



HF-teknik trin 2

Instruktioner

Øvelser

Opgaver

MAJ 1994

Metalindustriens Efteruddannelse

Indholdsfortegnelse

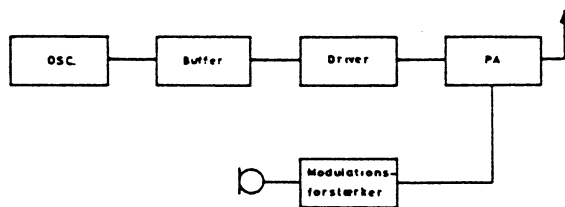
AM Modulation	1	Anvendelse	62
SSB Modulation	8	Impedanstilpasning	62
Cellulare radiosystemer	15	Virkemåde	62
Frekvens genbrug	15	Beregning af L-led	64
Cellular Systemet	15	Lavpasled	64
Interferens	15	Eksempel:	64
Sektor opdeling	16	Højpasled	64
Celle størrelse	16	Transmissionlinier	65
Balanceret Blander	17	Antenner	75
FM/PM Modulation	20	Kontrolmåling på kommunikations- udstyr	87
Digital signalering	23	Test af radioanlægget	87
Digital signalering og selektiv opkald	23	TX test	87
Data transmissions format	24	Bærebølge frekvensen	88
Transmissions metoder	24	Sendereffekt	88
DSC	26	Modulation	88
DSC format	26	Modulationsspektrum	89
Selective kaldenumre	28	Maksimalt frekvensssving	89
Digital selektiv opkald efter ZVEI	28	Standard modulation	89
HF opstart og synkronisering	28	TX Noise	89
Telegrammets informations indhold	29	Modulationskarakteristik	90
Kvittering	30	TX Distortion	90
Clamperkredsløb	31	Nabokanal effekt	90
1. Opbyg det viste kredsløb	31	Spurius effekt	90
Frekvens-syntese	32	Modtager Test	91
Syntesekredsløb generelt	32	Modtager følsomhed	91
Selektiv tone-opkald	36	Signal/Støj forhold	92
Selektiv opkald og signalerings procedurer for ra- diokommunikation	36	SINAD måling	92
Enkelt-tone princippet	36	LF karakteristik	92
Fem-tone sekvens	36	RX Distortion	92
Pilot tone	37	Begrænservirkning	92
DTMF	39	Squelch kredsløbet	93
Eksempel på selektiv tonemodtager	39	Kontrolmåling på kommunikations- udstyr	94
Svingningskredse	41	Formål	94
PA Trin	52	Udstyr	94
Impedanstransformering	54	Målingens gennemførelse:	94
L-led	62	Måleopstilling til Sendermåling	94
Opbygning	62	Kontrol af modulation	95
		Måleopstilling til Modtagermåling	96

DISPOSITION

1. Senderblokfunktioner
2. Modtagerblokfunktioner
3. AM

1. SENDERBLOKFUNKTIONER

1.1 Blokdiagram



1.2 Oscillator

Det kredsløb, der bestemmer senderens frekvens, er oscillatoren.

Oscillatoren er afstemt med LC kredse, hvis frekvensafstemningen skal være variabel.

Dersom senderen kun skal sende på faste frekvenser, er oscillatoren krystalstyret, hvorved der opnås meget større frekvensstabilitet.

1.3 Buffer

Bufferens opgave er at beskytte oscillatoren mod belastningsændringer.

Bufferen skal arbejde i klasse A for at opnå mindst tilbagevirkning.

1.4 Driver

Driveren skal levere effekt til udgangsforstærkeren.

1.5 Modulationsforstærker

Forstærkeren er en LF effektforstærker, der for at modulere senderen fuldt ud skal levere lige så meget LF effekt, som senderen skal afgive af HF effekt.

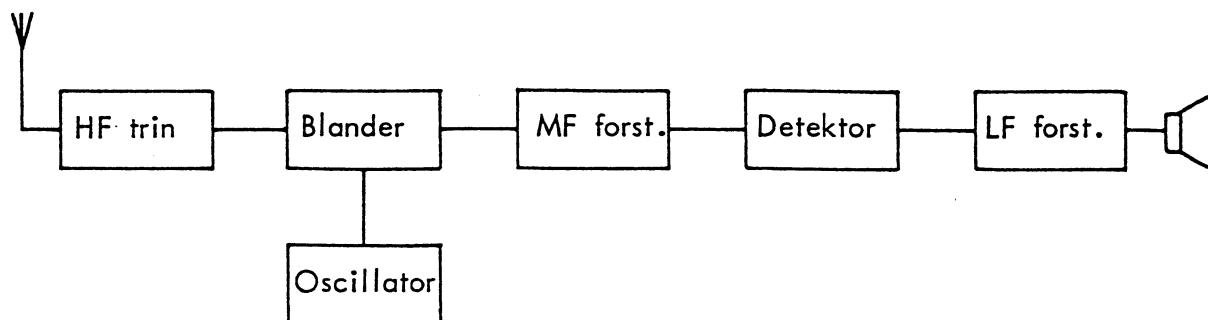
1.6 Power amplifier, PA

PA trinnet skal levere effekt til antennen.

Ved amplitudemodulation varierer effekten, PA trinnet leverer til antennen i takt med LF signalet.

2. MODTAGERBLOKFUNKTIONER

2.1 Blokdiagram



2.2 HF trin

I HF området består HF trinnet af afstemte kredse, der er afstemt til frekvenser, man lytter på.

Trinnets opgave er at udelukke uønskede frekvenser så som spejlfrekvensen.

2.3 Oscillator

Oscillatorsignalet anvendes til at konvertere antennesignalet. Oscillatoren skal svinge på en frekvens, der ligger mellemfrekvensen ved siden af den frekvens, man ønsker at lytte på.

Normalt svinger oscillatoren i en HF modtager altid på en frekvens, der er mellemfrekvensen højere end antennefrekvensen.

$$f_{osc} = f_{ant} + f_{MF}$$

2.4 Blander

I blanderen konverteres antennefrekvensen til mellemfrekvensen. Til denne konvertering anvendes oscillatorfrekvensen, der skal have en amplitude, der er ca. 10 gange større end antennesignalet styrke.

I udgangen af blanderen er der anbragt et selektivt filter, så kun mellemfrekvensen får lov at passere.

2.5 MF forstærker

Forstærkeren skal ud over at forstærke mellemfrekvensen dæmpe nabostationen.

Forstærkerens båndbredde skal være ca. to gange den højeste LF frekvens, man ønsker at modtage. Med en smal MF vil man kun kunne modtage de dybe lavfrekvenser. Er mellemfrekvensen for bred, kan man risikere, at flere stationer modtages på en gang.

2.6 Detektor

I detektoren dektekteres HF signalet således, at der kun er LF signal og en DC spænding tilbage.

LF signalet føres videre til LF forstærkeren, medens DC spændingen ofte anvendes til AVC, automatic volume control.

2.7 LF forstærker

Forstærkeren skal forstærke LF signalet fra detektoren og levere effekt til højttaleren.

3. AM

Ved amplitudemodulation ændres bærebølgens amplitude i takt med LF signalets styrke, derfor navnet Amplitude Modulation = AM.

Bærefrekvensen moduleres med LF frekvensen. Når en frekvens moduleres med en anden, opstår der nye frekvenser, nemlig sumfrekvensen og differensfrekvensen, imellem de to oprindelige.

Eksempel:

1.000 kHz moduleres med 10 kHz.

De frekvenser, der opstår, er:

Sumfrekvensen = 1.010 kHz

Differensfrekvensen = 990 kHz

Ved AM udsendes tre frekvenser: Differensfrekvensen, bærefrekvensen og sumfrekvensen.

Når en HF frekvens moduleres med en LF frekvens, skal der overføres to informationer.

Amplituden af LF spændingen.
Frekvensen på LF spændingen.

Amplitudeinformationen overføres som størrelsen af sidebåndene.

Frekvensinformationen overføres ved sidefrekvensenes afstand fra bærebølgen.

Når tre frekvenser skal sammenlægges, kan dette gøres med vektorer.

En AC spænding kan vises som en vektor, der gennemløber 360° for hver periode.

Når tre forskellige frekvenser sammenlægges, gennemløber de 360° med forskellig hastighed.

Vektoren fra den højeste frekvens vil overhale de to andre.

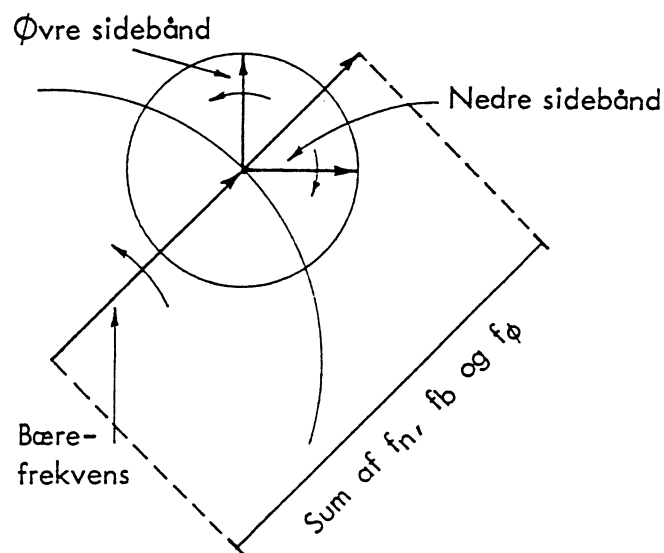
Vektoren fra den mellemste frekvens vil overhale den laveste frekvens.

Dersom de tre frekvenser er 990 kHz, 1.000 kHz og 1.010 kHz, vil bærefrekvensen på 1.000 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.

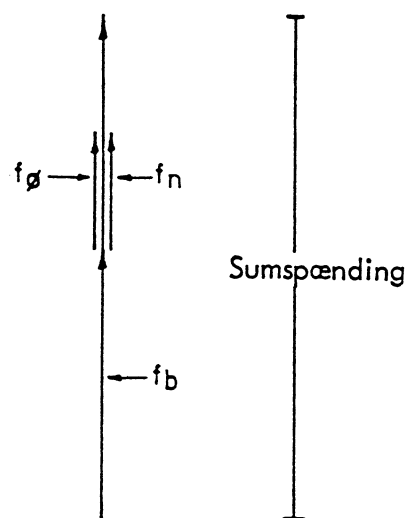
De tre vektorer kan vises således:



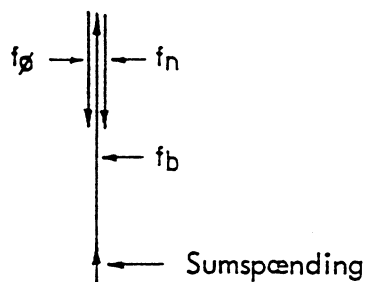
Når alle tre vektorer er i samme fase, vil sumspændingen nå et maksimum.

Når f_{ϕ} og f_n er i modfase med bærefrekvensen, vil sumspændingen nå et minimum.

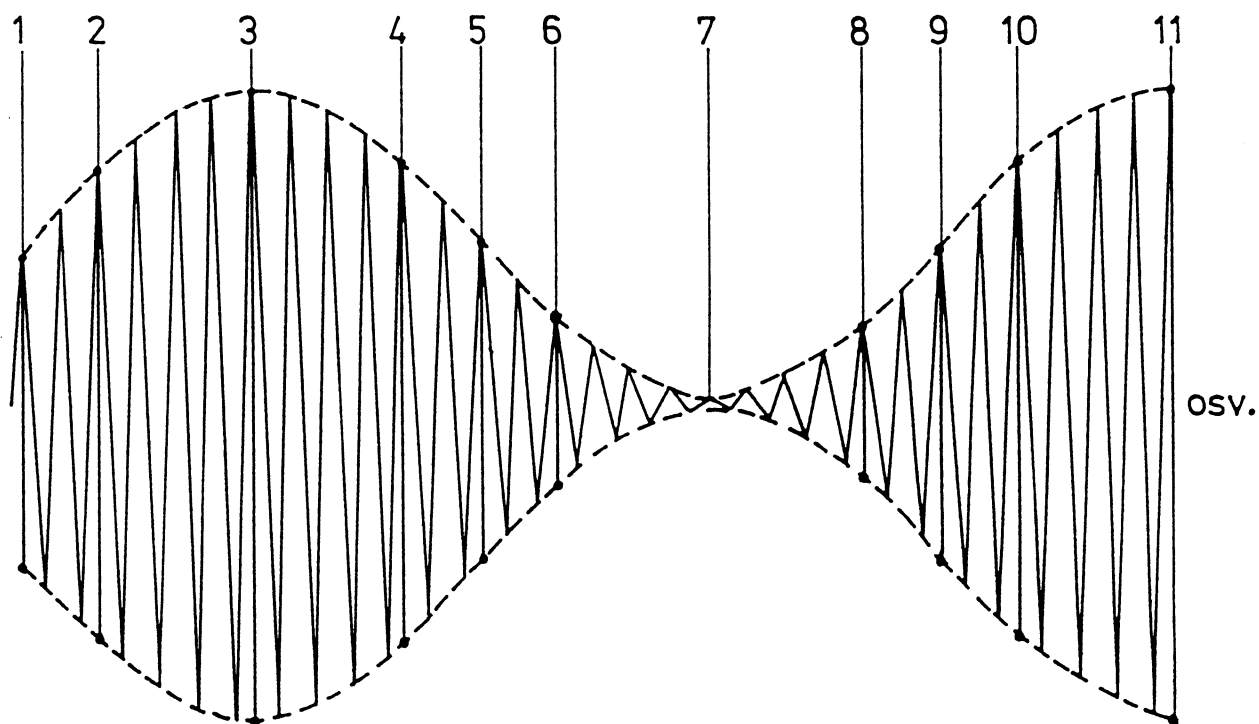
Spændingsmaksimum



Spændingsminimum



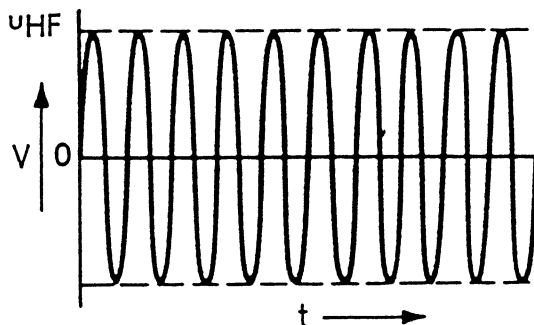
Sumspændingen ser således ud:



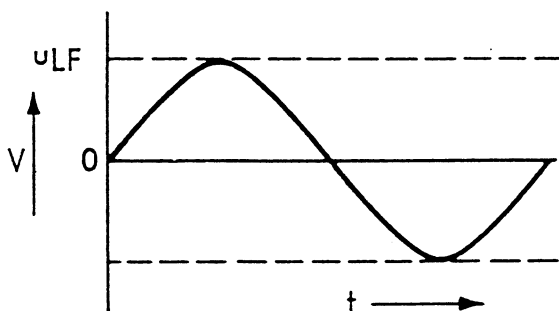
1. 	2. 	3. 	4.
5. 	6. 	7. 	8.
9. 	10. 	11. 	OSV.

Sammenhængen mellem LF spændingen, bærefrekvensen og den modulerede bærefrekvens ser således ud:

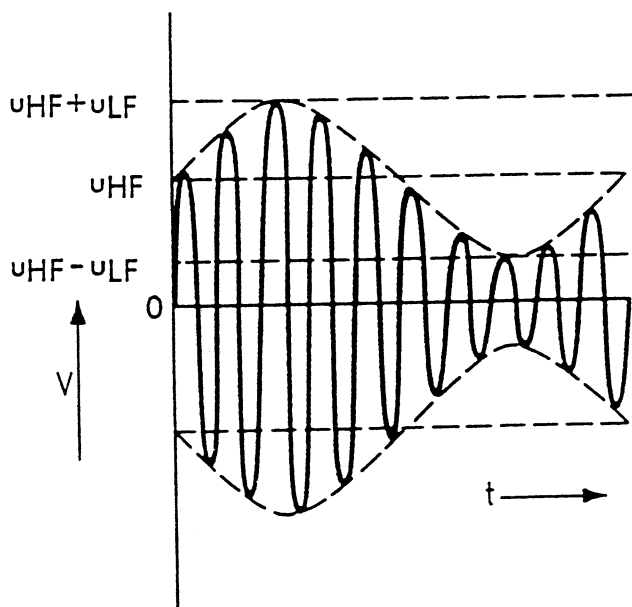
HF



LF



Moduleret HF



3.1 Modulationsindeks

Modulationsstyrken bliver angivet ved et modulationsindeks, der defineres som forholdet mellem LF styrken og HF styrken

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

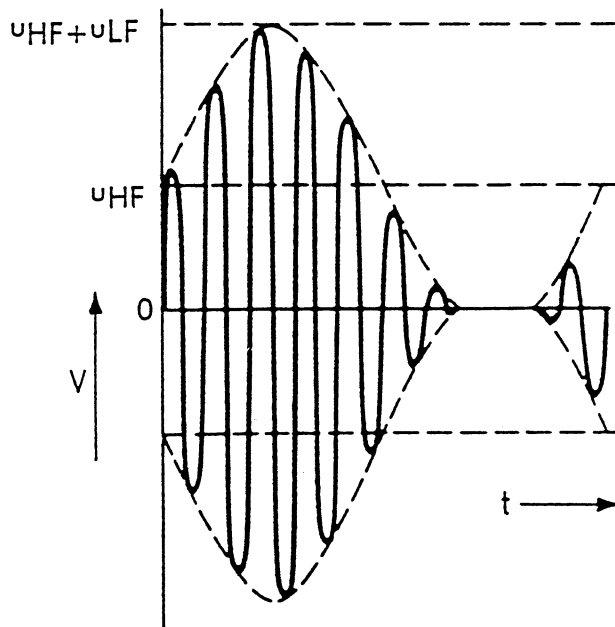
m kan også findes ved hjælp af den maksimale spids-spidsamplitude af det modulerede signal, a, og den minimale spids-spidsamplitude af det modulerede signal, b,

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

Ved et modulationsindeks på 1 taler man om 100% modulation. Styrken af bærebølgen vil da variere mellem 0 og det dobbelte af den værdi, bærebølgen har, når den ikke er moduleret.

Ved et modulationsindeks på 0,5 varierer amplituden mellem $\frac{1}{2}$ og $1\frac{1}{2}$ gange bærebølgens styrke uden modulation.

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

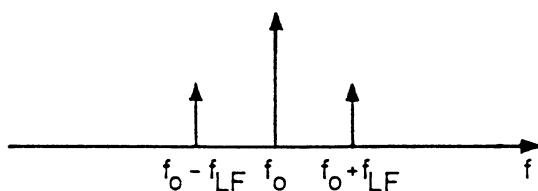


3.2 Effekt i sidebånd

Undersøges et amplitudemoduleret signal, hvor $m \leq 1$ med en frekvensanalysator, viser det sig, at signalet indeholder mindst tre frekvenser.

De tre frekvenser er:

- Differencen mellem bærebølgefrequensen og lavfrekvensen.
- Bærebølgefrequensen.
- Summen af bærebølgefrequensen og lavfrekvensen.



Styrken af sidefrekvenserne afhænger af modulationsindekset. Spændingsstyrken kan udtrykkes ved

$$U_s = \frac{1}{2} m \cdot U_b$$

hvor U_s er det ene sidebånds spænding, og U_b er bærebølgens spænding.

Omregnes dette til effektforhold, bliver effekten i et sidebånd

$$P_{s1} = \frac{m}{4} \cdot P_b$$

Den effekt, der afsættes i begge sidebånd, er

$$P_s = \frac{m}{2} \cdot P_b$$

Ved 100% modulation ($m = 1$) vil der afsættes 50% af bærebølgeeffekten i sidebåndene fordelt med 25% i hvert.

En 50 W sender, der er 100% moduleret, vil afgive 50 W på bærefrekvensen. I hvert sidebånd vil der afsættes 12,5 W.

Frekvensmæssigt vil en amplitudemoduleret sender fylde to gange den højeste modulationsfrekvens.

En sender, der moduleres med en 3 kHz tone, vil fylde 6 kHz i frekvensspektret.

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 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.

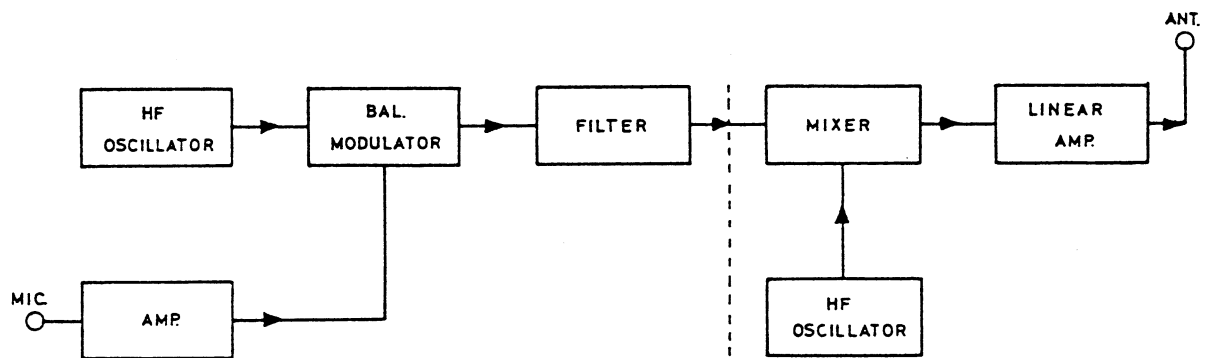
Den overførte frekvensinformation gendannes som forskellen mellem BFO'en og den modtagne frekvens.

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.

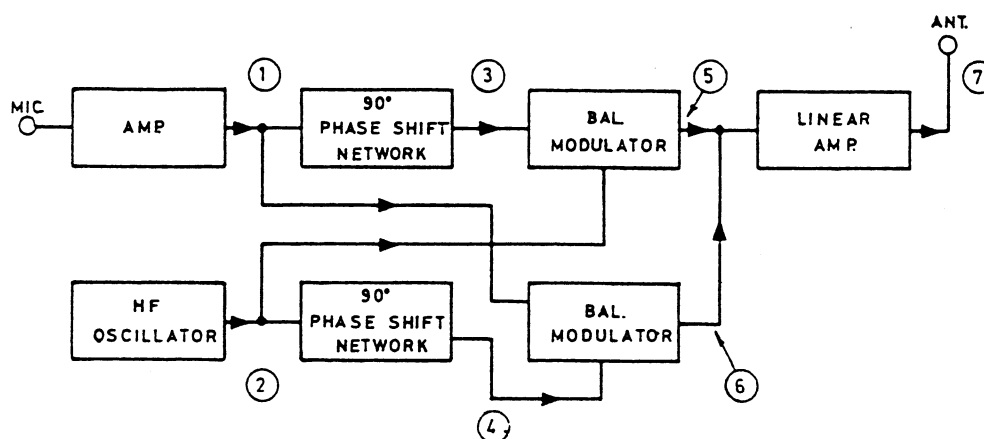
Filteret skal være meget selektivt og er derfor afstemt til et fast frekvensområde. Ønsker man at ændre senderfrekvens, skal dette ske ved den efterfølgende blanding.

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° faseforskel.

HF signalet deles i to signaler, der er identiske bortset fra 90° faseforskel.

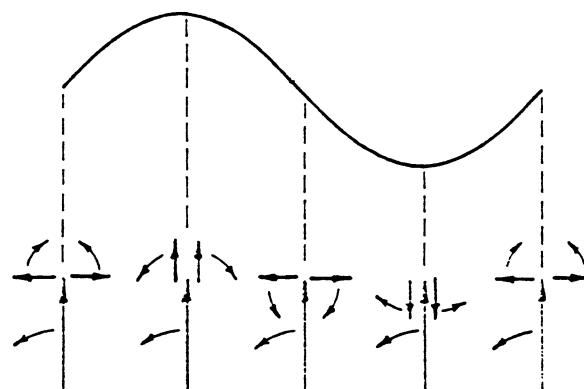
Et HF og et LF signal føres til hver af de to balancerede modulatorer. Fra hver af de to modulatorer fremkommer to sidebånd, der indbyrdes har en sådan fase, at når signalerne på udgangen af modulatorerne sammenlægges, udfases det ene sidebånd. Det andet sidebånd føres videre til den lineære udgangsforstærker.

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

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

Dette kan vises med vektorer.

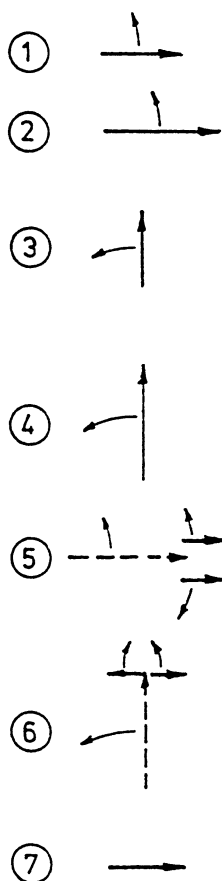
Fasen på sidebåndene afhænger således af fasen på LF signalet.



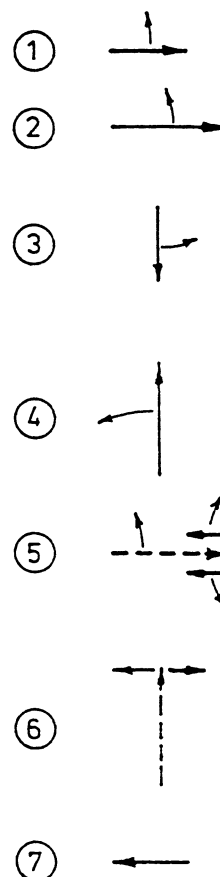
- Nedre sidebånd (LSB)
- Øvre sidebånd (USB)
- Bærebølge

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

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



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

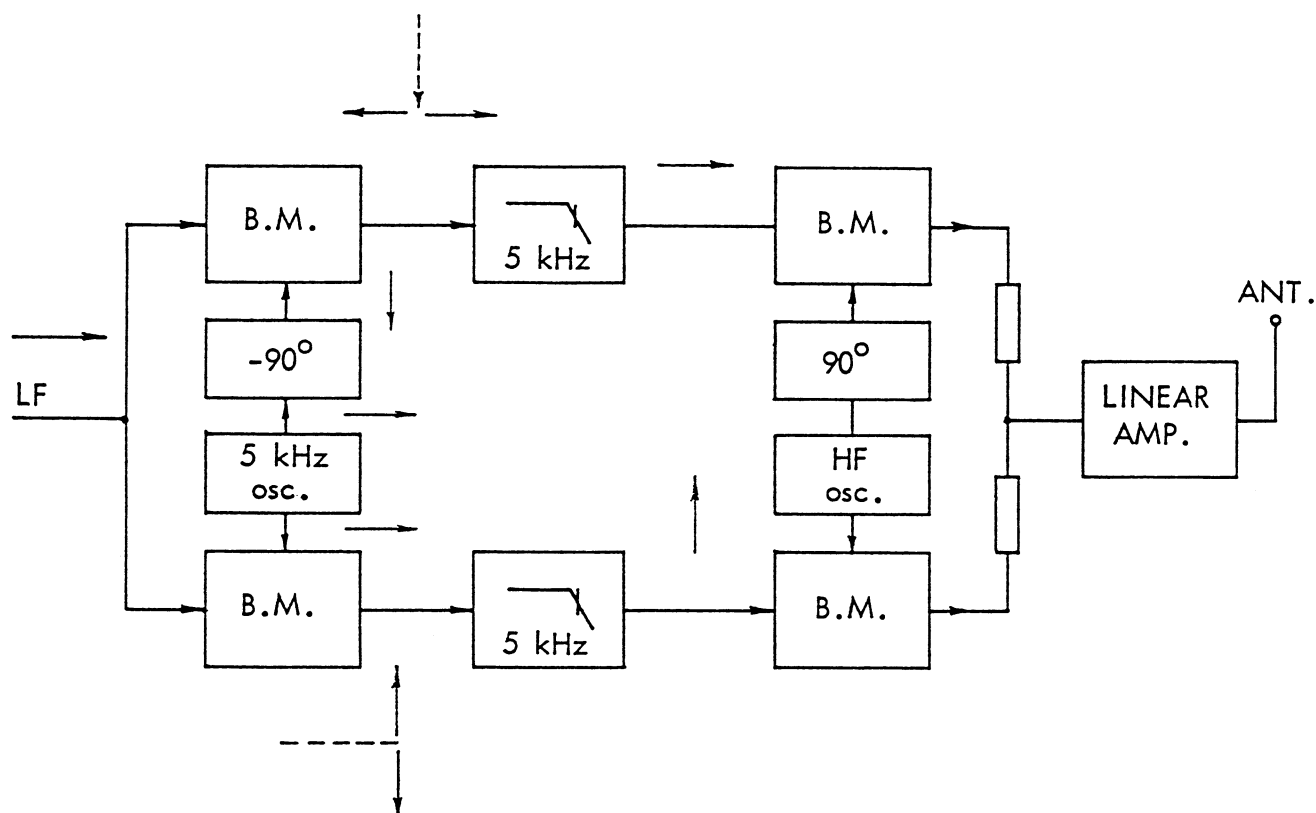


Kredsløbet har den svaghed, at LF modulationssignalet til de to balancerede modulatorer er forskelligt, idet det ene er fase-drejet 90° , herved falder amplituden med -6 dB pr. oktav, som følge heraf kan det ene sidebånd ikke udbalanceres fuldkomment.

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° til den ene modulator. Efter modulatorene fremkommer to sidebånd, det ene over 5 kHz, det andet under 5 kHz, øvre sidebånd filtreres fra.

De tilbageværende nedre sidebånd er 90° 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 senders udgangseffekt ændre sig.

Ændres tonens frekvens, vil senderfrekvensen ændre sig.

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

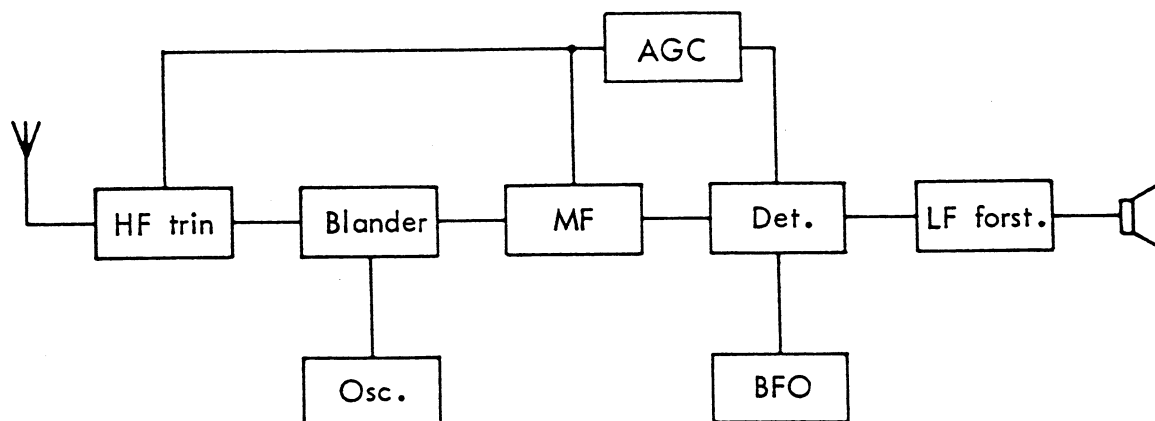
En sender af USB typen (øvre sidebånd) på 14 MHz, der moduleres med 1 kHz, vil udsende en frekvens på 14,001 MHz.

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.

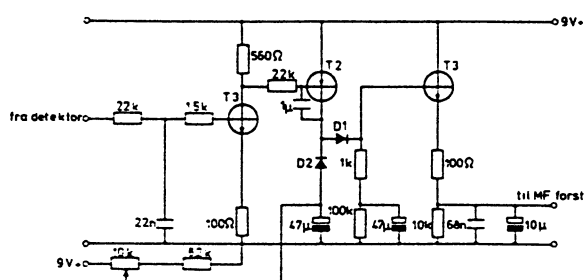


2.2 AGC

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 k Ω og begynder at lade de 47 μ F 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 μ F aflades nu gennem 100 k Ω , hvilket giver en meget større afladetidskonstant end opladetidskonstanten.

Cellulare radiosystemer

I de traditionelle radiotelefonssystemer har det hidtil været et ønske at opnå så stor rækkevidde som muligt. Det har imidlertid vist sig, at dette medfører en dårlig frekvensøkonomi. Hvad der er behov for, er et system der tillader samtidig afvikling af et stort antal samtaler, uden at det er nødvendigt at lægge beslag på et stort frekvensområde.

Frekvens genbrug

Der vil normalt være tildelt et bestemt antal kanaler til et bestemt radiosystem, og det vil derfor være nødvendigt at administrere disse kanaler på den bedste måde, så flest mulige abonnenter kan udnytte kanalerne. En metode er at begrænse rækkevidden, således at den pågældende kanal kan benyttes samtidig til en anden samtale, blot der er tilstrækkelig stor geografisk afstand mellem de to sendere. Det vil naturligvis ikke være muligt at vide hvor en mobilstation befinder sig, og det vil kunne forekomme at stationen under en igangværende samtale bevæger sig ud af dækningsområdet for en basisstation og ind i en anden stations område, dette vil give anledning til interferens. De fysiske områder,

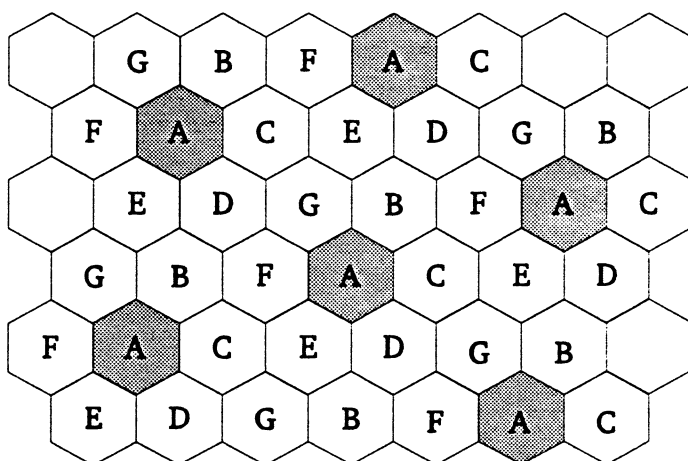
hvor en bestemt mobilstation kan bruge en given frekvens må kontrolleres automatisk af en intelligent basisstation eller central.

Cellular Systemet

Området som et cellular radio system skal dække, deles op i celler, hvis størrelse kan variere efter behov.

Indenfor en celle er der tildelt et antal kanaler der kan benyttes, og ingen af nabocellerne vil anvende de samme kanaler. Men celler der ligger længere væk vil kunne benytte de samme kanaler igen.

Hvis man antager at radiosignalerne udbredes ensartet i alle retninger, kan der opstilles nogle teoretiske betragtninger over opbygningen og størrelsen af de enkelte celler. Det vil her føre for vidt at komme ind på disse beregninger, men det kan vises at den mest optimale opbygning består i at samle cellerne i såkaldte clusters, hvor en cluster består af 7 celler. Det er naturligvis muligt at benytte clusters med flere eller færre celler, men når antallet af radiokanaler, sammenholdt med afstanden til den næste lokation hvor frekvensen kan genbruges viser det sig at et 7er cluster er næsten optimalt.



Cellular system med 7er cluster

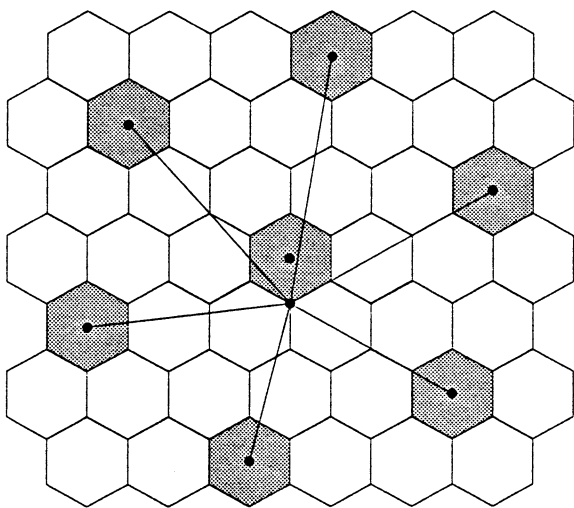
Interferens

Nu ser det jo meget smukt ud, når de enkelte celler tegnes som sekskantede afgrænsninger, problemet er blot at radiosignalerne i følger disse afgrænsninger. Herved kan der opstå udbredelser ud over cellegrænserne, med deraf følgende interferens. I de to figurer, ses at uanset om det er en mobilstation der forstyrrer en nabobasisstation eller omvendt vil der være minimum 5 celler adier til den forstyrrende station, uanset hvor den befinder sig i dækningsområdet.

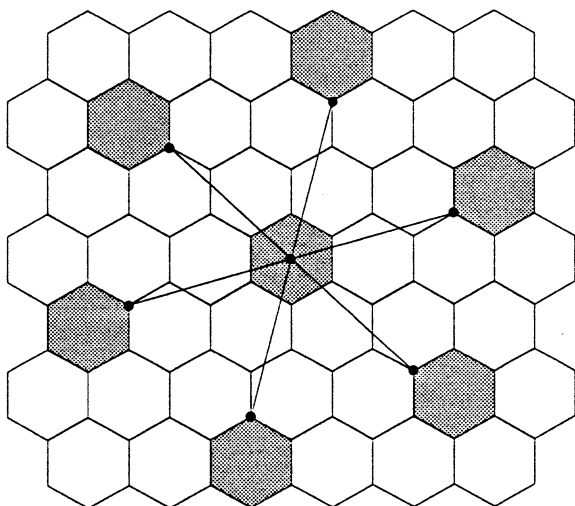
Sektor opdeling

Ved at opdele de enkelte basisstationer i sektorer (typisk i 120 grd.) vil faren for interferens blive mindsket betydeligt, se fig.

I praksis vil de lokale udbredelsesforhold, terrænets beskaffenhed ol. kunne påvirke cellens størrelse, således at cellerne i praksis naturligvis ikke får det viste sekskantede udseende, men vil afvige betydeligt herfra. I et automatisk radiotelefonsystem vil kendskabet til de enkelte basisstationers rækkevidde kunne indgå i valg af basisstation, samtidig

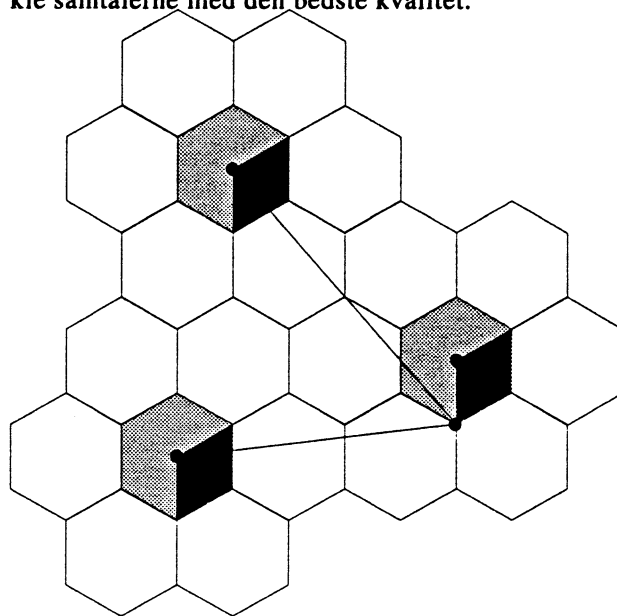


Nabobasisstationer forstyrrer en mobilstation



Nabomobilstationer forstyrrer en basistation

med at det vil være muligt at tilpasse sendeeffekt og modtager følsomhed. I et system som NMT systemet forgår dette dynamisk, således at der til enhver tid vil være de bedste betingelser for at afvikle samtalerne med den bedste kvalitet.



Basisstationerne opdelt i 120 grd. sektorer

Celle størrelse

Celle størrelsen har meget stor indflydelse på den bedste og mest økonomiske afvikling af trafikken i et bestemt område.

I et tyndt befolket område vil det være mest økonomisk at anvende store celler, da der ikke er behov for at kunne afvikle et stort antal samtaler på en gang, men det er derimod ønskeligt at opnå stor rækkevidde for at spare på antallet af basisstationer.

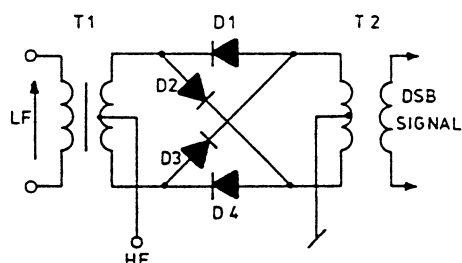
I et tæt befolket område er der derimod behov for at kunne afvikle mange samtaler på en gang, og derfor anvendes små celler således at de samme kanaler kan genbruges flere gange indenfor et snævert geografisk område. I et småcellesystem vil opleve at mobilstationen bevæger sig igennem flere celler under en samtale, det kræver at centralen er i stand til at omkoble samtalen til den bedst beliggende basisstation. Denne omkobling kaldes lidt misvisende for hand-off.

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 .

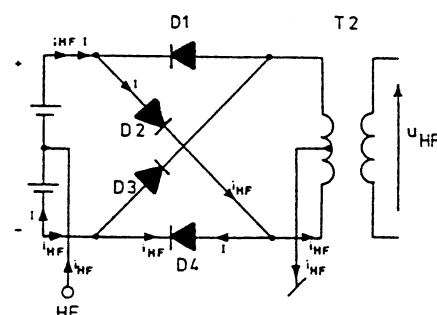
1.3 Virkemåde ved positiv LF halvperiode på D_1 og D_2

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.

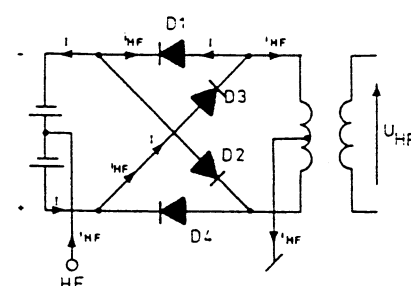
Der vil nu opstå en HF spænding på sekundæren af T_2 .



1.4 Virkemåde ved negativ halvperiode på D_1 og D_2

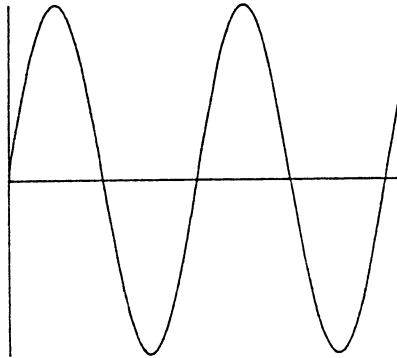
Vendes LF spændingens polaritet således, at der er minus foroven og plus for neden, leder D_1 og D_3 HF strømmen gennem den øverste halvdel af T_2 .

HF spændingen på sekundæren af T_2 vil være fasevendt 180° i forhold til pkt. 1.3.

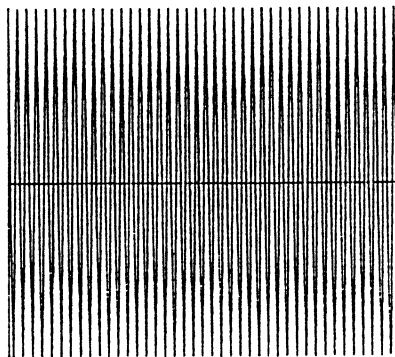


1.5 Spændingernes udseende

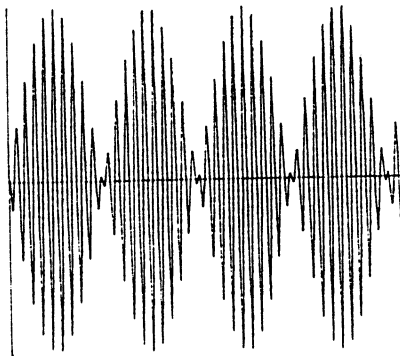
LF spænding



HF spænding

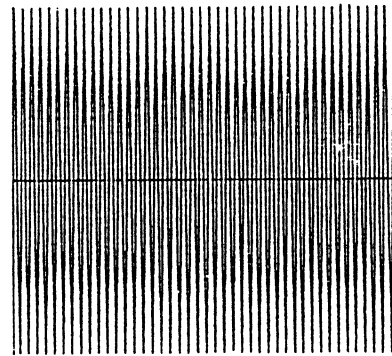


DSB signal på sekundær af T_2

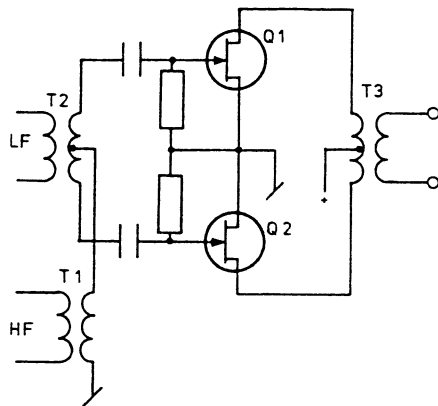


Sendes DSB signalet igennem et selektivt filter, der kun lader det ene sidebånd passere, vil filterets udgangssignal kun indeholde samme antal frekvenser, som der moduleres med.

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. 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.

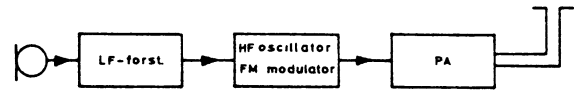
Antallet af udsving pr. sekund omkring bærefrekvensen er afhængigt af modulationssignalets frekvens.

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

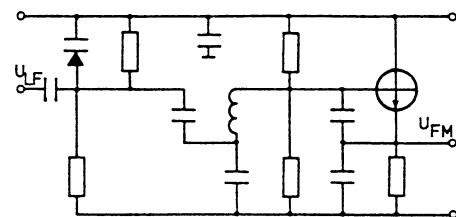
2. SENDERKREDSLØB

2.1 Frekvensmodulation, FM

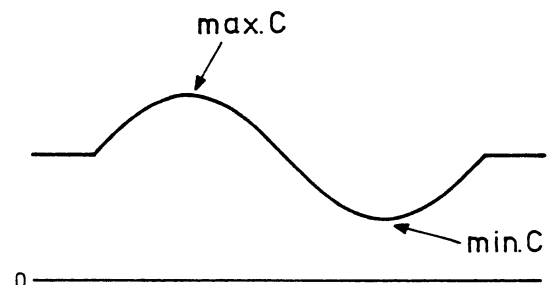
I den simple FM sender module-res oscillatoren direkte med LF frekvensen.



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

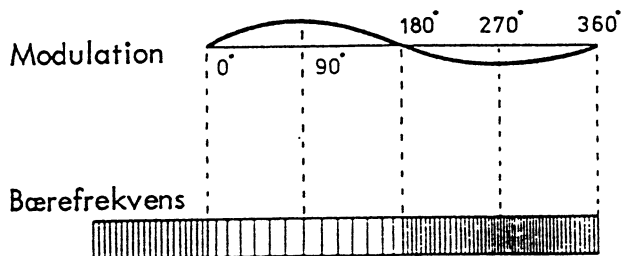


Når kapacitetsdiodens spærrespænding overlejres med U_{LF} , får dioden sin største kapacitet ved positive halvperioder og sin mindste kapacitet ved negative halvperioder.

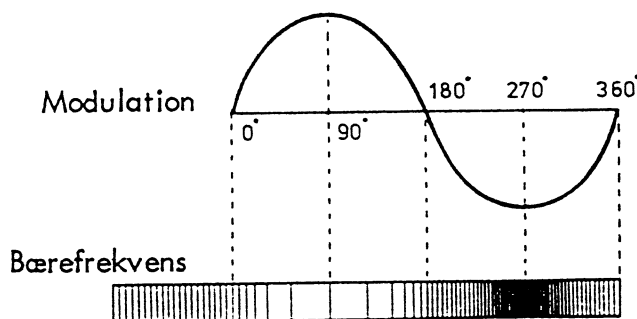


Ved minimum kapacitet svinger oscillatoren på sin højeste frekvens, ved maksimum kapacitet på den laveste frekvens, idet

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



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} = Modulationssignalets frekvens.

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

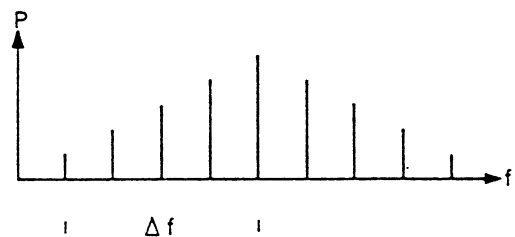
Forholdet mellem $\frac{\Delta f}{f_{LF}}$ kaldes modulationsindeks.

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

Deviationen Δf 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:

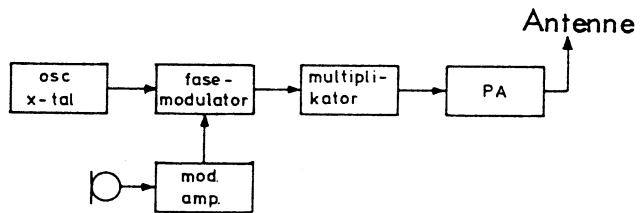
$$\Delta \varphi = k \cdot a$$

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

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

Δf 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 frekvensssving 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.

Digital signalering

Digital signalering og selektiv opkald

Fordelen ved digital signalering, hvor der kun transmitteres 1 og 0 signaler, er ikke kun højere transmissions hastighed, men også mulighed for en simpel demodulation og dekodning, automatisk data overførsel og muligheden for detektering og korrektion af bitfejl. Koden er en kombination af 1'er og 0'er.

Normalt anvendes den hexadecimale kode til at præsentere de overførte bitmønstre, hvor der til hvert hex-ciffer svarer en kombination af 4 bit.

Ciffer	Kode
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001
A (10)	1010
B (11)	1011
C (12)	1100
D (13)	1101
E (14)	1110
F (15)	1111

Eksemplet med hex-koden viser, at samtlige 16 kombinationer af bitmønsteret benyttes. Hvis bare ét bit overføres forkert, p.gr.a. støj eller fading, fås en anden gyldig kode, som i et signalerings system kunne udløse en forkert handling.

Hamming afstand

Antal bit, der skal ændres for at få en ny gyldig kode, kaldes for "Hamming afstanden". Med en Hamming afstand på 1, som ved ovennævnte eksempel, vil systemet være meget følsom overfor bitfejl i overførslen.

For at sikre systemet mod fejlfunktioner p.gr.a. bitfejl må informationen beskyttes med ekstra paritets eller redundans bit. Hamming afstanden er et udtryk for, om der er stor eller lille sandsynlighed for, at en transmissions fejl bliver opdaget.

Paritets bit

Den mest simple form for kontrol fås ved at forsyne kodeordet med et paritets bit, så der fås lige eller ulige paritet.

Hvis der i protokollen er aftalt lige paritet (even parity), tilføjes der et ekstra bit, således at der totalt er et lige antal 1'er i de overførte bit. Tilsvarende skal der være et ulige antal 1'er ved ulige paritet (odd parity).

Ciffer	Informations bit	Lige parity
0	0000	0
1	0001	1
2	0010	1
3	0011	0
4	0100	1
5	0101	0
	.	
	.	
E (14)	1110	1
F (15)	1111	0

Kontrollen med et enkelt paritetsbit er ikke særlig sikker, da en fejl i transmissionen med 2 bitfejl ikke vil blive opdaget. Hamming afstanden er kun på 2, og det er alt for lavt, for at systemet kan anvendes til transmission på en radiokanal. Derfor er det nødvendigt med flere redundans bit, for at kunne detektere og eventuelt korrigere for bitfejl i overførslen.

Redundans bit

Gentagelse af den sendte kode vil være den enkles-te form for redundans, men den mest anvendte metode er at benytte et genererings polynomium (matematisk udtryk for en flerleddet størrelse) til at danne en kontrolværdi (redundans ord), der er unik for det aktuelle indhold i informations ordet.

Redundans ordet beregnes ud fra informations ordet ved hjælp af en algoritme, hvor det valgte polynomium indgår. Polynomiet beskrives på følgende måde:

$$G = X^7 + X^4 + X^2 + 1$$

I det binære talsystem svarer det til følgende bit-mønster:

$$1_{(7)} 0_{(6)} 0_{(5)} 1_{(4)} 0_{(3)} 1_{(2)} 0_{(1)} 1_{(0)}$$

Som det kan ses indholder polynomiet bit₀, bit₂, bit₄ og bit₇. Det valgte polynomium skal være kendt af modtageren, for at den kan kontrollere transmissionen.

Hvis man betragter informations ordet som et tal, kan genereringen af redundans ordet sammenlignes med en matematisk beregning, hvor polynomiet divideres op i informations ordet. Resultatet af beregningen vil være et helt tal, plus en restværdi. Det er denne restværdi, der overføres som redundans ord.

På modtagersiden udføres samme beregning og det kontrolleres, at der opstår samme restværdi.

Polynomiet vælges således at det, med størst mulig sandsynlighed, ikke kan "gå op" i nogen tal, for ikke at få restværdien 0. I praksis udføres divisionen ved en række EXOR-funktioner.

Hvis der anvendes flere algoritmer for at danne redundans bit'ene kaldes det for "blok kodning". Antallet af redundans bit, der overføres, er bestemmende for hamming afstanden.

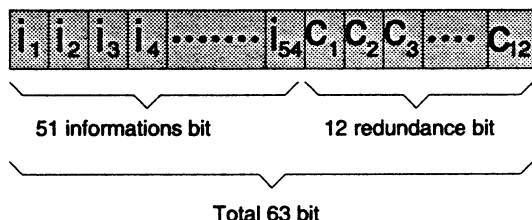


Fig. 1 Blok kodnings struktur

Data transmissions format

Generelt består data-strømmen af flere data ord (informations bit) og af redundans bit'ene. Ved begyndelsen af data-strømmen skal modtageren synkroniseres til clock-frekvensen for de modtagne bit.

Normalt laves der bit-synkronisering ved en simpel 1010...10 sekvens. For at informere modtageren om starten på den egentlige information, sendes et kendt bitmønster, den såkaldte blok-synkronisering eller telegram-synk.

Efter modtagelse af denne kendte sekvens, er modtageren klar til at dekode informations bit'ene.

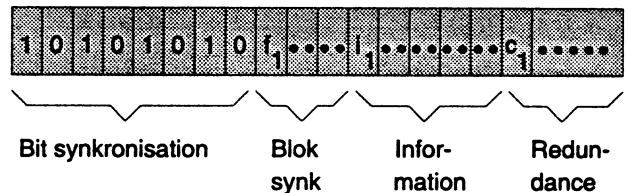


Fig. 2 Telegram struktur

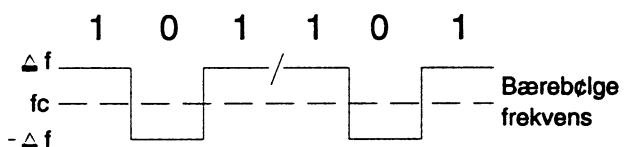
Modtageren beregner redundans ordet for de dekodede informations bit og sammenligner det beregnede redundans ord med det modtagne redundans ord, således at transmissionsfejl kan detekteres og eventuelt rettes.

Transmissions metoder

Principperne for overførsel af data-signaleren kan deles op i to hovedgrupper: direkte bærebølge-frekvens nøgling (direct carrier-shift keying) eller frekvens-skift nøgling af en underbærebølge (frequency-shift keying, FSK).

Direkte bærebølge-frekvens nøgling

Her sendes et logisk "1" som en positiv frekvensafvigelse $+\Delta f$, og et logisk "0" som en negativ frekvensafvigelse $-\Delta f$. Bærebølgens frekvens ændrer sig herved i takt med overførslen af bit-signaleren.



Modulation af underbærebølge

Ved alle modulationsformer, der anvender underbærebølge, omsættes 1'er og 0'er til lavfrekvens-signaler, som derefter moduleres på bærebølgen. I det følgende beskrives fire forskellige principper.

FSK

Logisk "1" og "0" er defineret ved hver deres bestemte frekvens. Hvert skift i logisk niveau medfører et frekvens-skift, for eksempel:

Frekvens for logisk "0" = 1000 Hz

Frekvens for logisk "1" = 2000 Hz

I det viste eksempel er transmissions hastigheden 500 bit/sek. Det betyder at ét logisk "0" svarer til 2 perioder med 1000 Hz og ét logisk "1" svarer til 4 perioder med 2000 Hz.

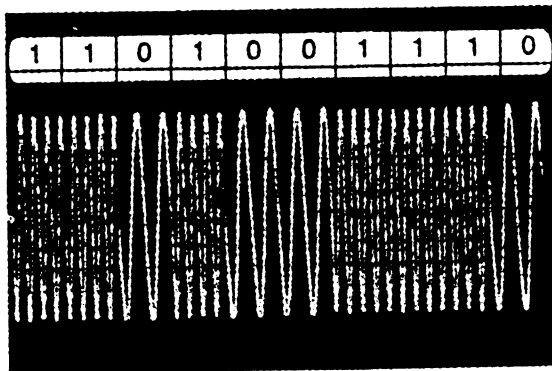


Fig. 3 Frekvens-skift af underbærebølge (FSK) når bit-transmissionen skifter logisk tilstand

FFSK

FFSK betyder: Fast Frequency-Shift Keying (hurtig frekvens-skift nøgling), det betegnes også som: Phase-Coherent Frequency-Shift Keying (fase sammenhængende frekvens-skift nøgling).

Medens der ved FSK ikke stilles specielle krav til de frekvenser der anvendes til logisk "1" og "0", er det ved FFSK en forudsætning, at der er et bestemt forhold imellem frekvenserne og transmissions hastigheden.

For FFSK er det karakteristisk at frekvens-skiftet foregår ved nulgennemgang. Frekvenserne vælges således at tiden for ét bit svarer til et antal halve periodetider. Dette antal er forskellig for logisk "1" og logisk "0", som vist ved følgende eksempel:

0 = 1/2 periode af 300 Hz

1 = 3/2 perioder af 900 Hz

Transmissions hastigheden i eksemplet er 600 bit/sek.

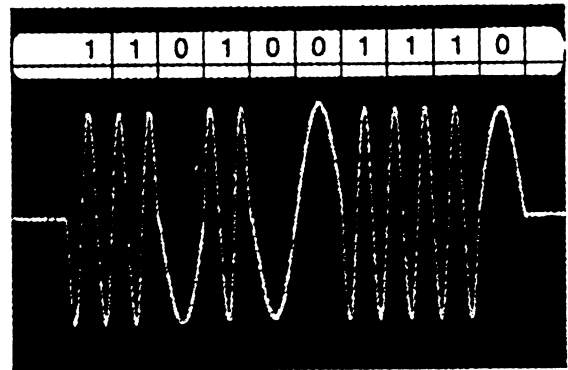


Fig. 4 Hurtig frekvens-skift (FFSK), faser af svingningerne er defineret således at frekvens-skiftet sker i nulgennemgangen med et antal svingninger, der er et multiplum af 180°

FFSK modulation benyttes ved data-signaleren i NMT-systemet, hvor der arbejdes med en transmissions hastighed på 1200 bit/sek og følgende frekvenser:

0 = 3/2 perioder af 1800 Hz

1 = 2/2 perioder af 1200 Hz

PSK

Phase-Shift Keying (fase-skifts nøgling) benytter kun én LF-frekvens. Informationen ligger gemt i signalets faseskift, der foregår i takt med skiftene i de logiske niveauer i data-transmissionen.

Eksempel:

0 = 1 = 3/2 perioder af 937,5 Hz

I dette eksempel er transmissions hastigheden 625 bit/sek.

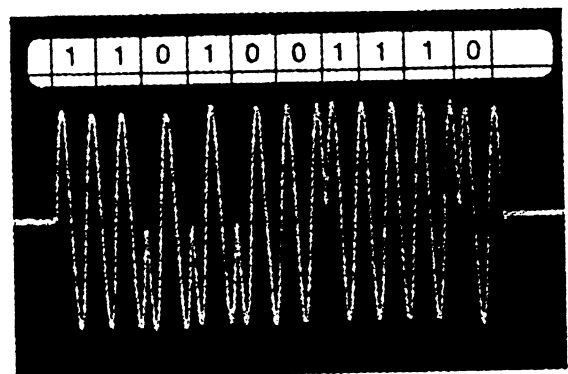


Fig. 5 180° fase-skift af modulations signalet foregår i nulgennemgangen når der benyttes PSK

Ved PSK er det meget vigtigt at modtageren kender startfasen, for at kunne skelne mellem 0'er og 1'er. Det er yderligere en ulempe at der opstår fase ændringer, forårsaget af mobilradioens bevægelse, hvilket kan føre til fejl detektering af de udsendte fase-skift. DPSK blev introduceret for at eliminere disse problemer.

DPSK

Her kan der enten være tale om DPSK 0, eller DPSK 1. Ved Differential Phase-Shift Keying 0 (differens fase-skift nøgling 0) sker der kun fase-skift hver gang der sendes et logisk "0". Ved logisk "1" bibeholdes fassen uden ændringer. Fase drejninger forårsaget af radioens bevægelse har derfor ingen indflydelse mere.

$0 = 1 = 3/2$ perioder af 937,5 Hz

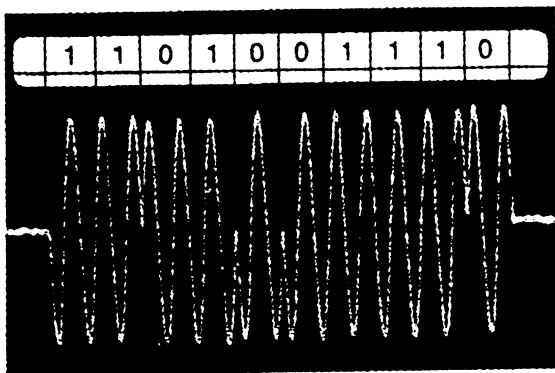


Fig. 6 Differens fase-skift nøgling DPSK 0

Transmissions hastigheden er 625 bit/sek. Analog til faseskiftene i de logiske 0'er ved DPSK 0, skiftes fassen ved DPSK 1 i de logiske 1'er.

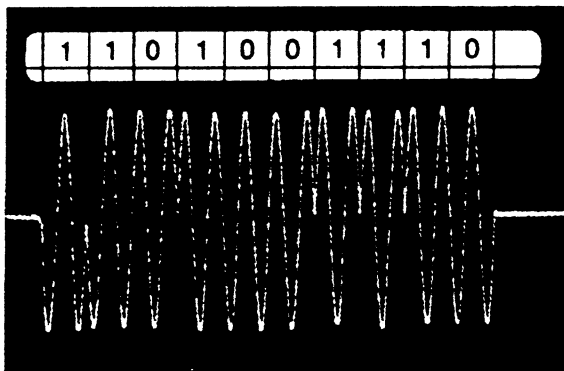


Fig. 7 DPSK 1

Digital overførsel af signalerings information anvendes i mange nyere radiosystemer.

I det følgende vises to eksempler på, hvorledes det er anvendt, med beskrivelse af hvilken information der overføres.

DSC

DSC er det digitale selektive kaldesystem, der anvendes til maritim kommunikation. Ud over at være et almindeligt kaldesystem indgår DSC i det globale nød- og sikkerhedssystem (GMDSS) og kan anvendes både fra skib til kystradiostation, fra kyst-radiostation til skib og fra skib til skib.

Den følgende beskrivelse af systemet er taget fra informationshæftet: Radiostationer i skibe, Systembeskrivelser, der er udgivet af TELECOM.

Kaldesystemet kan anvendes både på MF, HF og VHF til såvel nød-, il- og sikkerhedsopkald, som til opkald for almindelig korrespondance.

På VHF benyttes kanal 70 som opkaldskanal ved DSC. Det analoge selcall tonesystem, der benyttes på kanal 16 vil i de kommende år blive afløst af DSC-systemet.

Opkaldene indeholder information om anledningen til opkaldet, kommunikationsform og frekvens for den efterfølgende kommunikation m.m.

Hvert skib med DSC og hver kystradiostation tildeles et 9-cifret identifikationsnummer.

På VHF har DSC-systemet følgende parametre:

- Transmissions metode: FSK
- Transmissions hastighed: 1200 Bit/sek
- Frekvens: logisk 1 2100 Hz $\pm 10\%$
- - logisk 0 1300 Hz $\pm 10\%$
- Modulationsindeks: 2,0 $\pm 10\%$
- Tid for opkaldsramme: 0,45 - 0,63 sekund

DSC format

Formatet af et DSC opkald er vist på efterfølgende tegning.

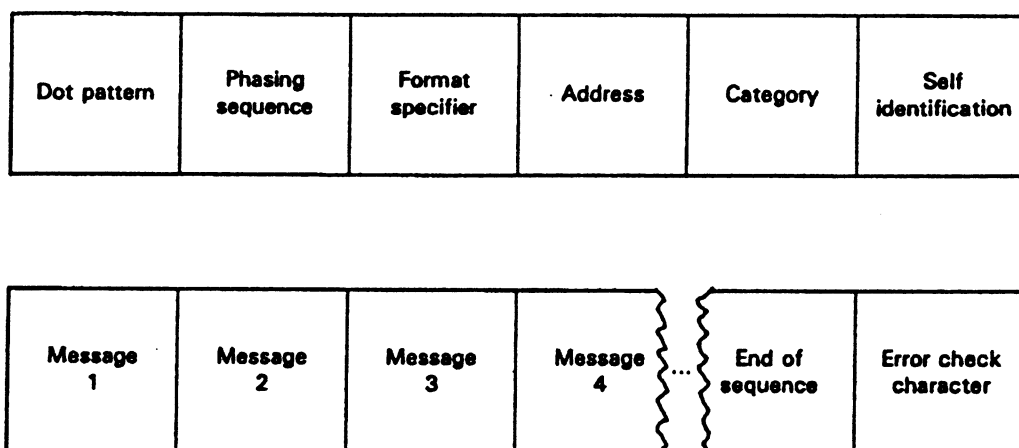


Fig. 8 Kaldesekvens i DSC

Dot pattern:

Bit mønster der sendes ud for at scanningsmodtagere kan indstilles på frekvensen og stoppe scanningen.

Phasing sequence:

Synkroniserings signaler til bit- og ramme-synkronisering.

Format specifier:

Kode der specificerer typen af opkaldet:

- Nødopkald
- Kald til alle skibe
- Kald til en bestemt gruppe af skibe, f.eks. alle danske skibe eller skibe fra et bestemt rederi
- Selektivt opkald til et bestemt skib
- Kald til skibe i et bestemt område
- Opkald i den automatiske VHF/UHF-tjeneste til direkte kobling til telenettet i land

Address:

Her udsendes det kaldte skibs eller kystradiostationens selektive kaldenummer, undtagen i tilfælde af nødopkald og opkald til alle skibe.

Category:

Her anføres arten af opkaldet

- Nød
- II
- Sikkerhed
- Vigtig skibstrafik
- Rutine

Self identifikation:

Afsenderens eget selektive kaldenummer.

Message:

Antallet af "Messages" vil kunne variere alt efter hvilken trafik, der er tale om. Som eksempel vises indholdet for nødkald og rutinekald:

Nød kald

Message 1 angiver arten af nødtilstand:

- Brand, eksplosion
- Vand i skibet
- Kollision
- Grundstødning
- Slagside, risiko for kæntring
- Skibet synker
- Kan ikke manøvrere og driver
- Uspecificeret nød
- Forlader skibet
- EPIRB udsendelse

Message 2 beskriver nødpositionen vha. 10 cifre:

- Kvadrantangivelse, 1 ciffer:
 - 0: Nordøst
 - 1: Nordvest
 - 2: Sydøst
 - 3: Sydvest
- Fire cifre angiver bredden i grader og minutter
- Fem cifre angiver længden i grader og minutter

Message 3 beskriver tidspunktet for hvornår positionen var gældende. Angives i UTC vha. 4 cifre.

Message 4 angiver hvilken kommunikationsform, der ønskes anvendt ved den efterfølgende nødkorrepondance (normalt telefoni).

Rutinekald:

Ved rutinekald angiver message 1 om man vil have forbindelse via telefoni, telex eller datatransmission.

Message 2 angiver den frekvens, som den efterfølgende kommunikation ønskes gennemført på.

End of sequence:

Her sendes en afslutningsmeddelelse, hvis hovedformål er at angive

- Om opkaldet kræver kvittering
- Om den aktuelle melding er et svar på et andet opkald.

Error check character

Her sendes kontrol bit for hele opkaldet.

Selective kaldenumre

De anvendte numre kaldes MID-numre, MID er en forkortelse for Maritime Identification Digit. Hvert land har fået tildelt 3 MID-cifre. Danmark har fået tildelt cifrene 219.

Det selektive kaldenummer består af 9 cifre. Der skelnes mellem 3 forskellige kalde identiteter:

- Skibsstationers kaldenumre, der består af
M I D X X X X X X
- Kaldenumre for en gruppe skibe, der består af
0 M I D X X X X X
- Kystradiostationers kaldenumre, der består af
0 0 M I D X X X X

hvor X er cifre mellem 0 og 9.

Digital selektiv opkald efter ZVEI

ZVEI digital er en standard for digital signalering, der anvendes til lukkede mobilradionet, LMR-tjenester.

Tegningen på næste side sammenligner ZVEI digital med et traditionelt fem-tone opkald.

Det tager forholdsmæssig lang tid at overføre et selektiv tone-opkald efter det analoge princip, f.eks. vil et fem-tone opkald efter CCIR-normen, med en tonelængde på 100 ms, have en varighed på 500 ms.. Ved digital overførsel tager et opkald efter ZVEI-normen kun 53,2 ms. og der er samtidig mulighed for overførsel af en større mængde information. Den større informations mulighed i det overførte telegram giver også mulighed for at indføre systemer, hvor den kaldte radio automatisk svarer på et opkald for at udveksle information.

ZVEI digital benytter følgende parametre:

- Transmissions metode: FFSK
- Transmissions hastighed: 1200 bit/sek
- Frekvens: logisk 1 1200 Hz (2/2 perioder)
- - logisk 0: 1800 Hz (3/2 perioder)
- HF opstart: 25 ms
- Bit synkronisering: 9 (+7) bit
- Blok synkronisering: 15 bit
- Telegram: information 32 bit
- - redundans 8 bit

HF opstart og synkronisering

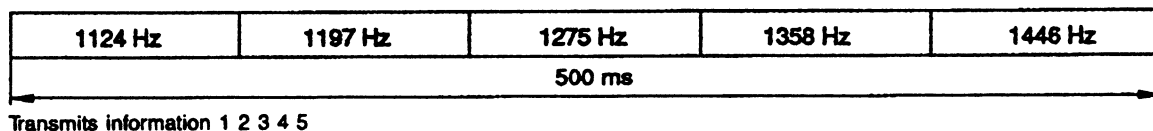
For at tage højde for senderens og modtagerens switch-on time, starter senderen med en umodulet bærebølge i 25 ms. I de sidste 5,8 ms. af denne startfase sendes der en 0-1 sekvens inden selve telegrammet begynder:

Bit nummer	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0
Bit mønster	0	1	0	1	0	1	0

Denne 7 bit's header følges af en 1-0 sekvens for bit synkronisering:

Bit nummer	1	2	3	4	5	6	7	8	9
------------	---	---	---	---	---	---	---	---	---

a) Selective call to CCIR



b) Digital selective call to ZVEI

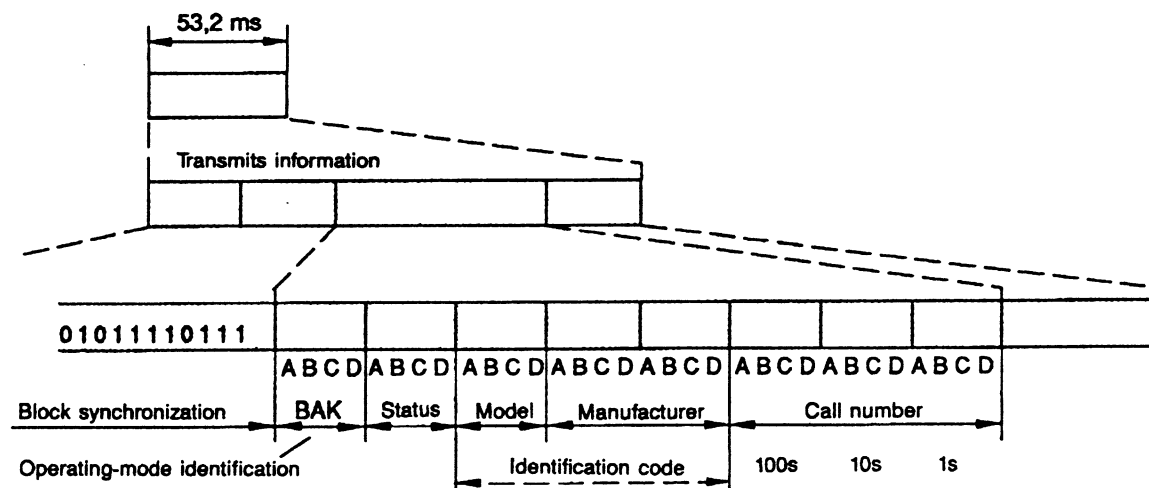


Fig. 9 Selektiv tone-opkald efter CCIR-normen sammenlignet med et digitalt telegram efter ZVEI-normen

Bit mønster	1	0	1	0	1	0	1	0	1
-------------	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Bit nummer	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
------------	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----

tering, hvor mobilradioen automatisk bekræfter modtagelsen af opkaldet, og aktiv kvittering, der kræver at brugeren udfører en aktiv handling, f.eks. ved aktivering af trykknapper, inden den kaldte mobilradio svarer på opkaldet.

Operating-mode koder i ZVEI telegram

Derefter sendes en defineret sekvens på 15 bit som blok-synkronisering:

Telegrammets informations indhold

Selve telegrammet indeholder 32 informations bit og 8 redundance bit. De 32 bit kan indeholder følgende information:

Operating-mode identifikation kode, BAK (4 bits)

Denne kode viser formålet med telegrammet. "BAK" er en forkortelse for den tyske betegnelse: BetriebsArtenKennung. De forskellige opkald og status forespørgelser kræver en kvittering. Der findes to forskellige former for kvittering: passiv kvit-

Purpose:	Code:
Spare	0000
Call to mobile (A)	0001
Call to base station (A)	0010
Identification code	0011
Passive acknowledgement	0100
Reserved	0101
Disconnect call (A)	0110
Reserved	0111
Priority call (A)	1000
Status request (A)	1001
Reserved	1010
Active acknowledgement	1011
Reserved	1100
Spare	1101
Spare	1110
Emergency call	1111

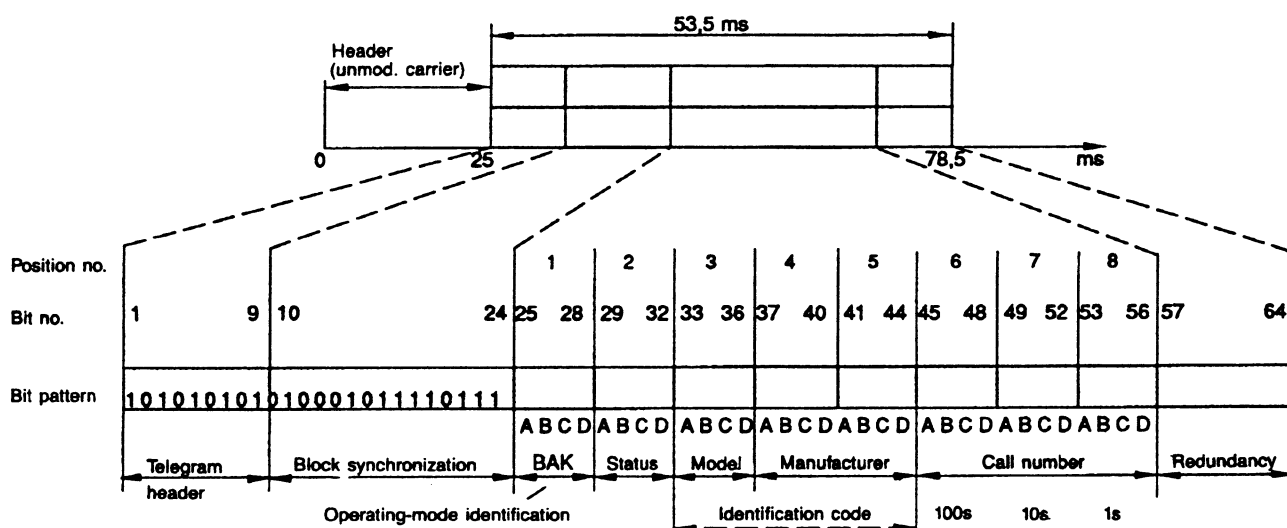


Fig. 10 Strukturen i et ZVEI telegram

(A) betyder at der kræves en kvittering. "Reserved" betyder at koden er reserveret til fremtidig specifikation. "Spare" koderne kan udnyttes til individuelle formål i de enkelte systemer.

Status (4bits)

Status koden kan anvendes individuelt i de enkelte systemer. Eksempelvis kan den benyttes til at anvise en samtale-kanal.

Model og Manufacturer identification code (4bits og 8bits)

Benyttes til identifikation af mobilradioens producent og type.

Call number (12bits)

Et kalde nummer består af 3 cifre der transmitteres i BCD-kode. Ved gruppe-opkald sendes der 1'er (1111) i frie cifre. Eksempel:

Enkelt opkald	148 0001 0100 1000
Gruppe kald 10 brugere	14X 0001 0100 1111
Gruppe kald	1XX 0001 1111 1111
Gruppe kald	XXX 1111 1111 1111

Redundans

Redundans ordet er dannet ved hjælp af polynomiet $G = X^8 + X^7 + X^4 + 1 = 110010001$, hvor redundans ordet sendes i inverteret form.

Kvittering

Opkald og status forespørgelser skal kvitteres, hvor en svar-tid på 150 ms $\pm 10\%$ er defineret.

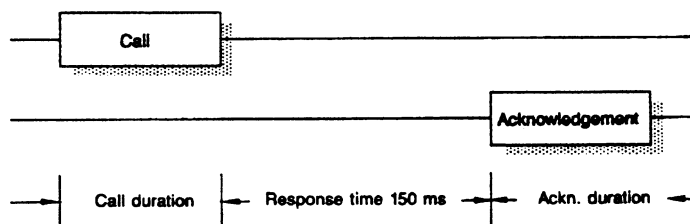


Fig. 11 Timing diagram for opkalds kvittering

Clamperkredsløb

Udstyr:

Tonegenerator, Oscilloscope, Spændingsforsyning

Komponenter:

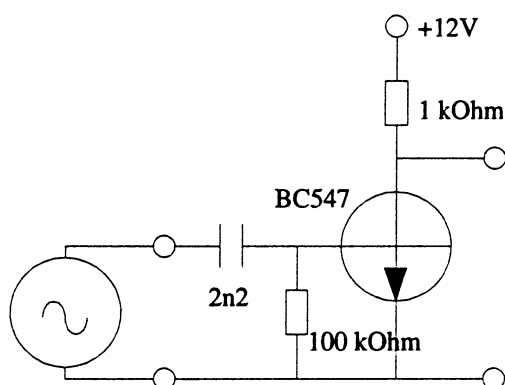
Kondensator 2n2

Modstand 100 kohm

Transistor BC 547

Formål:

At vise udstyringen af et klasse C trin.

**1. Opbyg det viste kredsløb**

2. Mål signalerne på hhv. basis og kollektor og indtegn disse tidmæssigt korrekt herunder, angiv spændinger.

3. Mål DC spændingen på basis. _____

4. Er der en sammenhæng mellem DC og AC spændingerne på basis? _____

Frekvens-syntese

Syntesekredsløb generelt

Et frekvenssyntesekredsløb anvendes hvor der ønskes genereret et stort antal frekvenser, i et fastlagt frekvensmønster. Dette kan naturligvis realiseres med krystaller, men det er en økonomisk dårlig løsning, og i stedet benyttes et kredsløb, hvor der ud fra et enkelt krystal genereres det ønskede antal frekvenser.

Der benyttes flere forskellige typer af frekvenssyntese kredsløb:

- Direkte deling
- Fast prescaler
- Blanding
- Dual-modulus

Direkte deling

I kredsløbet herunder, kan der genereres et vilkårligt antal frekvenser, når disse udgør et multiplum af referencefrekvensen f_r .

Virkemåde

VCO er en spændingsstyret oscillator, hvis udgangssignal deles ned i en programmerbar deler, og tilføres en fasedetektor. Denne tilføres også et frekvensstabilt ref. signal, frekvensen på dette signal bliver bestemmende for afstanden mellem de frekvenser der kan genereres i syntesekredsløbet.

Fasedetektoren afgiver en DC spænding, der efter en passende filtrering benyttes til at styre VCO oscillatoren, således at denne vil afgive en frekvens, der neddelt i den programmerbare deler er lig med ref. frekvensen. Udgangsfrekvensen vil herved blive:

$$f_{out} = N \cdot \frac{f_r}{R}$$

Kredsløbet har dog den ulempe, at det kun kan benyttes til frekvenser som kan behandles af den programmerbare deler, ved MOS kredse typisk 10-15 MHz.

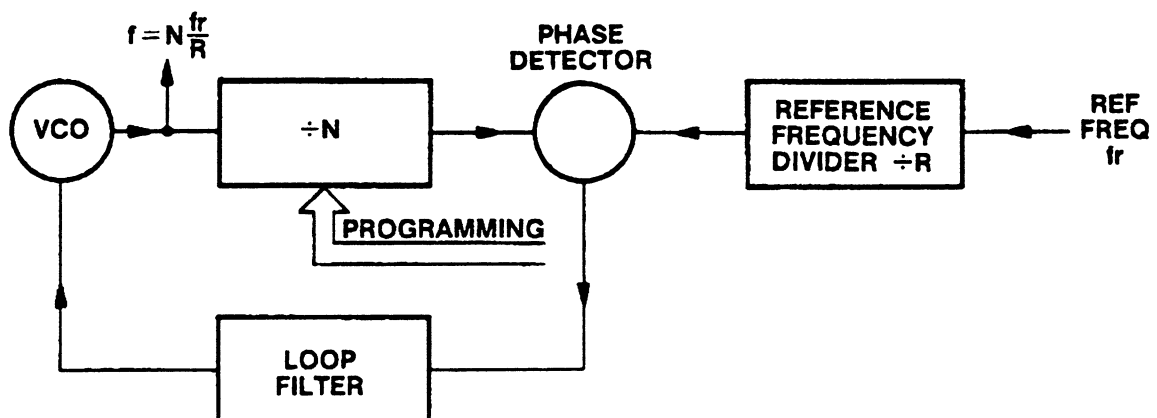


Fig.6 Direkte deling

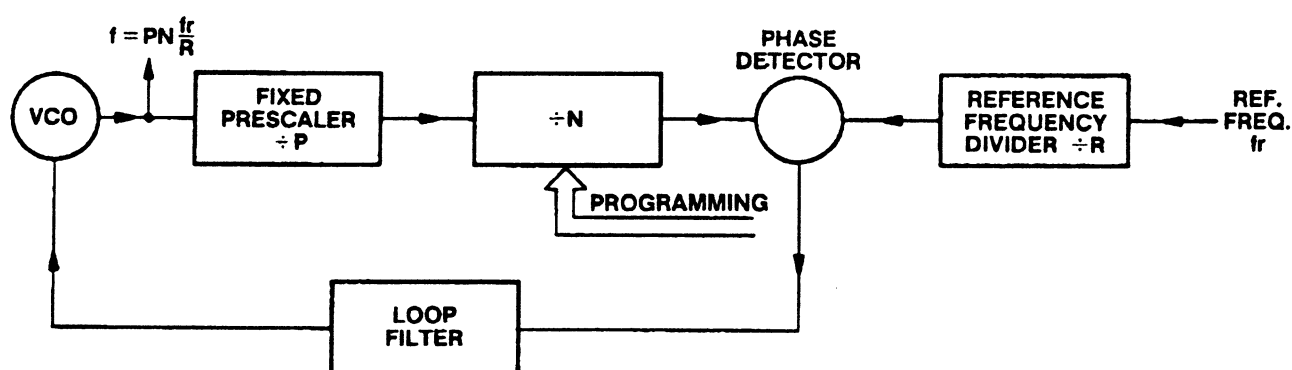


fig.7 Fast prescaler

Fast prescaler

Problemet med den programmerbare deler ved den direkte deling kan klares ved at indsætte en speciel deler, en såkaldt prescaler.

Denne prescaler er en integreret kreds, fremstillet således at den kan arbejde ved meget høje frekvenser (100 MHz - 1 GHz), og vil således udvide frekvens området med en faktor svarende til prescalers delertal.

Ved at benytte en prescaler med et delertal P , vil det samlede delertal være den programmerbare delers delertal $N \cdot P$. Heraf ses at afstanden mellem de enkelte frekvenser der kan genereres vil blive:

$$\frac{f_r}{R} \cdot P$$

Dette problem kan naturligvis løses ved at mindske f_r tilsvarende, men dette vil betyde at indsvingningstiden for sløjfen vil blive lang.

Blanding

I stedet for at benytte den relativt dyre prescaler, er det også muligt at benytte en blander til at bringe frekvensen ned hvor den programmerbare deler kan arbejde.

Ved at blande VCO signalet ned til en frekvens der kan behandles af den programmerbare deler opnås at afstanden mellem de enkelte frekvenser vil blive lig med f_r .

Oscillatorfrekvensen der benyttes til blandingen, vil imidlertid påvirke stabiliteten af det endelige signal. Her se det ofte at man benytter den samme krystalfrekvens, der så multipliceres op til blande-

ren, og blandes ned til f_r .

Der kan ved et syntesekredsløb der skal benyttes over et stort frekvensområde opstå det problem, at båndbredden i blanderen ikke er tilstrækkelig.

Der kan ligeledes opstå problemer med spuriusprodukter ved blandingen, hvorfor man må være omhyggelig ved valg af blandingsfrekvens og krystal-frekvens.

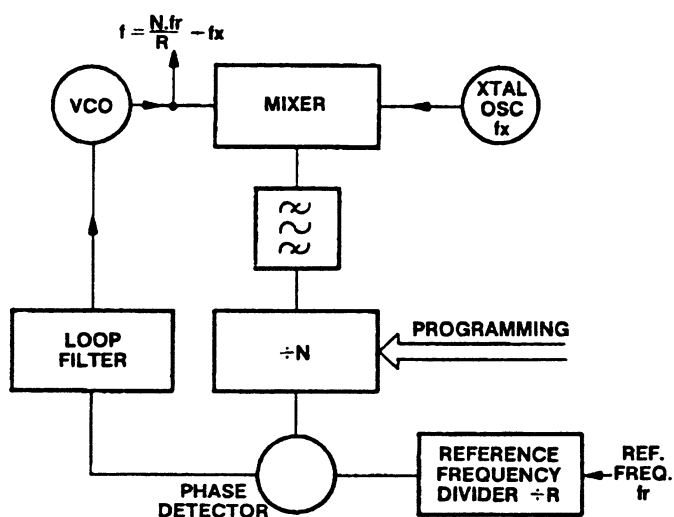


Fig.8 Blanding

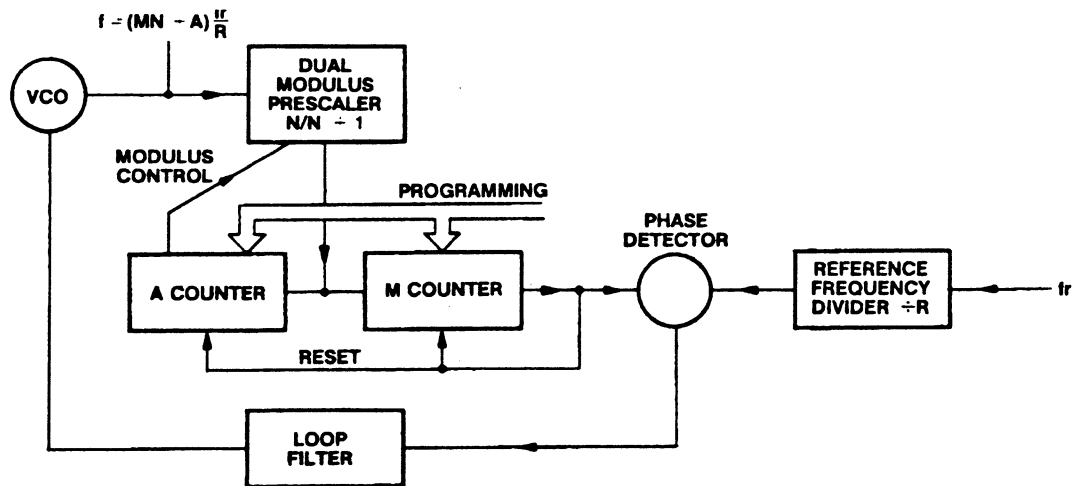


Fig.9 Dual modulus

Dual Modulus syntese

I en dual modulus syntese indgår følgende blokke:

- En 2-moduldeler der deler med en af to delertal N eller $N+1$ (fx 15/16 eller 64/65).
- En programmerbar A deler der styrer 2-modulderen.
- En programmerbar M deler der bliver tilført de samme clockpulser som A deler.

Udgangen af M deleren benyttes til at resette både A og M deleren. Disse to delere kan udføres enten som op- eller nedtællere.

Virkemåde er følgende:

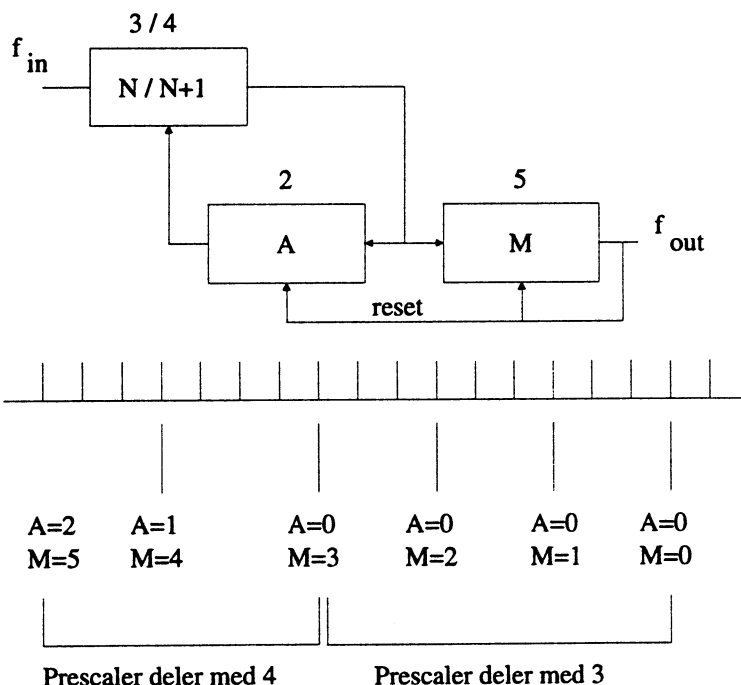
A deleren programmeres til en værdi der skal være mindre end værdien i M deleren, og systemet vil starte med 2-modulderen indstillet til $N+1$.

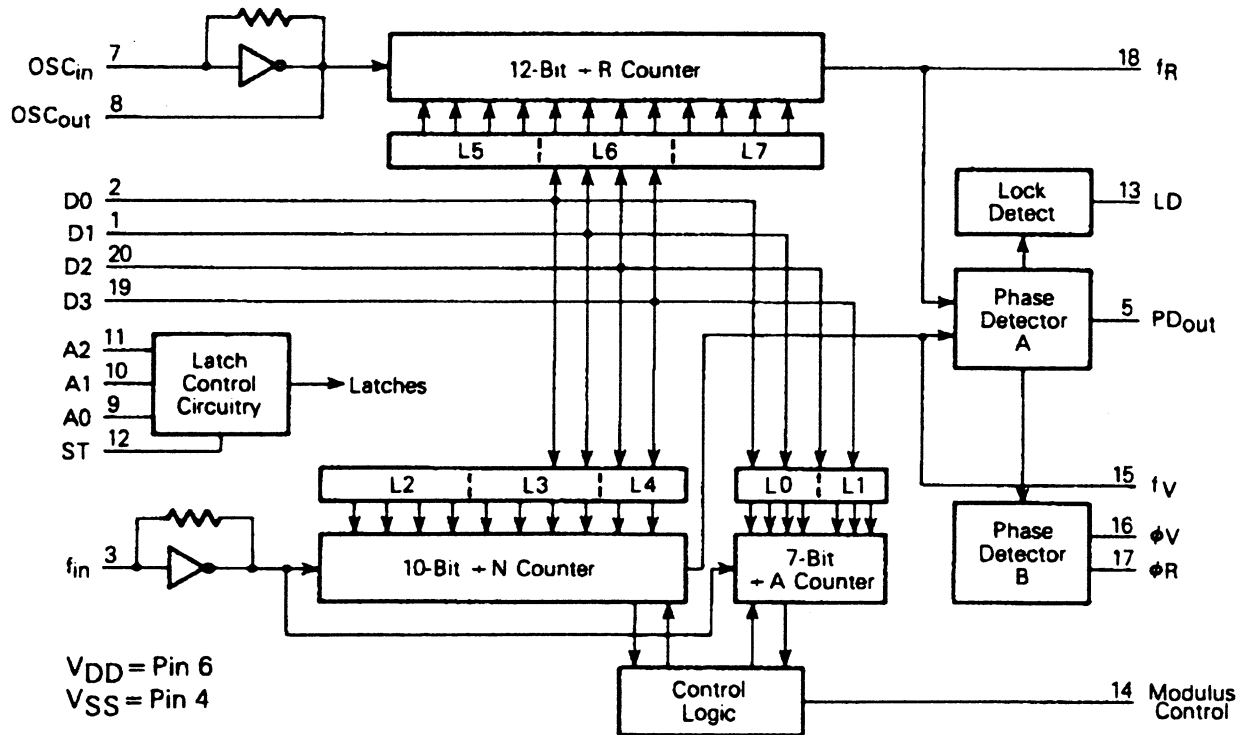
Nu vil de tilførte clockpulser tælle A- og M-deleren ned indtil A deleren er lig med nul, og derefter vil 2-modulderen dele med N , dette vil fortsætte indtil M-deleren er lig med nul.

Eftersom M-deleren har modtaget A pulser, vil den nå ned på nul efter $(M-A)$ pulser, svarende til et delertal på $N(M-A)$.

Det betyder at det totale delertal vil blive :

$$P = (N+1)A + N(M-A) = N \cdot M + A$$





Eksempel på integreret dual modulus synt. Mot. 145146

Selektiv tone-opkald

Selektiv opkald og signalerings procedurer for radiokommunikation

Den tid, hvor hver bruger af et radiokommunikationssystem, havde sin egen radio kanal, er forlængst forbi. Når man først har erkendt, at de fleste brugerne af radio systemet, såsom private vognmænd, offentlige transport selskaber og energiforsynings selskaber, næsten aldrig har brug for at tale samtidigt, kan én HF-kanal være beregnet for en stor gruppe af brugere.

For at mobilstationer kan lave opkald, eller selv blive kaldt under sådanne betingelser, benyttes kontrol signaler, der sendes sammen med talesignalerne via radioforbindelsen. Der eksisterer forskellige standarder for disse kontrolsignaler og de anvendes i overensstemmelse med forud valgte procedurer.

Disse signalerings procedurer beskriver, hvorledes et opkald udføres (call set up), og samtalen igen kobles ned (cleared down). Afhængig af de specifikke krav kan der være tale om simple procedurer (f.eks. til taxaer), eller mere komplekse procedurer (f.eks. til mobiltelefoner).

Selektiv opkalds procedurer

Analoge og digitale signalerings procedurer benyttes til selektivt opkald. Ved analog signalering sendes enkle toner, med en bestemt frekvens og en defineret tidsmæssig længde, for at lave et opkald, eller for at få udført en handling. Til hver defineret handling hører en bestemt tone eller sekvens af toner. I det simpleste eksempel svarer en bestemt frekvens til et bestemt ciffer:

1	=	f_1
2	=	f_2
3	=	f_3
.		
.		
.		
n	=	f_n

Enkelt-tone princippet

Her benyttes én enkelt tone til at kalde en bestemt mobilradio. Dette er den simpleste og ældste form for selektiv opkald. For eksempel, opkald nummer 3 = f_3 adresserer radio nr. 3, som åbner højttaleren i sin modtager og kan sende, medens alle andre radioer på samme frekvens forbliver tavse.

Det er indlysende, at der ikke kan overføres andre informationer med denne metode, og yderligere kan der kun adresseres et meget lille antal brugere. Risikoen for et fejlopkald er også meget stor, da denne ene tone kan opstå ved almindelig tale på kanalen.

Der findes også systemer, hvor man arbejder med to toner, der udsendes som en sekvens, men det ligger også af de samme ulemper.

Fem-tone sekvens

For at sende kontrol- og organisations kommandoer sammen med adressen, udvides enkelt-tone opkaldet, og en sekvens af toner sendes.

Som et kompromis, mellem på den ene side, at have tilstrækkelig antal toner til at overføre komplekse informationer, og på den anden side, at undgå lange tonesekvensers blokering af radiokanalen, vælges en fem-tone sekvens. Her er hvert ciffer tildelt en bestemt tone-frekvens.

Hvis f.eks. en bil med nummeret 13465 skal kaldes, udsendes tonerne som en kontinuerlig sekvens, med en fast tonelængde, typisk med en værdi imellem 30 og 100 ms.

Selektiv opkald nummer: 1 3 4 6 5

Selektiv opkald sekvens: 

Fig. 1 Sempel form for selektiv opkald, indeholdende en sekvens af fem lige lange toner

Ved hjælp af denne fem-tone sekvens kan der teoretisk adresseres op til 100 000 brugere. Normalvis vil én eller to af tonerne dog være benyttet til organisations formål, f.eks. kommando om skift til en anden kanal, eller for at identificere et specielt opkald.

Gentage tone

Der kan opstå problemer, hvis to, på hinanden følgende cifre, er identiske. For at undgå dekodningsfejl er der, i de fleste selektive systemer, defineret en speciel gentagelses-tone (repeat-tone) med frekvensen F_R .

Selektiv opkald nummer: 1 3 3 5 6

Selektiv opkald sekvens: 

Selektiv opkald nummer: 1 3 3 3 5


Selektiv opkald sekvens: 

Fig. 2 Gentage tonen F_R indsættes, for at gentage en enkelt tone i sekvensen

Gruppe opkald

Ved fem-tone opkald er en speciel gruppe-tone (group-tone) beregnet til at adressere flere brugere ved hjælp af et enkelt opkald. Gruppeopkald informationen f_G ligger i den sidste tone der transmitteres. Nedenfor vises nogle eksempler på gruppeopkald:

Gruppe opkald for 1000 brugere:



Gruppe opkald for 100 brugere:



Gruppe opkald for 10 brugere:



Forlænget 1.tone

For at reducere strømforbruget mest muligt, holdes mobilradioerne, i nogle systemer, i en energibesparende stand-by tilstand, fra hvilken de først skal aktiveres ved opkald. I disse tilfælde forlænges den

første tone i det selektive opkald, for at give mobilradioen tid til aktivering:



Samme princip benyttet også ved radiosystemer, der arbejder med basisstationen som relæstation (repeater). Den forlængede 1.tone aktiverer repeaterens opstart, og forlængelsen af tonen sikrer at repeaterens sender har tid til at "gå i luften", så mobilradioerne når at modtage alle 5 toner.

Kvittering

Nogle systemer anvender et såkaldt "acknowledge call", som kvittering på at det selektive opkald har nået sit mål. Dette kan være en bestemt tone-sekvens, eller simpelthen identifikations koden på den kaldte mobilradio. Tiden, på mellem 10 og 100 ms, som mobilradioen skal bruge for at svare, er defineret som delay time t_D .

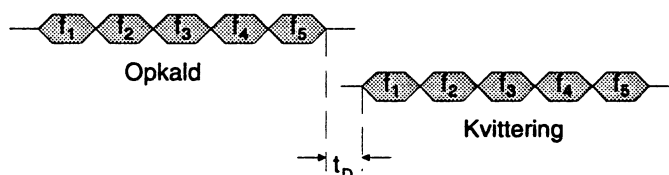


Fig. 3 Selektiv opkald og kvittering efter forsinkelsen T_D

Pilot tone

En permanent tone transmitteret i talekanalen er en anden måde at adressere individuelle mobilradioer på. Skulle denne pilot tone mangle vil den kaldte mobilradio ikke åbne for højttaleren.

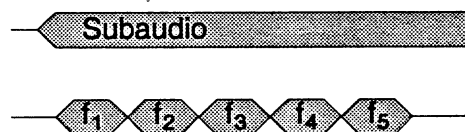


Fig. 4 Kontinuerlig transmissions af en subaudio tone

En kontinuerlig signal/støj måling på denne permanente tone kan bruges til at overvåge samtale kvali-

teten. Dette anvendes f.eks i NMT-systemet, hvor der anvendes et overvågnings signal på 4 kHz.

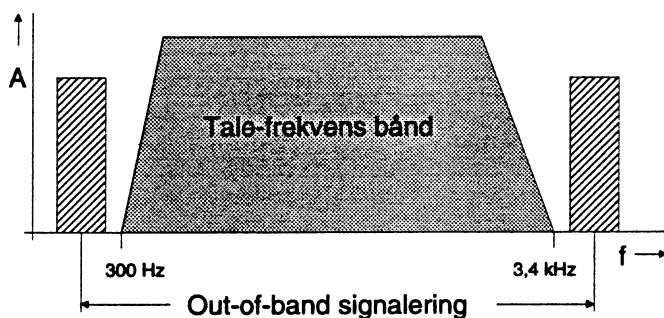


Fig. 5 Frekvenserne af ekstra toner

For at undgå at tale signalet forstyrres af disse permanente toner, vælges deres frekvens til at ligge

udenfor tale-frekvens båndet (under 300 Hz: sub-audio toner, eller over 3,4 KHz: superaudio toner).

Standarder for selektive toner

Et stort antal af fem-tone-sekvenser er blevet defineret ved nationale og internationale komiteer. Tabellen herunder viser et uddrag af disse standarder, der anvendes til selektiv opkald.

I det maritime VHF-system anvendes CCIR 1 normen, og til LMR-systemer anvendes normalvis ZVEI 1 eller CCIR 1.

På det maritime område vil det analoge system indenfor de kommende år blive afløst af et digitalt kaldesystem, DSC-systemet.

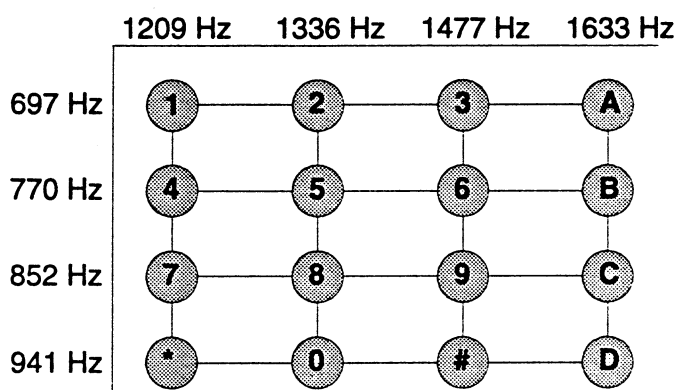
STANDARD		ZVEI 1	ZVEI 2	VDEW	EIA	CCIR 1	EEA	CCITT	EURO
Tone længde	ms	70	70	100	33	100	40	100	100
Pause tid	ms	0	0	0	0	0	0	0	0
Kode 0	Hz	2400	2200	2280	600	1981	1981	400	980
Kode 1	Hz	1060	970	370	741	1124	1124	697	903
Kode 2	Hz	1160	1060	450	882	1197	1197	770	833
Kode 3	Hz	1270	1160	550	1023	1275	1275	852	767
Kode 4	Hz	1400	1270	675	1164	1358	1358	941	707
Kode 5	Hz	1530	1400	825	1305	1446	1446	1209	652
Kode 6	Hz	1670	1530	1010	1446	1540	1540	1335	601
Kode 7	Hz	1830	1670	1240	1587	1640	1640	1477	554
Kode 8	Hz	2000	1830	1520	1728	1747	1747	1633	511
kode 9	Hz	2200	2000	1860	1869	1860	1860	1800	471
Repeat tone	Hz	2600	2400	2400	459	2110	2110	2300	1063
Alarm tone	Hz	2800				2400	2400		
Fri tone	Hz								1153
Gruppe tone	Hz						1055		

Forskellige standarder for toner til selektiv opkald

DTMF

Selektiv opkaldssystemer som bruger enkelt-tone sekvenser har brug for 16 forskellige frekvenser for at transmittere 16 forskellige numre eller karakterer. For at sikre en simpel og samtidig fejlfri dekodning, benytter nogle opkaldssystemer to simultane toner for at transmittere et ciffer.

I en matrix, magen til den i en trykknapp telefon, hører der en "høj" og en "lav" frekvens til hver ciffer. Denne DTMF (Dual-Tone-MultiFrekvens) teknik bruger 70 ms toner.



Opkald nummer: 1 2 9 3

Opkald- tone sekvens: Sekvens 1 697 Hz 697 Hz 852 Hz 697 Hz
 Sekvens 2 1209 Hz 1336 Hz 1477 Hz 1477 Hz

Fig. 6 Opkaldsnummer omsat til DTMF sekvens

På sendersiden dannes tonerne af to oscillatorer og samles derefter til DTMF signalet. På modtagersiden adskilles DTMF tonerne ved hjælp af et højpas- og et lavpas-filter, og føres derefter til hver deres dekoder.

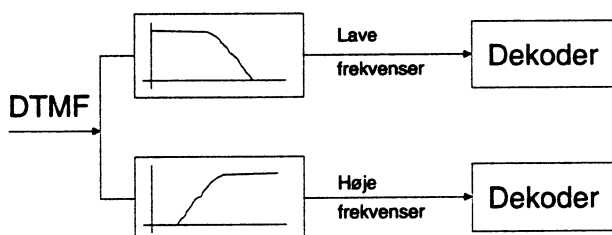


Fig. 7 Dekodning af DTMF sekvens

Eksempel på selektiv tonemodtager

På næste side er vist diagrammet på den selektive tonemodtager fra en Maritim VHF-radio, SAILOR RT2048.

Det fungerer som et fem-tone selektiv opkald, der arbejder med tonefrekvenserne fra CCIR 1 standarden.

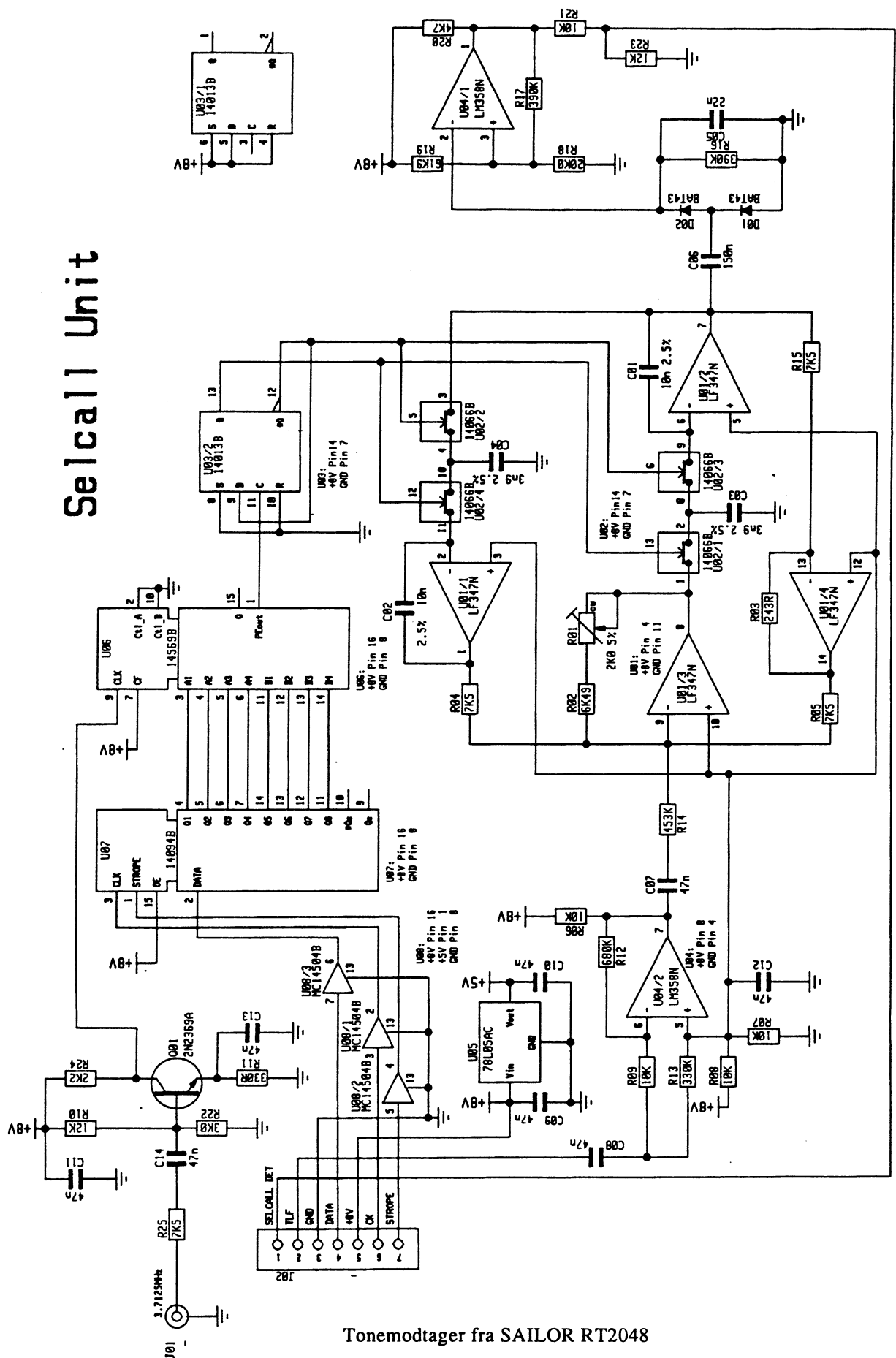
Tonemodtageren består af et båndpasfilter af switch-capacity typen U01 og U02, en detektor D01 og D02, samt en comparator U04/1. Filterets frekvens er bestemt af forholdet imellem kondensatorerne C01 (C02) og C03 (C04), samt frekvensen der styrer de 4 analoge switche U02/1 - U02/4. Denne switch-frekvens dannes af den programmerbare deler U06.

Radioens mikrocontroller styrer tonemodtageren, via af connectoren J02, således at den, med DATA, STROPE og CK signalerne, og det serielle skifteregister U07, programmerer U06 med det ønskede delerforhold, så filteret indstilles til de enkelte tonefrekvenser.

Udgangssignalet fra comparatoren (SELCALL DET) føres tilbage til mikrocontrolleren og fortæller denne, at den ønskede tone er detekteret, hvorefter controlleren overfører delerforholdet til næste tone i sekvensen.

Det selektive nummer for radioen er programmeret i mikrocontrollerens hukommelse. Kravet til tone-længderne styres også af controlleren.

Selcall Unit



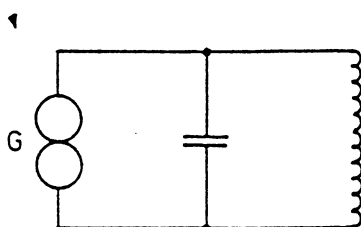
Tonemodtager fra SAILOR RT2048

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

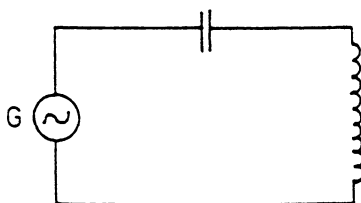


Parallelkredsen, der består af en spole og en kondensator i parallel, anvendes i HF kredsløb som for eksempel indgangs-, oscillator- og MF kredse.

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

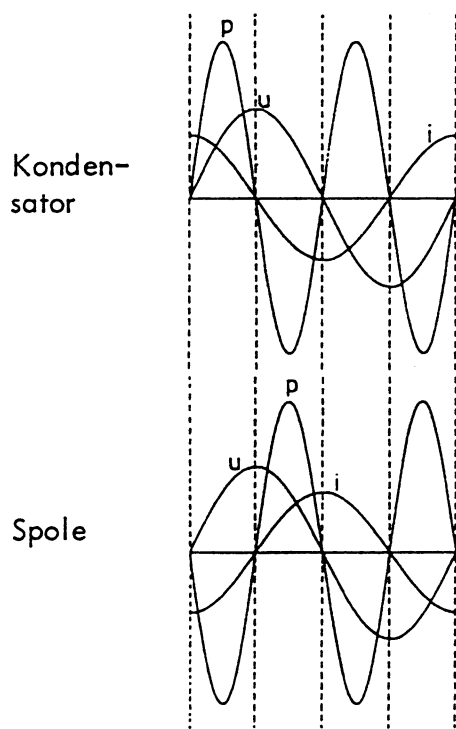
Dersom man kunne fremstille en tabsfri svingningskreds, ville den kun bestå af en ideel kondensator og en ideel spole, uden nogen form for ohmsk modstand, hvori der kan forbruges effekt.

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.

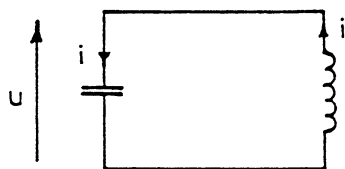
På nedenstående illustration ses kurverne for strøm, spænding og energi i en tabsfri svingningskreds.



u er spændingen over kredsen.

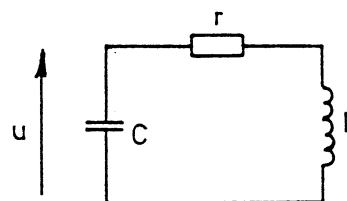
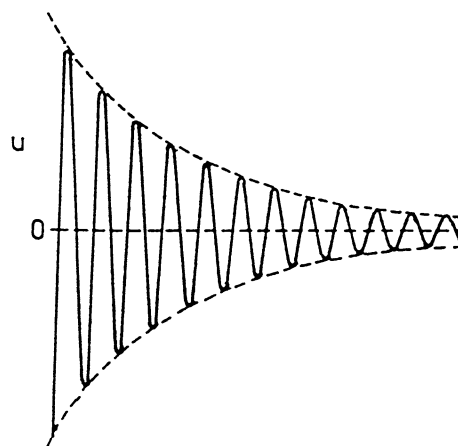
i er strømmen i komponenten.

p er energien, komponenten optager eller afgiver energi.



2.2 Dæmpede svingninger

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

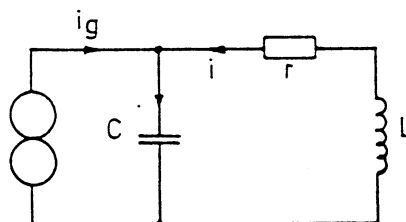


Hver gang energien vandrer fra kondensator til spole eller modsat, vil der afsættes effekt i modstanden.

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_{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:

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

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

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

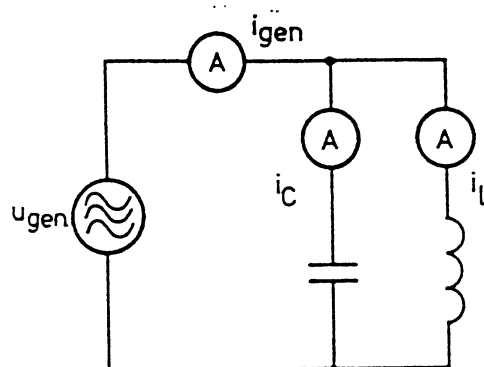
Eksempel:

Hvilken resonansfrekvens har en svingningskreds med en kapacitet på 75 pF og en selvinduktion på 100 μH ?

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

3.2 Faseforhold og impedans

Ved en parallelkreds er u_{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° foran u_{gen} , medens i_L er forskudt 90° bagefter u_{gen} , er de to strømme i modfase.

Den strøm, som generatoren belastes med, bliver derfor:

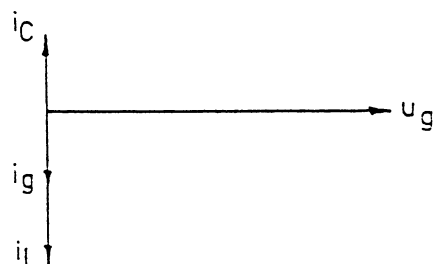
$$i_{\text{gen}} = i_C - i_L \quad \text{eller}$$

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

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.

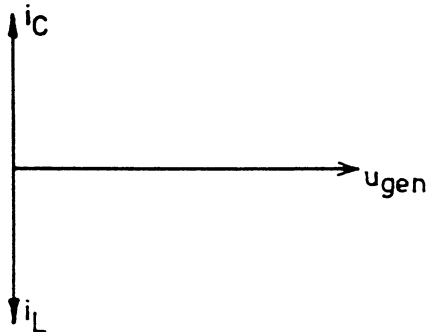
Da generatorstrømmen er 90° bagud for generatorspændingen, optræder parallelkredsen som en induktiv belastning til generatoren. Den samlede impedans kan findes ved

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

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

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

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.

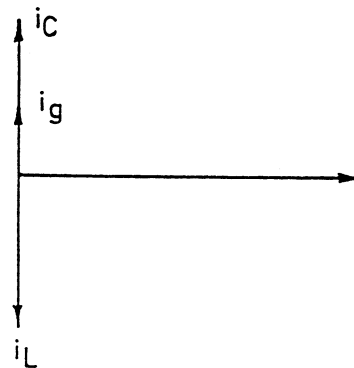


Generatoren vil opfatte kredsen som en uendelig stor modstand, idet:

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

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

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

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

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

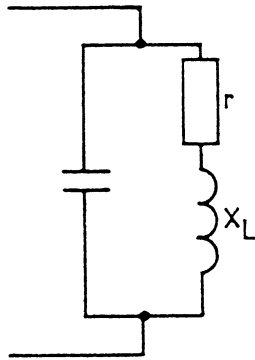
Reaktansen i spolen eller kondensatoren kan altså findes som kvadratroden af forholdet mellem L og C .

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:

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

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

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

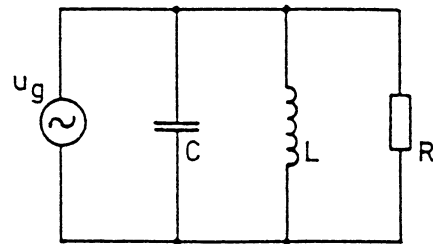
$$Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

4.2 Resonansimpedans, Z_{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 .



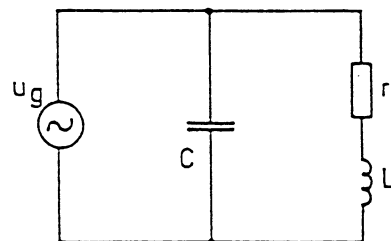
R er lig med resonansimpedansen, Z_{res} .

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 afsættes 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 formlen

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

eller

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

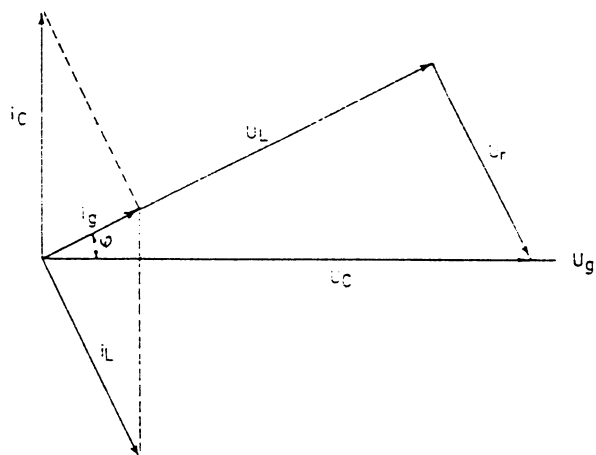
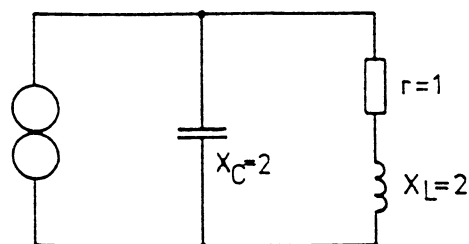
Hvis Q 'et i kredsen er større end 10, kan formelen for den ideelle kreds anvendes, da fejlen bliver mindre end 1% ved $Q > 10$.

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

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 .

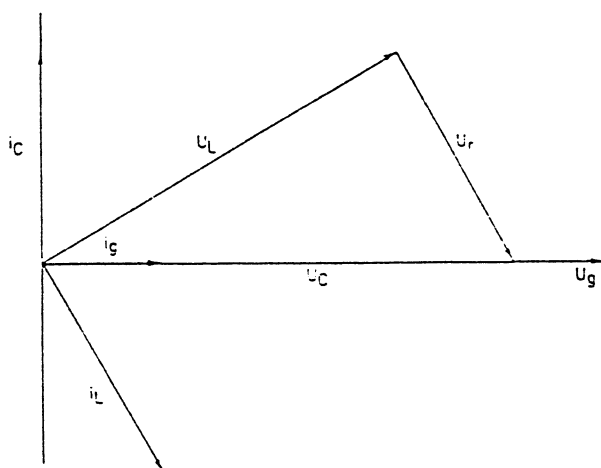
Fasevinklen mellem generatorspænding er $-26,5^\circ$. Da strømmen kommer før spændingen, optræder parallelkredsen kapacitivt.

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

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

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

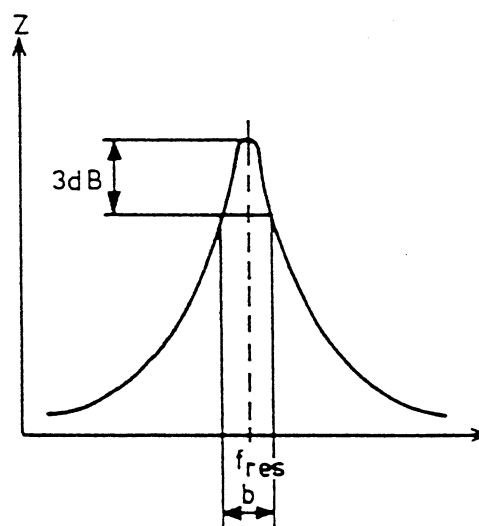


Ved denne frekvens er i_g i fase med u_g , parallelkredsen optræder som en ren ohmsk modstand.

4.5 Båndbredde

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

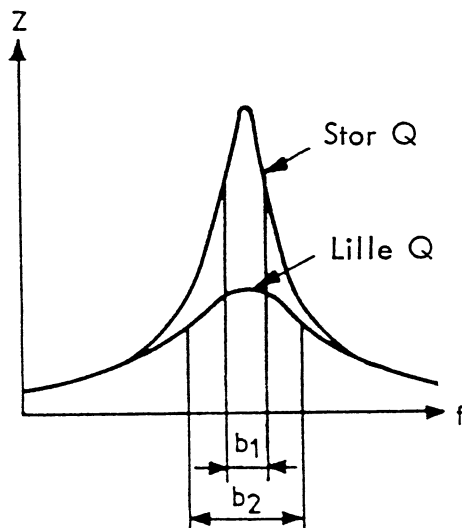
Afstanden mellem de to frekvenser beliggende på hver side af f_{res} , hvor impedansen er faldet 3 dB i forhold til resonansimpedansen, kaldes kredsens båndbredde b . Ved disse to frekvenser er der en faseforskydning på 45° mellem strømmen til kredsen og spændingen over kredsen.



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

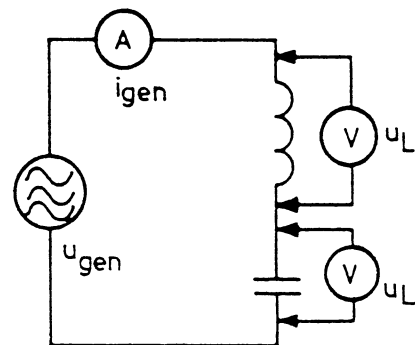
Ved en seriekreds bestående af en spole og en kondensator gennemløbes begge komponenter af strømmen fra generatoren.

Over L vil der være en spænding:

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

og over C vil der være en spænding:

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



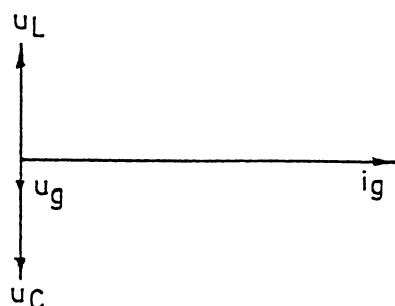
Da spændingen over spolen er 90° foran strømmen, medens spændingen over kondensatoren er 90° efter strømmen, vil de to spændinger være i modfase. Spændingen over seriekredsen vil nu være:

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

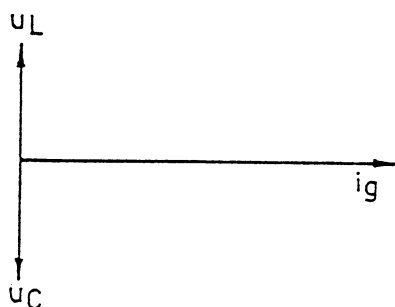
$$u_{\text{gen}} = u_C - u_L$$

afhængig af, hvilken spænding der er størst.

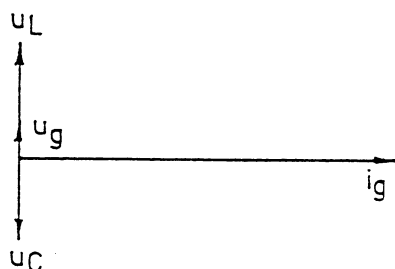
Ved frekvenser mindre end resonansfrekvensen er u_C størst, og seriekredsen optræder kapacitivt.



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.



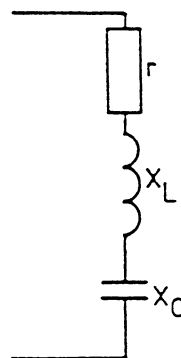
5.3 Resonansimpedans

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 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 .



$$\text{Altså: } Z_{\text{res}} = r$$

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

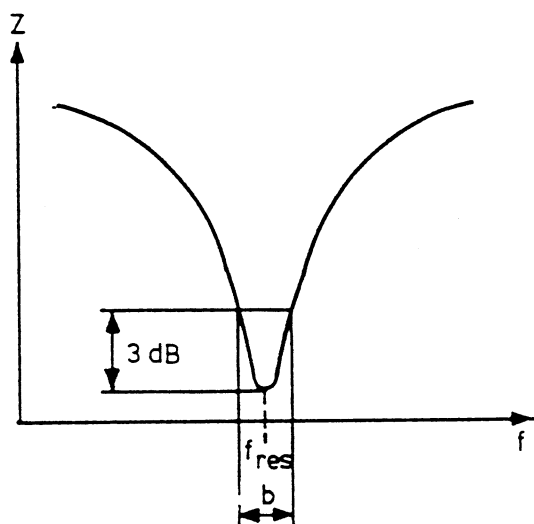
Ved resonans vil der over henholdsvis spole og kondensator være en spænding, som er Q gange større end den tilsluttede generatorspænding.

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. Seriekrede's impedans er kapacitiv under resonans, induktiv over resonans og ohmsk på resonansfrekvensen.

5.5 Båndbredde

Seriekrede's båndbredde er, som ved parallelkredsen, afstanden mellem de to frekvenser, hvor kreds impedansen er ændret 3 dB i forhold til resonansimpedansen.



Båndbredden afhænger også her af kredse's Q og kan beregnes efter:

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

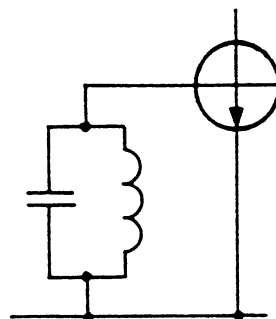
6. BELASTNING AF PARALLELKREDS

Når der anbringes en belastning over en parallelkreds, ændres kredse's godhed og dermed selektivitet og båndbredde.

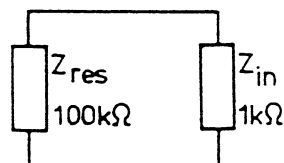
For at få et tilstrækkeligt Q , når parallelkredsen belastes, kan parallelkredsen opbygges med en lav resonansimpedans, eller der kan anvendes impedanstransformering.

6.1 Resonansimpedansens indflydelse

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

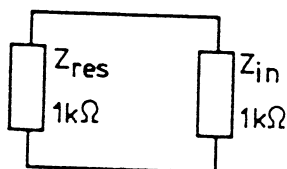


Har den pågældende svingningskreds en resonansimpedans på for eksempel $100 \text{ k}\Omega$, vil kredsen dæmpes voldsomt, Q 'et falder, båndbredden stiger, og kredse's resonansegenskaber ødelægges.



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. PA trin
2. Diagrameksempel
3. Lineærforstærker

1. PA TRIN

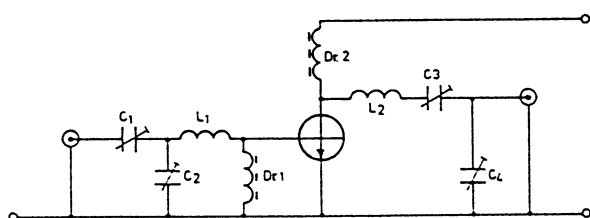
1.1 Impedanser

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 π 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 spærreretningen 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 μm 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.

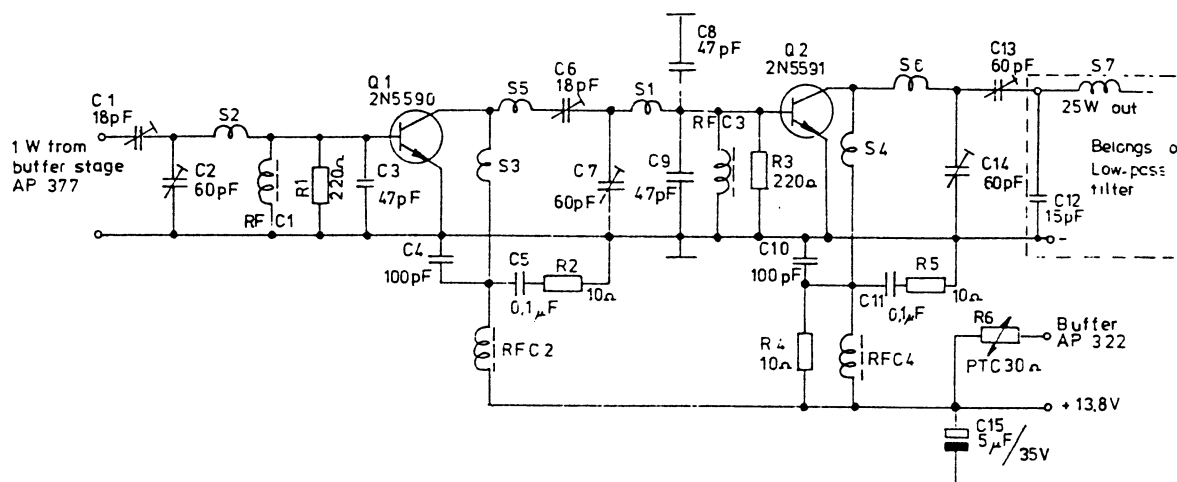
Emitteren skal udformes med størst mulig omkreds og mindst mulig areal.

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 π filter.

3. LINEÆRFORSTÆRKER

3.1 Arbejds punkt

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. Impedanstransformering med udtag
2. L led
3. π led

1. IMPEDANSTRANSFORMERING

MED UDTAG

Impedanstransformering kan foretages af to grunde:

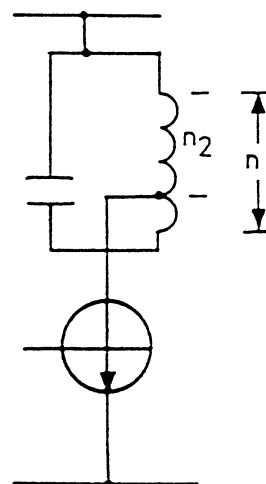
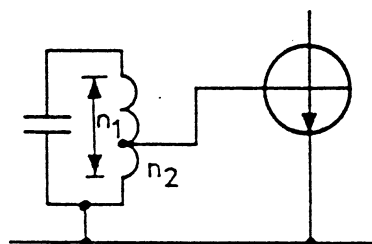
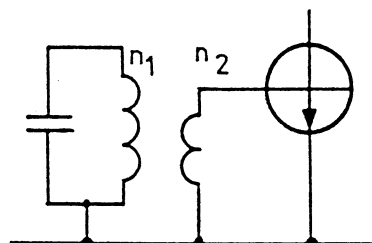
Enten fordi man ønsker, at en lav belastningsmodstand skal transformeres op i størrelse for ikke at belaste en foranliggende svingningskreds.

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 :

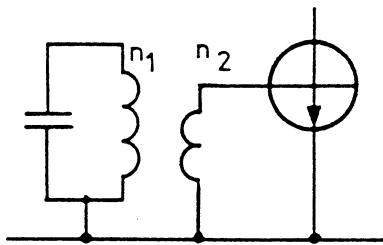
$$\left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2$$

Belastningsimpedansen bliver

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

Eksempel :

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



Transistoren belaster parallelkredsen med:

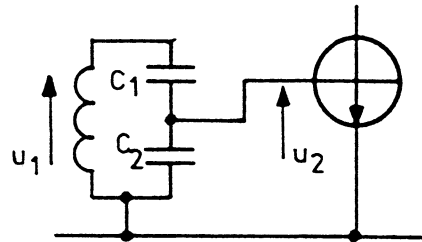
$$Z_{\text{bel}} = Z_{\text{in}} \cdot n^2 =$$

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

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:

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{X_{C1} + X_{C2}}{X_{C2}} =$$

$$\frac{C_1 + C_2}{C_2} = n$$

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 :

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

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

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

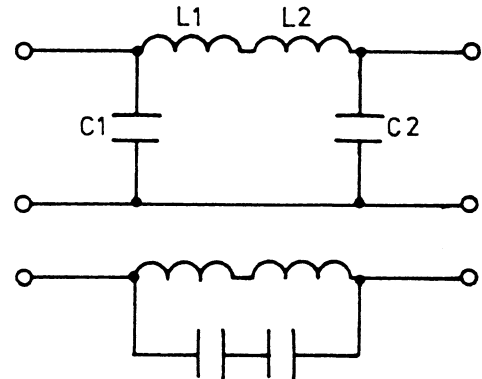
Transistoren belaster kredsen med:

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

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

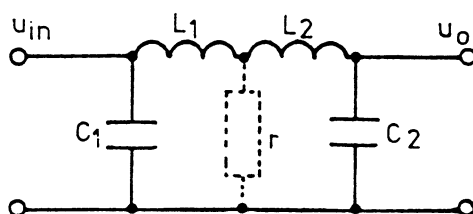
3.1 Resonansfrekvens

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



3. π FILTER

To L led kan sammensættes til et π 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 π 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 π leddet anvendes til impedanstransformation.

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:

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

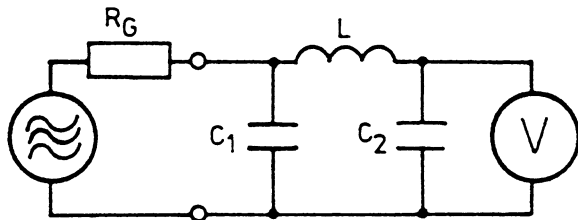
$$C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$$

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

159 kHz

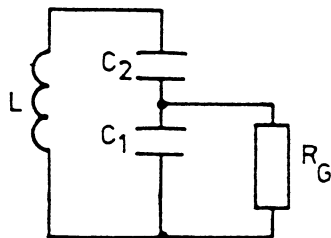
3.2 Belastede π led

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



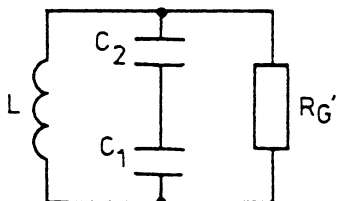
Q 'et i kredsen bestemmes af R_G og forholdet mellem C_1 og C_2 .

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 .

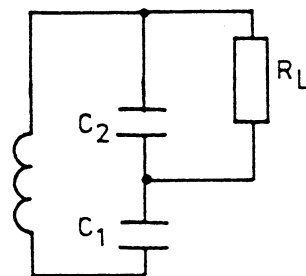
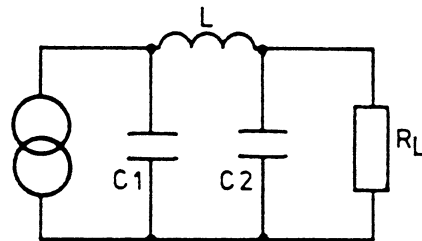


Belastningsmodstanden bliver

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

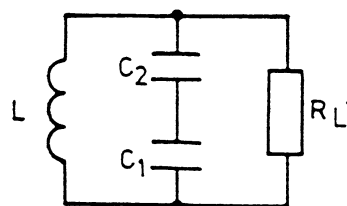


Hvis generatoren har en $R_G = \infty \Omega$, og π leddet belastes af en modstand R_L , belastes hele leddet af den transformerede R_L .

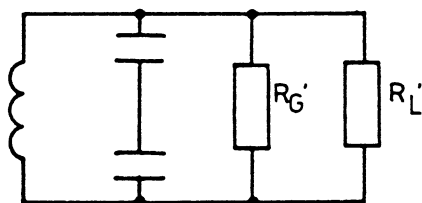
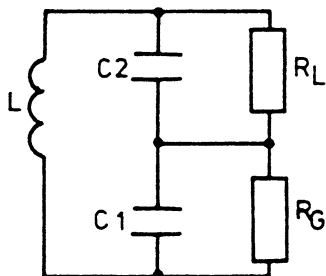


R_L transformeres til belastningsmodstanden R_L' .

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



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



Q'et i π leddet findes som:

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

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

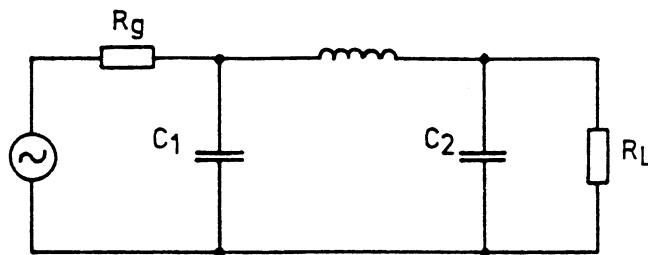
Hvis Q er større end 1, vil der ved resonans ske et spændingsop-sving over svingningskredsen.

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 π 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:

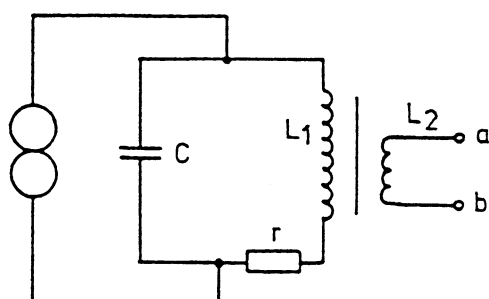
$$\frac{R_L}{R_g} = \left(\frac{C_1}{C_2} \right)^2 = m$$

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

1. L_1 og L_2 er viklet på samme kerne.

$C = 0,1 \mu F$, $L_1 = 100 \text{ mH}$, tabsmodstanden r er 8Ω .

$L_1 = 1.200$ vindinger, $L_2 = 80$ vindinger.



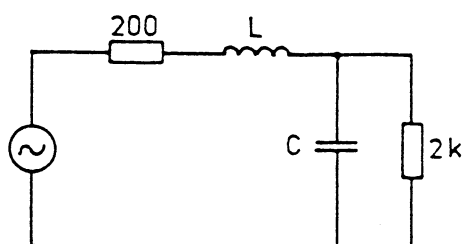
Beregn resonansfrekvensen.

$f_{\text{res}} =$ _____

Hvilken modstand kan tilsluttes mellem a og b for impedanstilpasning?

$R =$ _____

2. Der ønskes impedanstilpasning mellem en generatormodstand på 200Ω og en belastningsmodstand på $2 \text{ k}\Omega$ ved 1 MHz .



Beregn L og C .

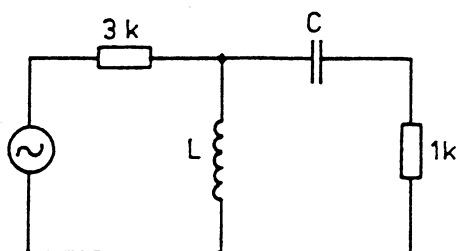
$L =$ _____

$C =$ _____

Hvor stor er svingningskredsens ubelastede resonansfrekvens?

$f_{\text{res}} =$ _____

3. Der ønskes impedanstilpasning mellem en generatormodstand på $3 \text{ k}\Omega$ og en belastningsmodstand på $1 \text{ k}\Omega$ ved 100 kHz .



Beregn L og C .

$L =$ _____

$C =$ _____

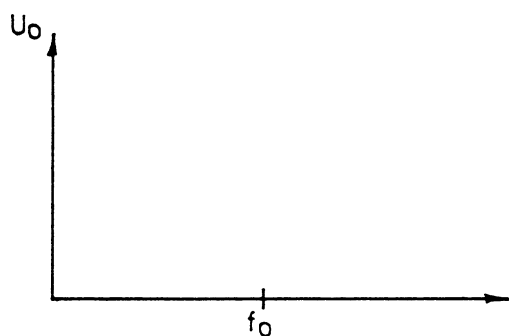
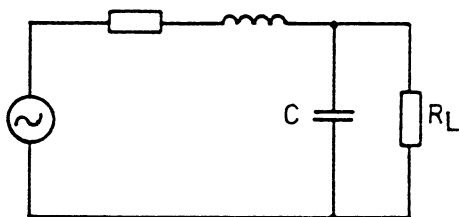
$f_{\text{res}} =$ _____

Hvor stor er svingningskredsens ubelastede resonansfrekvens?

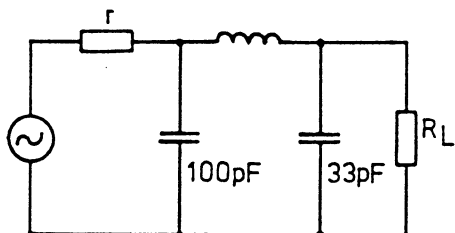
4. Tegn frekvenskarakteristikken for viste led, der har impedanstilpasning og hvor

$$\frac{R_L}{X_C} = 1,25$$

ved overgangsfrekvensen.

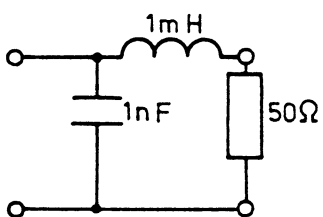


5. Hvor stor er impedansomsætningen i viste π led?



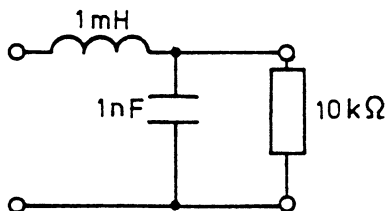
$m =$ _____

6. Hvad er Z_{in} i viste kredsløb ved resonansfrekvensen?



$Z_{in} =$ _____

7. Hvad er Z_{in} i viste kredsløb ved resonansfrekvensen?



$Z_{in} =$ _____

L-led

Opbygning

Et L-led består af en spole og en kondensator som vist på fig.

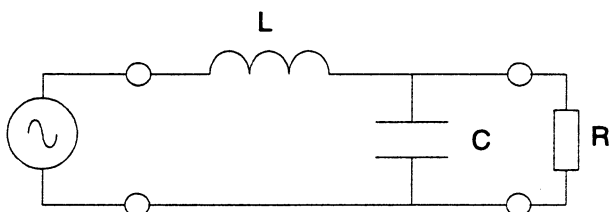


fig. 1 L-Led som Lavpasled

L-leddet udgør et lavpasled, med en afskæring over resonansfrekvensen på 12 dB/okt på grund af de to frekvensbestemmende komponenter.

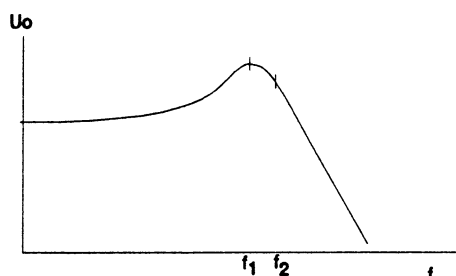


fig. 2 Frekvenskarakteristik for lavpasled

Det er også muligt at udføre L-leddet som et højpasled se fig. herunder

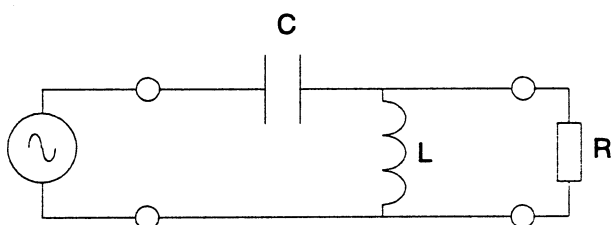


fig. 3 L-Led som Højpasled

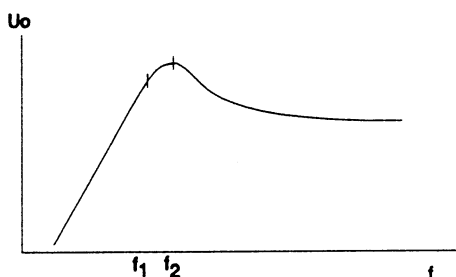


fig. 4 Frekvenskarakteristik for højpasled

Anvendelse

L-leddet anvendes ofte som impedanstilpasning i HF kredsløb, fx i senderudgang o.l. Hvis der benyttes lavpasled, hvilket er det mest almindelige, opnås samtidig en dæmpning af de harmoniske produkter der uvægerlig vil opstå i et klasse C trin.

Impedanstilpasning

Som bekendt skal der være impedanstilpasning mellem en generatorimpedansen Z_0 og belastningsmodstanden R , for at der kan overføres maximal effekt.

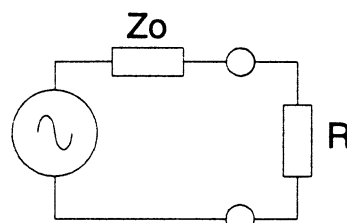


fig. 5 Impedanstilpasning

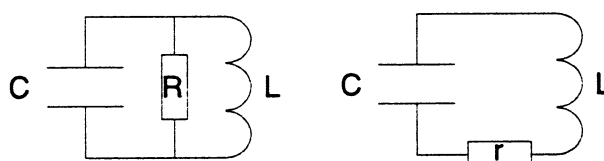
Er der ikke impedanstilpasning, må enten generator- eller belastningsimpedansen derfor transformeres til en sådan værdi at impedanstilpasning opnås. Dette kan fx ske ved hjælp af en svingningskreds i form af et L-led.

Virkemåde

En svingningskreds har som bekendt en høj parallelimpedans og en lav serieimpedans ved resonansfrekvensen.

Dette skyldes at der inde i kredsen løber meget store strømme, men betragter man kredsen udefra, behøver man kun at tilføre denne en lille strøm for at vedligeholde svingningen.

Serieimpedansen i svingningskredsen benævnes som lille r , og parallelimpedansen benævnes som store R



De to størrelser r og R er afhængige af kredsens Q således:

$$R = Q \cdot X$$

$$r = \frac{X}{Q}$$

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

$$X = r \cdot Q$$

Dette er anskueliggjort i figuren herunder.

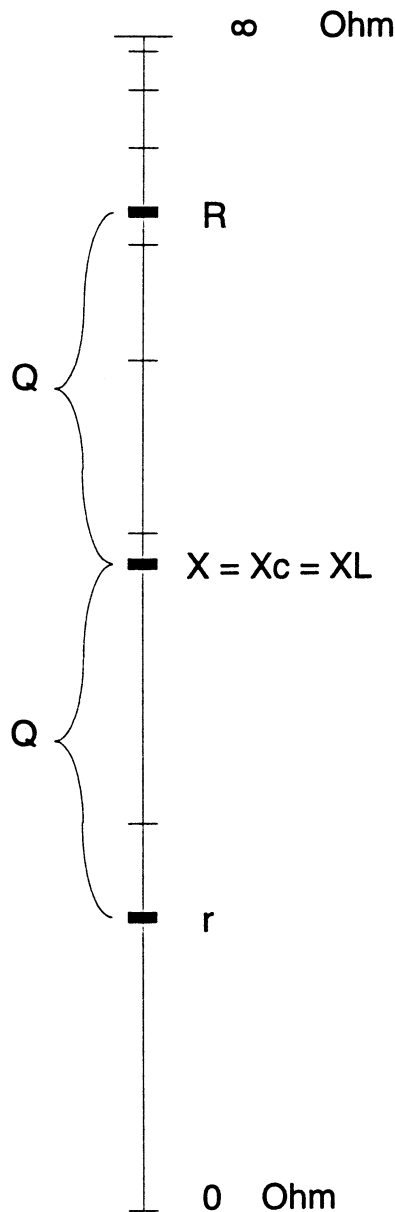


fig. 7 relation mellem Q , R og r

Hvis man har en svingningskreds med et højt Q , og sætter en belastningsmodstand parallelt over, vil denne kreds få et dårligere Q idet den tilføjede modstand vil mindske R , hvilket igen vil give større værdi for r .

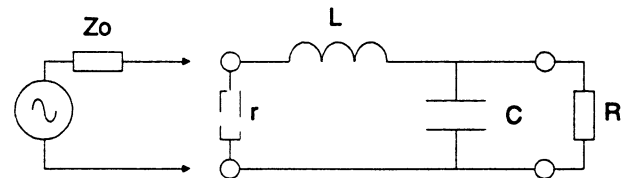


fig. 8 transformation

Det er således muligt at slutte en stor belastningsmodstand over en svingningskreds og derved se denne som en mindre værdi hvis man "kigger" ind i serie med svingningskredsen.

Dette ses også af fig. 7, ved at r kan findes ved at spejle R omkring punktet X .

Det er således muligt at transformere til en vilkårlig størrelse, blot ved at ændre svingningskredsens Q .

Dette får imidlertid også indflydelse på båndbredden, hvilket kan få betydning hvor et stort frekvensspektrum skal dækkes.

Dette problem kan imidlertid løses ved at seriekoble flere L-led, hvor de enkelte led udfører en mindre transformation, med deraf følgende lavere Q .

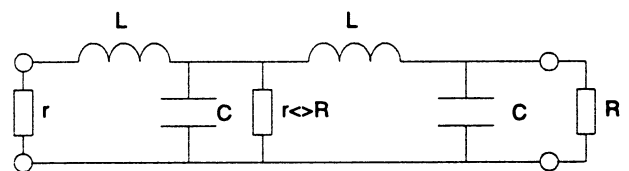


fig. 9 dobbelt L-led for at opnå stor B_w

Beregning af L-led

Omregning mellem serie- og parallel impedans kan foretages således:

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

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

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

hvor m er omsætningsforholdet mellem L-leddets Z_{in} og belastningsmodstanden R.

Først findes omsætningsforholdet således:

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

$$L = \frac{50 \cdot \sqrt{4 - 1}}{2 \cdot \pi \cdot 100k} = 137,8 \mu\text{H}$$

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

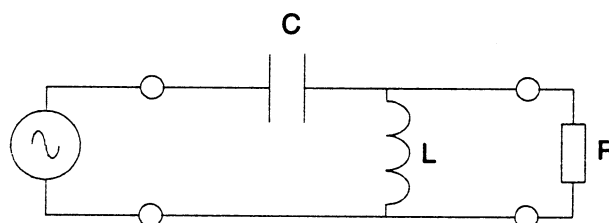


fig. 11 Højpasled

Lavpasled

Størrelsen af L og C findes således:

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

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

Frekvenskarakteristikken bliver som vist. Resonansfrekvensen benævnes f_2 .

Hvis de to fundne komponenters resonansfrekvens beregnes efter den sædvanlige resonansformel, fås en højere resonansfrekvens f_1 , hvilket skyldes at det lave Q vil sænke resonansfrekvensen se fig 2.

Eksempel:

Der ønskes impedanstilpasning mellem en generator impedans på 50 Ω en belastningsmodstand på 200 Ω .

Generatorfrekvensen er 100 kHz.

Find L og C

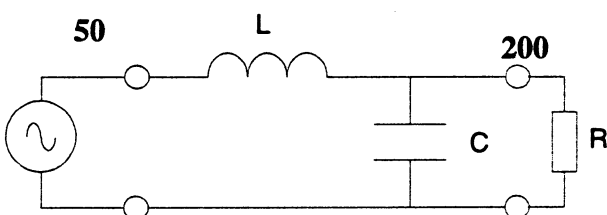


fig. 10 Beregningseksempel på lavpasled

Højpasled

Størrelsen af L og C findes således:

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

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

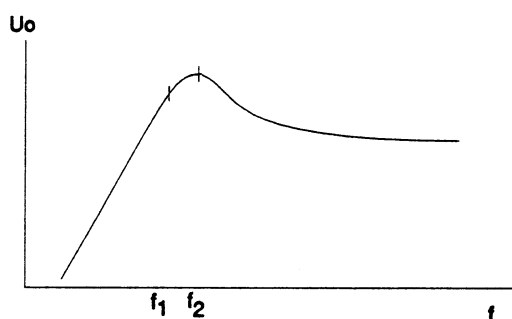


fig.12 frekvenskarakteristik Højpasled

Frekvenskarakteristikken bliver som vist. Resonansfrekvensen benævnes f_2 .

Hvis de to fundne komponenters resonansfrekvens beregnes efter den sædvanlige resonansformel, fås en lavere resonansfrekvens f_1 , hvilket skyldes at det lave Q vil hæve resonansfrekvensen.

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.

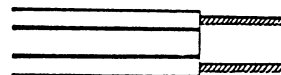
Feederen skal overføre senderens effekt såvidt muligt tabsfrit fra sender til antenne. At strømvarmetab og dielektriske tab er uønskede er selvindlysende, men også tab på grund af stråling fra feederen må undgås, da feederen sjældent kan give en så effektiv stråling som antennen, der jo netop er anbragt 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 kobberlitz fastholdt af et isolerende materiale.

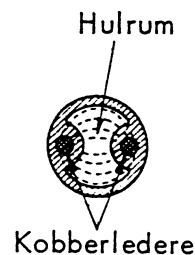
Der findes forskellige typer, hvor afstanden mellem lederen er forskellige. Kablet kaldes også et fladkabel.



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.

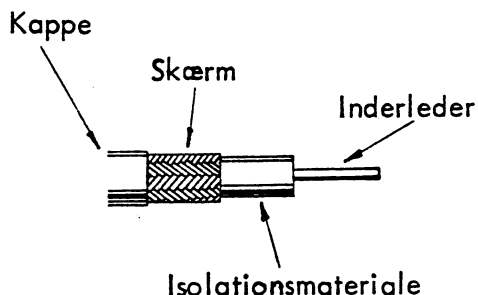
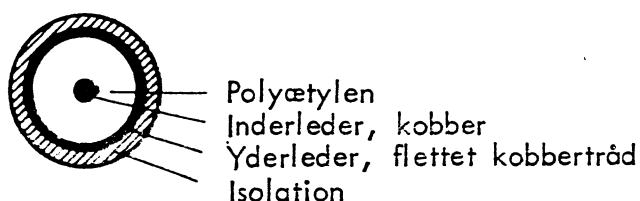
Dette kabel består af inderleder, isolationsmateriale, skærm og kappe.

Inderlederen består af kobbertråd, der kan være forfinnet eller forsvøvet.

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 forsvøvet.



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, vejr- og temperaturbestandigt materiale f.eks. PVC.

Fordelen ved koaksialkablet er, at inderleder er afskærmet, hvorved kablet bliver ufølsomt over for ydre støjfelte.

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 overføringsled 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

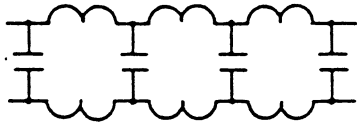
Et kabel har altid et tab, som vil medføre, at signalet, der udtages fra kablet, er dæmpet i forhold til det tilførte signal.

Denne dæmpning af signalet kaldes kabeldæmpningen.

Kabeldæmpningen afhænger af det anvendte kables længde.

Dæmpningen angives i dB pr. 100 meter.

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 Ω .

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

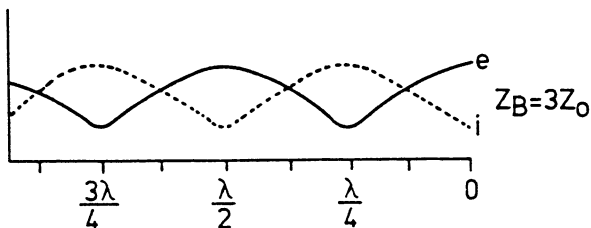
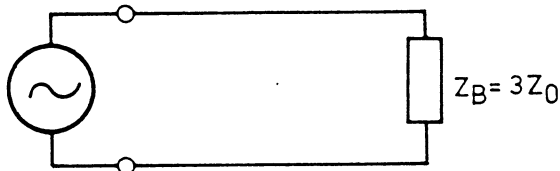
2.1 Uafstemt feeder

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.

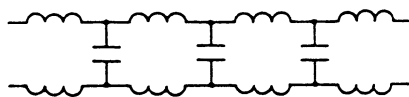
2.2 Afstemte feedere

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, λ_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 afskåret til en enkelt bølgelængde.

$$\epsilon = 2,25, \lambda_L = 3 \text{ m.}$$

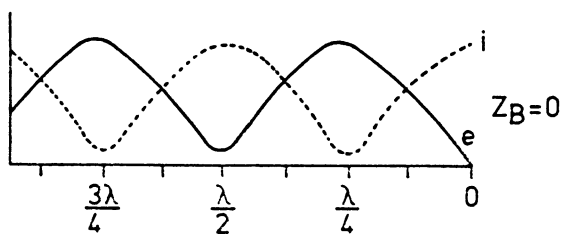
Den mekaniske bølgelængde

$$\lambda_T = \frac{3}{\sqrt{2,25}} = 2 \text{ m.}$$

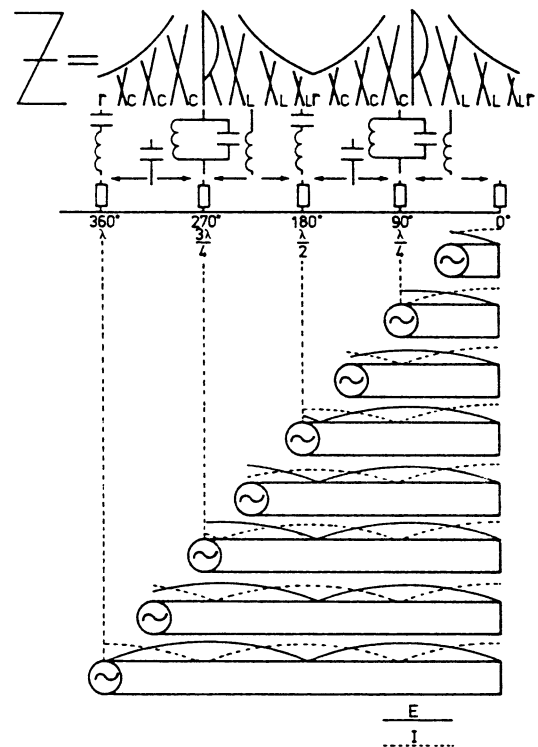
Dvs. i dette tilfælde er λ_T kun 67% af λ_L , bølgelængden i luft.

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 bølgelængde nærmere ved generatoren vil kablet virke som en afbrydelse, en halv bølgelængde fra kortslutningen mod generatoren vil kablet igen virke som en kortslutning 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 bølgelængde lang, virker som kapacitet.

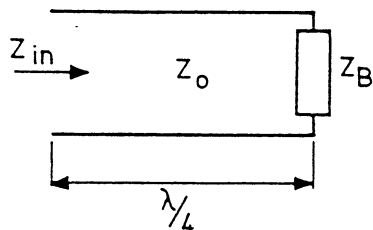
3.3 Kvartbølgetransformator

$\frac{1}{4} \lambda$ -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 75Ω skal tilpasses et 300Ω 's kabel.

$\frac{1}{4} \lambda$ -transformatorens impedans skal da være

$$Z_o = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_B} = \sqrt{75 \cdot 300} =$$

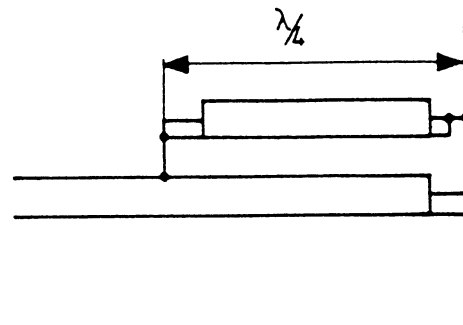
$$Z_o = 150 \Omega$$

3.4 Balun

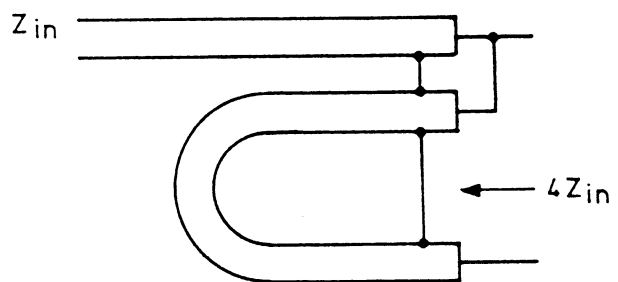
En balun transformerer fra symmetrisk til asymmetrisk eller omvendt. Til dette formål kan en kabeltransformator anvendes.

Balunen transformerer impedancerne 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

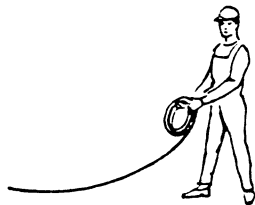
Koaksialkabler skal behandles varsomt under installationsarbejdet.

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. Tidsrefleksionsmåling
2. Frekvensafhængig tilpasning

UDSTYR

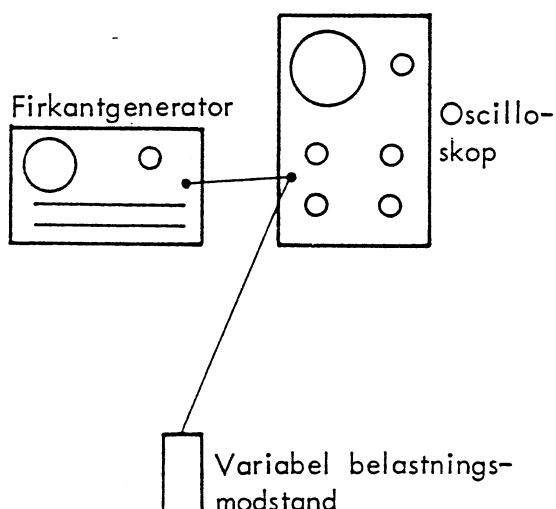
Firkantgenerator, oscilloskop, radio-telefon VHF, antenne $> \frac{1}{4} \lambda$, antenne $\frac{1}{4} \lambda$, antenne $< \frac{1}{4} \lambda$, reflektionswattmeter

MATERIALE

- 1 stk. langt kabel > 30 m
- 1 stk. variabel belastningsmodstand

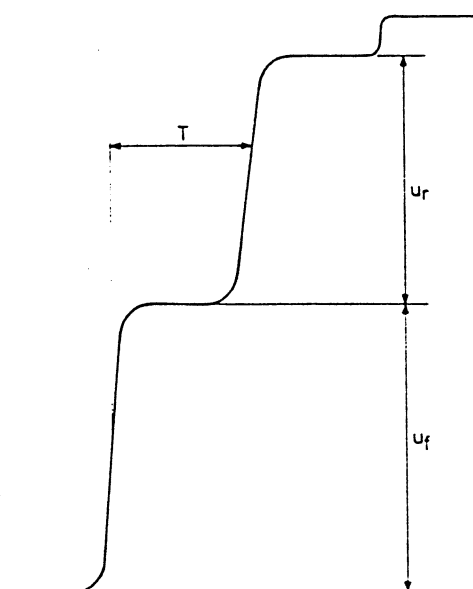
1. TIDSREFLEKTIONSMÅLING

1.1 Opbyg viste opstilling



- 1.2 Indstil firkantgenerator
 - frekvens til 300 kHz
 - amplitude til 2 Vpp uden belastning
- 1.3 Indstil oscilloskop
 - forstærkning til 1 V/div.
 - indstil x-time til $0,5 \mu\text{s}/\text{div.}$
- 1.4 Indstil belastningsmodstand
 - til maksimal modstand

1.5 Aflæs den fremadgående spænding u_f



$$u_f = \underline{\hspace{2cm}}$$

1.6 Aflæs den reflekterede spænding u_r

$$u_r = \underline{\hspace{2cm}}$$

1.7 Beregn standbølgeforholdet

$$\text{SWR} = \frac{u_f + u_r}{u_f - u_r} = \underline{\hspace{2cm}}$$

- 1.8 Drej belastningsmodstanden til $R_b < Z_0$
 - hvad sker der med fasen af det reflekterede signal?

1.9 Aflæs refleksionstiden T

$$T = \underline{\hspace{2cm}}$$

1.10 Beregn kabellængden

- få V opgivet for kablet

$$V = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$l = \frac{C \cdot V \cdot T}{2} = \underline{\hspace{2cm}}$$

C angiver lysets hastighed

V angiver forkortningsfaktoren

1.11 Mål kabellængden

- med centimetermål

$$l = \underline{\hspace{2cm}}$$

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.

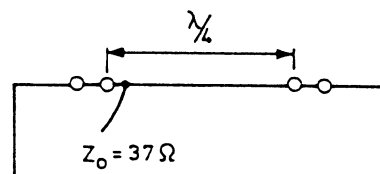
En antenne virker afstemt, når dens elektriske længde er et helt antal kvarte bølgelængder, f.eks. $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$ eller $\frac{3}{4}\lambda$.

En antenne på et ulige antal kvarte bølgelængde ($\frac{1}{4}$, $\frac{3}{4}$) har en lav fødeimpedans, den teoretiske størrelse er ca. $37\ \Omega$.

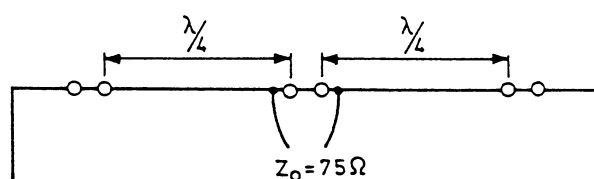
En antenne på et lige antal kvarte bølgelængder ($\frac{1}{2}$, 1λ) har en høj fødeimpedans på nogle kiloohm, afhængig af trådens tykkelse.

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 forbindes med et symmetrisk kabel på ca. $75\ \Omega$.

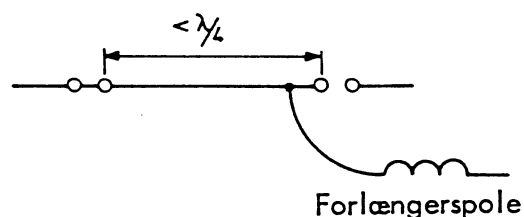


1.3 Uafstemte antenner

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.

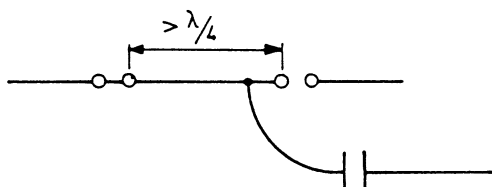
Er antennelængden kortere end $\frac{1}{4}\lambda$, mellem $\frac{1}{2}$ og $\frac{3}{4}\lambda$ eller 1 og $1\frac{1}{4}$ osv., virker antennen kapacitivt. Denne kapacitet kan indgå som afstemningskapacitet i en svingningskreds.

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 37Ω .

En antenne, der er mellem $\frac{1}{4}$ og $\frac{1}{2} \lambda$ eller $\frac{3}{4}$ og 1λ , virker som en spole. Antennen kan afstemmes med en serieforbunden kondensator.



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° i forhold til det lodrette plan.

2. VHF OG UHF ANTENNER

2.1 Mekaniske mål

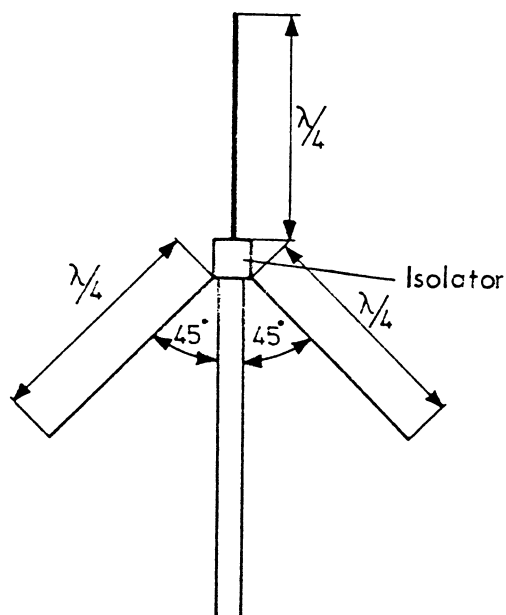
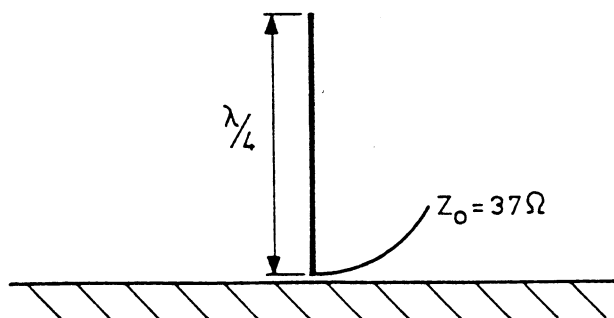
VHF og UHF antenner er normalt altid afstemte antenner. De mekaniske mål bliver fra nogle meter i VHF området til nogle centimeter i UHF området.

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.

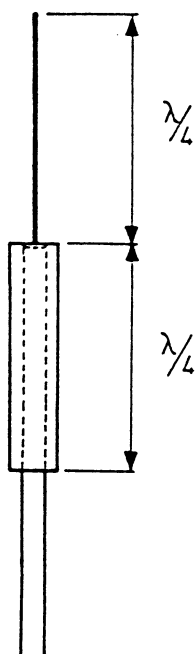
Impedansen er omkring 37Ω .



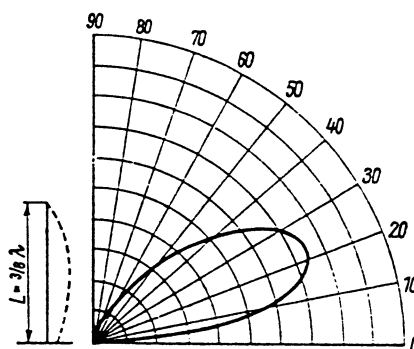
Med tre radialer i en vinkel på 45° vil antennens impedans være mellem 50 og 55Ω .

Er der anvendt fire radialer, falder impedansen til ca. 44Ω . Anbringes antennen højt oppe, vil den være ufølsom overfor signaler, der opstår nede ved jorden i nærheden af antennemasten.

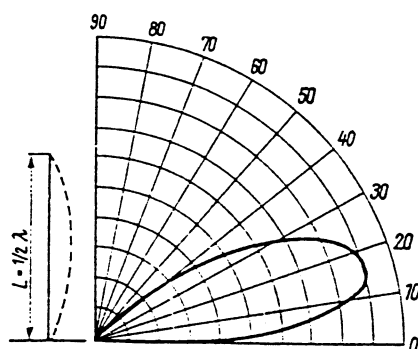
Ved at udskifte radialerne med et rør, der omslutter antennemasten, stiger impedansen, og antennen bliver mere følsom for signaler tæt inde under masten.



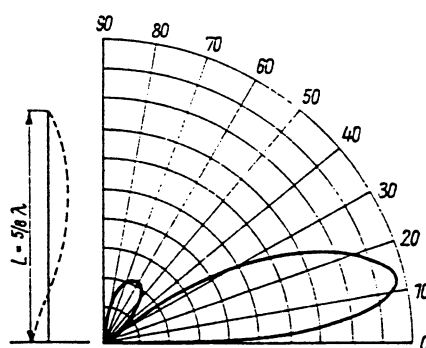
$3/8 \lambda$



$1/2 \lambda$



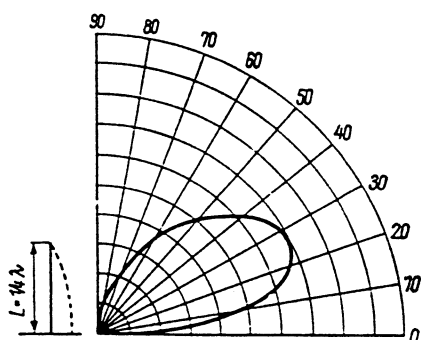
$5/8 \lambda$



2.3 Udstrålingsdiagrammer

Den vertikale antennes udstrålingsdiagram er afhængig af radialernes vinkel samt antennes længde.

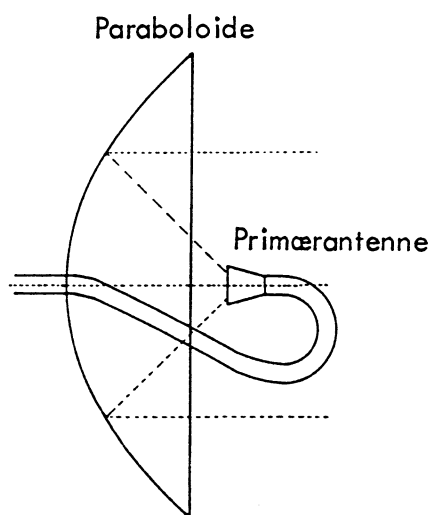
Med antennen stående på plan jord har en $1/4 \lambda$ antenne følgende vertikale udstrålingsdiagram.



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

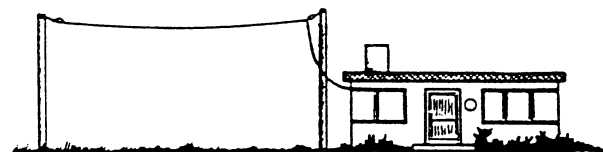
1. Formål med antenne
2. Uafstemte/afstemte antenner
3. Enkelt dipolantenne
4. Foldet dipolantenne
5. Tilpasning
6. Retningsdiagrammer
7. Antenners virkeflade
8. Flerelementantenner
9. Antenners afgivne spænding
10. Antennetyper

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 ANTENNER2.1 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.

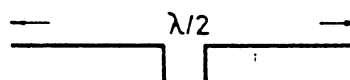
2.3 Bredbåndsantenner

Andre antenner kan anvendes inden for et ret stort frekvensområde dækkende flere kanaler, f.eks. K5, K6 og K7. Disse antenner kaldes bredbåndsantenner.

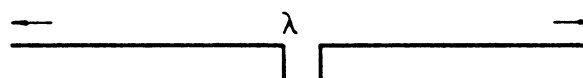
3. ENKELT DIPOLANTENNE3.1 Benævnelse

Den enkelte dipol benævnes også åben dipol.

Halvbølgedipol



Helbølgedipol

3.2 Opbygning

Antennen består af en letmetalstav, 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 = lysets hastighed
300.000 km/sek.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300 \text{ M}}{100 \text{ M}} = 3 \text{ meter}$$

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{3}{2} = 1,5 \text{ meter}$$

$$\text{Antennelængde} = 1,5 - 10\% = 1,5 - 0,15 = \underline{1,35 \text{ meter}}$$

3.4 Antenneimpedans

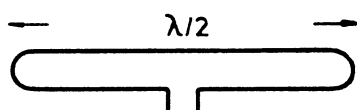
Antennen kan betragtes som en HF-generator med en bestemt indre modstand (impedans).

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 stavers 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.

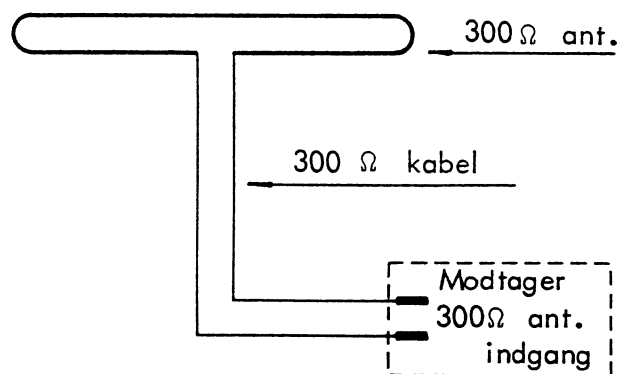
5. TILPASNING

5.1 Belastningsimpedans

For at få størst energi overført fra antenne til modtager, skal der være effektilpasning, 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

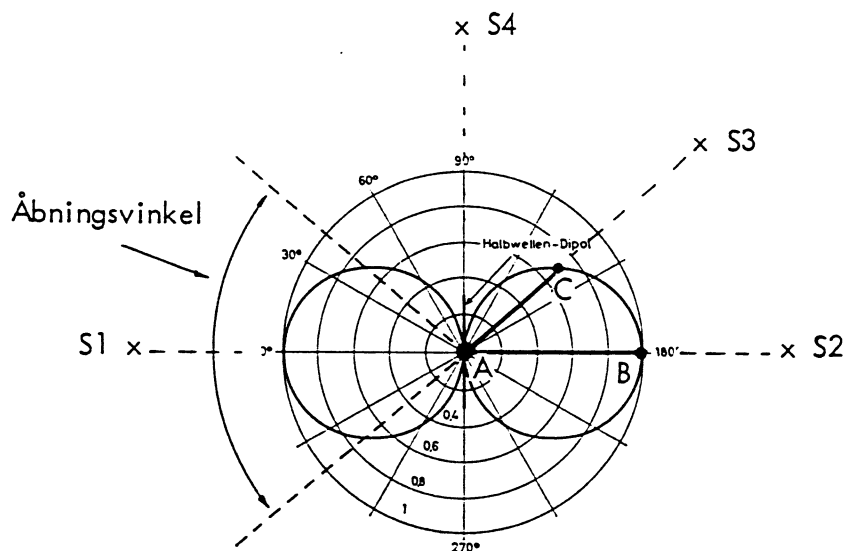
I tilfælde af mistilpasning, altså hvor antenne, kabel og indgang ikke "passer sammen", risikerer man, at der opstår svækkelse og/eller refleksioner af signalet.

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 halvølgedipol.

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.

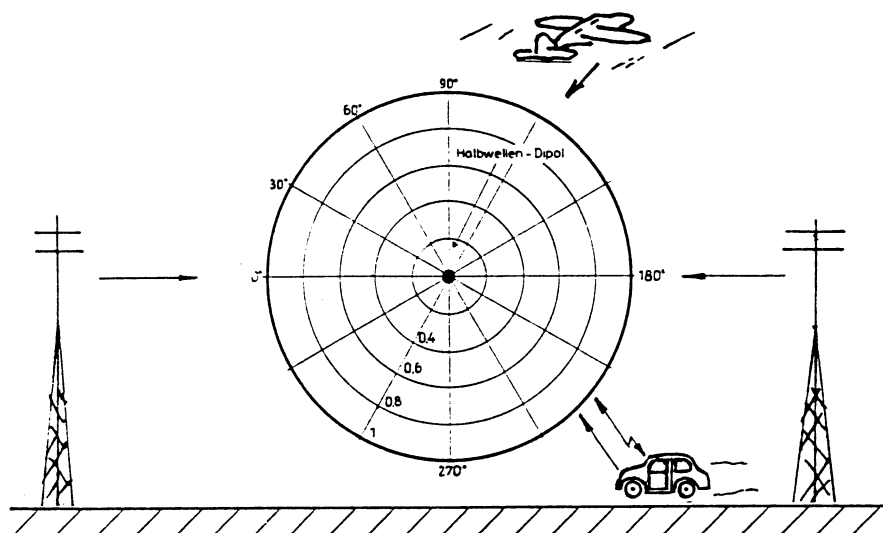
6.3 Antennens åbningsvinkel

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 halvølgedipolen er ca. 90° .

6.4 Vertikalt retningsdiagram



Billedet viser det vertikale retningsdiagram for en halvbølgedipol.

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° .

7. ANTENNERS VIRKEFLADE

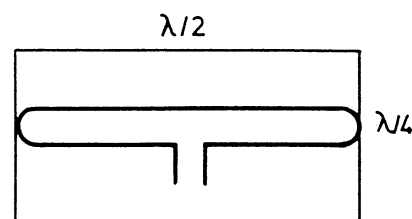
7.1 Indfangningsareal

Ved en antennes virkeflade forstås det areal, hvori antennen er i stand til at indfange de elektromagnetiske svingninger.

7.2 Beregning af virkeflade

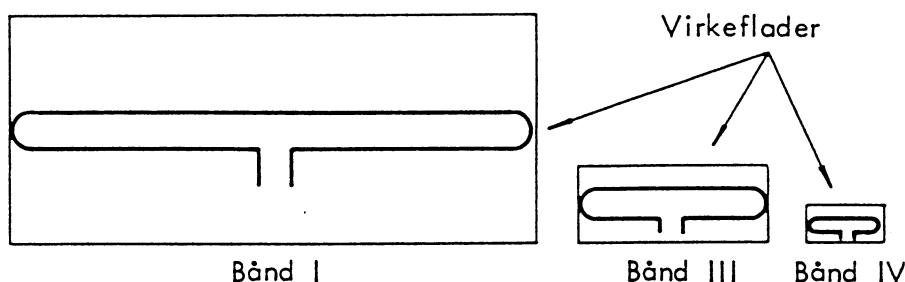
Virkefladen for en halvbølgedipol:

$$\frac{\lambda}{2} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda^2}{8}$$



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:

$$1 : \frac{1}{4} : \frac{1}{16}.$$

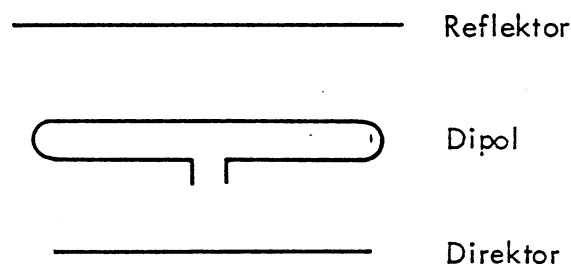
Virkefladerne forholder sig derfor til hinanden som kvadratet på forholdene, altså

$$1 : \frac{1}{16} : \frac{1}{256}.$$

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.

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. FLERELEMENTANTENNER

8.1 Hjælpeelementer

Ved at tilføje hjælpeelementer kan dipolens virkeflade forøges.

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 flerement-antenne

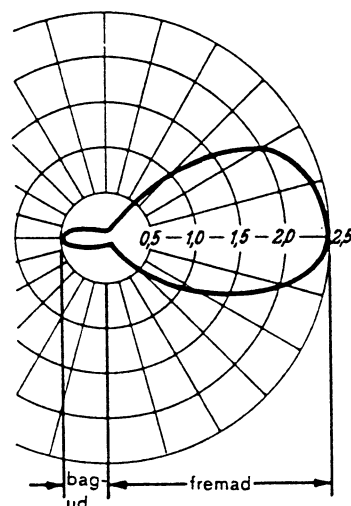
Hjælpeelementerne ændrer antennens retningsdiagram.

De to billeder viser det horisontale og vertikale retningsdiagram for en tre-elementantenne.

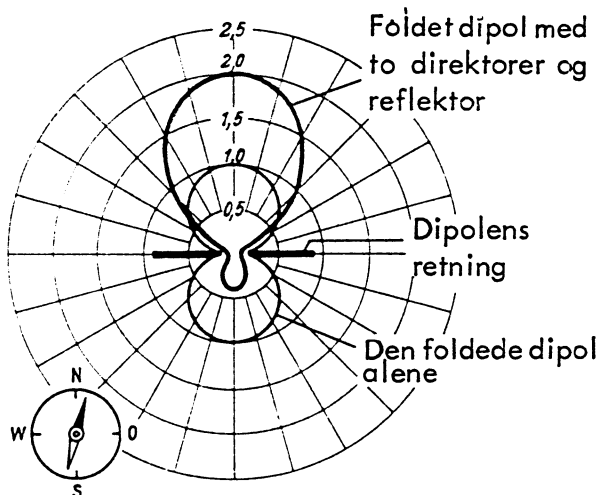
Følsomheden er nu udpræget i én retning, og støjfølsomheden er nedsat.

Følsomheden fremad er forøget, medens følsomheden bagud er formindsket. Fremad/bagud forholdet er ikke længere 1 som ved dipolen uden hjælpeelementer.

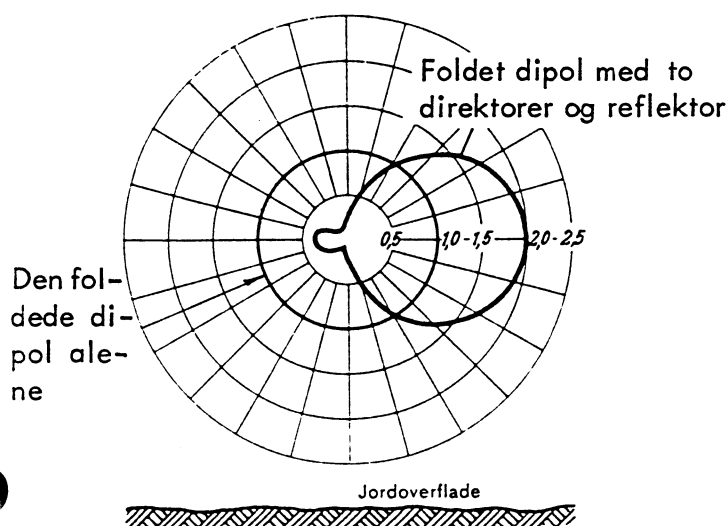
Retningsdiagram, hvor fremad/bagud forholdet er ca. 5.



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. μV eller mV .

Dette er ikke altid hensigtsmæssigt, idet det efterfølgende kables dæmpning altid angives i dB .

Ved større antenneanlæg med antenneforstærkere angives også udgangsspændingen fra forstærkeren i dB .

Derfor angives signalstyrken eller -niveauet i $\text{dB}\mu\text{V}$.

$\text{dB}\mu\text{V}$ angiver, hvor mange dB signalspændingen er større end $1\mu\text{V}$, altså svarer 0dB til $1\mu\text{V}$ refererende til en impedans på 60 til 70 ohm .

9.3 Eksempel på anvendelse

En antenne afgiver	$56\text{dB}\mu\text{V}$
Nedføringskablet dæmper	<u>8dB</u>
Signalspænding til modtager	$48\text{dB}\mu\text{V} =$ <u>$250\mu\text{V}$</u>

9.4 Omregning mellem spænding og $\text{dB}\mu\text{V}$

Nedenstående tabel kan bruges til omregning mellem signalspændinger i 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

Kontrolmåling på kommunikationsudstyr

Kvaliteten af en radiokommunikation er resultatet af en række krav der stilles ved typegodkendelse af radiokommunikationsudstyr. De fleste lande har udformet tekniske direktiver, der definerer minimumskrav der skal være opfyldt før et radiokommunikationsanlæg må benyttes. I disse krav sikres det at anlægget ikke giver forstyrrelser i andre anlæg, og giver en god transmissionskvalitet, og ikke lader sig forstyrre af andre anlæg.

De forskellige nationale direktiver er baseret på internationale rekommendationer eller standarder. Indtil 1989 var CEPT (Conference of European Postal and Telecommunications Administrations) ansvarlig for denne standardisering i europa. Dette ansvar ligger nu ved ETSI (European Telecommunications Standardization Institute).

Denne organisation består af såvel myndigheder og industrien, hvilket er noget nyt i forbindelse med tekniske krav til sådant udstyr, hvor vi hidtil har set krav opstillet ensidigt fra myndighederne. Alle lande der har ønsket at implementere ETSI standarden i deres egne nationale krav, har naturligvis været nødt til at foretage tilpasninger, men der er stadigvæk en række forskelle, og det kan være lidt problematisk at gennemskue de forskellige regler.

De gældende regler retter sig naturligvis i første omgang mod producenterne, der er ansvarlige for produktet, ikke kun ved leveringen, men også i udstyrets levetid. Det vil naturligvis være urealistisk at tro at udstyret til en hver tid vil kunne opfylde disse krav, uden at der skal foretages service på dette. Ved denne service er det ufravigeligt krav at serviceværkstedet også er bekendt med de fastsatte krav.

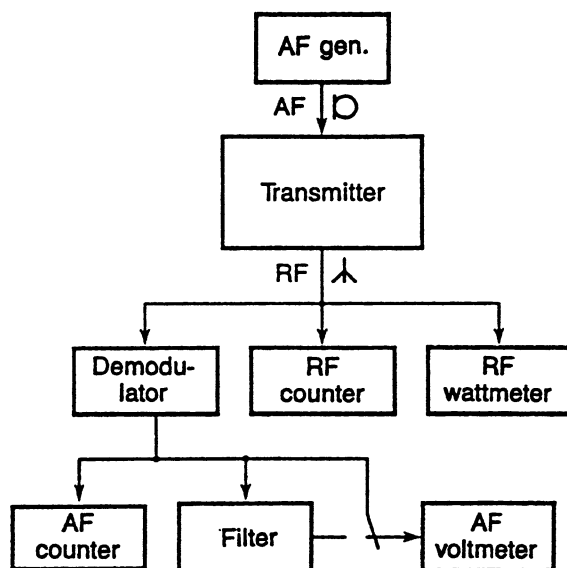
Test af radioanlægget

Ved den endelige test af udstyret, er det kun slutresultatet der tæller, og hvad der sker i de enkelte moduler i udstyret er i denne forbindelse ligegyldigt. Det kan derfor groft siges at de eneste adgangspun-

ker der er interessante er antennebøsningen, mikrofonbøsningen og højttalerbøsningen, på duplexanlæg uden indbygget duplexfilter kan der dog være tale om to antennebøsninger.

Der vil være behov for ændring af testopstillingen, afhængig af om det drejer sig om RX- eller TX måling.

På digitale systemer som fx GSM systemet kan alle test udføres fra antennebøsningen alene.



TX test

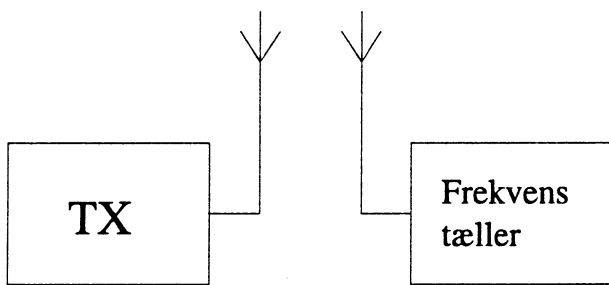
Ved test af senderen, skal denne moduleres med et LF signal. For at opnå sammenlignelige resultater er det nødvendigt at råde over en tonegenerator der kan indstilles præcist i såvel frekvens som level. Dette signal tilføres mikrofonbøsningen, med et passende niveau, oftest via et 20 dB dæmpeled, for at undgå forstyrrelser på grund af et for lille signal fra tonegeneratoren.

Ved modulationen og den efterfølgende forstærkning af HF signalet dannes det endelige sender-signal der tilføres antennebøsningen. Det er dette signal der skal kontrolleres for at se om senderen opfylder de specificerede parametre.

Til denne test kræves et antal specielle instrumenter hvis brug skal beskrives i det følgende.

Bærebølge frekvensen

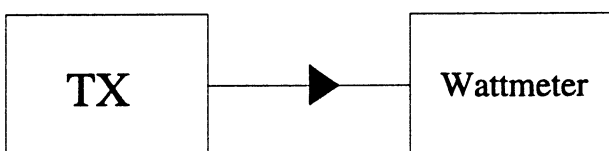
Bærebølgens frekvens kontrolleres når senderen er umoduleret, ved hjælp af en frekvenstæller der kobles løst til senderen. Det er vigtigt at foretage målingen uden modulation, eftersom en frekvensmoduleret sender vil kunne give skiftende udlæsning på tælleren, på grund af den varierende frekvens. Drejer det sig om en AM sender, vil stor modulationsdybde kunne medføre at tælleren kommer under triggerniveauet, hvilket også vil kunne give fejludlæsning.



Frekvenstæller tilkobles løst

Sendereffekt

Ved sendereffekten forstås den maksimale effekt en umoduleret sender tilfører antennen. Ved impedanstilpasning mellem sender og antenne, kan spændingen over antenneklemmerne måles, og effekten beregnes ved hjælp af ohms lov. En anden målemetode der kan benyttes, er et termisk wattmeter, dette måler hvor stor en varmeudvikling senderen forårsager i en belastningsmodstand, dette er en meget præcis metode, men har blot den ulempe at den ikke kan benyttes hvis senderen ikke sender kontinuert, dette er fx ikke tilfældet i GSM systemet.



Wattmeter kobles til sender

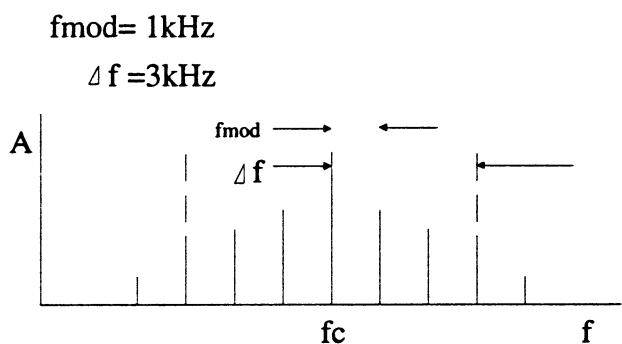
Modulation

I radiofoni sendere benyttes AM modulation, og i mellem- og kortbølge sendere benyttes SSB modulation, men i VHF- UHF anlæg som dette kapitel primært retter sig imod, benyttes udelukkende FM eller PM modulation på grund af disse modulationsformers bedre støjimmunitet.

I en FM sender vil bærebølgens frekvens variere som funktion af modulationssignalet, mens det ved fasemodulation vil være bærebølgens fase der vil variere som funktion af modulationssignalet. Hvis fx en FM sender ændrer sin frekvens $+1$ kHz ved et modulationssignal på $+1$ mV, og -1 kHz ved et modulationssignal på -1 mV, siger man at modulationsfølsomheden er 1 kHz/mV .

Frekvensvariationen på senderen kaldes for frekvensdeviationen og der er opstillet krav for hvor meget deviationen maksimalt må andrage af hensyn til nabokanalerne.

Som ved AM modulation, vil der også ved FM/PM opstå sidefrekvenser, men hvor der ved AM kun opstod 2 nye frekvenser, vil der ved FM/PM opstå et helt spektrum af signaler der er multiplum af modulationsfrekvensen.

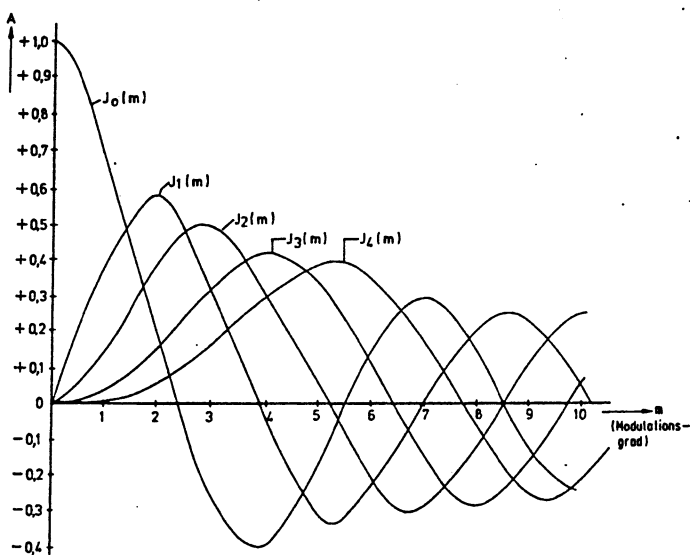


Spektrum omkring bærebølgen

Modulationsspektrum

Størrelsen af de enkelte sidefrekvenser følger en såkaldt Bessel funktion, og som det ses af kurvebladet, vil bærebølgen reduceres til 0 ved en modulationsindeks på 2,4.

Dette kan udnyttes som en enkel måde til at kontrollere sit modulationsmeter med. Sidefrekvenserne skal ikke opfattes som forvrængningsprodukter af modulationssignalet, men som en nødvendighed for at detektoren er i stand til at reproducere signalet uforvrænget i sin helhed.

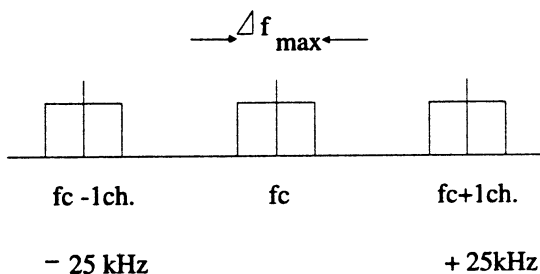


Besselfunktion

Maksimalt frekvenssving

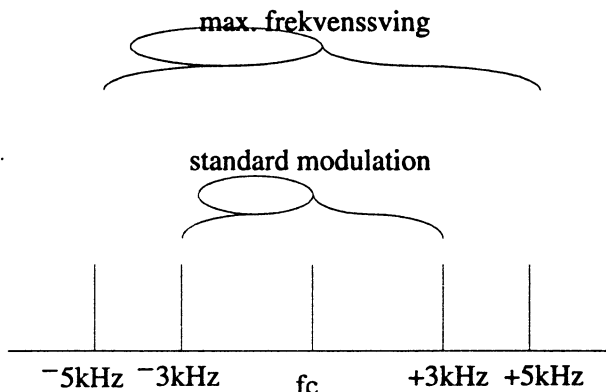
For at undgå at sidefrekvenserne forstyrrer i nabo-kanalerne, er det nødvendigt at begrænse det maksimale frekvenssving. Frekvenssvinget er afhængig af kanalafstanden, og må ikke overskride følgende:

Kanalafstand	Max. frekvenssving
12.5 kHz	± 2.5 kHz
20 kHz	± 4 kHz
25 kHz	± 5 kHz



Standard modulation

Ved sendermålinger benyttes ofte en referenceværdi, der kaldes for standardmodulation. Dette signal er en lavfrekvensspænding på 1 kHz der tilføres mikrofonindgangen, spændingen skal have en sådan størrelse at der opnås en modulation på 60% af max. frekvenssving. Det vil for 25 kHz kanalafstand betyde et sving på 3 kHz.



TX Noise

Selv en umoduleret bærebølge vil aldrig ligge fuldstændig korrekt på frekvensen, men slingre ubetydeligt omkring den korrekte frekvens. Dette kan opfattes som en svag modulation, som oftest på en meget lav frekvens, TX noise måles med modulationsmeter, ved at man først indstiller til standard modulation, derefter fjernes modulationssignalet til mikrofonindgangen, og det aflæses på modulationsmeteret, hvor meget frekvenssvinget mindskes.

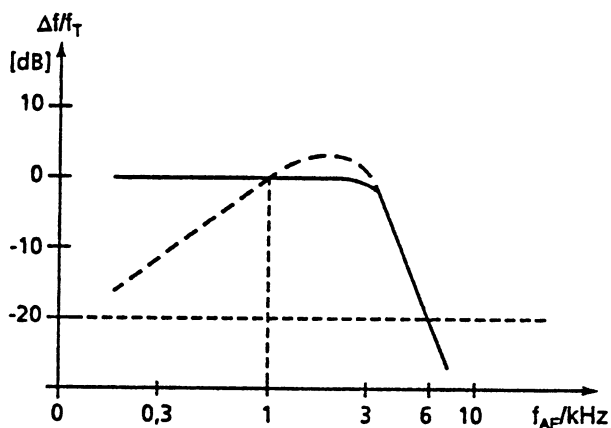
Denne TX noise vil påvirke det opnåelige signal/støjforhold.

Modulationskarakteristik

Ved højere modulationsfrekvenser, fås et større frekvenssving, hvilket betyder at der må tages forholdsregler for at overholde Max. frekvenssving.

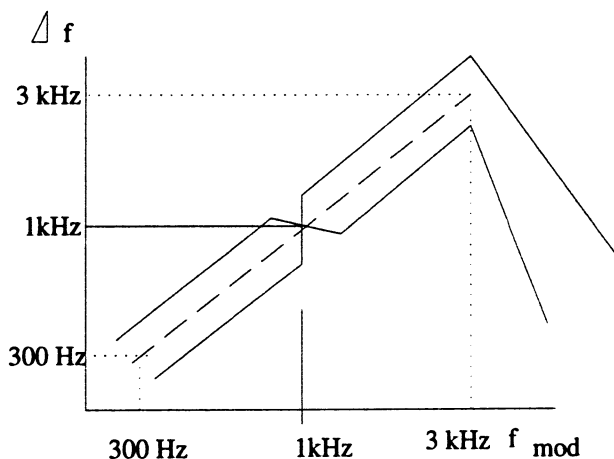
Af denne grund, og fordi den væsentligste del af talesignalet ligger under 3 kHz, har man vedtaget at begrænse frekvensområdet til 300 Hz til ca. 3 kHz.

Ved at lave en amplitude/frekvens karakteristisk for modulatoren, fås et indtryk af modulatorens linearitet. Ved målingen vil det ligeledes fremgå om det drejer sig om en FM eller en PM modulation, ved



Stiplet = PM, hel linie = FM

FM vil frekvenssvinget være konstant ved alle frekvenser indenfor området, hvorimod det for PM vil stige med 6 dB/okt.



Modulationskarakteristik

TX Distortion

Ved FM/PM modulation vil modulationen ligge symmetrisk omkring bærebølgen, hvilket kontrolleres med modulationsmeteret, hvis dette ikke er tilfældet, vil der opstå en såkaldt TX distortion, der naturligvis er uønsket.

De tekniske bestemmelser kræver at måling af TX distortion foretages ved 300, 500 og 1000 Hz. Ofte har man ikke mulighed for at foretage distortion måling ved andre frekvenser end 1000 Hz, dette vil også være tilstrækkeligt til servicebrug.

TX distortion er ikke så generende ved taletransmission, som ved musik, og kravene siger da også at distortion skal være under 10%, som oftest ligger den mellem 1 og 3%.

Nabokanal effekt

Nabokanal effekten er et tegn på om begrænserkarakteristikken i modulatoren fungerer efter hensigten. Målingen foretages bedst med en spektrumanalyser ved at man sammenligner effekten i nabokanalerne med effekten i nyttekanalen. Nabokanaleffekten skal gerne ligge 60 til 70 dB under nyttesignalet.

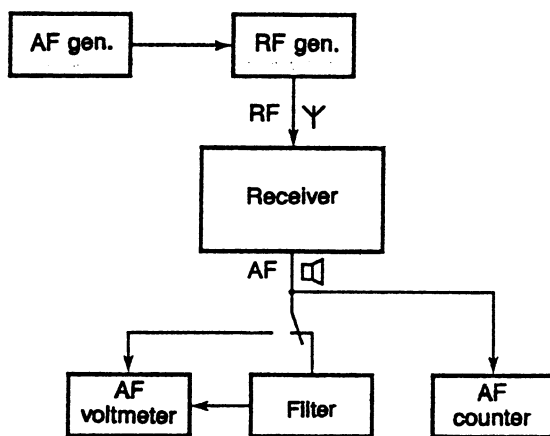
Spurius effekt

Sammen med udstrålingen i nabokanalen er det også nødvendigt at måle eventuel udstråling i frekvensområdet op til 12,7 GHz. Denne måling kan normalt ikke udføres på et serviceværksted.

Modtager Test

Ved test af modtageren tilføres denne et svagt signal, ofte under $1 \mu\text{V}$, selv ved denne lave spænding, skal det være muligt at justere spændingen præcist og modulationen skal ligeledes være konstant. I modtageren forstærkes signalet, hvorefter det detekteres og leverer et LF signal til højttaleren.

Det nødvendige måleudstyr omfatter ud over en signalgenerator et LF voltmeter, et filter, et distortion meter og evt en frekvenstæller.

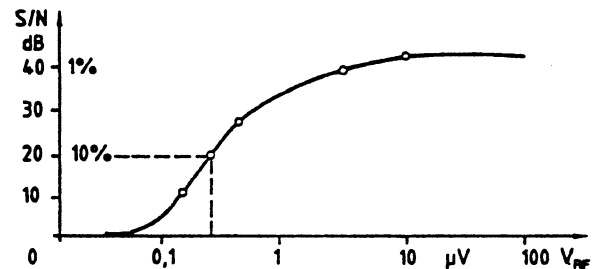


Modtager følsomhed

Det nødvendigt at forstå modtagerens virkemåde, for at se meningen med en følsomhedsmåling. Derfor vil jeg kort nævne de vigtigste ting ved modtageren.

I ethvert kredsløb opstår der støj, uanset om det er et passivt eller aktivt kredsløb. Ved at mindske indgangssignalet til modtageren, vil nyttesignalet nærme sig støjniveauet, og man siger at signal/støj afstanden mindskes. Ved store indgangsniveauer vil

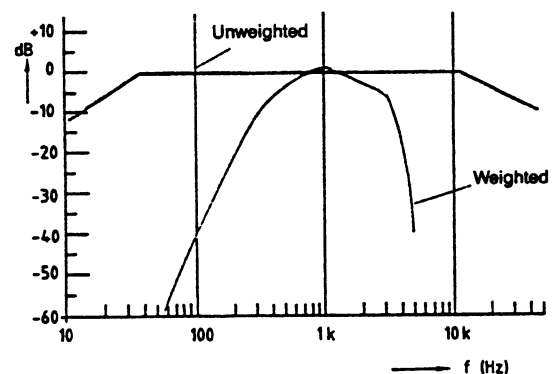
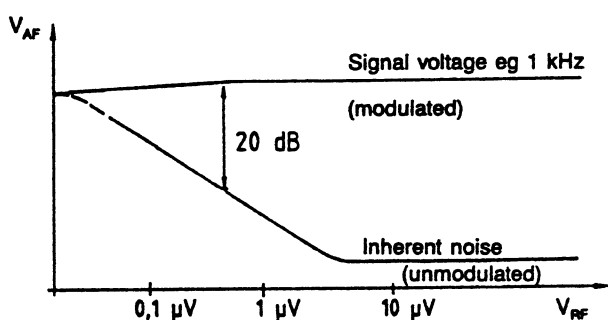
støjen være betydningsløs, hvorimod den vil virke forstyrrende ved lave signalniveauer, for til sidst at overdøve nyttesignalet, og umuliggøre kommunikation.



For at kunne angive følsomheden på en måde så det er muligt at sammenligne med andre modtagere, er der vedtaget en bestemt grænse, nemlig et signal/støj forhold på 20 dB. En indgangsspænding, der medfører dette signal/støj forhold siges at være modtagerens følsomhed.

For at opnå en resultat, der ligner det virkelige liv, indkobles et specielt filter der har en frekvenskarakteristik der ligner den menneskelige hørelse (psophometrisk filter).

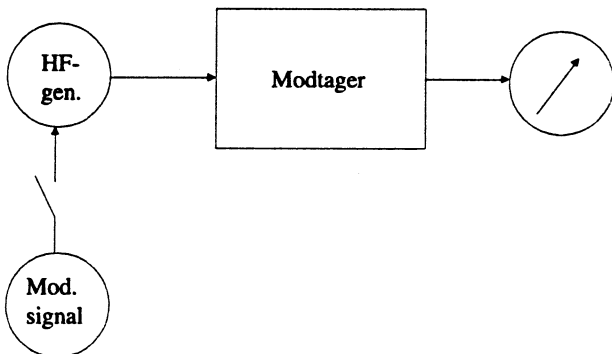
Støj ved 1 kHz, hvor det menneskelige øre har bedst følsomhed, vil føles meget mere generende end støj ved fx 500 Hz. Derfor har CCIT foreskrevet et vægteset filter, der vil korrigere målingen og give et mere realistisk billed. Hvis man ikke har et sådant filter, kan man godt måle følsomheden, men skal blot benytte et signal/støj forhold på 14 dB istedet for de førnævnte 20 dB. Dette giver et resultat der ligner ret tæt ved filtermålingen.



Signal/Støj forhold

Den enkleste måde til at finde signal/støjforholdet på er at måle størrelsen af LF signalet over højttaleren, dels med modulation og dels uden modulation, forholdet mellem disse to værdier giver signal/støj

$$\text{forholdet: } S/N = \frac{U_{lf_{\text{moduleret}}}}{U_{lf_{\text{umoduleret}}}}$$



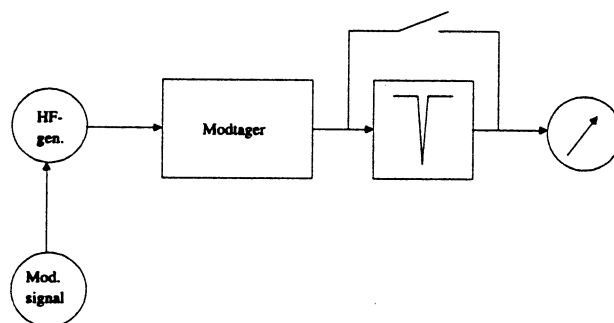
Signal/Støj måling

Dette er en simpel måling der let lader sig gennemføre uden det helt store opbud af instrumenter, men har også en væsentlig ulempe, nemlig at en eventuel forvrængning af LF signalet, der jo også vil blive opfattet som interferens, ikke vil blive medtaget i målingen, eftersom modulationen kobles fra under målingen af støjen.

SINAD måling

Forkortelsen SINAD dækker over Signal Noise And Distortion, dette viser at distortion også medtages i målingen. Testopstillingen omfatter et såkaldt notch filter (båndstopfilter) se fig.

Signalgeneratoren moduleres konstant, og LF signalet på højttalerudgangen måles i to omgange. Først måles det ufiltrerede signal, dette består af Signal + Noise + Distortion, derefter indkobles det selektive filter og justeres således at grundtonen (modulationsfrekvensen) fjernes, herefter måles det resterende signal der kun indeholder Noise + Distortion, nu beregnes SINAD på samme måde som ved S/N målingen nemlig SND/SN



SINAD måling

LF karakteristik

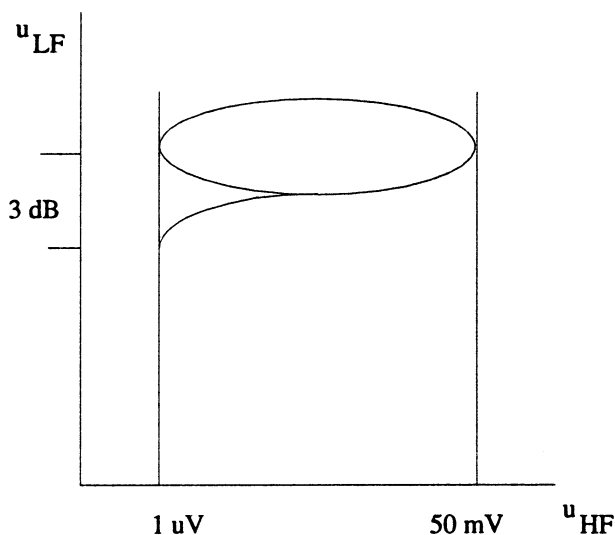
LF karakteristikken måles på LF udgangen, men er mere et mål for lineariteten i modulatoren, eftersom man måler karakteristikken for det samlede system. Der vil være forskel på om det er et FM eller et PM system man tester, på grund af den 6dB/okt hældning der er ved PM modulatoren.

RX Distortion

Distortion i modtageren måles ved hhv. 300, 500 og 1000 Hz. målingen er et udtryk for lineariteten i detektoren, og foretages ved et signalniveau der ligger godt over støjgrænsen fx 1-100mV. Der vil stadig være støj ved dette indgangsniveau, men er normalt så svag at der kan ses bort fra denne.

Begrænservirkning

Funktionen af begrænservirkningen i modtageren afprøves ved at HF signalet varieres, dette må ikke medføre at LF signalets amplitude ændres.

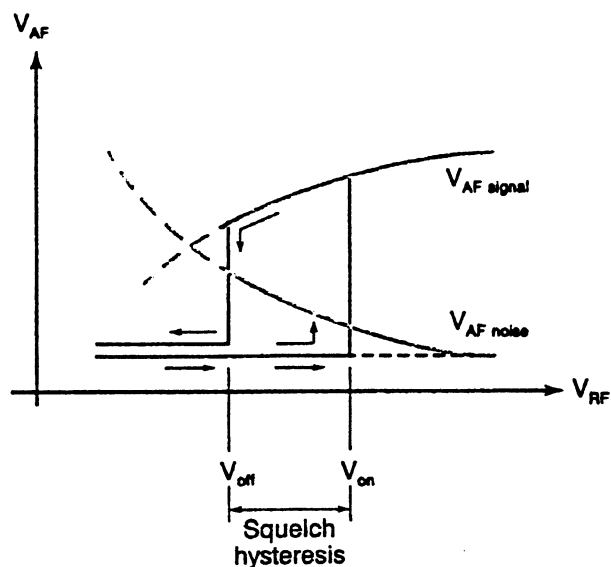


Squelch kredsløbet

Hvis modtageren er forsynet med et squelch kredsløb, vil man normalt koble dette fra under målingerne.

Ved normal drift, er det derimod vigtigt at squelch kredsløbet fungerer tilfredsstillende, da det ellers vil give anledning til irritation for brugeren. Det mest generende er hvis kredsløbet ofte kobler ud og ind.

For at undgå dette benyttes der som regel en hysteres, denne skal være så stor at almindeligt forekommende variationer i signalet ikke overskrider hysteresværdien.



Kontrolmåling på kommunikationsudstyr

Formål

Kontrolmåling er en meget vigtig procedure, og bør foretages når et apparat kommer ind til reparation eller før apparatet udleveres efter endt reparation. Herved kan det dels kontrolleres om apparatet overholder de givne specifikationer, og dels vil det lette fejlfindingen når apparatet næste gang kommer til reparation, idet man så ved hvilke data apparatet tidligere har kunnet overholde.

Udstyr

For at kunne foretage alle de nødvendige målinger på et kommunikationsudstyr, er det nødvendigt at råde over følgende instrumenter:

- 1 Kunstantenne
- 1 Frekvenstæller
- 1 HF-Wattmeter
- 1 Deviationsmeter
- 1 Demodulator
- 1 Klirmåler
- 1 Signalgenerator
- 1 SINAD meter
- 1 CCIR tonekoder

Instrumenterne kan forefindes enkeltvis, eller samlet i en såkaldt kommunikationstester fx Schlumberger, Rohde&Schwartz, Marconi 2955.

Målingens gennemførelse:

Inden målingen påbegyndes er det vigtigt at sætte sig ind i betjeningen.

Niveauangivelse

Ved angivelse af niveau fra signalgeneratoren, benyttes enten EMF, PD . EMF er tomgangsspændingen fra generatoren, mens PD er spændingen der leveres til belastningen, og hvis belastningsimpedansen er lig med generatorimpedansen, vil PD være lig med $0,5 \times \text{EMF}$. Signalniveauet kan angives som absolut værdi μV eller som relativ værdi $\text{dB}\mu\text{V}$, hvor ref. niveau er $1 \mu\text{V}$ eller i dBm hvor ref. niveau er 1mW , ved en impedans på 50 Ohm vil dette svare til en spænding på 224 mV .

Måleopstilling til Sendermåling

RT2048 sluttes til instrumenterne som vist på skitsen herunder. I stedet for disse instrumenter kan anvendes Marconi 2955.

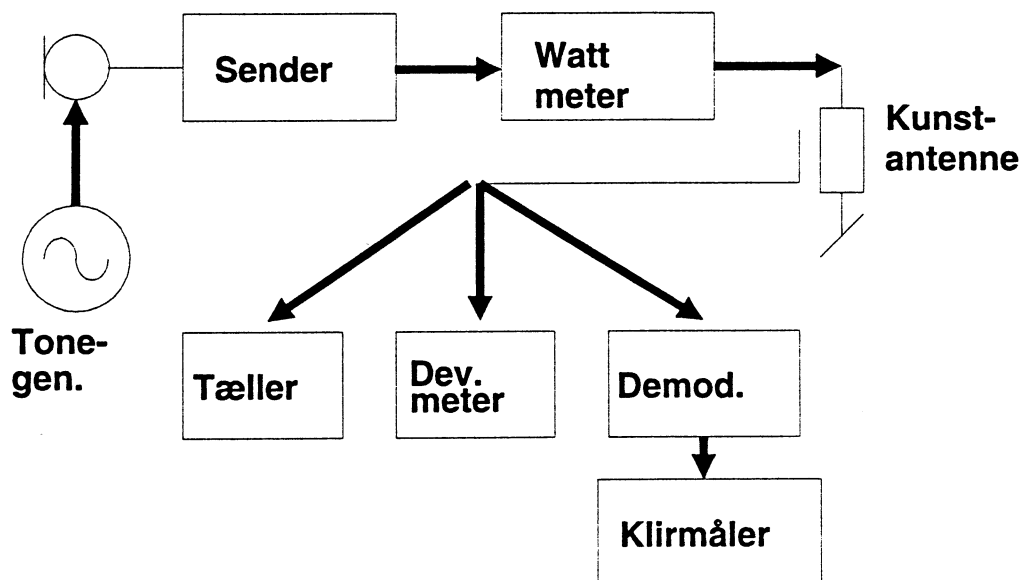


Fig. 1

LF signal tages fra LF generator, og tilføres mikrofonindgangen.

På senderudgangen anbringes en kunstantenne, et Wattmeter og et modulationsmeter samt frekvenstæller.

Kontrol af sendefrekvens

Se tekniske bestemmelser pkt 4.1

Senderen indstilles til 25 Watt på kanal 6 og senderen testes uden modulationssignal.

Sendefrekvens _____

Er målingen indenfor kravet til frekvensnøjagtighed?

Kontrol af bærebølgeeffekt

Se tekniske bestemmelser pkt 4.2

Senderen indstilles til 25 Watt og testes, effekten

kontrolleres på de to yderste kanaler og på kanal 16

F lav _____

F middel _____

F høj _____

Målingen gentages ved 1 Watt.

F lav _____

F middel _____

F høj _____

Er målingerne indenfor kravene? _____

Kontrol af modulation

Ved kontrol af modulation skal følgende kontrolleres,

max. frekvenssving

Se tekniske bestemmelser pkt 4.3

Δf _____

Er målingerne indenfor kravene?

Begrænserkarakteristik

Se tekniske bestemmelser pkt 4.5

Er målingerne indenfor kravene?

Modulationskarakteristik

Se tekniske bestemmelser pkt 4.6

Indtegn værdier på fig 2

Er målingerne indenfor kravene?

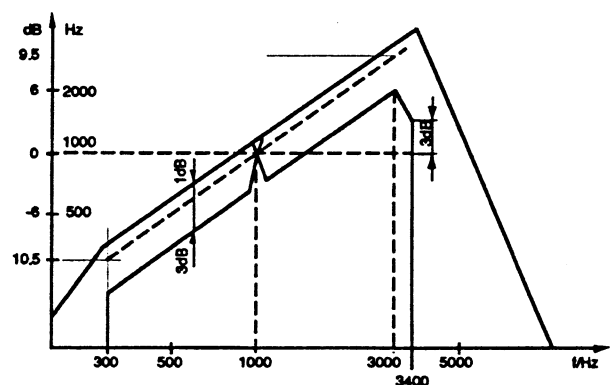


Fig. 2

Forbetoning

Se tekniske bestemmelser pkt 4.6

Indtegn værdier på fig 2

Er målingerne indenfor kravene?

Distortion

Se tekniske bestemmelser pkt 4.8

	300Hz	500Hz	1000Hz
$\pm 0.9 \text{ kHz}$			
$\pm 1.5 \text{ kHz}$			
$\pm 3 \text{ kHz}$			

Er målingerne indenfor kravene?

Restmodulation (TX noise)

Se tekniske bestemmelser pkt 4.9

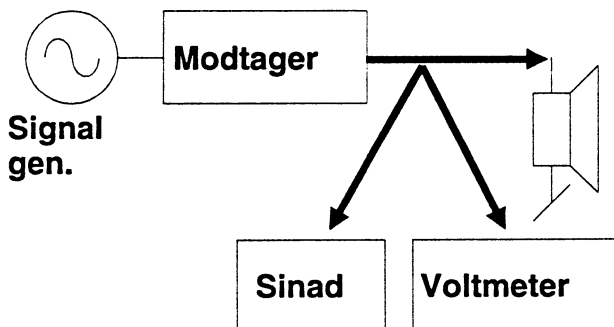
Distortion = _____

Er målingerne indenfor kravene?

Måleopstilling til Modtagermåling

Modtagermålinger omfatter følgende:

- Nominel udgangseffekt og klirfaktor
- Lavfrekvenskarakteristik
- Følsomhed
- Undertrykkelse af et uønsket signal på samme kanal
- Nabokanalselektivitet

**Angivelse af signalniveau**

Hvis indgangsimpedansen i modtageren ikke svarer til generatorimpedansen, vil indgangsspændingen afvige fra den ønskede nemlig $0.5 \times \text{EMF}$.

Hvis indgangsimpedansen kendes kan den virkelige spænding findes således:

Ideelt: $Z = Z_0$; $VSWR s = 1$

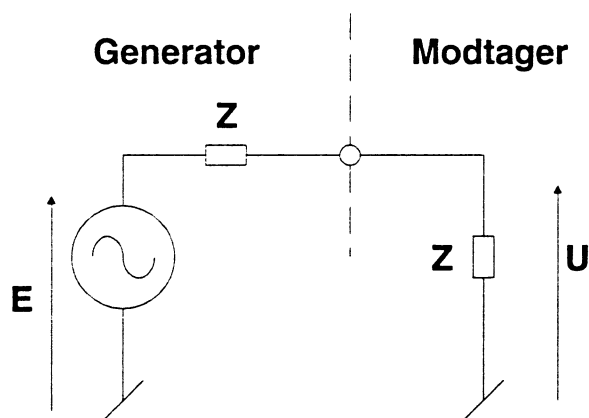
$$U_0 = \frac{E}{2}$$

I praksis: $Z \neq Z_0$ $VSWR s = \frac{Z}{Z_0}$ eller $\frac{Z_0}{Z}$

$$U_1 = \frac{E \cdot Z}{Z + Z_0}$$

Hvilket giver en spændingsfejl på :

$$\Delta U = \frac{U_1 - U_0}{U_0} \cdot 100\% = \frac{s - 1}{s + 1} \cdot 100\%$$



Nominel udgangseffekt og klirfaktor

Se tekniske bestemmelser pkt 5.1

$F_{\text{mod}} = 300 \text{ Hz}$ $\Delta f = \pm 0.9 \text{ kHz}$; Klirfaktor = _____

$F_{\text{mod}} = 500 \text{ Hz}$ $\Delta f = \pm 1.5 \text{ kHz}$; Klirfaktor = _____

$F_{\text{mod}} = 1000 \text{ Hz}$ $\Delta f = \pm 3.0 \text{ kHz}$; Klirfaktor = _____

Er målingen indenfor kravene? _____

Undertrykkelse af et uønsket signal på samme kanal

Se tekniske bestemmelser pkt 5.4

Undertrykkelse _____

Er målingen indenfor kravene? _____

Nabokanalselektivitet

Se tekniske bestemmelser pkt 5.5

Selektivitet nedre kanal _____

Selektivitet øvre kanal _____

Er målingen indenfor kravene? _____

Lavfrekvenskarakteristik

Se tekniske bestemmelser pkt 5.2
måleresultater indtegnes på fig.3

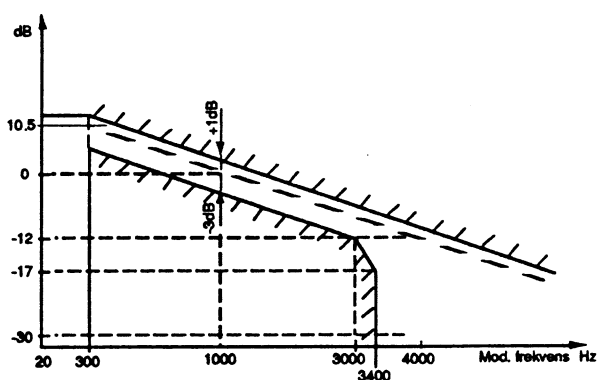


Fig. 3

Modtager følsomhed

Se tekniske bestemmelser pkt 5.3

Følsomhed _____

Er målingen indenfor kravene? _____