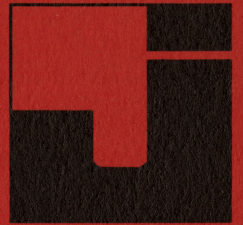


JERNINDUSTRIENS FORLAG



**HF teknik**

**1985**

**Instruktioner**

**Jern- og Metalindustrien**



# Forord

I tilslutning til de ajourførte kursusplaner for elektronikmekaniklærlinges og EFG-elevs undervisning på teknisk skole blev lærebøgerne Elektronik-Apparatopbygning og Elektronik, der omfattede fem bind, udgivet i 1976 og 1977.

Lærebøgerne blev udarbejdet på Metalindustriens Læringleudvalgs foranledning af faglærere fra de tekniske skoler i samarbejde med Jernindustriens Forlag.

På grundlag af de erfaringer, der er gjort siden udgivelsen af 1. udgaverne, er der foretaget en omfattende revision af såvel instruktioner som øvelser og opgaver.

Endvidere har man fundet det hensigtsmæssigt at emneopdele lærebøgerne samt at undlade det apparatcentrerede materiale. Dette indebærer, at undervisningens modulopbygning kan ændres uden at ændre lærebøgerne, samt at bøgerne er uafhængig af apparatskift i undervisningen.

Lærebogsseriens 2. udgave blev derfor udgivet i følgende opdeling:

Elektronik-Apparatopbygning  
LF og DC teknik  
Impulsteknik  
HF teknik  
Elektronik-Appendiks

Denne lærebog - HF teknik der nu foreligger i en 3. udgave - er opdelt i to bind, indeholdende henholdsvis instruktioner og opgaver.

Teoriinstruktionerne omfatter komponenter, selektive kredse, transmissionssystemer, HF grundkoblinger, transmission af højfrekvens, frekvenssyntese og måleudstyr.

Teoriøvelserne omfatter teori og målinger, samt spørgsmål som eleverne besvarer skriftligt, og teoriopgaverne omfatter spørgsmålsblade, som besvares skriftligt af eleverne.

Bladene er forsynet med huller og kan sættes ind i ringbind, efterhånden som de anvendes.

Instruktion- og opgavenummereringen er placeret øverst på siderne.

Til brug ved undervisningen har lærebogen fortløbende sidenumre nederst på siderne.

Kursusplanen, der ligger til grund for undervisningen, rekvireres i Direktoratet for erhvervsuddannelserne.

Forlaget modtager gerne forslag til ændringer og rettelser fra lærere, elever og andre interesserede.

© Copyright JERNINDUSTRIENS FORLAG ,  
København.

Enhver mangfoldiggørelse af tekst eller illustrationer er forbudt.

Forbudet gælder alle former for mangfoldiggørelse ved trykning og fotografering.

København, august 1985

JERNINDUSTRIENS FORLAG



# Indholdsfortegnelse

Nr.	Teoriinstruktioner	Sidenr.	Nr.	Teoriinstruktioner	Sidenr.
1.	Komponenter		4.	HF grundkoblinger	
1.1	HF egenskaber i faste modstande	1	4.1	HF forstærker	95
1.2	Spoler	3	4.2	Oscillator	97
1.3	Kondensatorer	7	4.3	Blandingstrin	105
1.4	Kapacitetsdioder	19	4.4	Frekvensmultiplikatorer	113
1.5	Tunneldiode	21	4.5	AM detektor	117
1.6	MOS Field Effect Transistor	27	4.6	Produktdetektor	119
			4.7	FM/PM detektorer	121
2.	Selektive kredse		4.8	Tone- og squelchudstyr	131
2.1	Svingningskredse	35	4.9	AM modulatorer	137
2.2	Impedanstransformering	47	4.10	Balanceret modulator	141
2.3	Koblede kredse - Båndfilter	57	4.11	Fasemodulator	145
2.4	Keramiske filtre	65	4.12	Modulationsforstærker	151
2.5	Krystal	69	4.13	HF effektforstærker	155
3.	Transmissionssystemer		5.	Transmission af højfrekvens	
3.1	Transmissionssystemer - Blokfunktioner	71	5.1	Radiobølger	157
3.2	AM modulation	79	5.2	Antenner	159
3.3	SSB modulation	83	5.3	Afstemte antenner	163
3.4	FM/PM modulation	91	5.4	Transmissionslinier	173
			5.5	Skillefiltre for antenner	183
			5.6	Montering af antenneanlæg	187
			6.	Frekvenssyntese	
			6.1	Phase Locked Loop	195
			7.	Måleudstyr	
			7.1	Prober	207

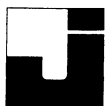












## DISPOSITION

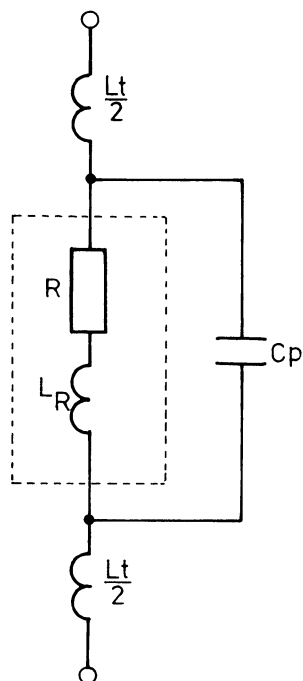
1. Kulmodstande
2. Metalfilmmodstande
3. Trådviklede modstande

## 1. KULMODSTANDE

### 1.1 Frekvensafhængighed

Ved modstandsværdier omkring  $100\ \Omega$  er frekvenskarakteristikken næsten lineær op til 100 MHz.

Ækvivalentdiagrammet for modstande ser således ud:

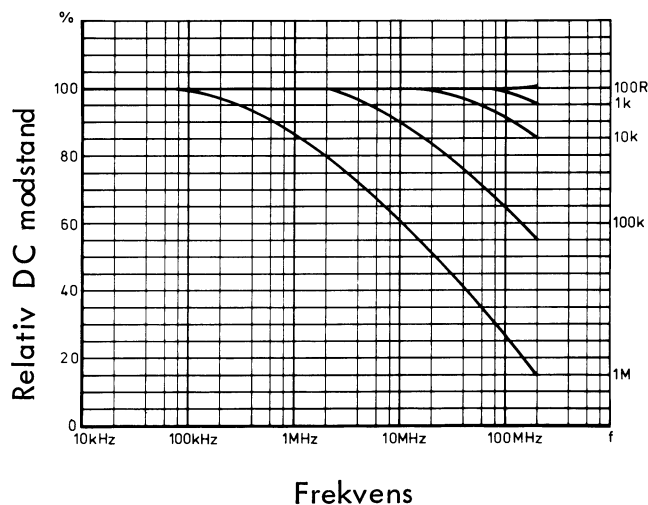


$\frac{L_t}{2}$  er terminalernes selvinduktion.

$L_R$  selvinduktionen i modstandslegemet.

Kapaciteten  $C_p$  andrager ca.  $0,16\ \text{pF}$  for  $\frac{1}{2}\ \text{W}$  modstande og ca.  $0,17\ \text{pF}$  for  $1\ \text{W}$ .

### Frekvenskarakteristik

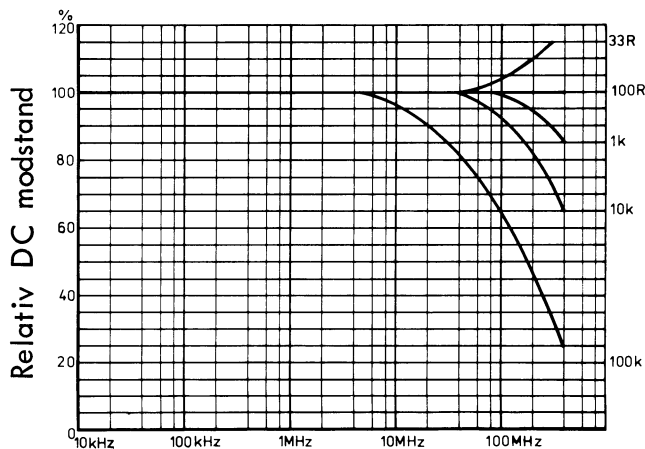


## 2. METALFILMMODSTANDE

### 2.1 Frekvensafhængighed

Frekvensmæssigt har metalfilmmodstande samme egenskaber som kulmodstande.

### Frekvenskarakteristik



Ved små modstandsværdier begynder modstandens selvinduktion at få indflydelse på modstandens impedans. Ved modstande over 100 Ω begynder Cp at få indflydelse på modstandens impedans.

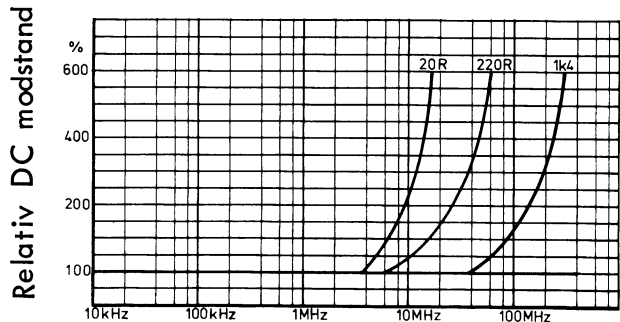
### 3. TRÅDVIKLEDE MODSTANDE

#### 3.1 Frekvensafhængighed

Denne type modstand kan ikke anvendes som modstand ved frekvenser over nogle MHz.

Selvinduktionen i modstanden ligger mellem 0,1 µH og 300 µH, alt afhængig af type og størrelse.

Frekvenskarakteristik





## DISPOSITION

1. Spoler
2. LF spoler
3. HF spoler

### 1. SPOLER

#### 1.1 Generelt

En spole består i princippet af en leder, der er viklet op i en spiral med et antal vindinger.

Alt efter om spolerne er anvendt inden for LF området eller højere frekvenser, er der her foretaget en grovinddeling i lavfrekvensspoler (LF spoler) og højfrekvensspoler (HF spoler).

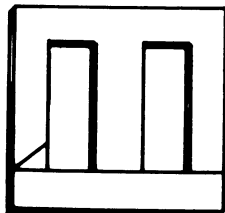
#### 1.2 Kernemateriale

Spoler er ofte forsynet med kerner af blødt magnetisk materiale, der er anbragt i eller omkring spolerne.

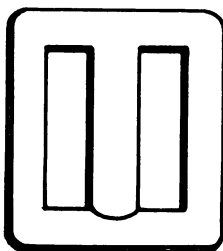
Afhængig af frekvensen består kernematerialet af metallegering, pulvermateriale eller ferritmateriale.

Kerner findes i mange forskellige udformninger. Nogle kerner har fået bogstavsbetegnelser efter ligheden med alfabetets bogstaver.

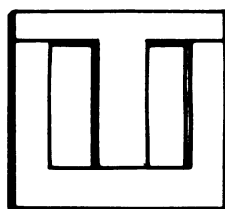
EI-type



M-type



TU-type



Spolerne kan også være forsynet med metalkerner af lamelleret jern eller permalloy, der nedsætter effekttabet i kernen, der går under navnet transformatorblik.

Pladetykkelsen er mellem 0,35 og 0,5 mm, og for de mindste helt ned til 0,05 mm. Jo højere frekvens des tyndere plader.

Pladerne skal rent elektrisk være isoleret fra hinanden.

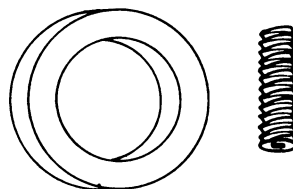
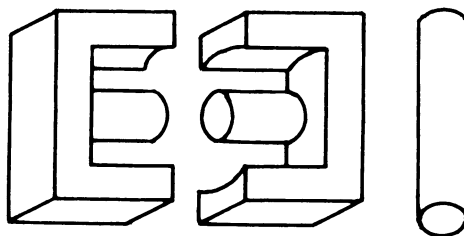
En kerne bygges op af mange lag lameller, normalt med indstikning i spolen vekselvis fra to sider.

Hvis en spole gennemløbes af en stor DC strøm, vil kernen let blive magnetisk mættet.

Dette kan modvirkes ved at øge kernens magnetiske modstand.

Dette kan gøres med en luftspalte i kernen. Ved EI-kerner indstikkes alle E blikkene i spolen fra samme side og derefter lægges et stykke papir mellem E- og I blikkene.

Er kernen af pulver- eller ferritmateriale, kan udformningen være som følgende kernetyper:



Kernerne er massive og kan udformes som E type, en rund stang (ferritantenne), en ring for toroidspoler eller med gevind for indskrining i en spoleform.





## 2. LF SPOLER

### 2.1 Opbygning

Spoler for frekvenser mellem 20 Hz og 20 kHz har selvinduktioner fra få mH til mange H. De udføres oftest med lamelleret kerne, men for frekvenser fra 1 kHz og opefter anvendes også ferritmaterialer.

Toroidspoler viser sig anvendelige til disse frekvenser.

LF spoler inddeles i LF filterspoler og LF drosler.

### 2.2 LF filterspoler

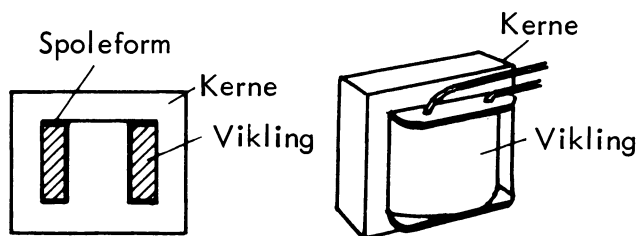
LF filterspoler anvendes til filtrering af ensrettet vekselspænding. DC strømmen er normalt så stor, at de oftest udføres med luftspalte.

### 2.3 LF drosler

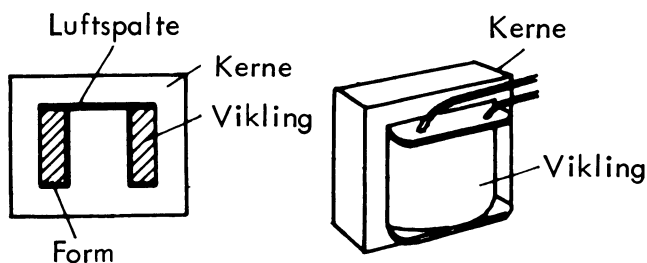
LF drosler anvendes til afskæring og fremhævning af bestemte frekvenser.

Kernerne kan være udført med variabel luftspalte, da det kan være ønskeligt med en justering af selvinduktionen.

LF spole med lamelleret kerne



LF spole med lamelleret kerne og luftspalte



## 3. HF SPOLER

### 3.1 Opbygning

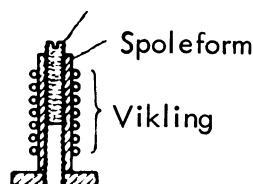
Spoler for højfrekvens (radiofrekvens) har selvinduktioner fra få pH til ca. 1 mH, og de kan inddeles i spoler med kerne og i luftspoler.

Eksempler på spole med kerne:

Trimmekerne



Trimmekerne



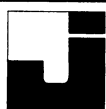
Spolerne er viklet på en form af et isolerende materiale.

Kernerne laves af pulver- eller ferritmaterialer og kan udføres med kær for "trimning".

Når en spole trimmes, betyder det kun, at kernens placering i spolen ændres, hvorved spolens selvinduktion, og dermed afstemningskredsens resonansfrekvens ændres.

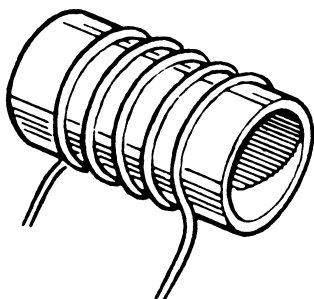
For at forhindre fremmedfeltindflydelse er HF spoler ofte indkapslet i et "hus" af et magnetisk materiale.

Nogle ferritkerner er udført, så de foruden at danne en kerne inden i spolen også omslutter spolen, hvorved behovet for afskærmning bliver mindre.



### 3.2 Luftspoler

Luftspolerne anvendes ved høje frekvenser.

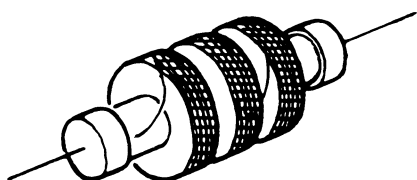


Spoler, som skal have en god temperaturkoefficient, er ofte udført ved, at en sølvtråd er brændt ind i en keramikform.

### 3.3 Krydsvikling

For at reducere egenkapaciteten, kan spolen vikles i flere sektioner.

Billedet viser en spole (HF drossel), som er viklet i tre sektioner med hver sektion krydsviklet.



Med krydsvikling menes, at trådene i hver sektion indbyrdes krydser hinanden i et bestemt mønster.

### 3.4 HF strøm i ledere

HF strømmene har den egenskab, at de trænger ud mod lederens overflade. Tråde i HF spoler skal derfor have en stor overflade, selv om de skal lede forholdsvis små strømme.

For lille trådtværsnit vil give for stor modstand i det effektive lededeareal og dermed et ringe  $Q$  i spolen.

Skal en spole have mange vindinger, vil den ved anvendelse af ledere med stort tværsnit få for store dimensioner. Ledetværsnittet må derfor gøres mindre, men samtidig skal den største mulige overflade bibeholdes.

Til vikling af sådanne spoler anvendes derfor litzetråd.

Litzetråden består af mange indbyrdes isolerede kordeller, der er sammensnoede og derefter omviklet med silke. Tråden får derved en stor lederoverflade i forhold til tværsnitsarealet.

### 3.5 HF drossel

HF drosslen er en lille spole, som spærrer for HF, men leder for DC.



Ved UHF anvendes en lille ferritperle omkring ledningen. På grund af ferritperlens store permeabilitet optræder den sammen med ledningen som en selvinduktion med små tab.







## DISPOSITION

1. Kondensatorer
2. Faste kondensatorer
3. Kodning
4. Kondensatortyper og anvendelsesområder
5. Variable kondensatorer

## 1. KONDENSATORER

### 1.1 Opbygning

En kondensator består principielt af to parallelle metalplader med et isolerende dielektrikum imellem.

De kondensatortyper, som anvendes inden for elektronikken, kan deles op i faste og variable kondensatorer.

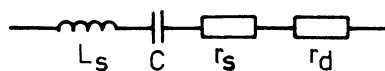
### 1.2 Tabsfaktor

Som et mål for en kondensators kvalitet anvendes den såkaldte tabsfaktor.

Ved lave frekvenser er tabene bestemt af kondensatorens isolationsmodstand, og det gælder om, at isolationsmodstanden er stor, så lækstrømmen bliver minimal.

Ved høje frekvenser forøges tabene på grund af tab i elektroder, tilledninger, dielektrikum og kondensatorens egenselvinduktion.

Ækvivalent diagram af kondensatorer.



$L_s$  = Selvinduktionen i tilledningerne.

$r_s$  = Den ohmske modstand i tilledningerne.

$r_d$  = Tabsmodstand i dielektrikum.

Forholdet mellem  $r_s + r_d$  og kondensatorens reaktans kaldes kondensatorens tabsfaktor og betegnes med det græske bogstav delta,  $\delta$ .

$$\delta = \frac{r_s + r_d}{X_C}$$

Ved lave og middelhøje frekvenser kan der ses bort fra  $r_s$ .

Kondensatorens godhed kan også angives med en  $Q$  værdi som et mål for kondensatorens kvalitet. ( $Q$  = Quality)

$Q$  værdien er lig med  $1/\delta$ .

$$Q = \frac{X_C}{r_s + r_d}$$

Selvinduktionen i tilledningerne får først indvirkning ved høje frekvenser, hvor den sammen med kondensatoren kan danne en serie-resonanskreds. Over denne frekvens kommer kondensatoren til at fungere som en spole.

### 1.3 Temperaturkoefficient

Temperaturen har i større eller mindre grad indflydelse på kondensatorens kapacitet.

Temperaturkoefficienten angiver kapacitetsændringen i ppm/°C (parts pr. million/pr. grad C).

Er temperaturkoefficienten f.eks. +150, angiver det, at kapaciteten stiger med  $150 \cdot 10^{-6}$  gange kondensatorens angivne værdi pr. grad temperaturstigning.

Dersom temperaturkoefficienten er negativ, vil kapaciteten falde ved stigende temperatur.



## 2. FASTE KONDENSATORER

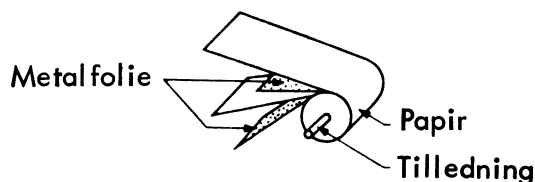
### 2.1 Isolationsmaterialer

De mest anvendte isolationsmaterialer til faste kondensatorer er papir, plast, glimmer, keramik, oxyder og luft.

Kondensatorerne inddeles efter isolationsmaterialet i papir-, plast-, glimmer-, keramik-, elektrolyt- og luftkondensatorer.

### 2.2 Papirkondensatorer

Papirkondensatorer er fremstillet enten ved at rulle imprægneret papir mellem to metalfolier eller ved at sammenrulle to papirstrimler, som hver har et påsprøjt eller pådampet metallag på den ene side.



Nogle udgaver har efter formen fået navnet "rulleblokkondensator".

Rullen støbes til sidst ind i voks eller plast.

Elektroderne er normalt fremstillet af aluminium, tin eller kobber.

Imprægnerede papirkondensatorer fremstilles af papir, som er tørret i vakuum og derefter imprægneret med olie, paraffinvoks eller petroleum.

Papirfibrene er imprægnerede for at reducere papirets evne til at opsuge fugt. Papiret får derved større isolationsmodstand og tåler større spændinger, og samtidig stiger dielektricitetskonstanten ved imprægneringen.

Som mellemlag mellem folierne benyttes mindst to papirlag, men ellers er det afhængig af kondensatorens arbejds-spænding, om der benyttes flere eller færre papirlag.

Kondensatorer af metalliseret papir har fået navnet metalliseret papirkondensatorer, forkortet til MP kondensatorer.

MP kondensatorer kan fremstilles mindre end imprægnerede kondensatorer, da den påførte metalbelægning er tyndere end metalfolien.

MP kondensatorens vigtigste egenskaber er, udover dens forholdsvis beskedne størrelser, at den er selvhelende efter gennemslag. I gennemslagsstedet vil der ske en fordampning af den tynde metalbelægning, og samtidig vil varmeudviklingen danne et isolerende oxydlag i og omkring gennemslagsstedet.

Papirkondensatorer har relative store tab ved højfrekvens og på grund af sin opbygning en stor egeninduktans. Papirkondensatorer anvendes derfor ved lavfrekvens og i måleinstrumenter.

### 2.3 Plastkondensatorer

Plastkondensatorer fremstilles omrent som papirkondensatorer, både "normale" og metalliserede, men med et plastmateriale som dielektrikum, sædvanligvis polystyren.

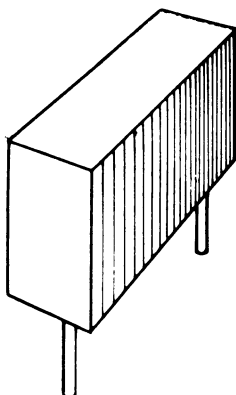
De anvendte plastmaterialer har høj isolationsmodstand og små tab og giver plastkondensatoren gode egenskaber.

Da der anvendes tynde metalliserede plastfolier til fremstillingen, fylder de relativt lidt i forhold til kapacitetsstørrelsen.



Billedet viser et eksempel på en metalliseret plastkondensator, som er fremstillet til små kredsløb med standardiseret afstand mellem tilledninger.

Afstanden mellem tilledningerne er udført med rasterafstande på 10, 15 eller 22,5 mm.



Plastkondensatorer har en ret stor egeninduktans på grund af sin opbygning.

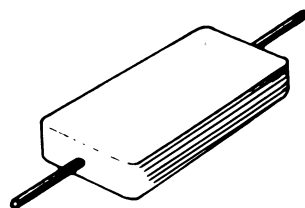
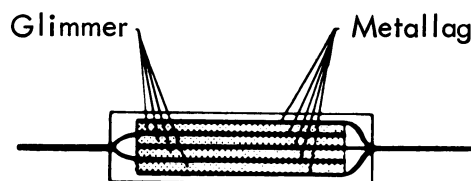
Plastkondensatorer anvendes som afstemnings-, afkoblings- og overføringskondensator ved LF og HF.

## 2.4 Glimmerkondensatorer

Glimmerkondensatorer er fremstillet med glimmerskiver som dielektrikum mellem elektrodegrupper af messing, tin, kobber eller ved en forsvævning af glimmerskiverne.

Glimmerskiverne er omhyggeligt testet og skåret i rigtige størrelser.

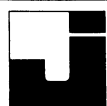
Elektrodegrupperne er koblet til hver sin tilledning som vist, og det hele er indstøbt i bakelit, voks, plast eller keramik.



Glimmerkondensatoren har en lille egenselvinduktion, tåler forholdsvis store spændinger, og temperaturkoefficienten er tilnærmest konstant fra  $-40$  til  $+100^{\circ}\text{C}$ .

Glimmerkondensatoren har ingen øvre grænsefrekvens, men tilledningernes længde, tab i dækmaterialer og lign. giver alligevel en begrænsning af de frekvenser, ved hvilke den kan benyttes.



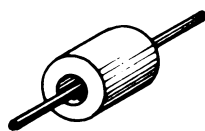
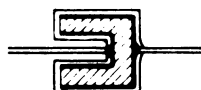


## 2.5 Keramiske kondensatorer

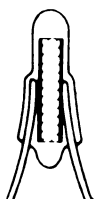
Kondensatorer med keramisk materiale som dielektrikum fremstilles i mange forskellige typer.

Følgende fire typer er de almindeligste:

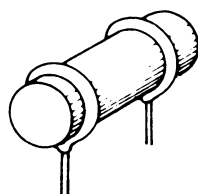
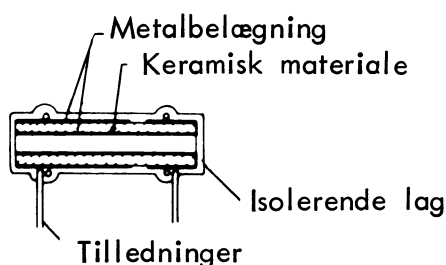
A.



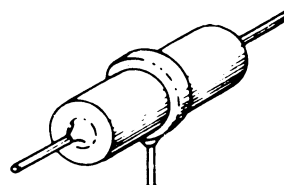
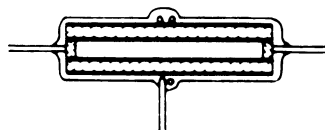
B.



C.



D.



Metalbelægningen er påført ved strygning eller dypning i et sølvbad. Til sidst bliver de støbt ind i en isolationsmasse af voks, plast eller keramisk materiale.

Dielektricitetskonstanten er for de forskellige keramiske materialer fra 1 til ca. 1.000. Kondensatorerne kan efter dielektricitetskonstantens størrelse inddeles i grupperne: Lav-, middel- og højdielektricitetstyper.

De første er normalt fremstillet af steatit med dielektricitetskonstant mellem 6 og 15. De har små tab og arbejder bedst ved frekvenser over 50 kHz.

Keramiske kondensatorer anvendes normalt i HF og UHF området.

Arbejdsspændingerne kan være op til 500 V, afhængig af størrelsen. Temperaturområdet er fra +150°C til lave temperaturer.

Den anden gruppe, med middel dielektricitetskonstant omkring 90, er normalt gode som negativ temperaturkompenseringskondensatorer.

Typerne med høj dielektricitetskonstant kan fremstilles meget kompakt, men er meget temperaturfølsomme og tåler ikke særlig høje spændinger.



## 2.6 Elektrolytkondensatorer

Elektrolytkondensatorerne kan efter opbygningen i første omgang inddeles i følgende to hovedgrupper:

Folieelektrolytkondensatorer  
Tantalkondensatorer

Tantal benyttes også som foliemetal i første gruppe, men da der er specielle typer, som er fremstillet af tantal, har de fået navnet tantalkondensatorer.

Elektrolytkondensatorerne er først og fremmest kendetegnet ved deres store kapacitet pr. volumenenhed.

Med undtagelse af tantalkondensatorerne har de en forholdsvis stor lækstrøm, som er afhængig af temperatur, kapacitet og til en vis grad af den påtrykte spænding.

En almindelig elektrolytkondensator tåler kun DC spænding i en bestemt retning og er derfor mærket med + og -.

Plusspændingen tilkobles det såkaldte anodefolie, som er mærket med + eller en rød farve.

Er kondensatoren dobbelt eller tredobbelt, kan andre farver og mærkesystemer forekomme.

Sort benyttes for katodefoliet (-), og såfremt kondensatorerne er indbygget i en aluminiumbeholder, er katoden sædvanligvis forbundet til denne, men dette må ikke benyttes som almen gyldig regel, da nogle kondensatortyper har anodefoliet forbundet til beholderen.

En undtagelse fra reglen om polarisering danner den bipolare elektrolytkondensator, der anvendes ved AC.

## 2.7 Folieelektrolytkondensator

Folieelektrolytkondensatorer fremstilles som våde eller tørre elektrolytkondensatorer.

Våde elektrolytkondensatorer består i princippet af et metalfolie belagt med et tyndt oxydlag, omgivet af en godt ledende elektrolytisk væske i en aluminiumbeholder.

Oxydlaget er påført metallet ved en elektrolyseproces.

Metallet, som anvendes til folier, er oftest aluminium, men tantal, vanadium, magnesium, vismut og antimon benyttes også.

Oxydlaget har en høj dielektricitetskonstant, som sammen med dets mikroskopiske tykkelse ( $0,1\mu$ ) giver en meget stor kapacitet. Dersom metalfoliet ætzes, øges overfladen betydeligt, hvilket giver en tilsvarende større kapacitet.

I praksis er de våde elektrolytkondensatorer opbygget af metalfolier og papir.

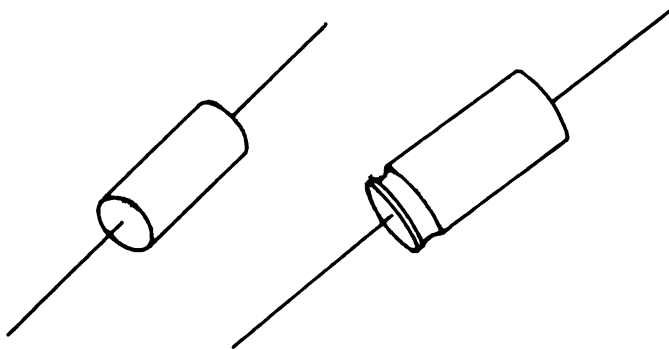
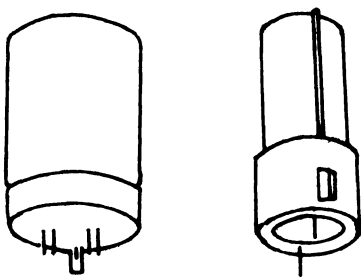
Et oxyderet metalfolie (anode), "våd" elektrolytimprægneret papir og et katodefolie er udformet som tynde strimler, som rulles sammen og placeres i en forseglet aluminiumbeholder, der igen kan være isoleret med plast.



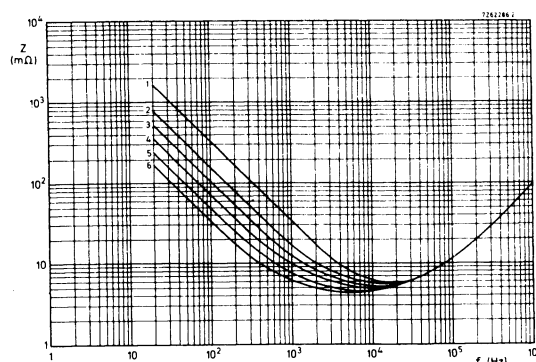
Tørre elektrolytkondensatorer har ætsede metalfolier som anode og katode, adskilt af et fast dielektrisk oxyd på glasfiber.

Den mekaniske opbygning svarer til den våde elektrolytkondensator. Tørre elektrolytkondensatorer er meget stabile og kan anvendes i temperaturområdet  $-50$  til  $+85^{\circ}\text{C}$  og har små tab i hele området.

Eksempler på almindelige elektrolytkondensatorer.



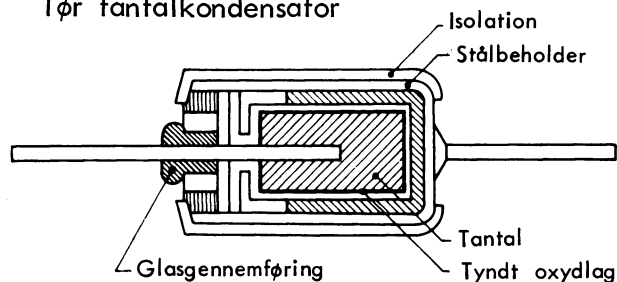
Elektrolytkondensatoren har en meget stor egeninduktans, hvilket bevirker, at den optræder som en spole ved frekvenser, der er større end 10 til 15 kHz.



curve 1 = 4700  $\mu\text{F}$ , 63 V  
 2 = 10000  $\mu\text{F}$ , 40 V  
 3 = 15000  $\mu\text{F}$ , 25 V  
 4 = 22000  $\mu\text{F}$ , 16 V  
 5 = 33000  $\mu\text{F}$ , 10 V  
 6 = 47000  $\mu\text{F}$ , 6,3 V

## 2.8 Tantalkondensatorer

### Tør tantalkondensator



Anoden består af en presset og sintret tantalpulverkerne, dækket med et tyndt oxydlag, som danner dielektrikum.

Dielektrikumet er igen belagt med et ledende lag dioxyd, beskyttet af et grafitlag, hvorefter det hele er forsvovet eller belagt med messing.

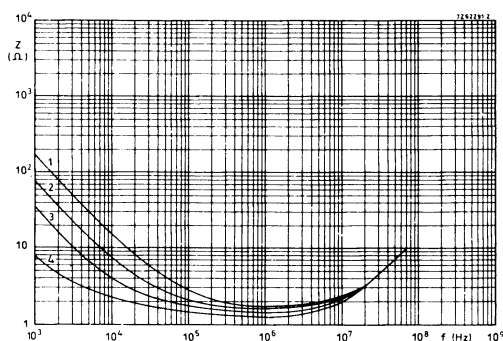
Kondensatoren er anbragt i en hermetisk lukket stålbeholder.

Våde tantalkondensatorer fremstilles af presset og sintret tantalpulver, som dækkes med et tyndt oxydlag, der omgives af en elektrolytisk væske, som danner den negative elektrode.



Opbygningen er som ved de tørre typer.

Tantalkondensatorer kan anvendes som afkoblings- og overføringskondensator ved frekvenser op til 100 kHz  $\rightarrow$  1 MHz.



curve 1 = 1  $\mu$ F  
 2 = 2.2  $\mu$ F,  
 3 = 4.7  $\mu$ F,  
 4 = 22  $\mu$ F,

### 3. KODNING

Kapacitet, tolerance, spænding og temperaturkoefficient angives med tal og bogstaver og/eller farvekode.

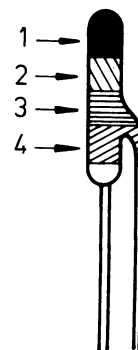
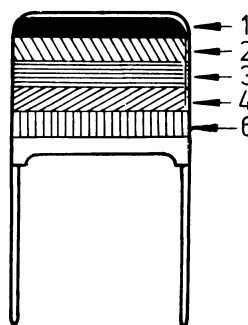
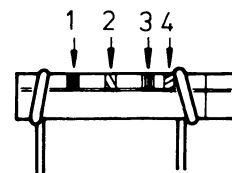
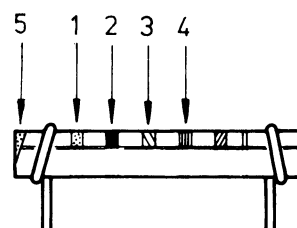
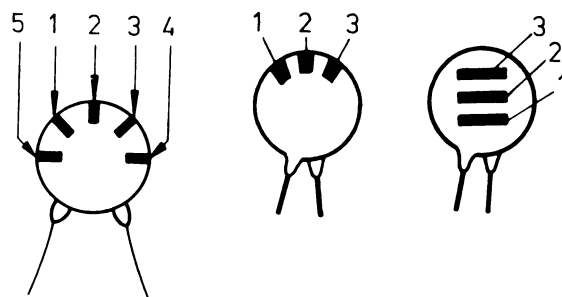
#### 3.1 Keramiske kondensatorer

Farvekoden er angivet med ringe, bånd eller punkter.

Farvekoden for temperaturkoefficienten udelades i visse tilfælde.

Farvernes værdiangivelse er angivet i Philips farvekode, og fremgangsmåden ved aflæsningen er den samme som for modstande.

Tegningerne viser mærkesystemer for farvekodning af keramiske kondensatorer.



1. Første ciffer
2. Andet ciffer
3. Multiplikator
4. Tolerance
5. Temperaturkoefficient
6. Spænding

#### 3.2 Glimmerkondensatorer

Der henvises til firmakataloger angående de aktuelle mærkesystemer for farvekodning af glimmerkondensatorer.

Aflæsningen foretages som for modstande og keramiske kondensatorer.

4. KONDENSATORTYPER OG ANVENDELSESOMRÅDER

Egenskaber	Papir- kondensatorer		Plast- kondensatorer		Keramiske kondensatorer		Glimmer- kondensa- torer	Elektrolyt- kondensa- torer
	Imprægne- ret	Metal- liseret	Normal	Metal- liseret	Lav dielekt.- konstant	Middel dielekt.- konstant		
Kapaciteter	100 pF - 10 $\mu$ F	100 pF - 10 $\mu$ F	1 nF - 0,2 $\mu$ F	0,1 nF - 100 $\mu$ F	0,5 pF - 2.000 pF	0,5 pF 2.000 pF	10 nF - 0,1 $\mu$ F	1 $\mu$ F - 10.000 F
Arbejdsspændinger	250 - 1.000 V	150 - 600 V	50 - 700 V	30 - 125 V	500 - 1.000 V	500 - 1.000 V	200 - 2.000 V	2,5 - 500 V
Anvendelsesområder	Afkoblingskondensator og overføringskondensa- tor for LF		Koblings- og afkoblings- kondensator for LF		Koblings- og afkob- lingskon- densator for HF, VHF og UHF	Afkob- lingskon- densator for HF	Koblings- og afkob- lingskon- densator for HF	Koblings- og afkob- lingskon- densator for LF
Tabsfaktor $\delta$	100 $\cdot$ 10 <sup>-4</sup> $\rightarrow$ 200 $\cdot$ 10 <sup>-4</sup>		5 $\cdot$ 10 <sup>-4</sup> $\rightarrow$ 60 $\cdot$ 10 <sup>-4</sup>	60 $\cdot$ 10 <sup>-4</sup> $\rightarrow$ 150 $\cdot$ 10 <sup>-4</sup>	5 $\cdot$ 10 <sup>-4</sup> $\rightarrow$ 15 $\cdot$ 10 <sup>-4</sup>		2 $\cdot$ 10 <sup>-4</sup> $\rightarrow$ 20 $\cdot$ 10 <sup>-4</sup>	0,1 $\rightarrow$ 0,2
Temperaturkoefficient	-0,01 $\rightarrow$ +0,3		$\pm$ 0,05		-0,08 (titanoxid) +0,014 (magnesiumsilikat)		+0,003	+0,05 $\rightarrow$ +0,15



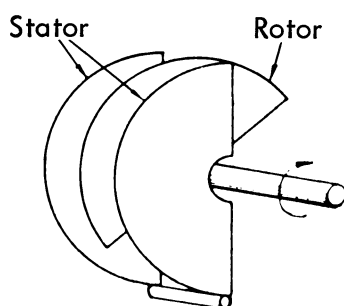


## 5. VARIABLE KONDENSATORER

De variable kondensatorer anvendes til HF afstemning og inddeles i dreje- og trimmekondensatorer.

### 5.1 Drejekondensatorer

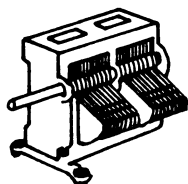
Den almindelige drejekondensator består af to pladesæt, hvor det ene sæt kan drejes ind i det andet ved hjælp af en aksel.



Pladesættet, som sidder fast i en ramme, kaldes stator og det bevægelige rotor.

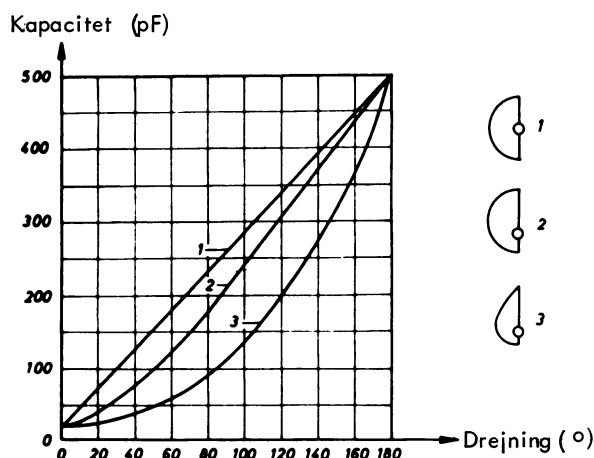
Kapaciteten bestemmes af det effektive pladeareal, dvs. hvor langt rotoren er drejet ind i statoren.

Er der monteret flere drejekondensatorer sammen i en ramme, og alle kan drejes med samme aksel, siger man, at kondensatoren er "gandet"; deraf navnet fleregangskondensator.



Ved at give rotorpladerne forskellig form kan man opnå, at kapaciteten ændres efter forskellige kurver, når man drejer på kondensatoren.

Kurver for forskellige udformninger af rotorpladerne.

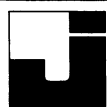


1. Lineær kapacitetsændring
2. Lineær bølgelængdeændring
3. Lineær frekvensændring

I reglen benyttes luft som isolationsmateriale mellem pladerne, men i miniatureudgaver forekommer glimmer eller plastmateriale som dielektrikum.

Der findes mange forskellige typer fleregangskondensatorer, hvor nogle har op til seks separate drejekondensatorer. De enkelte drejekondensatorer kan være lige store eller have forskellige kapaciteter.

Kapacitetsværdien kan f.eks. varieres i områderne 20 til 500 pF, 15 til 300 pF, 10 til 100 pF osv.



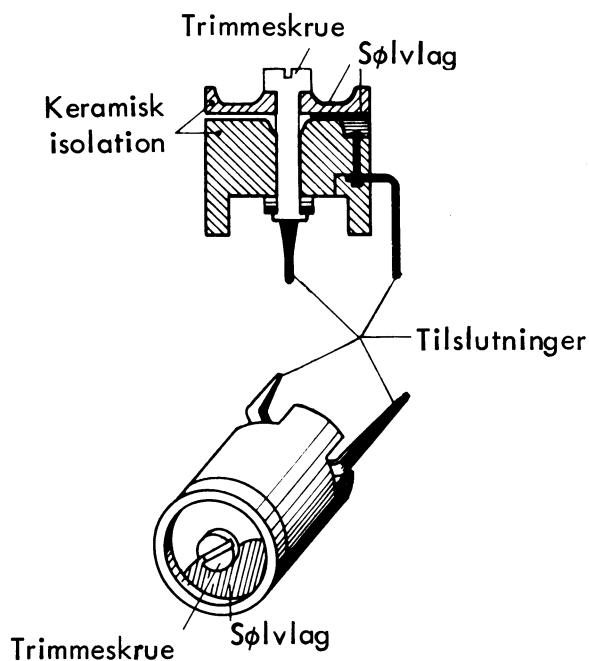
## 5.2 Trimmekondensatorer

Trimmekondensatorer fremstilles med luft, keramik, glimmer eller plast som dielektrikum.

Kondensatorerne kaldes henholdsvis keramisk cylinder- og rørtrimmer og lufttrimmekondensator.

### Keramisk cylindertrimmekondensator

Kondensatoren har keramisk materiale som dielektrikum.

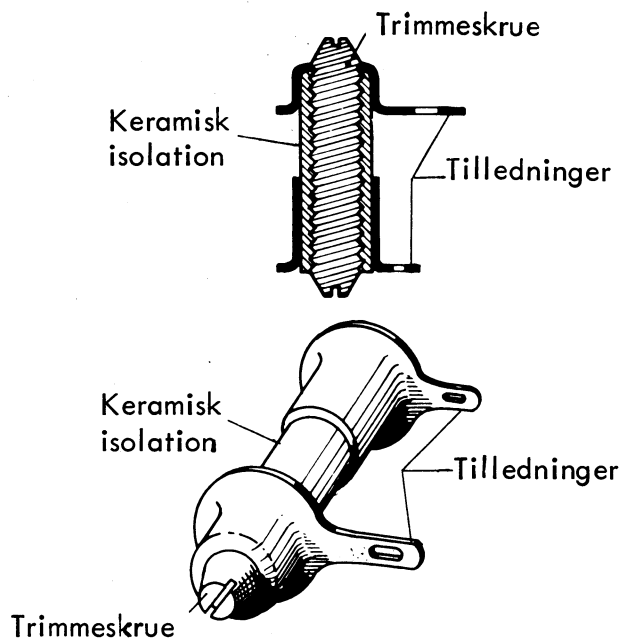


Kapacitetsændringen fremkommer ved, at sølvlaget på oversiden af skiven drejer mere eller mindre over sølvlaget, som ligger i cylinderen.

Ligger lagene lige over hinanden, har kondensatoren maksimal kapacitet.

De mindste af denne type har kapacitetsvariationer fra 2 til 7 pF og de største fra 20 til 120 pF.

### Keramisk rørtrimmekondensator



Rørtrimmerens trimmeskrue, der er af metal, står i forbindelse med den ene tilledningskontakt, hvis bøsning af fæstnet til et keramisk rør, som danner dielektrikum.

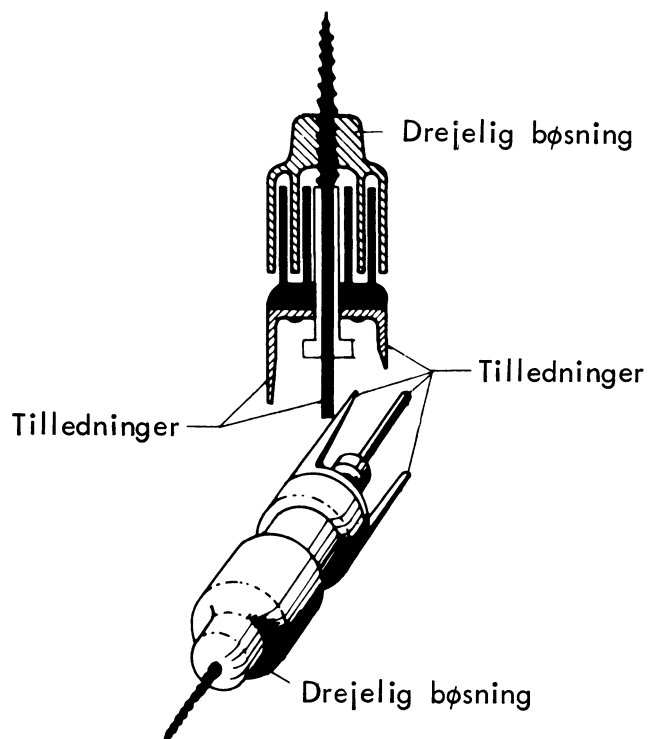
Når trimmeskruen drejes ind i røret, opnås et større pladeareal, og kapaciteten øges.

Rørtrimmeren har kapacitetsområde fra 0,8 til 6 pF og fra 1 til 12 pF.



### Lufttrimmekondensator

Kondensatoren har luft som dielektrikum.



I denne kondensator er der en stift med gevind i forbindelse med bøsningen, som danner det ene pladesæt.

Skrues bøsningen ind, øges det effektive pladeareal, og kapaciteten stiger.

Lufttrimmeren har kapacitetsområde fra 2 til 8 pF og fra 3 til 60 pF.





## DISPOSITION

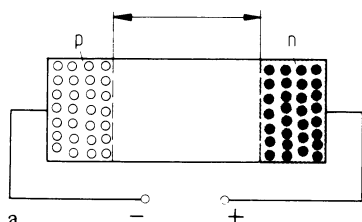
### 1. Kapacitetsdioder

#### 1. KAPACITETSDIODER

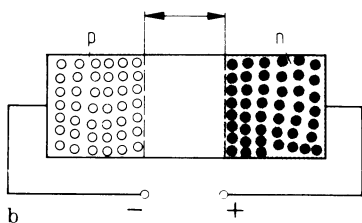
##### 1.1 Virkemåde

Når en halvlederdiode udsættes for en spænding i spærreretningen trænges de to sæt ladningsbærere ud i hver sin ende af dioden, jo højere spændingen er, desto længere trænges de ud mod enderne, og man kan således betragte dem som belægninger i en kondensator, hvor det ikke ledende grænselag danner dielektikum.

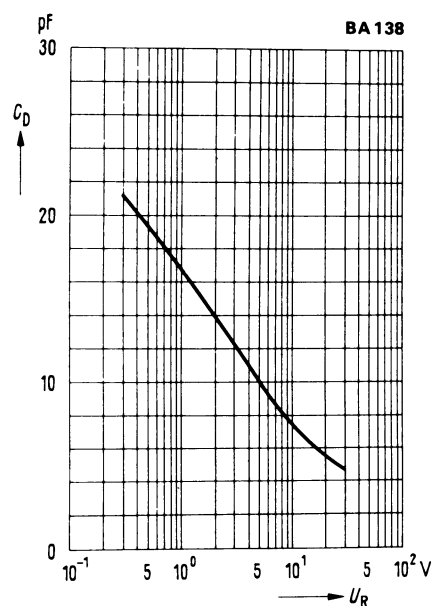
Stor spærrespænding giver stor afstand mellem ladningsbærere og lille kapacitet



Lille spærrespænding giver lille afstand mellem ladningsbærere og stor kapacitet

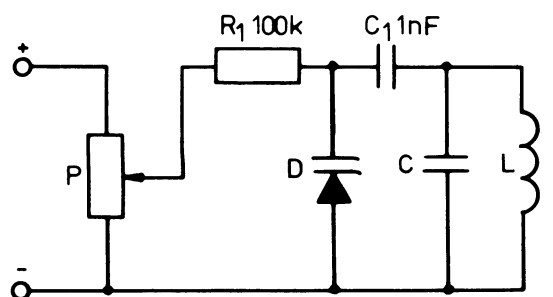


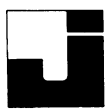
Da spærrelagets tykkelse varierer med spændingen, har man en variabel kapacitet, hvor man i stedet for en mekanisk indstilling blot skal ændre den spærrespænding, der lægges over dioden.



Mellem dioden og spændingskilden skal der indskydes en drosselspole eller en stor modstand R for at forhindre, at den højfrekvens, som kapacitetsdioden skal behandle, kortsluttes gennem spændingskilden.

Kondensatoren  $C_1$  spærre for DC spændingen, så den ikke kortsluttes af spolen L i svingningskredsen.



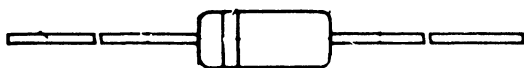


## 1.2 Anvendelse

"Enkelt" kapacitetsdioden anvendes i forbindelse med HF og oscillatorafstemning (AFC) i FM, VHF og UHF tuner.

$\Delta C$  ca. 5 til 20 pF

$\Delta UR$  ca. 0 til 30 V

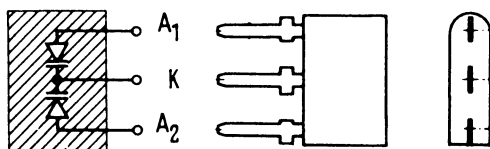


"Dobbelte" kapacitetsdioder anvendes i FM tunere til afstemning af to adskilte kredse eller i modtaktskobling i kvalitetstunere.

$\Delta C$  ca. 15 til 60 pF

$\Delta UR$  ca. 0 til 30 V

## BB 104

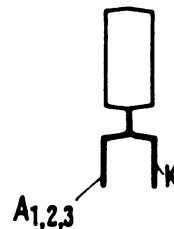
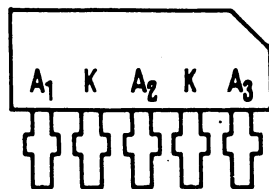
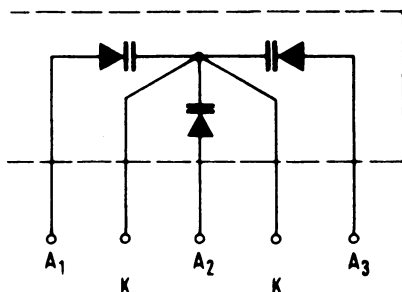


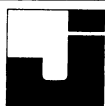
"Tregangs" kapacitetsdioder anvendes i AM tunere til HF og oscillatorafstemning.

$\Delta C$  ca. 10 til 300 pF

$\Delta UR$  ca. 0 til 30 V

## B 113





## DISPOSITION

1. Tunneldiodens karakteristik
2. Tunneldioden som forstærker
3. Tunneldioden som oscillator
4. "Backward"-dioden

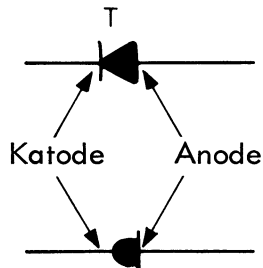
## 1. TUNNELDIODENS KARAKTERISTIK

Tunneldioden er første gang beskrevet af japaneren Esaki i 1958 og ses med mellemrum i tidsskrifter omtalt som Esakidioden.

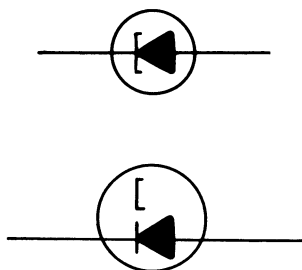
Dioden har en grænsefrekvens i GHz-området som forstærker eller oscillator.

Endvidere kan dioden anvendes i impulskredsløb, herunder som multivibrator eller gate.

Som symbol for tunneldioden anvendes viste symboler:

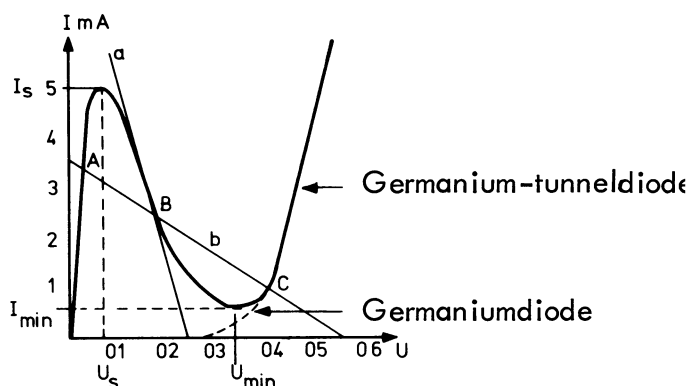


eller



### 1.1 Karakteristikkfelt

Tilsluttes en spændingskilde til tunneldioden, således at anoden er tilsluttet + og katoden -, fremkommer den viste karakteristikk, når spændingen forøges fra 0 til ca. 0,6 V.



Det ses, at strømmen først vokser kraftig indtil det såkaldte "spidspunkt",  $I_s$ , hvorefter den falder ved voksende spænding indtil "minimumspunktet",  $I_{min}$ .

Forøges spændingen yderligere, vil strømmen atter vokse, og karakteristikken nærmer sig til en normal diode.

Strømmen i spidspunktet kaldes  $I_s$ , den tilsvarende spænding kaldes spidsspændingen  $U_s$ . På tilsvarende måde kaldes strøm og spænding i minimumspunktet, minimumsstrøm  $I_{min}$  og minimumsspænding  $U_{min}$ .

Den del af karakteristikken, der ligger mellem spidspunktet og minimumspunktet, opgiver en fallende strøm for voksende spænding, tunneldioden har derfor i dette område en negativ modstand overfor ændringer i strøm og spænding.



Forsynes tunneldioden fra en spændingskilde gennem en modstand, kan arbejdslinien indlægges som vist i karakteristikkfeltet.

De to arbejdslinier a og b viser forskellige værdier af modstande og forsyningsspænding.

Det ses, at linien a kun skærer tunneldiodens karakteristik i et punkt, hvorimod linien b skærer i tre punkter.

Det kan vises, at en kobling svarende til arbejdslinie a, dvs. hvor belastningsmodstanden er mindre end den numeriske værdi af tunneldiodens negative modstand, er stabil.

En større modstand svarende til linien b gør koblingen ustabil i det negative modstandsområde således, at kun de to skæringspunkter A og C svarer til stabile tilstande.

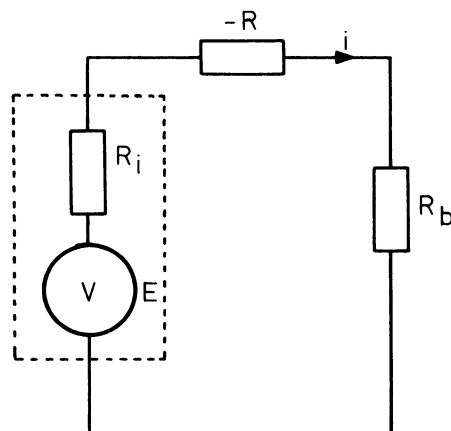
## 2. TUNNELDIODEN SOM

### FORSTÆRKER

#### 2.1 Forstærkning med negative modstande.

Det viste kredsløb er en kobling med en spændingsgenerator med tomgangsspændingen  $E$ , den indre modstand  $R_i$  og belastningsmodstanden  $R_b$ .

Mellem belastning og generator er indskudt en negativ modstand  $-R$ .



Det ses, at modstanden  $-R$  formindsker den samlede modstand i kredsløbet, således at strømmen i kredsen bliver:

$$i = \frac{E}{R_i + R_b - R}$$

Hvis  $|-R| = |R_i + R_b|$  er

$$i = \frac{E}{0} = \infty$$

Dette er ikke muligt i praksis, da strømmen i det negative modstandsområde højst kan blive  $I_s$ .

Imidlertid opnår man en spændingsforstærkning, idet spændingen over  $R_b$  kan blive større end  $E$ , når  $R$  er større end  $R_i$ .

Spændingen over  $R_b$  bliver:

$$U_b = E \cdot \frac{R_b}{R_b + R_i - R}$$

Når nævneren er mindre end tælleren, idet  $R > R_i$ , er brøken større end 1 og  $U_b$  større end  $E$ .





Tunneldioden virker ikke kun som spændingsforstærker, men også som effektforstærker.

Generatoreffekten  $P_G$  bliver  $E \cdot i$ , den afsatte effekt i  $R_b$  bliver  $i^2 \cdot R_b$ .

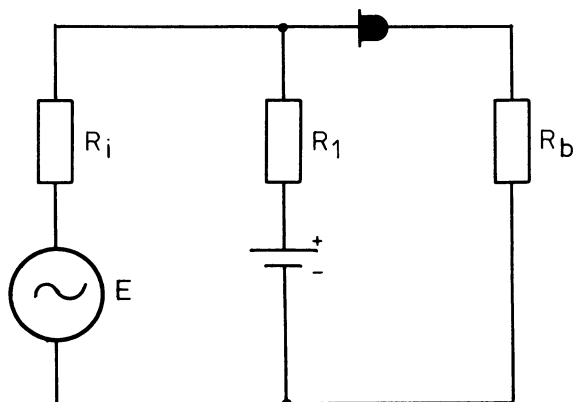
Effektforstærkningen  $A_p$  bliver

$$A_p = \frac{R_b}{R_i + R_b - R}$$

Effekten i belastningen er altså større end generatoreffekten, når  $R > R_i$ , og dermed er der sket en effektforstærkning.

Da der ikke kan frembringes en effekt af ingenting, er forklaringen, at man ikke kan frembringe en negativ modstand uden at forsyne den fra en særlig effektkilde.

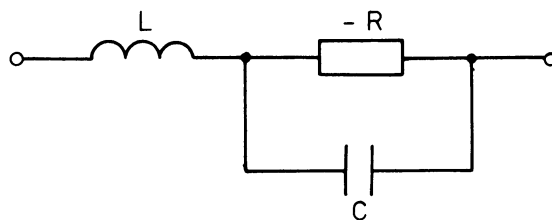
Tunneldioden skal have en forsyningspænding, hvilket også fremgår af karakteristikfeltet, hvor det ses, at den negative modstand kun angår ændringer i strømme og spændinger, idet det er disse, der forstærkes, medens forsyningspændingen leverer den nødvendige ekstraeffekt.



## 2.2 Tunneldiode som HF forstærker

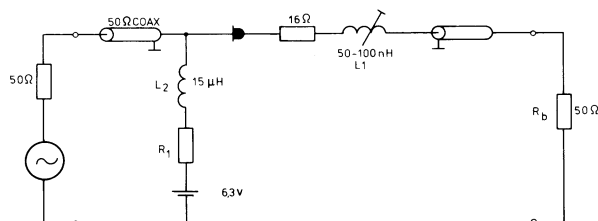
Da tunneldioder oftest anvendes ved høje frekvenser, vil såvel spredningskapaciteter og selvinduktioner i tilledninger influere på kredsløbet.

Ækvivalenten for tunneldioden vil da være:

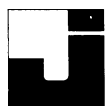


Ligesom ved andre højfrekvensforstærkere er det her fordelagtigt at bruge afstemte kredse i forstærkeren.

I den viste forstærker er  $L_1$  afstemt således, at den sammen med diodens egenkapacitet danner resonans ved forstærkerens arbejdsfrekvens på 100 MHz.



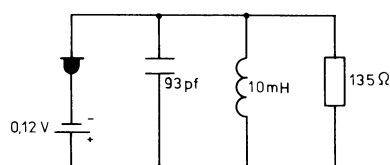
Gennem  $R_1$  og  $L_2$  får dioden sin strømforsyning, idet  $L_2$  spærrer for HF til spændingsforsyningen.



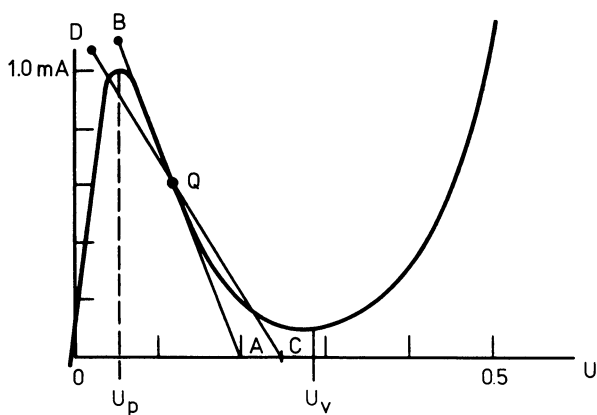
### 3. TUNNELDIODEN SOM

#### OSCILLATOR

Kobles en selvinduktion i serie med tunneldioden, kan den bringes i en ustabil tilstand, så tunneldioden oscillerer sammen med en LC kreds.



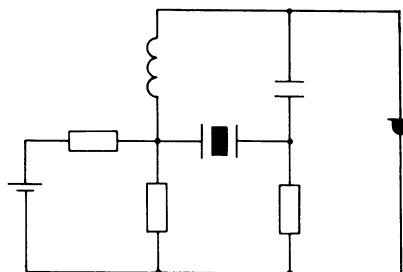
Når svingningerne starter, arbejder oscillatoren på arbejdslinien AB, svingningerne forstærkes op, og snart arbejder oscillatoren på en kurve svarende til CD.

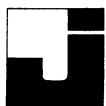


Svingningsfrekvensen ligger lidt under resonansfrekvensen  $1 / 2\pi \sqrt{LC}$ , men er samtidig afhængig af belastningsmodstanden og tunneldiodens negative modstand.

Den negative modstand ændres af temperatur og forsyningsspænding, hvilket ændrer svingningsfrekvensen.

Til mange anvendelser har man brug for en sinusspænding med stor frekvensstabilitet. Her kan man i lighed med andre oscillator typer anvende krystalstyring.



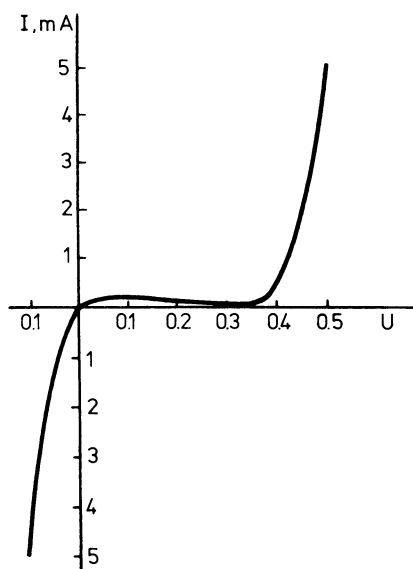


#### 4. "BACKWARD"-DIODEN

Da tunneldiodekredsløb arbejder ved meget lave spændinger, er almindelige dioder uegnede til at udføre diodefunktioner i sådanne kredsløb.

Tunneldioder har den egenskab, at spændingsfaldet for strømme i spærreretningen er meget lille, dette forhold kan udnyttes til diodefunktioner i "Backward"-dioden.

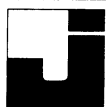
"Backward"-dioden er en diode, hvor halvledermaterialet er dopet mindre end i en tunneldiode.



"Backward"-dioden kan udføre diodefunktion for spændinger under ca.  $0,75 V_{pp}$ .

Hvis spændingen overskrider  $+0,4 V$  over dioden, bringes den til at lede i lederetningen, ved negative spændinger leder den i spærreretningen fra  $0 V$ .





## DISPOSITION

1. MOS-FET
2. Enhancement MOS-FET
3. Depletion MOS-FET
4. Karakteristikker
5. Dual gate MOS-FET

### 1. MOS-FET

MOS er en forkortelse af Metal Oxide Semiconductor.

Til forskel fra junction FET'en er MOS-FET'ens gateelektrode elektrisk isoleret fra halvlederkrystallet med en tynd oxydfilm. Dette giver en ohmsk indgangsmodstand på  $10^{13}$  til  $10^{14}$  ohm.

Der skelnes mellem to typer af MOS-FET's :

1. Enhancement (selvspærrende)
2. Depletion (selvledende)

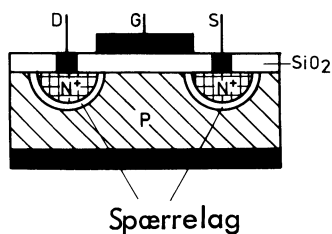
## 2. ENHANCEMENT MOS-FET

### 2.1 Opbygning

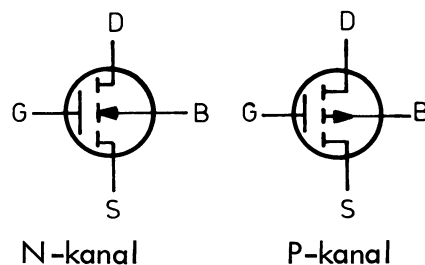
To stærkt dopede områder, benævnt "Source" og "Drain", er diffunderet ind i P-type materialet.

Metalelektroden gate danner en kondensator med det underliggende P-type materiale og oxydlaget ( $\text{SiO}_2$ ) som dielektrikum.

Drain Gate Source

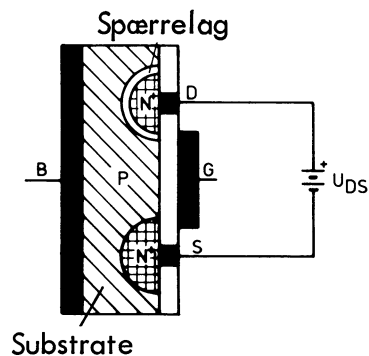


### 2.2 Symbol

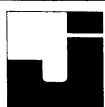


### 2.3 Virkemåde

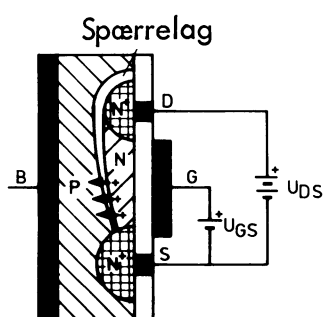
Indføres en spænding  $U_{DS}$  mellem source og drain som vist, øges spærrelaget mellem drain og P-type materialet og hindrer, at der går strøm mellem drain og source.



Substrate

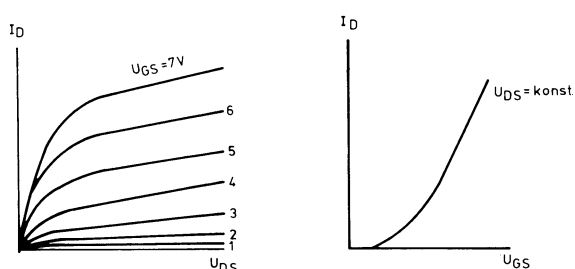


Gøres gateelektroden imidlertid positiv i forhold til source, vil en del af "hullerne" i P-materialet nærmest gateelektroden frastødes, således at kanalen nærmest denne elektrode bliver fuld af elektroner, og der skabes en N-ledende kanal mellem drain og source og dermed en strøm mellem disse.



Vi ser heraf, at denne type MOS-FET kræver en positiv gatespænding for at gøre strømkanalen ledende.

## 2.4 Karakteristikfelter

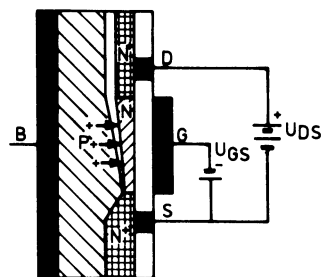
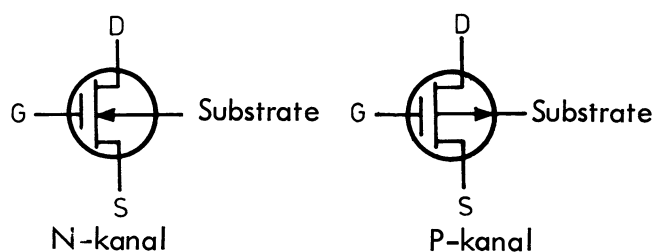
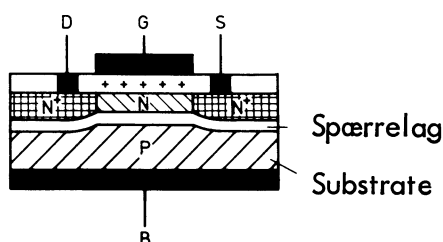


Denne type MOS-FET anvendes i integrerede kredse, men kun sjældent som enkelttransistor.

## 3. DEPLETION MOS-FET

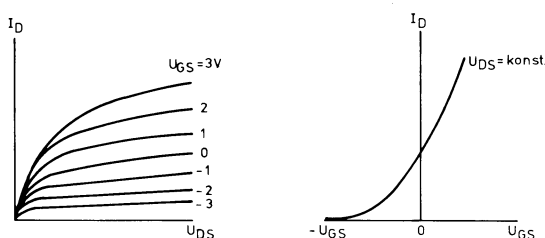
### 3.1 Opbygning og virkemåde

Denne transistor er opbygget på samme måde som ENHANCEMENT-type, men har til forskel fra denne fået indført en positiv ladning i  $\text{SiO}_2$ -laget, hvorved de positive ladningsbærere i området nærmest gateelektroden frastødes, så der dannes et N-ledende område og dermed en ledende kanal mellem drain og source, og denne kanal er til stede, selv om der ikke er tilført nogen positiv gateforspænding (selvledende).





Tilføres gateelektroden en negativ forspænding, vil der ske en udtynding af elektroner i N-kanalen og dermed en formindskelse af strømmen mellem drain og source. Ved en positiv gatefor-spænding føres ekstra elektroner ind i N-kanalen, og strømmen mellem drain og source øges.



Denne MOS-FET har gode høj-frekvensegenskaber. Tilbagekoblingskapaciteten  $C_{DG} < 0,1 \text{ pF}$ .

Indgangsmodstanden er meget høj - op til  $10^{15} \text{ ohm}$ .

### 3.2 Substrate som styreelektrode

Drainstrømmen kan også kontrolleres via substratetilslutningen "B", når denne er ført ud. Der ved får transistoren to styreelektroder, "Gate" og "Substrate", og dette kan f.eks. udnyttes til frekvensblanding.

Det skal dog bemærkes, at inputimpedansen mellem substrate og source vil være lavere end mellem gate og source, idet indgangsmodstanden fra substratet vil være af samme størrelse som fra gaten på en junction FET.

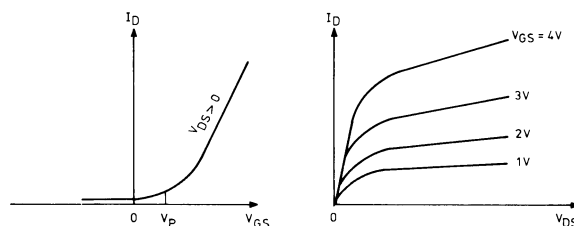
### 3.3 Statiske ladninger

Statiske ladninger på gateelektroden kan skabe så kraftige elektriske felter i den uendelig tynde oxydehinde, at denne gennemrydes og dermed ødelægger transistoren. Selv en berøring af gateelektroden kan forårsage en opladning, som beskadiger transistoren.

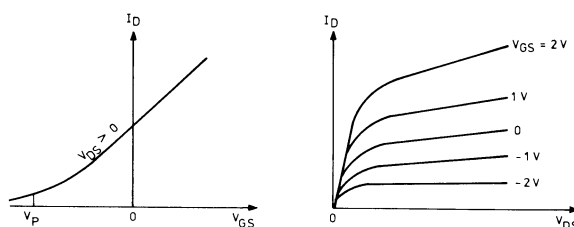
For at modvirke disse farer er transistorens tilledninger forbundet indbyrdes med en ledende ring, som først fjernes, når transistoren er indloddet i kredsløbet.

## 4. KARAKTERISTIKKER

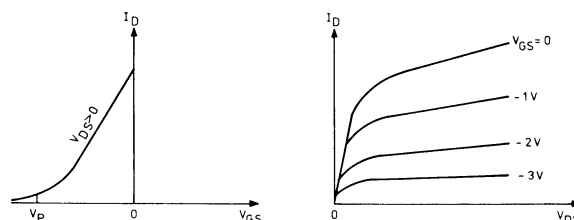
### Enhancement-type ( MOS-FET )

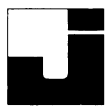


### Depletion-type (MOS-FET)



### Junction FET





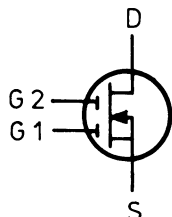
## 5. DUAL GATE MOS-FET

Dobbelt gate MOS-FET'en er en forholdsvis ny transistor, men den har allerede vundet stor udbredelse i HF teknikken, hvor den bl.a. anvendes til HF forstærkere, blandertrin og demodulatorer.

Nogle af årsagerne til dens succes er dens "Store forstærkning, lave HF støjværdi, lave kryds- og intermodulationsværdi og dens fine AGC karakteristik".

Endvidere er den velegnet i VHF og UHF kredse på grund af dens meget lille tilbagekoblingskapacitet ( $< 0,02$  pF).

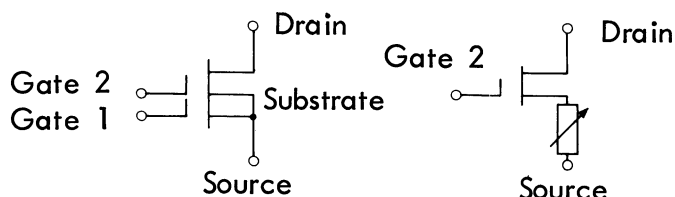
Symbol:



Som vist med stiplede linier på tegningen, er der to strømkanaler, og disse kanalers ledningsevne styres af henholdsvis gate 1 og gate 2.

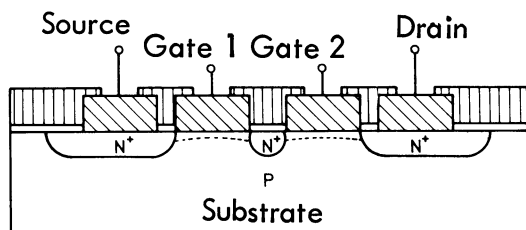
Teoretisk kan enten gate 1 eller gate 2 bruges som signalindgang, men på grund af konstruktionsmåden opnås den største forstærkning, når gate 1 benyttes.




Tilføres et signal til gate 2, virker kanalen, der kontrolleres af gate 1, som en uafkoblet emittermodstand, herved nedsættes forstærkningen.



### 5.1 Opbygning og virkemåde

Hovedforskellen mellem dual gate MOS-FET'en og enkelt gate MOS-FET'en er tilføjelsen af gate 2.

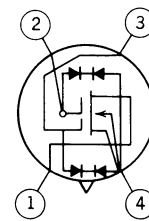
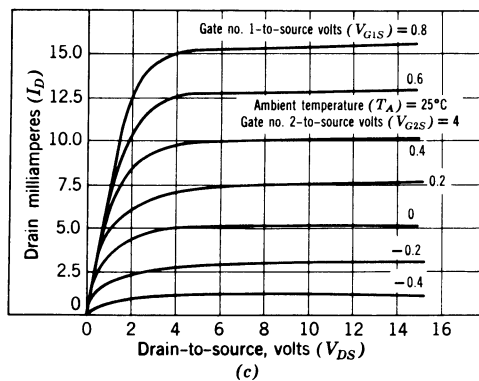
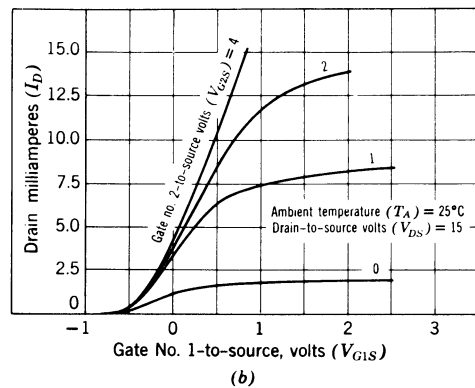
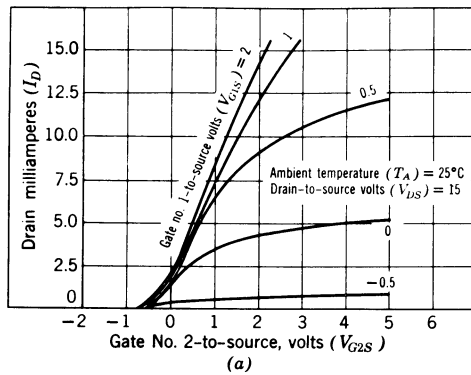


-  Silican nitride
-  Aluminium
-  Passivation oxide





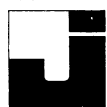
## 5.2 Eksempel på data RCA3N200



Lead 1-drain  
Lead 2-gate no. 2  
Lead 3-gate no. 1  
Lead 4-source, substrate  
and case

(d)

Electrical characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified	Symbols	Test conditions	Limits			Units
			Min.	Typ.	Max.	
Gate no. 1-to-source cutoff voltage	$V_{G1S(off)}$	$V_{DS} = +15\text{ V}$ , $I_D = 50\text{ }\mu\text{A}$ $V_{G2S} = +4\text{ V}$	-0.1	-1	-3	V
Gate no. 2-to-source cutoff voltage	$V_{G2S(off)}$	$V_{DS} = +15\text{ V}$ , $I_D = 50\text{ }\mu\text{A}$ $V_{G1S} = 0$	-0.1	-1	-3	V
Gate no. 1-terminal forward current	$I_{G1SSF}$	$V_{G1S} = +1\text{ V}$ $V_{G2S} = V_{DS} = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	— —	— —	50 5	nA $\mu\text{A}$
Gate no. 1-terminal reverse current	$I_{G1SSR}$	$V_{G1S} = -6\text{ V}$ $V_{G2S} = V_{DS} = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	— —	— —	50 5	nA $\mu\text{A}$
Gate no. 2-terminal forward current	$I_{G2SSF}$	$V_{G2S} = +6\text{ V}$ $V_{G1S} = V_{DS} = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	— —	— —	50 5	nA $\mu\text{A}$
Gate no. 2-terminal reverse current	$I_{G2SSR}$	$V_{G2S} = -6\text{ V}$ $V_{G1S} = V_{DS} = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	— —	— —	50 5	nA $\mu\text{A}$
Zero-bias drain current	$I_{DS}$	$V_{DS} = +15\text{ V}$ , $V_{G1S} = 0$ $V_{G2S} = +4\text{ V}$	0.5	5.0	12	mA
Forward transconductance (gate no. 1-to-drain)	$g_{fs}$	$f = 1\text{ kHz}$	10,000	15,000	20,000	$\mu\text{mho}$
Small-signal, short-circuit input capacitance	$C_{iss}$	$V_{DS} = +15\text{ V}$ $I_D = 10\text{ mA}$ $V_{G2S} = +4\text{ V}$	4.0	6.0	8.5	pF
Small-signal, short-circuit, reverse transfer capacitance (drain-to-gate-no. 1)	$C_{rss}$		0.005	0.02	0.03	pF
Small-signal, short-circuit output capacitance	$C_{oss}$		—	2.0	—	pF



### 5.3 Dual gate MOS-FET forstærker med AGC

De fleste radiomodtagere er indrettes, så forstærkningen i HF og MF del kan ændres for at kunne modtage såvel svage som kraftige stationer.

Med en N-kanal dual gate MOS-FET kan forstærkningen nedsættes ved:

- Forward AGC på gate 1,  $U_{G1S}$  reguleres i positiv retning.
- Reverse AGC på gate 1,  $U_{G1S}$  reguleres i negativ retning.
- Forward AGC på gate 2,  $U_{G2S}$  reguleres i positiv retning.
- Reverse AGC på gate 2,  $U_{G2S}$  reguleres i negativ retning.

Af de fire metoder er reverse AGC på gate 2 den bedste, idet denne metode giver mindst distortion og krydsmodulation samt mulighed for den største nedsættelse af forstærkningen.

### 5.4 Dual gate MOS-FET som blander

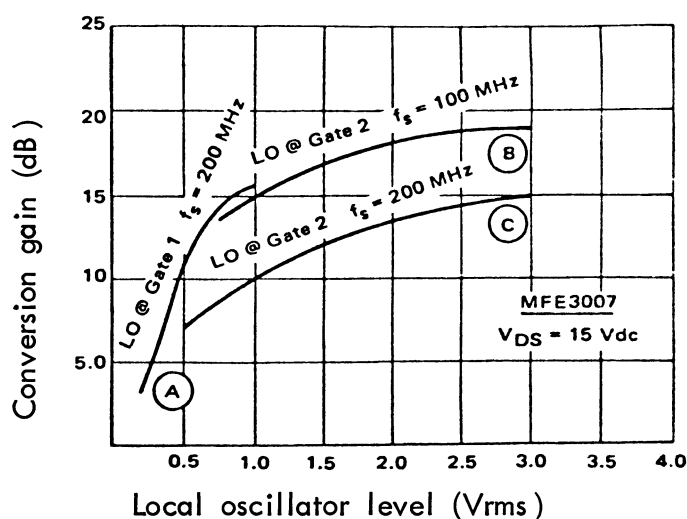
To basismetoder kan benyttes.

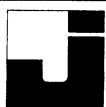
Den ene bruger gate 1 til både lokaloscillatorsignal og indgangssignal. Den anden bruger gate 1 til indgangssignal og gate 2 til lokaloscillatorsignal.

En tredje mulighed er at tilføre begge signaler til source, men det vil i princippet virke som den først nævnte metode.

Metoden med lokaloscillatorsignalet indført på gate 2 kræver størst oscillatorsignal, men da denne metode er den bedste til at isolere lokaloscillatoren fra både ind- og udgangskredsløb, er det den oftest benyttede.

Eksempler på "Conversion Gain" kontra "Oscillatorinput" er vist i illustrationen.





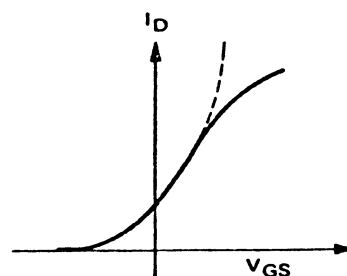
### 5.5 Forvrængning

En af FET'ens mest værdsatte egenskaber ved HF teknikken er dens lave forvrængningsgrad.

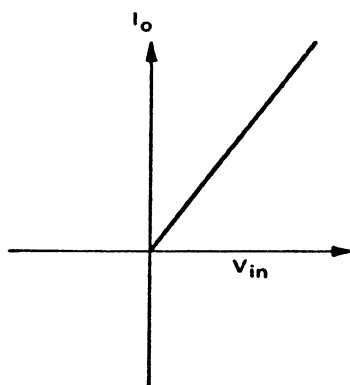
I en ideel forstærker med lineær overføringskarakteristik produceres der ingen harmoniske.

Den bipolare transistor har en eksponentiel overføringskarakteristik, der giver et meget højere indhold af tredje og højere harmoniske end FET'ens kvadratiske overføringskarakteristik.

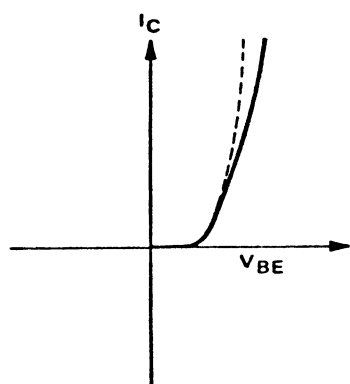
Af denne grund anvendes FET ofte i indgangstrin i modtagere.



— Dual gate FET  
- - - - Kvadratisk karakteristisk



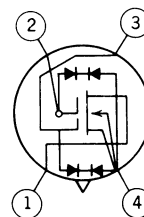
Ideal amplifler



— Bipolar karakteristisk  
- - - - Exponential karakteristisk

### 5.6 Gate beskyttelse

For at beskytte FET'en mod ødelæggelse af "Statiske ladninger" kan der være indbygget zenerdioder i transistoren som vist.



1. Drain
2. Gate 2
3. Gate 1
4. Source, subtrate og hus



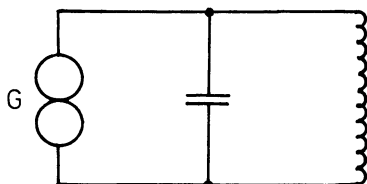


## DISPOSITION

1. Opbygning og anvendelse
2. Resonans
3. Parallelkreds, ideel
4. Parallelkreds med tab
5. Seriekreds
6. Belastning af parallelkreds

### 1. OPBYGNING OG ANVENDELSE

#### 1.1 Parallelkredsen

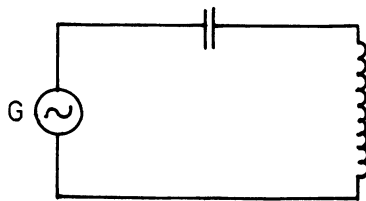


Parallelkredsen, der består af en spole og en kondensator i parallel, anvendes i HF kredsløb som for eksempel indgangs-, oscillator- og MF kredse.

Til afstemningsformål er den udført med en justerbar kapacitet eller selvinduktion.

Parallelkredsen har en meget stor impedans overfor en bestemt frekvens, resonansfrekvensen.

#### 1.2 Seriekredsen



Seriekredsen, som består af en spole og en kondensator i serie, har den egenskab, at den er i stand til at kortslutte en ganske bestemt frekvens, resonansfrekvensen.

Seriekredsen anvendes i HF kredsløb som f.eks. i oscillatorer og filtre.

## 2. RESONANS

### 2.1 Den tabsfri svingningskreds

Dersom man kunne fremstille en tabsfri svingningskreds, ville den kun bestå af en ideel kondensator og en ideel spole, uden nogen form for ohmsk modstand, hvori der kan forbruges effekt.

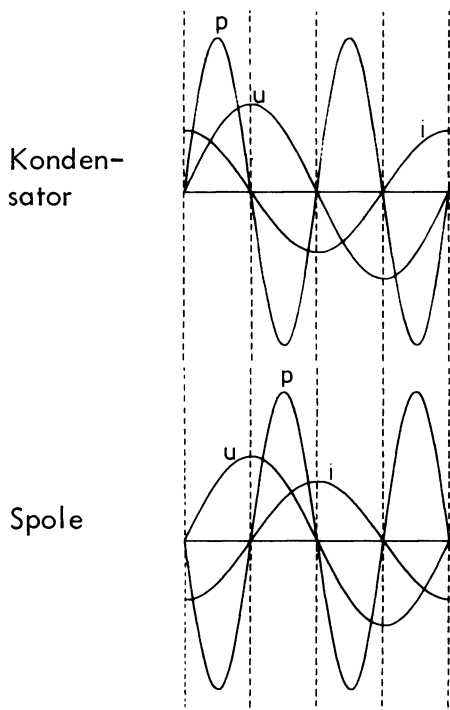
Det må erindres, at ideelle spoler og kondensatorer ikke forbruger effekt.

Hvis man tilfører en tabsfri svingningskreds lidt energi fra en generator, vil denne energi i det uendelige vandre frem og tilbage imellem kondensatoren og spolen. Man kan altså afbryde for generatoren og måle en spænding over svingningskredsen.

Dette kan forklares ved, at den energi, der er tilført kredsen, skiftevis er opladet i kondensatoren og spolen. Da disse ikke forbruger effekt, vil den engang optagne energi svinges frem og tilbage imellem L og C efter et sinusforløb, hvis frekvens er bestemt af spolens selvinduktion og kondensatorens kapacitet.



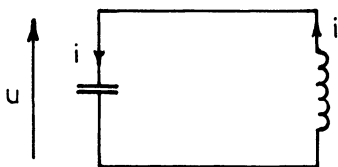
På nedenstående illustration ses kurverne for strøm, spænding og energi i en tabsfri svingningskreds.



$u$  er spændingen over kredsen.

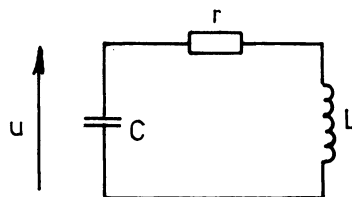
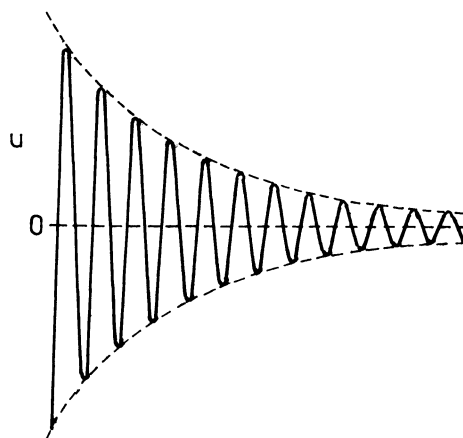
$i$  er strømmen i komponenten.

$p$  er energien, komponenten optager eller afgiver energi.



## 2.2 Dæmpede svingninger

Tilfører man energi til en svingningskreds, der indeholder en ohmsk modstand og derefter afbryder for generatoren, vil svingningen dø ud.

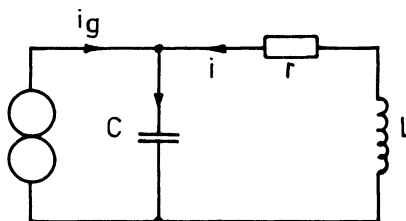


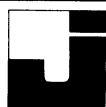
Hver gang energien vandrer fra kondensator til spole eller modsat, vil der afsættes effekt i modstanden.

Den energi, der findes i kredsløbet, bliver altså mindre og mindre.

For at vedligeholde en svingning med konstant amplitude over kredsen skal man fra en generator tilføje lige så meget effekt, som der afsættes i modstanden.

$$P_g = i^2 \cdot r$$





### 3. PARALLELKREDS, IDEEL

#### 3.1 Resonansfrekvens på en tabsfri svingningskreds

Den frekvens, som kredsen svinger på, kaldes resonansfrekvensen  $f_{\text{res}}$  og er den frekvens, hvor spolens og kondensatorens reaktanser er lige store, dvs.:

$$X_L = X_C$$

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

$$\omega = 2\pi f$$

Resonansfrekvensen kan findes ved omskrivning:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

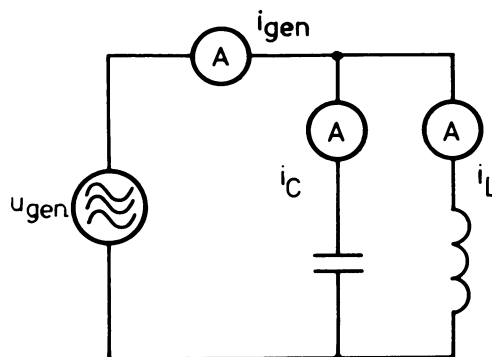
Eksempel:

Hvilken resonansfrekvens har en svingningskreds med en kapacitet på 75 pF og en selvinduktion på 100  $\mu\text{H}$ ?

$$\begin{aligned} f_{\text{res}} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \\ &= \frac{160\text{m}}{\sqrt{100\mu \cdot 75\text{p}}} = \\ &= \frac{160\text{m}}{\sqrt{75 \cdot 10^{-16}}} = \\ &= \frac{160\text{m}}{8,6 \cdot 10^{-8}} = \\ &= \frac{160 \cdot 10^5}{8,6} = \underline{1,8 \text{ MHz.}} \end{aligned}$$

#### 3.2 Faseforhold og impedans

Ved en parallelkreds er  $u_{\text{gen}}$  fælles for kondensatoren og spolen, og der vil flyde en strøm gennem kondensatoren  $i_C$  og en strøm gennem spolen  $i_L$ .



Da  $i_C$  er forskudt  $90^\circ$  foran  $u_{\text{gen}}$ , medens  $i_L$  er forskudt  $90^\circ$  bagefter  $u_{\text{gen}}$ , er de to strømme i modfase.

Den strøm, som generatoren belastes med, bliver derfor:

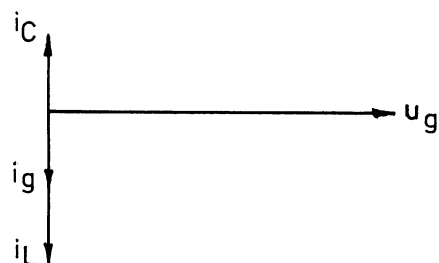
$$i_{\text{gen}} = i_C - i_L \quad \text{eller}$$

$$i_{\text{gen}} = i_L - i_C \quad \text{afhængig af,}$$

hvilken strøm der er størst.

Strømmene og generatorspændingen kan vises med vektorer. Som reference vælges det, der er fælles for komponenterne, i dette tilfælde generatorspændingen.

Ved frekvenser lavere end resonansfrekvensen ser vektordiagrammet således ud:





$i_L$  er større end  $i_C$ , forskellen i mellem de to strømme er lig med generatorstrømmen.

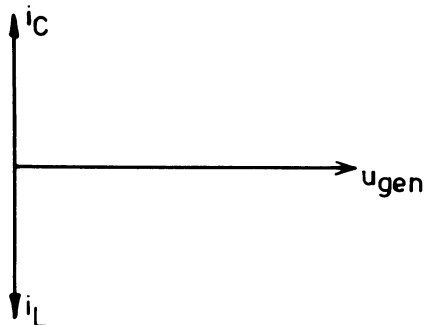
Da generatorstrømmen er  $90^\circ$  bagud for generatorspændingen, optræder parallelkredsen som en induktiv belastning til generatoren. Den samlede impedans kan findes ved

$$Z = \frac{u_g}{i_g} = \frac{u_g}{i_L - i_C}$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{i_L - i_C}{u_g} = \frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}$$

$$Z = \frac{X_L \cdot X_C}{X_C - X_L}$$

Ved resonans, hvor  $X_L = X_C$ , vil strømmen i spole og kondensator være lige store. Da de to strømme er i modfase, vil  $i_{gen}$  være nul, medens der vil gå ret store strømme inde i kredsen.

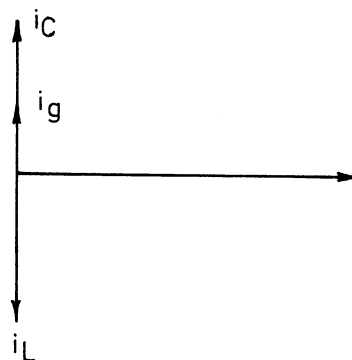


Generatoren vil opfatte kredsen som en uendelig stor modstand, idet:

$$Z_{res} = \frac{u_{gen}}{i_{gen}} = \frac{u_{gen}}{0} = \infty$$

Det gælder dog kun, hvis kredsen er ideel dvs. uden tab. På grund af tab er  $Z_{res}$  ikke uendelig stor, men dog en meget stormodstand, hvis størrelse bl.a. afhænger af tabene i kredsen.

Ved frekvenser, der er højere end resonansfrekvensen, er strømmen i kondensatoren større end strømmen i spolen.



Da generatorstrømmen er i fase med  $i_C$ , optræder parallelkredsen som en kapacitiv belastning til generatoren.

Den samlede impedans kan findes ved

$$Z = \frac{u_g}{i_g} = \frac{u_g}{i_C - i_L}$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{i_C - i_L}{u_g} = \frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}$$

$$Z = \frac{X_L \cdot X_C}{X_L - X_C}$$

### 3.3 Reaktans ved resonans

Ved resonans er  $X_L = X_C$ , størrelsen på disse kan findes ved at indsætte L eller C i formlerne for reaktansen.

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

$$X_L = \omega L = 2 \pi f L$$

da  $X_C$  og  $X_L$  er lige store fås

$$X_C \cdot X_L = \frac{1}{\omega C} \cdot \omega L$$

$$X^2 = \frac{\omega L}{\omega C} = \frac{L}{C}$$

$$X = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Reaktansen i spolen eller kondensatoren kan altså findes som kvadratroden af forholdet mellem L og C.



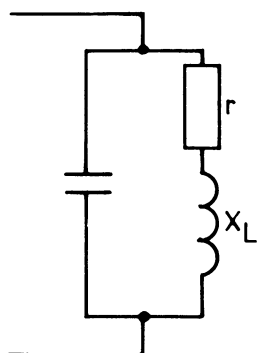


## 4. PARALLELKREDS MED TAB

## 4.1 Kredsgodhed

Ved en almindelig svingningskreds, hvor kondensatorens tab er lille, kan kredsens tab ses som tabet i den benyttede spole.

En spole med tab kan betragtes som en tabsfri spole i serie med en tabsmodstand  $r$ .



Forholdet mellem spolens reaktans  $X_L$  og tabsmodstanden  $r$  kaldes spolens godhed og betegnes ved  $Q$ . Dersom spolens godhed betragtes som kredsens godhed, kan kredsgodheden ved resonans bestemmes efter:

$$Q = \frac{X_L}{r} \text{ eller } \frac{X_C}{r}, \text{ idet}$$

$$X_L = X_C \text{ ved resonans.}$$

$$\text{Da } X_L = X_C = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ fås også:}$$

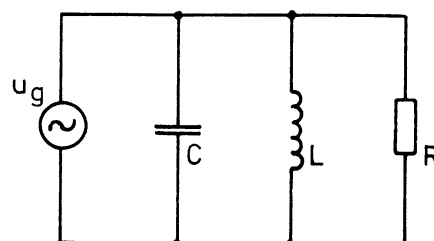
$$Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

4.2 Resonansimpedans,  $Z_{\text{res}}$ 

I en parallelsvingningskreds med tab udgør parallelsvingningskredsen en ohmsk belastning af generatoren ved resonans.

Størrelsen af den ohmske belastning afhænger af kredsgodheden  $Q$  og af serietabsmodstanden  $r$ .

Svingningskredsen optræder som en ideel svingningskreds med en ohmsk parallelmodstand  $R$ .



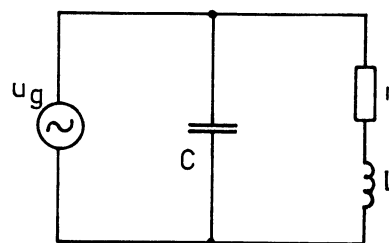
$R$  er lig med resonansimpedansen,  $Z_{\text{res}}$ .

Størrelsen af  $R$  kan findes ved:

Ved resonans afsættes der effekt i modstanden  $R$ .

$$P_R = \frac{u_g^2}{R}$$

Denne effekt er den samme, der afsætter serietabsmodstanden til spolen.



$$P_r = i_r^2 \cdot r$$



Heraf fås:

$$i_r^2 \cdot r = \frac{u_g^2}{R}$$

$i_r$  kan findes til:

$$i_r = \frac{u_g}{\sqrt{r^2 + X_L^2}}$$

Heraf:

$$r \cdot \left( \frac{u_g}{\sqrt{r^2 + X_L^2}} \right)^2 = \frac{u_g^2}{R}$$

$$r \cdot \frac{u_g^2}{r^2 + X_L^2} = \frac{u_g^2}{R}$$

$$\frac{r}{r^2 + X_L^2} = \frac{1}{R}$$

$$R = \frac{r^2 + X_L^2}{r}$$

$$\frac{R}{r} = \frac{r^2 + X_L^2}{r^2}$$

$$\frac{R}{r} = \frac{r^2}{r^2} + \frac{X_L^2}{r^2}$$

da  $Q = \frac{X_L}{r}$  fås

$$\frac{R}{r} = 1 + Q^2$$

$$R = r (1 + Q^2) = Z_{\text{res}}$$

Hvis  $Q$  er større end 10, kan formelen simplificeres til

$$R \sim r \cdot Q^2 = Z_{\text{res}}.$$

Resonansimpedansen kan også findes ved hjælp af  $X_L$  og  $Q$ , idet

$$Z_{\text{res}} = R = r + Q \cdot X_L$$

dersom  $Q > 10$  fås:

$$Z_{\text{res}} = Q \cdot X_L$$

#### 4.3 Resonansfrekvens

Resonansfrekvensen i en parallel-svingningskreds afhænger foruden af  $L$  og  $C$  også af tabsmodstanden i spolen, resonansfrekvensen kan beregnes efter formelen

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{L^2}}$$

eller

$$f_{\text{res}} = \frac{\sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}}}{2\pi \sqrt{LC}}$$

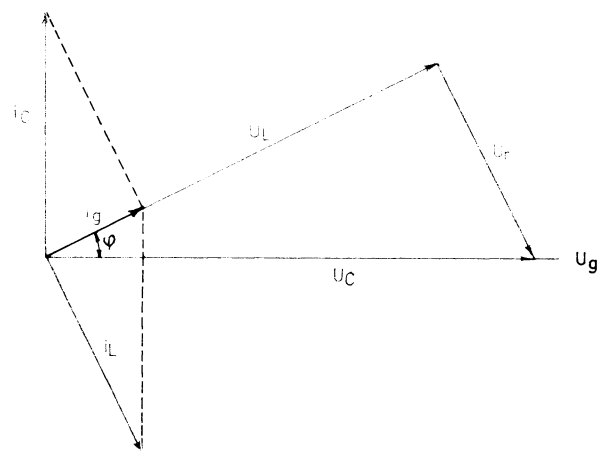
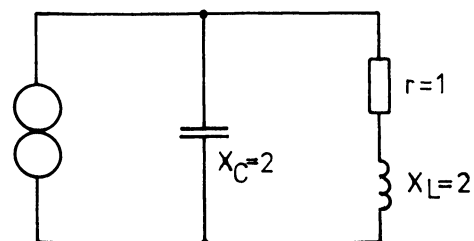
Hvis  $Q$ 'et i kredsen er større end 10, kan formelen for den ideelle kreds anvendes, da fejlen bliver mindre end 1% ved  $Q > 10$ .

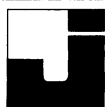
$$f_{\text{res}} \sim \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

#### 4.4 Vektordiagrammet ved $Q < 10$

Ved små værdier for  $Q$  er strømmen i spolen og kondensatoren forskellig ved den frekvens, hvor  $X_L = X_C$ .

I viste eksempel er  $Q = 2$ .





Den vektorielle sum af  $u_L$  og  $u_r$  er lig med  $u_C$ .

$i_L$  er mindre end  $i_C$ , og den vektorielle sum af  $i_L$  og  $i_C$  er lig med  $i_g$ .

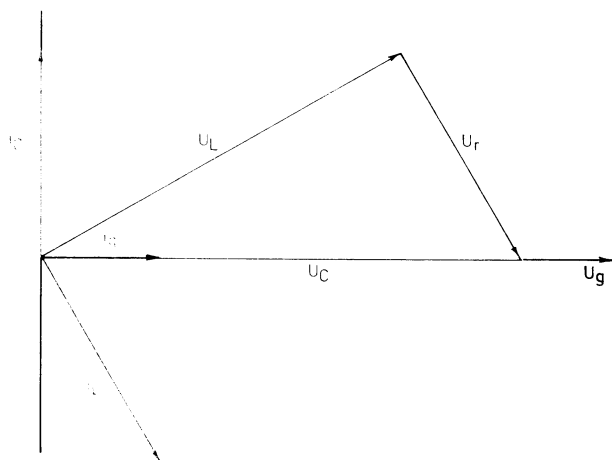
Fasevinklen mellem generatorspænding er  $-26,5^\circ$ . Da strømmen kommer før spændingen, optræder parallelkredsen kapacitivt.

Hvis generatorens frekvens gøres mindre, falder strømmen i  $i_C$ , og strømmen i  $i_L$  stiger.

I det viste eksempel, med et  $Q = 2$ , er generatorfrekvensen formindsket med faktoren

$$\sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}}, \text{ heraf}$$

$$f = \frac{0,866}{2\pi\sqrt{LC}}$$

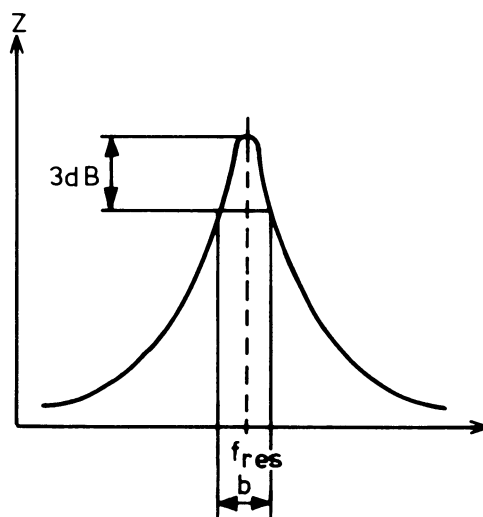


Ved denne frekvens er  $i_g$  i fase med  $u_g$ , parallelkredsen optræder som en ren ohmsk modstand.

#### 4.5 Båndbredde

Parallelkredsens impedans er størst ved resonansfrekvensen. Over eller under resonansfrekvensen vil kreds impedansen falde.

Afstanden mellem de to frekvenser beliggende på hver side af  $f_{res}$ , hvor impedansen er faldet 3 dB i forhold til resonansimpedansen, kaldes kredsens båndbredde  $b$ . Ved disse to frekvenser er der en faseforskydning på  $45^\circ$  mellem strømmen til kredsen og spændingen over kredsen.

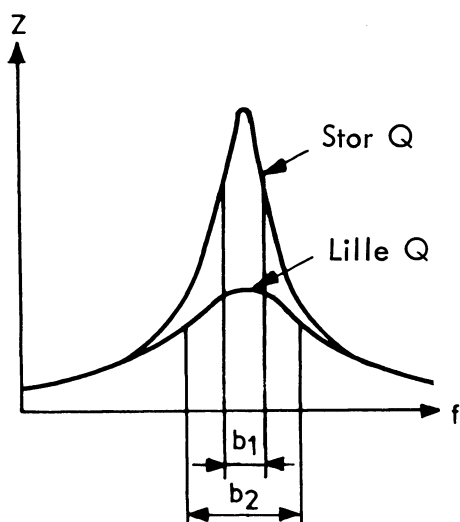




#### 4.6 Båndbreddens afhængighed af kredsgodheden

Ved en parallelkreds med højt  $Q$ , dvs. små tab, er resonanskurven høj og spids. Der skal kun en ganske lille frekvensændring til, før impedansen falder. Kredsen har stor skilleevne eller selektivitet og lille båndbredde  $b_1$ .

Ved en kreds med samme resonansfrekvens, men med lavere  $Q$ , er impedansen mindre end ved kredsen med det høje  $Q$ . Denne kreds med det mindre  $Q$  har større båndbredde  $b_2$  og mindre selektivitet.



En kreds' båndbredde afhænger altså af kredsens  $Q$ . Jo højere  $Q$  des mindre båndbredde.

Båndbredden kan beregnes efter:

$$b = \frac{f_{\text{res}}}{Q}$$

### 5. SERIEKREDS

#### 5.1 Resonansfrekvens

Seriekredsen har resonans ved den frekvens, hvor  $X_L = X_C$ .

Denne frekvens kan findes til

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

#### 5.2 Faseforhold

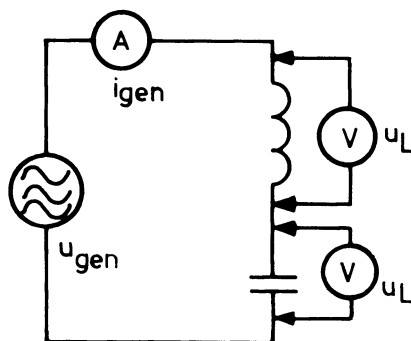
Ved en seriekreds bestående af en spole og en kondensator gennemløbes begge komponenter af strømmen fra generatoren.

Over  $L$  vil der være en spænding:

$$u_L = i_{\text{gen}} \cdot X_L$$

og over  $C$  vil der være en spænding:

$$u_C = i_{\text{gen}} \cdot X_C$$



Da spændingen over spolen er  $90^\circ$  foran strømmen, medens spændingen over kondensatoren er  $90^\circ$  efter strømmen, vil de to spændinger være i modfase. Spændingen over seriekredsen vil nu være:

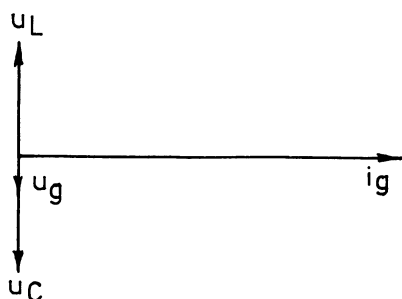
$$u_{\text{gen}} = u_L - u_C \text{ eller}$$

$$u_{\text{gen}} = u_C - u_L$$

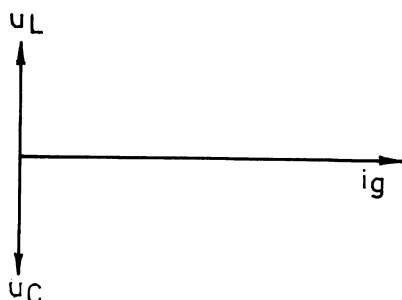
afhængig af, hvilken spænding der er størst.



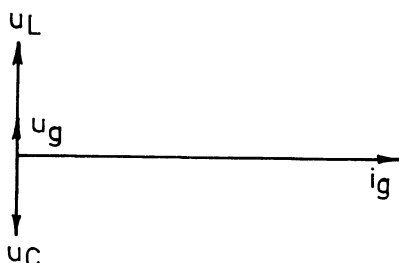
Ved frekvenser mindre end resonansfrekvensen er  $u_C$  størst, og seriekredsen optræder kapacitivt.



Ved frekvensen lig med resonansfrekvensen er  $u_C = u_L$ , og seriekredsen optræder som en kortslutning, da  $u_g = u_C - u_L = 0$ .



Ved frekvenser større end resonansfrekvensen er  $u_L$  størst, og seriekredsen optræder induktivt.



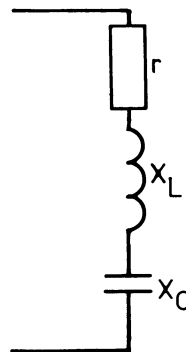
### 5.3 Resonansimpedans

Ved resonans, hvor  $X_L = X_C$ , vil spændingerne over  $L$  og  $C$  være lige store, men i modfase; spændingen over kredsen vil da være  $0\text{ V}$ . Resonansimpedansen eller -modstanden vil da blive:

$$Z_{\text{res}} = \frac{u_{\text{gen}}}{i_{\text{gen}}} = \frac{0}{i_{\text{gen}}} = 0\ \Omega$$

Den ideelle seriekreds optræder altså ved resonans som en kortslutning af generatoren.

Da der altid er tab i kredsen, vil resonansimpedansen ikke blive  $0\ \Omega$  men en værdi, som er lig med serieabsmodstanden  $r$ .



$$\text{Altså: } Z_{\text{res}} = r$$

$$\text{eller: } Z_{\text{res}} = \frac{X_L}{Q} = \frac{X_C}{Q}$$

Ved resonans vil der over henholdsvis spole og kondensator være en spænding, som er  $Q$  gange større end den tilsluttede generatorspænding.

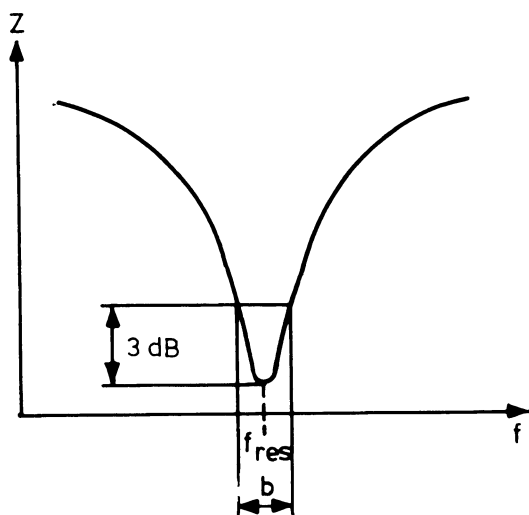


## 5.4 Resonanskurve

Undersøges en seriekreds ved forskellige frekvenser, vil strømmen i kredsen under resonans være bestemt af kondensatorens reaktans, medens den over resonans vil være bestemt af spolens reaktans. Seriekredeens impedans er kapacitiv under resonans, induktiv over resonans og ohmsk på resonansfrekvensen.

## 5.5 Båndbredde

Seriekredeens båndbredde er, som ved parallelkredsen, afstanden mellem de to frekvenser, hvor kreds impedansen er ændret 3 dB i forhold til resonans impedansen.



Båndbredden afhænger også her af kredsens  $Q$  og kan beregnes efter:

$$b = \frac{f_{\text{res}}}{Q}$$

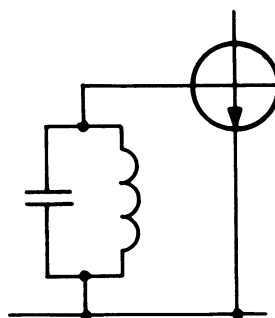
## 6. BELASTNING AF PARALLELKREDS

Når der anbringes en belastning over en parallelkreds, ændres kredsens godhed og dermed selektivitet og båndbredde.

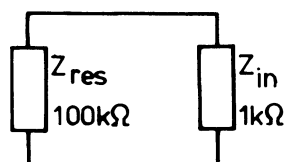
For at få et tilstrækkeligt  $Q$ , når parallelkredsen belastes, kan parallelkredsen opbygges med en lav resonans impedans, eller der kan anvendes impedans transformering.

## 6.1 Resonans impedansens indflydelse

Tilsluttes en parallelkreds til indgangen på en transistor, belaster transistorens indgangs impedans på ca.  $1 \text{ k}\Omega$  kredsen.



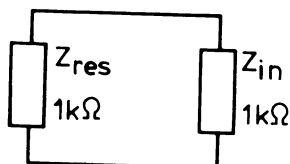
Har den pågældende svingningskreds en resonans impedans på for eksempel  $100 \text{ k}\Omega$ , vil kredsen dæmpes voldsomt,  $Q$ 'et falder, båndbredden stiger, og kredsens resonansegenskaber ødelægges.





Vælges en kreds med en lille resonansimpedans, vil transistorens belastning få mindre indflydelse.

Har den ubelastede kreds for eksempel en resonansimpedans på  $1\text{ k}\Omega$ , vil  $Q$ 'et kun falde til det halve, når kredsen tilkobles transistoren.



Båndbredden stiger til det dobbelte, og resonansimpedansen falder til det halve.

En sådan lavimpedanset kreds kendetegnes ved, at der anvendes en ret lille selvinduktion og en ret stor kapacitet.

Resonansimpedans er lig med:

$$Z_{\text{res}} = Q \cdot X_L$$

$X_L$  er ved resonans:

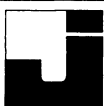
$$X_L = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

En lille spole og en stor kapacitet giver en lav resonansimpedans.

En stor spole og en lille kapacitet giver en høj resonansimpedans.







## DISPOSITION

1. Impedanstransformering med udtag
2. L led
3.  $\pi$  led

### 1. IMPEDANSTRANSFORMERING

#### MED UDTAG

Impedanstransformering kan foretages af to grunde:

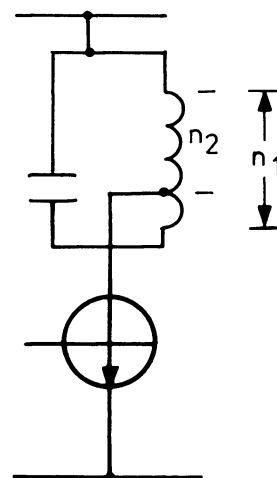
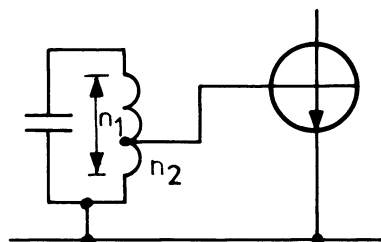
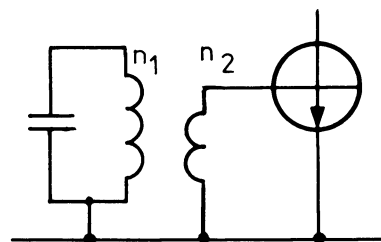
Enten fordi man ønsker, at en lav belastningsmodstand skal transformeres op i størrelse for ikke at belaste en foranliggende svingningskreds.

Eller fordi man ønsker impedans-tilpasning imellem en generatormodstand og en belastningsmodstand for at få overført maksimal effekt til belastningsmodstanden fra generatoren.

#### 1.1 Impedanstransformering med induktivt udtag

For at nedsætte en transistors belastning af en svingningskreds kan der anvendes impedanstransformering ved hjælp af et udtag på spolen eller ved en link.

Herunder er vist eksempler på impedanstransformering ved tilkobling af en parallelkreds til en transistor.





Spændingstransformeringen er lig med forholdet mellem  $n_1$  og  $n_2$

$$n = \frac{n_1}{n_2}$$

Impedanstransformeringen er lig med :

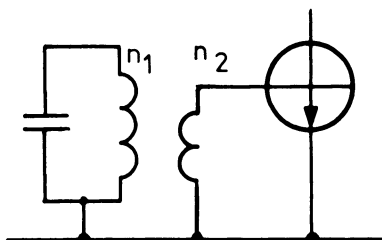
$$\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$$

Belastningsimpedansen bliver

$$Z \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$$

Eksempel :

Transistoren har en indgangsimpedans på  $1 \text{ k}\Omega$ , omsætningsforholdet  $n_1 : n_2 = 10$ .



Transistoren belaster parallelkredsen med:

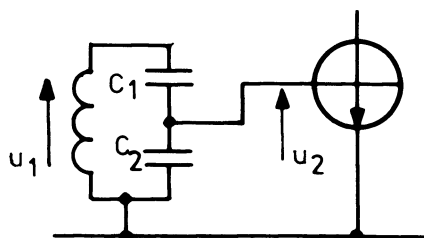
$$Z_{\text{bel}} = Z_{\text{in}} \cdot n^2 =$$

$$1 \text{ k} \cdot 10^2 = 100 \text{ k}\Omega$$

## 1.2 Impedanstransformering med kapacitivt udtag

Da induktive udtag fremstillingsmæssigt er ret dyre, ses ofte i stedet kredse med kapacitivt udtag.

Afstemningskapaciteten deles op i to serieforbundne kondensatorer, hvor udtaget er over den største kapacitet (mindste reaktans).



Spændingsforholdet mellem spændingen over kredsen og spændingen over  $C_2$  er:

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{XC_1 + XC_2}{XC_2} = \frac{C_1 + C_2}{C_2} = n$$

Transistoren belaster parallelkredsen med:

$$Z_{\text{bel}} = n^2 \cdot Z_{\text{in}} = \left[\frac{C_1 + C_2}{C_2}\right]^2 \cdot Z_{\text{in}}$$

Eksempel :

$$C_1 = 250 \text{ pF}$$

$$C_2 = 1.000 \text{ pF}$$

$$Z_{\text{in}} = 820 \Omega$$

Transistoren belaster kredsen med:

$$Z_{\text{bel}} = \left[\frac{250 + 1.000}{250}\right]^2 \cdot 820 \Omega$$

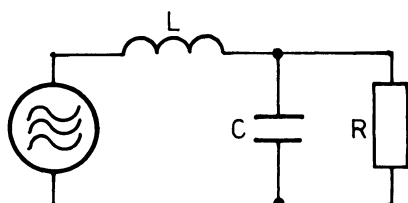
$$Z_{\text{bel}} = 20,5 \text{ k}\Omega$$



## 2. L LED

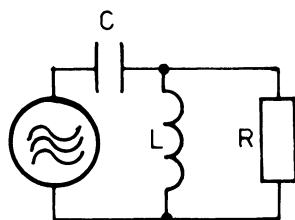
L leddet er opbygget af en spole  $L$ , en kondensator  $C$  og en belastningsmodstand  $R$ .

De tre komponenter kan tilsammen danne et lavpasfilter.



Det er indlysende, at dette filters dæmpning bliver lille ved lave frekvenser, idet spolen får en lav impedans og kondensatoren en høj impedans.

L leddet kan også udføres som et højpasfilter.



Dæmpningen fra dette filter bliver lav ved høje frekvenser, idet kondensatoren får en lav impedans og spolen en høj impedans.

### 2.1 Impedanstillpasning

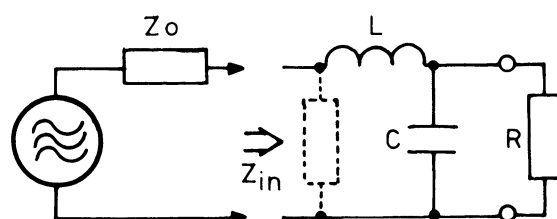
Ved anvendelse af impedanstillpasning mellem en generator og belastningsmodstand afgives den største effekt fra generatoren til belastningen.

Ofte er det nødvendigt at anvende impedanstransformering med spoler og kondensatorer for at opnå impedanstillpasning.

En given belastningsmodstand kan transformeres op eller ned ved hjælp af L led, således at der kan opnås impedanstillpasning til en given generatorimpedans.

### 2.2 Nedtransformering af en stor belastningsmodstand i lavpasled

Hvis generatormodstanden er mindre end belastningsmodstanden, transformeres  $R$  ned ved hjælp af et L lavpasfilter.



Hvis spolens ohmske modstand er så lille, at der kan ses bort fra den, gælder følgende:

Q'et i L kredsen kan findes ved hjælp af spolens serieimpedans  $Z_{in}$  eller ved hjælp af kredsens belastningsmodstand  $R$ .

$Z_{in}$  kan betragtes som en serie-modstand,  $r$ , til transformationsleddet ved resonans.

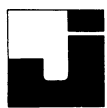
I en seriekreds opnås det største  $Q$ , når spændingen over kondensatoren er af samme størrelse som over spolen.

I det viste led er belastningsmodstanden i parallel med  $X_C$ , spændingen over kondensatoren bliver altså mindre end spændingen over spolen ved frekvensen, der kan beregnes efter.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Ved en lidt lavere frekvens,  $f_2$ , er  $X_C$  vokset og  $X_L$  faldet, således at spændingen over spole og kondensator er ens.

Hvis  $Z_{in}$ ,  $R$  og  $f_2$  er kendte, kan  $L$ ,  $C$  og  $f_1$  findes.



Fra svingningskredsen kendes det, at omregningen imellem en parallelmodstand til kondensatoren og en seriemodstand kan findes ved

$$R = r (Q^2 + 1)$$

$$\frac{R}{r} = Q^2 + 1 = m$$

$m$  er omsætningsforholdet imellem transformationsleddets  $Z_{in}$ ,  $r$ , og belastningsmodstanden  $R$ .

Størrelsen af  $L$  og  $C$  kan findes ved:

$$Q = \sqrt{m - 1}$$

$$\sqrt{m - 1} = \frac{R}{X_C} = R \cdot 2 \pi f_2 C$$

$$C = \frac{\sqrt{m - 1}}{R \cdot 2 \pi f_2}$$

eller

$$C = \frac{Q}{R \cdot \omega}$$

$$\sqrt{m - 1} = \frac{X_L}{r} = \frac{2 \pi f_2 L}{r}$$

$$L = \frac{r \sqrt{m - 1}}{2 \pi f_2}$$

eller

$$L = \frac{r \cdot Q}{\omega}$$

Uden belastning af  $R$  er kredsen i resonans ved

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi \cdot \sqrt{LC}}$$

Belastes kondensatoren af  $R$ , falder resonansfrekvensen til  $f_2$ ,

$$LC = \frac{r \cdot Q}{\omega} \cdot \frac{Q}{R \cdot \omega}$$

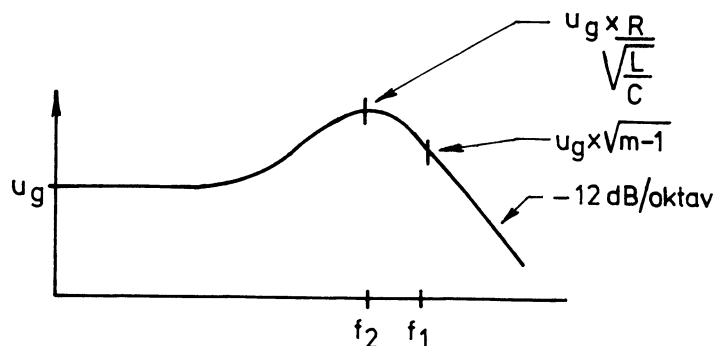
$$LC = \frac{Q^2}{\omega^2} \cdot \frac{r}{R} = \frac{Q^2}{\omega^2} \cdot \frac{1}{Q^2 + 1}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \cdot \frac{Q^2}{Q^2 + 1}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{Q^2}{Q^2 + 1}}$$

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{Q^2}{Q^2 + 1}}$$

Kredsløbet får en frekvenskarakteristik som vist, når en ideel spændingsgenerator tilsluttes indgangen.

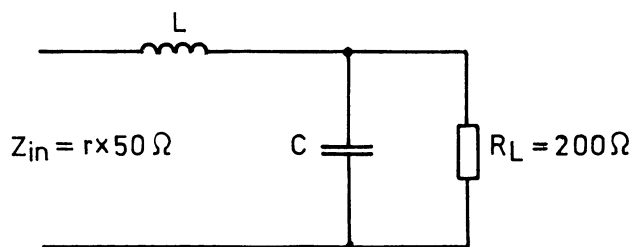


Hvis kredsløbet tilsluttes en generator med en udgangsimpedans, der er lig med transformationsleddets indgangsimpedans, overføres der maksimal effekt, ved  $f_2$ , fra generatoren til  $R_L$ , samtidig dæmpes spændingsopsvinget med resonans af generatorens udgangsimpedans.

Eksempel:

Der ønskes impedanstilpasning mellem en generatormodstand på  $50 \Omega$  og en belastningsmodstand på  $200 \Omega$ . Generatorfrekvensen er  $100 \text{ kHz}$ .

Find  $L$  og  $C$ .



$$m = \frac{R_L}{r} = \frac{200}{50} = 4$$

$$C = \frac{\sqrt{4 - 1}}{2 \pi \cdot 100 \text{ k} \cdot 200} = 13,7 \text{ nF}$$

$$L = \frac{\sqrt{4 - 1}}{2 \pi \cdot 100 \text{ k}} = 137,8 \mu\text{H}$$



Kontrol

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{13,7 \text{ n} \cdot 137,8 \mu}}$$

$$f_1 = 115,8 \text{ kHz}$$

$$Q = \sqrt{m-1} = \sqrt{3} = 1,73$$

$$f_2 = 115,8 \cdot \sqrt{\frac{(\sqrt{3})^2}{(\sqrt{3})^2 + 1}}$$

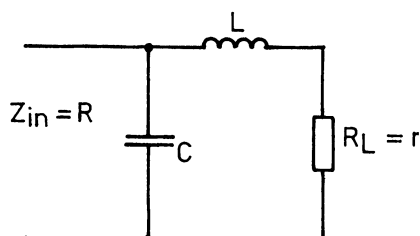
$$f_2 = 115,8 \sqrt{\frac{3}{4}}$$

$$f_2 = 115,8 \sqrt{0,86}$$

$$f_2 \approx 100 \text{ kHz}$$

### 2.3 Optransformering af en lav belastningsmodstand i lavpasled

Hvis belastningsmodstanden er mindre end generatormodstanden, kan belastningsmodstanden optransformeres med et L lavpasfilter.



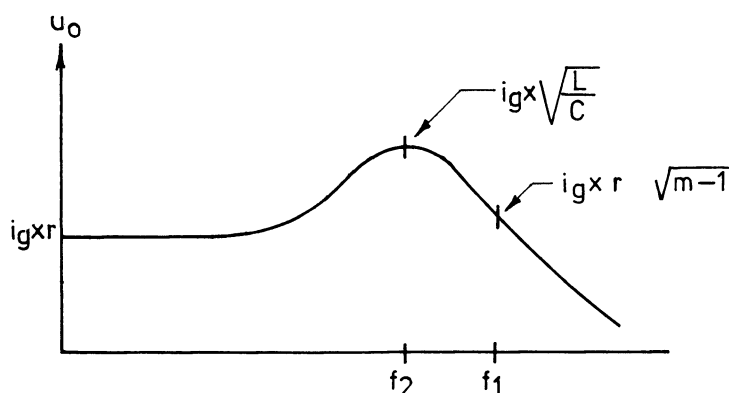
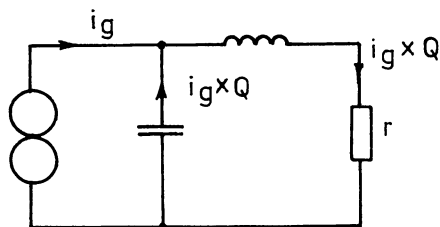
Når generatormodstanden og belastningsmodstanden er kendt, kan L og C findes ved

$$\frac{Z_{in}}{R_L} = \frac{R}{r} = Q^2 + 1 = m$$

$$C = \frac{\sqrt{m-1}}{R \cdot 2\pi f_2}$$

$$L = \frac{r \sqrt{m-1}}{2\pi f_2}$$

Hvis leddet tilsluttes en ideel strømgenerator, bliver frekvenskarakteristikken som vist.

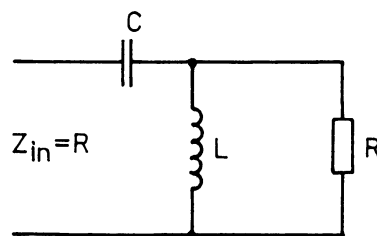


$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{Q^2}{1+Q^2}}$$

### 2.4 Nedtransformering af en stor belastningsmodstand i højpasled

I dette transformationsled udtages spændingen over spolen.



Hvis LC leddet ikke belastes af R, har det resonansfrekvens ved:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$



Når spolen belastes af en parallelmodstand  $R$ , ændres resonansfrekvensen til en højere frekvens,  $f_2$ .

Det afhænger af omsætningsforholdet mellem  $R$  og  $Z_{in}$ , hvor meget resonansfrekvensen flytter sig.

$Q$ 'et ved denne frekvens afhænger af omsætningsforholdet.

Det største  $Q$  i en seriekreds fås, når spændingen over kondensatoren er lig med spændingen over spolen.

Ved  $f_2$  er  $X_C$  mindre end ved  $f_1$ , og  $X_L$  er større end ved  $f_1$ .

$f_2$  er den frekvens, hvor  $X_C$  er lig med parallelimpedansen af  $X_L$  og  $R$ .

Ved denne frekvens er  $X_L$   $Q$  gange mindre end  $R$ , og  $X_C$  er  $Q$  gange større end  $r$ .

$f_2$  kan findes ved:

$$R = r (Q^2 + 1)$$

$$\frac{R}{r} = Q^2 + 1 = m$$

$$Q = \sqrt{m - 1}$$

$$\frac{R}{X_L} = \sqrt{m - 1} = \frac{R}{2 \pi f_2 L}$$

$$L = \frac{R}{2 \pi f_2 \cdot \sqrt{m - 1}}$$

$$L = \frac{R}{\omega \cdot Q}$$

$$\frac{X_C}{r} = \sqrt{m - 1} = \frac{1}{2 \pi f_2 C r}$$

$$C = \frac{1}{2 \pi f_2 r \sqrt{m - 1}}$$

$$C = \frac{1}{\omega \cdot Q \cdot r}$$

$$LC = \frac{R}{\omega \cdot Q} \cdot \frac{1}{\omega \cdot Q \cdot r}$$

$$LC = \frac{R}{r} \cdot \frac{1}{\omega^2 Q^2}$$

$$LC = \frac{Q^2 + 1}{Q^2 \cdot \omega^2}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \cdot \frac{Q^2 + 1}{Q^2}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{Q^2 + 1}{Q^2}}$$

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{Q^2 + 1}{Q^2}}$$

da,

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

fås

$$f_2 = f_1 \sqrt{\frac{Q^2 + 1}{Q^2}}$$

Eksempel:

Der ønskes et højpastransformationsled, der skal impedanstilpasse en belastningsmodstand på  $200 \Omega$  til en generatorimpedans på  $50 \Omega$ . Generatorfrekvensen er  $100 \text{ kHz}$ .

Find  $L$  og  $C$ .

$$\frac{R}{r} = \frac{200}{50} = 4 = m$$

$$Q^2 + 1 = m$$

$$Q^2 = \sqrt{m - 1} = \sqrt{3}$$

$$L = \frac{R}{2 \pi f \cdot \sqrt{m - 1}} = \frac{200}{6,28 \cdot 100 \text{ k} \cdot \sqrt{3}}$$

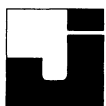
$$L = 183 \mu\text{H}$$

$$L = 183 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{2 \pi f r \sqrt{m - 1}} =$$

$$\frac{1}{6,28 \cdot 100 \text{ k} \cdot 50 \cdot \sqrt{3}}$$

$$C = 18,37 \text{ nF}$$



Kontrol

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} =$$

$$\frac{1}{6,28 \sqrt{183 \mu \cdot 18,37 \text{ n}}}$$

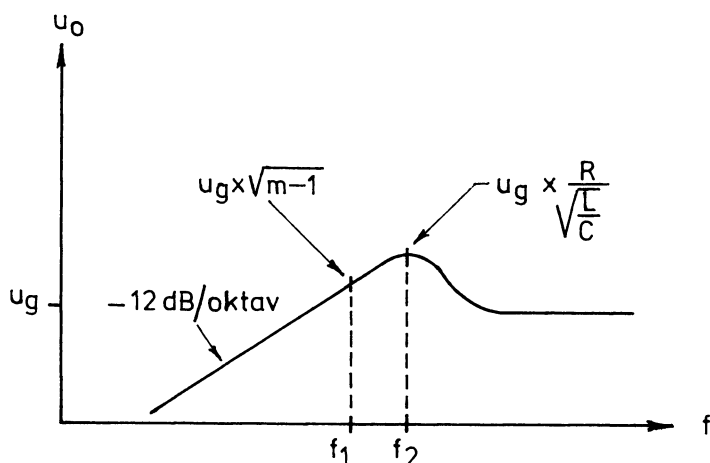
$$f_1 \approx 86,8 \text{ kHz}$$

$$f_2 = f_1 \sqrt{\frac{Q^2 + 1}{Q^2}}$$

$$f_2 = 86,8 \cdot \sqrt{\frac{4}{3}}$$

$$f_2 \approx 100 \text{ kHz}$$

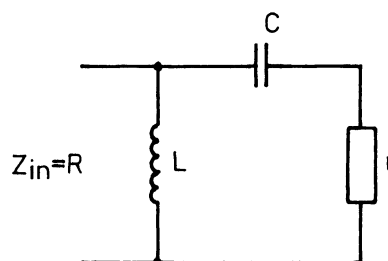
Hvis transformationsleddet tilsluttes en ideel generator, bliver frekvenskarakteristikken som vist.



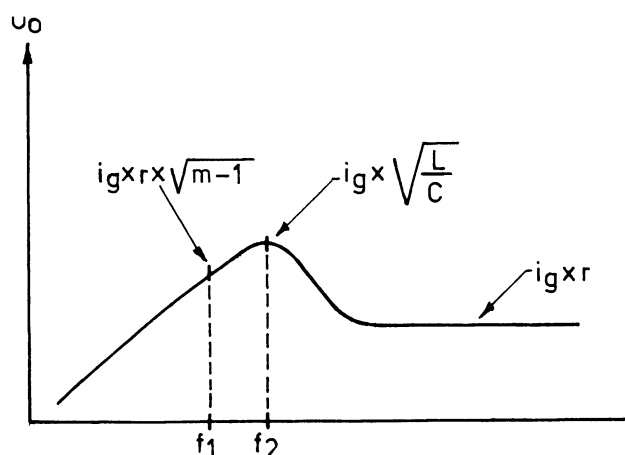
Når transformationsleddet tilsluttes en generator med en udgangs-impedans, der er lig transformationsleddets indgangsimpedans, dæmpes spændingssvinget ved  $f_2$  af generatormodstanden, samtidig overføres der maksimal effekt fra generator til belastningsmodstand ved frekvensen  $f_2$ .

## 2.5 Optransformering af en lille belastningsmodstand i højpasled

I dette transformationsled er belastningsmodstanden anbragt som seriemodstand til kondensatoren.



Leddets har en frekvenskarakteristik som vist, når det tilsluttes en ideel strømgenerator.



Hvis  $r$ ,  $R$ ,  $L$  og  $C$  er kendt, kan frekvenserne  $f_1$  og  $f_2$  beregnes.

$f_1$  kan findes ved:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$f_2$  kan findes ved:

$$f_2 = f_1 \sqrt{\frac{Q^2 + 1}{Q^2}}$$

hvor

$$Q = \sqrt{m - 1} \text{ og}$$

$$m = \frac{R}{r}$$



Hvis  $r$ ,  $R$  og  $f_2$  er kendt, kan  $f_1$ ,  $L$  og  $C$  findes.

$L$  kan findes ved:

$$L = \frac{R}{2\pi f_2 \sqrt{m-1}}$$

$C$  kan findes ved:

$$C = \frac{1}{2\pi f_2 \sqrt{m-1}}$$

hvor

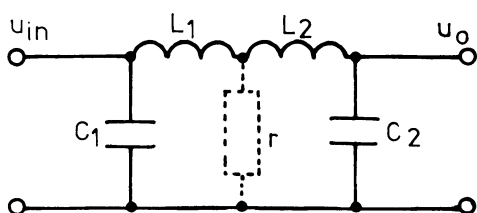
$$m = \frac{R}{r}$$

$f_1$  kan findes ved:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

### 3. $\pi$ FILTER

To  $L$  led kan sammensættes til et  $\pi$  led som vist.



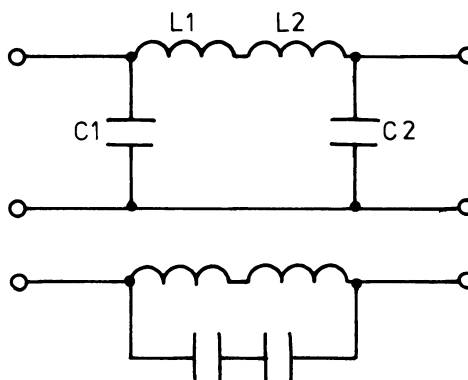
$L$  leddet bestående af  $L_1$  og  $C_1$  transformerer generatormodstanden ned til en mindre modstand  $r$ , som igen transformeres op af  $L$  leddet  $L_2$  og  $C_2$ .

Hvis  $\pi$  leddet er symmetrisk opbygget, dvs.  $C_1 = C_2$  og  $L_1 = L_2$  er leddets ind- og udgangsimpedans lige store.

Med forskellige værdier af  $C_1$  og  $C_2$  kan  $\pi$  leddet anvendes til impedanstransformation.

### 3.1 Resonansfrekvens

Da alle komponenter i  $\pi$  leddet gennemløbes af den samme cirkulerende strøm ved resonans, kan leddet omtegnes til en parallelkreds.



Resonansfrekvensen bliver:

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

hvor  $L = L_1 + L_2$

$$\text{og } C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Eksempel:

$$L_1 = L_2 = 1 \text{ mH}$$

$$C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$$

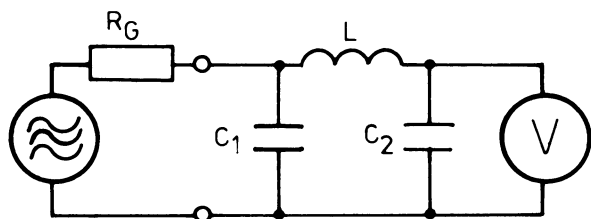
$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{2 \text{ m} \cdot 0,5 \text{ n}}} =$$

$$159 \text{ kHz}$$



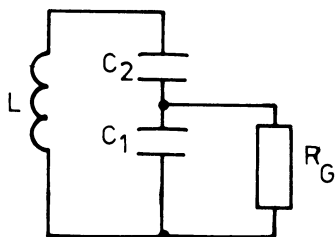
3.2 Belastede  $\pi$  led

Tilsluttes en generator til viste  $\pi$  led, vil der ske et spændingsopsving omkring resonansfrekvensen, hvis  $Q$ 'et er større end 1.



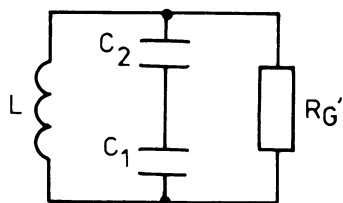
$Q$ 'et i kredsen bestemmes af  $R_G$  og forholdet mellem  $C_1$  og  $C_2$ .

Kredsløbet kan omtegnes til en parallelkreds, hvor generatoren belaster  $C_1$ . Den impedans, hele kredsløbet belastes af, bestemmes af forholdet mellem  $C_1$  og  $C_2$ .

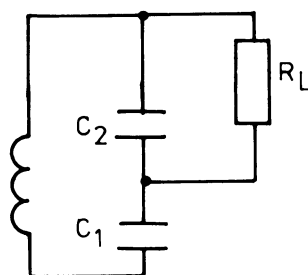
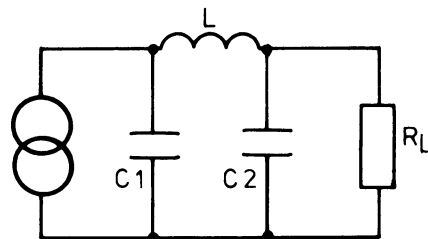


Belastningsmodstanden bliver

$$R_G' = \left( \frac{C_1 + C_2}{C_2} \right)^2 \cdot R_G$$

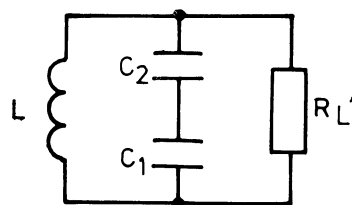


Hvis generatoren har en  $R_G = \infty \Omega$ , og  $\pi$  leddet belastes af en modstand  $R_L$ , belastes hele leddet af den transformerede  $R_L$ .



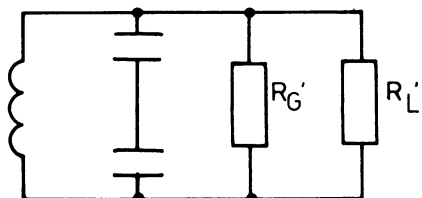
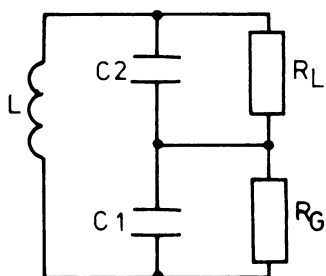
$R_L$  transformeres til belastningsmodstanden  $R_L'$ .

$$R_L' = \left( \frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2 \cdot R_L$$





Belastes  $\pi$  leddet af både en generator og en belastningsmodstand  $R_L$ , findes den samlede belastning af  $\pi$  leddet ved at transformere generatormodstanden og belastning  $R_L$  til parallelmodstande til kredsen.



Q'et i  $\pi$  leddet findes som:

$$Q = \frac{R}{X_L}$$

hvor  $R$  er parallelforbindelsen mellem de to transformerede modstande,  $R_L' // R_G'$ .

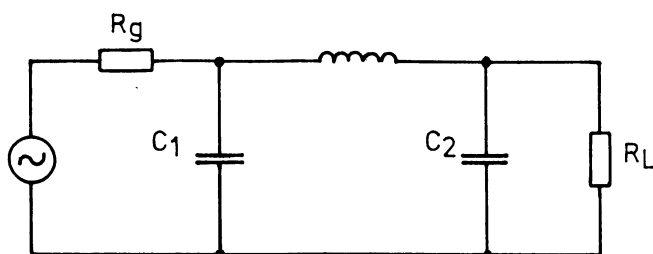
Hvis  $Q$  er større end 1, vil der ved resonans ske et spændingsop-sving over svingningskredsen.

Spændingsopsvinget på udgangen bestemmes af forholdet mellem den belastede indgangs- og udgangs-impedans.

### 3.3 Impedanstilpasning

Hvis der ønskes overført maksimal effekt fra en generator til en belastningsmodstand, kan et  $\pi$  led anvendes til impedanstransformering.

Impedanstransformeringen afhænger af  $C_1$  og  $C_2$ .



Hvis der ønskes samme ind- og udgangs impedans i leddet skal  $C_1$  være lig med  $C_2$ .

Impedanstransformeringen er:

$$\frac{R_L}{R_G} = \left( \frac{C_1}{C_2} \right)^2 = m$$

$$R_L = R_G \left( \frac{C_1}{C_2} \right)^2$$



## DISPOSITION

1. Båndfilter
2. Gensidig induktion
3. Koblingsgrad
4. Koblingsformer

### 1. BÅNDFILTER

Ønsker man med en forstærker at overføre eller forstærke et frekvensbånd, fremfor kun en frekvens, anvendes mere komplicerede filtre end en resonanskreds.

Disse filtre er opbygget af flere afstemte kredse, der hver for sig er afstemt til samme frekvens og koblet sammen induktivt eller kapacitivt.

De forskellige koblingsmåder karakteriseres ved koblingsimpedansens art, induktiv eller kapacitiv, og man skelner mellem indirekte kobling, hvor de to kredse er helt isolerede fra hinanden og direkte kobling, hvor der findes en elektrisk ledende forbindelse mellem kredsene.

Disse koblede kredse udgør et båndfilter.

### 2. GENSIDIG INDUKTION

#### 2.1 Induktionskoefficient

Hvis et omkring en leder varierende magnetfelt kommer af en strøm i en anden nærliggende leder, siger man, at de to ledere har en gensidig induktion. Denne størrelse måles ligesom selvinduktion i Henry og betegnes med bogstavet  $M$ , idet man sætter

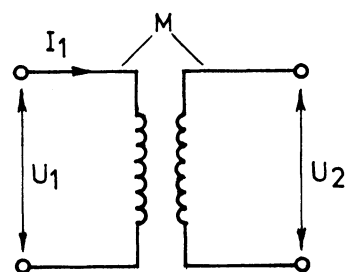
$$\Delta U_1 = M \cdot \frac{\Delta I_2}{\Delta t}$$

hvor  $\Delta U_1$  er den inducerede spænding i den første leder, fremkaldt af strømmen  $\Delta I_2$  i den anden leder i løbet af tiden  $\Delta t$ .

Den gensidige induktionskoefficient mellem to spoler er altså 1 Henry, når en strømvariation på 1 A i løbet af 1 sekund i den ene spole frembringer en induceret spænding på 1 V i den anden spole.

En vekselstrøm på  $I_1$  ampere, der sendes gennem den ene spole, vil fremkalde en induceret spænding  $U_2$  i den anden spole bestemt af:

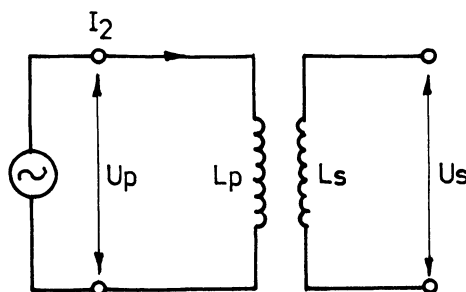
$$U_2 = \omega M \cdot I_1$$



Spændingen  $U_2$  vil være  $90^\circ$  faseforskydet bagefter strømmen  $I_1$ .

To spoler med gensidig induktion siges at være induktivt sammenkoblede, idet betingelsen for en gensidig induktion er, at magnetiske kraftlinier frembragt af en strøm i den ene spole kan trænge igennem den anden spole. Størrelsen af  $M$  bestemmes af spolerne dimensioner og vindingstal samt afstand og orientering.

Spolens koblingsgrad kan findes ved:





Ved brug af ohms lov fås:

$$U_p = I_p \cdot Z_{Lp} = I_p \cdot \omega L_p$$

$$U_s = I_p \cdot \omega M \rightarrow I_p = \frac{U_s}{\omega M}$$

Heraf fås

$$U_p = \omega L_p \cdot \frac{U_s}{\omega M}$$

$$U_p = L_p \cdot \frac{U_s}{M} \text{ heraf}$$

$$M = L_p \cdot \frac{U_s}{U_p}$$

For en ideel transformator gælder tillige udtrykket

$$\frac{U_p}{U_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}$$

$$M = L_p \cdot \frac{U_s}{U_p} = L_p \cdot \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} =$$

$$\sqrt{\frac{L_p^2 \cdot L_s}{L_p}}$$

$$M = \sqrt{L_p \cdot L_s}$$

Man betegner forholdet mellem "den virkelige gensidige induktion" og "den teoretiske maksimale" for spolernes koblingsgrad  $k$ , der kan antage værdier mellem 0 og 1.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p \cdot L_s}}$$

### 3. KOBLINGSGRAD

Når to vekselstrømskredse indeholder en fælles impedans  $Z_k$ , vil en elektromotorisk kraft i den ene kreds, primærkredsen, fremkalde en strøm både i denne kreds og i den anden kreds, sekundærkredsen, hvorfor man siger, at de to kredse er koblede.

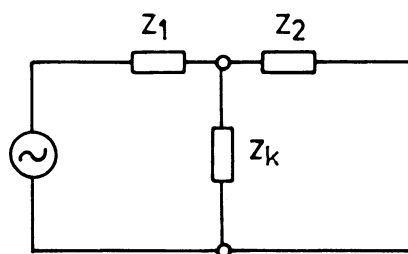
Den fælles impedans  $Z_k$ , der betegnes koblingsimpedansen, kan være en ohmsk modstand eller en reaktans.

Husk, at koblingsgraden kan udtrykkes med

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

I det almindelige tilfælde af koblede kredse defineres koblingsgraden ved udtrykket

$$k = \frac{Z_k}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}$$

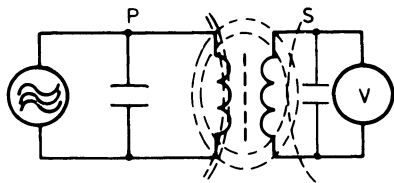


#### 3.1 Kritisk kobling

Ved afstemte kredse bliver den største spænding overført, når koblingsgraden  $k$  er lig 1 : Q, hvor de afstemte kredse har samme Q.



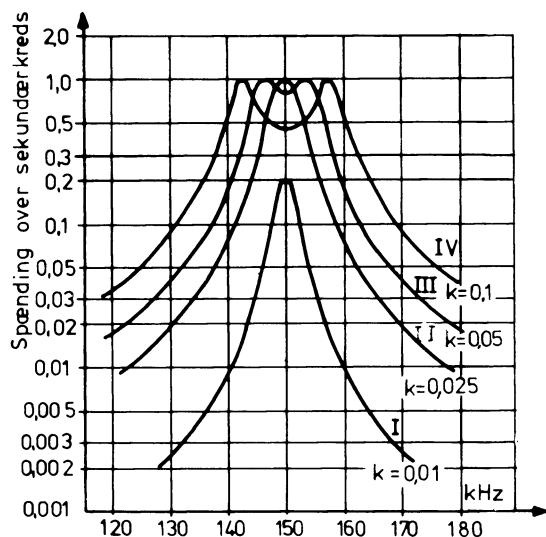
I det viste båndfilter er begge kredse afstemt til 150 kHz, og begge har et  $Q$  på 40.



Afstanden mellem primær og sekundær er netop således, at en  $Q$ 'ne-del af primærspændingen overføres til sekundæren, hvor den overførte spænding får et op-sving på  $Q$  gange.

I det viste tilfælde med  $Q = 40$ , bliver koblingsgraden  $k = 0,025$ .

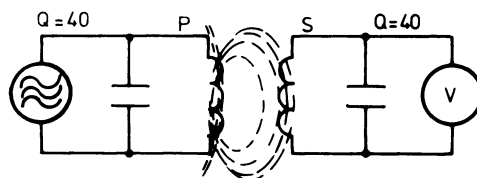
Overføringskurven ses på nedenstående illustration som kurve II.



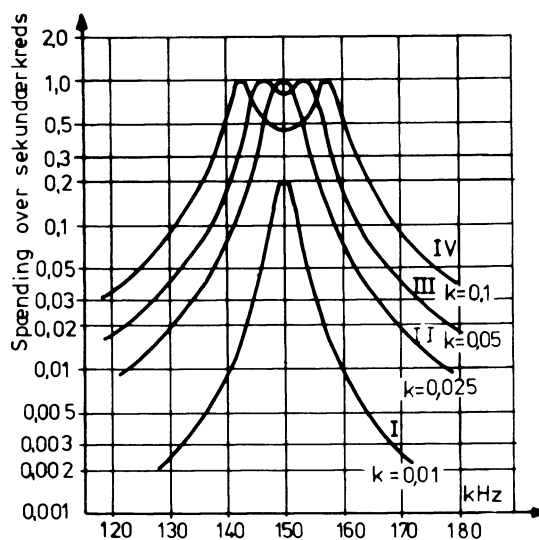
Ved kritisk kobling er flankestejlheden og dermed båndfilterets selektivitet større end for hver enkelt svingningskreds, samtidig er båndbredden også større end for den enkelte kreds.

### 3.2 Løs kobling

Fjernes primær og sekundær fra hinanden således, at mindre end en  $Q$ 'ne-del af primærspændingen overføres, har båndfilteret en løs kobling.



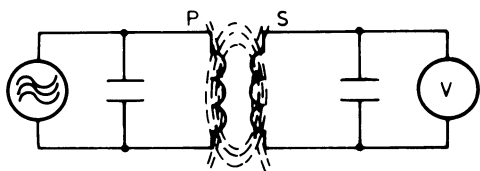
Sammenlignes overføringskurverne for kritisk kobling ( $k = 0,025$ , kurve II) og løs kobling ( $k = 0,01$  kurve I) ses det, at spændingen over sekundærkredsen er mindre end ved kritisk kobling, samt at båndbredden er mindre end ved kritisk kobling.



Sammenlignes båndfilteret med løs kobling med hver enkelt kreds, har båndfilteret større selektivitet og båndbredde end hver enkel kreds for sig.

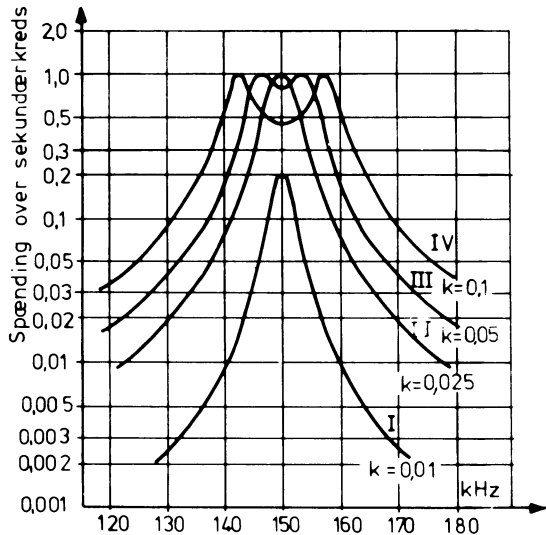
3.3 Fast kobling

Kobles primær og sekundær tætte sammen end ved kritisk kobling, fås en fast eller overkritisk kobling.



Ved fast kobling vil overføringskurven få sadelfaçon, dvs. et dyk på resonansfrekvensen på grund af belastning indbyrdes mellem de to kredse.

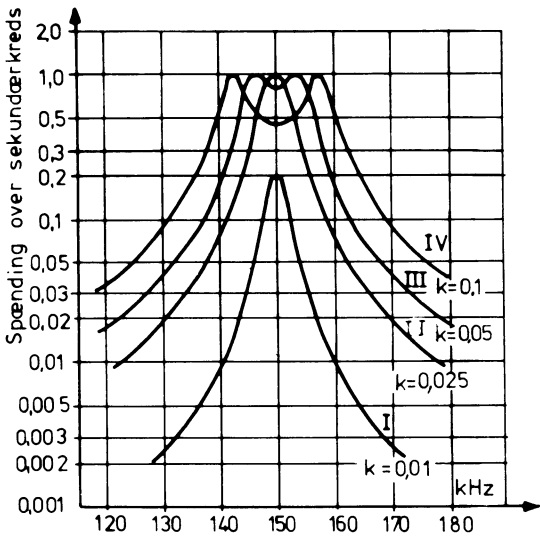
På illustrationen ses, at spændingen ved resonansfrekvensen er faldet til 0,8 på kurven  $k = 0,05$  (III). Den fulde sekundær spænding forekommer nu på de to frekvenser 147 kHz og 153 kHz.



Af kurve III ses, at båndbredden på den overkritiske kobling er blevet væsentlig forøget i forhold til den kritiske kobling, og at selektiviteten er bevaret i forhold til den kritiske kobling.

Kurve IV viser en kobling med  $k = 0,1$  dvs. fire kritisk kobling. På denne kobling er sadelformen endnu mere udtalt.

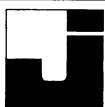
Normalt bruges en koblingsgrad mellem den kritiske og den dobbelte af kritisk, dvs. mellem kurve II og III.



Overføringskurven, der ligger mellem kurve II og III, vil have flad top eller kun dykke ca. 1 dB ved resonansfrekvensen.

Flankestejlhed og båndbredde bliver stor.

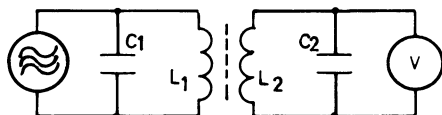
På grund af den store flankestejlhed, der opnås ved koblede kredse, anføres filterets båndbredde som afstanden mellem de to frekvenser, hvor spændingen er faldet til det halve (-6 dB) af den maksimale spænding over sekundærkredsen. For at undgå misforståelser betegnes denne 6 dB-båndbredde som  $b_6$ .



#### 4. KOBLINGSFORMER

##### 4.1 Indirekte induktiv kobling

Indirekte induktiv kobling kan udføres ved kobling med gensidig induktion mellem en primærkreds og en sekundærkreds.



Signal kobles via  $M$ , gensidig induktion

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}$$

hvor  $k$  = koblingsgrad

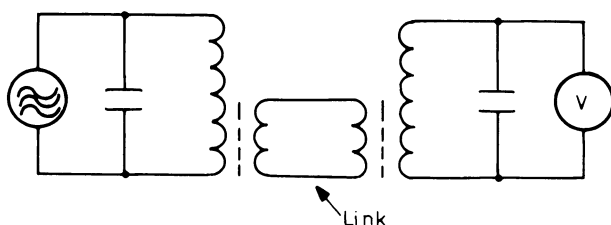
$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

dersom  $Q_1 = Q_2$  haves ved kritisk kobling

$$k = \frac{1}{Q_1}$$

Kritisk kobling svarer til impedans-tilpasning.

Koblingen kan også udføres ved hjælp af en linkkobling.

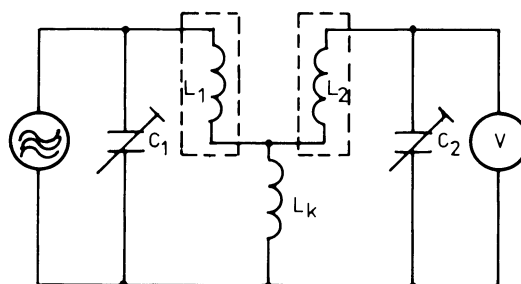


Koblingen med link er lavimpedanset kobling, hvor spredningskapaciteter ingen indflydelse får, hvis der skal kobles mellem en primær- og en sekundærkreds, der mekanisk er placeret forskellige steder.

Koblingsgraden ved indirekte induktiv kobling ændres ved mekanisk at flytte primær- og sekundærkredse i forhold til hinanden.

##### 4.2 Direkte induktiv kobling

Direkte induktiv kobling kan udføres ved kobling over fælles selvinduktion  $L_k$ .



De to spoler  $L_1$  og  $L_2$  er begge afskærmet og har derfor ingen gensidig induktion til hinanden eller til  $L_k$ .

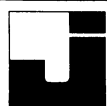
Koblingen mellem kredsene sker ved spændingsfaldet over  $L_k$ , idet strømmen i primærspolen  $L_1$  gennemløber  $L_k$  og derved skaber et spændingsfald over  $L_k$ .

Spændingen over  $L_k$  får et op-sving ved hjælp af  $Q$ 'et i sekundærkredsen, således at spændingen over sekundæren er ca.  $Q$  gange større end spændingen over  $L_k$ .

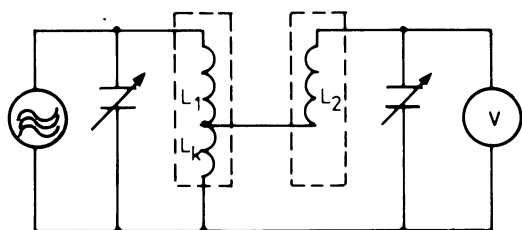
Gøres  $L_k$  større, stiger koblingsgraden.

$$k = \frac{L_k}{\sqrt{(L_1 + L_k)(L_2 + L_k)}}$$

dersom  $L_1 = L_2 = L_k$  haves  $k = 0,5$ .



Direkte induktiv kobling kan også ske ved fælles selvinduktion og gensidig induktion.



Denne kobling er lavimpedanset og kan anvendes, hvor sekundærkreds og primærkreds er placeret forskellige steder.

Koblingen sker dels ved den gensidige induktion mellem  $L_1$  og  $L_k$ , samt ved koblingen over  $L_k$ , der er fælles selvinduktion.

Koblingsgraden kan ændres ved at ændre  $L_k$ 's placering i forhold til  $L_1$  eller ved at ændre  $L_k$ 's størrelse.

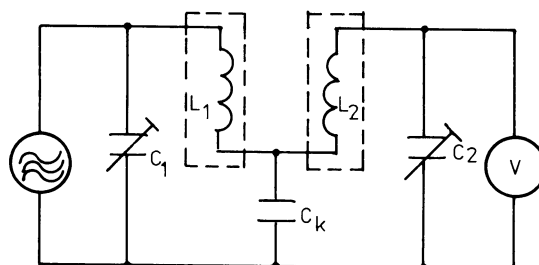
$$k = \frac{M + L_k}{\sqrt{L_1 (L_k + L_2)}}$$

Ved direkte induktiv kobling indgår  $L_k$  som frekvensbestemmende led sammen med  $L_1$  og  $L_2$  i henholdsvis primær- og sekundærkreds.

Induktansen af  $L_k$  er meget mindre end induktansen af  $L_1$  og  $L_2$ .

#### 4.3 Direkte kapacitiv kobling

Ved direkte kapacitiv kobling er koblingskondensatoren  $C_k$  fælles for de to kredse.



Koblingen sker ved spændingsfaldet over  $C_k$ , der indgår i primærkredsen.

Da  $C_k$  også indgår i sekundærkredsen, vil spændingen over hele kredsen være ca.  $Q$  gange større end spændingen over  $C_k$ .

Koblingsgraden kan forøges ved at gøre  $C_k$  mindre (større koblingsimpedans).

$$k = \frac{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}{\sqrt{(C_1 + C_k) (C_2 + C_k)}}$$

Hvis primær- og sekundærkreds forstemmes til en højere frekvens, falder koblingsgraden.

$C_k$  er meget større end  $C_1$  og  $C_2$  og indgår sammen med disse som frekvensbestemmende led i henholdsvis primær- og sekundærkreds.

Denne koblingsform kaldes:

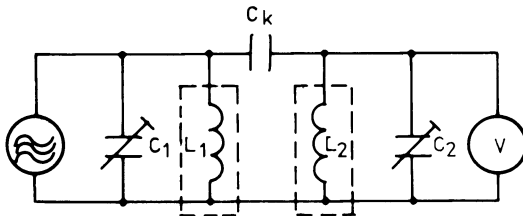
"Kapacitiv bundkobling".





#### 4.4 Indirekte kapacitiv kobling

Ved indirekte kapacitiv kobling er kredsenes ene side forbundet med koblingskondensatoren  $C_k$ , medens den anden side har fælles stelforbindelse.



Koblingen mellem kredsene sker via koblingskondensatoren  $C_k$ , der er lille i forhold til  $C_1$  og  $C_2$ .

Koblingsgraden kan forøges ved at gøre  $C_k$  større, dvs. mindre koblingsimpedans.

$$k = \frac{C_k}{\sqrt{(C_1 + C_k)(C_2 + C_k)}}$$

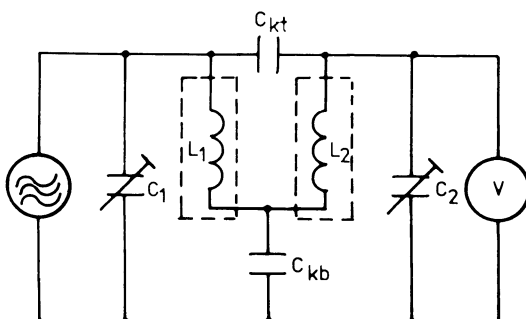
Hvis primær- og sekundærkredsene forstemmes til en højere frekvens, stiger koblingsgraden.

Denne koblingsform kaldes:

"Kapacitiv topkobling".

#### 4.5 Blandet kapacitiv kobling

Den blandede kapacitive kobling er en kombination af direkte kapacitiv kobling og indirekte kapacitiv kobling.



Koblingen sker over såvel top- som bundkapacitet.

Forstemmes primær- og sekundærkredsene, ændres koblingsgraden ikke, idet  $C_{kt}$  overfører mere og  $C_{kb}$  mindre ved stigende frekvens.

Forstemmes kredsene til en mindre frekvens, overfører  $C_{kt}$  mindre og  $C_{kb}$  mere.





## DISPOSITION

1. Keramiske filtre
2. Koblingsmåder

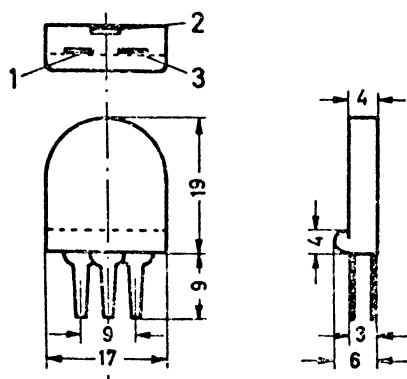
### 1. KERAMISKE FILTRE

#### 1.1 Generelt

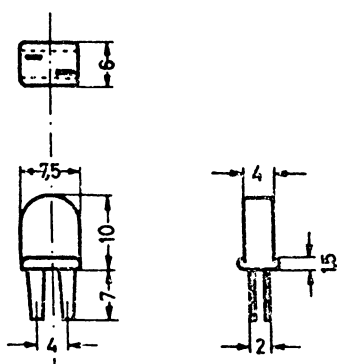
Keramiske filtre kan anvendes som serie- eller parallelkredse i fast afstemte HF kredsløb i stedet for de traditionelle spoler og kondensatorer.

De keramiske filtre, som i dag dækker frekvensområde fra få kHz til over 10 MHz, kræver ingen justering, har stor frekvensstabilitet og små mekaniske dimensioner.

TO type



TF type



Et keramisk filters ydeevne afhænger af det keramiske materials kvalitet og forarbejdning, den keramiske resonators geometriske udformning og filterets koblingsmåde.

#### 1.2 Opbygning/virkemåde

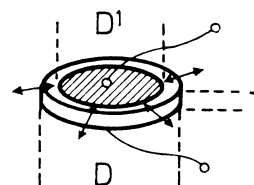
Filtrene er som regel opbygget som to elektroderesonatorer med arbejdsfrekvenser i området 100 kHz til nogle få MHz.

Det er den pizelektriske effekt, der omsætter den elektriske energi til mekanisk og omvendt.

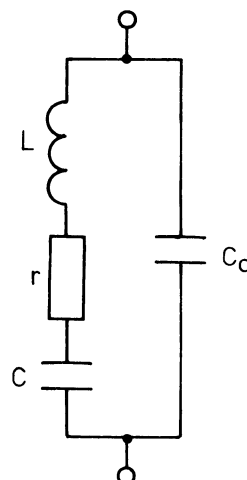
De to tilledninger er forbundet til hver sin elektrode. Påtrykkes en spænding over elektroderne, vil den keramiske skive deformeres.

Fjerner man pludselig den påtrykte spænding, søger den deformerede skive tilbage til ligevægtstilstanden.

Et keramisk filters resonansfrekvens er derfor bestemt af keramikresonatorens mekaniske resonans på entydig måde. Den viste resonator svinger radialt, som pilene viser.



Ækvivalentdiagram (gælder kun ved resonansfrekvensen).

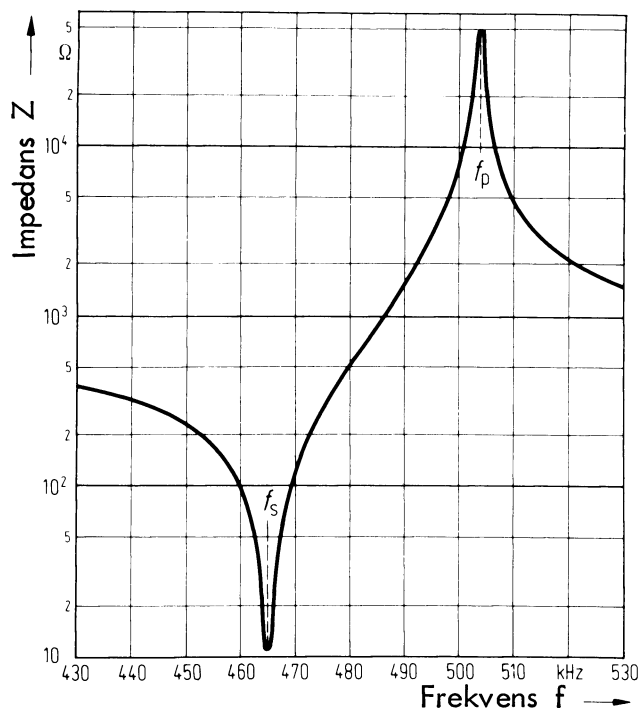




Shuntkapaciteten  $C_0$  afhænger af materialets konstant og dimensionerne  $D'$  og  $T$ .

Symbol for et keramisk filter for grundfrekvensen, afledt af den elektriske opbygning - TF type.

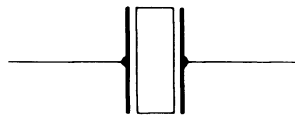
Resonanskurve



$f_s$  = Serieresonansfrekvens

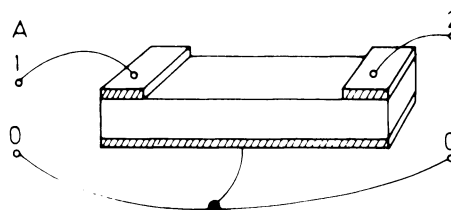
$f_p$  = Paralleleresonansfrekvens

$f_s$  er lig skivens mekaniske resonansfrekvens.



#### 1.4 Tre-elektroderesonator

Betragtes resonanskurven, der viser impedansen  $Z$  som funktion af frekvensen for en to-elektroderesonator ses, at en normal MF filter karakteristik ikke kan realiseres med et enkelt keramisk filter. Det kræver brug af flere individuelle filtre eller opbygning af et sammensat filter, bestående af flere resonatorer.



#### 1.3 Radialresonatorer

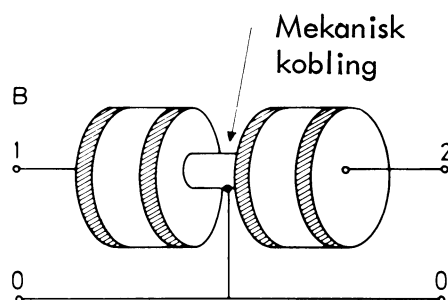
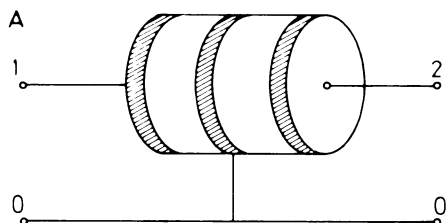
For radialresonatorer kan det viste ækvivalentdiagram anvendes op til ca.  $1,5 \cdot f_s$ . Ved højere frekvenser optræder der flere resonanser som følge af overtoneresonanser i den keramiske resonator.

Specielle resonatorgeometrier gør det muligt at mindske, eliminere eller fremhæve en særlig overtone, hvilket udnyttes til at opnå højere arbejdsfrekvenser uden at skulle reducere diameteren  $D$  til en urimelig lille størrelse.

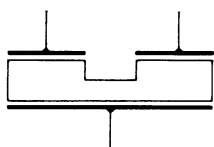


Med tre elektroder er der mulighed for at realisere endnu flere udformninger. Her vises to.

Ved at variere den mekaniske koblers fysiske dimensioner, kan de to resonatorer kobles mere eller mindre fast.



Keramisk filter for overtoner, afledt af den elektriske opbygning - TO type.



## 2. KOBLINGSMÅDER

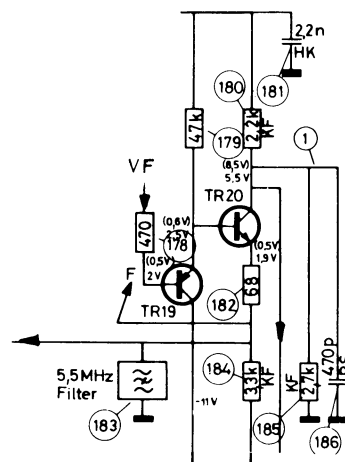
Et keramisk filter kan anvendes i serie- eller parallelkobling.

### 2.1 Seriekobling

Ved seriekobling udnyttes filterets serieresonansfrekvens  $f_s$ , hvor  $Z$  er ca.  $10 \Omega$ . Seriekoblingen anvendes som sugekreds til fjernelse af en uønsket frekvens.

Eksempel:

5,5 MHz (LMF) sug i en VF forstærker.







## DISPOSITION

### 1. Krystal

#### 1. KRYSTAL

Som svingningskreds i for eksempel en oscillator kan, i stedet for en LC kreds, anvendes et kvartskrystal.

Kvartskrystallets evne til at optræde som svingningskreds beror på den såkaldte piezoelektriske effekt.

Herved menes det fænomen, at der over endefladerne af en krystalblok fremkommer elektriske ladninger, når krystallet sammenpresses, og at der fremkommer sammentrækninger eller udvidelser af krystallet, når en elektrisk vekselspænding påtrykkes endefladerne.

Heraf følger, at krystallet vil svinge rent mekanisk i takt med frekvensen af en påtrykt vekselspænding.

Ved krystallets anvendelse som svingningskreds er det udskåret i en skive, hvis dimensioner er bestemmende for krystallets egenfrekvens.

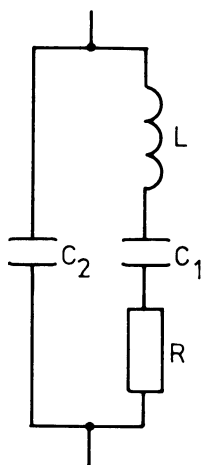
#### 1.1 Elektriske egenskaber

Det svingende krystal er i reglen ophængt mellem to metalplader, som antydnet på diagramsymbolet.





Krystallets ækvivalentdiagram kan tegnes som:



$L$  repræsenterer krystallets svingende masse.

$C_1$  repræsenterer krystallets elasticitet.

$R$  repræsenterer friktionsdæmpningen.

$C_2$  er kapaciteten i krystalholderens plader.

Krystallet har såvel en serie- som en parallelresonansfrekvens.

Under serieresonansfrekvensen  $f_s$  optræder krystallet kapacitivt.

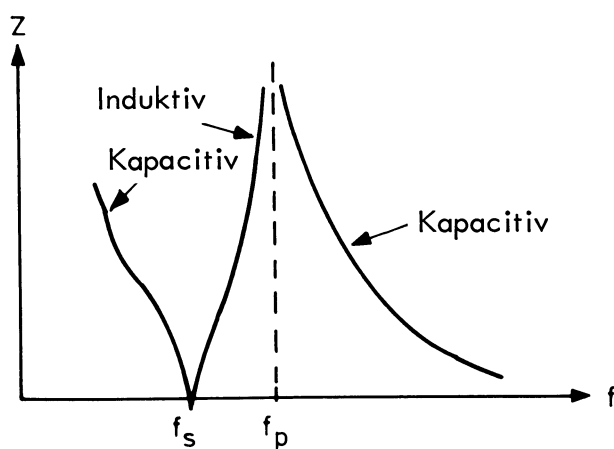
På frekvensen  $f_s$  optræder krystallet som en lille modstand.

Mellem serieresonansfrekvensen  $f_s$  og parallelresonansfrekvensen  $f_p$  optræder krystallet induktivt.

På frekvensen  $f_p$  optræder krystallet som en meget stor ohmsk modstand.

På frekvenser over  $f_p$  optræder krystallet kapacitivt.

Krystallet kan anvendes som svingningskreds både på serie- og parallelresonansfrekvensen, og det kan endvidere anvendes som en induktans med et meget højt  $Q$ .







## GENERELT

Et system til overførsel af meddelelser fra eet sted til et andet ved hjælp af radio-bølger omfatter en sender og en modtager.

En sender ( se fig. 1 - 7 ) indeholder en oscillator, hvis højfrekvente svingninger forstærkes i eet eller flere effektforstærkertrin ( PA = power amplifier ), hvorfra svingningerne føres til senderantennen, hvis formål er at omsætte de elektriske svingninger til en udstråling af elektromagnetiske bølger gennem luften.

En sender, som kun består af oscillator og PA-trin, og som altså sender kontinuerlige svingninger ( CW = continuous wave ) kan kun bruges til retnings- og eventuelt afstandsbestemmelse.

En meddelelse, der ønskes udsendt, skal omformes således, at den bringer sender-signalet til at variere på en bestemt måde, som i modtageren ændres tilbage til en form, som vore sanser kan opfatte. Den førstnævnte proces betegnes som modulation af senderen, - og i modtageren betegnes den omvendte proces som demodulation eller detektering af det modtagne signal.

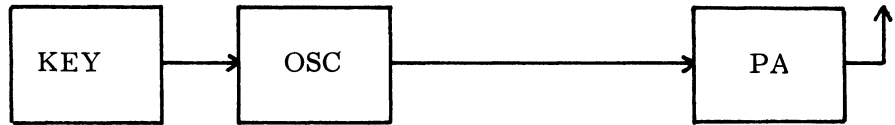
En sender og den dertil svarende modtager vil være forskelligt opbygget afhængig af modulationsarten og frekvensområder samt forskellige andre tekniske krav. De nedenfor viste blokdiagrammer er nogle typiske eksempler.

## SENDERE

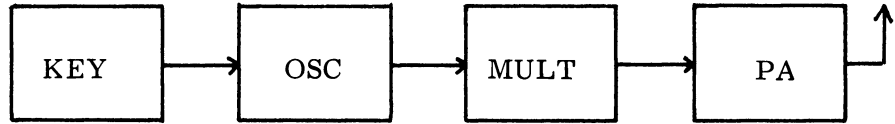
Fig. 1 viser en simpel sender til telegrafi. Oscillatoren svinger på sendefrekvensen og den føder effektforstærkerne i PA-blokken, hvori der kan være et forskelligt antal trin afhængig af konstruktionen samt størrelsen af den ønskede udgangseffekt. Første trin benævnes ofte "buffer" og fungerer samtidig som skilletrin mod tilbagevirkning samt impedansomsætter. Næste trin benævnes ofte styretrin eller "driver" og tilsidst kommer så det eller de trin, der leverer de store effekter. Efter udgangstrinnet vil man altid finde nogle afstemte kredse, der dels dæmper højere harmoniske af senderfrekvensen og dels laver impedanstilpasning til antennen. En nøgle ( key ) tilsluttet oscillatoren kan afbryde og tænde svingningerne til PA-trinnet efter morsekoden eller en anden telegrafkode. Evt. kan et fjernskrivertastatur med automatisk koder tilsluttes i stedet for nøglen. I forbindelse med nøglen finder man et såkaldt nøglefilter, hvis formål er en vis afrunding af tegnenes form, idet skarpkantede tegn indeholder mange harmoniske, og det har sammen med telegraferingshastigheden ( prikfrekvensen ) stor betydning for det udsendte frekvensbånd.



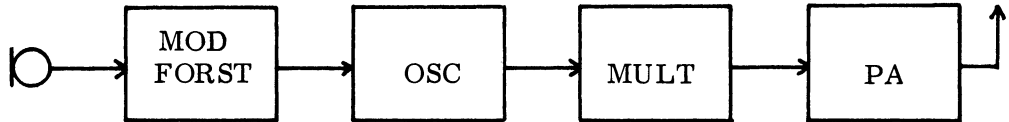
FIGUR 1



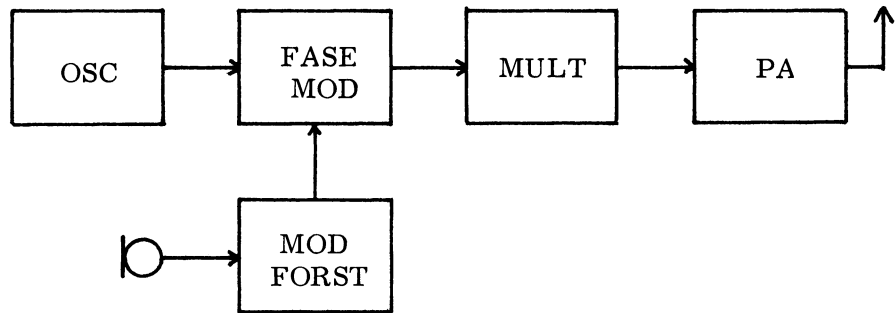
FIGUR 2



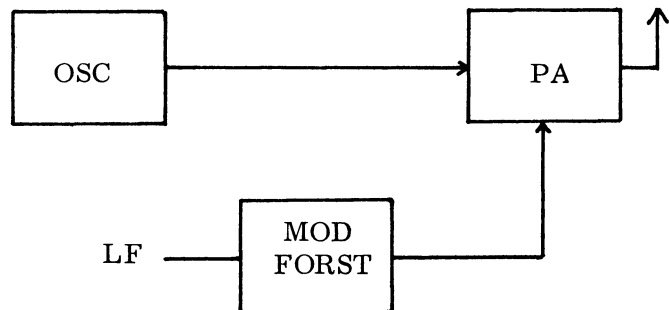
FIGUR 3



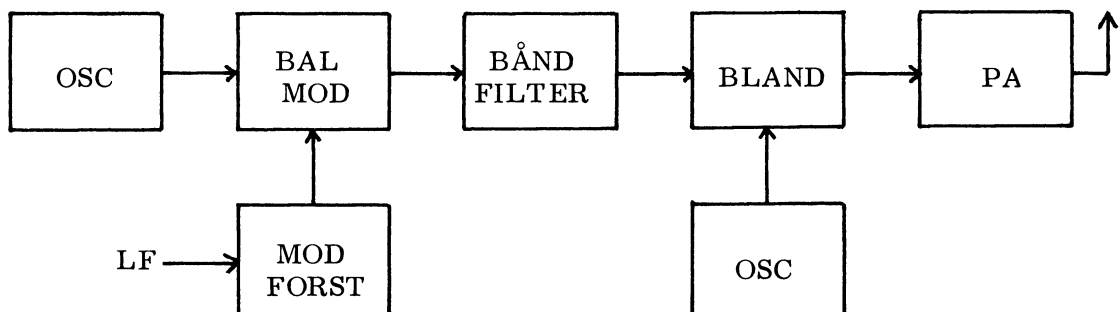
FIGUR 4



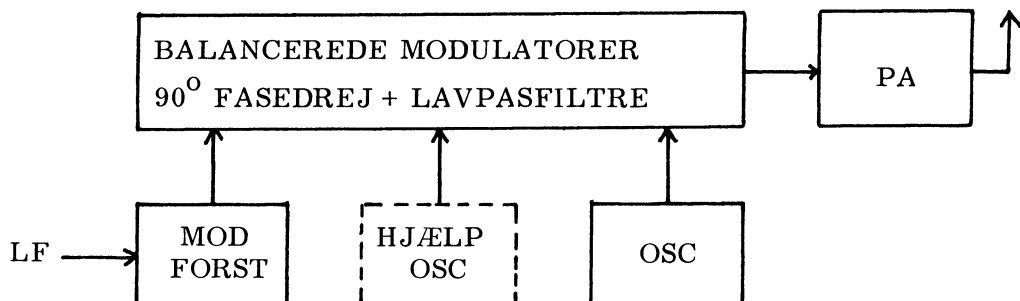
FIGUR 5



FIGUR 6



FIGUR 7



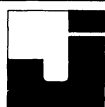


Fig. 2 viser også en telegrafisender. Forskellen til fig. 1 er et multiplikatortrin (multiplier) efter oscillatoren. Det kan anvendes i sendere, der sender på forholdsvis høje frekvenser. Her svinger oscillatoren på en lavere frekvens, der så dobles og triples til den ønskede frekvens. Det gælder både for fig. 1 og fig. 2, at man kan nøgle PA-trinnet og lade oscillatoren køre CW blandt andet af hensyn til frekvensstabiliteten.

Fig. 3 viser en frekvensmoduleret sender (FM) til telefoni. Mikrofonsignalet forstærkes i modulationsforstærkeren, som har 3 andre formål: 1) fastsættelse af højeste modulationsfrekvens, 2) forbetoning af de høje frekvenser, samt 3) en kompression af amplituden, der fastsætter det højeste frekvenssving. Modulationssignalet føres til oscillatoren og får her frekvensen til at variere i takt med modulationssignalet. I multiplikatortrinnet bliver oscillatorens frekvenssving dobbelt op på samme måde som den umodulerede oscillatorfrekvens. Den udsendte effekt fra PA-trinnet er i modsætning til AM- og SSB sendere uafhængig af modulationsstørrelsen, derfor kan PA-trinnet arbejde i klasse C.

Fig. 4 viser en fasemoduleret sender (PM = phase modulation) til telefoni. Forskellen til fig. 3 ligger i, at oscillatoren ligger på en fast frekvens, hvis relative fase bagefter bliver ændret i takt med modulationssignalet. Dette fasesving vil samtidig skabe et frekvenssving, og der er derfor stor lighed mellem FM og PM. Fasemodulation anvendes til krystalstyrede sendere, idet krystaloscillatorer er meget svære at frekvensmodulere.

Fig. 5 viser en amplitudemoduleret sender (AM). I PA-trinnet sker der en blanding af HF oscillatorsignalet og LF modulationssignalet. Den vektorielle sum af oscillatorfrekvensen og de skabte blandingsprodukter ses som en amplitudevariation af oscillatorsignalet i takt med modulationssignalet. Denne sendertype kan bruges til telefoni eller tonemoduleret telegrafi. Modulationsforstærkeren skal i modsætning til fig. 3 og 4 være en effektforstærker, der skal levere ligeså meget LF effekt, som den forøgelse af den afgivne HF effekt fra PA-trinnet, der sker i takt med modulationens styrke.

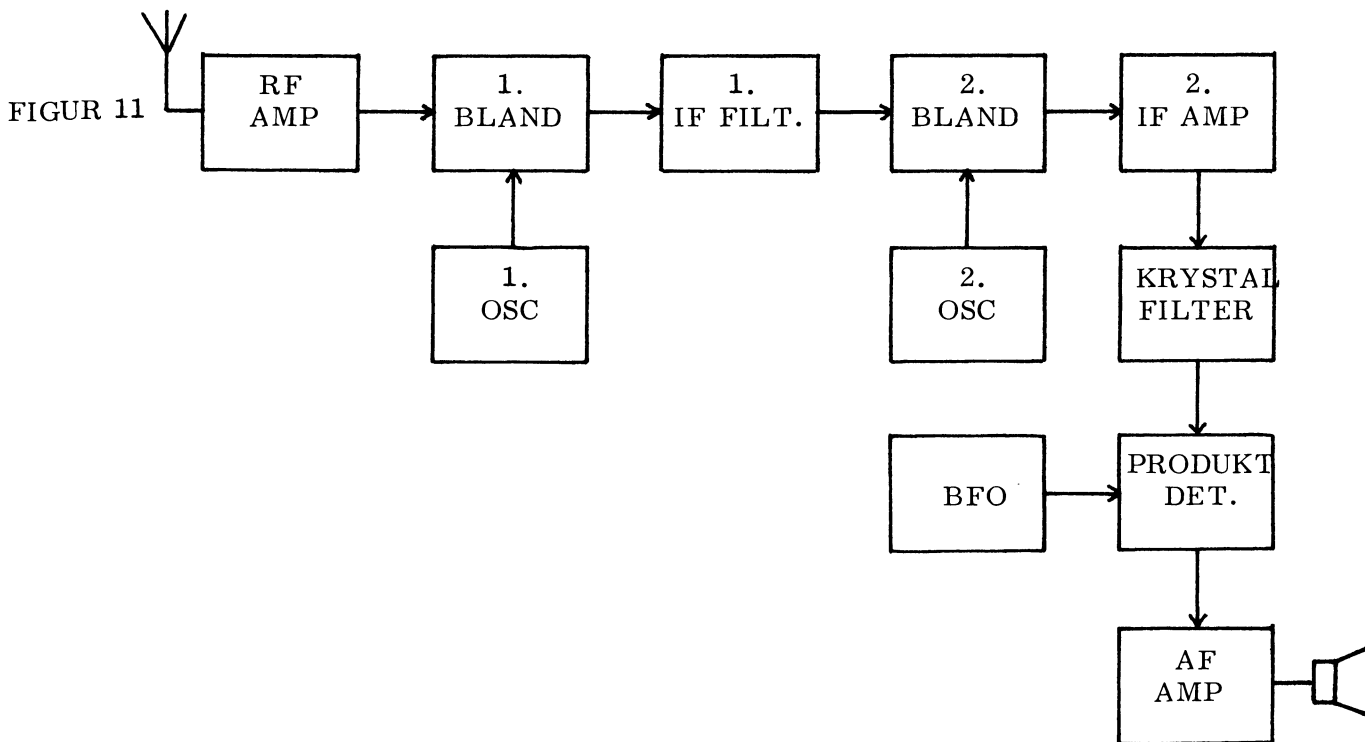
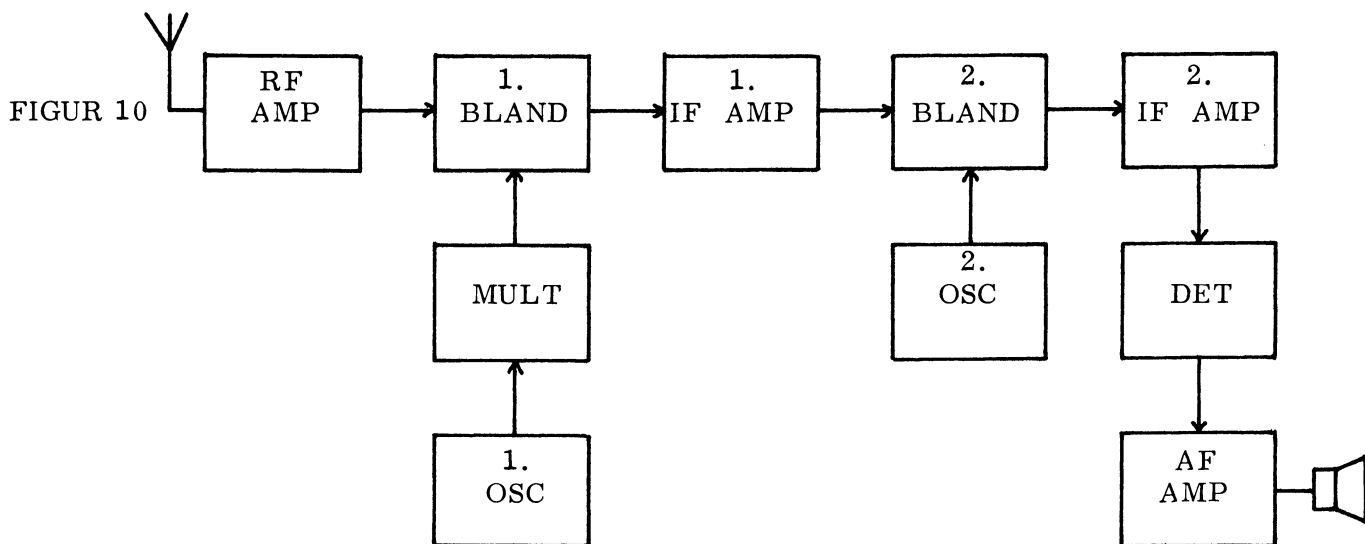
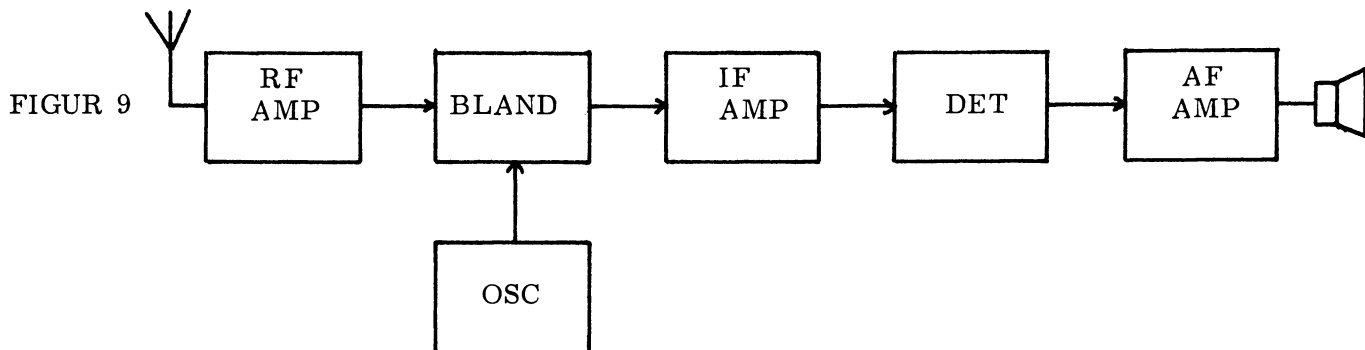
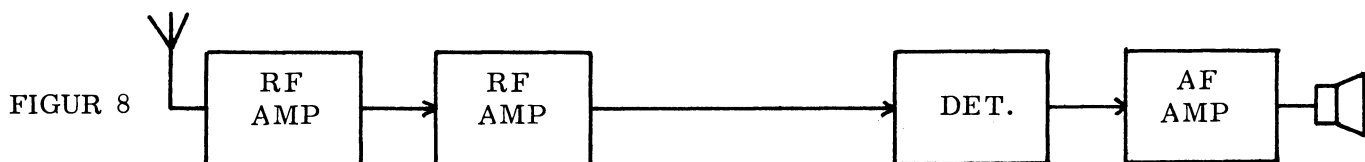
Fig. 6 viser en sender til enkelt sidebåndsmodulation (SSB = single side band). Oscillatorsignalet bliver blandet med LF modulationssignalet i en balanceret modulator, der har den egenskab, at de tilførte frekvenser bliver undertrykt eller ubalanceret, medens blandingsprodukterne bliver ført ud. Udgangssignalet bliver således et dobbelt sidebåndssignal svarende til et AM signal, der mangler bærefrekvensen. Da informationerne i de to sidebånd er ens, bliver det ene sidebånd filtreret fra i et meget nøjagtigt båndfilter, - normalt et krystalfilter. På grund

af dette filter skal oscillatoren køre på en bestemt frekvens, og da man ønsker at kunne sende på forskellige frekvenser indenfor et frekvensbånd og evt. også på forskellige frekvensbånd, skal SSB signalet blandes op med et eller to nye oscillatorsignaler for at opfylde disse ønsker. PA-trinnet skal være en lineær forstærker, idet der skal overføres amplitudeinformationer. Udgangseffekten er helt afhængig af modulationssignalets størrelse. På denne måde koncentrerer hele sendeeffekten i det udsendte sidebånd, og det giver en større rækkevidde eller en mindre udgangseffekt samtidig med, at det fylder mindre på båndet.

Fig. 7 viser en anden måde at skabe et SSB signal på: fasemetoden. Den store blok indeholder 2 eller 4 balancerede modulatorer og nogle 90° fasedrejningsled samt lavpasfiltre. Modulationssignalet og HF oscillatorsignalet samt evt. hjælpeoscillatorsignal bliver tilført de balancerede modulatorer fasemæssigt på en sådan måde, at ikke alene bliver de tilførte frekvenser undertrykt, men det ene sidebånd opstår i 2 modstående faser og ophæver derved sig selv, mens det andet sidebånd opstår i 2 medfaser og kommer ud til PA-trinnet. Fasemetoden har den fordel fremfor filtermetoden, at SSB signalet kan produceres direkte på senderfrekvensen. Desuden sparer man det relativt dyre krystalfilter.

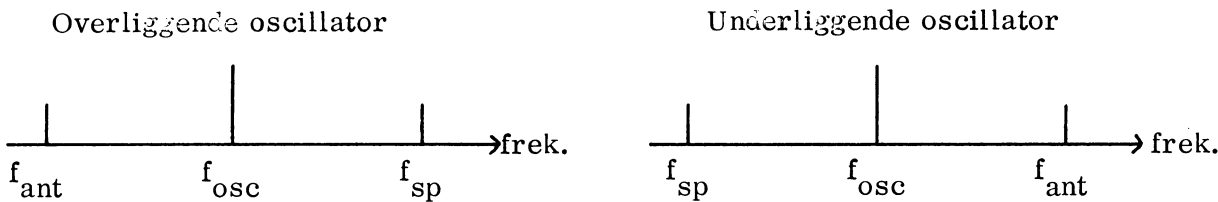
MODTAGERE

Fig. 8 viser en simpel retmodtager. Den vigtigste blok, som må findes i enhver modtager, er detektoren, hvis formål er at omsætte den modulerede højfrekvens til en hørbar frekvens. Detektoren, også kaldet demodulatoren og i visse tilfælde diskriminatoren, skal være bygget til den modulationsform, som den skal detektere ( omsætte ) dvs. AM detektor, FM/PM detektor, samt produktdetektor til CW og SSB. Til forholdsvis kraftige stationer kan detektoren evt. udstyre en hovedtelefon direkte, men det er en primitiv løsning. Normalt vil detektoren efterfølges af en lavfrekvensforstærker ( audio frequency amplifier ). Denne vil forhindre en for kraftig belastning af detektoren og levere et større signal til hovedtelefonen. Den indeholder normalt også en styrkeregulering og frekvensregulering og en effektforstærker, der leverer den ønskede effekt til en højttaler. Enhver modtager skal også indeholde mindst een svingningskreds, som afstemmes til den ønskede bærefrekvens, men hvis modtageren skal have en rimelig selektivitet, ( dvs. evnen til at adskille stationerne ) skal der adskillige flere kredse til og desuden en vis forstærkning. Modtagerantennen omsætter de elektromagnetiske bølger i luften til ganske svage elektriske signaler, som forstærkes op i eet eller flere højfrekvens forstærkertrin ( radio frequency amplifier ). De afstemte kredse indgår så i disse forstærkertrin, som bliver selektive forstærkere. Ønsket om bedre selektivitet og følsomhed ( = evnen til at modtage svage stationer ) kan søges opfyldt af flere selektive forstærkere, men da samtlige afstemte kredse skal ændres sammen, og da det



er sværere at opnå den fornødne selektivitet og forstærkning, jo højere modtager-frekvensen er, vil denne modtagertype i den moderne teknik være begrænset til simple eller specielle formål ved forholdsvis lave radiofrekvenser. Den har navnet retmodtager, antagelig fordi antennefrekvensen går "ret" igennem til detektoren.

Fig. 9 viser en såkaldt superheterodyn modtager eller blot supermodtager. Den adskiller sig fra retmodtageren ved, at den modulerede antennefrekvens bliver blandet med et sinussignal fra en lokaloscillator. Der opstår herved et nyt moduleret signal omkring differensfrekvensen mellem bærefrekvensen og oscillatorfrekvensen. Denne nye og lavere frekvens, mellemfrekvensen, bliver forstærket op i eet eller flere selektive forstærkertrin, kaldet mellemfrekvensforstærker, ( intermediate frequency amplifier ), før det bliver ført til detektoren. For at indstille til en given modtagefrekvens skal normalt kun ændres een ting, nemlig oscillatorfrekvensen. Det betyder, at alle mellemfrekvenstrinene er fast afstemte, og at man uden vanskelighed kan have det antal trin, der er nødvendige for den ønskede forstærkning og båndbredde, og da mellemfrekvensen altid er forholdsvis lav, kan der opnås en god selektivitet for nabostationer. Supermodtageren har dog en ulempe, idet der altid er to frekvenser, som giver den samme differens til oscillatoren: Den ønskede antennefrekvens og den såkaldte spejlfrekvens.



Alle  $f_{ant}$  og  $f_{sp}$  ligger i mellemfrekvensens afstand fra  $f_{osc}$ . Spejlfrekvensen skal undertrykkes for at undgå forstyrrelser, og det skal gøres i båndfiltre før blanderen. ( Spejlselektivitet = evnen til at undertrykke spejlfrekvensen ). En forholdsvis høj mellemfrekvens giver mulighed for en god spejlselektivitet, da den uønskede frekvens så er længere væk, men til gengæld bliver det tilsvarende sværere at undertrykke nabostationerne samt at detektere signalet.

Foruden spejlundertrykkelse har RF trinet i supermodtageren to andre formål: Det forstærker de meget svage antennesignaler op og forbedrer derved signal/støj forholdet, idet blanderen producerer forholdsvis meget egenstøj. RF trinet medvirker desuden til at isolere oscillatoren fra antennen, så udstrålingen bliver minimal. Hvis RF trinet er fast afstemt, skal båndbredden være så stor, at den svarer til oscillatorens variationsområde.

I AM- og SSB modtagere anvendes en tilbageføring fra detektoren til de selektive forstærkere: RF amp. og IF amp. i form af en automatisk forstærkningsregulering. ( AGC = automatic gain control ) Formålet er, at modtageren skal have stor følsomhed ( forstærkning ) overfor svage stationer og mindre følsomhed overfor kraf-



tigere stationer, så forskellen ikke er så stor på det hørbare signal. Ved FM- og PM modtagning afhænger AF styrken ikke direkte af RF signalstyrke og -forstærkning, når man ser bort fra de svageste stationer, men et AGC kredsløb i FM/PM modtagere ville modarbejde virkemåden af et eventuelt begrænserkredsløb, som kan findes i indgangen af FM/PM detektoren.

Fig. 10 og 11 skal ses i en vis sammenhæng, da de begge er såkaldte dobbeltsupermodtagere karakteriseret ved, at de har to lokaloscillatorer og to mellemfrekvenser. Herudover kan dobbeltsupermodtagere ( og i øvrigt også andre modtagere ) være temmeligt forskellige afhængig af forskellige tekniske krav:

Modulationsarten

Frekvensområder

Faste kanaler contra trinløs variabel afstemning

Fig. 10 og 11 er altså blot to forskellige eksempler på ovenstående. Man kan naturligvis også kombinere forskellige slags modtagere ( og i øvrigt også sendere ) i det samme apparat og have visse funktioner fælles.

Fig. 10 viser en smalbånds FM modtager med faste kanaler, f. eks. fra en mobil radiostation i VHF området. RF trinet er fast afstemt til at modtage et antal kanaler indenfor et område ( båndbredde ) på ca. 2 MHz. 1. oscillator er krystalstyret og kører på en forholdsvis lav frekvens, da det er nemmere og billigere at lave en stabil oscillator i 10-15 MHz området end højere oppe i VHF området. Der vil være et krystal til hver kanal, der skal modtages. Oscillatorfrekvensen vil herefter blive multipliceret i næste blok, der indeholder frekvensdoblere og/eller triplere, og signalet, der tilføres blanderen, vil ligge i mellemfrekvensens afstand fra den ønskede modtagefrekvens fra RF trinet. I indgangen til 1. IF amplifier kan man finde et krystalfilter med meget stejle flanker og en båndbredde specielt lavet til den kanalfastand, som systemet anvender ( f. eks. 25 kHz ). Centerfrekvensen er den ønskede høje mellemfrekvens, ( f. eks. 10,7 MHz ). Da både 1. og 2. mellemfrekvens er faste, skal 2. oscillator også køre på en fast frekvens, som er krystalstyret. I stedet for ovennævnte oscillatorer kunne oscillatorsignalerne komme fra en syntese enhed. 2. mellemfrekvens vil være lav ( f. eks. 455 kHz ), og denne blok bestående af 2 - 3 selektive forstærkere ( eller en integreret enhed ) vil have langt den overvejende del af den samlede forstærkning før detektoren, og båndbredden vil ikke være kritisk, hvis der anvendes krystalfilter før 1. IF amp. Detektoren vil naturligvis være en FM/PM detektor, og som forklaret under fig. 9 anvendes der ikke AGC til FM/PM modtagere.

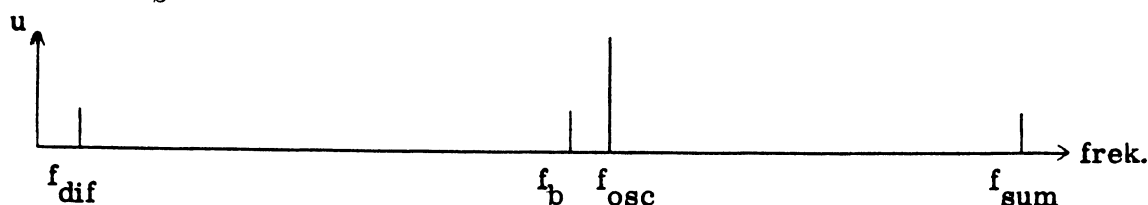
Fig. 11 viser en SSB/CW modtager til forskellige bånd i kortbølgeområdet. 1. oscillator er krystalstyret, med et krystal til hvert bånd. Samtidig med krystallet skiftes de selektive kredse i RF amp. 1. IF filter skal være ligeså bredt som de bånd, der

skal modtages, f. eks. 500 kHz. 2. oscillator er trinløs variabel indenfor 500 kHz ( samme eksempel ) og forskudt med den lave mellemfrekvens afstand fra 1. IF filter. Krystalfilteret efter 2. IF amp. sikrer en god naboselektivitet, før signalet føres til produktdetektoren, som også kræver et stødtoneoscillatorsignal ( BFO = beat frequency oscillator ) tilført for at kunne omsætte til et hørbart signal.





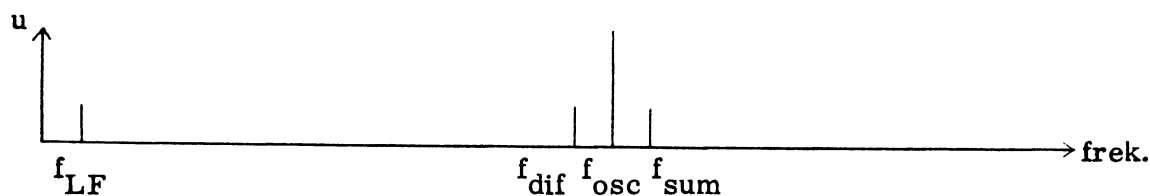
Hvis man i en supermodtager ( se TI 3.1 fig. 9 ) blander oscillatorsignalet med en bærefrekvens,  $f_b$ , fås følgende frekvensspektrum :



Figur 1.

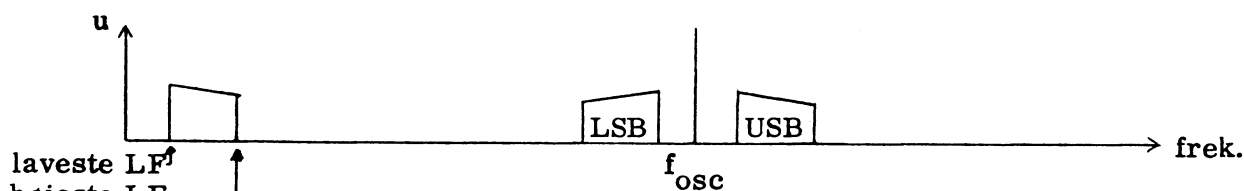
Det ses, at da  $f_b$  og  $f_{osc}$  ligger forholdsvis tæt ved hinanden, vil blandingsprodukterne,  $f_{dif}$  og  $f_{sum}$  ligge i forholdsvis stor afstand, og vi benytter da et af blandingsprodukterne som mellemfrekvens.

Amplitudemodulation er i princippet det samme som blanding af frekvenser. Hvis man i en AM sender ( se TI 3.1 fig. 5 ) blander HF oscillatorsignalet med en enkelt LF tone, fås følgende frekvensspektrum :



Figur 2.

Det ses, at når en høj og en lav frekvens blandes, vil blandingsprodukterne,  $f_{dif}$  og  $f_{sum}$  ligge forholdsvis tæt ved den høje frekvens og i lige stor afstand fra denne. Hvis senderen skal transmittere tale eller musik, skal mange frekvenser module-res ind på bærefrekvensen samtidigt, og der opstår herved 2 sæt af blandingsprodukter omkring  $f_b$  ( $= f_{osc}$ ), benævnt således: differensfrekvenserne kaldes nedre sidebånd ( lower sideband, LSB ), og sumfrekvenserne kaldes øvre sidebånd ( upper sideband, USB ). Det ses iøvrigt, at LSB er frekvensmæssigt spejlvendt, mens USB er retvendt i forhold til LF frekvensbåndet.

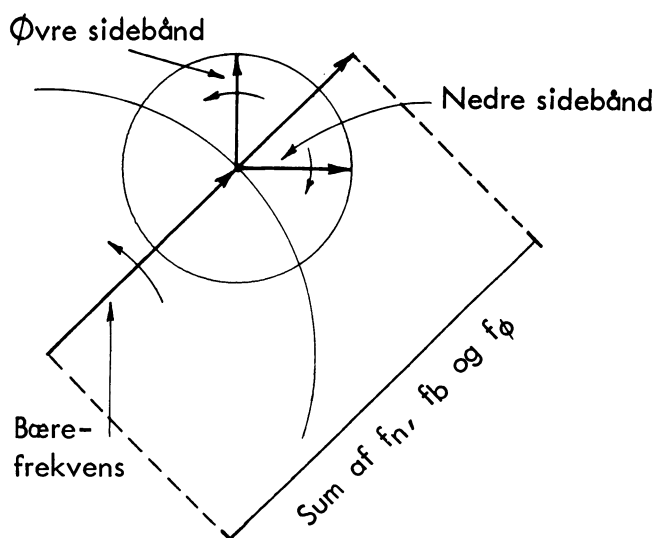


Figur 3.

Da højeste LF ved tale og musik er over 15 kHz, ville denne sender "fylde" mere end 30 kHz på frekvensbåndet, hvis man ikke lavede nogle frekvensmæssige indgreb. På mellembølgebåndet er kanalafstanden aftalt til 9 kHz, og det betyder, at 2 nabostationer kun må "brede sig" 4,5 kHz til hver side for at undgå at forstyrre hinanden. Derfor skal man i LF modulationsforstærkere lave en kraftig afskæring af frekvenser over  $f_{\text{øvre}} = 4,5$  kHz.

Når en HF frekvens moduleres med en LF frekvens, skal der overføres 2 informationer : Amplituden ( styrken ) af LF spændingen og frekvensen på LF spændingen.

Amplitudeinformationen overføres som størrelsen ( amplituden ) af sidebåndene, og frekvensinformationen overføres ved sidefrekvensernes afstand fra bærefrekvensen. Når 3 frekvenser skal sammenlægges, kan dette gøres med vektorer. En AC spænding kan vises som en vektor, der gennemløber  $360^\circ$  for hver periode. Når 3 forskellige frekvenser sammenlægges, gennemløber de  $360^\circ$  med forskellig hastighed. Vektoren fra den højeste frekvens vil overhale de 2 andre. Vektoren fra den mellemste frekvens vil overhale den laveste frekvens. Dersom de 3 frekvenser er 990 kHz, 1000 kHz og 1010 kHz, vil bærefrekvensen på 1000 kHz overhale nedre sidefrekvens 10.000 gange pr. sekund. Bærefrekvensen vil selv blive overhalet 10.000 gange pr. sekund af øvre sidebånd. Set fra bærefrekvensen har øvre sidebånds vektor samme omdrejning som bærefrekvensens, hvorimod nedre sidebånds vektor drejer modsat vej set fra bærefrekvensen. De 3 vektorer kan vises således :

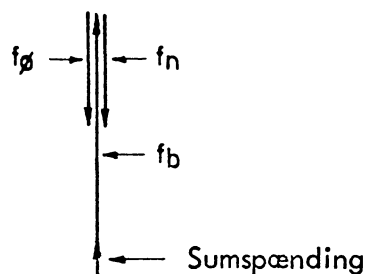
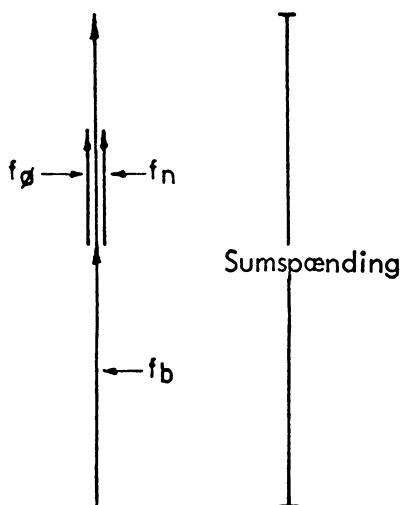


Figur 4.

Når alle 3 vektorer er i samme fase, vil sumspændingen nå et maksimum. Når  $f_\phi$  og  $f_n$  er i modfase med bærefrekvensen, vil sumspændingen nå et minimum.

Spændingsmaksimum

Spændingsminimum

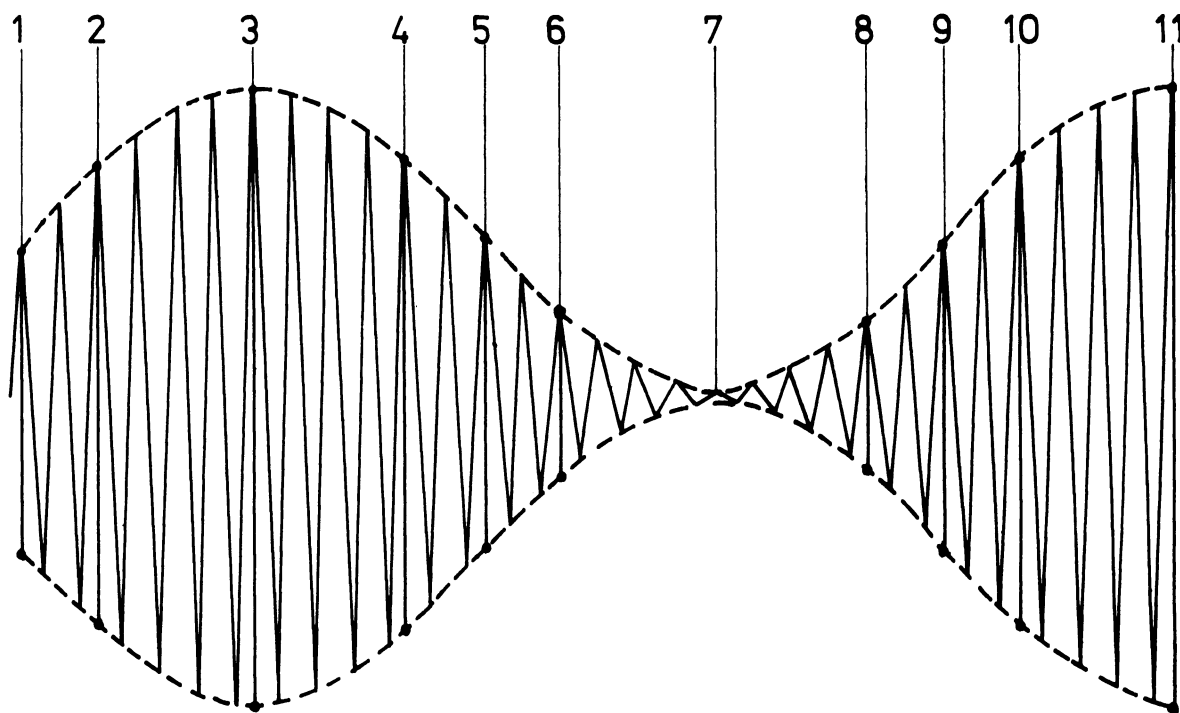


Figur 6.

Figur 5



Sumspændingen ser således ud:



1. 	2. 	3. 	4. 
5. 	6. 	7. 	8. 
9. 	10. 	11. 	OSV.



Modulationsstyrken bliver angivet ved en modulationsgrad, der defineres som forholdet mellem LF styrken og HF styrken set på det vektorielle sumsignal.

$$m = \frac{u_{LF}}{u_{HF}}$$

$m$  kan også findes ved hjælp af den maksimale spids-spids amplitude af det modulerede signal,  $a$ , og den minimale spids-spids amplitude af det modulerede signal,  $b$ .

$$m = \frac{a - b}{a + b}$$

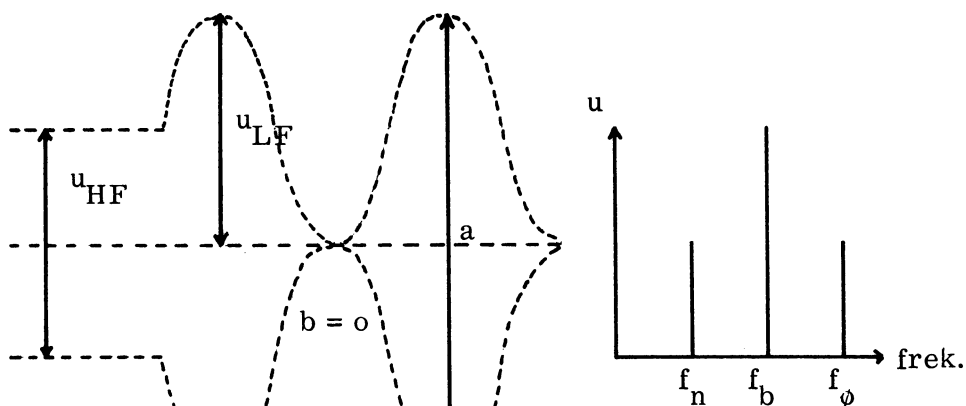
Ved en modulationsgrad på 1 taler man om 100 % modulation. Styrken af bære-bølgen vil da variere mellem 0 og det dobbelte af den værdi, bære-bølgen har, når den ikke er moduleret, se fig. 7.

Ved en modulationsgrad på 0,5 varierer amplituden mellem 1/2 og 1 1/2 gange bære-bølgens styrke uden modulation, se fig. 8.

Når LF styrken overstiger HF styrken, er der tale om overmodulation, og bære-bølgen vil med mellemrum fuldstændigt forsvinde.

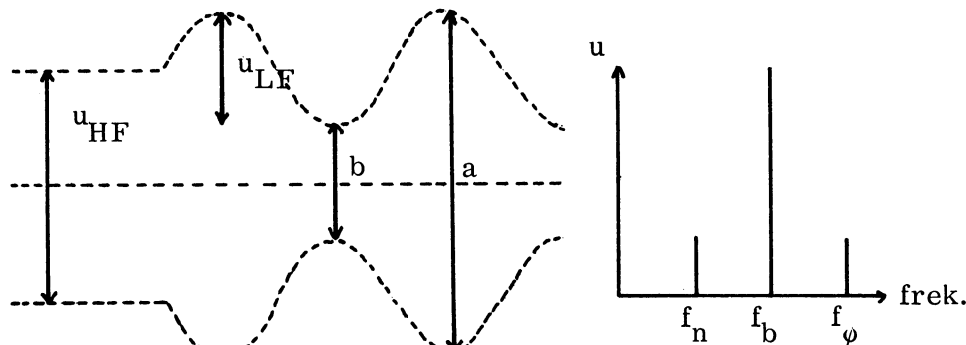
Figur 7 :

$$m=1 = 100\%$$



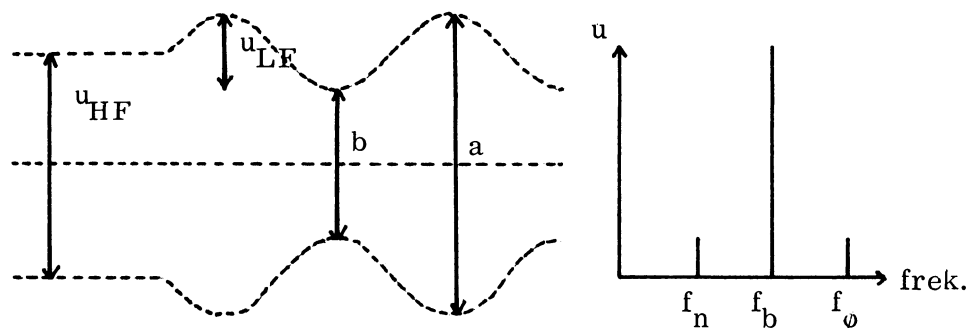
Figur 8 :

$$m=0,5 = 50\%$$



Figur 9 :

$$m=0,33 = 33\%$$





Da  $P = \frac{u^2}{R}$ , vil der være stor forskel på den afsatte effekt i sidebåndene ved stor og lille modulationsgrad. Selv ved 100% modulation er effekten i hver sidefrekvens kun 1/4 af effekten i bærefrekvensen ( da spændingen i sidefrekvensen er 1/2 ), og ved 25% modulation er effekten i hver sidefrekvens kun 1/64 af effekten i bærefrekvensen ( da spændingen i sidefrekvensen er 1/8 ).





## DISPOSITION

1. Senderkredsløb
2. Modtagerkredsløb

### 1. SENDERKREDSLØB

#### 1.1 SSB Modulation Single Sideband Modulation

I et AM signal overføres frekvens og amplitudeinformation i sidebåndene. Den sidebåndseffekt, der udsendes i AM signalet, er meget mindre end bærebølgens, desuden er informationerne i de to sidebånd ens.

For at forøge effektiviteten udsendes der ved SSB kun det ene sidebånd, heraf navnet "SSB", single sideband eller enkelt sidebånd.

Hele sendereffekten koncentrerer sig i det udsendte sidebånd, den udsendte effekt er et udtryk for amplitudeinformationen.

Frekvensinformationen overføres som den afstand, der er mellem den udsendte frekvens og den bærebølge, der fjernes i senderen.

For at modtage informationerne må bærebølgen genindsættes i modtageren, dette gøres med en ekstra oscillator, kaldet "beat frekvens oscillator" eller BFO.

Den overførte frekvensinformation gendannes som forskellen mellem BFO'en og den modtagne frekvens.

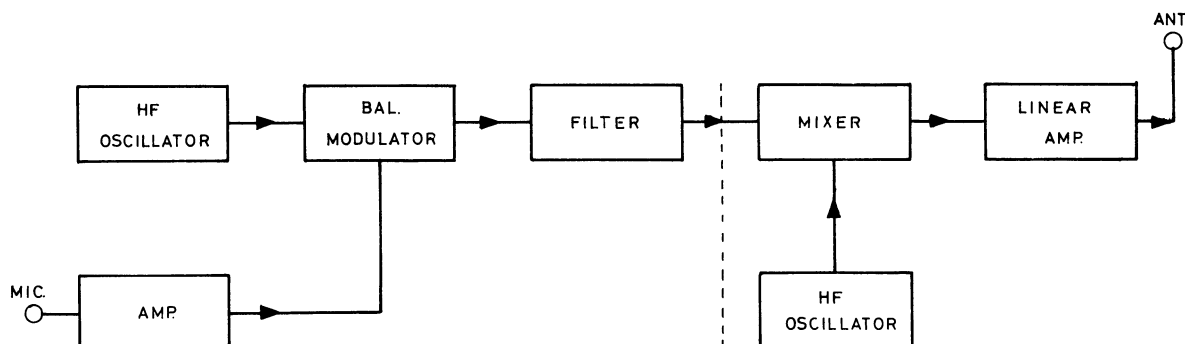
Amplitudeinformationen, der overføres, er lig med styrken af det modtagne signal.



## 1.2 Filtermetode

Den mest simple og mest anvendte metode til at skabe et SSB signal er filtermetoden.

Blokdiagrammet for en sender, der arbejder efter dette princip, ser således ud:



HF oscillatoren frembringer en HF svingning, der tilføres den balancerede modulator.

I den balancerede modulator udbalanceres HF svingningen fra oscillatoren. Kun blandingsprodukterne mellem den tilførte LF og HF kommer ud af den balancerede modulator.

Den balancerede modulator afgiver kun signal, hvis der tilføres LF, modulatorens vil aldrig videreføre HF oscillatorens signal alene, da dette udbalanceres.

Fra modulatorens føres signalet til et filter, i dette filter fjernes det ene af de to sidebånd.

Filteret skal være meget selektivt og er derfor afstemt til et fast frekvensområde. Ønsker man at ændre senderfrekvens, skal dette ske ved den efterfølgende blanding.

Fra filteret sendes signalet til en blander, der sammen med en oscillator giver den frekvens, der udsendes, udgangstrinnet skal være en lineær forstærker, idet der skal overføres amplitudeinformationer.

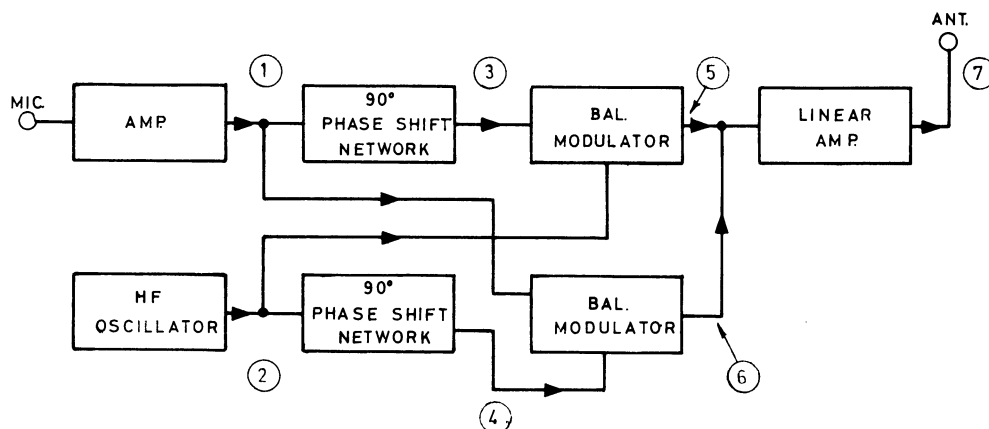




### 1.3 Fasemetode

Ved fasemetoden fjernes bærebølgen i en balanceret modulator, og det uønskede sidebånd udfases ved hjælp af fasedrejningsnetværk.

Blokdiagrammet af kredsløbet, der arbejder efter dette princip, ser således ud:



Dette system arbejder på, at der er faseforskel mellem sidebåndene og bærebølgen.

LF signalet deles i to signaler, der er identiske bortset fra  $90^\circ$  faseforskel.

HF signalet deles i to signaler, der er identiske bortset fra  $90^\circ$  faseforskel.

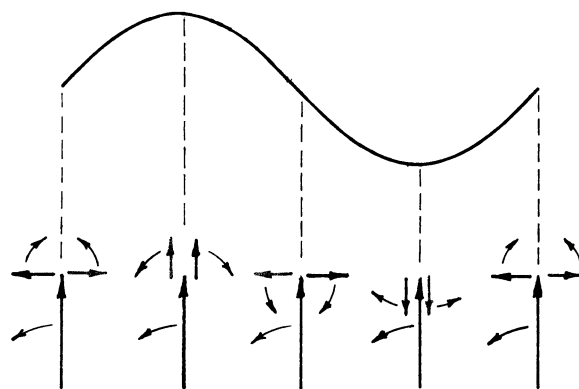
Et HF og et LF signal føres til hver af de to balancerede modulatorer. Fra hver af de to modulatorer fremkommer to sidebånd, der indbyrdes har en sådan fase, at når signalerne på udgangen af modulatorerne sammenlægges, udfases det ene sidebånd. Det andet sidebånd føres videre til den lineære udgangsforstærker.

Drejes fasen i de to fasetværk til samme side, udsendes øvre sidebånd.

Drejes fasen i de to fasetværk til hver sin side, altså  $+90^\circ$  og  $-90^\circ$ , udsendes det nedre sidebånd.

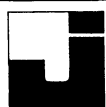
Dette kan vises med vektorer.

Fasen på sidebåndene afhænger således af fasen på LF signalet.

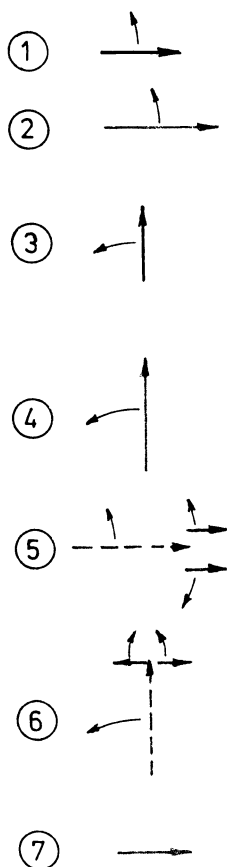


— Nedre sidebånd (LSB)  
— Øvre sidebånd (USB)  
— Bærebølge

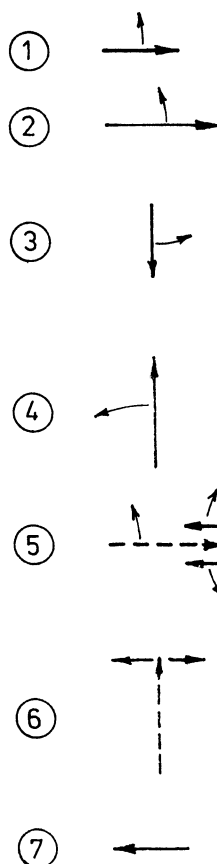
Bærebølgens fase er fikseret i  $90^\circ$  på illustrationen, men kan befinde sig i alle vinkler mellem  $0^\circ$  og  $360^\circ$ .



Hvis de to fasedrejningsled drejer  $+90^\circ$ , fås følgende vektorer:



Hvis de to fasedrejningsled drejer hver sin vej, f.eks. LF drejes  $-90^\circ$ , og HF drejes  $+90^\circ$ , fås følgende vektorer:



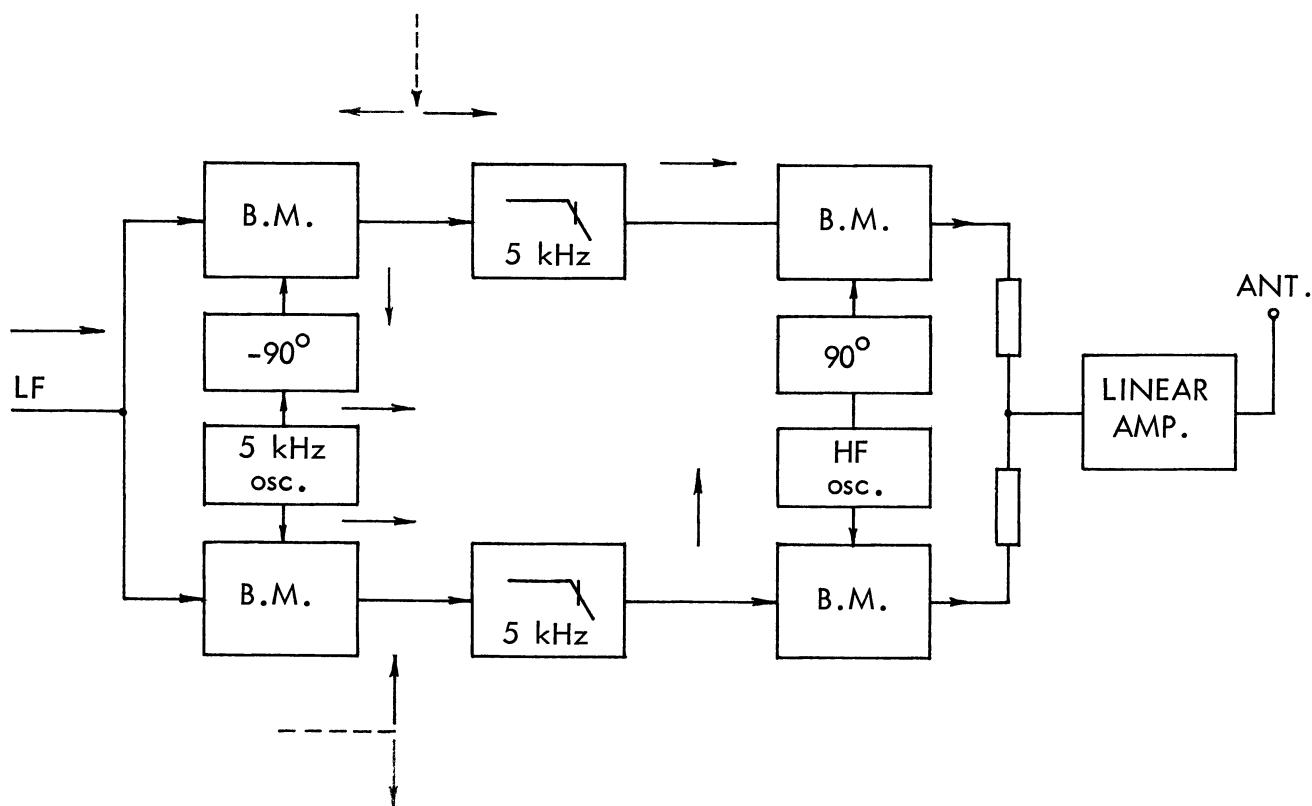
Kredsløbet har den svaghed, at LF modulationssignalet til de to balancerede modulatorer er forskelligt, idet det ene er fasedrejet  $90^\circ$ , herved falder amplituden med  $-6$  dB pr. oktav, som følge heraf kan det ene sidebånd ikke udbalanceres fuldkomment.



Dette problem kan klares med nedenstående kredsløb.

På HF siden er kredsløbet som i foranstående, og på LF siden er der indlagt en hjælpebærebølge på f.eks. 5 kHz, der moduleres med LF spændingen i to balance-rede modulatorer. Hjælpebærebølgen er drejet  $90^\circ$  til den ene modulator. Efter modulatorerne fremkommer to sidebånd, det ene over 5 kHz, det andet under 5 kHz, øvre sidebånd filtreres fra.

De tilbageværende nedre sidebånd er  $90^\circ$  ude af fase og lige store i amplitude ved alle LF modulationsfrekvenser.



Fasemetoden har den fordel frem for filtermetoden, at SSB signalet kan produceres direkte på senderfrekvensen.



## 1.4 SSB signalet

Moduleres en SSB sender med en tone, der har konstant amplitude, vil der kun komme en HF frekvens med konstant amplitude ud af senderen.

Ændres tonens styrke, vil senderens udgangseffekt ændre sig.

Ændres tonens frekvens, vil senderfrekvensen ændre sig.

Dersom senderen ikke moduleres, vil der ikke komme nogen HF effekt til antennen.

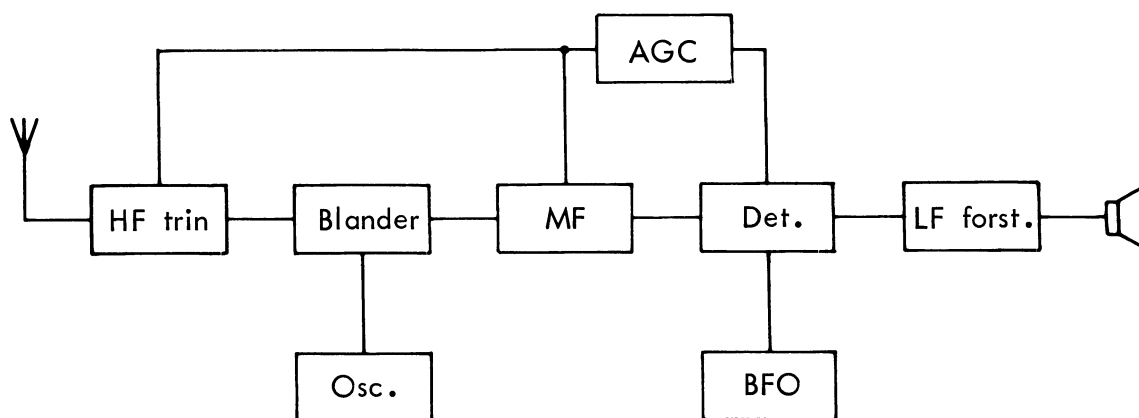
En sender af USB typen (øvre sidebånd) på 14 MHz, der moduleres med 1 kHz, vil udsende en frekvens på 14,001 MHz.

Det nedre sidebånd angives med LSB.

## 2. MODTAGERKREDSLØB

### 2.1 Blokdiagram

En modtager, der skal modtage SSB, skal ud over de almindelige kredsløb for en AM modtager indeholde en BFO, der indsætter bærebølgen, inden signalet detekteres.



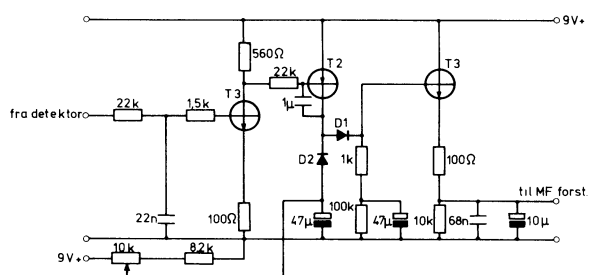


## 2.2 AGC

AGC kredsløbet er ændret lidt i forhold til AGC kredsløbet i en AM modtager.

Da HF styrken er nul i talepausen, må AGC spændingen ikke nå at regulere fuldt op for forstærkningen. Tidskonstanterne i AGC kredsløbet er derfor større. Ved AM er der hele tiden HF til stede også i talepauserne.

Eksempel:

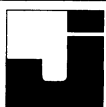


DC spændingen fra detektoren filtreres gennem et RC led, inden spændingen når basen på  $T_3$ .

$T_3$  virker som DC forstærker og har en forstærkning på ca. 5gg.

Kollektorspændingen på  $T_3$  styrer strømmen i  $T_2$ , ved stigende signalstyrke stiger strømmen i  $T_2$ . Den stigende strøm gennem  $T_2$  løber videre gennem  $D_1$ , 1 kΩ og begynder at lade de 47 μF op. Når signalstyrken igen falder, falder strømmen gennem  $T_2$ , der ved går kollektorspændingen i negativ retning, hvorved  $D_1$  bliver afbrudt, og de 47 μF aflades nu gennem 100 kΩ, hvilket giver en meget større afladetidskonstant end opladetidskonstanten.





## DISPOSITION

1. Sammenligning af FM/PM
2. Senderkredsløb

### 1. SAMMENLIGNING AF FM/PM

FM/PM senderens bærefrekvens svarer i umoduleret tilstand nøjagtigt til AM senderens, nemlig en konstant frekvens med konstant amplitude.

Bærefrekvensen ligger fast, og modulationssignalets frekvens optræder i form af sidebånd på begge sider af bærefrekvensen.

Modulation af FM/PM foretages ved, at senderens bærefrekvens ændres til begge sider for grundfrekvensen med en frekvensændring, som i størrelse er afhængig af modulationssignalet.

Ved FM modulation afhænger frekvensændringen kun af modulationssignalets amplitude.

Ved PM modulation afhænger frekvensændringen både af modulationssignalets amplitude og modulationssignalets frekvens.

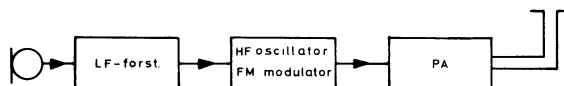
Antallet af udsving pr. sekund omkring bærefrekvensen er afhængigt af modulationssignalets frekvens.

Fordelen ved at bruge FM/PM i stedet for AM er, at man dels kan opnå en større følsomhed på modulationerne, dels at de fleste former for støj, således f.eks. tændingsstøj undertrykkes kraftigt.

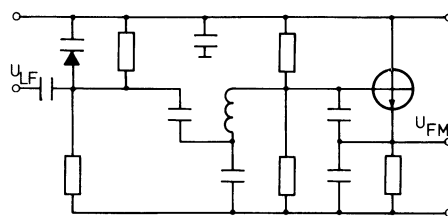
## 2. SENDERKREDSLØB

### 2.1 Frekvensmodulation, FM

I den simple FM sender moduleres oscillatoren direkte med LF frekvensen.

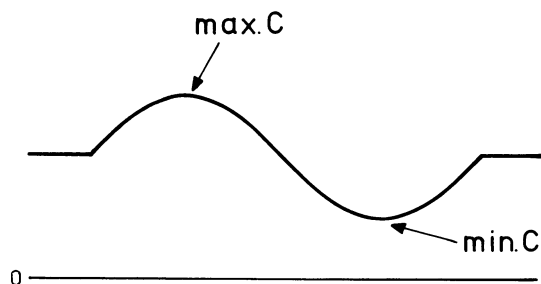


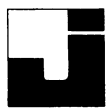
Modulation kan foretages, som vist på nedenstående clapp-oscillator.



Når kapacitetsdiodens spærrespænding overlejes med  $U_{LF}$ ,

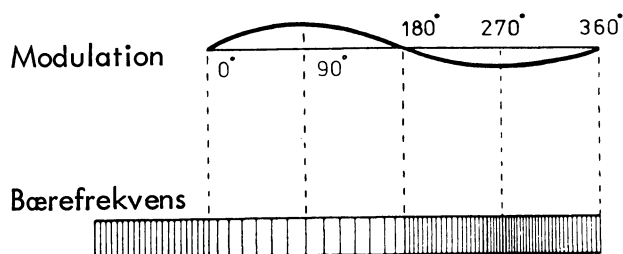
får dioden sin største kapacitet ved positive halvperioder og sin mindste kapacitet ved negative halvperioder.



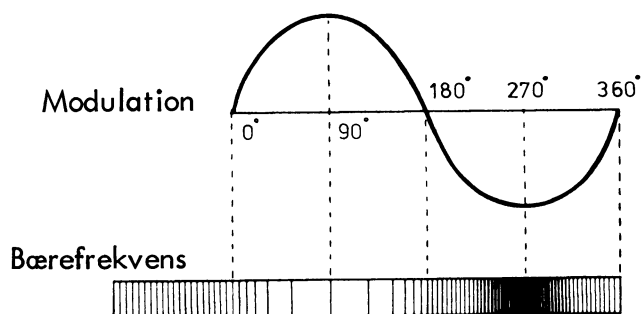


Ved minimum kapacitet svinger oscillatoren på sin højeste frekvens, ved maksimum kapacitet på den laveste frekvens, idet

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$



Hvis amplituden af den tilførte LF øges, ændres oscillatorens frekvens mere til hver side.



Når man ændrer frekvensen på et signal, vil man samtidig ændre faser på signalet.

Følgende gælder for FM:

$$\Delta f = k \cdot a$$

$$\Delta f = \text{Deviation}$$

$$k = \text{Konstant}$$

$a$  = Amplitude af modulationssignal.

Ved FM er deviationen ligefrem proportional med modulationssignalet amplitude.

$$\Delta \varphi = \frac{k \cdot a}{f_{LF}}$$

$f_{LF}$  = Modulationssignalet frekvens.

Ved FM er faseændringen ligefrem proportional med amplituden, men omvendt proportional med modulationssignalet frekvens.

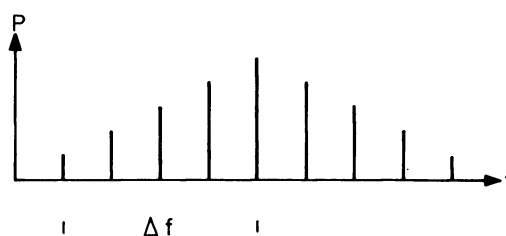
Forholdet mellem  $\frac{\Delta f}{f_{LF}}$  kaldes modulationsindeks.

Ved almindelig FM radiofoni er det højeste modulationsindeks 5, den højeste  $f_{LF} = 15 \text{ kHz}$ .

Deviationen  $\Delta f$  er derfor lig med 75 kHz ved modulation med 15 kHz og maksimal amplitude.

## 2.2 Sidebånd

Når en FM station moduleres med en fast frekvens ( $f_s$ ), dannes på begge sider af "bærebølgen"  $f_b$ , harmoniske af modulationsfrekvensen såkaldte sidebånd, dvs. at senderen fordeler sin sendeeffekt mellem flere forskellige frekvenser.



Sidefrekvensernes antal og størrelse er bestemt af modulationsindekset, dvs. såvel frekvenssving som LF frekvensen.

Det frekvensområde, en FM sender fylder i frekvensspektret, kan beregnes tilnærmet efter:

$$b = 2 \cdot (\Delta f + f_{LF})$$





## 2.3 Fasemodulation

For alle sendere gælder, at de skal være meget frekvensstabile, derfor må man styre senderen fra en krystaloscillator.

En krystaloscillator er imidlertid meget vanskelig at FM modulere, derfor anvender man en anden teknik, kaldet fasemodulation.

Når man ændrer frekvensen ved FM, ændrer man samtidig fasen af signalet. Det modsatte kan også gøres. Ændrer man fasen på et signal, ændrer man også frekvensen.

For fasemodulation gælder:

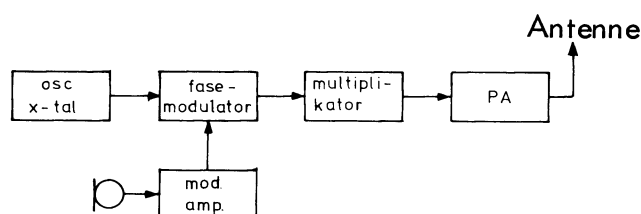
$$\Delta \varphi = k \cdot a$$

hvilket betyder, at fasesvinget er ligefrem proportional med modulationssignalets amplitude.

$$\Delta f = k \cdot a \cdot f_{LF}$$

$\Delta f$  er ligefrem proportional med modulationssignalets amplitude og frekvens.

## 2.4 Blokdiagram af PM sender



Fasemodulatoren forsynes med HF signal fra krystaloscillatoren, samt med LF modulationsspænding fra modulationsforstærkeren.

Ved fasemodulation af et HF signal ændres frekvensen ikke ret meget. For at få et tilstrækkeligt frekvenssving multipliceres den fasemodulerede HF i et multiplikatortrin bestående af frekvensdoblere eller triplere.

PA trinnet forstærker den modulerede HF.

Da senderens udgangseffekt er konstant ved FM/PM, kan PA trinnet arbejde i klasse C.





## DISPOSITION

### 1. HF forstærker

#### 1. HF FORSTÆRKER

##### 1.1 Signal-støjforhold

Støj begrænser en modtagers mulighed for at modtage svage signaler. Støjproblemet varierer meget med frekvensen.

I HF området overstiger menneskefrembragt støj, atmosfærisk og kosmisk støj den støj, der frembringes i modtageren. Signal-støjforholdet for selve modtageren får herved mindre betydning for frekvenser op til ca. 30 MHz.

Ved 50 MHz overstiger ude fra kommende støj stadig, hvad der produceres i modtageren, med stigende frekvens falder forholdet hurtigt.

Ved 100 MHz og opefter er ude fra kommende støj sjældent et problem, når der skal modtages svage signaler.

Signal-støjforholdet bestemmes i nyere modtagere af indgangstrinnet.

En modtagers signal-støjforhold måles efter normer fastsat af P & T.

##### 1.2 Forstærkning

Det kan synes, at jo mere forstærkning en HF forstærker har, des bedre bliver modtagelsen, men dette er ikke nødvendigvis sandt.

HF forstærkerens primære funktion er at skabe et godt signal-støjforhold med et signal større end den støj, der produceres senere i modtageren.

I modtagere beregnet til AM og SSB indføres der en forstærkningsregulering på HF trinnet. Denne forstærkningsregulering har oftest form af en AGC, Automatic Gain Control.

Udgangssignalet fra HF forstærkeren må ikke overstyre det efterfølgende blandertrin.

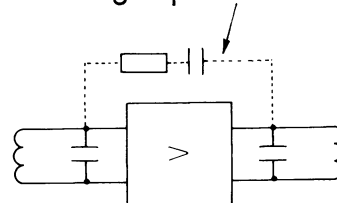
##### 1.3 Stabilitet

Det kan være nødvendigt at neutralisere et HF trin overfor selvsving.

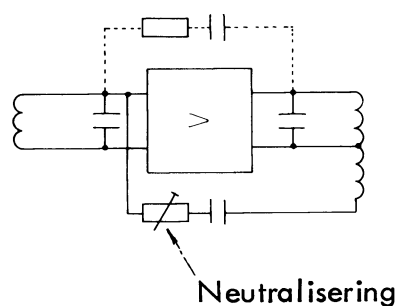
Dette sker ved at føre energi fra udgangskredsen tilbage til indgangen i en sådan størrelse og fase, at den tilbagekobling, der sker via spredningskapaciteter, uønskede koblinger samt indre kapaciteter i transistoren, udbalanceres.

Ikke neutraliseret trin.

Tilbagekobling via spredningskapacitet m.m.



Neutraliseret trin



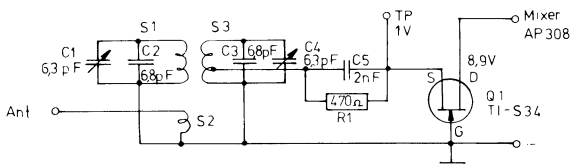


Neutralisering har størst betydning ved forstærkere, hvor indgangskreds og udgangskreds er afstemt til samme frekvens. Hvis forstærkeren på grund af manglende eller forkert justeret neutralisering svinger, sker det på en lidt lavere frekvens, end den indgangs- og udgangskreds er afstemt til.

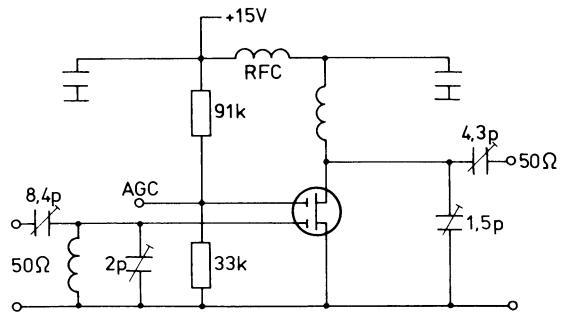
I nyere transistorer og MOS-FET er tilbagevirkningen meget lille. En typisk værdi for kapaciteten mellem drain og gate på en MOS-FET er 0,02 pF, herved formindskes stabilitetsproblemet betydeligt.

1.4 Kredsløbseksempler

a. RF amplifier AP 700



b. 100 MHz amplifier





## DISPOSITION

1. LC oscillator
2. Krystaloscillator

### 1. LC OSCILLATOR

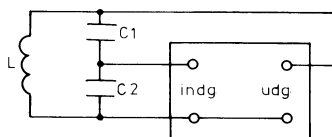
Oscillatoren er en elektronisk vekselstrømsgenerator, der kan arbejde ved meget høje frekvenser.

De typer, der har interesse ved sendere og modtagere, er LC oscillatorer, idet oscillatorer med RC afstemning sjældent bruges til frekvenser over 100 kHz.

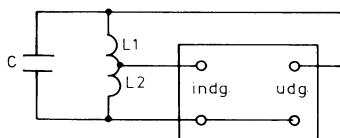
Oscillatoren består af:

1. En forstærker
2. Et afstemningsled
3. En medkobling

#### Colpitts-oscillator



#### Hartley-oscillator



Når en svingningskreds slås an, frembringes der en dæmpet svingning. Dæmpningen skyldes udstråling fra kredsen, samt effekt-tab i svingningskredsen.

For at vedligeholde svingningens størrelse, dvs. erstatte svingningskredstab, tilslutter man kredsen til en forstærker.

Forstærkeren styres af et signal, der kobles tilbage fra svingningskredsen. Denne tilbagekobling skal være en medkobling for at kunne vedligeholde svingningens størrelse.

#### 1.1 Svingningsbetingelse

For at en oscillatoropstilling skal kunne svinge, skal sløjfeforstærkningen, dvs. transistorens forstærkning gange tilbagekobling, være tilstrækkelig stor.

Svingningsbetingelsen er

$$A \cdot \beta = 1.$$

Hvis f.eks. A er for lille, vil svingningen dø ud, idet tabene i svingningskredsen ikke bliver erstattet.

Hvis A er for stor, vil svingningen vokse i amplitude, idet svingningskredsen bliver tilført mere end, der tabes ved udstråling og effekt-tab. Svingningerne vil vokse i amplitude, indtil forstærkeren går i mætning.

#### 1.2 Frekvensstabilitet

Oscillatorer i sendere og modtagere skal være frekvensstabile. Stabiliteten angives i ppm, parts per million.

Opgives f.eks. en oscillator, der svinger på 10 MHz at have en stabilitet på  $\pm 10$  ppm, betyder det, at oscillatoren højst ændrer svingningsfrekvensen med  $\pm 100$  Hz.

Ved konstruktionen af oscillatorer anvender man svingningskredse med så stort Q som muligt, således at man får en stor selektiv forstærkning.

Man anvender komponenter med meget små temperaturkoefficienter, og oscillatoren opbygges mekanisk på en sådan måde, at rystelser ikke ændre oscillatorfrekvensen (mikronfoni).

Opbygges en LC oscillator af komponenter med en nogenlunde godhed, kan en frekvensstabilitet på 1.000 ppm opnås.

Bruges temperaturkompenserede komponenter, kan en stabilitet på mellem 100 - 10 ppm opnås.

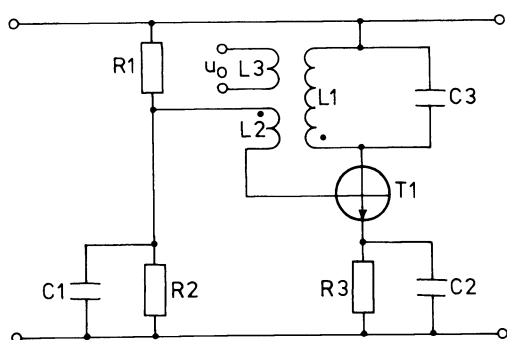
LC oscillatorer kan inddeles i to hovedgrupper:

1. Induktivt koblede oscillatorer.
2. Trepunktoscillatorer

### 1.3 Induktivt koblet oscillator

I induktivt koblede oscillatorer etableres medkoblingen ved gensidig induktiv kobling mellem to spoler, hvoraf den ene indgår i en afstemt kreds.

På den viste oscillator kobles signalet fra kollektorkredsen til basen via en spole  $L_2$ .



Den ene side af  $L_2$  er lagt til stel via  $C_1$ , den anden side er ført til basen af  $T_1$ .

Spolen  $L_2$  er koblet således sammen med  $L_1$ , at en positiv halvperiode på kollektoren giver en negativ halvperiode på basen, herved er medkoblingen etableret.

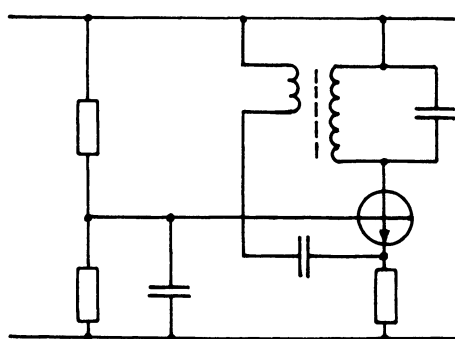
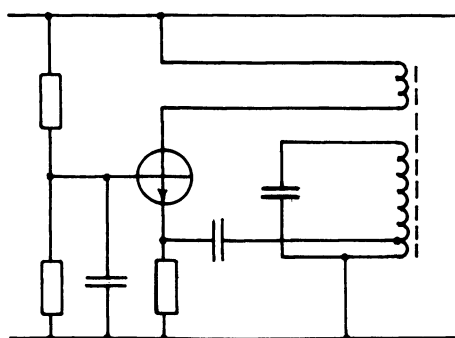
Signalet på basen forstærkes og fasevendes af transistoren. Transistoren tilfører svingningskredsen lige så meget energi, som kredsen taber ved udstråling og tabsmodstande.

Forspændingen til basen etableres af modstandene  $R_1$  og  $R_2$  og tilføres basen via  $L_2$ .

Den induktivt koblede oscillator kan anvendes op til ca. 30 MHz.

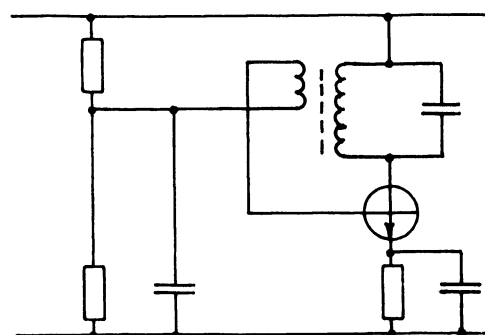
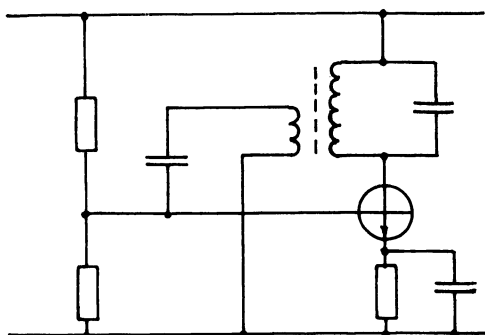
Kredsløbseksempler :

Fælles basis





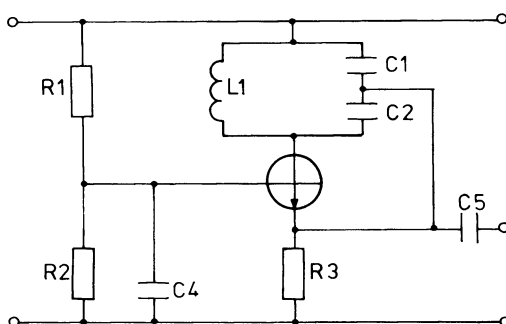
## Fælles emitter



## 1.4 Trepunktoscillator

Af oscillatorer med trepunktkobling findes to hovedtyper Colpitt og Hartley.

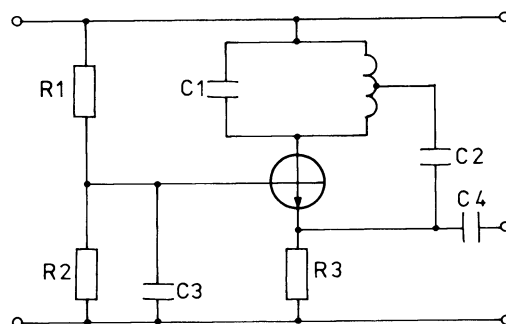
På Colpitt-oscillatoren etableres medkoblingen ved et kapacitivt udtag på svingningskredsen.



Spændingen over  $C_1$  føres til emitteren på transistoren.

Da transistoren er en basisjorden forstærker, forstærkes det tilførte signal med 0 graders fasedrejning fra emitter til kollektor, hvilket giver medkobling.

På Hartley-oscillatoren etableres medkoblingen ved et udtag på spolen i svingningskredsen.

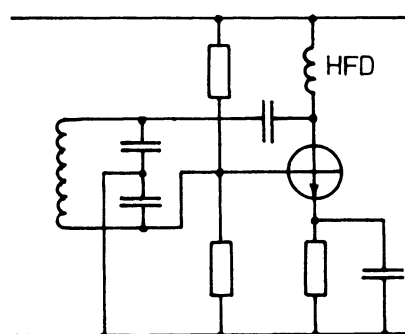
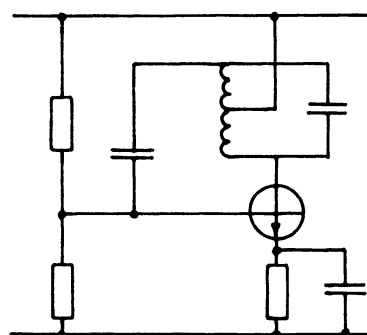


$C_2$  er en overføringskondensator, der DC mæssigt isolerer emitter fra kollektorkreds.

Transistorens indre kapaciteter skal have mindst mulig indflydelse på oscillatoren, derfor bruger man kredse med højt Q, således at man kun behøver en svag kobling mellem svingningskredsen og indgangen på forstærkeren.

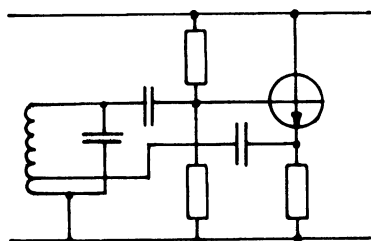
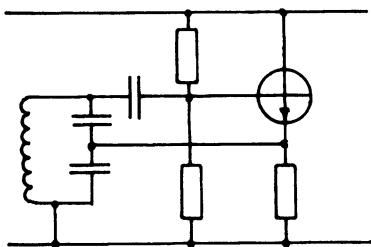
Kredsløbseksempler:

Fælles emitter





## Fælles kollektor

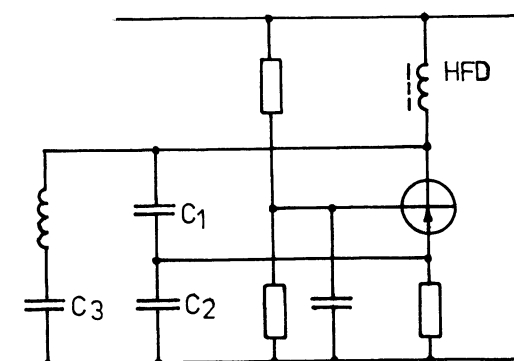


Når spændingsdelerkapaciteterne  $C_1$  og  $C_2$  kan gøres vilkårligt store, ses det, at transistorens indre spændingsafhængige kapaciteter vil få en meget ringe indflydelse på resonansfrekvensen, og man vil have en oscillator med bedre frekvensstabilitet.

En anden fordel vil være, at  $C_3$  kan varieres, uden at dette vil få nævneværdig betydning for tilbagekoblingsforholdet, som er bestemt af  $C_1$  og  $C_2$ . Det forhold kan f.eks. være 1:3 eller 1:10.

Kredsløbseksempler:

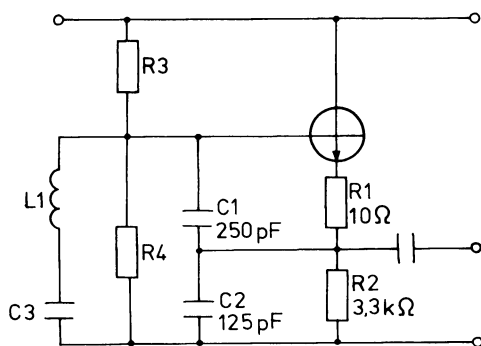
Basisjordet



## 1.5 Clapp-oscillator

Denne oscillator type bygger på Colpitt-princippet med kapacitiv spændingsdeling.

I Clapp-oscillatoren er der foruden de to kondensatorer  $C_1$  og  $C_2$ , anbragt en lille kondensator  $C_3$  i serie med spolen.



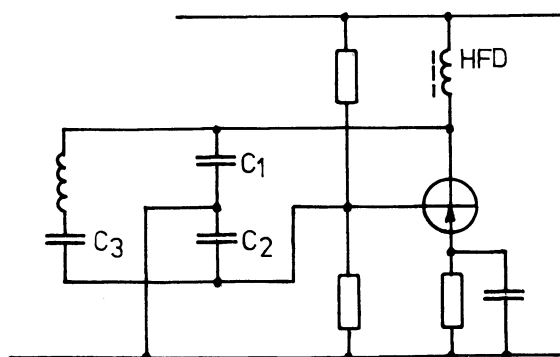
Resonansfrekvensen fås, når

$$X_{C_1} + X_{C_2} + X_{C_3} = X_L$$

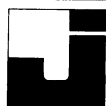
Er  $C_3$  meget mindre end  $C_1$  og  $C_2$ , vil  $X_{C_3}$  være meget større end  $X_{C_1} + X_{C_2}$ , og man vil tilnærmet kunne skrive

$$X_{C_3} \cong X_L$$

Emitterjordet







## 2. KRYSTALOSCILLATOR

Krystalstyrede oscillatorer kan opnå en stor frekvensstabilitet, ca. 0,01 ppm. Krystallet består af krystallinsk  $\text{SiO}_2$ , der skæres ud i flade rektangulære skiver.

En mekanisk påvirkning frembringer en spændingsforskel over krystallet. Omvendt vil en elektrisk spænding bevirke en mekanisk ændring af krystallet.

Dersom krystallet udsættes for en vekselspænding med en frekvens, der svarer til dets mekaniske resonansfrekvens, vil det komme i kraftige mekaniske svingninger. Svingningerne er meget konstante.

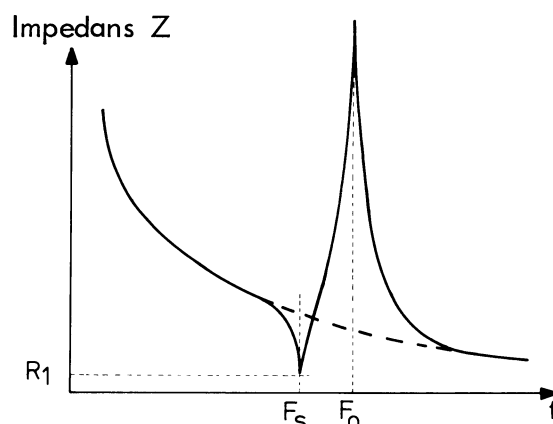
Ved at skære krystallet i særlige vinkler på længdeaksen kan temperaturafhængigheden påvirkes.

Resonansfrekvensen afhænger for visse snit af krystalskivens tykkelse. Jo tyndere skive, des højere frekvens.

Temperaturkoefficienten kan være både positiv og negativ og angives i Hz pr. MHz pr.  $^{\circ}\text{C}$  (ppm). For at undgå frekvensændring på grund af temperaturændringer, anbringes krystallet ofte i en krystalovn, der holder krystallet på en konstant temperatur.

Krystaller fås med svingningsfrekvenser i området 1 kHz til 200 MHz, over ca. 20 MHz svinger krystallet på ulige harmoniske af en grundfrekvens.

Krystallet har en serieresonansfrekvens og en parallelresonansfrekvens.



Ved frekvenser under serieresonansfrekvensen optræder krystallet kapacitivt, mellem serie- og parallelresonans optræder krystallet induktivt, over parallelresonans optræder krystallet kapacitivt.

Krystaloscillatoren kan opbygges, så oscillatoren svinger på parallelresonansfrekvensen, serieresonansfrekvensen eller mellem serie- og parallelresonans, hvor krystallet optræder som en spole.

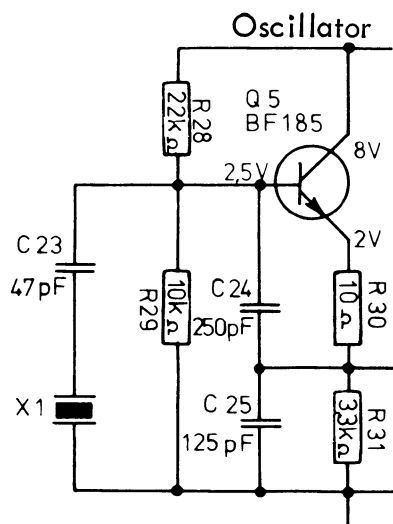
## 2.1 Eksempler på krystaloscillatorer

### Eksempel 1:

Oscillatoren er en Clapp-oscillator.

Den svinger på en frekvens mellem krystallets serie- og parallelresonans. Krystallet indgår som spole i svingningskredsen.

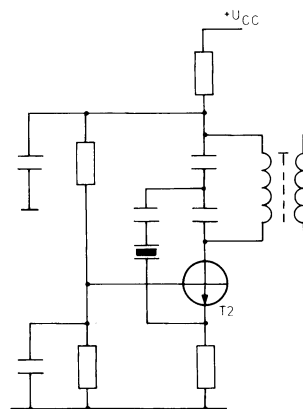
Da afstemningskapaciteten C24 og C25 er store for at eliminere virkningen af transistorens kapaciteter, formindskes krystallets  $X_L$  af C23, uden at "spolens" Q bliver mindre.



### Eksempel 2:

I den viste oscillator arbejder transistoren i jordet basekobling.

Medkoblingen etableres fra et kapacitivt udtag på kollektorkredsen via krystallet til emitteren. Krystallet arbejder på sin serieresonansfrekvens og tillader kun medkobling på denne frekvens.





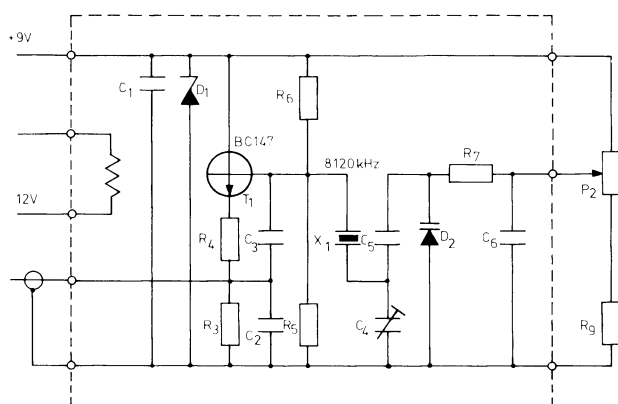
## Eksempel 3:

Oscillatoren er anbragt i en kry-stalovn for at øge frekvensstabi-liteten, idet der i afstemningen indgår en kapacitetsdiode, som ændrer kapacitet ved temperatur-ændringer.

Oscillatoren er en Clapp-oscilla-tor, svingningsfrekvensen kan æn-dres ved at ændre kapaciteten, der sidder i serie med krystallet.

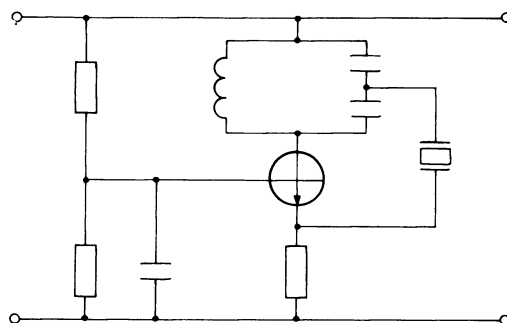
I seriekapaciteten indgår trimme-kondensatoren  $C_4$ , parallelt her-med  $C_5$  i serie med kapacitets-dioden  $D_2$ .

Oscillatorens svingningsfrekvens kan ændres i alt 2.800 Hz ved at ændre forspændingen til kapa-citetsdioden.



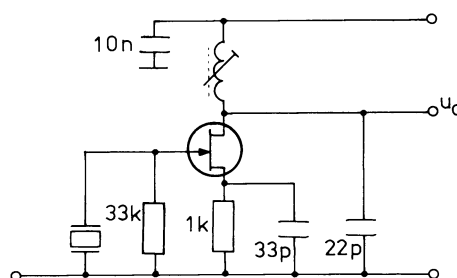
## Eksempel 1:

I det viste eksempel er sving-ningskredsen afstemt til den øn-skede harmoniske af krystallets grundfrekvens.



## Eksempel 2:

Medkoblingen sker via den indre kapacitet i FET'en mellem gate - drain.



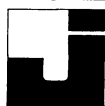
## 2.2 Overtoneoscillator

Kvartskrystallets tykkelse er om-vendt proportional med frekven-sen. Ved frekvenser over ca. 20 MHz bliver krystallerne så tynde, at fremstillingen bliver meget kostbar og krystallerne skrøbelige.

Imidlertid er det muligt at få et krystal til at svinge på en ovento-nefrekvens, der er en mekanisk harmonisk af krystallets grundfre-kvens.

Krystallet kan kun svinge på uli-ge harmoniske af grundfrekvensen.





## DISPOSITION

1. Blanding
2. Additiv blanding
3. Multiplikativ blanding

### 1. BLANDING

#### 1.1 Blandingsforstærkning

Forholdet mellem antennesignalet og MF signalet på henholdsvis ind- og udgang af blandingstrinnet giver blandingsforstærkningen

I et transistortrin er blandingsforstærkningen større end i et FET trin. Transistortrinnet har ca. 20 dB forstærkning, medens FET trinnet har 15 til 20 dB forstærkning.

#### 1.2 Spurious

Andre uønskede signaler end spejlfrekvensen kan modtages, f.eks. kan harmoniske af oscillatorfrekvensen blande sig med frekvenser, langt fra den ønskede antennefrekvens, og giver signaler på mellemfrekvensen.

Under blandingen dannes der harmoniske af oscillatorsignal og antennesignal. Blandingsprodukter af disse harmoniske giver også spurious signaler til mellemfrekvensen.

Den bipolare transistor er mindre egnet til blander end FET'en, idet den bipolare transistor har en eksponentiel karakteristisk, medens FET'en har kvadratisk karakteristisk.

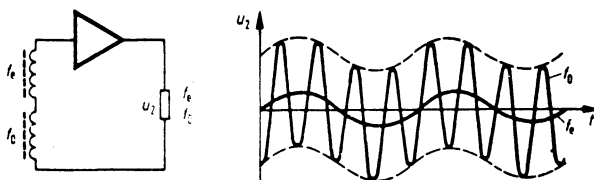
Den eksponentielle karakteristisk giver langt flere og større harmoniske af oscillatorsignal og antennesignal.

Yderligere har FET'en et langt større udstyringsområde end den bipolare transistor, hvilket gør, at FET'en kan behandle større signaler og dermed er mindre følsom overfor overstyring.

### 2. ADDITIV BLANDING

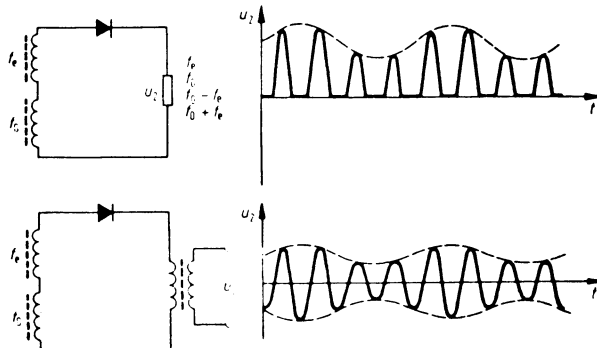
Adderer man spændingerne fra to forskellige frekvenser, får man et sumsignal.

Indgår der kun lineære komponenter i kredsløbet, indeholder sumsignalet kun de oprindelige to frekvenser, man siger, der er sket en overlejring mellem de to frekvenser.



Indeholder kredsløbet en ulineær komponent, som f.eks. en diode, opstår der blandingsprodukter mellem de to frekvenser.

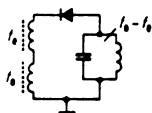
Udtages signalet over en spole, har sumspændingen af de to frekvenser plus blandingsprodukter samme udseende som ved modulation i en sender.







Udtages signalet over en afstemt kreds, fås en ren sinus, idet alle andre frekvenser, end den kredsen er afstemt til, bortfiltreres.

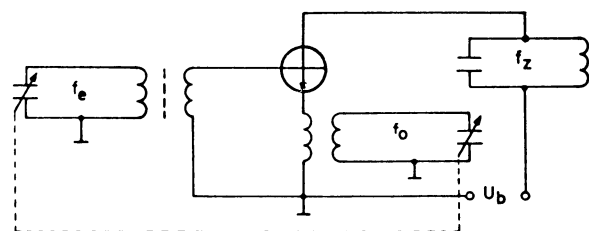
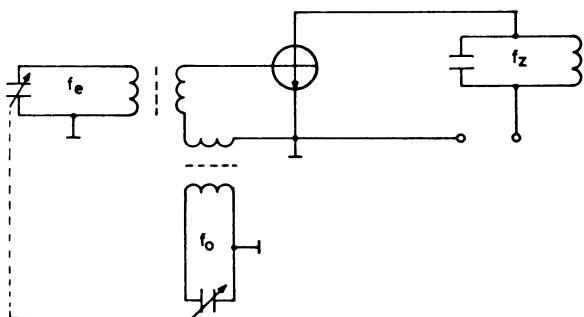


Spændingen over den afstemte kreds varierer kun i amplitude, såfremt antennesignalet varierer i amplitude.

## 2.1 Additiv blanding med transistorer

Additiv blanding med en transistor foretages, uanset om oscillatorsignal og antennesignal begge tilsluttes basen, eller antennesignalet tilsluttes basen, og oscillatorsignalet tilsluttes emitteren.

I begge tilfælde adderes de to signaler over basis-emitterstrækningen på transistoren.

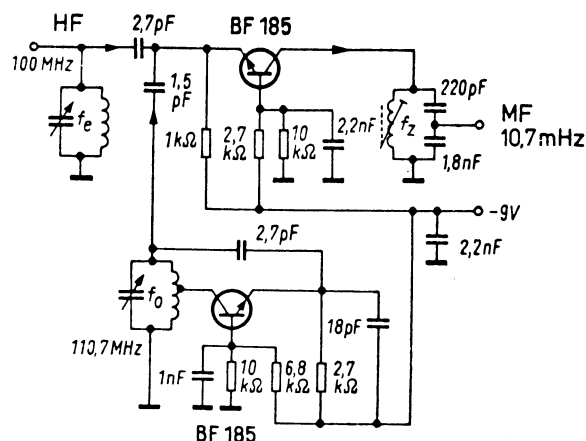


Additiv blanding med en transistor anvendes ikke i ret stor udstrækning, idet den producerede støj og indholdet af spurious er ret stort i sammenligning med en blander med dual-gate MOS-FET.

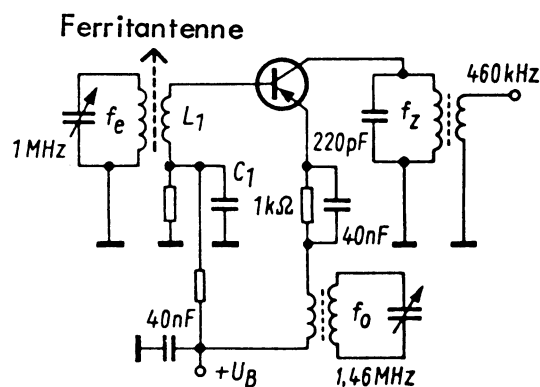
Blandingsforstærkningen i en additiv transistorblander er ca. 20 dB.

Oscillatorsignalet er normalt 10 gange større end antennesignalet.

## Blandertrin, FM modtager



## Blandertrin, MB modtager







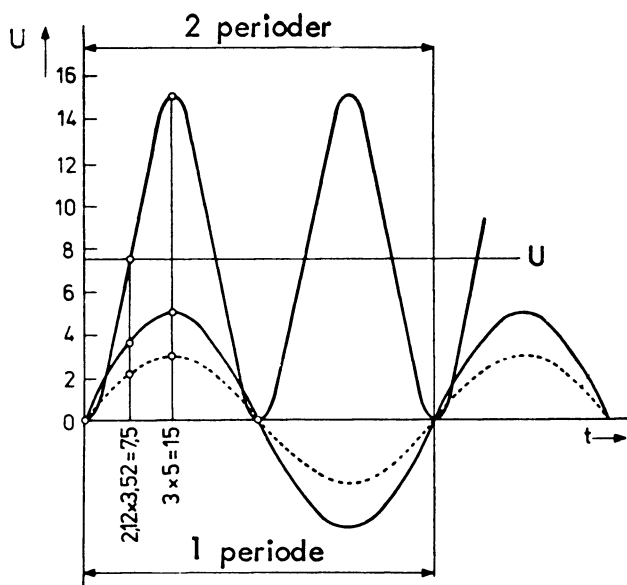


### 3. MULTIPLIKATIV BLANDING

Når to sinusspændinger med samme frekvens multipliceres, dvs. at de to spændinger ganges med hinanden punktvis, i samme tidspunkt opstår der to nye frekvenser, nemlig en frekvens, der er lig med summen af de to oprindelige frekvenser og en frekvens, der er lig med differensen imellem de to oprindelige frekvenser.

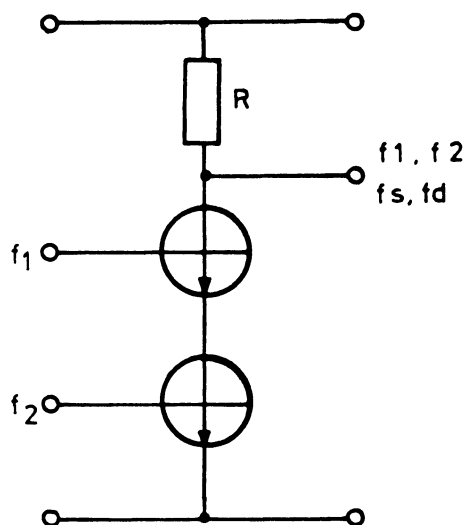
Hvis de to oprindelige frekvenser er ens, bliver sumfrekvensen den dobbelte frekvens af de oprindelige, og differensfrekvensen 0 Hz, altså en DC spænding.

På tegningen er vist to ens frekvenser, der er multipliceret med hinanden, produktet er den dobbelte frekvens, der er overlejret i en DC spænding.

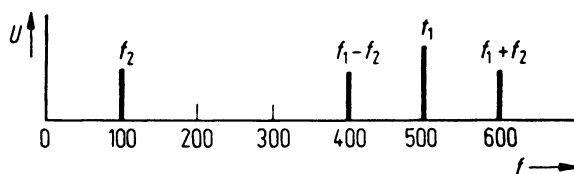


Hvis de to frekvenser er forskellige, vil differensfrekvensen blive forskellig fra 0 Hz.

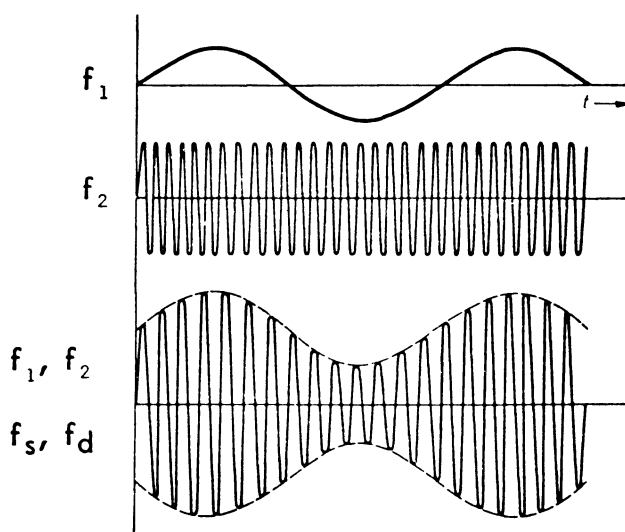
I nedenstående illustration bliver strømmen i de to transistorer, der er forbundet i serie, styret to gange.



Udgangsspændingen på ovenstående transistortrin vil indeholde alle fire frekvenser:  $f_1, f_2, f_d, f_s$



Input- og output-signalerne ser således ud:





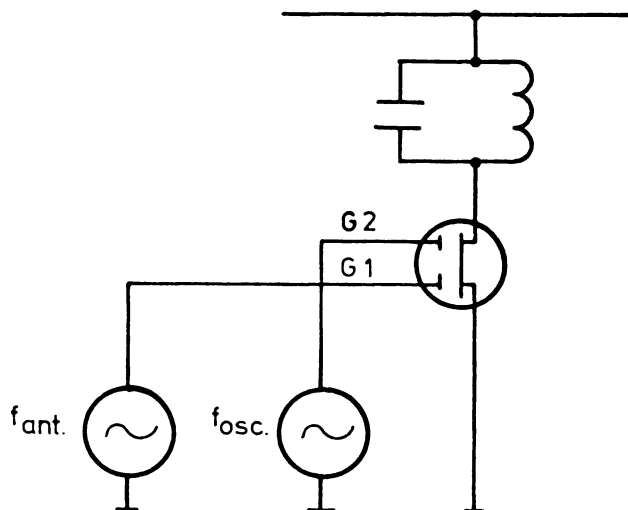


### 3.1 Blander med dual-gate MOS-FET

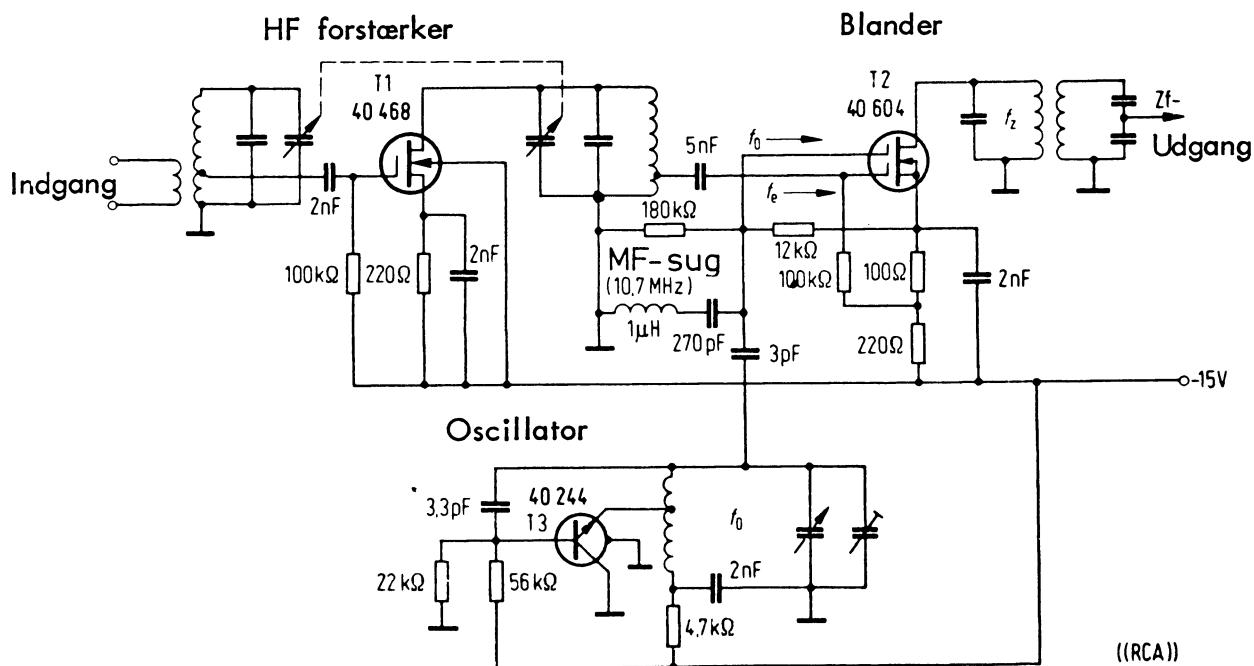
En blander med dual-gate MOS-FET kan opbygges enten som additiv eller som multiplikativ blander.

Som additiv blander tilføres  $f_{\text{ant}}$  og  $f_{\text{osc}}$  til gate 1. Dette giver et større indhold af spurious, end hvis blanderen tilføres  $f_{\text{osc}}$  på gate 2 og  $f_{\text{ant}}$  på gate 1.

Når oscillatorsignalet tilføres gate 2 og antennesignalet gate 1, sker der en multiplikativ blanding.



#### FM tuner



Der dannes mindre spurious, fordi både oscillatorsignalet og antennesignalet arbejder på transistorens lineære del.

Multiplikationen af de to signaler fremkommer ved, at både gate 1 og gate 2 påvirker transistorens forstærkning, de to forstærkningsændringer multipliceres.

Set fra gate 2 optræder "kanalen" under gate 2 som en uafkoblet source-modstand, derfor kræves der et ret stort input-signal for at ændre transistorens forstærkning. Oscillatorsignalet til gate 2 er normalt af størrelsen 1 til 2 V.

Blandingsforstærkningen i et sådant trin er ca. 15 til 20 dB.

Ved anvendelse af en dual-gate MOS-FET opnås god isolation mellem antennesignal og oscillatorsignal, hvilket giver minimal oscillatorudstråling på antennen, ligesom justering på antennekredse ikke påvirker oscillator kredse.





## DISPOSITION

1. Transistormultiplikator
2. Varaktormultiplikator

### 1. TRANSISTORMULTIPLIKATOR

#### 1.1 Multiplikatortrin

Der er forskellige grunde til at anvende multiplikatorer.

Nødvendigheden af en frekvensmultiplikator består af følgende grunde:

- a. Nedsættelse af tilbagevirkning fra PA trin til oscillator.
- b. Øge frekvensstabiliteten ved høje frekvenser, idet en oscillator svinger mere stabilt ved lave frekvenser.
- c. Multiplicere et frekvenssving ved fasemodulation. *OG FM*

Den multiplicerede frekvens  $f_o \cdot n$  er altid et helt antal gange oscillatorfrekvensen. Multiplikatoren  $n$  er i almindelighed ved ét transistortrin mellem 2 og 4.

Der anvendes ofte flere multiplikatortrin efter hinanden.

Set over en hel sender kan multiplikatoren ved høj udgangsfrekvens være på 30 eller derover.

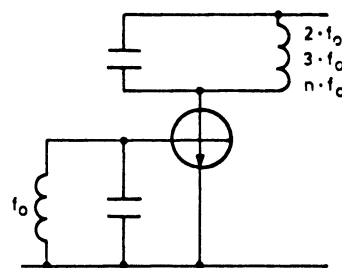
Frekvensmultiplikation sker i almindelighed ved forvrængning af en sinusformet spænding i et u-lineært led.

Alt efter forvrængningens størrelse vil overtonernes styrke variere.

Ved stigende multiplikation falder trinnets virkningsgrad, normalt anvendes derfor kun en doubling eller tripling pr. trin.

Den ønskede overtone udtages af udgangsstrømmen ved hjælp af en selektiv kreds.

Principdiagrammet ser således ud:



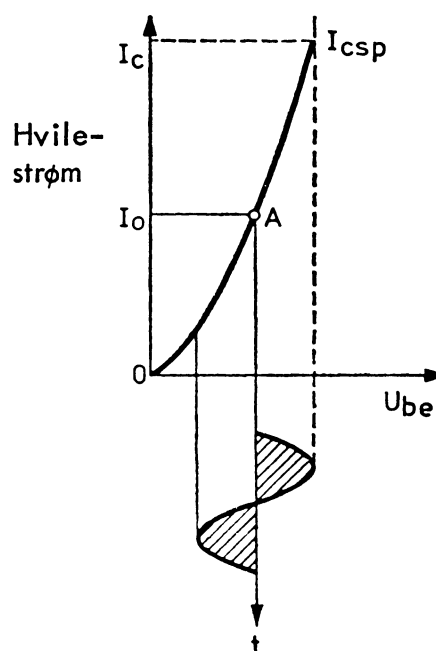
Basis-emitterkredsen er afstemt til grundfrekvensen  $f_o$ , således at transistoren udstyres maksimalt.

Kollektorkredsen er afstemt til den overtone, der skal tages ud af trinnet.

#### 1.2 Udstyring

Overtonernes andel af kollektorstrømmen afhænger af, i hvor lang tid transistoren trækker strøm i løbet af en periode.

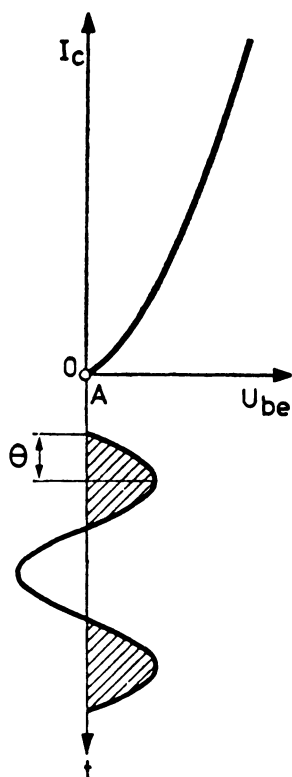
I klasse A trækker transistoren strøm i hele perioden.



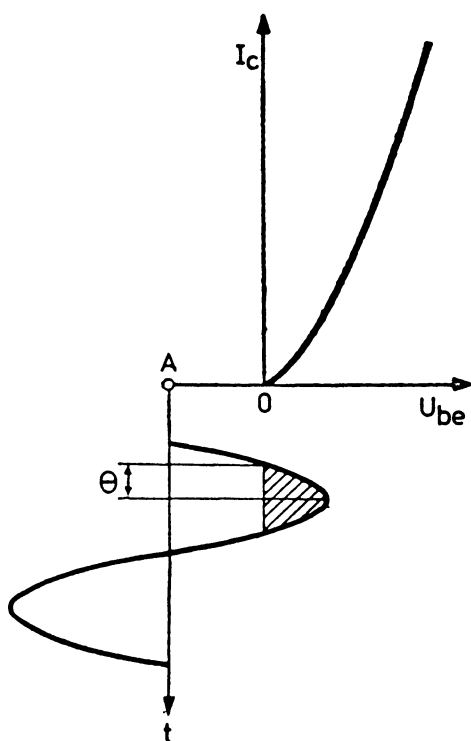
A = Arbejds punkt



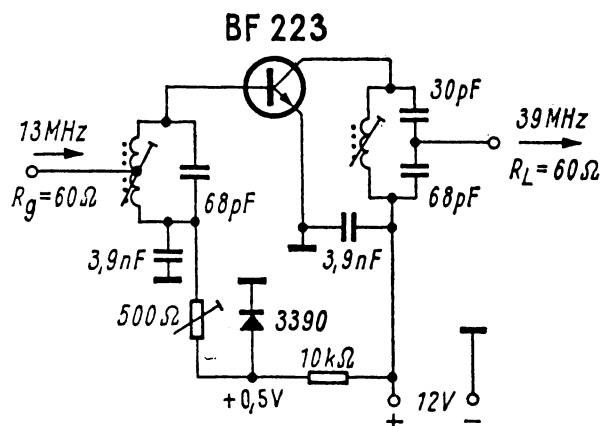
I klasse B trækker transistoren strøm i halvdelen af en periode.



I klasse C trækker transistoren strøm i mindre end en halv periode.

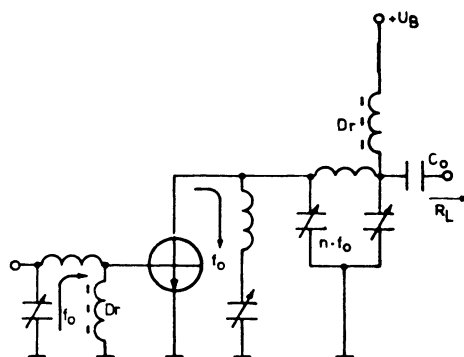


### 1.3 Kredsløbseksempler



Diagrammet viser en tripler. Baseskredsen er afstemt til grundfrekvensen. Kollektorskredsen er afstemt til den tredje harmoniske.

For at øge virkningsgraden på trinnet kan der i kollektoren være indskudt en eller flere seriekredse, der er afstemt til grundfrekvensen samt eventuelt 2. overtone.

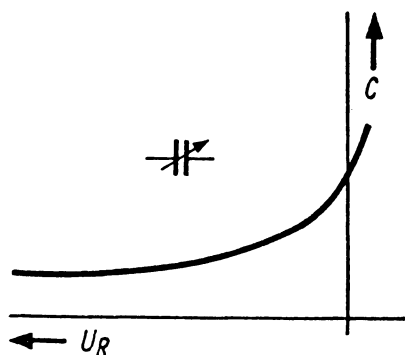




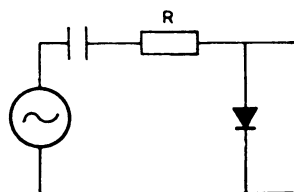
## 2. VARAKTORMULTIPLIKATOR

### 2.1 Varaktordiode

En varaktordiode er en spændingsafhængig kapacitetsdiode.

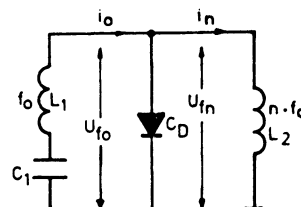


Tilsluttes en varaktordiode i serie med en modstand, og påtrykkes serieforbindelsen en sinusspænding, vil der på grund af varaktordiodes kapacitet ske en spændingsdeling af signalet.



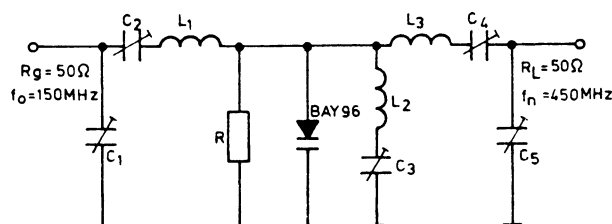
Da spændingen over dioden hele tiden ændres, vil kapaciteten i dioden også ændre sig, derved opstår der et forvrænget signal over dioden. Dette forvrængede signal har et stort anden harmonisk indhold.

### 2.2 Principdiagram



$C_1$ ,  $L_1$  og  $C_D$  er afstemt til grundfrekvensen, medens  $L_2$  og  $C_D$  er afstemt til den harmoniske frekvens, der skal ud af kredsløbet.

### 2.3 Eksempel



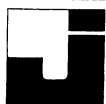
Diagrammet viser en tripler, hvor  $L_1$ ,  $C_2$  og  $C_1$  er afstemt til grundfrekvensen,  $L_3$ , og  $C_4$ , og  $C_5$  er afstemt til den 3. harmoniske, medens  $L_2$  og  $C_3$  afstemmes til den 2. harmoniske frekvens, hvorved virkningsgraden på trinnet øges. Varaktordioden anvendes samtidig som clamperdiode, således at den forspændes i spærreretningen, så tabet bliver så lille som muligt.  $R$  er en modstand over 50 k $\Omega$  og har til opgave at aflade kapaciteterne, så spærrespændingen og dermed kapacitetens middelværdi forbliver konstant.

Kredsløbet er vanskeligt at opjustere, idet at alle kredse har indflydelse på hinanden. Afstemningen afhænger desuden af indgangssignalet amplitude.

Virkningsgraden er meget stor mellem 60% og 80%, og kredsløbet kan anvendes langt op i UHF området.





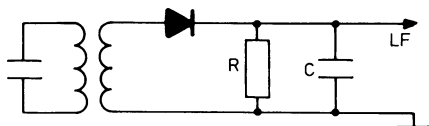


## DISPOSITION

### 1. AM detektor

## 1. AM DETEKTOR

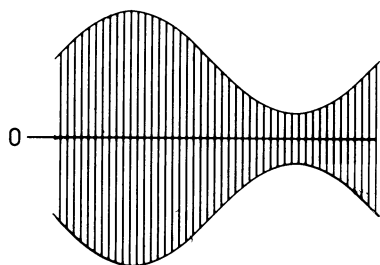
### 1.1 Seriediodedetektor



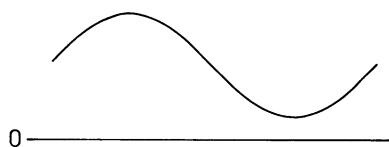
Tilføres detektoren et AM signal, vil dioden kun lade den positive halvbølge af HF signalet passere. Derved oplades C til spidsværdien af HF signalet.

Ved faldende HF amplitude vil R aflade C således, at spændingen over C er et udtryk for HF signallets amplitude og dermed LF informationen.

HF signal før detektor.



Spændingen over C.



### 1.2 Øvre grænsefrekvens

Da R skal aflade C ved faldende HF amplitude, er der grænser for, hvor hurtigt HF amplituden må ændre sig.

Ved grænsefrekvensen for R og C er LF amplitudeændringen faldet 3dB i forhold til HF amplituden.

Modulationsgraden ændrer også amplitudeændringens hastighed og har derved også indflydelse på  $f_\phi$

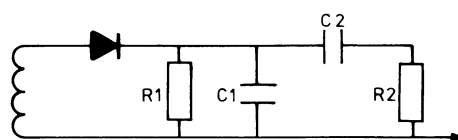
$$f_\phi = \frac{\sqrt{1 - m^2}}{2\pi \cdot R \cdot C \cdot m}$$

$m$  = Modulationsgrad

### 1.3 Maksimal modulationsgrad

Detektoren vil altid være belastet af en forstærkers indgangsmodstand.

Forstærker og detektor adskilles DC mæssigt med en kondensator, der skal være så stor, at den overfører LF signalerne.



$C_2$  oplades til middelværdien af spændingen, der ligger over  $C_1$ .

Antager vi, at  $C_2$  er opladet til 1 V, og  $R_1$ ,  $R_2$  har samme størrelse, vil der over hver modstand ligge 0,5 V, dersom dioden ikke leder.

Med en HF middelværdi på 1 V kan der kun overføres et uforvrænget signal, der i amplitude varierer mellem 0,5 V og 1,5 V, dvs. et signal, der maksimalt er moduleret 50%.



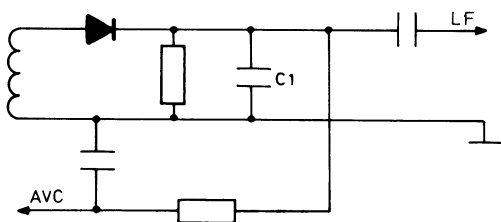
Den maksimale modulationsprocent, en detektor kan behandle, afhænger af forholdet mellem den AC modstand og den DC modstand, der belaster detektoren

$$\text{maks. } m = \frac{R_{AC} \cdot 100}{R_{DC}} \%$$

Her udgør DC modstanden  $R_1$ , medens AC modstanden er  $R_1$  og  $R_2$  i parallel.

#### 1.4 AVC spænding

Den jævnspænding, der opstår over  $C$ , er et udtryk for, hvor kraftigt et signal der modtages. Spændingen kan anvendes til AVC regulering, men skal da først filtreres, så LF signalet fjernes fra AVC spændingen.



#### 1.5 Belastning af svingningskredsen

Den modstand, der belaster svingningskredsen, kan beregnes ved at sammenligne den effekt, kredsen afgiver med den effekt, detektorens belastning optager.

Den effekt svingningskredsen afgiver, er:

$$P_a = \frac{U_{eff}^2}{R_b}$$

hvor  $R_b$  er den effektive belastningsmodstand, kredsen føler sig belastet af.

Den effekt, detektorens belastning optager, er

$$P_o = \frac{U^2}{R_{AC}}$$

hvor  $R_{AC}$  er den modstand, der belaster detektoren, og  $U$  er jævnspændingen, detektoren afgiver.

Normalt vil jævnspændingen være lig med spidsværdien af HF signalet.

$$P_o = \frac{U_s^2}{R_{AC}} = \frac{2 \cdot U_{eff}^2}{R_{AC}}$$

Da den effekt, kredsen afgiver, må aftages af detektorens belastningsmodstand, kan de to effekter sættes lig med hinanden.

$$\frac{U_{eff}^2}{R_b} = \frac{2 \cdot U_{eff}^2}{R_{AC}}$$

Dette kan forkortes til

$$R_b = \frac{R_{AC}}{2}$$

dvs. at kredsen føler sig belastet af en modstand, der kun er halvdelen af den modstandsværdi, der belaster detektoren.

Af denne grund er detektoren ofte ikke afstemt, eller også er detektoren tilsluttet et udtag på svingningskredsen.



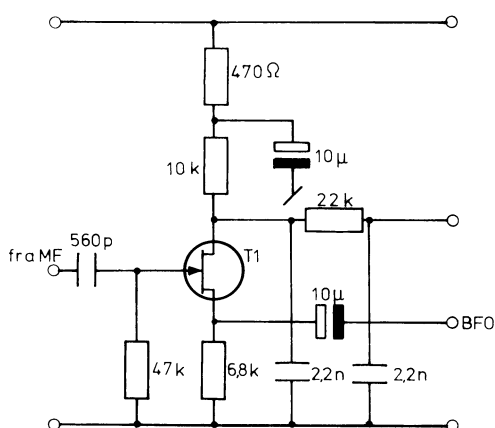
## DISPOSITION

### 1. Produktdetektor

#### 1. PRODUKTDETEKTOR

En produktdetektor anvendes til detektering af SSB og CW signaler.

Produktdetektoren skal have tilført to signaler for at kunne afgive LF.



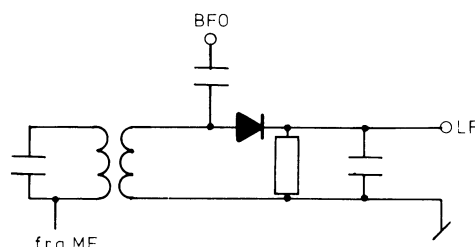
I gate-source strækningen sker der en blanding af BFO og MF signalerne.

Da drain på FET'en er HF afkoblet til stel, kan der kun opstå frekvenser, der er lig med forskellen mellem MF og BFO signalet.

Er MF signalet 581 kHz, og BFO'en svinger på 580 kHz, vil der på drainen opstå en spænding med frekvensen 1 kHz.

$$f_{LF} = f_{MF} - f_{BFO}$$

Enhver anden form for blander kan også anvendes til at detektere SSB signaler, blot skal udgangen kortsluttes for HF spændinger, medens den skal lade LF spændinger passere.

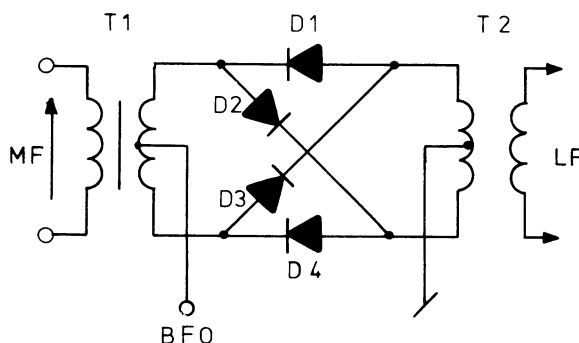


#### 1.1 Ringdetektor

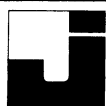
Et meget anvendt kredsløb til at detektere SSB er ringdetektoren. Dette kredsløb er det samme som ringmodulatoren og virker på samme måde.

I stedet for at tilslutte LF og HF til kredsløbet, tilsluttes MF signalet og signalet fra en BFO, udgangsspændingen er en LF spænding, hvor frekvensen er lig med forskellen mellem MF signalets frekvens og BFO'ens frekvens.

LF spændingens amplitude afhænger af MF signalets amplitude.



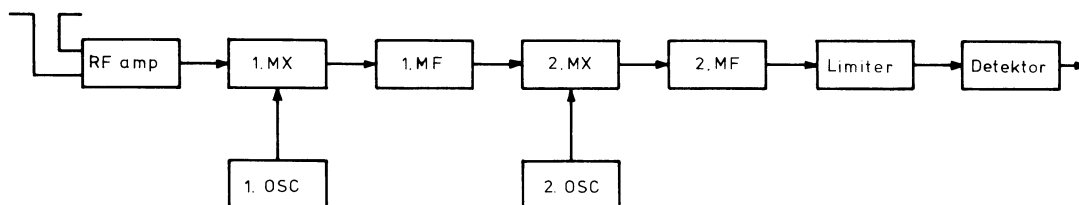




## DISPOSITION

1. Modtagerblokdigram
2. Flankedetektor
3. Forholdsdetektor
4. Foster-Seeley detektor
5. Quadratur detektor
6. Tællerdetektor
7. Begrænserkredsløb

### 1. MODTAGERBLOKDIAGRAM



I FM/PM modtageren er limiter- og detektorkredsløbet af særlig interesse, idet de øvrige kredsløb ikke afviger meget fra en AM modtager.

I detektorkredsløbet demoduleres den FM/PM modulerede HF, samme detektor kan demodulere både FM og PM modulation.

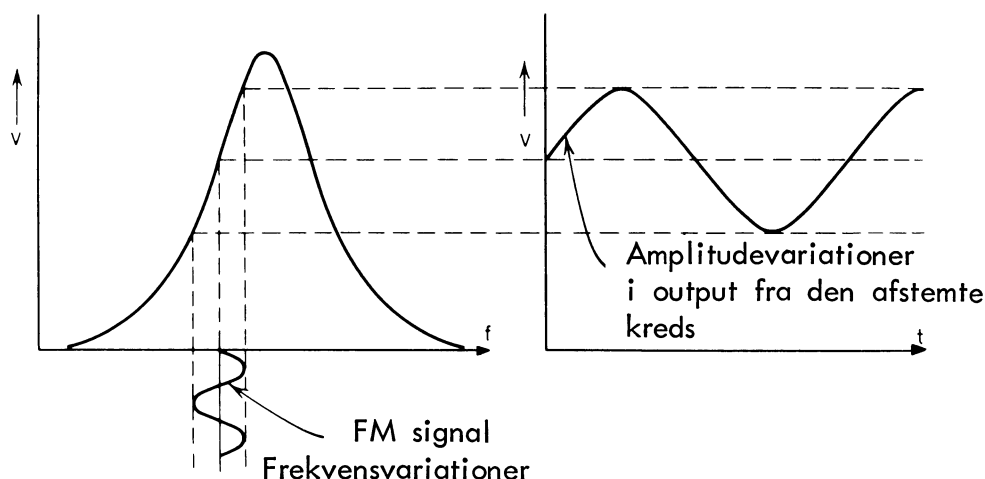
Før detektoren er anbragt en limiter/begrænser, har den til opgave at fjerne alle AM støjsignaler fra den FM/PM modulerede HF.



## 2. FLANKEDETektor

En AM-detektor kan detektere FM under forudsætning af, at detektoren er justeret således, at bærefrekvensen ligger på en af båndpasfilterets flanker i stedet for i midten af båndpasfilteret.

Frekvensvariationerne i FM signalet bliver omdannet til amplitudevariationer. En AM-detektor kan derefter detektere amplitudevariationerne i signalet.



Der vil være nogen distortion i det detekterede LF signal, fordi flankerne i båndpasfilteret ikke er rette.

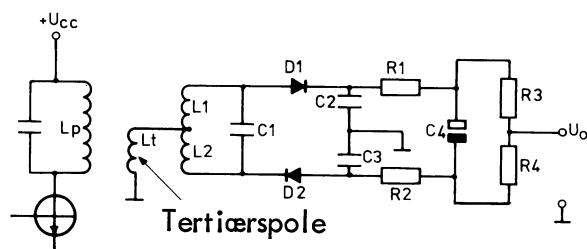
Detektoren kan bruges til at detektere narrow band FM. Da detekteringen foregår ved hjælp af en flanke i et båndpasfilter, kaldes den en flankedetektor.

## 3. FORHOLDSDETEKTOR

En forbedret FM-detektor er forholdsdetektoren.

I dette kredsløb overføres spændingen fra primærspolen via en tertiærspole til midtpunktet mellem to lige store spoler  $L_1$  og  $L_2$ .

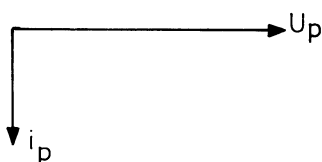
Samtidig er der induktiv kobling mellem primærspolen og  $L_1$  til  $L_2$ .





### 3.1 Fasedrejning i et båndfilter

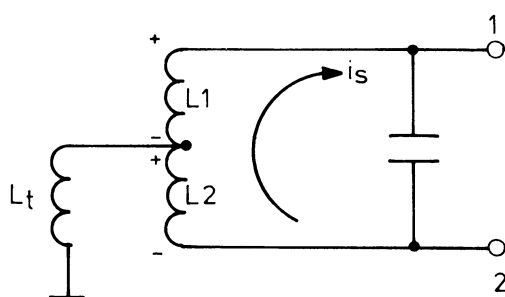
I et båndpasfilter er der  $90^\circ$  fasedrejning ved resonans, idet sekundærkredsen optræder ohmsk. Spændingen over kredsen er i fase med strømmen i primærspolen, der er  $90^\circ$  ude af fase med primærspændingen.



Den relative fase mellem strøm og spænding i sekundærkredsen ændrer sig med den påtrykte frekvens.

I sekundærkredsen gennemløbes  $L_1$  og  $L_2$  af samme strøm. Der vil derfor være  $180^\circ$  faseforskel mellem spændingerne, der dannes over  $L_1$  og  $L_2$ .

Dette kan vises ved hjælp af en øjebliksværdi.



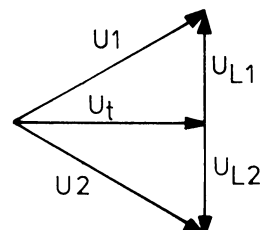
### 3.2 HF spændinger i sekundærkredsen ved resonans

HF spændingen, der kan måles i illustrationen pkt. 1, er summen af spændingen, der induceres i  $L_1$  og spændingen over tertiærspolen.

Spændingen over  $L_1$  er  $90^\circ$  ude af fase med primærspændingen, hvorimod spændingen over tertiærspolen er i fase med primærspændingen, idet den er uafstemt.

På samme måde kan spændingen i pkt. 2 findes, blot er spændingen over  $L_2$   $180^\circ$  ude af fase med spændingen over  $L_1$ .

Vektordiagrammet over de tre spændinger, samt de to sumspændinger kan tegnes som:

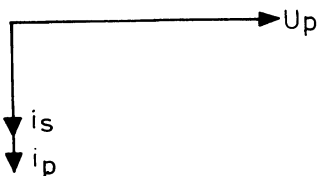


Belastningsmæssigt optræder sekundærkredsen som en seriekreds overfor primærkredsen.

Ændres frekvensen, optræder sekundærkredsen induktivt ved frekvenser højere end  $f_{res}$ , og kapacitivt ved frekvenser lavere end  $f_{res}$ .



I primærspolen vil der stadig være  $90^\circ$  mellem strøm og spænding, strømmen i sekundæren er i fase med primærstrømmen.

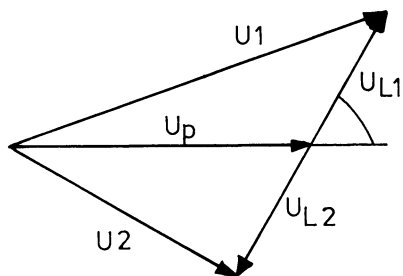


Ved en ændring af frekvensen bort fra  $f_{res}$ , ændres fasen mellem strøm og spænding i sekundæren bort fra  $0^\circ$ .

Spændingen over spolen  $L_1$  og  $L_2$  er derfor drejet i forhold til primærspændingen.

### 3.3 HF spændinger i sekundæren ved frekvenser større end resonansfrekvensen

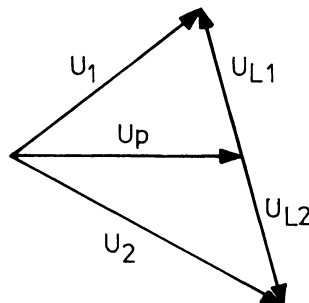
Ved højere frekvenser end  $f_{res}$  bliver fasedrejningen mellem primærspænding og spændingen over  $L_1$  mindre end  $90^\circ$ .



Det ses, at  $U_1$  er større end  $U_2$  ved frekvenser over resonansfrekvensen.

### 3.4 HF spændinger i sekundær ved frekvenser lavere end resonans

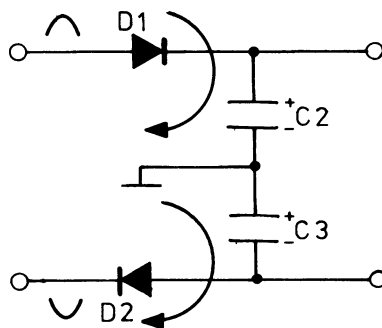
Ved lavere frekvenser drejes fasen den modsatte vej.



Det ses, at  $U_1$  er mindre end  $U_2$  ved frekvenser under resonansfrekvensen.

### 3.5 Ensretning af HF

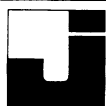
Når detektoren modtager et FM moduleret signal, ændres amplituden af  $U_1$  og  $U_2$  i takt med frekvensmodulationen, dvs. at FM modulationen er omdannet til AM modulation, der kan detekteres ved hjælp af dioder.



Ved resonansfrekvensen er spændingen over  $C_2$  lig med spændingen over  $C_3$ .

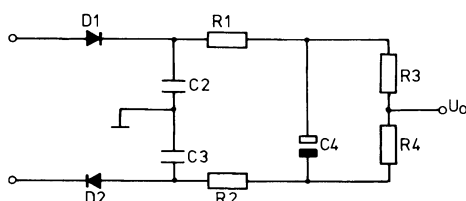
Ved frekvenser over resonansfrekvensen vokser spændingen over  $C_2$ , spændingen over  $C_3$  aftager tilsvarende, summen af de to spændinger er den samme som ved resonans.





Ved frekvenser under resonansfrekvensen aftager spændingen over  $C_2$ , spændingen over  $C_3$  stiger tilsvarende, dvs. at summen stadig er den samme.

Over de to kondensatorer anbringes nogle modstande og en kondensator.



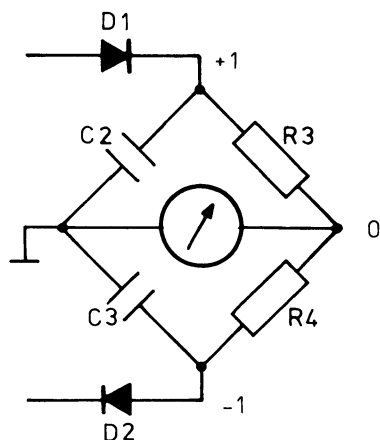
$R_1$  og  $R_2$  skal udligne eventuelle forskelle mellem de to dioders ledemodstand, og sammen med  $C_4$  fjernes rester af HF.

$C_4$  oplades til en spænding, der er lig med summen af spændingerne over  $C_2$  og  $C_3$ .

$R_3$  og  $R_4$  er to lige store modstande, imellem de to modstande kan måles halvdelen af sumspændingen.

### 3.6 Udgangsspænding ved resonans

Ved resonans er spændingerne over  $C_2$  og  $C_3$  lige store, f.eks. 1 V.

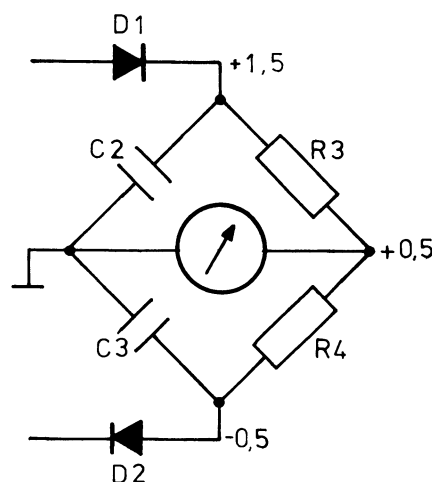


Over  $R_3$  og  $R_4$  er spændingsforskellen 2 V.

Da der er 1 V over hver, er spændingen mellem  $R_3$  og  $R_4$  0 V i forhold til stel.

### 3.7 Udgangsspænding ved frekvenser større end resonansfrekvens

Ændres frekvensen til en større end  $f_{res}$ , stiger spændingen over  $C_2$  til f.eks. 1,5 V, spændingen over  $C_3$  aftager tilsvarende til 0,5 V.



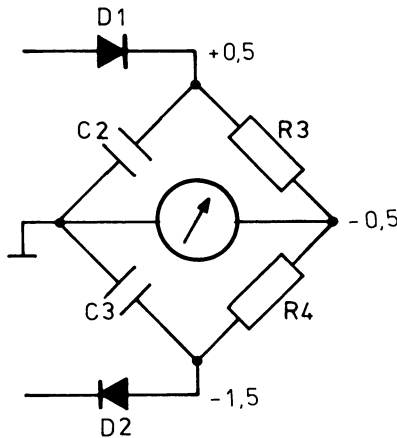
Over  $R_3$  og  $R_4$  er spændingen stadig 2 V.

Da der er 1 V over hver, er spændingen mellem  $R_3$  og  $R_4$  +0,5 V i forhold til stel.



### 3.8 Udgangsspænding ved frekvenser mindre end resonansfrekvensen

Ændres frekvensen til en lavere end  $f_{\text{res}}$ , falder spændingen over  $C_2$  til f.eks. 0,5 V, spændingen over  $C_3$  vokser tilsvarende til 1,5 V.

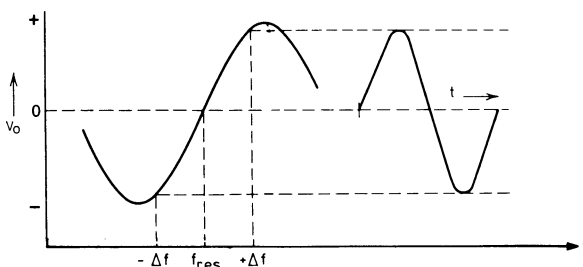


Over  $R_3$  og  $R_4$  er spændingsforskellen 2 V.

Da der er 1 V over hver, er spændingen mellem  $R_3$  og  $R_4$  -0,5 V i forhold til stel.

### 3.9 S-kurve

Ændres frekvensen omkring  $f_{\text{res}}$ , vil udgangsspændingen som funktion af frekvensen se således ud:



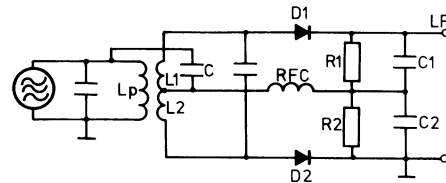
Denne gennemgangskarakteristik kaldes detektorens "S-kurve".

## 4. FOSTER-SEELEY DETEKTOR

I denne detektor er den ene diode vendt i forhold til forholdsdetektoren.

Spændingen fra primæren induceres over i sekundæren bestående af  $L_1$  og  $L_2$ , samtidig overføres primærspændingen til midtpunktet af  $L_1$  og  $L_2$ .

Dette var i forholdsdetektoren udført ved hjælp af en tertiærspole, imidlertid kan det som vist her også gøres med en overføringskondensator.



Imidlertid er det nødvendigt med en DC strømvej imellem svingningskreds og  $C_1 - C_2$ , derfor er der indsat en drosselspole mellem  $L_1 - L_2$  og  $C_1 - C_2$ .

### 4.1 Udgangsspænding ved resonans

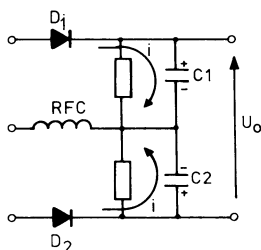
På samme måde som ved forholdsdetektoren påtrykkes de to dioder en HF spænding, der varierer i takt med frekvenssvinget.

Hvis den tilførte frekvens er lig med  $f_{\text{res}}$ , tilføres de to dioder samme størrelse HF spænding.

De to HF spændinger ensrettes af  $D_1$  og  $D_2$ ,  $C_1$  og  $C_2$  tilføres nu hver sin ladestrøm, de to strømme er modsat rettede og lige store.



Spændingerne over de to ladekondensatorer er lige store.



Udgangsspændingen fra detektoren er 0 V ved resonans, idet spændingerne over  $C_1$  og  $C_2$  ophæver hinanden.

#### 4.1 Udgangsspænding ved frekvenser større end resonansfrekvensen

Ved frekvenser større end  $f_{res}$

tilføres  $D_1$  den største HF spænding. Spændingen over  $C_1$  bliver derfor større end spændingen over  $C_2$ .

Udgangsspændingen målt over  $C_1$  og  $C_2$  er lig med forskellen mellem spændingerne over  $C_1$  og  $C_2$ , da  $U_{C_2}$  er den største, bliver udgangsspændingen positiv.

#### 4.2 Udgangsspænding ved frekvenser mindre end resonansfrekvensen

Ved frekvenser mindre end  $f_{res}$  tilføres  $D_1$  den mindste HF spænding. Spændingen over  $C_1$  bliver derfor mindre end spændingen over  $C_2$ .

Da de to spændinger over kondensatorerne er modsat rettede og  $U_{C_1}$  den mindste, bliver udgangsspændingen negativ.

#### 4.3 Støjfølsomhed

Da de to dioder leder i hver sin halvperiode af det tilførte HF signal, vil en eventuel AM støjimpuls ændre spændingen over  $C_1$  eller  $C_2$  og dermed udgangsspændingen.

Foran en Foster-Seeley detektor skal der derfor altid findes et begrænserkredsløb, som skal fjerne AM støjimpulser.

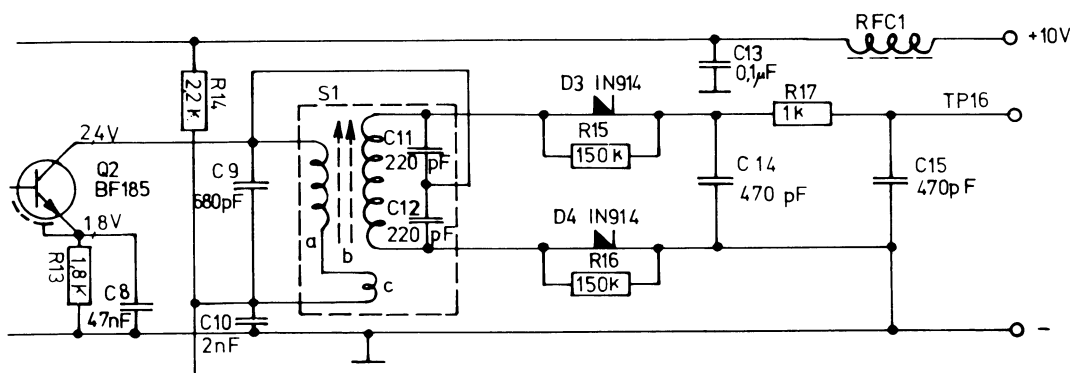
Den her omtalte detektor kaldes en symmetrisk detektor, idet strømmene i de to dioder oplader hver sin kondensator.



#### 4.4 Asymmetrisk Foster-Seeley

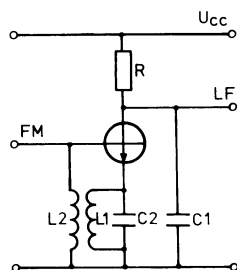
Foster-Seeley detektoren kan opbygges asymmetrisk med samme ladekondensator til begge dioder.

Da de to dioder skiftevis er åbne og lukkede, etableres strømvejen til kondensatoren igennem den åbne diode, igennem kondensatoren og igennem en modstand, der ligger parallelt med den lukkede diode.



#### 5. QUADRATUR DETEKTOR

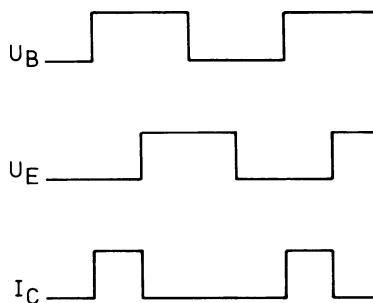
Et FM signal kan demoduleres af et kredsløb bestående af en afstemt kreds og en transistor.



FM signalet føres direkte til basen af transistoren, samtidig med det kobles til emitteren via en induktivt koblet kreds afstemt til bærefrekvensen.

Spændingen over sekundæren er  $90^\circ$  ude af fase med primærspændingen ved en umoduleret bølge.

Der løber kun strøm i transistoren, når emitteren er negativ i forhold til basen. Ved en umoduleret bæreølge er det ca. 25% af tiden.



Ændres frekvensen bort fra resonansfrekvensen til en højere frekvens, bliver faseforskellen mellem basis- og emitterspændingen mindre end  $90^\circ$ . Transistoren leder derfor kortere tid af hver periode, og middelværdien af kollektorstrømmen falder.



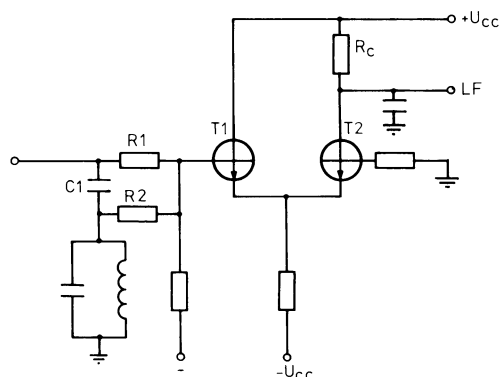
Ved frekvenser lavere end resonansfrekvensen stiger faseforskellen og dermed middelværdien af kollektorstrømmen.

Kondensatoren  $C_1$  i kollektoren kortslutter HF signalet, men ikke LF.

Spændingen på kollektoren er proportional med middelværdien af kollektorstrømmen, som er proportional med frekvensdeviationen.

Kredsløbet med én transistor er ikke ideelt, idet transistoren går i mætning og forårsager distortion af LF spændingen på grund af transistorens recovery tid.

Detektoren kan forbedres med viste kredsløb.



Fasedrejningen på  $90^\circ$  skabes af  $C_1$ , hvis reaktans er stor sammenlignet med parallelresonansmodstanden i den afstemte kreds.

Spændingen på indgangen sammenlægges med spændingen over svingningskredsen via  $R_1$  og  $R_2$ .

Basen på  $T_1$  er forspændt, så at  $T_1$  kun trækker strøm, når begge spændinger er positive.

Ændres frekvensen, sker der en fasedrejning af spændingen over svingningskredsen, hvorved  $T_1$  trækker strøm i kortere eller længere tid afhængig af frekvensen.

LF signalet udtages på  $T_2$  i differentialforstærkeren.

## 6. TÆLLERDETEKTOR

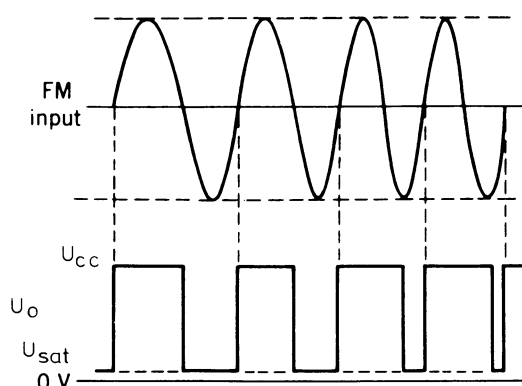
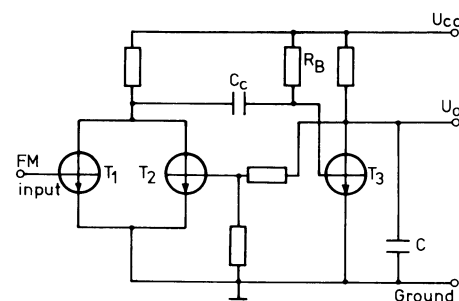
Tællerdetektoren demodulerer FM ved at tælle nulgennemgangene af sinusspændingen.

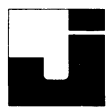
Demodulationen fremkommer ved at udløse en fast mængde energi ved hver 0-gennemgang og tilføre energien til en kondensator.

Ved stigende frekvens tilføres kondensatoren  $C$  større energi, så stiger spændingen over kondensatoren.

Ved faldende frekvens falder spændingen over kondensatoren.

Som tællerdetektor kan anvendes en monostabil multivibrator.





## 7. BEGRÆNSERKREDSLØB

Foran FM detektorer findes næsten altid et begrænserkredsløb, som skal fjerne AM støjimpulser.

Ofte er begrænseren sidste MF forstærker, til hvilken forsyningsspændingen gøres så lav, at transistoren virker som switch.

Kollektorstrømmen bliver herved impulsformet, spændingen over kollektorkredsen bliver derimod sinusformet, idet kun den del af kollektorstrømmen, der stammer fra grundfrekvensen, skaber et spændingsfald over den afstemte kreds.

Begrænserkredsløbet kan også udføres med dioder.

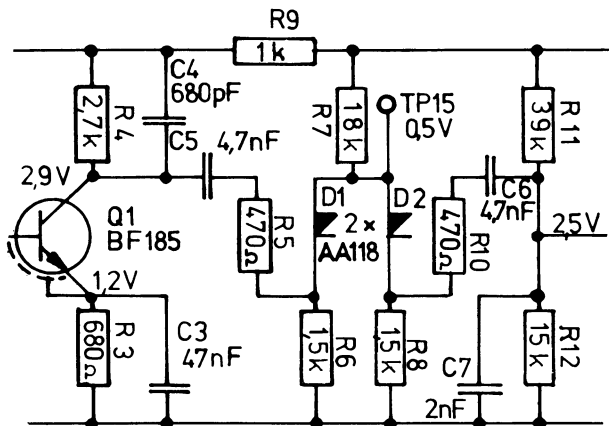
I det viste kredsløb kan  $R_7$  opfattes som en strømgenerator.

Uden signal ind vil der på  $R_6$  og  $R_8$  være ca. 0,5 V.

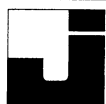
Tilføres en positiv halvperiode, lukker  $D_1$  ved en amplitude på 0,5 V. Hele strømmen fra  $R_7$  passerer nu  $R_8$ , hvor spændingen stiger til 1 V.

Tilføres en negativ halvperiode, kan  $R_6$  betragtes som kortsluttet, når spændingen over den er 0 V.

Der går derfor ingen strøm i  $R_8$ , udgangsspændingen er 0 V.



Udgangsspændingen er en symmetrisk firkantspænding med en  $U_{pp} = 1$  V.



## DISPOSITION

1. Toneudstyr
2. Squelch

### 1. TONEUDSTYR

#### 1.1 Formål

I radiotelefonsystemer, hvor der er flere sendere og modtagere afstemt til samme frekvens, og hvor kun en modtager skal åbne ad gangen, anvendes der ofte et tonekodesystem, således at senderen afsender en tonekode, der passer til den modtager, man ønsker at kommunikere med.

Alle modtagerne skal være udstyret med en tonedekoder, der får modtageren til at åbne, ved at den modtager den korrekte tonekode.

Alle sendere skal være udstyret med en tonekoder, der kan afgive de tonekoder, modtagerne er kodet til.

#### 1.2 Tonekoder

Den mest simple kode er en enkelttonekode, hvor der kun skal afsendes en enkelt tone for at åbne en modtager.

Systemmet er ikke særligt sikkert, idet det vil være forholdsvis nemt at åbne modtagerne, idet denne ene frekvens eventuelt kan opstå ved almindelig trafik på kanalen.

Desuden vil der være et begrænset antal modtagere, der kan kodes, idet der skal være en enkelt tone til hver modtager.

Et noget mere sikkert system er totonesystemet, hvor der skal afsendes to forskellige toner samtidigt for at åbne modtagerne.

Kravet til tonernes frekvens stiger, da der ikke ved blanding af to toner må dannes en frekvens, der indgår i den tonefrekvensrække, systemmet anvender.

For at udvide kombinationsmulighederne anvendes der også sekvenstonekoder, dvs. senderen skal afsende en række toner efter hinanden, der både tidsmæssigt og frekvensmæssigt skal være korrekte, for at modtageren åbner.

Antallet af toner, der skal udsendes efter hinanden, varierer efter systemets størrelse mellem 2, 3, 4 og 5 toner.

1.3 Tonefrekvenser

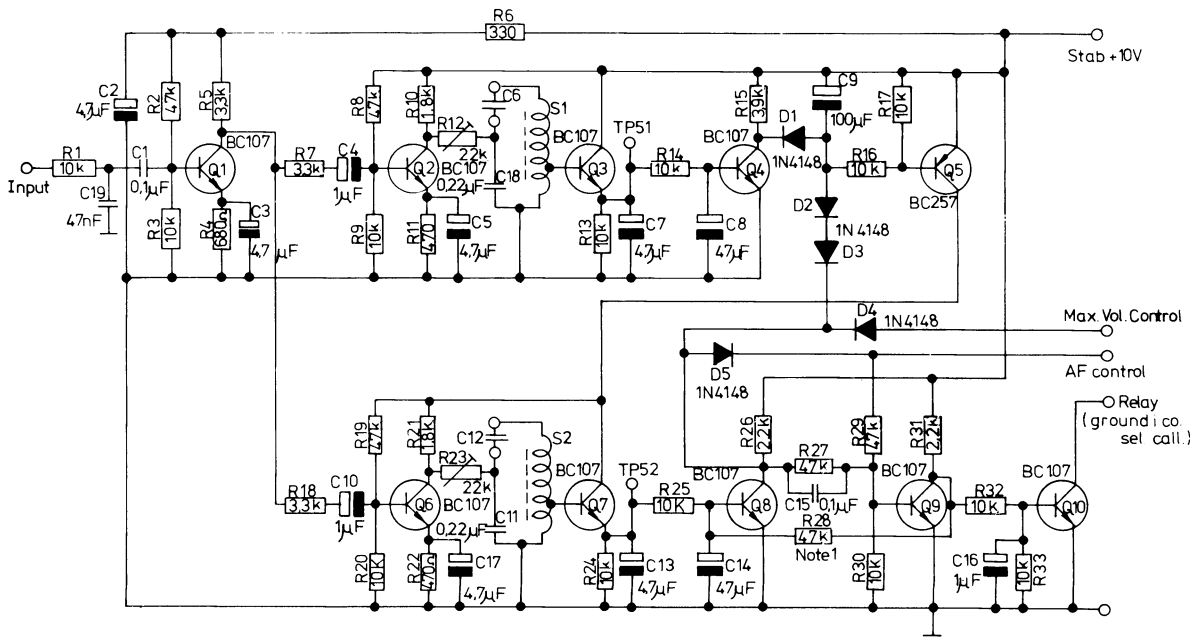
Tonernes frekvens er valgt således, at blanding mellem tonerne eller forvrængning af en tone ikke kommer til at danne en af de andre frekvenser i tonerækken.

Der er to standarder, der ofte bliver anvendt. Det er CCIR og ZVEI.

Standard	Frequency Hz											
CCIR	1124	1197	1275	1358	1446	1540	1640	1747	1860	1981	2110	2400
ZVEI	1060	1160	1270	1400	1530	1670	1830	2000	2200	2400	2600	2800
Digit	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	R	G

Ved reparation af udstyr skal man være opmærksom på, at nogle firmaer anvender deres egen standard.

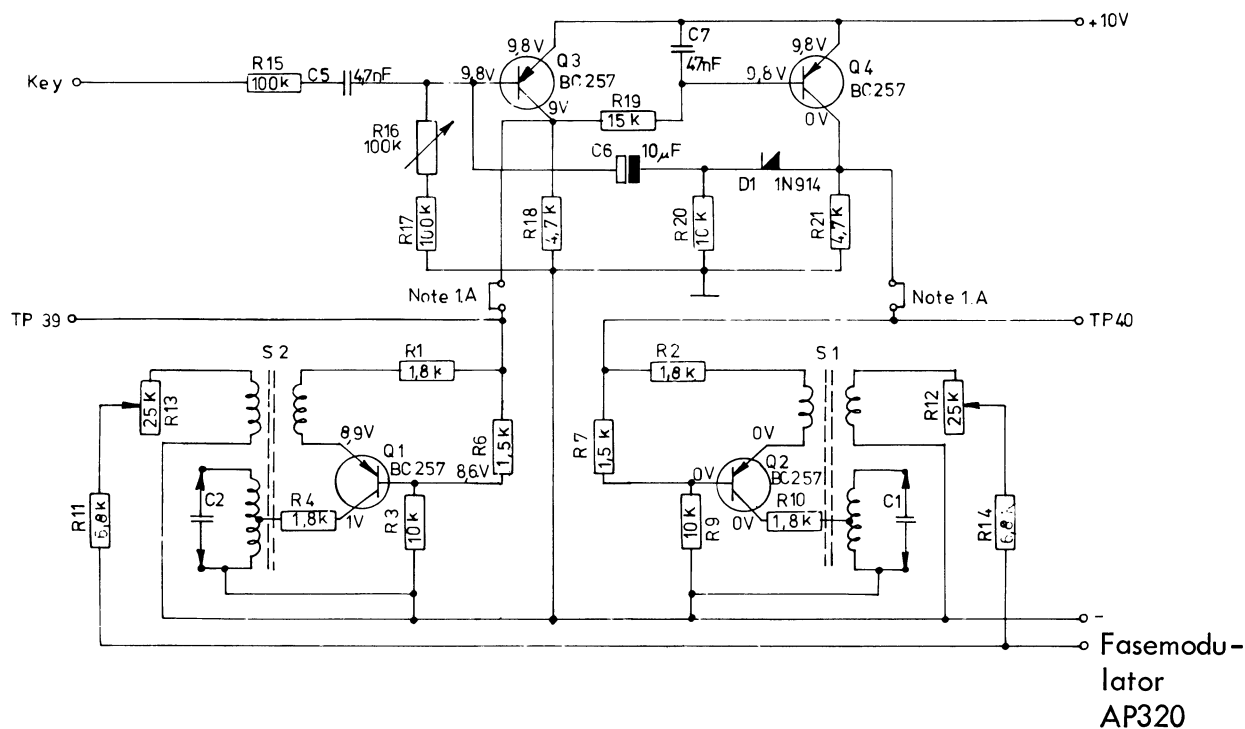
1.4 Eksempel på sekvenstonemodtager







## 1.5 Eksempel på sekvenstonesender



## 2. SQUELCH

## 2.1 Formål

Squelchen skal blokere modtagerens LF del, så længe der ikke modtages noget signal.

Derved fjernes den støj, der ellers ville afsættes i højttaleren, når der ikke modtages noget signal.

## 2.2 Squelch i AM modtagere

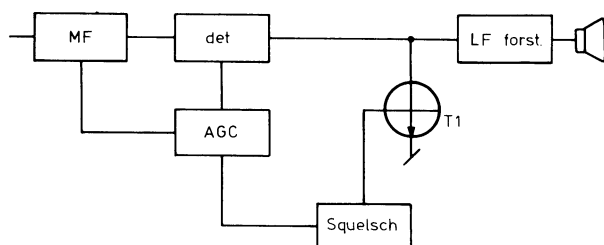
I AM modtagere virker squelchen ved at måle på AGC spændingen i modtageren.

Ved lille AGC spænding kortslutter  $T_1$  LF signalet.

Stiger AGC spændingen, vil squelchen ved et givet niveau afbryde  $T_1$ , hvorved LF signalet kan passere til LF forstærkeren.

## 2.3 Squelch i FM modtagere

I FM modtagere, hvor der ikke er noget AGC kredsløb, er man nødt til at anvende et system, hvor man måler støjen i MF'en eller lige efter detektoren.







Uden signal vil der i TP2 være et hvidstøjssignal, dvs. et signal der indeholder alle frekvenser.

$C_{23}$  spærrer for de lave LF frekvenser således, at  $T_3$  kun forstærker frekvenser over et par kHz. Kollektorkredsen til  $T_3$  er afstemt til en frekvens mellem 3 og 5 kHz.

Da hvidstøjen indeholder alle frekvenser, vil støjen anslå svingningskredsen, så der opstår en stor vekselspænding over kredsen. Denne spænding ensrettes, hvorved  $T_4$  trækker strøm,  $T_5$  vil derfor ikke trække strøm.  $T_2$  vil derved kortslutte LF signalet, så højttaleren er tavs.

Ved stigende signalstyrke vil hvidstøjen i TP2 falde i styrke. Da LF signalet ikke indeholder frekvenser over 3 kHz, vil spændingen på basen af  $T_4$  stige i positiv retning, derved stiger strømmen i  $T_5$ , der så spærrer  $T_2$ , så LF signalet nu kan passere ud til højttaleren (LS).

For at give squelchen et hystereseområde er der positiv tilbagekobling fra emitteren af  $T_5$  til emitteren af  $T_3$ .

Squelchens følsomhed justeres med  $P_2$ .

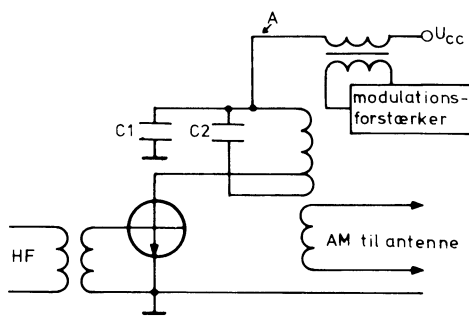


## DISPOSITION

1. Kollektormodulation
2. Basismodulation
3. Emittormodulation

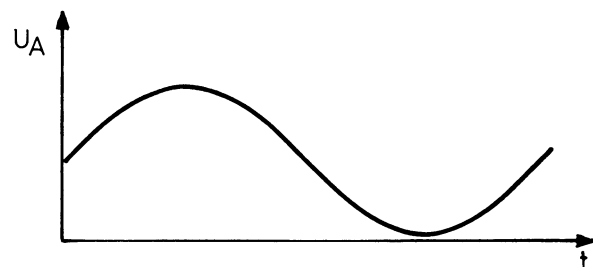
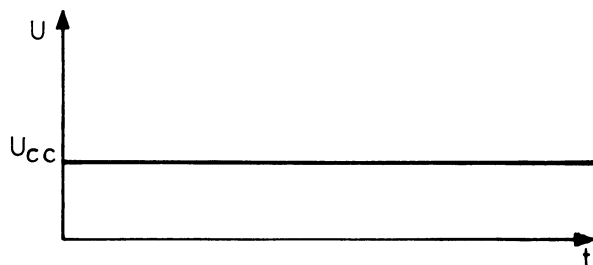
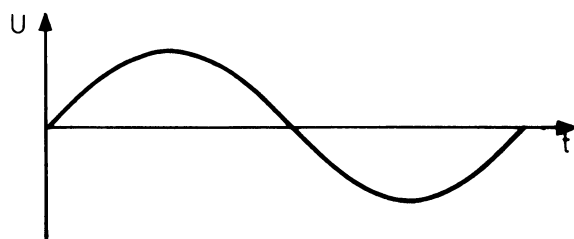
### 1. KOLLEKTORMODULATION

Ved kollektormodulation ændres kollektorforsyningsspændingen i takt med LF frekvensen. Normalt indskydes der en transformator i PA trinnets forsyningsledning.

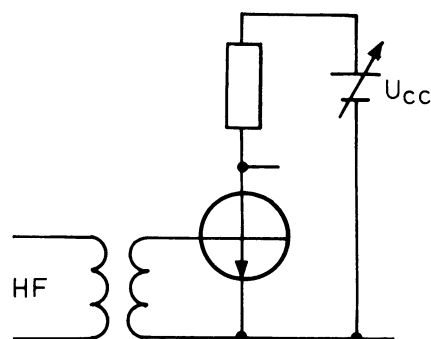


Når transformatoren påtrykkes en LF spænding, vil spændingen addere og subtrahere sig med PA trinnets forsyningspænding, hvorved kollektorvekselspændingen vil øges eller formindskes, da kollektorens arbejdslinie bevæger sig i takt med LF spændingen.

LF fra modulationsforstærker.



For at beskrive kredsløbets virkemåde nærmere ændrer vi først kredsløbet. Kollektorkredsen udskiftes med en modstand og forsyningspændingen med en variabel spænding.



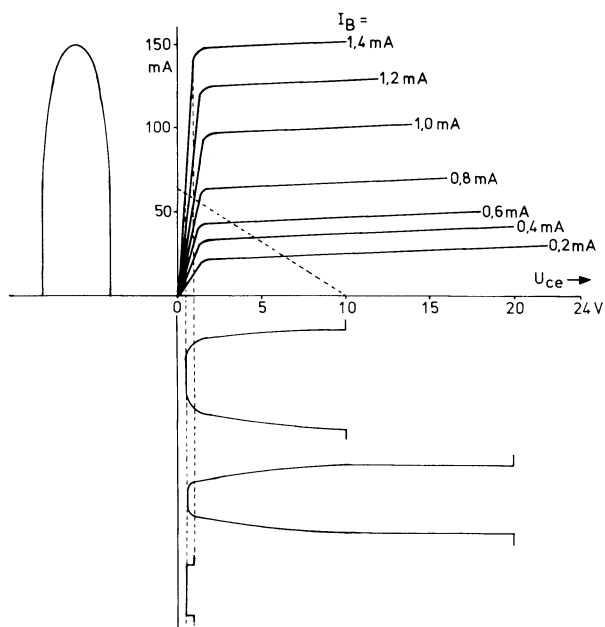


Kollektorspændingen kan variere mellem  $U_{cc}$  og transistorens mætningsspænding. Er  $U_{cc} = 10 \text{ V}$  og transistorens mætningsspænding  $U_{CESAT} = 0,1 \text{ V}$ , er spids til spidsværdien af kollektorspændingen  $9,9 \text{ V}$ .

Ændres forsyningsspændingen til  $20 \text{ V}$ , bliver kollektorvekselspændingen  $19,9 \text{ V}_{ss}$ .

Er forsyningsspændingen  $0,5 \text{ V}$ , bliver vekselspændingen  $0,4 \text{ V}_{ss}$ .

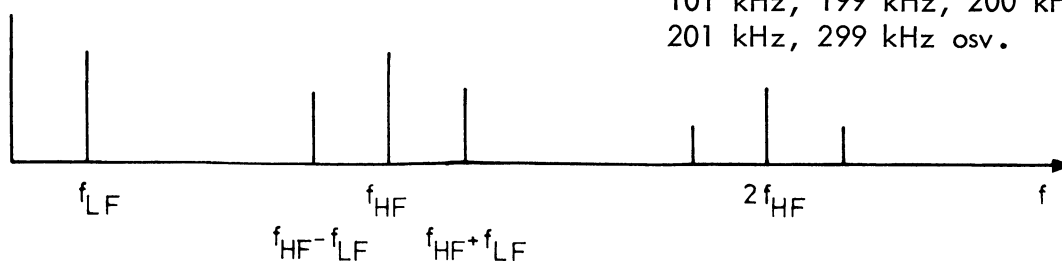
Da der ikke ændres på udstyringen, uanset forsyningsspændingens størrelse, vil trinnet forvrænge kollektorsignalet meget kraftigt.



Hvis forsyningsspændingen ændres med en frekvens svarende til  $1 \text{ kHz}$ , og frekvensen på det signal, der tilføres basen, er  $100 \text{ kHz}$ , vil kollektorsignalet indeholde følgende frekvenser:

$$f_{LF}, f_{HF}, f_{HF} - f_{LF}, f_{HF}, f_{HF} + f_{LF}, \\ 2f_{HF} - f_{LF}, 2f_{HF}, 2f_{HF} + f_{LF}, \\ 3f_{HF} - f_{LF} \text{ osv.}$$

$$1 \text{ kHz}, 99 \text{ kHz}, 100 \text{ kHz}, \\ 101 \text{ kHz}, 199 \text{ kHz}, 200 \text{ kHz}, \\ 201 \text{ kHz}, 299 \text{ kHz} \text{ osv.}$$

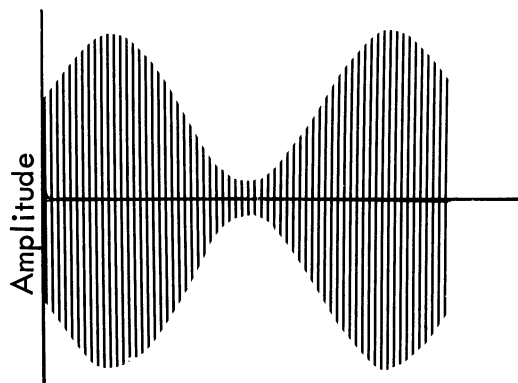




Da der i kollektoren på det oprindelige kredsløb er monteret en svingningskreds i stedet for modstanden, vil der over kredsen kun opstå spændinger, der har en frekvens i nærheden af svingningskredsens resonansfrekvens.

Er kredsen afstemt til 100 kHz, vil der i dette tilfælde kun opstå frekvenserne 99 kHz, 100 kHz, 101 kHz.

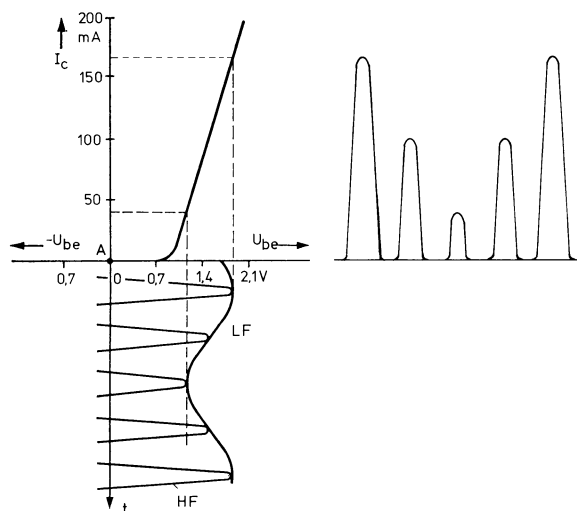
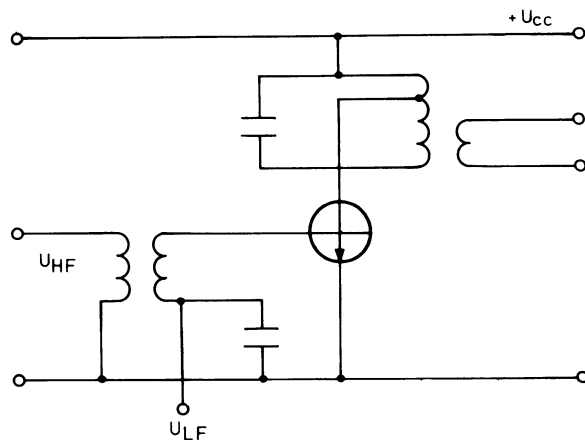
Betragtes kollektorsignalet på en oscilloskopskærm, vil det se således ud.



Kredsløbet kan ikke modulere signalet med mere end 80%, idet der altid vil slippe en del HF igennem transistoren, selvom kollektorspændingen er 0 V.

## 2. BASISMODULATION

Styres udgangstrinnet med HF og LF til basen, vil de to signaler overlejlre hinanden, hvorved kollektorstrømpulserne vil ændre amplitude alt efter LF signalets størrelse.

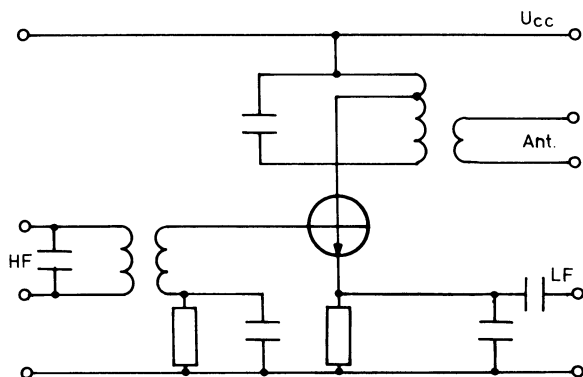


For at undgå forvrængning er det kun det lineære område, der kan anvendes. Den maksimale modulationsprocent, der herved kan opnås, er ca 70%.

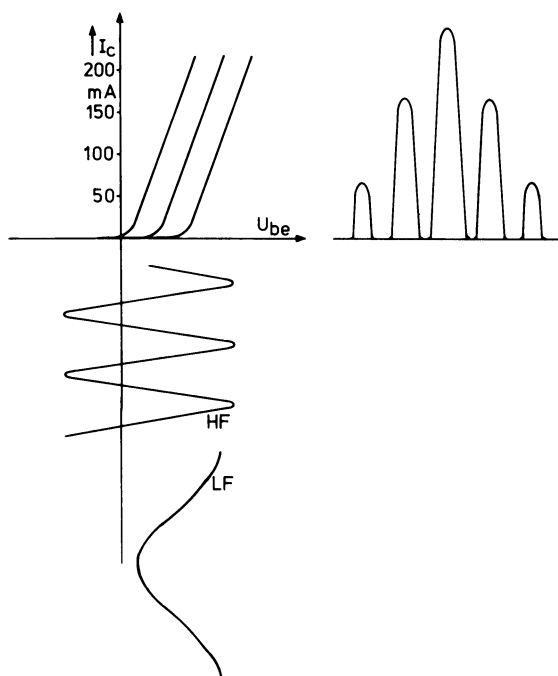


### 3. EMITTERMODULATION

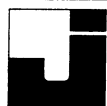
Ved emittermodulation indføres HF signalet til basen og LF signalet til emitteren.



LF signalet vil derved ændre basis-emitterspændingen, hvorved transistorens udstyringsområde ændrer sig i takt med LF spændingen.





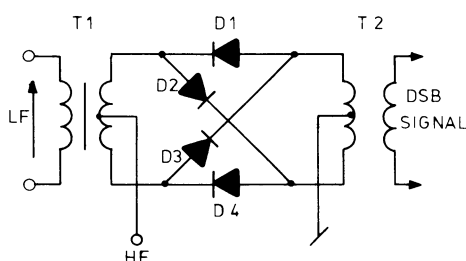


## DISPOSITION

1. Ringmodulator
2. Balanceret modulator med transistorer

### 1. RINGMODULATOR

#### 1.1 Diagram



#### 1.2 Virkemåde uden LF

Når LF spændingen er nul, vil HF strømmen i den ene periode løbe igennem  $D_4$  og  $D_1$ , i den anden periode igennem  $D_2$  og  $D_3$ .

Der løber to strømme i  $T_2$ , enten løber de to strømme imod midtpunktet eller fra midtpunktet af  $T_2$ .

De to modsat rettede strømme i  $T_2$  skaber hver sit magnetiske felt, der ophæver hinanden således, at der ikke kan opstå nogen spænding over sekundæren af  $T_2$ .

Hver gang LF spændingen er nul, vil der ikke opstå nogen HF spænding over sekundæren på  $T_2$ .

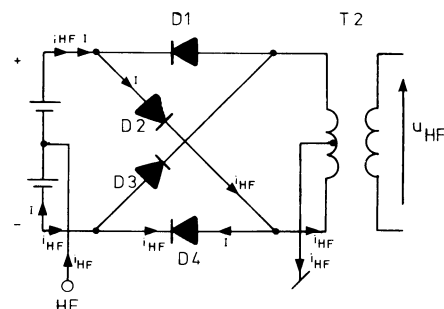
#### 1.3 Virkemåde ved positiv LF halvperiode på $D_1$ og $D_2$

Påtrykkes modulatoren en LF spænding, vil der på sekundæren af  $T_1$  opstå to lige store spændinger i forhold til midtpunktet, men med modsat polaritet.

Opstår der en positiv spænding på anoden af  $D_2$ , vil der være en negativ spænding på katoden af  $D_4$ .

LF og HF strømmene adderes i kredsløbet, strømmen i den nederste halvdel af  $T_2$  bliver større end strømmen gennem den øverste del.

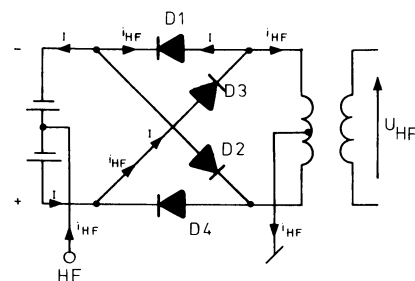
Der vil nu opstå en HF spænding på sekundæren af  $T_2$ .



#### 1.4 Virkemåde ved negativ halvperiode på $D_1$ og $D_2$

Vendes LF spændingens polaritet således, at der er minus foroven og plus forneden, leder  $D_1$  og  $D_3$  HF strømmen gennem den øverste halvdel af  $T_2$ .

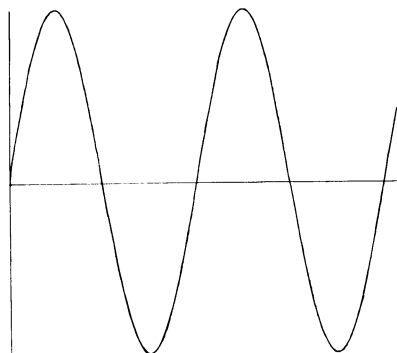
HF spændingen på sekundæren af  $T_2$  vil være fasevendt  $180^\circ$  i forhold til pkt. 1.3.



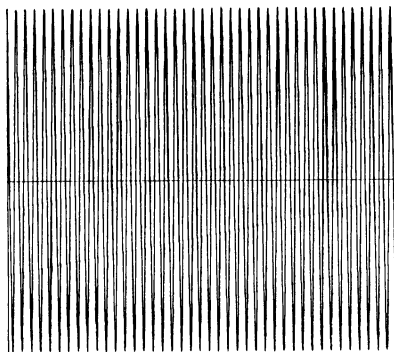
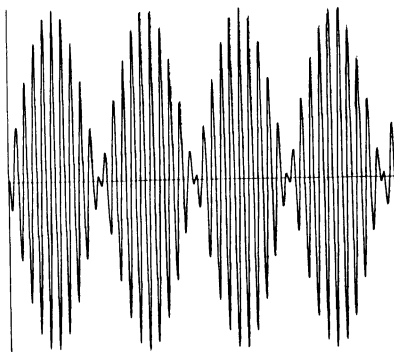


## 1.5 Spændingernes udseende

LF spænding

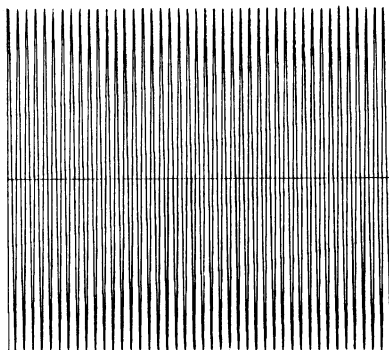


HF spænding

DSB signal på sekundær af  $T_2$ 

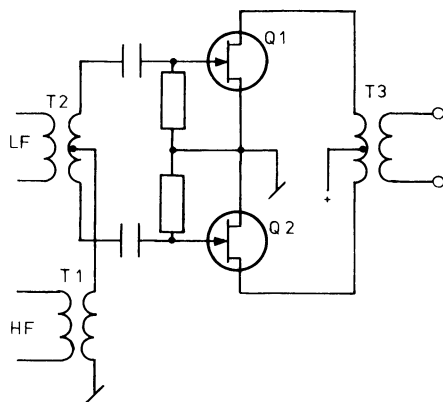
Sendes DSB signalet igennem et selektivt filter, der kun lader det ene sidebånd passere, vil filterets udgangssignal kun indeholde samme antal frekvenser, som der moduleres med.

Ved modulation med én tone med konstant amplitude ser udgangsspændingen fra det selektive filter således ud.





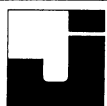
## 2. BALANCERET MODULATOR MED TRANSISTORER



HF spændingen vil få strømmen i transistorerne til at ændre sig i fase, derved ændres strømmen i de to primærvindinger på  $T_3$  lige meget, hvorved der ikke kan induceres nogen spænding til udgangen. Påtrykkes der samtidig en LF spænding, vil strømændringen i de to transistorer ikke ændre sig lige meget, fordi LF spændingen styrer transistorerne i modtakt.

Når HF strømændringen i de to transistorer ikke længere er lige store, vil strømmen i den ene del af primærspolen af  $T_3$  være større end strømmen i den anden, og der vil derved induceres en HF spænding på sekundæren af  $T_3$ .



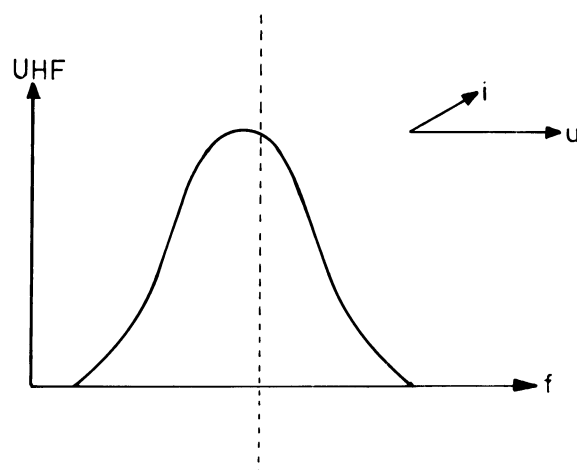
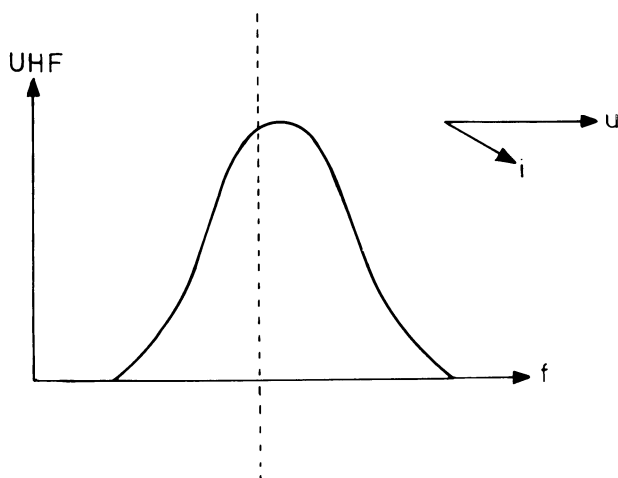
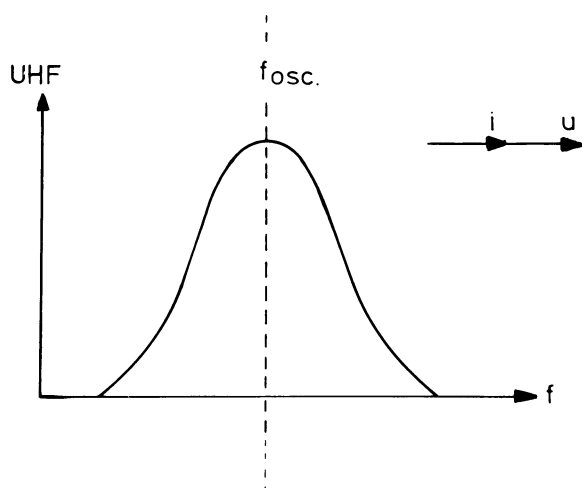


## DISPOSITION

1. Fasemodulator med kapacitetsdiode
2. Armstrong fasemodulator
3. Frembringelse af FM i en PM modulator

### 1. FASEMODULATOR MED KAPACITETSDIODE

Fasemodulation kan opnås ved at indsætte HF spændingen fra oscillatoren over en svingningskreds, hvis resonansfrekvens kan ændres.

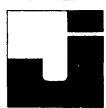


En afstemt kreds optræder ohmsk overfor en påtrykt spænding, der har en frekvens lig med kredsens resonansfrekvens.

Ændres kredsen til en højere resonansfrekvens, optræder kredsen induktivt overfor den lavere påtrykte frekvens.

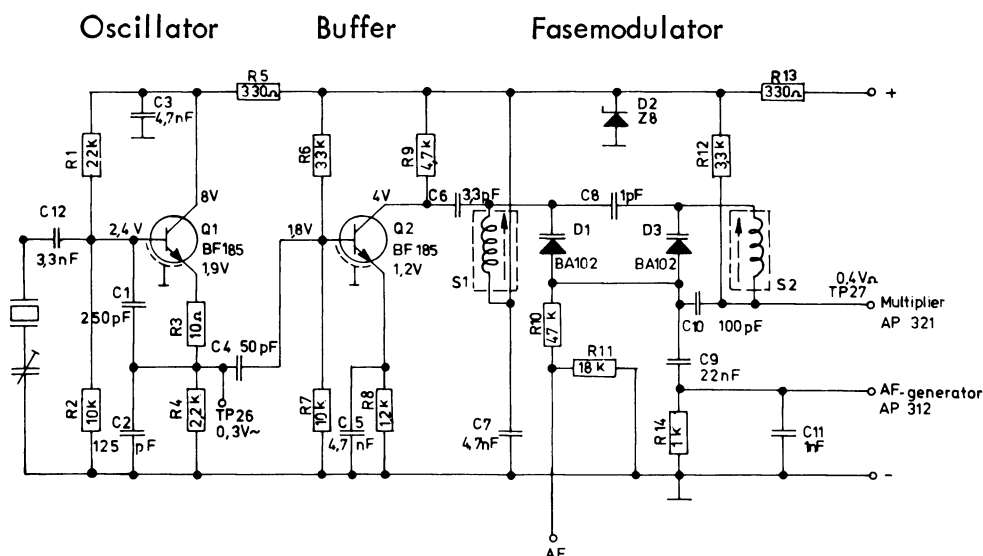
Ændres kredsen til en lavere resonansfrekvens, optræder kredsen kapacitivt overfor den højere påtrykte frekvens.

Ved at ændre afstemningsfrekvensen kan strømmen bringes til at være i fase med, foran eller bagud for den påtrykte spænding.



## 1.1 Diagrameksempel

I det viste diagrameksempel består oscillatoren af transistoren  $Q_1$ . For at undgå varierende belastning af oscillatoren er der mellem oscillator og fasemodulator indskudt et buffertrin.



Fasemodulatorens består af to afstemte parallelkredse

1.  $S_1 - D_1$  samt  $C_9$ ,  $C_{10}$  og  $C_7$ , der kan betragtes som kortslutninger overfor HF signalet.

2.  $S_2 - D_3 - C_{10}$ .

De to kredse er kapacitivt tilkoblede sammen ved  $C_8$ .

De to kapacitetsdioder er fast forspændt i spærreretningen med 8 V, forspændingen kan overlejres en LF spænding fra indgangen AF.

Påtrykkes en positiv halvperiode til AF, gøres forspændingen til  $D_1$  og  $D_3$  mindre, herved stiger diodernes kapacitet, og kredsenes resonansfrekvens bliver mindre. Herved drejes strømmen i kredsene forud for spændingen over kredsene.

Påtrykkes en negativ halvperiode, gøres forspændingen større til  $D_1$  og  $D_3$ , herved falder diodernes kapacitet, og kredsenes resonansfrekvens stiger. Herved drejes strømmen i kredsene bagud for spændingen over kredsene.

HF signalet drejes først lidt i den første kreds og kobles via  $C_8$  til den anden kreds, hvor der sker yderligere fasedrejning.

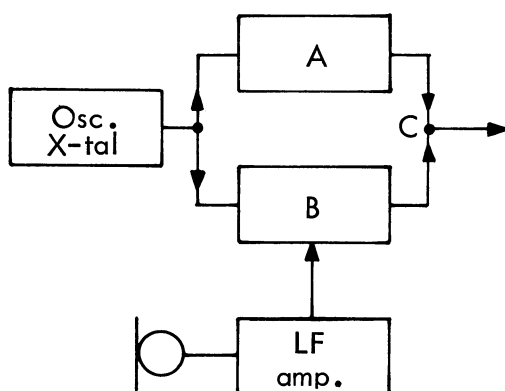
Udgangssignalet tages over  $C_{10}$ . Der opstår en svag AM modulation i kredsløbet, denne fjernes i de efterfølgende multiplikatortrin.



## 2. ARMSTRONG FASEMODULATOR

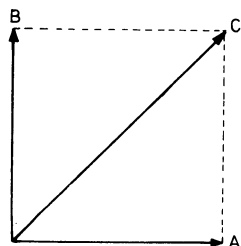
Fasemodulation kan frembringes på andre måder end ved at flytte afstemningsfrekvensen på en svingningskreds.

Blokdiagrammet viser et kredsløb, hvor oscillatorsignalet bliver fasedrejet  $90^\circ$  i blok A. I blok B bliver oscillatorsignalet AM moduleret af LF signalet.

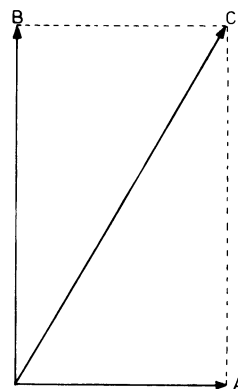


I pkt. C sammenlægges de to spændinger. Mellem de to spændinger er der en fast fasedrejning på  $90^\circ$ , amplituden fra A er konstant, medens amplituden fra B afhænger af modulationssignalet.

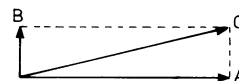
Uden modulation vil sumspændingen fremkomme som:



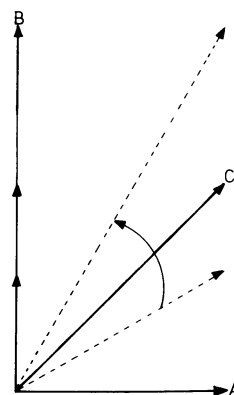
Påtrykkes B en positiv halvperiode, vokser amplituden af B's udgangssignal.



Påtrykkes B en negativ halvperiode, falder amplituden af B's udgangssignal.

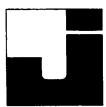


Det ses, at med modulation ændrer C's fase omkring den fase, C indtager uden modulation.



Af vektordiagrammet kan det ses, at amplituden af sumspændingen ændrer sig, når der moduleres.

Denne amplitudemodulation fjernes i multiplikatortrin og klasse C forstærkere.



## 2.1 Diagrameksempel

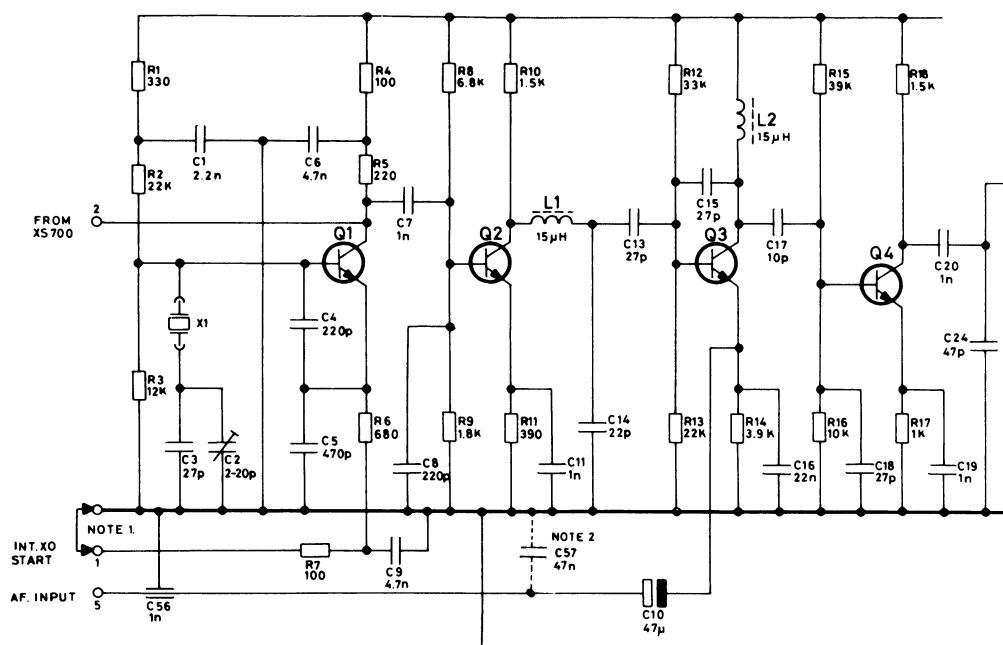
I det viste eksempel er  $Q_3$  fase-modulatoren.

HF signalet AM moduleres over basis-emitterstrækningen, samtidig fasedrejes oscillatorsignalet  $90^\circ$  ved hjælp af  $C_{15}$ .

De to spændinger sammenlægges på kollektoren af  $Q_3$ .

Spændingen på kollektoren er en fasemoduleret HF spænding overlejret med AM modulation.

AM modulationen fjernes i efterfølgende multiplikatortrin.



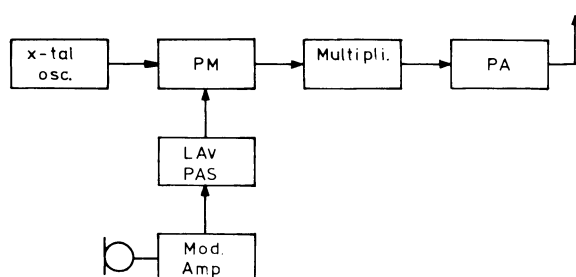




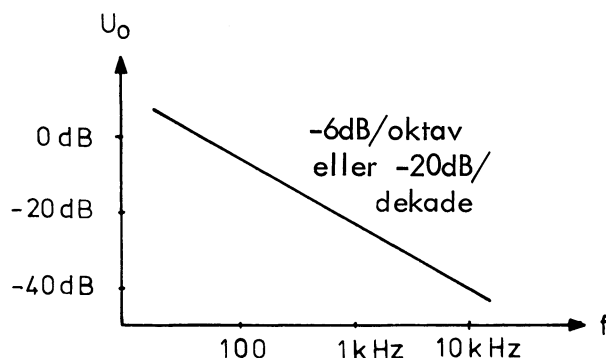
### 3. FREMBRINGELSE AF FM I EN

#### PM MODULATOR

Anbringes der mellem modulationsforstærker og fasemodulator et lavpasfilter, kan der frembringes FM med en PM modulator.



Udgangssignal fra lavpasfilteret



For en PM gælder

$\Delta f = k \cdot a \cdot f_{LF}$ , hvor  $a$  er amplituden af LF signalet, og  $k$  er en konstant.

Sendes modulationssignalet gennem lavpasfilteret, fås ved frekvensen  $f$ :

$$\Delta f = k \cdot a \cdot f.$$

Ved den dobbelte frekvens  $2f$  fås:

$$\Delta f = k \cdot \frac{1}{2} a \cdot 2f = k \cdot a \cdot f,$$

altså samme  $\Delta f$  ved den dobbelte frekvens.

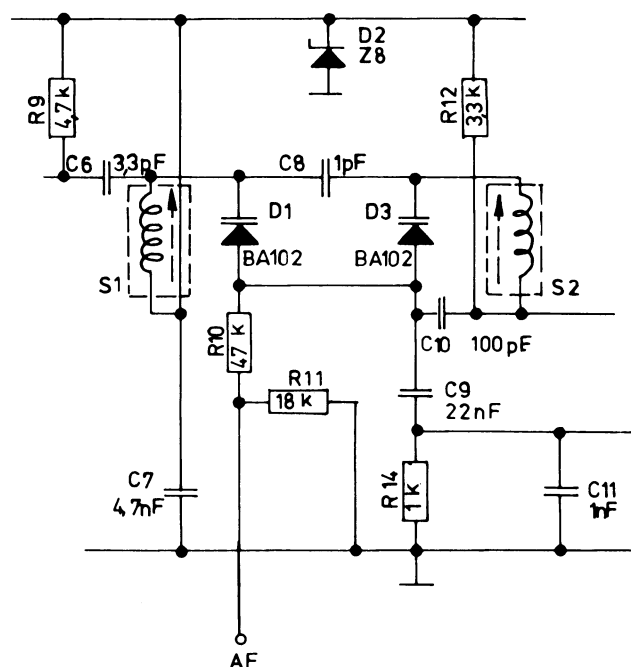
Deviationen  $\Delta f$  er uafhængig af  $f_{LF}$  og ligefrem proportional med  $a$ .

$\Delta f = k \cdot a$ , hvilket er det samme som ved FM.

#### 3.1 Diagræmeksempel

I fasemodulatoren, der blev gennemgået i pkt. 1.1, er der anbragt et lavpasfilter, bestående af  $R_{10}$  og  $C_9$ .

#### Fasemodulator



Dette lavpasled har overgangsfrekvens ved ca. 150 Hz. Lavpasleddet bevirker, at det modulede signal fremtræder som FM moduleret, hvis det tilførte LF signal kommer fra en frekvenslinær modulationsforstærker.





## DISPOSITION

### 1. Modulationsforstærker

#### 1. MODULATIONSFORSTÆRKER

Det er modulationsforstærkerens opgave at forstærke spændingen fra mikrofonen til en passende størrelse.

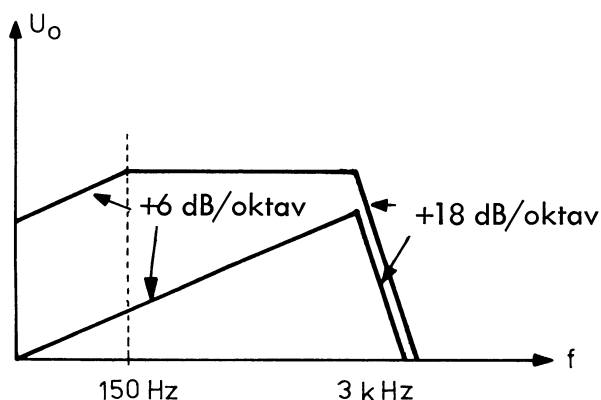
Modulationsforstærkeren skal indeholde et kredsløb, der begrænser amplituden af den spænding, der tilføres fasemodulatoren.

Dette kredsløb kan enten være en form for begrænserkredsløb eller en automatisk volumenkontrol, AVC.

Spændingen til fasemodulatoren skal begrænses til en størrelse, der maksimalt giver en deviation på 5 kHz uanset frekvensen på den tilførte LF.

#### 1.1 Diagrameksempel

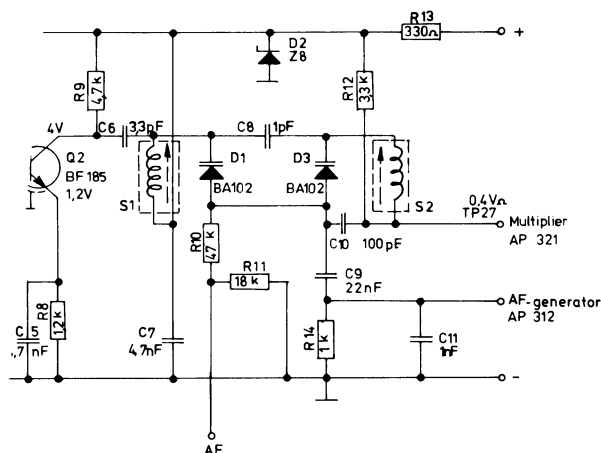
I det viste eksempel på en modulationsforstærker med AVC er forstærkerens frekvenskarakteristik ved lave indgangsspændinger  $63 \mu\text{V}$ , stigende med 6 dB/oktav indtil 3 kHz.



Over 3 kHz falder udgangsspændingen med -18 dB/oktav på grund af  $\pi$  leddet i udgangen af modulationsforstærkeren.

Ved lave indgangsspændinger bliver modulation ren PM modulation som følge af modulationsforstærkerens frekvenskarakteristik sammen med lavpasfilteret  $R_{10}-C_9$  i PM modulatoren.

#### Fasemodulator

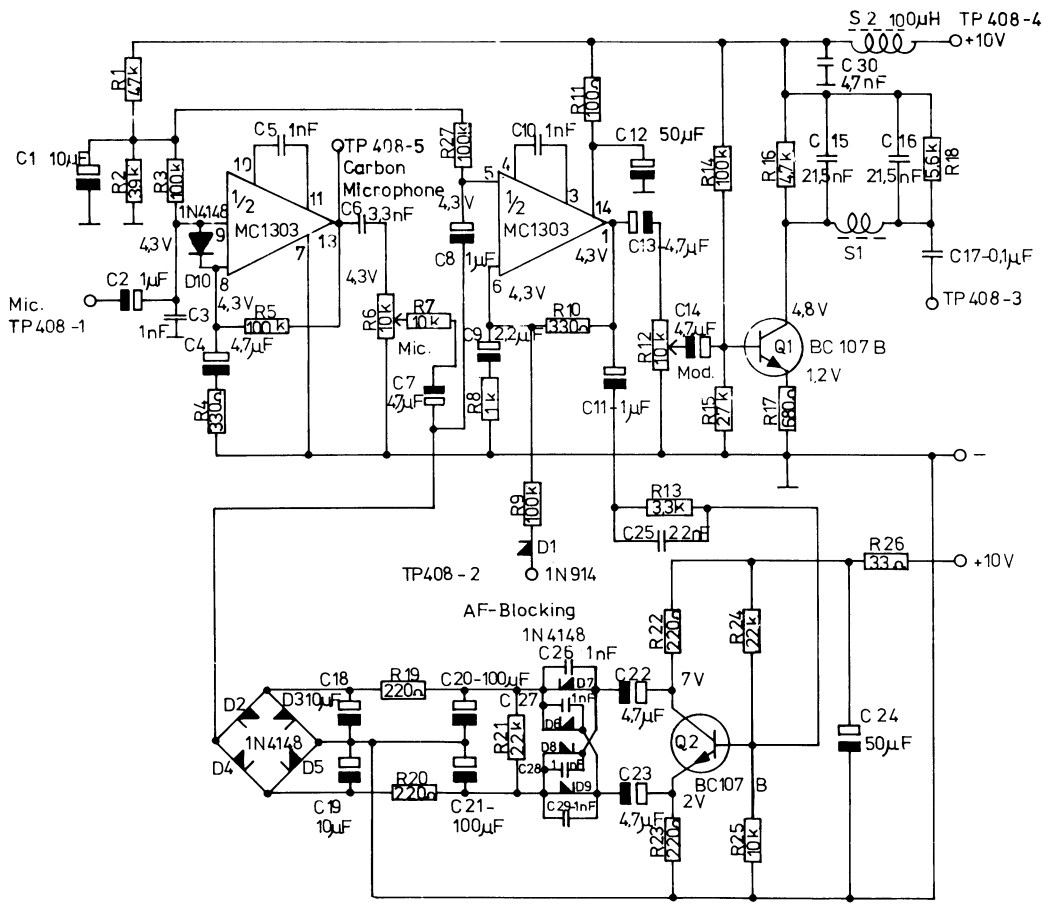


Hæves indgangsspændingen 30 dB til 2 mV, aktiveres AVC kredsløbet, og frekvenskarakteristikken bliver flad fra ca. 150 Hz til 3 kHz.

Sammen med lavpasfilteret,  $R_{10}-C_9$ , i PM modulatoren bliver modulationen ren FM ved store indgangssignaler.



1.2 Diagram





### 1.3 Virkemåde

LF signalet fra den dynamiske  $200 \Omega$ 's mikrofon forstærkes i en IC, der indeholder to identiske forstærkere.

Det ønskede frekvensområde er fra 300 Hz til 3 kHz.

$C_3$  kortslutter HF, og  $C_6$  er dimensioneret til forbedning sammen med  $R_6$ .

Frekvenser over 3 kHz afskæres af lavpasfilteret på udgangen af modulationsforstærkeren.

$R_6$  er justering for mikrofonfølsomhed, således at der med en indgangsspænding på  $63,5 \mu V$  ved 1 kHz opnås en deviation på 1,25 kHz på antenne.

AVC'en skal hindre, at der ved kraftigt indgangssignal kan opnås en deviation, der er større end 5 kHz på antenne, hvilket vil betyde, at den tildelte kanalbåndbredde overskrides.

AVC'en virker ved, at LF signalet efter forstærkning i IC'en også føres til  $Q_2$  via  $C_{11}$ . På  $Q_2$ 's kollektor og emitter vil der da være to lige store LF spændinger med modsat fase. Den efterfølgende ensretter vil oplade  $C_{18}$  til en positiv DC og  $C_{19}$  til en negativ.

Denne DC forspænder fire balancerede dioder mere eller mindre i lederetningen, hvilket giver varierende belastning af signalvejen mellem de to IC forstærkere, således at mikrofonsignaler over et vist niveau dæmpes (begrænses).

Dette begrænsede LF signal udtages over trimmepotentiometret  $R_{12}$ , der justeres således, at et mikrofonsignal på 2 mV ved 1 kHz giver en deviation på 4,5 kHz målt på antenneudgangen.





## DISPOSITION

1. PA trin
2. Diagrameksempel
3. Lineærforstærker

### 1. PA TRIN

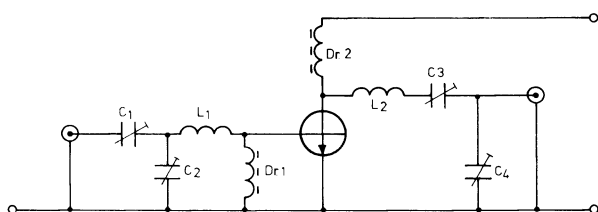
#### 1.1 Impedanser

HF effekttransistorer arbejder normalt ikke med højere forsynings-spænding end ca. 30 V.

For at opnå stor udgangseffekt må der arbejdes med store strømme og dermed lave impedanser.

De små impedanser går, at man ikke som i senderens øvrige trin kan anvende parallelkredsen som tilpasningsnetværk. I effekttrin anvender man L og  $\pi$  led som tilpasningsnetværk.

#### 1.2 Principdiagram



Dr. 1 giver DC forbindelse mellem basis og emitter.  $C_1$  og  $C_2$  tilpasser forstærkeren til foregående trin og afstemmer  $L_1$ .

Transistoren belastes af en seriekreds bestående af  $L_2$ ,  $C_3$  og  $C_4$ .

#### 1.3 Arbejdspunkt

HF effektforstærkere arbejder ofte i klasse B og C.

I specielle forstærkere, hvor der er strenge krav til, at udgangssignalets amplitude skal følge indgangssignalet, arbejder de i klasse A. Disse forstærkere anvendes i SSB anlæg.

Klasse A forstærkere trækker hvilestrøm og har en lav virkningsgrad 20 til 40%.

Klasse B forstærkere arbejder uden forspænding og har større virkningsgrad 40 til 70%. Ved klasse B indeholder kollektorstrømmen meget andet harmonisk signal, derfor skal kollektorkredsen have et godt tomgangs Q.

Klasse C forstærkere forspændes i spæreretningen enten fra en ydre spændingskilde eller frembringes ved hjælp af basisstrømmen.

Effektforstærkningen er lidt mindre end klasse B, men virkningsgraden er større ca. 80%.

#### 1.4 HF effekttransistor

I VHF/UHF effekttransistorer er basislagets tykkelse nogle få  $\mu m$  af hensyn til en rimelig høj grænsefrekvens.

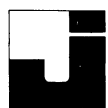
Ved høje frekvenser er det kun i kanten af emitteren, der løber signalstrøm. For at yde så lille modstand som muligt skal emitteren have en så stor omkreds som muligt.

Af hensyn til kapaciteter skal emitterens areal være så lille som muligt.

Emitteren skal udformes med størst mulig omkreds og mindst mulig areal.

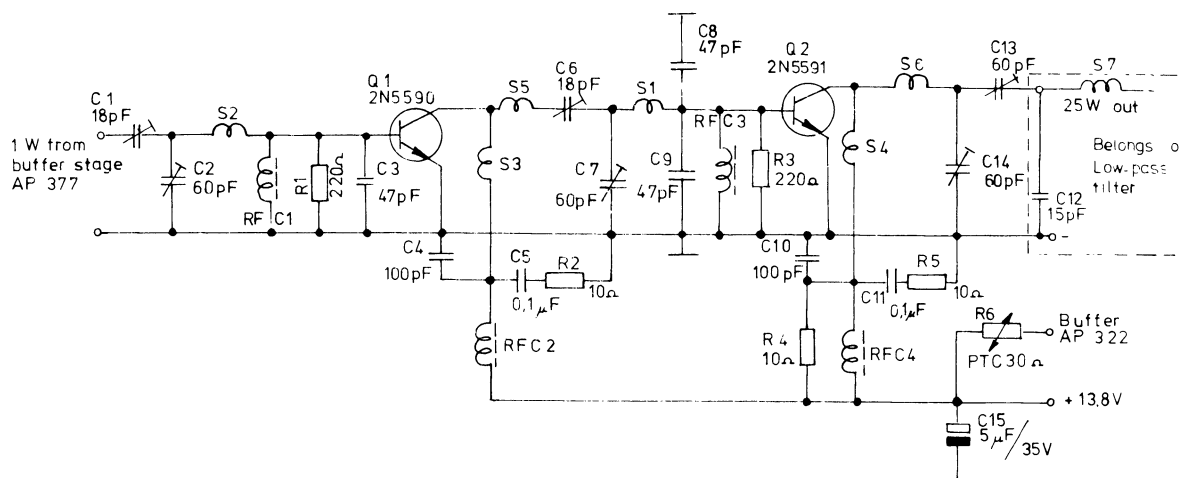
Til store effekter anvendes de såkaldte "overlay-transistorer", hvor emitteren består af op til 500 små emittere. Derved opnås et gunstigt forhold mellem omkreds og areal.

I UHF området begynder tilledningernes selvinduktion at få indflydelse. På specielle transistorer er der udført to emitterterminaler, hvor man anvender den ene til DC forbindelsen, medens den anden terminal serieafstemmes med en kondensator således, at selve emitteren inde i transistoren bliver effektivt afkoblet.



## 2. DIAGRAMEKSEMPEL

### 2.1 Diagram



### 2.2 Kredsløbsbeskrivelse

I de praktiske kredsløb kan det være vanskeligt direkte at udpege komponenterne, der indgår i afstemningen, idet transistorens selvinduktion og kapacitet indgår i afstemningen.

Diagrammet viser et 2 m PA trin til 25 W.

Indgangskredsen består af  $C_2$ ,  $S_2$ ,  $C_3$  og transistorens indgangskapacitet.  $R_1$  dæmper RFC1, idet transistorens indgangsmodstand svinger meget ved den store udstyring.

Koblingen mellem  $Q_1$  og  $Q_2$  afstemmes med  $C_6$  og  $C_7$ .  $S_3$  er afstemt til signalfrekvensen sammen med  $Q_1$ 's udgangskapacitet, men dæmpet kraftigt af udgangsmodstanden.

$S_5$ ,  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $S_1$ ,  $C_8$  og  $C_9$  udgør et dobbelt L filter, hvor der er kapacitiv udtag på det første L filter. Impedanserne i dette led er relativt lave.

Udgangskapaciteten af  $Q_2$  er bredbåndsafstemt med  $S_4$ .  $S_6$  og  $C_{14}$  optransformerer transistorens udgangsimpedans. På grund af et lavt  $Q$  i  $S_6$  og  $C_{14}$  vil udgangssignalet have et stort harmonisk indhold, der fjernes i det efterfølgende dobbelte  $\pi$  filter.

## 3. LINEÆRFORSTÆRKER

### 3.1 Arbejdspunkt

Stilles der meget store krav til lineariteten, skal forstærkeren arbejde i klasse A.

I en del lineære forstærkere anvendes ofte klasse B på grund af effekten.

### 3.2 Store effekter

Forstærkere, der skal levere store effekter, opbygges ofte som push-pull kobling i klasse B.

Forstærkerne anvendes til at forstærke SSB signaler og AM signaler.





## DISPOSITION

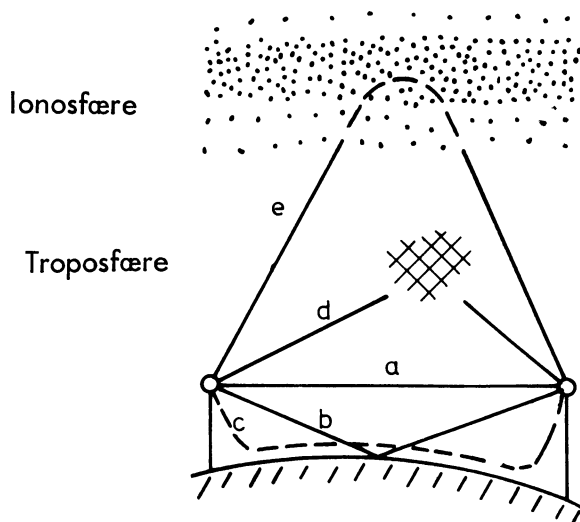
1. Radiobølgens udbredelsesforhold
2. Frekvensområde

### 1. RADIOBØLGERS

#### UDBREDELSESFORHOLD

##### 1.1 Udbredelsesvejene

Radiotransmission mellem to steder på jordoverfladen kan foregå på fem forskellige måder eller ved kombinationer af disse.

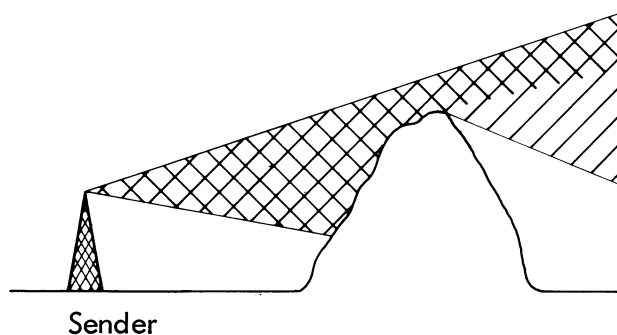


- a. Direkte bølge
- b. Jordreflekteret bølge
- c. Overfladebølge
- d. Troposfærebølge
- e. Ionosfærebølge

##### 1.2 Direkte bølge

Den direkte bølge anvendes i alle frekvensbånd, og rækkevidden begrænses af jordens krumning.

Forhindringer på den direkte bølges vej, såsom bjerge og bakker, vil give bølgerne en afbøjning, således at forhindringer ikke giver skarpe skygger, men at der også bag forhindringerne vil forefindes et vist svagt felt.



##### 1.3 Jordreflekteret bølge

Den jordreflekteret bølge har normalt ingen praktisk betydning. Det reflekterede signalets styrke afhænger af jordens beskaffenhed f.eks. fugtighed og indhold af metaller.

##### 1.4 Overfladebølge

Jordens relative dårlige ledningsevne bevirker, at overfladebølgen kun kan anvendes i lang- og mellembølgeområdet.

For meget lave frekvenser under 100 kHz giver overfladebølgen mulighed for transmission over store afstande.



### 1.5 Troposfærebølgen

I en højde af op til 10 km opstår der ofte luftlag, der har den egenskab, at de kan reflektere meget høje frekvenser.

Troposfærebølgen, også kaldet troposcatter, kan kun anvendes ved frekvenser over 100 MHz, og transmissionslængder op til 800 km kan opnås.

### 1.6 Ionosfærebølgen

I en højde af ca. 100 km reflekteres frekvenser mellem 25 MHz til 60 MHz.

Transmissionsafstanden er mellem 1.000 og 2.500 km.

### 1.7 Fading

I bestemte afstande fra sendere kan man modtage forskellige bølgeformer, hvorved der kan opstå udfasning af signalerne. Da den tilbagelagte signalvej varierer alt efter, hvorfra signalet reflekteres, kan dette høres i en modtager som svingende styrke, der kaldes fading.

## 2. FREKVENSSOMRÅDER

### 2.1 Bølgelængde

Radiobølgers udbredelseshastighed er den samme som lysets 300.000 km/s.

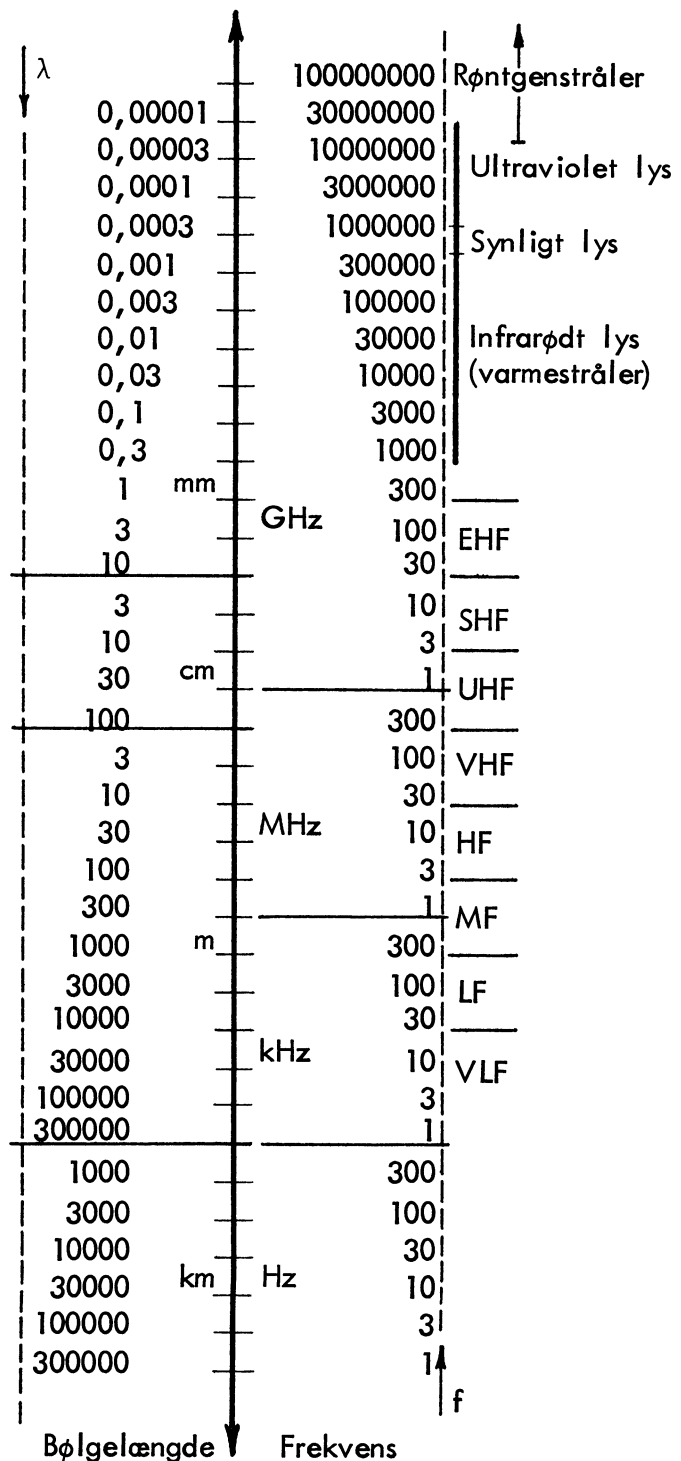
Omregning fra frekvens til bølgelængde ( $\lambda$ ) beregnes efter formelen:

$$\lambda = \frac{300.000 \text{ k}}{f}$$

### 2.2 Elektromagnetiske svingninger

Lys- og radiobølger er af samme natur blot med forskellig frekvens.

Til udsendelse af radiofoni og anden form for information som radiobølger anvendes frekvensområdet fra nogle få kHz og op til GHz-området.





## DISPOSITION

1. HF antenner
2. VHF og UHF antenner
3. SHF antenner

### 1. HF ANTENNER

#### 1.1 Formål

Antenner har til opgave at udsende eller modtage elektromagnetiske svingninger.

Der er ingen forskel på antennens udformning, når den skal anvendes til sendeantenne eller modtageantenne, blot det er ved samme frekvens.

#### 1.2 Afstemte antenner

En afstemt antenne virker som ren ohmsk belastning ved den anvendte frekvens.

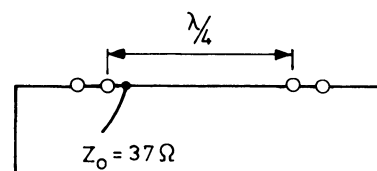
En antenne virker afstemt, når dens elektriske længde er et helt antal kvarte bølgelængder, f.eks.  $\frac{1}{4}$ ,  $\frac{1}{2}$  eller  $\frac{3}{4}\lambda$ .

En antenne på et ulige antal kvarte bølgelængder ( $\frac{1}{4}$ ,  $\frac{3}{4}$ ) har en lav fødeimpedans, den teoretiske størrelse er ca.  $37\Omega$ .

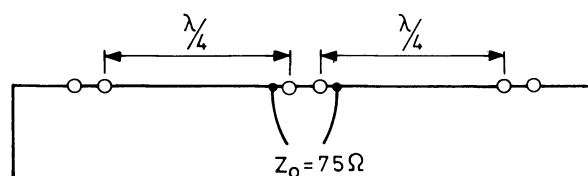
En antenne på et lige antal kvarte bølgelængder ( $\frac{1}{2}$ ,  $1\lambda$ ) har en høj fødeimpedans på nogle kiloohm, afhængig af trådens tykkelse.

Antennen er enten vandret eller lodret polariseret. Ved en vandret polariseret antenne er antenneråden monteret vandret.

Antennen skal være elektrisk isoleret i begge ender.



Forbinder man to kvartbølgeantennener i serie, skal antennen fødes med et symmetrisk kabel på ca.  $75\Omega$ .

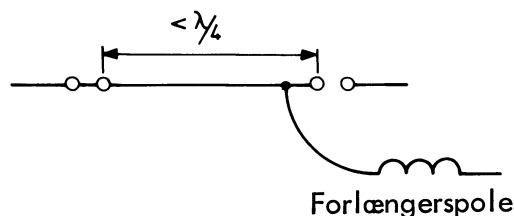


#### 1.3 Uafstemte antenner

En antenne, der ikke er et helt antal kvarte bølgelængder, er en uafstemt antenne, dvs. at antennen ikke længere virker rent ohmsk, men kapacitivt eller induktivt afhængig af længden.

Er antennelængden kortere end  $\frac{1}{4}\lambda$ , mellem  $\frac{1}{2}$  og  $\frac{3}{4}\lambda$  eller  $1$  og  $1\frac{1}{4}$  osv., virker antennen kapacitivt. Denne kapacitet kan indgå som afstemningskapacitet i en svingningskreds.

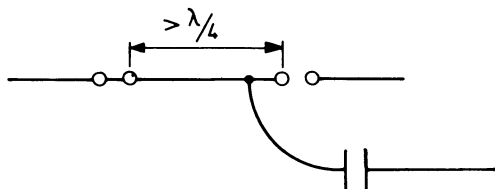
Antennen, der er for kort, kan forlænges og dermed afstemmes med en spole i serie.





Impedansen af en antenne, der er for kort, er under  $37 \Omega$ .

En antenne, der er mellem  $\frac{1}{4}$  og  $\frac{1}{2} \lambda$  eller  $\frac{3}{4}$  og  $1 \lambda$ , virker som en spole. Antennen kan afstemmes med en serieforbunden kondensator.



## 2. VHF OG UHF ANTENNER

### 2.1 Mekaniske mål

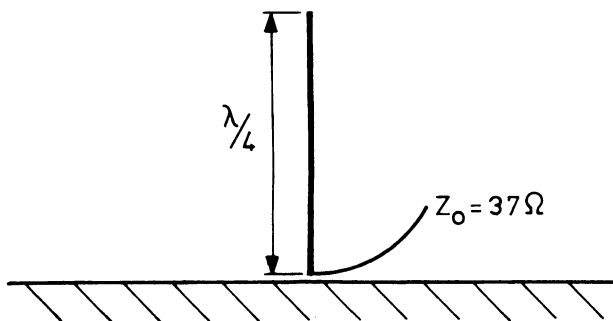
VHF og UHF antenner er normalt altid afstemte antenner. De mekaniske mål bliver fra nogle meter i VHF området til nogle centimeter i UHF området.

### 2.2 Ground-plane

En ground-plane antenne er oprindeligt en lodret  $\frac{1}{4}$  bølge antenne, der anvender jorden som modpol. Antennen skal isoleres fra jorden.

Denne antenntype anvendes i frekvensområdet omkring de 30 MHz på grund af de mekaniske mål.

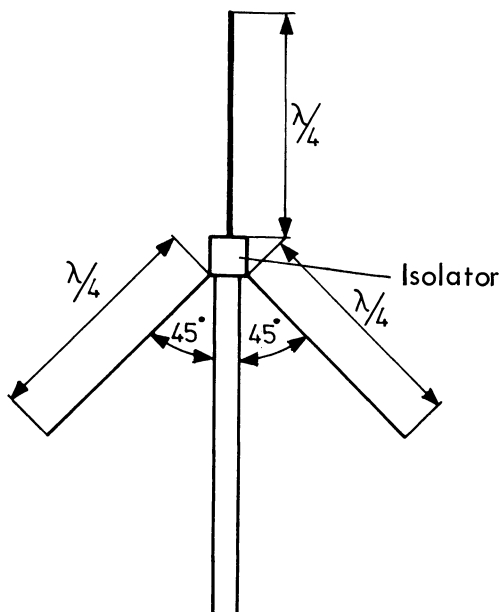
Impedansen er omkring  $37 \Omega$ .



Ved højere frekvenser anvender man ofte andet end jorden som modpol, da man derved kan hæve antennen f.eks. op på taget af en bil, hvor bilen virker som modpol.

Antennen kan også have radialer som modpol. Radialer er stave eller tråde i en længde af  $\frac{1}{4} \lambda$ . Der kan være tre eller fire radialer.

Radialerne er monteret i en vinkel på  $45^\circ$  i forhold til det lodrette plan.

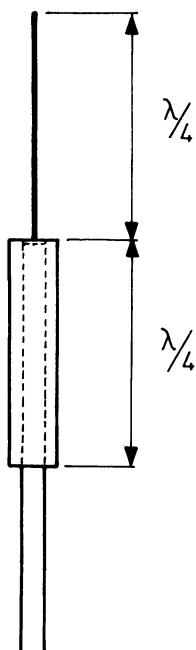
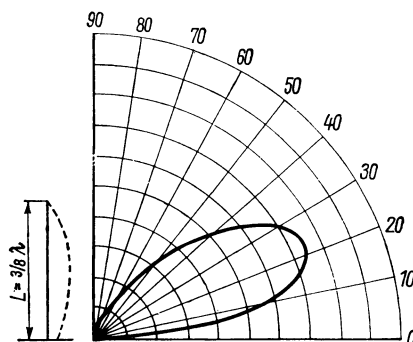
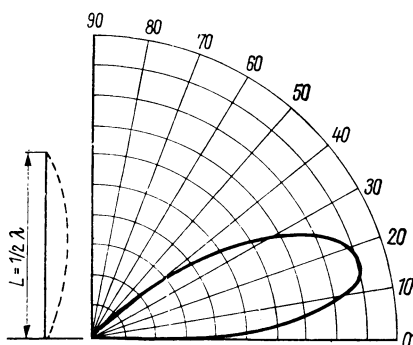
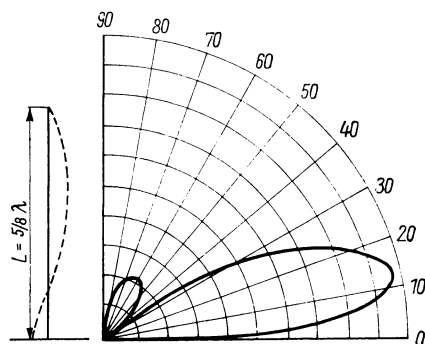


Med tre radialer i en vinkel på  $45^\circ$  vil antennens impedans være mellem 50 og  $55 \Omega$ .

Er der anvendt fire radialer, falder impedansen til ca.  $44 \Omega$ . Anbringes antennen højt oppe, vil den være ufølsom overfor signaler, der opstår nede ved jorden i nærheden af antennemasten.



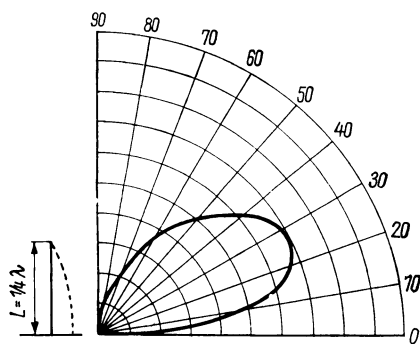
Ved at udskifte radialerne med et rør, der omslutter antennemasten, stiger impedansen, og antennen bliver mere følsom for signaler tæt inde under masten.

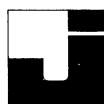

 $3/8 \lambda$ 

 $\frac{1}{2} \lambda$ 

 $5/8 \lambda$ 


### 2.3 Udstrålingsdiagrammer

Den vertikale antennes udstrålingsdiagram er afhængig af radialernes vinkel samt antennes længde.

Med antennen stående på plan jord har en  $\frac{1}{4} \lambda$  antenne følgende vertikale udstrålingsdiagram.

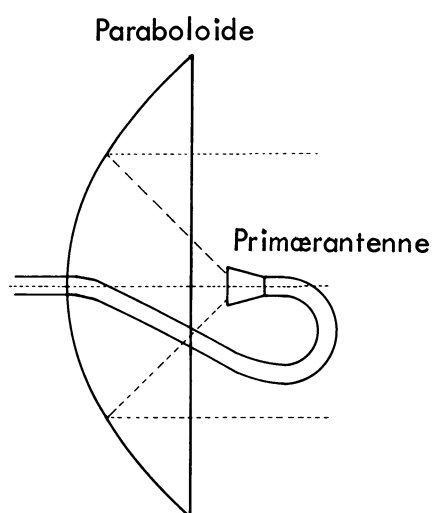




### 3. SHF ANTENNER

#### 3.1 Antennens udformning

I SHF områder anvendes normalt bølgeledere op til antennen. Bølgelederen afsluttes med en tragt, der udstråler energien. For at øge antennens effektivitet anbringes tragten ofte i brændpunktet af en parabol.



En parabol med 3 m i diameter giver en forstærkning på 36 dB ved 3 GHz.



## DISPOSITION

1. Formål med antenne
2. Uafstemte/afstemte antenner
3. Enkelt dipolantenne
4. Foldet dipolantenne
5. Tilpasning
6. Retningsdiagrammer
7. Antenners virkeflade
8. Flerelementantenner
9. Antenners afgivne spænding
10. Antennetyper

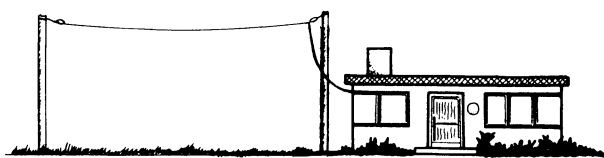
### 1. FORMÅL MED ANTENNE

Formålet med en antenne er, at den skal tilføre modtageren størst mulig signal samt eventuelt dæmpe refleksioner og støj.

### 2. UAFSTEMTE/AFSTEMTE ANTENNER

#### 2.1 Uafstemt antenne

En uafstemt antenne består af en ca. 10 til 20 m lang tråd.



For at undgå støj anbringes antennen vandret og så højt som muligt. Antennen, der ikke er afstemt til et bestemt område, benyttes til LB, MB, SB og eventuel KB.

#### 2.2 Afstemte antenner

Afstemte antenners længde er afstemt eller tilpasset et bestemt frekvensområde, hvorfor det kun vil være signaler inden for dette område, som inducerer en spænding i antennen, medens andre signaler dæmpes.

#### 2.3 Kanalantenner

Der findes antenner, som kun kan anvendes inden for et meget snævert frekvensområde f.eks. en enkelt TV-kanal. Disse antenner kaldes kanalantenner.

#### 2.3 Bredbåndsantenner

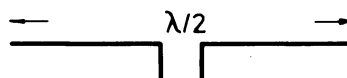
Andre antenner kan anvendes inden for et ret stort frekvensområde dækkende flere kanaler, f.eks. K5, K6 og K7. Disse antenner kaldes bredbåndsantenner.

### 3. ENKELT DIPOLANTENNE

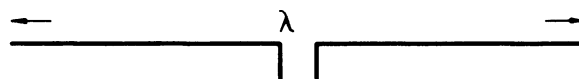
#### 3.1 Benævnelse

Den enkelte dipol benævnes også åben dipol.

Halvbølgedipol



Helbølgedipol



#### 3.2 Opbygning

Antennen består af en letmetallstav, hvis længde kan være enten en halv bølgelængde eller en hel bølgelængde.

Staven er "skåret over" på midten, hvor nedføringen er tilsluttet.

### 3.3 Mekanisk længde

Da strømtransporten i en leder sker med ringere hastighed end radiobølgernes udbredelse, skal antennens mekaniske længde være lidt kortere (5% til 10%) end den elektriske længde.

Eksempel:

Beregning af længde for en halvbølgedipol afstemt til 100 MHz.

$c = \text{lysets hastighed}$   
300.000 km/sek.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300 \text{ M}}{100 \text{ M}} = 3 \text{ meter}$$

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{3}{2} = 1,5 \text{ meter}$$

Antennelængde =  $1,5 - 10\% =$   
 $1,5 - 0,15 = \underline{1,35 \text{ meter}}$

### 3.4 Antenneimpedans

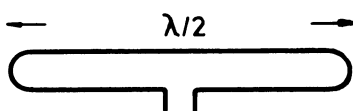
Antennen kan betragtes som en HF-generator med en bestemt indre modstand (impedans).

Impedansen for en åben halvbølgedipol er 60 til 70 ohm, medens den åbne helbølgedipol har en impedans på 400 til 600 ohm.

## 4. FOLDET DIPOLANTENNE

### 4.1 Signaludtag

Ved den foldede eller lukkede dipol udtages signalet fra stævens ender.



### 4.2 Antennelængde

Antennelængde er som ved den åbne dipol.

### 4.3 Impedans

Den foldede halvbølgedipol har en impedans på 240 til 300 ohm.

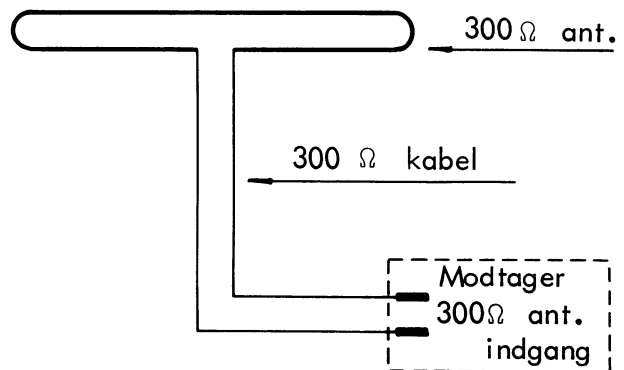
## 5. TILPASNING

### 5.1 Belastningsimpedans

For at få størst energi overført fra antenne til modtager, skal der være effekttilpasning, dvs. at antennen skal belastes med en impedans, som er af samme størrelse som antennens impedans.

### 5.2 Eksempel på tilpasning

Signalet fra 300 ohms antennen føres gennem et kabel med en karakteristisk impedans på 300 ohm til modtagerens 300 ohms indgang.



### 5.3 Mistilpasning

I tilfælde af mistilpasning, altså hvor antenne, kabel og indgang ikke "passer sammen", risikerer man, at der opstår svækkelse og/eller refleksioner af signalet.



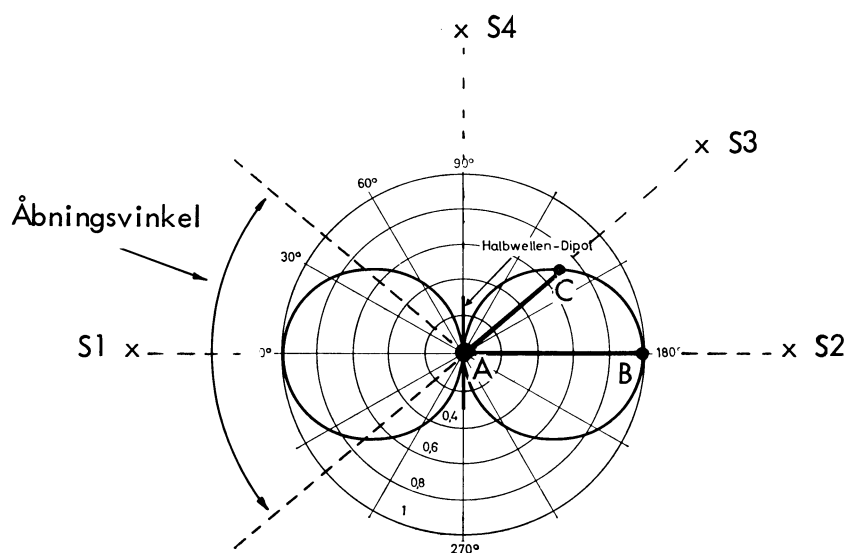


## 6. RETNINGSDIAGRAMMER

### 6.1 Retningskarakteristik

Ved en antennes retningskarakteristik forstås antennens evne til at modtage signaler fra forskellige retninger.

### 6.2 Horisontalt retningsdiagram



Diagrammet viser det horisontale retningsdiagram for en vandret halvbølgedipol.

De tykt optrukne cirkler angiver følsomheden i de forskellige retninger.

Senderen S1 og S2 modtages lige godt. Er senderne lige kraftige og afstanden til dem lige store, vil der i antennen induceres samme antennespænding fra begge stationer.

Er sender S3 lige så kraftig og afstanden den samme som for S2, vil signalspændingen, forårsaget af S3, være lige så mange gange mindre end S2, som liniestykket AC er kortere end liniestykket AB.

Senderen S4 vil ikke kunne frembringe nogen spænding over antennen, da følsomheden i denne retning er nul.

### 6.3 Antennens åbningsvinkel

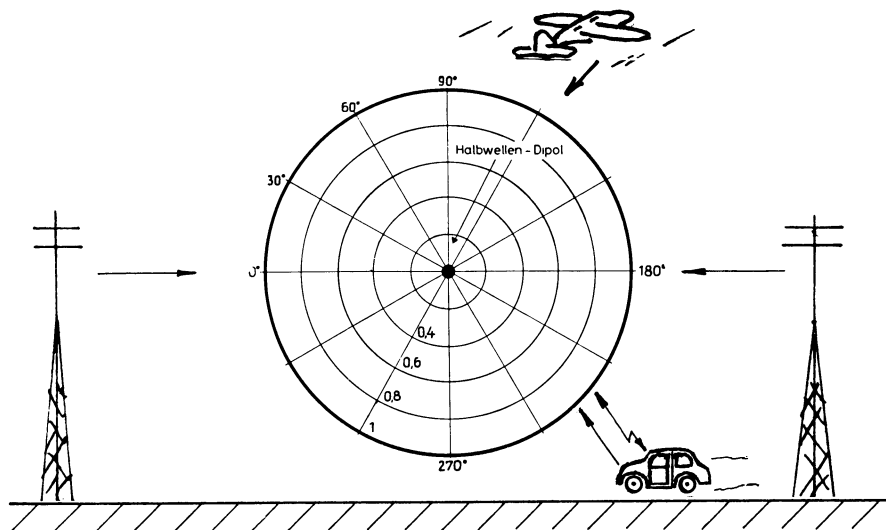
Åbningsvinklen er et mål for antennens retningsvirkning.

Ved åbningsvinklen forstås vinklen mellem de to retninger, hvor følsomheden er faldet til ca. 70 % (3dB) af det maksimale.

På det horisontale retningsdiagram ses, at den horisontale åbningsvinkel for halvbølgedipolen er ca. 90°.



## 6.4 Vertikalt retningsdiagram



Billedet viser det vertikale retningsdiagram for en halvbølge-dipol.

Følsomheden er den samme i alle retninger, dvs. at antennen modtager signaler lige godt fra siderne, fra oven (støj) og fra neden (støj).

Den vertikale åbningsvinkel er her  $360^\circ$ .

## 7. ANTENNERS VIRKEFLADE

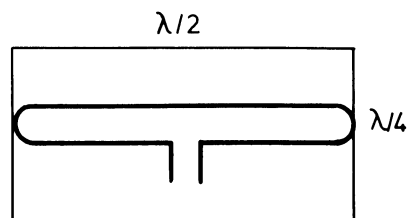
## 7.1 Indfangningsareal

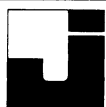
Ved en antennes virkeflade forstås det areal, hvori antennen er i stand til at indfange de elektromagnetiske svingninger.

## 7.2 Beregning af virkeflade

Virkefladen for en halvbølge-dipol:

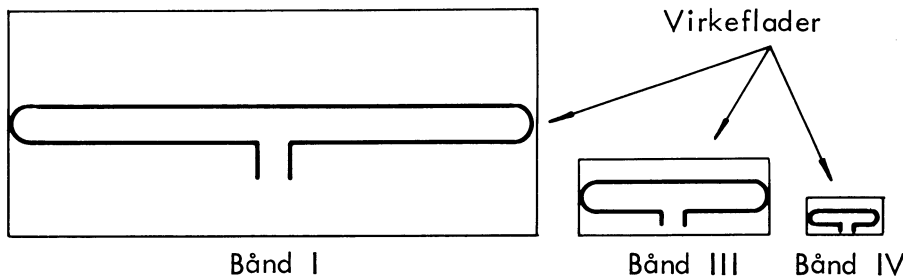
$$\frac{\lambda}{2} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda^2}{8}$$





### 7.3 Virkefladens afhængighed af frekvensen

Da virkefladen er bestemt af dipolens længde, vil den formindskes ved stigende frekvens.



Tegningen illustrerer dipolens virkeflade for bånd I, III og IV.

Dipollængderne forholder sig som:

$$1 : \frac{1}{4} : \frac{1}{16}.$$

Virkefladerne forholder sig derfor til hinanden som kvadratet på forholdene, altså

$$1 : \frac{1}{16} : \frac{1}{256}.$$

Forholdet mellem arealerne angiver forholdet mellem dipolernes afgivne effekt ved samme feltstyrke.

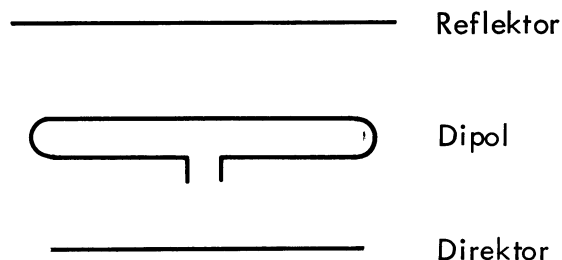
For at forøge virkefladen på antenner beregnet til bånd IV og V (UHF), er antennelængde derfor en hel bølgelængde.

## 8. FLERELEMENTANTENNER

### 8.1 Hjælpeelementer

Ved at tilføje hjælpeelementer kan dipolens virkeflade forøges.

Hjælpeelementerne anbringes i reglen med et element bag dipolen (reflektor) og et eller flere elementer foran dipolen (direktor).



### 8.2 Hjælpeelementets længde

Reflektoren er ca. 10% længere end dipolen og direktor ca. 10% kortere end dipolen.

Antennen skal vende direktor mod sender.

### 8.3 Antenneforstærkning

Hvis der monteres et hjælpeelement, reflektor eller direktor, fordobles antennens virkeflade. Dette vil fordoble antennens afgivne effekt, hvilket svarer til 3dB. Man angiver, at antennen har en forstærkning (gain) på 3dB.

Ved tilføjelse af flere hjælpeelementer kan virkefladen yderligere forøges. Hver gang elementantallet fordobles, stiger den afgivne effekt 3dB.



#### 8.4 Retningsdiagram for flerelement-antenne

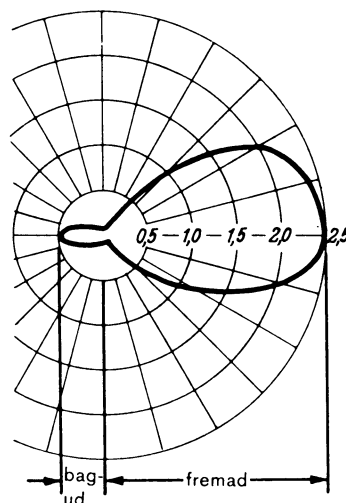
Hjælpeelementerne ændrer antennens retningsdiagram.

De to billeder viser det horisontale og vertikale retningsdiagram for en tre-elementantenne.

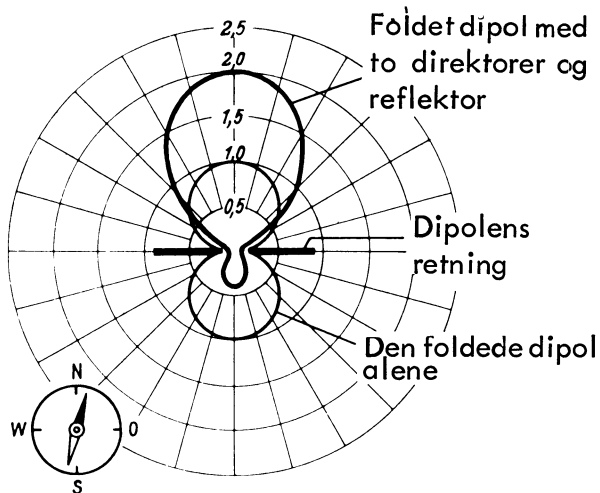
Følsomheden er nu udpræget i én retning, og støjfølsomheden er nedsat.

Følsomheden fremad er forøget, medens følsomheden bagud er formindsket. Fremad/bagud forholdet er ikke længere 1 som ved dipolen uden hjælpeelementer.

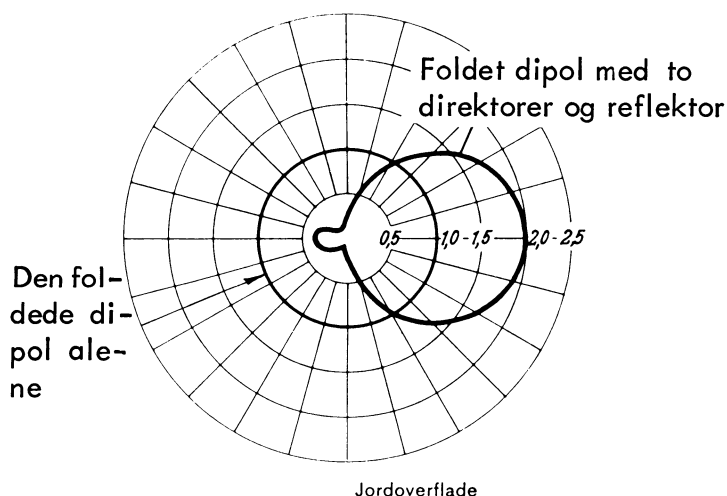
Retningsdiagram, hvor fremad/bagud forholdet er ca. 5.



Horisontalt retningsdiagram



Vertikalt retningsdiagram



I tyske antennekataloger anføres fremad/bagud forholdet som V/R-forholdet (vorwärts/rückwärts).

Fremad/bagud forholdet angives oftest i dB.

Ved forøgelse af elementantallet forøges antennens retningsvirkning; antennens åbningsvinkel er blevet mindre.

#### 8.5 Hjælpeelementers påvirkning af impedans og båndbredde

Tilføjelsen af hjælpeelementer formindsker dipolens impedans.

Samtidig indsnævres frekvensområdet (båndbredden), hvilket gør, at en dipol med flere hjælpeelementer kun kan dække en enkelt eller nogle få TV-kanaler.

## 9. ANTENNERS AFGIVNE SPÆNDING

### 9.1 Spændingens afhængighed

En modtagerantennes afgivne spænding afhænger af feltstyrken på modtagerstedet, antennens impedans og elementantal.

### 9.2 Angivelse af signalspænding

Signalspændingen kan måles og angives i f.eks.  $\mu\text{V}$  eller  $\text{mV}$ .

Dette er ikke altid hensigtsmæssigt, idet det efterfølgende kables dæmpning altid angives i  $\text{dB}$ .

Ved større antenneanlæg med antenneforstærkere angives også udgangsspændingen fra forstærkeren i  $\text{dB}$ .

Derfor angives signalstyrken eller -niveauet i  $\text{dB } \mu\text{V}$ .

$\text{dB } \mu\text{V}$  angiver, hvor mange  $\text{dB}$  signalspændingen er større end  $1 \mu\text{V}$ , altså svarer  $0\text{dB}$  til  $1 \mu\text{V}$  refererende til en impedans på  $60$  til  $70 \text{ ohm}$ .

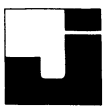
### 9.3 Eksempel på anvendelse

En antenne afgiver  $56\text{dB } \mu\text{V}$   
 Nedføringskablet dæmper  $8\text{dB}$   
 Signalspænding til modtager  $48\text{dB } \mu\text{V} =$   
 $250 \mu\text{V}$

### 9.4 Omregning mellem spænding og $\text{dB } \mu\text{V}$

Nedenstående tabel kan bruges til omregning mellem signalspændinger i  $\text{mV}$  og signalniveauer i  $\text{dB } \mu\text{V}$ .

Niveau ( $\text{dB } \mu\text{V}$ )	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
40	0,1	0,11	0,13	0,14	0,16	0,18	0,2	0,22	0,25	0,28
50	0,316	0,36	0,4	0,45	0,5	0,56	0,6	0,7	0,8	0,9
60	1,0	1,12	1,3	1,4	1,6	1,8	2,0	2,2	2,5	2,8
70	3,16	3,6	4,0	4,5	5,0	5,6	6,0	7,0	8,0	9,0
80	10,0	11,2	13	14	16	18	20	22	25	28
90	31,6	36	40	45	50	56	60	70	80	90
100	100	112	126	141	158	177	199	223	251	281
110	316	355	398	447	501	562	631	708	794	891
120	1000	1122	1259	1413	1585	1778	1995	2239	2512	2818



### 9.5 Øvelse i omregning

Ved hjælp af omstående tabel udfyldes de tomme rubrikker.

Niveau dB $\mu$ V	47dB $\mu$ V	53dB $\mu$ V	72dB $\mu$ V			
Spænding				2,5 V	16 mV	180 $\mu$ V

### 9.6 P & T's krav til signalstyrke

Post- og Telegrafvæsenet forlanger ved godkendte fællesantenneanlæg, at signalstyrken ved TV mindst skal være 54dB $\mu$ V =           $\mu$ V

## 10. ANTENNETYPER

### 10.1 Valg af antenntype

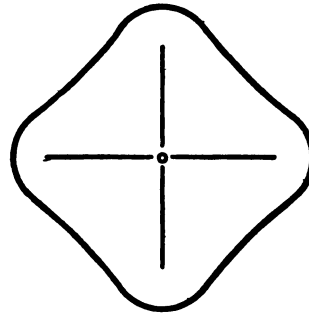
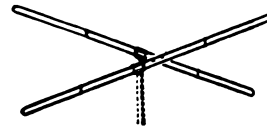
Der findes mange forskellige typer antenner.

Valget af en antenne må afhænge af såvel signalstyrke på modtagestedet som opsætningsmuligheder.

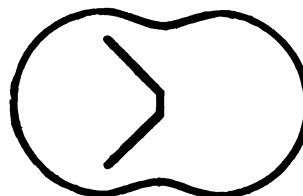
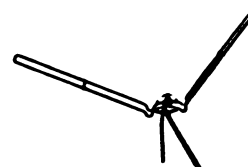
### 10.2 Eksempel på FM-antenne

Under FM-antennen er vist deres horisontale retningsdiagrammer. Antennen er udformet således, at de optager minimum af plads.

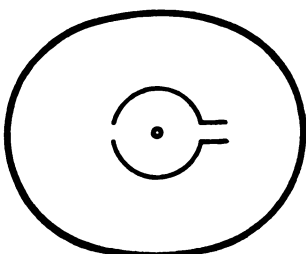
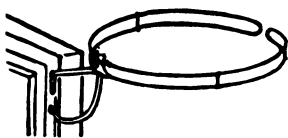
Krydsdipol



Vinkeldipol



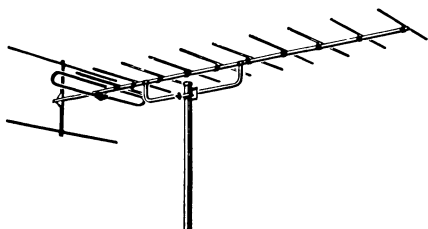
Ringdipol



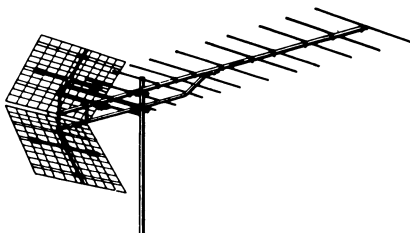


### 10.3 Reflektorudformning

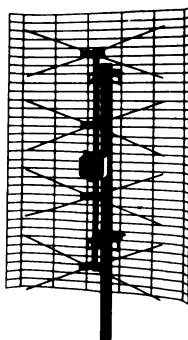
Antenne med dobbeltreflektor kaldet en Yagiantenne.



Reflektoren kan også udformes som et V-formet gitter



eller som en fladereflektor



Ved disse reflektorudformninger kan man opnå et fremad/bagud forhold på 25 til 30 dB.







## DISPOSITION

1. Kabeltyper
2. Fødeledninger
3. Kabeltransformator
4. Behandling af kabler

### 1. KABELTYPER

#### 1.1 Feeder

Normalt kan man ikke anbringe senderens udgangstrin således, at antennen kan fødes direkte fra dette, men må benytte en eller anden transmissionsledning mellem sender og antenne.

Anvendt på denne måde kaldes transmissionsledningen almindeligvis en feeder.

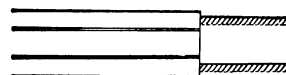
Feederen skal overføre senderens effekt såvidt muligt tabsfrit fra sender til antenne. At strømvarmetab og dielektriske tab er uønskede er selvindlysende, men også tab på grund af stråling fra feederen må undgås, da feederen sjældent kan give en så effektiv stråling som antennen, der jo netop er anbragt med den mest hensigtsmæssige stråling for øje.

#### 1.2 Transmissionsledningens udformning

En transmissionsledning er principielt en dobbeltledning, dobbeltledningen kan være udformet som en paralleltrådsledning eller som et koaksialkabel.

Twin-lead kablet består af to ens parallelle tråde af kobberlitze fastholdt af et isolerende materiale.

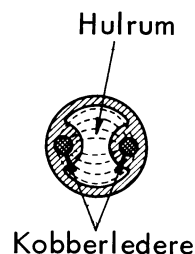
Der findes forskellige typer, hvor afstanden mellem lederen er forskellige. Kablet kaldes også et fladkabel.

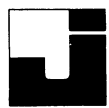


Twin-lead kablet er meget følsomt over for støj, men dæmper signalet mindre end koaksialkablet. Dette gælder dog kun, hvis twin-lead kablet er nyt og rent.

Udsættes kablet for vand, tåge og smuds, stiger dæmpningen væsentligt.

For at nedsætte denne dæmpning, kan kablet udformes som et tubularkabel, dvs. et kabel, hvor isolering mellem lederne består af luft eller skumplast.





Den mest anvendte transmissionsledning er koaksialkablet.

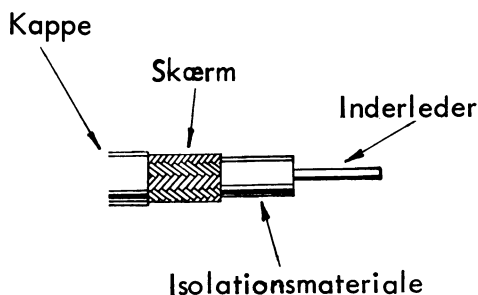
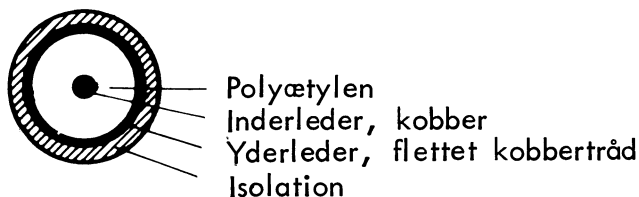
Dette kabel består af inderleder, isolationsmateriale, skærm og kappe.

Inderlederen består af kobbertråd, der kan være fortinnet eller for sølvvet.

Inderlederens tværsnit er forskellig fra type til type og kan være udført flerkoret for at opnå større bevægelighed.

Som isolationsmateriale anvendes et plastmateriale f.eks. polyætylen eller teflon.

Skærmen kan bestå af flettet kobbertråd eller kobberfolie, der kan være for sølvvet.



Desuden fremstilles kabler, hvor skærmen er af aluminium. Disse kabler anvendes som hovedkabler i meget store fællesantenneanlæg (byanlæg).

Uden om skærmen er der lagt et isolerende, vej- og temperaturbestandigt materiale f.eks. PVC.

Fordelen ved koaksialkablet er, at inderleder er afskærmet, hvorved kablet bliver ufølsomt over for ydre støjfelter.

I enkelte tilfælde bruges en enkelttrådsledning, f.eks. feederen i  $1/3$  Hz antennen, en sådan feeder kan opfattes som en to-trådsledning med jorden som returledning og antennens jordkapacitet som overførselsled til den anden leder.

Udstrålingen er minimal fra en dobbeltledning, hvor der går lige store modsat rettede strømme i de to ledere under forudsætning af, at afstanden mellem trådene er forsvindende i forhold til bølgelængden.

Afstanden mellem trådene i cm må i hvert fald ikke være større end bølgelængden i m og skal helst være en del mindre. Under disse forudsætninger vil felterne fra de to tråde ophæve hinanden således, at der ikke bliver noget resulterende felt udadtil. Er strømmene i de to tråde derimod ikke lige store eller ikke i modfase eller eventuelt begge dele, vil en udstråling blive følgen, dette må derfor undgås.

### 1.3 Kabeldæmpning

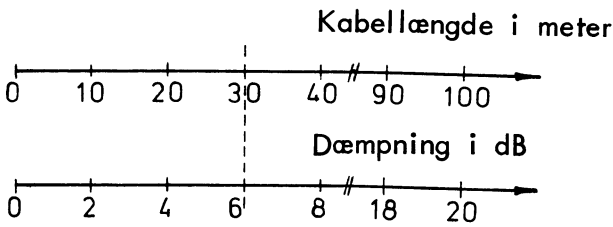
Et kabel har altid et tab, som vil medføre, at signalet, der udtages fra kablet, er dæmpet i forhold til det tilførte signal.

Denne dæmpning af signalet kaldes kabeldæmpningen.

Kabeldæmpningen afhænger af det anvendte kables længde.

Dæmpningen angives i dB pr. 100 meter.

Tegningen viser, hvordan dæmpningen afhænger af længden. Hvis dæmpningen er 20 dB pr. 100 meter, vil 50 meter kabel dæmpe 10 dB.



Ved 30 meter er kabeldæmpningen 6 dB, altså er udgangssignalet halvdelen af det tilførte signal.

Et kables dæmpning er frekvensafhængig. Som en regel kan man sige, at dæmpningen stiger med kvadratroden af frekvensforholdet.

Eksempel:

Et kabel har en dæmpning på 10 dB ved 100 MHz. Hvad er dæmpningen ved 200 MHz?

Dæmpning ved 200 MHz =

$$10 \cdot \sqrt{\frac{200 \text{ MHz}}{100 \text{ MHz}}} = 10 \cdot \sqrt{2} =$$

$$10 \cdot 1,4 = \underline{14 \text{ dB}}$$

For at kunne sammenligne to kabeltyper, skal dæmpningerne være angivet ved samme frekvens.

Fabrikanterne angiver i deres kataloger kabeldæmpningen pr. 100 meter ved forskellige frekvenser.

Kabelform	Bezeichnung	Wellenwiderstand Ohm	Dämpfung dB/100 m bel				
			50 MHz	100 MHz	200 MHz	600 MHz	800 MHz
67 01	Bandleitung A DIN 47261	240	3	4,5	7	16	19,5
67 54	Antennenkabel mit Kunststoffmantel, dämpfungsarm 7 mm Ø; Innenleiter 1,5 mm Ø	60	5	7	10,5	20	24

Mange kabler har forsvovet inderleder og skærm. Dette nedsætter kabeldæmpningen, men har især betydning for dæmpningen forårsaget af ældning.

Ældningens virkning kan vises ved følgende eksempel:

Nyt kabel

Forsvovet:  
Dæmpning 5 dB )  
Blankt: ved 50 MHz  
Dæmpning 6 dB )

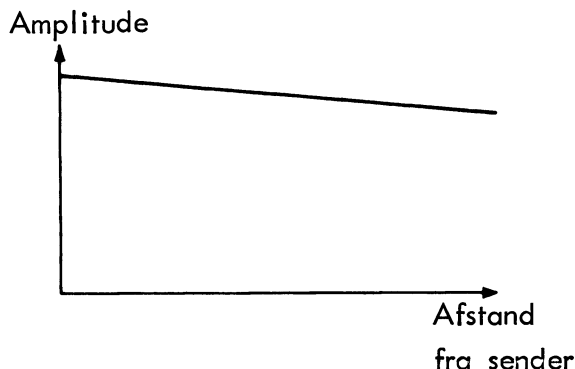
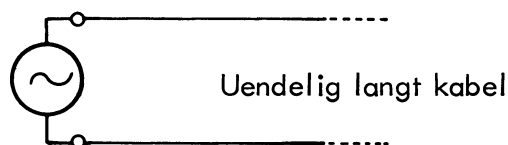
1 år gammelt kabel

Forsvovet:  
Dæmpning 5 dB )  
Blankt: ved 50 MHz  
Dæmpning 15 dB )

Dette betyder, at et oprindeligt fint TV billede med tiden kan blive spoleret af sne på grund af svækkelse af signalet, der er forårsaget af et billigt uforsvovet kabel.

#### 1.4 Karakteristisk impedans

Er en dobbeltledning uendelig lang, vil den effekt, man sender ud ad den, ikke blive reflekteret, strømfordelingen vil derfor være jævn, og hvis ledningen ikke er tabsfri også jævnt aftagende langs ledningen. Ledningen vil på senderen virke, som om den var en ren ohmsk modstand. En ledning af en endelig længde kan afsluttes med en modstand således, at forholdene i ledningen er som i en uendelig lang ledning.

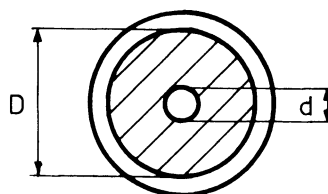


Denne modstand skal være ren ohmsk og af samme størrelse som indgangsmodstanden i den uendeligt lange ledning, det betragtede ledningsstykke kan da ikke mærke forskel på, om det er afsluttet med modstanden, eller om det forsetter i en uendelig lang ledning.

For en bestemt ledning findes der kun denne ene modstand, der kan afslutte ledningen, uden at der finder refleksion sted ved ledningens fjerne ende. Modstanden kaldes ledningens karakteristiske impedans og betegnes  $Z_o$ .

Den karakteristiske impedans for en ledning er bestemt af ledningens fysiske dimensioner og af de dielektriske egenskaber i det stof, der er imellem lederne.

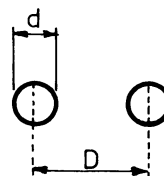
#### Enkel koaksiallinie



$$Z_o = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \log \frac{D}{d} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{D}{d}$$

$\epsilon$  = Dielektricitetskonstanten

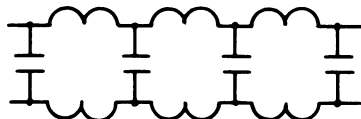
#### To-tråds linie i frit rum



$$\begin{aligned} Z_o &= \frac{120}{\cosh \frac{D}{d}} \\ &= 276 \log \frac{2D}{d} \\ &= 120 \ln \frac{2D}{d} \end{aligned}$$



Et kabel kan betragtes som bestående af en række spoler og kapaciteter fordelt over kablets længde.



Den samlede kapacitet kan måles med en RCL målebro, under målingen skal kablet være afsluttet åbent.

Selvinduktionen kan måles ved at afslutte kablet med en kortslutning.

Når de to størrelser er målt, kan impedansen findes ved udtrykket:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Impedansen er uafhængig af kablets længde, idet en fordobling af kabellængden også vil give en fordobling af L og C.

### 1.5 Praktiske feedertyper

Efter karakteristisk impedans kan man gruppere de i praksis anvendte feedertyper således:

$Z_0 = 30$  til  $100$  : Koaksialkabel

$Z_0 = 75$  til  $300$  : Sprøjtestøbt paralleltrådsledning, "Twin-lead".

$Z_0 = 400$  til  $800$  : Luftisoleret paralleltrådsledning.

Koaksialkabel findes i adskillige udgaver, de fleste med et kunststof af polyætylen-typen som dielektrikum mellem inderkoren og skærmen. Koaksialkabel må man regne med at købe færdigt, og de forskellige fabrikker opgiver alle nødvendige transmissionsdata for de forskellige kabeltyper.

"Twin-lead" er en paralleltrådsledning, hvor de to ledere er indstøbt i et tabsfattigt kunststof, det fremstilles med karakteristisk impedans 75, 150 og 300  $\Omega$ .

Luftisolerede paralleltrådsledninger laver man selv ved ganske simpelt at føre to tråde parallelt. For at holde rigtigt afstand mellem trådene må man bruge spredere med passende mellemrum.

## 2. FØDELEDNINGER

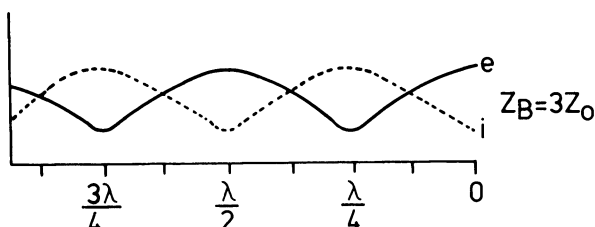
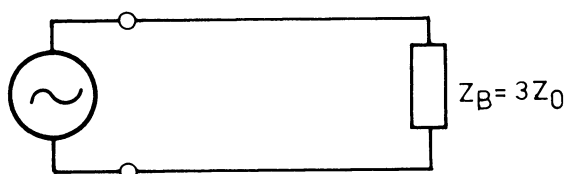
### 2.1 Uafstemt feeder

Det fremgår af det foregående, at hvis antennens fødeimpedans er lig med feederens karakteristiske impedans, vil feederlængden ikke spille nogen rolle, bortset naturligvis fra tabene. En sådan feeder påvirkes heller ikke af frekvensændringer, så længe den er afsluttet med sin karakteristiske impedans, den er uafstemt. Noget andet er, at antennens fødeimpedans normalt er meget frekvensafhængig, specielt er der meget få antennesystemer, der kan fødes på en sådan måde, at fødeimpedansen ikke varierer meget kraftigt ved båndskift, et forhold, der gør det næsten umuligt at benytte uafstemte feedere ved flerbåndsantenner.

En uafstemt feeder overfører den rent ohmske fødeimpedans uændret fra antennen til senderen, således at problemet ved overføringen fra sender til antenne simpelthen er reduceret til at omsætte den som regel ret lave fødeimpedans til den gunstigste belastning for senderen.

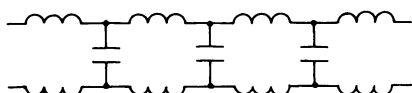
## 2.2 Afstemte feedere

Hvis en transmissionsledning ikke afsluttes med sin karakteristiske impedans, vil en større eller mindre del af den effekt, der sendes ud ad den, reflekteres fra den fjerne ende, og der vil fremkomme stående bølger.



Man kan gøre nøjagtig de samme betragtninger gældende for transmissionsledninger som for antenner, idet transmissionsledninger har en fordelt selvinduktion og kapacitet, og man kommer til ganske analoge resultater.

Ækvivalent diagram for "twin - lead".



Er  $Z_B$  nu eksempelvis lig med  $3 \cdot Z_0$ , vil spændingen  $e$  og strømmen  $i$  variere. Ved belastningen må forholdet mellem spænding og strøm have den værdi, der svarer til  $R = 3 \cdot Z_0$ , for at Ohms lov kan være opfyldt, men herved umuliggøres, at  $e/i$  kan være lig med  $Z_0$ .

Resultatet bliver, at  $e/i$  kommer til at variere periodisk hen langs linien, svingende mellem yderværdierne  $3 \cdot Z_0$  og  $1/3 \cdot Z_0$  for hver kvarte bølgelængde, man kommer frem. I en halv bølgelængdes afstand fra belastningen er forholdene igen ligesom ved denne. Med  $Z_B = 1/3 \cdot Z_0$ , skal kurvene for  $e$  og  $i$  byttes om.

## 2.3 SWR

Standbølgeforholdet (SWR) er et udtryk for forholdet mellem maksimal amplitude og minimum amplitude af de stående bølger.

$$SWR = \frac{U_{\text{maks.}}}{U_{\text{min}}}$$

Udtrykket angiver, hvor godt belastningen er tilpasset kablets impedans.

SWR kan aldrig blive under 1. Standbølgeforholdet kan udtrykkes ved hjælp af kablets impedans  $Z_0$  og belastningsimpedansen  $Z_B$ .

$$SWR = \frac{Z_B}{Z_0}$$

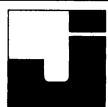
for  $Z_B > Z_0$  eller

$$SWR = \frac{Z_0}{Z_B}$$

for  $Z_0 > Z_B$

Standbølgeforholdet kan også udtrykkes ved den effekt, der sendes ud med belastningen  $P_{in}$  og den reflekterede effekt  $P_r$ .

$$SWR = \frac{1 + \sqrt{\frac{P_r}{P_{in}}}}{1 - \sqrt{\frac{P_r}{P_{in}}}}$$



## 2.4 Transmissionsledninger afsluttede med kapacitet eller selvinduktion

Man kommer meget tit ud for, at antenneimpedansen ikke er en ren ohmsk modstand i fødepunktet, men indeholder en reaktiv komponent. En sådan komponent vil virke, som om feederlængden var forskellig fra den geometriske længde. Den vil virke som en koncentreret ledningsstump således, at det første punkt, hvor man har enten et strøm- eller spændingsmaksimum, ikke længere ligger en kvart bølgelængde fra fødepunktet.

En sådan virkning kan man skaffe sig af med ved at tilføje en selvinduktion, hvis belastningen er kapacitiv og en kapacitet, hvis belastningen er induktiv. Resultatet af en sådan compensation er, at feederen arbejder normalt som beregnet, og man får maksimal effekt overført til antennen uden tilbagevirkning eller koblingsbesvær ved senderen.

## 3. KABELTRANSFORMATOR

### 3.1 Mekanisk bølgelængde

Benytter man transmissionsledningen til en vekselspænding, f. eks. en sinusspænding, vil der opstå problemer, hvis transmissionsledningen udgør en væsentlig del af en bølgelængde eller mere. Sinusspændingen vil ikke have den samme fase ved generatoren, som den har ved belastningen, da generatorspændingen har ændret sin fase i det tidsrum, det tager for spændingen at nå belastningen.

Forsinkelsen i transmissionsledningen har indflydelse på den mekaniske bølgelængde,  $\lambda_T$ , dvs. den bølgelængde, der må regnes med på transmissionsledningen.  $T_T$ , forsinkelsen i transmissionsledningen er større end forsinkelsen i luft, såfremt der bruges et dielektrikum med en dielektricitetskonstant  $\epsilon > 1$ .

$$T_T = T_L \cdot \sqrt{\epsilon} \text{ m/s}$$

Udbredelseshastigheden  $V_T$  i transmissionsledningen, målt i m/s må da være mindre end udbredelseshastigheden i luft

$$V_L = 300 \cdot 10^6 \text{ m/s}$$

Da  $T_T$  er  $\sqrt{\epsilon}$  gange større end  $T_L$ ,

må  $V_L$  være  $\sqrt{\epsilon}$  gange større end

$$V_T, \text{ eller } V_T = \frac{V_L}{\sqrt{\epsilon}}$$

$$\text{Da frekvens} = \frac{\text{udbredelseshastighed}}{\text{bølgelængde}},$$

og frekvensen er konstant, må

$$\lambda_T = \frac{\lambda_L}{\sqrt{\epsilon}}.$$

Eksempel:

Et stykke koaksialkabel ønskes af-skåret til en enkelt bølgelængde.  
 $\epsilon = 2,25, \lambda_L = 3 \text{ m}.$

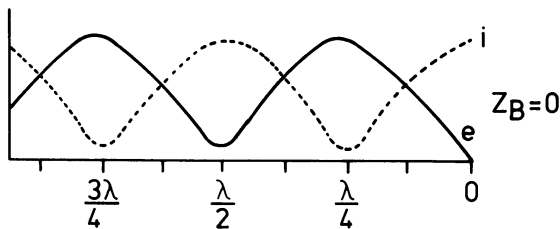
Den mekaniske bølgelængde

$$\lambda_T = \frac{3}{\sqrt{2,25}} = 2\text{m}.$$

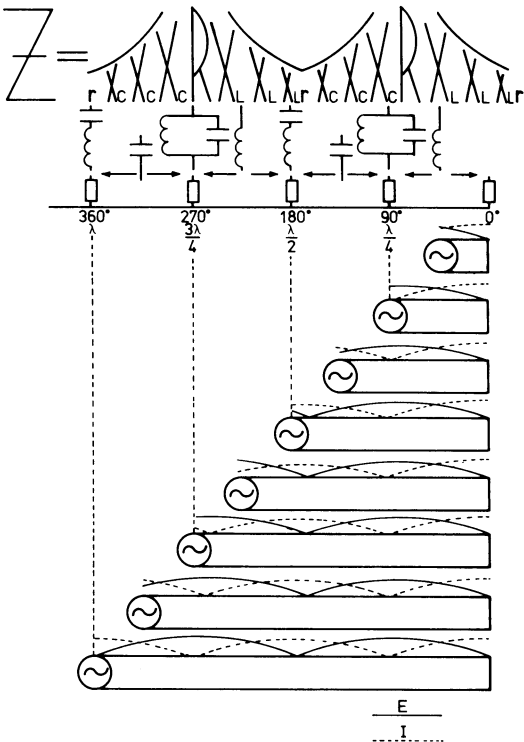
Dvs. i dette tilfælde er  $\lambda_T$  kun 67% af  $\lambda_L$ , bølgelængden i luft.

3.2 Kortslettet kabelstump

Afsluttes en transmissionsledning med en kortslutning, vil der ikke kun afsættes nogen effekt i kortslutningen, og al energien bliver reflekteret.



Ved kortslutningen vil der løbe en stor strøm, medens der ikke kan opstå nogen spænding over kortslutningen, en kvart bølge-længde nærmere ved generatoren vil kablet virke som en afbrydel-se, en halv bølgelængde fra kortslutningen mod generatoren vil kablet igen virke som en kortslut-ning osv.



Et kabel på en kvart bølgelængde, der er kortslettet, vil optræde som en selektiv parallelkreds.

Et kortslettet kabel, der er mindre end en kvart bølgelængde, virker som spole.

Et kortslettet kabel, der er mellem en kvart og en halv bølge-længde lang, virker som kapaci-tet.





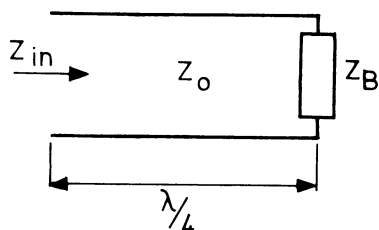
### 3.3 Kvartbølgetransformator

$\frac{1}{4} \lambda$ -transformatoren kan transformere modstandsværdier samt transformere en spole til en kondensator og omvendt.

Kablets impedans har indflydelse på omsætningsforholdet.

Belastes kvartbølgetransformatoren med en modstand, optræder den anden ende af kvartbølgetransformator som følgende modstand

$$Z_{in} = \frac{Z_o^2}{Z_B}$$



Er ind- og udgangsmodstanden kendt, må man tilpasse kvartbølgetransformatorens impedans.

$$Z_o = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_B}$$

Eksempel:

En antenne på  $75 \Omega$  skal tilpasses et  $300 \Omega$ 's kabel.

$\frac{1}{4} \lambda$ -transformatorens impedans skal da være

$$Z_o = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_B} = \sqrt{75 \cdot 300} =$$

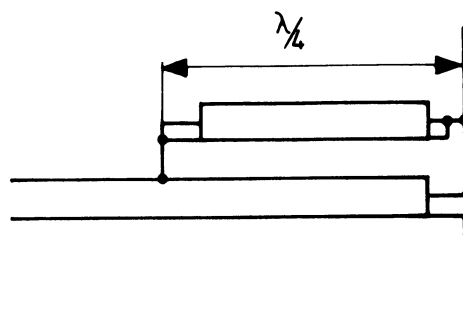
$$Z_o = 150 \Omega$$

### 3.4 Balun

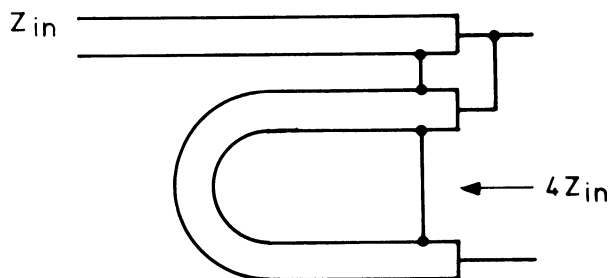
En balun transformerer fra symmetrisk til asymmetrisk eller omvendt. Til dette formål kan en kabeltransformator anvendes.

Balunen transformerer impedanser enten 1:1 eller 4:1.

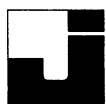
En 1:1 balun kan udføres således.



En 4:1, balun kan udføres således.



Kabellængden på 4:1 balunen er  $\frac{\lambda}{2}$ , elektrisk længde.



#### 4. BEHANDLING AF KABLER

##### 4.1 Ændring af kabelimpedans

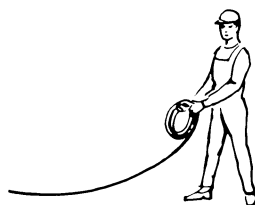
Koaksialkabler skal behandles varsomt under installationsarbejdet.

Kablerne må ikke bøjes for skarpt, da de indre mekaniske afstande ændres og dermed ændre kabelimpedansen.

##### 4.2 Oprulning

Kablerne skal rulles ud og ikke trækkes ud af rullen, da der ellers opstår vridning af kablet.

Rigtigt



Forkert



##### 4.3 Afisolering

Ved afisolering må afskærmning og inderleder ikke tage skade.



## DISPOSITION

1. Filtertyper
2. Filter bånd I/bånd III
3. Filter VHF/UHF
4. Filter Radio/TV

### 1. FILTERTYPER

#### 1.1 Sammenkoblingsfilter

Et sammenkoblingsfilter anvendes, hvor flere forskellige signaler skal føres til en modtager gennem samme kabel eller nedføring.

#### 1.2 Delefilter

Signalerne fra samme nedføring skal igen adskilles.

Dette sker ved hjælp af et delefilter.

#### 1.3 Kanalspærrefilter

Opstår forstyrrelser, frembragt af en kraftig sender på en anden kanal, kan der monteres et kanalspærrefilter.

#### 1.4 Opbygning af filtre

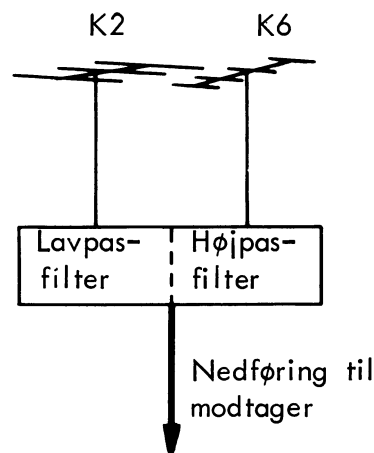
Filtrene består af spoler og kondensatorer og kan være opbygget som lavpas-, højpas-, båndpas- eller båndstopfiltre.

### 2. FILTER BÅND I/BÅND III

#### 2.1 Sammenkoblingsfilter

Ved modtagelse af flere TV-stationer på forskellige VHF-bånd, må der opsættes flere antenner f.eks. K2 og K6.

For at undgå to nedføringer opsættes der tæt ved antennerne et sammenkoblingsfilter bestående af et lavpas- og et højpasfilter monteret i samme boks.



### 3. FILTER VHF/UHF

#### 3.1 Sammenkoblingsfilter

Ved modtagelse af en TV-station i f.eks. bånd III (VHF) samt en eller flere stationer i bånd IV (UHF), kan samme nedføring benyttes, hvis afstanden fra antenner til modtager ikke er for stor.

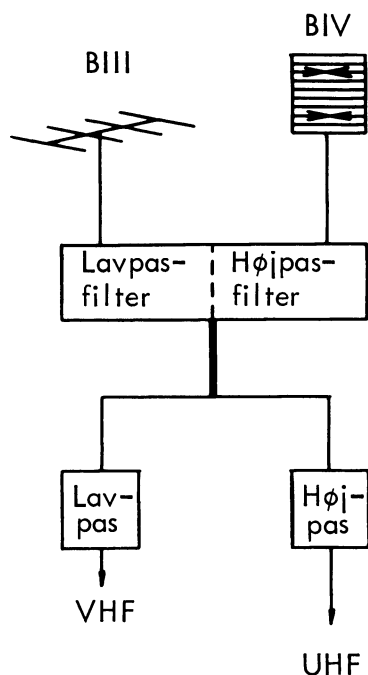
Det anvendte kabel skal være af god kvalitet med ringe dæmpning.

Der anbringes et sammenkoblingsfilter tæt ved antennerne.



### 3.2 Delefilter

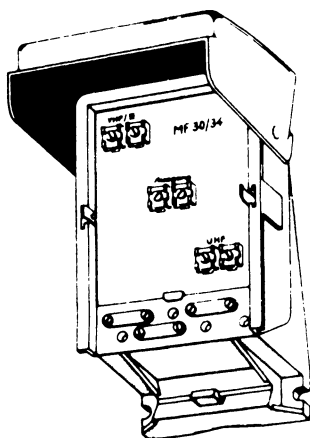
Foruden sammenkoblingsfilteret skal der umiddelbart før modtagerens antenneindgange anbringes et delefilter til udkobling af de to signaler.



Nyere modtagere har kun én antenneindgang, og delefiltrene er indbygget i modtageren.

### 3.3 Eksempel på sammenkoblingsfilter

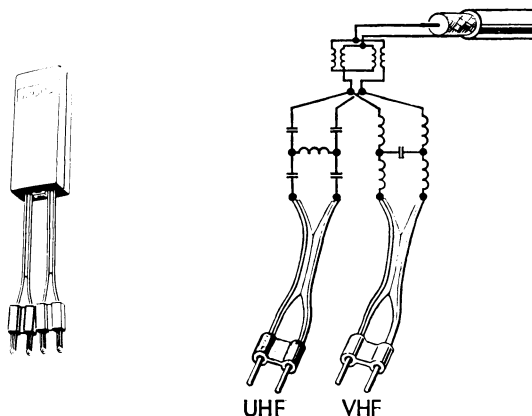
Eksempel på et VHF/UHF sammenkoblingsfilter.



Filteret anbringes enten på masten under antennerne eller umiddelbart under husets tag.

### 3.4 Eksempel på delefilter

Delefilter, hvor UHF og VHF-signalene adskilles.

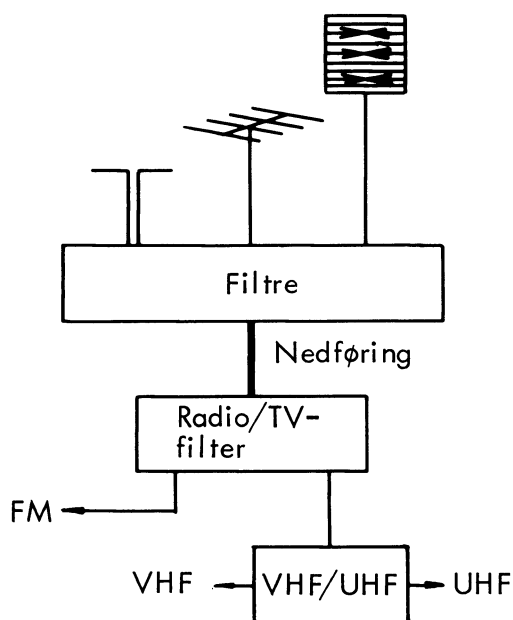


Det viste delefilter giver samtidig en impedanstransformation fra 75 ohm til 300 ohm.

#### 4. FILTER RADIO/TV

##### 4.1 Radio og TV på samme nedføring

Hvis der ud over TV-signaler også ønskes mulighed for at modtage FM-båndet, udføres dette ved anvendelse af sammenkoblingsfiltre ved antennerne med én nedføring og igen adskillelse af signalerne.



Først adskilles radio- og TV-signalerne i et båndpasfilter og dernæst adskilles VHF/UHF-signalerne ved anvendelse af delefiltre (lavpas og højpas).





## DISPOSITION

1. Placering af antenne
2. Montering af bærerør
3. Montering af antenner
4. Montering af skillefiltre
5. Montering af kabler

### 1. PLACERING AF ANTENNE

#### 1.1 Signalmæssige og æstetiske hensyn

Ved opsætning af en antenne på et hus må man nøje overveje placeringen af antennen.

Man bør især tænke på, hvor de bedste modtageforhold findes, hvor antennen bedst kan fastgøres, hvor selve modtageren befinder sig, hvor antennen vil skæmme naturen eller huset mindst osv.

### 2. MONTERING AF BÆRERØR

#### 2.1 Krav til bærerør

Bærerørets kvalitet, længde og dimension fremgår af P & T's normer for opsætning af antenner.

#### 2.2 Ulemper ved skorstensmontering

Undgå såvidt mulig at placere bærerøret på en skorsten.

For det første må der her kun anbringes én FM- eller TV-antenne.

For det andet belastes skorstenen ved storm.

Desuden kan antenneanlægget være i vejen for skorstensfejning.

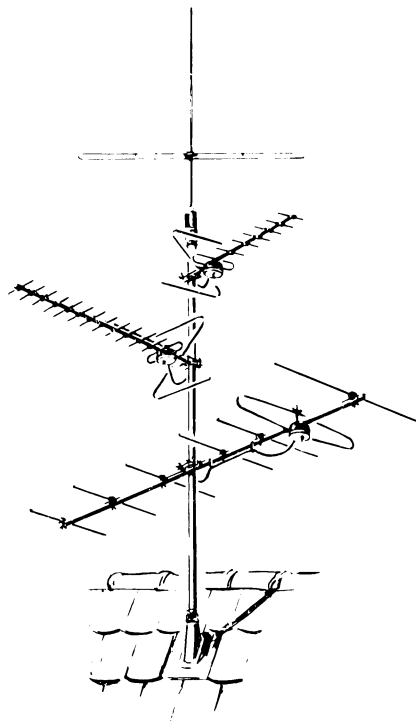
#### 2.3 Krav til skorstensbeslag

Beslagene, der anvendes til opsætning af bærerør på skorsten, skal være typegodkendte og (efter opsætningen) korrosionsbeskyttede.

#### 2.4 Bærerør gennem tag

Ved montering af bærerør gennem taget må bærerøret ikke placeres midt i rygningen, hvilket vil medføre risiko for indtrængning af vand.

Placér antennen lidt nede på taget, som vist på tegning



Sørg for, at taginddækningen slutter tæt til såvel tag som bærerør.

Fastspænding af bærerøret under taget skal ske efter P & T's retningslinier.



### 3. MONTERING AF ANTENNER

#### 3.1 Afstand mellem antenner

Anbringes der flere antenner på samme bærerør, skal afstanden mellem antennerne være mindst en halv bølgelængde, beregnet ud fra den antenne, der er afstemt til den laveste frekvens.

Eksempel:

Bestem afstanden mellem en K4 og en K8 antenne.

På oversigten over TV-kanaler side 3 ses, at middelbølglængden for K4 er 4,7 m.

Afstanden skal derfor mindst være

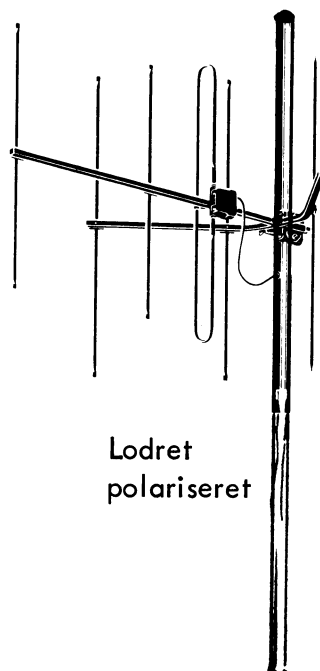
$$\frac{4,7}{2} = \underline{2,35 \text{ m}}$$

#### 3.2 Placering af antenner på mast

Almindeligvis anbringes den antenne, der har det mindste vindareal øverst, for derved af ned sætte vindbelastningen af bærerør og fastspænding.

#### 3.3 Polarisering

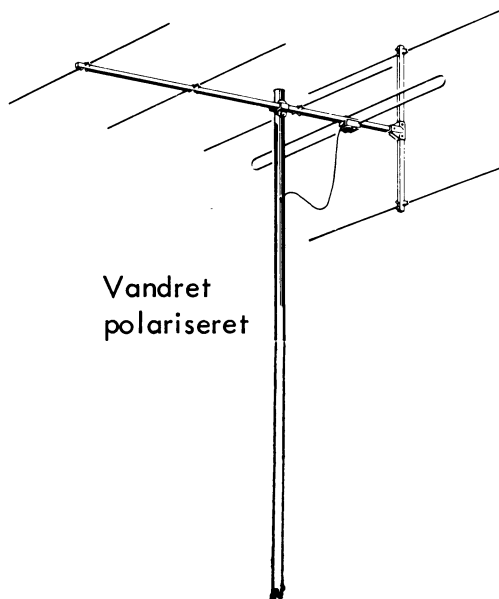
VHF- og UHF-sendere kan være vandret (horizontal) eller lodret (vertikal) polariserede, dvs. at senderantennen kan enten være vandret eller lodret monteret.



Lodret  
polariseret

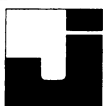
Modtagerens antenne skal have samme polarisering, som den sender der ønskes modtaget.

Alle danske hovedsendere har horisontalt polariserede antenner, men en stor del lokalsendere eller kanalomsættere er vertikalt polariserede. Dette gør man af hensyn til forstyrrelser stationerne imellem, specielt mellem nabokanaler.



Vandret  
polariseret





## 3.4 Oversigt over TV-kanaler

Område	Kanal	Kanal- grænse MHz	Billedbæ- rebølge MHz	Lydbæ- rebølge MHz	Farve- bæ- rebølge MHz	Middel- bølge- længde m
VHF Bånd I	2	47... 54	48,25	53,75	52,68	5,9
	3	54... 61	55,25	60,75	59,68	5,2
	4	61... 68	62,25	67,75	66,68	4,7
VHF Bånd III	5	174...181	175,25	180,75	179,68	1,69
	6	181...188	182,25	187,75	186,68	1,63
	7	188...195	189,25	194,75	193,68	1,57
	8	195...202	196,25	201,75	200,68	1,51
	9	202...209	203,25	208,75	207,68	1,46
	10	209...216	210,25	215,75	214,68	1,41
	11	216...223	217,25	222,75	221,68	1,37
	12	223...230	224,25	229,75	228,68	1,33
UHF Bånd IV	21	470...477	471,25	476,75	475,68	0,63
	22	478...485	479,25	484,75	483,68	0,62
	23	486...493	487,25	492,75	491,68	0,61
	24	494...501	495,25	500,75	499,68	0,60
	25	502...509	503,25	508,75	507,68	0,59
	26	510...517	511,25	516,75	515,68	0,58
	27	518...525	519,25	524,75	523,68	0,57
	28	526...533	527,25	532,75	531,68	0,57
	29	534...541	535,25	540,75	539,68	0,56
	30	542...549	543,25	548,75	547,68	0,55
	31	550...557	551,25	556,75	555,68	0,54
	32	558...565	559,25	564,75	563,68	0,53
	33	566...573	567,25	572,75	571,68	0,53
	34	574...581	575,25	580,75	579,68	0,52
	35	582...589	583,25	588,75	587,68	0,51
	36*	590...597	591,25	596,75	595,68	0,51
	37	598...605	599,25	604,75	603,68	0,50
UHF Bånd V	38*	606...613	607,25	612,75	611,68	0,49
	39	614...621	615,25	620,75	619,68	0,49
	40	622...629	623,25	628,75	627,68	0,48
	41	630...637	631,25	636,75	635,68	0,47
	42	638...645	639,25	644,75	643,68	0,47
	43	646...653	647,25	652,75	651,68	0,46
	44	654...661	655,25	660,75	659,68	0,46
	45	662...669	663,25	668,75	667,68	0,45
	46	670...677	671,25	676,75	675,68	0,45
	47	678...685	679,25	684,75	683,68	0,44
	48	686...693	687,25	692,75	691,68	0,44
	49	694...701	695,25	700,75	699,68	0,43
	50	702...709	703,25	708,75	707,68	0,43
	51	710...717	711,25	716,75	715,68	0,42
	52	718...725	719,25	724,75	723,68	0,42
	53	726...733	727,25	732,75	731,68	0,41
	54	734...741	735,25	740,75	739,68	0,41
	55	742...749	743,25	748,75	747,68	0,40
	56	750...757	751,25	756,75	755,68	0,40
	57	758...765	759,25	764,75	763,68	0,39
	58	766...773	767,25	772,75	771,68	0,39
	59	774...781	775,25	780,75	779,68	0,39
	60	782...789	783,25	788,75	787,68	0,38
	61	790...797	791,25	796,75	795,68	0,38
	62	798...805	799,25	804,75	803,68	0,38
	63	806...813	807,25	812,75	811,68	0,37
	64	814...821	815,25	820,75	819,68	0,37
	65	822...829	823,25	828,75	827,68	0,37
	66	830...837	831,25	836,75	835,68	0,36
	67	838...845	839,25	844,75	843,68	0,36
	68	846...853	847,25	852,75	851,68	0,36
	69	853...860	855,25	860,75	859,68	0,35



### 3.5 Oversigt over danske, svenske og tyske TV-stationer, som kan modtages i Danmark

DANMARK	Polarisation	VHF-kanal	UHF-kanal
Fyn	H	3	31
København	H	4	
Bornholm	H	5	
Ålborg	H	5	
Sydsjælland	H	6	
Sønderjylland	H	7	
Århus	H	8	
Vestjylland	H	10	
Middelfart	V	5	
Sydvestjylland	V	5	
Nykøbing Sjælland	V	5	
Vejle	V	5	
Ringkøbing	H	6	
Horsens	V	6	
Silkeborg	V	6	
Randers	V	6	
Hobro	V	7	
Sæby	V	7	
Frederikshavn	V	8	
Thisted	V	8	
Kolding	H	9	
Svendborg	V	9	
Esbjerg	V	9	
Kollund	V	9	
Sønderborg	H	10	
Skagen	V	11	
Grenå	V	11	
Varde	V	11	
Hirtshals	V	11	
Fredericia	V	11	
SVERIGE			
Hørby	H	2	33 - 43
Helsingborg	H	9	30 - 41
Gøteborg	H	9	30
Malmø	H	10	27 - 57
TYSKLAND			
Flensborg	H	4	39 - 57
Kiel	H	5	35
Eutin	H		21 - 47
Niebull	H		34 - 60
Marlow	H	8	
Hamburg	H	9	30
Bungsberg	H		50



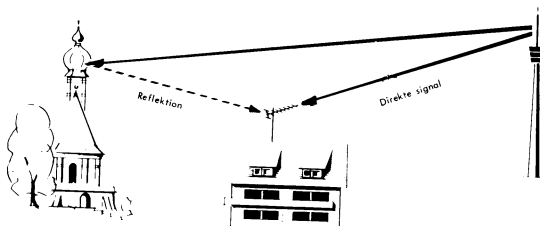
### 3.6 Reflekeret signal

Reflektioner viser sig som dobbeltbilleder eller uønskede lodrette streger på et TV-billede.

Forstyrrelsen skyldes, at der modtages både et direkte signal og et reflekteret signal.

Det reflekterede signal kan godt stamme fra samme sender, men er forskudt i tid på grund af den længere vej, hvilket vil medføre, at der på TV-skærmen ses et kraftigt billede, der eventuelt er efterfulgt af et svagere billede.

Billedet viser, hvordan reflektionen opstår.



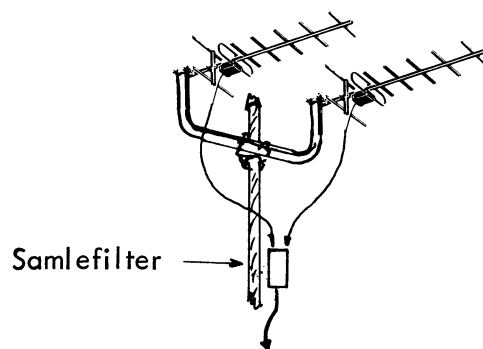
### 3.7 Indstråling

Når der findes en kraftig lokal-sender i nærheden af en modtager, kan senderen forårsage indstråling på f.eks. antenntilslutning eller direkte ind i modtagerens kanalvælger.

For modtagere tilsluttet et fællesantenneanlæg kan dette medføre et indstrålet svagere billede, som er forskudt foran det ønskede billede, der er tilført fra antenneanlægget.

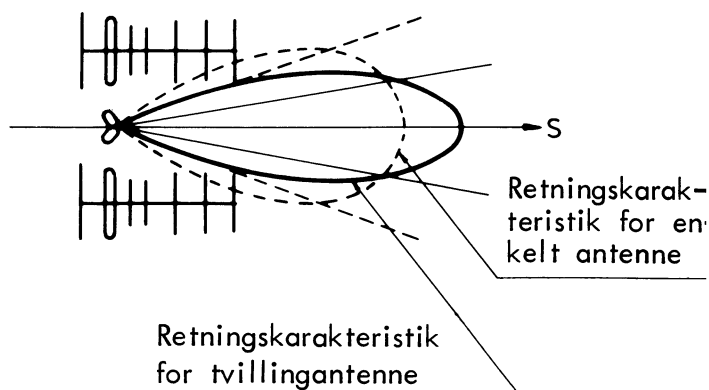
### 3.8 Sideordning af antenner

For at undgå reflektioner skal antennens horisontale retningsvinkel formindskes. Dette gøres ved en forøgelse af antennens elementantal og/eller med sideordning af to antenner (tvillingantenne).



Med en tvillingantenne bliver den horisontale åbningsvinkel mindre, retningsvirkningen forøges, og forstærkningen bliver ca. 2 til 3 dB større end ved enkeltantennen.

#### Retningskarakteristik



Antennerne anbringes på masten, således at det reflekterede signal bliver minimum.

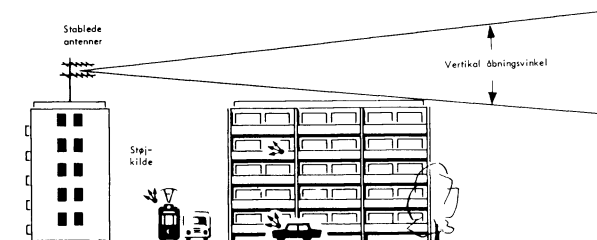
Ved sideordning af antenner forbliver den vertikale åbningsvinkel uændret.



### 3.9 Stabling af antenner

I tæt bebyggelse og/eller ved veje med stærk trafik vil bl.a. motorkøretøjernes tændingsanlæg kunne frembringe forstyrrelser, selv om tændingsanlæggene er støjdæmpet.

For at nedsætte antennens følsomhed over for disse støjkilder, anbringes to antenner oven på hinanden (stables).



Ved stablingen bliver den vertikale åbningsvinkel mindre og antennen dermed mindre støjfølsom. Den horisontale åbningsvinkel forbliver uændret.

De to antenner skal anbringes med en halv bølgelængdes afstand.

## 4. MONTERING AF SKILLEFILTRE

### 4.1 Skillefilter

Skillefilteret anbringes på masten eller umiddelbart under tag.

Sørg for, at kablerne er spændt ordentligt fast i filteret, således at der ikke opstår løse forbindelser, der er forårsaget af bevægelser fra mast eller kabler.

### 4.2 Gennemgangsdæmpning

Afhængig af filtertype og frekvensområdet har et skillefilter en gennemgangsdæmpning på 1 til 3 dB.

## 5. MONTERING AF KABLER

### 5.1 Montering af antenne

Nedføringskablet monteres i antennens kabelhus, og der må sørges for, at der ikke kan trænge vand ind ved kabelindføringen. Dette gøres i praksis ved at vende kabelindføringen nedad og lave en bøjning på kablet.

Kablet skal fastgøres til masten, således at kablet ikke er løst-hængende.

### 5.2 Samling af kabler

Samlinger af kabler bør så vidt muligt undgås, men er dette umuligt at undgå, skal der anvendes specielle samplingsled.

Brug aldrig samle- og kronemuffer.

### 5.3 Fastgørelse af kabler

Ved oplægning af kabler i synlig installation anvendes hager eller bøjler.

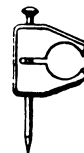
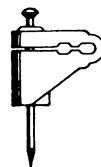
Hager og bøjler skal have en diameter, der nøje svarer til kablet.

Ved anvendelse af for små bøjler kan kablet let ødelægges, hvilket ofte viser sig ved dårlige signaler.

Eksempler på kabelbøjler for:

Twin-lead

Koaksialkabel



Afstanden mellem bøjlerne må ikke overstige 20 cm.



#### 5.4 Udvendig oplægning

Ved oplægning udvendigt på mur og lignende foretrækkes det ofte at anvende afstandsstykker af isoleringsmateriale.

#### 5.5 Jordledning

Ved oplægning og montering af jordledning følges normerne fastsat af P og T.



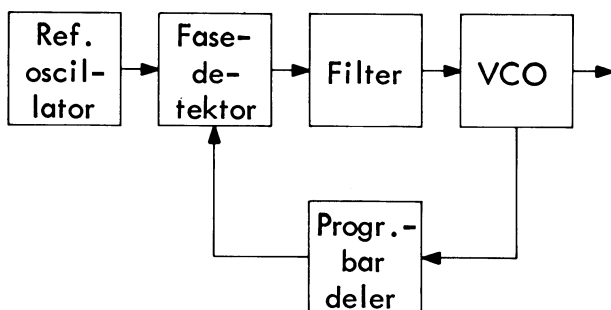


## DISPOSITION

1. PLL
2. STORNO frekvenssynteseenhed FS701
3. STORNO frekvenskontrolenhed FC701/702

### 1. PLL

#### 1.1 Blokdiagram



#### 1.2 VCO, Voltage controlled oscillator

VCO'en svinger direkte på den frekvens, der skal ud af opstillingen.

Frekvensen er styret af en DC spænding.

#### 1.3 Referenceoscillator

Referenceoscillatoren svinger på en frekvens, der svarer til den ønskede kanalfrekvens.

Ofte er referenceoscillatoren opbygget af en krystaloscillator, der svinger omkring 6 til 8 MHz og en deler, der deler frekvensen ned til referencefrekvensen.

#### 1.4 Fasedetektor

Fasedetektoren sammenligner referencefrekvensen med den neddelte oscillatorfrekvens og afgiver en jævnspænding, der afhænger af de to signalers indbyrdes frekvens og fase.

Fra fasedetektoren kommer desuden en vekselspænding, hvis frekvens er lig med den dobbelte referencefrekvens.

#### 1.5 Filter

Filteret skal dæmpe vekselspændingen, der kommer fra fasedetektoren. Filteret skal også sørge for den nødvendige forstærkning, så VCO'en hurtigt kan finde på plads, uden dog at lave for store indsvingninger. VCO'ens frekvensstabilitet vil afhænge af filterets forstærkning og øvre grænsefrekvens.

#### 1.6 Programmerbar deler

Deleren dividerer VCO frekvensen med et helt antal gange. Deleren er opbygget af en tæller, der forudindstilles til det antal gange, frekvensen divideres. Tælleren tilføjes VCO frekvensen og tæller derved ned, indtil den når stilling 0, hvor den afgiver en impuls, samtidig med at den indstiller sig til det forudvalgte delerforhold, hvorefter den igen tæller nedefter.

#### 1.7 Oscillatorfrekvens

Med det viste blokdiagram bliver oscillatorfrekvensen bestemt af referencefrekvensen og den programmerbare deler.

$$f_{osc} = f_{ref} \cdot N,$$

hvor N er delerforholdet, den programmerbare deler er indstillet til.



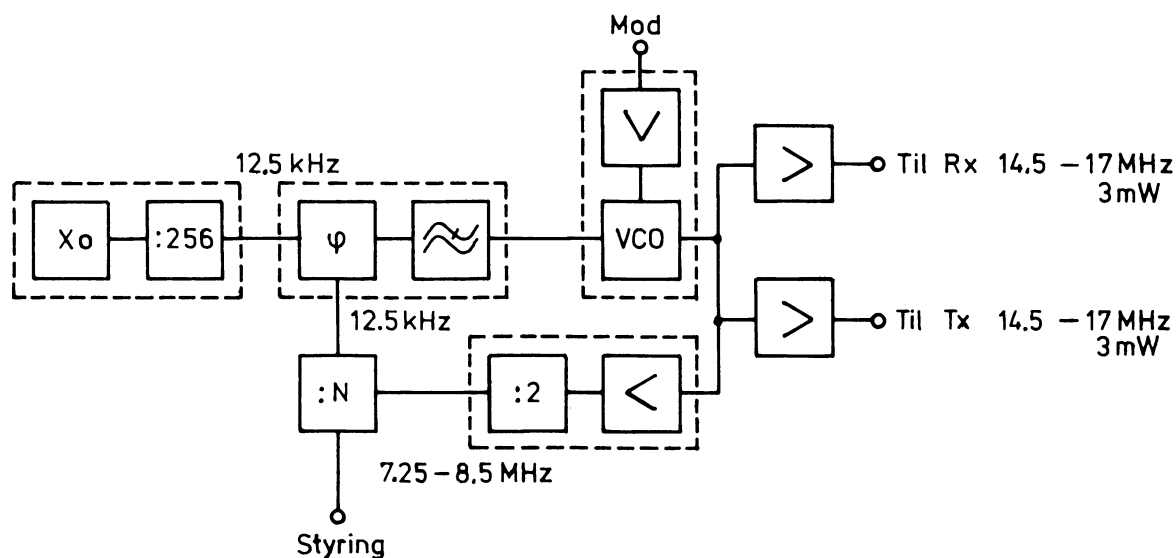
## 2. STORNO FREKVENSSYNTSE-

### ENHED FS701

#### 2.1 Generelt

FS701 er en digital frekvenssyn-  
teseenhed opbygget efter analyse-  
princippet som en fastlåst sløjfe.  
Den erstatter den sædvanlige kry-  
staloscillatorenhed og giver mak-  
simalt 100 kanalfrekvenser med  
25 kHz spring til såvel sendersom  
modtager. Den virker desuden som  
modulator på sendersiden.

#### 2.2 Blokdiagram



#### 2.3 Virkemåde

Som blokdiagrammet viser, består  
enheden af syv underenheder

1. En referenceoscillator
2. En fasedetektor med filter
3. En spændingsstyret oscillator  
med modulationsforstærker
4. En todeler med forforstærker
5. En programmerbar frekvensdeler
6. ) Udgangsforstærkere
7. )

Udgangsfrekvensen genereres i den  
spændingsstyrede oscillator. Sig-  
nalet føres herfra til de to ud-  
gangsforstærkere samt via en tre-  
de forstærker, en todeler og en  
programmerbar frekvensdeler, til  
fasedetektoren, hvor det sammen-  
lignes med referencefrekvensen på  
12,5 kHz.

Fasedetektorens udgangsspænding  
filtreres og føres til VCO'ens  
varaktordiode, som udgør kapaci-  
teten i oscillatorens svingnings-  
kreds.





Styrespændingen vil påvirke varaktordiodens kapacitet og dermed svingningskredsens resonansfrekvens på en sådan måde, at udgangsfrekvensen fra den programmerbare frekvensdeler bliver lig med referencefrekvensen 12,5 kHz, og desuden vil fasen mellem de to frekvenser blive nul, således at VCO'ens udgangsfrekvens bliver nøjagtig  $12,5 \text{ kHz} \cdot N \cdot 2$ .

Den er altså afhængig af delerforholdet  $N$ , som indstilles af BCD kodede signaler fra kanalvælgeren.

Ved ændring af  $N$  til  $N + 1$  ændres udgangsfrekvensen  $\Delta f = 12,5 \text{ kHz} \cdot (N + 1) \cdot 2 - 12,5 \text{ kHz} \cdot N \cdot 2 = 25 \text{ kHz}$ .

#### 2.4 Gennemgang af de enkelte enheder

Referenceoscillatoren består af en 3,2 MHz krystaloscillator og en fast frekvensdeler. Oscillatoren er en colpittkoblet grundtoneoscillator, der svinger på krystallets parallelresonans.

Transistorens kollektorbelastning består af en  $15 \mu\text{H}$  drossel parallelt med  $150 \text{ pF}$ . Herved får man en vis filtrering af udgangsfrekvensen, således at 2. harmoniske ikke kan genere.

Udgangssignalet føres via et RC led til frekvensdeleren.

RC leddet er nødvendigt for at få korrekt niveau for logisk  $0 \text{ V} \leq 0,8 \text{ V DC}$ .

Frekvensdeleren består af 2 binære 16 bit delere.

Delerforholdet er altså  $16 \cdot 16 = 256$ , og udgangsfrekvensen bliver  $3,2 \text{ MHz} : 256 = 12,5 \text{ kHz}$ .

Signalet er symmetrisk firkantspænding.

Fasedetektoren består af selve detektoren MC4344 med indbygget aktivt filter samt et LC filter. Der er tale om et digitalt kredsløb, hvis udgangsspændingen styres af et skift mellem højt og lavt niveau på de to indgange.

Enheden virker både som frekvens- og fasedetektor.

I samme kredsløb er der indbygget en forstærker, som i forbindelse med udvendige komponenter udgør et aktivt filter.

Filterkonstanterne bestemmer med fasedetektorens og VCO'ens forstærkning de primære sløjfekonstanter egenfrekvens  $\omega_\mu$  og dæmpning  $\xi$  og hermed sløjfeegenskaber i nærheden af udgangsfrekvensen samt indsvingningstiden.

Da det aktive filter ikke alene er i stand til at dæmpe referencefrekvensen 12,5 kHz tilstrækkeligt, er der tilføjet et LC filter på  $80 \text{ mH}/10 \mu\text{F}$ . Det har en så høj grænsefrekvens  $> 5 \cdot \omega_\mu$ , at sløjfens egenskaber ikke påvirkes.

Den spændingsstyrede oscillator består af selve oscillatoren samt et forbedrings- og kompensationskredsløb for modulationen.

Oscillatorkredsen udgøres af varaktorkapaciteten samt en spole i første transistors kollektor.

Signalet tages ud over anden transistors kollektor, medens tilbagekoblingen sker over anden transistors emitter tilbage til første transistors emitter.

Varaktordioden består af to dioder med katoderne koblet sammen, således at den ensrettede HF spænding udkompenseres. Til gengæld får man kun den halve kapacitetsændring.



De to dioder er afkoblet til stel med en drossel.

Koblingen mellem de to transistorer består af en lille kondensator på 4,7 pF for at belaste kredsen så lidt som muligt.

Det er vigtigt at opnå et højt kreds Q af hensyn til oscillatorens støjegenskaber.

Styrespændingen føres ind på de to dioder via 4,7 k $\Omega$ . Modulationen tilføres parallelt med styrespændingen. Der er tale om frekvensmodulation. Imidlertid ønskes der fasemodulation.

Det klares ved at indføre et RC led, som giver 6 dB/oktav, C21, R26.

Da styrediodens karakteristik er krum, får man ikke samme modulationsfølsomhed over båndet.

Hvis begrænseren indstilles til et frekvensssving på  $\pm 5$  kHz for  $f = 14,5$  MHz,  $f_m = 1.000$  Hz, bliver frekvenssvinget måske kun  $\pm 2$  kHz for  $f = 17$  MHz. Det er naturligvis uacceptabelt.

Derfor er der indført et kompensationskredsløb i form af en transistorforstærker, som modvirker diodens krumme karakteristik.

Kredsløbet virker på følgende måde:

Transistorens baseforspænding fås dels fra en højohmet spændingsdeler, dels fra varaktordiodens styrespænding, som føres tilbage via  $2 \cdot 10$  k $\Omega$  og en afkoblingskondensator.

Afkoblingen er nødvendig, da transistoren ellers bliver modkoblet.

Transistorens forspænding er nu delvis styret af varaktorstyrespændingen.

Ved lave frekvenser er styrespændingen lav, og transistorens forstærkning derfor også lav.

Ved høje frekvenser stiger styrespændingen og derved forstærkningen.

Da modulationsfølsomheden netop er høj for lave frekvenser og lav for høje frekvenser, kan man indstille transistorens forstærkning således, at man får samme følsomhed over hele båndet.

Indstillingen sker ved at lade den faste baseforspænding udgøre en større eller mindre del af den samlede forspænding, R28.

Transistorens udgangsspænding føres via en afkobling, R31, C27, til varaktordioden.

Afkoblingens grænsefrekvens lægges så højt, at den ikke påvirker modulationen. Formålet med filteret er at spærre for transistorens lavfrekvensstøj, idet varaktordioden er meget følsom.

Samtidig får man en vis dæmpning af modulationen. Det er nødvendigt for at modvirke transistorens forstærkning, da følsomheden i forvejen er tilstrækkelig.

Modkobling er ikke muligt, da det ødelægger transistorens reguleringsveje. Emittermodstanden er derfor afkoblet med 100  $\mu$ F.

## 2.5 2-deler og forforstærker

Da den programmerbare frekvensdeler ikke kan arbejde på frekvenser højere end ca. 12 MHz, er det nødvendigt at koble en 2-deler foran. Samtidig må referencfrekvensen reduceres til den halve kanalafstand altså 12,5 kHz.

2-deleren skal altså arbejde med frekvenser op til 17,5 MHz, høje-  
ste udgangsfrekvens.



Forforstærkeren er nødvendig for at opnå tilstrækkelig høj trigger-niveau og for at få 2-deleren isoleret fra udgangen. Det ville have været en fordel at benytte en afstemt forstærker for at få bedre isolation, men det har pladsforholdene ikke tilladt.

Udgangsspændingen indeholder derfor en svag spurious på den halve frekvens  $\sim 8$  MHz.

Forstærkeren er koblet til 2-deleren med et RC led for at opnå korrekt DC niveau for logisk 0,  $V \leq 0,8$  V. Droslen i bunden af modstanden hindrer for kraftig dæmpning af signalet.

Som 2-deler er benyttet SN54H72, da standardkredsen SN5472 ikke arbejder med sikkerhed på 17,5 MHz. Med SN54H72 er det muligt at hæve frekvensen til 24 MHz, altså udgangsfrekvens 12 MHz, som er N-delerens maksimale arbejdsfrekvens.

Den programmerbare frekvensdeler består af tre dekadetællere, SN64160 og et gate-kredsløb SN6400.

Virkemåden er følgende:

Tæller nr. I, enere, har begge enable på 1 og tæller for hver clock-impuls.

Tæller nr. II, tiere, tæller kun, når den får "carry" signal fra tæller I.

Tæller nr. III, hundreder, tæller kun, når den får "carry" signal fra både I og II.

Gate-kredsløbet detekterer stilling 998 og afgiver ved næste clock-impuls, udgangssignal, som samtidig føres til load-indgangene på alle tre tællere.

Herved indsættes et tal i tællerne afhængig af spændingerne på de  $3 \cdot 4$  styreindgange. Tallet, der bliver loadet, er 9's komplement af delerforholdet udtrykt i BCD.

Ønskes f.eks. delerforholdet 345, skal tallet 654 indføres i tælleren.

Tællersekvensen bliver altså således:

	III	II	I
Clock-impuls nr. 1	6	5	4
Clock-impuls nr. 2	6	5	5
	-		
	-		
	-		
	-		
Clock-impuls nr. 344	9	9	7
Clock-impuls nr. 345	9	9	8
Clock-impuls nr. 346	6	5	4
Clock-impuls nr. 347	6	5	5

Det vil sige, at tælleren deler med 345.

Da load-signalet er til stede før clock-impuls nr. 346, mister man ingen impulser selv for høje frekvenser. Maksimal tællerfrekvens er ca. 12 MHz.

Hvis man ønsker, at det indstillede styresignal skal svare til delerforholdet, må det konverteres til 9' komplement i BCD.

Udgangsforstærkerne er afstemte forstærkere med BSX89.

Udgangskredsen er dæmpet med  $1\text{ k}\Omega$  for at opnå 3 MHz båndbredde.

Der ligger  $100\Omega$  i serie med indgangen for at adskille de to udgange fra hinanden og for ikke at belaste VCO'en for meget.

Der er en uafkoblet emittermodstand på  $56\Omega$ . Den forbedrer dæmpningen af harmoniske væsentligt.

Det er af betydning, da der ikke findes nogen filter mellem FS701's udgang og de to mixerindgange i henholdsvis RC og EX.

## 2.6 Frekvenssyntesizer FS701

### 1. Elektriske specifikationer

1.1	<u>Spændingsforsyning</u>	9 V og 5 V
1.2	<u>Strømforbrug</u>	9 V typisk: 50 mA 5 V typisk: 310 mA 5 V maks.: 480 mA
1.3	<u>Frekvensområde</u>	14,5 til 17, 5 MHz
1.4	<u>Frekvensraster</u>	25 kHz
1.5	<u>Udgangsimpedans</u>	50 $\Omega$
1.6	<u>Udgangsniveau</u>	3 mW $\pm$ 1 mW
1.7	<u>Referenceoscillators frekvensstabilitet</u>	< 1 p.p.m.
1.7.1	Referenceoscillators trækning	$\pm$ 30 p.p.m.
1.7.2	Krystalfrekvens	3,2 MHz
1.7.3	Krystaltype	Parallelresonans
1.7.4	Krystalholder	HC 18
1.7.5	Krystalfrekvensens stabilitet	$\pm$ 25/10 <sup>-6</sup> , -25/+55°C
1.8	<u>Modulation</u>	
1.8.1	Frekvensområde	300 til 3.000 Hz
1.8.2	Frekvenskarakteristik :	6 dB/oktav $\pm$ 1 dB for 300 til 2.700 Hz, +1/-3 dB for 2.700 til 3.000 Hz
1.8.3	Indgangsimpedans	600 $\Omega$ // 10 nF
1.8.4	Indgangsniveau for $\Delta f = \pm 3,6$ kHz $f_m = 1$ kHz	180 mV/-13 dBm
1.8.5	Modulationsfølsomhedens variation over båndet 15 til 17,5 MHz og temperatur- området -30°C/+70°C	+0/-10%
1.8.6	Forvrængning $\Delta f = \pm 5$ kHz, $f_m =$ 1.000 Hz	$\leq$ 2,5 %
1.9	<u>Egenskaber for samlet TX/RX med FS701</u>	
1.9.1	Spurious på nabokanal (RX)	$\leq$ 80 dB
1.9.2	Blokering (RX) MPT EMK	$\leq$ 82 mV
1.9.3	Sidebåndsstøj (TX), uden modulation	$\leq$ 2 $\mu$ W

I øvrigt henvises til krav for samlet anlæg.  
Se BSE-700-MTS og S-Q-1.



## 2. Mekaniske specifikationer

### 2.1 Dimensioner B x L x H

maks. 56 x 91 x 24 mm

### 2.2 Terminaler :

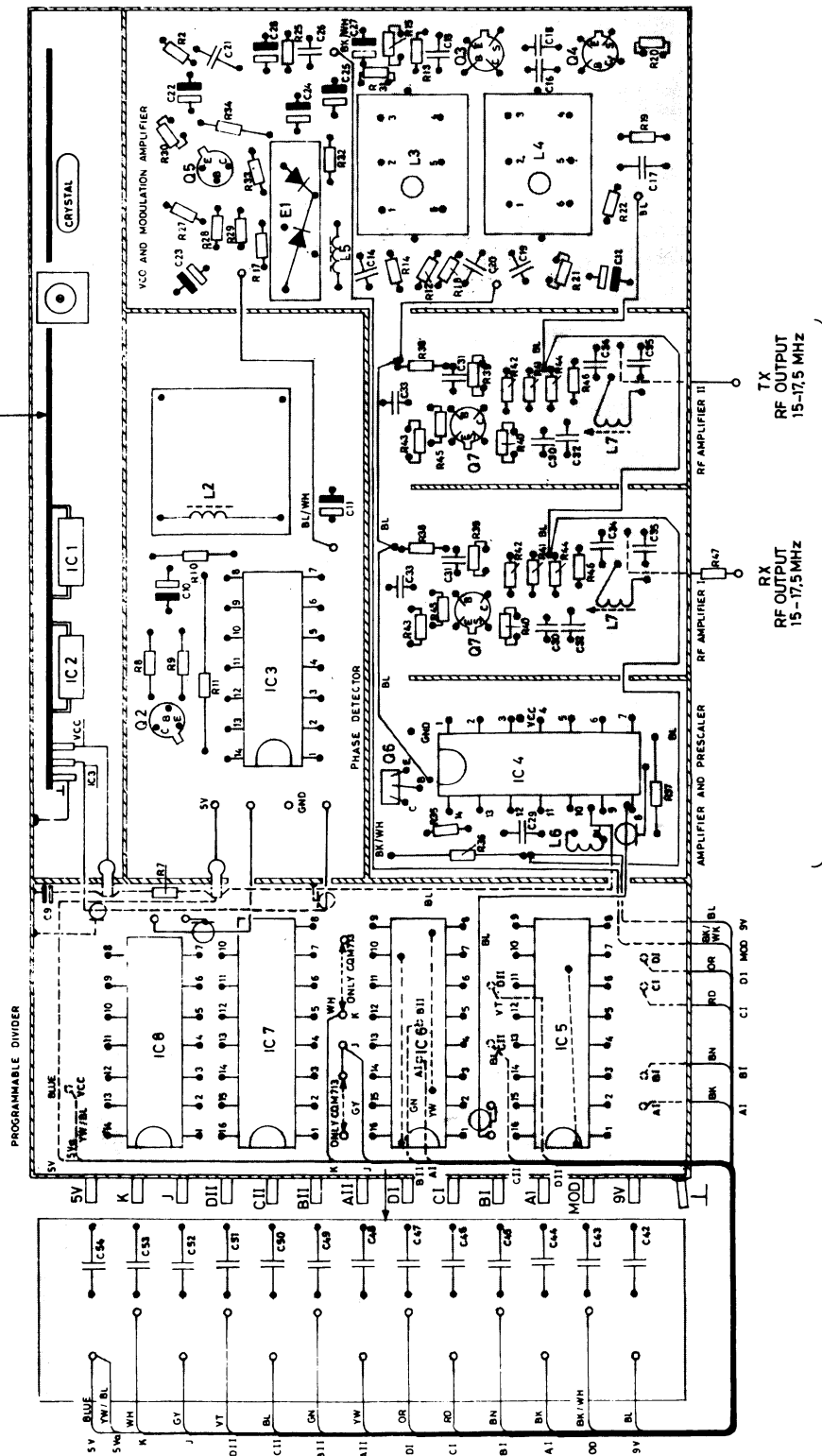
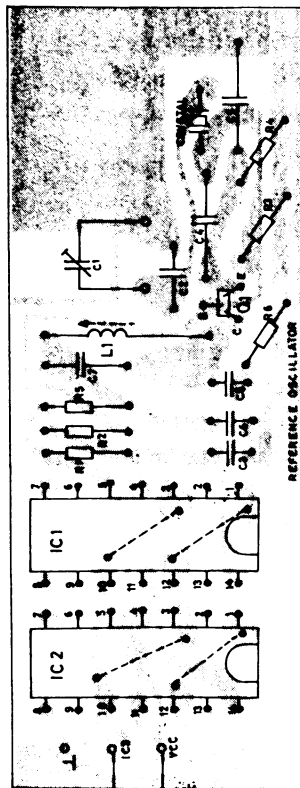
+9 V

+5 V

Modulation

10 styreledninger, HF udgang til RC712/762,  
HF udgang til EX712/762.







### 3. STORNO FREKVENSKONTROL-

#### ENHED FC701/702

##### 3.1 Generelt

FC701 er beregnet til anvendelse i en mangekanalstation til det offentlige danske biltelefonsystem, hvor den styrer frekvenssynteseenheden FS701, således at det indstillede kanalnummer kommer til at modsvare de ønskede frekvenser.

##### 3.2 Virkemåde

Kanalvælgeren i CB704 afgiver BCD-kodede signaler, som dels styrer et display, der viser kanalnummeret, dels føres til FC701, hvor de omformes til binære signaler i en BCD til binær dekoder.

De binære signaler styrer to parallelkoblede  $32 \cdot 8$  bit PROM'er, altså totalt  $64 \cdot 8$  bit.

PROM'erne er kodet på en sådan måde, at udgangssignalerne, der styrer frekvensdeleren i FS701, giver det delerforhold, som svarer til den pågældende kanalfrekvens.

Omformningen fra BCD kode til binær kode er nødvendig, da PROM'erne kun kan styres af binære signaler.

FC701 indeholder desuden kredsløbet, som blokerer sender og modtager på ikke ønskede kanaler, samt en multivibrator, der får kanalvælgerlamperne eller displayet til at blinke på disse kanaler.

Kanaler, der ikke skal blokeres, skal give lav spænding på de to blokeringsudgange, og Q5 skal være åben. På blokerede kanaler skal spændingerne være høje, og Q5 skiftevis åben og lukket.

For kanalnumre  $< 64$  styres blokeringen af PROM'erne og gate IC5a, idet C11, D11 kodes 1 - 1.

Denne kombination forekommer ikke for BCD kodede signaler 0 til 9. Man kan derfor nøjes med en 2 input NAND til styring.

Udgangen af IC5a bliver lav, udgangen IC5b bliver høj, når enten IC5a er lav eller B6 invertet er lav. IC5b føres direkte til RN blokering.

TN blokering styres med 12 V og føres derfor via en inverter IC6b til en transistorforstærker Q4.

Multivibratoren Q1, Q2 styres via en inverter IC6a.

Udgangssignalet forstærkes Q3, Q5.

For kanalnumre  $\geq 64$  styres blokeringen af udgangen B6 fra BCD til binær konverteren. B6 bliver høj for binære værdier  $\geq 64$ . Alle kanaler  $\geq 64$  er altså blokeret.

##### 3.3 FC702

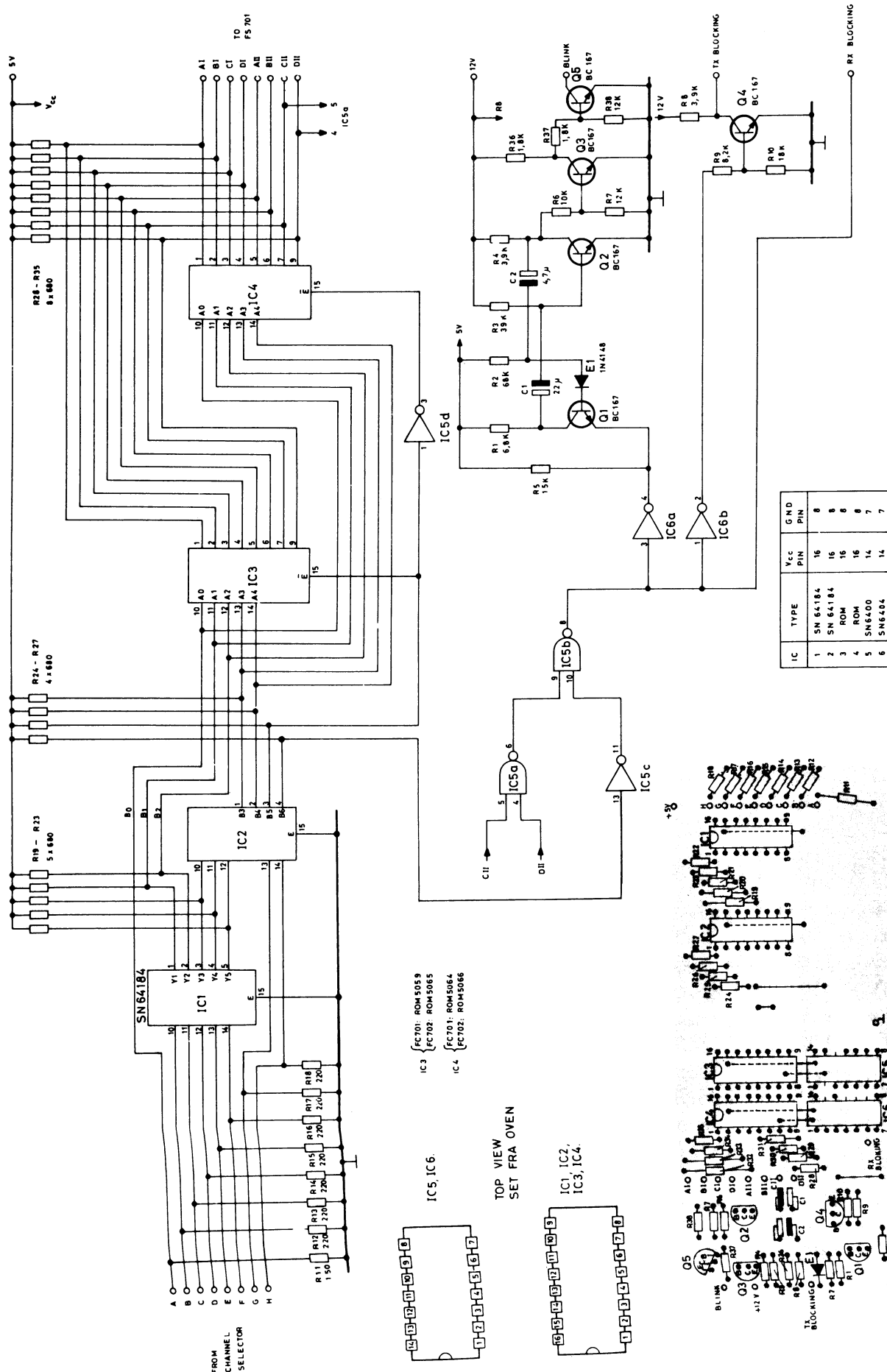
FC702 er beregnet til anvendelse i en mangekanalstation til det offentlige norske biltelefonsystem.

Bortset fra kodningen af PROM'erne er den fuldstændig identisk med FC701.





## 3.4 Diagram

FREQUENCY CONTROL UNIT FC701, FC702  
FREKVENSKONTROLLENHED

D 401.8197Z

Sammenhæng mellem sender- og modtagerfrekvenser, syntesefrekvens, delerforhold og styring af frekvensdeler i FS701

$f_x \text{ RX} = 142.700$   
 $f_x \text{ TX} = 144.000$

Styring af frekvensdeler i FS701

X100

X10

X1

Kanal	fTX MHz	fRX MHz	f <sub>synt</sub> MHz	D.F	K J		D <sub>II</sub> C <sub>II</sub> B <sub>II</sub> A <sub>II</sub>				D <sub>I</sub> C <sub>I</sub> B <sub>I</sub> A <sub>I</sub>					
					↓	↓										
1	160.400	169.400	16.000	640	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1
2	160.100	169.100	15.700	628	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	1
3	160.550	169.550	16.150	646	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	1
4	160.275	169.275	15.875	635	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0
5	160.625	169.625	16.225	649	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0
6	160.125	169.125	15.725	629	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0
7	160.525	169.525	16.125	645	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0
8	160.350	169.350	15.950	638	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1
9	159.925	168.925	15.525	621	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0
10	159.775	168.775	15.375	615	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0
11	160.425	169.425	16.025	641	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0
12	160.450	169.450	16.050	642	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1
13	160.175	169.175	15.775	631	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0
14	160.325	169.325	15.925	637	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0
15	160.475	169.475	16.075	643	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	0
16	159.975	168.975	15.575	623	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0
17	160.025	169.025	16.625	625	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0
18	160.150	169.150	15.750	630	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1
19	160.250	169.250	15.850	634	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1
20	160.075	169.075	15.675	627	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0
21	159.725	168.725	15.325	613	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0
22	159.825	168.825	15.425	617	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0
23	160.500	169.500	16.100	644	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1
24	160.575	169.575	16.175	647	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0
25	159.850	168.850	15.450	618	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1
26	160.000	169.000	15.600	624	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1
27	160.050	169.050	15.650	626	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	1	1
28	160.225	169.225	15.825	633	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0
29	160.375	169.375	15.975	639	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0
30	159.575	168.575	15.175	607	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0
31	159.600	168.600	15.200	608	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	1
32	159.650	168.650	15.250	610	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1
33	159.675	168.675	15.275	611	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0
34	159.400	168.400	15.000	600	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1
35	159.500	168.500	15.100	604	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1
36	159.550	168.550	15.150	606	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1
37	159.800	168.800	15.400	616	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1
40	159.425	168.425	15.025	601	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0
41	159.450	168.450	15.050	602	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1
42	159.475	168.475	15.075	603	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1	0
43	159.525	168.525	15.125	605	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	0	0
44	159.625	168.625	15.225	609	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0
45	159.875	168.875	15.475	619	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
46	160.200	169.200	15.800	632	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1
47	160.300	169.300	15.900	636	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1
48	160.350	169.350	15.950	638	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1
49	160.600	169.600	16.200	648	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	1



## DISPOSITION

### 1. Prober

#### 1. PROBER

Ved måling på HF-kredsløb er det vigtigt, at stelforbindelsen af proben er så kort som muligt.

Husk stelforbindelsen først på og sidst af ved måling.

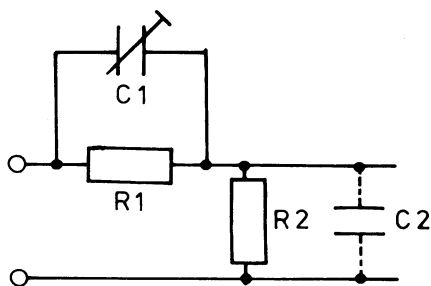
##### 1.1 DC-probe (Formodstand)



DC-probe anvendes i forbindelse med et DC-voltmeter for måling af DC-niveauer i HF-kredsløb.

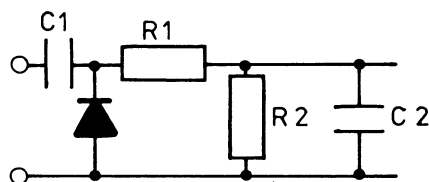
Formodstanden på 0,5 til 2M $\Omega$  skal hindre, at målekablet befordrer HF eller tilfører falske selvinduktioner og kapaciteter, således at arbejdsbetingelserne for HF'en ændres og dermed de DC-niveauer, der er skabt i f.eks. kl. C kredsløb.

##### 1.2 Delerprobe



Delerprobe anvendes i forbindelse med et AC-voltmeter, hvor man ønsker at reducere måleapparats indgangskapacitet, der ellers vil shunte signalet på måleobjektet.

##### 1.3 HF-probe (Diodeprobe)



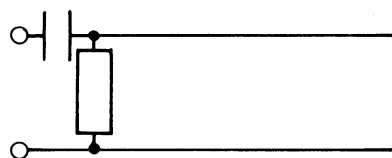
HF-probe anvendes i forbindelse med et HF-tæt DC-voltmeter for måling af AC.

I lavvoltsområderne er det nødvendigt med en specielt kalibreret skala efter diodekarakteristikken.

Ved ensretning af målesignalet ved målepunktet opnås, at målekablets kapacitet ikke får indflydelse på målingen.

Grænsefrekvenser og spændingsområder afhænger af proben.

##### 1.4 Afslutningsmodstand (50 $\Omega$ )



Afslutningsmodstand anvendes i forbindelse med en målesender.

Afslutningsmodstanden skal sikre korrekt belastning af målesenderen og målekablet, således at der ikke forekommer stående bølger på målekablet ved signalindføring på et højimpedanset punkt.

Er f.eks. målekablet en kvart bølgelængde, vil det tilførte signals amplitude være meget større end det, målesenderens attenuator angiver.

