 MHz			kanal 20
26.760 MHz	27.215 MHz	(Maritim kommunikation)		kanal 21
26.770 MHz	27.225 MHz	(Maritim kommunikation)		kanal 22
26.800 MHz	27.255 MHz			kanal 25 A

Fig. JK05.2.  
Skema over frekvenser i 27MHz båndet og deres anvendelser.

satorer og keramiske filtre. Disse komponenter kan ikke indbygges i en bipolar halvleder-IC. Der er også et par eksterne modstande. De er placeret udvendigt, fordi deres værdier skal kunne ændres efter opgavens art. Indgangssignalet går ind gennem en spole til ben 1 og 2. Det er en balanceret indgang, hvilket medfører stor stabilitet i opbygningen. Forstærkeren er forsynet med regulerbar gain (forstærkningsfaktor). Denne regulering benævnes ofte AGC (Automatic Gain Control) og er nødvendig i alle AM modtagere. AM modtagere modtager en Amplitude Moduleret bærebølge. Da stationerne svinger i

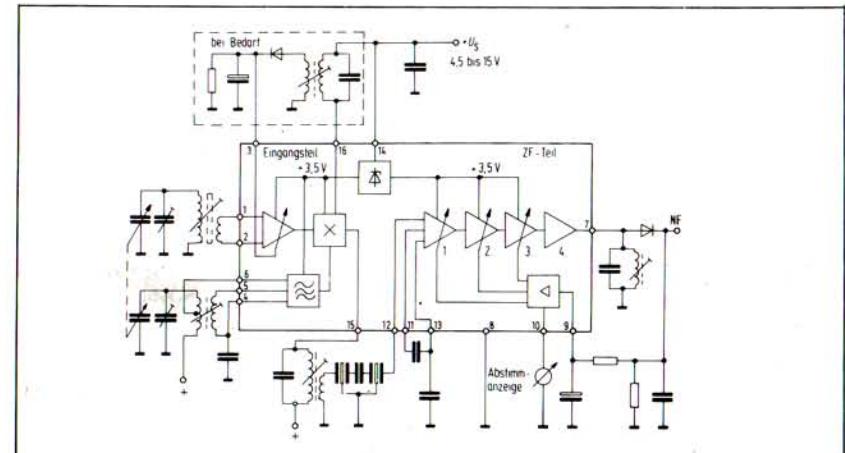


Fig. JK05.3.  
Blokdiagram af TCA440. Der er en hel modtager i denne IC, og den fungerer efter superheterodynprincippet.

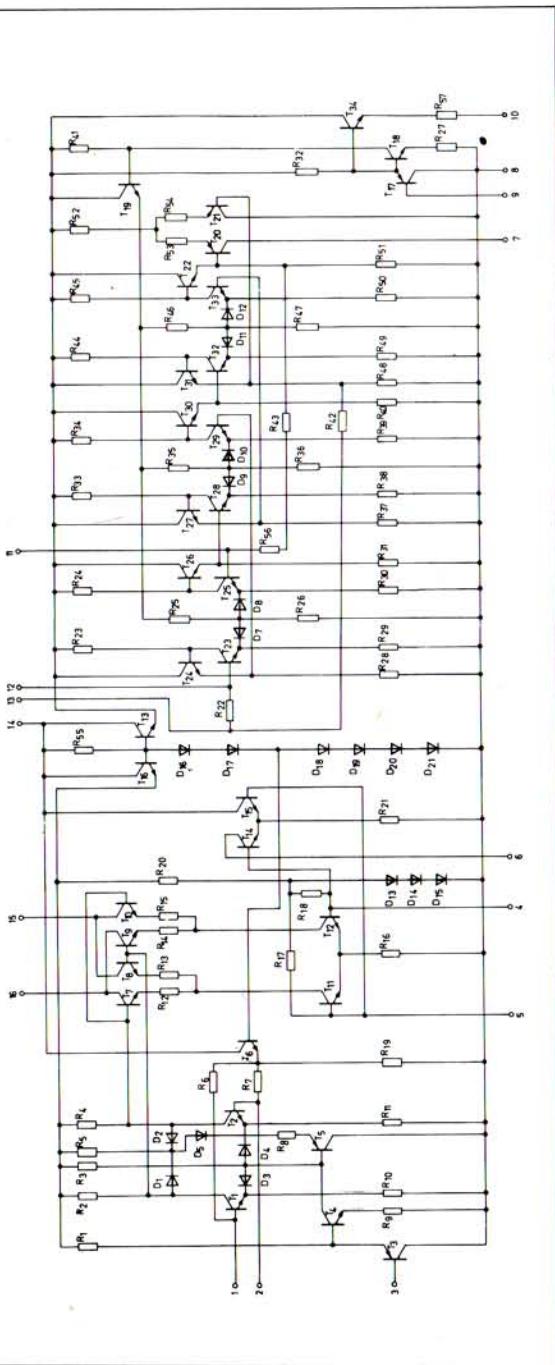
styrke (og altså amplitude) i forhold til afstanden til senderen, sikrer AGC'en at både svage og kraftige stationer høres lige kraftigt. AGC regulering i indgangsforstærkeren har også til opgave at dæmpe meget kraftige signaler, så de ikke giver forvrængning.

I JK05 er blandingen additiv. Det betyder, at oscillatoren skal svinge med en frekvens, der er 455 kHz lavere end den modtagne frekvens. Det modsatte sker i JK04. Se beskrivelsen af blandertrin i JK04 diagramafsnittet.

Det ved blanding opståede signal skal altid være på 455 kHz. Det føres ud gennem IC'en på ben 15 og ind igen på ben 12 til mellemfrekvensforstærkeren. På vejen mellem de to ben passerer mellemfrekvensen et afstørmt filtertransformator (en spole med to viklinger), med indbygget afstemningskondensator og to kapacitivt koblede keramiske filtre (L6). De keramiske filtre kan give en overordentlig stor mellemfrekvens filtrering. Kombinationen af en spole og et keramisk filter er optimal, fordi fejlene i det keramiske filter udkompenses.

Det rene mellemfrekvensignal dæmpes højst 50% i dette filter, mens uvedkommende frekvenser dæmpes med maximalt 100.000 gange. Filteret er skarpt men ikke helt så skarpt for såkaldte nabo kanaler. Det er signaler i afstanden 10 kHz fra den rigtige mellemfrekvens. Her er en dæmpning på 40-60dB typisk. Det er årsagen til, at man på de fleste walkie-talkier kan modtage falske stationer lige i nærheden af de rigtige, hvis man har en kraftig sender tæt på.

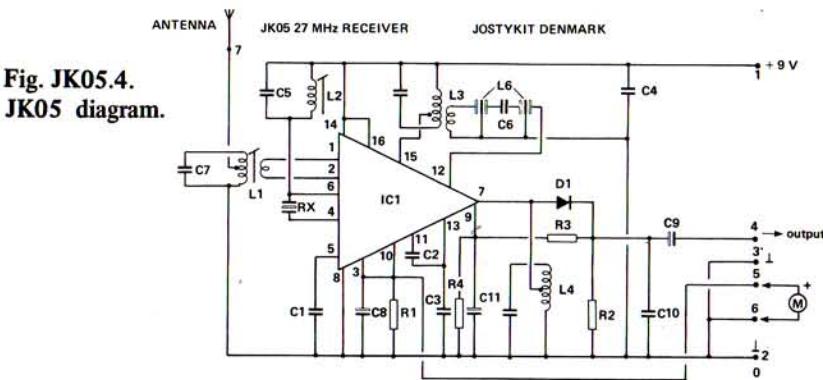
Mellemfrekvensforstærkeren er opbygget med 4 regulerbare forstærkere. Hver forstærker reguleres ind med en AGC-spænding, så intet trin overstres til forvrængning. De 4 forstærkere giver tilsammen et gain på næsten 2.000 gange, når de ikke er nedreguleret af AGC'en. Mellemfrekvens udgangssignalet på ben 7 sendes ind på en afstørmt kreds, så de 4 forstærkernes bredbåndsstøj fjernes. Derefter detekteres mellemfrekvenssignalets positive halvdel i en almindelig diode. Der sker helt det samme som i en diodemodtager af



**JK05** er opbygget enklest mulig over en TCA440 IC, der indeholder alle transistorer og de fleste modstande og dioder.

typen HF61-2. Det detekterede (eller ensrettede) signal filtreres for mellemfrekvensignal med en kondensator til stel. Den kortslutter de høje frekvenser, men dæmper kun lavfrekvenssignalet en lille smule. Signalet over kondensatoren kan man lytte til gennem en høretelefon eller en højttalerforstærker - f.eks. JK01.

Detektoren, der jo er en signalensretter, vil give en jævnspænding, der i styrke er afhængig af senderens nærhed og modulation. Det benyttes i AGC-reguleringen. Man filtrerer lavfrekvenssignal og bærebølge væk med et RC-filter med en stor elektrolytkondensator. Den filtrerede jævnspænding tilføres AGC indgangen på ben 9. Denne indgang forstærker og fordeler AGC signalet til de 4 forstærkertrin og S-meter udgangen. I JK05 er ben 3 tilkoblet AGC'en på ben 9, og ben 16 er forbundet til plus. Derved får indgangsforstærkeren AGC fra LF udgangen. Det fungerer i langt de fleste tilfælde fortrinligt.



**Fig. JK05.4.**  
**JK05** diagram.

#### JK05 DIAGRAMMET MED 27MHz KRYSTAL

Man kan på en forholdsvis enkel måde benytte et krystal i lokaloscillatoren. Det vises på diagrammet fig. JK05.4. Ben 5 i oscillatoren forbides ac-mæssigt til nul via kondensatoren C1. Derefter forbindes krystallet mellem ben 4 og ben 6. Det er i virkeligheden basis og kollektor på en transistor. Ben 6 - kollektoren - forbindes til plus gennem den afstemte kreds med L2 og C5. Denne kreds er yderst ukritisk at bygge og justere. Blot L2 er nogenlunde justeret, sørger krystallet for at trække oscillator på plads.

Antennesignalet tilkobles indgangen gennem filtertransformatoren L1 og afstemmes med C7. L1 skal justeres til kraftigst mulig modtagelse. Ved uheldige indstillinger af L1 kan man komme i nærheden af oscillatorfrekvensen. Så vil JK05 blokeres på indgangen, og LF-udgangen vil være tavs som følge af selvsving.

I JK05 spændingsdeles AGC signalet. Dvs. der AGC-reguleres ikke fuldt ud. Derved opnås en højere LF-udgangsspænding uden brug af ekstra lavfrekvensforstærker. JK05 kan give omkring 500mV signal fra sig, hvor den originale opstilling kun gav ca. 100mV. Det er af stor vigtighed, at der kommer meget signal fra JK05, hvis den benyttes med tonedetektoren JK07. Den skal have tilstrækkeligt signal til at kunne *fange* tonerne under varierende modtageforhold. Ændringen medfører en smule øget forvrængning. Der er typisk 1-2% forvrængning i JK05.

Lavfrekvenssignalet føres ud gennem skillekondensatoren C9. Den spær-

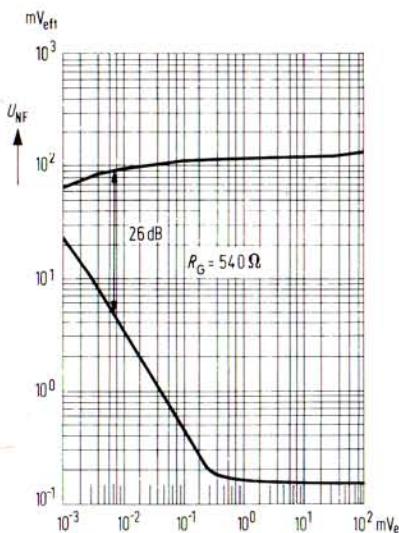


Fig. JK05.5.  
Kurven viser lavfrekvens udgangsspændingen som funktion af HF indgangsspændingen på en TCA440 IC. Af kurven kan man også aflæse signal/støj-forholdet ved forskellige HF indgangsspændinger.

rer for AGC-jævnspændingen, der ikke må tilføres en lavfrekvensforstærker som f.eks. JK01.

Modtagefeltstyrken kan kontrolleres på S-meter udgangen over 5 og 6. Denne udgang benyttes også med stor fordel i forbindelse med indtrimning til størst følsomhed. Man stiller simpelthen på spoledåserne L1 til L4, indtil udslaget er størst. Den benyttes et S-meter på omkring 1mA. Andre metre kan også benyttes. Hvis de er for følsomme, må man sætte et trimmepotentiometer parallelt over R1 og justere udslaget ned. Trimmemeteret skal have omtrent samme modstand som det benyttede måleinstrumentets indre modstand eller eventuelt samme modstand som R1 - på 8,2 kOhm - altså 10 kOhm (nærmeste standardværdi).

Kurven fig. JK05.5. viser IC-fabrikantens data over lavfrekvens udgangsspændingen som en funktion af HF indgangsspændingen. Deraf kan man også aflæse IC-kredsens optimale signal/støjforhold. Længst ude i venstre side ved 10<sup>-3</sup> er HF indgangsspændingen nede på 1uV. Det ses, at her er den optimale signal/støjafstand ca. 12dB. Det er ved 12dB, man normalt opgiver følsomheden på kommunikationsgrej. Ved 26dB signal/støjforhold skal der ca. 7uV ind i TCA440. Langs den lodrette akse i venstre side kan man aflæse lavfrekvens udgangsspændingen. Den er meget konstant fra HF indgangsspændinger mellem 5uV og 50mV, et område på hele 10.000 gange!

## TILSLUTNING

JK05 er nem at benytte og nem at tilslutte. Den kan indbygges i en plastbox, eller man kan montere den på en metalplade eller i en metalkasse.

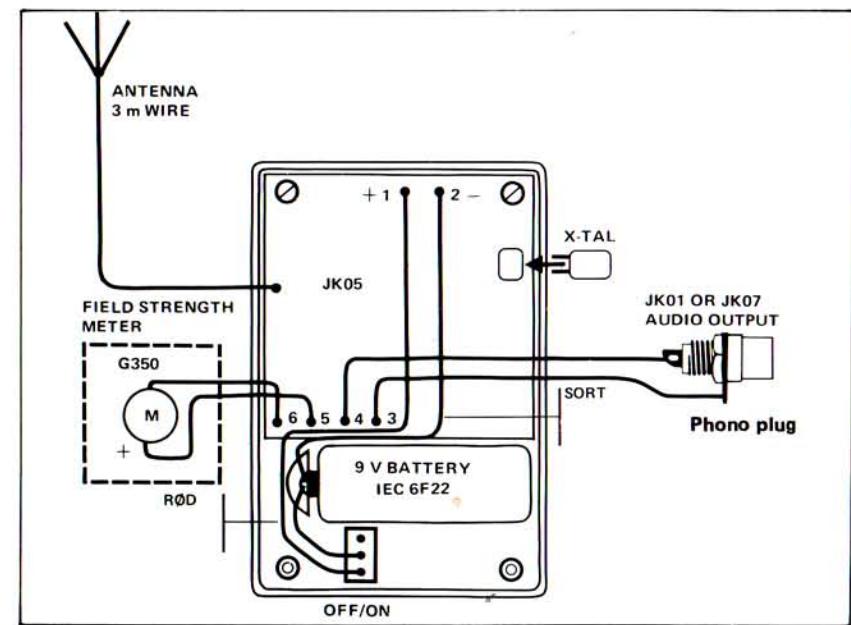


Fig. JK05.6.  
Indbygning af en JK05 modtager i plastkasse sammen med batteri og S-meter samt LF udgangsbøsning.

Benytter man et metalchassis, opnås det bedste resultat ved at give loddeøje 2 chassisforbindelse. En antennen kan bestå af en udstrakt monteringsledning på ca. 3 meter, eller det kan være en fin færdigfabrikert 50 Ohm's antennen til hustaget. Den sidstnævnte giver naturligvis størst rækkevidde. Fig. JK05.6. illustrerer, hvorledes man kan indbygge JK05 i en lille plastbox sammen med et batteri, en afbryder, antenneleitung og en phono udgangsbøsning til lavfrekvensformål - enten til JK01 forstærkeren eller JK07 tonedekoderen.

Hvis antennen forekommer alt for lang, kan man benytte en stav eller pisk på omkring 60 til 90 cm. Den vil virke lidt svagere end en antennen med den korrekte længde (1/4 - bølgelængde), men alligevel godt nok til f.eks. en pejlemodtager. I en pejlemodtager skal der gå to antennestave ud af boxen. En i hver side. Den ene skal til antenneneindgangen og den anden skal til stel på f.eks. loddeøje 2. Tilkobler man nu et S-meter, vil man se, at den sender der modtages, giver forskellige signalstyrker afhængig af i hvilken retning, man drejer antennen. Senderen findes altid vinkelret på antennen, når styrken er maximal. Retningen kan ofte findes, hvis man tillige har en retningsantenne, men afstanden er ganske ukendt. Ved krydspejling rettes modtageren ind mod senderen og retningen indtegnes som en streg på et landkort. Derefter ændrer man position og tager en ny pejling - helst langt fra den anden. Der tegnes en ny streg, og der, hvor stregerne mødes, findes senderen. I en pejlejagt eller rævejagt, som den ofte benævnes, må man foretage mange krydspejlinger, før ræven er fundet.

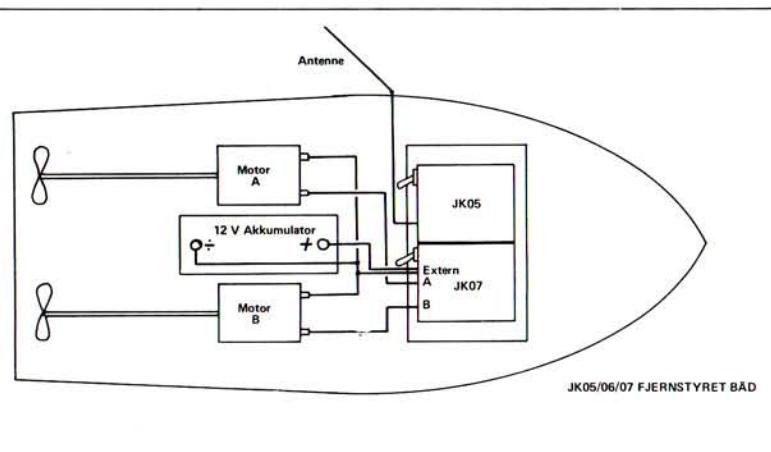


Fig. JK05.7.

JK05 modtageren kan til simple fjernstyringsformål sammenbygges med en JK07 tonedekoder. Derved har man ON/OFF mulighed for et par lamper, eller en motor kan styres i begge omdrejningsretninger. Denne form for fjernstyring er enkel og kan kun anbefales til radiostyrede døråbnere, modelbåde og lignende ukritiske anvendelser. Til rigtig modelstyring benyttes JK17-JK20 proportional fjernstyringsanlægget.

Hvis man vil benytte JK05 som walkie-talkie modtager, må man benytte et krystal, der passer til walkie båndet. Det mest brugte er kanal 4. En JK05 sammenbygges direkte med en JK01 højttalerforstærker. Begge apparater kan arbejde på samme strømforsyning eller batteri.

Til enkle fjernstyringsformål kan JK05 sammenkobles med JK07, og man kan benytte en JK06 som tonesender for en eller to enkeltoner. Fig. JK05.7. illustrerer denne sammenbygning. Da JK07 til radiofjernstyring ofte belastes hårdt, vil man normalt skulle benytte separat batteri til JK05 og JK07.

#### OMBYGNING TIL ANDRE FREKVENSMRÅDER OG TRIMMING

JK05 indtrimmes en gang for alle efter en fungerende sender med samme kanal krystal som JK05 på spolerne L3 og L4.

Når man skal modtage en frekvens på 27MHz benyttes komponenterne i listen, og L1 og L2 trimmes til maximum styrke eller S-meter udslag. Hvis man i stedet vil benytte JK05 til 35MHz eller 40MHz, må man indsætte et 3'-overtonekrystal, hvis frekvens er 455kHz lavere end senderens frekvens. Hvis senderen er på 35,455 MHz, skal krystallet i JK05 være på 35,000 MHz.

Dernæst skal kondensatorerne C5 og C7 udskiftes til ca. halvdelen af værdien. C5 var før på 22pF og kan passende ændres til 6,8pF. C7 var før på 10pF og kan ændres til 4,7pF eller 3,3pF. Lavest kondensatorværdi til højeste frekvens. Spolerne L1 og L2 er de samme og indtrimmes som i 27MHz standardversionen.

#### TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	6-12 V DC
Strømforbrug ved 9 volt batterispænding . . . . .	10mA max.
Standard frekvensområde/krystal . . . . .	26.740MHz
HF følsomhed 12dB sinad/50 Ohm . . . . .	1uV
Lavfrekvens udgangssignal for 1kHz/30% mod . . . . .	200mV min.

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	8,2 kOhm	1/4 W modstand
R2	12 kOhm	1/4 W modstand
R3	39 kOhm	1/4 W modstand
R4	22 kOhm	1/4 W modstand
C1	10nF/250V	polyesterkondensator
C2	10nF/250V	polyesterkondensator
C3	10nF/250V	polyesterkondensator
C4	47nF/250V	polyesterkondensator
C5	22pF/125V	keramisk skivekondensator
C6	47pF/125V	keramisk skivekondensator
C7	10pF/125V	keramisk skivekondensator
C8	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C9	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C10	3,3nF/125V	keramisk skivekondensator
C11	47uF/6,3V	tantalkondensator
D1	AA143	germanium småsignal diode
IC1	TCA440	AM integreret kredsløbs blok
Rx	krystal	standard 27MHz krystal (35-40MHz)
L1	27MHz	spole type S587
L2	27MHz	spole type S587
L3	455 kHz	mellemfrekvensspole - hvid - type S581
L4	455 kHz	mellemfrekvensspole - sort - type S582
L5	455 kHz	keramisk dobbeltfilter - SFD455D

Samt eventuelt S-meter type G350 eller G100 med skala G275.

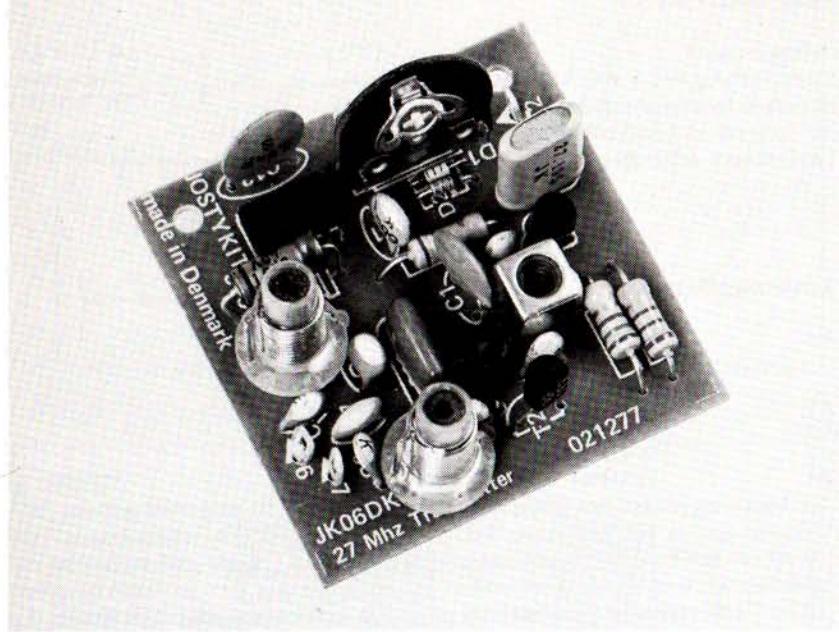


Fig. JK06.1.

Den lille JK06 printplade rummer både oscillator, sender udgangstrin og modulationsforstærker.

## JK06 27MHz SENDER/MODULATOR

JK06 er Danmarks første lovlige sender i byggesæt til 27MHz. Med denne konstruktion kan man, uden at bryde loven, bygge og benytte en krystalstyret sender, der opfylder lovens strenge krav. Når en JK06 er færdigbygget som byggesæt, kan den indsendes til fabrikanten eller myndighederne for godkendelse - og den kan godkendes.

Konstruktionen indeholder ikke blot en sender. Der er også en AM-modulator. Den har en følsomhed på linieniveau, og man kan sende mikrofonsignal ind til senderen via en JK02 mikrofonforstærker. Det er også muligt at benytte oscillatoren som selvsvingende tonegenerator. Det er interessant til fjernstyringsformål. Den indbyggede modulator arbejder dog ikke særlig temperaturstabilitet som tonegenerator, hvorfor man til mere professionelle formål anbefaler en ekstern tonegenerator. Sådan en beskrives også i dette afsnit om JK06.

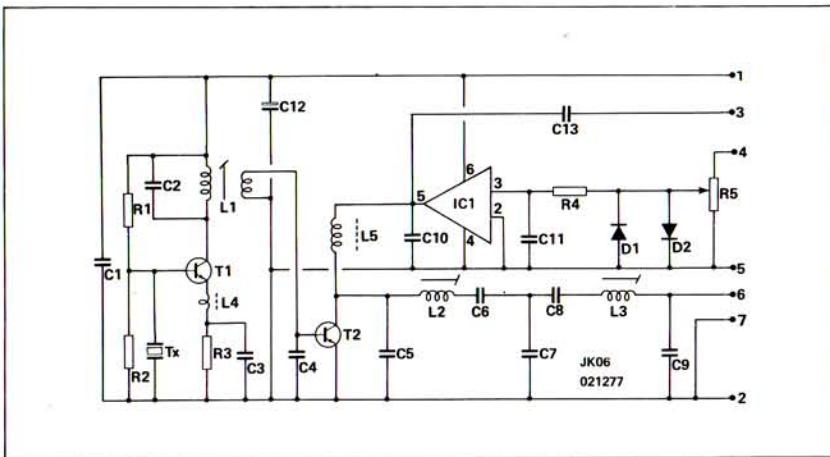
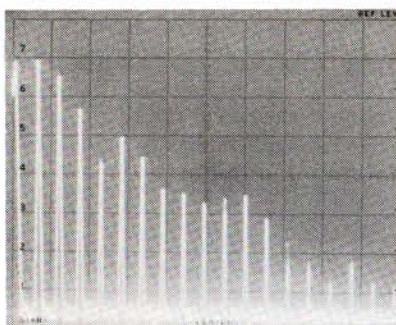


Fig. JK06.2.

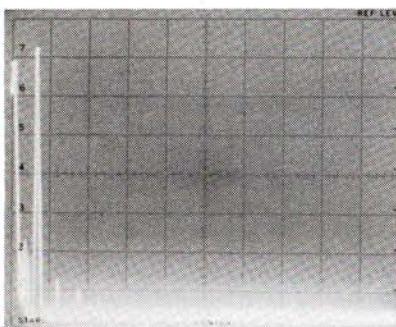
Der er to transistorer i senderdelen og en lille lavfrekvensforstærker af typen LM386 i modulatoren. Modulatoren kan arbejde både som forstærker og tonegenerator.

## DIAGRAMMET

JK06 er opbygget med en 2-trins sender og en IC-modulationsforstærker. Senderens første trin med T1 og krystallet fungerer som oscillator, og den er afstemt til 27MHz på L1 transformatorens primærkreds. Sekundæren på L1 nedtransformerer spændingen og optransformerer strømmen til effektudgangen med T2. Denne lille transistor kan levere et HF signal på omkring 50 mW ud i en 50 Ohm antenné. Transistoren får strøm gennem en HF filterspole fra en lille lavfrekvens forstærker af samme type som i JK01. IC'en giver uden signal normalt halv forsyningsspænding fra sig. Derved vil T2 få en gennemsnitlig arbejdsspænding på 4,5 volt. Ved modulation kan spændingen variere fra 0,5 til 8,5 volt med et 9 volt forsyningsbatteri. Udgangssignalet fra T2 tilkobles antennen gennem to PI-filtre. Det er nødvendigt, fordi transistoren T2 arbejder i klasse C - dvs. den trækker spids-impuls-strøm - og fordi et sådant signal indeholder mere end 27MHz. Signalet består af flere eller mindre kraftige harmoniske frekvenser. Anden harmoniske frekvens er det dobbelte af grundtonen - dvs. 54MHz. Den er oven i købet ret kraftig, og på 54MHz ligger der TV-signal. Uden filtrering kan man derfor totalt ødelægge modtageforholdene på TV-kanalerne. Således ligger 3'-harmoniske på ca. 81MHz. Her er taxa, politi og brandvæsen placeret, og dem må man aldeles ikke forstyrre. De harmoniske forsætter med 108MHz, 135MHz, 162MHz, 189MHz, 216MHz (TV kanal 11), 243MHz og mere - helt op til ca. 800MHz. Derfor er et godt filter et uomtvisteligt krav. Filteret skal justeres rigtigt. Det er dog i JK06 fastlagt således, at hvis man trimmer ind til maximal effekt på udgangen, vil de harmoniske være mest dæmpet. Målingen kan kontrolleres på spectrum-analyse billede fig. JK06.3. og JK06.4., hvor udgangssignalet vises fra 0 til 500MHz med og uden udgangsfilter. Dette måleapparat koster



**Fig. JK06.3.**  
Spectrumanalyse af JK06 udgangen  
uden  $\pi$ -led filtre.

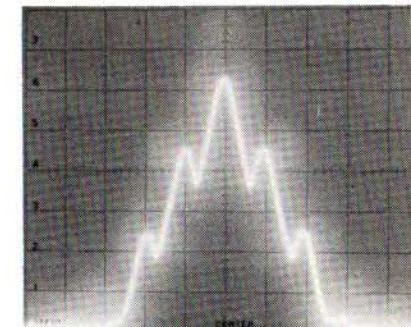


**Fig. JK06.4.**  
Spectrumanalyse af JK06 med  
 $\pi$ -led filtre indsat.

omkring 100.000,- kroner og er sikkert ikke i amatørens besiddelse. Derfor kan en kontrol udføres på et simpelt power meter som JK12. Se beskrivelse af denne konstruktion i et senere afsnit.

Modulatorene er en lille lavfrekvensforstærker-IC af typen LM386. Den har en standard forstærkning på ca. 30dB (30 gange). Dens indgang er koblet til et trimmepotentiometer via et RC-led med R4 og C11 samt dioderne D1 og D2. Tilsammen udgør disse komponenter et modulationsfilter. Myndighederne sætter nemlig krav til, at modulationsforstærkeren ikke under nogen omstændigheder kan overmoduleres. Ved overmodulation vil en sender kunne brede sig med sidebånd på to eller flere nabokanaler. Det må en sender ikke kunne. De valgte komponenter sikrer, at indgangssignaler mellem 100mV og 6.000mV ikke kan overmodulere senderen. Smalbånds spectrum analysen på billede fig. JK06.5 viser den aftagende styrke for sidebånd med en modulationstone på 500 Hz. I afstanden 10 kHz fra grundtonen skal sidebåndene være dæmpet mindst 30 dB.

Modulationsforstærkeren kan også til nød kobles som tonegenerator. Det gøres ved tilbagesløjfning af udgangssignal gennem C13 og volumenpoten-



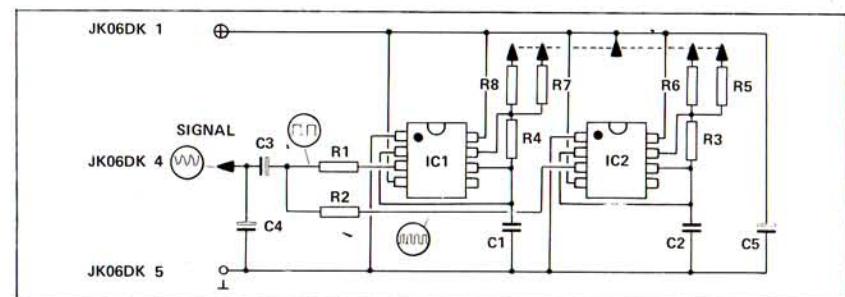
**Fig. JK06.5.**  
Analyse af sidebånd med 500 Hz mo-  
dulation på 27 MHz.

tiometeret. Man forbinder terminalerne 3 og 4 sammen. Ved at dreje på volumenkontrollen ændres tonen mellem ca. 100Hz og 500Hz. Denne enkle form for modulation er dog ikke i længden tilstrækkelig stabil til en JK07 tonede-koder til JK05 modtageren. Derfor anbefales en frekvensstabil tonegenerator som den følgende:

#### Frekvensstabil tonegenerator med 2+2 toner

Diagrammet fig. JK06.6. viser, hvor simpel opstillingen er. Når man trykker på A1 ELLER A2, vil den ene generator afgive EEN tone på enten 1570Hz (A1) eller 1460Hz (A2). Trykker man på B1 ELLER B2, vil den anden generator afgive EEN tone på enten 1400Hz (B1) eller 1300Hz (B2). Frekvenserne kan variere 20% fra disse tal, men stabiliteten holdes inden for nogle få PROMILLE, da 555'erne er stabile og fordi der benyttes polyester-kondensatorer (22nF). Polyesterkondensatorer er blandt de mest temperatur-stabile komponenter, man har.

Forsyningsspændingen kan variere fra 5 til 10 volt, og temperaturen fra 0 til 50 grader uden at tonerne kommer uden for modtagerdekoderens fangområde.



**Fig. JK06.6.**  
Diagram for en stabil modulations tonegenerator.

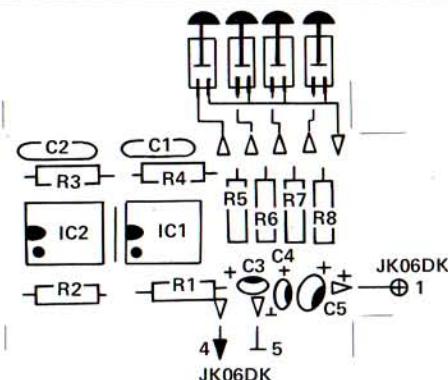


Fig. JK06.7.  
Tilkoblings-  
tegning for to-  
negenerator.

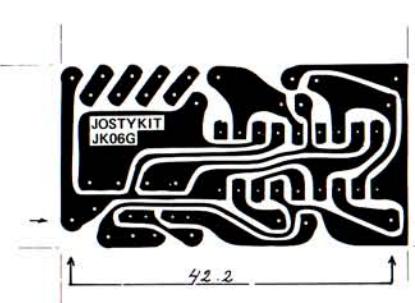


Fig. JK06.8.  
Printtegning  
for modula-  
tions tonege-  
neratoren.

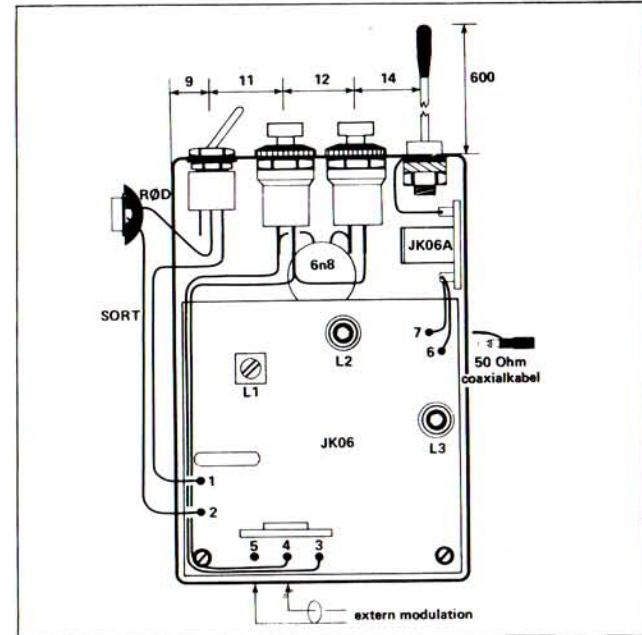
Følgende komponenter benyttes: R1=15kOhm, R2=15kOhm, R3=15kOhm, R4=15kOhm, R5=22kOhm, R6=18kOhm, R7=15kOhm, og R8=12kOhm. C1=22nF (polyester), C2=22nF (polyester), C3=1uF/35V (tantal), C4 = 1uF/35V (tantal) og C5 = 10uF/25V (tantal). Som kontakter benyttes almindelige ringtryk, f.eks. 4 stk. E191.

#### TILKOBLING TIL SIMPEL FJERNSTYRING

Hvis man kan nøjes med en ringere stabilitet af modulationstoner, kan JK06 kobles som på fig. JK06.9. Dertil benyttes en ekstra kondensator på 6,8nF. Kondensatoren og 2 omskiftere tillader udsendelse af to forskellige modulationstoner. Det er effektivt i forbindelse med simpel RC-kontrol af en båd. Hvis båden opbygges *uden* rør og i stedet forsynes med to motorer, kan man *stoppe* den ene eller den anden motor. Derved vil man få fuld kontrol over bådens fremdrift og kunne styre den både fremad og til begge sider.

Opstillingen kan udvides med den nøjagtige tonegenerator fig. JK06.6. Så vil man også kunne styre båden baglæns.

Fig. JK06.9.  
Simpel tone-  
fjernstyring  
med to toner.



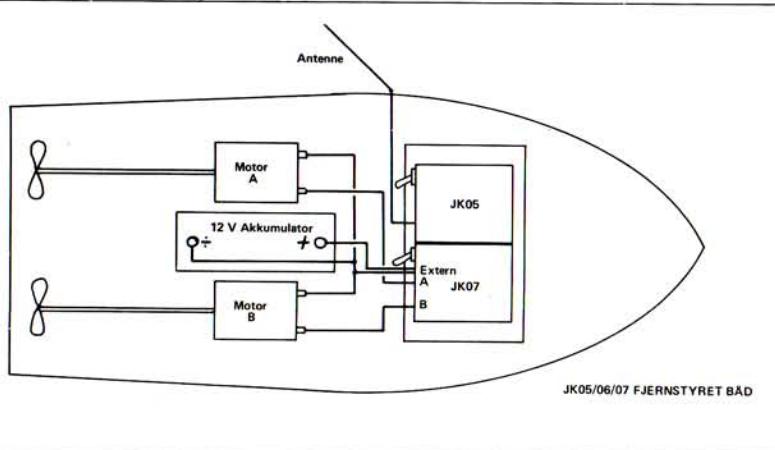
#### JOSTYKIT BÅDEN - SIMPEL FJERNSTYRING

JK-BÅDEN er opbygget med en JK06 sender (som kan bygges lovligt og godkendes iflg. Post- og Telegrafvæsenet) med en JK05 modtager og en JK07 2-tone dekoder.

Der er benyttet en ekstra kondensator på 2.200uF/16V over batteriforsyningens plus og minus, og der er sat to polyesterkondensatorer på hver 100nF/250V over de kraftige motorer. Da JK-BÅDEN skulle kunne seje HURTIKT, blev der benyttet to store 6 volt MONOPERM motorer og to nikkel-cadmium akkumulatorer på hver 6V/4A-timer. Akkumulatorerne blev sat i serie. Det betyder, at både motorer, tonedekoder og modtager med fuldt opladede celler kommer op på ikke mindre end 15 volt. Det gør dog ikke noget, - de kan tåle det.

Den store motorstrøm på 5 til 10 ampere kan dog ikke klares af transistorne i JK07 tonedekoderen. Derfor blev de udskiftet med superkraftige DARLINGTON-typer, - BDW93 og BDW94. Man monterer disse transistorer OMVENTD i JK07 printpladen, fordi emitter og basis er byttet i forhold til de medfølgende BD135 og BD136 typer. Den benyttes to BDW93 i stedet for BD135 og to BDW94 i stedet for BD136. Man kan selvfølgelig også benytte andre darlingtontransistorer i plasthus, - bare de kan tåle de store motorstrømme.

Der er virkelig blevet leget med den simple båd, og den var så nem styrbar og hurtig, at den kunne »jagte» og »løbe fra» svømmende svaner. Der kom først problemer, da akkumulatorerne var ved at være afladet. Så virker den



**Fig. JK06.10.**  
Således indbygger man JK05 og JK07 sammen med akkumulatorer og motorer i en båd. Styringen er simpel, billig og fungerer i praksis.

simple styring ikke længere så effektivt. Styringen er alene baseret på, at begge motorer arbejder for fuld kraft fremad, når man ikke sender nogen tone. Sendes den ene tone, vil den ene motor stoppe, og båden vil trække til den modsatte side. Stoppes den anden motor, vil båden dreje til den modsatte side.

#### WALKIE-TALKIE MED JK06

Konstruktionerne JK05, JK06 og JK07 er alene blevet godkendt til fjernstyringsformål af myndighederne. Det forudsætter brug af antenneforlængerspolen JK06A og en 63 cm lang piskantenne. Men der er intet i vejen for at bygge en lille walkie-talkie op af en JK06 sender og en JK02 mikrofonforstærker samt en JK05 modtager og en JK01 højttalerforstærker. Sammenkoblingen af enhederne er mulig og de kan givetvis også godkendes af myndighederne. Når dette ellers så nærliggende eksempel ikke anbefales varmt, hænger det sammen med, at opgaven næppe kan løses billigere, end hvis man anskaffer sig en færdigkøbt walkie-talkie. De fremstilles nemlig i oversøiske lande i millionvis til ganske lave arbejdslønninger, og de fleste er aldeles udmærkede.

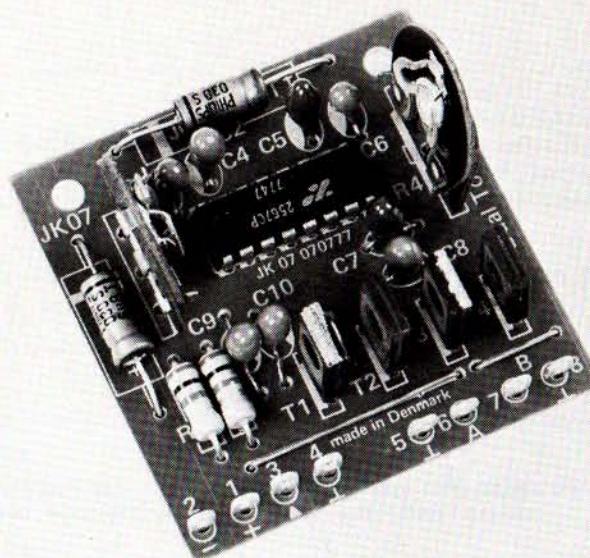
En eventuel prøveopbygning af en JK-walkie kan laves på en lille metalplade. Udgangene skal forbides til indgangene, og der skal monteres en omskifter, der dels skifter antennen om fra modtager til sender, og en der kun giver strøm til modtageren, når den skal modtage og til senderen, når den skal sende. Antennesignalene skal løbe i skærmede kabler mellem sender, modtager og omskifter, samt mellem omskifter og antennebøsning, og samtlige skærme skal forbides til stel.

#### TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	9-12 V DC
Strømforbrug . . . . .	25-50mA
Udgangseffekt i 50 Ohm antennen . . . . .	50-100mW
Udgangseffekt i JK06A piskantenne . . . . .	1-2mW
Modulations tonefrekvenser/stabilitet . . . . .	100-500Hz/10%
LF indgangssignal på modulator . . . . .	100-6.000mV
Frekvensbånd/modulation . . . . .	27 MHz/AM

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	22 kOhm	1/4 W modstand
R2	2,2 kOhm	1/4 W modstand
R3	180 kOhm	1/4 W modstand
R4	150 kOhm	1/4 W modstand
R5	22 kOhm	trimmepotentiometer (volumen/frekvens)
C1	4,7nF/125V	keramisk skivekondensator
C2	10pF/125V	keramisk skivekondensator
C3	150pF/125V	keramisk skivekondensator
C4	22pF/125V	keramisk skivekondensator
C5	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C6	150pF/125V	keramisk skivekondensator
C7	680pF/125V	keramisk skivekondensator
C8	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C9	470pF/125V	keramisk skivekondensator
C10	68nF/250V	Polyesterkondensator
C11	680pF/125V	keramisk skivekondensator
C12	6,8uF/25V	Elektrolytkondensator
C13	6,8nF/125V	keramisk skivekondensator
D1	1N4148	Silicium diode
D2	1N4148	Silicium diode
T1	BF199	VHF NPN transistor
T2	BF199	VHF NPN transistor
IC1	LM386	IC lavfrekvensforstærker 0,5W
L1	27 MHz	Oscillatørspole (S587)
L2	27 MHz	1' π-led (S588)
L3	27 MHz	2' π-led (S588)
L4	7'harm.	Ferritperle om T1's emitterben
L5	LF-22uH	Drosselspole (S822)
Tx	27.195 MHz	Krystal



**Fig. JK07.1.**  
Printpladen JK07 indeholder en dobbelt tonefaselås og effektudgange til 1 ampere.

## JK07 2-TONE DEKODER

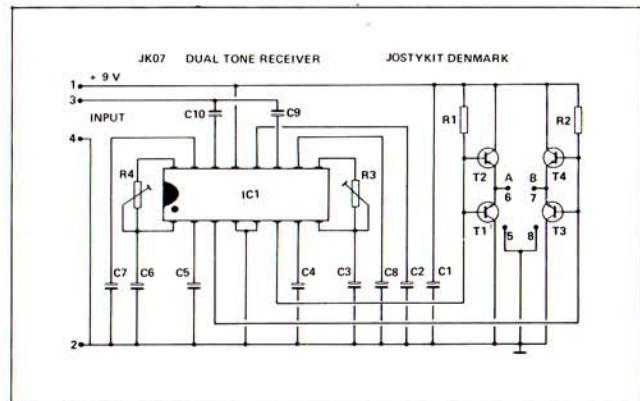
JK07 er en dekoder for to lavfrekvenstoner. Når den får påtrykt en tone på indgangen, og tonen har nøjagtig samme frekvens som den på JK07 indjusterede, vil en effektudgang med kraftige transistorer skifte om. På en JK07 kan der påtrykkes to toner samtidig. Kun de to rigtige toner vil skifte udgangene om.

Det kan benyttes til tonefjernstyring af lamper, relæer og motorer. Fjernstyringen kan enten være med trådløs signaloverførsel gennem JK05 og JK06, eller man kan benytte et simpelt kabel mellem en tonegenerator og JK07.

### DIAGRAMMET

JK07 er opbygget med den dobbelte integrerede faselås XR2567. Kredsen kan give et udgangssignal for en tone med bestemt frekvens på indgangen. Faselåsens store fordel ligger i den enkle opbygning uden store spoler. Frekvensen indstilles ganske simpelt på et par trimmepotentiometre. Når ind-

**Fig. JK07.2.**  
Faselåsen driver en brokoblet udgang. Med to forskellige toner kan man med udgangstransistorerne bringe en motor til at køre begge veje eller enten stoppe eller arbejde med fuld spænding.

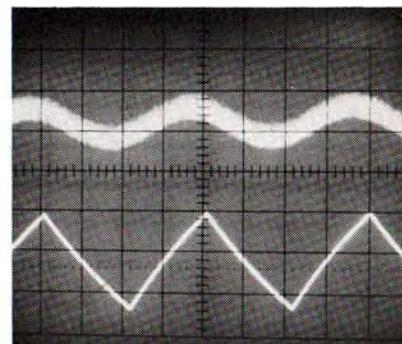


gangssignalet har samme frekvens, som det signal faselåsen selv genererer, vil udgangen åbne. Diagrammet fig. JK07.2. viser sammenkoblingen mellem IC'en med de to faselåse og de to udgangstrin. Udgangene er anbragt dekodet i bro-opstilling. Derved er det muligt at give både positiv udgangsspænding, negativ udgangsspænding og ingen udgangsspænding til f.eks. en motor. Transistorernes opgave er at forstærke strømmen, så JK07 kan belastes med små motorer. Hvis man indsætter større transistorer af darlington effekt type, kan JK07 drive ret store strømme.

Lavfrekvens indgangssignalet sendes ind på indgangen mærket 3 med stel til 4. Signalet adskilles fra jævnspænding med de to kondensatorer C9 og C10. R4 med C6 og R3 med C3 indgår i de to fasegeneratorer. Når man justerer på trimmepotentiometrene, vil frekvensen ændres. Derved vil faselåsen kunne indstilles til at detektere samme frekvens. Båndbredden for detektion er 14%. Det vil sige, at en indgangsfrekvens skal ligge indenfor 14% tolerance, for at faselåsen kan fange og åbne udgangen. Båndbredden og den hastighed, hvormed JK07'eren kan fange tonerne, bestemmes af kondensatorerne C2, C4, C5 og C7. Kondensatoren C1 er anbragt over forsyningsspændingen og afkobler for støj.

Dektorudgangene i IC1 er såkaldte åbne kollektorer. Man sætter en

**Fig. JK07.3.**  
Oscilloskopbillede af et sinus indgangssignal og faselåsens lokaloscillator - et trekantformet signal. Læg specielt mærke til, at de to toner er synkroniseret sammen. Faselåsen forskyder sin egen lokal-tonegenerator til den passer med indgangsfrekvensen. Det kan den indenfor båndbredden på 14%.



belastningsmodstand til plus. Dens størrelse afgør, hvor stor strøm der trækkes. I JK07 er det modstandene R1 og R2. De er på 1 kOhm, og ved 9 volt trækkes derfor ca. 9 mA. De 9 mA er styrestrommen for T2 og T4. Med en forstærkning på ca. 100 gange i transistorerne får man derfor en maximal udgangsstrøm på ca. 900 mA. Er det ikke nok, kan R1 og R2 ændres helt til 220 Ohm. Derved vil styrestrommen blive ca. 40 mA, og den teoretiske belastningsstrøm 4 ampere. Det tåler T1, T2, T3 og T4 dog ikke, og man må samtidig indsætte større transistorer - f.eks. BD239 og BD240. Et strømmen stadig ikke høj nok, kan man benytte darlingtontransistorer af typen BDX93 og BDX94. De kan give omkring 10 ampere. Darlingtontransistorernes ben basis-emitter er ombygget i forhold til standard transistorerne. Derfor skal de vendes med metalsiden *modsat*.

## TILSLUTNING

Tegningen fig. JK07.3. viser, hvorledes man skal tilslutte en JK07 til indgangssignal via en phono bøsning (fra JK05 modtageren), hvorledes spændingen og belastningen skal tilsluttes, og hvordan afbryderen skal monteres. Bemærk i den forbindelse, at det batteri eller den akkumulator man benytter, skal kunne levere mindst samme strøm, som belastningen kræver. Et batteri som det aftenegnede vil kun kunne levere 2-300 mA i kort tid. Det vil knap nok kunne drive en motor rundt. Bedst er det at anvende ladbare NiCd celler som forsyning. De kan levere ret store strømme.

Tilslutning i forbindelse med modelbåd fjernstyring er vist i afsnittet om JK06.

## TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	9-12 V DC
Strømforbrug tomgang/fuld last . . . . .	0,1 - 1 ampere
Frekvens fangområde . . . . .	300-2.000 Hz
Indgangssignal . . . . .	50 mV - 1.000 mV
Maximal belastningsstrøm med de medflg. T1-4 . . . . .	1 ampere

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	1 kOhm	1/4 W modstand
R2	1 kOhm	1/4 W modstand
R3	10 kOhm	trimmekontaktometer
R4	10 kOhm	trimmekontaktometer
C1	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C2	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C3	0,1uF/35V	tantalkondensator
C4	2,2uF/35V	tantalkondensator

C5	2,2uF/35V	tantalkondensator
C6	0,1uF/35V	tantalkondensator
C7	2,2uF/35V	tantalkondensator
C8	2,2uF/35V	tantalkondensator
C9	0,1uF/35V	tantalkondensator
C10	0,1uF/35V	tantalkondensator
T1	BD136	PNP transistor (el. BD240 el. BDX94)
T2	BD135	NPN transistor (el. BD239 el. BDX93)
T3	BD136	PNP transistor (el. BD240 el. BDX94)
T4	BD135	NPN transistor (el. BD239 el. BDX93)
IC1	XR2567	dobbelt tone faselås

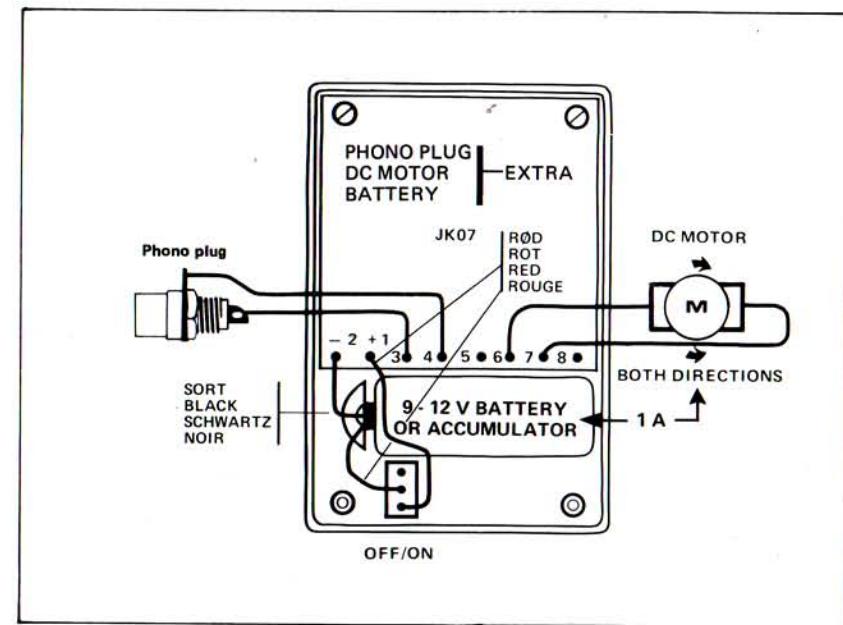


Fig. JK07.4.  
Tilslutning af indgangssignal og motor med to omløbsretninger.

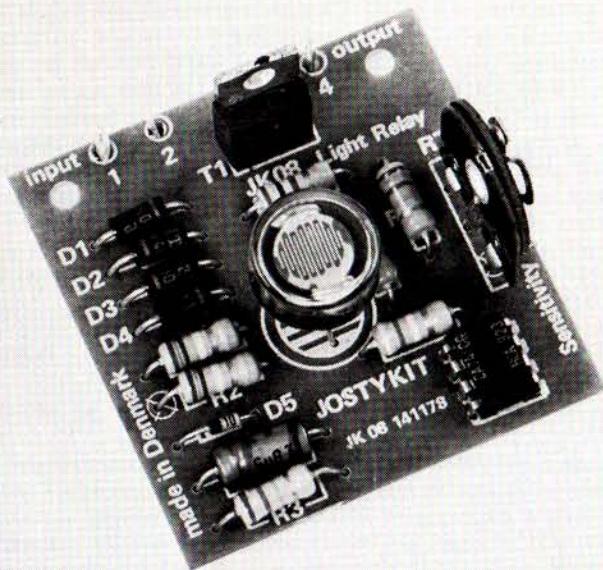


Fig. JK08.1.

Lysrelæet tilsluttes direkte 220 volt netspænding, og det er forbundet med livsfare ikke at indbygge den forsvarligt i en isolerende plastbox.

## JK08 LYSRELÆ FOR 220 VOLT

JK08 er et fuldelektronisk lysrelæ for direkte netdrift. Lysrelæet kan tænde en glødelampe, når det mørkner. På et lille indbygget trimmepotentiometer justeres ved hvilket lysniveau, lysrelæet skal tænde belysningen.

JK08 finder anvendelse som automatisk havebelysning, garagebelysning, men kan også benyttes som præventiv tyverisikring. Anbringes JK08 indendørs til en eller flere lamper, vil de kunne tændes automatisk, når det bliver mørkt. Så vil man roligt kunne forlade hjemmet. Når lyset automatisk tændes om aftenen, vil kun få indbrudstyre turde gå ind. Sikringen kan udvides med et kontaktur, så belysningen igen slukkes på et vist tidspunkt. Det kan benyttes til f.eks. forretnings belysning. Man behøver så ikke hele tiden at ændre urets indstilling efter årstiden. JK08 tænder lyset, når det bliver mørkt, og kontakturet slukker på det krævede tidspunkt - f.eks. kl. 23.00.

## DIAGRAMMET

JK08 er opbygget overordentlig enkelt. Opstillingen indeholder en CdS fotocelle, der mäter lyset. Fotocellen indgår sammen med modstandene

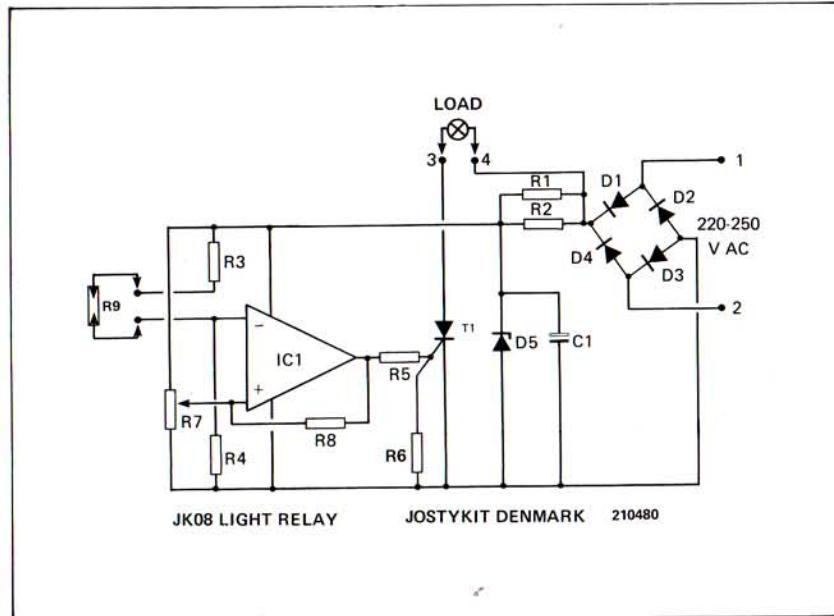


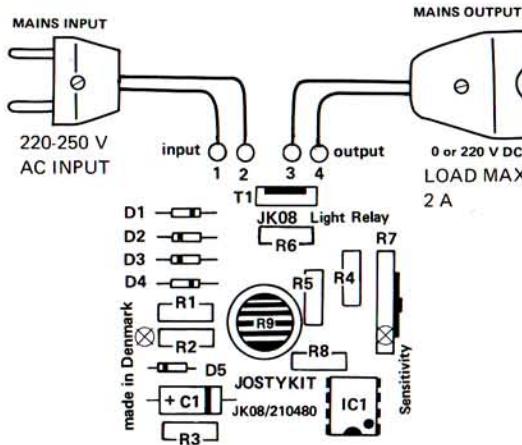
Fig. JK08.2.

JK08 er opbygget simplest muligt med en operationsforstærker, en CdS fotocelle, en ensretterdel og en styret ensretter.

R3 og R4 i en spændingsdeler, og jævnspændingssignalet tilføres en operationsforstærker på inverting indgangen. Operationsforstærkerens anden indgang er sluttet til et trimmepotentiometer. Når spændingen på inverting indgangen skifter fortegn i forhold til non-inverting indgangen, vil operationsforstærkerens udgang tænde halvlederregulatoren T1 gennem modstanden R5. R8 giver en lille smule *hysteres*, så lyset ikke blinker omkring skiftepunktet. Derved skal der lidt mere lys til at slukke end til at tænde relæet.

Zenerdiogen D5 og kondensatoren C1 indgår i strømforsyningen sammen med ensretterdioderne D1 til D4 og faldmodstandene R1 og R2. Disse komponenter omsætter 220 volt netspændingen til 10 volt stabil jævnspænding ved ca. 5-10mA. Modstanden R6 sikrer, at T1 ikke fejltænder ved stigende temperatur.

Belastringen kan *kun* være glødelamper. Det er fordi belastringen slutes til opstillingen *efter* ensretterbroen. Derved vil vekselspændingen omsættes til pulserende jævnspænding. Det arbejder glødelamper ligeså godt med som med vekselspænding, men tilslutter man transformatordrevne apparater eller lamper - eller f.eks. lysrør - vil det gå galt. De kan *ikke* benyttes på JK08. En ændring med et vekselstrømsrelæ til 220 volt i stedet for belastringen går heller ikke, fordi relæet ikke trækker strøm nok til at T1 halvleder-kontakten kan arbejde stabilt.



**Fig. JK08.3.**  
Den simplest mulige sammenbygning af JK08 med netstik og netbøsning.

#### ÆNDRING TIL LAVSPÆNDING

JK08 drives normalt direkte på netspændingen. Derfor er det overordentligt farligt for ukyndige at benytte en JK08, der ikke er korrekt samlet eller indbygget. Benyttes JK08 af mindreårige eller teknisk ukyndige, anbefales det at ændre konstruktionen på følgende måde:

Anskaf en lille AC-adaptor med 9 til 12 volt vekselspænding - f.eks. en T411. Tilslut den indgangen 1 og 2. Fjern modstandene R1 og R2 på 120 kOhm og indsæt i stedet to modstande på hver 150 Ohm. Fjern halvlederkontakten T1 og indsæt i stedet for en lille effekttransistor af typen BD135. Dens basis sluttet til R5/R6, dens emitter sluttet til minus, og dens kollektor sluttet til punkt 3. Transistoren monteres i praksis i printet med metalsiden som SCR'en (eller en triac).

Mellem punkt 3 og 4 anbringes en diode med stregen mod 4. Dioden kan være en 1N4005 eller en 1N4148.

På belastningsloddeøjnene har man nu en lysafhængig skiftestrøm på omkring 100mA. Det er nok til et relæ. Eller man kan tilslutte den store AC-regulator AT469. I det sidste tilfælde må der samtidig anbringes en modstand på 470 Ohm mellem R3 og R4.

#### TILSLUTNING

Illustrationstegningen fig. JK08.3. viser, hvorledes man slutter lysrelæet til netforsyningen via et netstik og belastningen til via en netbøsning. Af hen-

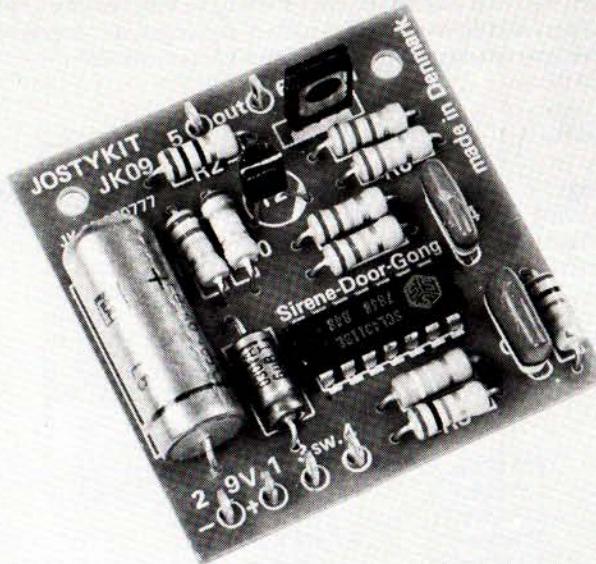
syn til stødfaren fra nettet SKAL JK08 indbygges forsvarligt i en isolerende plastbox, og fotocellen bør anbringes i kassen, så kun lys kan komme i berøring med den. Elektricitetsmyndighederne forlanger, at der er en såkaldt »krybe-spændingsafstand» på mindst 6 mm til berørbare dele.

#### TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	220-240 VAC
Udgangsspænding . . . . .	220-240 VDC
Tomgangs effektforbrug max. . . . .	1 watt
Tilslutningseffekt max . . . . .	.400 watt

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	120 kOhm	1/4 W modstand
R2	120 kOhm	1/4 W modstand
R3	27 kOhm	1/4 W modstand
R4	27 kOhm	1/4 W modstand
R5	3,9 kOhm	1/4 W modstand
R6	1 kOhm	1/4 W modstand
R6/cds	1 MOhm	CdS fotocelle
R7	100 kOhm	trimmepotentiometer
R8	470 kOhm	1/4 W modstand
D1	1N4005	1 ampere kraftdiode
D2	1N4005	1 ampere kraftdiode
D3	1N4005	1 ampere kraftdiode
D4	1N4005	1 ampere kraftdiode
D5	ZPD10	10 volt zenerdiode/400mW
IC1	MIC741	bipolær op-amp.
T1	S4006	styret ensretter SCR (el. S2062D)
C1	6,8uF/25V	elektrolytkondensator



**JK09 SIRENE/PIP-FUGL**

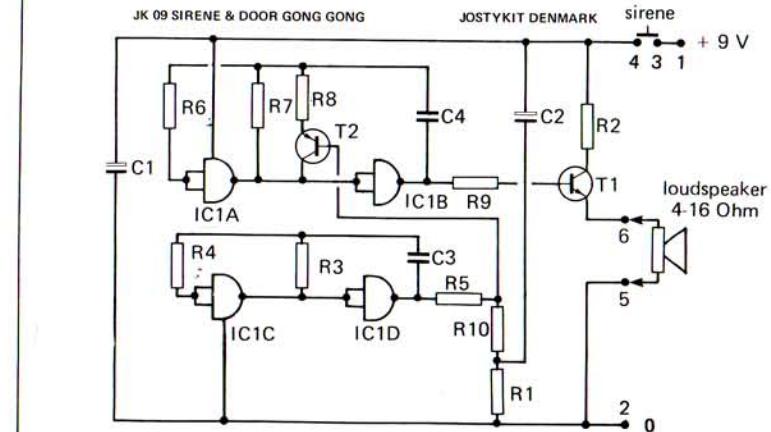
JK09 konstruktionen har i flere år været det mest solgte Jostykit byggesæt. Der produceres idag næsten 30.000 af dem om året.

Årsagen til dette er, at sættet er blandt de allermest velegnede til begyndere. Det er et sæt, der er sjovt, underholdende og straks kan fungere selvstændigt. Derfor benyttes det i vid udstrækning på aften- og ungdomsskoler og på metalteknisk EFG linie i flere danske skoler.

JK09 har ikke nogen egentlig anden formuftsbetonet anvendelse end i undervisningsøjemed. Når der sættes strøm på den, begynder den at pippe. Efter nogen tid stiger frekvensen indtil den er konstant. Pip-frekvensen styres af en C-MOS tonegenerator og op/ned-svingninger af en anden C-MOS generator. Frekvensændringen i tidsforløbet sker efter en opladekurve for en elektrolytkondensator.

#### DIAGRAMMET

Når der kommer spænding på JK09, vil den begynde at pippe. Tonerne



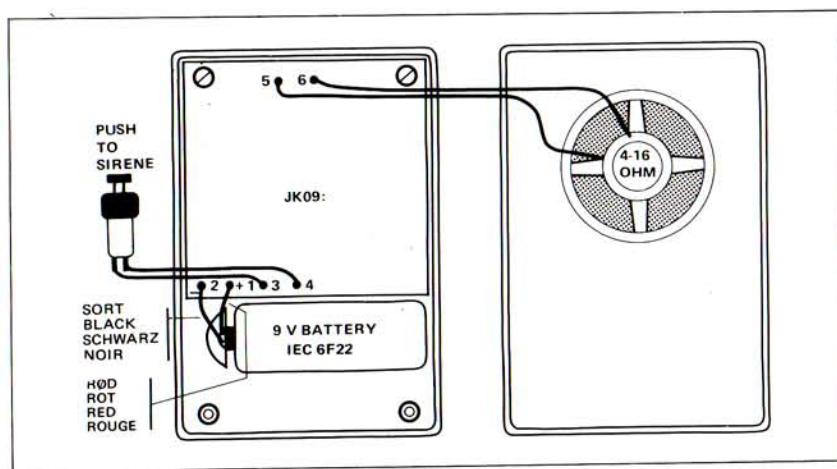
**Fig. JK09.2.**  
De to tonegeneratorer i den elektroniske sirene/pip-fugl er opbygget af 4 gates i en digital gate C-MOS kreds.

dannes i 2 C-MOS tonegeneratorer med hver 2 NAND-gates. Generatoren med IC1C og IC1D svinger omkring 3-6 gange op og ned i sekundet. Frekvensen er bestemt af modstanden R3 og kondensatoren C3. R4 giver styrespænding til IC1C's gate indgang. Hver gate vender faser 180 grader. Med to gates opnår man en forstærkning, og en 360 graders fasevending. Derved dannes en med-koblingssløjfe, som ligner en astabil multivibrator. IC1C's udgang svinger mellem fuld positiv og negativ forsyningsspænding. Derved vil kondensatoren C9 op- og aflades gennem R3. Op- og afsladetiden vil være nogenlunde lige lang og bestemmes tilnærmet efter formlen:

$$T = R \times C \times 0,7$$

Men der indgår også andre parametre som f.eks. gatenes skifteniveau, så formlen må kun benyttes som »tommelfingerregel». Hvis man vil ændre på skiftegeneratoren, kan der frembringes mange andre sjove lyde. Gøres C3 dobbelt så stor, vil skiftet være dobbelt så langt. Gøres C3 mindre, vil skiftet blive hurtigere. Erstatter man R3 med to ens modstande med hver en diode i serie, vil skiftetiden op og ned kunne gøres forskellige. Indsættes trimmekontrol, vil lydene kunne indstilles efter behag.

Tonegeneratorerne er opbygget ligesom skiftegeneratoren. Det er IC1A og IC1B, samt modstandene R6, R7, R8, transistoren T2 og kondensatoren C4. Kondensatoren C4 er meget mindre end C3 i skiftegeneratoren. Derfor kom-



**Fig. JK09.3.**  
Således tilkobler man JK09 til batteri, trykkontakt og højttaler.

mer der et tonesignal. Tonesignalet kan skifte frekvens i takt med udstyringen af transistoren T2. Når der kommer basisstrøm til transistoren, falder dens modstand. Derved vil frekvensen gå op. Det sker i takt med styringen fra skiftetegeneratoren gennem R5, R10 og R1. Kondensatoren C2 forsinker skiftet med ca. 5 sekunder. Derfor vil JK09 spille med stigende frekvens i dette tidsrum.

Udgangssignalet fra tonedelen føres gennem modstanden R9 til basis på effekttransistoren T1. Denne transistor åbnes og lukkes i takt med tonesignalet. Derved vil den tilsluttede højttaler få tilført en pulserende jævnspænding. Det arbejder den fint med.

Hvis det ønskes, kan udgangseffekten øges meget væsentligt. Dertil kræves en strømforsyning, der kan give et par ampere - dvs. ret store batterier eller en akkumulator. Endvidere må man erstatte transistoren T1 med en power-darlington type - f.eks. BDW93, samt kortslutte modstanden R2. Ved 12 volt forsyningsspænding vil der kunne leveres en effekt til højttaleren på mellem 8 og 10 watt.

## TILSLUTNING

Illustrationen fig. JK09.3. viser, hvorledes man på en nem måde kan indbygge JK09 i en lille box og montere batteri, højttaler og afbryder. Sammenkoblingerne sker med ledning.

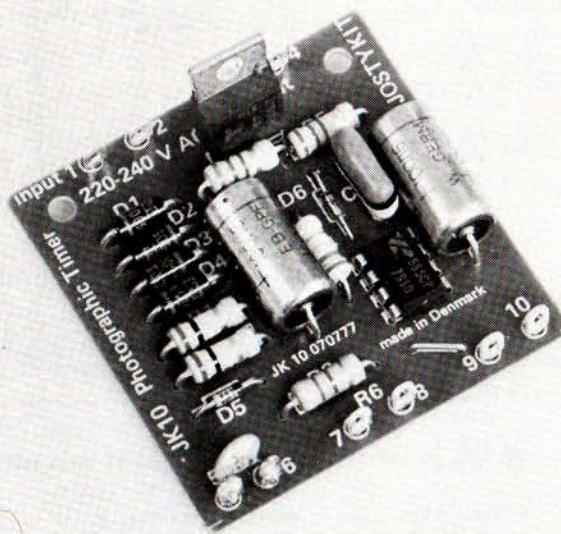
## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . . 9-12 VDC  
Strømforbrug . . . . . 100mA max.

Udgangseffekt ved 9 volt med 4 Ohm's ht.	0,5 watt
Frekvenssving . . . . .	500-5.000 Hz
Modulationsfrekvens . . . . .	2,5-6 Hz
Højttalerimpedans . . . . .	4-16 Ohm

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	56 kOhm	1/4 W modstand
R2	10 Ohm	1/4 W modstand (kan kortsl. ved h. eff.)
R3	1 MOhm	1/4 W modstand
R4	390 kOhm	1/4 W modstand
R5	1 MOhm	1/4 W modstand
R6	56 kOhm	1/4 W modstand
R7	56 kOhm	1/4 W modstand
R8	27 kOhm	1/4 W modstand
R9	1,2 kOhm	1/4 W modstand
R10	180 kOhm	1/4 W modstand
C1	470uF/16V	elektrolytkondensator
C2	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C3	100nF/250V	polyesterkondensator
C4	10nF/250V	polyesterkondensator
T1	BD135	NPN transistor (el. BD239 el. BDX93)
T2	BC557B	PNP transistor
IC1	4011	4-dobbelt C-MOS NAND gate



**Fig. JK10.1.**  
JK10 fototimeren kan arbejde direkte på det livsfarlige 220 volt net. Derfor skal den indbygges forsvarligt i en isolerende plastbox.

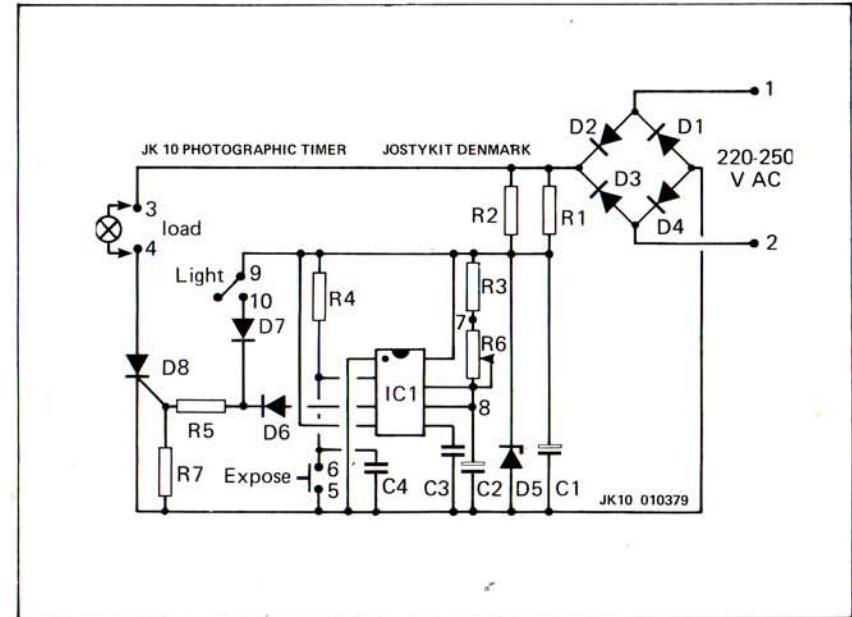
## JK10 HOBBY FOTOTIMER

JK10 er en mini fototimer med de faciliteter, man i det daglige har brug for. Den benyttes direkte på 220 volt nettet og kan trække lampen i et almindeligt forstørrelsesapparat. Tiden kan indstilles logaritmisk mellem 20 og 60 sekunder, der er en knap for eksponering og kontakt for fast indstillingslys. Da JK10 er fuldelektronisk og uden mekanisk relæ, kan den holde i mange år. Det eneste, den ikke kan, er at tænde lampen i forstørrelsesapparater med lav-voltlampe og transformator.

Betjeningen er lettet med den logaritmiske skala. De fleste fototimere har en lineær skala og en eller flere dekadeomskiftere. Så får man tiderne 1 til 6 sekunder og 1 til 60 sekunder. Det er fotografisk set uhensigtsmæssigt og belaster blot prisen med den ekstra omskifter. Det, amatøren har brug for, er en timer, der for en bestemt drejning giver en eksponentiel tidsindstilling.

## DIAGRAMMET

JK10 er enkelt opbygget over den integrerede kreds 555. Kredsen inde-



**Fig. JK10.2.**  
Fototimeren er opbygget omkring en lav-effekt timer IC af typen 555L. Den giver en nøjagtighed på mindst 0,1% i sig selv, uanset temperaturen og forsyningsspændingen svinger.

holder en timerfunktion, der er næsten uafhængig af temperatur og spændingsændringer. R6 indstiller ladestrømmen til elektrolytkondensatoren C2. Jo mindre indstillet modstand, desto hurtigere timing. Modstanden R3 begrænser ladestrømmen, så den korteste tid bliver ca. 2 sekunder.

Timeren startes ved tryk på Expose knappen, på loddeøje 5 og 6. Når knappen indtrykkes, vil en flip-flop i IC1 give positiv spænding på udgangen og samtidig »fjernes« en transistoriseret kortslutning over ladekondensatoren C2. Derved vil C2 oplades, og når spændingen på C2 stiger over 2/3'dele af den øjeblikkelige forsyningsspænding, vil flip-flop'en slå om igen, og udgangsspændingen vil gå på nul.

Udgangsspændingen fra IC1 forårsager en triggestrøm gennem D6, R5 og D8 SCR'en gate. Derved vil den tænde og vedblivende være tændt, indtil IC1's udgang igen går på nul. Når SCR'en er tændt, vil der gå strøm gennem belastningen. Strømmen er pulserende DC og tages over den brokoblede ensretter med D1 til D4. Fra samme ensretterkreds løb tages forsyningsspænding til timerkredsløbet. Højspændingen sænkes gennem faldmodstandene R1 og R2. Modstandene leverer en strøm på 5-10mA til zenerdioden D5 og ladekondensatoren C1. Kondensatoren C3 afkobler støj inden i IC1.

Når man ønsker konstant lys til focusering, slutter kontakten mærket Light forbindelse over loddepunkterne 9 og 10. Derved får SCR'en konstant gatestrøm uafhængig af timerfunktionen. Dioderne D6 og D7 er en gate for

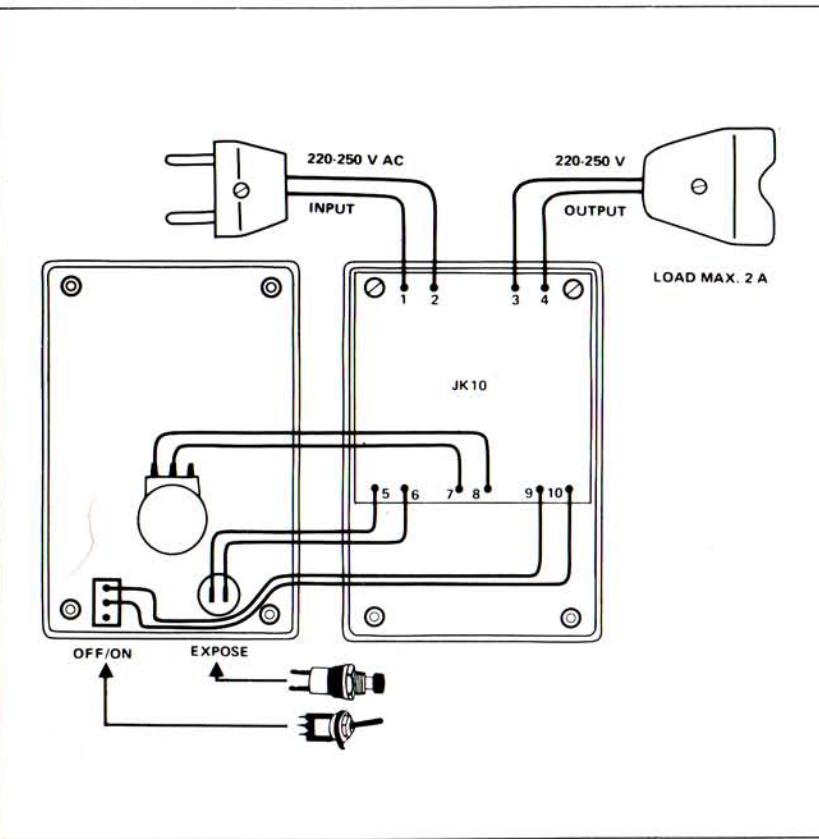


Fig. JK10.3.

Fototimeren indbygges i en isolerende plastæske. Så kan livsfarlig berøringsfare undgås.

sammenkoblingen af de to funktioner. Uden D6 ville der kunne sendes strøm direkte ind i IC1's udgang, og den kunne ødelægges.

#### TILSLUTNING

Illustrationen fig. JK10.3. viser, hvorledes man kan indbygge den spændingsfarlige JK10 i en isolerende plastbox sammen med timerpotentiometer, Exposure knap, konstant-lys knap, netstik og netbøsning for forstørrelsesapparat. De to bøsninger bør fastgøres inden i kassen med kabelbøjler, så man ikke ved en fejltagelse kan komme til at trække de spændingsførende ledninger ud af kassen. Kassen bør også limes forsvarligt sammen, når den er samlet. Ellers vil ukyndige kunne bringes i livsfare ved berøring af netspændingsførende dele.

#### ENERGI SPARE TIMER

JK10 er generelt blot en timer. Den er lavet til fotoamatører men kan også benyttes, hvor man vil spare energi. I hjemmet glemmer specielt børn at slukke efter sig. Hvis timeren sluttet til den sædvanlige tænd-sluk kontakt i rum, hvor man typisk altid glemmer lyset, kan den selv slukke efter en hvis tid - f.eks. på toilettet.

Nu er tiden 60 sekunder sjældent nok, så man må ofte indsætte en større tidskondensator. C2 på 100uF giver et et minut. Hvis man i stedet benytter en 470uF/16V vil tiden øges til 5 minutter. Tider helt op til 30 minutter kan man opnå med endnu større kondensator.

Også i kældergange, hvor man skal passere en gang imellem, er JK10 fin som lys-forlænger. Den forbides både i dette og det foregående tilfælde på samme måde som fototimeren. Blot behøver man ikke at montere fast-lys kontakten, og timerpotentiometeret kan erstattes af en fast modstand.

Bemærk: heller ikke som energi spare timer kan JK10 drive lysrør og apparater med transformatorer - og ej heller ombygges til dette.

#### OMBYGNING TIL UFARLIG LAVSPÆNDING

Det er meget farligt for ukyndige og mindreårige at bygge og benytte netspændingsførende elektronik. Derfor anbefales en mindre ombygning af JK10 for begyndere:

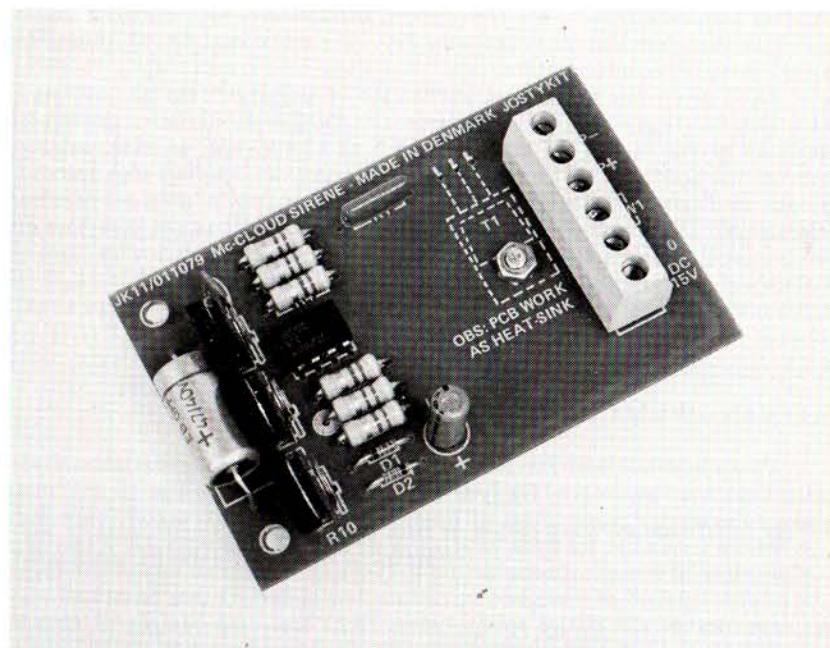
Anskaf først en AC-adaptor på 12VAC, f.eks. T411 og tilslut den til loddeøjnene 1 og 2. Erstat derefter modstandene R1 og R2 med to nye på 150 Ohm og indsæt en lille power transistor af typen BD135 i stedet for D6. Transistoren basisledning skal gå til R5 og R6, dens emitter til minus (nul) og dens kollektor til loddeøje 3. Sæt et 12 volt relæ over 3 og 4 og forbind en diode af typen 1N4005 eller en 1N4148 fra 3 til 4 med »stregen» til 3. Dioden hindrer, at relæets selvinduktionsspændinger kan ødelægge transistoren. Hvis man forbinder en modstand på 470 Ohm i stedet for et relæ, kan JK10 styre et effektregulatormodul af typen AT469.

#### TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	220-240V AC
Effektforbrug i tomgang . . . . .	1 watt
Belastning maksimalt . . . . .	400 watt
Timertid . . . . .	2-60 sek.
Indstillingsnøjagtighed . . . . .	20%
Timernøjagtighed . . . . .	0,1%

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	100 kOhm	1/4 W modstand
R2	100 kOhm	1/4 W modstand
R3	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R4	68 kOhm	1/4 W modstand
R5	2,2 kOhm	1/4 W modstand
R6	470 kOhm	LIN potentiometer (timer)
R7	560 Ohm	1/4 W modstand
C1	100uF/16V	elektrolytkondensator
C2	100uF/16V	elektrolytkondensator
C3	100nF/250V	polyesterkondensator
C4	1nF/125V	keramisk skivekondensator
D1	1N4005	kraftdiode/400V-1A
D2	1N4005	kraftdiode/400V-1A
D3	1N4005	kraftdiode/400V-1A
D4	1N4005	kraftdiode/400V-1A
D5	ZPD10	10 volt zenerdiode/400mW
D6	1N4148	50mA siliciumdiode
D7	1N4148	50mA siliciumdiode
D8	S4006 el. S2062D	SCR halvleder regulator
IC1	NE555 L	low-power timer IC



## JK11.1.

JK11 printpladen er konstrueret således at effekttransistoren kan få køle-effekt fra print-kobberet. I den ene ende er der tre trimmekontakter til indstilling af modulation og frekvens, i den anden ende findes tilslutningsbønningerne.

## JK11 ELEKTRONISK SIRENE

Elektroniske sirener overtager efterhånden ringeklokken funktion som alarmgiver. En ringeklokke eller et almindeligt elektrisk automobilhorn består af en spole med magnet og en elektrisk kontakt. Kontaktens fjederbelastes således, at den kan bringes til at selvsvinge, når den påvirkes af magnetfeltet. Svingningerne kan overføres fra svingarmen til en horn-membran eller en klokke.

Men en mekanisk fungerende klokke og et horn slides. Det er specielt kontakten, der belastes hårdt. Elektromekaniske automobil-udrykningshorn udskiftes idag til elektroniske. Det er fordi sådanne horn belastes særligt hårdt, særligt længe. Det kan de ikke holde til. Derimod kan et højttalerhorn holde til meget store belastninger. Højttaleren har nemlig ingen dele, der slides væsentligt. Membranen bevæger sig godt nok, men bevægelsen slider ikke mekanisk på højttaleren. Styringen af membranen ordnes af et varierende magnetfelt i svingspolen og magnetiseringen sker ved elektronisk ændring af den påtrykte spænding. Elektronikken ødelægges sjældent og slides så godt som aldrig i stykker. Derfor er de fleste politibiler og redningskøretøjer idag

udstyret med elektroniske horn. Brugen af elektroniske horn medfører også, at højttalertrætten kan benyttes som PA- og kaldeanlæg. Dertil kræves en lavfrekvens mikrofonforstærker.

JK11 er en lille elektronisk sirene med en udgangseffekt på omkring 8 watt. Den er velegnet som alarmgiver over en lille hornhøjttaler - f.eks. typen L807. JK11 skal drives fra et batteri på 9 til 12 volt eller en akkumulator, men det må absolut ikke forlede til at tro, at den kan benyttes som automobilhorn med »politilyd». Det forhindrer lovgivningen, og der gives ret høje böderstrafte for sådanne lovovertredelser. Man må rent faktisk slet ikke have en elektronisk sirene i vognen, som nemt kan tilsluttes. Det eneste lovlige horn er et flertonet samtidigt lydende, som ikke kan ændre frekvens. Skal JK11 på en bil, motorcykel eller knallert, må den altså være et legetøjskøretøj - og oven i købet afskærmet, så det ikke generer naboen!

### JK11 KAN GIVE MANGE LYDE

På en hornhøjttaler kan JK11 spille ganske højt. I en meters afstand når lydtrykket smertegrænsen. Og lyden i JK11 kan indstilles lige til det, man ønsker. Der er tre reguleringer af toneindstilling. På frekvenskontrollen kan man ændre tonen lige fra dybe bas-trut til de højeste pibetoner. Og tonen kan moduleres til at svinge i tonehøjde. En modulationsgenerator kan indstilles, så tonen løber op med en hastighed og ned med en anden. På den måde kan man simulere næsten alle rigtige »politi-lyde». JK11 kan også bringes til at lyde som et tågehorn, en luftværnssirene og en skibsfløjte. Der er et utal af indstilningsmuligheder på JK11.

### DIAGRAMMET

JK11 er opbygget med to tonegeneratører i en og samme lille 8-ben IC. IC'en indeholder to standard operationsforstærkere. Den ene halvdel (med dioderne D1 og D2) giver modulationen og den anden giver tonen. Tonesignalet sendes ind gennem en effekt transistor af darlington-type til højttaleren. Transistoren kan udstyre højttaleren med strømme på næsten 10 ampere for blot 10mA (milliampere) styresignal.

Modulationsgeneratoren er opbygget over en operationsforstærker koblet som astabil multivibrator. Modstandene R1 og R6 giver en referencespænding på ca. halv forsyningsspænding på non-inverting indgangen ben 5. Tilbagekoblingsmodstanden R5 får op-amp'en til at arbejde medkoblet som schmitt-trigger. R1, R5 og R6 er alle lige store. Når udgangen er fuldt positiv, vil der være 66% af forsyningsspændingen på non-inverting indgangen. Desuden vil den positive spænding oplade elektrolytkondensatoren C3 gennem R8 og D2. Dioden D1 spærre for positiv strøm, så den er uden virkning ved opladning af C3. Når spændingen over C3 når 66% af forsyningsspændingen, vil udgangen på op-amp'en skifte til nul (minus). Derved vil C3 aflades gennem D1 og trimmeren R7. Når spændingen når 33% af forsyningsspændingen, vil udgangen skifte polaritet og en ny opladning af C3 påbegyndes.

C3 vil altså hele tiden op- og aflades mellem 33% og 66% af forsyningsspændingen, og op- og afladningstiderne kan indstilles individuelt. Kurven kaldes *savtak*'et.

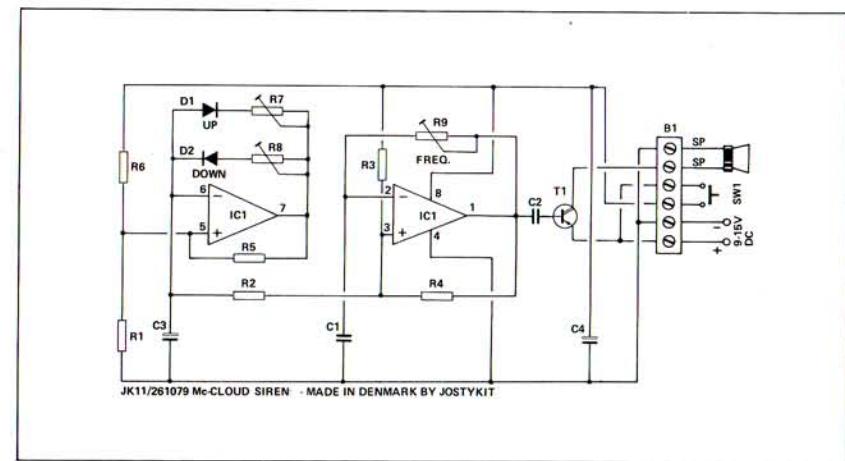


Fig. JK11.2.

Den venstre operationsforstærker med to dioder giver modulationen og den højre tonen til effekttransistor og højttaler.

Savtak modulationsspændingen overføres til tonegeneratoren via modstanden R2. Den modstand indgår i tonegeneratorens schmitt-triggerdel sammen med R3 og R4. Derved vil tonegeneratorens skiftepunkter forskydes tidsmæssigt fra modulationsgeneratoren. Ved at styre på R2 i minussiden, vil impulsene i udgangen blive varieret i både *duty-cycle* og frekvens, og impulsene til udstyring af transistoren vil blive nåleformede. Der vil aldrig ske det, at firkantimpulsene bliver positive mere end 50% af tiden. Det sikrer, at højttaleren aldrig vil blive drevet med jævnstrøm i den længste tid af perioden. Så kan den bedre tale stor tilført jævnspændingseffekt, og den har samtidig bedst mulig virkningsgrad - dvs. mest lyd for den laveste gennemsnitsstrøm.

Tonegeneratorens frekvens bestemmes af R9 trimmeren og C1 kondensatoren. Operationsforstærkeren lader kondensatoren op og af fra udgangen ved ben nr. 1, - gennem trimmeren. Når den indstilles på en lav modstands-værdi opnås en høj tone. Med fuld modstand inddrejet får man en lav tone.

Højttaleren skal drives med en vis effekt. Det sørger darlingtontransistoren T1 for. Den er meget utraditionelt tilkoblet kapacitivt til generatoren gennem C2. Det kan man KUN med en darlingtontransistor med indbyggede modstande mellem basis og emitter. Sætter man en almindelig effekt transistor i, vil basis-emitter diodestrækningen øjeblikkeligt oplade kondensatoren, hvorefter transistoren ophører med at trække strøm. Også opstillingens tændtryk-kontakt er tilkoblet lidt utraditionelt. Den giver strøm til tonegeneratører men ikke effekttransistor og højttaler. Derved opnår man, at sirenen ikke stopper straks, når knappen slippes.

Elektrolytkondensatoren C4 vil holde spændingen i et kort tidsrum. Hvis man ønsker længere »udrulningstid», må C4 gøres større. Uden signal trækker T1 ingen strøm, selvom den hele tiden er tilsluttet spændingen.

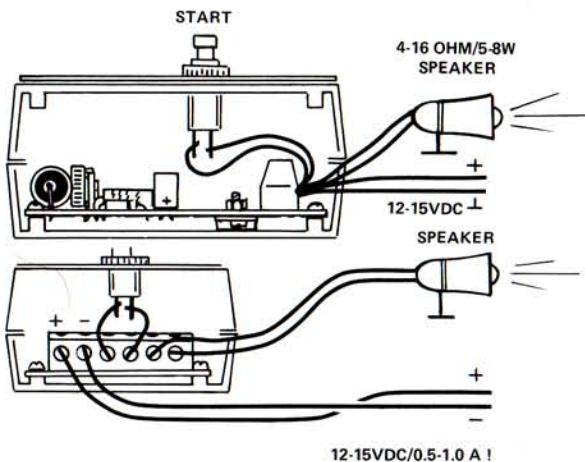


Fig.

JK11.3.

Man opnår den største effekt med JK11, hvis den tilsluttes en lille effektiv hornhøjttaler.

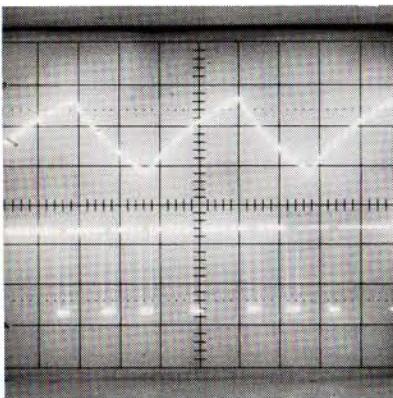


Fig. JK11.4.

Oscilloskopbillede af modulationsfrekvens med ens indstillinger af modulationspotentiometrene R7 og R8 (øverst), samt den tilsvarende tone (nederst).

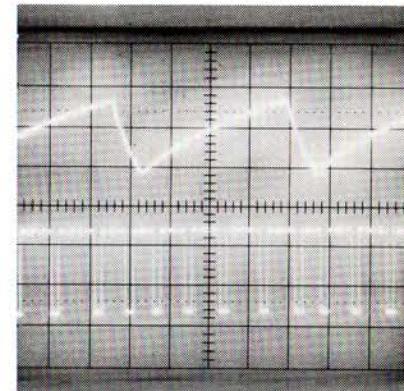
## TILSLUTNING

JK11 tilsluttes forsyningsspænding, trykkontakt og højttaler, som vist på illustrationerne JK11.3a og b. Almindeligvis indbygges hele opstillingen i en isolerende plastbox. Men boxen isolerer også for varme, og transistoren T1 får kun køling ved fastspænding til printpladens kobber. Derfor kan anbrinelse i mere luftige omgivelser være aktuel, når sirenen skal benyttes i længere

Fig. JK11.5.

Oscilloskopbillede af modulationsfrekvens (øverst) og tone (nederst) med forskellig indstilling af modulationspotentiometrene. Man siger, at »duty-cyclet« er forskellig.

Det er duty-cyclet for tonen også. Bemærk tonespidsernes breddeændring ved modulation.



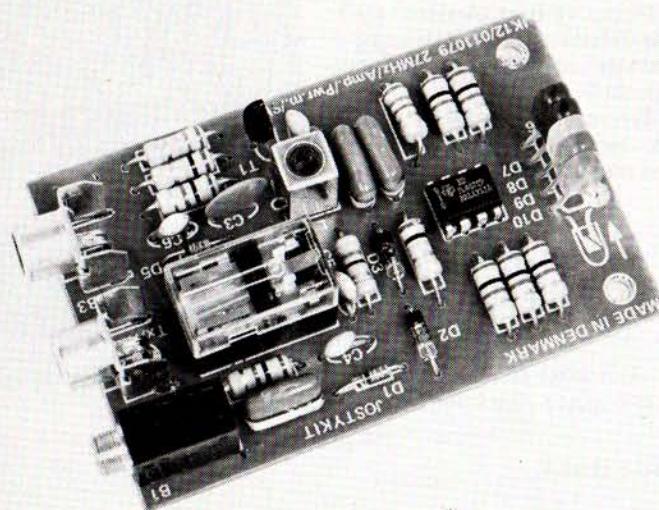
tidsrum. Anbringes JK11 udendørs, må der ikke kunne komme fugtighed eller vand på printplade eller komponenter.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	9-15 V DC
Strømforbrug med 8 Ohm højttaler max. . . . .	1 ampere
Udgangseffekt i 8 Ohm højttaler. . . . .	5-8 watt
Hastighed for modulationsgenerator op/ned . . . . .	0,5 - 5 sek.
Frekvens garanteret . . . . .	800-2.000 Hz

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R2	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R3	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R4	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R5	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R6	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R7	1 MOhm	trimmepotentiometer
R8	1 MOhm	trimmepotentiometer
R9	1 MOhm	trimmepotentiometer
C1	1,5nF/125V	keramisk skivekondensator
C2	100nF/250V	polyesterkondensator
C3	1uF/63V	elektrolytkondensator
C4	47uF/40V	elektrolytkondensator
D1	1N4148	50mA silicium diode
D2	1N4148	50mA silicium diode
T1	BDW94 (BDW34)	PNP darlington power transistor
IC1	LM358/CA3240	dobbelt operationsforstærker



**Fig. JK12.1.**  
JK12 er både en modtage antenneforstærker, et effektmeter med lysdioder og JK12 har indbygget automatisk antenne omskifter.

## JK12 27MHz KOMBINATIONSSÆT

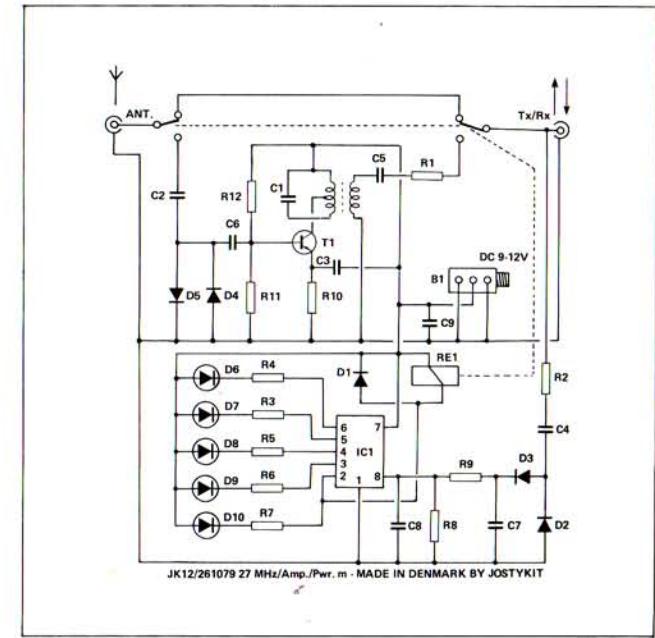
JK12 er konstrueret til walkie-talkie amatører og har 3 forskellige funktioner. Dels er det en antenneforstærker, som er aktiv i modtagestilling, dels et effektmeter med lysdiode skala og endelig en fuldautomatisk sende-modtage omskifter.

JK12 kan umiddelbart indkobles i antenneleddningen mellem walkie-talkien og den eksterne antennen. Sættet eigner sig ikke til walkie-talkier med indbygget teleskopantenne. Den indbyggede automatiske antennoomskifter eliminerer behovet for en manuel sende-modtage omskifter.

På den logaritmiske lysdiode skala kan man aflæse sendeffekten mellem 25mW og 500mW. De 5 lysdioder tænder i søje som et termometer. Lysdioderne afgiver effekterne ved 25mW, 50mW, 100mW, 250mW og 500mW. Ved ændring af en modstand på printpladen kan området øges fra 250mW til 5W. Det er mest aktuelt i udlandet, hvor mobil- og base-stationer må afgive 5 watt.

I modtagestilling - et relæ skifter om, når der ikke er sendeffekt - er den afstemte antenneforstærker i funktion. Forstærkeren er meget kraftig. I standardversionen giver den omkring 20-24 dB eller ca. 10-15 ganges forstærkning. Det sætter krav til den benyttede walkie-talkie's indgangsfiltrering. En del apparater kan simpelthen ikke arbejde med så meget signal. I disse til-

**Fig. JK12.2.**  
Diagrammet består af to byggeblokke. Dels en smalbands modtage antenneforstærker med T1 og filteret L1/C2 samt en LED skala-styring.



fælde må JK12 ændres til mindre forstærkning. Forstærkeren skal lige netop give så meget forstærkning, at signal/støj-forholdet forbedres, men ikke så meget forstærkning at der kommer falske stationer og støj ved krydsmodulation.

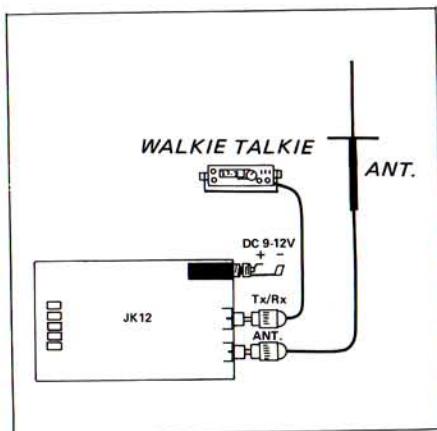
## DIAGRAMMET

Der er to helt forskellige kredsløb kombineret på JK12.2. diagrammet. Antenneforstærkeren til modtage-forbedring er opbygget med transistoren T1 og filteret L1/C1. Når relækontakterne står i modtagestilling (vist i sendestilling), vil antennesignalet passere C2 og C6 og blive forstærket i transistoren T1. Signalet overføres med korrekt impedanstransformation gennem filterspolen L1. Derefter passerer det forstærkede signal skillekondensatoren C5 og modstanden R1. Dioderne D1 og D5 udgør sammen med C2 en spændingsdele, som undertrykker sendesignaler til maximalt 0,6 volt spids til spids. Uden dioder kan T1 brændes over, når man går fra modtagelse til sending. En transistor kan ødelægges hurtigere end et sende-modtage relæ kan nå at skifte om. Benyttes JK12 med kondensatoren C3 fra T1's emitter til stel, vil den give maximal forstærkning. Det betyder, at T1 vil forstærke ca. 20 til 24 dB. Det er ofte *for meget* for en standard walkie-talkie, og man må dæmpe forstærkningen. Derfor kan man med fordel udlodde det ene ben på C3 og indskyde et lille trimmekontaktør eller en fast modstand. Trimmekontaktøret kan passende vælges til 1 kOhm. Derved vil minimumsforstærkningen blive ca. 6 dB. Jo lavere modstand, desto højere forstærkning. Har man først fundet den bedste indstilling - som giver mest signal og mindst støj i walki'en kan man erstatte trimmekontaktøret med en fast modstand af samme værdi.

Modstanden R1 i udgangen på filteret tilpasser udgangsimpedansen til 50 Ohm. Men den har også til opgave at sikre spolen imod ødelæggelse ved sende-modtage skift. Spolen skal justeres med en trimmenøgle til bedst mulig modtagelse. Med en spole får man en smalbåndsfiltrering af 27MHz båndet. Det er nødvendigt og fordelagtigt, idet signal/støj-forholdet ved smalbånd bliver bedre i forhold til en uafstemt bredbåndsförstærker som f.eks. HF395. Se evt. dette afsnit.

Som effektmetter benyttes en lille 8-ben bipolær lysdiodeskala IC. Den er overordentlig nem at benytte som elektronisk byggesten, hedder TL487 og fremstilles af Texas Instruments halvlederfabrik. Driftsspændingen skal være 12 volt, og ved indgangsjævnspændinger mellem 0 og 1 volt vil de 5 dioder tændes. Hver af udgangene på ben 2 til 6 er en såkaldt åben-kollektor NPN tændes. Hver af udgangene på ben 2 til 6 er en såkaldt åben-kollektor NPN tændes. Hver af udgangene på ben 2 til 6 er en såkaldt åben-kollektor NPN tændes. En udgang kan trække en belastningsstrøm på ca. 100mA. Modstandene R3 til R7 begrænser strømmen til lysdiodeerne passende. Hver modstand er på 1 kOhm. Det giver en strøm på 12mA til hver diode. Når den første diode tænder, vil også relæet RE1 slutte. Det slutter, fordi der kommer højfrekvens effekt ud af walkie-talkie senderen.

En ganske lille smule af senderens højfrekvenseffekt tappes gennem modstanden R2 og kondensatoren C4. Signalet diodedetekteres med D2 og D3 således at der kommer en analog jævnspænding på kondensatoren C7. Derefter følger en spændingsdeler og en lille filterkondensator C8. Spændingsdelen R9 til R8 dæmper detektorsignalet ca. 5 gange. Det tilpasser walkietalkien's udgangsspænding til IC1's følsomhed. Hvis man ønsker en skala til effekter mellem 250mW og 5 watt i stedet for, skal spændingen sænkes 3,15 gange mere - til ialt 15 gange. I dette tilfælde ændres R8 fra 2,7 kOhm til 1 kOhm. Ønsker man stor nøjagtighed, og har man rådighed over et kalibreret effektmetter, kan R8 erstattes af et 4,7 kOhm trimmekontaktometer. Derefter kan man indtrimme skalaen efter ønske.



**Fig. JK12.3.**  
På grund af den automatiske sende-modtage omskiftning, kan JK12 umiddelbart indskydes i ledningen mellem antennen og walkietalkie. Som spændingsforsyning benyttes 12 volt batteri eller en NT411 AC-DC adaptor.

## TISSLUTNING

JK12 tilsluttes et batteri, en akkumulator eller en strømforsyning, f.eks. NT411. Under drift ændrer strømforbruget sig fra 10 til 100mA, så spændingen skal helst være nogenlunde stabil. Hvis spændingen synker under 9 volt, kan sende-modtage relæet ikke trække. Det vil kunne belaste både walkie-talkie og JK12 så meget, at de kan ødelægges. Kontroller derfor altid forsynings-spændingen før sending med batteriforsyning til JK12.

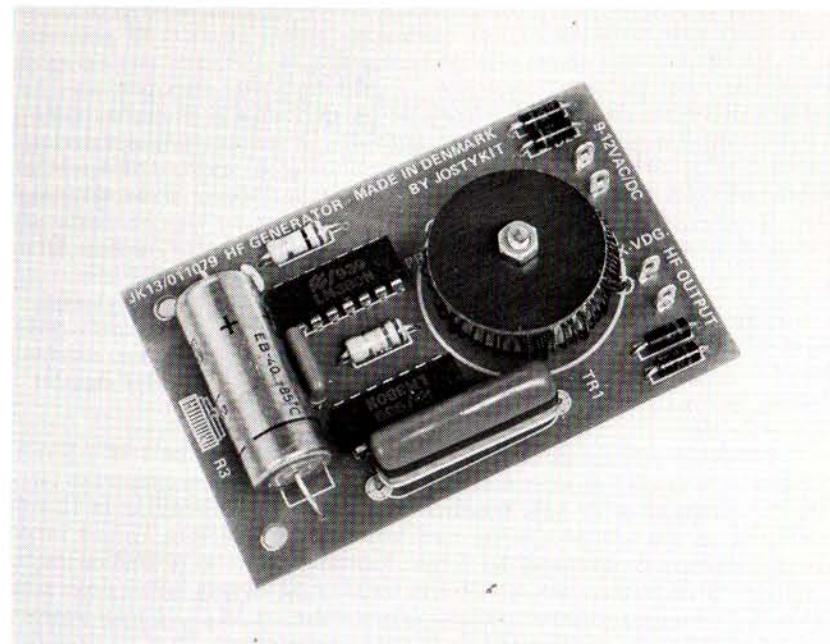
## TEKNISKE DATA

Driftsspænding.	12 V DC (9-15V)
Strømforbrug modtage/sende.	10mA/60-100mA
Frekvensområde .	27 MHz
Effektskala standard .	25mW-500mW
Modtage forstærkning max.	20-24 dB

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	47 Ohm	1/4 W modstand
R2	1 kOhm	1/4 W modstand
R3	1 kOhm	1/4 W modstand
R4	1 kOhm	1/4 W modstand
R5	1 kOhm	1/4 W modstand
R6	1 kOhm	1/4 W modstand
R7	1 kOhm	1/4 W modstand
R8	2,7 kOhm	1/4 W modstand ( 1 kOhm v. 5 W)
R9	10 kOhm	1/4 W modstand
R10	1 kOhm	1/4 W modstand
R11	10 kOhm	1/4 W modstand
R12	27 kOhm	1/4 W modstand
C1	22pF/125V	keramisk skivekondensator
C2	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C3	4,7nF/125V	keramisk skivekondensator (forst.)
C4	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C5	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C6	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C7	100nF/250V	Polyesterkondensator
C8	100nF/125V	Polyesterkondensator
C9	100nF/125V	Polyesterkondensator
D1	1N4148	50mA siliciumdiode
D2	AA143	germaniumdiode
D3	AA143	germaniumdiode
D4	1N4148	50mA siliciumdiode
D5	1N4148	50mA siliciumdiode
T1	BF199	550MHz NPN transistor

IC1	TL487	LOG LED skala styring IC
L1	27MHz	spole S587
RE1	12 V relæ	S452 type HB2-DC12V sende-modtage relæ
B1 B2-3	D221 D274	Jack bøsning phono bøsning

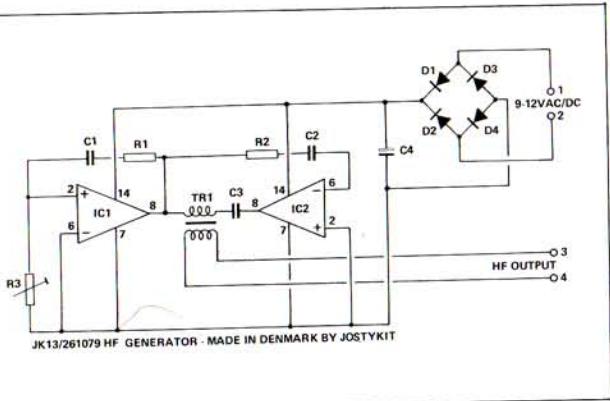


**Fig. JK13.1.**  
**JK13 HF-generatoren frembringer vekselspænding med en frekvens på 70.000**  
**swingninger pr. sekund. Den benyttes som lysgenerator til f.eks. modeltog.**

## JK13 HF-GENERATOR

En HF-generator som JK13 er beregnet for omsætning af en jævnspænding til vekselspænding ved høje frekvenser. Det er en slags sender, som giver uhørbare høje toner i området under radiobåndene - typisk 70 kHz. Den kan benyttes som lysgenerator for modeltog og som spændingsomsætter til gløderørsmotorer.

I forbindelse med modeljernbaner indbygges der glødelamper i vognene til lys. Problemet med direkte tilslutning af lamperne over køreledningerne er, at lyset svinger i styrke med den indstillede hastighed og spænding, og at lyset ikke kan betjenes uafhængig af kørestrommen. Med en HF-generator som JK13 sender man en meget høj frekvens ud på køreledningerne sammen med kørestrommen. Det vil ikke påvirke motorens hastighed, fordi motoren virker som spole og dermed spærerer af for HF-signalen. Derimod vil lamperne i vognene kunne lyse på HF-spændingen. Men også lamperne skal skilles af fra kørestrommen. Det sker med en lille overføringskondensator. Den tillader HF-spændingen passage men bremser kørestrommen. JK13 får strøm fra det særlige lysudtag, der findes på de fleste modeltogs transformatorer. Den arbejder normalt på 12 til 16 volt vekselspænding.



**Fig. JK13.2.**  
HF-generatoren er opbygget over to brokoblede højtalerforstærker-IC'er, der selvvinger på frekvenser mellem 50 og 70 kHz. Ringkerne-transformatoren overfører HF-signalet

Gløderørmotorer til modelfly skal have en spænding på 1 til 1,5 volt. Det kan man få med et stort batteri på 1,5 volt, men der er meget tab i ledningerne på grund af de høje strømme. Hvis man i stedet benytter et 12 volt batteri og en spændingsconverter med høj virkningsgrad, kan 12 volt forsyningsspændingen omsættes til 1-1,5 volt. Samtidig omsættes strømmen fra ca. 1 ampere til de 5-10 amper, gløderøret trækker. Så vil man kunne nøjes med almindelige ledningstykkelser mellem akkumulator og JK13 og man behøver kun tykke ledninger mellem JK13's udgang og gløderøret. En af de store fordele ved at kunne benytte 12 volt forsyning til gløderøret er, at mange modelflyve-entusiaster i forvejen har en 12 volt akkumulator til drift af en elektrostarter.

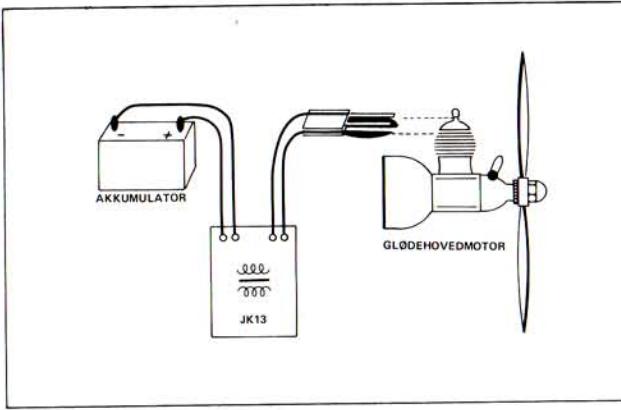
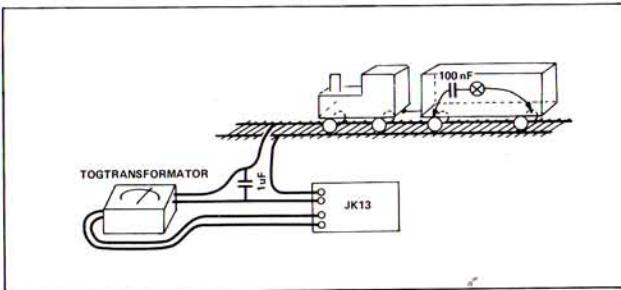
## DIAGRAMMET

JK13 er opbygget med to almindelige IC højtalerforstærkere af typen LM380. Forstærkerne er brokoblet, således at man får det størst mulige spændingssving og den dobbelte effekt, - 4 watt. IC1 arbejder som selvvingende multivibrator med tilbagekoblingskondensatoren C1 og modstanden R1. Den lille trimmekontakt R3 benyttes til indstilling af frekvensen. Den indstilles til maximal lysstyrke på toglamper eller gløderør. IC1 giver firkantede impulser på udgangens ben 8. IC2 fungerer som slave for IC1. Den får firkant indgangssignal fra IC1 gennem R2 og C2. IC2's inverterende indgang benyttes. Derved vil den ene IC's udgang gå helt positiv, når den anden går negativt. Det vil medføre maximalt spændingssving på samme niveau som forsyningsspændingers jævnspændingsværdi.

De to udgangsforstærkere arbejder ind i en lille ringkernetransformator. Den bevikler man selv med tråd. Primær skal bevikles med 100 vindinger 0,5 mm tråd, og sekundæren bevikles med 100 vindinger til modeltog eller 10-15 vindinger til gløderør motorer. Til gløderør motorer bør man benytte en tyk tråd til det lille antal vindinger, fordi der går trods alt spidsstrømme i nærheden af 10 amper.

JK13 kan forsynes med både veksel- og jævnspænding. Den brokoblede ensretter med dioderne D1 til D4 oplader elektrolytkondensatoren. Ved jævnspændingsforsyning vil IC'erne få en driftsspænding, der er ca. 1 volt mindre

end indgangsspændingen. Det er spændingstabet over dioderne. Ved veksel-spænding vil der også være et spændingstab over dioderne, men vekselspændingens spids ensrettes, så driftsspændingen kommer uden belastning op på 1,41 gange højere jævnspænding. 12 volt vekselspænding giver ca. 16 volt driftsspænding til IC'erne. Derved vil de give 16 volt vekselspænding i forholdet 1:1. Når transformatoren til dette formål overhovedet er nødvendig, er det for at kunne indkoble kørestrommen i serie med transformatorens sekundærvikling. De 100 vindinger på sekundæren leder udmærket for jævnstrøm og 50 Hz vekselstrøm. Derfor vil kørestrommen passere transformatoren og blive overlejet med HF-spændingen.



**Fig. JK13.3.**  
Når HF-generatoren benyttes til modeltog, skal der i forbindelse med elektroniske togtransformatorer benyttes en shunt-kondensator på 1uF over udgangen. Alle glødelamperne i vogne skal have strøm gennem en kondensator på 100nF.

**Fig. JK13.4.**  
Til gløderørmotorer benyttes HF-generatoren som spændings- og strømconverte.

## TILSLUTNING

JK13 tilsluttes en veksel- eller jævnspænding i området 9 til 15 volt. Spændingskilden skal kunne leve mindst 0,5 ampere, helst 1 ampere. Illustrationen fig. JK13.3 viser, hvorledes man sætter den til togtransformatoren på kørestrommen og lysudtaget. Togtransformatorer med elektronisk regulering af udgangsspændingen må forsynes med en 1uF polyesterkondensator over plus og minus. Ellers kan HF-generatoren forstyrre den elektroniske spændingsregulering. Glødelamperne i vogne tilkobles køreledningerne gennem en lille kondensator på 100nF/250V polyester-type. Den skiller kørestrommen fra lampestrømmen. Der kan maximalt benyttes 10 lamper i vogne.

Fig. JK13.4. viser, hvorledes man tilslutter JK13 til en gløderørsmotor. Motoren arbejder på 1,5 volt maximum og akkumulatoren er på 12 volt. Derfor benyttes JK13 alene til omsætning af strøm og spænding. Viklingsforholdet på transformatoren er 100 til 15.

Bemerk: JK13 bliver altid varm under drift. Typisk 50-70 grader.

## TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	9-15 VDC/VAC
Strømforbrug . . . . .	0,5-1 ampere
Udgangseffekt . . . . .	4 watt
Generatorfrekvens juster . . . . .	50-70 kHz

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	100 kOhm	1/4 W modstand
R2	56 kOhm	1/4 W modstand
R3	100 kOhm	trimmekontakt
C1	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C2	68nF/250V	polyesterkondensator
C3	1uF/250V	polyesterkondensator
C4	70uF/40V	elektrolytkondensator
D1	1N4005	1 ampere kraftdiode
D2	1N4005	1 ampere kraftdiode
D3	1N4005	1 ampere kraftdiode
D4	1N4005	1 ampere kraftdiode
IC1	LM380	2-3 watt IC højttalerforstærker
IC2	LM380	2-3 watt IC højttalerforstærker
TR1	ringkerne p/s ringkerne p/s	100/100 vindinger 0,5 tråd til tog 100/15 vindinger 0,5 tråd til fly

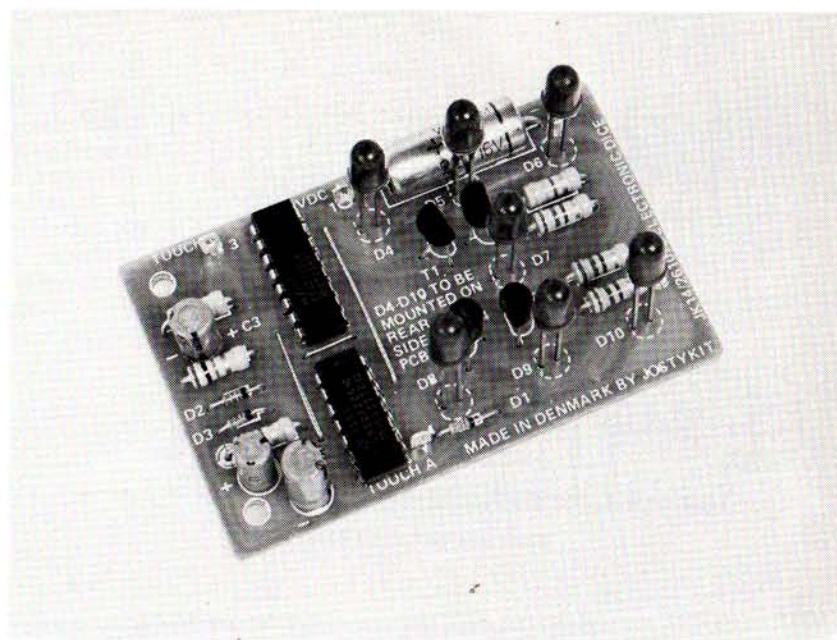


Fig. JK14.1.

Den lille elektroniske terning er forsynet med 7 røde lysdioder. Når man toucher, starter den. Efter 10 sekunder uden betjening slukker den selv igen. Det sparar batterier.

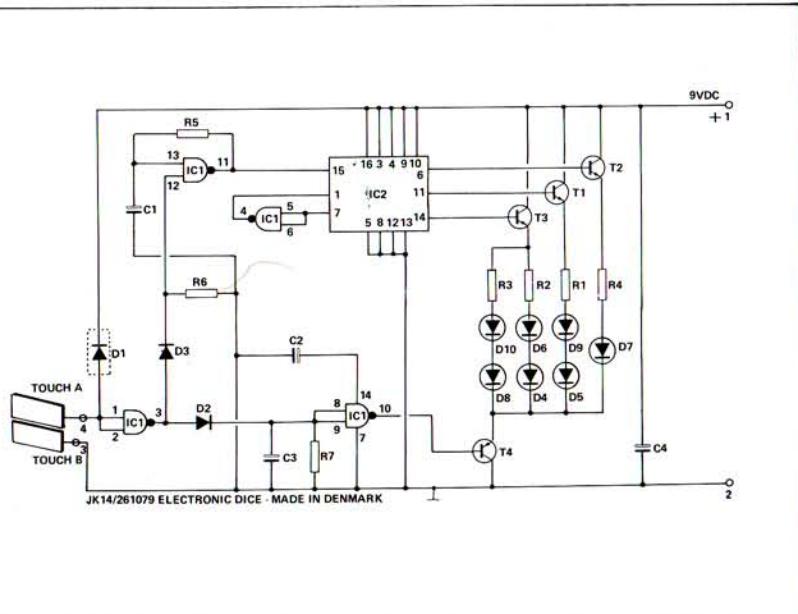
## JK14 ELEKTRONISK TERNING

JK14 er en underholdende elektronisk terning med 7 lysdioder. Terningen styres ved *touch* betjening. Når man berører den, vil den starte, når man slipper, vil den stoppe og vise en tilfældig kombination mellem 1 og 6. Efter ca. 10 sekunder slukker den selv for strømmen.

Terningen er opbygget med den mest moderne IC-teknik. Der benyttes således to C-MOS kredse med yderst lavt strømforbrug. Som terning-prikker benyttes 7 røde lysdioder. De kan holde i mange år og slides faktisk ikke.

## DIAGRAMMET

Der er to integrerede C-MOS kredse i JK14 terningen. Den ene indeholder 4 NAND gate's til styringerne og den anden er en komplex tæller. Ved konstruktion af terningen blev der lagt vægt på at benytte så få komponenter som muligt. Det var en meget svær opgave at skære IC-forbruget ned til bare 2 kredse. Ved brug af en presetbar op-ned dekadetæller af typen 4029 og indgåelse af et lille kompromis, lykkedes det dog. Kompromiset er udlæsningen



**Fig. JK14.2.**  
JK14 terningen er opbygget med 7 lysdioder, 4 transistorer, 4 nand gates og en helt speciel op-ned tæller-kreds, som er presetbar.

af terning-prikkerne. Normalt skal tallet 3 vises som tre diagonalt placerede prikker. I JK14 vises tallet 3 som tre vandret placerede prikker. Praksis har dog vist, at næsten ingen lægger mærke til denne lille detalje.

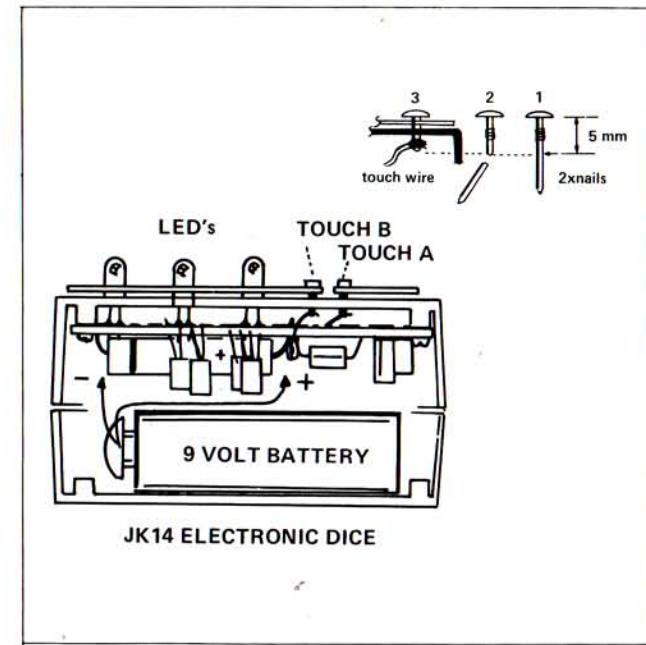
Når man berører mellem touch pladerne, vil hudmodstanden skabe en lille smule forbindelse mellem A og B ved loddeøje 3 og 4.

Derved vil indgangsspændingen på den første NAND gate synke til nul volt. Berøres der ikke, vil dioden D1 fungere som modstand til plus. Vel at mærke som en modstand med en værdi på 100 MΩ eller mere. Det giver en høj følsomhed.

Når IC1's indgang går LOW, vil dens udgang gå HIGH. Derved vil der ledes positiv spænding til indgang 12 og C2 vil lades op. Det medfører dels, at den astabile multivibrator IC1 med R5 og C1 går i sving på ca. 100 Hz og at IC1's NAND-gate på udgang 10 går LOW. Derved vil T4 kunne lede strøm og lysdioderne vil kunne lyse. Det er denne del af konstruktionen, der automatisk tænder og slukker for strømmen. Slipper man touch forbindelsen på indgangen, vil modstanden R7 aflade kondensatoren C2 efter ca. 10 sekunder. Derved slukkes strømmen til lysdioderne igen.

Fra NAND gate udgangen 11 vil impulsene overføres til dekadetællerren IC2. Den tæller i en rækkefølge bestemt af dens specifikationer og tilkoblingen af NAND gaten på ben 1 og 7. Derved opnår man at kunne vise de 6 terning kombinationer ved at tænde for en eller flere af transistorerne T1 til T3. Den digitale løsning og dekodningen til lysdioderne kan man finde

**Fig. JK14.3.**  
JK14 indbygges bedst i en lille plastbox. Touch ledninger føres ud af boxen og sluttet til to forplader. Når de berøres, starter terningen.



i en databog med sandhedsskema over C-MOS kredsen 4029. Den er kompliceret!

Modstandene R1 til R4 indstiller strømmen i lysdioderne. De seks af dioderne sidder parvis i serie og skal have ca. 2 volt. Da forsyningsspændingen er på 9 volt, står der 7 volt over modstandene R1, R2 og R3. De er valgt til 270 Ohm, hvilket i.flg. Ohms lov giver 25mA. D7 lyser alene og skal give samme lys som de andre dioder. Derfor er der en større modstand i serie med D7. R4 er på 330 Ohm. Over lysdioden er der 1 volt og med forsyningsspændingen 9 volt står der 8 volt over modstanden. Det giver i.flg. Ohm's lov en strøm på 24mA med 330 Ohm. Dermed bliver der passende overensstemmelse mellem lyset i samtlige dioder.

Under udviklingen af terningen blev der gjort en del forsøg med at konstruere en langsom og mere spændende udrulning. Teoretisk kan det lade sig gøre ved at sætte en kondensator på f.eks. 6,8μF/25V over modstanden R6. Så vil multivibratoren med NAND gaten (ben 11, 12 og 13) gå langsomt i stå. Praksis viste bare, at terningen ved langsom rulning havde tendens til at stoppe på bestemte kombinationer. Problemet opstår, fordi batteriforsyningen svinger en ganske lille smule i takt med skiftet mellem lysdioderne. Det påvirker så igen multivibratorens skiftepunkt, og bestemte lys-kombinationer vil få den til at stoppe på bestemte tæller positioner. Uheldigt for en tilfældighedsgenerator som JK14! Generatorfrekvensen er også valgt med omhu. I starten blev terningen opbygget med en generator på 10.000 Hz, men også dette påvirkede tilfældigheden, så den stoppede på bestemte kombinationer. Derfor valgtes en frekvens på ca. 100 Hz. Den er hurtig nok til, at man ikke kan snyde terningen - og dermed modspillerne - og samtidig langsom nok til at være helt tilfældig.

**TEKNISKE DATA**

Driftsspænding.	.....	9 volt batteri
Strømforbrug slukket/tændt	.....	1uA/100mA
Automatisk sluk tid	.....	10-15 sek.
Generatorfrekvens	.....	ca. 100 Hz
Batterilevetid (H810) ca:	.....	1 år
Indgangsimpedans	.....	100 MΩ

**KOMPONENTLISTE**

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	270 Ohm	1/4 W modstand
R2	270 Ohm	1/4 W modstand
R3	270 Ohm	1/4 W modstand
R4	330 Ohm	1/4 W modstand
R5	6,8 kOhm	1/4 W modstand
R6	470 kOhm	1/4 W modstand
R7	1 MΩ	1/4 W modstand
C1	1uF/63V	elektrolytkondensator
C2	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C3	220uF/16V	elektrolytkondensator
D1	1N4148	50mA silicium diode (100 MΩ modst)
D2	1N4148	50mA silicium diode
D3	1N4148	50mA silicium diode
T1	BC547B	NPN transistor
T2	BC547B	NPN transistor
T3	BC547B	NPN transistor
T4	BC557B	PNP transistor
D4-10	CQY26	røde lysdioder
IC1	4093	NAND schmitt-trigger gates (quad)
IC2	4029	dekade op-ned tæller - presetbar

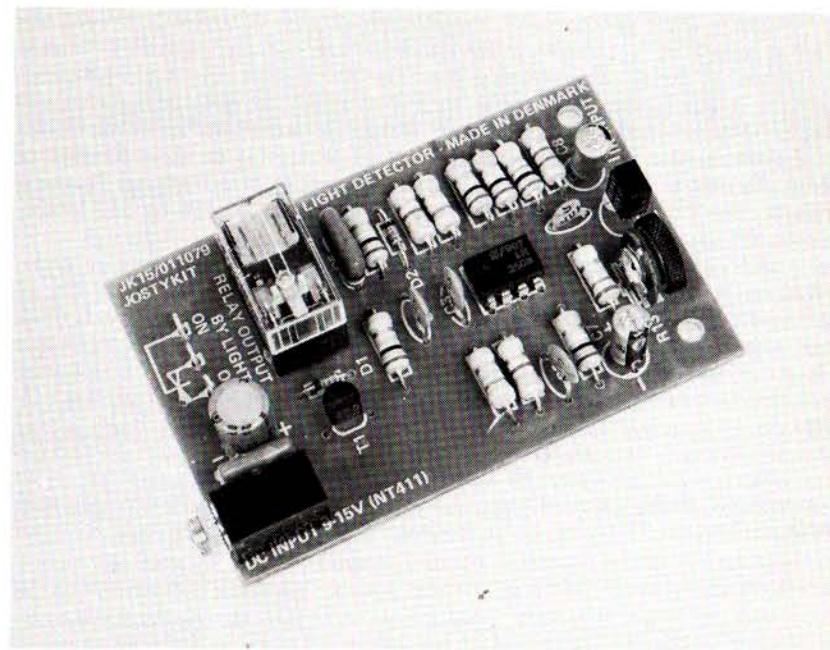


Fig. JK15.1.

JK15 er en komplet infrarød modtager til ca. 10.000Hz. Den modtager et signal fra en IR-sender JK16 og kan benyttes som tyverialarm og bevægelsesdetektor.

**JK15 INFRARØD MODTAGER**

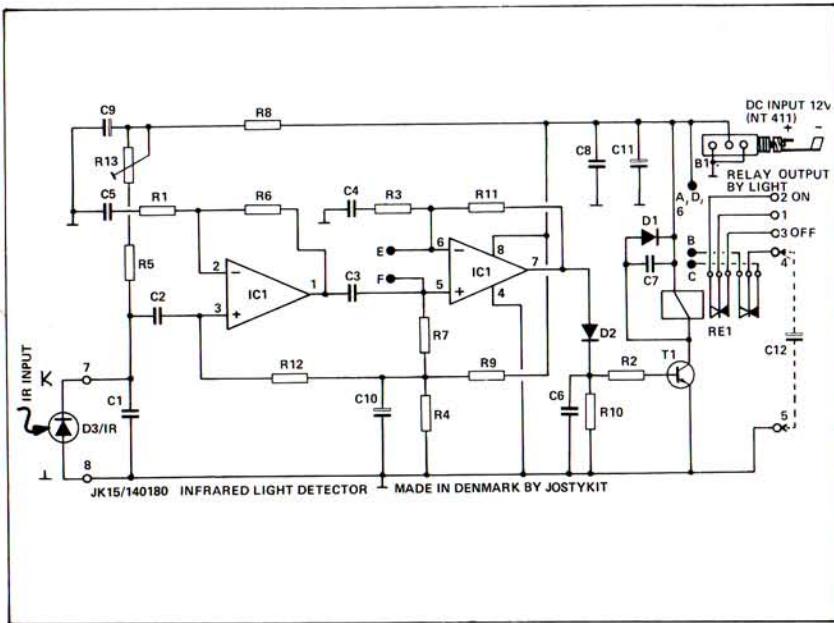
En af drivkræfterne bag mange opfindelser og tekniske frembringelser er menneskelig dovenskab. Således blev der allerede i TV's barndom fremstillet apparater, hvor man kunne trække betjeningsknapperne ud i en box og dreje fra sofaen. De første konstruktioner var med kabel og ret uhensigtsmæssige. I 1970'erne begyndte der at dukke nye fjernstyringssystemer op. De fleste benyttede ultralyd til signaloverføringen - en i forvejen kendt teknologi. Man sender en uhørbar tone på mellem 24 og 45 kHz fra en transducer til en ultralyd mikrofon. Dette system fungerer rimeligt men er dog påvirkeligt af omgivelsesstøj - f.eks. nøgleraslen.

I takt med den teknologiske udvikling kom der i midten af 70'erne halvleder-lamper uden glødetråde - de såkaldte lysdioder. Lysdioder kan fremstilles, så de lyser i det rød-usynlige område. Og i dette område - omkring bølgelængden 950nm - er lysudbyttet endda overordentligt stort. Derfor blev der gjort meget ud af at fremstille fotodioder og transistorer med samme spektrale lysfølsomhed. De første velegnede infrarøde foto-detektorer kom på markedet i slutningen af 1970'erne. Halvlederfabrikanterne Siemens og AEG-Telefunken var blandt pionererne på dette område.

Idag er disse komponenter meget veludviklede, og en infrarød lysdiode lyser så meget, at en tilhørende fotodetektor kan opfange signalet i afstande på næsten 25 meter uden linsesystemer. Da IR-systemet samtidig er ufølsomt over for omgivelsernes påvirkning, er det naturligt, at fjernstyringssystemer idag er opbygget med IR-komponenter. Mange halvlederfabrikanter har udviklet digitale kredse og forstærkere specielt til IR-styring og identifikation af koder. Derved er det blevet mulig at overføre mange informationer i samme apparat. Der findes digitale styrekredse til 32, 64, 128, 256 og 512 koder.

JK15 IR-modtageren og JK16 IR-senderen kan kun overføre en kode. Enten er der IR-signal, eller også er der ikke. Derfor egner sættet sig *ikke* til styring af TV, radio og båndoptagere. Men det er konstrueret til de formål, hvor man vil detektere en bevægelse. Det kan være elektronisk tyverialarm eller en bevægelsesdetektor, som aktiverer motorer og lamper. I forbindelse med tyverialarm formål er det en stor fordel, at lyset er *usynlig* Infrarød stråling.

JK15 er udstyret med en IR-foto detektor, en følsom forstærker og en relæ-udgang. Relæet kan bringes til at slutte eller bryde, når den infrarøde stråle mellem en JK16 og JK15 modtageren brydes. JK15 er også forsynet



**Fig. JK15.2.**  
Infrarøddioden opfanger det *usynlige* lys fra modtageren (D3). Signalet forstærkes i den dobbelte operationsforstærker IC1, og detekteres af dioden D2. Den udstyrrer derefter transistoren T1, som relæet RE1. Med infrarødt lys på D3 trækker relæet i afstande mellem 5 til 10 meter. Når strålen brydes, falder relæet fra.

med en *timer*-funktion. Derved bliver det muligt at aktivere tilsluttet udstyr i længere perioder, end den tid det tager at bryde strålen. Benyttes JK15 til aktivering af f.eks. havebelysningen, kan den tænde lyset og holde det tændt i en afmålt tid. Tiden bestemmes alene af en ekstern kondensator. Den giver lige så mange sekunders tidsinterval, som kondensatorene er på i micro-farad.

## DIAGRAMMET

JK15 er opbygget med en fotofølsom IR-diode i indgangen. Dioden er indbygget i et sort hus, som kun tillader det usynlige infrarøde lys passage. IR-dioden er forspændt med jævnspænding i spærretretningen via modstanden R5 og trimmepotentiometeret R13. Potentiometeret skal justeres efter omgivelsesbelysningen. Det er reelt kun infrarød-holdigt sollys, som kan fejlpåvirke IR-dioden. *Lys-støj* fra lysrør filtreres af diodens IR-filter. Kondensatoren C1 sampler indgangssignalet. Det er af betydning, fordi JK16 senderen giver korrekte impulser. De *holdes* opladt på C1 med en frekvenskonstant på omkring 10.000 Hz. Det er denne frekvens, systemet er konstrueret til at arbejde med.

Det ganske svage IR-signal fra dioden D3 overføres til operationsforstærkeren IC1's første halvdel på non inverting indgangen 3. Kondensatoren har samtidig til opgave at filtrere lavfrekvens støj under 10.000 Hz væk. Derfor er den kun på 470pF. Forstærkningen bestemmes efter spændingsdeler-forholdet mellem inverting modstanden R6 på 47 kOhm og serieforbindelsen af modstanden R1 på 560 Ohm og C5 kondensatorens impedans. Kondensatoren er på 47nF og dens impedans ved 10 kHz er ca. 340 Ohm. Man kan tilnærmet lægge værdierne sammen til 900 Ohm, og med R6 på 47 kOhm bliver forstærkningen i dette trin ca. 55 gange.

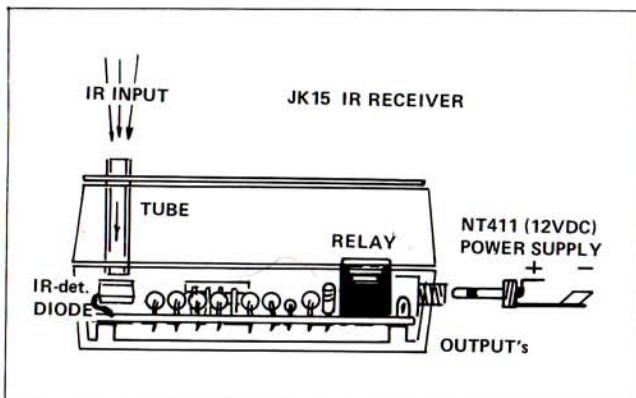
Derefter går det 50 gange forstærkede signal til endnu en operationsforstærker gennem C3. Den fungerer på samme måde som den første forstærker og har en forstærkning på næsten 25 gange. Tilsammen har de to forstærkere mindst 1375 gange forstærkning.

Efter forstærkerne følger en diodedetektor. Den ensretter IR-signalet og tilfører det til en transistor, T1. Transistoren trækker et relæ, RE1, når der er signal nok. Dioden D1 og elektrolytkondensatoren C7 har hver sin opgave. D1 hindrer, at transistoren ødelægges ved induktionsspændinger fra relæspolen og kondensatoren C7 »kvæler« den eventuelle rest af IR-signal. Uden denne kondensator kan relæspolen virke som sendespole og inducere retursignal til den højfølsomme IR-indgang. Det ville medføre selvsving.

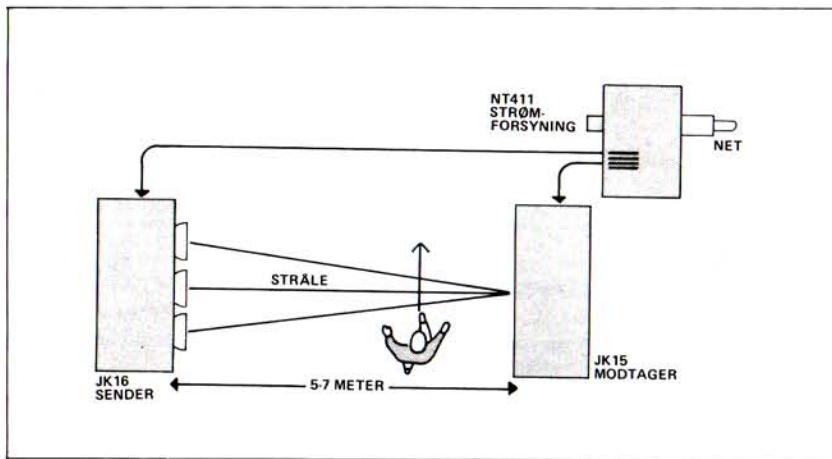
For at opnå ekstra følsomhed er detektor dioden koblet til operationsforstærkeren direkte. Samtidig er begge operationsforstærkere offset-reguleret til 1/12'del af forsyningsspændingen. Ved forsyningsspændingen 12 volt vil R9 og R4 dele ned til 1 volt på udgang og non-inverting indgangene. Derved vil både detektor dioden D2 og relætransistoren T1's spændingsfald udkompenseres. Der tabes ca. 0,6 volt over dioden og 0,6 volt over transistorens basis/emitter-strækning. Relæet vil derfor trække for ca. 0,2 volt indgangssignal. Med forstærkningen 1375 gange skal der et indgangssignal på kun 0,15 millivolt til at trække relæet.

Modstanden R8 udgør sammen med kondensatoren C9 et stabiliseringsskredsløb. Den hindrer selvsving over forsyningsspændingsledningerne. C8 og C11 har samme funktion.

Relæet har to sæt kontakter. Det ene sæt benyttes til eksterne styringer af lamper, klokker eller sirenehorn.



**Fig. JK15.3.**  
JK15 IR-modtageren indbygges i en lille lysstæt æske med et lille hul til D3 lysdioden. Det giver den ønskede retningsfølsomhed.

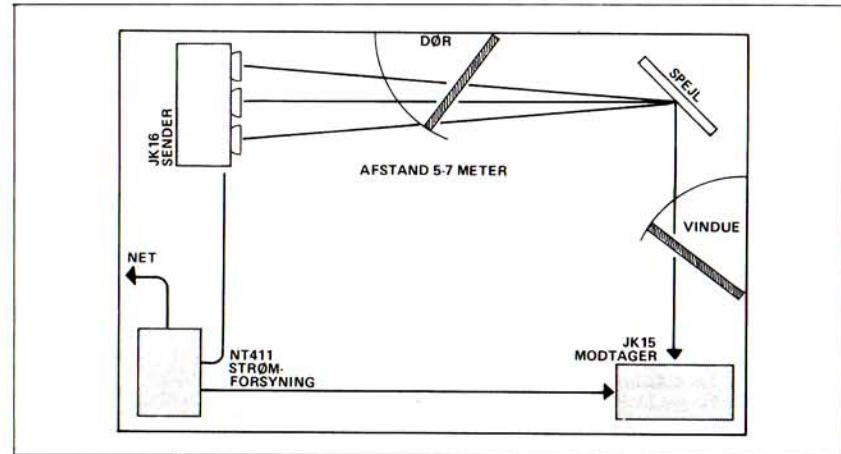


**Fig. JK15.4.**  
Ideeksemplet viser, hvorledes JK15/JK16 sættet benyttes med usynlig lysstråle til persondetektor.

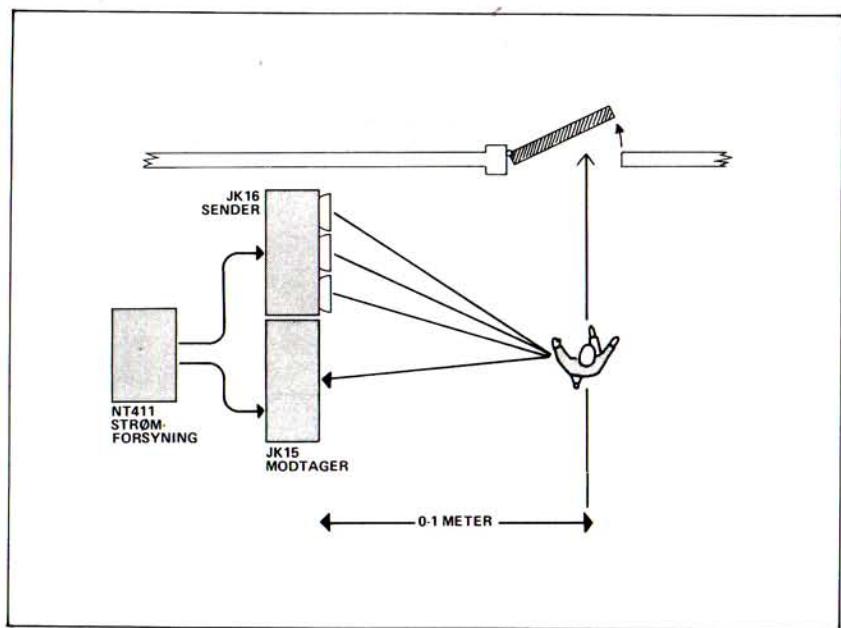
Det andet sæt relékontakte kan benyttes til indkobling af timer-kondensatoren. Kondensatoren kobles via relékontakte til den ene eller den anden af operationsforstærkerens indgange mærket E eller F. Der er altså *to* muligheder og det er vigtigt for anvendelsen at indse forskellen:

Enten sender infrarød senderen JK16 *hele tiden* en stråle til JK15 modtageren. Derved vil relæet slutte hele tiden. Relæet vil kun *afbrydes* når en person bryder lysstrålen.

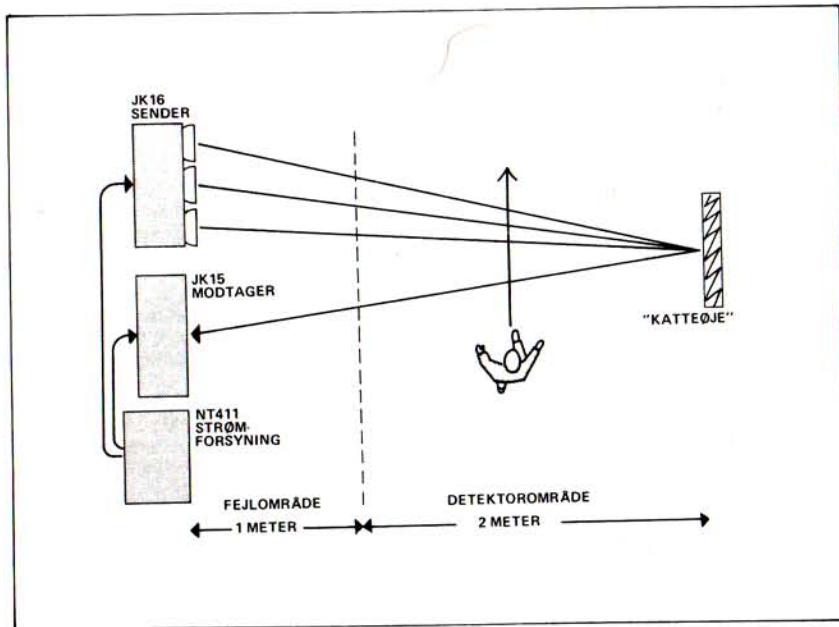
Den anden mulighed er, at JK16 sender infrarødt lys frit ud i et lokale. Modtageren er placeret således, at den normalt *ikke* er belyst med infrarødt lys. Derfor vil relæet i JK15 ikke være trukket. Først når en person kommer ind i senderens strålebundt og reflekterer infrarød signalet på modtageren, vil relæet *slutte kortvarigt*.



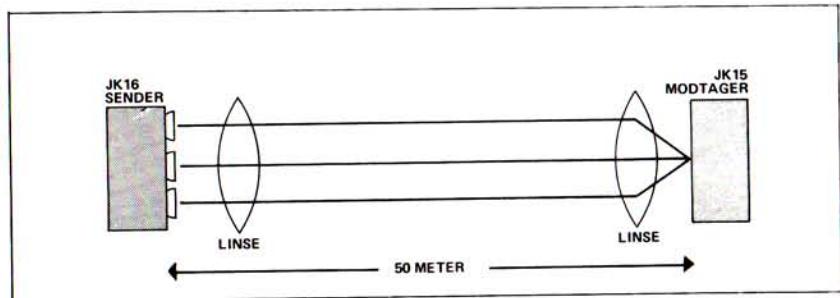
**Fig. JK15.5.**  
Ideeksemplet viser, at lysstrålerne også kan afbøjes af et spejl. Så kan man sikre »om hjørner».



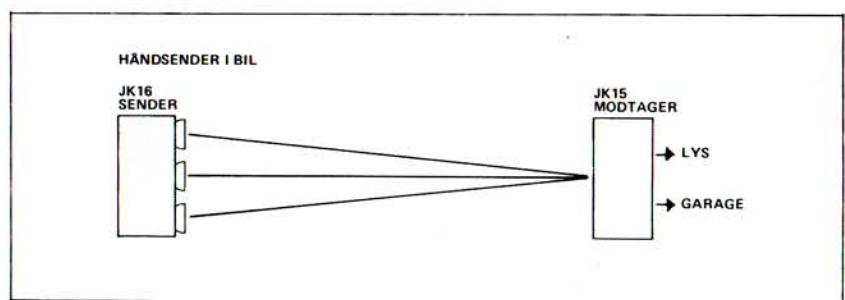
**Fig. JK15.6.**  
Ideeksemplet viser reflektionskobling. Strålen brydes ikke, men lyset fra senderen reflekteres, når der kommer en person. På grund af det infrarøde lys vil både farvet og sort tøj kunne reflektere. I reflektionsøjemed er rækkevidden begrænset til omkring 1 meter.



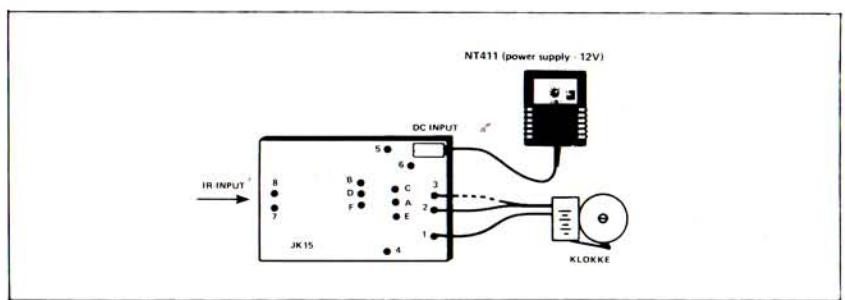
**Fig. JK15.7.**  
Ideeksemplet der viser, hvorledes man kan opsætte et spejl eller en anden reflektor - f.eks. et katteøje. Her kan man placere al elektronikken sammen - f.eks. på samme side af en gang. Dog vil rækkevidden begrænses til det halve - ca. 2,5 meter max.



**Fig. JK15.8.**  
Ideeksemplet der viser, hvorledes man med en eller to linser foran modtager og eventuelt også senderen opnår større rækkevidde - typisk 25 meter eller mere. Som linse kan næsten enhver lille bog-lup i plast eller glas benyttes. Husk blot at fotodioden skal placeres lige i brædpunktet og at man skal sigte meget omhyggeligt for at få relæet til at trække.



**Fig. JK15.9.**  
Ideeksemplet der viser en en-kanal fjernstyring af garageport eller belysning. Senderen tændes, når styringen skal aktiveres. Rækkevidden er mellem 5 til 10 meter. Når man nær periferien af sættets rækkevidde, skal man rette mere nøjagtigt ind med JK16 senderen.

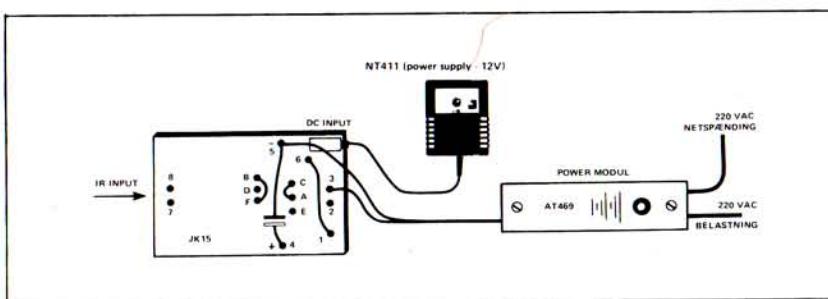


**Fig. JK15.10.**  
Teknisk koblingseksempel og forbindelsestegning med klokke der kun ringer, når relæet slutter.

Konklusion: Relæet kan enten brydes kortvarigt, når IR-strålen brydes eller det kan slutte kortvarigt, når der kommer en kortvarig IR-belysning via reflektion eller via en IR-sender, der tændes.

Ved konstant IR-belysning og brug af timing-kondensator skal timing kondensatoren forbides gennem relæet til plus. Det sker ved sammenkobling af punkt B til punkt D. Nu er kondensatoren fuldt positivt opladet. Når strålen brydes, skal kondensatoren via relækontakterne kobles til operationsforstærkerens non-inverting indgang. Det sker ved etablering af en forbindelseslus mellem C og E. Nu vil der ske det, at relæet bryder, når en person stopper strålen. Relæet vil forblive brutt, indtil kondensatoren C12 er helt afladet gennem modkoblingsmodstanden R11. Derefter vil relæet igen slutte, når der er IR-signal fra JK16 senderen. Det brydes efter en afmålt tid, når strålen igen brydes.

Uden IR-belysning vil relæet ikke være trukket. Der sker først noget, når der kommer IR-signal fra sender til modtager. Signalet kan være et reflek-

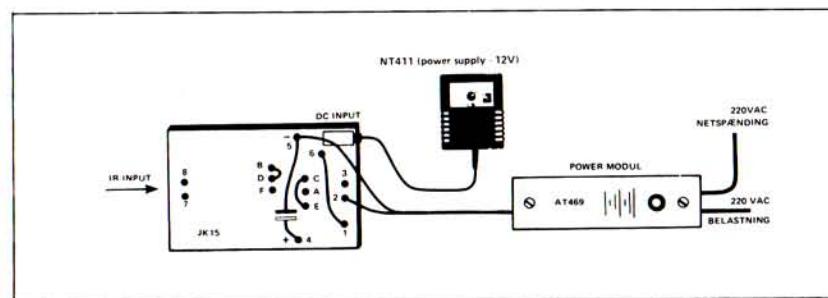


**Fig. JK15.11.**  
Teknisk koblingseksempel og forbindelsestegning til netforsyнет apparatur der aktiveres med IR-lys.

teret eller direkte IR-signal fra en sender, der tændes. Tændes der kortvarigt for IR-signalen, vil modtagerrelæet trække kortvarigt. Ønsker man en længere holdetid, tilkobles kondensatoren C12. Dernæst sættes der en forbindelse på punkt A til C. Det medfører, at relæet slutter kondensatoren til plus i de lange perioder, hvor det er afbrudt. Når relæet trækker kortvarigt og skal forblive sluttet med en bestemt tidskonstant, forbindes en lus fra non-inverting indgangen F til relæet ved B. Kondensatoren vil nu aflades gennem modstanden R7, og operationsforstærkerens udgang vil blive positiv, indtil kondensatoren er afladet. Derefter slår relæet fra og er klar til en ny slutteimpuls med efterfølgende tidsforsinkelse.

Timing kondensatoren C12 aflades i begge tilfælde gennem modstande på 220 kOhm. Derfor bliver begge tider lige lange. Følsomheden for opamp'en og modstands værdien er tilpasset således, at den tid man opnår altid er ligeså mange sekunder som mikrofarad. Benyttes den til byggesættets følgende kondensator på 100uF/16V, opnås en tid på 100 sekunder. Man kan benytte kondensatorer på op til 2.200uF. Denne, den største kondensator giver 2.200 sekunder, - eller ca. 37 minutter.

JK15 skal drives med tilstrækkelig og ikke for høj forsyningsspænding. Det er bedst at forsyne den med nøjagtig 12 volt fra f.eks. en NT411 strømforsyning. Drives JK15 af mindre end 9-10 volt, kan relæet ikke trække, og



**Fig. JK15.12.**  
Teknisk koblingseksempel og forbindelsestegning til netforsyнет apparatur der aktiveres, når IR-lyset forsvinder - dvs. når IR-strålen brydes.

benyttes højere spænding end 12 volt vil modstandene R9 og R4 give konstant relæ sluttespænding på mere end 1,0 volt til D2 og T1.

## TILSLUTNING

JK15 kan indbygges i en lille plastbox. Den fungerer samtidig som lyskærm for det infrarøde lys. Hvis boxen forsynes med et lille hul ved IR-fotodioden, kan man gøre den retningsfølsom. Det er en fordel, når strålen skal brydes af en person. Hvis strålen er for *bred*, kan IR-lyset løbe udenom personen, så relæet slet ikke trækker. Illustrationen fig. JK15.3. viser, hvorledes man monterer et lille rør over IR-dioden.

Illustrationen fig. JK15.4. til fig. JK15.9. viser, hvorledes man praktisk kan benytte en JK15/JK16 IR-styring. På de tekniske koblingseksempler fig. JK15.10. til JK15.12. vises, hvordan man i de praktiske eksempler skal slutte de forskellige loddepunkter sammen. Disse eksempler viser også, hvorledes man kan indkoble 220 volt netforsyneԁe apparater, lamper og motorer via et power-modul af typen AT469. Man bør *aldrig* tilslutte netspænding direkte på relækontakterne i JK15. De har ikke tilstrækkelig sikkerhedsafstand til resten af opstillingen iflg. lovgivningen. Det kan være forbundet med livsfare ikke at overholde dette krav.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	12 VDC (NT411)
Strømforbrug . . . . .	5-60mA
IR-frekvens . . . . .	10-13 kHz
Rækkevidde sammen med JK16 min./typ. . . . .	5/10 meter

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	560 Ohm	1/4 W modstand
R2	3,3 kOhm	1/4 W modstand
R3	2,2 kOhm	1/4 W modstand
R4	8,2 kOhm	1/4 W modstand
R5	27 kOhm	1/4 W modstand
R6	47 kOhm	1/4 W modstand
R7	220 kOhm	1/4 W modstand
R8	100 kOhm	1/4 W modstand
R9	100 kOhm	1/4 W modstand
R10	100 kOhm	1/4 W modstand
R11	220 kOhm	1/4 W modstand
R12	1 MOhm	1/4 W modstand
R13	1 MOhm	trimmepotentiometer
C1	470pF/125V	keramisk skivekondensator
C2	470pF/125V	keramisk skivekondensator

C3	1,5nF/125V	keramisk skivekondensator
C4	2,2nF/125V	keramisk skivekondensator
C5	47nF/250V	polyesterkondensator
C6	100nF/250V	polyesterkondensator
C7	47uF/10V	elektrolytkondensator
C8	100nF/250V	polyesterkondensator
C9	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C10	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C11	100uF/16V	elektrolytkondensator (ext. timer)
D1	1N4148	50mA siliciumdiode
D2	1N4148	50mA siliciumdiode
D3	SFH205/BPW41	fotofølsom IR-diode
T1	BC547B	NPN transistor
IC1	LM358	dobbelt operationsforstærker
RE1	S452/HB2-DC12V	relæ med to sæt skiftekontakter/35mA

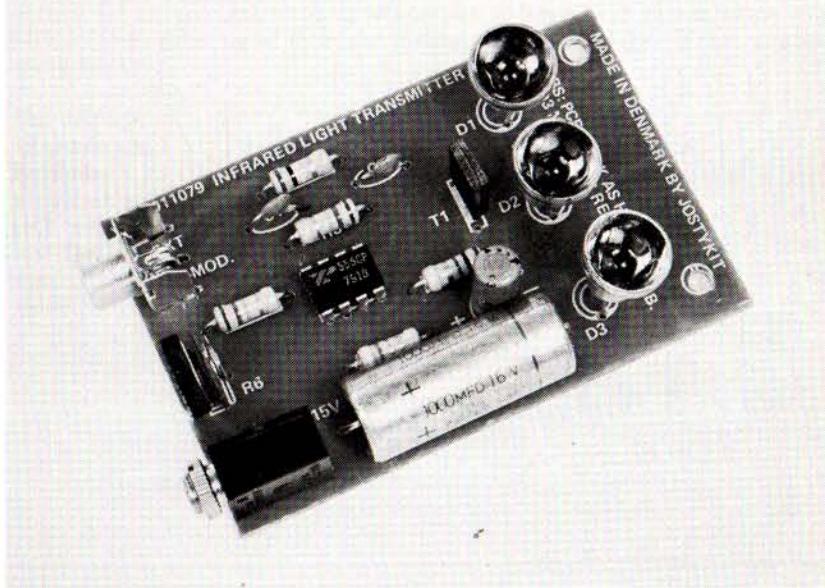


Fig. JK16.1.

JK16 infrarød senderen afgiver korte og usynlige lysglint i det infrarøde omåde på hver 1/150.000'del sekund. Der kommer ca. 10.000 impulser hvert sekund. Impulserne kan opfanges af JK15 modtageren.

## JK16 INFRARØD SENDER

JK16 er en slags elektronisk lommelampe med usynligt infrarødt lys. Den sender IR lyset ud gennem 3 special-IR-dioder som hurtigt varierende vekselpænding - man kalder det *moduleret* lys.

Med IR-moduleret lys har man en lysgiver, der ikke på modtagersiden (med JK15 IR-modtageren) kan forveksles med andet jævnt lys fra sol, glødelamper eller lysstofrør. Derved elimineres fejfunktion ved forskellige og varierende omgivelsesbelysninger. JK16 sender IR-lyset ud med 10.000 svingninger i sekundet - 10 kHz. Brugen af JK16 sammen med JK15 er udførligt beskrevet i foregående afsnit.

## DIAGRAMMET

JK16 er ganske simpelt opbygget. Vekselpændingen skabes af en integreret kreds af typen 555. Det er en IC med stor frekvensnøjagtighed og en effektudgang, som direkte kan udstyre en krafttransistor. IC'en danner vek-

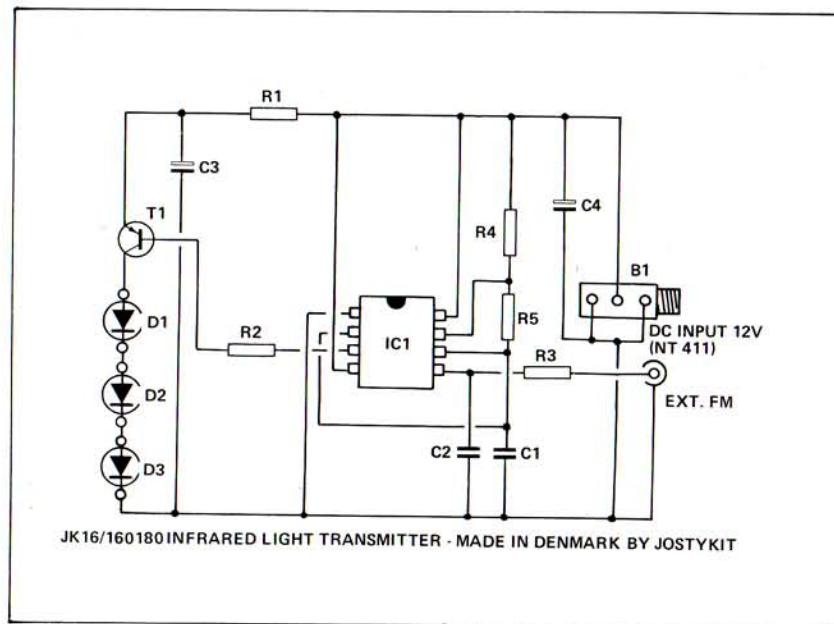


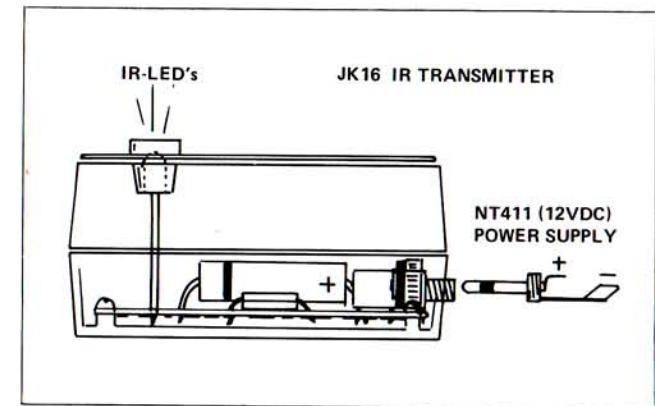
Fig. JK16.2.

JK16 er i det væsentlige opbygget med 3 IR-dioder og en lille integreret timerkreds af typen 555.

selfspænding på 10 kHz som en funktion af op- og afladningen af C1 gennem to modstande. Opladningen sker fra den positive forsyningsspænding gennem R4 og R5, medens afladningen til minus kun sker gennem R5. Der sidder simpelthen en transistor med åben kollektor inden i IC1, og kollektoren kortslutter på ben 7 (knudepunktet mellem R4 og R5) til minus (stel). Derfor aflades kondensatorene alene gennem R5. Op- og afladetiden er derfor forskellig. Det giver forskelligt plus/minus impulsforhold på udgangen, ben 3. Det betyder igen, at transistoren T3 vil lede strøm 10.000 gange i sekundet, men at den kun er åben i en 15'ende del af tiden. Det svarer til en frekvenskomposant på 150 kHz, hvilket indebærer store rækkeviddemæssige fordele. Det er nemlig således, at IR-sende-dioderne D1 til D3's lysafgivelse falder drastisk, når dioderne bliver varme. Og det bliver de, hvis der er strøm på dem i for lang tid. Ved i stedet at give lysdioderne meget strøm i kort tid opnås mindst en rækkevidde forøgelse på 2 gange. IC1's udgang kan leverere et spændingssving, der er næsten ligeså stort som forsyningsspændingen, og med en strøm på maksimalt 200mA. Det er ganske meget, og derfor må impulsstrømmen begrænses til ca. 100mA. Med et helt frisk batteri er spændingen 10 volt. Af Ohm's lov følger derfor, at R2 skal være 100 Ohm for en strøm på 100mA. Transistoren kollektor kan nu leve en impulsstrøm, der er strømforstærkningen gange større. Med en power-strømforstærkning på 15 gange, får man derfor en diode impulsstrøm på 1,5 ampere. Ganske meget! Alligevel trækker senderen totalt ikke meget mere strøm end 100mA - eller ca. 1/5'del af en al-

mindelig lommelampepære. Transistoren leverer kun de 1,5 ampere i 1/5'ende del af tiden. De store strømme holdes klar til »affyring» af elektrolytkondensatoren C4 og C3. Derved bliver det muligt at benytte et ganske almindeligt batteri, som egner sig til strømme mellem 0,1 og 1 ampere - f.eks. standard »penlight» typer.

**Fig. JK16.3.**  
IR-senderens 3  
lysdioder  
monteres med  
små reflekto-  
rer. De giver  
øget række-  
vidde.



## TILKOBLING

Afsnittet om JK16 beskriver indgående, hvordan man benytter IR-senderen sammen med JK15 IR-modtageren. Hvis man driver JK16 fra strømforsyning, er en enkelt NT411 nok til både modtager og sender. Strømforsyningen stilles da på en spænding mellem 10 og 11 volt. Den vil da kunne leve de 150-160mA, som behøves.

JK16 printpladen er udstyret med en bøsnings til frekvensmodulation. Bøsningen kan benyttes i forbindelse med forsøg ved overføring af tale og musik via infrarødt lys. Det vil dog kræve ændring af opstillingens komponentværdier, da generatoren da skal arbejde på frekvenser over 30 kHz og med anderledes impulsforhold. Det falder udenfor denne bogudgaves rammer at beskrive dette, bl.a. fordi der ikke er konstrueret nogen passende enkel modtager.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	9-12 VDC (NT411)
Strømforbrug . . . . .	100mA
Frekvens . . . . .	10-13 kHz
Impulsforhold . . . . .	1/15
Diode spidsstrøm . . . . .	1,5 A

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	4,7 Ohm	1/4 W modstand
R2	100 Ohm	1/4 W modstand
R3	10 kOhm	1/4 W modstand
R4	27 kOhm	1/4 W modstand
R5	1,8 kOhm	1/4 W modstand
C1	3,3nF/125V	keramisk skivekondensator
C2	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C3	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C4	1.000uF/16V	elektrolytkondensator
T1	BD136	PNP krafttransistor 1,5A/40V
IC1	555	integreret kreds - timer
D1	LD271/CQY98/CQY25 IR-sende diode	
D2	LD271/CQY98/CQY25 IR-sende diode	
D3	LD271/CQY98/CQY25 IR-sende diode	

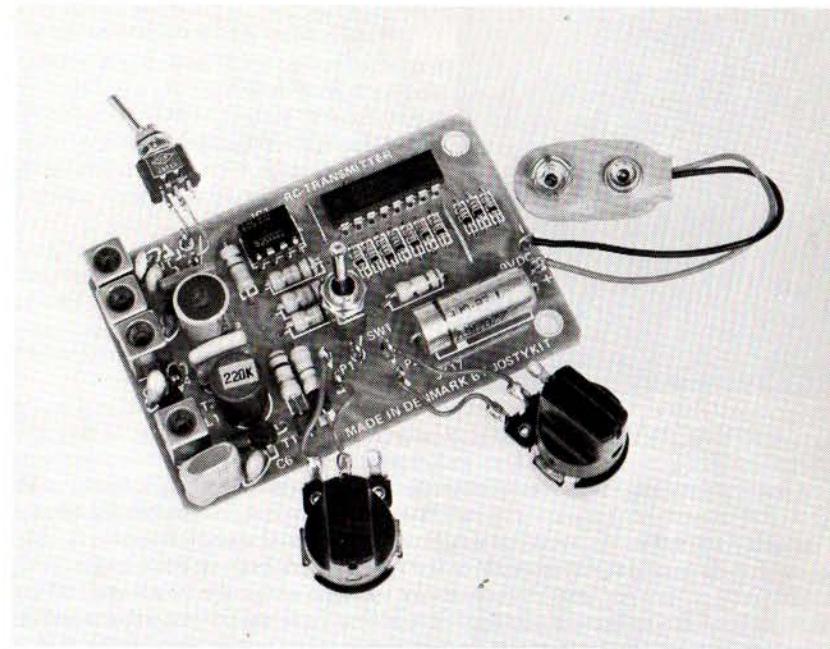


Fig. JK17.1.

JK17 er den allerbilligste 9 kanal proportionale fjernstyringssender, man kan få. Ved at kombinere et smart og avanceret lille elektronisk kredsløb med almindelig drejepotentiometre, er fjernstyring blevet hver mands eje. Betjeningsgrebene eigner sig til styring af modelbiler og modelbåde. Til fly-modeller er betjeningen af JK17 uhensigtsmæssig.

## JK17 PROPORTIONAL FJERNSTYRING SENDER - 27MHz AM

Modelfjernstyring hører til blandt de mest spændende hobby'er. Det er spændende at have totalt herredømme over en bil, en båd eller en fly-model over store afstande. Samtidig er det også en træning i hurtige reaktioner. Fjernstyring er ikke så nemt som man tror, når man ser øvede model-entusiaster lave kunstflyvning højt oppe i himlen.

Nemmest er det at styre en langsom modelbåd. Lidt sværere er det med en bil, - specielt hvis man prøver indendørs, hvor en bil hurtigt kommer op på en relativt høj hastighed. Og allersværest er modelflyvning for slet ikke at tale om model-helikopter flyvning. Der skal mange års flyvetræning med almindelige modeller, før man bør binde an med en helikopter!

På en måde vil vi nok alligevel anbefale begyndere at bygge en modelbil med elektromotor. En bil har det ikke, som en båd, med at synke eller at løbe ind i »ande-mad», hvorefter motorerne kører fast og brænder gennem båden.

Nok er en bil lidt sværere at manøvrere, men den er langt mere taknemmelig at finde igen.

Har man godt styr på bilen, kan man gå videre med båden, som kan udbygges med mange sjove faciliteter. Modelbyggere med biler og både kan benytte Jostykit proportional fjernstyringssystemet. Med fly vil et Jostykit system kun vanskeligt kunne benyttes - dette fortrinsvis fordi betjeningsgrebene på senderen JK17 er for simple. Til fly-modelstyring må man have en stor og handy sender med rigtige rør-potentiometre - et stykke professionelt elektronik.

For begyndere er Jostykit proportional fjernstyringssystemerne et godt og billigt alternativ. Systemet er elektronisk set ret avanceret. Der er mulighed for at benytte op til 9 kanaler og styringerne er *ægte* proportionale. Det vil sige, at man kun benytter en kanal til højre/venstre styring, een til hastighed med fremad/bak, een til en kran, een til en sprøjte - - - og så er der alligevel 5 kanaler tilbage.

**JK-HOBBY** fjernstyringssættene omfatter 4 byggesæt og den færdigbyggede JK-SERVO.

JK17 er senderen, JK18 er modtageren, JK19 er en elektronisk motor regulerings servo, JK20 er en elektronisk servo regulering og JK-Servo er en komplet rorservo med motor, gearkasse og elektronik. Man skal altid bruge mindst en sender og en modtager. Afhængig af formålet benytter man en eller flere af de 3 servo muligheder. Motorservoen JK19 benyttes til elektromotorer i biler og både, og man behøver ikke nogen mekanisk regulering af hastigheden eller en elektronisk servo uden servomotor. Den benyttes fortrinsvis til styring af mindre glødelamper, relæer eller små motorer. Via en JK20 kan man aktivere brand-pumper, sirener og tænde og slukke lamper. JK-SERVO'en er en færdigbygget enhed med servo elektronik til mekanisk styring af forhjulene i en bil, roret i en båd eller rorene i en flyver. JK-SERVO'en har samme indbyggede elektronik som JK20 servo elektronikken.

JK17 senderen og JK18 modtageren er indrettet for 27MHz AM som standard. Det vil være muligt at ombygge sender og modtager til frekvenser på 35 eller 40 MHz med andre komponenter, forudsat at der alene er tale om AM (Amplitude Modulation). JK-HOBBY sættene JK17/18 kan ikke anvendes til FM.

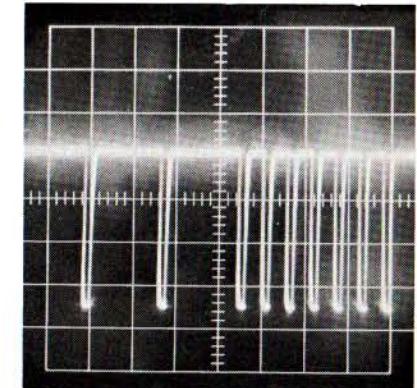
Ved opbygning af diagrammer og printplade til JK17 og JK18 er der taget hensyn til myndighedernes krav til godkendelse. JK17 senderen og JK18 modtageren er i Danmark godkendt i et færdigbygget eksemplar af Post & Telegrafvæsenet. De, der anskaffer sættene som byggesæt, har derved mulighed for - mod indsendelse til Jostykit og en trimmeomkostning - at få et rigtigt godkendelsesnummer.

## PROPORTIONAL FJERNSTYRING - HVAD ER DET?

JK17 er en 9 kanal proportional fjernstyrings sender og JK18 en tilsvarende modtager. Med proportional menes *i forhold til*, hvilket beskriver funktionen ret godt. En 1-kanal proportional sender kan udsende en impuls af en ganske bestemt bredde, når rørpotentiometeret står i midterstilling. Ændres rørpinden til den ene side, vil impulsen blive kortere og ændres den til den anden side, bliver impulsen længere. Modtageren overfører impulsen til en servo. Servoen har til opgave at reagere på senderens variationer. Det gør

Fig. JK17.2.

Oscilloskopfoto af de rene digitale proportional impulser i en JK17. Bemærk, der er reguleret bredt på de første tre kanaler. Variationen går fra 0,5mS til 1,5mS på hver kanal. Reset-impulsen er ca. 10mS lang.



den ved at sammenligne senderimpulsen længde med en impuls, dens selv genererer. Derefter drejes et potentiometer med en motor, så impulserne hele tiden holdes lige lange. Motor-potentiometeret i servo'en trækker så roret gennem en girkasse.

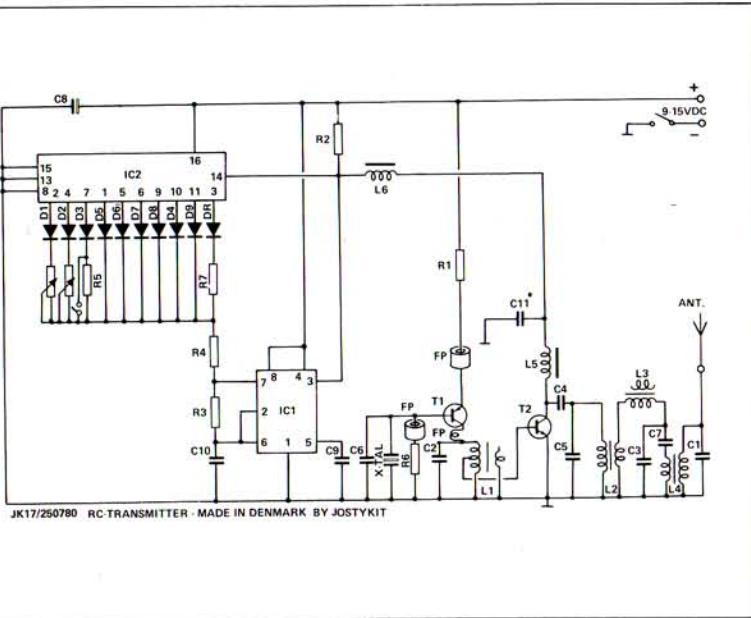
I proportionalsendere med flere kanaler danner en tæller en hel række af impulser. Hver eneste impuls længde kan indstilles individuelt. Den sidst afsendte impuls er specielt lang. Det er *reset* eller *synkronisations* impulsen. Tælleren i senderen skal nemlig hele tiden arbejde samtidig med modtageren. Hvis en støjimpuls får modtagerens tæller til at hoppe et trin over, skal der på et eller andet tidspunkt komme en impuls, som bringer de to enheder tilbage i synkronisation. Oscilloskopfotoet fig. JK17.2. viser de 9 kanal-impulser og den lange resetimpuls fra en JK17 sender. Når der er valgt 9 kanaler, hænger det sammen med, at en 10-trin tæller er en standard IC komponent i C-MOS serien. 9 proportionale kanaler og een reset kanal = 10 kanaler.

I den ganske lille JK17 box er der kun blevet plads til to drejepotentiometre for retning til siden og retning frem/tilbage samt en kontakt med fast kanal. Det er dog muligt at indbygge JK17 i en større box med samtlige 9 kontroller til fuld regulering af 9 proportionale kanaler.

## DIAGRAMMET

JK17 er opbygget med en 555 timer IC-kreds og en 4017 dekadetæller samt en to trins 27MHz sender.

555 timeren er opbygget således, at modstanden R3 alene bestemmer afladetiden af C10. Opladetiden bestemmes af R3 og R4 samt den af tæller-IC'en udkodede diode og formodstand. Hver impuls fra 555-timeren, IC1, vil komme ud på dens udgang ved ben 3. Impulsen tilføres IC2's tællerindgang på ben 14. Derved vil den skifte et trin frem for hver ny afladeimpuls fra IC1. Afladeimpulserne er ret korte og alene bestemt af R3 og C10. Opladeimpulsernes længde kan variere fra tællertrin til tællertrin. Den længste impuls er resetimpulsen fra dioden DR, som dannes, fordi modstanden R7 er meget stor. En resetimpuls er normeret internationalt til ca. 10mS-12mS. En proportional impuls dannes f.eks. fra dioden D1 gennem et 100 kOhm potentiometer. Potentiometeret skal efter international standard give en tid mellem

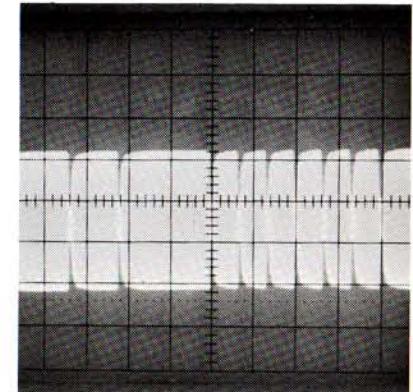


**Fig. JK17.3.**  
Proportional senderen er opbygget med et digitalt kredsløb og en HF-sender til 27MHz. Det digitale kredsløb med timeren IC1 og 10-trin tællerne IC2 modulerer udgangstransistoren T2. T1 er oscillatortransistoren. Den er krystalstyret for optimal stabilitet.

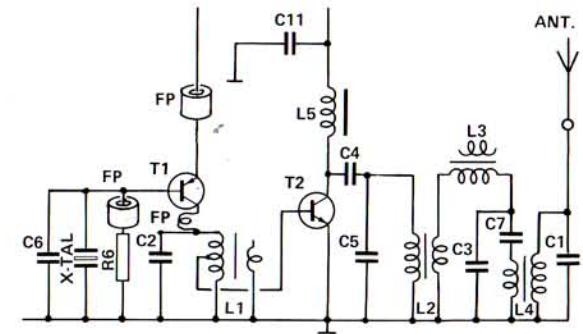
0,5mS og 1,5mS med 1mS i midterstilling. Proportionalimpulsen fra dioden D3 er fast omskifteligt mellem 0 Ohm eller 100 kOhm. Ved 0 Ohm kortsluttes modstanden R5 og uden kortslutning er den 100 kOhm. Derved vælges mellem 0,5mS og 1,5mS. Det svarer i modtageren til, at en servo skifter fra den ene til den anden yderstilling. F.eks. kan denne funktion benyttes til aktivering af lys eller horn på en modelbil, men man kan udmærket erstatte omskifteren og R5 med et 100 kOhm potentiometer. Så får man i stedet en fuld variabel proportional kanal mere.

Udgangssignalet fra IC1 ser ud som den øverste kurve på oscillogrammet fig. JK17.2. Dette signal tilføres både C-MOS tællerne IC2 - som den *clocker* fremad i trin - og sende udgangstransistoren T2. Senderen er opbygget med to transistorer. De skaber tilsammen bærebølgen på 27MHz båndet. Den overfører signalet fra sender til modtager. T1 indgår i en krystalstyret oscillator. Krystallet - et standard 3'overtone krystal - sikrer fuldkommen frekvensstabilitet efter myndighedernes krav. Oscillatorsignalet udtages i T1's kollektor, hvor effekten er ca. 10mW. Derved sikres man imod, at oscillatoren svinger på andet end 3'overtone ved 27MHz. L1 har samtidig til opgave at overføre og impedanstransformere oscillatorsignalet til effekt-driver transistoren T2. T2 arbejder i klasse-C med en udgangseffekt på 50 til 100mW. I klasse-C behøver man ikke nogen basisforspænding eller emittermodstand. Oscillatoren vil altid levere en spænding til T2's basis, der er så høj, at transistoren

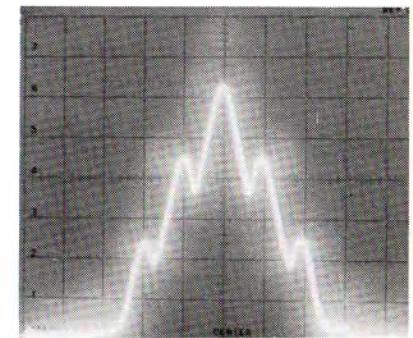
**Fig. JK17.4.**  
Oscilloskopbillede af digitalt proportionale signalets modulerede bærebølge.



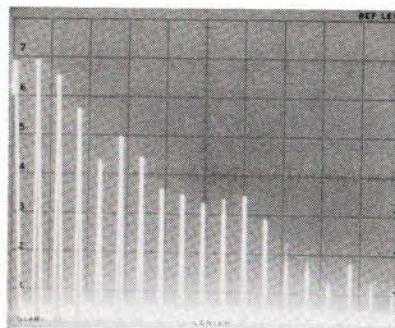
**Fig. JK17.5.**  
T2 leverer et kraftigt overstyret »klasse-C« HF-signal, som må filtreres kraftigt med L2, L3 og L4.



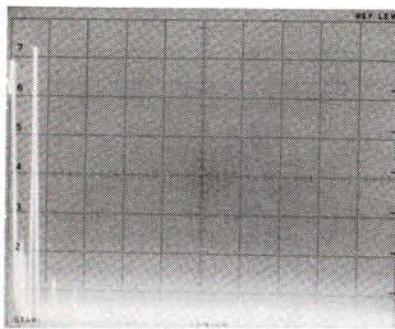
**Fig. JK17.6.**  
Spectrumfoto af JK17's sidebånd.



vil lede i takt med udstyringen. Den effekt, der kommer ud af T2, er afhængig af dens kollektor forsyningsspænding. Denne spænding kommer netop fra proportional impulsgeneratoren med IC1 og IC2. IC1 er en 555-timer IC, og den svinger med firkantimpulser mellem fuld forsyningsspænding og nul volt,



**Fig. JK17.7.**  
Spectrumfoto af den harmoniske udstråling fra en JK17 uden filtrer i antennegangen. Helt til venstre ses analyserens nulstød - dvs. nul Hertz. Anden lodrette streg er grundtonen på 27 MHz. Derefter følger den 2'harmoniske, den 3'harmoniske, 4'harmoniske, 5'te, 6'te, 7'ende harmoniske osv.



**Fig. JK17.8.**  
Spectrumfoto som fig. JK17.7. men nu med de harmoniske filtre indsat og korrekt indtrimmet.

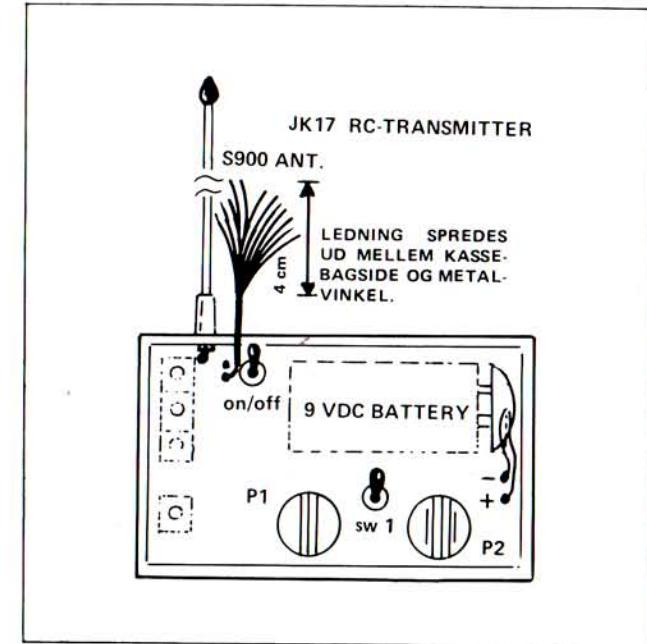
og den kan samtidig trække strømme på max. 200mA. Ved fuld drift trækker T2 af sig selv omkring 15mA. Proportionalimpulserne overføres til T2 gennem tonefiltrene L6 og L5. L6 og C11 er et sidebandsfilter, der omdanner firkantimpulserne til en impulsfolge. Derved begrænses senderens forstyrrende sidebånd til de lovplichtige -30dB i nabokanalen (10kHz fra grundtonen).

Da JK17 udgangstransistoren arbejder i klasse-C, afgiver den en række harmoniske frekvenser højt op i TV- og radiobåndene. Det må den ikke. Loven sætter det helt bestemte krav, at senderen ikke må afgive mere end 4nW på andre frekvenser end 27MHz. (4nW er en effekt på 0,00000004W! Og det den må give er max. 0,1W). Derfor må al uønsket udstråling fjernes totalt. Dertil benyttes spolerne L2, L3, L4 og de to ferritperler mærket FP i diagrammet fig. JK17.3. Spolen L4 har samtidig til opgave at transformere 50 Ohm impedansen fra C7 op til ca. 1 kOhm, - der er den lille sorte piskantennes impedans. Derved opnås bedst mulig udstråling på 27MHz båndet. Den udstråle effekt fra en JK17 med en mini antennepisk på 63cm er 0,8 til 1,0 mW. Dette tal kan forbedres til ca. 50mW, hvis man sætter en korrekt afstørmt 50 Ohm 27MHz antennen på i stedet for L4. Antennesignalet tages derved fra

C7. Men bemærk, en effektforøgelse på 50 gange giver højest en 3-dobling af rækkevidden, og en 50 Ohm antennes korrekte længde er 1/4'del bølgelængde med jord. 1/4'de bølgelængde på 27MHz båndet er omkring 275 cm!, og den er ret u-handly at placere på en sender, der måler 5x7,5x4 cm.

Spectrum fotoet fig. JK17.7 viser, hvorledes en ufiltreret 27MHz ikke må se ud. Her mangler filteret L2 og L3. Fig. JK17.8. viser, hvordan JK17 senderens udgangssignal ser ud på spectrum analyseren. Det er faktisk kun muligt at se nulstødet og 27MHz sendefrekvensen.

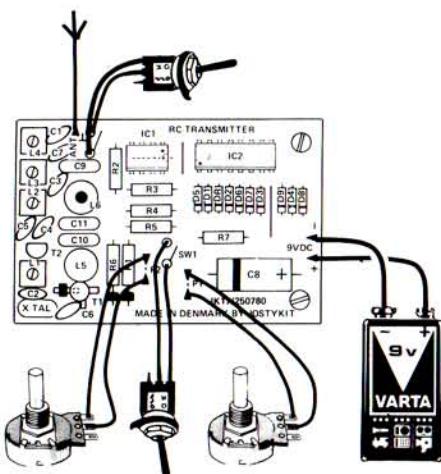
**Fig. JK17.9.**  
Standard indbygning af JK17 i en lille plastbox. Der er kun blevet plads til to proportional reguleringer og en omskifter. Har man brug for flere reguleringer, må man benytte en større box.



## TILSLUTNING

Tilslutningstegningen fig. JK17.9. viser, hvorledes man kan standardindbygge JK17 senderen i den lille plastbox, der medfølger byggesættet. Billedet fig. JK17.10 viser senderen adskilt med påloddede potentiometre og omskiftere. Hvis man ønsker at montere flere kanaler, må senderen indbygges i en større box, helst af metal. De enkelte ekstrapotentiometre indskydes i serie med hver en af dioderne D5 til D9. Brug potentiometerets midterben og det ene yderben. Vender funktionen ikke korrekt, kan yderledningen byttes over på det andet ben på potentiometeret.

Bemærk: Når man ændrer i indbygningen af et sendebyggesæt, kan udstrålingsforholdene ændres således, at man ikke umiddelbart kan opnå Post & Telegrafvæsenets godkendelse. Der skal måske nogle få men meget vigtige ændringer til. De nødvendige ændringer kræver ofte professionel viden og måleinstrumenter at udføre!



**Fig. JK17.10.**  
JK17 senderen  
vist adskilt  
men med led-  
ninger til bat-  
teri, propor-  
tional poten-  
tiometre, af-  
bryder og pro-  
portional om-  
skifter.

JK17 strømforsynes fra et lille 9 volt batteri eller en NiCd akkumulator på 9 volt. Da senderen kun bruger mellem 25 og 50mA, kan den arbejde i mange timer på et frisk element. Et »alkalisk» 9 volt batteri type 810 vil kunne holde til mindst 10 timers kontinuerlig drift (IEC norm: 6F22).

#### TRIMMING

JK17 er forsynet med 4 justerbare spoledåser. De skal alle indstilles til højst mulig udgangseffekt. Derved vil senderens indhold af harmoniske frekvenser være mindst mulig.

Til indtrimningen benytter man mest effektivt en diodeprobe. En sådan probe er beskrevet i afsnittet om MI350. Proben sættes parallelt over antenneudgangen sammen med antennen, og man drejer derefter på de 4 spoledåser med en isolerende trimmepind, til udslaget på måleinstrumentet er størst mulig. Det er ikke nødvendigt at anvende MI350 elektronikken. Der er så meget signal fra en JK17, at diodeproben kan sættes direkte på et universalmeter. Benyt instrumentets følsomme jævnspændingsindstilling først. Skift om nødvendigt område på instrumentet, hvis udslaget bliver for kraftigt.

Når indtrimningen med diodeprobe i parallel med piskantenne er foretaget, bør man fjerne forbindelsen fra diodeproben og lave en *måle-dipol* med proben. Det kan gøres ved at forbinde et par udstrakte monteringsledninger på 1-2 meter hver fra probens indgang og fra probens stelpunkt. Der skal en ledning ud til hver side. Derefter stilles det tilsluttede drejespole-instrument på det følsommeste område og JK17 senderen holdes så tæt på måledipolen, at der kommer et rimeligt udslag. Nu gentages justeringen af

de 4 spolekerner i L1 til L4. Når signalet er maximalt, er JK17 senderen klar til brug.

**BEMÆRK:** Ved brug og indtrimming bør der benyttes en metalkappe omkring senderens æske. Metallet på æsken bør have forbindelse til tilslutningsloddene for batteriets minus. Ved indtrimming og brug af senderen virker kappen som dipol antenneforbindelse til den person, der holder apparatet. Ved støj- og udstrålings-målinger hos Post & Telegrafvæsenet giver man altid en sender »jordforbindelse» gennem en *saltstøtte*, dvs. et plasticrør på et par meters længde med et indhold af saltvand. Røret har en bredde som et »standard-menneske» og benyttes som reference herfor.

Glemmes en stelforbindelse til senderens metalkappe, kan rækkevidden begrænses betydeligt (typisk 100-300 meter).

#### ÆNDRINGER TIL ANDRE FREKVENSER

I Danmark er der bl.a. frekvenser på 35MHz og 40MHz til rådighed. Se P & T's fjernstyringsbestemmelser.

Hvis man vil bygge JK17 til 35MHz, skal spolerne L1 til L5 udskiftes med tilsvarende 35MHz spoler af typen S586. Til 40MHz benyttes samme spoler, men kondensatorerne C2, C4, C5, C3, C7 og C1 udskiftes til godt halvdelen af den originale størrelse. Derefter trimeres ind til størst udgangseffekt. Det skal pointeres, at de ændrede typer til 35 og 40 MHz ikke er typegodkendt hos Post & Telegrafvæsenet, men der vil formodentlig ikke blive nogen problemer i at opnå en enkelt-godkendelse til privat brug.

#### TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	9-15 VDC
Strømforbrug ved 9 volt . . . . .	25mA
Frekvensområde/kanal . . . . .	27MHz/CH19A
Antal digitale kanaler . . . . .	2+1+6 (max. 9)

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	330 Ohm	1/4 W modstand
R2	330 Ohm	1/4 W modstand
R3	22 kOhm	1/4 W modstand
R4	47 kOhm	1/4 W modstand
R5	100 kOhm	1/4 W modstand
R6	100 kOhm	1/4 W modstand
R7	680 kOhm	1/4 W modstand
R-P1	100 kOhm	servo potentiometer LIN
R-P2	100 kOhm	servo potentiometer LIN
C1	10pF/125V	keramisk skivekondensator
C2	15pF/125V	keramisk skivekondensator
C3	4,7pF/125V	keramisk skivekondensator
C4	6,8pF/125V	keramisk skivekondensator
C5	15pF/125V	keramisk skivekondensator
C6	15pF/125V	keramisk skivekondensator
C7	15pF/125V	keramisk skivekondensator
C8	220uF/16V	elektrolytkondensator
C9	22nF/250V	Polyesterkondensator
C10	22nF/250V	Polyesterkondensator
C11	47nF/250V	Polyesterkondensator
DR	1N4148	50mA silicium diode
D1-D9	1N4148	50mA silicium diode kanal 1-9
T1	BF497	PNP oscillator transistor
T2	BF199	NPN driver/udgangstrin transistor
IC1	NE555	timer IC kreds
IC2	MOS4017	C-MOS dekodet dekadetæller
L1-L4	S587	27MHz spoledåse/transformator
L5	22uH(220k)	S822 HF-filter drosselspole
L6	22mH(223J)	S809 tone-filter drosselspole
X-TAL	27.195MHz	kanal 19A fjernstyrings krystal (Andre krystaller kan anvendes. Se JK05 beskrivelsen og frekvenslisten).

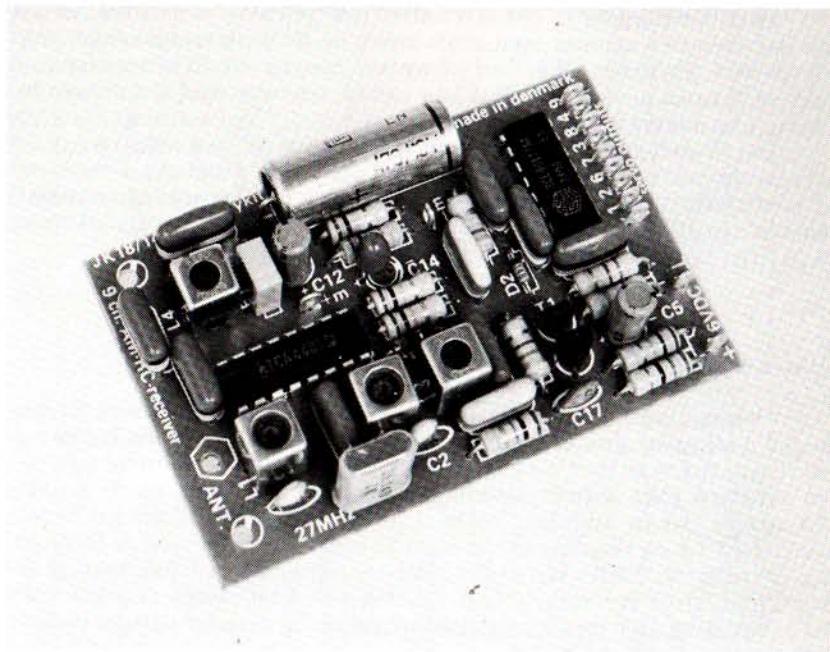


Fig. JK18.1.

Den lille kompakte JK18 proportional fjernstyringsmodtager kan finde indpas i langt de fleste modeller. Der er ikke stikforbindelser til servoerne i en JK18. Hver servo må loddes på.

## JK18 PROPORTIONAL FJERNSTYRING MODTAGER - 27MHz AM

JK18 er en proportional fjernstyringsmodtager med 9 dekodede udgange. Selve modtagerdelen til 27MHz er opbygget næsten helt som JK05 tone fjernstyringsmodtageren. Derfor er principperne for modtagelse og diagrambeskrivelse meget lig hinanden, og der skal henvises til JK05 afsnittet for mere udførlige forklaringer.

Modtagerdelen er tilsluttet en lille piskantenne på 63 cm. Antennen anbringes direkte på printpladen med en møtrik. Derved opnås god stabilitet, når modtageren skal indbygges i en fjernstyringsmodel. Det modtagne digital-proportionale signal skal omsættes fra serie til parallel. Dvs. hver impuls skal sendes ud på den rigtige af de 9 udgange *hver gang*. Det sørger en C-MOS tælerkreds for. Den giver servoimpulser til en af de 10 mulige servoer, man kan benytte. Da der er tre servomuligheder og 9 udgange, kan man kombinere mange forskellige styringer til fjernstyringsmodeller. De 3 eksempler i tilslutningsafsnittet beskriver, hvorledes JK18 modtageren bruges i praksis i en modelbåd uden normaskine, i en modelbåd med ror og i en bil.

JK18 modtageren er opbygget efter internationale standarder. Derfor kan den benyttes sammen med andre anlæg og fabrikater - også anlæg med mindre end 9 kanaler. Man kan udmærket benytte en JK18 modtager til f.eks. en 2-kanal sender. Der vil så kun komme servosignal ud af modtagerens udgang 1 og udgang 2.

Det så godt som eneste krav ved kombination af flere anlæg er, at der benyttes korrekte krystaller i sender og den tilsvarende modtager. Frekvensen på modtagerkrystallet skal være 0,455MHz lavere end for senderkrystallet. I afsnittet om JK05 findes en frekvensliste over tilladte fjernstyringsfrekvenser på 27MHz. Ombygning til 35MHz eller 40MHz er dog også mulig.

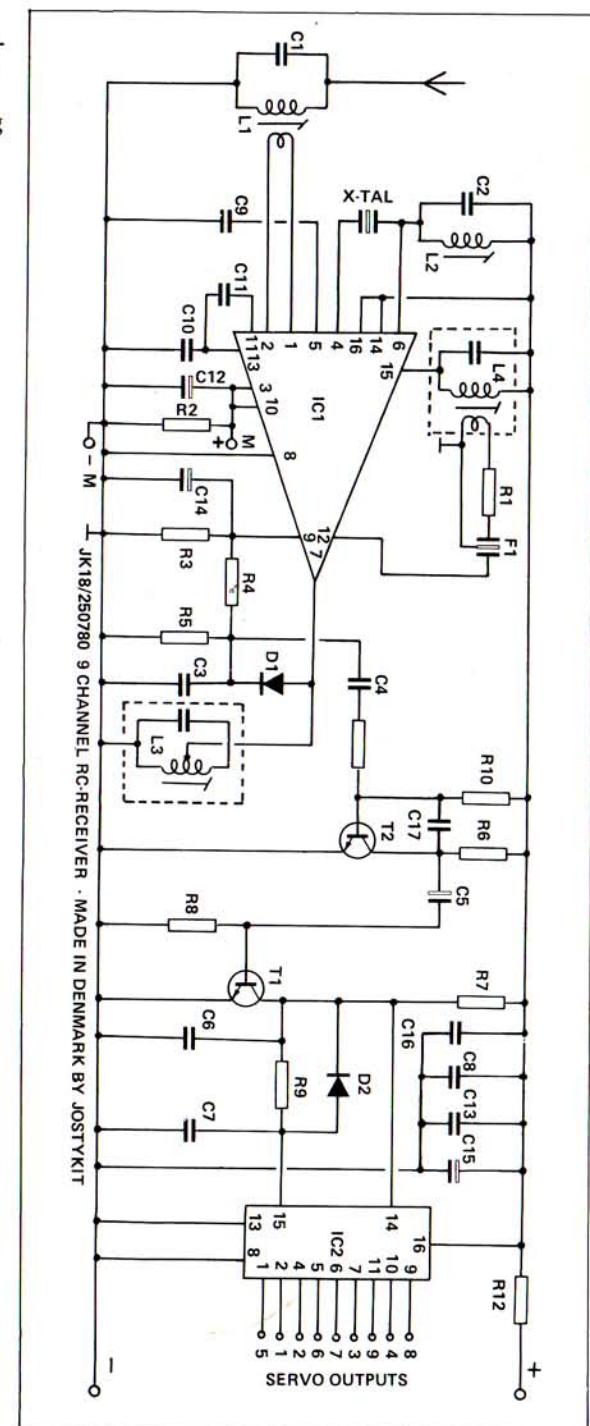
## DIAGRAMMET

Det modtagne antennesignal er tilkoblet L1's toppunkt. Derved får man en god modtagelse med en kort antennepisk - typ. 63 cm lang. En korrekt afstemt antennen skal være næsten 3 meter lang. Det er uhensigtsmæssigt, selv om antennen giver korrekt tilpasningsimpedans på 50 Ohm. En 63 cm lang piskantenne har en impedans på ca. 1 kOhm. Det passer udmærket til toppunktet på L1 og belaster ikke kredsen så meget, at selektiviteten forringes. Der er stadig ca. 20dB's stationsadskillelse i indgangsfilteret. Indgangssignalet overføres i L1 til den komplette IC-modtager TCA440. Inden i kredsen blandes indgangssignalet med lokaloscillatorsignalet, og derefter udtages mellemfrekvensen på kredsen L4.

Oscillatoren er opbygget med et enkelt krystal og den afstemte kreds med C2 og L2. Mellemfrekvenssignalet filteres i L4 og det keramiske filter F1. Derefter tilføres det igen IC1, der giver mellem 10.000 og 100.000 ganges forstærkning. Mellemfrekvenssignalet udtages over den afstemte kreds med L3 (455kHz) og det detekteres med D1. Det detekterede signal føres nu to veje. Dels føres signalet tilbage gennem R4 til IC1's indgang 9. På dette ben filtreres signalets modulation også væk, så man her kun har en spænding, der er et udtryk for feltstyrken. Signalet AGC regulerer mellemfrekvensforstærkeren. Derved sikres at modtageren altid fungerer lige godt, enten afstanden mellem sender og modtager er 1 meter eller 200 meter.

Det detekterede signal føres nu ind gennem et impulsformertrin med transistorene T1 og T2. T2 forstærker det detekterede lavfrekvenssignal 100 gange. Derved bliver lavfrekvenssignalet så kraftigt, at det *klippes* rent for støj. Signalet *vendes* nu gennem transistoren T1, som også *renser* signalet for støjimpulser. På T1's kollektor vil der komme proportional impulser hele tiden. Disse impulser tilføres 10-trin tællerren IC2 - en C-MOS type 4017 med dekodeerde udgange. Resetimpulsen, der er langvarig, tilføres IC2's indgang 15. RC-filteret R9 og C7 sikrer, at de langvarige resetimpulser virkelig også nulstiller tællerens reset indgang skal forblive positiv i mindst 10mS for synkronisation. D2 har til opgave at blokere tællerens resetindgang, når der kommer negativt gående proportionalimpulser. Dobbelt oscilloskopbillederne fig. JK18.3. og 4 viser impulserne i JK18's dekoderdel.

**Fig. JK18.2.**  
JK18 9-kanal fjernstyTINGSmodtageren består både af 27MHz AM modtagerdelen og de logiske dekoder-kredsloeb med en C-MOS kreds.



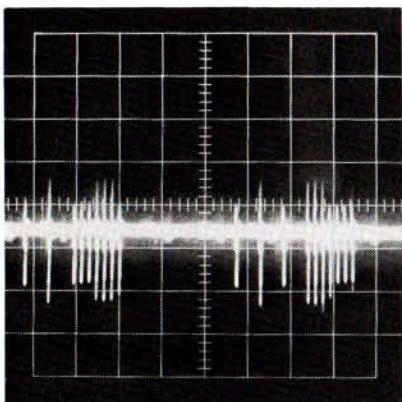


Fig. JK18.3.

Oscilloskopbillede af det ret støjfyldte indgangssignal fra detektordioden D1 (øverst), samt det kraftigt forstærkede signal på kollektor af T2 (nederst). Bemærk: støjen er klippet helt væk.

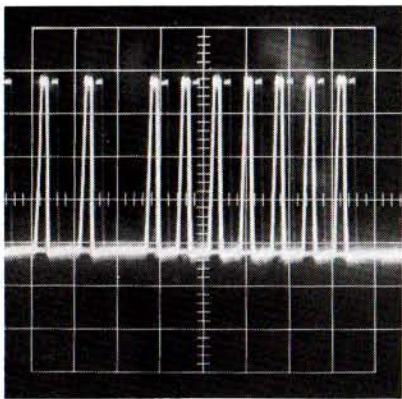


Fig. JK18.4.

Oscilloskopbillede af kollektorsignalen på T2, sammenholdt med udgangssignalet på T1's kollektor (nederst). Bemærk de nu skarpere impulsflanker. Impulserne er invertet - dvs. vendt om.

## TILSLUTNING

JK18 har 9 servoudgange mærket 1 til 9. Hver servo tilsluttes en impulsudgang og minus (stel). Servoerne kan også godt tilsluttes plus-forsyningen, men benytter man flere servoer og specielt motor servoen JK19, skal man ubetinget anvende en særskilt batteriforsyning til servoerne. De trækker nemlig ret meget strøm i de korte tidsrum, de drejer. Med mange servoer kan man få problemer med, at spændingen til modtageren falder under de 4,5 volt, den mindst skal have at leve af.

Illustrationerne fig. JK18.5. til 7 viser tre eksempler på opbygning af fjernstyringssystemer med JK-HOBBY byggesæt.

## TRIMMING

Det er nemmest at trimme en JK18 modtager ind, hvis man har en fungerende JK17 sender og et lille universal måleinstrument til rådighed. De to punkter M+ og M- på JK18 diagram og print tilsluttes et universalmeter på laveste spændingsområde - ca. 1 til 3 volt. Send bærebølge med JK17 eller en

Fig. JK18.5.

JK18 modtageren i en båd uden ror. Hvis man har en modelbåd med to motorer, kan man helt undvære et ror. Motorerne styres simpelthen frem og tilbage med forskellige indstilbare hastigheder. Derved har man fuld kontrol over båden i alle hastigheder og retninger. Som ekstra feature kan man indkoble en lille JK11 sirene med en højttaler eller et horn på en ekstra servo. Den ekstra servo kan også benyttes til drift af lamper eller et eller to relæer. Derved får man mulighed for f.eks. at trække en pumpe til en brandsprøjte. Bemærk, store elektromotorer i modeller støjer på de frekvenser modtageren arbejder på. Derfor må man næsten altid forbinde motorerne til stel og evt. en metalskærm. Forbindelsen kan ske direkte til stel eller gennem en kondensator. Ofte må motorerne »stelles» direkte på den ene eller den anden af motorterminalerne. Følg tegningen.

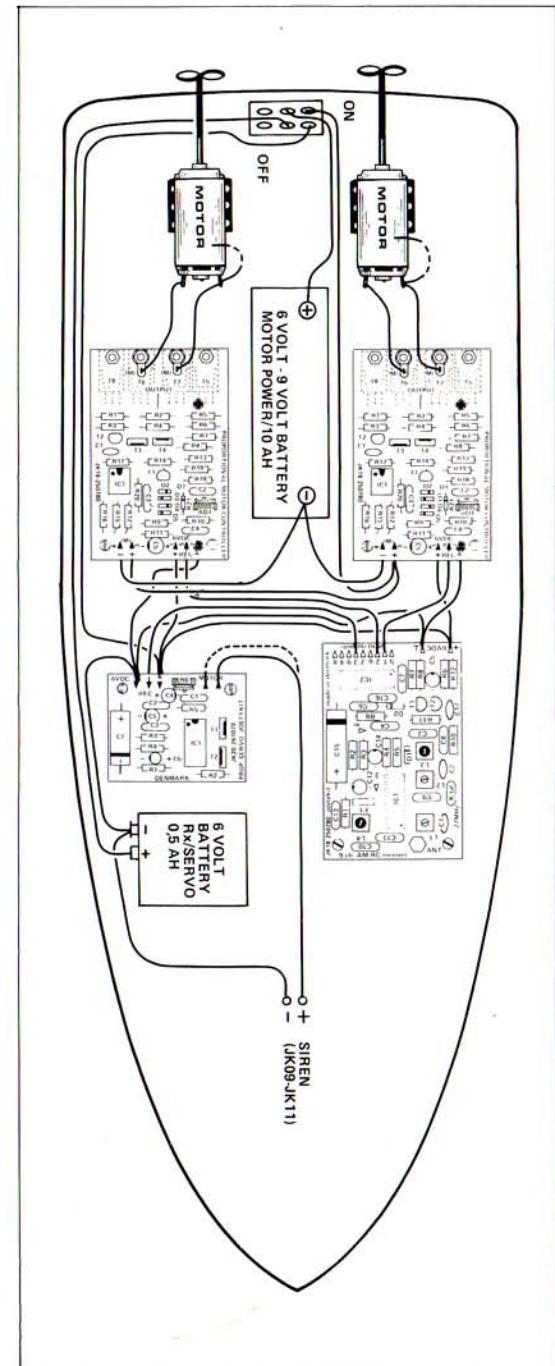


Fig. JK18.6.

Hvis man kun har en motor i en båd, må der en JK-SERVO til drift af roret. Som motorservo kan man benytte den fuldelektroniske JK19.

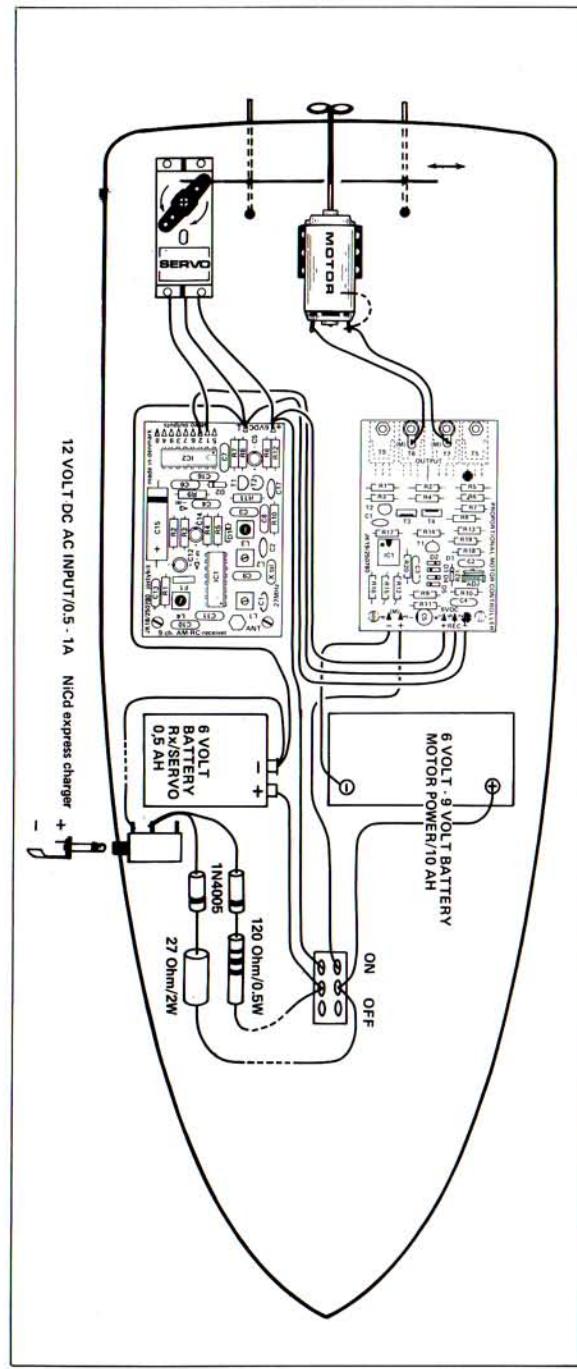
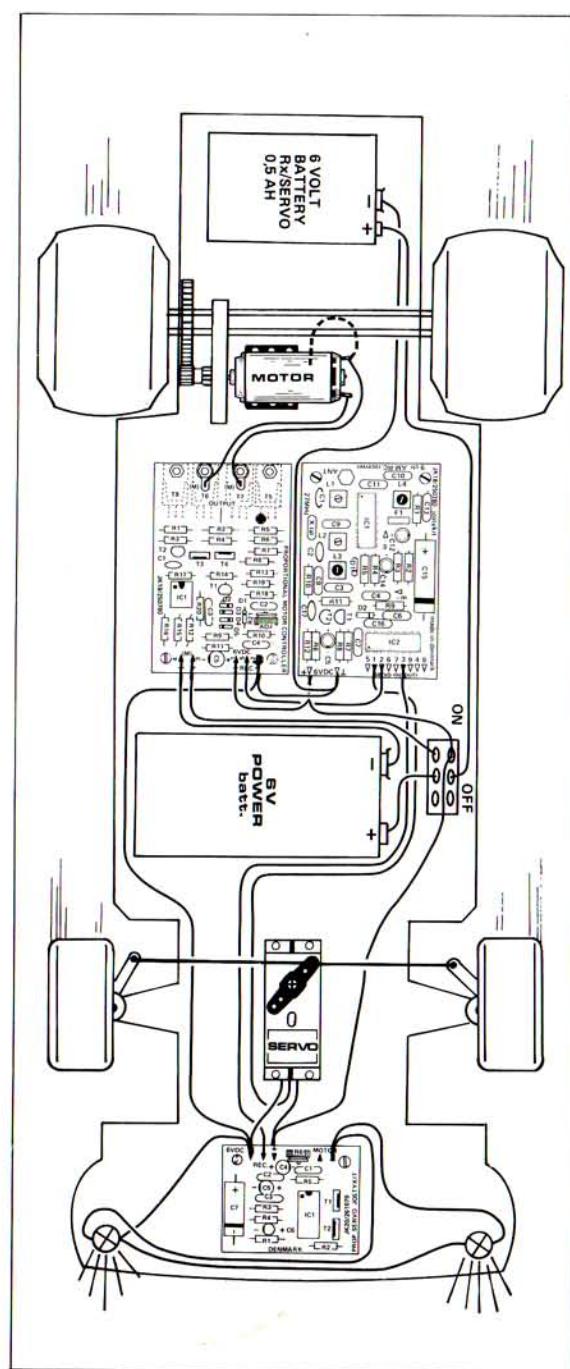


Fig. JK18.7.

En bil kan kobles som en båd med en motor og ror. Hvis der er dieselmotor i bilen (eller i båden), skal man benytte to JK-SERVO'er. Den ene skal styre forhjulene og den anden motor-spældet.



anden 27MHz sender på den kanal, der benyttes krystal til i JK18 modtageren (kanal 19A).

Trim derefter på L2 til oscillatoren starter og meteret slår mest mulig ud. Trim så mellemfrekvensspolerne L3 og L4 til max. udslag og trim endelig L1 til max. udslag. Gentag trimningen et par gange til udslaget på måleinstrumentet er absolut maximalt. Fjern så senderen til ca. 25 meter fra JK18 modtageren og finindtrim igen spolerne L1, L3 og L4 til mest mulig udslag. Nu er JK18 klar til brug sammen med sender og servoer.

Bemærk: Under indtrimningen af L1 skal JK18 modtageren være korrekt indbygget i fjernstyringsmodellen og antennen må ikke berøres med fingrene under trimningen. Ellers kan trimningen blive *skæv*, og man får en reduceret følsomhed.

#### ÆNDRING TIL ANDRE FREKVENSOMRÅDER

JK18 modtageren kan ret nemt opbygges til 35MHz båndet eller 40MHz fjernstyringsbåndet. På 35MHz udskiftes krystallet til et 35MHz og spolerne L1 og L2 udskiftes til 35MHz spolerne S586. Indtrimningen til 35MHz foretages som til 27MHz. Ved 40MHz isættes et 40MHz krystal (3'overtone) og der benyttes 35MHz spoler i L1 og L2. Dernæst ændres C1 fra 10pF til 4,7pF og C2 fra 15pF til 6,8pF. Ingen andre ændringer er nødvendige.

#### TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	6VDC (4,5-9V)
Strømforbrug . . . . .	15mA
Standard frekvensområde . . . . .	27MHz
Følsomhed for korrekt funktion . . . . .	6uV
Servoudgange . . . . .	9/1mA pr. udg.
Tilslutning til . . . . .	JK19, JK20 & JK-SERVO

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R2	10 kOhm	1/4 W modstand
R3	10 kOhm	1/4 W modstand
R4	10 kOhm	1/4 W modstand
R5	10 kOhm	1/4 W modstand
R6	10 kOhm	1/4 W modstand
R7	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R8	47 kOhm	1/4 W modstand
R9	470 kOhm	1/4 W modstand
R10	1 MOhm	1/4 W modstand
R11	470 Ohm	1/4 W modstand
R12	27 Ohm	1/4 W modstand

C1	10pF/125V	keramisk skivekondensator
C2	15pF/125V	keramisk skivekondensator
C3	10nF/250V	polyesterkondensator
C4	47nF/250V	polyesterkondensator
C5	2,2nF/125V	keramisk skivekondensator
C6	10nF/250V	polyesterkondensator
C7	10nF/250V	polyesterkondensator
C8	47nF/250V	polyesterkondensator
C9	100nF/250V	polyesterkondensator
C10	100nF/250V	polyesterkondensator
C11	100nF/250V	polyesterkondensator
C12	2,2uF/63V	elektrolytkondensator
C13	100nF/250V	polyesterkondensator
C14	100uF/3V	tantalkondensator
C15	470uF/16V	elektrolytkondensator
C16	100nF/250V	polyesterkondensator
C17	1,5nF/125V	keramisk skivekondensator
D1	AA143	germanium diode
D2	1N4148	50mA silicium diode
T1	BC547B	NPN transistor
T2	BC547B	NPN transistor
IC1	TCA440	IC AM-radio blok
IC2	MOS4017	C-MOS dekodet dekadetæller
L1	27MHz spole	S587 (S586 til 35 og 40 MHz)
L2	27MHz spole	S587 (S586 til 35 og 40 MHz)
L3	455kHz	mellemfrekvensspole S585
L4	455kHz	mellemfrekvensspole S585
F1	455kHz	keramisk mellemfrekvensfilter S970
X-TAL	26.740MHz	kanal 19A krystal til 27MHz

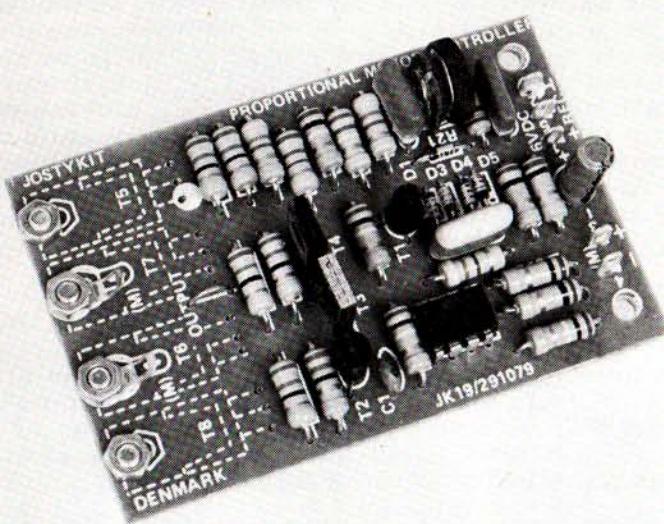


Fig. JK19.1.

JK19 er opbygget med et stort antal komponenter på en lille printplade. De fire 10-ampere udgangstransistorer, der får køling via printpladens kobber, kan direkte trække modelmotorer.

## JK19 MOTORSERVO

Order servo er afledt af det latinske *servare*. Det betyder at passe på eller at tilse. I elektronikken har servo'en til opgave at styre en bevægelse eller en elektrisk strøm som funktion af en fjernregulering. Proportionalservoer skal indstille sig i en bestemt position eller på en bestemt spænding, der hele tiden holdes afhængig - dvs. proportional med fjernstyringen.

Der er 3 forskellige typer servoer til fjernstyring af modeller:

JK19 er en motorservo. Den afgiver en udgangsspænding i impulsform til en elektromotor. Med neutral servoindstilling kører motoren ikke. I yderstillingerne vil motoren køre den ene og den anden vej. Reguleringen er kontinuerlig.

JK20 er servoelektronikken. Denne elektronik benyttes i flere mekaniske servoer, men JK20 er *uden* motor, gearkasse og servopotentiometer. Derfor eger den sig *kun* til tænd/sluk kontrol af lamper, relæer og motorer på max. 0,5 ampere. Men JK20 kan også benyttes til servoer *uden* indbygget elektronik.

JK-SERVO er en færdigbygget mekanisk servo med indbygget elektro-

nik. Den er udstyret med en motordrevet arm, der kan dreje sig i en halvcirkel. Denne servo tilsluttes direkte en JK18 modtager.

JK19 er en elektronisk motorservo. Den indeholder ikke nogen mekaniske dele, men kan alligevel styre den drivende motor i en bil eller en båd, frem og tilbage, med forskellige hastigheder. Motorservo'en indskydes mellem en JK18 modtagerens servoudgang og selve motoren. Desuden tilsluttes en kraftig akkumulator eller et batteri til JK19's effektdel. Denne strømkilde driver motoren direkte.

Illustrationerne i afsnittet om JK18 modtageren viser eksempler på brugen af JK19. Bemærk specielt at man kan benytte to motorservoer i en båd med to motorer. Derved kan roret og en mekanisk servo totalt undgås. Det er specielt stor fordel i en modelbåd, hvor de mekaniske dele kan ødelægges af vand. Elektronikken tager ikke i særlig grad skade af vand - specielt ikke hvis man overmaler eller sprøjter elektronikken med en vandafvisende epoxy-lak. Båden kan styres ved at drive to elektromotorer med hver sin styrespænding fra hver sin motorservo. I yderstillingerne vil motorerne løbe hver sin vej, og båden kan dreje som på en tallerken.

## DIAGRAMMET

Signalet fra proportionalmodtagerens servoudgange er en impuls med en varighed på 1mS i neutralstilling. Servoen skal regulere fra den ene til den anden yderstilling, når impulsbredden varierer mellem 0,5mS og 1,5mS. Proportionalmodtageren sender impulserne en gang for hver 20mS (kan variere fra 10 til 25mS afhængig af anlæggets type - og er ikke kritisk for funktionen). Det vil sige, at modtageren repeater senderens signalfølge med en frekvens på 50 til 100 Hz.

Når der kommer en servoimpuls på 1mS ind på indgangen 5 på JK19, splittes signalet op i to grene. Den ene gren går gennem et impulsdannertrin via kondensatoren C4. Den anden passerer modstanden R13. Impulsdannertrinet har til opgave at skabe en kunstig servoimpuls på nøjagtig 1mS - neutraltiden. Ved sammenligning mellem den *kunstigt skabte* impuls i modfase og den *rigtige* servoimpulslængde vil der på knudepunktet mellem R13 og R14 skabes en varierende impulsspids. Hvis den indkommende impuls er kortere end den kunstigt skabte, vil R14 levere en negativ spændingsimpuls. Hvis servoimpulsen er længere, vil R13 levere en positiv spændingsimpuls. Spændingsimpulsernes brede er proportionale med impulsforskellen. Hvis servoimpulsen er på 1,5mS og den kunstigt skabte på 1mS, vil der komme en resulterende impuls på 0,5mS i positiv retning (servoimpulserne er internationalt normeret positive).

Hvis der vedblivende kommer positive spændingsimpulser gennem diodespærringen D2-D5, vil kondensatoren C3 på inverting indgangen 6 af operationsforstærkeren lades op. Derved vil udgangen 7 pumpes nedad mod nul volt. Hvis servoimpulsen er kort, f.eks. 0,5mS, vil udgang 7 pumpes op imod plusspændingen.

R15 vil altså se *ind i* en referencespænding, der kan variere fra nul til plus 6 volt forsyningsspænding. Og R15 indgår sammen med R15, R17 og kondensatoren C1 i en astabil multivibrator. Når spændingen på R15 ændres, vil multivibratorens plus/minus-forhold svinge. I neutralstillingen vil der på udgangen 1 ligge en firkant vekselspænding på 10.000 Hz (10 kHz). Vekselspændingen

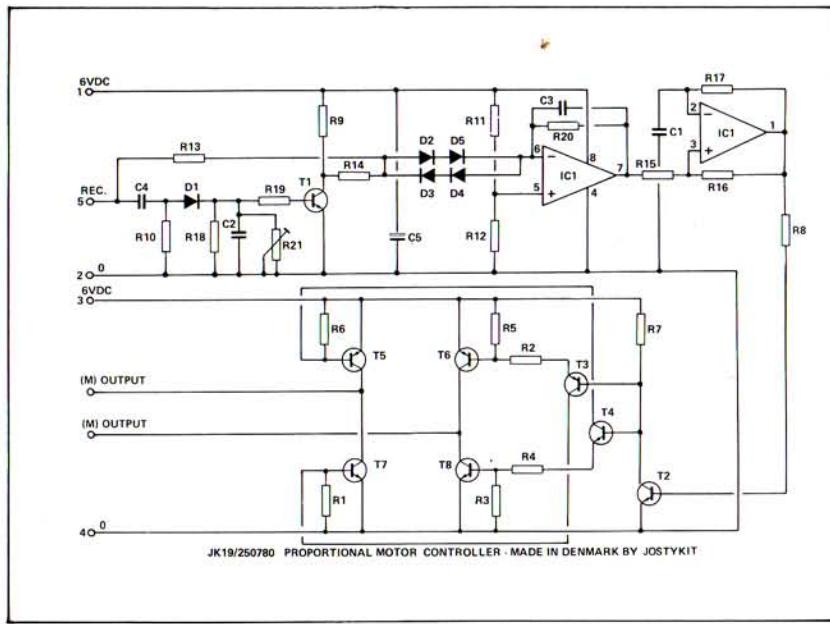


Fig. JK19.2.

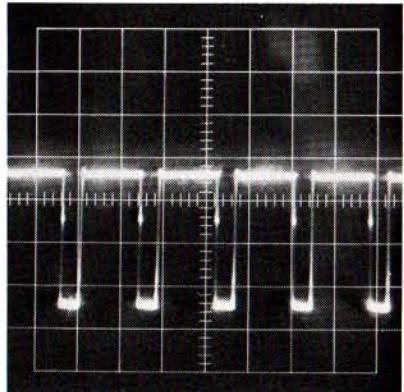
JK19 kan med rette benævnes »proportional-kontrolleret impulsbrede moduleret motorservo!« Kredsløbet består af en impulsbrede detektor og komparator, en integrator, en firkant generator, et par fasevendere og en brokoblet effektforstærker.

Spændingens plus/minus forhold vil være lige lange. Man udtrykke det som 50% *duty-cycle*. Hvis servoimpulserne er korte, udstyres multivibratoren med en positiv forspænding gennem R15. Det vil ændre multivibratorens plus/minus forhold, så der er negativ impuls i længere tid end der er positiv impuls. Duty-cyclen ændrer sig - og kan ændres helt ned til 10% eller mindre.

Multivibratorens variable duty-cycle forhold tilføres en brokoblet udgangsforstærker gennem drivertransistoren T2 og fasevender transistorerne T3 og T4. Derved vil udgangstransistorernes to grene svinge modsat med en vekselspænding, hvis plus/minus forhold kan ændres. Med servoimpulser på 1mS (neutral) vil brokoblingen svinge op og ned med 50% duty-cycle som almindelig symmetrisk vekselspænding med frekvensen 10 kHz. Tilslutter man en glødelampe, vil den hele tiden lyse på vekselspændingen. Men tilslutter man en motor, vil den stå *bum-stille* - måske højst hyle en smule på den høje frekvens. Det er fordi en motors selvinduktion vil *spærre* for de høje frekvenser. Motoren er jo en slags spole. Først når duty-cyclen ændrer sig, vil motoren få tilført en jævnspændings komposant. Når duty-cyclen er helt nede på 10% positiv og 90% negativ, vil motoren arbejde med fuld hastighed den ene vej. Vendes duty-cyclen om til 90% positiv og 10% negativ, vil motoren løbe lige så hurtigt den anden vej. Derved er det blevet muligt at variere

Fig. JK19.3.

Oscillogram af udgangssignalet til motoren med en duty-cycle på 40/60%. Motoren vil blive tilført 20% af effekten fra batterierne. Vekselspændingen vil nemmere kunne starte motoren.



motorens omdrejningshastighed og retning kontinuerligt, og da impulserne er firkanter med fuld spænding, kommer der kun et meget ringe effektab i reguleringssdelen. Transistorudgangen trækker godt nok strøm, men der er næsten intet spændingsfald over dem - kun kollektor-emitter mætningsspændingen. Derfor kan man trække stor eller lille effekt ud af motorservo'en, uden at der afsættes en masse tabseffekt. Det nedsætter varmeudviklingen, og batteristrømmen bruges mest økonomisk. Mange fjernstyringsmodeller med elektromotorer er udstyret med en variabel dobbeltnedstand til hastighedsregulering. Sådan en modstand omsætter en hel del af batterieffekten til en meget dyr form for varme.

Men udgangstransistorerne i JK19 bliver dog alligevel varme. Det hænger sammen med, at transistorerne har et såkaldt mætspændingsfald. Ved strømme på 0 til 1 ampere er spændingsfaldet fra emitter til kollektor ca. 0,3 volt. Det stiger til omkring 0,8 volt ved 5 ampere. Derfor vil en stor motor forårsage en effektafsættelse på 2 gange 4 watt - ialt ca. 10 watt i udgangstransistorerne. Det er fordi den store motor bruger høj strøm. Specielt startstrømmen på en motor i stilstand er meget høj. Man kan udmærket komme ud for strømme i nærheden af 10 ampere på en racermotor. Det vil normalt ikke ødelægge JK19, der er lavet til 5 ampere, men udgangstransistorerne vil blive varme. Belaster man JK19 ofte og meget, kan det anbefales at montere transistorerne isoleret op på en aluminiumsplade eller et lille køleprofil. Isoleret opspænding sker på glimmerskiver med nylonskrue. Her, som på andre krafttransistorer, gør man klogt i at benytte compound - kølepasta. Det forbedrer varmeledningen.

I indledningen af diagrambeskrivelsen blev der gæt meget let hen over det kredsløb, som skaber referenceimpulsen på 1μS. Kredsløbet er opbygget ganske simpelt med et par kondensatorer, en diode og en transistor. En indgangsimpuls på blot 0,3μS vil øjeblikkeligt oplade kondensatoren C4. Denne spænding overføres til C2 gennem dioden D1. Den hindrer strømmen fra C2 i at løbe tilbage gennem C4 igen. C2 vil holdes opladet med en tidskonstant, som bestemmes af transistorens basis afladestrøm gennem R19 og strømmen i R21. R21 er et trimmepotentiometer, og det stilles til en afladetid på 1μS. I denne tid trækker transistoren T1 strøm og dens kollektorspænding vil være på 0 volt. Hvis servo indgangsimpulsen er ligeså lang, vil den negative strøm gennem R14 og transistoren T1 ophæve servoimpuls strømmen i positiv retning gennem R13. Servoimpulserne er normeret positive. Med 1μS servoim-

puls er spændingen på R13/R14-knudepunktet derfor konstant. Først når servoimpulsen ændres, vil spændingen på knudepunktet trækkes op eller ned.

## TILSLUTNING

I koblingseksemplerne for JK18 er det vist, hvorledes JK19 motorervoens tilsluttes og benyttes. Husk blot at motorservoen skal have strøm *to* steder fra. Dels får den plus, minus og servoimpuls direkte fra modtageren, og dels skal den have en helt separat strømforsyning til drift af motorerne. De to forsyninger bør være ladbare akkumulatorer. De kan kortvarigt give meget store strømme, hvilket batterier ikke formår - selv ikke de bedste alkaliske celler. Desuden kan de ladbare NiCd benyttes igen og igen. Husk at benytte ladbare celler, der kan give strøm nok til den benyttede motor. Ofte bruger modelmotorer 2-3 ampere ved 6 volt og moderat belastning. Derfor anbefales ladbare celler til 1 til 5 ampere timer (AH). Sådanne celler kan afgive store strømme på 5-10 ampere i 5-10 minutter - og vel at mærke med konstant spænding. Ladbare celler dør ikke langsomt ud som batterier. De giver næsten hele tiden 1,25 volt pr. celle og dør ud indenfor et encifret antal sekunder, når de er tømt. Dette vel at mærke ved fuld belastning. Forholdene ændrer sig ved lav eller moderat belastning.

PS: Husk at benytte tykke monteringsledninger til fjernstyringsmodeller med kraftige elektromotorer. Strømme på 10 ampere får hurtigt en almindelig monteringsledning til at gå op i røg. For slet ikke at tale om det uhensigtsmæssige spændingsfald sådanne ledninger giver. Brug altid mindst almindelig netledning.

## TEKNISKE DATA

Driftspænding til styre elektronik/strøm . . . . .	6 V DC
Driftspænding og strøm til motor-drev . . . . .	3-9 V DC/0,3-5A
Anbefalet maximal motor . . . . .	6V/5A
Servoimpuls forhold . . . . .	0,5-1,5ms/+

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	68 Ohm	1/4 W modstand
R2	27 Ohm	2 W modstand
R3	68 Ohm	1/4 W modstand
R4	27 Ohm	2 W modstand
R5	68 Ohm	1/4 W modstand
R6	68 Ohm	1/4 W modstand
R7	470 Ohm	1/4 W modstand
R8	2,2 kOhm	1/4 W modstand
R9	10 kOhm	1/4 W modstand
R10	10 kOhm	1/4 W modstand

R11	10 kOhm	1/4 W modstand
R12	10 kOhm	1/4 W modstand
R13	100 kOhm	1/4 W modstand
R14	100 kOhm	1/4 W modstand
R15	10 kOhm	1/4 W modstand
R16	100 kOhm	1/4 W modstand
R17	100 kOhm	1/4 W modstand
R18	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R19	220 kOhm	1/4 W modstand
R20	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R21	100 kOhm	trimmepotentiometer (1mS reg.)
C1	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C2	15nF/250V	Polyesterkondensator
C3	47nF/250V	Polyesterkondensator
C4	68nF/250V	Polyesterkondensator
C5	6,8uF/25V	Elektrolytkondensator
T1	BC547B	NPN transistor
T2	BC547B	NPN transistor
T3	BD136	PNP krafttransistor 1,5A
T4	BD125	PNP krafttransistor 1,5A
T5	BD244	PNP krafttransistor 10A
T6	BD244	PNP krafttransistor 10A
T7	BD243	NPN krafttransistor 10A
T8	BD243	NPN krafttransistor 10A
D1-D5	1N4148	50mA siliciumdiode
IC1	LM358	dobbelt operationsforstærker

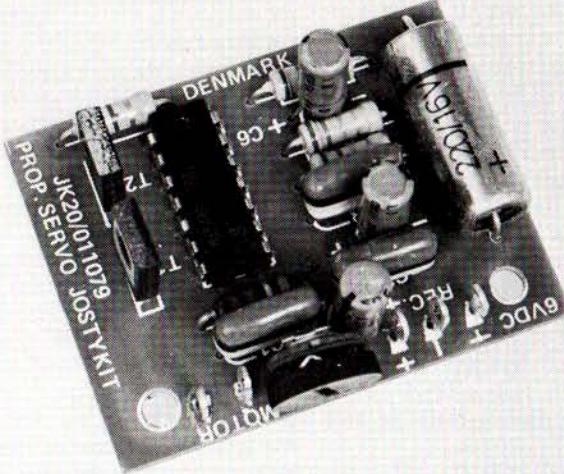


Fig. JK20.1.

Servo elektronikken kan benyttes til tænd/sluk styring af mange funktioner i et proportional system. Med den kan man tænde og slukke lys på fjernstyringsmodeller og meget mere.

## JK20 SERVO ELEKTRONIK

Servo elektronikken JK20 er den elektroniske del til en standard mekanisk/elektrisk-servo for fjernstyring. Kredsløbet er opbygget med »store» standard komponenter, som den tilsvarende mini-elektronik, man idag finder inden i de færdige enheder.

JK20 benyttes med fordel der, hvor man vil bruge en mekanisk servo *uden* indbygget elektronik, eller hvor man har behov for *ikke* variable tillægsfunktioner. JK20's udgang vil skifte fra en udgangspolaritet til en anden, når dens indgangsimpuls passerer det indstillede nulpunkt. Det kan benyttes til styring af lamper, relæer eller sirener. Har man en båd med regulering af hastighed med en JK19 motorservo og regulering af retning med en mekanisk JK-SERVO, kan den udbygges med brandsprojekt, søgelys med retningsændring, kanoner med retningsændring, lys i cockpit, raketafskydning, politisirene og meget mere. Til styring af tænd/sluk benyttes en JK20. Til styring af bevægelse benyttes en færdigbygget JK-SERVO.

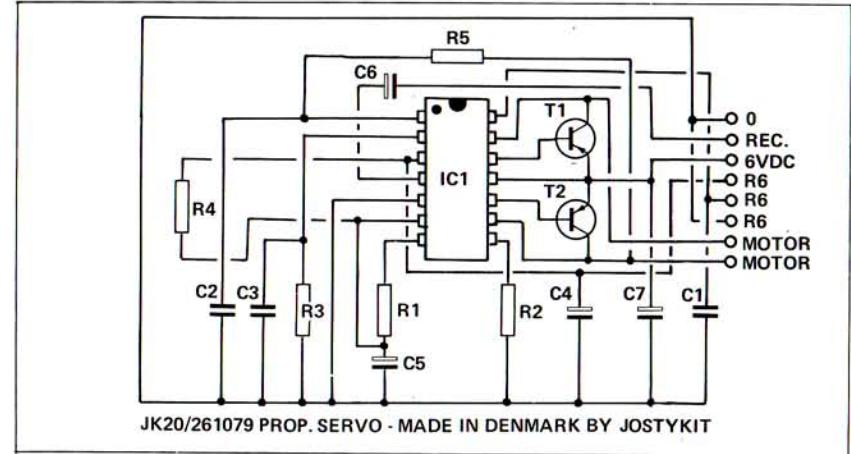


Fig. JK20.2.

Servo elektronikken er opbygget over en speciel integreret kreds af typen NE544. Diagrammet viser tilkoblingen til en mekanisk servo uden indbygget elektronik.

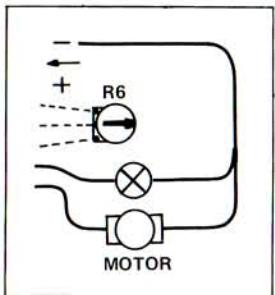
## DIAGRAMMET

JK20 servo elektronikken er opbygget med en speciel IC-kreds til servo-fjernstyring. Den tilkobles komponenter efter fabrikantens forskrifter og kan styre udgangsbelastninger på ca. 500 milli-ampere. Når der sendes en servo-impuls af en bestemt varighed ind på elektrolytkondensatoren C6, vil impulsen sammenlignes med en intern impuls af samme type. Den interne impuls har en bredde, der bestemmes af potentiometeret R6 og kondensatoren C2. Hvis den eksterne servoimpuls fra modtageren er kortere end den interne impuls i JK20, vil dens udgang blive positiv. Hvis indgangsimpulsen er længere, vil udgangen skifte til negativ spænding. Når impulserne er lige brede, vil udgangen ikke give spænding. Området kaldes »dead-band» og er yderst smalt. Modstanden R1 og kondensatoren C5 bestemmer dette områdes bredde. Når R1 er kortsluttet, bliver dead-band'et ca. 1uS. I JK20 er modstanden R1 120 Ohm. Det giver ca. 5uS. Øges modstanden til f.eks. 4,7 kOhm, vil dead-bandet blive passende for on/off reguleringer.

Der er dog også mulighed for at tilslutte eksterne belastninger mellem den ene eller den anden udgang og plus eller minus forsyningsledningen. Derved har man en positiv eller negativ on/off spænding til rådighed. Den skifter, når rørpinden bevæges fra den ene til den anden side.

## TILSLUTNING

Diagrammet med tilslutning af en lampe eller en lille motor vises på fig. JK20.3. Motor og lampe er tilkoblet minus forsyningen. Om det ønskes, kan



**Fig. JK20.3.**  
Servoen tilkoblet en motor og en lampe til tænd/sluk styring.

man i stedet tilkoble disse belastninger plus. Så får man den modsatte funktion.

Hvis belastningen på servoen er maximal, bør man forsyne modtager og servo fra hver sit batteri. Derved undgås at forsyningsspændingen på modtageren synker under de tilladte 4,5 volt. Betenk at man med 9 servoe med maximal belastning kan komme op på strømme i nærheden af 4,5 ampere. Det kan 4 små penlight elementer - som man normalt benytter til en JK18 modtager - slet ikke afgive.

Ved brug af separate forsyningsspændinger skal alle minusledninger forbindes sammen på et sted i nærheden af modtageren. Plusledningerne fra den »lille» forsyning skal gå til modtageren og plus fra en mere effektfuld forsyning skal gå til servoernes plus terminal. Hver servo skal have forbindelse med en servo udgang på modtageren. I afsnittet JK18 vises det, hvorledes man kobler de forskellige servoer til JK18 modtageren.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding. . . . .	3-6 VDC/0,5A
Udgangsstrøm. . . . .	0-500mA
Servoimpulsbredde min./max. . . . .	0,5 - 1,5 uS

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	120 Ohm	1/4 W modstand (dead-band)
R2	270 Ohm	1/4 W modstand (trigge tærskel)
R3	18 kOhm	1/4 W modstand (tids modstand)
R4	68 kOhm	1/4 W modstand (puls forlænger)
R5	560 kOhm	1/4 W modstand (modkobling)
R6	4,7 kOhm	servo potentiometer

C1	100nF/250V	Polyesterkondensator
C2	100nF/250V	Polyesterkondensator (tids kond.)
C3	100nF/250V	Polyesterkondensator
C4	1uF/63V	Elektrolytkondensator
C5	2,2uF/63V	Elektrolytkondensator
C6	2,2uF/63V	Elektrolytkondensator
C7	220uF/16V	Elektrolytkondensator
T1	BD136	PNP krafttransistor 1,5A
T2	BD136	PNP krafttransistor 1,5A
IC1	NE544	servo IC-kreds



**Fig. JK-SERVO.1.**  
Den færdigbyggede JK-SERVO

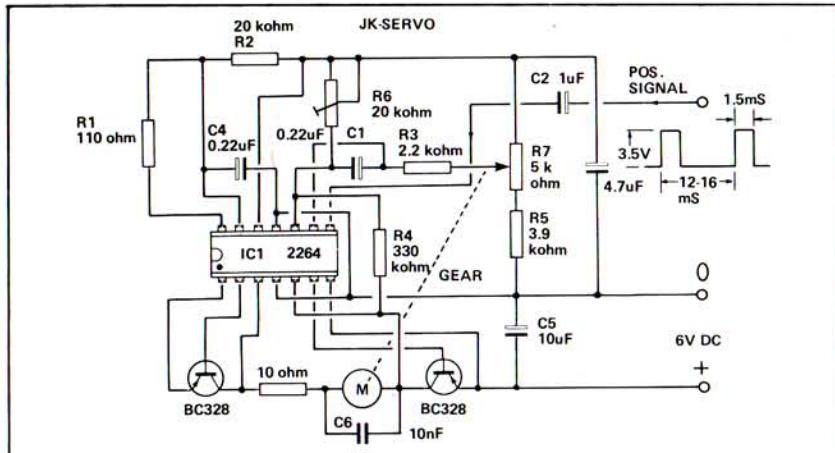
## **JK-SERVO ELEKTROMEKANISK SERVO**

JK-SERVO er betegnelsen for en lille komplet, færdigbygget elektromekanisk servo fra Jostykit. Servoen leveres kun færdigbygget, idet den indeholder en mængde små dele, som skal passes til med stor nøjagtighed. Selve printpladen er på 1 x 2 cm og rummer et efter forholdene stort antal komponenter. Derfor har Jostykit valgt at forhandle denne vigtige enhed som et stykke komplet elektronik- og mekanik.

Servoen har tre ledninger og tilsluttes JK18 modtageren - eller enhver anden type standard proportional fjernstyringsmodtager. Benytter man 1, 2 eller 3 servoer, kan man batteriforsyne servoer og modtager fra samme batteripakke. Benytter man flere, må modtageren og servoerne sluttet til hver sin forsyningsspænding.

## DIAGRAMMET

JK-SERVO'en er en sammenbygning af en elektronisk servo styring og en motor, en gearkasse og et servopotentiometer. Elektronikken er opbygget



**Fig. JK-SERVO.2.**  
Elektronikken i den færdigbyggede JK-SERVO

omkring en IC specielt til dette formål. IC'en indeholder samtlige nødvendige styringer, og ligesom JK20 genererer IC'en selv en sammenligningsimpuls til servo-indgangsimpulsen fra JK18 modtageren. Hvis impulsen er for kort, vil elektronikken styre motoren den ene vej. Derved vil servopotentiometeret drejes, og den internt genererede impuls vil ændre bredde. Motoren vil arbejde indtil de to impulsbredder er lige store. Så vil den stoppe i en bestemt position. Er impulsen for lang, vil servo'en køre ud til den anden side og stoppe på en anden stabil position. Servoen vil kunne arbejde stabilt mellem +/- 90 grader fra midterstilling, og dens trækkraft vil være ca. 2 kg. Når servo'en står stille, er strømforbruget kun ca. 10 mA. Belastes servo'en hårdt, vil den trække en strøm på ca. 150 mA.

## TILSLUTNING

Servoen har tre ledninger. En til plus 4,5 til 6 volt, en til nul (minus) og en til overføring af servoimpulsen fra modtageren. Benytter man mere end 3 servoer, må der anvendes særskilt batteri eller akkumulator til modtager og servoer. Anvendelsesksemplerne for JK18 viser, hvordan man benytter JK-SERVOEN til indstilling af forhjulene i en bil eller roret i en båd. Man kan selvfølgelig også benytte servoen til fly-modeller - også i forbindelse med andet udstyr. JK-servoen er fuldt professionel og alligevel blandt markedets billigste - den koster godt 100 kroner incl. elektronikken!

## TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	3,5 - 6 VDC
STrømforbrug, tomgang/fuldt belastet . . . . .	10mA/200mA max.
Drejning, mindst/typisk . . . . .	+/- 45-90°
Trækkraft, mindst/typisk . . . . .	1-2 kg/cm

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	100 Ohm	1/8 W modstand
R2	22 kOhm	1/8 W modstand
R3	2,2 kOhm	1/8 W modstand
R4	330 kOhm	1/8 W modstand
R5	3,9 kOhm	1/8 W modstand
R6	20 kOhm	trimmepotentiometer (servostilling)
R7	5 kOhm	servo potentiometer
C1	4,7uF/40V	elektrolytkondensator
C2	1uF/63V	elektrolytkondensator
C3	0,22uF/35V	tantalkondensator
C4	0,22uF/35V	tantalkondensator
C5	10uF/16V	elektrolytkondensator
C6	10nF/250V	polyesterkondensator
T1	BC328	PNP transistor 25V/1A
T2	BC328	PNP transistor 25V/1A
IC1	2265 el. 2264	servo IC

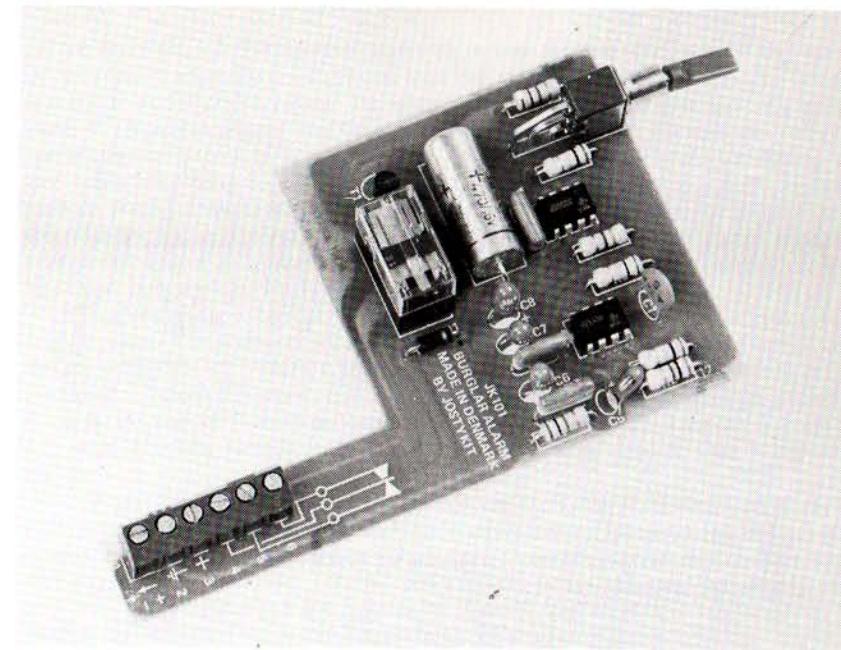


Fig. JK101.1.

JK101 tyverialarm til biler og både er udført på en specielt formet printplade, som passer til en indbygningsbox af typen B6100.

## JK101 TYVERISIKRING TIL BIL OG BÅD

Det kan synes fujlet at ofre penge på et apparat, der forhåbentlig aldrig kommer i drift. En tyverialarm vil i de færreste tilfælde skulle arbejde. Alligevel skal den være klar til aktivering når som helst.

Mange installerer alligevel en tyverialarm. Specielt de der har været udsat for tyveri. Det hænger sammen med, at biler og både, trods de lovpligtige foranstaltninger, alligevel kan stjæles (ratlås etc.).

JK101 er primært konstrueret til biler og arbejder med 12 volt forsyningsspænding. Derfor er denne beskrivelse koncentreret om dette emne. JK101 vil udmærket kunne anvendes til andre alarmformål.

Tyverisikringen tilsluttes bilens dør-lyskontakte. Det er samme kontakt eller kontakter, der tænder kabinelyset, når man åbner døren. Når bilen forlades, skal døren åbnes og den hemmeligt anbragte annulleringskontakt på alarmen sættes i *aktiv* stillingen. Derefter lukkes døren, kabinelyset slukkes, og alarmen er aktiv. Når en af dørene igen lukkes op og i, skal man indenfor 20 sekunder nulstille alarmkontakten. Ellers vil et relæ kunne trække hornet eller det vil kunne afbryde tændingen. En tyl, der starter vognen, vil kun kunne køre indenfor 20 sekunder. Så vil hornet hyle konstant eller motoren vil

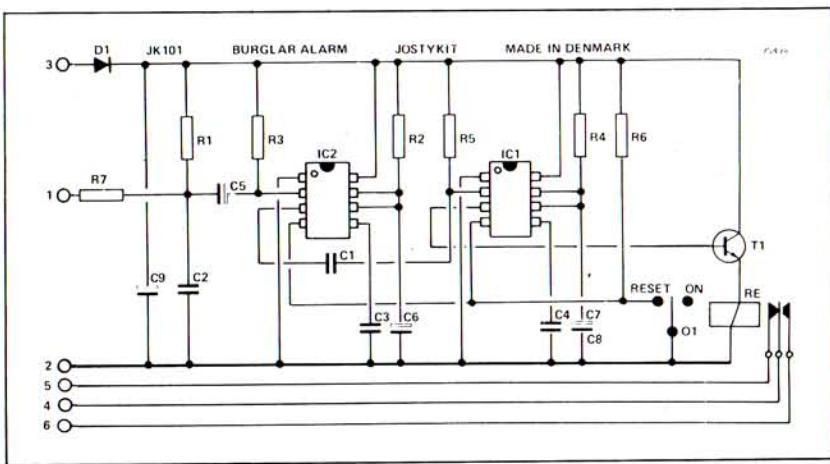


Fig. JK101.2.

Der er to integrerede kredse i tyverialarmen. Begge er timerkredse af 555-typen. Den venstre giver alarmforsinkelse og den højre kan begrænse alarmens varighed efter lovens krav.

stoppe, fordi tændingen afbrydes. Der er et lovmæssigt krav til at hornet kun må hyle i en kort afmålt tid. Så skal alarmen automatisk afbrydes. Derfor er der indbygget en alarmtimer i JK101, som slukker efter 4 minutter. Har man andre ønsker til alarmtid, kan JK101 nemt ændres efter formålet.

## DIAGRAMMET

JK101 er opbygget med to IC-timere af typen NE555. IC2 timeren aktiveres først og giver tidsforsinkelsen 20 sekunder. I dette tidsrum sker der ikke noget på alarmeringssiden. Etter gæt 20 sekunder uden nulstilling af den hemmeligt anbragte alarmkontakt, afgiver IC2 en impuls til alarmtimeren med IC1.

I en bil med minus til chassis er dørkontakteerne anbragt i parallel, og den ene forbindelse går til kabinelampen. Kabinelampen har så igen forbindelse til vognene akkumulator på plus. Når bildøren er åben, kortslutter dørkontakteen til chassiset. Dermed vil ledningen til lampen skifte fra plus-spænding til minus. Denne ledning forbindes gennem tyverialarmens indgang 1 og modstanden C5 til IC2's indgang. Med åben dør er spændingen over dørkontakteen altså nul. Derved vil kondensatoren C5 være nul volt på minus-siden. Når døren lukkes, springer spændingen op på plus 12 volt. Det sker der ikke noget ved. Modstanden R3 holder alligevel indgangsspændingen til IC2 på positivt potentiale. Men når døren derefter åbnes igen, dykker spændingen tilbage til nul - og det aktiverer timerstarten. Dens udgang på ben 3 går straks på plus potentiale. Men det påvirker ikke alarmtimeren, selvom den er tilsluttet IC2 via kondensatoren C1. Modstanden R5 holder i forvejen alarmtimerens indgang positiv. Først når indgangstimeren IC2 er færdig og udgangen 3

går på nul volt, vil IC1 alarmtimeren aktiveres. Derved vil dens udgang svinge op på positiv spænding. Udgangen trækker et relæ via transistoren T1. Denne transistor er tilkoblet relæet RE som emitterfølger. Det kan lade sig gøre, fordi IC1's udgangsspænding skifter helt fra minus til plus. Så kræves der ikke spændingsforstærkning i transistoren. Nogen egentlig strømforstærkning er der heller ikke brug for. IC2 kunne faktisk godt levevare strøm nok til relæet, men en del af timerkredsene NE555 er uhyre triggefølsomme for induktions-spændinger på udgangen. Derfor benyttes en skilletransistor, som hindrer relæpåvirkningen af alarmtimerens trigning. Hvis man vil have alarmtimeren til at give længere alarmtid (konstant) fjernes R4 simpelthen.

Relæudgangen har et komplet sæt kontakter ført ud til tilslutningsbøsningerne. Når alarmen ikke er aktiv trækker relæt ikke. Derved er forbindelsen mellem 4 og 5 sluttet, medens forbindelsen mellem 4 og 6 er brutt. En sirene eller bilens hornrelæ tilsluttes akkumulatorens plusforbindelse gennem 4 og 6. Derved vil hornet aktiveres, når relæet klapper til. I stedet for dette kan man afbryde tændingen. Da benyttes kontakten 4 til 5. Den er sluttet, når der ikke er alarm og brydes, når der er alarm.

Bege funktioner kan ikke udnyttes samtidig, fordi de to sæt kontakter er sammenkoblet på printpladen. Man vil dog være i stand til at »fiske« kontantforbindelsen til to samtidige funktioner ud under printpladen. Kontakterne benyttes ikke til andre formål. Det i JK101 benyttede relæ kan tåle 4 amper på de parallellforbundne kontakter. Derfor kan man ikke tilslutte relæet direkte til bilhornet uden om hornrelæet. Et automobilhorn trækker i sig selv strømme på næsten 20 amper!

## TILSLUTNING

De to tilslutningstegninger fig. JK101.3 og JK101.4 viser, hvorledes alarmen monteres til en bil, når man ønsker en afbrydelse af tændingen og en aktivering af hornrelæet. JK101 skal forsynes med spænding direkte fra akkumulatoren - dvs. den må ikke gå over tændingsnøglen, som afbryder spændingen, når nøglen fjernes.

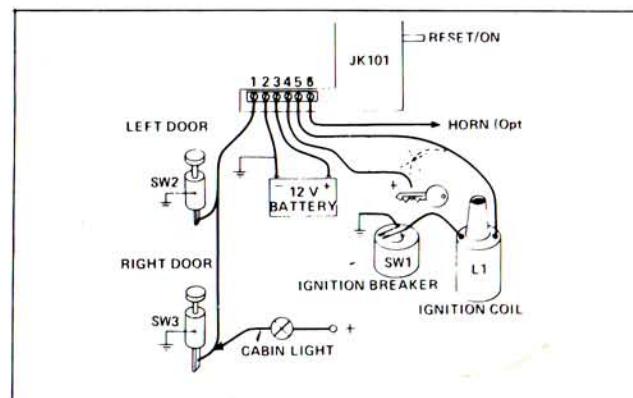
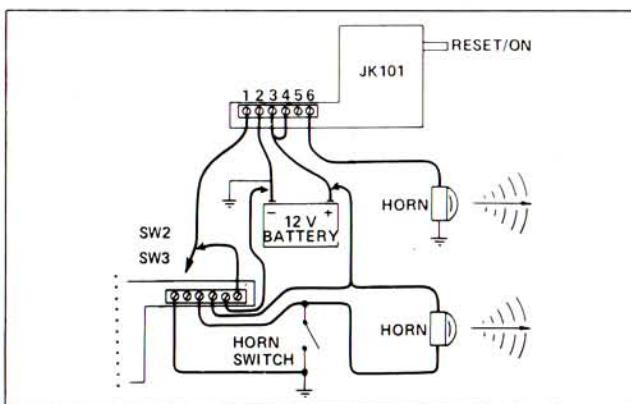


Fig. JK101.3.  
Alarmtilkobling til bilens tændingssystem. Nulstilles alarmen ikke på en skjult kontakt, stoppes motoren 20 sekunder efter at man har åbnet en dør.



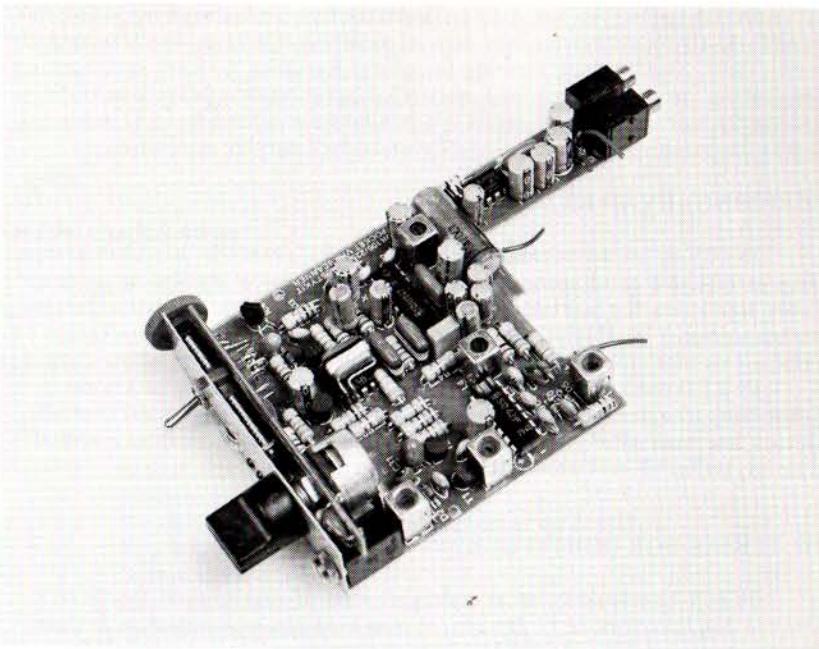
**Fig. JK101.4.**  
Tilkobling til  
bilens hornre-  
læ. Efter 20  
sekunder uden  
nulstilling af  
alarmen be-  
gynder hornet at lyde.

#### TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	12 VDC (9-15V)
Strømforbrug . . . . .	30-50mA max.
Alarm forsinkelse (nulstille tid) . . . . .	20 sek. typ.
Alarms tid standard . . . . .	200 sek. typ.
Belastning på relækontakte . . . . .	4A (2x2A)

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	10 kOhm	1/4 W modstand
R2	1 MOhm	1/4 W modstand
R3	10 kOhm	1/4 W modstand
R4	4,7 MOhm	1/4 W modstand
R5	10 kOhm	1/4 W modstand
R6	1 kOhm	1/4 W modstand
R7	1 kOhm	1/4 W modstand
C1	4,7nF/125V	keramisk skivekondensator
C2	68nF/250V	polyesterkondensator
C3	68nF/250V	polyesterkondensator
C4	68nF/250V	polyesterkondensator
C5	1uF/35V	tantalkondensator
C6	22uF/10V	tantalkondensator
C7	22uF/10V	tantalkondensator
C8	22uF/10V	tantalkondensator
C9	470uF/16V	elektrolytkondensator
D1	1N4005	silicium diode
IC1	NE555	timer IC-kreds
IC2	NE555	timer IC-kreds
T1	BC547B	NPN transistor
RE1	HB2-DC12V	S452 relæ 2x2A/12V-30mA



**Fig. JK105.1.**  
JK105 er udformet således, at den passer i boxen B6100. Indbygget i denne  
box får man en lommemodtager med formidabel fin følsomhed.

## JK105 VHF LOMME SCANNER MODTAGER

JK105 er en helt speciel radiomodtager til FM modtagelse på VHF-båndene. Afhængig af hvilke spoler og kondensatorer man benytter, bestemmes modtagefrekvensen. Det er muligt at anvende diagrammet til alle frekvenser mellem 25MHz og 170MHz. Som byggesæt fra Jostykit leveres JK105 med spoler for radioamatørbåndet 144 til 146 MHz (2-meter), men fabrikanten leverer også ombygningssæt til FM-radiofoni (bredbånd FM) og FM-walkie-talkie (smalbånd) modtagelse.

Modtageren kan afstemmes på to måder. Enten afsøges det ønskede frekvensbånd manuelt på en skala via et lille udvekslingspotentiometer, eller man kan scanne båndet automatisk. Ved scanning løber modtageren selv hen over båndet og stopper, når der kommer en station. Derefter åbnes for højttalerlyden. Efter 1-2 sekunder uden signal løber modtageren videre til næste station. Afstemningen på skalaen sker via kapacitetsdioder. Derfor er der ingen krystaller i JK105. Det er en fordel i forbindelse med ændring til forskellige bølgeområder.

JK105 er forsynet med 1) volumenkontrol med afbryder, 2) antenne mini Jack, 3) omskifter mellem manuel skala og scanning, 4) skala med 20 omdr. drev, 5) mini Jack bøsnings for ekstra højttaler, 6) mini Jack bøsnings for ekstern strømforsyning på 6 volt (til 12 volt bil over NT305 spændingskabler, 7) batteribox for 4 stk. 1,5V penlight elementer, 8) LED indikatorlampe for scanningkontrol og 9) LED indikatorlampe for squelchkontrol.

## SCANNING - HVAD ER DET?

JK105 er en selvscannende modtager. Et avanceret kredsløb afsøger automatisk hele modtageområdet. Så snart der er en station at modtage, åbner squelchen for højttalersignalet. Efter 2 sekunder uden station fortsættes scanningen. Forsinkelsen sikrer modtagelse af to-vejs kommunikation på samme frekvens - med tastskift mindre end 2 sekunder.

På LED indikatorerne har man fuld kontrol af scanningfunktionen. Scanneren arbejder med kapacitetsdiodeafstemning og IKKE med krystaller. Derfor har man altid hele båndet til rådighed, og man skal ikke anskaffe dyre krystaller til hver eneste modtagefrekvens.

## HF-TEKNIK FOR HOBBYFOLK?

JK105 konstruktionen er opbygget som på diagrammet fig. JK105.2. Det må dog ikke forlede til den tro, at man blot kan sammenkoble de mange komponenter på tilfældig måde - bare diagrammet følges. Det går ikke - der er alt for mange fælder i opbygningen af en så avanceret konstruktion. Vi vil rent faktisk vove den påstand, at næsten ingen hobby elektronik folk vil kunne bygge modtageren uden den originale printplade. Derfor må denne beskrivelse nødvendigvis henvise til byggesættet JK105. Og selv byggesættet sætter krav til selvbyggeren. Godt nok er opstillingen simplificeret til at arbejde som *enkelt* superheterodyn modtager og derfor ret nem at trimme ind - men der er mange komponenter på ringe plads.

## TEORETISK FUNKTION

JK105 er blandt de nyeste og mest spændende diagrammer. Den er en universelt anvendelig VHF modtager. Modtageren kan bygges til at virke stabilt på alle frekvenser mellem 25 og 170 MHz. Af lovmaessige grunde, kan Jostykit KUN sælge JK105 og tilhørende spolesæt/kondensatorenæt for 3 bånd i Danmark. I standard versionen er JK105 til 2-meter amatørbandet, og man kan i Danmark købe supplerende komponentsæt til 27MHz FM og til 87,5 til 104 MHz radiofonibåndet.

## Ideen i opbygningen af JK105

JK105 er opbygget specielt med henblik på samling af amatører, der ikke har rådighed over en »instrument-park».

Da JK105 samtidig er i lommeformat, har et antal kompromisser måttet indgås.

Det ville ikke være noget problem at forsyne en lidt større udgave af JK105 med flere spoler og dobbelt mellemfrekvens, men trimningen ville da have været vanskelig og professionelt måleudstyr absolut påkrævet.

JK105 er et »godt kompromis». Modtageren er særdeles følsom for selv svage antennesignaler, den arbejder villigt under varierende temperatur og spændingsbetegnelser, den er stabil, og endelig er den »taknemmelig» at få til at spille.

## Kredsløbsfunktionerne

Diagrammet er opstillet efter de krav, der har været til tekniske data og plads.

Da JK105 er en helt selvfungerende enhed med alt fra antennen til højttaler, har følgende kredsløb været nødvendige:

- 1) VHF antennen-indgangs-forstærker
- 2) AGC kredsløb
- 3) Kombineret mixer og lokaloscillator
- 4) Mellemfrekvensfilter
- 5) Kombineret mellemfrekvensforstærker og detektor
- 6) Squelch forstærker
- 7) Scanning kredsløb
- 8) LF udgangsforstærker
- 9) Spændingsregulator
- 11) AFC-kredsløb med forsinkelse
- 12) Externe tilslutninger

## Indgangsforstærker

Antennesignalet tilføres indgangstransistoren T1 via en afstemt koblingskreds L1 og en skillekondensator C9.

Koblingskredsen sørger for impedanstilpasning til antennen, og er fast afstemt til centerfrekvensen af modtageområdet med kondensatoren C6. En finjustering af denne kreds sker på spolekernen.

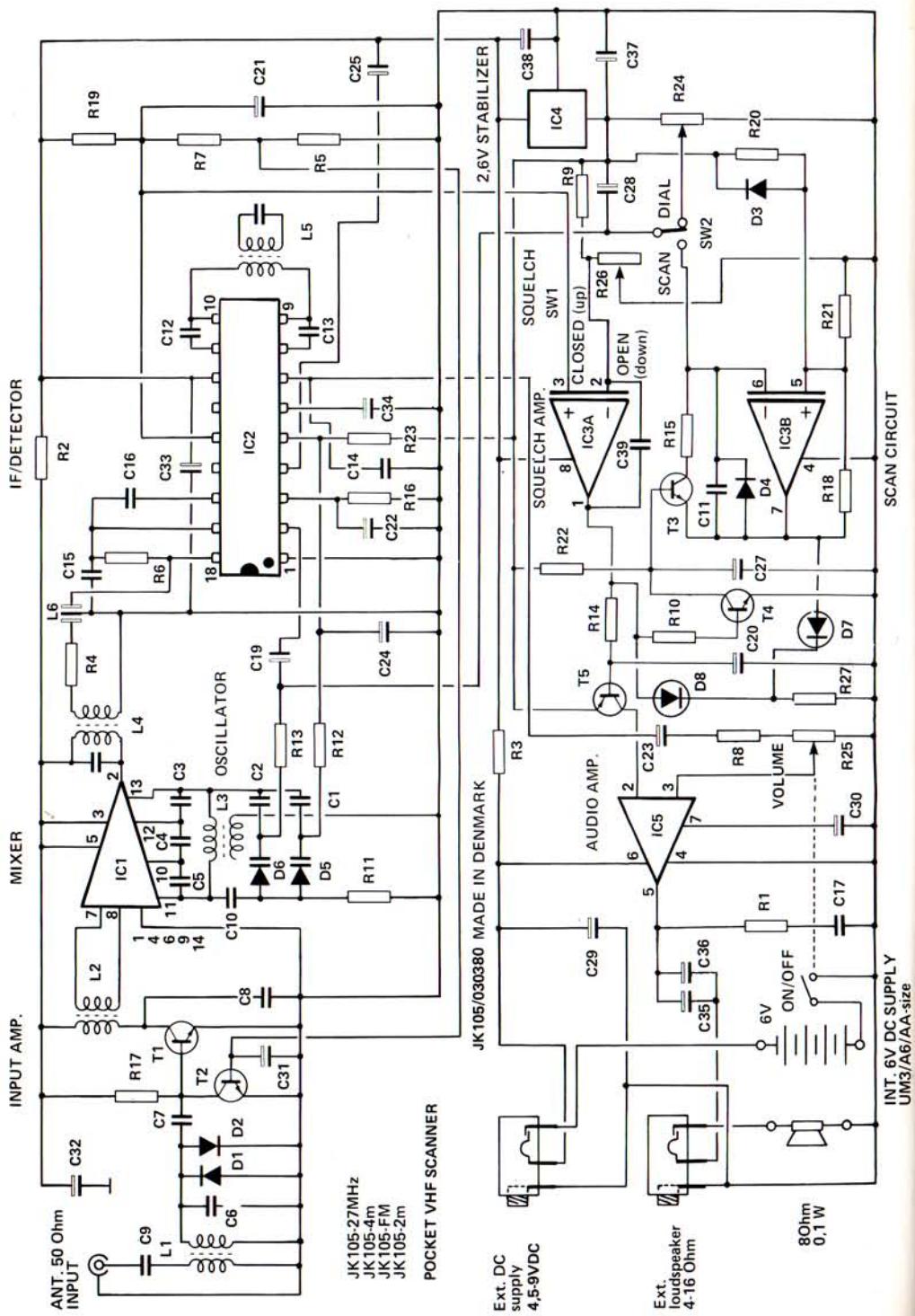
Tilpasningen til indgangstransistoren T1 sker via overføringskondensatoren C7 og kapaciteten mellem basis og emitter i T1, som giver korrekt impedanstransformation til den afstemte indgangskreds.

En kollektorkreds til T1 fungerer som tilpasningstransformator for den efterfølgende mixer (blander) og som afstemt kreds, med kondensatoren C8. De to afstemte kredse i indgangen giver tilsammen en selektivitet over 2 MHz på -20 til -30dB.

T1 fødes via R17 med en basisstrøm på ca. 50uA. Det giver en kollektorstrøm på 3-5mA for den benyttede BF199 transistor, og i dette område er forholdet mellem egenstøj og VHF forstærkning optimalt.

## AGC kredsløb

Såfremt mixeren med IC1 får tilført for meget signal, vil det forskyde frekvensen i lokaloscillatoren, eller simpelt hen låse lokaloscillatoren. Derfor har det været nødvendigt med et kraftigt AGC-kredsløb. (AGC= eng. Automatic Gain Control, dansk: Automatisk Forstærknings Kontrol).



Det er AGC-kredsløbets opgave at nedregulere antennesignaler der er for kraftige.

Nedreguleringen sker kontinuerligt i tre tempi. For kraftige signaler leder T2 transistoren en del af basisstrømmen væk fra indgangstransistoren. Derved vil forstærkningen falde.

Bliver antennesignalet endnu kraftigere, vil T2 helt sluge T1's basisstrøm og kortslutte indgangssignalet, og hvis antennesignalet overstiger 4-500mV, vil dioderne D1 og D2 kortslutte det overskydende signal.

På den måde opnås en effektiv AGC virkning over et område på 80-100dB!

T2 skal være en transistor af LF typen (Lav Frekvens). Det er den eneste type, der tilstrækkeligt hårdt kan neddæmpe store antennesignaler.

T2 styres med en jævnspænding på mellem 0 og 3,5 volt fra mellemfrekvensforstærkeren IC2's S-meter udgang, ben 14.

### Mixer/lokoscillator

Mixeren og lokoscillatoren i JK105 er opbygget over den integrerede kreds SO42P, - en dobbelt balanceret IC til frekvenser på maksimalt 200MHz. Det er lokoscillatoren, der bestemmer modtagefrekvensen. Den skal svinge på en frekvens, som ligger 455kHz eller 10,7MHz højere end indgangssignalet. For smalbånd er mellemfrekvensen 455kHz og for bredbånd (radiofoni) er den 10,7MHz.

Hvis et smalbånds indgangssignal f.eks. er på 145,000 MHz skal lokoscillatoren svinge på 145,455MHz. Differensen mellem de to signaler sendes ud på mellemfrekvensen, som netop er afstemt til 455kHz.

Hvis JK105 benyttes til modtagelse af FM radiofoni, er lokoscillatofrekvensen 110,7MHz, hvis man vil modtage 100,0MHz. Det er fordi mellemfrekvensen skal være 10,7MHz til radiofoni.

Årsagen til dette er, at man kræver bedre gengivelse og dermed bredere frekvensområde til radiofoni, hvorimod man til smalbåndsmodtagelse nøjes med talekvalitet. Så er der plads til flere stationer på samme frekvensbånd.

Spolen L2 i mixerens indgang er afstemt til modtagefrekvensens område, og filteret L4 i udgangen fra IC1 er afstemt til den ønskede mellemfrekvens.

Lokoscillatoren er afstemt til en lidt højere frekvens, og alle komponenterne C1 til C5, D5 og D6, samt L3 fungerer som afstemningskomponenter. På spolen kan man flytte hele området, som en helhed.

De to kapacitetsdioler D5 og D6 flytter frekvensen, afhængig af afstemningsspændingen.

D6 sørger alene for skalaafstemningen og er tilkoblet enten skalapotentiometeret R24 (manuel) eller det automatiske scanning kredsløb, via omskifteren SW1.

D5 er AFC-diode i oscillatorkredsløbet.

Fig. JK105.2.

Diagrammet er kompliceret og omtales udførligt i diagrambeskrivelsen.

## Mellemfrekvensfilter

Den totale mellemfrekvensselektivitet excl. detektor, består blot af eet afstemt filter og eet keramisk filter. Det giver en tilstrækkelig selektivitet, selv til modtagelse af smalbånds kommunikation,- ca 35dB ved 10kHz, men ikke nok til at man kan modtage en meget svag station ved siden af en meget kraftig. Til gengæld er mellemfrekvensfilteret simpelt og helt u-kritisk at trimme på plads. Blot man trimmer til maximalt LF-sus, vil MF'en ligge korrekt.

## Mellemfrekvensforstærker/detektor

De ret svage signaler fra indgangstrin og blander, skal forstærkes meget kraftigt op i mellemfrekvensforstærkeren. Derfor benyttes en balanceret IC-forstærker med indbygget kvadraturdetektor.

Når valget i dette tilfælde er faldet på TDA1047, hænger det sammen med at dette »sub-system» kan fungere fuldt tilfredsstillende med forsyningsspændinger på 4,5 volt eller mindre. Det er vigtigt fordi spændingsforsyningen i JK105 er valgt til 6 volt.

TDA1047 er foruden mellemfrekvensforstærkeren, som forstærker indgangssignalet 10.000 gange, forsynet med FM-detektor, S-meter udgang og AFC-styring med indbygget timer.

FM-detektoren omdanner det FM modulerede mellemfrekvensignal til et hørbart lavfrekvenssignal. Signalet efterbetones kraftigt i RC-ledet R8 og C18. Denne efterbetoning fjerner næsten helt diskantsignaler og sus. Af hensyn til gengivelseskvaliteten skal C18 være væsentlig mindre til bredbånds radiofoni modtagelse. Se evt. komponentlisterne.

## Squelch forstærker

Smalbåndsstationer benytter radiofrekvenserne til kortvarige samtaler - ikke kontinuerlige udsendelser, som radiofonien.

Derfor er et SQUELCH kredsløb helt nødvendigt. Kredsløbet lukker først op for højttaleren, når der er en station af tilstrækkelig styrke, at modtage. Straks når en aflyttet transmision ophører, lukkes der af for det kraftigt susende signal.

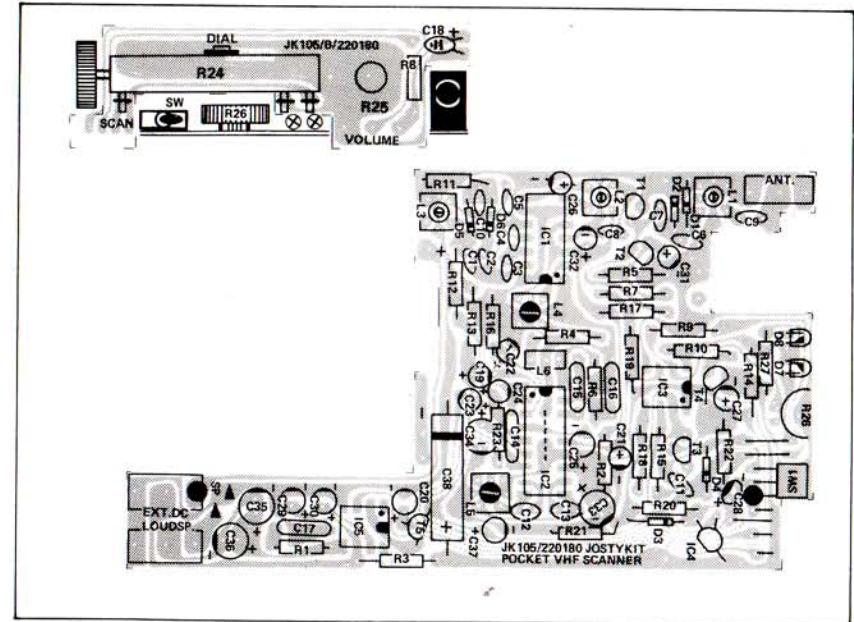
Squelch forstærkeren får sit signal fra mellemfrekvensforstærkeren TDA1047. Denne IC har et indbygget S-meter kredsløb, der afgiver fra 0 til ca. 3 volt, afhængig af indgangssignalets styrke.

Som squelch forstærker benyttes en Bi-MOS operationsforstærker af typen CA3240 (kun halvdelen der er to OP-AMP's i én CA3240).

Operationsforstærkeren er speciel derved, at den kan arbejde med indgangssignaler ned til 0 volt, ja endog til minus ca. 0,5 volt, selv om den ikke får negativ forsyningsspænding!

Det betyder at den kan virke som umodkoblet komparator. Indstiller man f.eks. jævnspændingen på squelchpotentiometeret på 0,050 volt, vil et signal på bare 0,051 volt åbne for udgangssignal.

Udgangsspændingen på squelch operationsforstærkeren svinger fra 0 volt, når der ikke er nogen station til ca. 3,5 volt med åben squelch eller station. Med denne udgangsspænding udstyres de to transistorer T5 (squelch) og T4 (scanning kontrol).



**Fig. JK105.3.**  
»Røntgenfoto» af JK105 printpladen med komponentplaceringstegningen. Bemærk den højt komponenttæthed.

T5, der er en PNP transistor, vil lede, når IC3A's udgang ligger på 0 volt, dvs. når der ikke er nogen station. Så snart der kommer en station af tilstrækkelig styrke, vil IC3A's udgang gå på plus 3,5 volt, og da T5's emitter er forbundet til den stabiliserede 2,6 volt spænding, vil transistoren spærre totalt. Det vil åbne for signal i højttalerforstærkeren IC5.

Et tidsforsinkelsesled før squelchtransistoren T5, sørger for at højttalen først åbnes, når der er et rent signal at modtage. Det eliminerer f.eks. knas ved scanning og udefra kommende støj.

IC3A's udgang er tilkoblet en lille rød lysdiode, som FØR FORSKELSESLEDET viser tilstanden for squelchindstillingen. Det er meget vigtigt at man på diodens blinken eller lys kan se, om squelchen er indstillet på grænsen til at åbne, eller om den er lukket konstant af. Scanningkredsløbet er nemlig indrettet til at stoppe ØJEBLIKKELIGT, hvis squelch-forstærkerens kontrolllysdiode afgiver det mindste lille glimt. Hvis den ikke kunne stoppe meget hurtigt, ville scanneren løbe »forbi» stationerne, uden at fange og fastlæse dem.

## Scanning kredsløb

Det automatiske scanning kredsløb er en savtaksgenerator med en styretransistor. Styretransistoren kan afbryde og tilslutte for opladning af C28's spænding. Kredsløbet arbejder med savtaksspændinger mellem 100mV og 2.500mV (2,5V), og savtakken stiger brat til fuld spænding, for derefter at

fadde til ca. 100mV i løbet af 1 sekund. Afladningen er spændingsstyret, hvorfor scanningspændingen på C28, vil følge en negativ eksponential kurve. Kurven følger ret nøje kapacitetsdiodens positivt eksponentielle afstemningskurve, hvorfor, man vil få ud lignet scanningen til en nogenlunde lineær kurve, dog med det forbehold, at scanningen sker »OPPE FRA OG NED». Scanningen løber altså fra den højeste frekvens til den laveste.

Det er også vigtigt af hensyn til modtagerens ringe selektivitet, overliggende lokaloscillatormrekvens og AFC virkning.

AFC'en vil virke som indtrækker og fastholde den rigtige og højeste af de to mulige modtagefrekvenser for SAMME STATION. Spejlfrekvensen, som er en lige så rigtig, men uønsket dubbling af de signaler, man kan modtage, vil blive »smidt ud» af AFC'en, fordi den ligger UNDER lokaloscillatorens frekvens.

Bemerk specielt, at C28, der både fungerer som savtakgenerator tidskonstant og som integrationskondensator før diodeafstemningen, er anbragt fra afstemningspunktet til PLUS 2,6V. Det er fordi selv en tantalkondensator har en lækmodstand, og lækmodstanden vil proportionalt med tiden trække afstemningspændingen mod PLUS. Hvis modtageren står i stilling scanning, vil scanning kredsløbet efterjustere ved at trække til den modsatte side - MINUS, og det kan man høre som et lille klik i højttaleren, hvis man lytter til langvarige transmissioner.

Dioden D4 i scannerkredsløbet sikrer en hurtig stigeflanke, således at scanneren ikke kan nå at fange noget på »tilbagevejen».

Lysdioden D7, der er koblet til scannerens udgang, blinker kortvarigt for hver scanning gennemløb.

Af brugsmæssige årsager skal scanningen først starte automatisk efter et par sekunder, hvis man lige har lyttet på en station. Det ville jo være kedeligt at gå glip af en 2-vejs kommunikation, hvis de to parter ikke skiftede mellem sending og modtagelse meget hurtigt. Derfor benyttes kredsløbet T4, R22 og den tidsbestemmende kondensator C27.

Så snart der er signaler at modtage, aflades C27 ved kortslutning gennem T4. Det sker hurtigt, fordi C27, aflades med mere end 50mA! Det betyder, at scanningen afbrydes på mindre end 0,1ms!

Opladningen sker derimod gennem R22, og først når R22 har ladet C27 op til ca. 0,5 volt, kan scanningen fortsætte. R22 er på 1 M Ohm og C27 er på 10uF. Ladestrømmen er på ca. 2uA, så derfor er pausen før genscanning på godt 2 sekunder. Hvis man ønsker en kortere pause, kan C27 udskiftes. En C27 kondensator på 4,7uF/35V giver 1 sekunds pause, en på 2,2uF giver 0,5 s. pause og 1uF giver 1/4-s. pause. Mindre end 1uF bør ikke benyttes.

## LF udgangsforstærker

Da forsyningsspændingen kan komme ned på 4,5 til 5 volt, må udgangsforstærkeren kunne virke ved disse lave spændinger. Derfor er valget faldet på den enkle lille IC LM386. Den kan ved 6 volt's forsyningsspænding afgive ca. 250mW. Det er tilstrækkeligt til at opnå stuersyre med den lille indbyggede højttaler. Benytter man en - gerne billig - autohøjttaler med væsentlig større virkningsgrad, øges styrken mange gange. Til mobil brug, vil en autohøjttaler ofte være tilstrækkelig. Hvis ikke, kan man tilkoble en AF300 auto-universal-forstærker på 5 watt.

På en LM386 IC udgangsforstærker, som den anvendte, kan man på en nem måde opnå squelch kontrol. Ben 2 på IC'en forbides simpelthen til en spænding på et par volt - i dette tilfælde 2,6 volt. Derved vil forstærkeren blokkeres, og der lukkes af for højttalersignal.

Udgangssignalet fra IC'en kobles via et par små overføringskondensatorer på 2 x 22uF til højttaleren. Med en 8 Ohm's højttaler vil basområdet falde af fra ca. 400Hz. Derfor vil musikmodtagelse af radiofoni lyde ret spids. Dette forhold kan bedres, hvis man »klemmer» en elektrolytkondensator på f.eks. 1.000uF/10-16V ind i stedet for C35 og C36. Da JK105 fortinsvis er konstrueret til smalbåndsmodtagelse af taleområdet, bør man kun rette dette forhold hvis man finder det nødvendigt i forbindelse med radiofonimodtagelse.

## Spændingsregulator

Batterispændingen i en JK105 kan variere meget efter batteriernes tilstand (nye/brugte). Da stationsafstemningen sker med en spænding til kapacitetsdioder, er det helt nødvendigt at have en fuldkommen stabil spænding til rådighed.

Derfor benyttes en lille 2,6 volt spændingsregulator. Den forsyner alle de kredsløb, som kræver helt stabile spændinger.

Med regulatoren 78L02 (2,6 volt) er spændingen så stabil, at man i mange timer kan lytte på samme manuelt indstillede frekvens, uden at modtagestationen skrider væk.

## Afstemningskredsløb

En del af afstemningskredsløbet er allerede forklaret under scanning. Afstemningen sker med en spænding til en kapacitetsdiode. Afhængig af SW1 kontakten stilling, får afstemningsdioden spænding fra scanning kredsløbet eller det lille 20-omdrejningers skala (DIAL) potentiometer. Afstemningsspændingen kan variere fra 0 til 2,6 volt.

For smalbånds modtagelse, kan de benyttede kapacitetsdioder give en ret stor frekvensvariation med denne spænding. Derfor indsættes større og mindre værdier af seriekondensatorer på C2's plads, således man kan afsøge den del af frekvensbåndet, der har interesse.

## AFC kredsløb

JK105 er IKKE krystalstyret, hvorfor frekvensen man indstiller til modtagelse af kan være vanskelig at holde helt stabil. Derfor benyttes AFC kredsløbet med D5 og C1.

AFC (eng: Automatic Frequency Control = dansk: Automatisk Frekvens Kontrol eller Indtrækker). Kredsløbet har til opgave at fastholde en allerede indstillet station stabilt, selv om afstemningspændingen skulle variere en lille smule. Det gør dette kredsløb.

Men, i denne opstilling har det også en anden funktion - det virker som udsmider!

Med en lokaloscillatormrekvens kan man modtage to indgangssignaler næsten lige godt.

Det ene signal er mellemfrekvensen STØRRE end lokaloscillatorsigna-

let, og det andet er mellemfrekvensen MINDRE end lokaloscillatorfrekvensen. Det indgangssignal man helst vil modtage kaldes centerfrekvensen, og det andet kaldes »spejlet» eller »spejlfrekvensen».

I FM detekteringen af de to signaler vil centerfrekvensen give en positiv detektorspænding og spejlfrekvensen en negativ detektorspænding. Når man da afsøger skalaen, og samtidig har tilkoblet en del af detektorspændingen til lokaloscillatoren, vil centerfrekvensen være i medfase af sit eget detektorsignal. Det vil trække stationen ind på midten. Spejlfrekvensen vil derimod være i modfase, og hver gang man forsøger at afstemme på spejlet, vil stationen smitte væk, - ligesom man tror, at den er ved at være skarpt indstillet.

I JK105 er AFC-reguleringsspændingen galvanisk adskilt fra afstemningsspændingen. Det er fordi den automatiske scanning kræver, at der ikke kan tappes strøm ud af scanning og afstemningskondensatoren C28.

AFC'en er tilkoblet sin egen kapacitetsdiode, D5 og en ganske lille seriekondensator, C1. Seriekondensatoren må ikke være større end at den kan trække en station på plads. Hvis virkningen er for stor, kan man risikere, at afstemningen blot »hopper» mellem 2 eller 3 af de kraftigste stationer.

Mellemfrekvensforstærkeren kontrollerer AFC spændingen med tidsforsinkelse. Det er en meget stor fordel ved manuel afsøgning af skalaen.

Et kredsløb føler via C19 om man varierer afstemmingsspændingen. Hvis det sker, udkobles AFC virkningen i en tid, som bestemmes af en monostabil multivibrator i IC2. De tidsbestemmende komponenter, kan justeres ude fra, det er modstanden R16 og kondensatoren C22.

Hvis man varierer afstemmingsspændingen, vil AFC'en altså frakobles, indtil man er sikker på at det er netop DEN station man vil modtage. Derefter kobler AFC'en til og holder stationen på plads.

#### Andre former for tilkoblinger

Det er muligt at tilkoble andre faciliteter til JK105, men Jostykit modtager ikke ændret udstyr til service.

Således kan man tilkoble et S-meter drejespoleinstrument på 2,5 volt over kondensatoren C21, til kontrol af de modtagne signalers styrke.

Man kan også benytte et standard S-meter med en formodstand, som er tilpasset instrumentets følsomhed. sæt f.eks. et trimmekontrolpotentiometer på 47 til 100 kOhm i serie med instrumentet.

Til kontrol af modtagefrekvensen, kan man benytte en 18460 frekvens-tæller og en 18461 prescaler. Prescalerens indgang kobles til stel og det frie ben på oscillatorspolen L3 i JK105.

På grund af indstråling af tællerens digitale signaler, vil det dog være vanskeligt at modtage samtidigt. Man kan alligevel udmærket kontrollere modtagefrekvensen, specielt fordi prescaleren kan programmeres til at trække mellemfrekvensen fra.

Det er i vejledningen for selve tælleren vist hvorledes man programmerer til subtraktion af tallet 455 og tallet 10.7000.

Hvis tæller og prescaler forsynes med en lille måleprobe med en forstærker (i lighed med HF395), og hvis man indbygger tælleren i en totalt af-skærmet indbygningskasse - med et stelforbundet metalnet foran displayet - kan man aflæse modtagefrekvensen samtidig med modtagelse af signalerne.

Det er ikke direkte muligt at tilkoble en LED skala til JK105. Afstemningskredsløbet må nemlig ikke belastes galvanisk. (Med en Bi-MOS op-amp spændingsfølger foran en UAA180/170, kan man!).

Ligeså kan man ændre en del komponenter, f.eks. til anden scanninghastighed, kortere scanning pause eller længere scannings pause, men også sådanne ændringer vil medføre service avisning.

#### TRIMMING JK105

Når JK105 er samlet fuldkommen korrekt med samtlige komponenter, og når man har indsatt et sæt nye batterier, skal den afprøves og trimmes ind.

1) Monter en antennen eller et stykke blød monteringstråd på 1-2 meter til den medfølgende mini Jack bøsnings midterloddejøje og sæt antennen i bøsningen på JK105's forplade.

2) Drej volumenkontrol/afbryder helt op og stil squelch potentiometret helt i yderstilling, indtil der høres kraftigt sus fra højttaleren.

3) Sæt SW1 omskifteren i stilling MANUEL og tril skalapotentiometret R24 ind i midten af skala'en.

4) Juster L4 og L5 spolerne til maximalt sus med en almindelig pinol skruetrækker. Drej højst en kvart omgang til hver af siderne på L4 og L5.

5) Juster spolerne L1 og L2 til maximalt sus.

L1, L2 og L3 kan IKKE justeres med en metalskruetrækker. Metallet vil forskyde justeringen og det kan knække og ødelægge kernen.

6) Nu skal skalaen indlægges/indrimitives.

Man må da kende frekvensen på en station, der kan modtages. Skalapotentiometeret indstilles, så pilen peger på denne frekvens.

Derefter drejes kernen på L3 (oscillatorspolen) med trimmekorset, til stationen modtages.

Stationen KAN modtages 2 steder på skalaen, men det ene sted vil stationen smitte væk, når man trimmer til bedst modtagelse, og det andet sted vil den suges på plads. Det er det sidste sted for justering, der er det korrekte.

Bemærk: Justeringen af L3 skal ske med uhyre nøjagtighed, og den modtagne station står kun skarpt inden for få grader drejning. Drej derfor meget langsomt!

7) Nu skal scanningfunktionen kontrolleres.

Fjern antennesignalet ved at udtagte antennen mini Jack bøsningen.

Sæt SW1 omskifteren i stilling AUTO SCAN. Drej derefter en smule på det lille squelch potentiometer. Først vil højttalerens susen afbrydes. Derefter slukkes SQ lysdioidens røde lys. Hvis SQ lysdioden »småblinker», må man dreje på squelch potentiometret, til lysdioden lige netop IKKE lyser - heller ikke i korte blink.

Efter 2-3 sekunder skal den anden lysdiode begynde at afgive kortvarige blink med et sekunds mellemrum.

Nu er scanningen igang, og for hvert blink, vil skalaen afsøges en gang. Isæt igen antenne og juster squelch potentiometeret, så SQ lampen hverken lyser eller blinker. Nu vil skalaen afsøges og hvis og når man hører en station, vil scanningen stoppes og højttaleren åbner for modtagesignal. Samtidig tænder SQ lampen, så man kan se at der er signal.

Scanningen vil være stoppet 2 sekunder efter, at den modtagne station er ophørt med sendingen.

8) Det er muligt at scanneren stopper »skævt» på modtagestationen, og at signalet derfor lyder svagt eller forvrænget. Det rettes, som en af de sidste ting, ved at man justerer en smule på L5 spolen, indtil scanningen hver gang stopper »rent» på stationen.

9) Når JK105 scanneren fungerer, bør man foretage en sidste »field»-justering af følsomheden, under de forhold og med den antenne, man hovedsagelig benytter.

Det sker nemmest ved at man lader scanneren afsøge skalaen for en svag station. Derefter trimmes ind på L1 og L2 med trimmenøglen og på L4 med en pinolskruetrækker til mindst sus og renest modtagelse.

10) Den færdigmonterede og justerede JK105 sættes nu i kasse og samles færdig, hvorefter den er klar til brug.

## PRAKTISKE TIPS

### Højttalerstyrke

JK105 er en lomme scannermodtager, som batteriforsynes med 6 til 7,5 volt. Derfor er den indbyggede højttalerforstærker ikke ret kraftig. Den afgiver maximalt 0,5 watt, i en lille og ret in-effektiv højttaler. Benytter man derfor JK105 i bilen eller andre støjende omgivelser, anbefales det, at benytte udvendig højttaler, f.eks. en standard 5" autohøjttaler. Det vil øge styrken mange gange.

Er dette ikke nok, kan man overføre højttalersignalet til en større forstærker, f.eks. en AF300, der kan afgive næsten 5 watt i 12 volt biler.

### Batterier

JK105 er beregnet for 4 stk. 1,5 volt penlight elementer. Disse batterier vil kunne afgive strøm nok til mindst 24 timers konstant drift, eller strøm til afbrudt brug i f.eks. 50 x 1 time med 1 døgns pause.

Spændingen med nye batterier er 6,8 volt, og funktionen for JK105 vil være forringet ved 5 volt.

Batterilevetiden med ALKALINE batterier er ca. dobbelt så lang, som med alm. transistorbatterier.

### Batteriindikering

Når forsyningsspændingen til JK105 er ved at være for lav, skal man skifte batterier. Hvis ikke, kan batterisyren ødelægge battericlip og konstruktion.

Batteriernes tilstand kan observeres ved scanning. Når batterierne er nye, vil blinkene på den rødt lysende scanner LED være meget korte, typisk er forholdet mellem tænd/sluk 1:20.

Når batterierne er ved at være opbrugt, vil lyset være af længere varighed. Hvis spændingen når under 4,5 til 5 volt, ophører scannerfunktionen, og lampen vil lyse konstant.

Med helt nye batterier, vil JK105 afgive små klik i højttaleren ved hvert scanning gennemløb.

### Strømforsyning

Til hjemmebrug anbefales det at benytte en NT411 strømforsyning, der passer direkte i mini Jack bøsningen i bunden af JK105. NT411'eren er justerbart, og kan afgive fra 5 til ca. 15 volt. Indstil den på 6 volt i forbindelse med JK105.

Til autobrug med 12 volt akkumulatorer, er driftsspændingen 12 til 13,8 volt. Det er for meget for JK105. Derfor må man anskaffe sig en spændingsconverter, som f.eks. NT305, koblet til 6volt.

Andre spændingskoblere fra 12 til 6 volt kan også benyttes.

### Indgreb og ændringer

JK105 indeholder en hel række interessante kredsløb og flere spændende muligheder. En øget række faciliteter har det af pladsmæssige årsager IKKE været muligt at indbygge, men har man den fornødne fagkundskab og know-how, vil JK105 kunne udbygges med elektronisk digital skala, med S-meter, med detektor meter og meget mere.

### Eksterne tilslutninger

JK105 er forsynet med 3 eksterne tilslutninger via mini Jack bøsninger. Tilslutningerne er:

- 1) ANTENNE
- 2) EKSTRA HØJTTALER
- 3) UDVENDIG STRØMFORSYNING

Antennen kan være et simpelt stykke ledning til det medfølgende mini Jack stik, eller en fin afstemt 50 Ohm antenne til den ønskede modtagefrekvens.

Benytter man blot en tråd eller pisk antenne, skal dens længde være 1/4-bølge af center modtagefrekvensen lang.

Længden af tråden findes ved udregning af formlen:

$$\text{Længde} = \frac{300}{\text{modtagefrekvensen i MHz} \times 4} \text{ m.}$$

Piskantennen til fastlodning på antenne minijackstikket kan leveres i længderne 60 cm (S900) og 90 cm (S899).

Ekstra højttalerbøsningen tilsluttes om fornødent en udvendig højttaler. Bøsningen er tilsluttet således, at den indbyggede højttaler afbrydes, når man sætter udvendig højttaler til.

Man kan benytte udvendig hovedtelefon eller høreprop i samme bøsnings.

Bøsningen for ekstern spændingsforsyning, kan benyttes til alle former for elektroniske convertere eller spændingsforsyninger, som f.eks. NT305 converteren til mobil brug eller NT411 strømforsyningen til hjemmebrug. I begge tilfælde kobles enhederne til 6 volt DC udgangsspænding.

Såfremt man benytter ekstern strømforsyning via bøsningen, er afbryderen i volumenkontr. afbrudt.

## TEKNISKE DATA

Driftspænding.....	6VDC(4,5-9VDC)
Strømforbrug med lukket squelch.....	25mA
Strømforbrug med åben squelch.....	25-100mA
Frekvensområder valgbare.....	26,5-170MHz
Modtagemodulation/bredde.....	FM-15kHz/FM-200kHz
Modtagefølsomhed typ. ....	0,5uV/10dBSN/50 Ohm/145MHz
Scanning hastighed .....	1 sekund
Scanning forsinkelse eftf. signal .....	2 sekunder
LF udgangseffekt .....	250-500mW
Signal/støj-forhold v. 1uV-1mV .....	20-50dB
AGC område, min.....	80dB

## KOMPONENTLISTE

excl. de specialdele, der bestemmer modtagefrekvensen.

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	4,7 Ohm	1/4 W modstand
R2	18 Ohm	1/4 W modstand
R3	27 Ohm	1/4 W modstand
R4	470 Ohm	1/4 W modstand
R5	680 Ohm	1/4 W modstand
R6	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R7	1,8 kOhm	1/4 W modstand
R9	3,9 kOhm	1/4 W modstand
R10	10 kOhm	1/4 W modstand
R11	10 kOhm	1/4 W modstand
R12	68 kOhm	1/4 W modstand
R13	68 kOhm	1/4 W modstand
R14	68 kOhm	1/4 W modstand
R15	68 kOhm	1/4 W modstand
R16	100 kOhm	1/4 W modstand
R17	150 kOhm	1/4 W modstand
R18	220 kOhm	1/4 W modstand
R19	390 kOhm	1/4 W modstand
R20	1 MOhm	1/4 W modstand
R21	1 MOhm	1/4 W modstand
R22	1 MOhm	1/4 W modstand
R23	15 kOhm	1/4 W modstand
R27	100 Ohm	1/4 W modstand

R24	100 kOhm	potentiometre
R25	100 kOhm	potentiometre
R26	4,7 kOhm	potentiometre
C10	1nF/125V	keramiske kondensatorer
C11	100pF/125V	keramiske kondensatorer
C14	15nF/250V	keramiske kondensatorer
C15	100nF/250V	keramiske kondensatorer
C16	100nF/250V	keramiske kondensatorer
C17	100nF/250V	keramiske kondensatorer
C39	100nF/250V	keramiske kondensatorer
C19	1uF/63V	elektrolytkondensatorer
C20	1uF/63V	elektrolytkondensatorer
C21	1uF/63V	elektrolytkondensatorer
C22	1uF/63V	elektrolytkondensatorer
C23	1uF/63V	elektrolytkondensatorer
C24	2,2uF/63V	elektrolytkondensatorer
C25	2,2uF/63V	elektrolytkondensatorer
C27	10uF/40V	elektrolytkondensatorer
C29	10uF/40V	elektrolytkondensatorer
C30	10uF/40V	elektrolytkondensatorer
C32	10uF/40V	elektrolytkondensatorer
C33	47uF/10V	elektrolytkondensatorer
C34	47uF/10V	elektrolytkondensatorer
C35	47uF/10V	elektrolytkondensatorer
C36	47uF/10V	elektrolytkondensatorer
C37	47uF/10V	elektrolytkondensatorer
C38	470uF/16V	elektrolytkondensatorer
C28	10uF/25V	tantalkondensatorer
C31	100uF/3V	tantalkondensatorer
D1	IN4148	dioder
D2	IN4148	dioder
D3	IN4148	dioder
D4	IN4148	dioder
D5	BB142	dioder
D6	BB142	dioder
D7	CQY29	dioder
D8	CQY29	dioder
T1	BF199	transistorer
T2	BC547	transistorer
T3	BC547	transistorer
T4	BC547	transistorer
T5	BC557	transistorer
IC1	SO42P	IC-kredse
IC2	TDA1047	IC-kredse
IC3	CA3240	IC-kredse
IC4	78L02	IC-kredse
IC5	LM386	IC-kredse

DESUDEN BENYTTERES FØLGENDE SPECIALKOMPONENTER TIL JK105/2M,  
144-146MHz:

R8      4,7 kOhm      1/4 W modstand

C1	0,47pF/125V	keramiske kondensatorer
C2	4,7pF/125V	keramiske kondensatorer
C3	22pF/125V	keramiske kondensatorer
C4	27pF/125V	keramiske kondensatorer
C5	22pF/125V	keramiske kondensatorer
C6	4,7pF/125V	keramiske kondensatorer
C7	10pF/125V	keramiske kondensatorer
C8	10pF/125V	keramiske kondensatorer
C9	100pF/125V	keramiske kondensatorer
C12	220pF/125V	keramiske kondensatorer
C13	220pF/125V	keramiske kondensatorer
C18	0,1uF/35V	tantalkondensator

L1	S590	spoler
L2	S590	spoler
L3	S590	spoler
L4	S585	spoler
L5	S585	spoler
L6	SFU455B	keramisk filter

FØLGENDE SPECIALKOMPONENTER BENYTTES TIL JK105/FM,  
87,5 til 104 MHz specialudgaven:

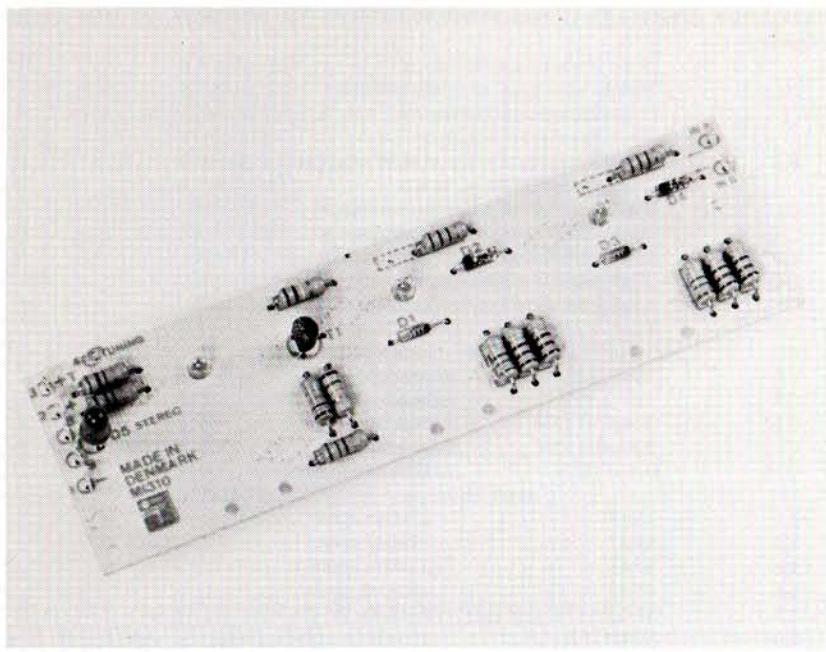
Nr.	Værdi	Benævnelse
R8	22 kOhm	1/4 W modstand
R28	2,2 kOhm	1/4 W modstand
C1	3,3pF/125V	kondensator
C2	100pF/125V	kondensator
C3	15pF/125V	kondensator
C4	27pF/125V	kondensator
C5	15pF/125V	kondensator
C6	27pF/125V	kondensator
C7	10pF/125V	kondensator
C8	27pF/125V	kondensator
C9	100pF/125V	kondensator
C12	15pF/125V	kondensator
C13	15pF/125V	kondensator
C18	2,2nF/125V	kondensator
L1	S590	150MHz spole
L2	S590	150MHz spole
L3	S590	150MHz spole
L4	S950	10,7MHz spole
L5	S950	10,7MHz spole
L6	CF10	10,7MHz keramisk filter

forplade

FØLGENDE SPECIALKOMPONENTER BENYTTES TIL JK105/27, 27 MHz special-  
udgaven:

Nr.	Værdi	Benævnelse
R8	4,7 kOhm	1/4 W modstand
C1	0,47pF/125V	kondensator
C2	10pF/125V	kondensator
C3	15pF/125V	kondensator
C4	27pF/125V	kondensator
C5	15pF/125V	kondensator
C6	10pF/125V	kondensator
C7	3,3pF/125V	kondensator
C8	10pF/125V	kondensator
C9	1nF/125V	kondensator
C12	220pF/125V	kondensator
C13	220pF/125V	kondensator
C18	0,1uF/35V	TT kondensator
L1	S587	27MHz spole
L2	S587	27MHz spole
L3	S587	27MHz spole
L4	S585	455kHz spole
L5	S585	455kHz spole
L6	SFU455B	455kHz keramisk filter

forplade



**Fig. MI310.1.**  
Printpladen skal suppleres med to VU-meter drejespoleinstrumenter og en FM-skala.

## MI310 STEREO VU-METER & FM-SKALA

Set ud fra et udviklingsmæssigt synspunkt er MI310 hverken revolutio-nerende eller en nyskabelse. Den må snarere betegnes som et mekanisk hjæl-pemiddel i forbindelse med VU-meter visning og FM-skala indikation i en FM-stereo radio.

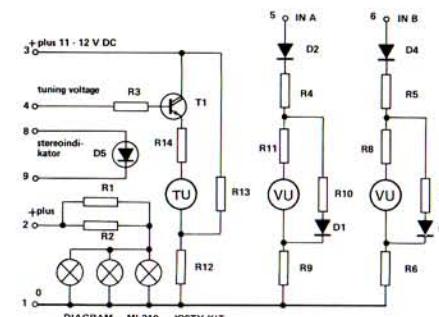
MI310 er da også designet til brug sammen med en HF310 eller HF325 tuner og et GP310 eller et GP340 grundprint. Med disse sæt kan man opbygge en fornuftig radio.

### DIAGRAMMET

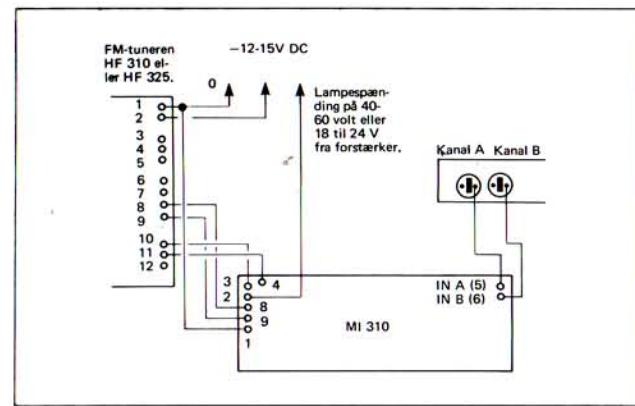
Diagrammet for MI310 viser tydeligt, at printpladen indholder tre forskellige kredsløb. Der er to ens VU-metre og et stationsmeter.

VU-metrene er opbygget med passive komponenter. Der er en diode i hver til signalens retning og en til komprimering af området. Da VU-meteret arbejder direkte på højttalerudgangen, vil der normalt ikke »ske noget» før man skruer højt op for volumenkontrollen. Det er der kompenseret for med

**Fig. MI310.2.**  
Diagrammet viser de tre sammenbyg-gede kredsløb.



**Fig. MI310.3.**  
MI310 er skabt for sammen-kobling med en FM-tuner af typen HF310 eller HF325 og en stereo for-stærker.



dioderne D1 og D3. Dioderne begynder at lede strøm, når spændingen overstiger ca. 0,7 volt. Derved vil de aflede noget af strømmen fra VU-meteret. Så kommer det til at vise mindre end det ville have gjort uden diode. Virkningen er logaritmisk.

FM-skalaen har til opgave at vise den modtagne frekvens. Spændingen til meteret hentes fra tunerens kapacitetsdiode afstemning. Denne spænding må ikke så gerne belastes med den store strøm, som går i et drejespoleinstru-ment. Derfor er der koblet en darlington transistor ind som emitterfølger. Indgangsimpedansen bliver, med 10.000 gange forstærkning, 10.000 gange større end emittermodstanden. Modstanden udgøres i det væsentlige af dreje-spoleinstrumentet. Det har en impedans på ca. 1 kOhm. Derfor bliver belastningsimpedansen omkring 10.000 x 1.000 - altså ca. 10 MOhm. Det er til-strækkeligt til, at et drejespoleinstrument ikke udgør en reel belastning på tu-nerens afstemningsspænding.

Foruden de tre nævnte kredsløb er der tilslutning af glødelamper bag de tre måleinstrumenter og en rød LED stereoindikator.

## TISSLUTNING

MI310 er konstrueret med den enkleste tilslutning til en HF310/HF325-tuner og en stereo forstærker for øje. Tegningen fig. MI310.3. viser, hvilken ledningsføring man skal udføre.

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
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	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R9	120 Ohm	1/4 W modstand
R10	120 Ohm	1/4 W modstand
R11	1,5 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	15 kOhm	1/4 W modstand
R15	270 Ohm	5 W modstand
D1	1N4148	Siliciumdiode
D2	AA143	Germaniumdiode
D3	1N4148	Siliciumdiode
D4	AA143	Germaniumdiode
D5	CQY26	Lysdiode
T1	MC1330	Darlington transistor

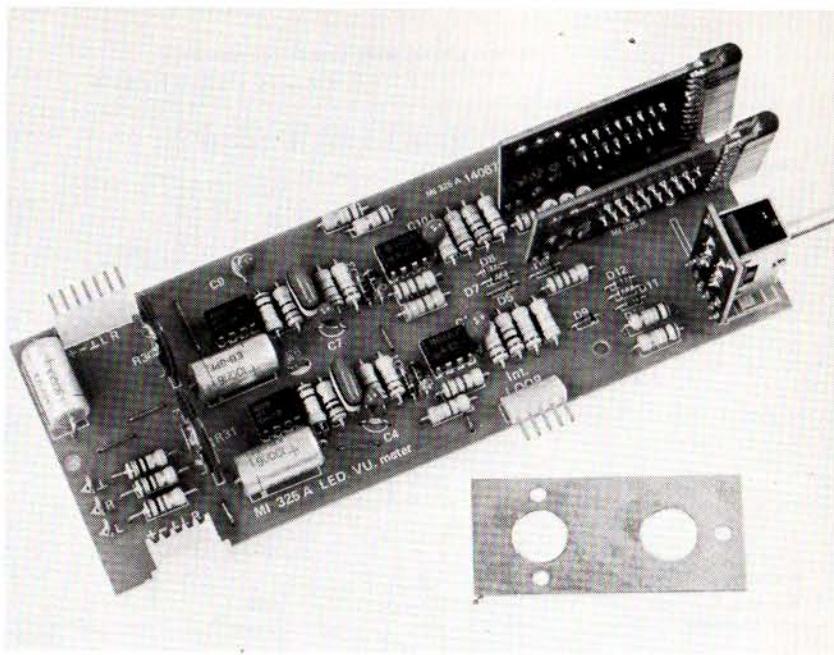


Fig. MI325.1.

Af praktisk-mekaniske hensyn er MI325 opbygget med 4 printplader. Der er to LED-VU-meter printplader, en omskifter printplade og det store grundprint og det store grundprint med monitor forstærkere og logaritmiske forstærkere til VU-meter skalaerne.

## MI325 STEREO LED VU-METER & MONITOR FORSTÆRKER

MI325 indgår i System Mix serien, som er udførligt beskrevet i afsnittet om AF325 og AF330. Serien omfatter indgangsmodul, mixermodul, tonekontrol modul, filter modul, strømforsyning og dette VU-METER MODUL.

VU-meter modulet har til opgave at vise signalniveauet på både master- og monitor kanalerne. Med en vippeomskifter vælger man hvilket signal, der skal gå til VU-meter og monitor.

På VU-meteret har man da fuld logaritmisk oversigt over begge kanaler fra ca. - 40dB til + 6dB, og samtidig kan man på monitorudgangen høre dette signal. Monitor udgangen er udformet med et par små IC-udgangsforstærkere, så de kan direkte trække lavohm høretelefoner eller et sæt mindre stereo højttalere.

Ligesom de andre moduler i denne serie, er signal, stel og forsynings-spændingerne ført gennem printpladen via kantkonnektorer. Derved kan man undgå de sædvanlige problemer med reduceret kvalitet som følge af varierende ledningsføring.

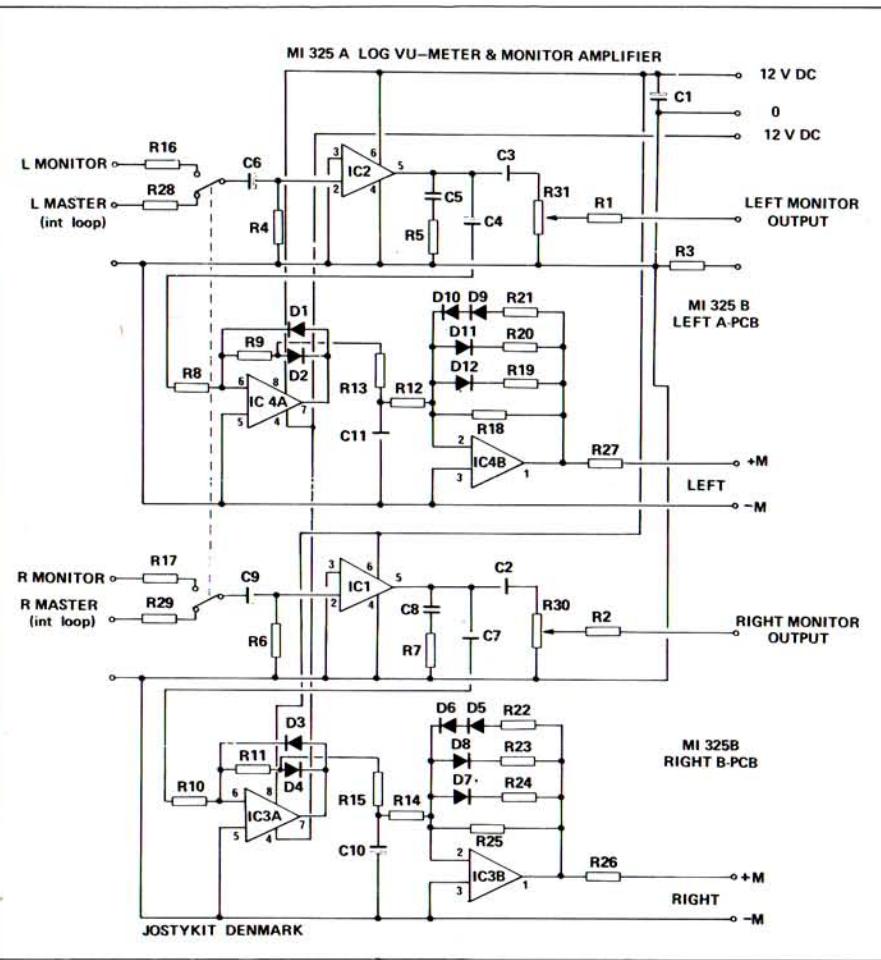


Fig. MI325.3.

Det totale diagram for monitorforstærker, forforstærker og logaritmisk forstærker.

Af praktisk-mekaniske hensyn er MI325 udført med 4 printplader. En stor printplade bærer elektronikken til monitorforstærkning, VU-meter forstærkere og logaritmiske forstærkere. To mindre printplader indeholder LED-skala kredsløbene og en ganske lille printplade bærer master/monitoromskifteren.

## DIAGRAMMET

Forståelsen af de enkelte kredsløblettes, hvis man betragter dem hver for sig.

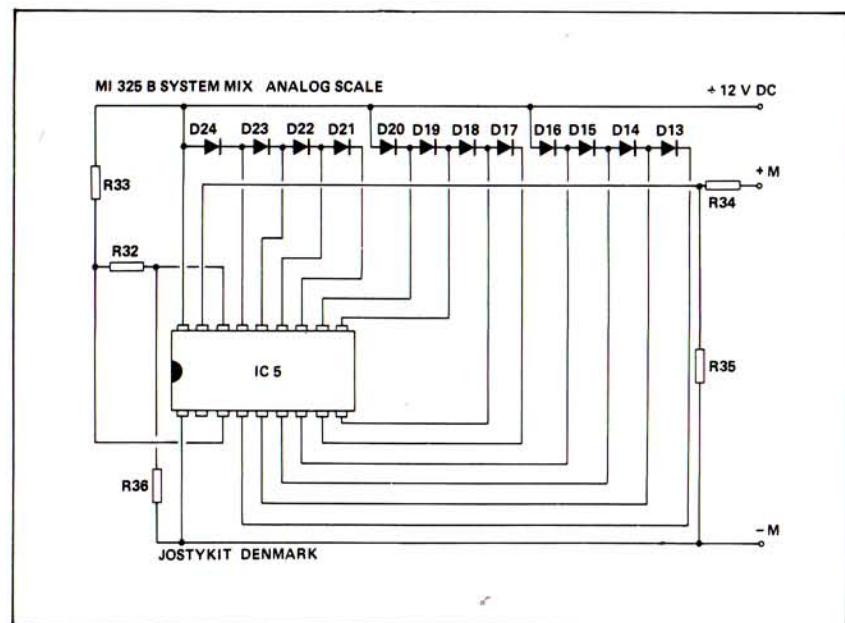


Fig. MI325.2.  
LED-skalaen alene. Dette kredsløb er der to af i MI325. Et til højre kanal og et til venstre.

## MONITORFORSTÆRKER

Monitordelen er den enkleste. Den er opbygget med to små integrerede kredse med hver en udgangsforstærker på 0,5 watt. Det er fuldt tilstrækkeligt til drift af selv »tunge» høretelefoner på 4 til 16 Ohm. Formodstanden til høretelefon er valgt til 100 Ohm, og der er indsat en stelmodstand på 4,7 Ohm. Modstandene virker strømbegrænsende, således at MI325's ret høje strømforbrug (der kommer stødvist i takt med udstyringen) ikke påvirker mixerens andre funktioner. Hvis det ønskes, kan disse modstande (R1, R2 & R3) kortsluttes med trådforbindelser. Det giver fuld effekt til drift af mindre højtalersystemer, men hvis højtalerenes impedans er lav, f.eks. under 8 Ohm, kan det ske, at der ikke er strøm nok fra en NT325 strømforsyning. Men det sker kun, hvis man samtidig ønsker at benytte hele 30 AF330 indgangsmoduler. Man kan da forsyne MI325 separat fra sin egen NT325. Det kræver dog indgreb i printets plus og minus forsyning, som da skal adskilles fra resten af mixerens forsyningsnet.

På to trimmekontakter kan man indstille monitor styrken til høretelefonerne (R30 og R31).

## VU-METER KREDSLØB OG LOGARITMISK FORSTÆRKER

VU-meter sektionen er opbygget med 4 operationsforstærkere og to

integreerde kredse til udstyring af lysdioder (LED). Hvis det ønskes, kan man tilslutte professionelle drejespole VU-metre i stedet for eller sammen med LED-skalaerne. Metrene tilsluttes M-plus og M-minus. Hvis eksternt tilsluttede VU-metre belaster VU-meter-signalen, kan det være nødvendigt at erstatte R26 og R27 med 2,2 k Ohm's trimmekontakt, og justere til der er samme visning, som før den eksterne VU-meter tilslutning.

Hver VU-meter forstærker (der er to sæt til stereo) består af en »små-signal ensretter» og en logaritmisk forstærker.

Ensretteren er opbygget over en operationsforstærker og to dioder. Operationsforstærkeren gør dioderne »ideelle», således at ensretningen virker lige godt for små, som for store signalliveauer.

Efter ensretteren følger en logaritmisk forstærker. Den er også opbygget med en operationsforstærker, og den har et antal dioder/zenerdioder indsæt i modkoblingen. Derved vil forstærkningen falde efterhånden som signalet fra ensretteren stiger, og man får et tilnærmet logaritmisk udslag. Det udvider måleområdet for VU-meteret til 2-3 gange af, hvad man sædvanligvis opnår med standard VU-metre.

## LYSDIODE SKALAER

Lysdiodeskalaen er opbygget med en helt speciel styringskreds. Den får 12 lysdioder, heraf 8 grønne og 4 røde i hver kanal, til at lyse op i søjleform. Udslaget er proportionalt med indgangsspændingen.

## TILSLUTNING TIL SYSTEM MIX MODULER

Benytter man et MI325 VU-meter/monitor forstærker modul sammen med de andre SYSTEM MIX moduler, er tilslutningen begrænset til fastskruing, indstik af kantkonекторer og tilslutning af DIN-bøsning til høretelefoner (udvendig).

MI325 printpladen har tre loddeøjne mærket L (Left = venstre), R (Right = højre) og stel (mærket med et steltegn). Disse loddeøjne kan forbindes med almindelig uskærmet ledning til den medfølgende 5 pol DIN bøsning, en Jack bøsning eller en speciel DIN høretelefon bøsning.

## TILSLUTNING TIL ANDRE FORSTÆRKERE

Tilslutningstegningen viser hvilke ben, der skal tilføres master og monitortilslutning, hvor man skal tilslutte høretelefon eller monitor højttalere og hvor spændingen på plus/minus 12 volt skal gå ind.

Denne tegning kan benyttes, hvis man ønsker at benytte MI325 i andre mixere eller forstærkersystemer end SYSTEM MIX.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding (NT325) ..... plus/minus 12 V DC  
 Strømforbrug ..... plus 30-150mA, minus 10mA  
 LED VU-meterområde ..... plus 10 dB, minus 35 dB

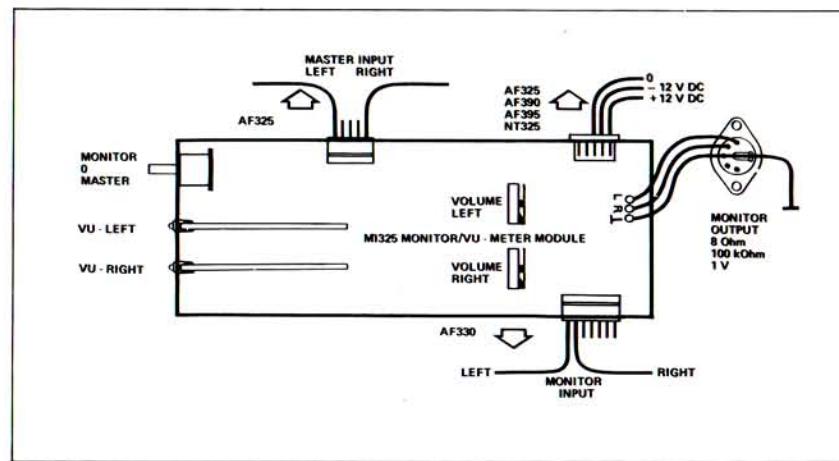


Fig. MI325.4.

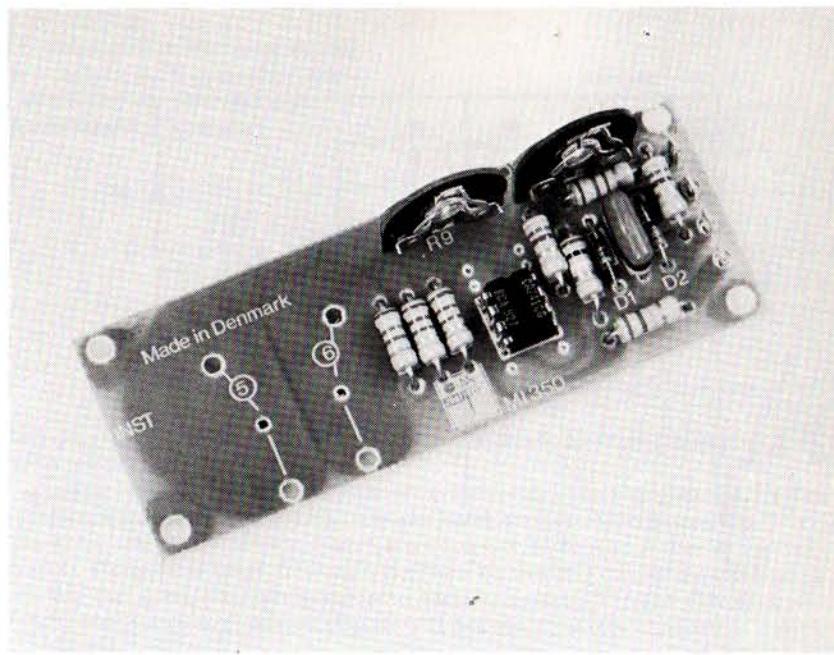
Tilslutning af MI325 til almindelige forstærkere eller en båndoptager. Tilslutningen i System Mix er vist i afsnittet om AF325.

Følsomhed for 0 dB udslag ..... 775mV  
 Overstyringsreserve ..... 3000mV  
 Monitoreffekt uden 100 Ohm dæmpemodstande ..... 2 x 250mW  
 Tilkoblingsmuligheder: ..... AF325/AF330/AF390/AF395 og NT325

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1, 2	100 Ohm	1/4 W modstand
R3	4,7 Ohm	1/4 W modstand
R4	10 k Ohm	1/4 W modstand
R5	10 Ohm	1/4 W modstand
R6	10 k Ohm	1/4 W modstand
R7	10 Ohm	1/4 W modstand
R8	6,8 k Ohm	1/4 W modstand
R9	12 k Ohm	1/4 W modstand
R10	6,8 k Ohm	1/4 W modstand
R11	12 k Ohm	1/4 W modstand
R12	3,3 k Ohm	1/4 W modstand
R13	2,7 k Ohm	1/4 W modstand
R14	3,3 k Ohm	1/4 W modstand
R15	2,7 k Ohm	1/4 W modstand
R16, 17	22 k Ohm	1/4 W modstand
R18	56 k Ohm	1/4 W modstand
R19	1 k Ohm	1/4 W modstand
R20	18 k Ohm	1/4 W modstand
R21, 22	39 k Ohm	1/4 W modstand
R23	18 k Ohm	1/4 W modstand
R24	1 k Ohm	1/4 W modstand

R25	56 k Ohm	1/4 W modstand
R26, 27	2,2 k Ohm	1/4 W modstand
R28, 29	150 k Ohm	1/4 W modstand
R30, 31	220 Ohm	trimmepotentiometer
R32 x 2	1 k Ohm	1/4 W modstand
R33 x 2	27 k Ohm	1/4 W modstand
R34 x 2	12 k Ohm	1/4 W modstand
R35 x 2	2,2 k Ohm	1/4 W modstand
R36 x 2	22 Ohm	1/4 W modstand
C1 - C3	100uF/16V	elektrolytkondensator
C4	2,2uF/35V	tantalkondensator
C5	100nF/250V	polyesterkondensator
C6	1uF/35V	tantalkondensator
C7	2,2uF/35V	tantalkondensator
C8	100nF/250V	polyesterkondensator
C9	1uF/35V	tantalkondensator
C10, 11	2,2uF/35V	tantalkondensator
D1 - D4	AA143	germaniumdiode
D5, 6	1N4148	siliciumpdiode
D7	ZPD4,7	zenerdiode
D8	ZPD2,7	zenerdiode
D9, 10	1N4148	siliciumpdiode
D11	ZPD2,7	zenerdiode
D12	ZPD4,7	zenerdiode
D13-15x2	CQX10	rød lysdiode
D16-24x2	CQX11	grøn lysdiode
IC1, 2	LM386	0,5 W lf-forstærker IC
IC3, 4	1458	dobbelt op-amp.
IC5 x 2	UAA180	lyssøjle IC styring



**Fig. MI350.1.**  
MI350 er opbygget med en lille operationsforstærker. Måleinstrumentet anskaffes til den aktuelle opgave.

## MI350 S-METER FORSTÆRKER/ LØGNEDETEKTOR

MI350 er elektronikken med forstærker for et S-meter til f.eks. walkie-tie. Men da MI350 er opbygget med en universal operationsforstærker, er der intet i vejen for at benytte den i en »løgnedetektor«. Løgnedektoren er rent faktisk kun et følsomt brokoblet ohm-meter.

Endvidere kan MI350 benyttes som forstærker for en diodeprobe og som forstærker for et millivoltmeter til jævnspænding.

### DIAGRAMMET

MI350 er opbygget med en operationsforstærker af typen 741. Den er industriel standard til mange forskellige formål.

Operationsforstærkeren har til opgave at forstærke et svagt jævnspændingsignal op, så man kan udstyre et drejespoleinstrument på 0,05 til 1mA. Følsomheden bestemmes af instrumentet, kredsløbets forstærkning og den strøm, der kan løbe i begrænsnermodstanden R1. Forstærkningen er tilnærmet

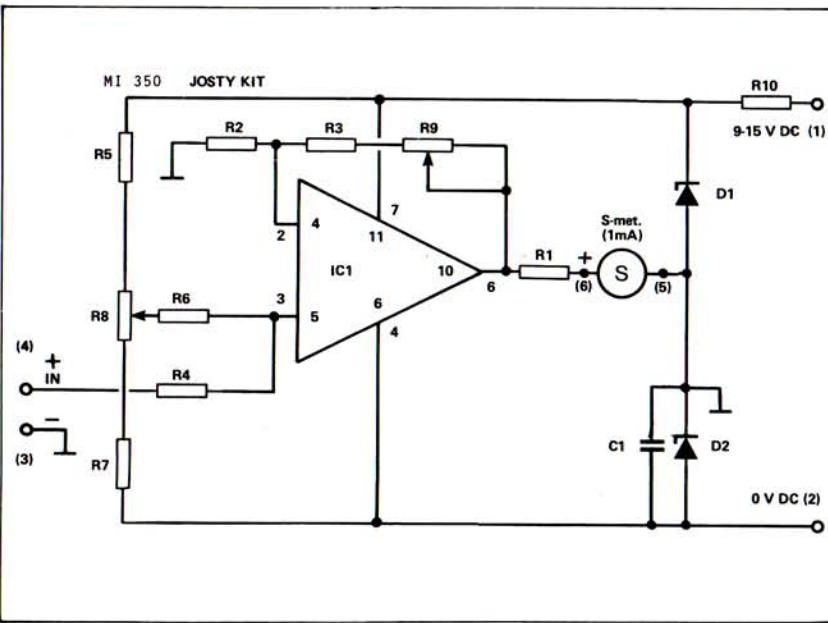


Fig. MI350.2.

Diagrammet består i det væsentlige af en operationsforstærker med indstilling af forstærkning og offsetspænding. Plus/minusstrømforsyningen fås fra en enkel forsyningsspænding over et par zenerdioder.

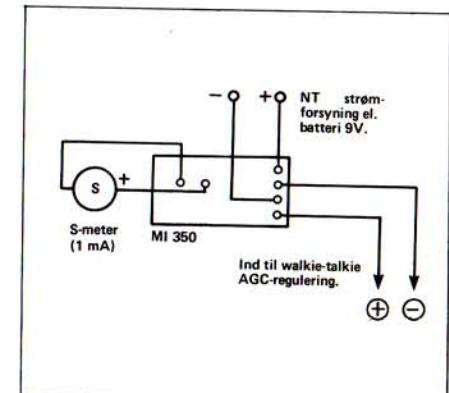
lig forholdet mellem modkoblingsmodstandene R3 og R9 i serie og bundmodstanden R2. R9 er justerbar mellem 0 og 100 kOhm. Den er i serie med R3 på 2,2 kOhm, hvorfor justeringen går fra 2,2 kOhm til 102,2 kOhm. Med bundmodstanden R2 på 2,2 kOhm kan forstærkningen indstilles mellem 1 og 50 gange.

Operationsforstærkerens offset-balance er justerbar med modstanden R8. Uanset den indstillede forstærkning skal man kunne indstille R8 til 0-udslag på måleinstrumentet. Det maximale udslag måleinstrumentet kan afgive, afhænger af dets følsomhed og indre modstand. Hvis denne modstand er lille i forhold til formodstanden R1 på 1,8 kOhm, skal der en spænding på operationsforstærkerens udgang på ca. 1,8 volt for at få fuldt udslag. Ved minimum forstærkningsindstilling skal man altså sende 1,8 volt ind i MI350 for at opnå fuldt udslag. Med maximum forstærkningsindstilling - 50 gange - skal man sende 50 gange mindre spænding ind for fuldt udslag. Det svarer med dette meter til ca. 35mV. Benytter man et drejespoleinstrument med f.eks. 100uA følsomhed, kan man opnå fuldt udslag for bare 3,5mV ind.

MI350 strømforsynes fra et almindeligt 9 volt batteri eller en strømforsyning på maksimalt 12 volt. En formodstand og et par zenerdioder på 4,3 volt sørger for en stabil midtpunktsreference omkring plus/minus 4,3 volt. Fra dette kunstige midtpunkt tages konstruktionens stel. Det er simpelt men sætter krav til adskilt forsyningsspænding for MI350 og det apparat man skal

Fig. MI350.3.

Til walkie-talkie brug skal MI350 tilsluttes en AGC-spænding inde i apparatet og den skal have særskt batteriforsyning.



måle på. Vær især opmærksom på dette i forbindelse med tilslutning til en walkie-talkie.

Som løgnedetektor mäter man små ændringer i hudmodstanden. Derfor skal menneske-huden indkobles som modstanden R7. Det sker ved tilkobling over et par metalarmbånd-manchetter - med een til hver arm. Det er ved batteridrift komplet ufarligt. Målingen sker i en brokobling med hudmodstanden som den ene gran. Da hudmodstanden varierer mellem 20 og et par hundrede kOhm, er det samtidig nødvendigt at erstatte R8 på 470 Ohm med et nyt på 470 kOhm!

## TILKOBLING SOM S-METER FORSTÆRKER TIL WALKIE-TALKIE

I diagrambeskrivelsen blev det nævnt, at der skal benyttes separat batteri til S-meter forstærkeren og walkie-talkien. Det er på grund af operationsforstærkerens opbygning og kravet til plus/minus forsyning.

Tilkoblingen til en walkie-talkie kan være vanskelig, hvis man ikke kan tolke diagrammer. Det er helt nødvendigt at have et diagram til rådighed af den walkie-talkie, man vil tilslutte S-meteret. Tilslutningen skal ske på detektorudgangen eller over walkie-modtagerenes AGC-udgang. Det er stedet lige efter detektordioden. Ofte er detektoren specielt opmærket i diagrammet. Afhængig af om apparatet er med plus eller minus til stel, skal man forbinde loddeøje 3 eller 4 til stel. Er man i tvivl, kan man bare prøve. Der kan ikke ske ulykker på grejet ved at fejlpolarisere S-meter forstærkeren. Meteret kan højst slå ud til den forkerte side. Det ligger udenfor denne bogs rammer at beskrive specifikke walkie-talkie modtager diagrammer, hvorfor der skal henvises til teknikere med tilstrækkeligt know-how om de enkelte fabrikater.

## TILKOBLING SOM DC-MILLI-VOLTMETER

Ved at indskyde en omskifter med gensidig udløsning og tre knapper, kan man bygge et lille alsidigt millivoltmeter til jævnstrøm. Opgaven er ikke vanskelig, da der kun indgår et par modstande ekstra. Før brugen skal man huske at nulstille meteret på R8.

DC-millivoltmeteret kan benyttes til en diodeprobe. Sådan en benyttes

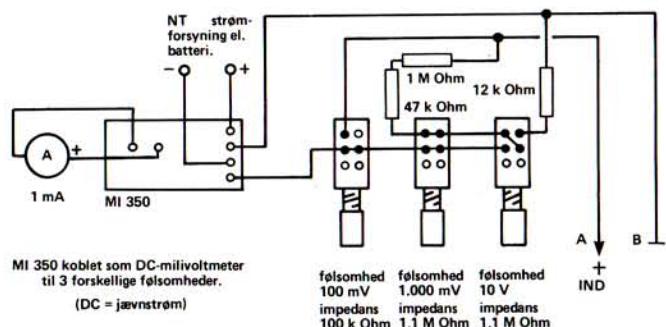


Fig. MI350.4.

Med et par omskiftere og et par modstande kan man lave et simpelt millivoltmeter til jævnspænding.

til kontrol af sendere og oscillatorer, og diagrammet finder man på fig. AT350.4. De få komponenter til proben indbygges i et lille metalrør, der forbindes til stel eller tilslutningsledningens skærm.

Dioderne skal være af germanium typen.

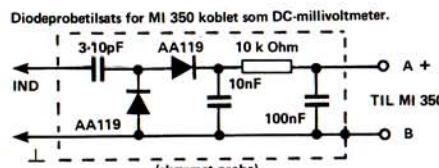
## LØGNEDETEKTOR

Når MI350 skal benyttes som løgnedetektor, må man udskifte trimpotentiometeret R8 på 470 Ohm med et på 470 kOhm. Det er bedst samtidig at indsætte et fin indtrimnings potentiometer på ca. 10 kOhm i serie med 470 kOhm potentiometeret.

Derefter skal R7 fernes og man monterer et par loddeøjne i hullerne i stedet. Loddeøjnene forbinder med ledninger til et par metal manchetter. De kan spændes på armene.

Derved bliver det muligt at måle hudmodstanden på en testperson. Kontrollen R8 justeres til det tilsluttede drejespoleinstrument står i midten. Derefter drejes op for forstærkningen på trimmekontrolleren R9 til visningen

Fig. MI350.5.



Et effektivt lille måleinstrument til indtrimning af sendere er en diodeprobe. Den indbygges i et lille metalrør og tilsluttet MI350 millivoltmeteret.

begynder at blive lidt urolig. Nålen på viserinstrumentet skal stadig stå i midten.

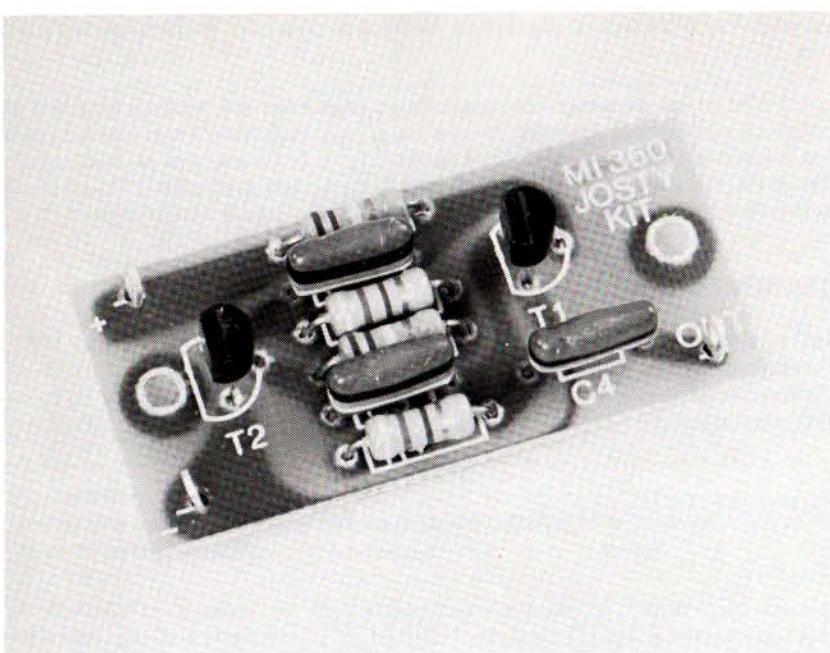
Ved nu at udspørge forsøgspersonen passende - dvs. med en blanding af rolige og ophidsende spørgsmål - kan hans svedafsondring stige. Derved ændres hudmodstanden, og viseren vil slå kraftigt ud. Tolkningen af udslaget afhænger af de stillede spørgsmål - og den er op til test personalet! Under spørgeførlobet må der hele tiden nuljusteres på R8 grov og fin kontrollerne.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	9-12 V DC
Strømforbrug . . . . .	20-30mA
Følsomhed med 1mA instr. . . . .	35mV til 1,8 V
Indgangsimpedans . . . . .	100 kOhm

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
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	trimmekontroller (470 kOhm ved løgnedetektor)
R9	100 kOhm	trimmekontroller
R10	150 Ohm	1/4 W modstand
C1	100nF/250V	polyesterkondensator
D1	ZPD4,3	4,3V zenerdiode
D2	ZPD4,3	4,3V zenerdiode
IC1	741	operationsforstærker



**Fig. MI360.1.**  
En astabil multivibrator er simpel. Den kan opbygges med 9 dele.

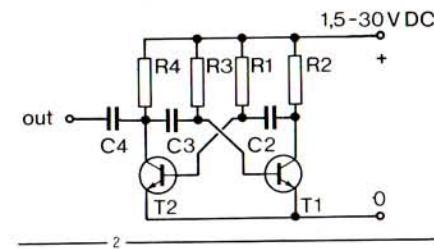
## MI360 ASTABIL MULTIVIBRATOR - SIGNALGENERATOR

MI360 er en astabil multivibrator eller oscillator. Den afgiver en tone med firkantet form - dvs. tonen lyder skarpt i en højttaler og ikke ren som en sinustone.

Multivibratoren er nok den nemmeste og mest velegnede begynderopstilling, man kan lave. Ved brug af to transistorer, to kondensatorer og kun 4 modstande kan enhver lave en lille »hyler».

Men multivibratoren finder også anvendelse til mere professionelle opgaver. Den omdanner batterispændingen til en svag tonefrekvent vekselspænding. Vekselspændingen kan benyttes i brokoblinger til udmåling af spoler, kondensatorer og ikke kendte modstande. Og på grund af tonens firkantede form, udsender generatoren overtoner langt op i kortbølgebåndene. Det gør den anvendelig som signalgenerator - eller signalinjector - til både lavfrekvens og højfrekvens. En multivibrator som MI360 er anvendelig til fejlsøgning på forstærkere og AM-radioer. Man sender signalet ind fra antenne til højttaler - gennemgår alle signalveje - og kan hurtigt finde en afbrydelse i kredsløbet.

**Fig. MI360.2.**  
Multivibratoren består af to krydkoblede LF-forstærkertrin.



### DIAGRAMMET

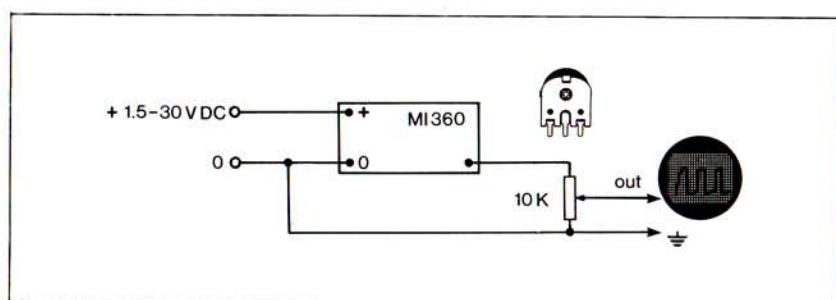
En astabil multivibrator kan opfattes som to een-transistor lavfrekvens-forstærkere med kollektormodstand og basismodstand. Hver forstærkers udgang er koblet til den modstående forstærkers indgang. Sammenkoblingen i ring får den ene transistor til at trække strøm, når den anden ophører med at trække strøm. Derved vil de to overføringskondensatorer *op*- og *aflades* ligeså hurtigt, som de kan fyldes med elektroner fra modstandene.

Den tilnærmede frekvens kan beregnes efter formlen:

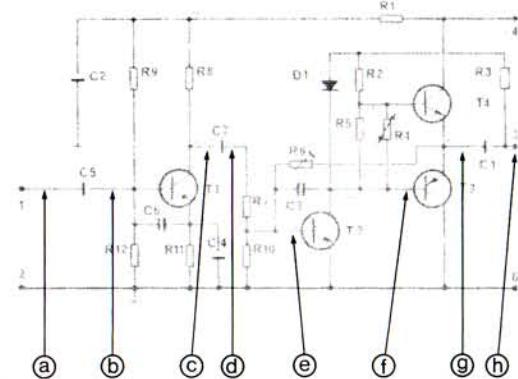
$$f = \frac{700.000}{R \text{ (kohm)} \times C \text{ (nF)}} \text{ Hz}$$

Den beregnede frekvens er absolut KUN tilnærmet. Der indgår nemlig mange flere elektriske størrelser i det »rigtige» regnestykke for denne frekvens. F.eks. har temperatur og forsyningsspænding meget stor indflydelse på frekvensen i en så simpel opstilling.

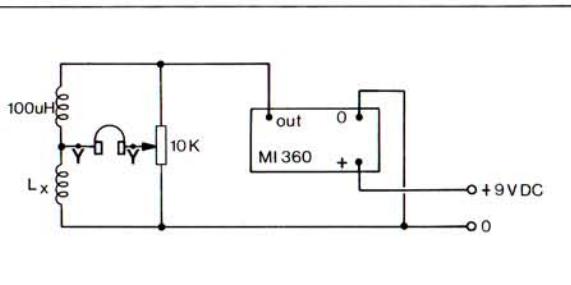
Beregningerne efter den simple metode giver ca. 600 Hz. I forsyningsspændingsområdet 1,5 til 30 volt vil frekvensen variere helt fra 500 Hz til 3.000 Hz!



**Fig. MI360.3.**  
Tilkobling af volumenkontrol på udgangen af multivibratoren.



**Fig. MI360.4.**  
Måling af en lavfrekvensforstærker med MI360 som »signal-tracer».



**Fig. MI360.5.**  
Måling og bestemmelse af en ukendt spoles selvinduktion.

Komponenternes DC-størrelse bestemmes som for et almindeligt transistortrin. T1 skal f.eks. trække 1mA ved 4,5 volt batterispænding. Derfor vælges den kollektormodstand til 4,7 kOhm. Den beregnes efter ohm's lov - 4,5 volt og 1 mA.

Basismodstanden skal kunne trække strøm nok til en kollektorstrøm på 1 mA. Ved forsyningsspændingen 4,5 volt vil der stå 4,5 volt minus et silicium basis-emitterspændingsfald på de sædvanlige 0,6 volt. Det giver 3,9 volt over modstanden. Med en 120 kOhm modstand kan der trækkes en strøm på ca. 30uA (micro ampere) i basis. Det skal forårsage den nævnte strøm på 1mA i kollektor. 1mA er 1.000uA og derfor skal transistoren have mindst 30 ganges forstærkning, for at der kan trækkes strøm. Det har de fleste almindelige siliconumtransistorer. Normalt er forstærkningen 200 til 600.

## TILSLUTNING

MI360 er enkel at tilslutte. Der behøver kun at gå 3 forbindelser til opstillingen. To ledninger benyttes til batteriet. Det kan være på en spænding fra 1,5 til 30 volt. Ja i de fleste tilfælde går det også med et batteri på 1 volt eller mindre.

Desuden går der en signalledning fra multivibratoren. Via denne ledning og ENTEN plus eller minus ledningen som fællesforbindelse, sendes signalet ud til en belastning. Belastningen kan være en ganske lille højttaler, en høretelefon eller en lavfrekvensforstærker. Det afhænger fuldstændig af formålet.

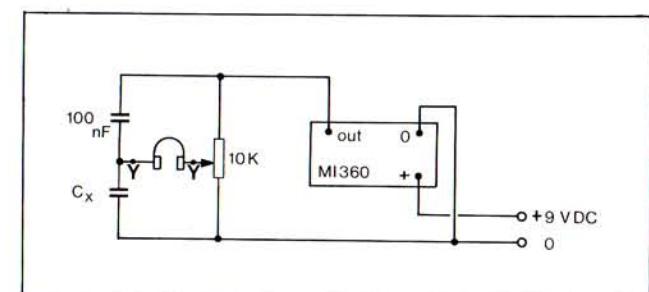
## DET KAN MAN BRUGE EN MULTIVIBRATOR TIL

I det følgende gives en række anvendelseseksempler på brug af MI360. Disse eksempler giver både oplysning om, hvordan MI360 fungerer og om mere avancerede koblingsformer, hvori MI360 indgår som en del af opstillingen.

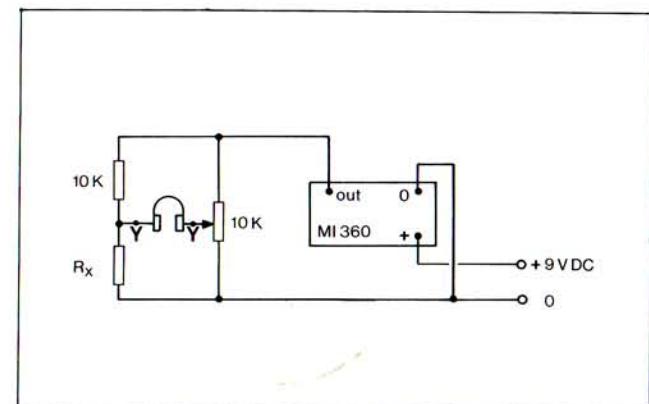
### Eksempel 1 - fejlfinding med MI360

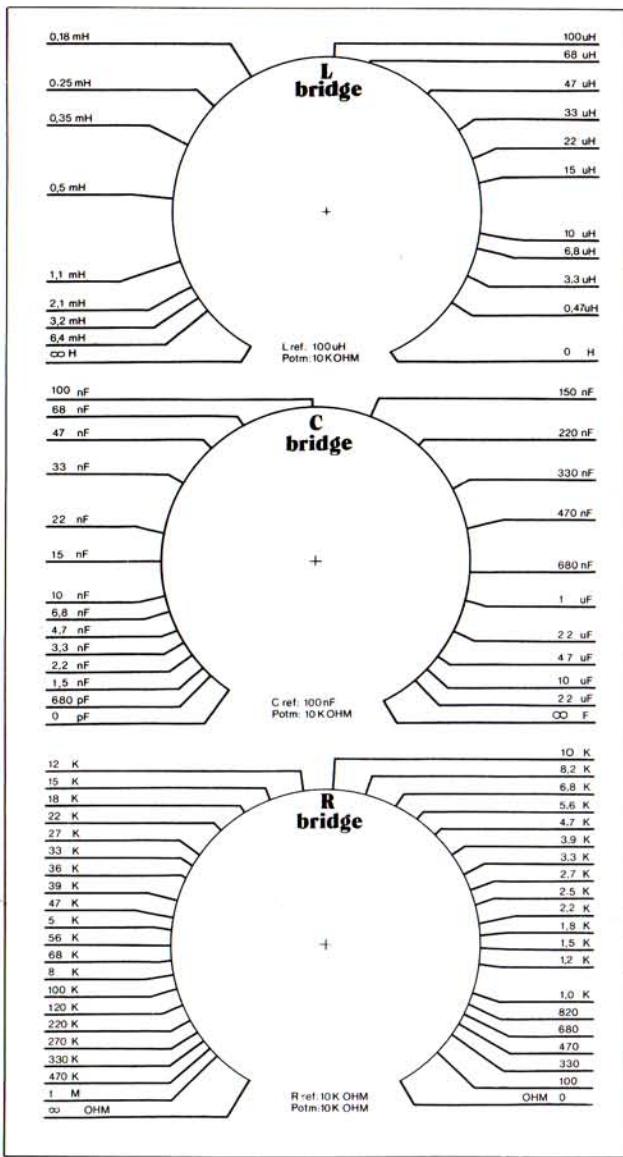
MI360 kan benyttes til fejlfinding på både radioer og forstærkere. På fig. MI360.4. ses et typisk eksempel på en lille forstærker. Denne forstærker

**Fig. MI360.6.**  
Måling og bestemmelse af en ukendt kondensators kapacitet.



**Fig. MI360.7.**  
Måling og bestemmelse af en ukendt modstands værdi.





**Fig. MI360.8.**  
Skalaer for  
måling af spoler,  
kondensatorer og  
modstandes værdi.

der intet sker fortsættes til næste punkt (b), (c) etc., indtil »der er hul» og signalet høres i højttaleren. Fejlen kan da være i trinet FØR.

Hvis der f.eks. er signal på udgangen, når prøvepinden sættes på (d) men ikke på (c), kan kondensatoren C7 være afbrudt.

#### Eksempel 2 - måling af en spoles elektriske størrelse (L-måling)

MI360 kan benyttes som tonegenerator i opbygningen af et lille effektivt måleinstrument til kontrol af en spoles størrelse. De kan således selv dimensionere delefiltre, tonefiltre etc.

Foruden MI360 kræves en lille 1 MOhm høretelefon/prop, et potentiometer 10 kOhm LIN og en spole på 100 uH (mikro-Henry) som reference.

På fig. MI360.8. findes en skala mærket L-BRIDGE. Denne skala benyttes til spolemålingen. Potentiometeret monteres med en knap med en passende stor viser. Viseren indstilles så yderstillingerne passer med skalaen.

Nu indskydes den ukendte spole (Lx) som vist på diagrammet og potentiometeret drejes hen over skalaen. Ved en bestemt indstilling vil tonen i høretelefonen forsvinde, og visningen på skalaen til stemme overens med en ukendte spoles elektriske størrelse.

#### Eksempel 3 - måling af en kondensators elektriske størrelse (C-måling)

På samme måde som man mäter spoler, kan man mæle kondensatorer på. Bortset fra at man som reference anvender en kondensator på 100nF (nano-Farad) i stedet for spolen. Se fig. MI360.6.

Skala for kondensatormåling findes på fig. MI360.8. Bemærk at man med dette simple måleinstrument kan bestemme kondensatorer i standardstørrelser i hele området 680pF til 22uF.

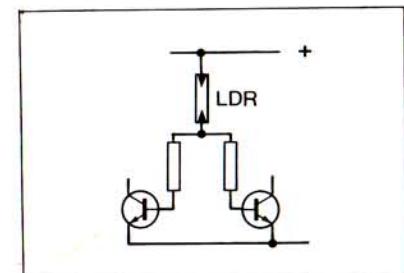
Kondensatormålingen udføres på samme måde som spolemålingen.

#### Eksempel 4 - måling af en modstands elektriske størrelse (R-måling)

Også modstandes elektriske størrelse kan bestemmes med en »broopstilling» på samme måde som i de andre eksempler.

Som reference benyttes en modstand på 10 kOhm. Den ukendte modstand, der skal undersøges, er i diagrammet betegnet Rx.

Målingen foretages på samme måde som før, men man benytter skalaen mærket R-BRIDGE.

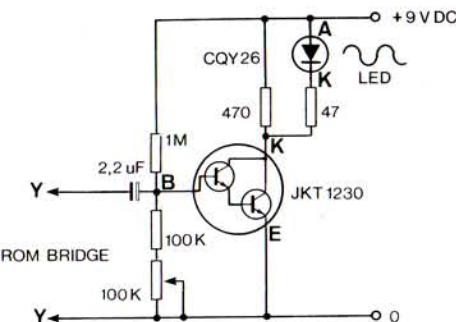


**Fig. MI360.9.**  
Hyle-generator med lysafhængig frekvens.

kan benyttes som universelt fejlfindingseksempel på grund af den almindelige koblingsform.

I praksis fejlfindes fra indgang til udgang. Man starter med at tilslutte højttaler og spænding. Derefter tilsluttes MI360 til et separat batteri og stel (0) forbinder til punkt 2 eller 6 på fejlförstærkeren.

Nu sættes (out) fra MI360 til indgangen på prøveförstærkeren (a). Kommer der signal til højttaleren, er förstærkeren sandsynligvis i orden. Hvis



**Fig. MI360.10**  
Detektor med  
lymdiode til er-  
statning for  
høretelefon  
(1 MΩm).

### **Eksempel 5 - hylegenerator med varierende frekvens**

Hvis man indskyder LDR-modstand (fotomodstand) i serie med de to basismodstande, se diagrammet fig. MI360.9., kan MI360 bringes til at afgive mange morsomme lydeffekter i en lille højttaler. Hvis det ønskes, kan man også tilslutte (out) og (o) til en hvilken som helst forstærker og herved få højere udgangseffekt.

#### **Eks 6 - lysdiodeindikator til eks 2, 3 og 4**

Hvis man ikke er tilfreds med at anvende en høretelefon som måle-indikator for L, C og R-test's, kan De bygge opstillingen i fig. MI360.10.

Denne opstilling omsætter selv ganske lave tonesignaler til en lysindkering. Det betyder, at LED'en (Lys Emitterende Diode) vil SLUKKE for en potentiometerindstilling, der svarer til den ukendte komponents værdi.

Lysindikeringseenheden skal arbejde på en særskilt strømforsyning eller batteri. Man kan altså ikke benytte samme forsyning til både MI360 og lysindikeringseenheden.

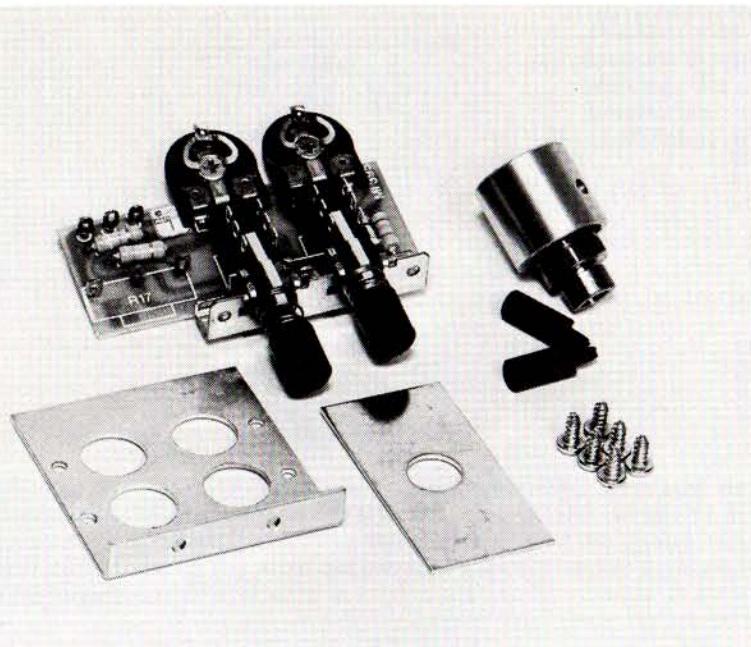
At lysindikeringsenheden virker, kan kontrolleres ved at påtrykke en signalspænding på indgangen. Dette signal kan være OUT fra MI360 eller blot en finger.

## TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	1,5 til 30 V DC
Strømforbrug . . . . .	0,5 til 7 mA
Udgangsspænding . . . . .	1,5 til 30 V PP
Kurveform . . . . .	tilnærmet firkantet
Grundfrekvens fra 1,5-30 V . . . . .	500-3.000 Hz
Overtoner til . . . . .	10 MHz

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	120 kOhm	1/4 W modstand
R2	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R3	120 kOhm	1/4 W modstand
R4	4,7 kOhm	1/4 W modstand
C2	10nF/250V	Polyesterkondensator
C3	10nF/250V	Polyesterkondensator
C4	10nF/250V	Polyesterkondensator
T1	BC547B	NPN transistor
T2	BC547B	NPN transistor



**Fig. MI395.1.**  
MI395 er en stationsautomat med to faste og en variabel frekvens.

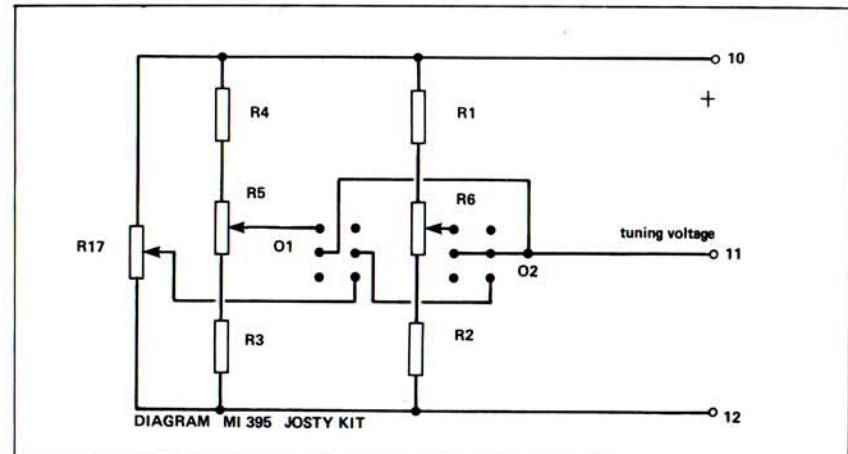
## MI395 STATIONS AUTOMAT

MI395 fortjener næppe betegnelsen en konstruktion. Det er rent faktisk blot en printplade med et par modstande, et par trimmepotentiometre, et par trykomskiftere og et stationsafstemnings potentiometer med udvekslings-drev/gear.

MI395 benyttes i forbindelse med en FM-tuner af typen HF310 eller HF325. Den kan dog også benyttes til JK04. På trykknapperne skifter man om mellem to faste stationsindstillinger eller et større drejepotentiometer med udveksling. Udvekslingen sker via et reduktionsgear, som omsætter en akseldrejning på 1 gang til ca. 6 gange. Dervedlettes indstillingen af FM stationerne.

### DIAGRAMMET

Diagrammet er enkelt og kræver ikke nojere beskrivelse. Bemærk blot at omskifterne er koblet sammen på sparemåde. Dvs. hver af de to faste stationer på trimmepotentiometrene kræver indtrykning af een omskifter. Ved et let tryk på begge omskifte udløses de begge. Derved indkobles det udven-

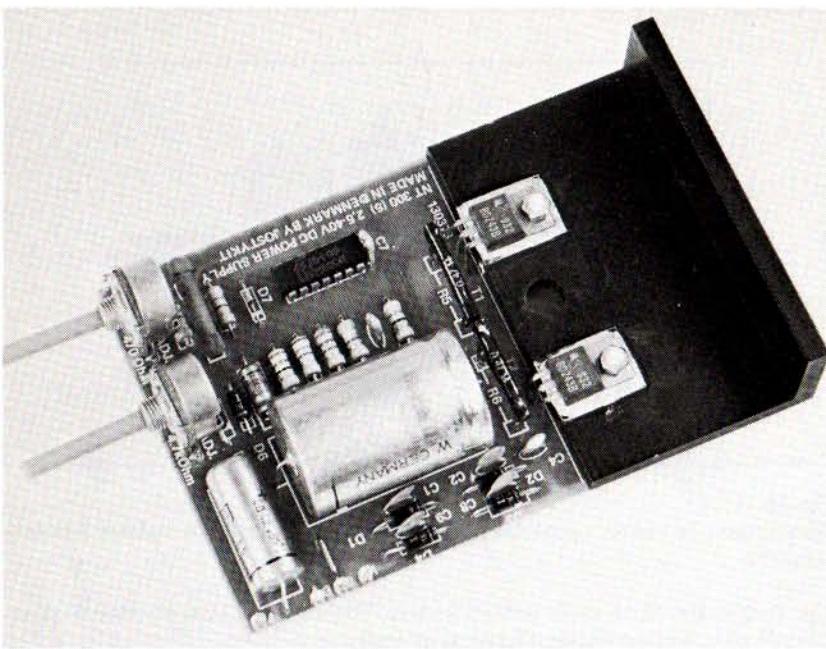


**Fig. MI395.2.**  
Diagrammet er enkelt - rent faktisk er det blot en omskifter mellem 3 potentiometre.

dige forbundne store skala potentiometer. Tilslutningen sker på tuneres stabiliserede plus, stel og stationsafstemnings indgang.

Der opgives ikke egentlig komponentliste for denne opstilling. Blot skal trimmepotentiometre og drejepotentiometer være 100 kOhm. R1 til R4 er begrænsermodstande, der reducerer skalaområdet. Benyttes 4 modstande på 1 kOhm, vil det fulde område kunne benyttes. Bruger man modstande på 100 kOhm på R1 og R4's plads, vil man få lettere ved at indstille stationerne. Men båndet vil reduceres til ca. 87,5 - 98 MHz, mod for 108 MHz i toppen.

De tre tilslutnings-loddeøjne placeres som det tidligere skala potentiometer på tuneren.



**Fig. NT300.1.**

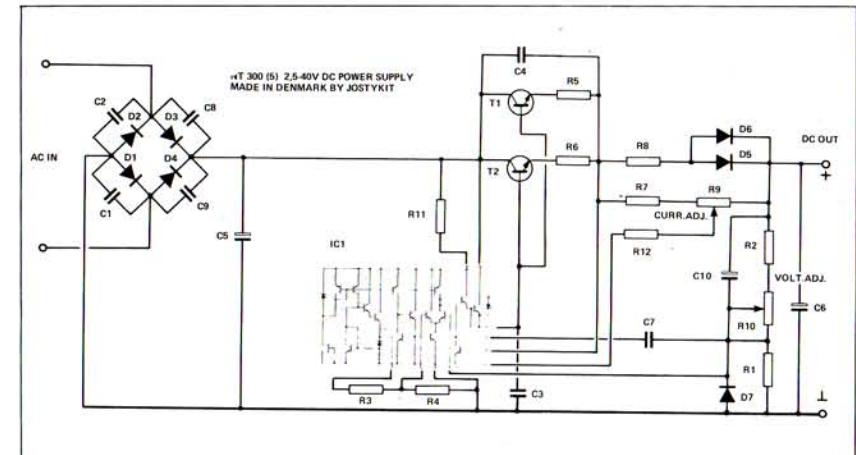
NT300 er en stabiliseret strømforsyning. Aluminium-vinklen skal spændes på et stort køleprofil.

## NT300 STABILISERET STRØMFORSYNING

NT300 er en stabiliseret strømforsyning til ca. 30 volt og maksimalt 2-3 amperes udgangsstrøm. Strømforsyningen sluttet direkte på en transformator. Den indeholder reguleringer for spænding og strømbegrænsnings sikring. Udgangen giver regulerbar jævnspænding i området 2,8 til ca. 35 volt, og spændingen er yderst brumfri. Der er indbygget støjkondensatorer over ensrettedioderne, så man ikke får store problemer med modulationsbrum i AM-modtagere.

NT300 er opbygget på en printplade med plast-power transistorer til en køle-overførings vinkel. Kølevinklen giver i sig selv ikke tilstrækkelig køling men må spændes til en køleprofil. Den skal bortlede de ca. 50 watt varme, der kommer ved kortslutet udgang og fuld strøm-indstilling. Vinklen er udført i speciel varmeledende aluminium på 5mm's tykkelse. Det er vigtigt, hvis man vil lede varmen væk i en fart.

NT300 er designet således, at den passer i en indbygningskasse af typen B3300. Denne kasse giver tilstrækkelig køling fra apparatets bagside, og på frontpladen er der indstillingsskalaer for spænding og strøm. Den indstillede strøm nás først, når man kortslutter udgangen. Det gør bl.a. også NT300 meget velegnet til opladning af akkumulatorer af NiCd-typen. Man skruer sim-



**Fig. NT300.2.**

Diagrammet NT300 består i det væsentlige af et par krafttransistorer, ensretter, ladekondensator og en IC-regulator.

pelthen op for spændingen til den er højere end akkumulatorernes mærkespænding og stiller strømmen til det, cellerne kan tåle. Normalt er cellerne mærket med en bestemt ladestrøm i et antal timer - oftest 14 timer. Ved denne ladetid og ladestrøm får man længst levetid på akkumulatorcellerne.

Men selvfølgelig kan NT300 også benyttes til andet end blot opladning af akkumulatorer. Det brede spændings- og strømområde har medført udstrakt brug til walkie-talki'er, autoradioer, service og laboratorieformål. En af årsagerne til den store udbredelse er dens alsidighed. Det er ikke bare en strømforsyning til et bestemt formål. Den finder anvendelse overalt, hvor man har brug for en tilfældig jævnspænding. Ladning af akkumulatorer, forsyning til walkie-talkie, drift af transistorradioen er blot nogle af anvendelsesområderne.

## DIAGRAMMET

NT300 er på flere måder opbygget ganske konventionelt. Det er en sikker og gennemprøvet opstilling.

4 kraftige ensretterdioder og den store ladekondensator C5 omdanner transformatorens vekselspænding til jævnspænding. Da dioderne spidsspændings-ensretter, vil der i tomgang altid ligge en spænding på C5 ladekondensatoren, der er 1,41 gange højere end transformatorens mærkespænding. Den efterfølgende integrerede spændingsregulator kreds tåler 45 volt spids, og derfor må der ikke benyttes større transformator end max. 30 volt til NT300. De 30 volt vekselspænding vil blive til 42 volt jævnspænding. Hvis netspændingen giver mere end 220 volt eller transformoren mere 30 volt vekselspænding ubelastet, må det på det kraftigste tilrådes at benytte en 24 volt transformator i stedet.

Efter ensretter og ladekondensator er der i plusspændingen indkoblet

et par serie regulerende transistorer til høje effekter. Transistorerne er NPN plasttyper til 70 watt. De er sammenkoblet i parallel for at kunne tåle høj spænding og høj strøm samtidig. Der er en effektgrænse på hele 140 watt med NT300. Men det må ikke forlede en til at tro, at NT300 er overdimensioneret. Transistorfabrikantene opgiver også andre elektriske størrelser, man må overholde, hvis transistorerne ikke skal ødelægges. F.eks. kan transistorerne ikke tåle samme effekt i varm tilstand som ved stuetemperatur. I NT300 kan de blive op til 70 grader varme på overfladen. Det reducerer den tilladte effektbelastning med næsten 50%, - til 35 watt pr. transistor. En anden og lige så vigtig elektrisk størrelse er *Secondary Break Down* grænsen. Især denne størrelse forsynder mange konstruktører sig ofte imod. Den er et mål for spændingen, en transistor kan tåle med middelstor strøm. En oversættelse af udtrykket til *spændingsødelæggelse* er det nærmeste, man kommer fænomenet.

Det, der sker i transistoren er, at effektgrænsen ved spændinger over ca. 25 volt falder hurtigere end man skulle tro efter Ohm's lov. Man regner forkert, hvis en bipolar transistor til 70 watt skal give 1 ampere med 70 volt over kollektor-emitter. I fabrikantens kurve over en standard effekttransistor vil grænsen f.eks. kun være 0,1 ampere med 70 volt - altså kun 7 watt!

I NT300 er der maximalt 35 volt over en kortsluttet transistor. Hvis den får maximal strøm på 1 ampere er det 35 watt. Det er det absolut maximale, den kan tåle. Det gælder i øvrigt også den termiske grænse, vi tidligere nævnte.

Reguleringen af strøm og spænding styres af IC'en. Det er en speciel IC til regulerbare strømforsyninger.

IC'en indeholder en konstantspændingsgenerator, som afgiver 6,2 volt, en fejl-referenceforstærker, et darlington udgangstrin og en strømbegrænsere transistor.

Den konstante, elektronisk-stabiliserede spænding på 6,2 volt sendes ud fra IC'ens ben 6. Herfra kan man udtagte en spændingsreference til fejlförstærkeren. Ofte vælger man en lidt lavere referencespænding, fordi man derved kan opnå lavere udgangsspænding fra hele strømforsyningen. Udgangsspændingen kan ikke blive lavere end referencespændingen. I NT300 deles de 6,2 volt ned til ca. 2,8 volt med modstandene R3 og R4.

Referencespændingen mellem R3 og R4 - på 2,8 volt - sendes nu ind i fejlförstærkeren. Den er opbygget differentielt. Dvs. der er to basis-transistor indgange. Den ene regulerer udgangen op i spænding og den anden regulerer ned. Man siger, at de er i modfase.

Fejlförstærkeren sender strøm ind i et par effekttransistorer i selve IC-en. De er anbragt i darlington-kobling og kan styre en strøm på maksimalt 100mA. Denne strøm benyttes til udstyring af plast-power transistorerne T1 og T2. De er anbragt som emitterfølger i plusledningen. Derved består serieresuleringen reelt af 3 transistorer i darlingtonkobling. Det er en stabil kobling, fordi der kun er een gangs spændingsforstærkning, lav fasedrejning - som sikrer imod selvsving - og meget lav indre modstand. Det er netop en strømforsynings opgave at leve en konstant spænding med en yderst lav indre modstand - det ideelle batteri!

Udgangsstrømmen fra power transistorerne passerer først to emittermodstande på 0,22 Ohm. Deres opgave er at udligne strømmen i de to parallelkoblede transistorer. Så vil hver transistor trække lige meget strøm under belastning.

Derefter sammenkobles udgangsstrømmen i modstanden R8, og løber

gennem dioderne D5 og D6. Modstanden og dioderne giver et spændingsfald på mellem 0,6 og 1 volt - afhængig af strømmen. Denne spænding kan ledes til strømstyretransistoren inden i IC'en. Strømstyretransistoren leder driverstrøm væk fra udgangstransistorerne, når dens basis-emitterspænding overstiger 0,6 volt. Basis-emitter strækningen på denne transistor er netop anbragt over dioder og modstanden R8 via et justeringskredsløb med R7 og R9. Når spændingen overstiger 0,6 volt, bliver det muligt at justere kortslutningsstrømmen (10mA til 2.200mA).

Kredsløbet er rimeligt stabilt og ret billigt i komponentopbud. Det lider dog af den lille fejl, at strømindstillingen er afhængig af, hvor varme seriadioderne D5 og D6 bliver. Når de opvarmes, vil diodespændingsfaldet på 0,6 volt reduceres til en lavere værdi. Det vil medføre lidt øget kortslutningsstrøm. Hvis dette ikke kan accepteres, må dioderne kortsluttes og R8 udskiftes efter den ønskede kortslutningsstrøm. Det umuliggør en kontinuerlig strømjustering, da modstandene må skiftes for hver eneste ønsket kortslutningsstrøm. Modstandene skal beregnes efter Ohm's lov med 0,6 volt som spænding og den ønskede strøm. Man skal samtidig beregne modstandens effekt. Ved større strømme vil effekten komme op på nogle watt.

Spændingsjusteringen sker på potentiometeret R10. Det er sammen med R1 og R2 anbragt over udgangen. Når opstillingen er i en stabil tilstand, vil der *altid* stå samme spænding på potentiometerets midterben, ligesom på spændingsreferencen - i NT300 2,8 volt. Når potentiometeret drejes ned mod minus ledningen, skal der højere spænding på udgangen, for at man får de 2,8 volt på midterbenet. Det er heri reguleringen består. Fejl-differentialforstærkeren opfører sig som en almindelig operationsforstærker. I stabil tilstand er indgangsspændingen på inverting og non inverting indgangene altid ens!

Differential forstærkerens styreindgang er basis på en transistor. Denne basis tåler kun en svag styrestørrelse. Hvis der kommer et kraftigt strømstød, ødelægges IC-kredsen. Sådan et strømstød kan der komme, når man kortslutter udgangen. Brumundertrykkelseskondensatoren C10 ville aflades med fuld udgangsspænding i transistorens basis, hvis ikke D7 var sluttet fra kondensatoren til stel. D7 sikrer altså IC'en mod kortvarige strømspidser gennem C10.

Af samme årsager er R12 anbragt fra strømregulerings-potentiometeret til strømstyre basis på strømstyre transistoren. Under kortslutning kunne udgangskondensatoren C6 aflades gennem R9, når der er stillet *mod* udgangen (min. strøm). Det sker ikke, fordi R12 begrænser denne stødstørrelse.

NT300 er meget stabil mod selvsving. Der benyttes kun to kondensatorer, C3 og C7, til fasekompensation mod selvsving. Kondensatorerne er ukritiske i værdi og type. Blot skal man aldrig benytte større kondensatorer end højest nødvendigt, idet man derved nedsætter kredsløbets reguleringshastighed.

Potentiometeret R10 til spændingsindstillingen er koblet som variabel modstand. Det er for at opnå den logaritmiske indstillingsvirkning. I NT300 er indstillingen for spænding lineær.

## TILSLUTNING

NT300 er umiddelbart nem at tilslutte. Dog skal man her, som i al anden teknik, følge spillereglerne. Den transformator, man sætter på, skal kunne leve den ønskede udgangsstrøm og en spænding, der er ligeså stor som

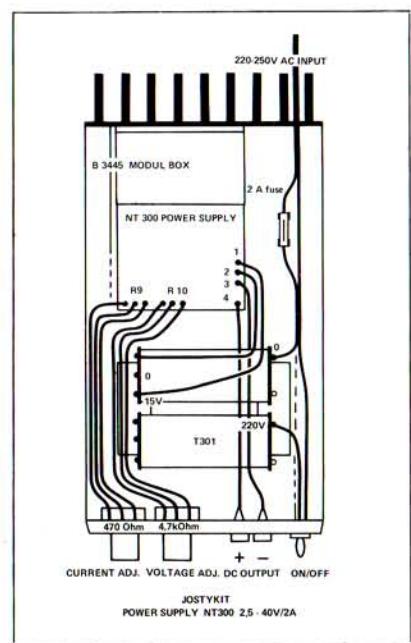


Fig. NT300.3.

Byggesætproducenten har udviklet en smart lille laboratorie og service indbygningskasse, som rummer transformator, NT300 strømforsyning og potentiometre. Kassens bagplade giver den nødvendige køling. Det er simpelt hen en stor køleprofil.

udgangsspændingen. Hvis man kun bruger ringe strøm, kan udgangsspændingen fra NT300 stige til ca. 35 volt med en 30 volt transformator. Det er på grund af ensretterdelens spidsspændingsdetektion. Er strømmen stor, vil indgangsspændingen på 30 volt kun kunne give 30 volt ud.

Reelt er der kun to farer ved tilslutningen. Det er spændingens størrelse og kølingen. Brug aldrig en transformator på mere end 30 volt AC. Benyt altid en køleprofil, der kan afsætte samme effekt som den anvendte transformator. Desværre ses det ofte, at konstruktioner med kølevinkler spændes på en træplade eller en jernplade - måske oven i købet en malet jernplade. Det går aldrig. Varmen skal ledes væk fra transistorerne. Det kan kun kobber eller aluminium med køleflancher. Jern - og endnu værre, træ - leder varme meget dårligt. Så dårligt at en NT300 kan brændes itu i løbet af bare 10 minutter på fuld strøm ved kortslutning. Samme betragtninger gælder alle varme/effekt afgivende konstruktioner.

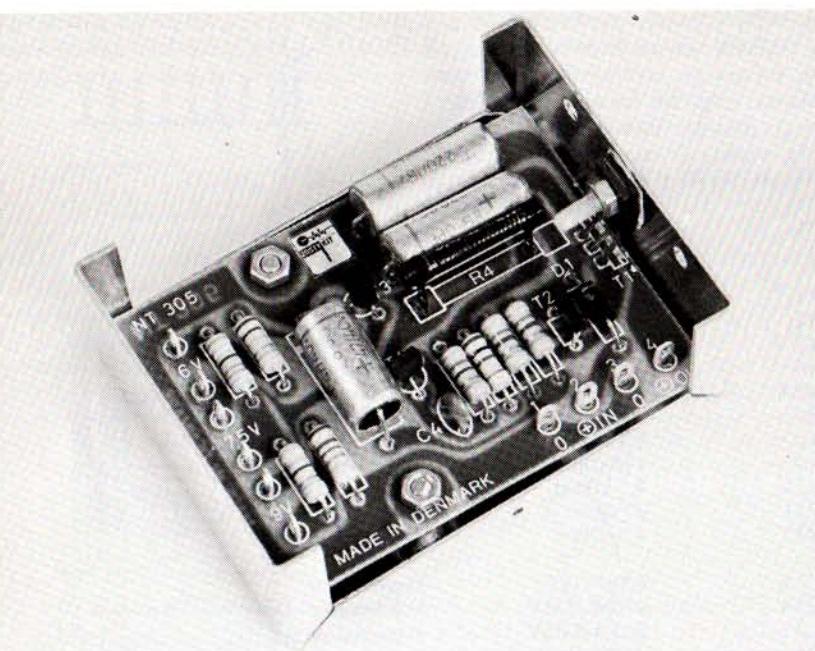
## TEKNISKE DATA

Indgangsspænding . . . . .	30 V AC (18-30 V)
Udgangsspænding justerbar . . . . .	2,8-35 V DC
Udgangsstrøm justerbar . . . . .	10mA-2000mA
Kortslutningsstrøm max.. . . . .	2,7-3 A
Brumspænding ved alle forhold max. . . . .	0,25mV
Maximal belastningseffekt . . . . .	100W
Anbefalet hovedkøleplade . . . . .	H 880

Anbefalet transformator . . . . . T301/15-0-15V...2,8-25V...0-1000mA  
T301/15-0-15V...2,8-18V...0-2000mA  
T203/30V...2,8-25V...0-2000mA

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	270 Ohm	1/4 W modstand
R2	68 Ohm	1/4 W modstand
R3	820 Ohm	1/4 W modstand
R4	390 Ohm	1/4 W modstand
R5-6	0,47 Ohm	2 W modstand
R7	270 Ohm	1/4 W modstand
R8	0,33 Ohm	2 W modstand
R9	470 Ohm	4 mm potentiometer
R10	4,7 kOhm	4 mm potentiometer
R11	47 Ohm	1/4 W modstand
R12	470 Ohm	1/4 W modstand
C1-2	1,5nF/125V	kondensator
C3-4	470pF/125V	kondensator
C5	2200uF/50V	kondensator
C6	220uF/40V	kondensator
C7	470pF	kondensator
C8-9	1,5nF/125V	kondensator
C10	6,8uF/40V	kondensator
D1-6	1N4005	diode
D7	1N4148	diode
T1-2	BD243B	NPN transistor
IC1	-	spændingsregulator



**Fig. NT305.1.**  
NT305 bygges ind i en aluminium box, hvor krafttransistoren kan komme af med varmen.

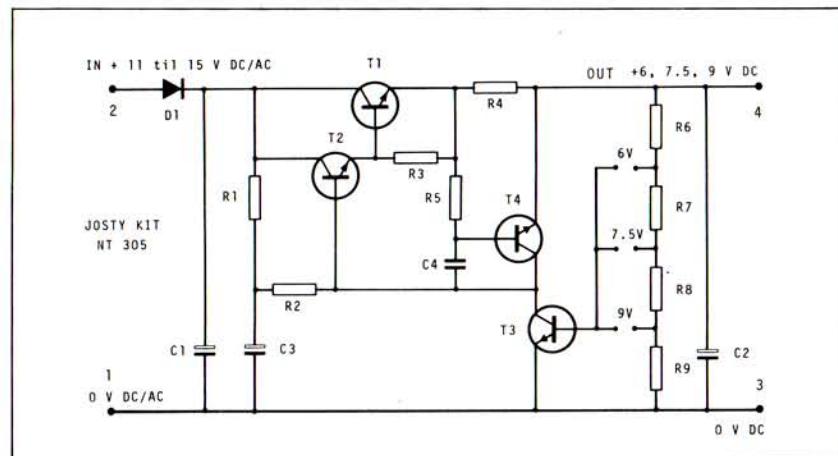
PE 10-72

## NT305 SPÆNDINGSSOMSÆTTER

NT305 er en spændingsomsætter, som f.eks. gør det muligt at benytte et 6 volt apparat på bilens 12 volt akkumulator. NT305 anbefales bl.a. til JK105 scanneren i bilen. Scanneren arbejder på spændinger mellem 6 og 7 volt. Andre apparater, som kræver 7,5 eller 9 volt, kan også benyttes på NT305.

Tidligere benyttede man ofte en zenerdiode i serie med transistorradioen, men en zenerdiode har den kedelige egenskab, at hvis den »brænder», 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 tvivl om, hvad der bedst betaler sig.

En 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.



**Fig. NT305.2.**  
På trods af det ringe antal komponenter er der både serieregulerede transistorer, referenceforstærker og strømbegrænsere i NT305.

## DIAGRAMMET

NT305 er udformet som en serieregulator. Den har næsten intet eget forbrug i tomgang.

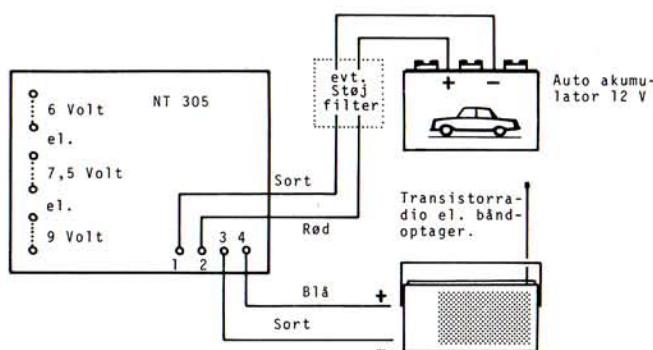
Seriereguleringen sker via den lille krafttransistor T1 og drivertransistoren T2. De to transistorer trækker basisstrøm fra forsyningsspændingen gennem modstandene R1 og R2. Årsagen til, at strømmen går gennem to modstande i stedet for blot en, er at man får mulighed for at brumafkoble med elektrolytkondensatoren C3. Så går støjen fra f.eks. tændingsanlægget ikke ind gennem reguleringen.

Modstanden R3 sikrer imod lækstrømme fra T2.

Det er transistoren T3, der bestemmer udgangsspændingen. Det sker på den måde, at en spændingsdeler sender strøm til basis på transistoren. Forholdet mellem modstandene divideret med transistorens naturlige basis-emitter spændingsfald giver udgangsspændingen. Hvis udgangsspændingen ændres, vil der gå mere eller mindre kollektorstrøm i T3, og serietransistorerne vil bringe spændingen på plads. Hvis udgangsspændingen skal være 7 volt, skal spændingsdelen dele 1/10. Det sker teoretisk set med en 9 kOhm modstand fra udgang til basis på T3 og en 1 kOhm modstand mellem basis og stel.

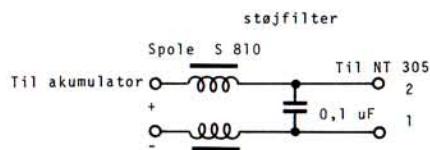
Transistoren T4 er en strømbegrænsere. Den er anbragt således, at strømme større end 1,6 ampere vil give et basis-emitter spændingsfald på mindst 0,6 volt over R4 (0,47 Ohm). Derved vil T4 bortlede styrestrommen fra serietransistorerne, og udgangsspændingen vil falde til nul volt. Dermed undgås ødelæggelse af serietransistorerne. Strømmen begrænses til max. 1,6 ampere. Modstanden R5 og kondensatoren C4 er indsat for at hindre selvsving i opstillingen. R5 sikrer samtidig T4 imod store strømspidsere.

Dioden D1 er indsat for at hindre ødelæggelse ved fejlpolarisering af spændingsomsætteren. C1 fjerner forsyningsstøj.



**Fig. NT305.3.**  
NT305 kan strømforsyne en transistorradio eller en JK105 scanner fra bilens akkumulator.

**Fig. NT305.4.**  
Støjfilter til krævende formål.



## TILSLUTNING

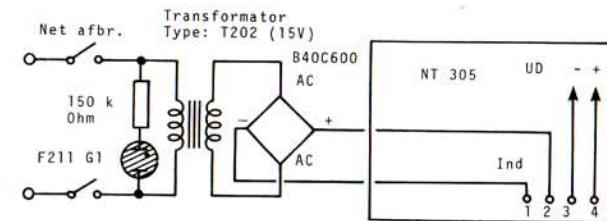
Fig. NT305.3 viser, hvorledes man skal koble NT305 til bilens akkumulator og få en af spændingerne 6, 7,5 eller 9 volt ud ved maximal 1 ampere.

Der skal forbides en »lus» over de loddeterminaler, der giver den ønskede spænding.

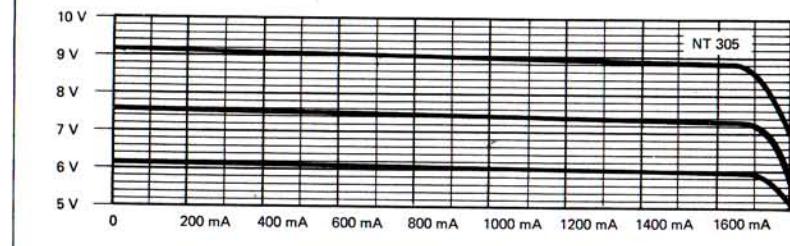
Da NT305 ikke i sig selv indeholder nogen form for tændstøjsdæmpning, kan det i enkelte tilfælde være nødvendigt at montere et støjfilter.

Tegningen fig. NT305.4. viser, hvordan et sådant støjfilter med spoler kan opbygges. Filteret kan være nødvendigt i meget støjfyldte ledningsnet, - specielt på ledninger, der samtidig trækker viskermotorer, dynamoer og tændspoler i biler.

De bedste spoler er ringker nedrosler med 100 til 300 vindinger kobbertråd. Man bør altid vælge en kobbertråd, der kan bære den strøm, man vil forbruge. Til 1 ampere benyttes mindst 0,5 mm lakisolert kobbertråd.



**Fig. NT305.5.**  
Udvidelse til netforsyning.



**Fig. NT305.6.**  
Kurve over spændingsvariationen som funktion af belastningen. Kurven viser spændingen ved 6, 7,5 og 9 volt ud.

Der er også mulighed for at benytte en NT305 til netforsynede apparater. Hertil benyttes en 12 volt transformator, en brokoblet ensretter og en ekstra elektrolytkondensator på 1.000uF/40V. Kondensatoren monteres på NT305 printpladen i stedet for C1. Det er muligt at fjerne D1 på printet og kortslutte mellem de to frie huller. Derved øges indgangsspændingen. Selvom også denne opstilling er kortslutningssikker, bør man ikke kortslutte i mere end højst 5 minutter. T1 kan blive for varm og ødelægges, fordi indbygningsboxen af aluminium ikke er beregnet for den højere varmeeffekt. Bedst er det dog at ændre R4 til 1 Ohm. Så trækkes der aldrig mere end 0,7 ampere.

## TEKNISKE DATA

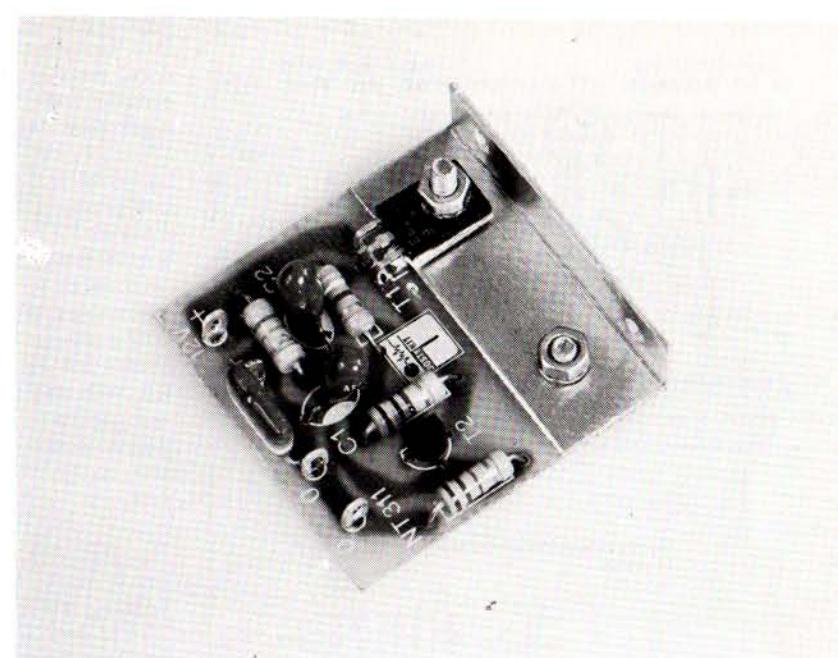
På kurven fig. NT305.6. ses en kurve over udgangsspændingen ved forskellige belastninger og forskellige spændingsindstillinger. Over strømme på 1,6 ampere synker spændingen kraftigt. Det er den elektroniske sikring, der træder i funktion.

**Data**

Indgangsspænding . . . . .	11-15 V DC
Udgangsspænding . . . . .	6, 7,5 og 9 V
Strøm . . . . .	1 A
Spændingsfald, max. strøm . . . . .	10%
Kortslutningsstrøm . . . . .	1,8 A
Brum ved 1/2 strøm . . . . .	(5mV)

**KOMPONENTLISTE**

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	470 Ohm	1/4 W modstand
R2	470 Ohm	1/4 W modstand
R3	100 Ohm	1/4 W modstand
R4	0,47 Ohm	2 W modstand
R5	470 Ohm	1/4 W modstand
R6	15 kOhm	1/4 W modstand
R7	390 Ohm	1/4 W modstand
R8	330 Ohm	1/4 W modstand
R9	1,2 kOhm	1/4 W modstand
C1	220uf/16V	elektrolytkondensator
C2	220uF/16V	elektrolytkondensator
C3	47uF/40V	elektrolytkondensator
C4	1nF/125V	kondensator
D1	1N4005	kraftdiode 1 ampere
T1	BD165	kraftransistor
T2	BC547B	transistor
T3	BC547B	transistor
T4	BC547B	transistor



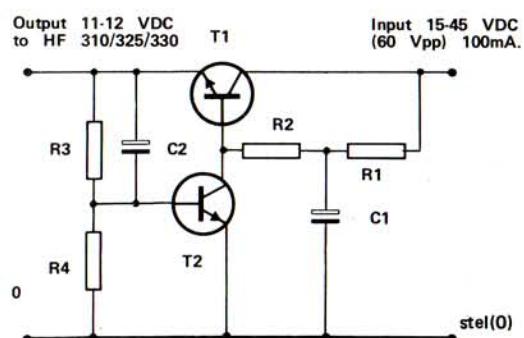
**Fig. NT311.1.**  
NT311 får køling gennem en lille alumin. um vinkel til indbygningschassisets metal.

**NT311 SPÆNDINGSKOBLER**

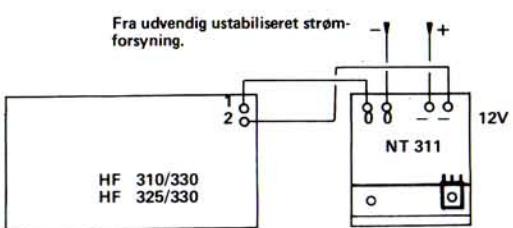
NT311 spændingskobleren benyttes mellem radio-tunerne og strømforsyningen i store forstærkere. Tunerne skal normalt have en forsyningsspænding på 12 til 18 volt, og forstærkerernes spænding er ofte 24 til 60 volt. Så store spændinger kan ingen tuner tåle, og i stedet for at benytte en »faldmodstand» kan man benytte NT311. Den sænker spændinger mellem 20 og 60 volt til det en tuner kan tåle. Dens stabilitet er ikke fremragende, men i forhold til en simpel faldmodstand, er den god. En faldmodstand vil levere forskellige spændinger, når stereolampen tænder og slukker. Det er fordi strømmen ændrer sig. Det vil NT311 ikke.

**DIAGRAMMET**

NT311 ligner meget en NT305 spændingsomsætter. Kredsløbene er da også identiske, blot med den undtagelse, at der ikke er nogen elektronisk strøm-sikring på NT311. Derfor skal den ALTID tilsluttes kredsløbene, før man tænder forsyningsspændingen.



**Fig. NT311.2.**  
Der benyttes ikke nogen egentlig referencespænding i NT311, kun basis-emitter overgangen på 0,6 volt i T2. Kredsløbets forstørkning bestemmes af modstandsforholdet R3 og R4, som der ved giver udgangsspændingen ca. 12-15 volt.



**Fig. NT311.3.**  
Det er nemt at koble en NT311 mellem en tuner og en udgangsforstærkers driftsforsyning.

## TILSLUTNING

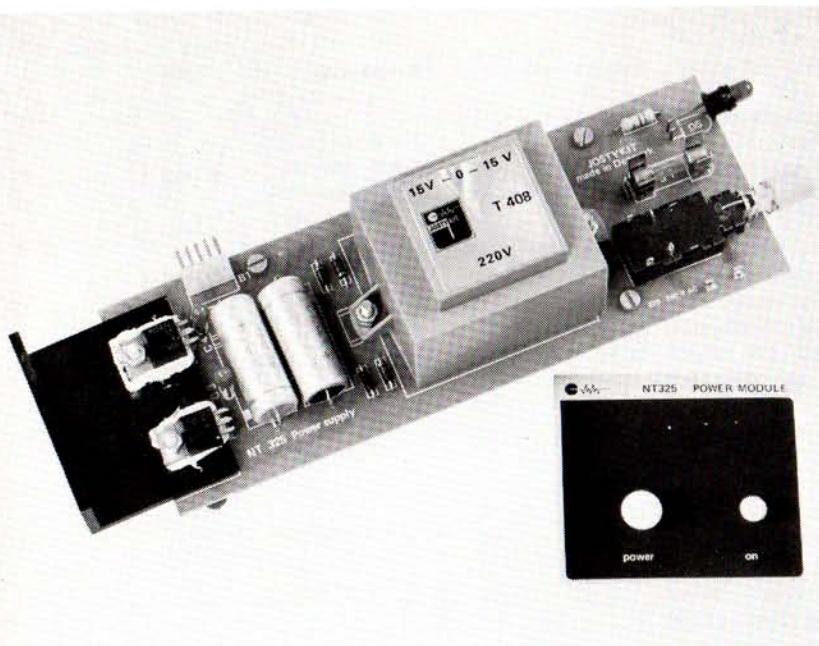
Tegningen fig. NT311.3. viser, hvor enkelt det er at sammenkoble en NT311 med en HF310/HF325 tuner til en vilkårlig høj forsyningsspænding. Den eneste ting man skal huske er, at serietransistoren T1 skal have køling fra metallet i det indbygningskabinet, man benytter til tuner og forstærker. Selve NT311 er som byggesæt kun medleveret en lille køleoverføringsvinkel.

## TEKNISKE DATA

Indgangsspænding . . . . .	20-60 VDC
Udgangsspænding . . . . .	12-15 VDC
Udgangsstrøm max. . . . .	100 mA
Stabilitet . . . . .	.5%
Brumundertrykkelse . . . . .	40dB
Nødvendig extrakølepladeopspænding (1,5-3mm al.) . . . . .	100cm <sup>2</sup>

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	3,9 kOhm	1/4 W modstand
R2	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R3	47 kOhm	1/4 W modstand
R4	2,2 kOhm	1/4 W modstand
C1	10uF	25 V tantalkondensator
C2	10uF	25 V tantalkondensator
T1	BD165	krafttransistor
T2	BC547B	transistor

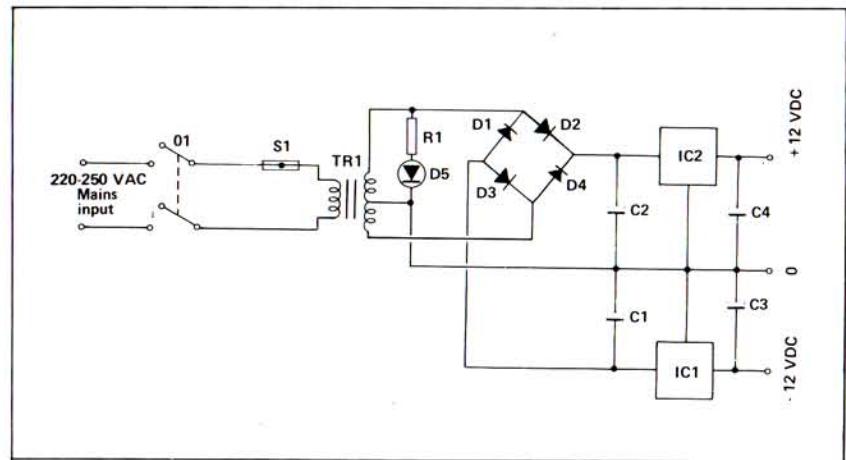


**Fig. NT325.1.**  
System Mix strømforsyningen er opbygget med printtransformator, netafbryder og fastspændingsregulatorer på en vinkelkøleplade.

## NT325 SYSTEM MIX STRØMFORSYNING

NT325 strømforsyningssmodulet fuldender en System Mix opbygning. Det leverer plus/minus 12 volt jævnspænding uden brum. Se tilkoblings- og brugseksemplerne i afsnittet AF325. Med strømforsyningen er man sikret et godt signal/støj-forhold ved netdrift. Netop ved sammenkoblingen og den indbyrdes placering af følsomme forstørskere og strømforsyning opstår de største problemer med stelsløjfer. Også øget forvrængning og fare for selvsving på høje frekvenser sikrer man sig imod ved at benytte en NT325 strømforsyning.

Stelsløjfer er normalt betegnelsen for *sluttede ledninger i ring* i forstærkerens signalveje. Placeres en transformator i nærheden af sådan en sløjfe, vil der overtransformeres en ganske lille del af transformatorspændingen. Ofte vil en transformator have en spænding på 100mV per vinding. Hvis det magnetiske felt kan overføre blot en tusindedel af denne spænding i en signalsløjfe, vil der overlejres 0,1mV med signalet. Er det et følsomt mikrofonsignal på 5mV, vil brumsløjfen afgive en 50'del af det ønskede signal. Udtrykt i dB'er vil det medføre et signal/støjforhold på 33dB! Det er en overordentlig stor forringelse, når man betænker at et signal/støjforhold efter DIN-normen skal være



**Fig. NT325.2.**  
De to fastspændingsregulatorer danner stabile jævnspændinger på plus/minus 12 volt.

mindst 46dB - og 46dB er absolut hørbar i et mikrofonanlæg. Med en NT325 er man sikret imod dette til mindst 60dB.

## DIAGRAMMET

NT325 er ganske simpel. Printpladen indeholder primært en nettransformator, en brokoblet ensretter med 4 dioder og to fastspændingsregulatorer på minus og plus 12 volt. To elektrolytkondensatorer udgletter den ensrettede pulserende jævnspænding, så der *kun* er 2-3 volt brum (ripple) over dem. Den store brumspænding undertrykkes til mindre end 1mV i de elektroniske regulatorer IC1 og IC2. Denne brumspænding er helt uden indflydelse på brum i forstørskerne. Der er også brumundertrykkende kredsløb i hvert forstørkermodul.

Printpladen NT325 er udformet med netafbryder og en lysdiode. Den indikerer om strømforsyningen er tændt eller slukket. Transformatoren er en type med høj tomgangsspænding. Derved er der en spændingsreserve *før* regulatorerne på omkring 10 volt. Det tillader store strømstød fra f.eks. monitormodullets høretelefon/højttaler forstørskere. Kondensatorerne C3 og C4 på plus og minus udgangene sikrer imod selvsving i fastspændingsregulatorerne IC1 og IC2. De skal mindst være på 5uF og er foreskrevet af IC-fabrikanten. Der er ved udformningen af printbanerne lagt stor vægt på, at der ikke kan løbe diode-ladestrømme til andet end C1 og C2. En ting som mange forsønder sig imod i den tro, at fastspændingsregulatorerne kan klare al brumundertrykkelse.

## TILSLUTNING

NT325 skal tilsluttes nettets 220 volt vekselspænding. De to 12 V udgangsspændinger tappes over en speciel kantkonnektor langs printpladens ene side. Derved undgår man ledninger til forstærkerne - og slipper helt for de fornævnte brumslojfer. Dette uanset hvem der udfører tilslutningen og hvilke forkundskaber, man har herfor.

NT325 har en overføringskøleplade til fastspændingsregulatorerne ved printpladens bagkant. Den skal forbides til en større køleplade, hvis man benytter mange mixer moduler. Til almindeligt brug med et af hver filtermodul, summermodul, monitormodul og 3-5 indgangsmoduler er ekstra køling ikke nødvendig.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	.220-250VAC 50-60Hz
Effektforbrug . . . . .	4-10 watt
Udgangsspænding . . . . .	plus/minus 12 V DC
Udgangsstrøm . . . . .	4-500mA
Brumspænding ved 500mA . . . . .	.ca. 1 mV
Tilkoblingsmuligheder . . . . .	AF325, AF330, AF390, AF395 & MI325

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	470 Ohm	1/4 W modstand
C1, 2 C3, 4	470uF/35V 10uF/25V	elektrolytkondensator tantalkondensator
D1 - D4 D5	1N4005 CQY26	effektdiode rød lysdiode
IC1 IC2	7912 7812	12 V negativ regulator 12 V positiv regulator
TR1	2 x 15 V	nettransformator for print

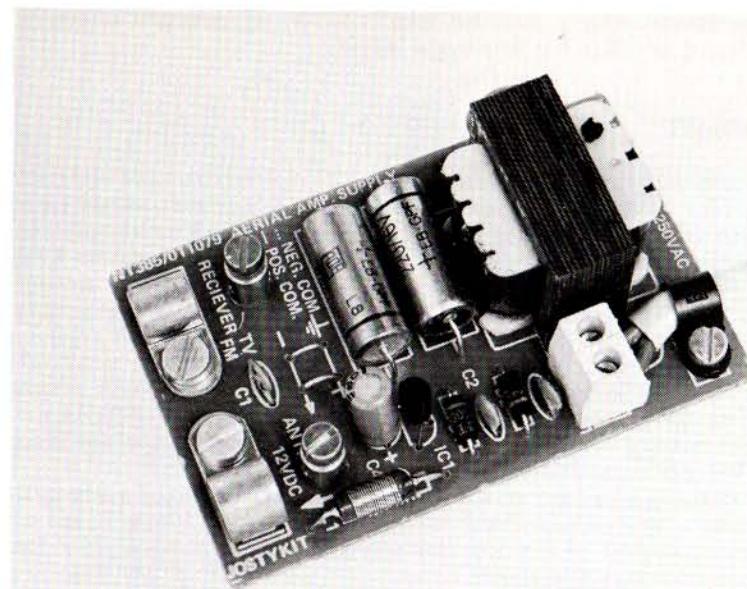


Fig. NT385.1.

NT385 leveres som byggesæt med en plast indbygningsbox. Den bør man altid benytte af hensyn til 220V netspændingsfare.

## NT385 ANTENNEFORSTÆRKER STRØMFORSYNING

NT385 er primært beregnet som netforsyning til VHF-UHF antenneforstærkeren HF385. Men NT385 kan benyttes til enhver antenneforstærker som kræver 12 volt og maksimalt 60mA strøm. Der er polvender på printpladen, og derfor kan strømforsyningen både benyttes til HF385 med plus til stel/skærm og til andre typer med minus til stel.

Da NT385 samtidig er en prisbillig og totalt brumfrei strømforsyning, kan den benyttes til diodeafstemte tunere som HF310/HF325 og JK04. Desuden kan den benyttes til de fleste lavvolt JK-HOBBY sæt. Det er uden betydning, at spændingen er 12 volt til JK-sættene. De kræver ikke nogen nøjagtig forsyningsspænding. Skal NT385 benyttes således og helt universelt, må man anskaffe en lille mini-jack bøsnings til strømudtaget.

## ADVARSEL

NT385 arbejder på nettet. Derfor er det LIVSFARLIGT at berøre den

tilsluttede strømforsyning, hvis den ikke er samlet og indbygget forsvarligt. Mindreårige og ukyndige bør ikke bygge NT385.

## DIAGRAMMET

Netspændingen transformeres ned fra 220 til 9 volt med den lille transformator TR1. Derefter spændingsdobles i ensretterkredsløbet, så man får en ustabiliseret forsyningsspænding på 16-18 volt over C5 og C6 elektrolytkondensatorerne. Afhængig af belastningen vil spændingen variere mellem 14 og 18 volt. Det går naturligvis ikke i forbindelse med forsyning af en antenneforstærker eller en tuner. Derfor er der en lille fastspændingsregulator af typen 78L12 mellem den uregulerede spænding og udgangen. Denne regulator - IC1 - undertrykker dels brummet og den sænker spændingen til 12 volt. Spændingen er fuldkommen stabil ved strømme mellem 0 og 60mA - typisk 75mA. Over denne strøm vil transformatorens spænding synke under 14 volt, som er det mindste IC1 skal have for at arbejde stabilt. Derfor vil den leve kraftige brumspidser ved højere strøm.

IC'en indeholder også en strømbegrænsner. Den sikrer imod ødelæggelse ved at regulere spændingen til nul ved strømmen 100 til 150mA. IC'ens udgang er parallelkoblet med en lille elektrolytkondensator på 6,8uF/25V. Den sikrer imod selvsving i regulatoren.

Plus og minus spændingen er på diagrammet mærket med et plus- og et minus-tegn. Desuden er der et stel-mærke og et pil-mærke. I forbindelse med direkte kabeltilslutning kan man ved ombytning af tråde til disse forbindelser få den ønskede polaritet til et tilsluttet kabels skærm og underleder. Skærmen er stel-mærket. Efter denne enkle polaritetsomskifter følger et LC-led indskudt i antennen til- og afgang. Spolen overfører jævnspændingen og hindrer signalkortslutning og kondensatoren overfører signalet. Det er naturligvis kun af interesse i forbindelse med tilslutning af antenneforstærkere med 50 eller 75 Ohm ledning.

## TILSLUTNING

Fig. HF385.2 viser, hvorledes man tilslutter NT385 mellem antenneforstærker og TV-modtager og tegningen viser samtidig kredsløbsdiagrammet.

Strømforsyningen skal normalt placeres i nærheden af modtageren og antenneforstærkeren tæt ved antennen. Derved opnår man det bedste signal, og kabeltabet ophæves af antenneforstærkeren. I strømforsyningen er der også tab, ca. 0,5dB ved de højeste frekvenser. Det er almindeligvis uden særlig betydning med antenneforstærkere som HF385 eller andre bedre typer.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	220-250 VAC
Effektforbrug . . . . .	2 watt
Udgangsspænding . . . . .	12 V DC
Maximal udgangsstrøm . . . . .	60mA (typ. 75mA)
Ripple/brum spænding ved 0-60mA . . . . .	max. 1mV
Signaloverføring/HF-tab (50MHz) gennem NT385 . . . . .	1nF/0,5dB

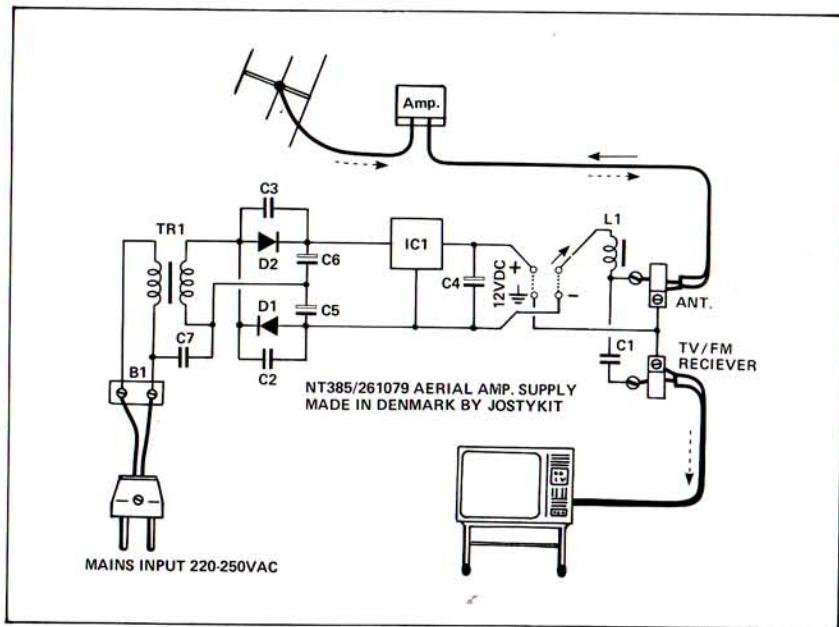


Fig. NT385.2.  
Diagram og tilslutningstegning samlet.

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
C1	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C2	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C3	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C4	6,8uF/25V	elektrolytkondensator
C5	220uF/16V	elektrolytkondensator
C6	220uF/16V	elektrolytkondensator
C7	1nF/5KV	sikkerhedskondensator
L1	0,68uH	drosselspole 1 ampere
D1	1N4005	kraftdiode
D2	1N4005	kraftdiode
IC1	78L12	spændingsregulator 12V/0,1A
TR1	9V/0,1A	transformator

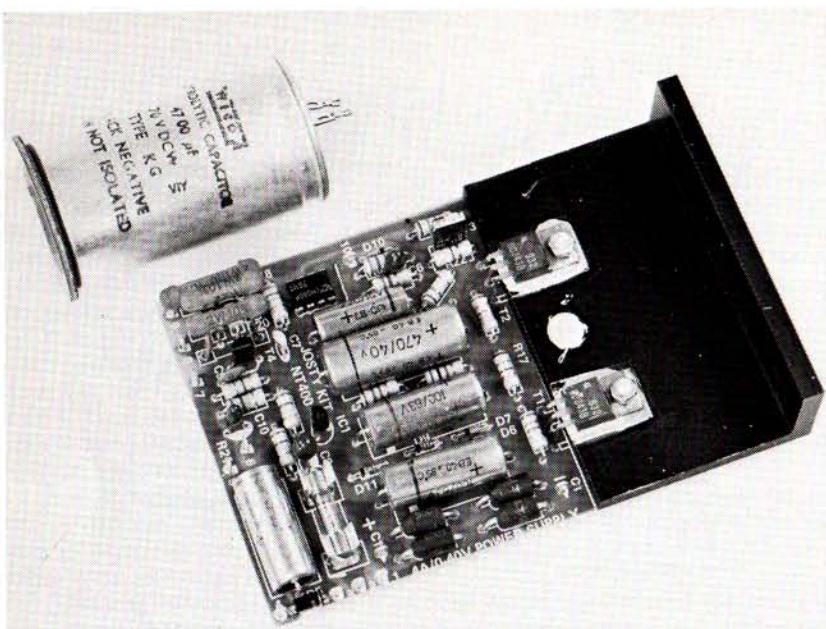


Fig. NT400.1.

Printpladen bærer de elektroniske styringer, men strømforsyningens store ladekondensator-»kanonslag» tilsluttes med ledninger. Billedet viser ikke den nødvendige køleprofil til 100 watt.

## NT400 LABORATORIE STRØMFORSYNING

NT400 er en laboratorie strømforsyning i modulform. Strømforsyningen er opbygget til at kunne afgive en variabel udgangsspænding på enten 0-40 volt eller 0-20 volt. Ved 0-40 volt kan den maksimalt give 2 ampere og ved 0-20 4 ampere.

Forholdet mellem strøm og spænding er begrænset af den tilladelige effekt i udgangstransistorer, ensretterdioder og transformator. Man kan altså IKKE bygge den til 0-40 volt og samtidig 4 ampere.

NT400 har tre faste strømbegrænsninger. Enten 100mA, 400mA, 2.000mA eller 100mA, 400mA og 4.000mA. Strømmen vælges på en vippemønskifter med tre stillinger.

Til strømforsyningen kan der leveres en mængde ekstraudstyr som gør, at man kan opbygge en laboratorieenhed helt efter kvalitetskrav og økonomi. Således findes der en standard indbygningskasse type B3400 med drejespoleinstrumenter for kontrol af strøm og spænding, - og skal resultatet være helt professionelt, kan NT400 sammenbygges med digitalt visende instrumenter (18400).

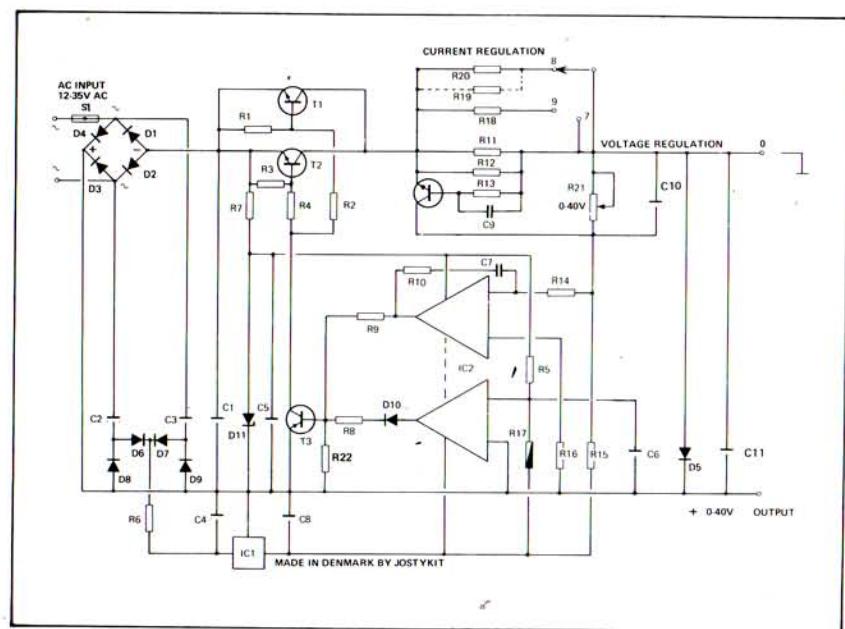


Fig. NT400.2.

Opstillingen indeholder to operationsforstærkere, hvoraf den ene indgår i temperatursikringen og den anden i reguleringen. Som referencespænding benyttes en 12 volt IC fastspændingsregulator af typen 78L12.

## DIAGRAMMET

Som de fleste strømforsyninger idag er NT400 opbygget med serieregulering. Det giver det laveste tomgangsforbrug. De to kraftige seriетransistorer til hver 100 watt - TIP35 - leverer spænding gennem kollektor til belastningen. Heri adskiller NT400 sig fra flertallet af andre strømforsyninger - der som oftest har emitterudgang. Da emitter på transistorerne i NT400 er forbundet til strømforsyningens ladekondensator, er styrespændingsforholdene ens - uanset om styre-basisstrømmen er høj eller lav. Der vil aldrig ske spændingsændringer på mere end den ene volt, der ligger som maximum mellem krafttransistorernes basis-emitter strækning.

Krafttransistorerne får fødespænding fra en meget stor elektrolytkondensator, som af plads- og monteringsmæssige hensyn er anbragt uden for printpladen. Kondensatoren opspændes på en bølle.

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/udgladtede jævnspænding er altid større end den vekselspænding, man tilslutter ( $\sqrt{2} \times$  større).

De to effektransistorer 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 samtidig 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 100 watt, tilsammen 200 watt. Forsøger man at trække 4 ampere med den uændrede opstilling og en 36 volt transformator, vil effekttabet overstige 200 watt! Uanset kølepladens størrelse kan varmen ikke nå at løbe hurtigt nok ud af overføringskølepladen til køleprofilet.

Transistoren T3 leverer styrestrom til effekttransistorernes basis'er. Uanset kølepladens størrelse kan så megen varmeeffekt ikke nå at løbe hurtigt nok ud af overføringskølepladen til køleprofilet.

Transistoren T3 leverer styrestrom til effekttransistorernes basis'er. Under maximal strøm leverer denne styretransistor omkring 1 watt.

T3 styres af den ene operationsforstærker i IC2. IC'en indeholder to operationsforstærkere. Den anden halvdel benyttes til temperatursikring mod termisk overbelastning.

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, vil udgangsspændingen være nøjagtig den samme som til reference-spændingen - 12 volt.

For at sikre strømforsyningen eller det tilsluttede udstyr mod ødelægelse, er der indbygget en strømsikring på NT400. Den består af en NPN-siliciumtransistor, der mäter spændingsforskellen over nogle faste modstande. Ved mere end 0,5-0,6 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 400mA. Forbindes 7 og 8, vil begrænsningen være 2 eller 4 ampere afhængig af komponentvalg.

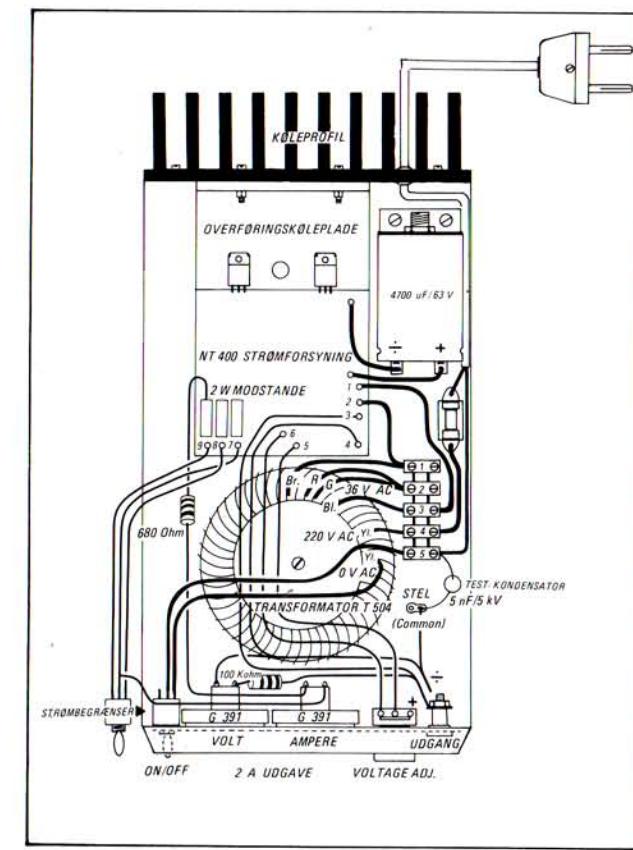
Forbinde man ikke, vil strømforsyningen leve max. 100mA før begrænsning. Derved kan man anvende en simpel vippeomskifter med 3 terminale og midterstilling for strømvalgene 100mA, 400mA eller 2.000mA (4.000 mA).

Udgangen fra operationsforstærkeren til temperaturstyringen er ført ud til loddeøje nr. 10. Mellem dette loddeøje og stel (plus), kan man tilslutte en lysdiode med seriemodstand (1,5kOhm). 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 70°C er dens værdi omkring 27 kOhm. Under 27 kOhm, dvs. over 70°C, udstyrer 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.

Fig. NT400.3.  
Tilslutning og  
indbygning i  
kasse af  
0-40V/2A-  
model.



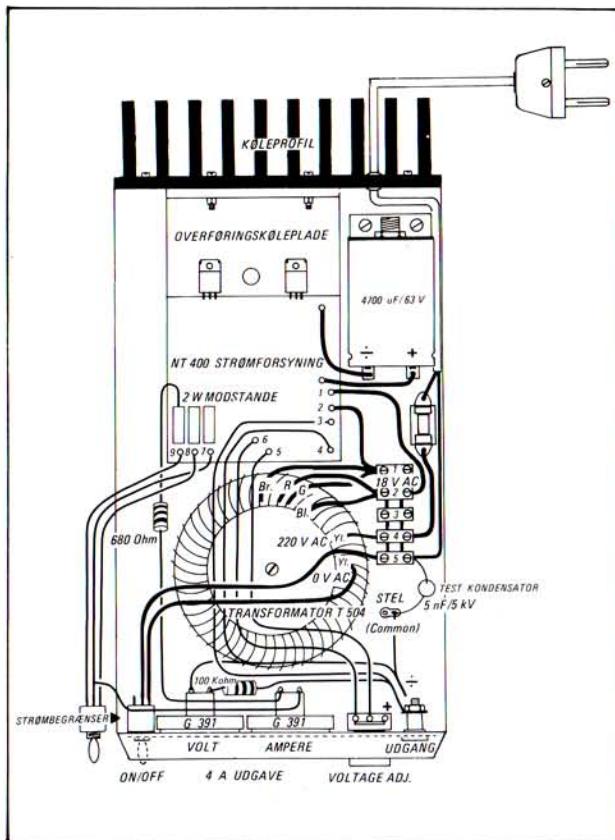
## TISSLUTNING

NT400 kan naturligvis benyttes i enhver indbygningskasse med køleprofil til køleoverføringsvinklen. Tegningen fig. NT400.3. viser, hvordan Jostykit anbefaler indbygning i chassissettet B3400 til 2 ampere 0-40 volt. Dette sæt er komplet excl. en T504 ringkernetransformator. Den tilsvarende indbygning og ledningsføring for 4 ampere udgaven er vist på fig. NT400.4.

Tilsvarende koblingseksempler for NT400 med digital visning er beskrevet i afsnittet 18400/18401.

## TEKNISKE DATA

	Ved max. 2 amp.	Ved max. 4 amp.
Driftspænding AC ind f. max. data	36 VAC	18 VAC
Driftspænding mellem min./max.	18-40 VAC	12-20 VAC



**Fig. NT400.4.**  
Tilslutning og  
indbygning i  
kasse af  
0-20V/4A-  
model.

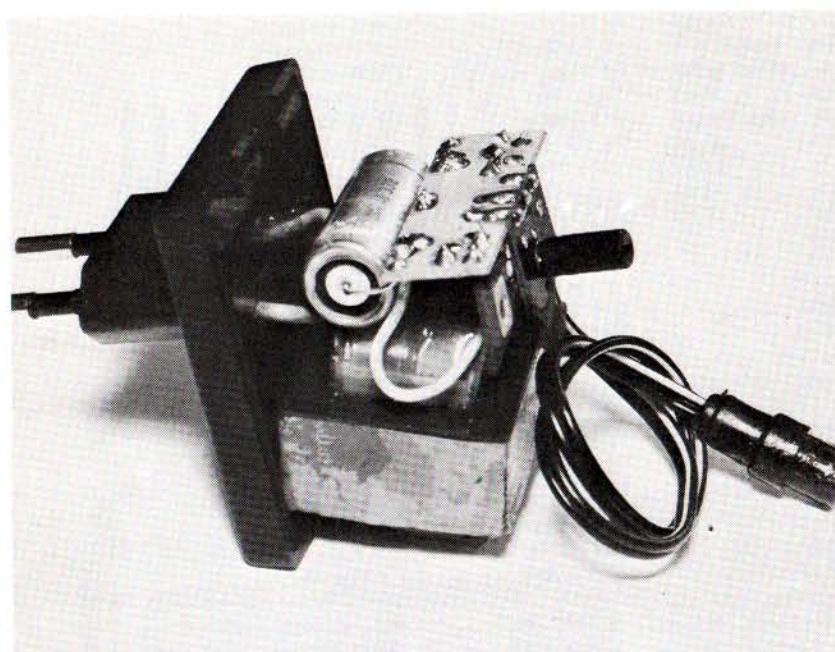
Strømbegrænsning	100/400/2000mA	100/400/4000mA
Udgangsspænding v. fuld last	0,0-40,0 V	0,0-15,0 V
Udgangsspænding i tomgang	0,0-40 V	0,0-25 V
Indre modstand DC - 50 Hz	10 milli Ohm	10 milli Ohm
Temperatur shunt down	65-75°C	65-75°C
Ripple på udgang Veff. max.	0,2 mV	0,2 mV

#### KOMPONENTLISTE

Komponentlisten viser modstandsverdier for de to typer NT400 - 2 og 4 ampere udgaven. NT400 kan KUN bygges til den ene eller den anden strøm.

Nr.	Type	Værdi	Benævnelse
R1		2,7 kOhm	1/4 W modstand
R2	(2 A)	1 kOhm	1/4 W modstand

R2	(4 A)	150 Ohm	1/4 W modstand
R3		2,7 kOhm	1/4 W modstand
R4	(2 A)	1 kOhm	1/4 W modstand
R4	(4 A)	150 Ohm	1/4 W modstand
R5		15 kOhm	1/4 W modstand
R6	(2 A)	1 kOhm	1/4 W modstand
R6	(4 A)	100 Ohm	1/4 W modstand
R7	(2 A)	5,6 kOhm	1/4 W modstand
R7	(4 A)	1,5 kOhm	1/4 W modstand
R8		5,6 kOhm	1/4 W modstand
R9		4,7 kOhm	1/4 W modstand
R10		82 kOhm	1/4 W modstand
R11		10 Ohm	1/4 W modstand
R12		10 Ohm	1/4 W modstand
R13		470 Ohm	1/4 W modstand
R14		12 kOhm	1/4 W modstand
R15		12 kOhm	1/4 W modstand
R16		12 kOhm	1/4 W modstand
R17		220 kOhm	NTC modstand
R18		1 Ohm	2 W modstand
R19		0,22 Ohm	2 W modstand
R20		0,22 Ohm	2 W modstand
R21		47 kOhm	LIN potentiometer
R22		3,9 kOhm	1/4 W modstand
C1		4700uF/63V	elektrolytkondensator
C2		100uF/63V	elektrolytkondensator
C3		100uF/63V	elektrolytkondensator
C4		470uF/40V	elektrolytkondensator
C5		220uF/16V	elektrolytkondensator
C6		4,7uF/35V	tantalkondensator
C7		27pF/125V	keramisk skivekondensator
C8		10uF/25V	tantalkondensator
C9		2,2nF/125V	keramisk skivekondensator
C10		2,2uF/35V	tantalkondensator
C11		220uF/40V	elektrolytkondensator
D1-D4		1N5404	kraftdiode
D5		1N4005	kraftdiode
D6-D10		1N4148	diode
D11		ZPD4,7V	zenerdiode
T1		TIP35	NPN krafttransistor
T2		TIP35	NPN krafttransistor
T3		BD138	PNP krafttransistor
T4		BC547B	NPN transistor
IC1		78L12	12 V regulator
IC2		1458	dual operationsforstærker

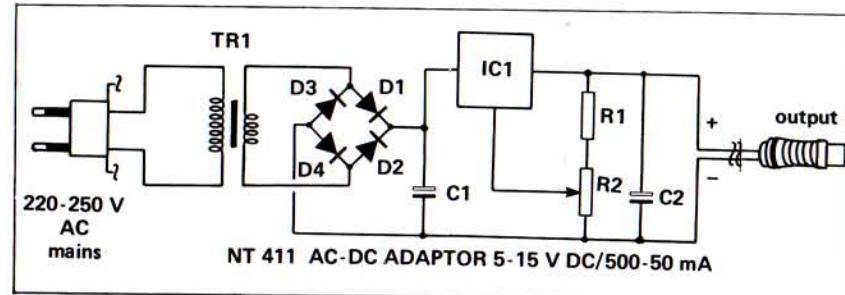


**Fig. NT411.1.**  
Konstruktionen leveres i byggesæt som elektronik og transformator med en lækker indbygningskasse og alle kabler samt stikforbindelser.

## NT411 MIKROSTRØMFORSYNING

NT411 er en lille variabel strømforsyning med indbygget transformator og elektronik. Forsyningen ligner meget de sædvanlige AC-adaptorer, og den kan da også benyttes som en sådan. Men modsat sædvanlige AC-adaptorer, er NT411 elektronisk stabiliseret. Det er væsentligt i forbindelse med strømforsyning af mange små elektroniske opstillinger - men helt uvæsentligt i forbindelse med almindelige adaptorforsyneede regnemaskiner, kassetteradioer og kassettebåndoptagere. NT411 kan benyttes overalt - også sammen med de mange små JK-HOBBY sæt, - der ikke kan benyttes med en simpel adaptor uden elektronisk regulering. Et eksempel herpå er den lille FM-tuner JK04 med diodeafstemning. Den skal arbejde med en helt brumfri og konstant spænding. Det er fordi den afstemmes med en spænding - og den mindste spændingsvariation vil flytte modtagestationerne. Er der brum, vil stationerne flyttes i takt med brummet. Det vil totalt ødelægge modtagelsen, hvis man da ikke benytter den brumfrie NT411.

En ekstra fordel med NT411 er, at den er kontinuerlig variabel mellem 5 volt og 12 volt. Man kan indstille nøjagtigt til den ønskede spænding i dette område. En ting der gør NT411 yderligere universal. Den kan benyttes overalt i hjemmet til alle apparater.



**Fig. NT411.2.**  
NT411 er elektronisk regulerbar og stabiliseret med en lille 5 volt fastspændingsregulator til max. 500 mA.

NT411 er forsynet med indbygget strømbegrænsere. Den sænker udgangsspændingen til nul volt, hvis man prøver at trække mere end 500 mA. Derefter er man sikret imod kortslutning. Men NT411 er også sikret imod overbelastning. Hvis den elektroniske regulator bliver for varm, vil den sænke udgangsspændingen til et niveau, hvor den ikke ødelægges.

Også i forbindelse med apparater med indbyggede NiCd akkumulatorer er NT411 fin. Den kan maksimalt afgive 500 mA ved 5 volt. Ved højere spændinger giver den mindre strøm. På 12 volt kan den afgive 50 mA helt brumfri. Derfor kan den anbefales til opladning af f.eks. walkie-talkie'er med indbyggede ladbare celler.

## DIAGRAMMET

NT411 er enkelt opbygget. Via en nettransformator omdannes 220 volt netspændingen til 13,5 volt. Denne spænding ensrettes og udglattes med C1. Derefter sendes spændingen ind gennem en 5 volt fastspændingsregulator IC1. Den er koblet således, at dens udgangsspænding er variabel fra de faste 5 volt til 12 volt. Afhængig af komponenttolérancer kan udgangsspændingen gå op på maksimalt 13-15 volt, men her vil der begynde at komme brum. Indstil derfor aldrig til mere end 12 til 13,5 volt i kredsløb, hvor der skal være stabil spænding.

## TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	220-250VAC
Effektforbrug . . . . .	2-5 watt
Udgangssstrøm ved 5-7,5 volt . . . . .	400 mA
Udgangssstrøm ved 7,5-9 volt . . . . .	300 mA
Udgangssstrøm ved 9-12 volt . . . . .	150 mA
Udgangssstrøm ved 12-13,5 volt . . . . .	50 mA
Støj og brum på udgangen . . . . .	2 mV

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	330 Ohm	1/4 W modstand
R2	470 Ohm	1/4 W trimmepotentiometer
C1	1000uF/16V	elektrolytkondensator
C2	10uF/25V	tantalkondensator
D1-D4	1N4005	kraftdiode 1A
TR1	T411	transformator og indbygningshus med netstik, tilslutningsstik, ledning og polvender.

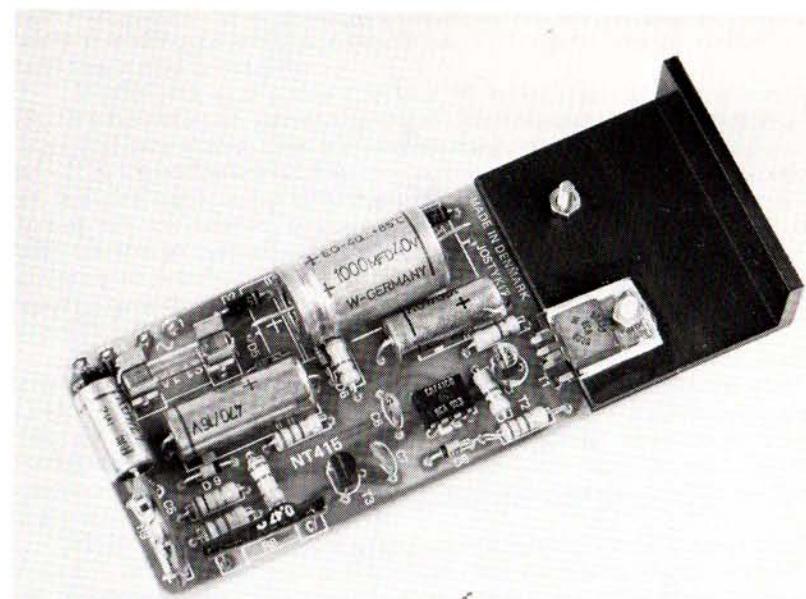


Fig. NT415.1.  
NT415 strømforsyningen er opbygget med køleoverføringsplade.

## NT415 LABORATORIESTRØMFORSYNING

NT415 er en lille laboratoriestrømforsyning, som kan give spændinger mellem 0 og 30 volt ved strømme mellem 0 og 1 ampere. Spændingen er kontinuerligt justerbar i hele området. Strømmen begrænses til ca. 1 ampere ved kortslutning.

NT415 finder anvendelse på hjemmelaboratoriet og på serviceværkstedet. Den kan også benyttes til drift af andre apparater, der kræver forskellige spændinger.

En eller to NT415 strømforsyninger kan indbygges sammen i den lille laboratoriebox B3415/3430. Derved får man en strømforsyning, der kan afgive både plus og minus spændinger. Afhængig af formålet skal NT415 drives med en egnet transformator og monteres på hovedkøleprofil. Transformatoren kan være på 12 til 24 volt, men bedst er det at benytte en høj transformatorspænding. Derved opnås god stabilitet.

## DIAGRAMMET

Blokdiagrammet fig. NT415.2 viser med hvilke grundkredsløb, NT415 er opbygget. Der er ensretter og ladekredsløb, serie reguleret transistor, fejl-

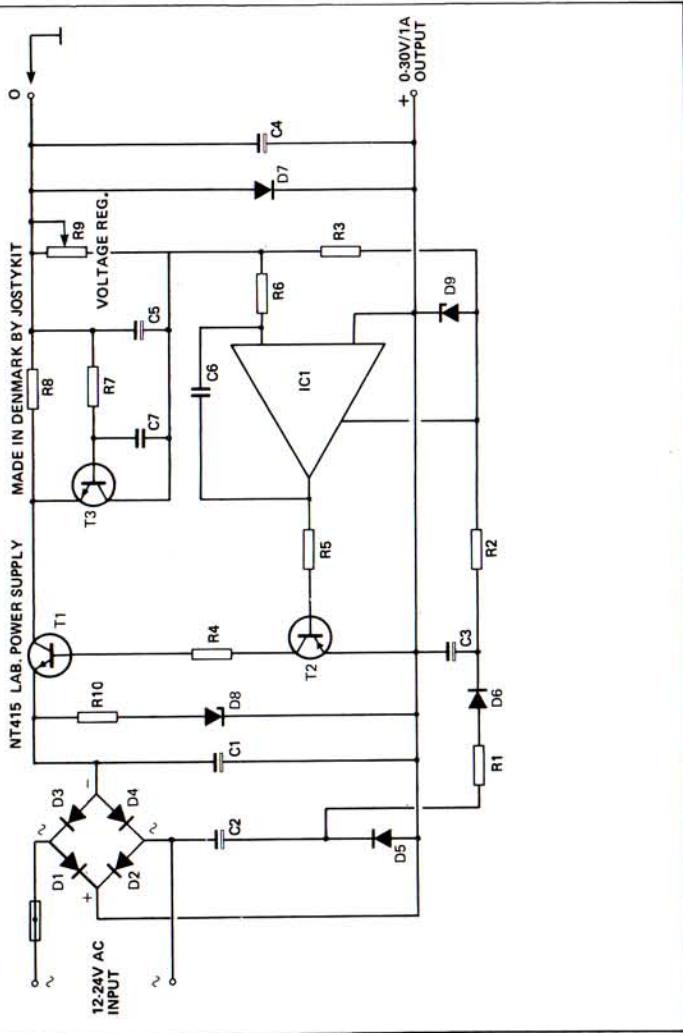


Fig. NT415.3.

Der er en galvanisk adskilt reference og IC-forsyningsspænding i NT415. Af transformatorens vekselspænding dannes den ekstra forsyningsspænding via elektrolytkondensatoren C2.

forstærker og referencespænding. Sikringskredsløbet, som begrænser strømmen til 1 ampere, vises på diagrammet fig. NT415.3.

Ensretter og ladekondensator er opbygget på samme måde som i andre strømforsyninger. En transformatorspænding på 24 volt ensrettes og udglattes til ca. 34 volt i tomgang. Under belastning synker spændingen til ca. 31 volt.

Seriereguleringen med transistoren T1 og dens drivertransistor T2 åbner

mere eller mindre for strømmen til udgangen. Derved kan man få lavere eller højere spænding på udgangsterminalerne. T1 fungerer som en variabel modstand i serie med belastningen.

Transistoren skal styres i forhold til indstillingen på potentiometeret R9. Det sker efter en sammenligning af referencespænding og udgangsspænding i fejlforsærkeren. Den er udformet med en standard operationsforstærker - IC2. Operationsforstærkerens *inverting-indgang* tilføres signal fra udgangen gennem reguleringspotentiometeret R9 og referencesignal gennem R3. Op-amp'sens *non-inverting-indgang* er forbundet til stel. Det betyder, at der er stabil tilstand på operationsforstærkerens udgang, når R9 og R3's spændinger lige netop er nul volt. Så er strømmen gennem R9 og R9 lige store. Som beskrevet i grundbogen under »operationsforstærkere» er tilstanden for en op-amp altid stabil, når spændingerne på de to indgange er ens.

Til drift af referencestrømmen gennem R3 og selve operationsforstærkeren behøves en spænding, der er lavere end nul-volt udgangsterminalen. Da NT415 strømforsyningen er konstrueret for en enkelt transformatorspænding, må referencespændingen skabes kunstigt. Dertil benyttes en overføringskondensator C2 til transformatorens ene forsyningsledning - udenom ensretterne. Dioderne D5 og D6 opbygger den modsat polariserede forsyningsspænding på ladekondensatoren C3.

Efter C3 følger et stabiliseringsskredsløb med en modstand og en zenerdiode D9. Dioden fastholder den kunstige forsyningsspænding på nojagtigt 10 volt. Af prismæssige årsager benyttes en simpel 1.1 watt zenerdiode i stedet for et større stabiliseringsskredsløb. Det skal dog bemærkes, at zenerdioden er en effekttype med meget lav indre modstand - typisk 5-10 Ohm. Med en zenerdiode til lavere effekt kunne man opnå samme funktion men ikke samme stabilitet. Zenerdioder til 400mW har ofte indre modstande på 25 til 100 Ohm. Det giver ringere spændingskonstans ved varierende driftsstrøm - og strømmen gennem R1 og R2 kunne variere. Varierende belastning vil få transformatorens vekselspænding til at variere i takt med belastningsændringerne. Derfor kunne en endnu mere stabil løsning opnås ved at erstatte D9 med en 10 volt fastspændingsregulator - f.eks. type 7810.

Fejlforsærkeren regulerer udgangsspændingen som en funktion af strømmen i R9. Da R3 er på 10 kOhm, er referencestrømmen 1mA. Derved bliver udgangsspændingen programmerbar med dekademodstande. En R9 modstands værdi på 10 kOhm giver 10 volt udgangsspænding. En modstand på 1 kOhm giver 1 volt etc. Enhver modstand i kOhm giver en tilsvarende spænding i volt. Derved er en kontinuerlig indstilling ret let, fordi potentiometeret vil give en lineær variérbar udgangsspænding som funktion af en lineær drejning.

Det er vigtigt, at en laboratoriestrømforsyning er kortslutningssikker. I NT415 er kortslutningssikringen udformet med en enkelt transistor. Hvis spændingen over denne transistor - T3 - overstiger 0,6 volt, vil den kortslutte spændings-indstillingsspotentiometeret R9. Derved vil spændingen synke mod nul. Det er modstanden R8's størrelse, der bestemmer strømbegrænsningen. Modstanden er på 0,47 Ohm. Ved 1 ampere vil der ligge 0,47 volt over modstanden (Ohm's lov). Der vil transistoren begynde at lede. Ved 0,6 volt vil transistoren trække spændingen på udgangen ned til nul volt. Der leder den fuldt. Andre strømme kan programmeres, blot man holder sig under ca. 1.2 ampere, hvor sikringen vil brænde over (S1). Sikringskredsløbet er en lille smule temperaturafhængigt. Hvis T3's temperatur stiger, skal der mindre basis-emitter spændingsfald til at starte en strømbegrænsning. Ved en omgi-

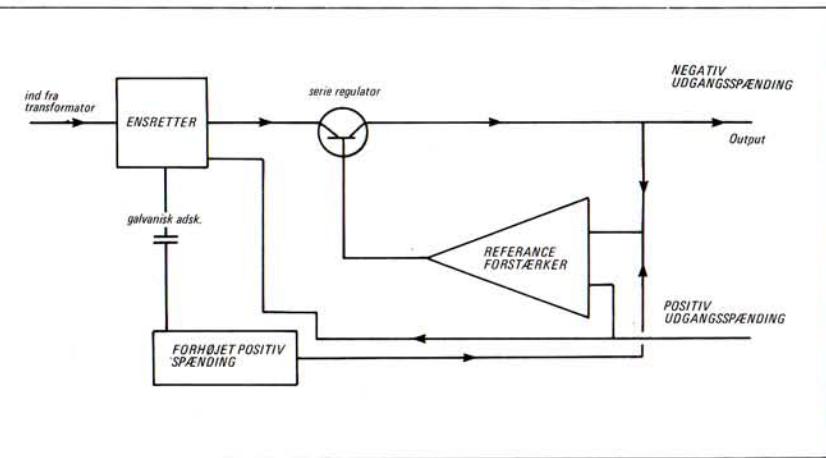


Fig. NT415.2.  
Blokdiagram med serietransistor, fejlförstärker og referencekredsløb til 10 volt.

velsestemperatur på 50 grader, er  $V_{be}$  ca. 0,5 volt, og udgangsstrømmen vil begrænses fra ca. 0,8 ampere.

Kondensatorerne  $C_4$  på udgangen og  $C_6$  over operationsförstärkeren er anbragt for at hindre selvsving i reguleringskredsløbet.  $C_7$  hindrer selvsving i sikringskredsløbet. Dioden  $D_7$  over udgangen sikrer imod fejlpændinger ind i strømforsyningen. Kondensatoren  $C_5$  overfører vekselpændinger fra udgangen til fejlförstärkeren. Det giver bedre brumundertrykkelse.

## TILSLUTNING

NT415 er nem at tilslutte og bruge. Blot man husker, at den *altid* skal arbejde med vekselpænding ind. Ellers vil der ikke dannes referencespænding, og uden den er der ikke korrekt forsyningsspænding til IC1. Desuden bør man aldrig indstille udgangspændingen til mere spænding end den benyttede transformator angiver - eller for den sags skyld programmere højere spænding med en fast modstand. Hvis man gør det, vil  $R_4$  modstanden overbelastes. Fejlförstärkeren prøver at skabe højere udgangspænding end der er mulighed for. Benyttes NT415 på transformatorer, anbefales det at forbinde en formodstand eller et trimmepotentiometer parallelt over  $R_9$ , så dets værdi aldrig kan overstige det antal kOhm, som transformatorspændingen giver i volt.

NT415 skal have køling. Som byggesæt leveres NT415 med en praktisk overførings-køleplade. Den har *kun* til opgave at overføre varmen fra seriereguleringstransistoren  $T_1$ . Denne transistor kan afsætte op imod 30 watt med kortsluttet udgang. Derfor er køleprofil obligatorisk. Der er ikke overhedningsbeskyttelse på NT415 som på storebroderen NT400.

Tegningen på fig. NT415.4. viser, hvorledes man kan indbygge en

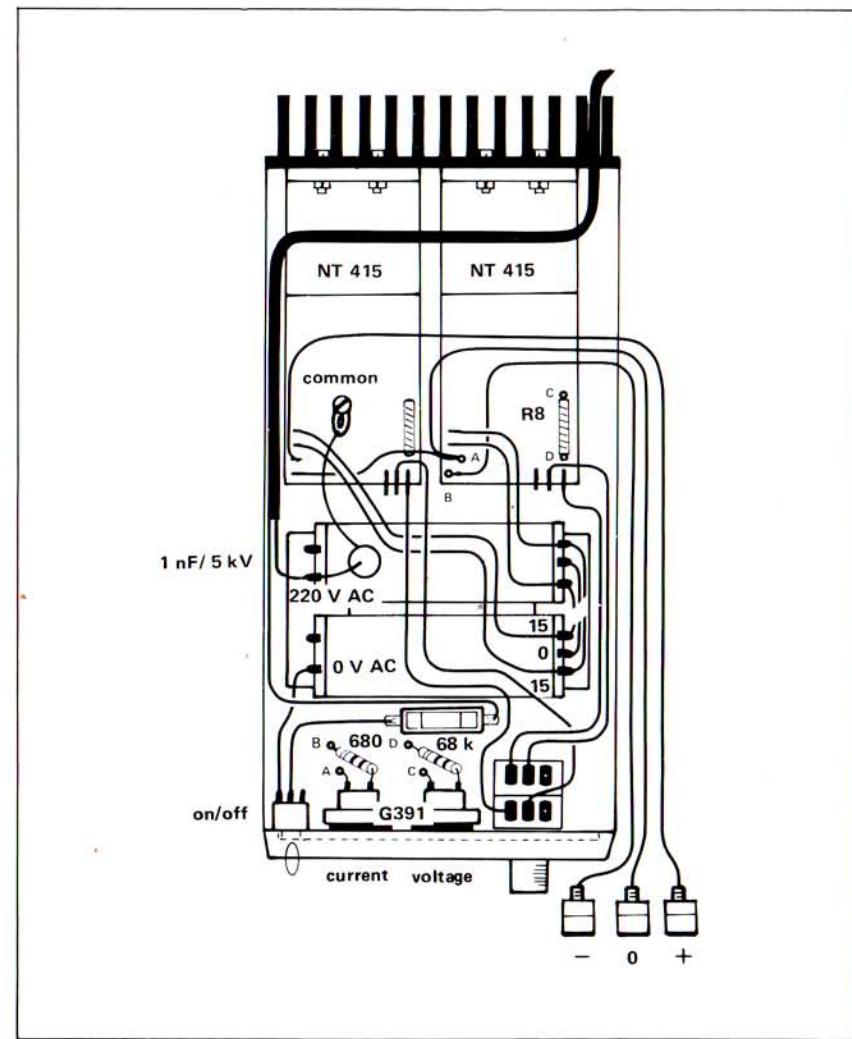


Fig. NT415.4.  
NT415 indbygges i en B3415 box.

NT415 strømforsyning i det specialdesignede indbygningskabinet B3415 sammen med en T301 transformator. Kabinettets bagplade er udformet som køleprofil til 100 watt. Det er rigeligt til endog to stk. NT415 og viser, hvorledes man på den rigtigste måde kører strømforsyningen. Køling og opspænding på jernplade, malet plade eller andre termoisolerende materialer vil hurtigt medføre total ødelæggelse af NT415.

Fig. NT415.5. viser, hvordan man skal forbinde to NT415 strømforsyninger til plus-minus spænding. Bemærk: T301 transformatorens to spole-

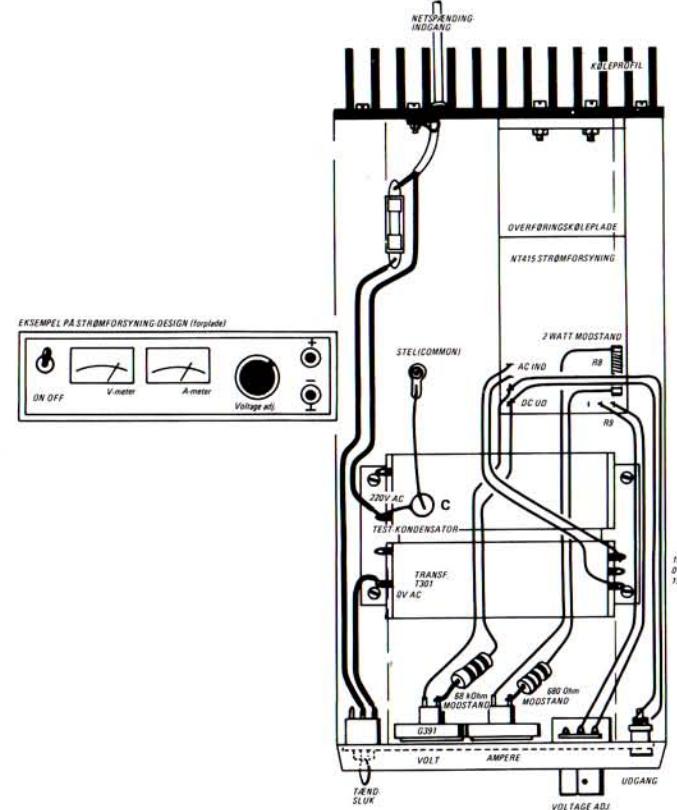


Fig. NT415.5.

To NT415 indbygget i en B3430 indbygningsbox som dobbeltstrømforsyning til plus/minus 30 volt eller 0-60 volt/1 ampere.

halvdeler skiller ad elektrisk. Så man får to halvdeler med 15-0-15 volt. Hver NT415 skal have hver sin halvdel fra 15 til 15 volt. Transformatoren er mærket med 15 volt i anden forbindelse, men giver ikke for meget spænding til NT415!

I afsnittet om det digitale strøm/spændingmeter vises, hvorledes man opbygger en laboratoriestrømforsyning med stor nøjagtighed. Der henvises til 18400/18401.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	(12)-24 volt AC
Strømforbrug/udgangsstrøm . . . . .	1,2 A max.
Udgangsspænding regulerbar . . . . .	0,0-30 volt
Brumspænding/støj på udgangen . . . . .	1mV max./typ. 0,1mV
Minimum kølekrav . . . . .	30 watt
Indre modstand . . . . .	10 mOhm/100Hz/DC

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	330 Ohm	1/4 W modstand
R2	680 Ohm	1/4 W modstand
R3	10 kOhm	1/4 W modstand
R4	330 Ohm	1/4 W modstand
R5	3,3 kOhm	1/4 W modstand
R6	10 kOhm	1/4 W modstand
R7	680 Ohm	1/4 W modstand
R8	0,47 Ohm	2 W modstand
R9	47 kOhm	1/4 W potentiometer Vb indst.
C1	1000uF/30-40V	elektrolytkondensator
C2	100uF/30-40V	elektrolytkondensator
C3	470uF/16-18V	elektrolytkondensator
C4	47uF/30-40V	elektrolytkondensator
C5	0,22uF/35V	tantalkondensator
C6	1nF/125V	keramisk skivekondensator
C7	2,2nF/125V	keramisk skivekondensator
D1-D4	1N4005	1 ampere diode
D5-D6	1N4148	0,1 ampere diode
D7	1N4005	1 ampere diode
D8-D9	ZPY10	10V/1.1W zenerdiode
T1	BD239/BD241/TIP35 NPN krafttransistor	
T2	BC557B PNP transistor	
T3	BC547B NPN transistor	
IC1	741	operationsforstærker

Ved AE80-bogens udgivelse er NT500 ikke færdigkonstrueret, hvorfor diagram og komponentliste kun må betragtes som retningsgivende. Endelig færdiggørelse vil ske i forbindelse med udgangsforstærkeren AF500.

## NT500 DOBBELT FORSTÆRKER-STRØMFORSYNING

NT500 er en meget stor dobbeltstrømforsyning til to AF500 udgangsforstærkere. Kun med en sådan strømforsyning er man sikret imod forringede elektriske data med de kraftige udgangsforstærkermoduler.

NT500 er opbygget specielt med henblik på stereo og/eller brokobling til meget høje effekter. Således kan man opnå mindst  $2 \times 200-250$  watt i stereo eller 4-500 watt mono. Ved det høje niveau er forbruget omkring 1.000 watt. De to strømforsyningsdeler er galvanisk adskilt. Derved opstår der ikke brumsløjer, heller ikke i forbindelse med brokobling og udstyring fra een og samme forstærker. Der er forsyningsspændinger på NT500 for drift på equalizere og forstærkere. Ialt er der doblette forsyningsspændinger for +60V, +50V, +12V, -12V, -50V og -60V.

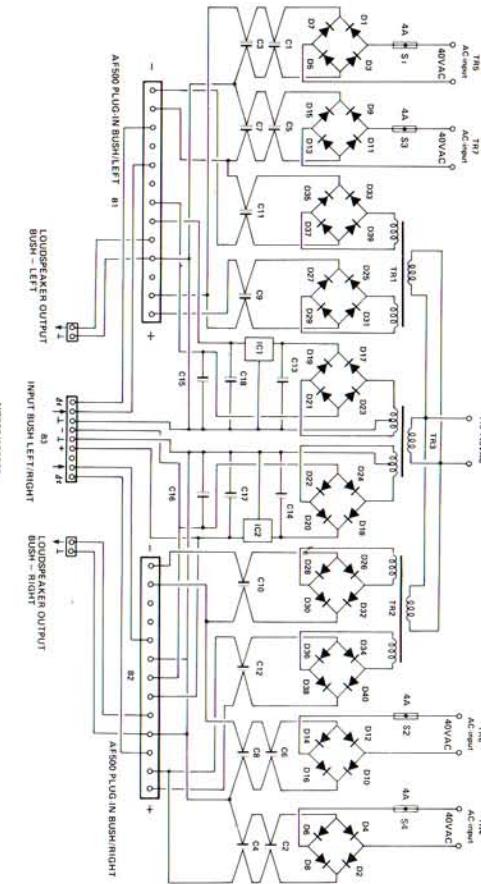


Fig. NT500.2.

Diagrammet er enkelt i koblingsform. De »skæve» forbindelsesledninger til ladekondensatorerne indikerer de korrekte strømveje fra ensrettedioder til ladekondensatorer.

## DIAGRAMMET

Diagrammet for NT500 indeholder en række konventionelle brokoblede ensrettere, ladekondensatorer og 12 volt stabiliseringsskredsløb. Som diagram betragtet er NT500 enkel, men diagrammets form indikerer strøm-

vejene mellem ensretterdioder og ladekondensatorer. Det er af allervigtigste betydning for undgåelse af brumsløjer. De store AF500 forstærkere arbejder med støjtal på 110dB, og fejlstrøm i få millimeters printbane vil ødelægge data. 110dB er en signal/støj forskel på 100.000 gange!

**KOMPONENTLISTE**  
(der skal tages specielt forbehold for ændringer)

Nr.	Værdi	Benævnelse
D1	1N5404	3A silicium diode
D2	1N5404	3A silicium diode
D3	1N5404	3A silicium diode
D4	1N5404	3A silicium diode
D5	1N5404	3A silicium diode
D6	1N5404	3A silicium diode
D7	1N5404	3A silicium diode
D8	1N5404	3A silicium diode
D9	1N5404	3A silicium diode
D10	1N5404	3A silicium diode
D11	1N5404	3A silicium diode
D12	1N5404	3A silicium diode
D13	1N5404	3A silicium diode
D14	1N5404	3A silicium diode
D15	1N5404	3A silicium diode
D16	1N5404	3A silicium diode
D17	1N4005	1A silicium diode
D18	1N4005	1A silicium diode
D19	1N4005	1A silicium diode
D20	1N4005	1A silicium diode
D21	1N4005	1A silicium diode
D22	1N4005	1A silicium diode
D23	1N4005	1A silicium diode
D24	1N4005	1A silicium diode
D25	1N4005	1A silicium diode
D26	1N4005	1A silicium diode
D27	1N4005	1A silicium diode
D28	1N4005	1A silicium diode
D29	1N4005	1A silicium diode
D30	1N4005	1A silicium diode
D31	1N4005	1A silicium diode
D32	1N4005	1A silicium diode
D33	1N4005	1A silicium diode
D34	1N4005	1A silicium diode
D35	1N4005	1A silicium diode
D36	1N4005	1A silicium diode
D37	1N4005	1A silicium diode
D38	1N4005	1A silicium diode
D39	1N4005	1A silicium diode
D40	1N4005	1A silicium diode
IC1	7812	12volt/1A spændingsregulator
IC2	7812	12volt/1A spændingsregulator

TR1		specialtransformator
TR2		specialtransformator
TR3		specialtransformator
C9	470/16V	elektrolytkondensator
C10	470uF/16V	elektrolytkondensator
C11	470uF/16V	elektrolytkondensator
C12	470uF/16V	elektrolytkondensator
C13	470uF/16V	elektrolytkondensator
C14	470uF/16V	elektrolytkondensator
C15	220uF/16V	elektrolytkondensator
C16	220uF/16V	elektrolytkondensator
C17	4,7uF/40V	elektrolytkondensator
C18	4,7uF/40V	elektrolytkondensator
C1	4700uF/63V	chassis elektrolytkondensator
C2	4700uF/63V	chassis elektrolytkondensator
C3	4700uF/63V	chassis elektrolytkondensator
C4	4700uF/63V	chassis elektrolytkondensator
C5	4700uF/63V	chassis elektrolytkondensator
C6	4700uF/63V	chassis elektrolytkondensator
C7	4700uF/63V	chassis elektrolytkondensator
C8	4700uF/63V	chassis elektrolytkondensator

## PRINTSERVICE KONSTRUKTIONER

En del konstruktioner af særlig interesse fabrikeres af Jostykit uden bogstavbetegnelse. Konstruktioner, der normalt ikke ellers ville finde vej til de mere professionelle amatører, får således også en chance. Nogle af dem fabrikeres i mindre antal, andre er helt udgået. Men ens for dem alle er, at de i byggesæt kun leveres som print med komponenter og en meget kortfattet byggevejledning. Jostykit fabrikerer ikke disse sæt med sædvanlig byggesætganti, og der er sjældent en dansk komponentliste med - ofte er den på tysk eller engelsk. Det kan synes ærgerligt, men de begrænsede salgstal sætter den naturlige grænse. En del af dette kan AE-bogen rede bod på.

Cifferangivelsens første to numre svarer til: AF=12, AT=13, GP=14, HF=16, MI=18 og NT=19, i almindelig byggesæt terminologi.

Ved udgivelsen af AE-bogen var følgende printservicetæt på markedet: 18400/18401, 18460, 18461 og 18580. Disse sæt omtales i det følgende.

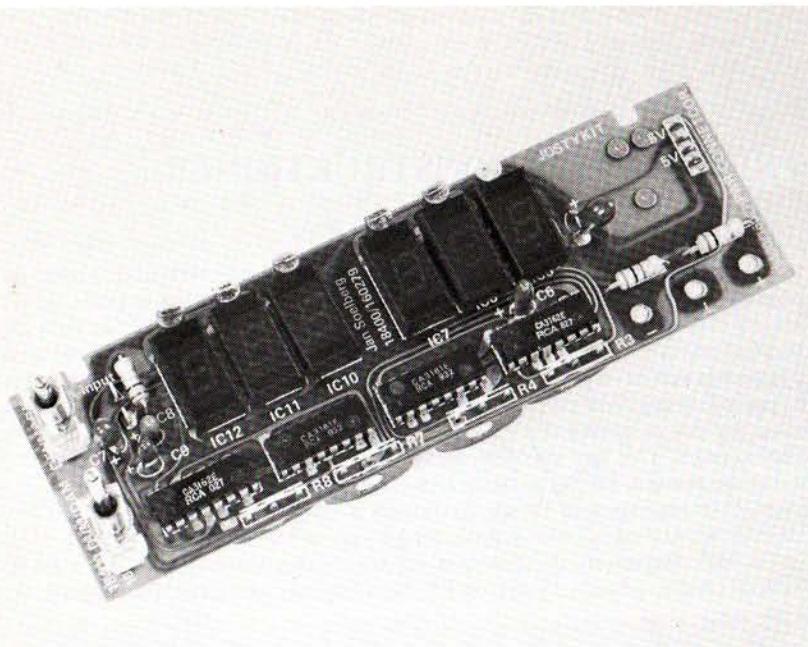


Fig. 18400/18401.1.

Billedet viser de to printplader. 18400 indeholder to digitale voltmetre med 3 x 2 displays, omskifte og bøsninger for tilslutning. 18401 er strømforsyningen med dobbelttransformatoren, to store elektrolytkondensatorer, 5 volt regulatorer og kantkonnektorbøsning.

## 18400/18401 DIGITAL AMPERE- & VOLTMETER

Den simplest mulige indikator for spændingsindstilling af en strømforsyning er en skala til den knap, man indstiller på. Det er en enkel og god metode, og den kan udføres meget nøjagtigt med et præcisionspotentiometer.

En skala er dog behæftet med den fejl, at den ikke i sig selv er en kontrol af, om spændingen er lig med den indstillede. Det mest ekstreme tilfælde er en kortsluttet strømforsyning. Den har spændingen 0 volt på udgangen - uanset hvad potentiometeret er indstillet på.

En bedre løsning er at montere et drejespoleinstrument på strømforsyningens udgang. Denne løsning er nøjagtig indenfor det aflæsbare på skalaen. Typisk er nøjagtigheden bedre end 2% med professionelle instrumenter. Med denne form for indikator har man direkte kontrol af strømforsyningen. Med kortsluttet udgang vil man få en spændingsvisning på 0 volt. Desuden har man kontrol af små spændingsudsving. På et strøm-måleinstrument kan man følge strømændringerne. Instrumenterne giver en visuel information om driftstil-

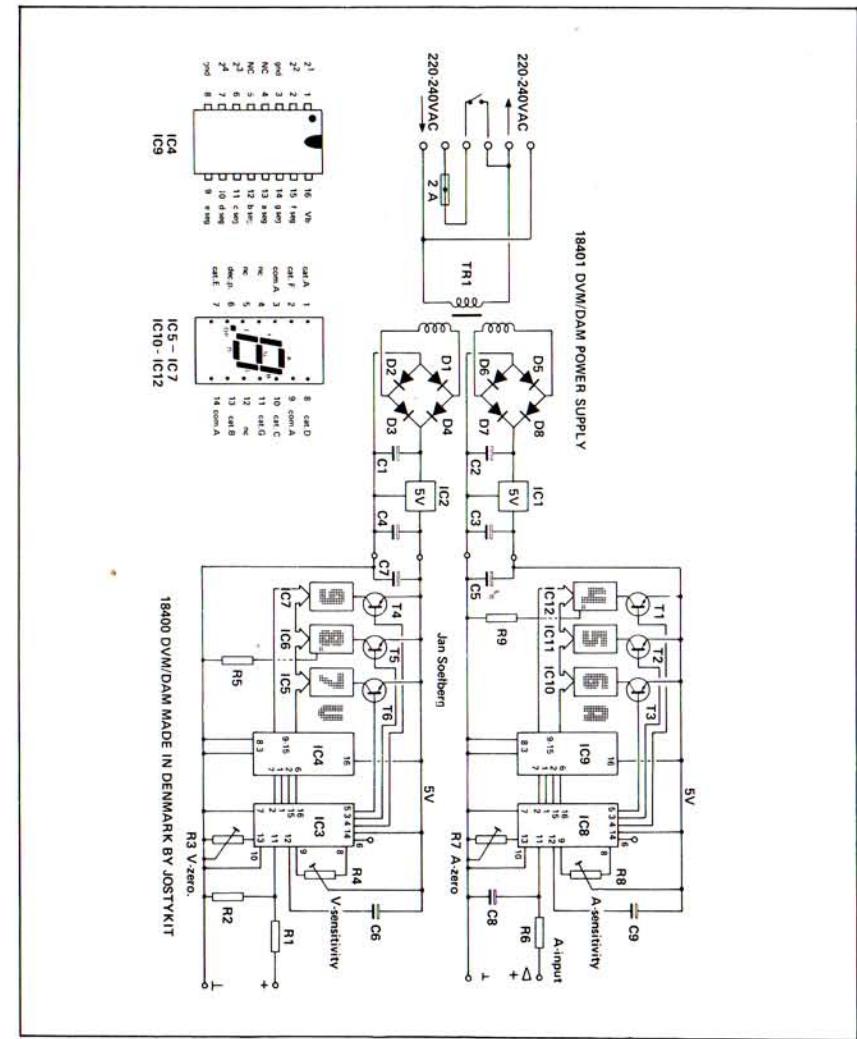


Fig. 18400/18401.2.

Diagrammet viser den to-delte konstruktion. Læg mærke til, at der overhovedet ikke er fælles forbindelser. Kun derved kan ampere-meter og volt-meter kobles til vilkårlige strømforsyninger på vilkårlige steder.

standen, og drejespoleinstrumenter har ydermere den fordel, at man kan følge ret hurtige udsving.

Det kan man ikke med *digitale* måleinstrumenter. Der skal man for hver strøm og spænding aflæse et tal. Det tager den menneskelige hjerne og øjet omkring tre sekunder, hvor en tilsvarende aflæsning af et *analog* meter (f.eks. drejespoleinstrument) kan gøres på mindre end 0,3 sekunder.

Men på et digitalt meter har man mulighed for at placere mange tal på ganske lille plads. Man opnår en stor nøjagtighed. Hvor et analog meter giver en aflæsningsnøjagtighed på 2%, kan man på et digital meter opnå 0.1% med 3 cifre.

Kombinationen af et digitalt og et analogt måleinstrument må i nogen sammenhænge anses for optimal. Det ses bl.a. hos et tysk firma - Görtz - som har kombineret analog og digital visning i et specielt universal måleinstrument.

Til strømforsyninger er den optimale løsning nok et digitalt måleinstrument. Som oftest har man brug for at indstille en konstant og helt nøjagtig spænding. Strømmen er også ofte konstant - om end ikke i samme grad som den indstillede spænding.

Derfor blev der udviklet et lille panelmeter til strømforsyninger. Meteret er med digital visning af strøm og spænding. Hver elektrisk enhed gives med maksimalt 3 cifre. Spændingen kan vises fra 00.0 volt til 99.9 volt og strømmen fra 0.00 ampere til 9.99 ampere. Mere professionelt udtrykt måles spændingen til 100 volt med en oplosning 100mV og strømmen til 10 ampere med en oplosning på 10mA. Udtrykket oplosning betegner den mindste elektriske enhed, der kan opfattes.

I virkeligheden er 18400 et dobbelt digitalt spændingsmåleinstrument med 1 volt følsomhed på hver af de to indgange. Hvert meter har en indgangsimpedans på mere end 100.000.000 Ohm = 100MOhm. Det ene benyttes til spændingsmåling i området til 100 volt. Derfor er det koblet til strømforsyningen i parallel over udgangen via en spændingsdeler 100/1. 100 volt på udgangen aflæses som 1 volt. Kommaet placeres ved 99.9 med en modstand til det midterste LED-display. På strømområdet skal man også have en spænding på 1 volt. Her for at opnå visningen 9.99 ampere. Da strømmen altid måles i serie med en af forsyningsledningerne, er det vigtigt, at målingen udføres før det i strømforsyningen indbyggede spændingsstabiliseringens kredsløb. Ellers vil man få et maksimalt spændingsfald på 1 volt over udgangen. Det er sjældent acceptabelt. Men sammen med en stabiliseret strømforsyning er problemet mindre. Der er nemlig altid en faldmodstand til strømbegrænseren. Over den kan man måle spændingsfaldet som et udtryk for strømmen. Tilkoblingseksemplerne viser, hvorledes man skal ændre forskellige typiske strømforsyninger, så digital ampere-meteret får den nødvendige spænding på 0,1 volt ved 9.99 ampere (samme modstand uanset om strømforsyningen giver 1,2 ampere eller 7,5 ampere!).

## DIAGRAMMET

Af hensyn til den mekaniske placering af digital volt- og ampere meteret i Jostykits standard strømforsyningsboxe, er det opdelt på to printplader. Den ene, 18400, indeholder al digital elektronik, LED-display af 7-segment typen, analogomsætter, tilpasningsmodstande og driverkredsløb.

Det andet print, 18401, indeholder to fuldkommen adskilte 5 volt strømforsyninger på hver 150mA. Dette print tilsluttes 220 volt netspændingen.

Digital volt-ampemeter printet 18400 er opbygget over 4 special IC-kredse fra RCA-halvleder leverandøren. De hører sammen i sæt af 2 stk.,

hvor den ene er analog til digital omsætter og den anden driver til lys-diode displayet. Det er spændende og meget komplicerede integrerede kredsløb, som man må affinde sig med at benytte efter fabrikantens forskrifter. Fabrikanten opgiver nemlig samtlige elektriske tilslutninger og størrelser, - som vist på diagrammet fig. 18400/18401.2.

Alt er indbygget i disse smarte kredse. Det eneste, man skal tilslutte, er en kondensator og to trimmekontakter til justering af nul-stilling og maximal visning. Desuden tilsluttes tre transistorer til drift af lysdiode displayene. De kræver ganske høj strøm - ca. 35mA hver og der er 3 af dem.

Strømforsyningens stabilitet til 18400 er af stor betydning. Når tallene i displayet skifter, vil der opstå meget hurtige og store strømskift. Det kan påvirke meterets visning på en sådan måde, at det vil flække ustabilt mellem bestemte tal. Derfor et det en betingelse, at strømforsyningen er helt stabil og kan holde en konstant spænding på 5 volt. 18401 strømforsyningen er designet specielt med dette for øje. Alligevel viste det sig, at der på de første eksemplarer var problemer. Eksemplet kan give stof til eftertanke for elektro-nikfolk, der ukritisk opbygger kredsløb efter diagramksempler:

Når amperemeteret viste bestemte tal, havde det tendens til at flække et enkelt ciffer op og ned. Samtidig begyndte voltmeteret at skifte helt vildt - dvs. flere volt op og ned mellem hver visning. Fejlen var yderst vanskelig at finde. Der kunne ikke måles nogen ændringer i forsyningsspændingerne. Der kunne ikke findes tilslutningsfejl. Først da display dekoderkredse IC4/IC9 blev undersøgt på et hukommelses oscilloskop, kunne det konstateres, at en ganske bestemt cifferkombination medførte selvsving gennem drivertransistorer, display-dioder, display driver IC, - tilbage til segment udgange. Selvsvingen opstod kun i skifteflanken og bestod af 10-15 svingninger på omkring 50 MHz (mega Hz!). Det pudsigte var, at svingen kun influerede direkte på ampere meteret, som viste et par cifre i spring. Dette influerede så på voltmeteret, der ellers er opbygget helt uden galvanisk forbindelse med amperemeteret. Det sprang med flere volt mellem hver visning. En simpel kortslutningslus mellem samme ledet på samme side af printet forkortede lederen med 3 cm. Derved ophørte selvsvingen og begge metre viste korrekt.

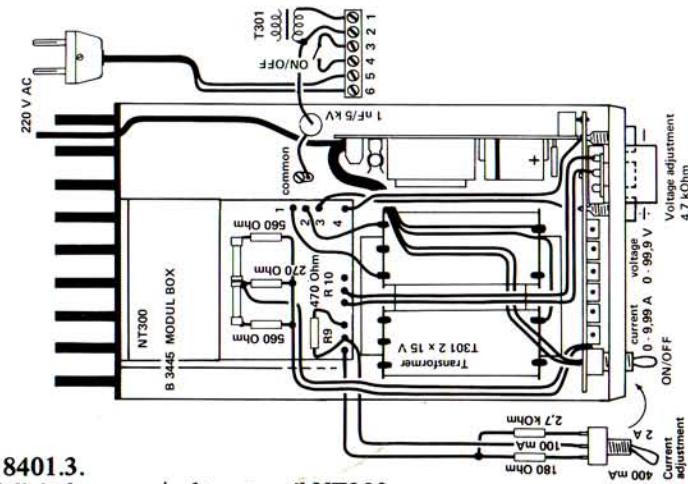


Fig. 18400/18401.3.  
Tilkobling af digital ampere/volt-meter til NT300.

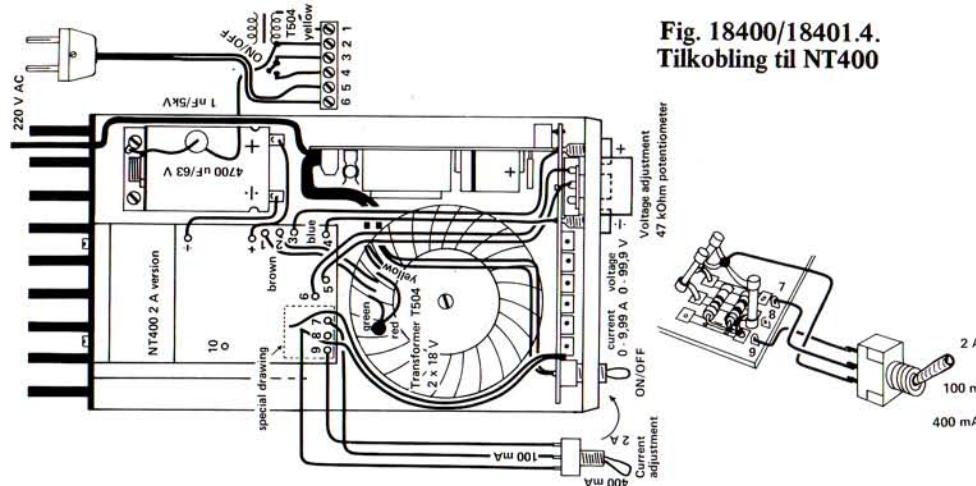


Fig. 18400/18401.4.  
Tilkobling til NT400

### FORSKEL I AMPERE OG VOLT KREDSLØB

Der er ikke ret mange forskelle på de to sammenkoblede digital kredsløb i 18400. Den reelle forskel består kun i indgangskonfigurationen og placering af punktmet. Ampere indgangen skal ved maximal strøm påtrykkes 1 volt. Det sker gennem et RC-led med R6 og C8. Filteret har til opgave at *midle* strømmålingen, så man undgår hurtige ændringer, der kan give usikker måling. Spændingsmålingen sker over modstandene R1 og R2. De udgør en 100 til 1 spændingsdeler. Dermed tilpasses 100 volt området digital meterets følsomhed på 1 volt for fuld visning.

### TILSLUTNING

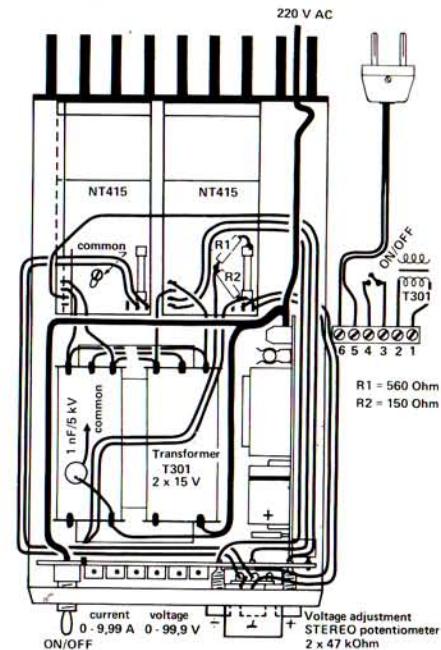
Der er tre tilslutningstegninger for digitalmeter til Jostykit strømforsyninger. Det vises, hvorledes man monterer det til en NT300, en NT400 og en NT415 dobbeltstrømforsyning. I alle tre tilfælde måles spændingen over forsyningens udgang og strømmen over en seriemedstand i regulering. Sammenlign eventuelt med de elektriske diagrammer for de nævnte strømforsyninger. I NT300 måles strømmen over emittermodstandene til serie effekttransistorerne og i NT400 og NT415 måles over strømbegrænservmodstandene. I alle tilfælde indkobles ekstra modstande, så man opnår den korrekte følsomhed.

### TEKNISKE DATA

Driftsspænding (18401) . . . . .	220-250 VAC
Effektforbrug (18401) . . . . .	4 watt
Strømaflæsning . . . . .	0.00-9.99A/0,1%
Spændingsaflæsning . . . . .	00.0-99.9V/0,1%
Drift . . . . .	+/- 1 ciffer, +/- 0,1%
Lavspænding og strøm (18400)	5V/5V-150mA/150mA

Fig. 18400/18401.5.

Tilkobling af digitalmeter til en dobbelt strømforsyning med to NT415 moduler. Der måles kun strøm på den højre strømforsyning. Spændingen måles over de to forsyninger. Dvs. man ser den fulde spænding. Derved kan man aflæse 0-60 volt og 1 ampere.



KOMPONENTLISTE - 18400/18401

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	100 kOhm	1/4 W modstand
R2	1 kOhm	1/4 W modstand
R3	22 kOhm	1/4 W trimmekontakt
R4	47 kOhm	1/4 W trimmekontakt
R5	150 Ohm	1/4 W modstand
R6	10 kOhm	1/4 W modstand
R7	47 kOhm	1/4 W trimmekontakt
R8	22 kOhm	1/4 W trimmekontakt
R9	150 Ohm	1/4 W modstand
C1	1000uF/16V	elektrolytkondensator
C2	1000uF/16V	elektrolytkondensator
C3	10uF/25V	tantalkondensator
C4	10uF/25V	tantalkondensator
C5	10uF/25V	tantalkondensator
C6	0,22uF/35V	tantalkondensator
C7	10uF/25V	tantalkondensator
C8	0,47uF/35V	tantalkondensator
C9	0,22uF/35V	tantalkondensator
D1-D8	1N4005	1 A kraftdiode
T1-T6	BC557	PNP transistor

IC1-2	7805/L129	5 V regulator
IC3	CA3162	3 ciffer digital voltmeter
IC4	CA3161	7 segment display driver
IC5-7	DL307	7 segment LED display
IC8	CA3161	7 segment display driver
IC9	CA3162	3 ciffer digital voltmeter
IC10-12	DL307	7 segment LED display
TR1	T409	transformator 220V/7,5V/7,5V

Den printplade Jostykit benytter er dobbeltsidet »gennempletteret». Dvs. der er kobberbaner på begge sider af printet og der er forbindelser ind gennem komponenthullerne. Så er lodning kun nødvendig på printpladens ene side.

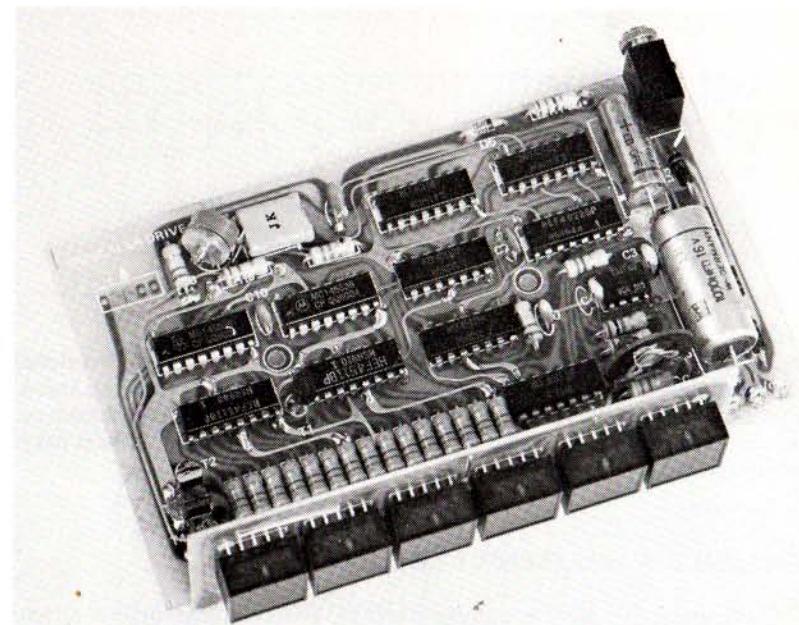


Fig. 18460.1.

Grundtælleren er opbygget på to printplader. Den ene er monteret med al styreelektronikken, den anden bærer de 6 displays til maximal visning af 999,999 kHz. Udlæsningen sker een gang i sekundet. Hvis man vil have højere frekvensområde end 1 MHz, benyttes en 18461 prescaler.

## 18460 MOS-FREKVENSTÆLLER

Mange radioamatørers højeste ønske er en frekvenstæller - helst med så høj grænsefrekvens, at den kan vise sendefrekvens på 27MHz eller 2-meter båndet. Men en frekvenstæller er dyr at anskaffe. Laver man den selv, kan det gøres en hel del billigere. Dens nøjagtighed er lige så stor som mange færdige tællere.

18460 er en *grundtæller*, som i sig selv *kun* går op til 999.999 kHz. Så kan man nemlig opbygge den helt med C-MOS kredse. De bruger meget lidt strøm. Hvis man ønsker et højt frekvensområde, må man montere en prescaler type 18461. Den kan dele VHF signaler med 100 eller 1.000. Derved bliver udlæsningen på grundtællerens 6 cifre i MHz i stedet for kHz.

Men en tæller med C-MOS kredse er ganske kompliceret. Der er mange tætsiddende lodninger, og der skal loddes på begge sider af printpladen. Derfor kan et sæt som 18460 tæller kun anbefales elektronikfolk, der før har bygget komplicerede opstillinger med held.

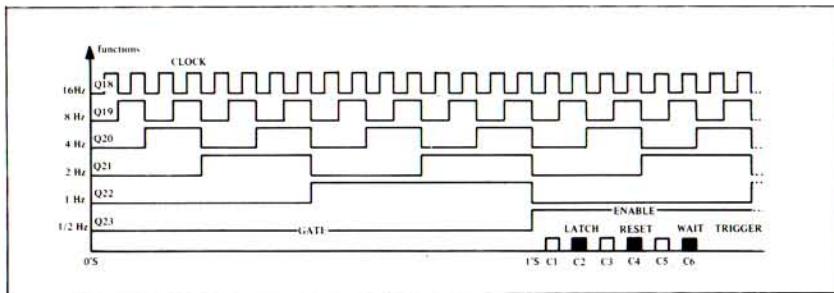


Fig. 18460.2.

Funktionsskema for 18460 tælleren. Af skemaet kan man aflæse, hvorledes og i hvilken rækkefølge tælleren arbejder. Bemærk specielt, at tælleren afslutter med en »wait»-pause, hvor den synkroniseres ind med krystal-generatoren. Det er denne funktion, der sikrer en flimmerfri udlæsning af det mindst betydende ciffer - 1sb.

#### DIAGRAMMET - C-MOS TEKNIK I TÆLLEREN

Da tælleren til 1 MHz er opbygget helt i C-MOS teknik, kan dens strømforbrug holdes under 150 mA inklusiv de 125mA, som displayet bruger.

Med C-MOS opbygningen er der samtidig mulighed for at lave et godt timekredsløb, der giver en tilstrækkelig hurtig udlæsning. Samtidig kan man konstruere den, så der tælles synkront med indgangssignalet. Det medfører, at man IKKE får det sædvanlige "flicker" på sidste ciffer.

Dette har været det største irritationsmoment ved alle andre tællere. Det er ofte væsentligt at vide, om tallet er 144.350 nøjagtigt og væsentligt, at man ikke skal gætte sig til, om det er 144.349 eller 144.351.

#### TEKNISK GENNEMGANG AF GRUNDTÆLLEREN

Der er lagt vægt på at gøre grundtælleren så enkel og anvendelig som muligt. Derfor rummes alle funktionerne i bare 11 integrerede kredse af C-MOS typen. De er rimeligt billige, og de indeholder alle standard funktionerne. De kan endog arbejde i et bredt spændingsområde. Forsyningsspændingen sætter dog visse grænser for den hastighed, hvormed tælleren kan arbejde.

Den naturlige grænse med en 9 volt forsyningsspænding ligger på 4,5 MHz for gates og 1,5 MHz for mere komplexe funktioner.

Grundtælleren er opbygget over et sæt kendte standardfunktioner:

1. STRØMFORSYNING med 4 dioder, to elektrolytkondensatorer, en modstand og 9,1 volt zenerdiode.
2. TIMEBASE kredsløb med IC0, IC4, IC5 og IC6
3. FUNKTIONSSSTYRING med IC3 og IC4

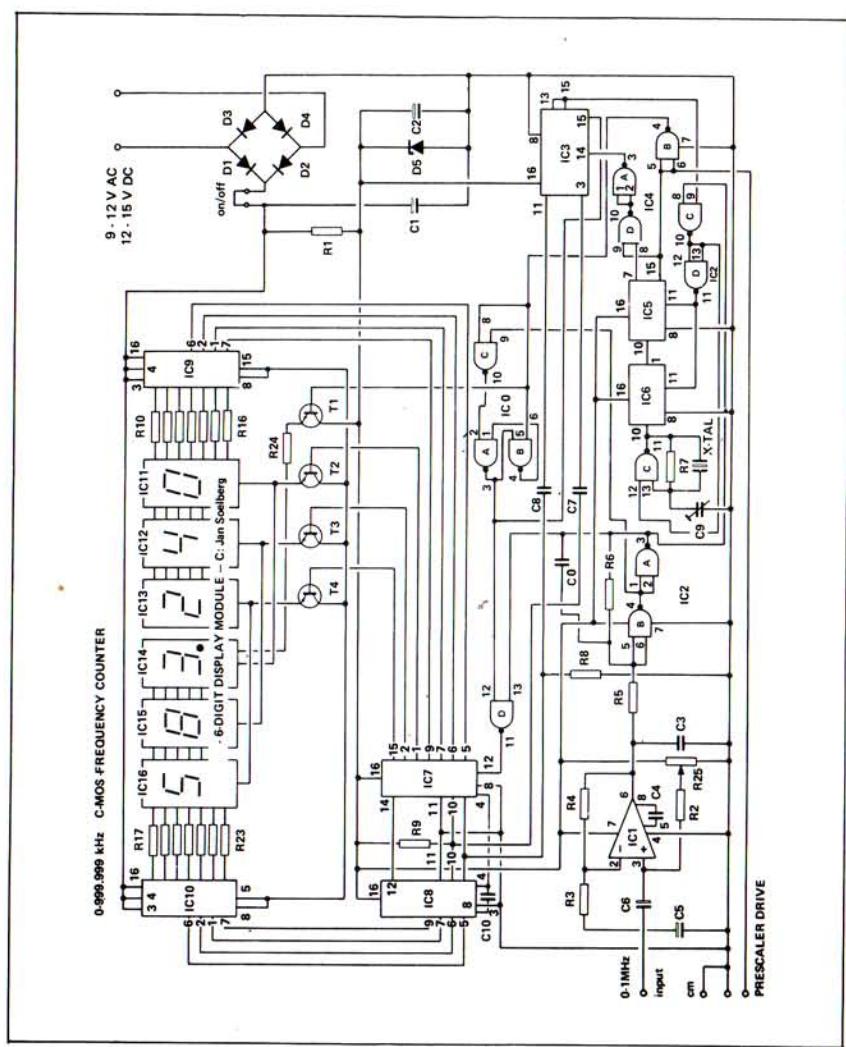


Fig. 18460.3.

Diagrammet for C-MOS tælleren er selvfolgelig ganske kompliceret. Der er 9 C-MOS kredse, en Bi-MOS operationsforstærker i indgangen og 6 lyddiode displays af 7-segment typen.

Alligevel er tælleren meget enklere end de første TTL-tællere. Således indeholder IC9 og IC10 hver seks TTL-kredses funktioner.

4. TÆLLER kredsløb med IC7 og IC8
5. INDGANGSFORSTÆRKER og SCHMITT-TRIGGER med IC1 og IC2

## 6. DISPLAY og DEKODER med IC9, IC10 og IC11 til IC16

### Strømforsyning

Da tælleren er helt C-MOS opbygget, er strømforsyningen yderst simpel. Den begrænser sig til en ensretter med ladekondensator og et lille kredsløb med en zenerdiode, en modstand og en lille elektrolytkondensator.

Displayet drives direkte fra ladekondensatoren - ligeså displaydriverne IC9 og IC10. Selv om forsyningsspændingen er overlejet med brum, har det ikke indflydelse på displayfunktionen.

Zenerdioden sikrer en brumfri forsyningsspænding til indgangsforstærker og resten af C-MOS kredsene, IC0 til IC8. Det er specielt vigtigt, at indgangsforstærkeren og schmitt-triggeren drives fra en stabil og brumfri forsyningsspænding, hvis man skal undgå fejltælling.

Da indgangsforstærkeren og IC2 til IC8 kredsene ikke bruger mere end 4 - 5 mA, er denne stabilisering yderst simpel.

### Timebase

Timebasen er opbygget over en krystaloscillator på 4,194304 MHz og 23 frekvensdelere. Krystallet sikrer, at frekvensen er helt stabil, og den underlige frekvens opstår, fordi de efterfølgende delere kun kan dividere med 2. Ved at dele med 2 i alt 23 gange fås udgangsfrekvensen 1/2 Hz.

Ved 1/2 Hz er udgangen high i eet sekund og low i eet sekund! Det giver styringen til indgangsgaten, der skal åbne for signalet i nøjagtigt eet sekund, for at man får frekvensen udlæst i HERTZ. Størrelsen Hz er defineret som et antal svingninger i et sekund. På en af dividerudgangene udtages desuden et 16 Hz signal til styring af de sekundære funktioner - udlæsning - reset - ventepause.

### Funktionsstyring

Funktionsstyringen for grundtælleren er mere avanceret, end man ellers ser. Der er således benyttet en 8-tæller af typen 4022 som multigate for de sekundære funktioner.

Tællerens funktioner forløber nu som vist på funktionsdiagrammet fig. 1.

Fra tællestart til slut går der 1 sekund. I denne tid er der åbent for signal til første tælledekade.

Derefter lukkes der af for yderligere signaler til tælleren.

Efter 1/8'del sekunds pause fører G2 udgangen et signal til tællekredses hukommelsesregister. Denne indgang er mærket LATCH. Derved overføres det tal, der står i alle cifre til display og dekodere.

Så følger nok en lille pause.

Næste 1/8'del impuls nulstiller samtlige tælleværker, så de er klar til en ny optælling.

Endnu en lille pause følger. De små mellem pauser sikrer, at ingen funktioner kan ske samtidigt. Til slut stiller gatetælleren sig i venteposition.

Det kan nu ske, at der kommer signal på tællerens indgang. Det vil få

indgangsschmitt-triggeren til at slå om. Når den slår om, og funktionsstyringen samtidig står i venteposition, vil denne impuls nulstille krystaloscillatoren og timer-delerne. Derved påbegyndes en ny frekvensmåling, fordi timerkredse og nulstiller funktionstælleren.

Det er vigtigt at bemærke, at der skal en styreimpuls til at starte en ny måling. Denne impuls synkroniserer time-base generatoren til indgangssignalen. Man ved da altid hvor mange impulser, der tælles for samme frekvens. Tælle-starten falder altid på samme tidspunkt - synkront mod indgangssignalen.

Hvis der IKKE kommer noget signal til indgangen, vil der heller ikke være nogen synkroniseringsimpuls. Derfor vil ventepositionen være lige så længe som resten af gatetiden. Det tager eet sekund at tælle frekvensen. Når der ikke er signal, vil pausen være lige så lang. Ialt varer en tælling uden indgangsignal 2 sekunder.

Denne funktion kontrolleres på display-punktummet. Det vil blinke een gang i sekundet, når der ikke er noget signal. Når det er slukket, står tælleren i venteposition, og når det er tændt, er indgangsgaten åben.

### En tælling tager næsten aldrig mere end eet sekund

Den benyttede form for styring af signalerne i tælleren er hurtig. Hvis indgangssignalen er 10 Hz vil målingerne tage: 1 sekund + 0,1 sekund + 0,0625 sekund = 1,1625 sekund.

Uden indgangssignal - ved frekvensen 0 Hz - er tiden 2 sekunder.

Tallet eet sekund er gatetiden - 0,1 sekund er ventepausen - 0,0625 er udlæsnings- og resettiden (16 Hz).

Af tallene kan man se, at man næsten aldrig kommer til at vente mere end eet sekund på resultatet.

Det kan ske, at man sætter indgangssignal på tælleren, medens gaten er åben. Så vil den vise resten af frekvensen først - det er et lavere tal - og derefter vise det højere og rigtige tal.

### Tæller

I tidligere tællerkonstruktioner opbyggede man en dekade med tre integrerede kredse:

1. En dekade counter (dvs. 0-9 tæller) med BCD udgangene a - b - c - d
2. En 4 bit hukommelseskreds BCD til BCD
3. En dekoder fra BCD-kode til enten 7 segmentkode eller 10-kode
4. Et passende 7 segment LED display eller et 10-kode NIXI-NEON type

I 18460 tæller benyttes MULTIPLEX kredse af typen 14553 fra MOTOROLA. - De indeholder tre komplette tælledekader med hukommelsesregistre og multiplexing-kredsløb i et hus med blot 16 ben!

Hvis man havde haft direkte udgange til hvert ciffer, havde det krævet 30 ledninger alene til cifrene (21 ledninger til 7-segment displ.).

### Multiplexing

Med Multiplexing til de tre tælleres displayudgange kan man nøjes med 7 ledninger i alt.

4 ledninger er BCD-kodede signaler, som splittes op til 7 ledninger i 7 segment dekoderen.

3 ledninger er styreledninger til hver af de 3 display.

Ved multiplexing scanner man de tre display. Det vil sige, at man tænder dem een ad gangen, og det ciffer, der er tændt, modtager samtidig den BCD kode, der hører til dette ciffer.

I 18460C/D tælleren er der to gange 3 cifre, og på grund af kredsenes opbygning må man scanne de to rækker af 3 cifre samtidig.

Det betyder, at der kræves  $2 \times 7$  ledninger til segmenterne og 3 ledninger til cifrene. Foruden disse ledninger benyttes en enkelt forbindelse til det faste punktum mellem de tre første og de tre sidste cifre. Det angiver frekvensen i kHz (kilo = 1.000) UDEN brug af prescaler printet - eller frekvensen i MHz (mega = 1.000.000) MED prescalerne.

### Indgangsforstærker og Schmitt-Trigger

Det er kun ganske få af de signaler, man har med at gøre til daglig, der kan tælles på. Signalerne til tællertrinene skal være rene firkanter med rette flanker, og der skal ligge korrekte logiske niveauer på indgangen. Det er upraktisk, og derfor bygger man næsten altid et forstærkertrin og en schmitt-trigger på tællerens indgang.

Forstærkeren skal forstærke signaler fra minimum 100 mV op til logisk niveau, og desuden skal den have en så høj indgangsimpedans som muligt. Derved undgår man at belaste den signalkilde, der tælles på.

Indgangsforstærkeren skal desuden kunne tåle at overstres uden at DC-potentiallerne til den efterfølgende schmitt-trigger påvirkes. Endelig skal indgangsforstærkeren have en båndbredde, der passer tællelogikken.

I 18460C/D tælleren er indgangsfølsomheden typisk 25 mV i frekvensområdet 10 Hz til 1 MHz. Indgangsimpedansen er 4,7 MΩ i parallel med 3 pF. De 3 pF i indgangen opstår som indre afledning i operationsforstærkeren og printpladen.

Indgangsforstærkeren er opbygget med en Bi-MOS operationsforstærker (fra RCA) af typen CA3130. Den har en høj indgangsimpedans og en stor båndbredde - typisk 0 - 15 MHz (unity gain). Operationsforstærkeren er fuldt DC modkoblet på grund af kondensatoren C6 i indgangen og C5 i bunden af modkoblingskredslobet. Den lille keramiske kondensator C4 er indsats for at hindre selvsving i opstillingen.

Schmitt-triggeren er opbygget over to "tiloversblevne" dual-input nand-gates og to modstande. Hysteresen bestemmer følsomheden, som er lig forsyningsspændingen (9,1 volt) divideret med forholdet mellem R6 og R5.

For at vide hvilket potentielle tælleren skal begynde at tælle ved, er

operationsforstærkeren foran schmitt-triggeren forsynet med en DC offset kontrol.

Denne justering sker med et lille trimmepotentiometer på tællerprintet. Man justerer med kortsluttede indgangsterminaler til alle cifre lige netop viser nul for hver ny-påbegyndt tælling. Man kan også se, at schmitt-triggeren arbejder korrekt på display punktummet. Det skal med kortsluttet indgang blinke med et sekunds mellemrum. Hvis punktummet lyser i et sekund og er slukket i meget kort tid, er tælleren ikke rigtigt indstillet.

Indgangsforstærkeren er MEGET højimpedanset, og derfor må man indbygge tælleren i en metalkasse og forbinde CM indgangsledningen til kassens metal. Endvidere skal man altid benytte skæmede kabler og stik - f.eks. BNC-stik og bøsnings.

Hvis tælleren stadig ikke kan vise 000.000 stabilt, må man sænke indgangsmodstanden R2 fra 4,7 MΩ til f.eks. 1 MΩ - eller i grove tilfælde til 100 kΩ. Det vil mindske tællerens indgangsimpedans.

### Display og Dekoder

Som displays er der valgt 6 stykker FND500. Det er 7 segment LED displays med fælles katode. (Ved montage vendes farveklatten opad).

Ved dette valg er displaystyringen simplificeret til bare to 4511 C-MOS dekodere og tre transistorer - samt  $2 \times 7$  strømbegrænsnermodstande. En ekstra strømbegrænsnermodstand benyttes til punktummet i det TREDIE mest betydende ciffer (FND500 med R-punktum).

Hvis man vil have placeret punktummet i det ANDET mest betydende ciffer, må man skære printbanen til punktummet over og flytte den.

Det kan være aktuelt, hvis man vil have større oplosning med prescaleren. Prescaleren er konstrueret, så man ved at flytte en printlus kan skifte mellem 1.000-delning og 100-delning. Ved 100-delingen får man en udlæsning på maksimalt 99.9999 MHz. Det giver en oplosning på 100 Hz, mod normalt 1 kHz!

### Udvendige tilslutninger og suppleringsudstyr

18460C/D tælleren, med eller uden 18461B prescaleren, drives af en lille AC-adaptor på 12 - 13,5 volt. F.eks. kan man benytte en af JOSTYKIT'S enheder type NT411 - uden den indbyggede elektronik. Det vil sige, at transformatorens to ledninger er koblet til den medfølgende konnektorledning.

Når JOSTYKIT leverer adaptoren er den udstyret med et "pentastik" med 5 forskellige stik. Det fjernes og erstattes af et plast mini-jackstik.

Hvis man vil forsyne tælleren fra batterier eller NiCD-cellér, må man tilslutte dem over ladekondensatoren C1.

NiCD-cellér kan ikke tåle overopladning, og derfor anbefales det, at man indsætter en modstand på 100 Ω i AC-adaptoren. Det skal man KUN, når man benytter opladbare NiCD-cellér. Tælleren kan IKKE drives direkte gennem 100 Ω modstanden!

Hvis tælleren benyttes til LF brug uden prescaler, kan man indbygge den i en B 1012 kasse fra JOSTYKIT.

Bagpladen til denne kasse skal bores op med et 7 - 8 mm bor, således at Jack-bøsningen for AC adaptoren kan stikke ud. Bøsnings metal må IKKE røre kassen!

Forpladen bores op til en BNC bøsnings og en lille minikontakt. Hvis man placerer hullerne formuftigt, kan man senere bore endnu et eller to huller for omskiftere til prescalerens to funktioner - til/fra og offset/ ikke offset.

Benyt skærmede kabler til tælleren - f.eks. RG 174-U eller lignende.

#### De tekniske data for grundtælleren

Grundenheden er opbygget med standard C-MOS kredse og med en 6 ciffer udlæsning. Komponentopbudet har ved et elegant design kunnet holdes nede på bare 11 integrerede kredse, og alligevel tæller den fejlfrit fra 10 Hz. Strømforbruget har kunnet holdes på 150 mA med godt lys i alle cifre. Vil man have mere lys på, kan man ændre formodstandene til cifrene, men så stiger strømforbruget, og batteriforsyning kan være et problem.

Indgangsimpedansen er 4,7 MΩ i parallel med indgangskapaciteten 3pF. Denne høje værdi opnås, fordi der benyttes en Bi-MOS kreds af typen CA 3130 i indgangen.

Frekvensnøjagtigheden ligger inden for 1 ciffers udlæsning i stuetemperatur, og man kan justere den på en trimmekondensator med +/- 100 cifre efter en høj, kendt og meget nøjagtig krystalfrekvens.

Forsyningsspændingen er 12 til 13,5 volt vekselspænding eller 13,8 volt jævnspænding. Hvis man benytter 12 volt batterier eller opladbare NiCD celler, skal de forbindes direkte over den store elektrolytkondensator. Skal apparatet benyttes netdrevet, kan man benytte en NT 411 AC adaptor uden den medfølgende elektronik. En del af den elektronik, der sidder i denne strømforsyning, kan dog benyttes i tælleren. Mini Jack bøsningen på bagsiden af tællerens print passer til adaptorens stik. OBS: metallet på bøsningen fører vekselsspænding og må IKKE fastspændes til indbygningskassens metal. Metallet skal gå til indgangens stel!

#### Data

Driftsspænding . . . . .	9 - 12 V AC/12 - 15 V DC
Strømforbrug . . . . .	150 mA (med øget lysstyrke; R10-R24=220 Ohm:500mA)
Frekvensområde . . . . .	1 Hz - 999.999 Hz
Følsomhed . . . . .	25 mV eff./4,7 MΩ/5pF
Max. indgangssignal . . . . .	10 V pp.
Drift . . . . .	.5-10ppm/20°C-ingen digit fejl

#### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	270 Ohm	1/4 W modstand
R2	4,7 MΩ	1/4 W modstand
R3	10 kΩ	1/4 W modstand
R4	1 MΩ	1/4 W modstand
R5	4,7 kΩ	1/4 W modstand
R6	56 kΩ	1/4 W modstand
R7	4,7 MΩ	1/4 W modstand
R8	150 kΩ	1/4 W modstand
R9	150 kΩ	1/4 W modstand
R10	470 Ohm	1/4 W modstand
R11	470 Ohm	1/4 W modstand
R12	470 Ohm	1/4 W modstand
R13	470 Ohm	1/4 W modstand
R14	470 Ohm	1/4 W modstand
R15	470 Ohm	1/4 W modstand
R16	470 Ohm	1/4 W modstand
R17	470 Ohm	1/4 W modstand
R18	470 Ohm	1/4 W modstand
R19	470 Ohm	1/4 W modstand
R20	470 Ohm	1/4 W modstand
R21	470 Ohm	1/4 W modstand
R22	470 Ohm	1/4 W modstand
R23	470 Ohm	1/4 W modstand
R24	470 Ohm	1/4 W modstand
R25	10 kΩ	1/4 W trimmekontaktometer
C1	1000uF/16V	elektrolytkondensator
C2	220uF/16V	elektrolytkondensator
C3	100pF/125V	keramisk skivekondensator
C4	10pF/125V	keramisk skivekondensator
C5	10uF/25V	tantalkondensator
C6	0,1uF/35V	tantalkondensator
C7	2,2nF/125V	keramisk skivekondensator
C8	2,2nF/125V	keramisk skivekondensator
C9	10-60pF	trimmekondensator
C10	1nF/125V	keramisk skivekondensator
D1	1N4005	silicium diode
D2	1N4005	silicium diode
D3	1N4005	silicium diode
D4	1N4005	silicium diode
D5	ZPD9,1	zener diode 9,1V
T1	BC547B	NPN silicium transistor
T2	BC557	PNP silicium transistor
T3	BC557	PNP silicium transistor
T4	BC557	PNP silicium transistor
IC0	4011	4x2 input NAND-gate
IC1	CA3130	Bi-MOS Op-Amp.
IC2	4011	4x2 input NAND-gate
IC3	4022	octal counter

IC4	4011	4x2 input NAND-gate
IC5	4040	12 bit binary divider
IC6	4040	12 bit binary divider
IC7	4553	3 digit mpx counter
IC8	4553	3 digit mpx counter
IC9	4511	7-segment dekoder
IC10	4511	7-segment dekoder
IC11	FND500	7-segment LED display
IC12	FND500	7-segment LED display
IC13	FND500	7-segment LED display
IC14	FND500	7-segment LED display
IC15	FND500	7-segment LED display
IC16	FND500	7-segment LED display

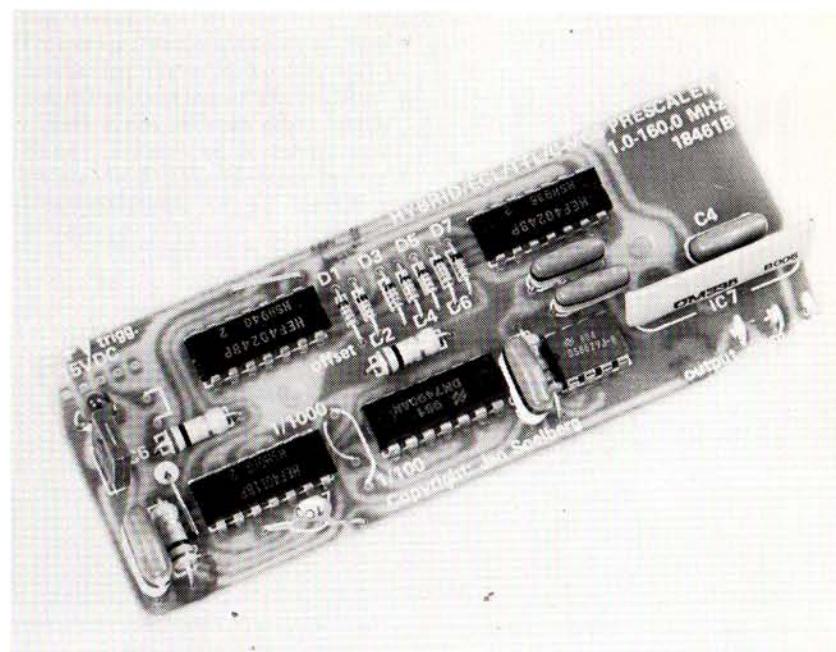


Fig. 18461.1.  
Prescaleren tilsluttes 18460 grundtælleren. Dermed opnår man mulighed for aflæsning af MHz (Mega Herts) frekvenser. Printet passer ovenpå grundtælleren.

## 18461 PRESCALER TIL 160-200 MHz

Det er ganske kompliceret at lave tællere, der kan tælle og udlæse frekvenser over 100 MHz. Ofte laver man selve grundtælleren til en meget lavere frekvens og monterer derefter en såkaldt prescaler (udt. pri-skæjler, efter eng. bet. for-delere). Den har til opgave at dele frekvensen ned med en bestemt faktor, som gør det nemt at aflæse cifret. En prescaler til f.eks. 10 vil give een udgangsimpuls for hver 10 indgangsimpulser. 18461 kan give 100 eller 1.000 valgfrit. Med en divisor på 1.000 vil der kun komme en impuls til grundtælleren for hver 1.000 til indgangen. Derved vil tælleren læse MHz på kHz området. Så behøver man end ikke flytte kommaet i displayet.

Der findes andre former for prescalere. Nogen har delere til 4. Det gør udlæsningen vanskelig, fordi man hver gang skal multiplicere resultatet med 4, - hvis dette da ikke sker elektronisk.

Nogen gange hører man betegnelsen *elektronisk gearkasse* for en prescaler, og denne betegnelse er nok en af de mest dækkende.

Men 18461 er mere end blot en gearkasse, som kan omsætte frekvenserne. Den kan også fratrække et bestemt antal impulser, før der kommer im-

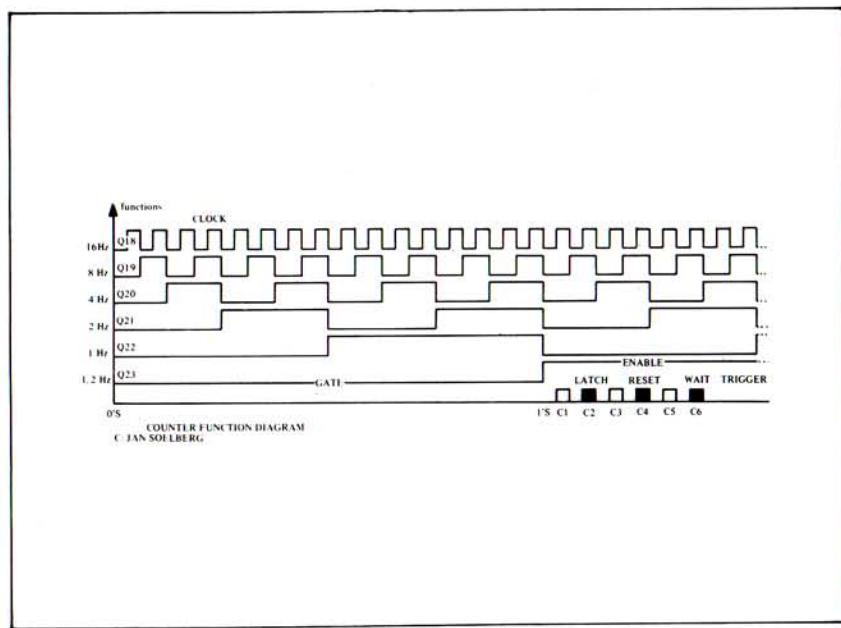


Fig. 18461.2.

Grundtællerens funktionskema. Når »reset»-impulsen nulstiller selve tælleren, vil der også gå reset-impuls til prescaler'en. Derved nulstilles dens subtraktions-kredsløb. Det er dette kredsløb, der trækker mellemfrekvenssignalet fra lokaloscillatorsignalet, hvorfed man opnår display af den reelle modtagefrekvens.

pulser ud til grundtælleren. Derved har man mulighed for at benytte tælleren som elektronisk skala. Mellemfrekvensen kan nemlig trækkes fra. Og måler tælleren på en modtagers lokaloscillator, samtidig med at mellemfrekvensen trækkes fra, har man et mål for den indstillede modtagefrekvens. Se eventuelt afsnittet HF361, der forklarer om mellemfrekvens og lokaloscillator. 18461 kan kun benyttes som skala for modtagere, hvor lokaloscillator-frekvensen er *højere* end modtagefrekvensen.

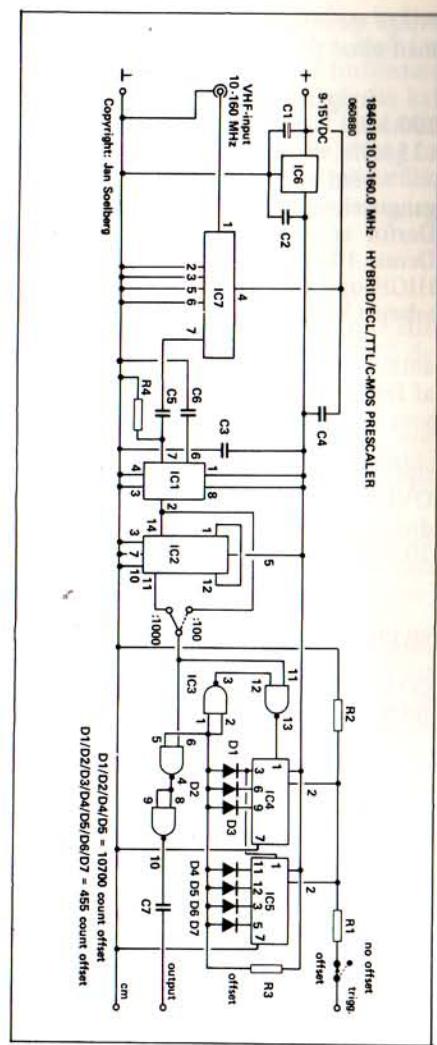
## DIAGRAMMET

Indgangssignalet ved høje frekvenser tages altid over en impedans på 50 Ohm. Man benytter 50 Ohms kabler og bøsninger.

Der benyttes en HYBRID VHF/UHF forstærker fra Philips af typen OM335. Den har en høj forstærkning, og derfor er printpladen udformet med skærm - der er meget stelområde uden om kredsen. Hvis man blot forbinder en sådan kreds med ledninger af vilkårlig længde, kan den overhovedet ikke arbejde. Enten vil den selvvinge, eller den arbejder med forkerte arbejdsimpedanser.

Fig. 18461.3.

Prescaler'en er kombineret af flere forskellige typer IC-kredse. Indgangsforstærkeren er en tykfilm-hybrid kreds, deleren er en hurtig ECL/TTL-kreds og derefter følger en standard TTL 10-deler kreds. Udgangssignalet er på C-MOS niveau.



OM335 er forsynet med en koblingskondensator på et par pF i indgangen, og derfor tåler den DC-overlejring på næsten 100 volt.

Udgangen på OM335 kobles kapacitivt til en lidt speciel ECL/TTL 100-deler kreds fra National. Denne kreds har en differentialforstærker i indgangen, og dens egenfølsomhed er på 200mV.

En ECL/TTL kreds arbejder ikke stabilt med langsomme indgangssignaler og signaler med et DC-potentiale omkring nul. Derfor har det været nødvendigt at forskyde dens arbejdspunkt med en modstand.

En ustabilitet vil vise sig som vildtælling i frekvensområdet 60 - 80 MHz. Det er modstanden R4, der forskyder ECL/TTL kredsenes arbejdspunkt. Når denne modstand benyttes, vil tælleren ikke vise 60.000 til 80 MHz, men

svinge mellem 000.003 til 000.050 - afhængig af de udvendige støjfelter. (Kun med påsat pisk-antenne).

Indgangsforstærkeren og ECL/TTL deleren kan arbejde op til maximalt 200 MHz (testeksemplaret). Fabrikanten af ECL/TTL prescaleren lover min. 135 MHz, men ingen afprøvede eksemplarer var ringere end 175 MHz.

Med en indgangsfrekvens på 160 MHz vil ECL/TTL deleren give en udgangsfrekvens på 1,6 MHz til grundtælleren 18460C/D - og det er for meget! Derfor er prescaleren også forsynet med en TTL 10-deler af typen 7490. Denne 10-deler er koblet synkront, således at udgangsimpulserne er lige lange HIGH og LOW. Det er meget vigtigt, hvis man vil have, at grundtælleren skal arbejde korrekt!

Efter TTL 10-deleren går signalet til en blokeringsgate, der skal have et antal forudbestemte impulser for at føre signalet videre. Det er her offset'en af frekvensen sker, og den benyttes, når man vil udlæse en modtagefrekvens som en funktion af frekvensen på modtagerens lokaloscillator.

Det er en simpel opstilling, og den kan da også kun trække fra. Det vil sige, at man KUN kan benytte den til modtagere med en oscillator, der ligger OVER mellemfrekvensen. Det gør de fleste FM-radioer nutildags. Med 7 dioder (jfr. diagrammet) kan man programmere den til at trække 455 eller 10.700 fra cifret til grundtælleren.

Det der sker er, at tælleren før indledningen af en tælleperiode nulstiller en programmerbar tæller i prescaleren.

Den programmerbare tæller lukker af for gennemgangssignalet, indtil der er kommet et forudprogrammeret antal impulser. Derefter åbner gaten for prescalersignalet.

Ved at indsætte en omskifter, kan man afbryde nulstillingen af den programmerbare tæller. Det betyder, at den første tælling - efter afbrydelse af offset'en - vil være offset'et, og derefter vil man kun se det direkte signal fra prescaleren. Omskifteren til offset kan trådes direkte med almindelig montiringsledning fra prescalerprintet til forpladen. Der løber ikke høje frekvenser i disse ledninger.

Man kan også benytte prescaleren til udlæsning af andre modtagerfrekvenser. Det er vist, hvorledes den kan trække enten 455 eller 10700 impulser fra resultatet ved at programmere med 7 dioder. Der er mulighed for at programmere alle subtraktioner fra 2 til 16384 i prescalerens udgang, men man må da selv dykke ned i sandhedskemaet for C-MOS 4024 "divider" kredsene og finde den rette kombination.

Prescaleren er desuden forsynet med en lille 5 volt spændingsstabilisator. Den sørger for den korrekte spænding til kredsene på prescalerprintet. Hybrid forstærkerkredsen forsyner direkte med 12 volt fra selve tællerden.

### Praktisk afprøvning af tæller/prescaler

Med en standard walkie-talkie på 27 MHz og en 50 cm trådantenne på tællerens indgang, talte tælleren rigtigt på en afstand mellem 15 cm og 15 m. Det viser, at tælleren er overordentlig følsom på 27 MHz ca. 5 - 10 mV.

Med en 2-meter hånd-walkie var rækkevidden begrænset til 3 - 4 meter, hvilket hænger sammen med den lavere følsomhed for højere frekvenser. Ved frekvenser under 10 MHz er en korrekt tælling tvivlsom, da hybrid forstærkeren kun er specificeret til 20 MHz. Udlæsningen er så stabil, at man kan være i tvivl, om den overhovedet tæller. Det er der mulighed for at kontrollere, idet punktummet i midten af displayet er koblet til gatekredsløbet, og for hver udlæsning giver det et hurtigt blink. Blinket fortæller, at en tælling netop er udført, og at en ny er påbegyndt.

### Justering af tælleren

Selve prescaleren skal ikke justeres, - den deler blot med 100 eller 1.000. Krystaloscillatoren i tællerdelen kan justeres lidt op og ned. Til det behøves en kendt og helt nøjagtig frekvens.

Mange radioamatører har fra tid til anden rådighed over en nyjusteret sender. Det kan man benytte. Det går derimod ikke at benytte en tilfældig walkie-talkie som reference ved justering af tælleren. To afprøvede walkie-talkier viste 3.000 Hz forkert!

På de to udgangsledningerne på prescaleren - det er samtidig indgangsledningerne på grundtælleren - må man i de fleste tilfælde montere en modstand på 100 kOhm. Den dæmper grundtællerens følsomhed for prescalerens støjfelt, men har i øvrigt ingen anden indflydelse.

Prescalerens udgang overføres via en lille keramisk skivekondensator. Den er sat for at hindre, at indgangsforstærkeren i grundtælleren blokeres lige efter en frekvensoffset impuls. Kondensatoren overfører prescalersignalet som nåleimpulser, og hvis man benytter prescaleren til direkte forbindelse med en anden tællers TTL indgang, må denne kondensator fjernes - dvs. kortsluttes (C7).

Langt prescalerprintets bagkant er der 5 huller til trådforbindelser med grundtælleren. Man kan stikforbinde eller trådforbinde disse huller til grundtælleren efter behov. Husk at lodde på begge sider af grundtælleren - ellers er der ikke forbindelse til prescalerens offset!

Hvis man ønsker at benytte LF-grundtælleren for sig MED påbygget prescaler, må man indsætte en lille dobbelt vippekontakt ved indgangsbøsningen. Den skal skifte indgangen over mellem prescaler eller grundtæller, og når den står i stilling LF-grundtæller, skal den samtidig afbryde forbindelsen for prescalerens udgang.

### Indgangssignal via antennepisk

Med den gode følsomhed, prescaleren er i besiddelse af, kan man med fordel lave en lille kunstantenne af en BNC bøsning og et stykke rustfri pianotråd. Med denne "kunstantenne" kan man aflæse frekvensen på sendere uden direkte tilslutning.

Der kommer nok rest-signal ud af de fleste sendere til, at tælleren "står klokkerent" på frekvensen, blot afstanden mellem tæller og sender begrænser sig til et par meter.

### Bemærk:

Prescaleren kan normalt arbejde ned til 10 MHz eller mindre. På grund af

spredning i indgangsforstærkerne kan nogle arbejde til 1 MHz og andre stopper ved 8-10 MHz.

### Prescalerens Forsyningsspænding

Den hybride indgangsforstærker er konstrueret til at arbejde med 24 volt jævnspænding. I denne prescaler arbejder vi imidlertid med 12 volt. Det forringes følsomheden en smule, men forskellen er uvaesentlig.

De andre kredse i prescaleren arbejder på 5 volt. Derfor er der en 5 volt fastspændingsregulator på prescalerprintet.

Af praktiske grunde får både ECL/TTL kredsene og C-MOS kredsene 5 volt. Det betyder, at spændingen til frekvensoffset må sænkes fra grundtællerens logiske niveau på 9,1 volt til 4 - 5 volt. Derfor er der indsat en spændingsdeler (R1 og R2) til IC4 og IC5.

### Sammenkobling af grundtæller og prescaler

Grundtællerens indgang kobles til prescalerens udgang. Det kan man godt gøre via en stump loddeafklip (u-isoleret).

BNC indgangsbøsningen til prescaleren kan også kobles til med et par stykker uisoleret loddeafklip, men kun hvis ledningerne holdes på et par centimeter. Er de længere, må man benytte en stump 50 Ohm skærmet kabel. Ved så høje frekvenser som 200 MHz kan et stykke tråd på nogle centimeter repræsentere en impedans på 100 Ohm eller mere. Det er ikke af det gode, da denne impedans sidder i serie med indgangssignalet. Det kan forringe følsomheden meget!

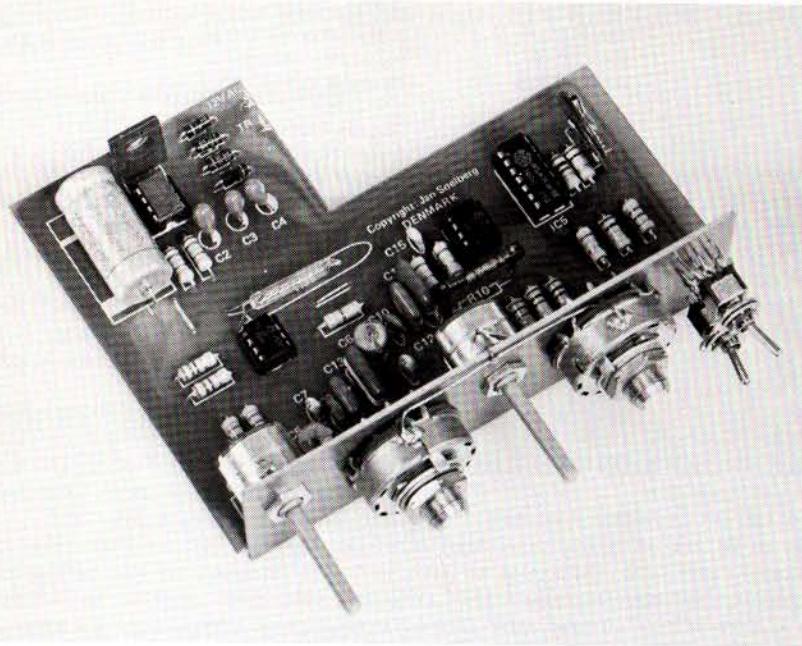
### TEKNISKE DATA

Driftspænding . . . . .	12 VDC
Strømforbrug . . . . .	100 mA
Frekvensområde . . . . .	10-160/200 MHz
Indgangsfølsomhed . . . . .	25-50mV/50 Ohm
Grund deletal . . . . .	100/1.000 gange
Offset subtraktion . . . . .	2-16.384 impulser

### KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	10 kOhm	1/4 W modstand
R2	10 kOhm	1/4 W modstand
R3	10 kOhm	1/4 W modstand
R4	150 kOhm	1/4 W modstand
R5	82 kOhm	1/4 W modstand
C1	4,7uF/35V	tantalkondensator
C2	100nF/250V	Polyesterkondensator
C3	100nF/250V	Polyesterkondensator

C4	100nF/250V	Polyesterkondensator
C5	10nF/250V	Polyesterkondensator
C6	10nF/250V	Polyesterkondensator
C7	100pF/125V	Keramisk skivekondensator
D1	1N4148	Silicium diode
D2	1N4148	Silicium diode
D3	1N4148	Silicium diode
D4	1N4148	Silicium diode
D5	1N4148	Silicium diode
D6	1N4148	Silicium diode
D7	1N4148	Silicium diode
IC1	DS8629N	ECL/TTL divider
IC2	7490	TTL divider
IC3	4011	C-MOS quad NAND
IC4	4024	C-MOS binary divider
IC5	4024	C-MOS binary divider
IC6	L129	5V positiv regulator
IC7	OM335	HYBRID amp.



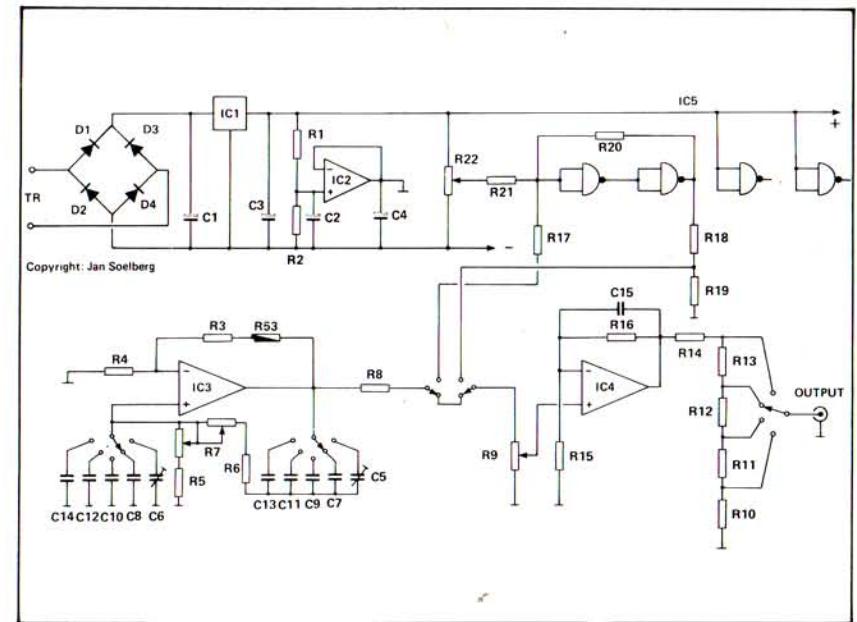
**Fig. 18580.1.**  
Audio tonegeneratoren er opbygget på to printplader. Den ene indeholder elektronikken og den anden drejeomskiftere og potentiometre.

## 18580 AUDIO TONEGENERATOR

Det hørbare område går fra ca. 20 Hz til 20.000 Hz. Dette AUDIO-område skal kunne gengives uden styrkeændringer og forvrængningsændringer i forstærkere og radiomodtagere.

Til kontrol af lavfrekvensudstyr har man derfor god brug for en tonegenerator. Og generatoren skal mindst dække det hørbare område. 18580 giver sinus og firkanttoner i området 20 Hz til mere end 500 kHz. På en omskifter kan man vælge om udgangsspændingen skal være sinus eller firkant formet. Sinustoner lyder rene og klare og firkanttoner lyder sprøde. En forstærker skal kunne gengive både sinus og firkanttoner uden at misdanne signalerne. Når sinustoner misdannes, opstår der *harmonisk forvrængning* og når firkanttoner misdannes, opstår der *intermodulations forvrængning*.

Grov misdannelse af kurverne kan direkte ses på et oscilloskop. Ringe misdannelse må undersøges med specielle forvrængningsmåleapparater.



**Fig. 18580.2.**  
Diagrammet for 18580 er simpelt. Der er 4 grundkredsløb i den alsidige lille audio generator: Netstrømforsyning, Wien-bro oscillator, Schmitt-trigger og buffer-forstærker.

## DIAGRAMMET

18580 tonegeneratoren er opbygget omkring 4 grundkredsløb. Der er strømforsyning for netdrift, wien-bro oscillator, firkantomdanner og buffer-forstærker.

### IC-strømforsyning til tonegenerator

Tonegeneratoren forsynes med plus/minus 7.5 volt over et fast nulpunkt.

Da der skal benyttes en standardtransformator, en almindelig brokoblet ensretter og filterkondensator, samt en enkelt fastspændingsregulator, »fabrikernes» nullen ved at dele den totale udgangsspænding med en spændingsdeler.

Spændingsdelerens to modstande må ikke bruge for høj tomgangsstrøm, og derfor indsættes en spændingsfølger eller impedansomsætter i form af en standard operationsforstærker af typen 741 (IC2). I den viste konstruktion (se diagrammet på fig. 18580.2.) er fastspændingsregulatoren IC1 af typen LM340-15, som giver 15 volt. Der er dog intet i vejen for at benytte en anden spændingsregulator. Teoretisk skal strømforsyningsenheden kunne arbejde lige så godt i området 5 til 24 volt.

Strømmen, man kan aftage over det kunstige midtpunkt, må ikke overstige 18mA. 741'eren er indvendig strømbegrænset mod ødelæggelse ved kortslutning. Den træder i funktion ved 18mA.

Da tonegeneratoren ikke trækker strøm gennem nul, er der ingen problemer. Hele tonegeneratorens strømforbrug er på 50mA, men denne strøm trækkes symmetrisk fra plus til minus. Kun ved belastning på udgangen går der strøm i »nullen». Tonegeneratoren forsynes med plus/minus 7,5V gennem en 15 volt fastspændingsregulator (LM340-15/7815).

Der er intet i vejen for, at man kan batteriforsyne tonegeneratoren. Batterispændingen skal blot være 3 volt større end den anvendte fastspændingsregulators udgangsspænding, og er den, som i vort tilfælde 15 volt, skal batteriene levere 18 volt.

Man kan benytte et 12 volt batteri, men den udgangsspænding, man kan få, er altid  $2\sqrt{2}$  gange lavere end forsyningsspændingen. På grund af spændingsfaldet over bro-dioderne D1 til D4 og IC1, vil den reelle forsyningsspænding med et 12 volt batteri være 9 volt.

Strømforsynes opstillingen gennem en transformator, vil jævnspændingen efter ensretning være  $\sqrt{2}$  gange større. Det betyder, at man kan benytte en 15 volt IC1 regulator, selv om AC spændingen fra transformatoren kun er 12 volt.

### Wien-bro oscillatoren

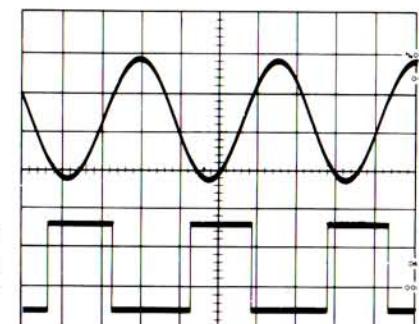
I gode toneoscillatorer til sinus benyttes næsten altid en Wien-bro. Denne oscillator har en lav forvrængning, og den egner sig derfor fortræffeligt til audiomålinger - væsentligt bedre end funktionsgeneratorer.

Alle former for forstærkere med høje indgangsimpedanser og forstærninger over 3 kan benyttes som aktivt led i en Wien-bro oscillator. En Wien-bro oscillator medkobles gennem et netværk af kondensatorer og modstande. En kondensator og en modstand til stel virker som high-pass filter. Dette filter er koblet fra udgangen til indgangen. Samtidig er indgangen forsynet med et low-pass filter. Hvis begge filtre er afstemt til samme frekvens, vil forstærkeren tvinges til at svinge på denne frekvens.

En forstærker, som går i sving på grund af en medkobling, vil svinge helt ud til forsyningsspændingsniveau. Man vil få klippet »toppene» af. Hvis den medkoblede forstærkers egenforstærkning reguleres ned til nøjagtigt det punkt, hvor den lige netop kan svinge, vil sinuskurven være ren. Man kunne tænke sig, at indføjning af et potentiometer i modkoblingskredsløbet ville løse problemet - det er der intet teoretisk i vejen for, men forstærkningen skal opveje det tab, der opstår ved manglende ensartethed i de to filtre. Da en tonegenerator skal kunne afstemmes med et stereopotentiometer, må man regne med en sporingsfejl på næsten 10%. Med trimmeindstilling af modkoblingen vil man kun kunne holde en pæn sinuskurve i få sekunder på grund af driftsen.

Problemet løses ved at indsætte en speciel NTC modstand i modkoblingen. Sådan en NTC modstand virker i området 1 til 10 kOhm, og den fremstilles af både Siemens og ITT under fællesbenævnelsen R53. Denne NTC modstand fabrikeres kun til tonegeneratorbrug. Virkemåden er følgende:

Når tonegeneratorens udgangsspænding stiger mod et par volt, vil NTC modstanden R53 varmes lidt op. Derved vil dens egenmodstand falde. Da den er indsat direkte i en operationsforstærkers modkoblingskredsløb, vil modkoblingen stige og udgangsspændingen falde. Stabilitet er derved opnået. NTC



Oscilloskopbillede af firkant og sinus kurve for 18580. Bemærk de skarpe flanker. Billedet er optaget ved frekvensen 10 kHz.

modstanden har 2 væsentlige fordele frem for mere komplicerede reguleringskredsløb. For det første er tidskonstanten for indregulering passende (ca. 1-2 sekunder), og for det andet er den næsten ufølsom over for den frekvens, den skal modkoble.

Tonegeneratorens frekvensområde afstemmes med et stereopotentiometer. Desuden er der to seriemodstande, således at området fra den ene til den anden yderstilling begrænses til 10 ganges frekvensvariation.

Med en drejeomskifter kan man vælge grundfrekvens ved omskiftning af kondensatorerne C5 til C14.

Med de kondensatorværdier, som er opgivet i komponentlisten, opnås følgende områder: 20-200 Hz/200-2.000 Hz/2 kHz-20 kHz/20 kHz-200 kHz & 150 kHz-700 kHz.

Det øverste område er »skævt» i forhold til de andre. Det er fordi, den benyttede operationsforstærker ikke kan anvendes til mere end 700 kHz. I dette område vil udgangsspændingen samtidig være faldet ca. 3 dB. Alle de andre områder er konstante i frekvensamplitude. Når det øverste område alligevel er medtaget i en »audio-generator», skyldes det at mange service-folk og amatører mangler en målesender til AM mellemfrekvensen 455 kHz. Det »koster» kun to ekstra kondensatorer.

For at finde en billig løsning på, hvorledes en billig Wien-bro oscillator kunne opbygges, blev der bygget tre typer. Den første prototype var med en 741 OP-AMP, og den arbejdede fint inden for 20 Hz til 20 kHz. Over 20 kHz stiger forvrængningen på grund af den reducerede forstærkning ved høje frekvenser. Ved omkring 40 kHz nægter en 741-Wien-bro simpelthen at svinge. Den anden prototype syntes mere lovende. Den blev opbygget som en OP-AMP med diskrete komponenter. Sådan en ligner diagrammæssigt en moderne udgangsforstærker, og prøven indeholdt 2 x 5 transistorer, 9 modstande og 6 kondensatorer.

Resultatet var meget bedre - oscillatoren kunne arbejde op til 200 kHz, og hvis der ikke netop på dette tidspunkt var kommet BI-MOS IC-kredse på markedet, ville denne konstruktion have været den endelige.

Den tredje Wien-bro oscillator blev opbygget med en enkelt BI-MOS IC-kreds.

Sammenligner man BI-MOS lineære kredse med bipolare integrerede kredse, vil man kunne opnå følgende forbedrede data:

Frekvensområde øges til . . . . . 1.5 MHz  
Indgangsimpedans øget til . . . . . 100 til 1.500 MΩ

Wien-bro oscillatoren stiller høje krav til frekvensområde og indgangsimpedans.

Hvis forvrængningen skal være lav ved frekvenser op mod 1 MHz, må der stadig være rigeligt med *råforstærkning* tilbage til modkobling, og hvis broens tilbagekoblingskondensatorer er små, må indgangsmodstanden i operationsforstærkeren være høj. Ellers sker der en spændingsdeling mellem koblingskondensatorerne og indgangsmodstanden.

Spændingsdelingen kan være så kraftig, at kredsløbet nægter at svinge på grund af den dæmpede totalforstærkning.

BI-MOS IC'ernes høje indgangsmodstand tillader koblingskondensatorer på 10-15pF uden at stabiliteten berøres.

Da BI-MOS kredse samtidig er forholdsvis billige, er det naturligt, at denne opstilling blev forsynet med disse vidundere.

Udgangsimpedansen for den rene Wien-bro-oscillator er mindre end 100 Ohm, og er man storforbruger af rene sinusoscillatorer, er der intet i vejen for at nøjes med selve Wien-broen.

Skal man måle transiente eller TIM på en simpel måde, må oscillatoren kunne afgive firkantspændinger med stejle flanker. Sinuskurven kan styre en schmitt-trigger, som kan afgive firkantspændinger.

#### Firkant omdanner - schmitt-trigger

Man kan lave en schmitt-trigger på mange måder. Simplest er den gammelkendte opstilling med to transistorer, men en operationsforstærker kan da også benyttes til formålet. I denne tonegenerator blev begge typer afprøvet, - for det endelige valg faldt på en helt tredie opstilling, - en C-MOS kreds med 4 NAND gates - af typen 4011.

Det er kun de to gates, der benyttes, og indgangene er sammenkoblede. Hver gate benyttes som en inverterende forstærker. En gate giver en fast drejning på 180 grader. To serie forbundne gates giver 360 grader fasedrejning. Tilbagekabler man to gates fra udgang til indgang, får man en schmitt-trigger.

Schmitt-triggerens følsomhed bestemmes af forsyningsspændingen og forholdet mellem tilbagekoblingsmodstanden og indgangsmodstanden. Med en 100 kOhms modstand i tilbagekoblingen og en indgangsmodstand på 10 kOhm, får man en følsomhed på 1/10-del af forsyningsspændingen. Hvis forsyningsspændingen er på 10 volt, vil følsomheden være 1 volt.

Da en C-MOS kreds ikke er symmetrisk følsom, og da u-symmetriken varierer fra kreds til kreds, må man indstille dette forhold med et trimmepotentiometer. Man offsetjusterer. Denne justering benævnes ofte *duty cycle adj.* Hvis det ønskes, kan denne indstilling føres ud på apparatets forplade, og man kan da indstille impulsforholdet efter opgave.

Den indstillingsmulighed kan med fordel benyttes, hvor man arbejder med digitale kredsløb eller RTTY-maskiner.

Schmitt-triggeren med buffered C-MOS kreds er så hurtig, at apparatet kan støje på en FM-radio, når printpladen ikke er indsatt i en kasse af metal.

Ingen andre simple kredsløb kan levere så stejle og rene flanker som den benyttede C-MOS kreds. Normalt tror mange, at en C-MOS kreds er langsom - for ikke at sige sløv - men det er ikke rigtigt.

Schmitt-triggeren indskydes mellem Wien-bro-oscillatoren og bufferforstærkeren gennem en dobbelt vippeomskifter.

#### Buffer forstærker

Efter tonekredsløbet og schmitt-triggeren indskydes en bufferforstærker.

Den har til opgave at forstærke svagere signaler og skabe en lav udgangsimpedans, uafhængig af tilslutning/belastningen.

Også her benyttes en BI-MOS kreds, der ikke belaster signalkilden, og som er tilstrækkelig hurtig (slew-rate).

En standard operationsforstærker er så langsom, at schmitt-triggerens fine flanker ødelægges. Den her benyttede BI-MOS kreds er så hurtig, at den har tendens til *ringning* efter skarpe spændingssving. Det var derfor nødvendigt at montere en lille keramisk kondensator over tilbagekoblingsmodstanden. Den er så lille, at de skarpe firkantimpulser stadig kan komme gennem i hel stand.

#### Attenuator

Første attenuator er et simpelt drejepotentiometer. Det er indsatt før buffer forstærkeren. Med det kan man indstille udgangsspændingen helt fra 0.

Anden attenuator er indsatt lige før udgangen. Det gør man for at få så lav støj som muligt ved små udgangssignaler. I 3 mV området er udgangsimpedansen under 1 Ohm. Hvis denne attenuator var anbragt FØR udgangsforstærkeren, ville 3 mV området have været overlejet med operationsforstærkerens egenstøj. Denne støj er nemlig over 30 uV, og ville derfor være hørbar i forhold til signalet. En god grammofonforstærker har et signal/støjforhold på 46 dB.

#### TILSLUTNING

Tonegeneratoren med 4 grundopstillinger er samlet på to printplader. Der er intet i vejen for at *sakse* de fire enkelte kredsløb efter behov.

Den ene printplade bærer tonegeneratoren elektroniske kredsløb. Den anden, som påloddes i vinkel, bærer de nødvendige omskifte. Metoden eliminerer ledninger, og man kan ikke komme til at forbinde noget forkert, så der opstår selvsving eller brumsløjfer.

De ledninger, man skal forbinde, er til transformatoren, netledning og signaludgang. Den monteres på en BNC-bøsnings til eet-hulsmontage. BNC-bøsningsens midterben loddes på Output. Det er ligemeget, hvor på omskifterprintet man monterer stel.

Printpladen er beregnet for indskydelse i en B1010 kasse. Denne leveres med kunststof frontplade, og det er meget let at bore hullerne. Transfor-

toren limes eller skrues fast inde i kassens rørprofil. I prøven benyttedes et par dråber Araldit på hvert transformatorben. Så kommer der ingen grimme skruer ud gennem den smukke kasse.

## TEKNISKE DATA

Driftsspænding . . . . .	12 VAC/18 VDC
Strømforbrug . . . . .	50 mA
Frekvensområder . . . . .	20-200Hz/200-2.000Hz/2-20kHz/ 20-200kHz/200-500 (700) kHz.
Udgangsspændinger/impedanser: . . . . .	0-3mV/1 Ohm, 0-30mV/10 Ohm 0-300mV/100 Ohm, 0-3V/1 kOhm
Harmonisk forvrængning . . . . .	0,02% (20Hz-10kHz) 0,1% (25kHz)
Signalspænding stabilitet . . . . .	-1dB/20Hz-200kHz
Firkant spænding stigetid . . . . .	200V/uS

## KOMPONENTLISTE

Nr.	Værdi	Benævnelse
R1	12 kOhm	1/4 W modstand
R2	12 kOhm	1/4 W modstand
R3	820 Ohm	1/4 W modstand
R4	820 Ohm	1/4 W modstand
R5	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R6	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R7	47 kOhm	LIN STEREO potentiometer
R8	3,3 kOhm	1/4 W modstand
R9	47 kOhm	LIN STEREO potentiometer
R10	1 Ohm	2 W modstand
R11	10 Ohm	1/4 W modstand
R12	100 Ohm	1/4 W modstand
R13	1 kOhm	1/4 W modstand
R14	100 Ohm	1/4 W modstand
R15	47 kOhm	1/4 W modstand
R16	47 kOhm	1/4 W modstand
R17	47 kOhm	1/4 W modstand
R18	10 kOhm	1/4 W modstand
R19	4,7 kOhm	1/4 W modstand
R20	1 MOhm	1/4 W modstand
R21	100 kOhm	1/4 W modstand
R22	100 kOhm	1/4 W trimmepotentiometer NTC (1-10 kOhm) R53
R53		
C1	1000uF/16V	elektrolytkondensator
C2	10uF/25V	tantalkondensator
C3	10uF/25V	tantalkondensator
C4	10uF/25V	tantalkondensator
C5	2-22pF	trimme kondensator
C6	2-22pF	trimme kondensator
C7	220pF	keramisk kondensator

C8	220pF	keramisk kondensator
C9	1,5nF	keramisk kondensator
C10	1,5nF	keramisk kondensator
C11	15nF	Polyesterkondensator
C12	15nF	Polyesterkondensator
C13	150nF	Polyesterkondensator
C14	150nF	Polyesterkondensator
C15	10pF	keramisk kondensator
IC1	LM340-15 el. 7815	15 V regulator
IC2	741	OP-AMP 8-ben DIL
IC3	LF356	BI-MOS OP-AMP.
IC4	LF356	BI-MOS OP-AMP.
IC5	MOS4011	C-MOS quad 2 input nand
D1	1N4005	1A/400V effekt diode
D2	1N4005	1A/400V effekt diode
D3	1N4005	1A/400V effekt diode
D4	1N4005	1A/400V effekt diode