

System Elektronik

Forstærkning med Elektronik

Gyldendal

Ryan Holm



System elektronik: Forstærkning med elektronik

© 1977 by Gyldendalske Boghandel,

Nordisk Forlag A.S. Copenhagen.

Illustrationer af P. W. H. Dam og Freddy Jacobsen.

Fotografier af forfatteren.

Fotografisk, mekanisk eller anden gengivelse

eller mangfoldiggørelse af denne bog eller

dele heraf er ikke tilladt ifølge gældende dansk lov

om ophavsret.

Omslag: art/Grafik

Bogen er sat med Akzidenz-Grotesk (Diatronic)

og trykt hos Th. Laursens Bogtrykkeri a-s, Tønder.

Printed in Denmark 1981

ISBN 87-01-41861-0

Indhold

Forord	4	Stabilisering af transistortrin	33
Målinger på en forstærker	7	Stabilisering med emittermodstand	
Praktisk udførelse af forstærkeren	7	og spændingsdeler	33
Afprøvning af en forstærker	8	To-trins forstærker	34
Største uforvrængede udgangssignal	8	Udgangstrin	35
Indgangssignal	8	Tre-trinsforstærker	35
Spændingsforstærkning	8	Øvelser med tre-trinsforstærkeren	36
Følsomhed	9	Fejl ved en forstærker	37
Overstyring	9	Tilbagekobling	37
Egenstøj	10	Motorboating	37
Signal/støj forhold	11	Selvsving	37
Udgangsimpedans	11	Forstærkeren som radio	37
Praktisk måling af udgangsimpedans	12	Indstråling i LF-anlæg	37
Udgangseffekt	12	Spændinger ved et forstærkertrin	39
Indgangsimpedans	13	Kollektorspændingens betydning	39
Frekvensgang	14	Beregning af modstandene i forstærkertrinet ..	41
dB	16	Beregning af kollektormodstand og	
dB tabel – spændingsforhold	16	emittermodstand	41
3 dB	17	Beregning af basismodstandene	41
dB ved effekt	17	Udgangstrin med komplementære transistorer ..	42
dB tabel – effektforhold	17	Komplementært forstærkertrin med drivertrin ..	42
Måleblad til undersøgelse af forstærker	18	Valg af transistorer	43
Krav til lavfrekvensforstærkerens data:		Beregning af udgangseffekt	43
DIN 45500	20	0,5 W og 1 W forstærker med BC328/338	45
Transistorens karakteristikker	22	0,5 W forstærker	45
Udgangskararakteristik	22	1 W forstærker	45
Indgangskararakteristik	23	Data for 0,5 W og 1 W forstærker	46
Beregninger på en transistoropstilling	25	2 watt stereo-forstærker	47
Arbejdspunkt	26	Stereoforstærker med integrerede kredse	48
Beregning af basismodstand	26	Forstærkerens data	48
Effekt – effekthyperbel	27	TDA1004	49
Overføringskarakteristik	29	Potentiometre	49
Signalforstærkning	29	Køleplade	51
Spændingsforstærkning	29	Montering af forstærkeren i kabinet	51
Strømforstærkning	29	Overstyring af forstærkeren	51
Spændingsforstærkning	29	Komponentliste	51
Beregninger på transistoropstillinger	31	RC led	52
Beregning af basismodstand	31	Teorien bag RC leddet	53
Variabel basismodstand	31	Beregning af fo	53
Beregning af forstærkertrin	31	Tre RC led	53
Beregning af Rc	32	Lavpas – højpas filter	54
Beregning af R _E	32	Variabel lavpas/højpas filter	54
Beregning af R _{B1} og R _{B2}	32	Buffer forstærker	55
Transistoren som forstærker af signaler	33	Tonekontrol	57

Diskantkontrol	57
Baskontrol	57
Kombineret diskant-baskontrol	57
Aktiv tonekontrol	58
Praktisk konstruktion	59
LF forstærker med 10 dB, 20 dB, 30 dB eller 40 dB spændingsforstærkning	60
Højtaleren	62
Delefilter	63
Delefilter med kondensator	63
Delefilter med spole og kondensator	63
Delefilter med LC led	64
3-vejs delefilter	64
Professionelle delefiltere	65
Josty Kit delefilter LF438	65
Philips delefiltere	65
ADF1500	65
ADF 600/1500	65
Stikordsregister	67

Forord

Til læreren

Denne bog indgår i serien *System elektronik*, der nøje følger intentionerne i „Undervisningsvejledning for folkeskolen nr. 27“, „Elektronik“, der er udsendt af undervisningsministeriet i 1976.

„System elektronik“ vil komme til at bestå af syv bøger med tilhørende elevøvelshæfter. De syv bøger er:

Basis elektronik

Praktisk elektronik

Digital elektronik

Forstærkning med elektronik

Styring med elektronik

Måling med elektronik

Kommunikation med elektronik

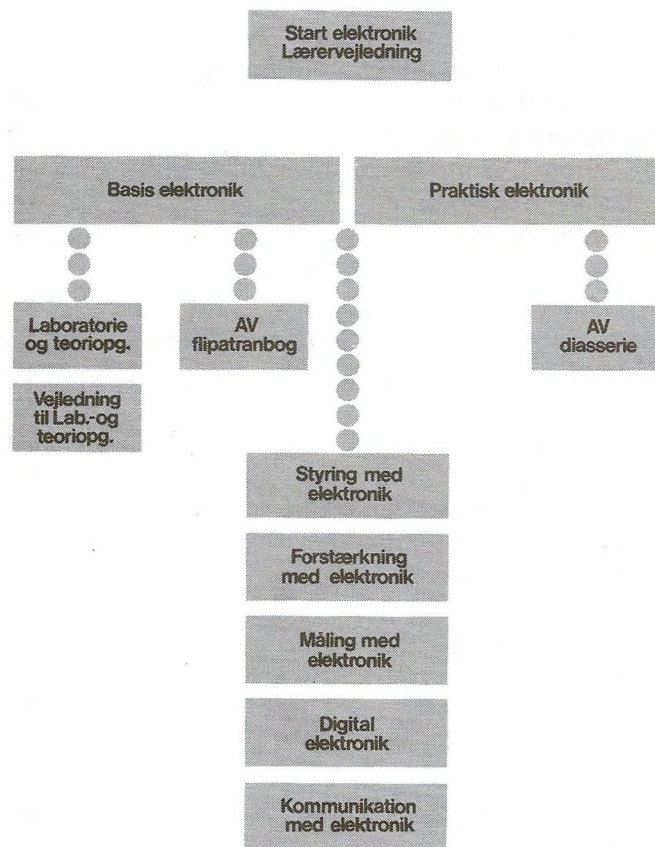
De seks førstnævnte bøger er udkommet, medens den sidste er under udarbejdelse.

Basis elektronik er en selvstændig lærebog i den grundlæggende elektronik. De komponenter, der indgår i elektronikken, beskrives, og deres funktion i elektroniske kredsløb undersøges. Med gennemarbejdelsen af denne bog har man et grundlag at arbejde på. Parallelt med arbejdet med *Basis elektronik* vil det være rimeligt at arbejde med *Praktisk elektronik* samt én eller flere af de øvrige bøger.

Praktisk elektronik gennemgår opbygningen af konstruktioner og giver praktiske anvisninger på fremstilling af „trykte kredsløb“, loddeteknik osv. Herudover er der en række konstruktioner, der dækker emner, der er blevet behandlet i de andre bøger i serien. Arbejdes der f.eks. med *Digital elektronik*, kan man i *Praktisk elektronik* finde alle typer multivibratorer i færdige konstruktioner med diagram, printtegning og komponentplaceringstegning.

Forstærkning med elektronik

I *Basis elektronik* arbejdes med transistorens funktion som forstærker af elektroniske signaler. I denne bog udvides begreberne.



LF forstærkerens opbygning gennemgås, og på en simpel forstærker gennemføres målinger af de vigtigste af de specifikationer, fabrikanterne giver om deres forstærkere. Det er oplysninger, man får hos sin radioforhandler, når man skal købe nyt stereoanlæg. Det kan være begreber som signal/støj forhold, frekvensgang, ind- og udgangsimpedans, dynamik, følsomhed, etc. Oplysninger som disse efterprøves ved målinger på en forstærker.

Desuden ses der på højttalere - på delefiltere og højttalersystemer.

Kommunikation med elektronik

I denne bog behandles principperne for kommunikation ved hjælp af elektronikken. De grundlæggende funktioner af lavfrekvens- og højfrekvensoscillatorer belyses, og principperne i radiomodtagere og -sendere gennemgås.

Digital elektronik

Digital elektronik er den del af elektronikken, der er i den største udvikling. Den er grundlaget for elektroniske regnemaskiner fra den største datamat til den mindste lommeregner. Alle former for styring af og med elektronik er baseret på digital elektronik.

I *Digital elektronik* arbejdes der med alle former for multivibratorer, digital og decimal udlæsning, logiske kredse og deres anvendelse, og der vises eksempler på anvendelsen af integrerede kredse.

Styring med elektronik

Kredsløb kan styres af lys, lyd, varme m.v. Dette område af elektronikken er meget omfattende, og flere og flere maskiner i hjemmet, på fabrikken eller værkstedet kontrolleres og styres af elektronik.

Spændingsforsyningers opbygning er behandlet. Der vises elektronisk regulering af spænding og strøm, og hvordan en spændingsforsyning kan kortslutningssikres.

I elektronisk styring anvendes forskellige specielle halvledere. Det er unijunctiontransistoren (UJT), tyristoren, TRIAC og DIAC. Disse halvlederes funktion gennemgås i teori og med praktiske eksempler.

Måling med elektronik

I denne bog ses på et vigtigt område af elektronikken, nemlig måling. For at kunne arbejde rigtigt med elektronik må man også kunne bruge elektronikkens værktøj, måleinstrumenterne. Derfor er der i denne bog anvisninger på, hvordan måleinstrumenterne er opbygget, og hvordan man anvender dem. De to vigtigste måleinstrumenter er universalmåleinstrumentet og oscilloskopet, og derfor er der gjort meget ud af disse to instrumenter. Med universalmåleinstrumentet kan der måles spænding, strøm og resistans, men man kan også med det undersøge, om en transistor er i orden.

Oscilloskopet, der for få år siden var et ukendt instrument for mange fysiklærere, er i dag standard i de fleste fysiksamlinger, og det er et instrument, der er uhyre mange anvendelsesmuligheder for.

Vejledning til System elektronik

Start elektronik - Et begynderforløb med System elektronik

Denne bog er en vejledning i, hvordan man kan starte med elektronik. Bogen vil kunne anvendes af:

- a) den, der selvstændigt vil i gang med at arbejde med elektronik,
- b) den lærer, der skal i gang med en begynderundervisning i 8. klasse i folkeskolen,
- c) den lærer, der skal undervise i ungdomsskolen, på ungdoms- og efterskoler,
- d) den lærer, der skal undervise på elektronikkursus for voksne i aftenskolen.

Herudover vil bogen kunne være til støtte for enhver underviser, der skal i gang med et begynderforløb i elektronik.

AV-materialer til System elektronik

Flipatranbogen: Elektronik

En flipatranbog er en bog med transparenter til overheadprojektoren.

Bogen starter med opbygning af et diagram. På den første transparent vises en glødelampe tilsluttet et batteri. Ved at lægge flere blade oven på det første følges opbygningen af et diagram. På samme måde er de øvrige emner i bogen opbygget.

Bogen indeholder følgende:

Diagramopbygning 4 blade

Diagramsymboler 2 blade

Farvekode for modstande 2 blade

Modstandsrekken 2 blade

Farvekode for kondensatorer 1 blad

Kondensatorer og modstande

i serie- og parallelforbindelse 3 blade

RC-led og LC-led 2 blade

Ensretning af vekselstrøm 3 blade

Dobbeltensretning 2 blade

Multivibrator 2 blade

Forstærkning 3 blade

Transistorens karakteristikker 6 blade

Diasserien: Sådan fremstiller du et trykt kredsløb

Denne diasserie er udarbejdet som en hjælp for alle, der ønsker at gå i gang med elektronik, og den fortæller om det meget væsentlige elektronikarbejde - at fremstille et trykt kredsløb. Den fortæller også om, hvordan en korrekt lodning udføres.

Til eleven

Denne bog er en del af *System elektronik*, der består af syv bøger og nogle hæfter med opgaver.

De syv bøger er:

Basis elektronik

Praktisk elektronik

Digital elektronik

Forstærkning med elektronik

Kommunikation med elektronik

Styring med elektronik

Måling med elektronik

For at arbejde med elektronik er det nødvendigt at have en vis viden om grundbegreberne i faget, og denne viden kan man tilegne sig gennem bogen *Basis elektronik*. Man kan godt uden at vide ret meget om elektronik bygge alle konstruktionerne i *Praktisk elektronik*, og konstruktionerne vil sikkert virke første gang, der tilsluttes spænding. Mange arbejder med elektronik på denne måde og får lavet store konstruktioner. Først når noget ikke virker, får man brug for en viden for at finde frem til fejlen. Gør man ikke det, er pengene spildt. Derfor bør man først tilegne sig en grundlæggende viden om emnet.

Har man gennemarbejdet *System elektronik*, har man fået en hel del viden om elektronik, og dette vil være værdifuldt, uanset hvilket erhverv man har eller vil uddanne sig i. Elektronikken får større og større indflydelse på vor hverdag, og den, der kan „tænke elektronisk“, er godt rustet.

Elektronik er ikke kun nyttigt erhvervsmæssigt, men det er en god hobby at have. Denne hobby dækker et stort område. Man bygger måske selv sit HI-FI stereoanlæg og interesserer sig for denne side, eller man bliver radioamatør og skaffer sig venner over hele verden via mikrofonen.

Har man en helt anden hobby: fisk, kaniner eller duer, vil man også inden for denne hobby finde områder, hvor man med fordel kan udnytte sin elektronikviden.

Der er mange muligheder, og det kan også være et mål, at man når frem til at gøre sin hobby til sit erhverv.

Ryan Holm

Målinger på en forstærker

Når man skal købe et forstærkeranlæg, får man hos radioforhandleren opgivet en mængde tekniske data, som det kan være svært at gennemskue. Det er oplysninger om signal/støj forhold, frekvensgang, udgangseffekt, udgangsimpedans og indgangsimpedans. Målingerne er som regel anført i dB.

Vi skal her se på, hvordan målingerne på en simpel måde kan udføres, og hvad de betyder i praksis.

Som forstærkermodel bruger vi en simpel forstærker med kun to transistorer. Det er en lavfrekvensforstærker beregnet som forforstærker. Det vil sige, at den kan forstærke meget svage signaler. Til gengæld kan den ikke tåle kraftige signaler på indgangen. Så bliver den overstyret.

Vi kunne som forstærkermodel have taget en anden forstærker. Senere i denne bog vises en 1 W forstærker og en 2 W stereoforstærker. Disse forstærkere kunne undersøges på samme måde. De måleresultater, der bliver opgivet, er praktiske målinger på en tilfældig forstærker. Afvigelse i tolerancer for komponenter og forskellig strømforstærkning for valgte transistorer kan for en så simpel forstærker som denne give afvigende resultater.

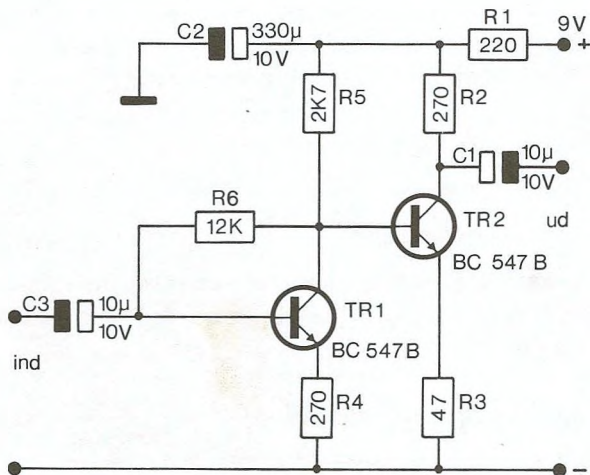
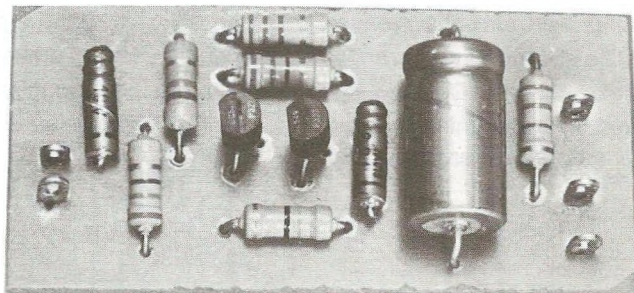


Fig. 1

Diagrammet fig. 1 viser forstærkeren. Signalet kommer gennem en kondensator på 10 µF til basis på TR1. Læg mærke til, at R6, der er TR1's basismodstand, er forbundet til kollektor på transistoren. Det giver mindre forstærkning, end hvis den er ført direkte til plus, men til gengæld er forstærkeren mere temperaturstabil.

TR2 er direkte forbundet til kollektor på TR1, og fra kollektor på TR2 tages signalet ud over en kondensator på 10 µF. I emitter på TR1 og TR2 er modstande på 270 Ω og 47 Ω. Det betyder igen mindre forstærkning. Vi siger, at forstærkeren er modkoblet, og det har stor betydning for kvaliteten. Bl.a. bliver frekvensgangen bedre.

Ved at anbringe en kondensator på 100 µF over R3 stiger forstærkningen fra ca. 50 gange til ca. 200 gange. Herom senere.



Praktisk udførelse af forstærkeren

Forstærkeren kan opbygges på sømbræt. Det kan anbefales at bygge den på kredsløbsplade. Fig. 2 viser printtegningen og fig. 3 komponentplaceringen. Printtegningen findes også i Praktisk elektronik.

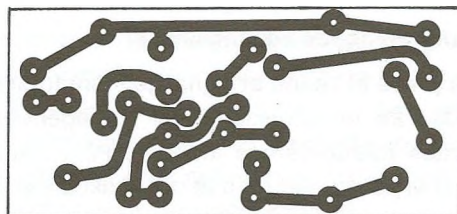


Fig. 2

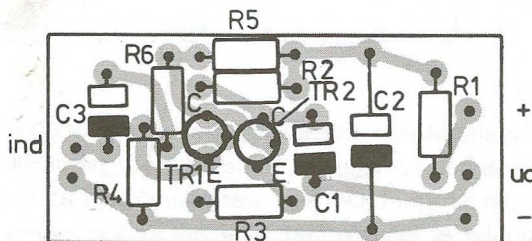


Fig. 3

Afprøvning af en forstærker

Når man har bygget en forstærker og omhyggeligt kontrolleret, at alt er lavet rigtigt, kan den tilsluttes spændingskilden. Denne forstærker er beregnet til 9 V.

Man kan altid med et amperemeter kontrollere, at strømforbruget ved tilslutning ikke er for stort. Hvis det skønnes for stort, kan der være en fejl i konstruktionen. Man får ofte ved en forstærker angivet, hvor stor tomgangsstrømmen må være.

Det kan være en stor fordel med en spændingsforsyning med strømbegrænser. Man kan så på forhånd indstille strømbegrænseren, så strømmen ikke kan overstige f.eks. 50 mA. Der kan så ikke ske store ødelæggelser ved en kortslutning i printet. Eksempler på sådanne spændingsforsyninger er vist i Praktisk elektronik.

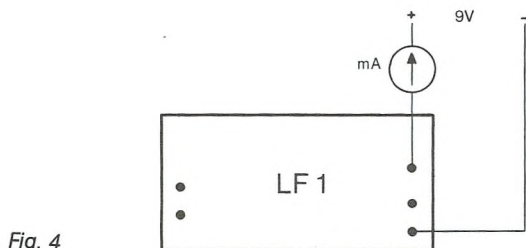


Fig. 4

Fig. 4 viser, hvordan man måler strømforbruget. Der blev målt en tomgangsstrøm på 14 mA.

Største uforvrængede udgangssignal

Vi skal nu prøve at sende et signal gennem forstærkeren. Signalet fås fra en sinusgenerator (tonegenerator), og den tilsluttes forstærkerens indgang. På forstærkerens udgang ser vi på signalet med et oscilloskop (fig. 5).

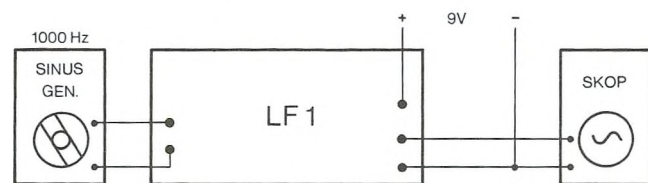


Fig. 5

Sinusgeneratoren indstilles på frekvensen 1000 Hz, og der drejes ned for signalet, til det, der ses på oscilloskopet, er sinusformet. Det kan være vanskeligt at vurdere, om signalet er sinusformet, eller det er lidt forvrænget. Vi kan kun skønne. Med dyre måleinstrumenter kan man måle, om et signal er sinusformet.

Hvis signalet ikke er sinusformet, vil det i en højtaler lyde forvrænget.

På forstærkeren målt et uforvrænget signal på 2 Vss.

Vss betyder volt-spids-spids spænding. (Se Basis elektronik side 27).

$$U_{ud} = 2 V_{ss}$$

Indgangssignal

Med oscilloskopet kan vi nu måle, hvor stort det signal var, som resulterede i et signal ud på 2 Vss. Oscilloskopledningerne flyttes nu til indgangen på forstærkeren. Hvis forstærkeren, som den vi arbejder med, har fælles stelledning for ind- og udgang, kan man nøjes med at flytte den ene ledning (fig. 6).

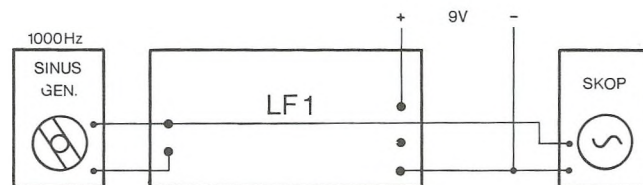


Fig. 6

Med et dobbeltstråleoscilloskop kan man på samme tid betragte både indgangs- og udgangssignal.

På forstærkeren målt indgangssignalet til 0,04 Vss.

$$U_{ind} = 0,04 V_{ss} = 40 \text{ mVss}$$

Spændingsforstærkning

Vi kan nu beregne, hvor stor spændingsforstærkningen er. Det vil sige, hvor mange gange, det tilførte signal forstærkes op.

$$\text{Spændingsforstærkningen} = \frac{U_{ud}}{U_{ind}} = \frac{2 V_{ss}}{0,04 V_{ss}} = 50 \text{ gange}$$

Signalet er blevet forstærket 50 gange.

Følsomhed

I stedet for at angive forstærkertallet i gange eller i dB, kan vi angive, hvor svagt et signal forstærkeren skal tilføres for at afgive en bestemt udgangsspænding. Man vælger ofte den udgangsspænding, som svarer til fuld udstyring af den udgangsforstærker, der skal kobles bagefter.

Skal udgangsforstærkeren f.eks. afgive 10 watt, og kræver den hertil en indgangsspænding på $2 V_{ss}$, er det altså $2 V_{ss}$, forforstærkeren skal afgive.

Udgangsspænding: $U_{ud} = 2 V_{ss}$

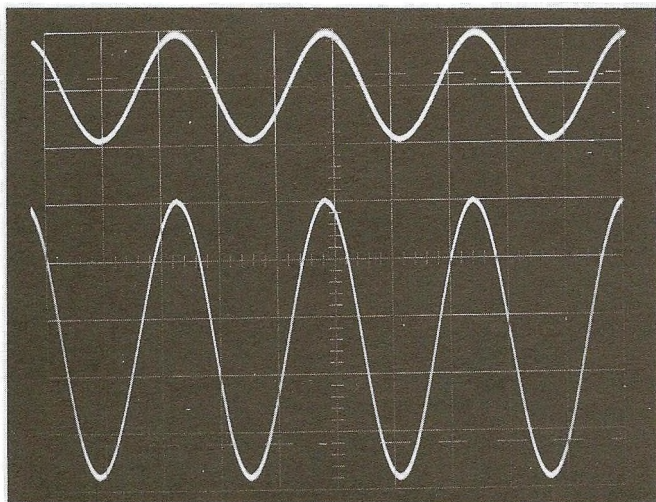
Spændingsforstærkning: $\frac{U_{ud}}{U_{ind}} = 50 \text{ gange}$

Indgangsspænding: $U_{ind} = \frac{2 V_{ss}}{50} = 0,04 V_{ss} = 40 \text{ mV}_{ss}$

Spændingen angives normalt i effektivværdi. Derfor regner vi om hertil.

$$U_{eff} = \frac{U_{ss}}{2,8} = \frac{40}{2,8} = 14 \text{ mV}_{eff}$$

Følsomheden er 14 mV.



Oscilloskopbilledet viser øverst indgangssignalet, nederst udgangssignalet. Optaget på dobbeltstråleoscilloskop PM3233 (Philips) med kamera PM7379 (Philips).

Overstyring

Når det tilførte signal på indgangen bliver for stort, begynder forstærkeren at forvrænge. Denne forstærker er en forforstærker, og det er derfor let at overstyre den.

Hvis det oscilloskop, man råder over, ikke er tilstrække-

ligt følsomt, kan man i stedet vælge at undersøge en udgangs-forstærker, f.eks. den 1 W forstærker, der vises senere i denne bog.

Ved måling på en forforstærker, kan man komme ud for, at sinusgeneratoren ikke kan levere et tilstrækkeligt lille signal. Man kan så lave en spændingsdeler (fig. 7). R1's og R2's værdier afhænger af sinusgeneratorens udgangsimpedans.

Hvis man vælger $R1 = 1 \text{ K}\Omega$ og $R2 = 100 \Omega$, vil det signal, der tilføres forstærkeren, være $\frac{1}{11}$ af det, der kommer fra sinusgeneratoren.

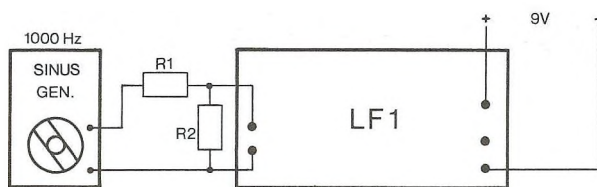


Fig. 7

En spændingsdeler kan også med fordel bruges, hvis det oscilloskop, man anvender, ikke er tilstrækkeligt følsomt. Man kan så med oscilloskopet måle direkte på sinusgeneratorens klemmer. Hvis signalet her måles til 50 mV_{ss} , vil signalet på forstærkerens indgang være $\frac{1}{11}$ heraf = ca. $4,5 \text{ mV}_{ss}$.

Når forstærkerindgangen overstyres, bliver udgangssignalet forvrænget. Det er ikke længere sinusformet. Bliver forstærkeren meget overstyret, er udgangssignalet rene firkantspændinger. Ved begyndende overstyring „klippes“ signalet. Hvis det sker samtidig i top og bund, klipper forstærkeren symmetrisk (fig. 8).

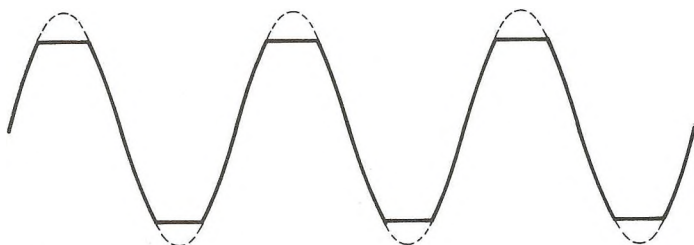
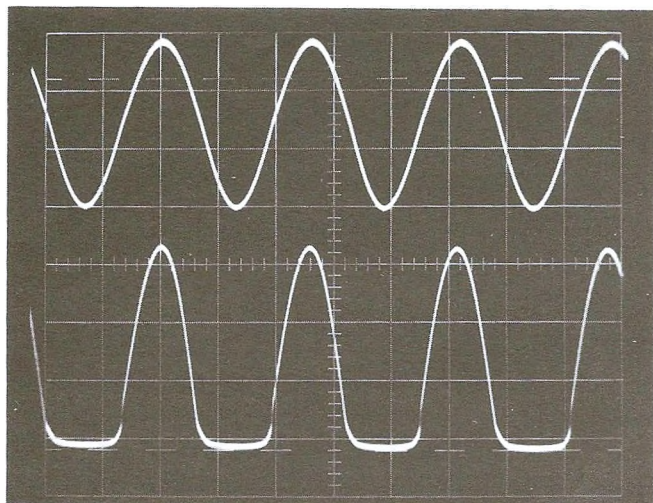
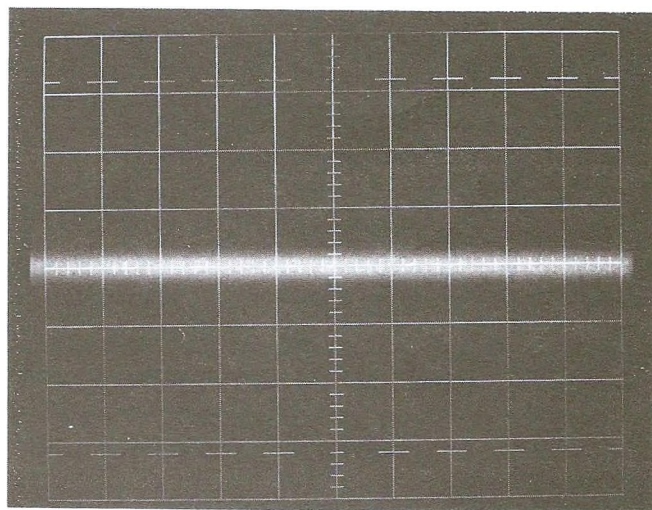


Fig. 8

Denne forstærker klipper først i bund. Størrelsen af forvrængningen måles i %.



Udgangssignalet er klippet i bunden.



Oscilloskopbillede af egenstøj.

Egenstøj

En forstærker frembringer selv sus eller støj. Vi kalder det egenstøj og tilstræber, at den skal være så lille som muligt. Uden signal på indgangen og med indgangen kortsluttet, kan man med oscilloskopet måle, hvor stort „signal“ der er på udgangen. Det er forstærkerens egenstøj (fig. 9).

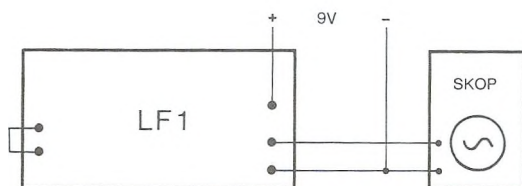


Fig. 9

På denne forstærker målttes egenstøjen til mindre end 2 mVss.

Hvis der til indgangen slutes en ledning, kan man med oscilloskopet på udgangen se, hvor meget „støj“ den kan samle op. Det gælder også, hvis man med en finger rører indgangsterminalen. Det ser ud, som om støjen er sinusformet. Det skyldes, at vi er omgivet af et net af ledninger (husinstallationen), hvor der går en 50 Hz vekselstrøm. Dette brumfelt opsamles let af en antenne (ledningen eller fingeren) og forstærkes op i forstærkeren.

Vi må ved forstærkere undgå at samle denne støj op. Det gør man ved at bruge korte skærmede ledninger til forstærkerens indgang (fig. 10).

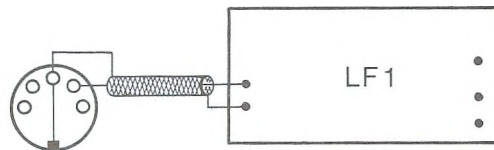
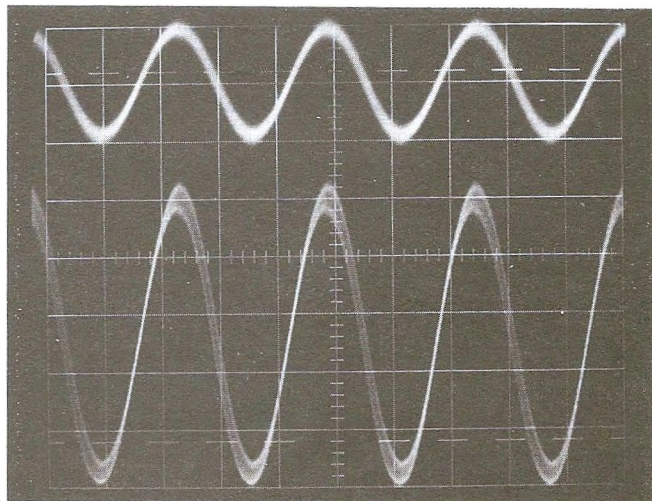


Fig. 10



Signalerne er ikke „rene“. Der er støj på.

Signal/støj forhold

Signal/støj forholdet har stor betydning ved bedømmelsen af en forstærker. Det er forholdet mellem signalet fra forstærkeren og forstærkerens egenstøj. Man tilstræber her et så stort tal som muligt, og signal/støj forholdet bliver derfor målt ved maksimalt signal fra forstærkeren. Det maksimale uforvrængede signal ved forstærkeren blev målt til 2 Vss.

Forstærkerens egenstøj var under 2 mVss.

$$\text{Signal/støj forhold} = \frac{U_{ud}}{\text{egenstøj}} = \frac{2 \text{ Vss}}{0,002 \text{ Vss}} = 1000$$

Signal/støj forholdet er større end 1000.

Forholdet opgives altid i dB, decibel.

1000 gange svarer til 60 dB.

Signal/støjforhold betegnes ved S/N efter engelsk: „Signal/Noise ratio“.

Udgangsimpedans

Vi har i de foregående forsøg arbejdet med forstærkeren uden belastning. Ved en udgangsforstærker er belastningen højttaleren.

Højttalere fås med forskellig impedans – vekselstrømsmodstand. Der er to typer: højohms og lavohms højttalere.

En højohmshøjttaler kan være 150 Ω, en lavohms på 4 Ω eller 8 Ω.

Hvis det ikke er en udgangsforstærker, men som her en forforstærker, skal udgangen ikke tilsluttes en højttaler, men på udgangen tilsluttes indgangen af en udgangsforstærker. Forstærkeren bliver „belastet“ med en anden forstærker. Vi taler om, at forstærkeren har en udgangsimpedans og tilstræber, at den er så lav som mulig.

Hvis en udgangsforstærker har en belastningsimpedans på 8 Ω, skal der tilsluttes en 8 Ω højttaler. Tilslutter man en 4 Ω højttaler, vil der gå for stor strøm, og højttaleren eller forstærkeren kan „brænde“ af. Hvis man derimod tilslutter en 150 Ω højttaler, vil forstærkeren ikke afsætte tilstrækkelig effekt i højttaleren.

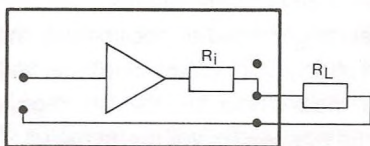


Fig. 11

Fig. 11 viser en model af en forstærker. I forstærkeren er der en vis indre modstand R_i . Når vi måler på forstærkeren ubelastet, går der ikke strøm gennem R_i , og der sker heller intet spændingsfald over den.

Når forstærkeren belastes, går der strøm. Belastningen, R_L , kan være en højttaler, en udgangsforstærker eller en fast modstand ved målinger (L = load, engelsk for belastning).

R_i og R_L danner en spændingsdeler, og hvis $R_i = R_L$, vil spændingsfaldet over dem være ens.

Ved at belaste udgangen med forskellige faste modstande, kan vi måle os frem til forstærkerens udgangsimpedans.

Forstærkeren tilsluttes en sinusgenerator. Frekvensen 1000 Hz. Vi kan nu prøve at „belaste“ forstærkeren med en fast modstand. Vi prøver med forskellige værdier: 10K, 1K, 100R og 10 R (fig. 12).

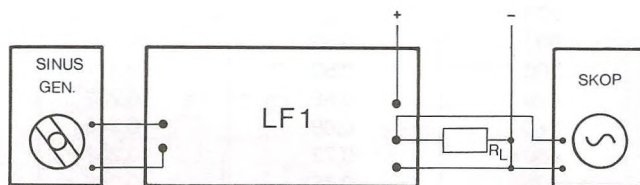


Fig. 12

Med et oscilloskop måles spændingsfaldet over modstanden, og sinusgeneratoren indstilles, så udgangssignalet fra forstærkeren netop ubelastet er 1 Vss. Hvis der måles med et voltmeter (med stor indre modstand), kan der f.eks. indstilles til 0,5 Veff udgangsspænding. På voltmeteret kan man ikke se, om forstærkeren er overstyret.

R_L	10K	1K	100R	10R
U_{ud}	1 Vss	0,8 Vss	0,28 Vss	0,04 Vss

Af skemaet ses, at belastningen skal være mellem 1000 Ω og 100 Ω for at udgangssignalet netop bliver 0,5 Vss. Det betyder, at forstærkerens udgangsimpedans må ligge mellem 1000 Ω og 100 Ω.

Vi kan nu gå videre og prøver at belaste med modstande med resistans mellem 1000 Ω og 100 Ω. For hver modstand noteres det målte spændingsfald over den.

Resultatet kan så indsættes i et skema, der kan reg-

nes videre på resultatet.

Hvis målingerne foretages med et voltmeter i stedet for et oscilloskop, er spændingen målt i effektiv spænding: V_{eff} .

Med oscilloskopet måles spids-spids-spænding: V_{ss} .

V_{ss} skal så omregnes til V_{eff} , for at vi kan regne videre på resultatet.

$$V_{eff} = \frac{V_{ss}}{2,8}$$

R Ω	U V _{ss}	U V _{eff}
100	0,28	0,100
120	0,32	0,114
150	0,36	0,129
180	0,40	0,143
220	0,45	0,161
270	0,50	0,179
330	0,55	0,196
390	0,59	0,211
470	0,65	0,232
560	0,68	0,243
680	0,72	0,257
820	0,75	0,268
1000	0,80	0,286

Vi ser ud af skemaet, at udgangssignalet ved belastning med 270 Ω modstanden er faldet til 0,5 V_{ss} – det halve af ubelastet signal.

Praktisk måling af udgangsimpedans

Vi kan hurtigt måle en forstærkers udgangsimpedans. Til målingen bruges et potentiometer, f.eks. 10K lin.

Forstærkeren, vi ønsker at måle på, tilsluttes en sinusgenerator, indstillet på 1000 Hz. Til udgangen sluttes et oscilloskop (eller voltmeter).

Der drejes ned for sinusgeneratoren, så der på skopet ses et pænt sinusformet signal. Signalspændingen måles f.eks. til 1 V_{ss} .

Over udgangsklemmerne på forstærkeren tilsluttes nu et potentiometer, 10 K, med hele resistansen drejet ind (10 KΩ) (fig. 13).

Der drejes nu ned på potentiometeret, til udgangssignalet er faldet til det halve, 0,5 V_{ss} .

Nu er belastning = udgangsimpedans.

Potentiometeret fjernes, og med ohmmeteret måles resi-

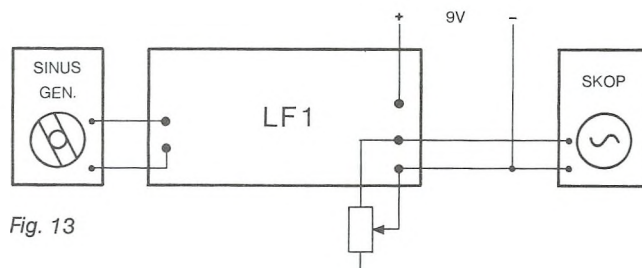


Fig. 13

stansen (fig. 14). På denne forstærker vil resultatet være ca. 270 Ω. Udgangsimpedansen er 270 Ω.

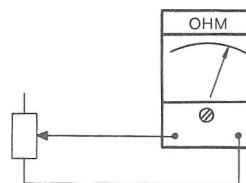


Fig. 14

Denne målemetode bør kun bruges, hvis forstærkeren er kortslutningssikret.

Hvis den ikke er det, og der drejes helt ned på potentiometeret, brændes udgangstrinet i forstærkeren af, hvis signalet ikke er meget lille.

Ved målinger på en ikke kortslutningssikret forstærker kan der tilsluttes en fast modstand i serie med potentiometeret. Så er man sikret.

Det anvendte potentiometer skal tilpasses forstærkeren, således at det kan tåle den effekt, der afsættes i det.

Udgangseffekt

Udgangseffekt benævnes med P_o . P står for power (engelsk for effekt-kraft). Udgangseffekten måles i watt og kan beregnes efter formelen:

$$P_o = U \cdot I$$

Kendes spændingen over højttaleren og strømmen gennem den, kan afsat effekt beregnes.

Måles spændingen med et oscilloskop, må man huske, at det er V_{ss} (spids-spids spænding), der måles, og for at kunne regne med Ohms lov må det regnes om til V_{eff} (effektiv spænding). Med et voltmeter måles effektiv spænding.

Der er flere måder at angive udgangseffekten på, og det udnyttes i reklamen for de færdige produkter. Det gælder nemlig om at angive et så stort tal som muligt.

De forskellige „slags“ watt er f.eks. *spidswatt*, *musikwatt* og *sinuswatt*.

Spidswatt er den effekt, en forstærker kan afgive i et ultrakort øjeblik. Det er det største tal, der kan opgives som udgangseffekt.

I musik varierer styrken og dermed belastningen af forstærkeren. I korte øjeblikke kommer den op på den maksimale effekt (musikeffekt). Musikwatt-tallet, der er mindre end spidswatt tallet, er det tal, der oftest opgives af fabrikanterne.

Det tredje tal – sinuswatt – er det mest reelle. Det angiver det antal watt, en forstærker kan afgive i længere tid, når der sendes en sinusformet tone gennem den. Det er det mindste tal, men til gengæld det, der siger mest om forstærkeren . . . I teknikersproget kaldes sinuswatt for „*englewatt*“.

Vi målte den maksimale spænding, forstærkeren kunne afgive uforvrænget til 1,6 Vss. Det var ubelastet. Ved belastning med en 150 Ω højttaler falder spændingen måske til 0,6 Vss.

$$V_{\text{eff}} = \frac{V_{\text{ss}}}{2,8} = \frac{0,6 \text{ Vss}}{2,8} = 0,2 \text{ Veff}$$

Vi kan nu beregne, hvor stor effekt (sinuswatt), der afsættes i en 150 Ω højttaler. ved hjælp af Ohms lov beregnes strømmen i højttaleren.

$$I = \frac{U}{R} = \frac{\text{effektiv spænding}}{\text{belastning}} = \frac{0,2 \text{ Veff}}{150} = 0,0013 \text{ A}$$

$$\text{Afsat effekt } P_0 = U \cdot I$$

$$P_0 = 0,2 \cdot 0,0013 \text{ W} = 0,00026 \text{ W} = 0,3 \text{ mW}$$

0,3 mW afsat effekt er ikke meget, men vi kan da høre 1000 Hz tonen.

Her må vi lige fastslå, at den mindste forskel i udgangseffekt, vi kan registrere, er en fordobling. Fordobler vi effekten, kan vi lige høre, at det lyder kraftigere.

Har man et stereoanlæg, der afgiver 15 W sinus, og ønsker at købe et, der kan afgive 25 W, vil man blive skuffet, hvis man tror, det kan spille højere. Vi skal op på 30 W for at kunne blot registrere det. Næste skridt må så blive 60 W. Større effekt betyder meget dyrere højttalere, og fordyrelsen kan ikke sættes i relation til udbyttet.

Indgangsimpedans

En forstærker kan belastes med en højttaler. En anden forstærker kan også udgøre belastningen. Det vil være tilfældet med den forstærker, vi er ved at undersøge.

Det er nemlig en forforstærker, beregnet på at skulle efterfølges af en udgangsforstærker. Indgangen på denne udgangsforstærker belaster forstærkeren.

Den undersøgte forforstærker har også en indgangsimpedans. Indgangen skal belastes med en mikrofon, en gramfon, en radio eller lignende.

Som ved måling af udgangsimpedans kan vi måle indgangsimpedans ved hjælp af et potentiometer.

Potentiometret, P, tilsluttes mellem sinusgeneratoren (1000 Hz) og indgangen på forstærkeren. Vi bruger et 10K lin. potentiometer.

Med oscilloskop måles spændingen over potentiometret og derefter spændingen over forstærkerens indgang, og disse to spændinger sammenlignes (fig. 15).

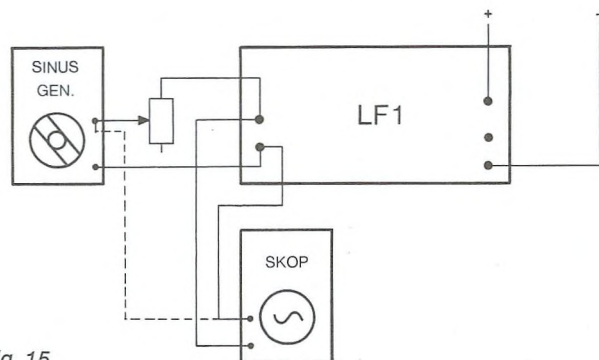


Fig. 15

Målingerne gentages, medens der drejes ned på potentiometret, og der drejes ned, til spændingen over potentiometret er lig med spændingen over indgangen på forstærkeren. Resistansen i potentiometret er da lig med forstærkerens indgangsimpedans og kan måles med et ohmmeter.

For denne forstærker blev indgangsimpedansen målt til 1800 Ω = 1,8 kΩ.

Hvis man til målingen bruger et dobbeltstråleoscilloskop, kan man samtidig „se“ spændingen over potentiometret og over forstærkerindgangen. Det er så meget hurtigt at indstille potentiometret.

Med et dobbeltstråleoscilloskop må man huske at tage højde for, at den tilledning til Y1 og Y2, nemlig stilledningen, er forbundet inde i oscilloskopet. Et dobbeltstråleoscilloskop må til denne opgave være tilsluttet som vist på fig. 16.

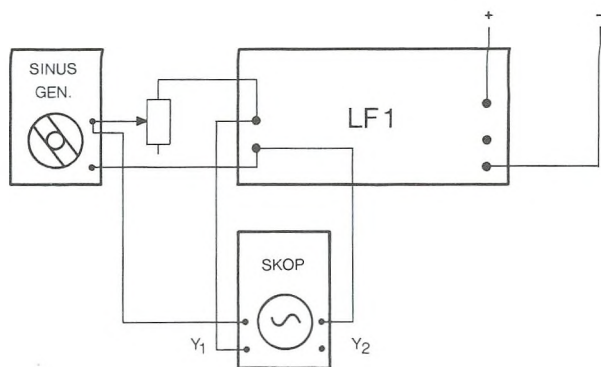


Fig. 16

Frekvensgang

Ved specifikation for en forstærker angives altid forstærkerens frekvensgang ledsaget af en kurve.

Frekvensgangen er et udtryk for forstærkerens evne til at give alle tonerne i det hørbare område samme forstærkning.

Frekvensgangen kan opgives som:

70 – 20000 Hz \pm 1,5 dB

dB betyder decibel, og dette vil senere blive behandlet. En forskel på 3 dB i forstærkning ligger inden for den grænse, hvor vi kan opfatte det.

Vi kan nu måle frekvensgangen på vor forstærker, tilsluttet en 150 Ω højttaler. Til indgangen af forstærkeren tilsluttes sinusgeneratoren, og det konstateres med et oscilloskop, at sinusgeneratoren giver samme signalamplitude ved alle frekvenser. Det betyder, at spændingen fra sinusgeneratoren skal være den samme ved alle frekvenser. Hvis den ved 10 Hz er 0,02 Vss, skal den også

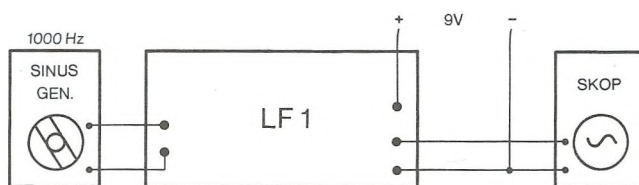


Fig. 17

være det ved 20 Hz, 50 Hz osv. Er det ikke tilfældet, må man ved hver frekvens måle både indgangsspænding til forstærkeren og udgangsspænding fra forstærkeren for at finde forstærkningen.

Frekvensen på sinusgeneratoren indstilles først til 10 Hz. Indgangsspænding, U_{ind} , og udgangsspænding, U_{ud} , fra forstærkeren måles med oscilloskop (eller voltmeter), og resultatet noteres i et skema. Spændingsforstærkningen kan så beregnes:

$$U_{ind} = 0,02 \text{ Vss}$$

$$U_{ud} = 0,06 \text{ Vss}$$

$$\text{Forstærkning: } G_v = \frac{U_{ud}}{U_{ind}}$$

$$G_v = \frac{0,06}{0,02} = 3 \text{ gange}$$

G_v er betegnelsen for spændingsforstærkning (engelsk: gain voltage).

På samme måde findes forstærkerens spændingsforstærkning ved 20 Hz, 50 Hz osv.

Når man har fundet forstærkningen ved de forskellige frekvenser, kan der tegnes en kurve, der viser frekvensgangen. En kurve er lettere at overskue end resultater i skemaform (fig. 18).

Frekvens – Hz	10	20	50	100	200	500	1k	2k	5k	10k	20k	50k	100k
$U_{ind} \text{ Vss}$	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02
$U_{ud} \text{ Vss}$	0,06	0,12	0,23	0,28	0,30	0,33	0,35	0,35	0,40	0,45	0,50	0,65	0,75
Forstærkning antal gange	3	6	11,5	14	15	16,5	17,5	17,5	20	22,5	25	32,5	37,5

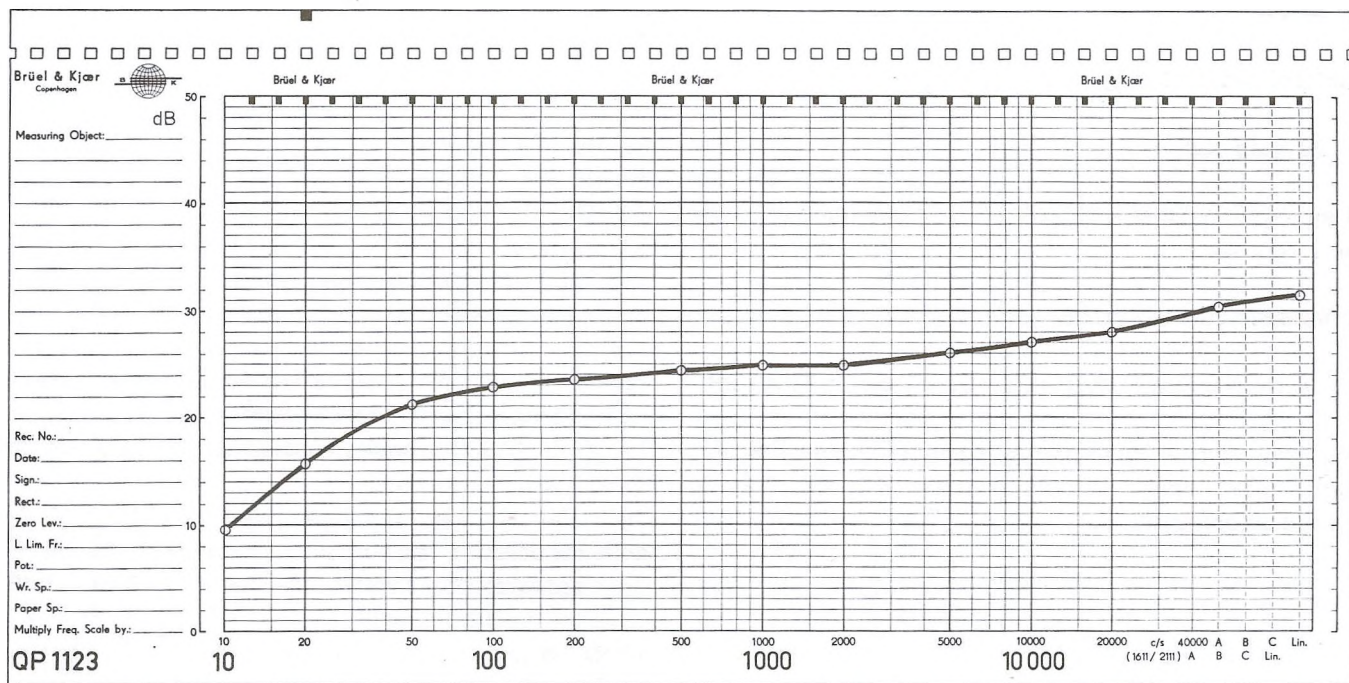
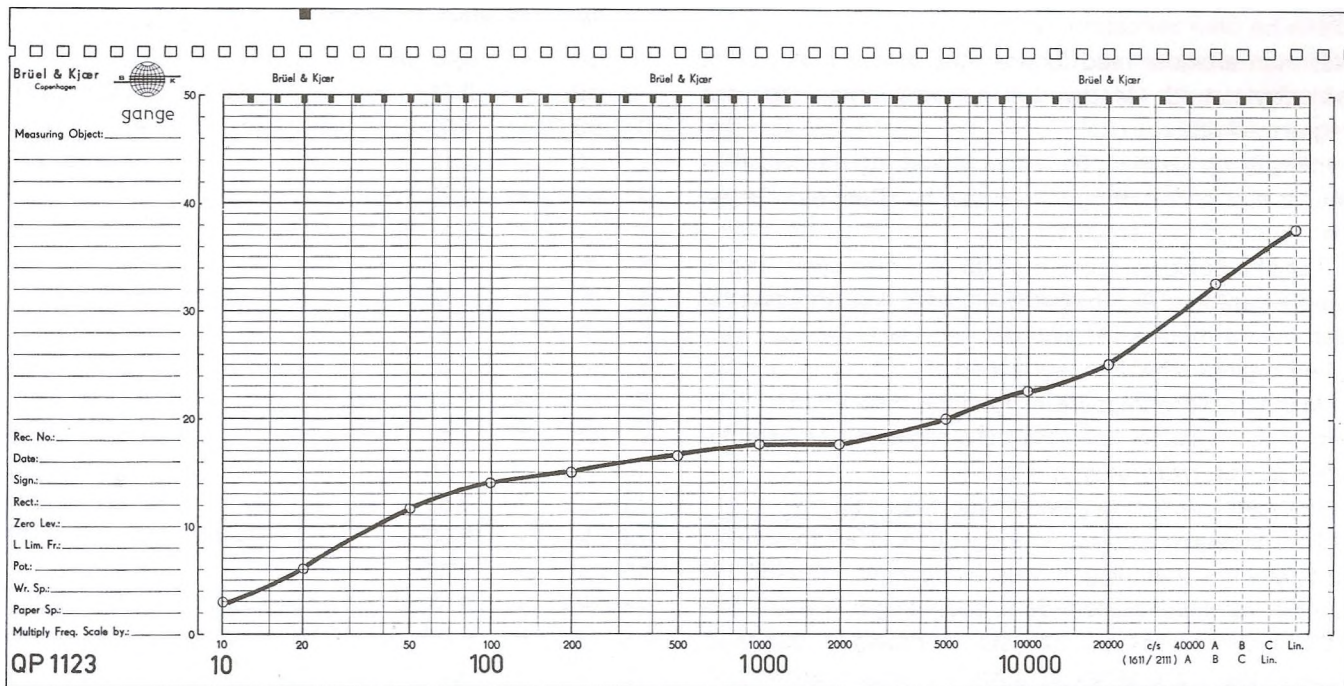


Fig. 18. To kurver, der viser frekvensgangen hos den samme forstærker. På den øverste er inddelingen på y-aksen i antal gange forstærkning. På den nederste er det omregnet til dB forstærkning.

dB

Når man arbejder med forstærkere, støder man hurtigt på udtrykket dB. Men hvad er dB, og hvordan skal man regne med dB?

dB står for decibel. Bel er en enhed, og da det er en meget stor enhed, bruger man decibel. Deci betyder en tiendedel, og 1 dB er altså $\frac{1}{10}$ Bel.

For at arbejde og regne med dB skal man kunne regne med logaritmer. Da System Elektronik ikke forudsætter den højere matematik, skal det her vises, hvordan man „med kugleramme“ kan regne med dB.

Mange elektronregnere er forsynet med en LOG tast. Har man en sådan, kan man også regne med logaritmer uden at vide, hvad logaritmer er.

Forholdet mellem to spændinger måles i dB.

Hvis spændingen, V₁, på indgangen af en forstærker er 0,02 V, og spændingen, V₂, på udgangen måles til 2 V, ja så er forholdet mellem de to spændinger $2 \text{ V} / 0,02 \text{ V} = 100$. Forstærkerens spændingsforstærkning er 100 gange.

Det viser sig praktisk at udtrykke dette i den logaritmiske enhed dB.

antal dB = 20 gange logaritmen til forholdet mellem V₂ og V₁.

$$\text{antal dB} = 20 \times \log \frac{V_2}{V_1}$$

$$= 20 \times \log 100$$

I en logaritmetabel kan man finde, at logaritmen til 100 er 2, og vi får:

$$\text{antal dB} = 20 \times 2 = 40 \text{ dB}$$

En spændingsforstærkning på 100 gange er lig 40 dB.

For at undgå de indviklede udregninger, bringes her en tabel, efter hvilken man selv kan omregne dB til antal gange og omvendt.

dB tabel – spændingsforhold

-6 dB	=	0,50 gange
-3 dB	=	0,71 =
0 dB	=	1,00 -
1 dB	=	1,12 -
2 dB	=	1,26 -
3 dB	=	1,41 -
4 dB	=	1,58 -
5 dB	=	1,78 -
6 dB	=	2,00 -
7 dB	=	2,24 -
8 dB	=	2,51 -
9 dB	=	2,82 -
10 dB	=	3,16 -
11 dB	=	3,55 -
12 dB	=	3,98 -
13 dB	=	4,47 -
14 dB	=	5,01 -
15 dB	=	5,62 -
16 dB	=	6,31 -
17 dB	=	7,08 -
18 dB	=	7,94 -
19 dB	=	8,91 -
20 dB	=	10 -
30 dB	=	32 -
40 dB	=	100 -
50 dB	=	316 -
60 dB	=	1000 -
70 dB	=	3162 -
80 dB	=	10000 -
90 dB	=	31623 -
100 dB	=	100000-

Tabellen viser nogle af fordelene ved at regne med dB i stedet for antal gange. Tallene bliver mindre.

110 dB er 316000 ganges forstærkning. Vi taler her om spændingsforstærkning.

Ud fra tabellen kan man regne uden brug af logaritmer. Antal dB deles op i en sum af to værdier, der står i tabellen. 47 dB står ikke i tabellen, men $47 \text{ dB} = 40 \text{ dB} + 7 \text{ dB}$.

$$40 \text{ dB} = 100 \text{ gange}$$

$$7 \text{ dB} = 2,24 \text{ gange}$$

$$47 \text{ dB} = 100 \times 2,24 \text{ gange} = 224 \text{ gange.}$$

Et andet eksempel:

$$93 \text{ dB} = 90 \text{ dB} + 3 \text{ dB}$$

Eller lettere:

$$\begin{aligned} 93 \text{ dB} &= 80 \text{ dB} + 6 \text{ dB} + 6 \text{ dB} + 1 \text{ dB} \\ &= 10000 \times 2 \times 2 \times 1,12 \\ &= 44800 \text{ gange} \end{aligned}$$

Vi kan også regne den anden vej:

$$\begin{aligned} 3480 \text{ gange} &= 3,480 \times 1000 \text{ gange} \\ 3,480 &\text{ er ca. } 11 \text{ dB} \\ 1000 &\text{ er } 60 \text{ dB} \\ 11 \text{ dB} + 60 \text{ dB} &= 71 \text{ dB} \end{aligned}$$

Da vi målte på forforstærkeren, fandt vi spændingsforstærkningen til at være 50 gange. Hvor meget er forstærkningen her målt i dB? 50 er ikke med i tabellen.

$$\begin{aligned} 50 \text{ gange} &= 5 \times 10 \text{ gange} \\ 5 \text{ gange} &= 14 \text{ dB} \\ 10 \text{ gange} &= 20 \text{ dB} \\ 50 \text{ gange} &= 5 \times 10 \text{ gange} = 14 + 20 \text{ dB} = 34 \text{ dB} \end{aligned}$$

Spændingsforstærkningen var 34 dB.

3 dB

Der er nogle dB tal, der ofte går igen. Det er et tal som 3 dB. Det har nemlig vist sig at være den mindste spændingsvariation i et signal, det menneskelige øre kan opfatte.

Når man alligevel ikke kan høre det, betyder det ikke noget, at en frekvenskurve varierer inden for 3 dB. Derfor opgiver man ofte frekvensgangen $\pm 1,5 \text{ dB}$.

dB ved effekt

3 dB svarer til en spændingsvariation på 1,41 gange.

Hvis vi i stedet for at se på forholdet mellem to spændinger ser på forholdet mellem to effekter, får vi helt andre tal. Her svarer en effektvariation på 3 dB til en forstærkning på 2 gange.

En forstærker afgiver måske en effekt på 10 W. En anden afgiver en effekt på 20 W. Effektforholdet er 2 svarende til 3 dB.

Med andre ord. Har man en forstærker med en effekt på 10 W og udskifter den med en forstærker med en effekt på 20 W, opnås kun en forøgelse af forstærkningen på 3 dB. Det er den mindste effektforøgelse, det menneskelige øre kan opfatte. Vi vil ikke kunne registrere en effektforøgelse fra 10 W til 15 W, eller fra 35 W til 50 W. Det er blot svært at overbevise folk om det.

dB ved effektforhold kan beregnes efter formelen:

$$\text{dB} = 10 \times \log \frac{P_2}{P_1}$$

P_2 og P_1 er effekten målt i watt.

dB tabel – effektforhold

0	dB	=	1,00	gange
1	dB	=	1,26	-
2	dB	=	1,58	-
3	dB	=	2,00	-
4	dB	=	2,51	-
5	dB	=	3,16	-
6	dB	=	3,98	-
7	dB	=	5,01	-
8	dB	=	6,31	-
9	dB	=	7,94	-
10	dB	=	10,00	-
11	dB	=	12,59	-
12	dB	=	15,89	-
13	dB	=	19,95	-
14	dB	=	25,12	-
15	dB	=	31,62	-
16	dB	=	39,81	-
17	dB	=	50,12	-
18	dB	=	63,10	-
19	dB	=	79,43	-
20	dB	=	100	-
30	dB	=	1000	-
40	dB	=	10000	-
50	dB	=	10^5	-
60	dB	=	10^6	-
70	dB	=	10^7	-
80	dB	=	10^8	-
90	dB	=	10^9	-
100	dB	=	10^{10}	-

Måleblad til undersøgelse af forstærker

a *Forstærker type*

b *Arbejdsspænding*

$$U = \quad V$$

c *Tomgangsstrøm*

$$I = \quad \text{mA}$$

d *Udgangssignal*

Største sinusformede signal ud:

$$U_{ud} = \quad V_{ss}$$

e *Indgangssignal*

Ved største sinusformede signal ud er signalet ind:

$$U_{ind} = \quad V_{ss}$$

f *Spændingsforstærkning*

Hvor stor er forstærkerens spændingsforstærkning?

$$\begin{aligned} \text{Spændingsforstærkning} &= \frac{U_{ud}}{U_{ind}} = \frac{V_{ss}}{V_{ss}} \\ &= \quad \text{gange} \end{aligned}$$

g *Overstyring*

Når forstærkeren overstyres, ser udgangssignalet således ud:

Forstærkeren klipper først i top/bund.

h *Egenstøj*

Uden signal på indgangen (kortsluttet) er udgangssignalet:

$$U_{ud} = \quad V_{ss}$$

i *Signal/støjforhold*

Maksimalt udgangssignal tidligere (d) målt til:

$$U_{ud} = \quad V_{ss}$$

$$\begin{aligned} \text{Signal/støjforhold} &= \frac{U_{ud}}{\text{egenstøj}} = \frac{V_{ss}}{V_{ss}} \\ &= \quad = \end{aligned}$$

j *Udgangsimpedans*

$$= \quad \Omega$$

k *Indgangsimpedans*

$$= \quad \Omega$$

I Udgangseffekt Po
Maksimal spænding over belastningen målt til:

Beregnet strøm i belastning

Po = Vss I = $\frac{U}{R}$ = effektiv spænding belastningsmodstand = $\frac{V_{eff}}{\Omega}$ = $\frac{V_{eff}}{\Omega}$

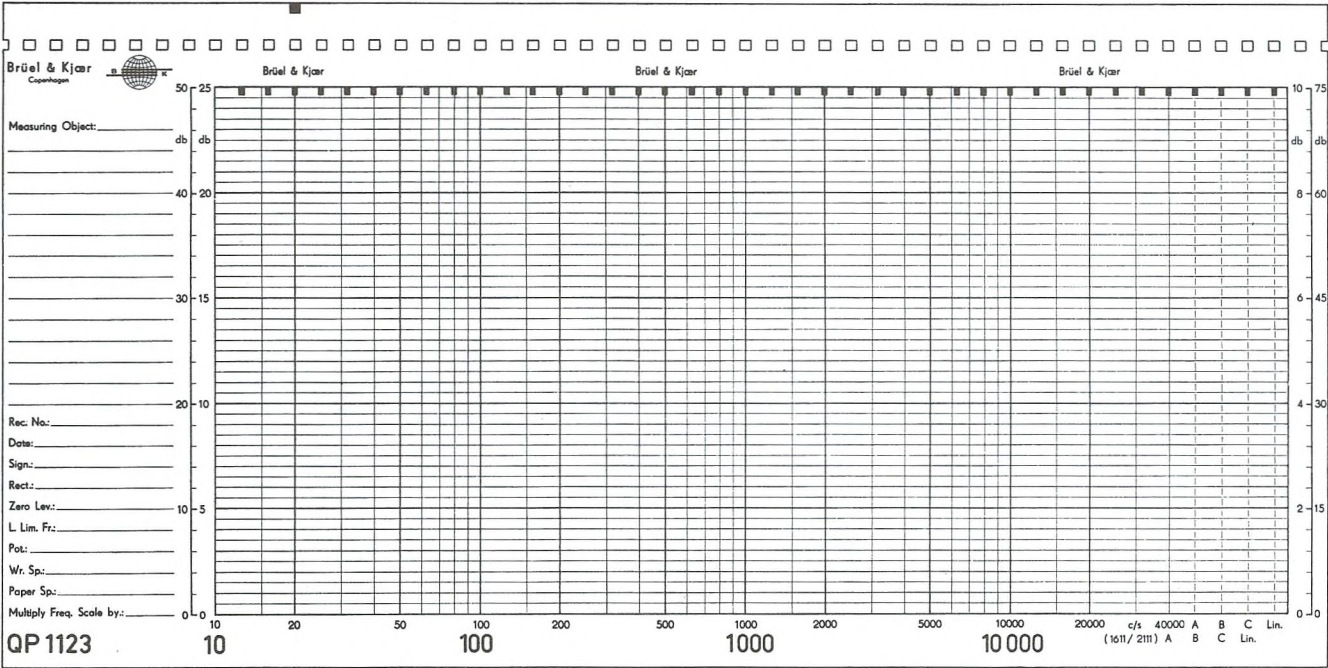
Veff = $\frac{V_{ss}}{2,8}$ = Veff A

Afsat effekt Po = U · I = W

= W

m Frekvensgang

Frekvens – Hz	10	20	50	100	200	500	1K	2K	5K	10K	20K	50K	100K
Uind Vss													
Uud Vss													
Forstærkning antal gange													
Forstærkning dB													



Krav til lavfrekvensforstærkerens data: DIN 45500

Vi har i de forudgående afsnit set på, hvordan de forskellige data på en forstærker blev målt. Man kan nu spørge, hvem der stiller kravene, og hvilke krav der stilles til en forstærker, for at den må betegnes som en „High-Fidelity” forstærker.

Det kan man læse om i en række DIN norm blade. DIN står for Deutsche Industrie Norm.

Man har i DIN 45500 standardiseret de krav, der må opfyldes for at have „High-Fidelity”.

DIN 45500, blad 8, omhandler mindstekravene til en lavfrekvensforstærker.

1. Sinuseffekt	$2 \times > 6 \text{ watt}$
2. Harmonisk forvrængning	$\leq 1 \%$
3. Effektbåndbredde	ingen krav
4. Frekvensområde $\pm 1,5 \text{ dB}$	$\geq 40 - 16.000 \text{ Hz}$
5. Intermodulation	$\leq 3 \%$
6. Dæmpningsfaktor	≥ 3
7. Signal/støjforhold	$\geq 50 \text{ dB (20 W)}$
8a. Kanaladskillelse 1000 Hz	$\geq 40 \text{ dB}$
8b. Kanaladskillelse 250 - 10.000 Hz	$\geq 26 \text{ dB}$
9a. Indgangsfølsomhed lavohm	$\leq 5 \text{ mV/47 kohm}$
9b. Indgangsfølsomhed højohm	$\leq 500 \text{ mV/470 kohm}$

1. SINUSEFFEKT

Sinuseffekten er den udgangseffekt, forstærkeren kan yde i to kanaler samtidig ved 1000 Hz sinussspænding, i mindst 10 minutter og uden at den harmoniske forvrængning overstiger den værdi, der er angivet for apparatet.

Tallene for sinuseffekt og harmonisk forvrængning må derfor betragtes i sammenhæng. For et givet apparat kan der principielt være anført enten en moderat udgangseffekt og en lav forvrængning, eller en højere udgangseffekt og en højere forvrængningsgrad.

DIN 45 500 kræver mindst $2 \times 6 \text{ watt}$ sinuseffekt.

2. HARMONISK FORVRÆNGNING

Harmonisk forvrængning er et udtryk for, i hvor høj grad en forstærker følger overtoner – harmoniske – til grundtonen.

DIN 45 500 tillader højst 1 % harmonisk forvrængning. Måles ved 1000 Hz ved den angivne sinuseffekt, og skal kunne overholdes indtil 26 dB under denne sinuseffekt, dog ikke under $2 \times 50 \text{ mW}$. Endvidere skal forvrængningsgraden kunne overholdes i frekvensområdet 40 - 12.500 Hz, ved en nedregulering på højst 3 dB fra den angivne sinuseffekt (effektbåndbredde).

3. EFFEKTBÅNDBREDDE

Effektbåndbredden er det frekvensområde, hvor den harmoniske forvrængning ikke overstiger en given værdi ved en nedregulering på højst 3 dB under den angivne sinuseffekt. DIN 45 500 stiller ikke mindstekrav til effektbåndbredden, men lader den indgå i målebetingelserne for harmonisk forvrængning. Imidlertid benyttes effektbåndbredden ofte i tekniske data, og af hensyn til sammenligning apparaterne imellem måles der som oftest ved 1 % forvrængning.

4. FREKVENSSOMRÅDE

DIN 45 500 mindstekravet er 40 til 16.000 Hz $\pm 1,5 \text{ dB}$ i forhold til 1000 Hz, 10 dB under den angivne sinuseffekt. Medens de foregående målinger har taget sigte på forstærkerens ydeevne ved høj udgangseffekt, er der her tale om tonebalance og linearitet ved mere moderate lydstyrker.

5. INTERMODULATION

Når en forstærker på samme tid skal gengive to toner, kan der opstå forvrængning gennem dannelse af sum- og differensfrekvenser. Det kaldes intermodulation og måles i %.

DIN 45 500 tillader højst 3 %, målt med 250 og 8000 Hz i forholdet 4 : 1.

6. DÆMPNINGSFAKTOR

En udgangsforstærkers dæmpningsfaktor er forholdet mellem belastningsimpedansen (højttalerimpedans) og forstærkerens indre impedans.

F.eks.:

$$\frac{\text{belastning } 4 \text{ ohm}}{\text{indre impedans } 0,2 \text{ ohm}} = 20$$

DIN 45 500 kræver mindst 3, målt i frekvensområdet 40 - 12.500 Hz.

Jo lavere den indre impedans er, des højere bliver dæmpningsfaktoren, og dermed evnen til at dæmpe højttalerens uønskede egensvingninger.

I praksis måler man vekselspændingen over forstærkerens udgangsstik: U_1 med belastningsmodstand, og U_2 uden belastningsmodstand og indsætter værdierne i den følgende formel:

$$\text{dæmpningsfaktor: } \frac{U_1}{U_2 - U_1}$$

F.eks. $\frac{10 \text{ V}}{10,5 \text{ V} - 10 \text{ V}} = 20$

7. SIGNAL/STØJFORHOLD

Forholdet mellem 1000 Hz, 2 x 50 mW, og egenstøjen i forstærkeren, målt i både lineær TAPE indgang og PHONO lavohm indgang.

DIN 45 500 kravet er afhængigt af, hvor stor udgangseffekt forstærkeren kan yde:

Til og med en samlet effekt på	20 watt (2x10)	≥ 50	dB
- - - - -	40 watt	≥ 47	dB
- - - - -	80 watt	≥ 44	dB
- - - - -	120 watt	≥ 42,5	dB
- - - - -	160 watt	≥ 41	dB

8. KANALADSKILLELSE

Kanaladskillelse (overhøring, krydstale, kanalseparation) er betegnelsen for uønsket overføring af et signal fra den ene stereokanal til den anden (venstre-højre).

8a. 1000 Hz

DIN 45 500 kravet til kanaladskillelse ved 1000 Hz er mindst 40 dB, både TAPE og PHONO indgange.

For radiomodtagere med en meget høj kanaladskillelse kan denne måling kun udføres helt korrekt med selektive filtre, fordi signal/støjforholdet spiller ind.

8b. 250 - 10.000 Hz

DIN 45 500 kravet er mindst 26 dB, både TAPE og PHONO indgange.

9. INDGANGSFØLSOMHED

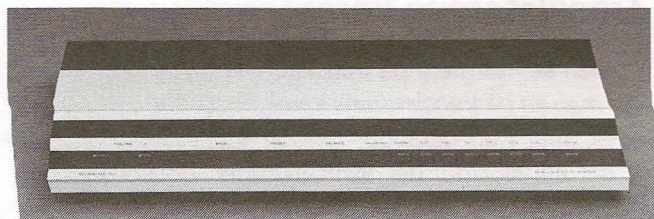
Hermed menes niveauet af det indgangssignal, 1000 Hz, der skal tilføres for at opnå den angivne sinuseffekt med styrkereguleringen på maksimum.

9a. PHONO lavohm

DIN 45 500 kravet er højst 5 mV, og indgangsimpedansen skal være 47 kohm.

9b. TAPE højohm

DIN 45 500 kravet er højst 500 mV, og indgangsimpedansen skal være mindst 470 kohm.



TEKNISKE DATA

Beomaster 1900

Forstærker

Udgangseffekt ved specificeret forvrængning, 1000 Hz, sinuseffekt

2 x 30 watt/4 ohm

2 x 20 watt/8 ohm

Musikeffekt

2 x 50 watt/4 ohm

2 x 30 watt/8 ohm

4 ohm

Højttalerimpedans

Harmonisk forvrængning

1000 Hz, 50 mW udgangseffekt

< 0,07 %

DIN 45 500, 40-12.500 Hz

< 0,13 %

Intermodulation DIN 45 500

< 0,15 %

Frekvensområde DIN 45 500

± 1,5 dB

20-40.000 Hz

Effektbåndbredde

1 % forvrængning

10-40.000 Hz

Dæmpningsfaktor 1000 Hz

> 70

Pick-up lavohm

3 mV/47 kohm

2 kanal lineær

220 mV/470 kohm

Signal/støjforhold DIN 45 500

50 mW, pick-up lavohm

> 60 dB

50 mW, højohm

> 65 dB

Kanaladskillelse DIN 45 500,

1000 Hz

> 56 dB

250 - 10.000 Hz

> 38 dB

Udgange

Tape 1000 Hz DIN 45 500

100 mV/100 kohm

Hovedtelefon

Max. 6 V/200 ohm

Basregulering ved 40 Hz

± 18 dB

Diskantregulering ved 12.500 Hz

± 15 dB

Sådan fortæller fabrikken om sit produkt. Ovenstående er klippet fra de tekniske data for forstærkerdelen i radiomodtageren BEOMASTER 1900. Prøv selv at sammenligne med kravene i DIN 45500.

Transistorens karakteristikker

Vil man se nærmere på transistorens forstærkerfunktion, kan man se på transistorens karakteristikker.

Ser man i en databog over en transistor, vil man se en del kurveblade, der viser, hvordan en transistor arbejder. Vi vil her specielt interessere os for udgangskaracteristikken og indgangskaracteristikken og herfra beregne forskellige data for transistoren. Transistoren, vi arbejder med, er BC547 B.

Udgangskaracteristik

En *udgangskaracteristik* er en kurve, der viser forholdet mellem spændingsvariationerne og strømvariationerne i kollektor. Det er en kurve, der viser sammenhæng mellem U_{CE} og I_C .

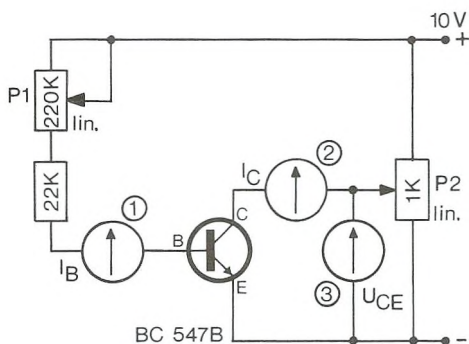


Fig. 19

I fig. 19 ses diagram over en opstilling, hvor man kan måle forskellige data for transistoren.

I opstillingen indgår tre måleinstrumenter. 1. er et mikroamperemeter, der måler basisstrøm, I_B . 2. er et milliamperemeter, der måler kollektorstrøm, I_C . 3. er et voltmeter, der måler spændingsfald over kollektor-emitter strækningen, U_{CE} .

Med to potentiometre kan basisstrøm og kollektor-spænding varieres.

P1 indstilles, så der går en basisstrøm på 25 μA . I den første måleserie holdes I_B konstant.

Med P2 kan U_{CE} varieres fra 0 V til 10 V.

P2 undstilles, så $U_{CE} = 1$ V I_C aflæses, og resultatet noteres. Kollektorstrømmen aflæses igen ved $U_{CE} = 2$ V, 3 V osv.

Vi har nu sammenhørende værdier af U_{CE} og I_C ved en basisstrøm på 0,025 mA.

Med P1 indstilles $I_B = 0,5$ mA.

Kollektorstrøm aflæses igen ved $U_{CE} = 1$ V, 2 V, osv.

De samme målinger gentages ved basisstrøm på 0,1 mA, 0,15 mA, 0,2 mA, 0,25 mA, 0,3 mA, 0,35 mA og 0,4 mA. Vi får således en række sammenhørende værdier af U_{CE} og I_C ved forskellig basisstrøm.

Disse data kan tegnes ind som en række kurver i et koordinatsystem.

Et *koordinatsystem* består af to tallinier, der står vinkelret på hinanden i nulpunkterne. De fire felter, der herved fremkommer, benævnes med 1. kvadrant, 2. kvadrant, 3. kvadrant og 4. kvadrant, som vist på fig. 20.

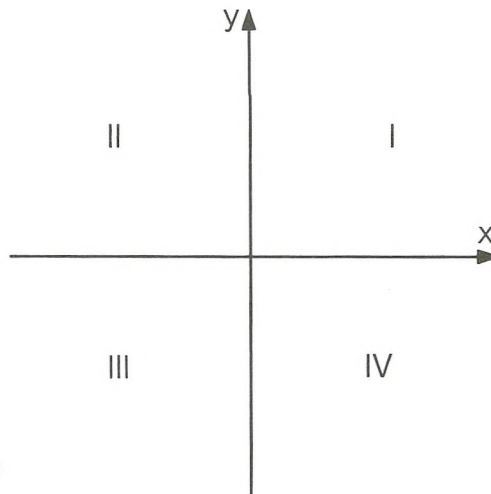


Fig. 20

Tallinierne kaldes x-aksen og y-aksen.

Over de målte data tegnes i 1. kvadrant en række kurver. U_{CE} afsættes ud ad x-aksen, I_C afsættes op ad y-aksen. De kurver, der herved fremkommer viser sammenhæng mellem kollektorstrøm og kollektorspænding og kaldes transistorens udgangskaracteristik.

I fig. 21 ses et eksempel på udgangskaracteristikken for BC547B. Det er de kurver, fabrikkerne opgiver som typisk for transistoren BC547B. Målingerne er foretaget ved 25° C.

Det kan være svært at få et resultat, der ligner dette. Der er mange ting, der spiller ind. Selv om der står BC547B på en transistor, kan de enklte transistorer variere meget. Fabrikkerne er derfor også meget forsigtige og kalder det for målinger på en typisk BC547B.

Endelig er målingerne foretaget ved 25° C. Under målingerne vil der opstå temperaturstigninger i transistoren, og det vil resultere i større strøm i kollektor.

Vi vil derfor i de beregninger, vi skal foretage, bruge viste udgangskaracteristik (fig. 21).

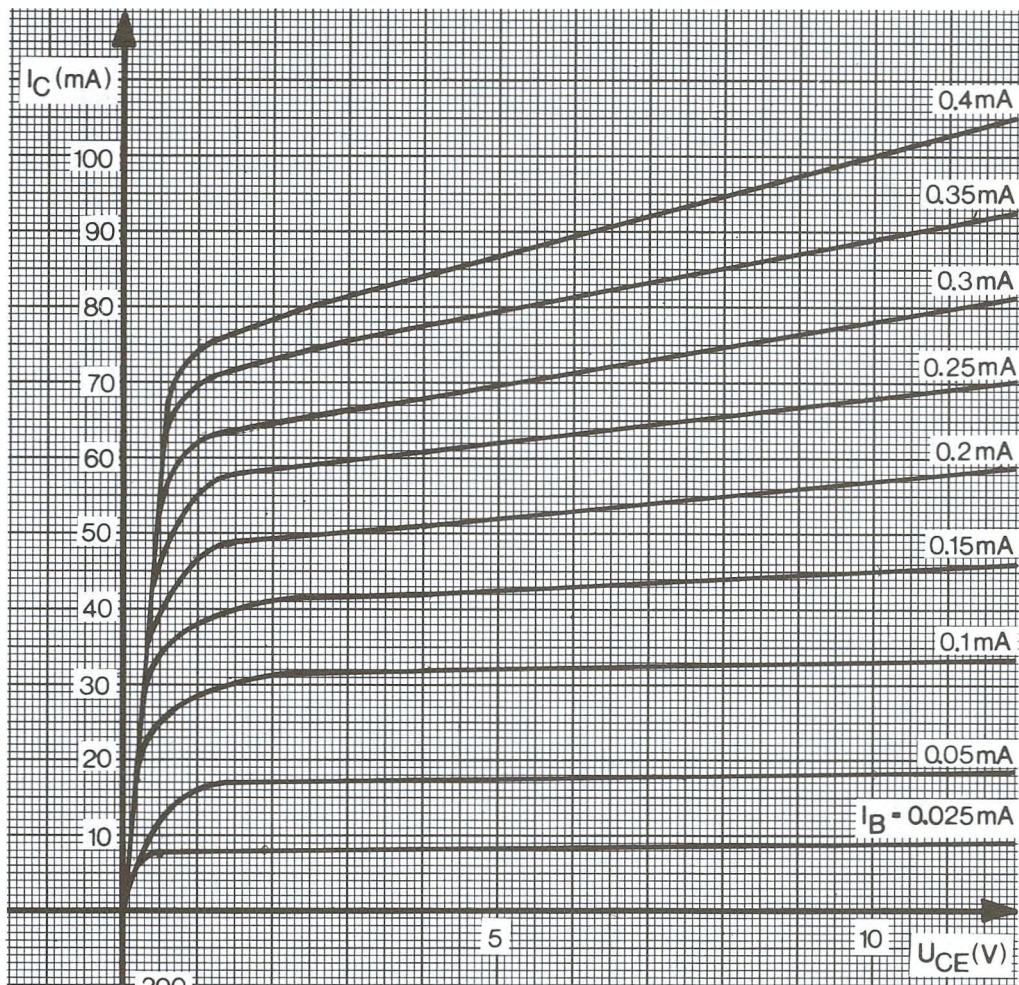


Fig. 21

Indgangskararakteristik

På samme måde, som vi fandt sammenhørende værdier for U_{CE} og I_C , vil vi finde sammenhørende værdier for U_{BE} og I_B . Den fremkomne kurve kaldes transistorens *indgangskararakteristik*. Målingerne foretages med opstillingen i fig. 22.

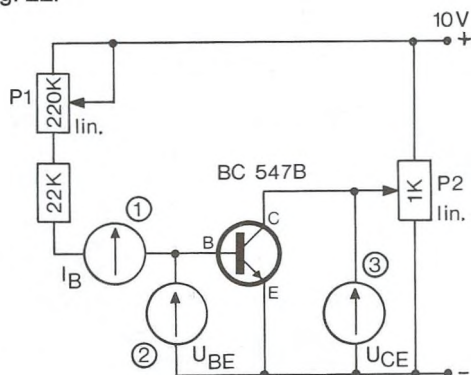


Fig. 22

1. er et mikroamperemeter, der måler I_B . 2. er et millivoltmeter, der måler U_{BE} . 3. er et voltmeter, der måler U_{CE} .

Med P2 indstilles $U_{CE} = 5$ V. Med P1 indstilles $I_B = 25 \mu A$, U_{BE} aflæses og noteres. På samme måde indstilles $I_B = 50 \mu A$, $100 \mu A$, $200 \mu A$ osv., og til hver værdi af I_B aflæses U_{BE} . Vi kan så tegne en kurve over sammenhørende værdier af U_{BE} og I_B . Kurven viser transistorens indgangskararakteristik. Vi kan også foretage målinger for $U_{CE} = 1$ V, 2 V osv., men resultaterne ligger så tæt på hinanden, at man kun tegner 1 kurve.

Kurven tegnes i samme koordinatsystem, hvor vi har udgangskararakteristikken. Indgangskararakteristikken tegnes i 3. kvadrant. I_B afsættes til venstre ad x-aksen, U_{BE} afsættes ned ad y-aksen (fig. 23).

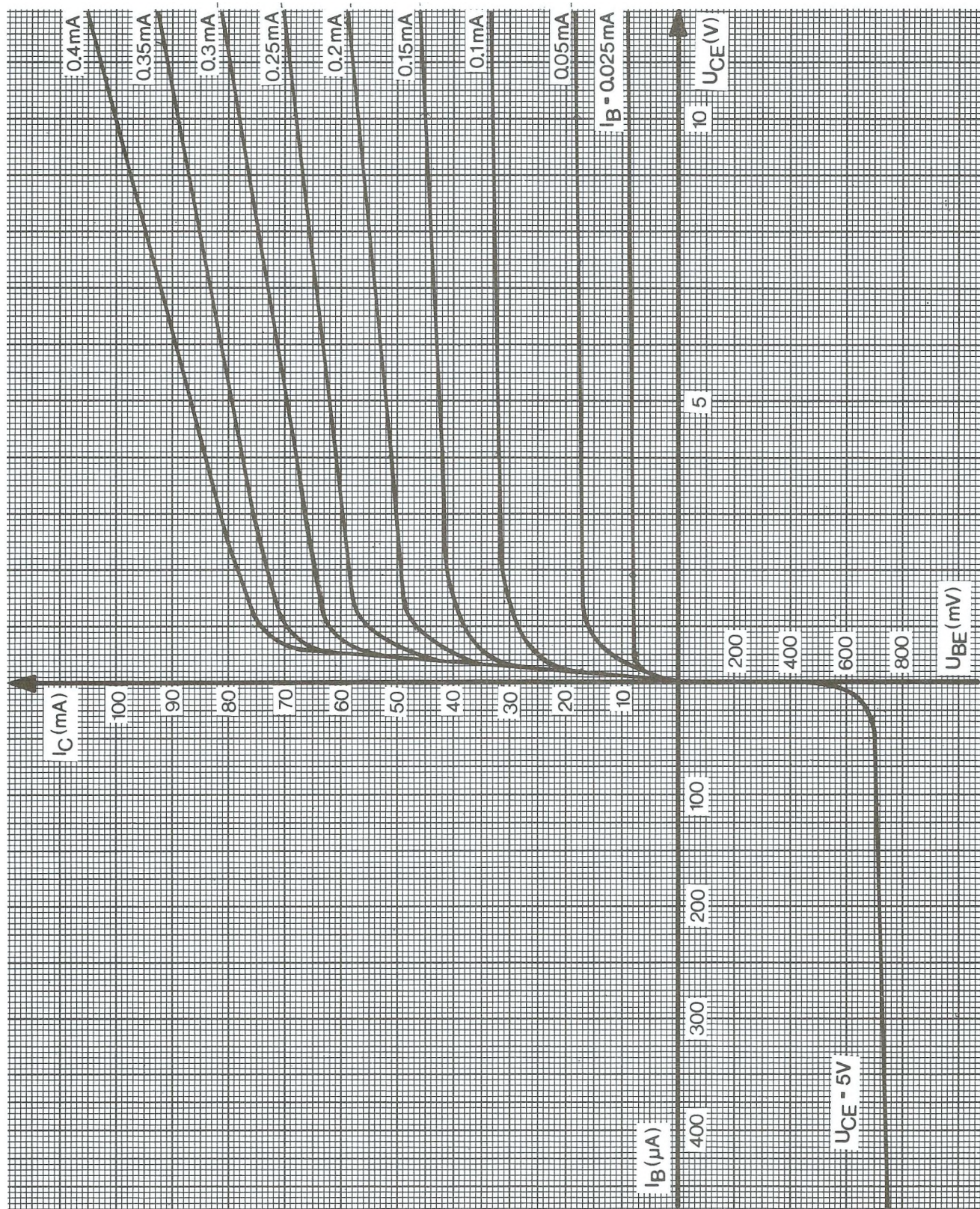


Fig. 23

Beregninger på en transistoropstilling

Fig. 24 viser en transistor, BC547B, i en almindelig transistoropstilling. Vi kan nu ved hjælp af karakteristikken for BC547B beregne R_B og undersøge, hvor stor strømforstærkning og spændingsforstærkning, der kan opnås med dette forstærkertrin.

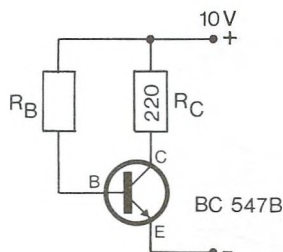


Fig. 24

R_C er i eksemplet opgivet til 220 Ω .

Transistoren har to yderpunkter, vi skal se på.

Transistoren kan være lukket helt op. U_{CE} er da 0 V. I_C kan så beregnes ved hjælp af Ohms lov.

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

$$I_C = \frac{10}{220} = 0,045 \text{ A} = 45 \text{ mA}$$

Transistoren kan være lukket helt i. Der går så ikke strøm gennem transistoren og dermed ingen strøm gennem R_C .

I_C er 0 mA, og $U_{CE} = 10 \text{ V}$.

Transistoren bevæger sig fra at være lukket helt i til at være lukket helt op. Det er *arbejdslinien*, transistoren bevæger sig på.

Vi kan i udgangskaraktistikken tegne transistorens arbejdslinie. I fig. 25 er arbejdslinien tegnet ind.

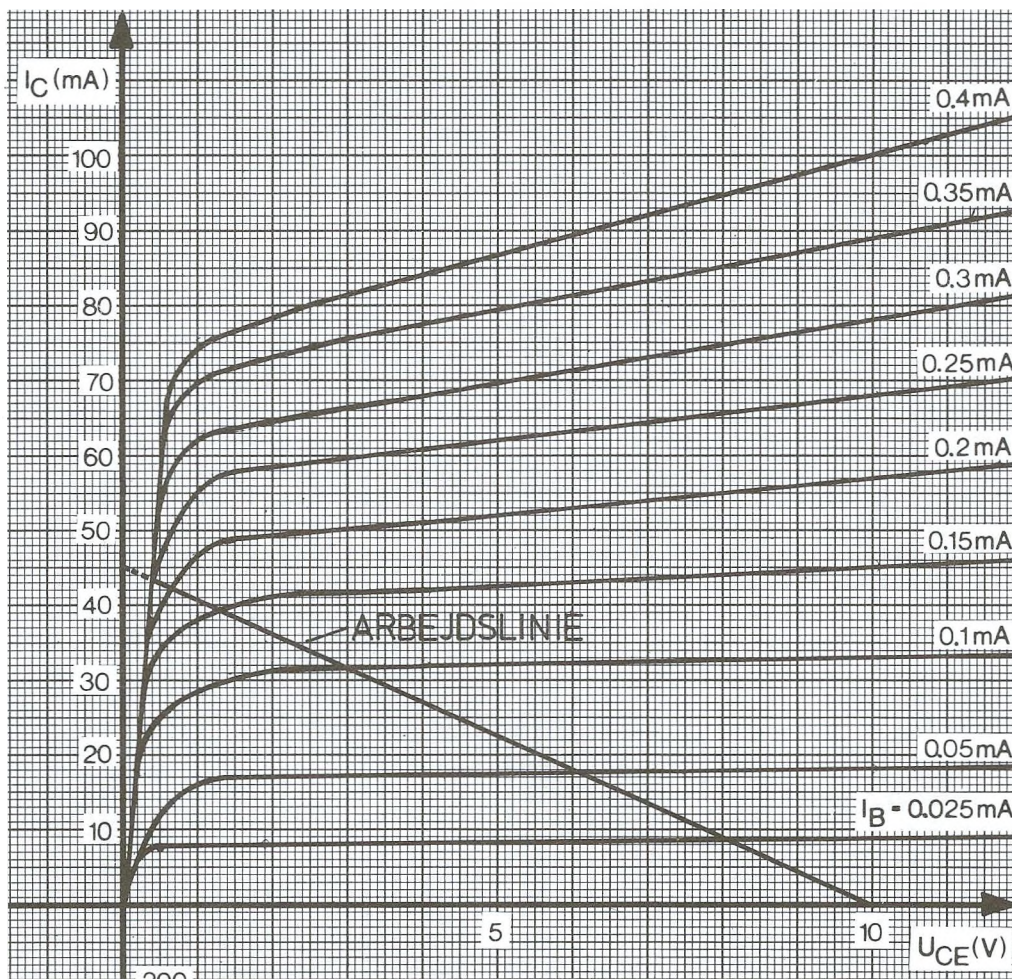


Fig. 25. For at gøre det lidt simplere begår vi en lille fejl ved at sætte $U_{CE} = 0 \text{ V}$. Arbejdslinien kan nemlig aldrig komme uden for (til venstre for) kurverne. I praksis er mindsteværdien af U_{CE} så lille at fejlen er betydningsløs.

Arbejdspunkt

Når der ikke sendes et signal gennem transistoren, er den i hvilestilling. Med basismodstanden kan vi bestemme, hvor meget transistoren skal være lukket op i hvilestillingen. Vi kan sætte U_{CE} til 5 V.

Det er tegnet ind i fig. 26. Skæringspunktet mellem arbejdslinjen og kurven $U_{CE} = 5$ V kaldes *arbejdspunktet*.

Vi kan på kurven aflæse skæringspunktet. I_{CE} er her = 23 mA. I_B er i arbejdspunktet ca. 65 μ A (aflæst).

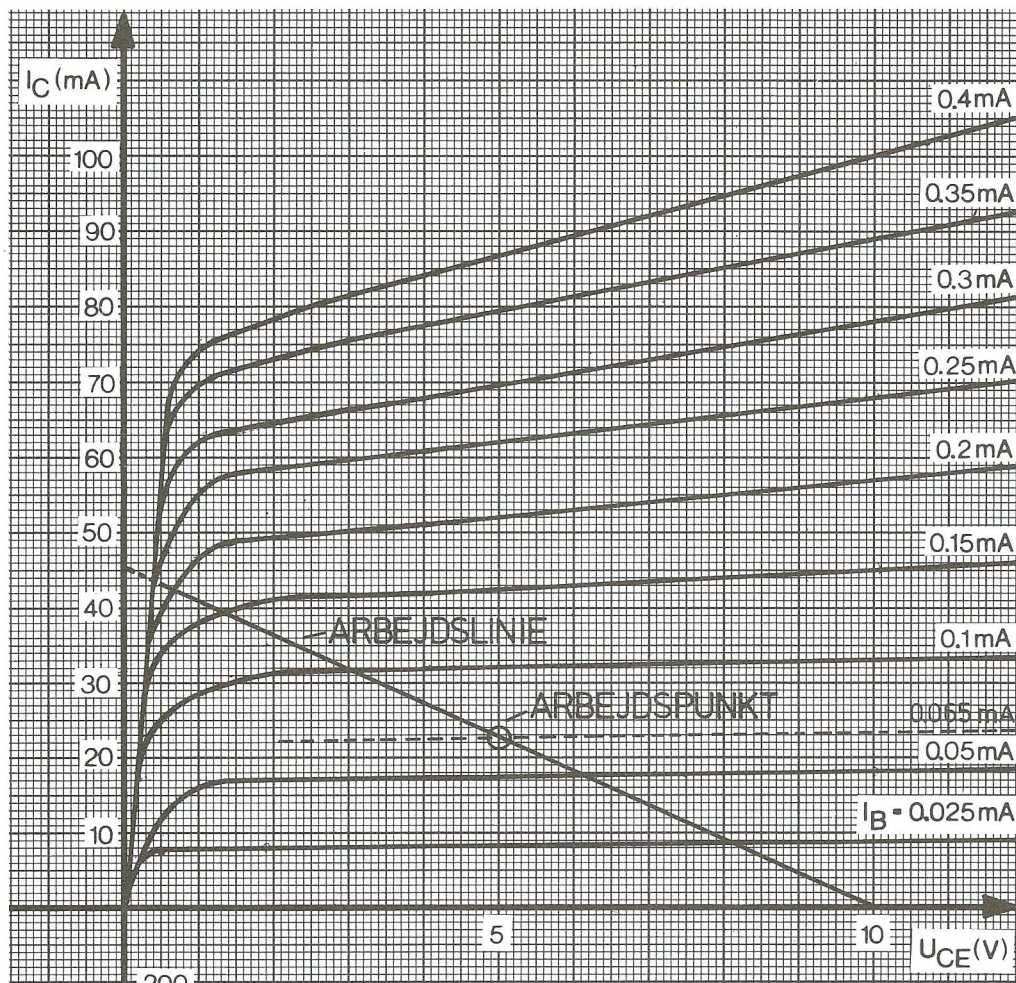


Fig. 26

Beregning af basismodstand

Med de oplysninger vi har nu, kan vi beregne R_B .

På karakteristikken ses, at en basisstrøm på 65 μ A resulterer i $U_{BE} = \text{ca. } 700 \text{ mV}$. $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$.

Over R_B er der et spændingsfald på $10 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 9,3 \text{ V}$. $U_{RB} = 9,3 \text{ V}$.

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

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{9,3}{0,00065}$$

$$R_B = 143077$$

Skal vi bygge opstillingen, vælges den nærmeste modstandsværdi i standardrækken, 150K.

Effekt – effekthyperbel

I data over BC547B opgives, at transistoren kan tåle en afsat effekt på 500 mW. I_C må maksimalt blive 100 mA.

Vi kan nu undersøge, om disse data bliver overholdt med den valgte arbejdslinie.

Effekt beregnes efter formlen:

$$P = U \cdot I$$

Effekten P måles i watt, U måles i volt, og I måles i ampere.

P må maksimalt være 0,5 W.

$$U \cdot I = 0,5$$

Vi kan beregne sammenhørende værdier mellem U og I og indsætte dem i et skema:

U (V)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
I (mA)	500	250	167	125	100	83	71	63	56	50	45	42

De sammenhørende værdier for U_{CE} og I_C , der giver den maksimalt afsatte effekt i transistoren, kan afsættes i udgangskaracteristikken, og der kan tegnes en kurve (fig. 27).

Kurveformen kaldes en hyperbel, og kurven har deraf fået navnet en *effekthyperbel*.

I karakteristikfeltet er arbejdslinien tegnet ind, og vi ser, at transistorens data på ingen måde bliver overskredet på arbejdslinien.

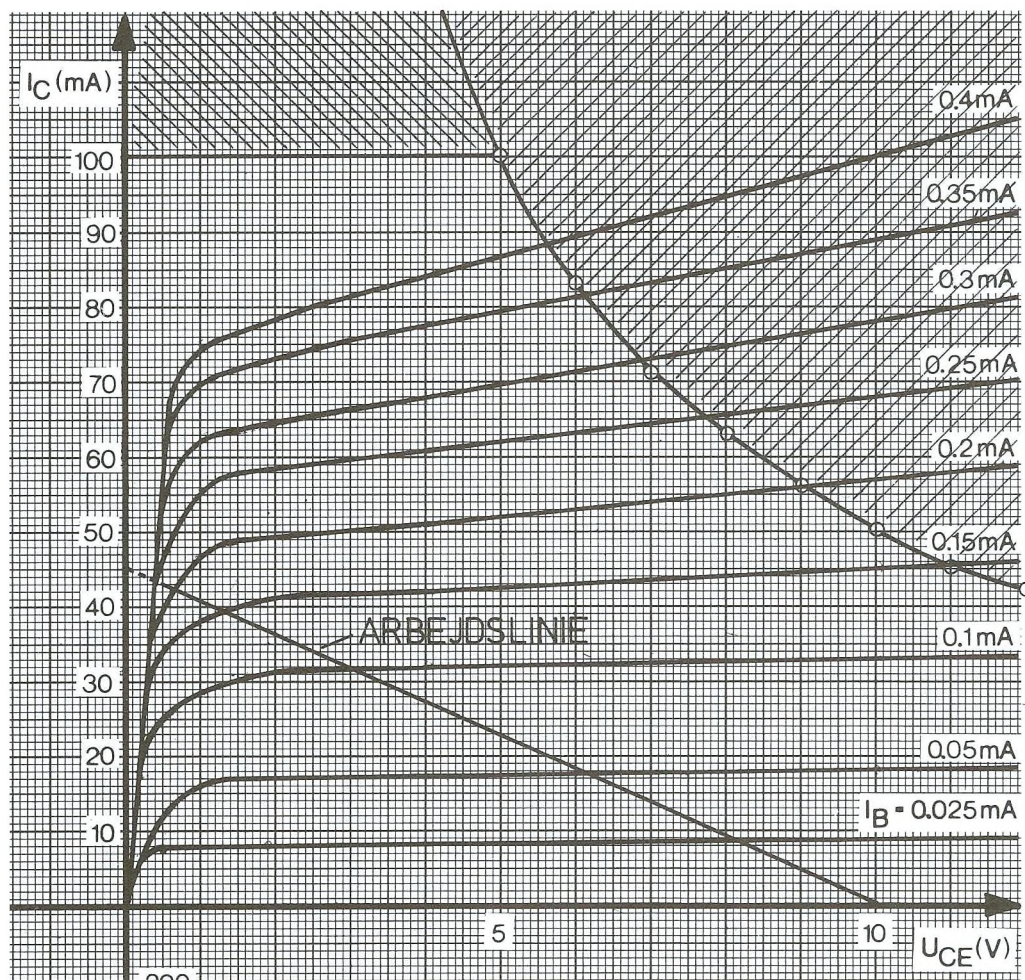


Fig. 27

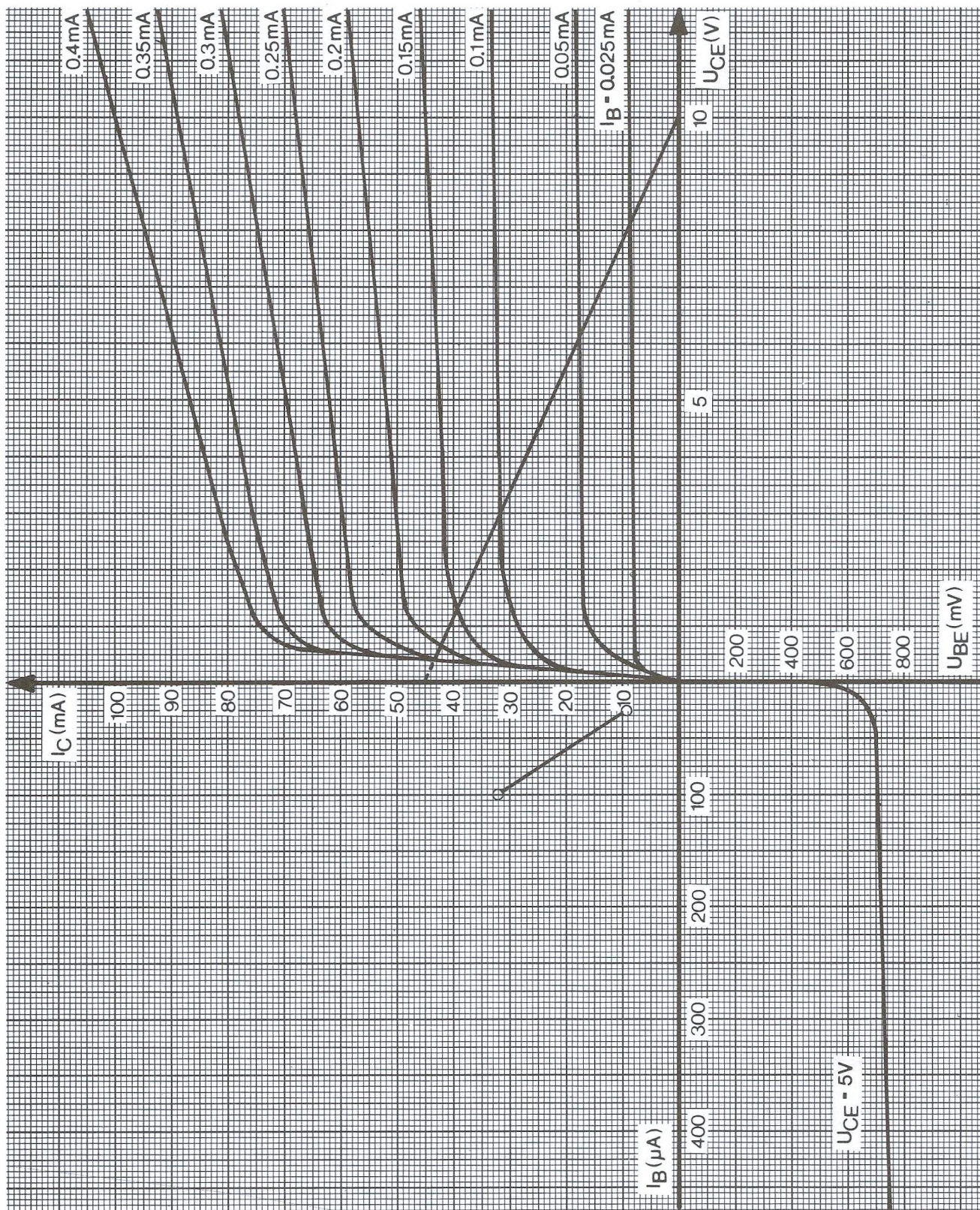


Fig. 28

Overføringskarakteristik

I 2. kvadrant er der på den ene akse basisstrøm, I_B . På den anden akse har vi kollektorstrøm, I_C . En kurve i 2. kvadrant ville vise sammenhæng mellem I_B og I_C . Denne kurve ville fortælle, hvad en ændring i basisstrøm betyder for kollektorstrømmen.

Kurven kan tegnes på grundlag af de to, vi har tegnet, og den kaldes derfor en *overføringskarakteristik*.

$I_B = 0,025 \text{ mA}$ skærer arbejdslinien i: $I_C = 9 \text{ mA}$.

Dette punkt markeres i 2. kvadrant.

$I_B = 0,05 \text{ mA}$ skærer arbejdslinien i: $I_C = 18 \text{ mA}$.

Dette punkt markeres i 2. kvadrant.

$I_B = 0,1 \text{ mA}$ skærer arbejdslinien i: $I_C = 32 \text{ mA}$.

Dette punkt markeres i 2. kvadrant.

Med disse tre punkter i 2. kvadrant kan vi her tegne *overføringskarakteristikken*, der viser sammenhæng mellem I_B og I_C (fig. 28).

Det er meget nær en ret linie gennem nulpunktet op til mætningspunktet, hvor I_C ikke kan stige mere.

Signalforstærkning

Med overføringskarakteristikken kan vi beregne signalforstærkningen.

Ved lavfrekvensforstærkere kan vi have en *spændingsforstærkning* og en *strømforstærkning*.

Spændingsforstærkning

Spændingsforstærkning er forholdet mellem spændingsvariationer i basis og spændingsvariationer i kollektor.

Variationer betegnes med det græske bogstav delta, Δ .

Spændingsvariationer i basis kan så skrives ΔU_{BE} , spændingsvariationer i kollektor ΔU_{CE} .

Vi kan lade signalet svinge omkring arbejdspunktet.

Hvilestrømmen i basis var $65 \mu\text{A}$.

Vi sender nu et signal ind på basis. Det får basisstrømmen til at variere omkring $65 \mu\text{A}$. Signalet giver måske en strømvariation på $30 \mu\text{A}$. Basisstrømmen varierer så fra $50 \mu\text{A}$ til $80 \mu\text{A}$.

Dette kan tegnes ind på karakteristikken. Gennem $50 \mu\text{A}$ og $80 \mu\text{A}$ (2. kvadrant) tegnes to rette linier vinkelret på x-aksen. I 3. kvadrant skærer de indgangskarakteristikken, og i 2. kvadrant skærer de overføringskarakteristikken.

I skæringspunkterne med overføringskarakteristikken tegnes parallelt med x-aksen to linier, der i 1. kvadrant vil skære arbejdslinien.

Fra skæringspunkterne med arbejdslinien tegnes to linier vinkelret på x-aksen.

Disse linier er tegnet ind på karakteristikken i fig. 29.

Vi kan nu aflæse flere ting herpå.

Skæring med indgangskarakteristikken fortæller, hvor stor variation signalet giver i U_{BE} . Det er en meget lille variation, ca. $0,5 \text{ mm}$ på tegningen. Det svarer til en spændingsvariation på 10 mV .

$$\Delta U_{BE} = 10 \text{ mV}$$

På skæringspunkterne med y-aksen, hvor I_C er afsat, kan det ses, at I_C varierer fra 18 mA til 27 mA .

$$\Delta I_C = 9 \text{ mA}$$

På x-aksen med U_{CE} ses, at U_{CE} varierer fra 4 V til 6 V .

$$\Delta U_{CE} = 2 \text{ V}$$

Strømforstærkning

Sammenholdes disse data, kan vi sige, at en variation på $30 \mu\text{A}$ i basis resulterer i en variation på 9 mA i kollektor.

$$\Delta I_B = 80 \mu\text{A} - 50 \mu\text{A} = 30 \mu\text{A} = 0,03 \text{ mA}$$

$$\Delta I_C = 27 \text{ mA} - 18 \text{ mA} = 9 \text{ mA}$$

Forholdet mellem strømvariation i kollektor og basis kaldes *strømforstærkning*.

$$\text{Strømforstærkning} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{9}{0,03} = 300 \text{ gange}$$

Forstærkeren har en strømforstærkning på 300 gange.

Spændingsforstærkning

Vi kan også se, at en spændingsvariation i basis på 10 mV resulterer i en spændingsvariation i kollektor på 2 V .

$$\Delta U_{BE} = 10 \text{ mV} = 0,01 \text{ V}$$

$$\Delta U_{CE} = 6 \text{ V} - 4 \text{ V} = 2 \text{ V}$$

Forholdet mellem spændingsvariation i kollektor og basis kaldes *spændingsforstærkning*.

$$\text{Spændingsforstærkning} = \frac{U_{CE}}{U_{BE}} = \frac{2}{0,01} = 200 \text{ gange}$$

Forstærkeren har en spændingsforstærkning på 200 gange.

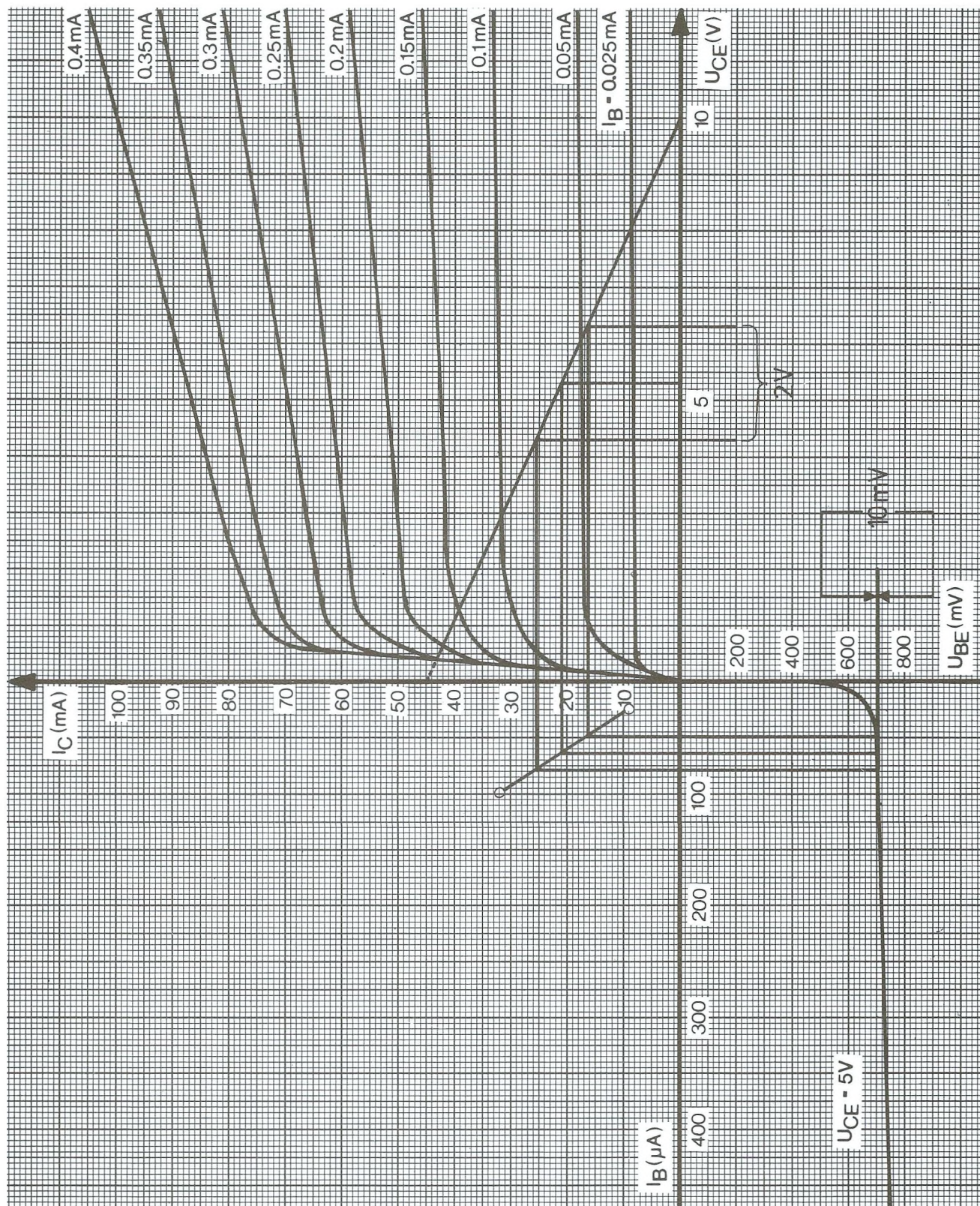


Fig. 29

Beregninger på transistoropstillinger

Beregning af basismodstand

Vi har beregnet strømforstærkningen for en BC547B til at være ca. 300 gange. Det svarer også til, hvad fabrikanterne opgiver som typisk for denne transistor. Dette tal kan vi prøve at bruge i denne beregningsopgave.

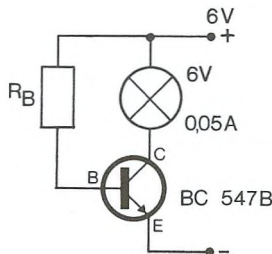


Fig. 30

Fig. 30 viser en opstilling, hvor der i kollektor er en glødelampe, 6 V 0,05 A, og i denne opstilling skal vi beregne, hvor stor basismodstanden skal være.

Når glødelampen lyser helt op, går der gennem den en strøm på 50 mA. Kollektorstrømmen er 50 mA.

$$I_C = 50 \text{ mA}$$

Da transistoren har en strømforstærkning på 300 gange, må basisstrømmen være 300 gange mindre end kollektorstrømmen.

$$I_B = \frac{I_C}{300} = \frac{50}{300} = 0,167 \text{ mA}$$

$U_{BE} = 0,7 \text{ V}$. Det kan vi altid regne med ved siliciumtransistorer.

Spændingsfaldet over basismodstanden er da:

$$U_{RB} = 6 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 5,3 \text{ V}$$

Med Ohms lov kan basismodstanden beregnes.

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{5,3}{0,000167} = 31737 \Omega$$

Den nærmeste standardværdi er 33 K.

$$R_B = 33 \text{ K}$$

BC547 fås i tre udgaver, A, B og C. Strømforstærkningen kan variere fra ca. 100 gange til ca. 800 gange.

Med en transistor med en strømforstærkning på 100 gange ville beregningerne se således ud:

$$I_B = \frac{I_C}{100} = \frac{50}{100} = 0,5 \text{ mA}$$

$$R_B = \frac{5,3}{0,0005} = 10600 \Omega$$

$$R_B = 10 \text{ K}$$

Af eksemplet ses, at R_B kan vælges mellem 10K og 33 K.

I Praktisk elektronik og Digital elektronik er der mange opstillinger, hvor der i kollektor på en BC547B er en glødelampe, 6 V – 0,05 A. Her vælges R_B ofte til 18 K.

Variabel basismodstand

Med et potentiometer i serieforbindelse med en fast modstand i basis kan lyset i glødelampen reguleres.

Hvis strømforstærkningen i transistoren er meget stor, kan et potentiometer med større resistans anvendes.

Modstanden på 10K er en sikring mod, at transistoren brænder af.

Beregning af forstærkertrin

Den enkelte transistors strømforstærkning betyder noget for opstillingens funktion. Her skal vi se på en opstilling, hvor strømforstærkningen ingen indflydelse har, hvis den er over 100, hvad den er for alle småsignaltransistorer i dag (fig. 31).

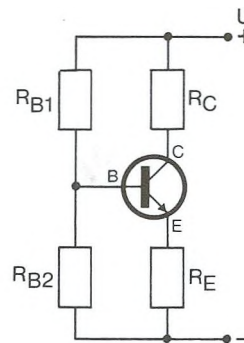


Fig. 31

Transistoren har i emitter en modstand, R_E , en modstand i kollektor R_C og basisspændingen bestemmes af en spændingsdeler med modstandene R_{B1} og R_{B2} . De fire modstande bestemmer faktisk alt i forstærkeren.

I denne opstilling er kollektorstrømmen stabiliseret uanset årsagen til variationer. Variationer i spænding, i temperatur og i strømforstærkning har meget lille indflydelse på forstærkeren.

Modstanden i emitter er en modkobling, og den giver en række fordele for opstillingen i form af en bedre forstærker. Den har også den ulempe, at den nedsætter forstærkningen.

Man kan kompensere for mindre forstærkning ved at anbringe en elektrolytkondensator på f.eks. 100µF parallelt med R_E . Forstærkningen bliver større, men dens data bliver dårligere.

Inden beregningerne på forstærkertrinet begynder, må vi vælge arbejds punkt. Det betyder, at vi skal fastsætte U_{CE} og I_C .

$U = 9\text{ V}$. U_{CE} kan så passende vælges til den halve værdi. $U_{CE} = 4,5\text{ V}$.

Forstærkerens tomgangsstrøm sættes til 10 mA.

For at kunne beregne de fire modstande, skal vi nu blot have nogle praktiske oplysninger.

Strømmen gennem spændingsdeleren, R_{B1} og R_{B2} , vælges altid ca. 10 gange større end basisstrømmen.

Over emittermodstanden bliver der et spændingsfald, U_{RE} .

Vi sætter det til 2 V. $U_{RE} = 2\text{ V}$.

$U = 9\text{ V}$, $U_{CE} = 4,5\text{ V}$, $I_C = 10\text{ mA}$, $U_{RE} = 2\text{ V}$. Strømforstærkningen sætter vi til 300 gange.

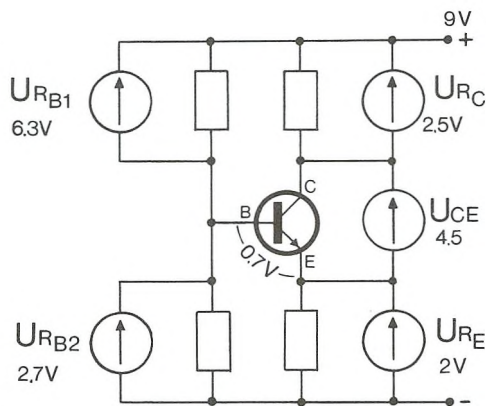


Fig. 32

Beregning af R_C

Vi har fastsat, at der skal være et spændingsfald på 2 V over emittermodstanden, R_E .

Spændingsfaldet over R_C bliver da:

$$U_{RC} = U - (U_{CE} + U_{RE})$$

$$U_{RC} = 9 - (4,5 + 2)$$

$$U_{RC} = 2,5\text{ V}$$

$I_C = 10\text{ mA}$. Med Ohms lov kan R_C beregnes:

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = \frac{2,5}{0,01} = 250\ \Omega$$

Nærmeste standardværdi = 270 Ω .

$$R_C = 270\text{ R}$$

Beregning af R_E

Strømmen i emitter er lig basisstrøm plus kollektorstrøm.

Da der er meget stor strømforstærkning, bliver I_B meget lille. Vi kan derfor tillade os at sætte $I_E = I_C$.

R_E kan så beregnes med Ohms lov.

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} = \frac{2}{0,01} = 200\ \Omega$$

De nærmeste standardværdier er 180 Ω og 220 Ω . Vi vælger 180 Ω .

$$R_E = 180\text{ R}$$

Beregning af R_{B1} og R_{B2}

Vi har tidligere fundet, at strømforstærkningen var ca. 300 gange.

$$I_C = 10\text{ mA} \rightarrow I_B = \frac{10\text{ mA}}{300} = 0,033\text{ mA}$$

Vi vælger strømmen i spændingsdeleren ca. 10 gange større end I_B og kan sætte den til 0,3 mA

U_{BE} er typisk 0,7 V for en siliciumtransistor.

Spændingen over R_{B2} skal da være 2 V + 0,7 V = 2,7 V.

Spændingen over R_{B1} bliver da 9 V - 2,7 V = 6,3 V.

$$R_{B2} = \frac{2,7}{0,0003} = 9000\ \Omega$$

R_{B2} vælges til 10K.

$$R_{B1} = \frac{6,3}{0,0003} = 21000\ \Omega$$

R_{B2} vælges til 22K.

Transistoren som forstærker af signaler

I *Basis elektronik* er transistorens funktion som forstærker af signaler beskrevet. Når der tales om signaler, menes der lavfrekvente signaler, LF, i modsætning til højfrekvente signaler, HF.

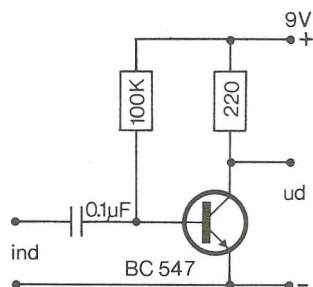


Fig. 33

Der er brugt den opstilling, der ses i fig. 33. Det er den enkleste forstærkeropstilling, men af flere grunde bruges den ikke meget i praktiske forstærkere.

Forstærkningen er afhængig af transistorens strømforstærkning, og den opgives af fabrikanterne for BC547B som typisk 290 gange. Men det opgives også, at strømforstærkningen for den enkelte transistor kan svinge fra 200–450 gange.

Opstillingen er også temperaturafhængig og afhængig af variationer i batterispændingen.

Stabilisering af transistortrin

Man kan stabilisere opstillingen ved at tilslutte basismodstanden direkte til kollektor i stedet for til plus (fig. 34).

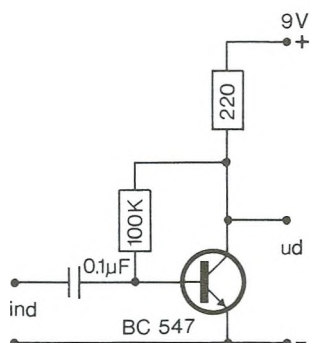


Fig. 34

Variationer i kollektorstrømmen vil straks registreres i basis, uanset, hvad variationen skyldes.

Hvis der på grund af variationer i batterispændingen eller på grund af temperaturstigning begynder at gå større kollektorstrøm, vil det medføre, at U_{CE} , spændingen over kollektor-emitterstrækningen, bliver mindre. Det betyder mindre basisspænding og hermed mindre basisstrøm. Kollektorstrømmen bliver mindre.

Stabilisering med emittermodstand og spændingsdeler

Ved at bruge fire modstande i et transistorforstærkertrin opnås en meget stabil opstilling, hvor forstærkningen ikke afhænger af den enkelte transistor. Den bestemmes helt af modstandene. Transistorens strømforstærkning skal blot være 100 eller derover, og det er den ved alle silicium-småsignaltransistorer.

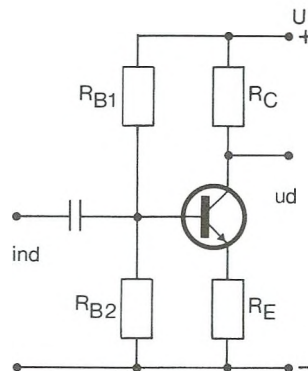


Fig. 35

R_{B1} og R_{B2} danner en spændingsdeler, og deres resistans lægger basisspændingen fast. Disse modstande vælges således, at den strøm, der går gennem dem, er meget større end den beregnede basisstrøm. Derfor vil basisspændingen næsten ikke ændre sig ved variationer i basisstrømmen.

R_E er en modstand indsat i emitterledningen. Denne modstand stabiliserer yderligere kredsløbet.

Hvis strømmen gennem transistoren stiger, vil der gå større strøm gennem emittermodstanden. Herved bliver der større spændingsfald over den, og da basisspændingen ligger fast, vil U_{BE} blive mindre, og herved bliver kollektorstrømmen også mindre.

Emittermodstanden vil betyde, at en del af udgangsspændingen vil lægge sig over emittermodstanden. Hvis U_E herved bliver større, bliver U_{BE} mindre. Herved bliver I_C mindre. Emittermodstanden begrænser således forstærkningen. Vi siger, at trinnet er blevet modkoblet.

En kondensator over emittermodstanden kan ophæve modkoblingen og få trinnet til at give fuld forstærkning.

I fig. 36 ses et forstærkertrin opbygget som skitseret i fig. 35.

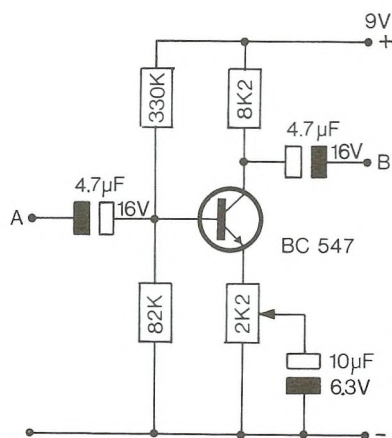


Fig. 36

Emittermodstanden, R_E , er valgt som et potentiometer. Det giver en fast emittermodstand på 2,2 kΩ. Afkoblingskondensatoren kan med potentiometret lægges til minus eller til emitter.

Når kondensatoren er lagt til minus, har vi fuld modkobling og dermed mindste forstærkning. Når kondensatoren er lagt til emitter, er modkoblingen ophævet, og forstærkeren arbejder med fuld forstærkning.

En sinusgenerator, frekvens 1000 Hz, tilsluttes indgangen, og med et oscilloskop måles signalet på indgangen, U_{ind} , og signalet på udgangen, U_{ud} . Det kan være nødvendigt at bruge et potentiometer mellem sinusgenerator og forstærker, hvis signalet fra forstærkeren ikke kan blive tilstrækkelig lille (fig. 37).

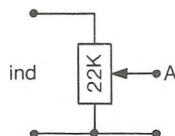


Fig. 37

Måleresultat:

$$U_{ind} = 25 \text{ mVss}$$

$$U_{ud} \text{ med fuld modkobling} = 80 \text{ mVss}$$

$$U_{ud} \text{ uden modkobling} = 2 \text{ Vss}$$

Vi kan nu beregne spændingsforstærkningen.

Med modkobling:

$$\text{Spændingsforstærkning} = \frac{U_{ud}}{U_{ind}} = \frac{80}{25} = 3,2 \text{ gange}$$

Uden modkobling:

$$\text{Spændingsforstærkning} = \frac{U_{ud}}{U_{ind}} = \frac{2000}{25} = 80 \text{ gange}$$

Ved hjælp af potentiometret kan forstærkningen varieres mellem ca. 3 gange og ca. 80 gange.

To-trins forstærker

Vil man have større forstærkning, kan to forstærkertrin kobles efter hinanden (fig. 38).

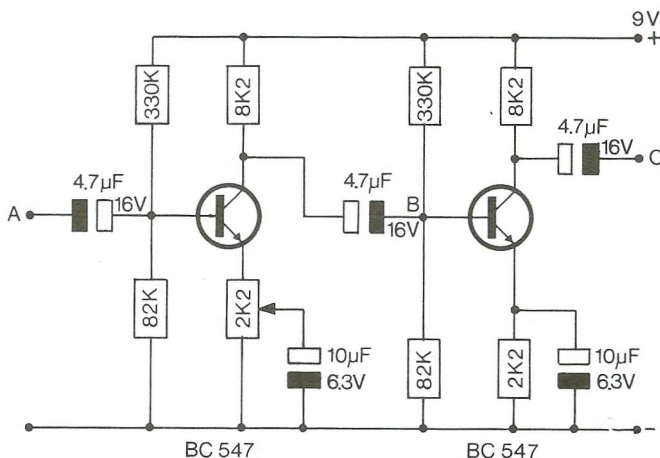


Fig. 38

fra 1. trin. I dette tilfælde falder det måske fra 2 Vss til 1 Vss.

Hvis U_{ind} er 25 mVss, bliver U_{ind} på 2. trin 1 Vss. Med en spændingsforstærkning på 80 gange i 2. trin, skulle signalet her blive på 80 Vss, men så stort signal kan vi ikke få fra 2. trin. 2. trin er blevet overstyret. Signalet på 2. trins indgang er for stort.

Vi drejer ned for signalet fra sinusgeneratoren, til vi på et oscilloskop kan se, at udgangssignalet fra 2. trin er sinusformet.

Måleresultat:

$$U_{ud} (2. \text{ trin}) = 6,4 \text{ Vss}$$

U_{ind} kan beregnes eller måles.

Spændingsforstærkningen for 2. trin er 80 gange.

$$U_{ind} = \frac{6,4 V_{ss}}{80} = 80 \text{ mV}_{ss}$$

1. trin.

$$U_{ud} = 80 \text{ mV}_{ss}$$

Spændingsforstærkningen var her (belastet) 40 gange.

$$U_{ind} = 2 \text{ mV}_{ss}.$$

Vi ser, at et signal på 2 mV_{ss} giver et signal på udgangen af tottrinsforstærkeren på 6,4 V_{ss}.

$$\text{Samlet spændingsforstærkning} = \frac{6,4 V_{ss}}{0,002 V_{ss}} = 3200 \text{ gange}$$

Vi ser, at den samlede spændingsforstærkning af tottrinsforstærkeren er spændingsforstærkningen for første trin gange spændingsforstærkningen for andet trin.

$$\text{Samlet spændingsforstærkning} = 40 \times 80 \text{ gange.}$$

Udgangstrin

Vil man have større forstærkning, kan der til forstærkeren kobles et udgangstrin, der kan bestå af en enkelt transistor. Udgangstrinet er beregnet til at drive en højttaler (fig. 39).

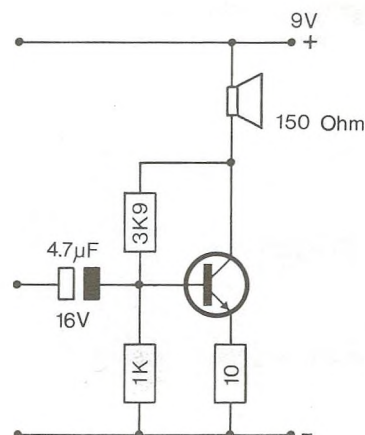


Fig. 39

En højohms højttaler kan anbringes direkte i kollektorledningen.

Emittermodstanden er valgt med en lille resistans. Modkoblingen bliver derfor også lille.

Den øverste modstand i spændingsdeleren er forbundet til kollektor. Den kan også forbindes direkte til plus. Spændingsforstærkningen af dette trin er ca. 10 gange.

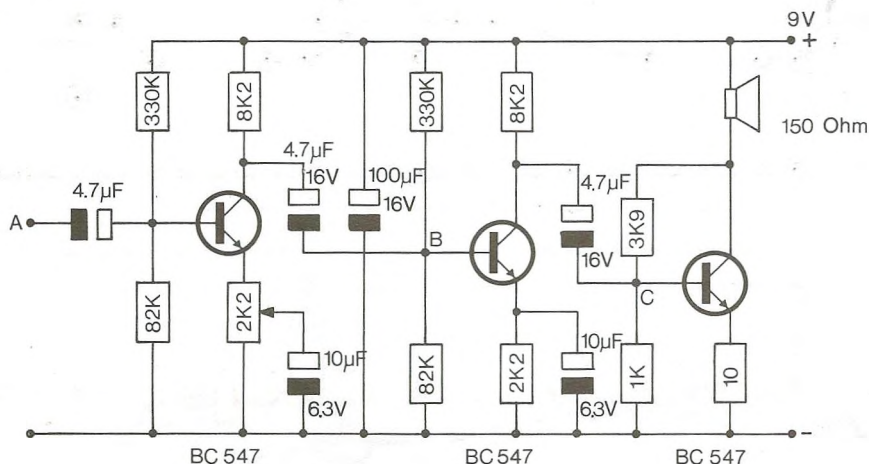


Fig. 40

Tre-trinsforstærker

Kobles udgangstrinet til tottrinsforstærkeren, har vi en tre-trinsforstærker (fig. 40).

Til indgangen, A, kan tilsluttes en sinusgenerator (1000 Hz). I højttaleren i udgangen høres det forstærkede signal. Der drejes ned for signalet, til det lyder pænt.

Nu fjernes højttaleren fra udgangen og tilsluttes mellem C og minus.

Her kan vi netop høre tonen. Det er forstærkningen for to trin.

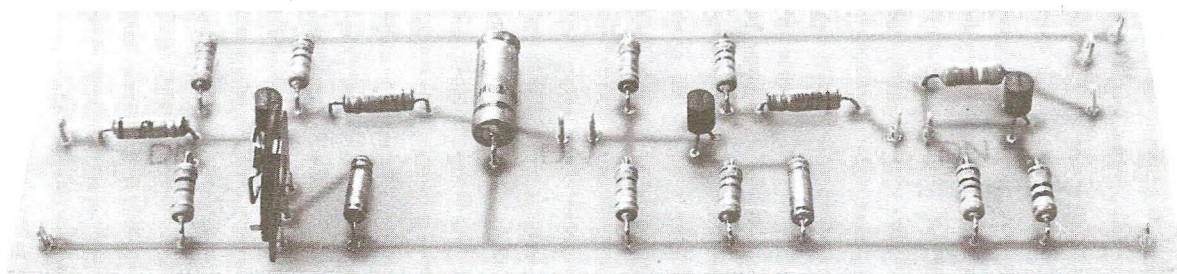
Hvis højttaleren tilsluttes mellem B og minus, hører vi den forstærkning, 1. trin giver.

Endelig vil højttaleren tilsluttet mellem A og minus gen-
give det signal, der fra sinusgeneratoren sendes ind i for-
stærkeren. På denne måde kan man sammenligne for-
stærkningen fra de forskellige trin.

Vi kan også prøve at tilslutte en mikrofon til indgangen

af forstærkeren, og på samme måde som før kan vi lytte
os til forstærkningen fra de forskellige trin.

Som mikrofon er det udmærket at anvende en højohms
(150Ω) højttaler. Den virker som mikrofon.



Øvelser med tretrinsforstærkeren

Tre-trinsforstærkeren kan til øvelser opbygges på søm-
bræt. Forstærkeren kan også opbygges på trykt kreds-

løb, og gør man det, kan denne printtegning anvendes
(fig. 41):

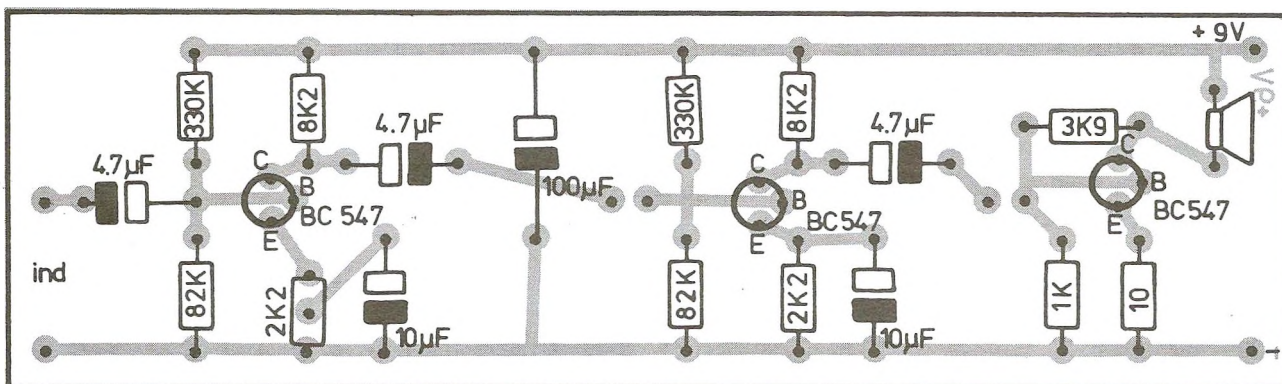
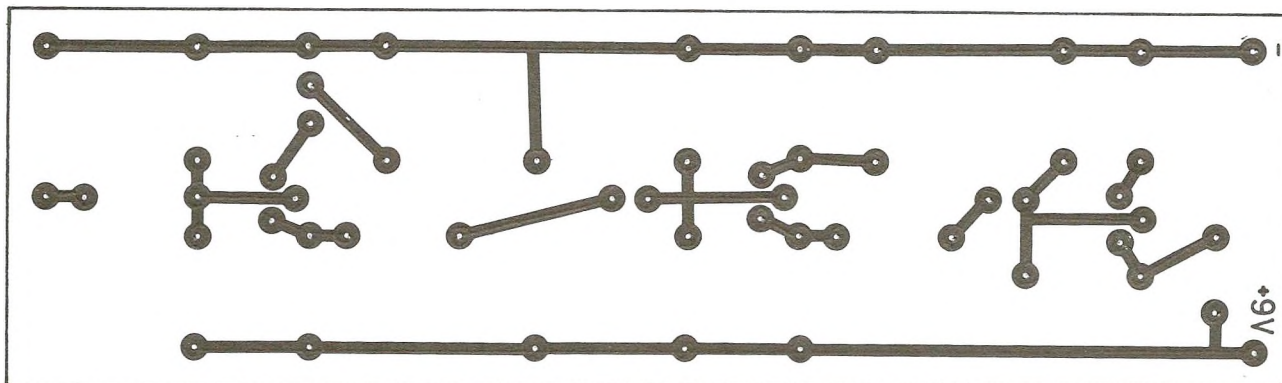


Fig. 41 og fig. 42. Printtegning og komponentplacering til tretrinsforstærkeren. Ved undersøgelse af forstærkerens funktion startes med første trin. Næste trin tages i brug ved at forbinde to printspyd. På samme måde sluttet udgangstrinet på.

Fejl ved en forstærker

Når man bygger en forstærker, kan det ved afprøvningen ske, at den ikke virker som ventet. Der kan opstå tilbagkobling, motorboating, selvsving, og forstærkeren kan let komme til at virke som en radiomodtager. Vi skal her se på de nævnte problemer og forsøge at afhjælpe dem.

Tilbagekobling

Tretrinsforstærkeren har ret stor forstærkning, og ved forsøget med mikrofon (højtaler) på indgangen og en højtaler på udgangen er der en stor chance for, at højtaleren begynder at hyle. Hvis mikrofon og højtaler kan „se“ hinanden, kan denne hylen let opstå. Det kendes også fra offentlige højtaleranlæg. Det skyldes, at noget af signalet fra højtaleren når mikrofonen. Dette signal bliver yderligere forstærket op, og et større signal kommer fra højtaleren til mikrofonen.

Dette fænomen kaldes tilbagkobling. Forstærkeren virker som en tonegenerator. Tonehøjden, frekvensen, kan ændres ved at ændre afstand mellem mikrofon og højtaler.

Opstår der tilbagkobling, må der drejes ned for forstærkningen, eller mikrofonens placering i forhold til højtaleren må ændres, så afstanden bliver større.

Motorboating

Der kan i en forstærker opstå motorboating. Navnet fortæller om fejlsens art. Forstærkeren lyder, som det var en gammel encylindret dieselmotor.

Motorboating dæmpes med en stor elektrolytkondensator (mindst 100 μF) tilsluttet mellem plus og minus. I fig. 40 er der en kondensator, der forhindrer motorboating. Det er 100 μF kondensatoren. Hvis motorboating opstår i en forstærker, der er bygget efter en „færdig opskrift“, f.eks. fra *Praktisk elektronik*, skyldes det næsten altid forkert tilslutning af spændingsforsyningen. Spændingsforsyningen skal altid tilsluttes en forstærker så tæt ved udgangstransistorerne som muligt.

Selvsving

En forstærker med stor forstærkning kan meget let „gå i selvsving“, hvis der ikke tages højde herfor.

Selvsving er en slags motorboating, men det sker med en så høj frekvens, at det måske er uden for det hørbare

område, men det kan ses på et oscilloskop. Det kan høres i forstærkeren ved, at lyden bliver „ulden“.

Det er højfrekvens. Forstærkeren i fig. 54 går let i selvsving, hvis kondensatoren C3 fjernes. Denne kondensator afkobler netop for højfrekvens, selvsving.

Selvsving kan også fjernes med en kondensator på 0,47 μF over spændingstilslutningen.

Når en forstærker indbygges i et kabinet, må man passe på kun at have ét stelpunkt. Kun ét sted må minus forbindes til kabinettet.

Forstærkerens stelpunkt kan være ved DIN-fatningen ved mikrofontilslutningen.

Forstærkeren virker som radio

En forstærker kan virke som radio.

Er der lange ledninger ved indgangen, kan de „samle“ radiosignalet op. Oftest er det en russisk talende station, man hører.

Bor man i nærheden af en mellem- eller langbølgesender, kan man næsten ikke undgå at høre denne station i forstærkeren.

Signaler fra walkie-talkies går også tit ind på forstærkeren.

Disse ulemper afhjælpes ved, at man med en kondensator „afkobler“.

En kondensator på 1000 pF – 1500 pF forbindes fra basis til emitter på den anden transistor i forstærkeren. Kommer der højfrekvente (radiobølger) ind på basis, ledes dette signal gennem kondensatoren til stel. En kondensator på 1000 pF tillader højfrekvens at passere, men den spærrer for lavfrekvens. Det signal, vi er interesseret i, bliver således ikke berørt.

Indstråling i LF-anlæg

Det kan være et problem, at LF-anlæg forstyrres af HF-signaler, og her skal gengives de forholdsregler, Elektronikcentralen har fundet frem til (fra „OZ“).

Når gengivelsen fra en LF-forstærker forstyrres af HF-signaler fra radiostationer eller andre former for HF, virker forstærkeren som radiomodtager. Til radiomodtagning kræves antenne, detektor og højtaler (telefon). Fjernes en af disse tre komponenter, kan modtagelse ikke finde sted, og forstyrrelserne ophører.

Ved LF-forstærkere virker tilledninger og ledningsføring

som antenner, transistorerne, især basis-emitterstrækningerne, som detektorer, og højttalere (telefoner) som så danne.

En lang række undersøgelser af praktisk forekommende tilfælde af forstyrrelser har vist, at forstyrrelserne lettest fjernes ved afkobling af basis-emitterstrækningen på få, typisk placerede transistorer.

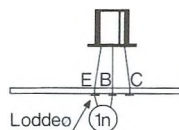


Fig. 43

Kondensatorstørrelsen 1 nF, med korte tilledninger, har vist sig særdeles effektiv og har ikke i noget tilfælde påvirket forstærkerens normale frekvensgang under 20 kHz. Det har vist sig helt afgørende, at kondensatoren iloddes direkte på de samme loddeøer, som den detekterende transistors basis og emitter, som vist på fig. 43. En afkobling fra basis til „stel“ er sædvanligvis næsten uvirk- som og påvirker oftest transistorens normale frekvens- kurve for meget.

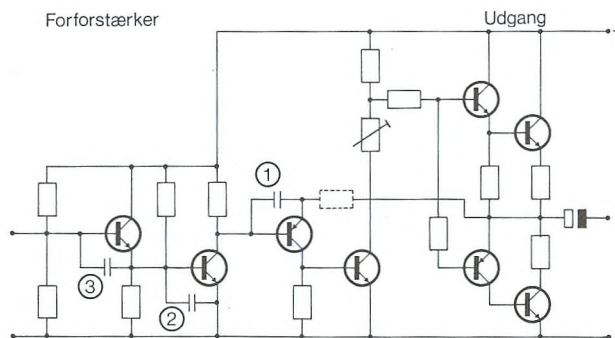


Fig. 44

Fig. 44 viser skematisk en LF-forstærker, hvor tre kondensatorer mod indstråling er indtegnet over basis-emitterstrækningerne på de transistorer, hvis placering i kredsløbet normalt giver anledning til forstyrrelser, kondensatorerne er nummereret 1, 2 og 3. Rækkefølgen er valgt i overensstemmelse med den hyppighed, hvormed afkoblingen har været nødvendig i praktiske tilfælde.

Sædvanligvis er kondensatoren 1 tilstrækkelig. Sjældnere har 2 og kun i et enkelt tilfælde, hvor en forstærker blev påvirket af en kraftig radarstation, har kondensator 3 været nødvendig.

Spændinger ved forstærkertrin

På fig. 45 er indtegnet et stort antal voltmetre, der skal vise, hvilke spændinger vi kan måle på et transistortrin, og hvordan vi benævner disse spændinger for ikke at forveksle dem.

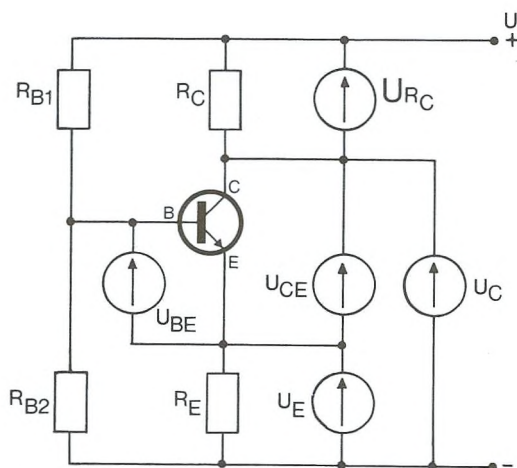


Fig. 45

- U = tilslutningsspændingen
- U_{RC} = spændingen over kollektormodstanden
- U_{CE} = kollektor-emitterspændingen
- U_E = spændingen over emittermodstanden
- U_C = spændingen mellem kollektor og stel
- U_{BE} = basis-emitterspændingen
- U_B = spændingen mellem basis og stel

Vi kan prøve at måle disse spændinger på det transistorforstærkertrin, vi arbejdede med i fig. 36. Det ses i fig. 47.

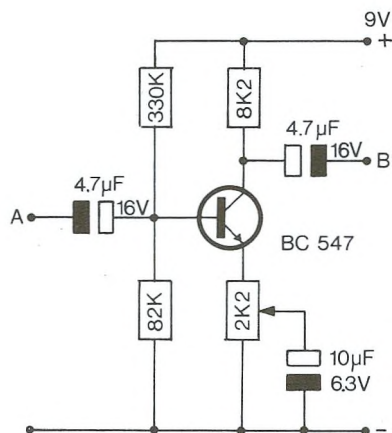


Fig. 46

Spændingerne er målt med et Jemco US-105. Beregningerne af transistortrinet gennemgås efter dette afsnit.

	beregnete spændinger	målte spændinger
U :	9 V	9 V
U_{RC} :	3,95 V	3,4 V
U_{CE} :	3,95 V	4,7 V
U_E :	1,1 V	0,9 V
U_C :	5,05 V	5,5 V
U_{BE} :	0,7 V	0,6 V
U_B :	1,8 V	1,4 V

Kollektorspændingens betydning

Kollektorspændingen betyder meget for størrelsen af det signal, forstærkeren kan behandle. Vi tilstræber, at U_C ligger midt mellem U og U_E . På de følgende tegninger forklares hvorfor. Tegningerne viser udgangssignalet, U_{UD} , fra et forstærkertrin tegnet i et koordinatsystem. Op ad y-aksen afsættes spændingen, og ud ad x-aksen afsættes tiden. Det er med andre ord signalet, som det kan ses på et oscilloskop.

Fig. 47 viser, hvor stort et signal en forstærker kan klare ved fuld udstyring,

U er tilslutningsspændingen, og den er fast 9 V.

U_E ligger også fast. $U_E = 1$ V.

Hvis U_C vælges til 5 V, kan signalet svinge mellem 1V og 9 V. U_{UD} bliver maksimum 8 Vss.

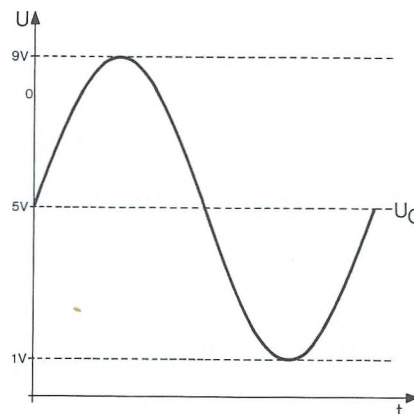


Fig. 47

Et større signal på basis vil overstyre forstærkeren, og udgangssignalet bliver „klippet“. Denne forstærker klipper symmetrisk, dvs. der klippes lige meget i top og bund (fig. 48).

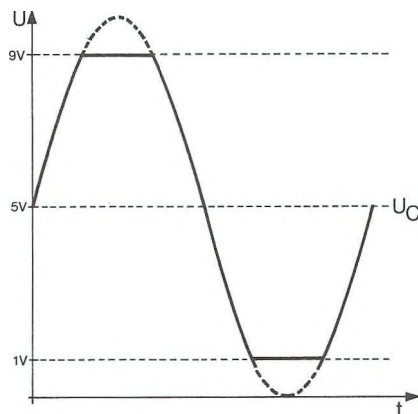


Fig. 48

Hvis U_C er højere end middelspændingen, kan forstærkeren ikke behandle et så stort signal. På fig. 49 ses resultatet heraf, hvis $U_C = 7\text{ V}$.

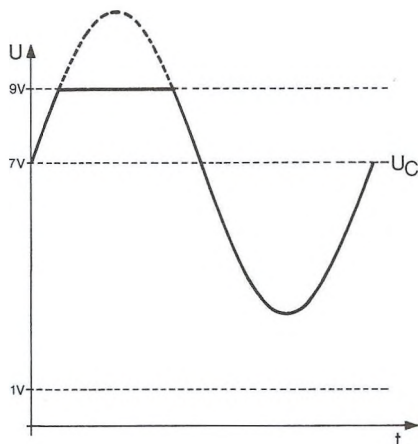


Fig. 49

Forstærkeren får tilført det signal, der før gav fuld udstyring. Resultatet bliver, at forstærkeren klipper i toppen.

Der må tilføres mindre signal, og det maksimale signal ud, U_{UD} , bliver 4 Vss (fig. 50).

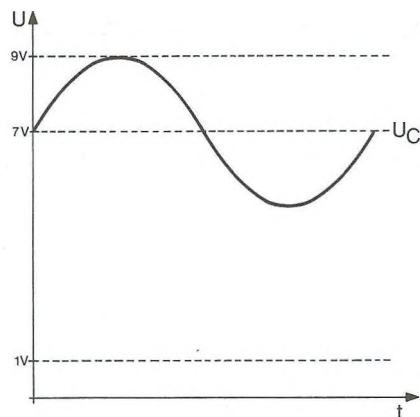


Fig. 50

Hvis U_C er for lav, begrænser det også udgangssignalet.

I fig. 51 er $U_C = 3\text{ V}$.

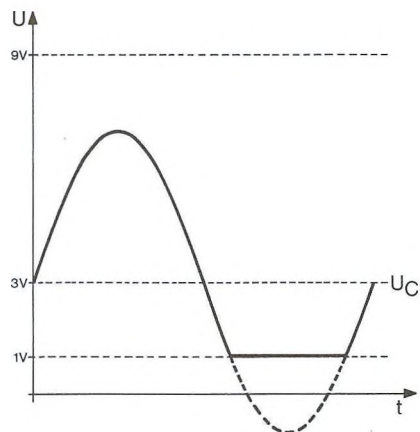


Fig. 51

Med det signal, der før gav fuld udstyring, vil forstærkeren klippe udgangssignalet i bunden. Der må tilføres mindre signal, og U_{UD} bliver maksimalt 4 Vss .

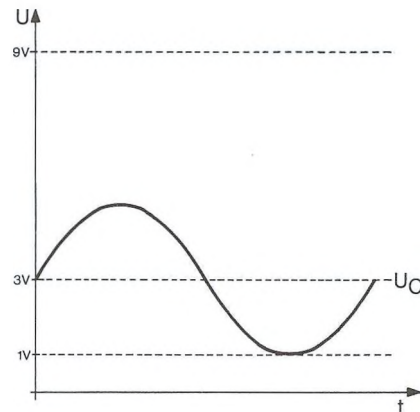


Fig. 52

Vi ser af disse eksempler, at ønsker man forstærkeren skal kunne udstyres til maksimalt signal ud, må U_C være midt imellem U og U_E . Måles U_C på et forstærkertrin højere eller lavere, kan man ved at ændre på modstandene i forstærkertrinet sænke eller hæve U_C .

I det følgende afsnit vises, hvordan det forstærkertrin, vi har arbejdet med, er blevet beregnet.

Beregning af modstandene i forstærkertrinet

Valgte udgangspunkter:

$$U = 9 \text{ V}, I_C = 0,5 \text{ mA}, U_E = 1 \text{ V}.$$

Tilslutningsspændingen, U , er valgt til 9 V. Vi ønsker en kollektorstrøm på 0,5 mA. U_E , spændingen over emittermodstanden, vælges til 1 V.

$$I_E = I_C + I_B$$

Vi ser bort fra I_B , der er ca. 300 gange mindre end I_C , og beregner R_E .

Beregning af kollektormodstand og emittermodstand

$$R_E = \frac{U_E}{I_E} = \frac{1}{0,0005} = 2000\Omega$$

R_E vælges til 2K2.

U_E bliver nu:

$$U_E = R_E \cdot I_E = 2200 \cdot 0,0005 = 1,1 \text{ V}$$

U_C skal være den halve værdi af U og U_E .

$$U_C = \frac{U}{2} + \frac{U_E}{2} = 4,5 \text{ V} + 0,55 \text{ V} = 5,05 \text{ V}$$

R_C kan så beregnes.

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} = \frac{9-5,05}{0,0005} = 7900\Omega$$

R_C vælges til 8K2.

Beregning af basismodstandene

Strømmen i spændingsdeleren skal være 10 gange større end basisstrømmen, I_B .

Hvis vi sætter strømforstærkningen for BC547B til 250 gange, bliver I_B :

$$I_B = \frac{I_C}{250} = \frac{0,5 \text{ mA}}{250} = 0,002 \text{ mA}$$

$$I_{RB1} = 10 \cdot 0,002 \text{ mA} = 0,02 \text{ mA}$$

U_{BE} , basis-emitterspændingen, er ved siliciumtransistorer altid ca. 0,7 V.

U_B , spændingen fra basis til stel:

$$U_B = U_{BE} + U_E$$

$$U_B = 0,7 \text{ V} + 1,1 \text{ V} = 1,8 \text{ V}$$

U_{RB1} kan da beregnes

$$U_{RB1} = 9 \text{ V} - 1,8 \text{ V} = 7,2 \text{ V}$$

$$R_{B1} = \frac{7,2 \text{ V}}{0,00002 \text{ A}} = 360\,000\Omega$$

R_{B1} vælges til 330 K

I_{RB1} bliver da:

$$I_{RB1} = \frac{7,2 \text{ V}}{330\,000\Omega} = 0,022 \text{ mA}$$

$$I_{RB2} = I_{RB1} - I_B = 0,022 \text{ mA} - 0,002 \text{ mA}$$

$$I = 0,02 \text{ mA}$$

$$R_{B2} = \frac{1,8 \text{ V}}{0,00002 \text{ A}} = 90\,000\Omega$$

R_{B2} vælges til 82K

Hvis vi i beregninger med Ohms lov regner spændinger i volt og strøm i mA, bliver resistansen i kiloohm.

Udgangstrin med komplementære transistorer

I transistorforstærkeren begrænses udgangssignalspændingen af tilslutningsspændingen og emitterspændingen. Det største signalsving, vi kan få, er $U - U_E$.

I praktiske udgangsforstærkere bruger man ofte to transistorer. Vi skal her se på den type, der anvender en NPN og en PNP transistor.

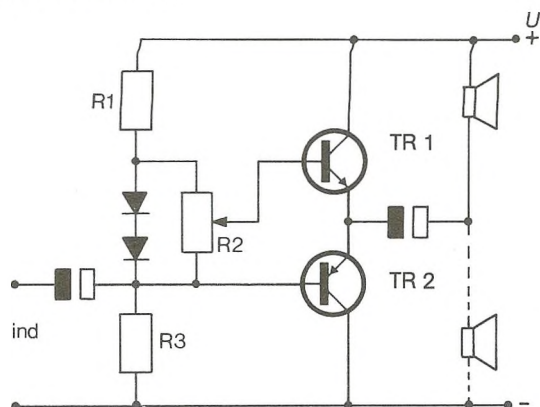


Fig. 53

I fig. 53 ses et sådant udgangstrin bestående af TR1, en NPN transistor, og TR2, en PNP transistor.

Da det er to transistorer af modsat type, skal der over strækningen fra basis til basis være en spændingsforskel på ca. $2 \cdot 0,7 \text{ V} = \text{ca. } 1,4 \text{ V}$.

Basisspændingen tages fra en spændingsdeler bestående af R1, R2 og R3. R2 er et potentiometer (trimmepotentiometer). Parallelt med R2 er der to siliciumdioder i serieforbindelse, og når der går strøm gennem dem, vil der over dem være en spændingsforskel på $2 \cdot 0,7 \text{ V} = 1,4 \text{ V}$, netop den basisspænding, vi har brug for.

Med R2 kan basisspændingen reguleres, og hermed reguleres kollektorstrømmen også. Der kan således med R2 reguleres, så der i kollektor på udgangstransistorerne går en lille strøm, tomgangsstrømmen. Tomgangsstrømmen reguleres til en 5-10 mA.

Sendes der et sinusformet signal ind på udgangstransistorerne, vil TR1 trække strøm i takt med den positive halvdel af sinusspændingen, og TR2 vil trække strøm i takt med den negative halvdel af sinusspændingen.

En lavohmhøjttaler kan i serieforbindelse med en kondensator tilsluttes mellem det fælles emitterpunkt og plus. Elektrolytkondensatoren skal da vende som vist på fig. 53.

Højttaleren kan også tilsluttes mellem det fælles emitterpunkt og minus, blot skal kondensatoren så vendes.

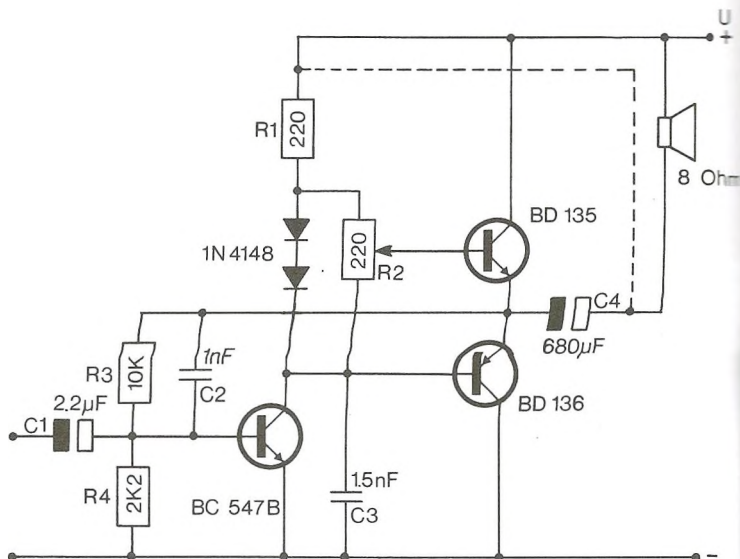


Fig. 54

Komplementært forstærkertrin med drivertrin

I fig. 54 ses et komplementært forstærkertrin som skitseret.

Foran udgangstrinet er der et „drivertrin”. Højttaleren er sluttet til plus.

R1 fra spændingsdeleren kan slutes direkte til plus, men hvis den tilsluttes på den anden side af elektrolytkondensatoren i udgangen som vist med en stiplede linie, vil udgangstrinet kunne udnyttes maksimalt.

Udgangstrinet tilsluttes spændingsforsyningen, og med R2 indstilles tomgangsstrømmen til minimum.

Til indgangen sluttes en sinusgenerator, 1000 Hz, og over højttaleren tilsluttes et oscilloskop.

Med oscilloskopet kan det nu undersøges, om der er „cross-over”. Så vil udgangssignalet se ud som vist på fig. 55. Hvis der er cross-over kan det mindskes ved at indstille på R2. Samtidig stiger tomgangsstrømmen, og der indstilles, til der er et passende kompromis mellem lav tomgangsstrøm og minimal cross-over. For at kunne regulere til et passende resultat, kan det være nødvendigt ved nogle forstærkere at indsætte en ekstra diode i serieforbindelse med de to dioder.

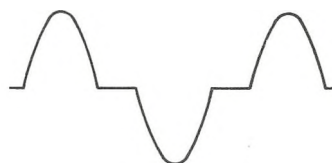


Fig. 55

Udgangstrinet kan tåle en kortvarig kortslutning af højttalerudgangen. Det er almindeligt at indsætte emittermodstande på ca. 1Ω , og herved sikres udgangstransistorerne yderligere (fig. 56).



Fig. 57

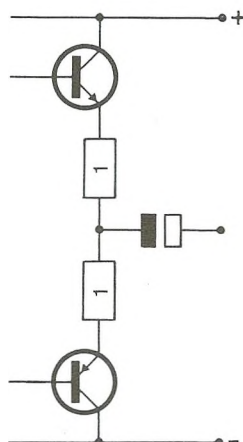


Fig. 56

Valg af transistorer

Det er vigtigt, at de to transistorer i udgangen „passer“ til hinanden. Det vil sige, at de skal have samme strømforstærkning. De købes sammen i „komplementære par“. F.eks. AC187/188, BC328/338, BD135/136.

Beregning af udgangseffekt

Udgangssignalspændingen i en forstærker med to komplementære transistorer er afhængig af tilslutningsspændingen, U , og højttalerens impedans, R_L . Udgangsspændingen kan beregnes efter formlen:

$$P = \frac{U^2}{8 \cdot R_L}$$

Eks. $U = 9\text{ V}$, $R_L = 4\Omega$

$$P = \frac{9 \cdot 9}{8 \cdot 4} = \frac{81}{32} = 2,53\text{ W} \approx 2,5\text{ W}$$

Ændres tilslutningsspændingen til den dobbelte, $U = 18\text{ V}$.

$$P = \frac{18 \cdot 18}{8 \cdot 4} = \text{ca. } 10,13\text{ W} \approx 10\text{ W}$$

Samme beregninger med en 8Ω højttaler.

$$U = 9\text{ V}$$

$$P = \frac{9 \cdot 9}{8 \cdot 8} = 1,27\text{ W} \approx 1,25\text{ W}$$

$$U = 18\text{ V}$$

$$P = \frac{18 \cdot 18}{8 \cdot 8} \approx 5\text{ W}$$

U	4Ω	8Ω
9 V	2,5 W	1,25 W
18 V	10 W	5 W

Det ses, at bliver spændingen den dobbelte, bliver effekten fire gange så stor.

Det ses også, at den afsatte effekt i en 8Ω højttaler er den halve af den effekt, der vil afsættes i en 4Ω højttaler.

I praksis vil vi ikke få så høje tal. U_{CE} går ikke til 0 V .

I udgangstrinet med 1Ω emittermodstande målt U_{UD} til 5 V_{SS} (8Ω HT).

$$U = 9\text{ V}$$

Herfra trækkes $U_{CE\text{ sat}}$, mætningsspændingen for transistoren. Den er måske $1,5\text{ V}$. Det giver for de to transistorer et spændingsfald på 3 V .

Endvidere afsættes der over R_E ca. $0,5\text{ V}$.

$$U \text{ bliver da: } 9\text{ V} - 3,5\text{ V} = 5,5\text{ V}$$

$$P = \frac{5,5^2}{8 \cdot 8} = 0,47\text{ W}$$

Målt effekt.

$$U_{UD} = 5\text{ V}_{SS} = 1,8\text{ V}_{eff}$$

$$I_{RL} = \frac{1,8\text{ V}}{8\Omega} = 0,225\text{ A}$$

$$P = U \cdot I$$

$$P = 1,8 \cdot 0,225 = 0,4\text{ W}$$

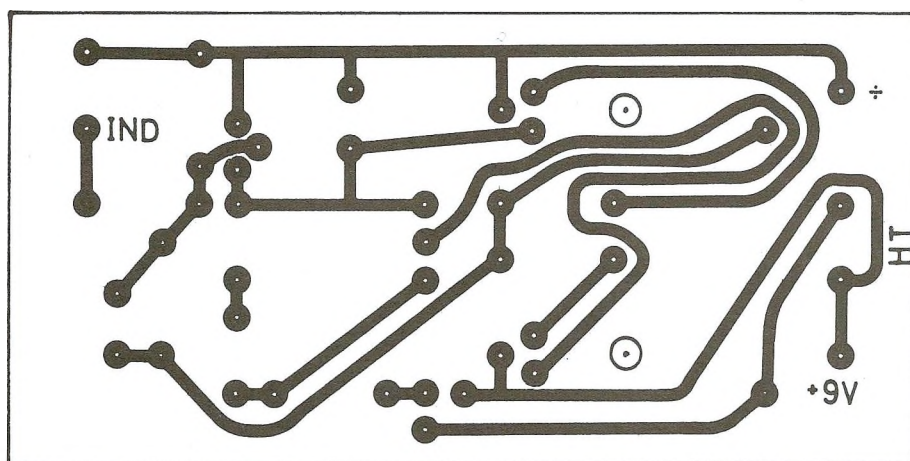
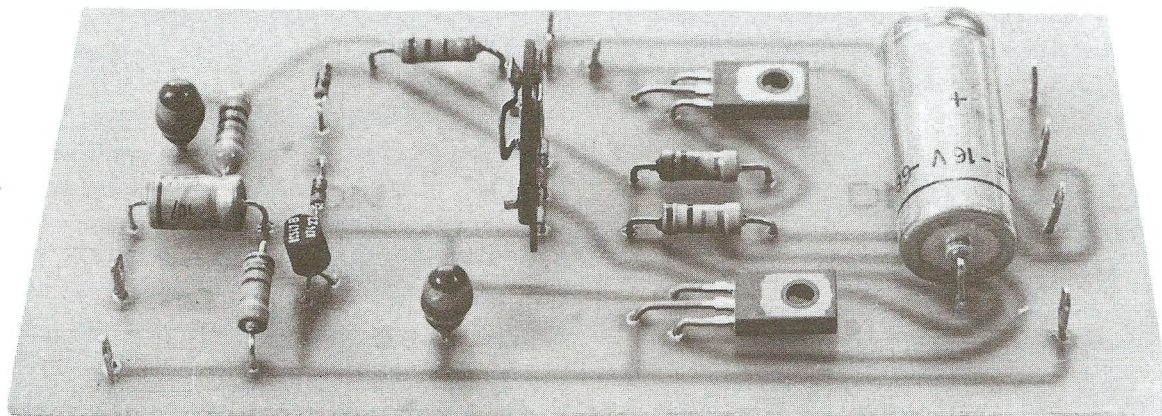


Fig. 58. Printtegning til udgangsforstærker model.

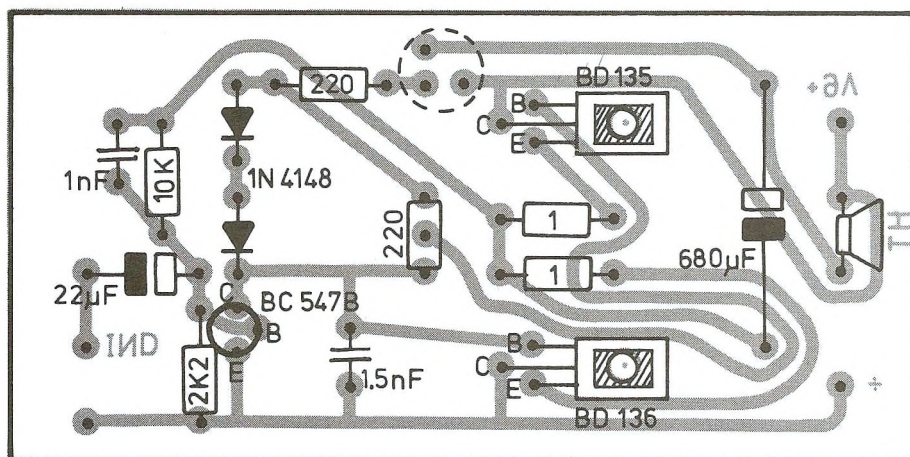
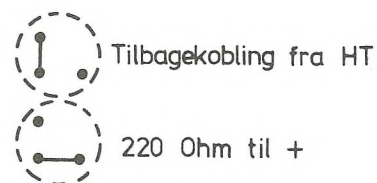


Fig. 59. Komponentplacering til udgangsforstærkeren, der kan kobles på to forskellige måder.



Opstår der selvsving i forstærkeren, kan det afhjælpes som angivet på side 37. I ét tilfælde har det været nødvendig at lodde en 1 nF kondensator direkte fra basis til kollektor på BD136 og en kondensator på 0,1 μ F fra plus til minus.

0,5 W og 1 W forstærker med BC328/338

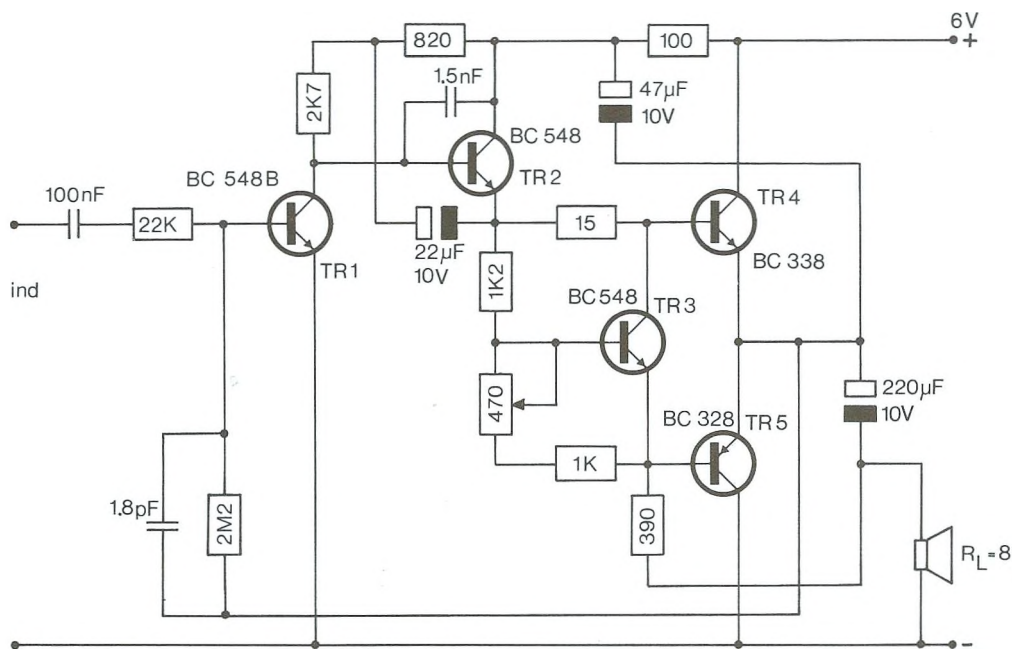


Fig. 60

Det komplementære transistorpar BC328/338 er specielt udviklet til små udgangsforstærkere. De arbejder uden køleplade, hvis de monteres på en printplade. Omkring kollektor skal der så være et kobberareal på mindst 1 cm^2 . Det udgør kølepladen.

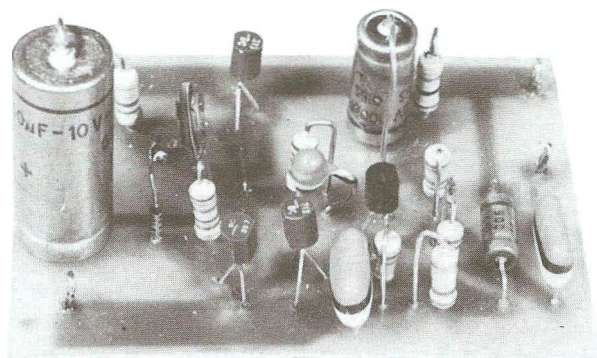
Vi skal se på to udgaver af forstærkeren udviklet hos Philips.

0,5 W forstærker

Den første (fig. 60) er beregnet til 6 V og kan afgive 0,5 W i en 8Ω højttaler.

Basisspændingen stabiliseres af en transistor (TR3). Den har samme funktion som de to dioder, vi brugte i fig. 54 for at skaffe passende basisspænding til udgangstransistorerne. Ved at anvende en transistor i stedet opnås, at forstærkeren er mindre afhængig af spændingsvariationer og derfor velegnet til batteridrift.

Med trimmepotentiometret indstilles tomgangsstrømmen til ca. 12 mA. Cross over indstilles til minimum.



1 W forstærker

Den anden udgave af forstærkeren er beregnet til 9 V. Her kan enten anvendes to dioder til stabilisering af udgangstransistorerne (fig. 61), eller der kan anvendes transistorstabilisering som ved 0,5 W forstærkeren (fig. 62).

Til denne forstærker er der udarbejdet en printtegning. Den findes i Praktisk elektronik side 34-35. Her er det desuden vist, hvordan forstærkeren kan forsynes med en forforstærker. Forforstærkeren er den forstærker, der er brugt som „måleforstærker“ i denne bog.

I Praktisk elektronik er vist, hvordan forstærkeren kan udnyttes til forskellige formål som samtaleanlæg og til diodemodtager.

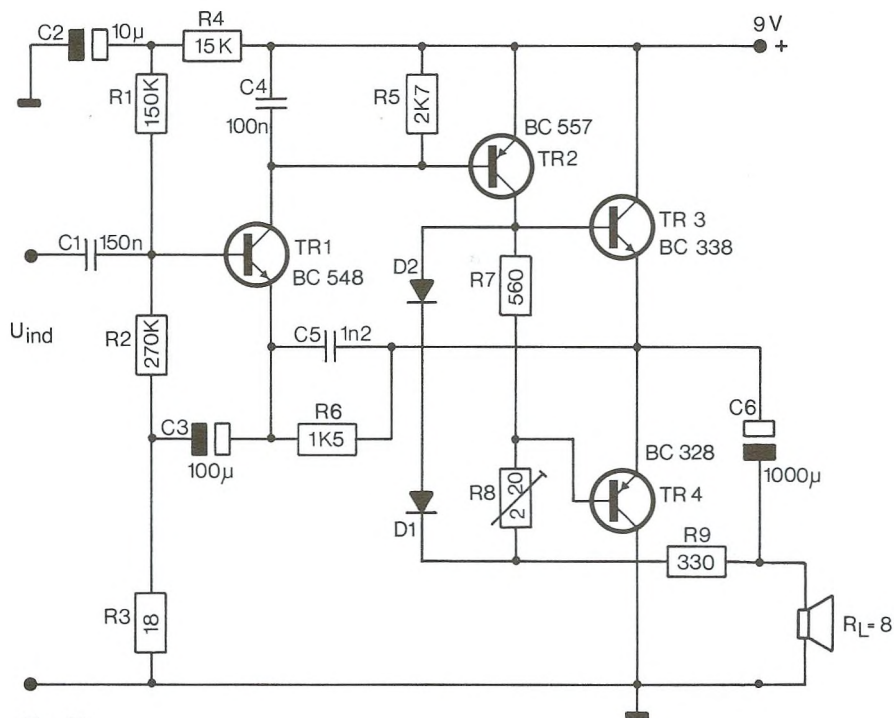


Fig. 61

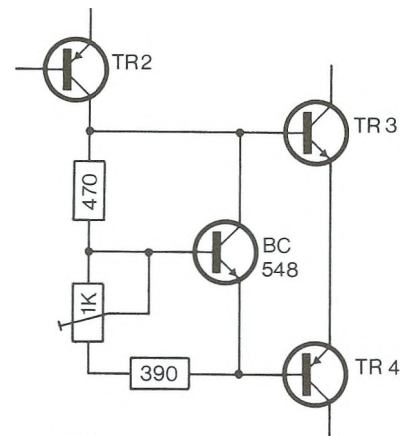


Fig. 62

Data for 0,5 W og 1 W forstærker

	0,5 W	1 W	
Forsyningsspænding	6	9	V
Midtpunktspænding	3,2	4,5	V
Udgangstrinets tomgangsstrøm	5	1	mA
Strøm gennem driver transistor	6	12	mA
Forforstærkerens tomgangsstrøm	0,2	0,2	mA
Samlet tomgangsstrøm	12	13,5	mA
Indgangs følsomhed (ved $P_o = 50$ mW)	7	9	mV
Indgangs følsomhed (ved fuld udstyring)	27	43	mV
Indgangsimpedans	20	100	k Ω
Signal/støjforhold (ved $P_o = 50$ mW)	65	62	dB
P_o ved halv batterispænding	150	315	mW
Frekvensgang (3 dB)	120-10000	70-20000	Hz

Midtpunktspændingen er den spænding, der måles mellem transistorernes fælles emitterpunkt og minus.

Halv batterispænding. Heraf fremgår, hvor stor udgangseffekten er, når batterierne er næsten „nedslidte“. Output er målt henholdsvis $U = 3,6$ V og 5,4 V.

2 watt stereo-forstærker

Denne stereoforstærker er opbygget af to ens forstærkere med de komplementære transistorer AC187/188 i udgangen.

Data for hver kanal:

Effekt	2 W i 8Ω
Følsomhed (1000 Hz) ved $P_o = 2\text{ W}$	
Pick up	320 mV
Radio	70 mV
Indgangsimpedans	130 kΩ
Frekvensgang	85-25000 Hz
Forvrængning ved $P_o = 2\text{ W}$	2%
Arbejdsspænding	9-15 V
Maksimal strøm ved fuld udstyring	230 mA

Forstærkeren er beskrevet i Praktisk elektronik side 36.

Her findes også printtegning til konstruktionen.

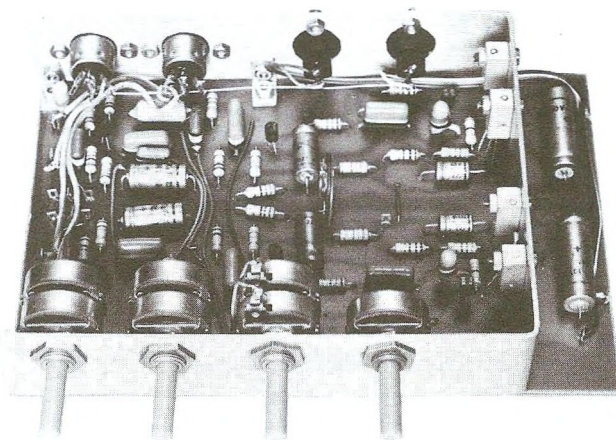
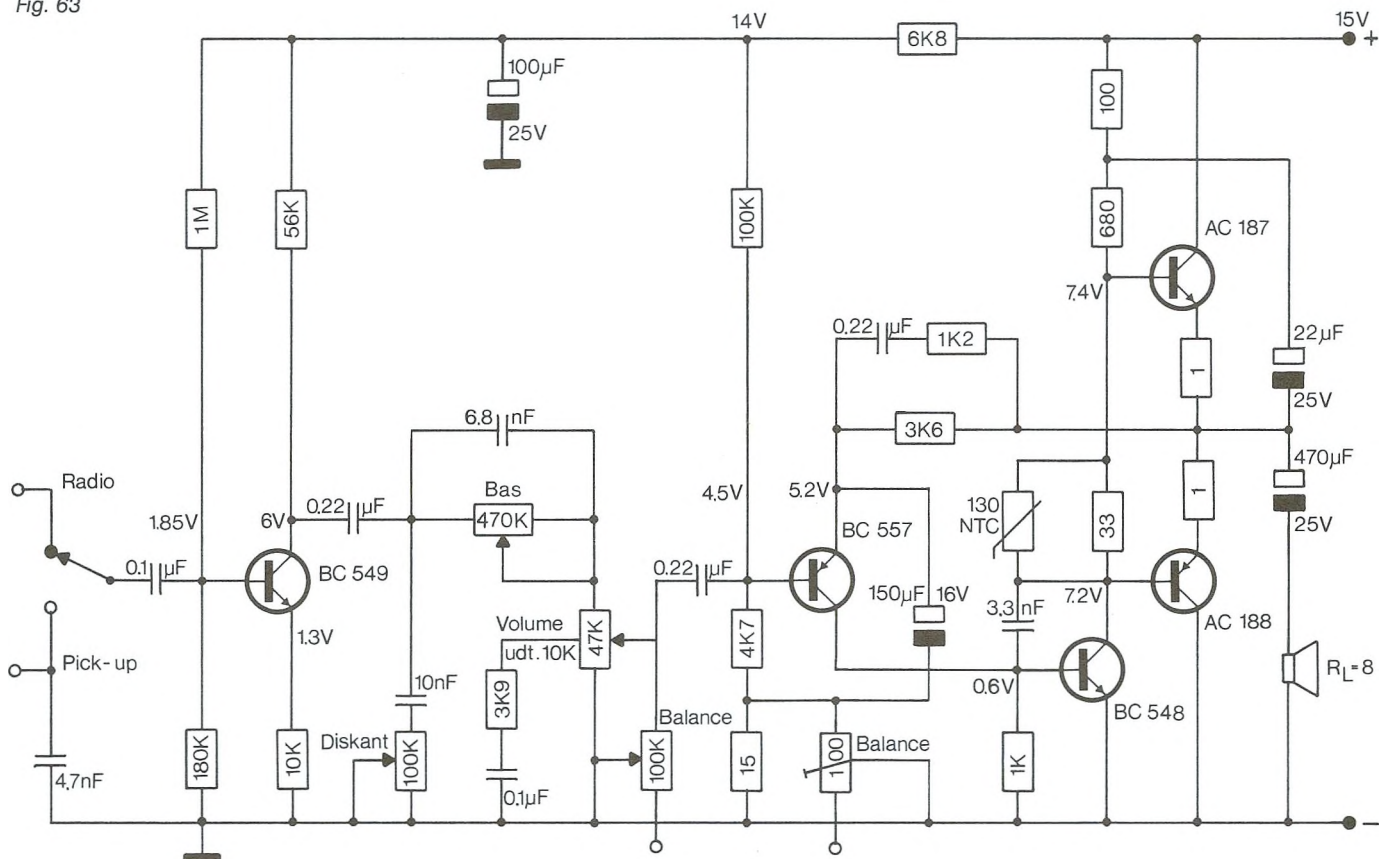


Fig. 63



Stereoforstærker med integrerede kredse

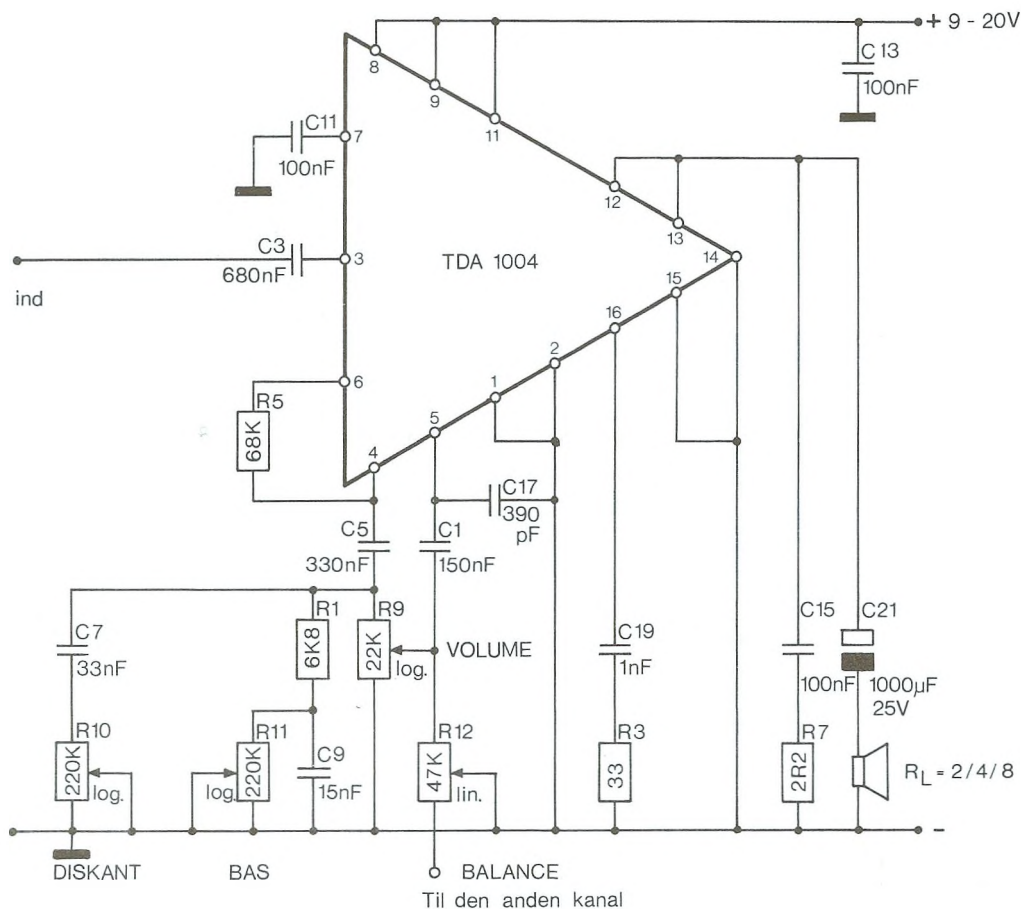


Fig. 64

Den integrerede kreds TDA1004 indeholder en færdig LF forstærker med forforstærker og udgangsforstærker. Den kan afgive op til 9 W, den er termosikret, udgangen er kortslutningssikret, og der kræves kun få ydre komponenter.

På billedet ses en stereoforstærker med to stk. TDA1004.

På printpladen er monteret potentiometre til volumen, bas- og diskantkontrol og balance. Det betyder, at der kun skal forbindes få ledninger til printpladen. Der skal kun ledninger til spændingsforsyning, til højttaler DIN-fatninger og indgangs DIN-fatning.

Da TDA1004 er kommet på markedet efter Praktisk Elektronik er udgivet, er den ikke med i denne bog. Derfor bringes her en konstruktionsbeskrivelse med printtegning og komponentplacering.

Forstærkerens data

Tilslutningsspænding 9-20 V

Udgangseffekt ved 14 V:

HT 2Ω - 9 W

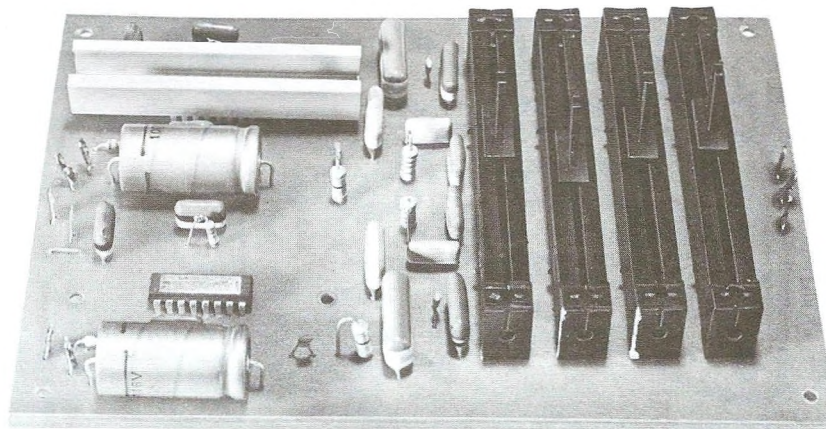
HT 4Ω - 6 W

HT 8Ω - 3 W

Indgangsfølsomhed ved $R_L = 4\Omega$ og $P_o = 1\text{ W}$: 7 mV

Indgangsimpedans: 20 kΩ

Total harmonisk forvrængning ved $P_o = 1\text{ W}$: mindre end 1%



TDA1004

TDA1004 er i et normalt 16 bens DIL hus. IC'en kan lod-des direkte på printpladen. Fronten på den (ben 1 og 16) er markeret med en udfræsning på undersiden af huset. Normalt er denne udfræsning på oversiden af huset, men den er på TDA1004 optaget af en overførings-køleplade.

TDA1004 tåler en loddetemperatur på 300° i 10 sekun-der. Er loddetemperaturen mellem 300° og 400° må lod-detiden højst være 5 sek.

Det kan ofte være en fordel at lodde en IC fatning på kredsløbspladen og så montere IC'en heri.

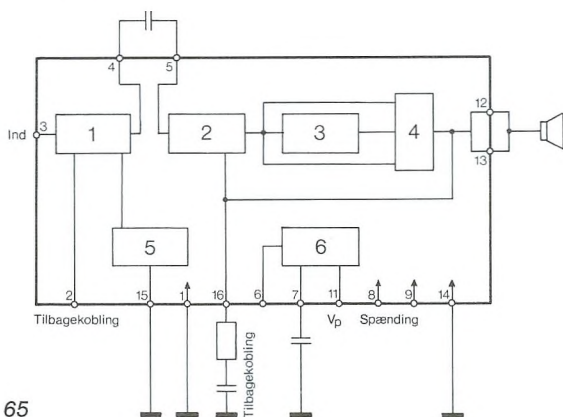


Fig. 65

I fig. 65 ses et blokdiagram over TDA1004.

1. er forforstærkeren. Den har en spændingsforstærk-ning på 20 dB. Det svarer til 10 gange. Udgangen fra forforstærkeren er ført ud ved ben 4.

2. og 4. er udgangsförstærkeren med en spændings-forstærkning på 30 dB (31,6 gange). Det giver förstærke-ren en samlet förstærkning på 50 dB (316 gange).

Vi har valgt at placere volumenkontrol mellem forfor-stærker og udgangsförstærker. Der kan vælges mellem 2, 4 eller 8 ohms højttaler.

Udgangsförstærkeren er kortslutningssikret. Fabrikken oplyser, at den kan tåle at være kortslettet i 100 timer.

3. er et stabiliseringskredsløb.

5. er et beskyttelseskredsløb. Det afbryder, hvis tem-peraturen bliver for høj i IC'en.

6. er et elektronisk filterkredsløb. Det bevirker også, at förstærkeren ikke fungerer, hvis tilslutningsspændingen bliver mindre end 8,4 V. Ved ben 6 kan man hente en fast spænding på 11,5 V, maksimalt 150 mA, hvis man ellers har brug for den spænding.

Potentiometre

Potentiometrene er alle skydepotentiometre.

R9 på 2X22K log. er volumenkontrol. R10 og R11 er hver på 2X220K log. er henholdsvis diskant- og baskontrol, og R12 på 47K lin. er balancekontrol.

Potentiometrene monteres direkte på printpladen. Se bestillingsnumrene i komponentlisten.

På komponentplaceringstegningen er der ved potentio-metrene et X. Det fortæller, hvordan potentiometrene skal vendes, idet tekstsiden på potentiometrene skal være ved X.

Loddeterminallerne holder potentiometrene på plads på printpladen, men de kan yderligere fastgøres med 3 mm maskinskruer.

I potentiometrene er indbygget to MG3 møtrikker til montage.

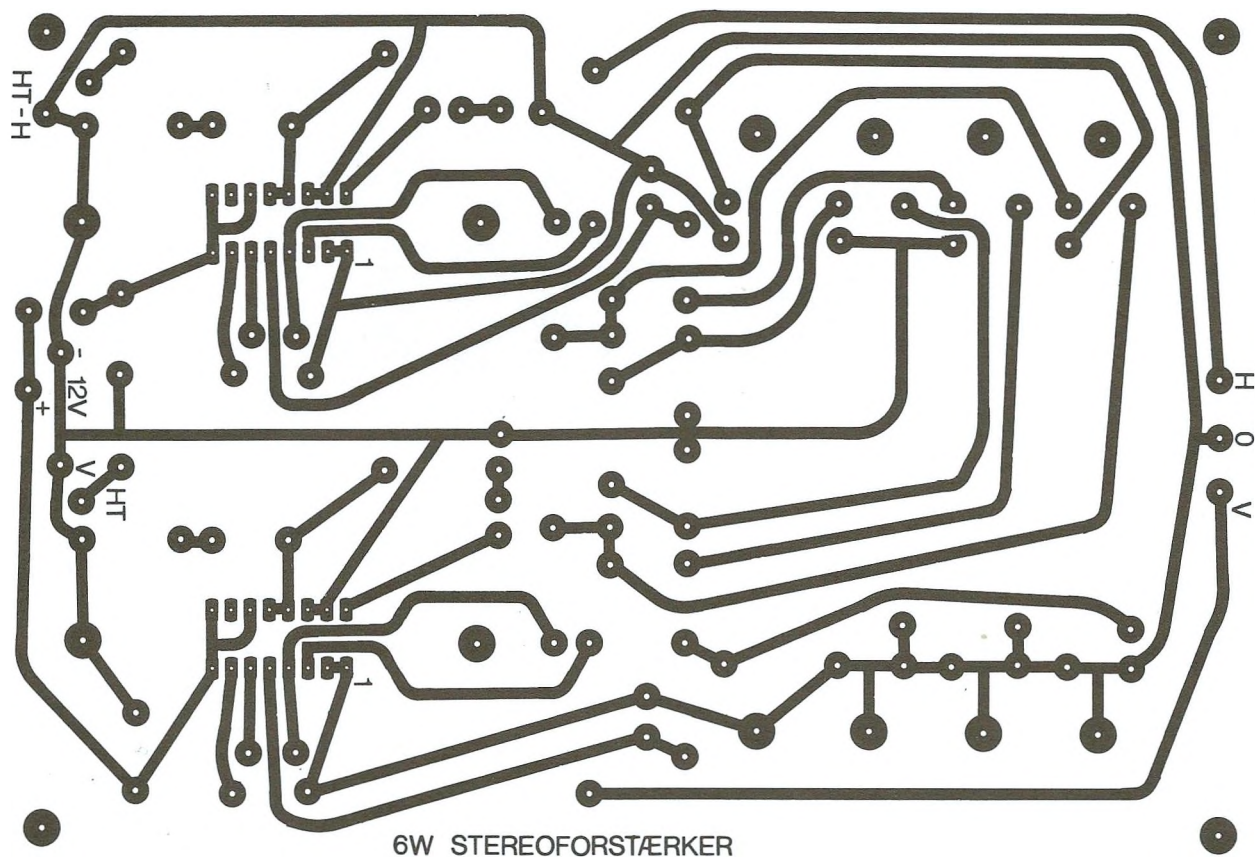


Fig. 66. Printtegning til stereoforstærker med IC.

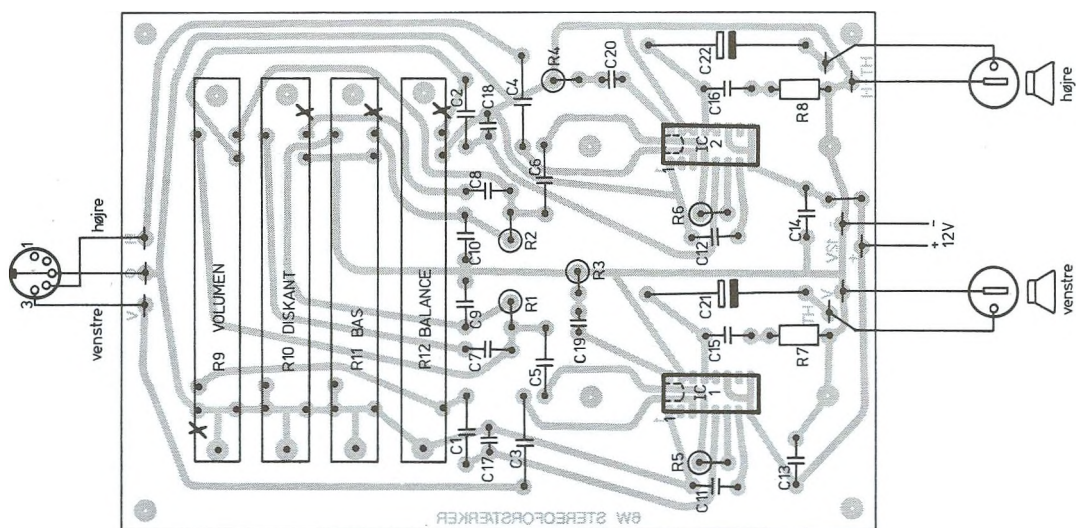
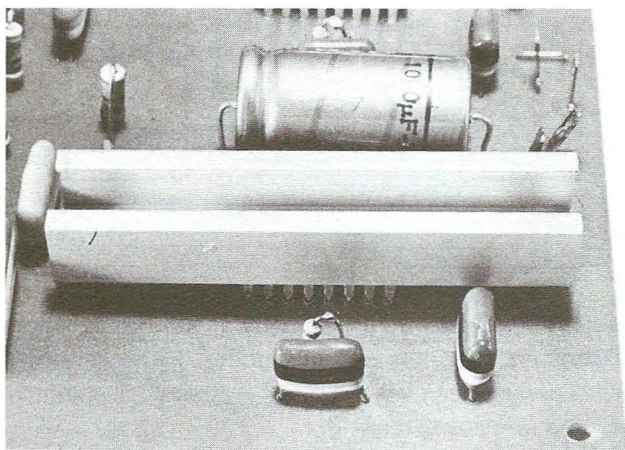


Fig. 67. Komponentplacering til stereoforstærker.



Køleplade

Den integrerede kreds kræver en køleplade. Er forsynings-spændingen 14 V, og der bruges en 4 ohms højttaler, skal kølepladens overfladeareal være på mindst 10 cm².

På billedet ses IC'en monteret med kølefinne, som er et stykke gardinstang af aluminium.

For at skabe god termisk kontakt mellem IC'en og kølefinnen kan man komme kølepasta imellem dem, når de monteres.

Montering af forstærkeren i kabinnet

Forstærkeren monteres bedst i et metalkabinnet, hvor der også er plads til en passende spændingsforsyning.

Ved monteringen skal der benyttes skærmede ledninger mellem DIN indgangsstikket og forstærkerindgangen, og ledningerne skal være så korte som mulige. Fig. 68 viser monteringen af DIN indgangsfatningen til forstærkeren. Fatningen er set fra loddessiden. Til denne indgang kan sluttes grammofoon eller båndoptager.

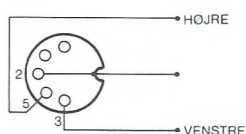


Fig. 68

Overstyring af forstærkeren

IC'en består af en forforstærker og en udgangsforstærker. Mellem disse to forstærkere er volumenkontrollen monteret. Da forstærkeren er meget følsom, kan man komme ud for, at forstærkeren bliver overstyret, og udgangssignalet herved bliver forvrænget. Sker det, må indgangssignalet dæmpes ned. Det kan ske med et par trimmepotentiometre som vist på fig. 69. Hver kanal skal så trimmes for sig. Man kan også montere et stereopotentiometer ved indgangen.

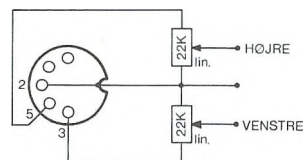


Fig. 69

Komponentliste:

IC1, IC2	: TDA1004 (Philips)
R1, R2	: 6K8 ¼ W
R3, R4	: 33R ¼ W
R5, R6	: 68 K ¼ W
R7, R8	: 2R2 ¼ W
R9	: 22K log. tandem potentiometer. Best. nummer 2322.426.35028
R10, R11	: 220K log. tandem potm. Best. nr. 3222.426.35032
R12	: 47K lin., single potm. Best. nr. 2322.421.35009
C1, C2	: 150 nF/250 V
C3, C4	: 680 nF/250 V
C5, C6	: 330 nF/250 V
C7, C8	: 33 nF/250 V
C9, C10	: 15 nF/250 V
C11, C12, C13, C14,	
C15, C16	: 100 nF/250 V
C17, C18	: 390 pF
C19, C20	: 1 nF
C21, C22	: 1000 µF/16 V

RC led

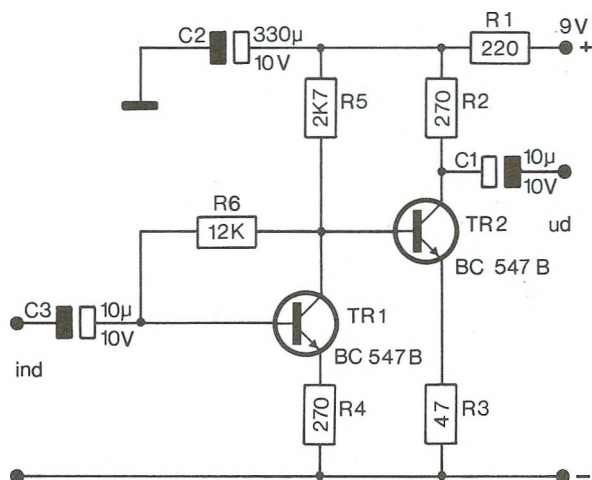


Fig. 70

Diagrammet viser en LF forstærker (fig. 70).

Vi ser på diagrammet, at den første komponent, signalet kommer til på forstærkeren, er en kondensator. Løvrigt er der mange kondensatorer i forstærkeren. Hvilken betydning har nu disse kondensatorer?

Kondensatoren tillader ikke jævnstrøm at passere, men kun vekselstrøm. Denne forstærker er AC koblet. (AC = alternating current = vekselstrøm. DC = direct current = jævnstrøm).

Kondensatoren i indgangen af forstærkeren danner sammen med et par modstande et RC led.

Vi danner et RC led af en modstand (R) med en resistans på 680 ohm og en kondensator (C) med en kapacitans på 0,1 µF.

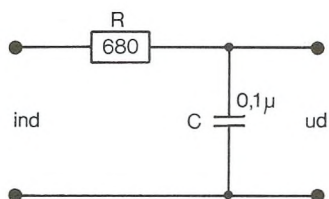


Fig. 71

Til indgangen af RC leddet sluttes en sinusgenerator og til udgangen et oscilloskop (eller vekselspændingsvoltmeter). Frekvensgangen varieres nu fra 10 Hz til 100 kHz, og vi måler spændingen på udgangen og sammenligner den med indgangsspændingen.

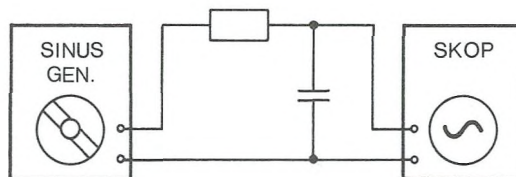


Fig. 72

Vi vælger at lade sinusgeneratorens udgangsspænding være 0,8 Vss. (Vss betyder spændingsforskellen målt fra maksimum til minimum på sinuskurven). På oscilloskopet måles spændingen i Vss. På et voltmeter måles spændingen i Veff (effektiv spænding).

Der måles nu ved 10 Hz, ved 100 Hz, 500 Hz, 1000 Hz osv., hvor stort signal, der slipper igennem RC leddet. De målte værdier indsættes i et skema, og der tegnes en kurve over sammenhørende værdier:

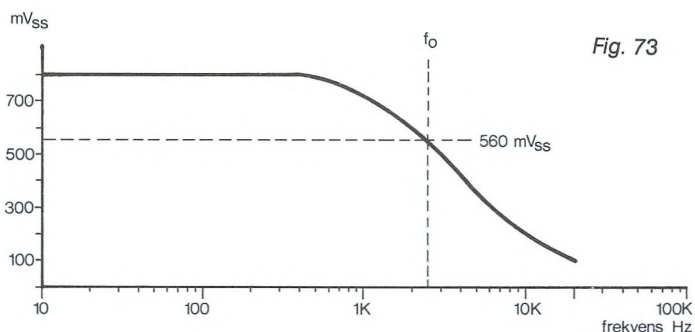


Fig. 73

På kurven ses, at de lave frekvenser går udæmpede igennem. Når frekvensen når op over 500 Hz, sker der en dæmpning af signalet. Jo længere vi nå rop i frekvens, jo større bliver dæmpningen.

Da kun de lave frekvenser får lov at passere, kaldes denne udformning af RC leddet for et lavpasfilter.

På kurven er det markeret, hvor signalet er blevet 0,7 gange indgangssignalet.

$$0,7 \times 800 \text{ mV} = 560 \text{ mV}$$

$$0,7 \text{ gange er lig } -3 \text{ dB}$$

Signalet er blevet dæmpet 3 dB.

Denne frekvens, 2500 Hz, hvor dæmpningen er 3 dB, kaldes afskæringsfrekvensen og betegnes med fo.

Der byttes nu om på R og C, og på samme måde som før måles dæmpningen ved forskellige frekvenser på denne udformning af RC leddet. Der tegnes som før en kurve over sammenhørende værdier.

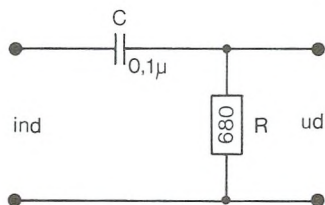


Fig. 74

Nu er det de lave frekvenser, der dæmpes. De høje får lov at passere uhindret. Det er et højpasfilter. 3 dB dæmpningen indtræder igen ved 2500 Hz.

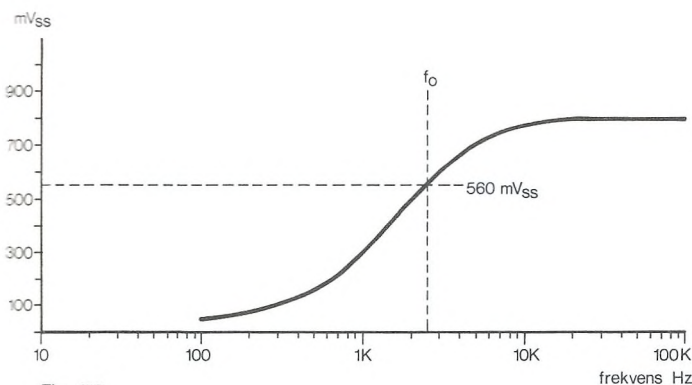


Fig. 75

Teorien bag RC leddet

Hvorfor går det nu sådan?

Kondensatoren yder modstand over for vekselstrøm. Det betegnes med reaktans. Jo højere frekvens, jo større reaktans. De to komponenter, modstanden og kondensatoren, kan altså betragtes som to modstande ved vekselstrøm. Den første har en fast resistans, mens den andens reaktans varierer med frekvensen.

De to „modstande“ er serieforbundet.

Ved lave frekvenser er reaktansen af C meget stor. Ved 100 Hz er den for en 0,1 μF kondensator på ca. 15000 ohm. Det, vi måler ved lavpasfilteret, er spændingsfaldet over kondensatoren, og det vil blive meget stort. (Spændingsfaldet over to modstande i serieforbindelse deles i forhold til modstandenes resistans).

Når reaktansen af kondensatoren bliver lig med resistansen af modstanden, er spændingen over hver af dem lig med 0,7 gange indgangsspændingen. Da de to spændinger er 90° faseforskudt fra hinanden, kan man ikke addere spændingerne på simpel vis. Spændingen på udgangen bliver ikke den halve indgangsspænding, men $0,7 \times V_i$, dvs. 3 dB dæmpet.

Beregning af fo

Afskæringsfrekvensen for et RC led kan beregnes efter denne formel:

$$f_o = \frac{1}{2 \pi R C}$$

$\pi = \frac{22}{7}$, R er resistansen i ohm, C er kapacitansen i Farad.

R = 680 ohm

C = 0,1 μF = 0,0000001 F

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \frac{22}{7} \cdot 680 \cdot 0,0000001} = \text{ca. } 2340 \text{ Hz}$$

Ved målinger fandt vi frem til $f_o = 2500 \text{ Hz}$, så det svarer ikke helt til det beregnede 2340 Hz. Det skyldes, at begge komponenter har en tolerance (afvigelse) på 10%.

Tre RC-led

Vi prøver nu at sammensætte tre RC-led til et filter (fig. 76).

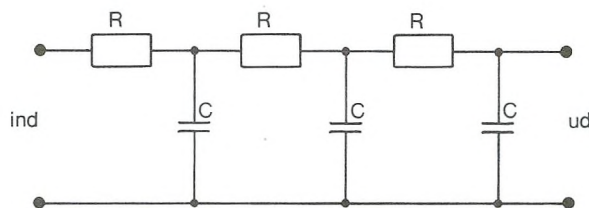


Fig. 76

Til indgangen af filteret tilsluttes en sinusgenerator, og på udgangen måles spændingen med et AC voltmeter eller et oscilloskop.

Frekvensgangen varieres nu fra 10 Hz til 20 kHz, og vi måler på udgangsspændingen, idet indgangsspændingen (fra sinusgeneratoren) forventes at være konstant i hele området.

Der kan så tegnes en kurve, der viser frekvensgangen. Kurven vil få et meget skarpere „knæk“, ved afskæringsfrekvensen end de kurver, vi viste sidste gang.

Med et enkelt RC-led vil dæmpningen pr. oktav være 6 dB.

En oktav er en fordobling af frekvensen.

Ved lavpasfiltret var udgangsspændingen ved afskæringsfrekvensen, f_o , lig med 560 mV. Det var ved 2500 Hz. Ved 5000 Hz var den 6 dB lavere = ca. 280 mV og ved 10000 Hz igen 6 dB lavere = ca. 140 mV.

Kobles to RC led sammen, fås en dæmpning på 12 dB pr. oktav, og med tre RC-led bliver dæmpningen 18 dB pr. oktav.

18 dB var ifølge tabellen en dæmpning på 9,94 gange. Dvs. at signalet for hver oktav bliver ca. 10 gange mindre.

Med et signal ved 2500 Hz på 1 V vil signalet så ved 5000 Hz være ca. 100 mV, ved 10 kHz ca. 10 mV og ved 20 kHz ca. 1 mV.

Lavpas – højpas filter

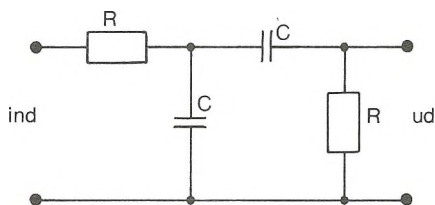


Fig. 77

Kobles et lavpas og et højpas filter sammen, kan man få et selektivt filter, der kun tillader visse bestemte frekvenser at passere (fig. 77). Det kan være et filter, hvor kun talefrekvensområdet kommer igennem. For at forstå tale er det kun nødvendigt at have frekvensområdet fra 300 Hz til 3000 Hz. Det bliver så det, vi forstår ved „telefonkvalitet“.

Filteret kan laves med et lavpasfilter med $f_o = 3000$ Hz og et højpasfilter med $f_o = 300$ Hz. På den måde får vi kun frekvenserne fra 300 Hz til 3000 Hz med.

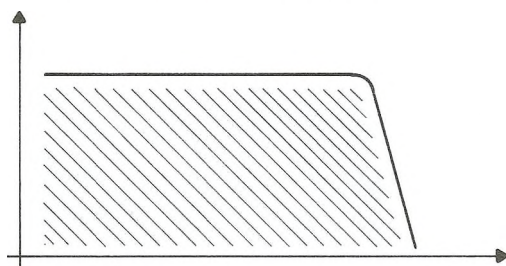


Fig. 78. Lavpasfilter.

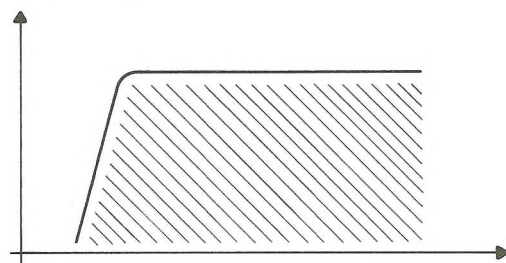


Fig. 79. Højpasfilter.

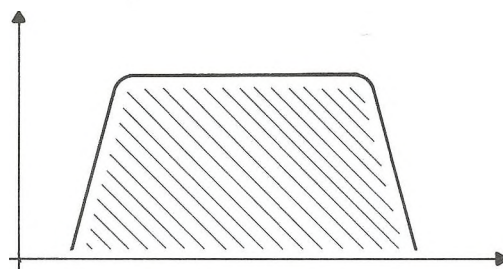


Fig. 80. Frekvensgangen for et filter sammensat af et højpas- og et lavpas filter.

Variabel lavpas/højpas filter

Dette diagram stammer fra Philips (fig. 81). Det består af 2 RC filtre. Mellem dem er indkoblet en forstærker (buffer forstærker). Med en dobbeltomskifter (2×5 stillinger) kan lavpas filteret varieres og dermed afskæringen af de høje frekvenser. En anden dobbelt omskifter sørger for variation af højpasfilteret og dermed afskæringen af de lave frekvenser.

På fig. 82 har vi kurver over frekvensgangen af lavpas/højpasfilteret ved de fem stillinger af omskifteren. I den første stilling går signalet udæmpet igennem ved alle frekvenser. Ved aflæsning af -3 dB punkter ses følgende dæmpning.

Kurve 1. 40 Hz til 11 kHz ikke dæmpet.

Kurve 2. 80 Hz til 9 kHz ikke dæmpet.

Kurve 3. 160 Hz til 4,5 kHz ikke dæmpet.

Kurve 4. 270 Hz til 3,2 kHz ikke dæmpet.

Kurve 4 vil give den telefonkvalitet man kender, når man forsøger at sende musik via telefon.

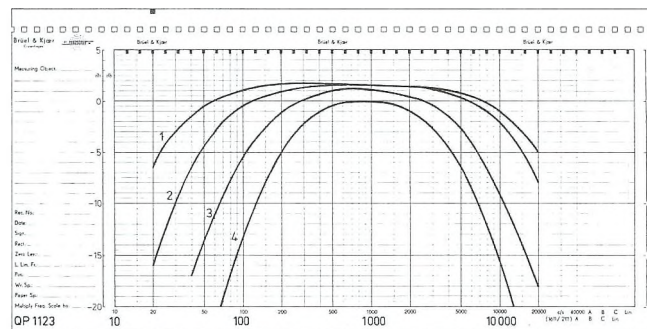


Fig. 82

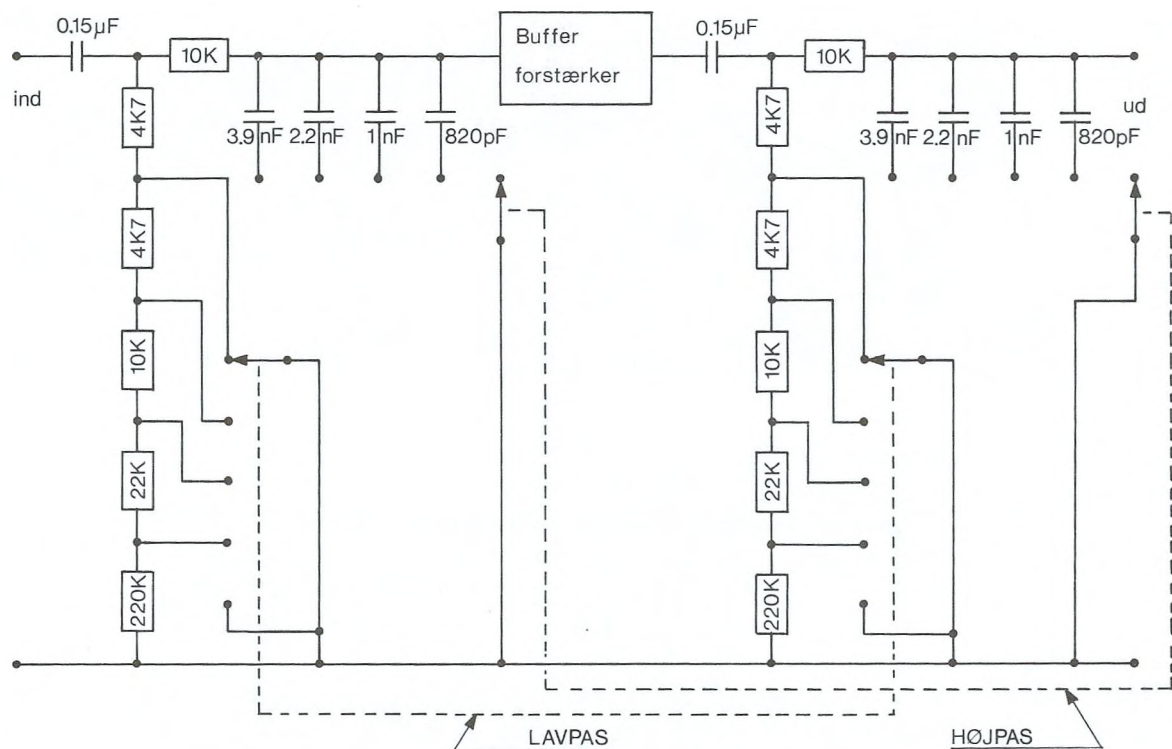


Fig. 81. Variabel højpas/lavpas filter.

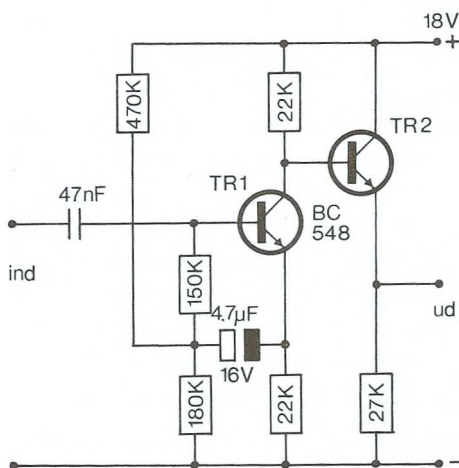


Fig. 83

Buffer forstærker

Fig. 83 viser diagrammet over en „buffer“, der er skudt ind i lavpas/højpas filteret. Transistoren kan være BC548. Alle andre lignende LF typer kan også bruges, f.eks. BC108, BC148 o.l.

Det er en fin lille forstærker med lav egenstøj og en frekvensgang fra 20 Hz til 20 kHz. Det første trin er et fælles emittertrin med en kraftig tilbagekobling. Indgangs-impedansen er meget høj (ca. 3,6 MΩ).

Det andet trin er en emitterfølger med en lav udgangs-impedans på ca. 250 Ω.

Tonekontrol

Vi har tidligere set, at en kondensator spærrer for de lave frekvenser (bassen) og lader de høje frekvenser (diskanten) gå uhindret igennem. Vi har set, hvad der sker, når en modstand og en kondensator sammenkobles til et RC led. Denne gang vil vi sammenkoble en variabel modstand – et potentiometer – og faste kondensatorer.

Diskantkontrol

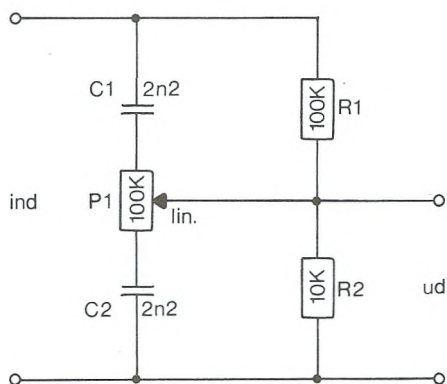


Fig. 86

På fig. 86 ses et sådant kredsløb. Lad os følge signalets gang gennem kredsløbet.

Hvis potentiometerarmen (P1) er helt oppe, sker der følgende:

Diskanten passerer uhindret C1 og går til udgangen.

Mellemtonerne dæmpes noget, men går også gennem C1.

Bassen kan ikke passere C1, men må gå til udgangen gennem modstanden R1 med resistansen 100k Ω . Resultatet er, at vi får hævet de højeste frekvenser – diskanten.

Når potentiometret er drejet helt ned, vil diskanten enten gå gennem P1 eller R1, og via C2 direkte til nul. Vi har dæmpet de højeste frekvenser. Det er en diskant-sænkning.

Med kredsløbet i fig. 86 kan vi således hæve eller sænke diskanten.

Baskontrol

På fig. 87 ses et andet kredsløb med et potentiometer (P2) på 100 K lin., to faste modstande på 4K7 og en kondensator på 39 nF.

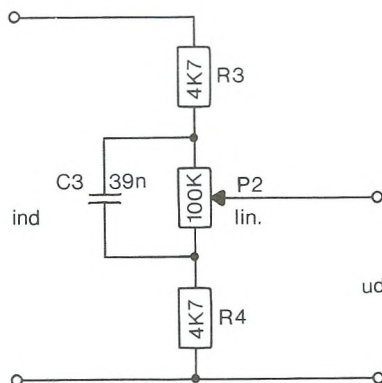


Fig. 87

Vi følger igen et signal gennem kredsløbet. Hvis potentiometerarmen er helt oppe, passerer de lave frekvenser gennem R3 til udgangen.

Mellemtonerne og diskanten går fra R3 gennem C3 og R4 til udgangen.

Vi har hævet bassen.

Med potentiometerarmen helt nede må de lave frekvenser gå gennem R3 og hele potentiometerstrækningen, og signalet svækkes. Mellemtonerne og de høje frekvenser passerer gennem C3 uden om den store resistans i potentiometret, men går så gennem den lille modstand til nul.

Vi har dæmpet de lave frekvenser.

Vi har hævet bassen.

Med kredsløbet i fig. 87 kan vi således hæve eller sænke bassen.

Kombineret diskant- baskontrol

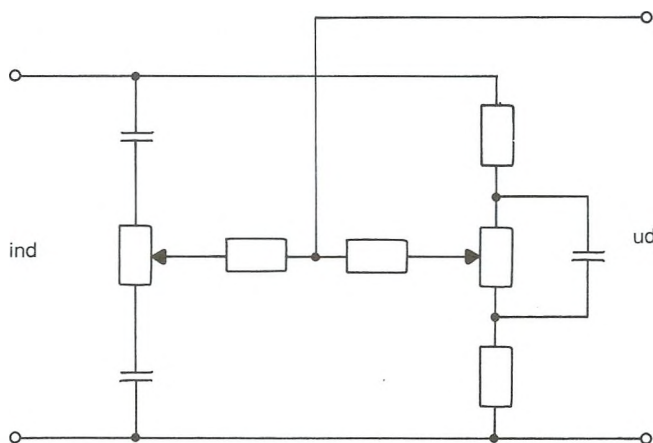


Fig. 88

Vi kan nu koble kredsløbene i fig. 86 og fig. 87 sammen til ét kredsløb (fig. 88).

R1 og R2 er udeladt, og udgangssignalet tages over en spændingsdeler af to modstande.

Med dette kredsløb har vi en kombineret diskant- bas- kontrol.

Hele signalet, der passerer denne tonekontrol, bliver dæmpet en del, og man kan så kompensere for dette ved at forstærke signalet op igen med et forstærkertrin.

Uden forstærkertrin kaldes tonekontrollen for en *passiv tonekontrol*. Med et forstærkertrin har vi en *aktiv tonekontrol*.

Aktiv tonekontrol

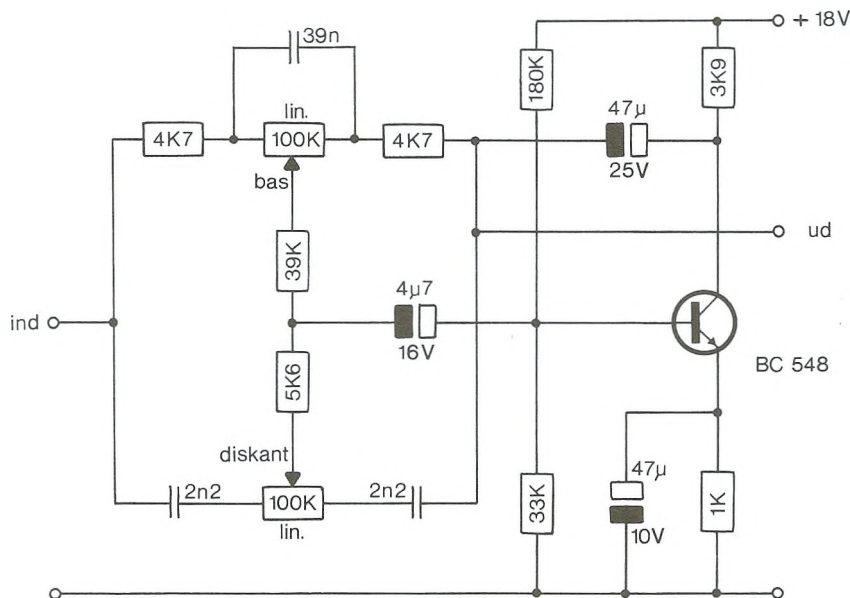


Fig. 89

I fig. 89 ses tonekontrollen med et forstærkertrin efter (Philips).

Forstærkertrinet er en BC548 (BC148, BC108 e.l.), der er kraftigt modkoblet. Dvs. der føres signal tilbage fra kollektor til basis i modkobling.

Denne tonekontrol udmærker sig ved en meget lille forvrængning.

Ved indgangssignaler på mindre end 250 mV er den totale forvrængning (d_{tot}) mindre end 0,1%. Den stiger til 0,85% ved et udgangssignal på 2 V ved 12500 Hz.

Fig. 90 viser frekvenskarakteristikken for tonekontrollen. Kurve 1 viser frekvensgangen med maksimum bas- og diskantshævning. Kurve 2 er frekvensgangen med potentiometrene i midterposition. Kurve 3 viser frekvensgangen med maksimum bas- og diskantsænkning. I kurve 4 er

der maksimum bashævning og maksimum diskantsænkning, og i kurve 5 er det omvendt maksimum bassænkning og maksimum diskantshævning.

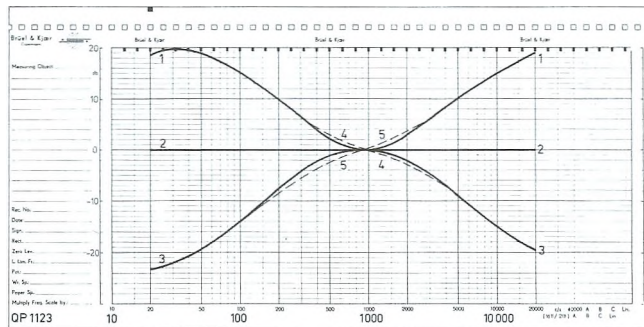
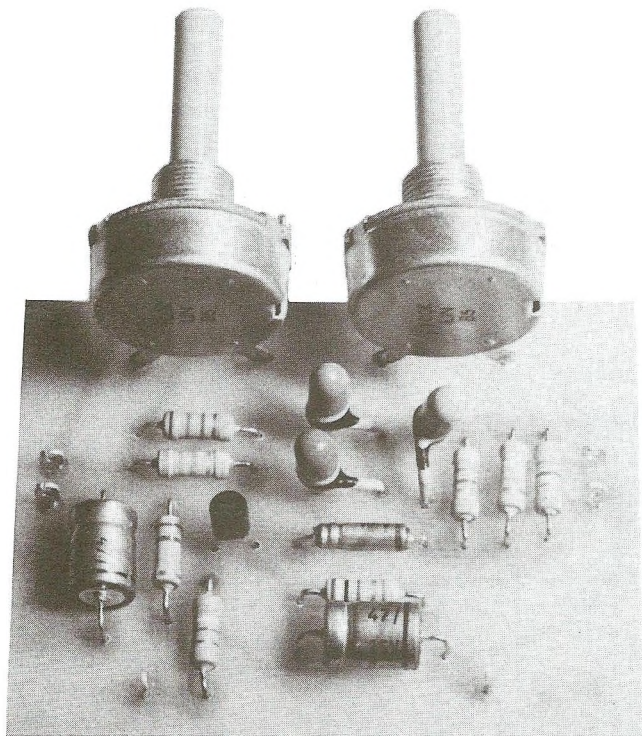


Fig. 90

Af frekvenskarakteristikken kan det aflæses, at der ved frekvensen 30 Hz kan reguleres fra -22 dB til +19,5 dB og ved 20 kHz fra -19 dB til +19,5 dB.

Med potentiometrene i midterposition er signalforstærkningen 0,91. Det vil sige, at signalet er ubetydeligt dæmpet.

Tonekontrollens indgangsimpedans (ved 1 kHz) er 40 k Ω , og udgangsimpedansen er 180 ohm.



Praktisk konstruktion

Hvis man vil lave denne bas- diskantkontrol, kan printtegningen i fig. 91 bruges.

Skal konstruktionen bruges til en monoforstærker, kan printtegningen bruges, som den er.

De to potentiometre er beregnet til montering direkte på printet. Miniwatt bestillingsnumre er 2322-350-35311 100K lin. Man kan også bruge alm. 100K lin. potentiometre.

I stereoudgave skal potentiometrene monteres direkte på forpladen. Det skal være 100K lin. stereopotentiometre. På en printplade tegnes to print. Herfra trækkes skærmede ledninger til potentiometrene på forpladen.

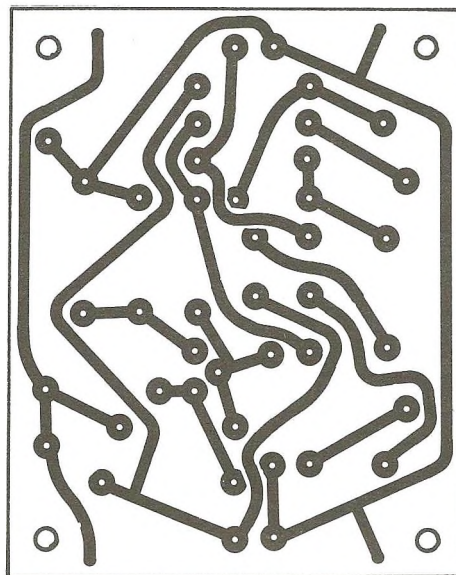


Fig. 91. Printtegning til bas-diskantkontrol.

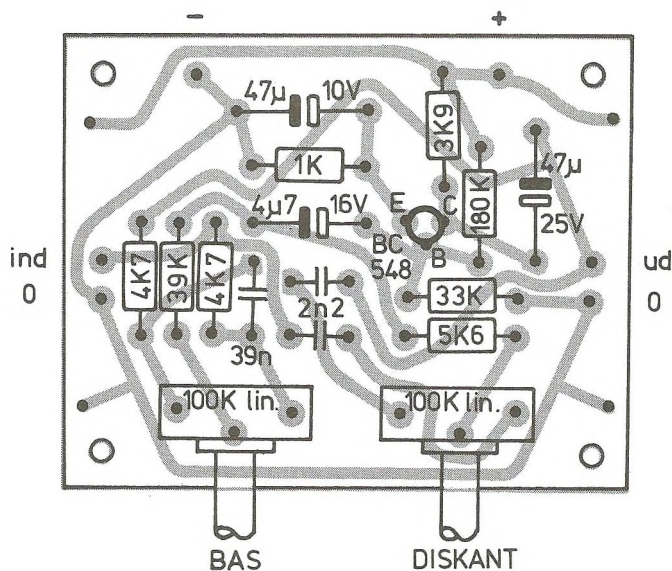


Fig. 92. Komponentplacering til bas-diskantkontrol.

LF forstærker med 10 dB, 20 dB, 30 dB eller 40 dB spændingsforstærkning

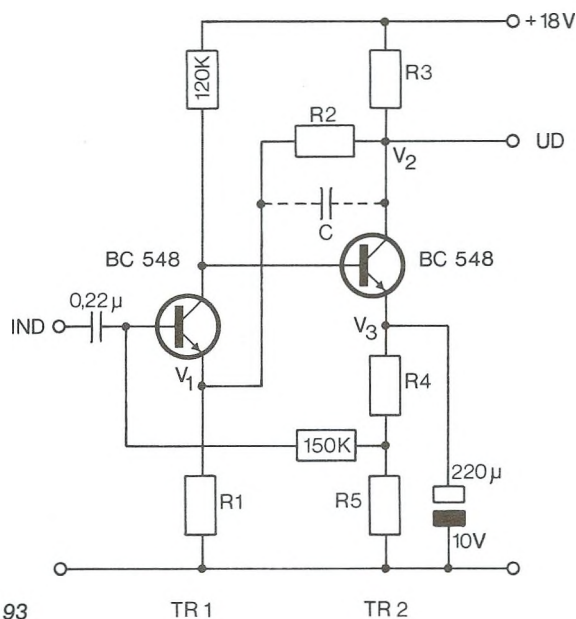


Fig. 93

Denne lille to trins forstærker med høj indgangsimpedans og lav udgangsimpedans er en lille forstærker anvendelig til mange formål (fig. 93).

Ved at bruge forskellige modstande i forstærkeren kan man få fire forskellige forstærkere af det samme grundkredsløb. Det er det samme print, der skal bruges i de fire forskellige forstærkere.

10 dB forstærkning svarer til en spændingsforstærkning på ca. 3 gange, 20 dB = 10 gange, 30 dB = ca. 32 gange og 40 dB = 100 ganges spændingsforstærkning.

Forstærkeren er kraftigt tilbagekoblet. Et tilbagekoblingskredsløb fra emitter på TR2 til basis på TR1 og et andet tilbagekoblingskredsløb fra kollektor på TR2 til emitter på TR1 gør forstærkeren temperaturstabil. Det giver også en meget fin frekvensgang med samme forstærkning for frekvenser under 20 Hz til frekvenser over 20000 Hz.

Tabel 1 giver resistansen for de modstande, der skal bruges i de fire udgaver. Det ses, at kondensatoren C på 10 pF kun anvendes i 40 dB udgaven. Den skal forhindre selvsving ved den store forstærkning.

Tabel 1

Komponentværdier til forstærkeren.

	forstærkning 10 dB	forstærkning 20 dB	forstærkning 30 dB	forstærkning 40 dB
R1	4K7	1K5	1K5	1 K
R2	12 K	15 K	56 K	180 K
R3	1K8	2K2	2K2	2K2
R4	470 R	560 R	330 R	680 R
R5	1K2	470 R	270 R	220 R
C	-	-	-	10 pF

På diagrammet er angivet tre målepunkter, V1, V2 og V3. I skema 2 gives måleværdierne i de fire punkter samt Z_{ind} = indgangsimpedansen og Z_{ud} = udgangsimpedansen.

Tabel 2

Målespændinger og impedanser for forstærkeren.

Spænding eller for- stærkning	for- stærkning 10 dB	for- stærkning 20 dB	for- stærkning 30 dB	for- stærkning 40 dB
V1	3,4 V	0,97 V	0,4 V	0,15 V
V2	10,8 V	9,3 V	9,3 V	9,7 V
V3	5,6 V	3,55 V	2,3 V	3,4 V
Z_{ind}	140 kΩ	140 kΩ	135 kΩ	110 kΩ
Z_{ud}	63 Ω	140 Ω	260 Ω	700 Ω

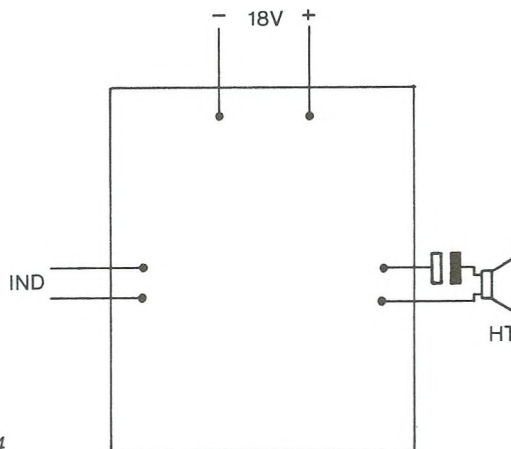


Fig. 94

Forstærkeren med 20 dB forstærkning har en udgangs-impedans på 140 ohm. Dvs. den passer fint til en 150 ohms højttaler.

Bygger man forstærkeren og kobler en 150 ohms højttaler efter den, f.eks. AD3370/Y150, skal man huske at sætte en kondensator i serieforbindelse med højttaleren, da forstærkerens udgang er direkte til kollektor på TR2 (fig. 94).

Den afgivne effekt er ikke stor, men det er tilstrækkeligt til målebrug i et fysiklokale, hvis mange hold er i gang samtidigt. Vi målte på en prototype af 20 dB udgaven. Den kunne afgive 5 Vss (Vss = spids-spids spænding) svarende til 1,5 V eff., inden der kunne spores forvrængning.

Med ohms lov kan den afgivne effekt beregnes. $U = 1,8 \text{ V}$, $R = 150 \text{ ohm}$ (højttaleren), og vi kan da finde I .

$$I = \frac{U}{R} = \frac{1,8}{150} = 12 \text{ mA}$$

Den afgivne effekt $P_o = U \cdot I$

$$P_o = 1,8 \cdot 0,012 \text{ W} = 21,6 \text{ mW}$$

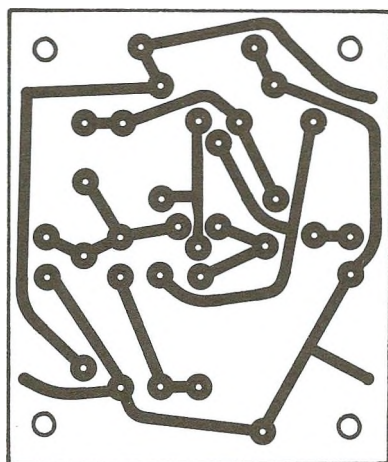
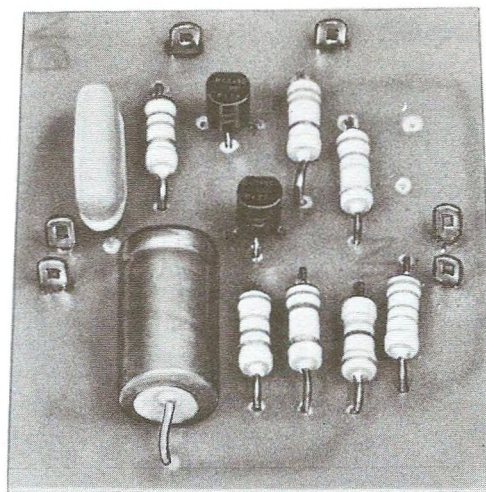


Fig. 95. Printtegning til LF forstærker.

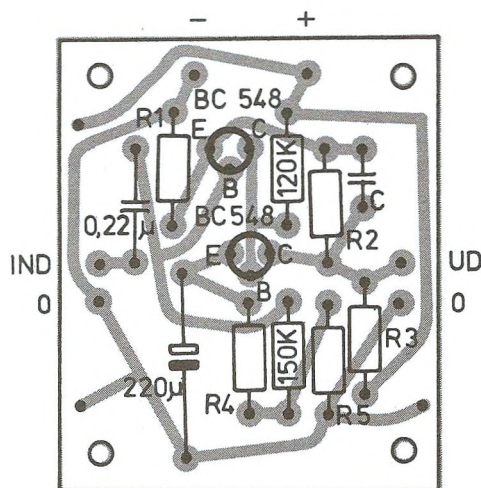
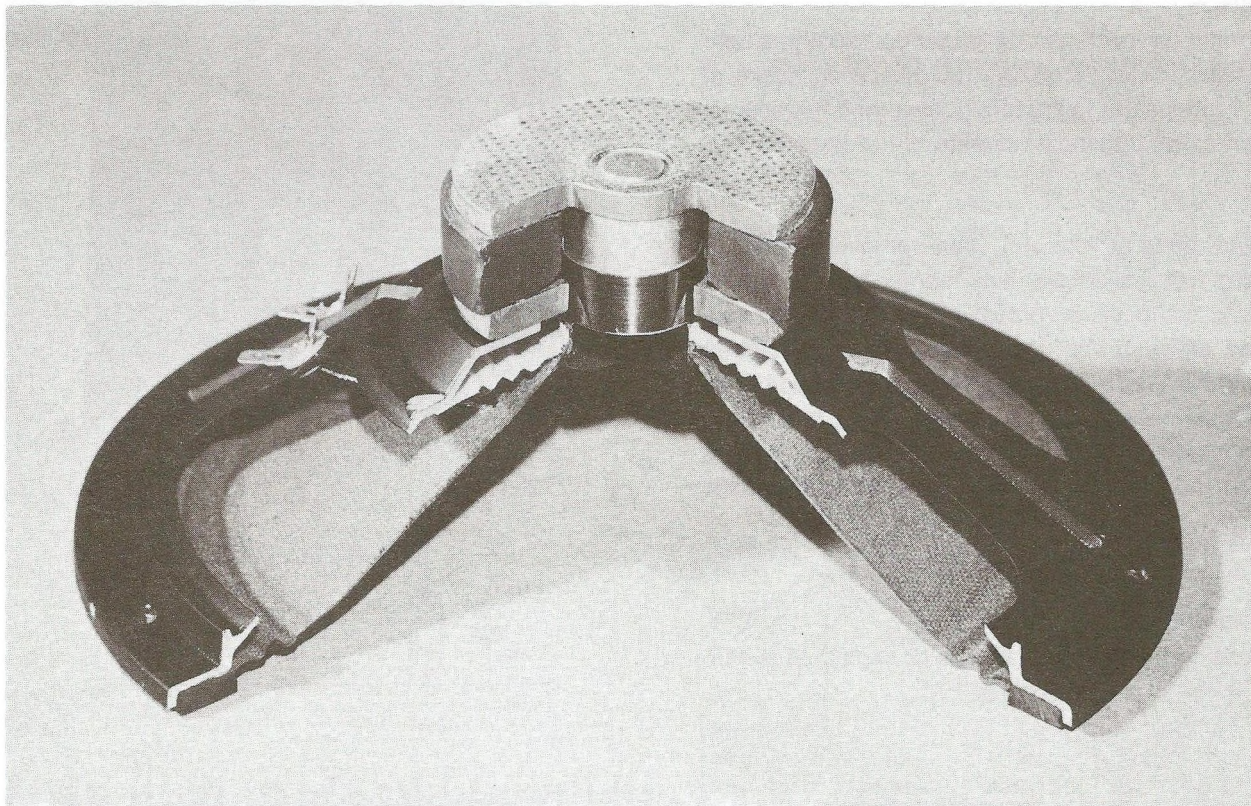


Fig. 96. Komponentplacering til LA forstærker.

Højtaleren



Højtaleren er en mekanisk enhed, der omsætter elektriske svingninger til lydsvingninger.

På fig. 97 ses en tegning af en gennemskåret højtaler, og man ser her de vigtigste dele, højtaleren er bygget op af.

1. membran, 2. terminaler, 3. kurv, 4. centreringskive, 5. magnet (ferrit), 6. spole.

Vi kan sige, at højtaleren mekanisk er bygget op af to enheder, nemlig magnetsystem på kurv og membran med spole. Der benyttes flere magnetsystemer.

Der kan være tale om ferritmagnet og lukket magnet af TV typen. Den sidste kaldes TV type, fordi den ofte anvendes i fjernsyn. Magneten i denne type er pakket ind i en stålcylder, og den magnetiske udstråling fra systemet er meget lille.

En ferrittype med stort magnetfelt vil kunne forstyrre afbøjningen i billedrøret i fjernsynet.

Når der gennem spolen i højtaleren sendes et sinusformet signal med en frekvens på 1000 Hz, vil spolen svinge frem og tilbage omkring magneten med en frekvens på 1000 Hz.

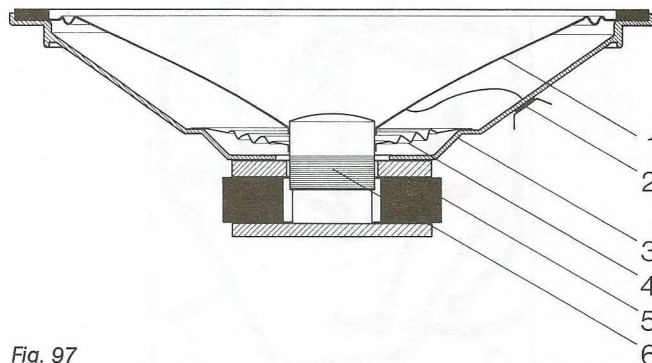


Fig. 97

Spolen er fastgjort på membranen, der således også sættes i svingninger.

Membranen sætter luften i svingninger, og de når trommehinden i vort øre. Den svinger så med frekvensen 1000 Hz. Vi hører tonen 1000 Hz.

En højtaler har mange mangler. Det er ikke lykkedes at lave en højtaler, der med samme styrke kan gengive de frekvenser, vort øre kan opfange. Dvs. frekvenser fra ca. 30 Hz til ca. 20000 Hz.

For at få gengivet hele området, må man bruge to eller flere højttalere af forskellig udformning.

Til de laveste frekvenser fra 40–500 Hz bruges en bas-højttaler. Den har ofte en diameter på 20–30 cm. Jo større diameter membranen har, jo lavere frekvenser kan den gengive. En bashøjttaler kaldes en „woofer“.

Mellemtoneområdet 500–4000 Hz gengives af en mellemtonehøjttaler. Den kaldes en „squaker“. Her er membramdiameteren ca. 10 cm.

De højeste toner kan gengives af en diskant-højttaler. Den kaldes en „tweeter“.

Delefiltere

Et delefilter er et filter, der i højttalersystemer sørger for, at en højttaler kun får tilført de frekvenser, den kan behandle.

Delefilter med kondensator

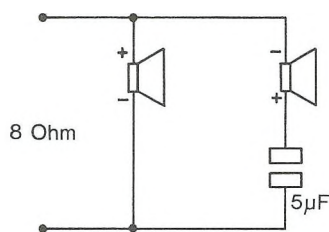


Fig. 98

I fig. 98 ses et simpelt delefilter. Systemet består af to højttalere, hvor den første behandler frekvenser op til 2400 Hz. Den anden behandler frekvenser over 2400 Hz. Hele frekvensområdet tilføres den første højttaler.

I serie med den anden højttaler er der tilsluttet en kondensator på 5 µF.

En kondensator spærrer for de lave frekvenser og lader de høje passere.

Kondensatoren afskærer således de lave frekvenser fra at nå frem til diskant-højttaleren.

Kondensatoren er på 5 µF. Det skal være en bipolar kondensator. En almindelig elektrolytkondensator kan ikke anvendes.

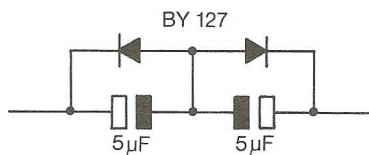
To elektrolytkondensatorer kan sammensættes til en bipolar kondensator, hvis de serieforbindes som vist i fig. 99. To 10 µF kondensatorer i serieforbindelse giver en 5 µF kondensator.

Fig. 99



Med to 5 µF (4,7 µF) kondensatorer kan man også lave en „bipolar“. Over hver kondensator er der en diode (BY127) forspændt i spærre-retningen (fig. 100).

Fig. 100



Delefilter med spole og kondensator

En kondensator spærrer for de lave frekvenser.

En spole virker lige modsat, og den lader de lave frekvenser passere, men spærrer for de høje frekvenser.

Dette udnyttes i delefilteret i fig. 101.

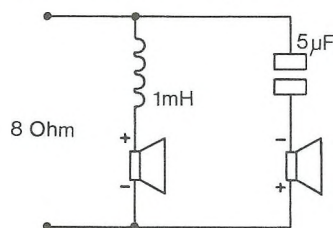


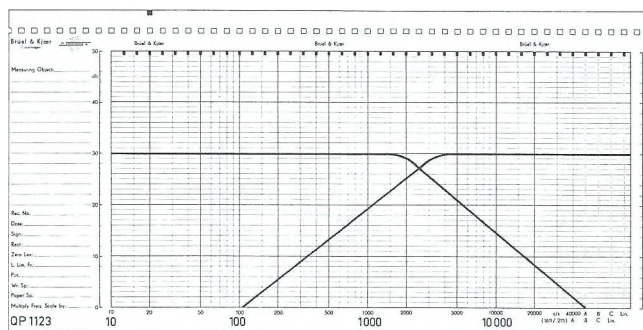
Fig. 101

En spole med en selvinduktion (induktans) på 1 mH er tilsluttet i serieforbindelse med bashøjttaleren, og en kondensator på 5 µF er tilsluttet i serieforbindelse med diskant-højttaleren.

Dette filter deler ved 2400 Hz. Dæmpningen ses i fig. 97. Spolen og kondensatoren dæmper begge 6 dB pr. oktav.

En oktav er en frekvensfordobling.

Ved 2400 Hz er dæmpningen 3 dB. En oktav højere ved 4800 Hz er dæmpningen 9 dB. Ved 9600 Hz er dæmpningen 15 dB.



Delefilter med LC led

Et LC led kan som et RC led udformes som et højpas eller et lavpas filter.

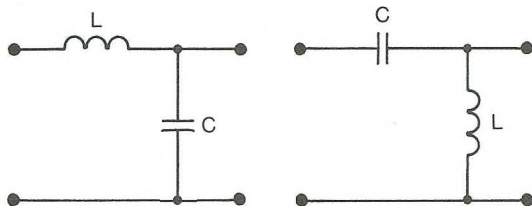


Fig. 102

Dæmpningen ved et LC led er den dobbelte af dæmpningen ved et RC led. Dæmpningen udgør 12 dB pr. oktav.

Et lavpas- og et højpasfilter er særdeles fint som delefilter i et højttalersystem.

På fig. 103 ses udformningen af et sådant.

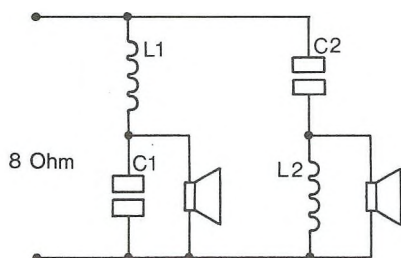


Fig. 103

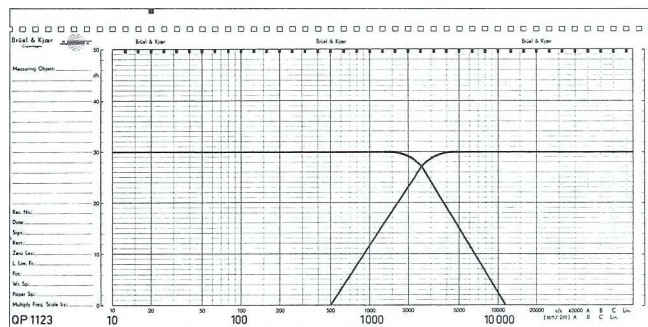


Fig. 104

3-vejs delefilter

Højttalersystemer til Hi-Fi anlæg opbygges ofte af tre højttalere, en bas-, en mellemtone- og en diskant-højttaler. Skal det laves helt rigtigt, må et delefilter bestå af et lavpasfilter til bassen, et båndfilter til mellemtonerne og et højpasfilter til diskanten (fig. 105).

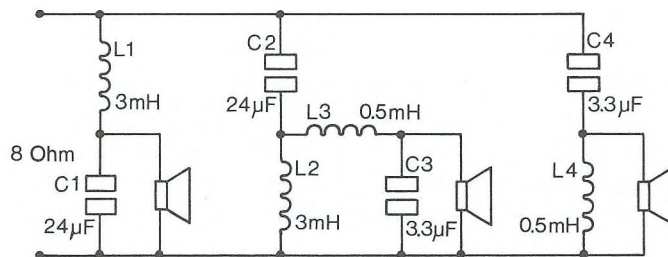


Fig. 105

L1 C1 danner et lavpasfilter, der skærer ved 600 Hz. Frekvenser over 600 Hz bliver dæmpet 12 dB/oktav.

L2C2 er et højpasfilter, der skærer ved 600 Hz. L3C3 er et lavpasfilter, der skærer ved 4500 Hz. Sammen danner de et båndfilter, der uden for området 600 Hz – 4500 Hz dæmper frekvenserne med 12 dB/oktav.

L4C4 er et højpasfilter, der skærer ved 4500 Hz. Resultatet af dette ses i fig. 106.

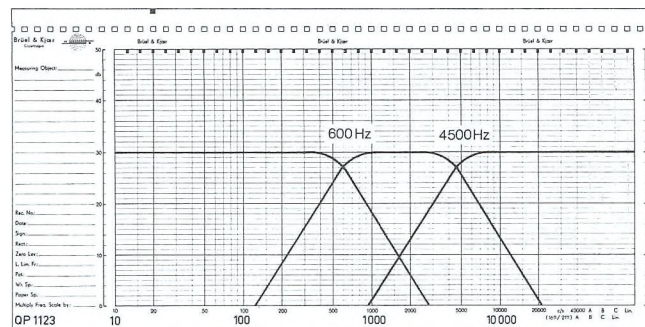


Fig. 106

Vil man afprøve et filter med tonegenerator og oscilloskop, kan man i stedet for at bruge højttalere erstatte dem med faste modstande på 8Ω

Højttalere har ikke over hele frekvensområdet en impedans på 8Ω

Professionelle delefiltre

Bygger man selv højttalere er der en række professionelle delefiltre til rådighed. F.eks. Josty Kit, Philips, SEAS eller Peerles. Fra de to sidste firmaer fås færdige højttalerbyggesæt med færdigudskårne plader til kabinetter, højttalere og delefiltre lige til at samle.

Vi vil se på et par filtre beregnet til 8 ohm.

Josty Kit delefilter LF438

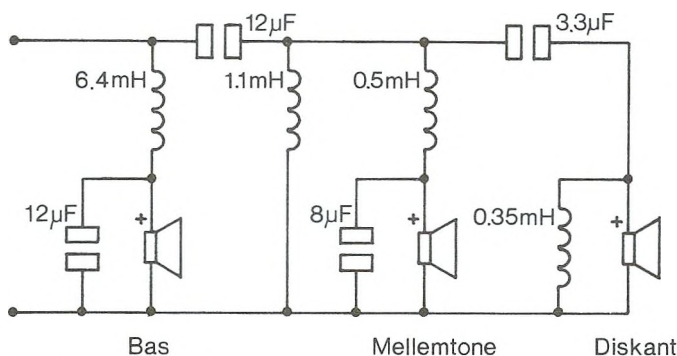
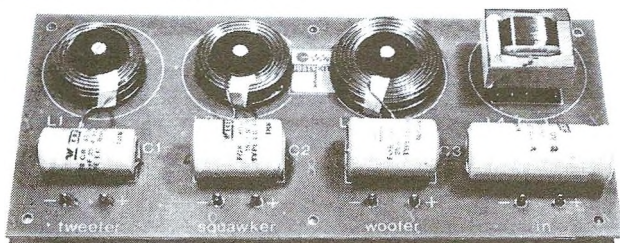


Fig. 107

Dette filter er beregnet til Philips højttalerne AD8065/W8, AD5060/SQ8 og AD0160/T8. Delefrekvenserne er 700 Hz og 3 kHz. Delefilteret tåler en kontinuerlig belastning på indtil 50 W.

Philips delefiltre ADF 1500

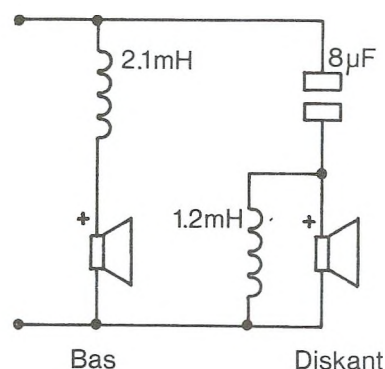


Fig. 108

ADF 1500 er et 2 vejs delefilter. Delefrekvensen er 1500 Hz. Lavpasfilterets flankestejlhed er 6 dB/oktav. Højpasfilteret dæmper 12 dB/oktav.

Der skal bruges en 8 ohms bashøjttaler og en 15 ohms diskantthøjttaler, f.eks. AD0163/15.

ADF 600/1500

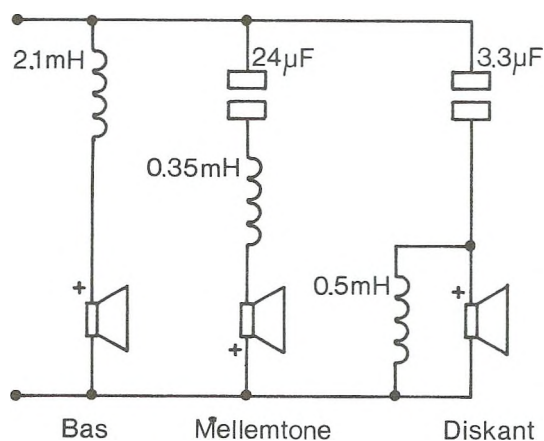
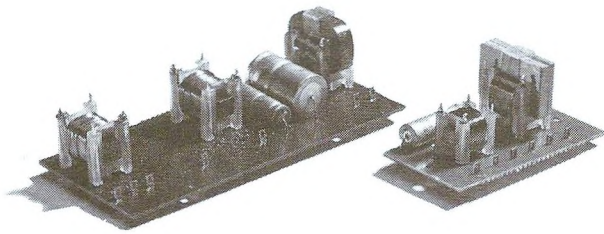


Fig. 109



ADF 600/1500 er et trevejsdelefilter. Delefrekvensen er 600 Hz og 1500 Hz. Flankestejligheden for lavpasfilteret og det selektive filter er 6 dB/oktav, mens højpasfilterets stejlhed er 12 dB/oktav.

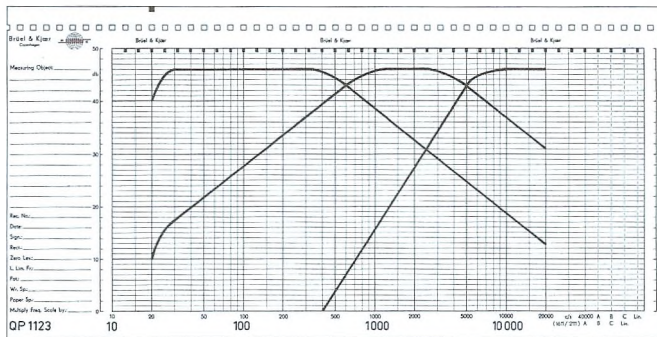


Fig. 110

Stikordsregister

- AC 52
AC187/188 47
afkobling 34, 37
aktiv tonekontrol 58
arbejdslinje 25
arbejds punkt 26
- baskontrol 57
BC328/338 45
BD135 43
BD136 43
belastningsimpedans 11
bipolar kondensator 63
buffer 55
- centreringsskive 62
cross-over 42, 45
- dB 14, 16
dB tabel 16, 17
DC 52
delefilter 63
DIN 20
DIN fatning 51
DIN 45500 20
diskant-baskontrol 57
diskantkontrol 57
drivertrin 42
dæmpningsfaktor 20
- effekt 12, 27
effektbåndbredde 20
effekthyperbel 27
effektiv spænding 12
egenstøj 10
„englewatt” 13
emitterfølge 55
- f_0 53
forforstærker 11
forstærkerfejl 37
frekvensgang 14
frekvensområde 20
følsomhed 9
- gain 14
 G_v 14
- halv batterispænding 46
harmonisk forvrængning 20
High-Fidelity 20
hyperbel 27
højohmshøjttaler 11
højpas filter 54, 64
højttaler 62
- indgangsfølsomhed 20
indgangsimpedans 13
indgangssignal 8
indstråling 37
intermodulation 20
- kanaladskillelse 20
kanalseparation 22
karakteristik 22
klippet signal 9, 32
komplementær 42
koordinatsystem 22
krydstale 22
kurv 62
kvadrant 22
- LC led 64
lavfrekvensforstærker 7
lavfrekvente signaler 33
lavohms højttaler 11
lavpasfilter 54, 64
- magnet 62
membran 62
midtpunktsspænding 46
modkoblet 33
modkobling 34
motorboating 37
musikwatt 13
NPN 42
- oktav 63
overhøring 22
overstyring 9, 51
overføringskarakteristik 29
- P 12
PNP 42
 P_o 12
- radiobølger 37
radio 37
 R_{B1} 31, 32, 33, 39
 R_{B2} 31, 32, 33, 39
 R_c 31, 32, 33, 39
RC led 52
 R_E 31, 32, 33, 39
 R_i 11
 R_L 11
- selektivt filter 54
selvsving 37
signal/støj 11, 20
Signal/Noise ratio 11
sinuseffekt 20
sinuswatt 13
spidsspidsspænding 12
spidswatt 13
spole 62, 63
spændingsdeler 9
spændingsforstærkning 8, 14, 29
stabilisering 33
stereo-forstærker 47
strømbegrænsere 8
strømförstærkning 29
støj 10
sus 10
- S/N 11
symmetrisk forstærkning 9
squaeker 63
- TDA1004 48
tilbagekobling 37
tomgangsstrøm 8
tonekontrol 57, 58
totrinsforstærker 34
tretrinsforstærker 35
trevejsdelefilter 64
tweeter 63
- U 39
 U_B 39
 U_{BE} 39
 U_C 39
 U_{CE} 39
 $U_{CE\text{ sat}}$ 43
 U_E 39
 U_{RC} 39
udgangseffekt 12, 43
udgangsforstærker 11
udgangskarakteristik 22, 23
udgangsstrøm 35
udgangsimpedans 11, 12
uförvrænget signal 8
- V_{eff} 12
 V_{ss} 12
watt 12
woofere 63
- Z_{ud} 60
 Z_{ind} 60



System Elektronik
er planlagt med følgende udgivelser:

Basis Elektronik
Praktisk Elektronik
Forstærkning med Elektronik
Digital Elektronik
Styring med Elektronik
Måling med Elektronik
Kommunikation med Elektronik

2. oplag 1981

ISBN 87-01-41861-0