

HF- teknik
Grundlæggende
foreløbig udgave
1988

Instruktioner
Øvelser
Opgaver

Jern- og Metalindustrien

Denne lærebog er beregnet til brug ved efteruddannelsen indenfor svagstrømsområdet.

Lærebogen er den første af to bøger som anvendes i forbindelse med efteruddannelse indenfor radio – telefonsystemer, herunder Nordisk Mobil Telefonsystem NMT.

Metalindustriens Efteruddannelse har foranlediget lærebøgerne udarbejdet.

Lærebøgerne er udarbejdet af Håndværkerskolen i Sønderborg med hjælp fra Statens Teletjeneste, og Firmaerne AP og STORNO.

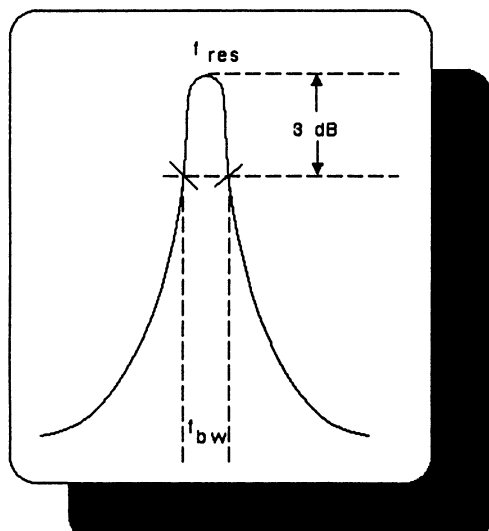
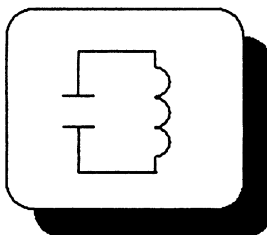
Svingningskredse	Side
Parallelkreds	1
Seriekreds	
Resonans	
Resonansfrekvens	2
Godhed	3
Båndbredde	4
Båndfilter	5
Krystalfilter	6
SAW Filter	7
L Led	7
Oscillatorer -----	8
Svingningsbetingelse	10
Colpits oscillatoren	10
Hartley oscillatoren	10
Clapp oscillatoren	11
VCO Oscillatoren	11
Krystaloscillatoren	12
Frekvensmultiplikatorer -----	12
Fasemodulator	14
FM Detektor	16
Forholdsdetektor	17
Quadraturdetektor	17
PLL Kredsløb -----	18
PA Trin	19
Transmissionslinier	22
Radiobølger	24
Antenner	31
LMR Systemer	34
NMT Systemet	37
	40

SVINGNINGSKREDSE.

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

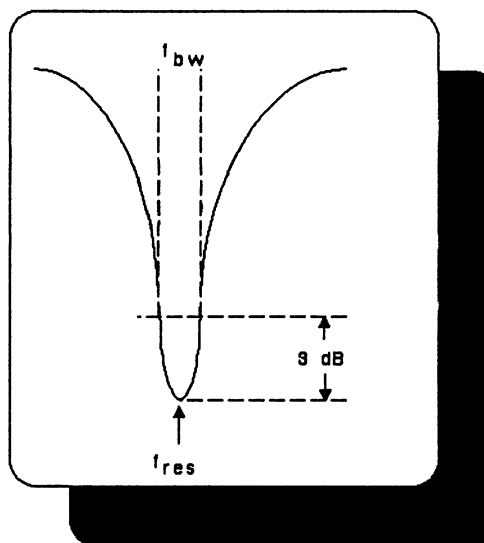
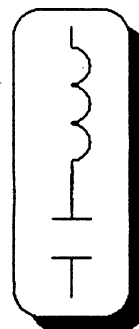
PARALLELKREDSEN.

Hvis spole og kondensator forbindes i parallel, kaldes kredsløbet for en parallel-svingningskreds. En sådan kreds vil udgøre en meget stor impedans ved resonansfrekvensen.



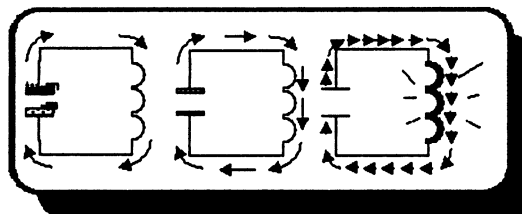
SERIEKREDSEN.

Hvis spole og kondensator forbindes i serie, kaldes kredsløbet for en seriesvingningskreds. Denne kreds vil udgøre en meget lille impedans ved resonansfrekvensen.

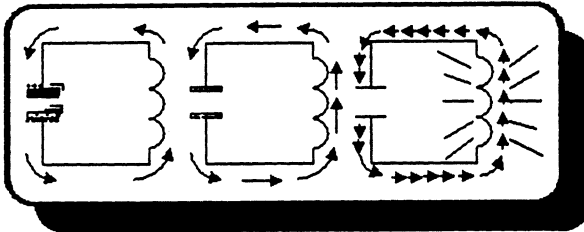


RESONANS.

Hvis en kreds tilføres energi vil denne energi enten kunne forefindes som spænding over kondensatoren eller i form af magnetfelt i spolen. Ingen af disse tilstande er statiske, idet en spænding på kondensatoren vil medføre, at der vil løbe en strøm i spolen. Denne strøm vil efterhånden aflade kondensatoren, men det



herved dannede magnetfelt i spolen vil modsætte sig et fald i strømmen hvorfor strømmen vil fortsætte og inducere en spænding over kondensatoren, blot med modsat polaritet.



Dette forløb vil fortsætte uendeligt hvis kredsløbet var tabsfrit.

Der vil dog altid være tab i et praktisk kredsløb, idet den ohmske modstand i spolen og andre tab vil betyde, at hver gang energien flyttes fra spole til kondensator eller omvendt vil lidt energi gå tabt, hvorved den dannede svingning efterhånden vil dø ud.

RESONANSFREKVENS.

Den frekvens som kredsen svinger på, kaldes resonansfrekvensen f_{res} og er den frekvens hvor spolens og kondensatorens reaktans er lige store, det vil sige, at hvis komponenterne i kredsen på skift betragtes som henholdsvis generator og belastningsmodstand, vil der ved denne frekvens blive overført maximum energi.

Dvs. $X_L = X_C$; dette kan omskrives til:

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

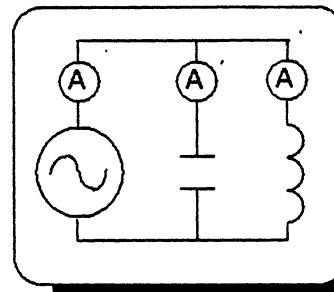
Hvis man kender een af komponenterne og frekvensen kan den anden komponent findes

ved omskrivning af resonansformlen:

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C}$$

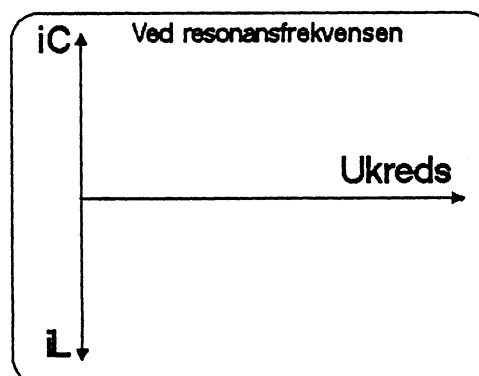
$$C = \frac{1}{(2\pi f)^2 L}$$

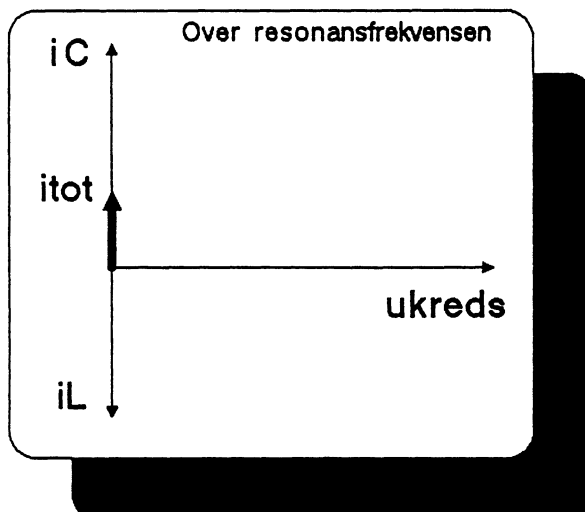
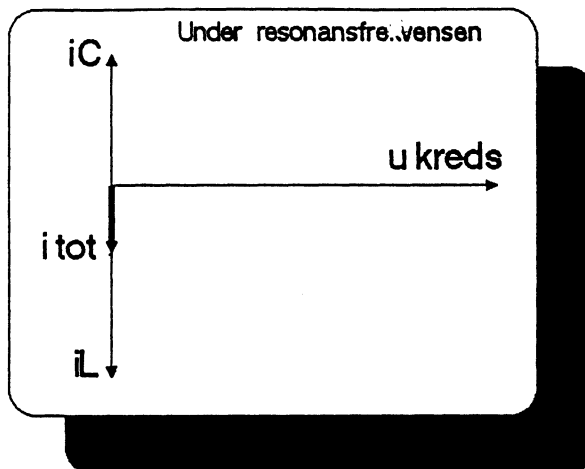
Ved en parallelkreds er uG fælles for kondensatoren og spolen, og der vil løbe en strøm i kondensatoren i_C og i spolen i_L .



Da i_C er forskudt 90 forud for spændingen og i_L er forskudt 90 bagud for spændingen betyder det, at de to strømme er i modfase.

Eftersom $X_C = X_L$ ved resonans må det betyde at de to strømme vil ophæve hinanden. Udenfor resonans vil de to strømme være forskellige. Se vektor diagrammer .





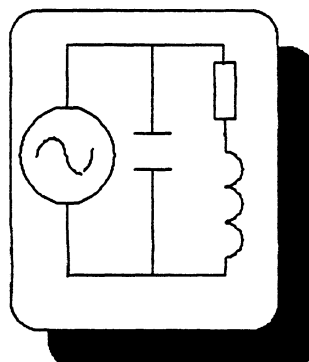
REAKTANS VED RESONANS.

Ved resonans er $X_L = X_C$, og størrelsen på disse kan findes på en enkel måde ved omskrivning af resonansformlen til

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

GODHED.

I en almindeligt forekommende kreds er kondensatorens tab forsvindende i sammenligning med spolens tab, der kan betragtes som en lille modstand i serie med spolen, denne modstand benævnes som r .



Denne modstand bør være lille, for at påvirke kredsen mindst muligt. Forholdet mellem spolens reaktans X_L og r kaldes spolens godhed og betegnes ved Q . Dersom spolens godhed betragtes som kredsens godhed, kan kredsgodheden ved resonans bestemmes efter:

$$Q = \frac{X_C}{r} \qquad Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{r}$$

Eftersom tabet i svingningskredsen skyldes effekt der afsættes i r når energien overføres fra L til C eller omvendt må det også være muligt at betragte kredsen uden r men med en modstand tværs over parallelkredsen som aftager lige så meget energi som r . Denne modstand kaldes for R idet dens værdi skal være så stor som mulig. Da den så vil belaste kredsen mindst.

Det viser sig, at modstandsværdien skal være Q gange større end kvadratrods L/C .

Altså:

$$Q = \frac{R}{X_c} \quad Q = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

BANDBREDDE.

Parallelkredsens impedans er størst ved resonansfrekvensen. Over eller under denne frekvens vil impedansen falde. Den frekvensmæssige afstand mellem de to punkter hvor impedansen er faldet 3 dB i forhold til f_{res} kaldes kredsens båndbredde og er afhængig af kredsens Q idet:

$$f_{bw} = \frac{f_{res}}{Q}$$

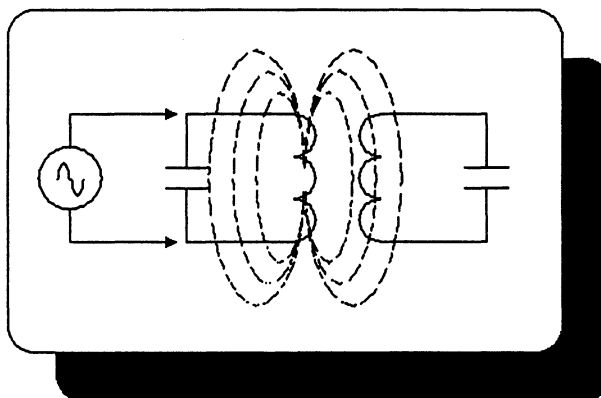
Seriekredsens impedans er mindst ved resonansfrekvensen. Over eller under denne frekvens vil impedansen stige.

Den frekvensmæssige afstand mellem de to punkter hvor impedansen er forøget 3 dB i forhold til f_{res} kaldes kredsens båndbredde og er afhængig af kredsens Q idet:

$$f_{bw} = \frac{f_{res}}{Q}$$

BANDFILTER.

Hvis man ønsker at overføre et frekvensområde i stedet for en enkelt frekvens, må der anvendes et såkaldt båndfilter. Dette filter består af flere svingnings kredse koblet induktivt eller kapacitivt sammen.



Den induktive kobling bygger på det princip, at en varierende strøm i en leder vil medføre et varierende magnetfelt omkring denne, hvis der i dette magnetfelt anbringes en anden leder vil der induceres en spænding i denne leder.

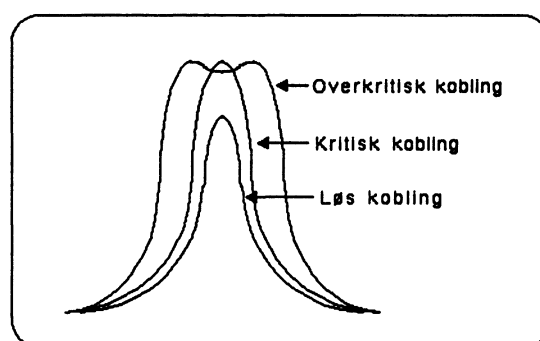
Jo tættere de to ledere anbringes på hinanden desto større spænding vil der induceres.

Afhængig af de enkelte kredses Q, og koblingen imellem disse fås en overførings karakteristisk som vist.

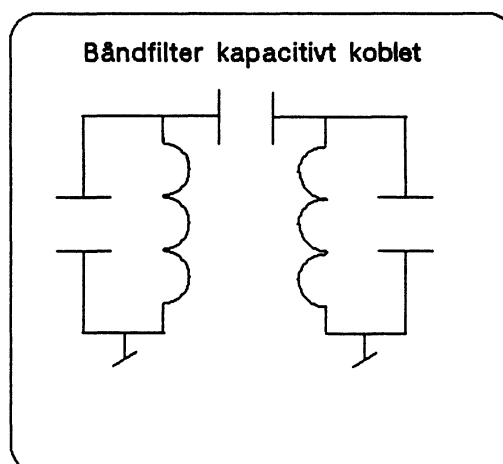
I det viste båndfilter er begge kredse afstemt til 150 kHz og de har begge et Q på 40. Afstanden mellem kredsene er afpasset således, at der overføres en Q'ne del af primær spændingen til sekundærspolen, hvor der sker et spændingsopsving på Q gange, hvilket betyder, at der vil være lige så stor spænding på

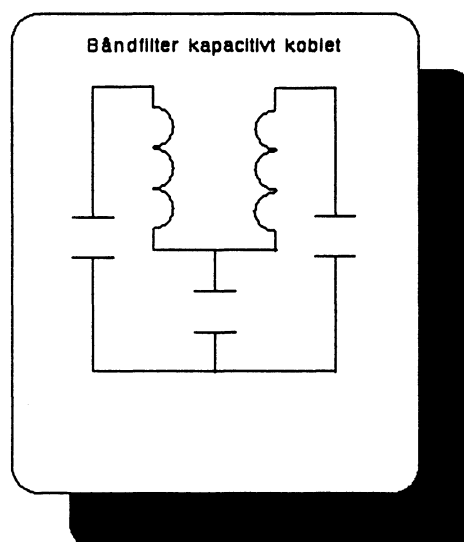
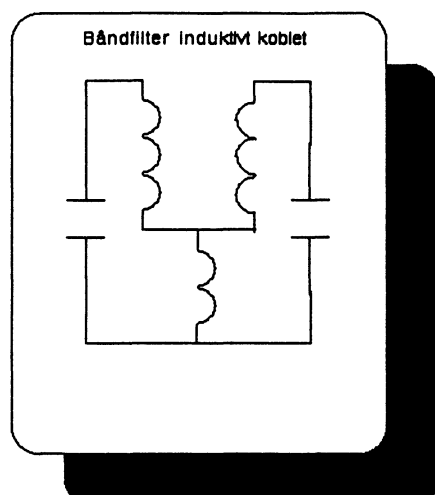
udgangen som på indgangen. Ved dette punkt siges koblingen at være kritisk. Hvis de to spoler fjernes fra hinanden, mindskes båndbredden, og man siger at koblingen bliver løsere. Kobles kredsene tættere sammen fås en større båndbredde, og koblingen bliver overkritisk, hvilket ses på *kurvens* sadelform.

Frekvens karakteristikken vil se ud som på fig herunder.



I det foranstående eksempel var der anvendt induktiv kobling, men båndfilteret kan opbygges med kapacitiv kobling, eller en kombination af begge. Se følgende eksempler:

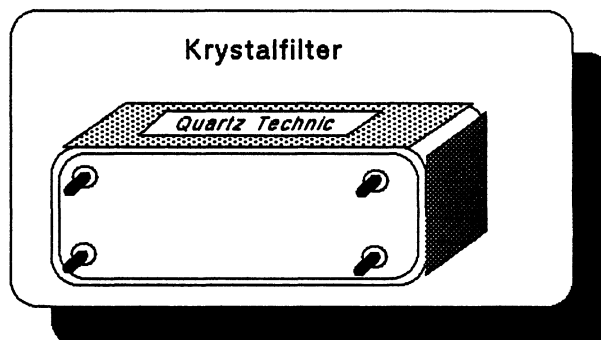




Ved lavfrekvente kredse anvendes ofte en koblingssløjfe eller en koblingskondensator, hvorimod det ved kredse i UHF kan være svært at afgøre hvilken koblingsform det drejer sig om, idet der ofte ikke er synlige koblingselementer.

Hvis der sammekobles flere kredse kan der opnås en meget stor flankestøjhed, hvilket er nødvendigt i f.eks. radiotelefoner, hvor kanalafstanden er lille.

KRYSTALFILTRE.

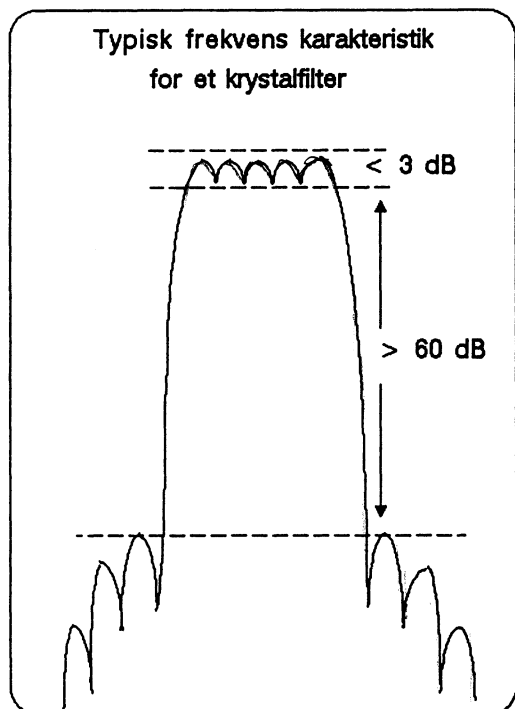


Hvis man stiller meget store krav til båndbredde og flankestøjhed kan det være svært at realisere disse som filtre med almindelige svingnings kredse.

Til dette brug anvender man ofte såkaldte krystalfiltre, som er quartz krystaller der er koblet sammen til et filter, hvor hvert krystal overfører hver sin lille del af det samlede frekvensområde.

Resultatet bliver et filter som har meget stejle flanker, og en ringe dæmpning i gennemgangs området. Se frekvenskarakteristikken på næste side.

Filteret kræver ingen justering, men det skal være korrekt impedanstilpasset i såvel indgang som udgang, til dette formål er der ofte anbragt en enkelt kreds på begge sider af filteret. Filteret er forholdsvis stort og ret kostbart.



SAW FILTER.

Surface Acoustic Wave filteret er en forholdsvis ny komponent, som bygger på det piezoelektriske princip, hvor et krystalmateriale påvirkes af en elektrisk spænding, og derved deformeres.

Omvendt vil et deformeret krystalmateriale også afgive en elektrisk spænding.

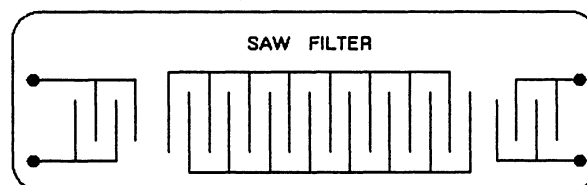
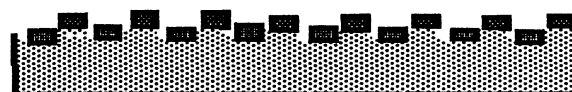
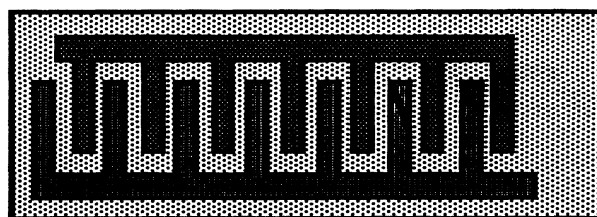
SAWfilteret opbygges på en tynd plade krystalmateriale, hvorpå der lægges to metallag arrangeret som fingre der går ind imellem hinanden.

Når der påtrykkes et signal vil spændingen få overfladen til at bølge, udbredelseshastigheden i materialet og afstanden mellem de enkelte fingre vil være bestemmende for resonansfrekvensen.

Disse filtre er billige, og kan fremstilles med næsten enhver tænkelig gennemgangs karakteristisk, dette gælder såvel amplitude, som fase. F.eks. findes der MF filtre til TV modtagere, hvor den korrekte gennemgangs – kurve, incl. sug for nabokanalfrekvenserne er indbygget.

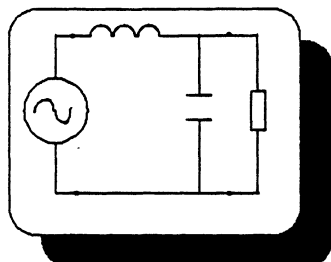
Der er ingen justeringer i et SAW filter.

Herunder ses opbygningen af et SAW filter

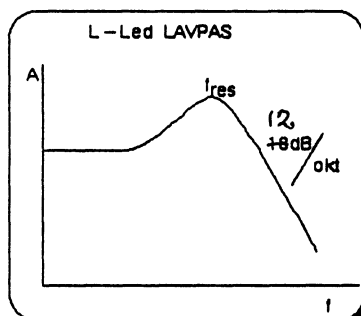


L Led.

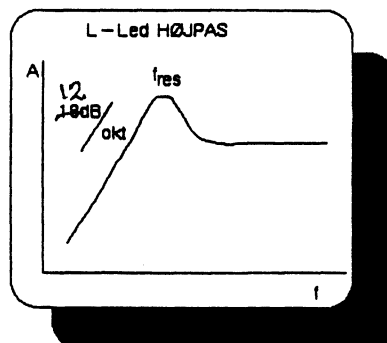
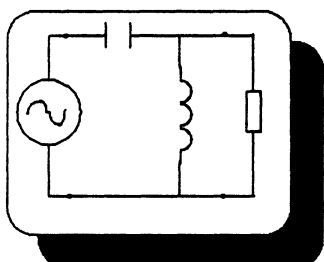
L leddet er opbygget af en spole L, og en kondensator C og en belastningsmodstand R. Disse tre komponenter danner tilsammen et lavpasfilter.



Dæmpningen i dette filter vil være lille ved lave frekvenser, idet spolen her har en lav impedans og kondensatoren en høj impedans.



L leddet kan også udføres som et højpasfilter. Dæmpningen i dette filter bliver lav ved høje frekvenser.



L leddet kan anvendes til at opnå impedanstilpasning mellem f.eks. en generator og en belastningsmodstand. Dette gælder uanset om impedansen skal transformeres op eller ned.

TRANSFORMERING MED LAVPASLED.

Hvis spolens ohmske modstand er så lille at man kan se bort fra den, vil følgende gælde:

Qet i kredsen kan findes ved hjælp af spolens serieimpedans Z_{in} eller ved hjælp af kredsens belastningsmodstand R.

Z_{in} kan betragtes som en seriemodstand, r, som indgår i svingningskredsen.

I det viste led er belastningsmodstanden anbragt parallelt over C og vil derfor kunne betragtes som en belastning svarende til R.

Vi har set at omregning mellem en seriemodstand og en parallelmodstand i en svingningskreds kan findes ved følgende:

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

Hvor m er lig med omsætningsforholdet mellem L leddets Z_{in} , og belastningsmodstanden R .

Størrelsen af L og C kan findes ved:

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

Der ønskes impedanstilpasning mellem en sender med en impedans på 50 Ohm og en antenneimpedans på 200 Ohm. Frekvensen er 100 kHz.

Find L og C .

L leddet kan valgfrit anvendes til op- eller nedtransformering, blot skal den største impedans forbindes over X_c , og den mindste

impedans forbindes i serie med X_L . Se eksemplet på næste side.

TRANSFORMERING MED HØJPASLED.

Når L og C forbindes som et højpasled vil formlerne for beregning af komponentværdierne se således ud:

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

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

Omsætningsforholdet er uændret:

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

L LEDDETS DÆMPNING.

Hvis L leddet opbygges med tabsfattige komponenter vil effekttabet ved transformationen være ubetydeligt i gennemgangsområdet.

Udenfor dette område vil dæmpningen være bestemt af x_L og x_C , og ved lavpasleddet vil dæmpningen over resonansfrekvensen øges med 12dB / okt.

Ved højpasleddet vil dæmpningen under resonansfrekvensen øges med 12dB / okt.

Hvis L leddet anvendes som impedanstilpasning i en senderudgang vil det som regel være opbygget som lavpasled, idet man samtidig kan udnytte filterets dæmpning af signalets indhold af harmoniske produkter.

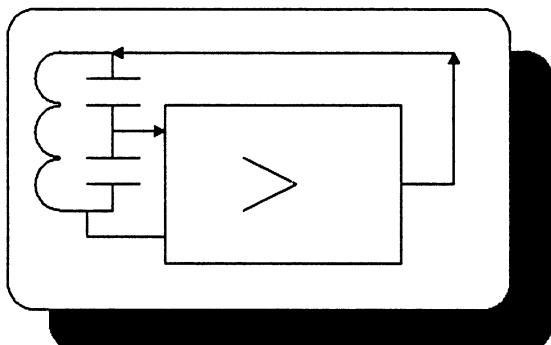
OSCILLATORER.

En oscillator er et kredsløb som kan frembringe et højfrekvenssignal.

Den type som vi i denne forbindelse skal komme ind på er LC Oscillatoren. Som navnet antyder indgår der en svingningskreds i kredsløbet, dette kan være i form af et krystal.

Oscillatoren består af:

1. En forstærker
2. Et frekvensbestemmende led
3. En medkobling



Når en svingningskreds slås an frembringes der en dæmpet svingning på kredsens resonansfrekvens, dæmpningen skyldes tab i kredsen, og hvis kredsen tilføres energi med passende mellemrum vil svingningen opretholdes.

Fra svingningskredsen udtages et signal som forstærkes og tilføres kredsen igen hvorved oscillationen holdes igang.

Svingningsbetingelse.

For at en oscillator skal kunne svinge, skal

sløjfeforstærkningen, det vil sige transistorens
forstærkning gange
tilbagekoblingsdæmpningen være lidt større
end een, og signalet skal føres tilbage i
medfase.

Hvis forstærkningen er for lille vil svingningen dø ud, idet tabene i svingningskredsen ikke bliver opvejet.

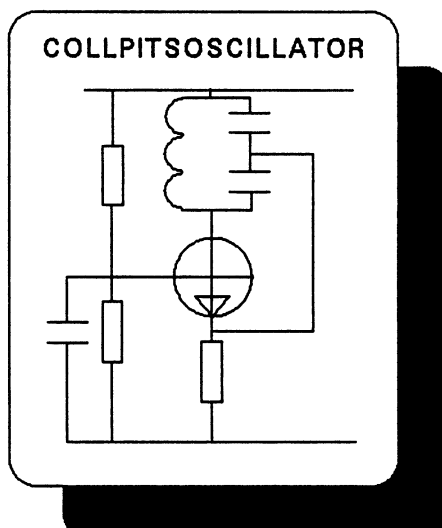
Hvis forstærkningen er for stor vil svingningerne vokse i amplitude, indtil forstærkeren går i mætning hvilket medfører at signalet får et stort indhold af harmoniske.

Oscillatortyper.

Der findes mange forskellige oscillatortyper, her skal kun nævnes de mest anvendte.

Colpitts oscillatoren.

I denne oscillatortype er svingningskredsen udført med et kapacitivt udtag. Signalet på kollektor føres via det kapacitive udtag tilbage til



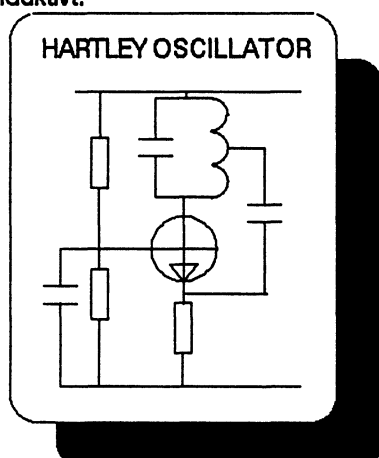
emitteren, hvorfra det forstærkes op i transistoren.

Der er ingen fasedrejning fra emitter til kollektor, og fra kollektor, til udtaget på kredsen er der kun en spændingsdeling.

Betingelsen for at oscillatoren kan svinge er således tilstede.

Hartley oscillatoren.

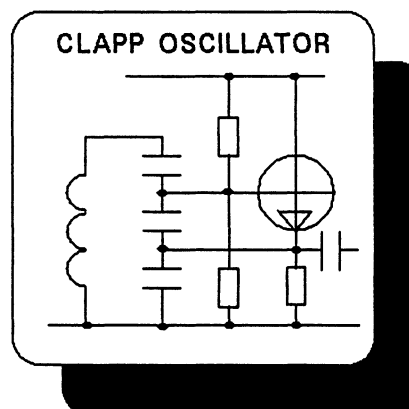
Oscillatoren minder meget om colpittsoscillatoren, men her er udtaget på kredsen induktivt.



Clapp oscillatoren.

I denne oscillator er kredsen koblet til transistoren mellem basis og emitter, hvilket

betyder, at spændings forstærkningen er under een.

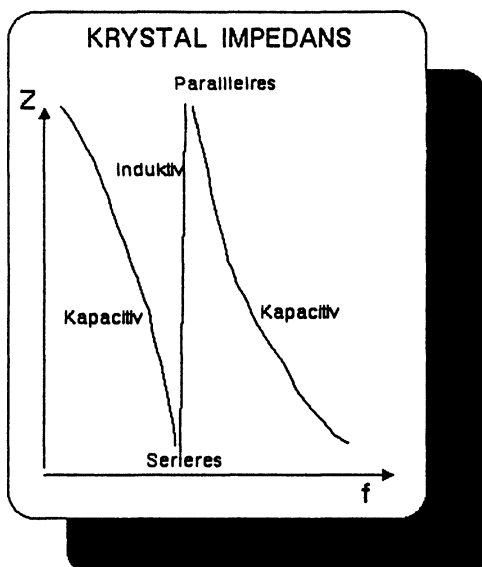


Betingelsen for, at oscillatoren kan svinge er en forstærkning som er større end 1.

Dette problem løses ved at signalet til kredsen tages fra emitteren og tilføres kredsen i et lavimpedant punkt, hvorefter der sker en spændings optransformering således at signalet der tilføres basis på transistoren er større end det der fandtes på emitteren.

Denne oscillator type anvendes ofte til krystaloscillatorer, hvor krystallet indsættes i stedet for spolen.

Krystallet anvendes i det område der ligger imellem serie – og parallel resonansfrekvensen, krystallet vil i dette område virke som en selvinduktion. Se fig på næste side.



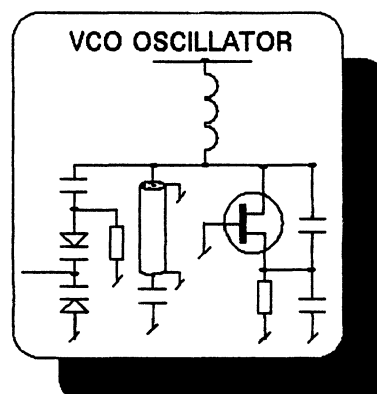
Frekvensstabilitet.

Oscillatorer i sender/modtagere skal være frekvensstabile. Stabiliteten angives i ppm, (parts pr.million). Opgives en oscillator der svinger på 10 MHz til at have en stabilitet på ± 10 ppm, betyder det, at oscillatorfrekvensen højst ændrer sig med ± 100 Hz. indenfor det angivne temperaturområde eller tidsinterval.

Ved konstruktion af oscillatorer anvender man svingningskredse med så stort Q som muligt, således at man får en selektiv forstærker, som gør at fasedrejningen kun passer på een enkelt frekvens, hvorfor oscillatoren kun vil svinge på denne frekvens.

Oscillatoren bør ligeledes være temperaturstabil hvilket kan opnås ved at afpasse de enkelte komponenters temperaturkoefficient samtidig med at kredsløbet opbygges så kompakt som muligt hvorved komponenternes indbyrdes temperaturforskelle mindskes.

Mekanisk skal oscillatoren også opbygges stabilt, dette gælder ikke mindst i mobilstationer, hvor rystelser vil kunne forårsage utilsigtet frekvensmodulation.



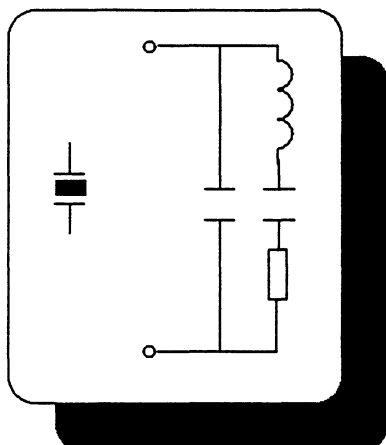
Oscillatoren kan opbygges som en såkaldt VCO (voltage controlled oscillator) hvilket betyder at oscillatoren kan afstemmes over et vist frekvensområde ved hjælp af en DC spænding. (se under PLL.)

Krystaloscillatorer.

Ved hjælp af krystalstyrede oscillatorer kan opnås en meget stor frekvensstabilitet ca. 0,01 ppm. Krystallet består af krystallinsk SiO_2 , der skæres i skiver.

En mekanisk påvirkning af et krystal frembringer en elektrisk spænding over krystallet. Omvendt vil en påtrykt spænding bevirke en mekanisk påvirkning af krystallet.

På næste side ses ækvivalentdiagrammet for et krystal.



Dersom krystallet udsættes for en vekselspænding med en frekvens svarende til dets mekaniske resonansfrekvens, vil krystallet komme i kraftige svingninger. Disse svingninger er meget stabile.

Krystallet er temperaturafhængigt i mindre grad, men ved at skære dette i særlige vinkler på krystalstrukturen kan det gøres meget temperaturstabilt.

Resonansfrekvensen er afhængig af krystalskivens tykkelse. En tynd skive, giver en høj frekvens.

Hvis man har brug for en meget stabil oscillator vælges for det første et krystal med lav temperaturkoefficient, men derudover kan man anbringe krystallet i en termostattyret ovn, hvor temperaturen hæves op over omgivelsestemperaturen og holdes konstant, som regel omkring 70 grd. C .

FREKVENNS MULTIPLIKATOR.

Der er forskellige grunde til at anvende multiplikatorer.

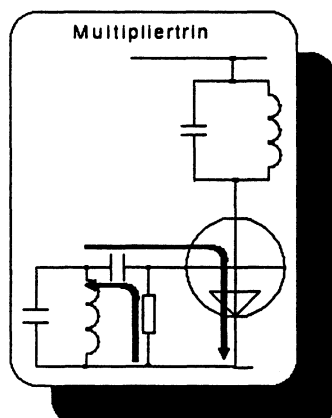
Disse kan være:

A. Nedsættelse af tilbagevirkning fra PA trin til oscillator.

B. Øge frekvensstabiliteten, idet der kan benyttes en oscillator på en lavere frekvens, hvortil krystaller kan fremstilles med bedre stabilitet.

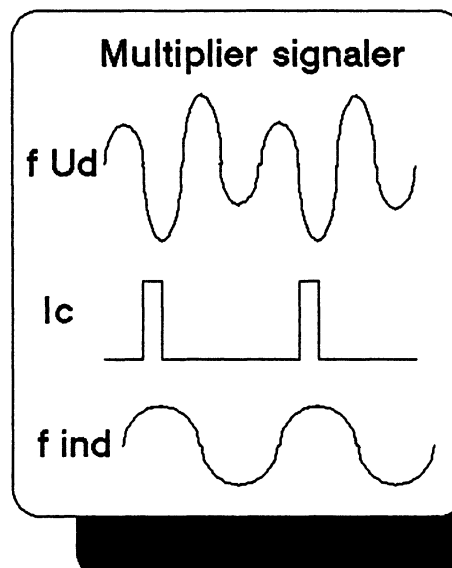
C. Multiplicere frekvenssving ved fasemodulation, da fasemodulatoren ikke er i stand til at give tilstrækkeligt frekvenssving på senderfrekvensen.

Den multiplicerede frekvens er $f_o * n$, hvor n er et helt tal og normalt ligger mellem 2 og 4. Hvis der skal multipliceres flere gange seriekobles flere trin. Multiplikatorens virkemåde bygger på at et forstærkertrin køres i klasse C. Hvorved kollektor – strømmen som kun er kortvarig i forhold til periodetiden, vil tilføre kollektorkredsen energi se fig.



Denne vil derefter svinge videre på sin resonansfrekvens.

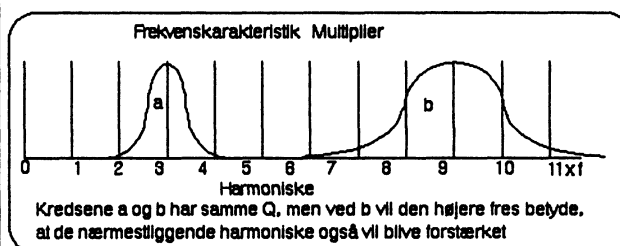
Hvis resonans – frekvensen er 2 gange indgangs – frekvensen vil kredsen kun få tilført



energi i hver anden periode, men p.gr. af Qet i kredsen vil dette blot betyde, at amplituden vil ændre sig ubetydeligt fra periode til periode.

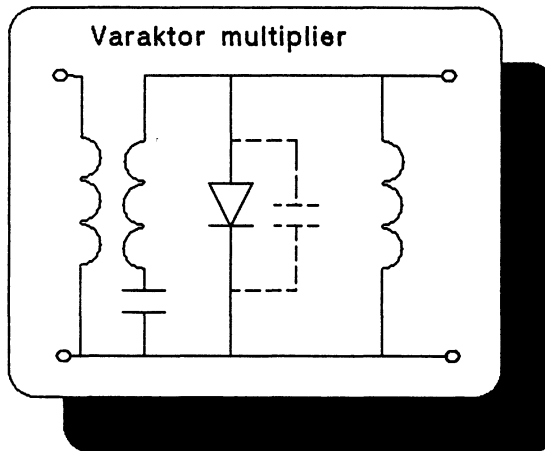
Det er naturligvis muligt at lade kredsløbet multiplicere med meget store værdier, men dette medfører, at udgangssignalet vil variere meget idet der vil være lang tid imellem energitilførslerne til kredsen.

Endvidere vil det også betyde, at udgangssignalet også vil indeholde dele af de nærmest liggende harmoniske fordi kollektor – kredsens båndbredde ikke vil dæmpe disse



tilstrækkeligt. Se fig.

En varaktordiode kan også anvendes som multiplikator. Denne diode kan nærmest sammenlignes med en varicapdiode der indgår i afstemningen af to svingningskredse, den ene



afstemt til indgangs – frekvensen, den anden til udgangsfrekvensen.

På grund af kapacitetsvariationen i dioden vil der dannes harmoniske som derefter fremhæves i udgangskredsen.

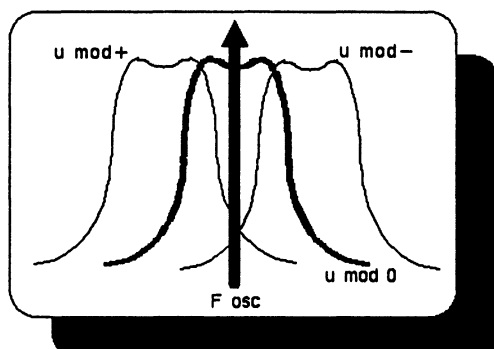
Dioden kan overføre ret store effekter (5 – 10 Watt).

Fordelene ved at anvende er at dioden er at denne kan anvendes ved meget høje frekvenser (1 GHz området) hvor effektransistorer er dyre.

I stedet lader man så et PA trin generere en større effekt på en lavere frekvens og multiplicerer derefter til den endelige frekvens. Bemærk at kredsløbet ikke skal tilføres forsyningsspænding.

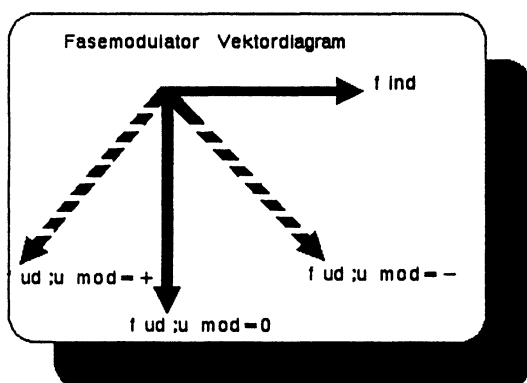
FASEMODULATOR.

Anvendelse: Fasemodulatoren anvendes til at frembringe et fase / frekvensmoduleret signal i krystalstyrede sendere hvor man ikke har mulighed for at ændre senderfrekvensen direkte i oscillatoren.



Fasemodulatoren er opbygget omkring et båndfilter, der som bekendt har en fasedrejning, som er frekvensafhængig og udgør 90 grader ved resonans.

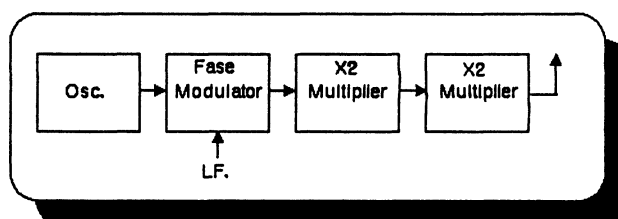
Når indgangsfrekvensen ændres i forhold til båndfilterets resonansfrekvens, vil udgangssignalet fra båndfilteret blive forsinket mere eller mindre på grund af fasedrejningen. se fig.



Dette vil hvis man betragter signalet indenfor en kortere tid se ud som en frekvensændring. Set over en længere tid vil middelfrekvensen dog stadig være lig med oscillatorfrekvensen, og dermed have den samme frekvensstabilitet som denne.

En ulempe er dog, at den opnåelige frekvensændring er relativ lille, hvorfor man normalt anvender en oscillator frekvens som er forholdsvis lav, ca. 10 – 15 MHz.

Efter at signalet har passeret modulatkredsløbet multipliceres frekvensen op til den endelige sendefrekvens, derved vil frekvenssvinget også multipliceres tilsvarende.



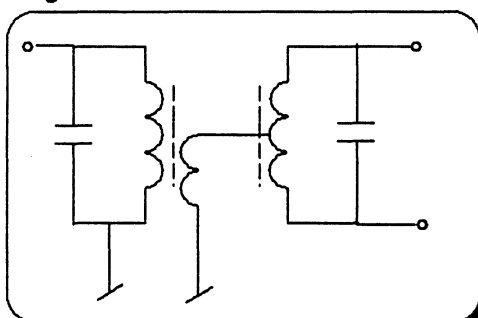
Denne metode har været anvendt i mange år til 2 og 4 mtr. radiotelefoner, men er efterhånden ved at blive trængt ud af de såkaldte frekvenssyntese kredsløb, hvor senderfrekvensen genereres i en VCO (spændingsstyret oscillator).

Denne kan frekvensmoduleres direkte med modulationssignalet. Se under PLL kredsløb.

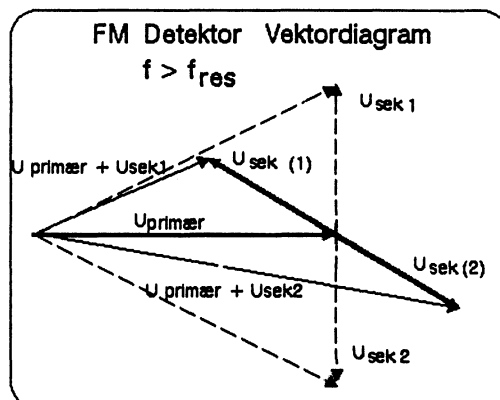
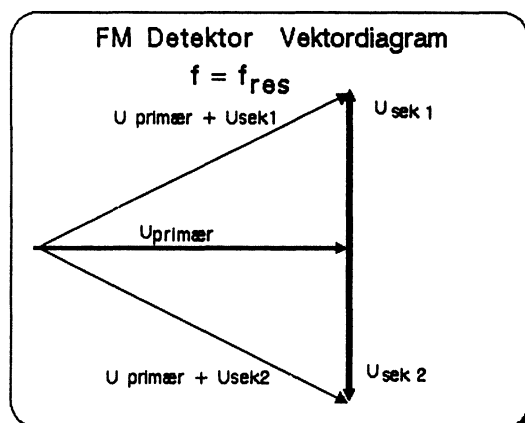
FMDETEKTOR.

FM detektorens opgave er det modsatte af modulatorens, nemlig at omsætte et frekvensmoduleret signal tilbage til det oprindelige LF signal. Detektoren kan opbygges på grundlag af et båndfilter hvor den frekvensafhængige fasedrejning udnyttes til at ændre det frekvensmodulerede signal således, at det også bliver AM moduleret, hvorefter signalet detekteres i en sædvanlig AM detektor.

Et eksempel på en sådan båndfilterkobling ses i fig herunder.

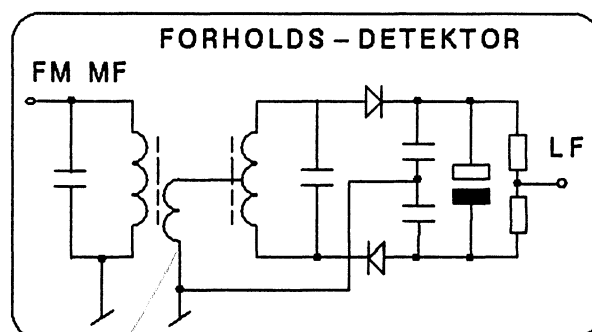


I dette kredsløb overføres spændingen fra primærspolen dels via en såkaldt tertiærspole til midtpunktet på sekundærspolen, og dels inductivt fra primær- til sekundærspolen. Formålet med dette er, at sammenlægge primær- og sekundærspændingerne som vist i fig. herunder.



Resultatet af denne sammenlægning er som det ses frekvensafhængig, hvilket skyldes fasedrejningen i båndfilteret. Den sammenlagte spænding vil nu være et mål for hvordan signalfrekvensen er i forhold til båndfilterets resonansfrekvens og skal blot ensrettes og udglattes.

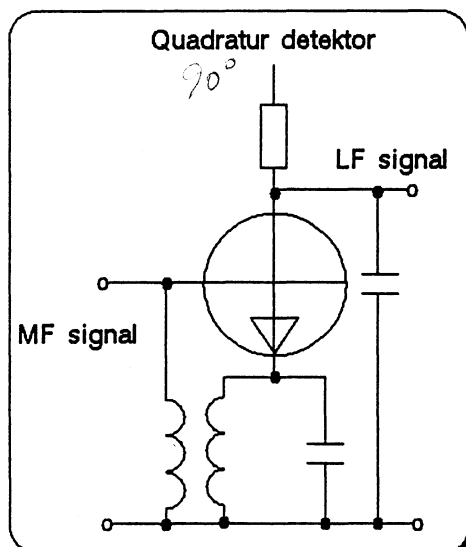
Det kan f.eks. gøres som i fig. herunder, hvor begge udgange fra båndfilteret udnyttes. Dette giver så yderligere den fordel, at man får en dynamisk begrænser, som kan mindske AM støj på signalet.



tertiærspole mellem spole

QUADRATURDETEKTOREN.

I forbindelse med integrerede kredsløb anvender man oftest en såkaldt quadraturdetektor. En simpel udgave af denne ses herunder.



Det FM modulerede signal føres direkte til basis af transistoren, samtidig med at det kobles til emitteren via en induktivt koblet kreds afstemt til bæreølgen. Spændingen over kredsen er 90 grader ude af fase med indgangsspændingen ved et signal på resonansfrekvensen.

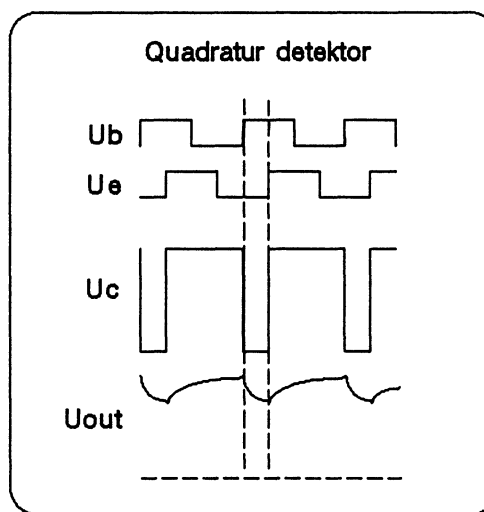
Der løber kun strøm i transistoren når emitteren er negativ i forhold til basis. Ved en umoduleret bæreølge er det kun ca. 25% af tiden.

Ændres frekvensen fra resonansfrekvensen til en højere frekvens, bliver faseforskellen mellem basis – og emitterspændingerne mindre end 90 grader. Transistoren er derfor ledende i en kortere tid af hver periode, og middelværdien af kollektorstrømmen falder.

Ved frekvenser lavere end

resonansfrekvensen stiger fase forskellen og dermed middelværdien af kollektorstrømmen.

Integrations leddet i kollektoren udglatter spændingen således at de hurtige ændringer forårsaget af bæreølgen fjernes, hvorimod de langsommere ændringer forårsaget af frekvensmodulationen ikke påvirkes.



PLL Kredsløb.

Formålet med et PLL kredsløb er at generere frekvenser med krystalnøjagtighed. Kredsløbet gør det muligt, at generere et meget stort antal frekvenser ud fra et enkelt eller nogle få krystaller.

Frekvenserne vil kunne vælges i faste spring på f.eks. 25 kHz. Man undgår således et stort antal kostbare krystaller, og samtidig er der mulighed at foretage kanalskift meget hurtigt uden brug af mekaniske omskifttere.

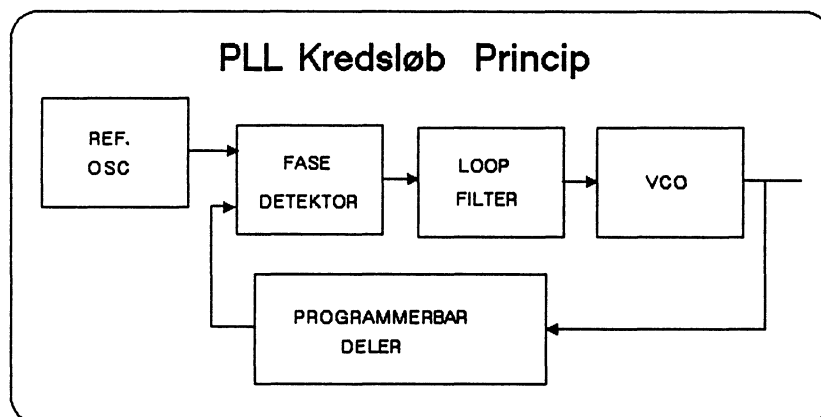
Der indgår følgende blokke i et PLL kredsløb: En reference oscillator, en fasedetektor, et filterkredsløb, en spændingsstyret oscillator (VCO) samt en programmerbar deler.

Fasedetektor.

Fasedetektoren sammenligner referencefrekvensen med den neddelte VCO frekvens og af giver en DC spænding som er afhængig af de to signalers inbyrdes frekvens og fase. Denne DC spænding er dannet af firkant spændinger og skal udglattes i det efterfølgende filter.

Loopfilter.

Loopfilter et skal dæmpe vekselspændingen der følger med DC spændingen fra fasedetektoren. Loopfilteret skal have en overføringskarakteristik, som medfører at VCOen hurtigt "kommer på plads" uden de store indsvingninger. VCOens frekvensstabilitet



Funktionen for de enkelte blokke er følgende:

Ref. osc.

Referenceoscillatoren svinger på en frekvens der svarer til den ønskede kanalafstand. Men ofte er oscillatoren opbygget som en krystaloscillator der svinger på en frekvens omkring 8 – 10 MHz efterfulgt af en deler som deler frekvensen ned til den ønskede referencefrekvens.

afhænger for en stor del af filterets karakteristik.

VCO.

Oscillatoren opbygges som en almindelig fritsvingende oscillator, men med en varicapdiode som indgår i afstemningen. Ved at variere spærrespændingen over denne diode vil kapaciteten og dermed oscillatorfrekvensen variere. Der stilles ret store krav til oscillatorens mekaniske opbygning, idet vibrationer vil kunne påvirke frekvensen og dermed frekvensnøjagtigheden.

Programmerbar deler.

Deleren dividerer VCO frekvensen med et helt antal gange. Dette antal indstilles ved at tilføje deleren en binær kode. Denne kode kan komme fra en mekanisk omskifter, men kan ligesåvel være frembragt af en mikroprocessor.

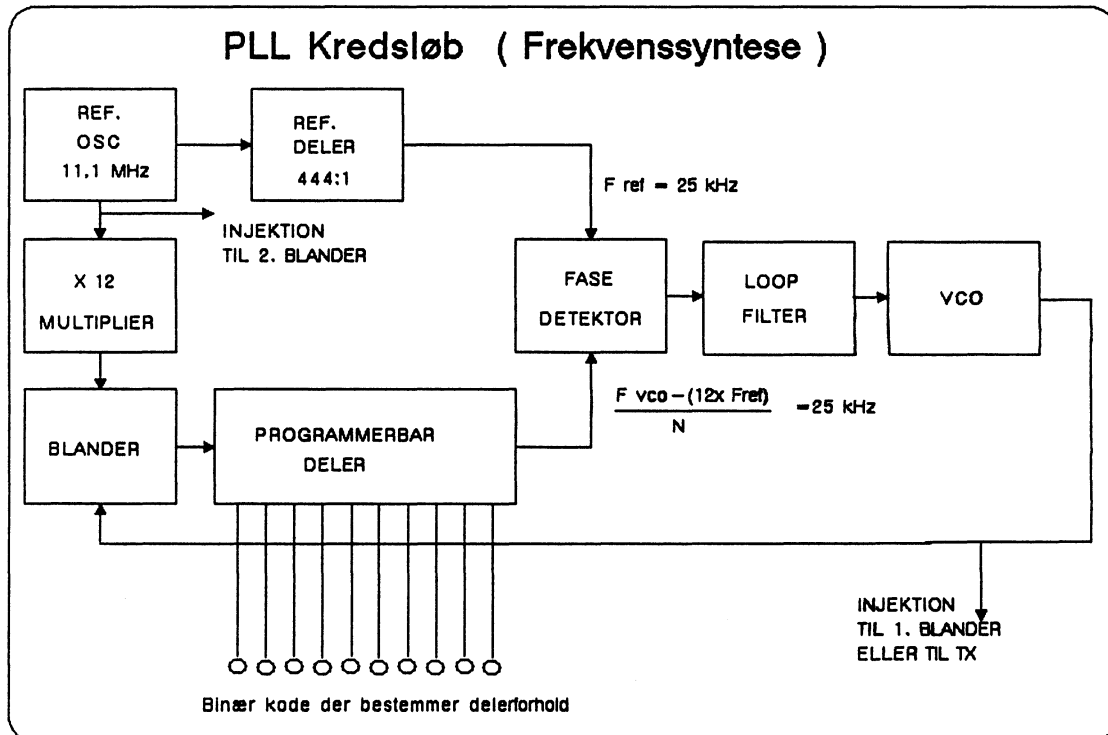
Virkemåde.

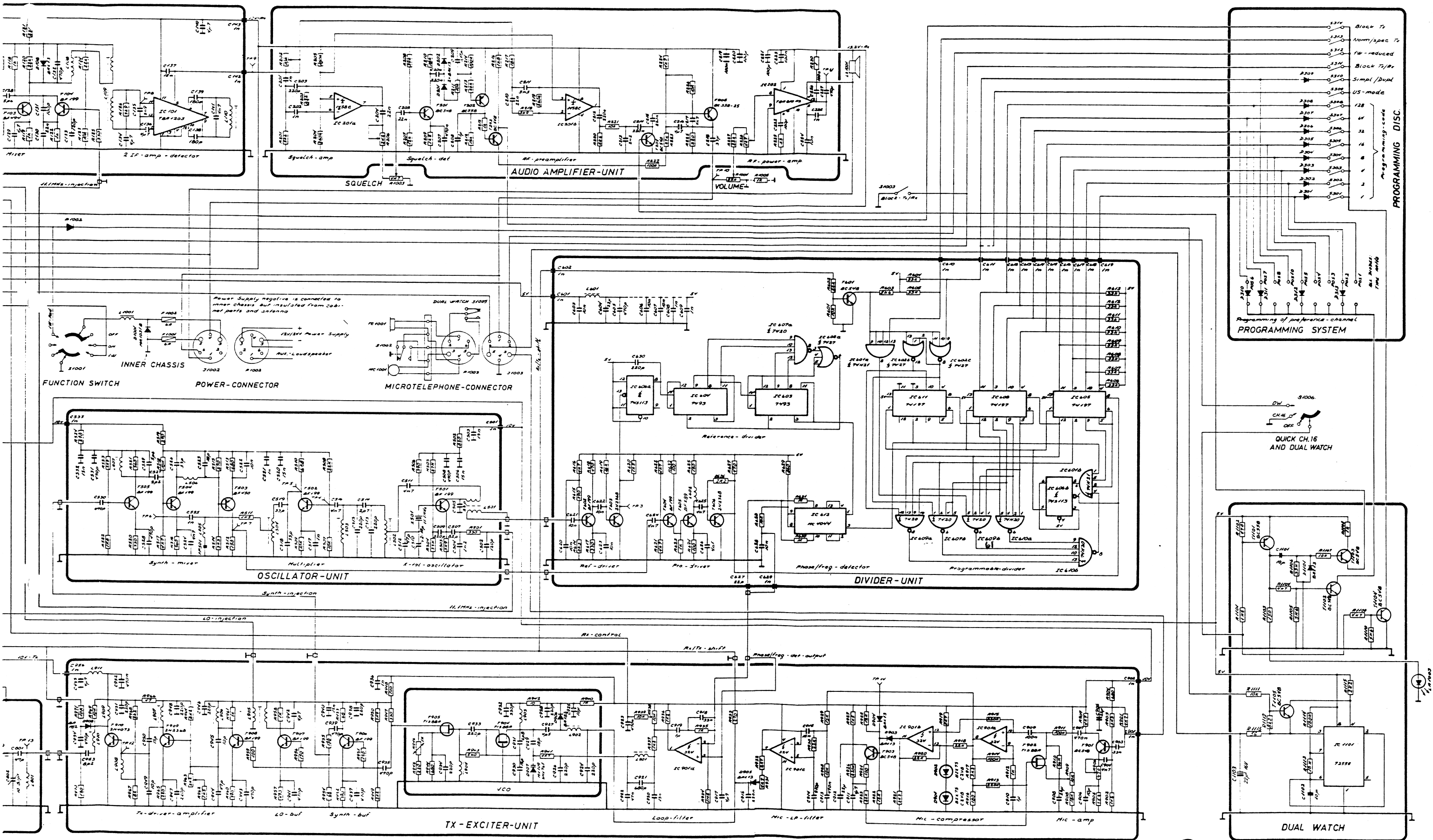
Fasedetektoren tilføres referencefrekvensen og den neddelte VCO frekvens. Hvis der er fase- eller frekvensforskel mellem disse vil detektoren afgive en korrektionsspænding, som efter filtreringen tilføres VCOen og tvinger denne tilbage på frekvensen. Frekvensen som VCOen vil ligge på er derfor låst til referencefrekvensen, men vil være delerforholdet i den programmerbare deler gange referencefrekvensen. $f_{VCO} = f_{REF} \times N$, hvor N er delerforholdet i den programmerbare deler.

I det viste eksempel er der kun benyttet eet krystal på 11,1 MHz. dette deles med 444 til 25 kHz der benyttes som referencefrekvens, hvilket dermed bestemmer kanalafstanden.

I eksemplet der er hentet fra en 2 mtr radiotelefon anvendes der i delerkredsløbene TTL kredsløb. Disse er ikke i stand til at arbejde på 150 MHz, og derfor er der indsat en blander som har til opgave at blande VCO frekvensen ned til en tilstrækkelig lav frekvens hvor TTL kredsløbene kan fungere.

Injektionssignalet til denne blander vil dermed også være bestemmende for nøjagtigheden på det endelige signal fra VCOen, derfor har man taget 11,1 MHz signalet fra ref. oscillatoren, og ganget det med 12 til en frekvens på 133,2 MHz. Differencen mellem denne frekvens og VCO frekvensen tilføres nu den programmerbare deler.





Delertallet i den programmerbare deler vil nu være bestemmende for hvilken frekvens VCOen skal svinge på for at signalet der tilføres fasedetektoren bliver 25 kHz.

Da dette PLL kredsløb skal anvendes såvel til sender som til modtager skal frekvensen ændres med en værdi svarende til 1. mellemfrekvens på 10,7 MHz. Ved skift fra sending til modtagning.

Dette sker ved at delertallet ændres i den programmerbare deler. Som 2. MF er valgt 400 kHz, derved kan referenceoscillatoren på 11,1 MHz benyttes som 2. Oscillator.

Et eksempel:

Vi ønsker at sende på VHF kanal 6. frekv. 156,30 MHz. Hvilket delertal skal den programmerbare deler sættes til?

$$N = f_{VCO} - (f_{ref} \times 12) / 25 \text{ kHz} =$$

$$156,30 \text{ M} - (11,1 \text{ M} \times 12) / 25 \text{ kHz} = 924.$$

161

863 counts

Hvad skal delertallet være når stationen skifter til modtagning og der anvendes underliggende oscillator?

496

stop deler

61 sender

63

145 modtager

245

Multimodulus Division

Phase Locked Loop Frequency Synthesisers of the form shown in Fig.4 suffer from the problems inherent in producing fully programmable dividers required to operate at appreciable frequencies while not consuming excessive power. Although advances in small geometry integrated circuit technology make any figures obsolete, guaranteed operation above about 50MHz requires relatively high power.

The use of fixed prescaling, as in Fig.5, is widely used, but for a division ratio of N in the prescaler and a channel spacing of f kHz, the phase comparison frequency of Fig.4 has been reduced by the factor f/N . This lower frequency necessitates a lower bandwidth in the phase locked loop, and thus a greater susceptibility to microphonics etc., and, generally speaking, a longer lock up time.

The alternatives to fixed division are mixing, as in Fig.6 or 'multimodulus division' ('pulse swallowing') as in Fig.7. The use of mixers requires great care in the choice of frequencies if spurious products are not to be a problem and although widely used, is certainly more complicated than multimodulus division in terms of its physical realisation, requirements for 'adjust-on-test' parts, and its susceptibility to layout problems.

The multimodulus divider system is shown in Fig.7. It is built up from a number of blocks:

1. A two-modulus divider which will divide by one of two numbers N or $N + 1$ (e.g., 10/11, 64/65 etc.).
2. An A counter which is programmable and the output of which controls the modulus of the divider.
3. An M counter which is programmable, is clocked in parallel with the A counter, and the output of which resets both itself and the A counter.

The counters may count 'down' to zero from the programmed input, or count 'up' from zero.

The principle of operation is as follows:

The A counter is programmed to a smaller number than the M counter and assuming the counters to be empty, the system starts with the divider ($N/N + 1$) dividing by $N + 1$. This continues until the A counter reaches its programmed value, whereupon the divider divides by N until the M counter is full. As the M counter has received A pulses, this counter overflows after $(M - A)$ pulses, corresponding to $N(M - A)$ input pulses to the divider. Thus the total division ratio P is given by:

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

Obviously, A must be equal to or less than M for the system to work, while for every possible channel to be available, the minimum total divide ratio is $N(N - 1)$ while the maximum total divide ratio is $M(N + 1)$. A_{max} should be equal to or greater than N .

Although deceptively simple in theory, there are a few points which require consideration in the design of such a divider system. Of these probably the most important is Loop Delay.

Consider the counter chain at the instant that the $(N + 1)$ th pulse appears at the two modulus divider input. After some time $tp1$ the output produces a pulse, which clocks the A and M counters. Assume that the A counter is filled by the pulse, and so after a time $tp2$ (determined by the propagation delay of the A counter) an output is produced to set the dual modulus divider ratio to N . After a set-up time ts , the dual modulus divider will divide by N . But if $tp1 + tp2 + ts$ is greater than N cycles of input frequency, the divider will not be set to divide by N until after N pulses have appeared, and the system will fail. Thus

$$\frac{N}{f_{in}} > \text{total loop delay}$$

Design in this region is critical: worst case tolerances *MUST* be used if the reproducibility and reliability of the design under temperature and voltage extremes is not to be compromised.

The value of N must also be large enough that the output frequency from the divider does not exceed the maximum input frequency of the following circuitry. In single chip MOS controllers, this may well be as high as 50MHz under some conditions, but under others, such as high temperature and low voltage, much lower. Generally, however, the limitation on such circuits is the loop delay rather than input frequency.

The loop delay is affected by the edge of the waveform on which the divider and the A and M counters trigger. If the edges are opposite then the loop delay may be increased by large amount, and if in these circumstances, the use of an inverter at the output of the divider is justified.

The minimum value of N is therefore settled by these constraints, but the actual choice of N may be determined by the ease of programming. This may be seen by considering a synthesiser with a 25kHz phase comparison frequency and 25kHz channelling, using a 40/41 divider.

At 156MHz:

$$P = \frac{156}{0.025} = 6240$$

therefore $NM + A = 6240$

therefore $40M + 0 = 6240$ ($A = 0$ for the lowest channel)

therefore $M = 156$

In general, where

$$fN = 1 \text{ or } 10 \text{ or } 100$$

$$M = f, \frac{f}{10}, \frac{f}{100} \text{ etc.}$$

and similarly for binary divide ratios.

The choice of prescaler is therefore fixed by

1. Total allowable loop delay.

$$\frac{N}{f_{in}} > \text{controller delays}$$

2. Output frequency within the controller input frequency band.

3. Programming ease.

REFERENCE FREQUENCY DIVISION RATIO (R)

The value of R is set by the input frequency and the phase comparison frequency. Higher input frequencies require greater power and offer lower stability, while lower frequencies (below 4MHz) generally require larger physical crystal case sizes. Normally, a frequency between 4 and 10.7MHz is used, especially as in double conversion equipments commonality of oscillators may be possible. e.g. for a 2.5kHz comparison frequency and 10.245MHz 2nd local oscillator frequency,

$$R = \frac{10.245 \times 10^6}{2.5 \times 10^3} = 4098$$

Note that R is always an even number.

$$1: \frac{f_{vco}}{N} = \frac{f_{ref}}{R} \Rightarrow f_{vco} = N \cdot \frac{f_{ref}}{R}$$

$$2: \frac{f_{vco}}{P \cdot N} = \frac{f_{ref}}{R} \Rightarrow f_{vco} = P \cdot N \cdot \frac{f_{ref}}{R}$$

$$3: \frac{f_{vco} - f_x}{N} = \frac{f_{ref}}{R} \Rightarrow f_{vco} = N \cdot \frac{f_{ref}}{R} + f_x$$

4: $A \ll M$ først $N+1$, så N

A og M kører parallelt.

Først $A \cdot (N+1)$ pulser

Så $(M-A) \cdot N$ pulser

$$\text{Delerforhold: } A \cdot (N+1) + (M-A) \cdot N = \cancel{AN} + A + MN - \cancel{AN} \\ A + M \cdot N$$

$$\frac{f_{vco}}{A+MN} = \frac{f_{ref}}{R} \Rightarrow f_{vco} = (A+MN) \cdot \frac{f_{ref}}{R}$$

Som det ses kan f_{vco} ændres ispring P i $\frac{f_{ref}}{R}$ ved at ændre A

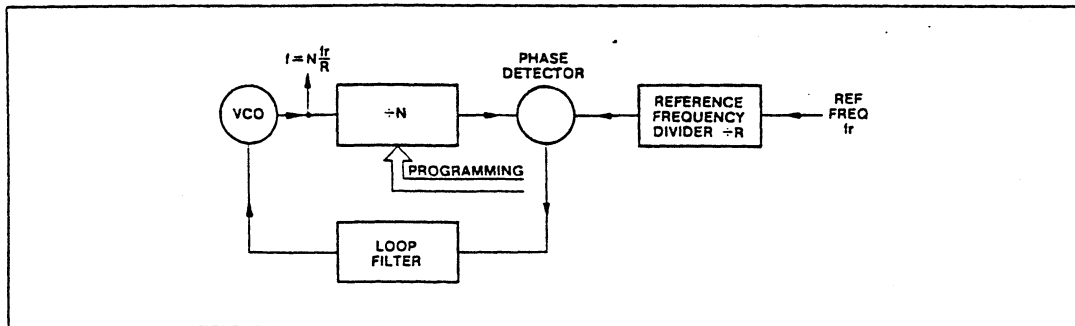


Fig.4 Direct division

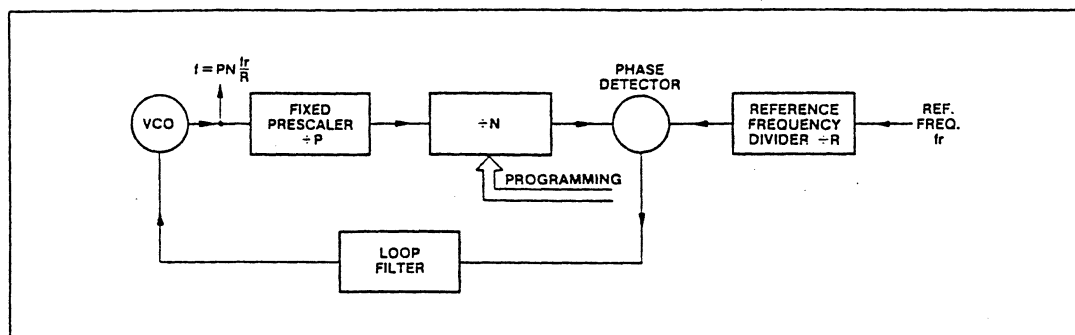


Fig.5 Fixed prescaling

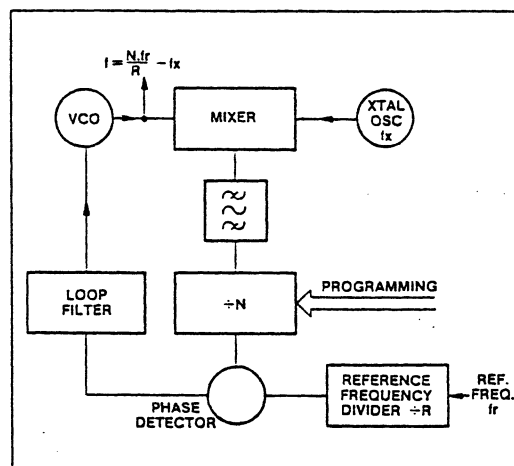


Fig.6 Mixing in the loop

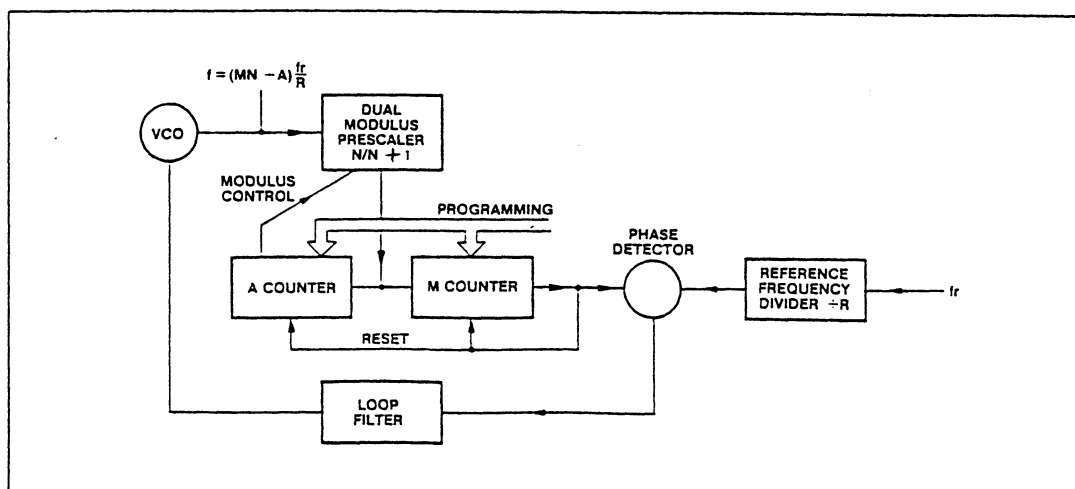


Fig.7 Dual modulus prescaling

PA Trin.

Formål.

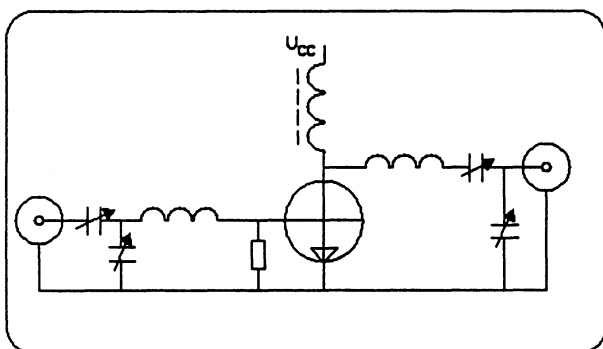
PA trinnet har til opgave, at forstærke det genererede sendersignal, op til den nødvendige sendeeffekt. I VHF/UHF radiotelefoner normalt mellem 5 og 25 Watt.

Impedanser.

HF Transistorer arbejder normalt ikke med højere forsyningsspænding end ca. 30 volt. For at opnå den store udgangseffekt må der arbejdes med store strømme og dermed lave impedanser.

De små impedanser gør, at man ikke som i senderens øvrige trin kan anvende parallelkredsen som tilpasningsnetværk. I effekttrin anvendes som regel L led eller Pi led som tilpasning mellem de enkelte trin.

Principdiagram.



Transistoren arbejder uden basisforspænding og indgangssiden kan betragtes som et clamperkredsløb, hvor basis/emitterstrækningen udgør en diodestrækning. I kollektorsiden er der en drosselspole til at overføre DC spænding til kollektoren, denne indgår ikke i afstemningen, som udgøres af et pi led hvor indgangskapaciteten udgøres af transistorens

kollektorkapacitet.

Arbejdspunkt.

Eftersom transistoren ikke har en basisforspænding, men styres on af indgangssignalet, vil den komme til at arbejde i klasse C, idet den vil trække strøm i $< 180^\circ$. Dette giver en god virkningsgrad (større end 80%). Forstærkningen er derimod ret lav, sammenlignet med småsignalforstærkere. (normalt mellem 10 og 20 dB).

HF Effektransistorer.

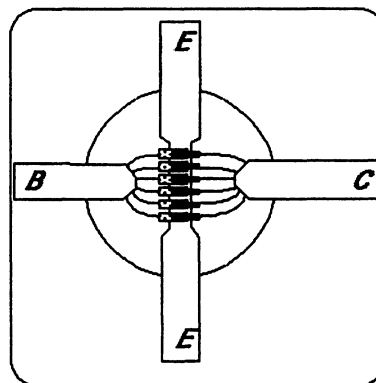
I VHF/UHF transistorer er basislagets tykkelse nogle få my af hensyn til en rimelig høj grænsefrekvens.

Ved høje frekvenser er det kun i kanten af emitterlaget der vil løbe strøm, derfor må emitteren have en så stor omkreds som muligt.

Af hensyn til kapaciteten bør emitterens areal være så lille som muligt.

Derfor bør transistoren udformes med størst mulig omkreds, og mindst mulig areal.

HF Transistorer til store effekter udformes som såkaldte overlay transistorer hvor emitteren består af mange små emittere. Derved kan opnås et gunstigt forhold mellem omkreds og areal.

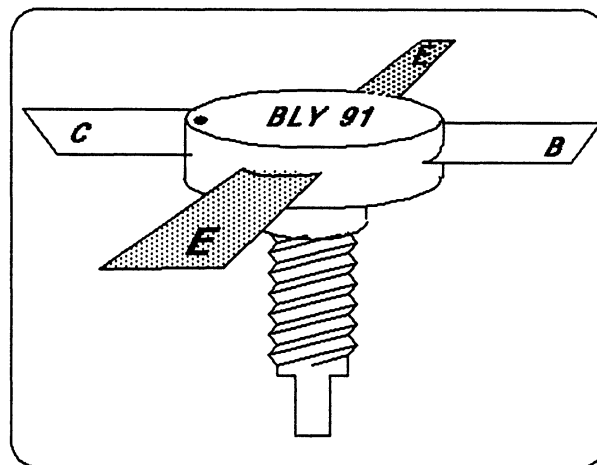


De store effekter og de forholdsvis lave spændinger medfører, at impedanserne bliver meget lave, dette gælder ikke mindst emitterimpedansen. Hvis vi for eksempel ser på en udgangstransistor, som trækker en kollektorstrøm på 5A, så vil det give en r_e på 5 mOhm.

For at få maximal forstærkning skal emitterafkoblingen være effektiv. Dette kan være vanskeligt at opnå når der er tale om så lave impedanser og samtidig meget høje frekvenser, hvor selv en ganske kort tilledning udgør en betydelig xL . Af den grund har mange effekttransistorer emitteren ført ud på begge sider, ved montering af disse transistorer må man være meget omhyggelig med at lodde emitterterminalerne til stel så tæt på transistoren som muligt.

I det hele taget gælder ved udskiftning af komponenter i PA trin og i HF kredsløb i det hele taget, at man sørger for at montere de nye komponenter nøjagtig som de oprindelige. Dette gælder især hvis man ikke har mulighed for at foretage omfattende kontrolmålinger som sweep

og kontrol af harmoniske på udgangen.



TRANSMISSIONSLINIER.

En transmissionslinie er en leder, der anvendes til at transportere HF – energi fra f.eks. en sender til en antenne. transmissionsliniens konstanter såsom R, L og C er bestemmende for dens virkemåde i det kredsløb hvori den indgår.

I det efterfølgende vil vi betragte transmissionen som værende ideel. dvs. at vi vil se bort fra de tab der i praksis vil være i en leder.

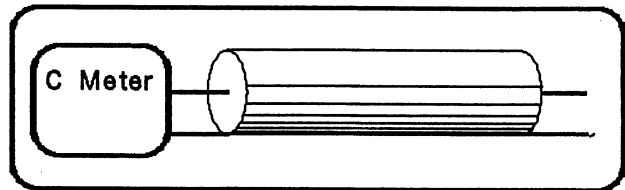
Disse tab skyldes udstråling, dårligt dielektrikum og lederens ohmske modstand.

Transmissionslinien består af to parallelle ledere.

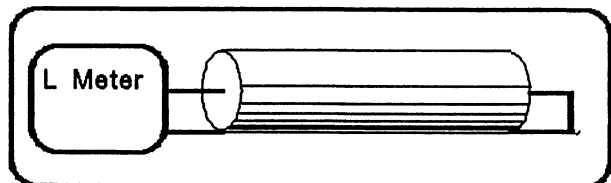
I en transmissionslinie er kapaciteten og selvinduktionen jævnt fordelt hen over linien, men for lettere at forstå virkemåden vil vi betragte transmissionslinien som opbygget af enkelte spoler og kondensatorer.



Hvis man ønsker at finde kapaciteten og selvinduktionen i et stykke kabel, kan dette gøres ved hjælp af et LC meter, idet kapaciteten måles imellem inderleder og skærm på et stykke kabel, hvor den modsatte ende er åben.



Ligeledes måles selvinduktionen ved at måle mellem inderleder og skærm, men her skal kablet være kortsluttet i den modsatte ende.



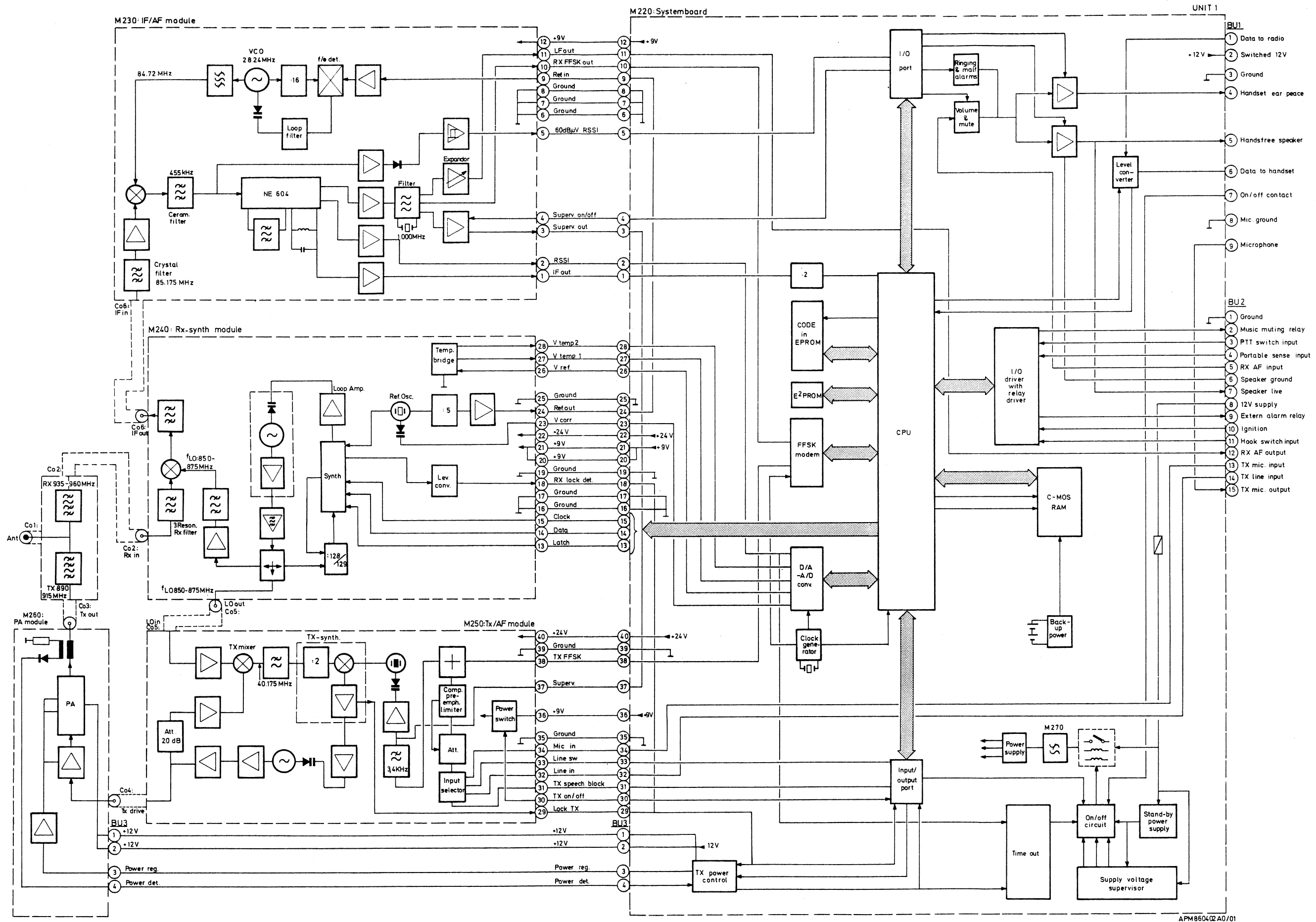
NB: Målingerne bør foretages på et forholdsvis kort stykke kabel, dvs. nogle få meter da der ellers kan opstå problemer med resonans fænomener i kablet på grund af LC meterets målefrekvens.

IMPEDANS.

Hvis en generator tilsluttes en uendelig lang transmissionslinie vil generatoren blive belastet af en værdi svarende til liniens karakteristiske impedans Z_0 .

Denne impedans svarer til resonansimpedansen, som vi kender fra afsnittet om svingningskredse nemlig

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$



APM860402 A0/01

et eksempel:

På et stykke kabel måles $L = 500 \text{ nH}$; $C = 200 \text{ pF}$ hvilket giver: $Z = 50 \text{ Ohm}$.

Af den foranstående formel kan ses, at hvis kabellængden ændres vil såvel selvinduktionen som kapaciteten ændre sig, men kabelimpedansen vil ikke ændres. Hvis man derimod gør inderlederen tyndere vil selvinduktionen blive større, men kapaciteten vil blive mindre idet afstanden imellem inderleder og skærm forøges, dette resulterer i en højere impedans.

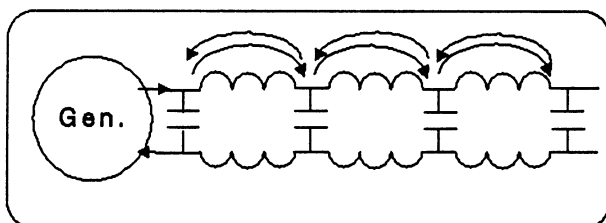
Med andre ord er det forholdet imellem inderleder og skærm der er bestemmende for impedansen og ikke kablets yderdimension. Yderdiametere har til gengæld indflydelse på kabeldæmpningen, som for en stor del bestemmes af den ohmske modstand i lederne.

Man ser således ofte et tykt kabel anvendt som nedføring fra en basisstations antenne for så det sidste korte stykke inden stationen, at gå over til et tyndere og mere fleksibelt kabel.

DC FORHOLD I ET KABEL.

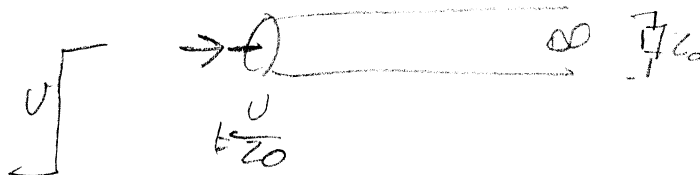
Hvis et åbent kabelstykke i den ene ende påtrykkes en DC spænding vil denne spænding naturligvis også kunne måles i kablets modsatte ende, men undersøger man det nærmere, viser det sig, at det tager et vist stykke tid inden spændingen når ud til kablets modsatte ende. se fig.

Dette skyldes, at de enkelte svingningskredse



i kablet først skal tilføre energi inden de kan videregive denne energi til den efterfølgende kreds. Denne forsinkelse andrager ca. 5 nSek./mtr. for et 50 Ohm kabel.

Hvis linien tænkes uendelig lang, vil hver enkelt svingningskreds modtage energi fra den foregående og aflevere samme energi til den efterfølgende svingningskreds, derfor vil transmissionslinien trække en konstant strøm fra generatoren, denne strøm er bestemt af U_g og Z_0 .



I en transmissionslinie vil signalet udbredes fra generatoren, med en hastighed der er bestemt af L og C i linien. Dette giver en forsinkelse som kan findes ved ;

$$T_{id} = \sqrt{L \cdot C}$$

Et eksempel: på et kabelstykke på 1 mtr. måles følgende;

$$L = 250 \text{ nH};$$

$$C = 100 \text{ pF}$$

$$\text{dette giver } T = 5 \text{ nSek.}$$

De 5 nSek. er den tid det tager signalet at bevæge sig igennem det 1mtr. lange kabel. I et lufttomt rum udbredes elektromagnetisk energi med en hastighed af 300.000 km pr. sek.

Dette svarer til 3,3 nSek. pr. mtr.

Sammenlignet med det førnævnte eksempel ses det, at hastigheden i kablet er noget mindre.

I en transmissionslinie er bølgelængden for en given frekvens, forskellig fra bølgelængden for den samme frekvens, hvis denne udbredes i et lufttomt rum.

Formlen for bølgelængde er:

Eksempel 1: Find bølgelængden for 450 MHz i lufttomt rum:

Eksempel 2: Find bølgelængden i en transmissionslinie hvor udbredelseshastigheden er 200.000 km/s:

Bølgelængden i transmissionslinien kaldes den mekaniske bølgelængde.

Forholdet imellem den elektriske og den mekaniske bølgelængde kaldes forkortningsfaktoren og findes ved :

I det foranstående eksempel er forkortningsfaktoren altså 0,66.

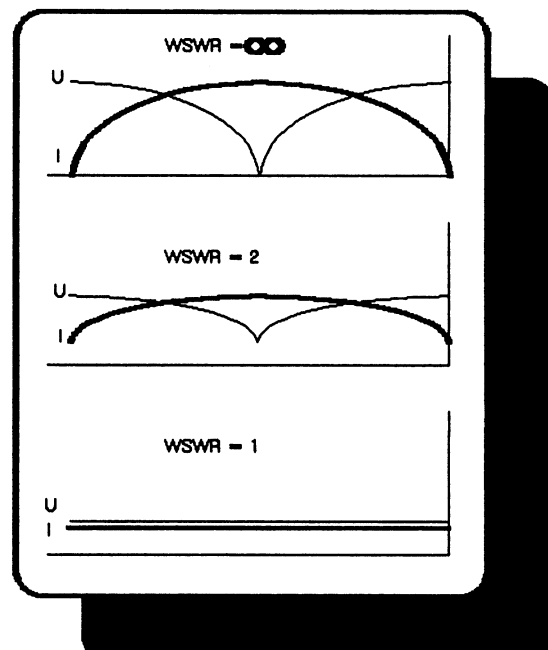
HØJFREKVENNS PÅ ET KABEL.

Hvis kablet påtrykkes en højfrekvensspænding vil signalet vandre ud ad kablet og hvis der er korrekt impedanstilpasning ved enden af kablet vil den tilførte energi afsættes i afslutnings impedansen.

Er der derimod ikke korrekt impedanstilpasning i enden af kablet, vil en del af signalet returneres tilbage til generatoren.

På grund af forsinkelsen i kablet vil det signal som løber retur ikke være i fase med det fremadgående signal.

På kablet vil derfor kunne måles spændinger, som varierer i størrelse. Dette kaldes stående bølger. se fig.



VSWR.

Afhængig af hvor på kablet der måles vil spændingen ændre sig fra en minimumsværdi over den korrekte værdi til en maximumsværdi.

Standbølgeforholdet (VSWR) er et udtryk for forholdet mellem maximum og minimum amplitude af de stående bølger.

$$VSWR = U_{max}/U_{min}$$

Det optimale ville være, at der ikke blev reflekteret noget signal.

Hvis dette var tilfældet ville spændingen være ens over hele kablet, og U_{max} vil være lig med U_{min} .

Dette vil betyde, at $VSWR = 1$ VSWR kan antage værdier mellem 1 og uendelig.

I praksis vil man i radiotelefonsystemer acceptere VSWR op til ca. 1,5

KABELTRANSFORMATION.

Hvis et kabel afsluttes med en kortslutning, vil der ikke kunne afsættes effekt i denne, hvorfor hele energien returneres til generatoren. Det samme gælder hvis kablet er afbrudt. Vi vil i det følgende se lidt nærmere på disse to situationer.

Ved kortslutningen vil der løbe en meget stor strøm, men der vil ikke være nogen spænding i dette punkt.

Bevæger man sig en kvart bølglængde tilbage fra kortslutnings punktet mod generatoren vil der være en fasemæssig forskel på det fremadgående og det returnerede signal på 180 grader.

Det returnerede signal har på grund af kortslutningen yderligere foretaget et faseskift på 180 grader, hvilket medfører at de to signaler vil være i medfase og vil adderes.

Der vil ikke løbe nogen strøm i dette punkt, idet de to spændinger er lige store, og kommer

fra hver sin side.

Derfor må impedansen i dette punkt være uendelig stor, hvilket svarer til en afbrydelse.

Afsluttes kablet med en afbrydelse, vil der ligesom i det forrige tilfælde ikke kunne afsættes nogen effekt, men signalet vil på grund af afbrydelsen returneres i medfase, derfor vil der en kvart bølglængde tilbage på kablet ske en udfasning mellem det fremadgående og det reflekterede signal.

Impedansen vil i dette punkt være 0 Ohm altså en kortslutning.

Dette kan umiddelbart virke ulogisk, men betragter man en kvart bølglængde kabel som en svingningskreds, hvor r er kortslutningen og R er afbrydelsen, så svarer det nøje til teorien om L Led opbygget som lavpasled. se afsnittet om svingningskredse.

Et kvartbølge kabel kan derfor anvendes som L Led og dermed benyttes til impedanstransformering, hvor kabelimpedansen Z_0 svarer til X i L Leddet.

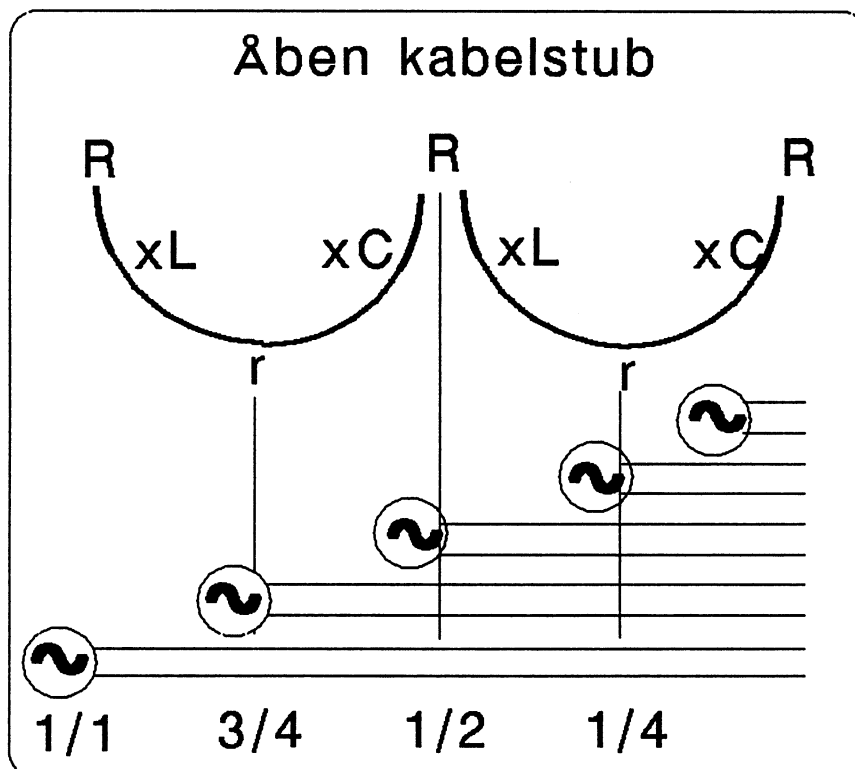
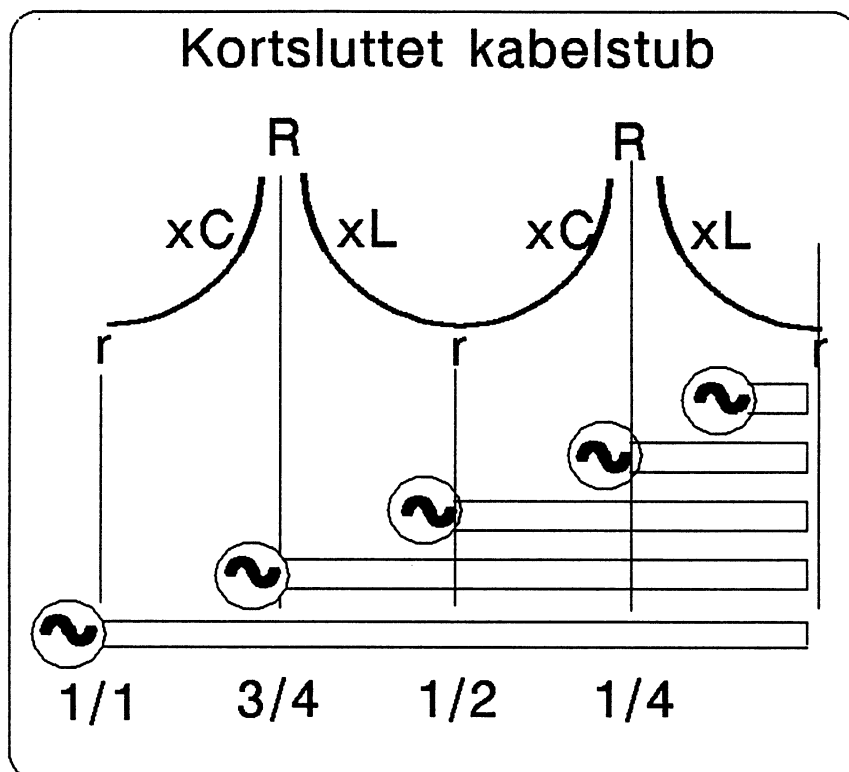
Der gælder følgende:

Da ind og udgangsimpedanserne er kendt kan kabelimpedansen findes således:

Et eksempel:

To 50 Ohms antenner skal parallelkobles og forbindes til et 50 Ohms kabel. Parallelforbindelsen af antennerne giver 25 Ohm.

$Z_0 = 35$ Ohm. Dette kan evt. realiseres ved parallelforbindelse af to stykker 70 Ohms kabel.



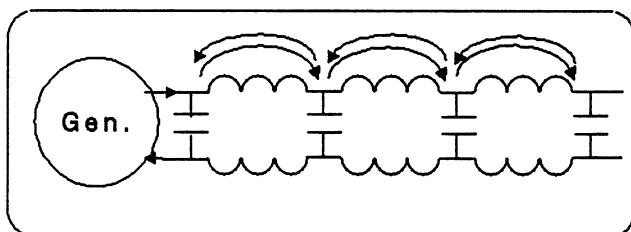
Måling af standbølgeforhold med retningskobler.

Hvis man på en transmissionslinje ønsker at måle standbølgeforhold kan dette gøres ved at finde spændingsmaximum og spændings – minimum.

Teoretisk set er metoden udmærket men i praksis er dette kun muligt når det drejer sig om en åben totrådsline.

På et coaxkabel i et etableret radiotelefonsystem er man tvunget til kun at måle f.eks. ved en konektor, hvorfor en anden metode må anvendes.

Men før vi ser på denne metode må vi tilbage til afsnittet om transmissionslinier, hvor vi fastslog, at de såkaldte stående bølger er en sum af et fremadgående og et returneret signal.



Problemet er blot, at disse to signaler ligger på den samme leder hvorfor man ikke kan skelne imellem disse ved hjælp af spændingsmåling med en simpel diodeprobe.

Vi vil derfor se lidt nærmere på disse to signaler. Hvis senderen i et givet øjeblik afleverer en positiv spænding må dette resultere i en strøm som løber i retning mod antennen; ligeledes kan det fastslås, at et fra antennen reflekteret positivt signal må resultere i en strøm

der løber i retning mod senderen.

D.v.s. at ved at måle spændingen på lederen og samtidig måle strømmen og dens retning er det muligt at afgøre hvor meget effekt der er på vej hhv. mod antennen og mod senderen.

Et sådant kredsløb kaldes en retningskobler og er i princippet en transformator med induktiv og kapacitiv kobling. se fig på næste side.

I denne transformator udgøres primærspolen af kablets inderleder, sekundærspolen er en trådbøjle som ligger parallelt med inderlederen.

Signalstrømmen som løber i kablets inderleder vil inducere en spænding i sekundærspolen, og på grund af kapaciteten imellem primær, og sekundærviklingerne vil der også blive overført en del af primær – spændingen samtidig.

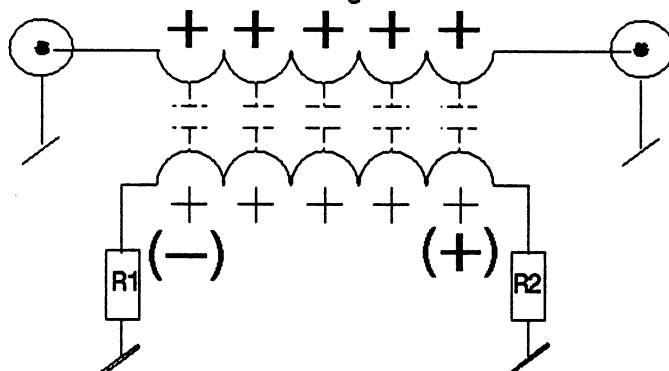
Disse to spændinger vil over R2. være i fase men over R1 være i modfase når der ikke reflekteres noget signal se fig. ovenfor. Der vil derfor være en spænding over R2. der har relation til den fremadgående effekt.

Over R1. vil der være 0 volt. Hvis der er et reflekteret signal vil strømmen i primærspolen løbe i modsat retning, ved den samme spændingspolaritet hvorfor der nu vil være en spænding over R1. denne spænding vil have relation til den returnerede effekt. Se fig på næste side. Kredsløbet kan anvendes til kontrol af antenne tilpasningen på en sender.

Kredsløbet kan anvendes til målinger "I marken", men kan også indbygges fast i PA trinnet hvor det kan give ordre til nedregulering af sendereffekten hvis SWR forholdet bliver for dårligt og på den måde beskytte PA trinnet.

Strøm fra A til B, skyldes det fremadgående signal, og vil inducere spændingen som er vist i parentes

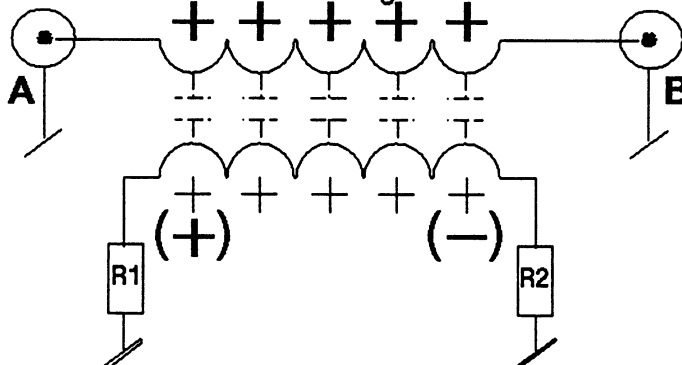
Spænding på linien der vil blive koblet kapacitivt over uanset strømretningen



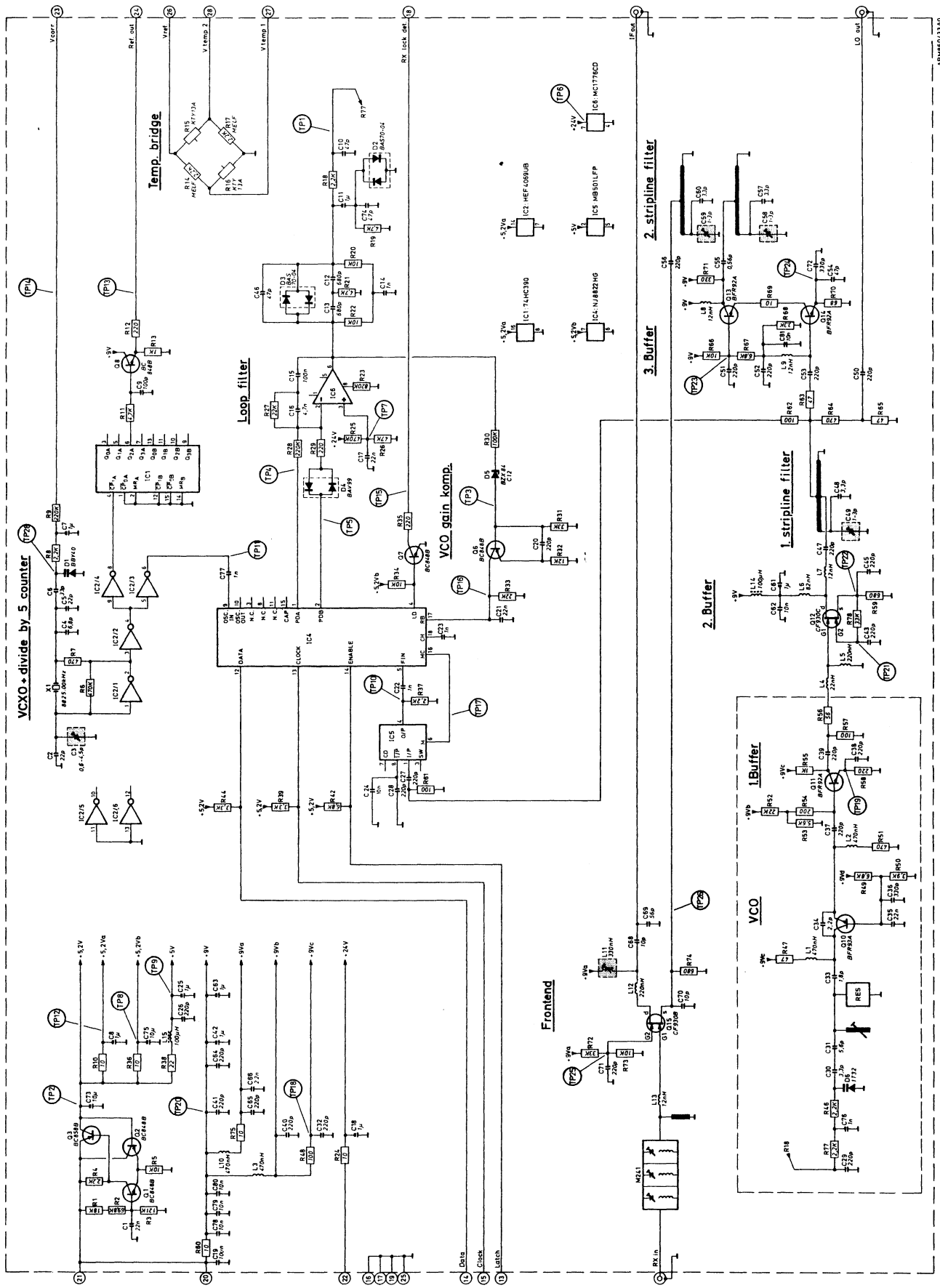
Spændingen over R2 vil være et mål for det fremadgående signal

Strøm fra B til A, skyldes refleksion, og vil inducere spændingen som er vist i parentes

Spænding på linien der vil blive koblet kapacitivt over uanset strømretningen



Spændingen over R1 vil være et mål for det reflekterede signal



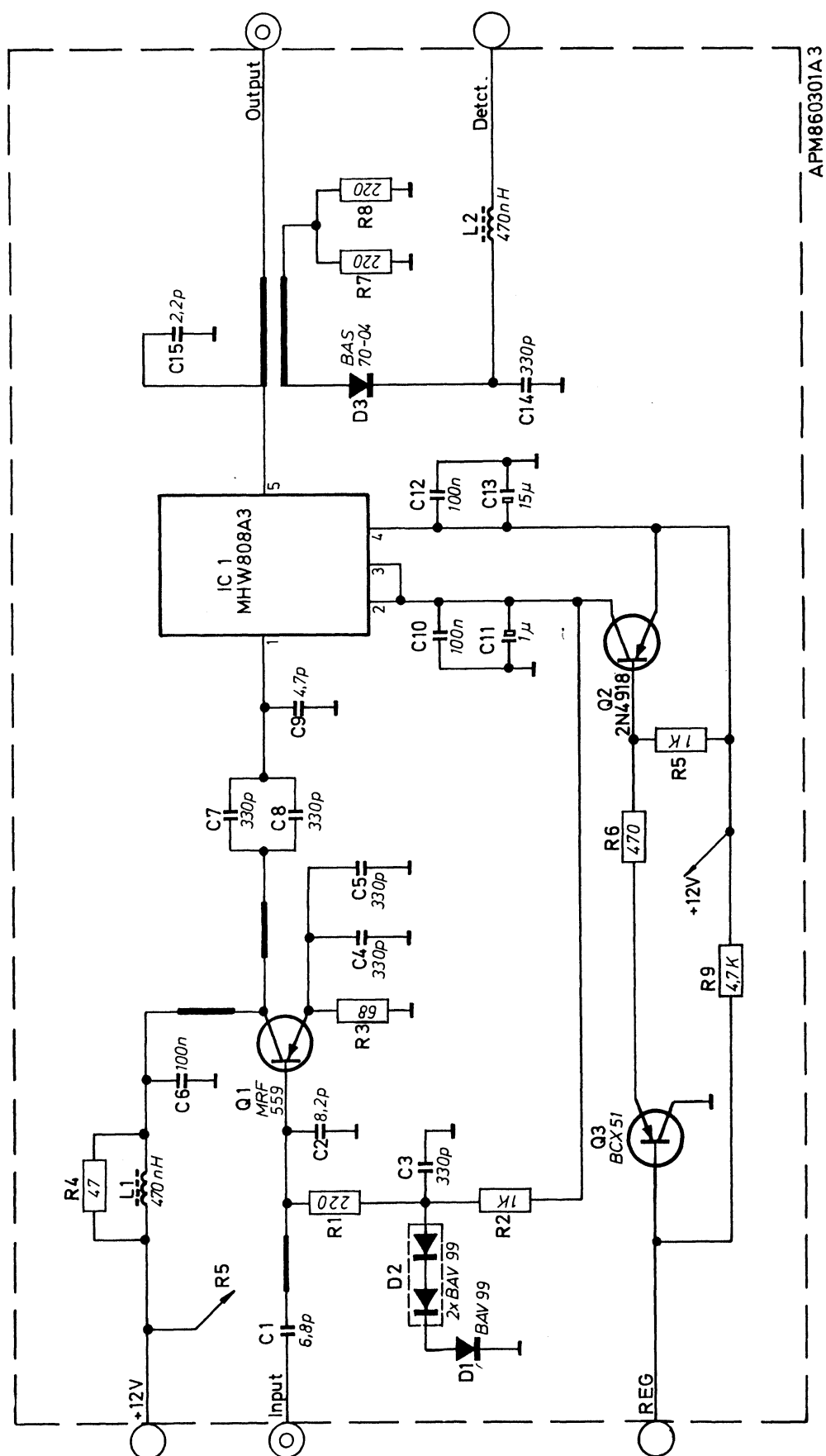


Fig. 19 Circuit diagram, PA-stage, unit 5

RADIOBØLGERS UDBREDELSE.

1. Udbredelsesvejene.

Radiotransmission mellem to punkter på jordoverfladen kan principielt foregå på fem forskellige måder, men i praksis vil det være en kombination af disse.

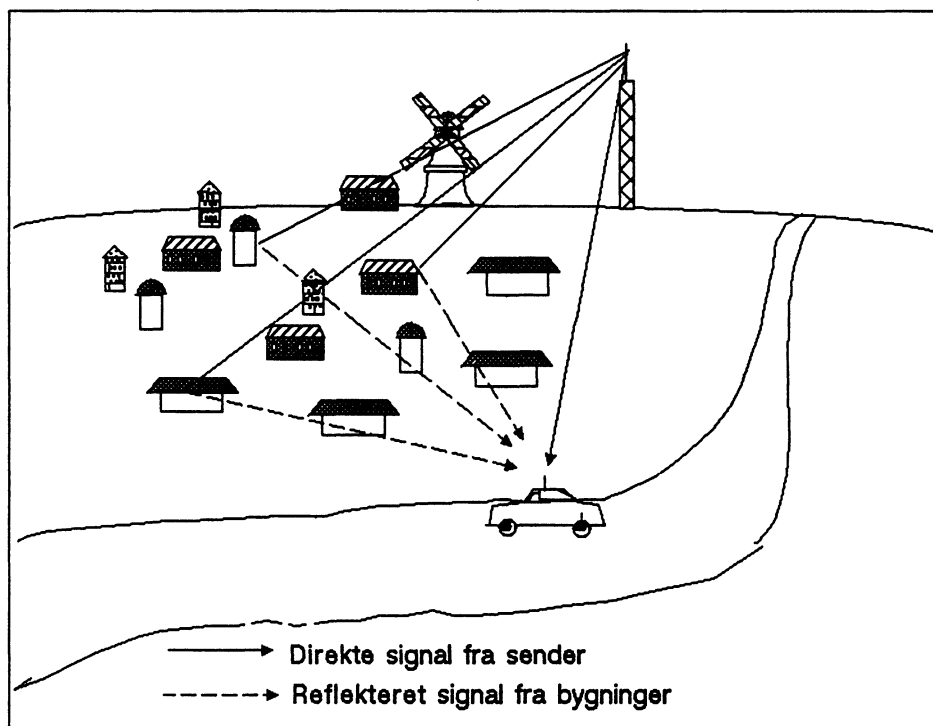
- A. Den direkte bølge
- B. Jordreflektet bølge
- C. Overfladebølge
- D. Troposfærebølge
- E. Ionosfærebølge

A. Den direkte bølge kan anvendes i alle frekvensområder men rækkevidden begrænses af forhindringer, så som jordens krumning. Hvis det drejer sig om en stejl bakketop eller en høj

bygning vil dette ikke give en skarp afskæring men der vil også bag forhindringen forefindes et vist signal. Afstanden mellem sender og modtager vil hvis vi taler om kommunikation på jordoverfladen have mindre betydning.

B. Den jordreflektede bølge har normalt ingen praktisk betydning, ved lavere frekvenser, idet dens omvej i forhold til den direkte bølge er lille. Dog kan der ved frekvenser i UHF området opstå generende fading på grund af refleksionen. Dette skyldes at de enkelte signaler har tilbagelagt forskellig vejlængde fra sender til modtager og derfor vil komme frem tidsmæssigt, og dermed også fasemæssigt forskudt.

Et andet og større problem er refleksion fra f.eks. bygninger, metalkonstruktioner o.l. Disse giver ofte meget kraftige refleksioner med meget varierende forsinkelsestid, dette gælder naturligvis især i bymæssig bebyggelse og når mobilstationen bevæger sig.



C. Overfladbølgen finder kun anvendelse ved de meget lave frekvenser (fra 100 kHz og nedefter), men giver til gengæld mulighed for transmission over meget store afstande. Anvendes f.eks. til radionavigation.

D. Troposfærebølgen er signaler som reflekteres fra en højde af ca. 10 km. Det er kun muligt at anvende denne udbredelsesform ved frekvenser over ca. 100 MHz og dæmpningen af signalet er betydelig, men ved hjælp af store retningsbestemte antenner er det muligt at opnå rækkevidder op til omkring 800 km.

E. Ionosfærebølgen er signaler som reflekteres fra ionosfæren, et elektrisk ledende lag i ca. 100 km. højde og som dannes af solstrålernes indvirkning, hvorfor udbredelsen er afhængig af tidspunktet på døgnet. Der er mulighed for anvendelse i frekvensområdet Ca. 25 – 60 MHz og transmissionsafstanden er mellem 1000 og 2500 km.

I forbindelse med landmobile radioanlæg vil vi i denne forbindelse kun beskæftige os med VHF og UHF området, altså frekvensområdet fra ca. 30 MHz – 1000 MHz.

I dette frekvensområde vil signalerne stort set udbredes i en ret linie fra senderen, der vil dog ske en mindre afbøjning langs med jordoverfladen. Dette skyldes, at radiobølgenes udbredeshastighed er mindre i den nederste del af atmosfæren og øges med højden, dette bevirker at signalet afbøjes og derved følger jordkrumningen lidt ud over kimingsafstanden.

Vi kan derfor godt opnå radioforbindelse selv om der ikke er direkte sigt mellem de to antenner. Denne afbøjning af signalet er afhængig af klimatiske forhold og der kan forekomme perioder hvor der kan opnås endog meget store rækkevidder, som regel med deraf følgende forstyrrelser fra andre radiostationer.

Der kan også i sjældnere tilfælde ske en afbøjning af radiobølgerne opad, således at der ikke kan opnås en forbindelse, selv om der er fri sigt imellem de to antenner.

FADING.

Når radiobølgerne rammer en genstand, vil der herfra ske en refleksion af signalet, dette signal vil udbredes sammen med det direkte signal, og afhængig af det punkt hvor signalet modtages vil den distance de to signaler har tilbagelagt variere.

I det tilfælde hvor forskellen mellem de to signaler er $1/2$ bølgelængde vil der ske en større eller mindre udfasning.

Dette er ikke stabilt, idet såvel atmosfæriske ændringer, som radiostationernes indbyrdes bevægelse vil påvirke signalstyrken. Variationshastigheden i signalstyrken vil stige med frekvensen, idet bølgelængden bliver kortere.

Rækkevidde for VHF – UHF landmobilt udstyr.

Når vi i denne forbindelse taler om rækkevidde for en radioforbindelse, vil det ikke så meget være sendereffekten eller modtagerfølsomheden der vil være afgørende.

Det vil som oftest være antennehøjden, (dette gælder såvel sender, som modtagerantennen) og det mellemliggende terræn der vil bestemme om der kan modtages et brugbart signal.

Interferensbegrænset rækkevidde.

I et såkaldt cellular radiosystem, hvor der opereres med ringe sendereffekt og hyppig genbrug af frekvenser, vil der i stedet for en støjbegrænset rækkevidde derimod være tale om en interferensbegrænset rækkevidde.

Dette kan med fordel benyttes i FM/PM anlæg, da detektoren i sig selv har en evne til at undertrykke signaler der blot er en lille smule svagere end nyttesignalet.

I den forbindelse skal det bemærkes, at selv om der regnes med forholdsvis kort afstand til den næste sender på samme frekvens, behøver denne sender nødvendigvis ikke at være i drift hele tiden, hvorfor der vil være perioder, hvor der kan opnås en betydelig større rækkevidde.

Antenner Grundprincipper.

Antennens opgave er at omsætte mest muligt af sendereffekten til elektromagnetisk stråling, eller at omsætte det modtagne elektromagnetiske signal til en elektrisk spænding som tilføres modtageren.

En antenne kan betragtes som en omsætter fra een energiform til en anden, som vi kender det fra f.eks. højttaleren der jo som bekendt også kan fungere som mikrofon.

Effektiviteten af en antenne afhænger groft sagt af dens mekaniske størrelse set i forhold til bølgelængden. Endvidere har dens udformning betydning for hvor meget effekt der udstråles i de forskellige retninger.

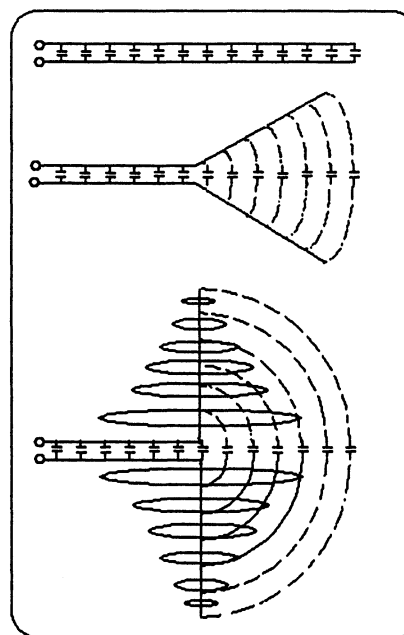
ANTENNENS FORSTÆRKNING.

Med det der betegnes som antennens forstærkning, menes den effektforøgelse der opnås i en bestemt retning, idet man anvender enten en halvbølgedipol eller en isotrop stråler (d.v.s. en kugleformet udstråling uden nogen form for retningsvirkning) som reference.

Her skal man være opmærksom på, at halvbølgedipolen i sig selv giver 6dB gain i forhold til den isotrope stråler hvilket har betydning ved sammenligning af data for forskellige antenner.

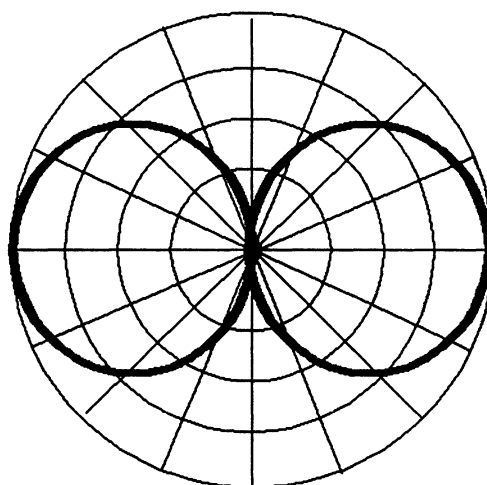
Vi kan rent elektrisk betragte antennen som en svingningskreds og som vi så i afsnittet om transmissionslinier kan en svingningskreds bestå af et stykke kabel.

Hvis vi tænker os et sådant stykke kabel "lukket op" se fig. fremkommer en såkaldt halvbølgedipol.

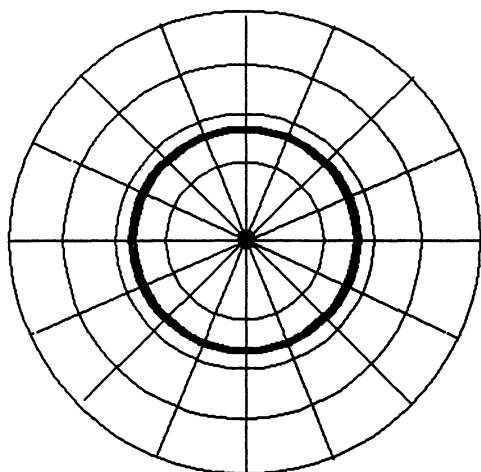


Det sted hvor selve antennekablet tilsluttes kaldes antennens fødepunkt. Impedansen i dette punkt svarer til r i svingningskredsen, i en halvbølge dipol er det ca 70. Ohm.

Det vertikale udstrålingsdiagram for en dipolantenne er som vist på fig. herunder. Det

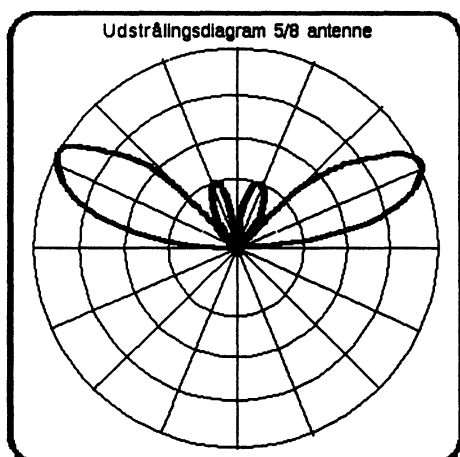


horisontale udstrålingsdiagram for en dipolantenne er som vist på fig. herunder.



det vil sige, at en sådan antenne monteret lodret på en bil vil stråle lige godt i alle retninger, men det ses også at en stor del af signalet forsvinder enten opad, hvor det går tabt, eller ned mod jordoverfladen hvorfra det igen reflekteres og sammen med det direkte signal giver anledning til udfasninger.

Derfor tilstræber man en udstråling som hovedsagelig er vandret. Dette kan opnås ved forskellige antenntyper f.eks. 5/8 antennen hvis udstrålingsdiagram ses i fig.



Det horisontale udstrålingsdiagram er for antennen cirkulært, men hjælpeelementer kan forbedre udstrålingen i en bestemt retning, dette er normalt ikke ønskeligt, men kan forekomme utilsigtet ved at antennen anbringes tæt ved f.eks. tagbagagebærer eller lign.

Dette problem er især af betydning i UHF området hvor bølgelængden er lille.

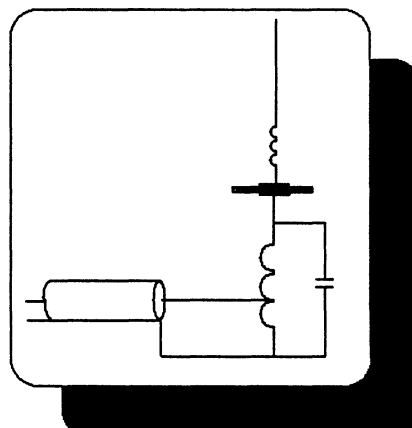
ANTENNETYPER.

Følgende antenntyper er de mest benyttede indenfor landmobil kommunikation:

1/4 bølge antenne med karosseriet som modvægt.

5/8 bølge antenne med karosseriet som modvægt.

glasmonteret antenne som ikke har nogen modvægt.



Hvis pladsforholdene tillader det er colineære antenner meget velegnede idet det vertikale udstrålingsdiagram er smalt

Retningsvirkning for Mobilantenner.

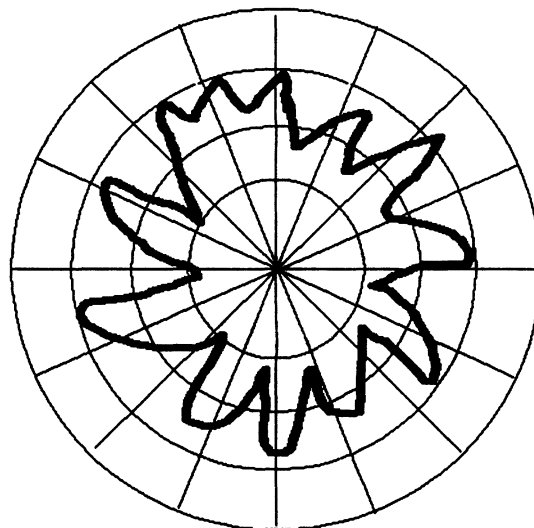
I det foranstående blev der vist eksempler på udstrålingsdiagrammer for forskellige typer mobilantenner. Disse diagrammer viser en ret ensartet effektfordeling i alle retninger bort fra bilen.

Sådan er det sjældent i praksis, idet antennens placering, dens elektriske kontakt til karosseriet, og ledningsevnen i karosseriet, i det mindste i området indenfor en halv bølgelængde fra antennens stelpunkt, har stor betydning for det resulterende udstrålingsdiagram.

Det er umuligt for en installatør at kontrollere dette på en enkel måde. Hvis der skal foretages en brugbar måling, skal dette foretages i et radiodødt rum, hvor eventuelle refleksioner er dæmpet.

Dette naturligvis økonomisk en uforsvarlig løsning, og derfor må kontrollen af en installation i praksis indskrænke sig til at måle SWR forholdet, og at foretage prøveopkald til MTX. Det skal her nævnes, at selv om SWR forholdet er i orden, så er det i sig selv ingen garanti for at udstrålingen fra antennen er ok.

Herunder ses et udstrålingsdiagram, som det kan se ud i praksis på en typisk installation, dette betyder dog ikke at det er ubrugeligt, blot må der forventes dårligere rækkevidde i bestemte retninger.



LANDMOBIL RADIOTELEFON.

Ved et LMR system forstås et radiotelefonsystem som består af mindst een basisstation og et antal mobilstationer. Det kan være et ganske lille system, men kan også være store landsomspændende net som f.eks. Falck, Polit i o.s.v.

Når man nævner ordet radiotelefon tænker man vel i første række på en samtaleforbindelse, men med de muligheder som teknikken byder på i dag er der også mulighed for overførsel af datakommunikation i form af f. eks. tekst, billeder eller en bærbar dataterminal, som via anlægget kan hente eller aflevere oplysninger fra et større stationært dataanlæg.

Frekvenser.

De frekvenser man arbejder med ved mobil radiokommunikation er følgende:

29,7 – 31,7 MHz (30 MHz)

68,0 – 87,5 MHz (4 meter)

146,0 – 174,0 MHz (2 meter)

422,0 – 470,0 MHz (UHF)

862,0 – 960,0 MHz (900 MHz)

Eftersom disse frekvenser er fordelt over et meget stort frekvensspektrum betyder det også, at udbredelsesforholdene er meget forskellige, således vil rækkevidden i et 30 MHz anlæg være væsentligt større end på f.eks. 900 MHz.

Umiddelbart vil man derfor synes at 30 MHz vil være at foretrække, men samtidig med den store rækkevidde følger også forstyrrelser fra andre sendere.

Hvis man derfor ønsker at genbruge

frekvensen skal derfor være stor geografisk afstand til den næste sender.

Det vil derfor være mere fordelagtigt at vælge en højere frekvens, som godt nok giver en kortere rækkevidde, men det medfører, at den samme kanal kan genbruges indenfor en forholdsvis kort afstand, dette giver igen mulighed for at flere kan udnytte anlæggene.

KALDESYSTEMER.

For at udnytte systemet mest muligt findes flere forskellige kaldesystemer.

Det simpleste er USELEKTIVT.

Ved dette system er radionettet fuldstændigt åbent. Alle stationer der lytter på samme kanal kan høre hinanden.

Har man to frekvenser, een for sending og een for modtagning, er nettet normalt indrettet således at basisstationen kan høre alle mobilstationerne, men mobilstationerne kan kun høre basisstationen.

Et andet system er det SELEKTIVE system.

Her anvender man et tonesystem normalt bestående af 5 toner, som bliver sendt efter hinanden, hver tone repræsenterer en talværdi, hvorved man kan kombinere disse toner vilkårligt og således sammensætte dem til et telefonnummer. Se frekvensliste på næste side.

De enkelte modtagere lytter alle på den samme kanal, men LF signalet ud til højttaleren er blokeret indtil den korrekte tonefølge, (svarende til stationens telefonnummer) bliver modtaget.

Tonefrekvenser CCIR Norm.

Cifferværdi	Tonefrekvens
1	1124 Hz
2	1197 Hz
3	1275 Hz
4	1358 Hz
5	1446 Hz
6	1540 Hz
7	1640 Hz
8	1747 Hz
9	1860 Hz
0	1981 Hz
Repetition	2110 Hz

toner hvor de første 5 toner er stationens nr. og de efterfølgende bruges til en form for datatransmission hvorved man kan overføre forskellige oplysninger således at brugeren ikke nødvendigvis behøver at besvare et opkald men kan aflæse disse oplysninger på et display.

SIMPLEX.

En simplex (skiftetale)forbindelse vil sige, at der kun er een frekvens til rådighed, dette betyder derfor at den ene station sender mens den anden lytter.

SEMI-DUPLEX.

En semi-duplex forbindelse er en to-frekvens forbindelse således at basisstationens sendefrekvens er lig med mobilstationens modtagefrekvens – og omvendt. Der benyttes skiftetale.

Dette betyder at de enkelte mobilstationer ikke kan høre hinanden, og dermed heller ikke kan kommunikere indbyrdes.

Semi-duplex anvendes f.eks. i maritim VHF kommunikation, her anvender kyststationen DUPLEX, mens nogle skibe anvender semi-duplex, dette gør anlægget billigere, andre skibe anvender et fuldt duplexanlæg.

DUPLEX.

En duplex (modtale) forbindelse kræver altid to frekvenser.

Her gælder som i semi-duplex, at sendefrekvensen på den ene station er lig med modtagefrekvensen i den anden og omvendt.

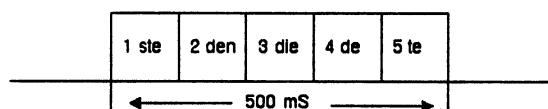
Kommunikationen foregår som en normal telefonforbindelse således at der kan tales i begge retninger samtidig.

Dette kan ydeligere kombineres med en alarmfunktion i modtageren, således at brugeren ikke behøver at være i nærheden af stationen hele tiden.

Systemet giver også en vis grad af hemmeligholdelse overfor andre idet det jo kun er een modtager som åbner ved et opkald.

Hvis det er ønskeligt kan systemet indrettes således, at en gruppe af stationer kan kaldes på en gang.

I visse systemer anvender man 2 gange 5



Dette betyder at begge stationer sender og modtager samtidig, hvilket kræver enten to antenner eller et såkaldt duplexfilter, som kobler både modtager og sender på een antenne.

Dette er det mest brugervenlige system, men også samtidig et dyrt system.

En duplex station kan direkte arbejde sammen med semi-duplex station og det er ofte således, at man i et anlæg har en duplex basisstation og semi-duplex mobilstationer.

RETRANSMISSION.

Det vil i et radioanlæg normalt være således at basisstationens antenne er anbragt på en høj mast og kan dermed sikre en lang rækkevidde, selv om mobilstationens antenne er anbragt meget lavt.

Der kan være tilfælde hvor det ikke er muligt, at anbringe basisstationens antenne tilstrækkeligt højt, eller der kan være et ønske om at mobilstationer skal kommunikere med hinanden.

I sådanne tilfælde kan problemet løses ved hjælp af retransmission, hvilket vil sige at en duplex station anbragt på en dækningsmæssig god position modtager signaler fra såvel basis – som mobilstation på en frekvens og videresender dette på en anden frekvens.

Der kan også være tale om, at en mobilstation kan fungere som relæstation, f.eks. kan en servicetekniker befinde sig inde i en bygning, med en bærbar radiostation med ringe rækkevidde.

Denne station skal så kun kunne række ud til mobilstationen på gaden som så videresender til basisstationen.

NMT Systemet.

NMT Systemet er et offentligt, fuldautomatisk radiotelefonsystem, systemet er en videreudvikling af de gamle manuelt betjente systemer.

NMT Systemet blev først etableret på 450 MHz, hvor det blev sat i drift i januar 1982. Systemet blev imidlertid en så stor succes, at man allerede 3 år efter starten måtte rationere abonnenttilgangen, og i 1987 var der over 56000 abonnenter, mod forventet ca. 15000.

Det var derfor nødvendigt, at udbygge systemet. Dette var imidlertid ikke muligt i 450 MHz båndet, hvorfor der på baggrund af dette system blev udviklet et nyt system, det såkaldte NMT900 der på mange punkter ligner NMT450, men den erfaring man havde fået med systemet, gjorde at det kunne forbedres på en hel række punkter, ikke mindst kanal antallet, som blev sat op fra 180 til 1999.

Den første umiddelbare forskel imellem de to systemer er abonnentnummeret, der for stationer i NMT450 begynder med 049, for NMT900 begynder nummeret med 042.

Derudover er der en række brugerfaciliteter som vil blive nævnt senere.

De seneste prognoser viser, at abonnenttilgangen fortsat vil stige og der forventes at der i år 2000 vil være over 300000 abonnenter.

SYSTEMBESKRIVELSE.

Systemet må ses som en udvidelse af det faste telefonnet, og der er derfor tilstræbt en vis harmonisering af betjeningsprocedurer og faciliteter i mobilstationen med de tilsvarende i det faste net.

På radiosiden er signalering og systemkomponenter ens i alle de nordiske lande. Derimod er der forskellige mindre afvigelser på den faste side, hvor mobiltelefoncentralen (MTX)en er tilpasset det nationale faste telefonnet. Mobiltelefoncentralen udfører de normale sammenkoblinger mellem abonnenter, faste såvel som mobile.

Derudover må mobiltelefoncentralen holde rede på, i hvilket trafikområde mobilstationen befinder sig.

KRAV TIL SYSTEMET.

Ved udviklingen af systemet har der været følgende krav som ønskedes opfyldt:

Systemet skal selv foretage automatisk opkobling af samtaler og notere forbrugt tid af hensyn til afregningen.

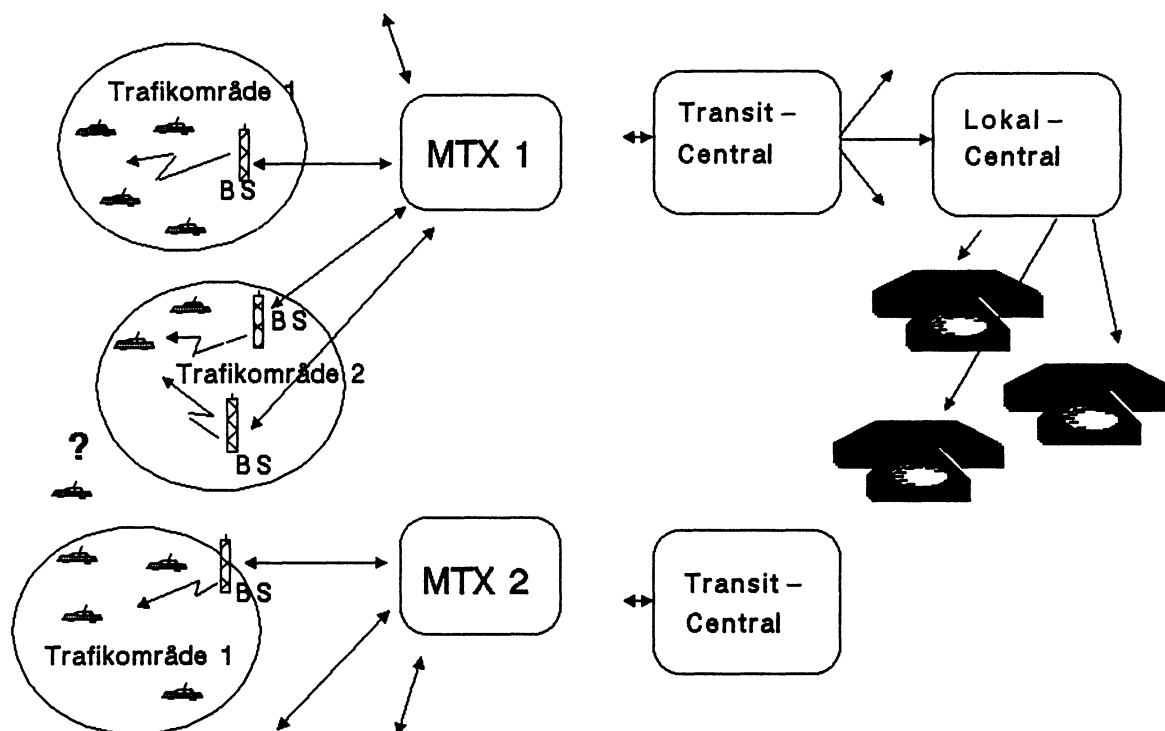
Det skal være muligt at føre samtale mellem to mobilstationer eller mellem mobilstation og enhver fast abonnent.

Mobiltelefon abonnenterne skal have adgang til de samme faciliteter som abonnenter i det faste net.

Systemet skal være rimeligt sikret mod aflytning.

Samtale mellem to mobilstationer skal være mulig.

Systemet skal selv kunne søge en abonnent



i alle deltagerlande og afgøre under hvilken basisstation den pågældende befinder sig.

SYSTEMETS OPBYGNING.

Til hver mobiltelefoncentral er tilknyttet et eller flere trafikområder.

I hvert trafikområde (TA), er der et antal basisstationer.

Hver basisstation (BS) har et antal samtalekanaler.

Een kanal er markeret som kaldekanal og alle mobilstationer som ikke er i samtale, låser sig automatisk til denne kanal.

Ved opkald til en mobilstation får denne ordre om at gå til en ledig samtalekanal, hvor samtalen afvikles.

I MTXen findes et abonnentregister som dels

indeholder oplysninger om hvor den enkelte abonnent befinder sig, og dels indeholder oplysninger om hvilke ekstra tjenester den pågældende abonnerer på.

FREKVENSOMRADE.

NMT systemet anvendte i starten kun 450 MHz området, hvor der er reserveret 180 kanaler mellem 453,0 og 467,5 MHz med en afstand på

10MHz imellem senderfrekvens og modtagerfrekvens (duplexafstand).

Imidlertid blev dette net efterhånden overbelastet hvorfor der blev udviklet et nyt system i 900 MHz området; dette system ligner i hovedtræk 450 MHz systemet, bortset fra frekvensområdet som er 890 MHz – 960 MHz der er i dette område en duplexafstand på 45 MHz og der er mulighed for 1000 kanaler ved en kanalfasthed på 25 kHz med

udvidelsesmulighed til 1999 kanaler ved 12,5 kHz kanalfasthed.

BASISSTATIONEN.

En basisstation består for hver kanal af en senderenhed (TX) og en modtagerenhed (RX) med en tilhørende kontrolenhed (CU).

Fælles for samtlige kanaler er der en signalstyrkemodtager (SR) med tilhørende styreenhed (SU). Dertil kommer det nødvendige sammen – koblingsudstyr til sendere og modtagere se fig

Kontrolenheden (CU) indeholder logik til styring og overvågning af sende – modtage udstyret, modem til signalering med mobiltelefoncentralen og kredsløb for generering og modtagning/ måling af overvågningssignalet (Phi signalet).

Basisstationen fjernstyres fra MTXen, og de vigtigste fjernstyringsfunktioner er:

kanalomstilling,

start/stop af sender,

start/stop af Phisignalet samt

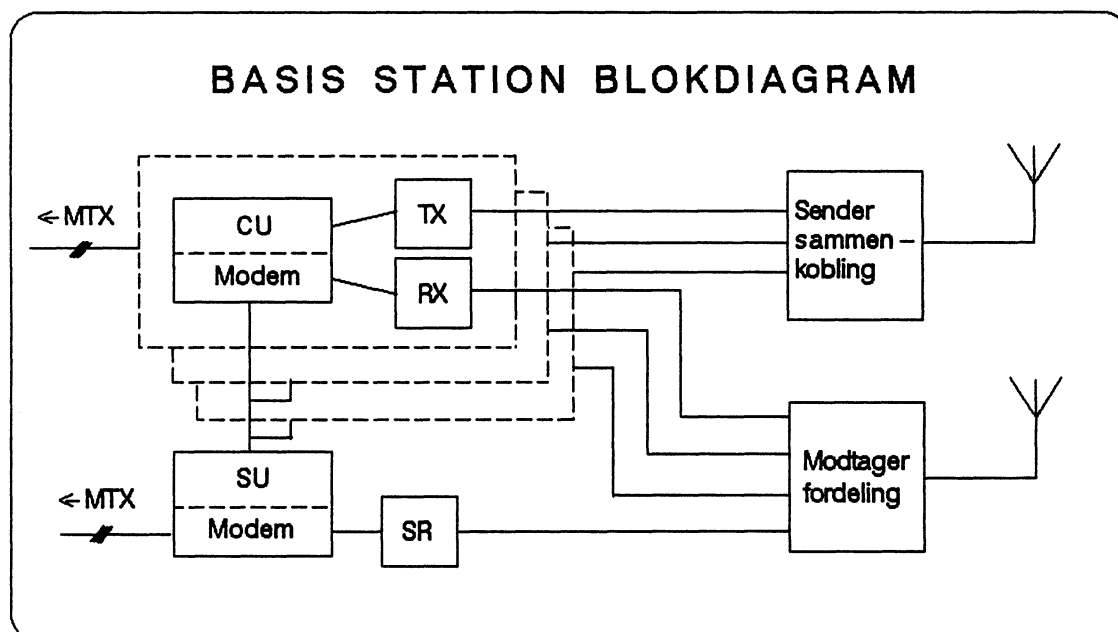
styring af overvågnings – og kontrolrutiner.

Phi SIGNALET.

Phi – signalet er en tone omkring 4 kHz, som moduleres sammen med talen, når en samtale er gennemstillet.

Phi signalet sløjfs i mobilstationen tilbage til basisstationen hvor der foretages en signal – støj måling, på dette signal.

Denne måling bruges til at afgøre om samtalens kvalitet er så dårlig, at der skal skiftes til en anden og kraftigere basisstation eller hvis dette ikke er muligt, at nedkoble samtalen.



SIGNALSTYRKEMODTAGER.

(SR) bruges til kontrol af det fra mobilstationen modtagne signal denne information videregives til MTXen.

ALARMKREDSLØB.

I basis stationen findes ligeledes et alarmkredsløb som ved fejl i de forskellige enheder sender denne alarm til MTXen.

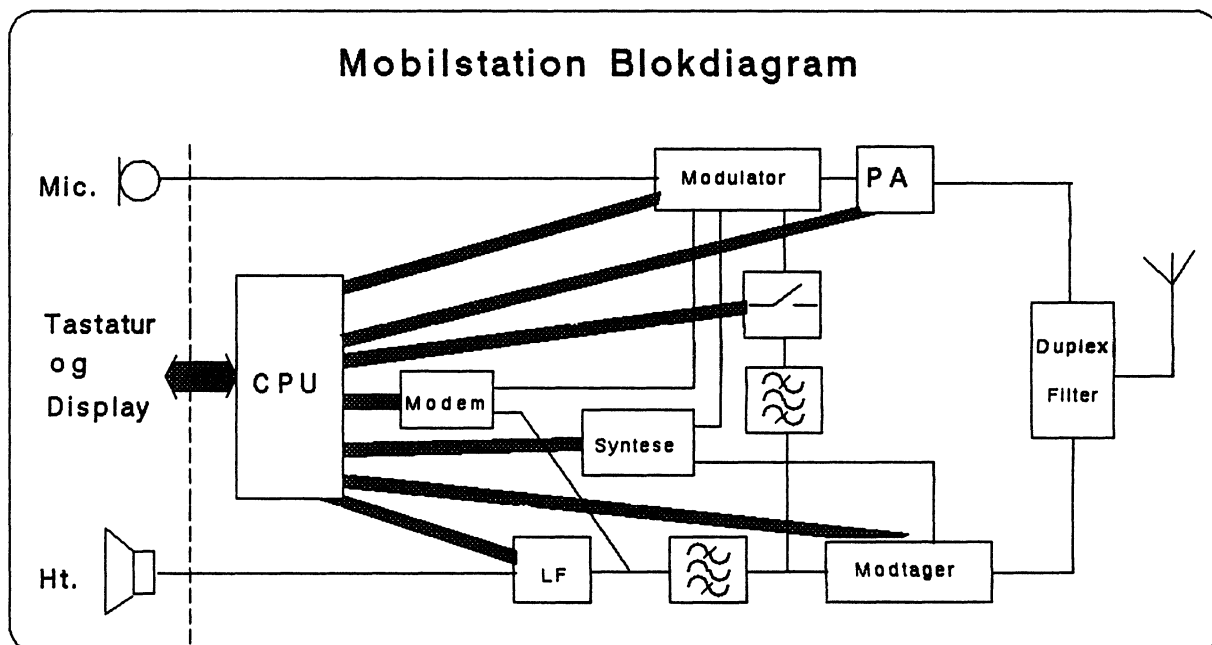
MOBILSTATIONEN.

Mobilstationen kan funktionsmæssigt deles op i tre hovedenheder:

- betjeningsdel
- logik- og kontroldel
- radiodel

Betjeningsdelen omfatter enheder for de funktioner som brugeren benytter:

1. Mikrotelefon
2. ON/OFF kontakt
3. Tastatur
4. Display for valgt nummer
5. Serviceindikator
6. Opkaldsindikator
7. Indikator for opdateringsalarm
8. Landsvælger
9. Signalgiver for opkald og fejl
10. Separat mikrofon/højttaler med styrkekontrol
11. Røt - tast
12. Omskifter for brug af mikrofontelefon eller mikrofon/højttaler (hands free betjening)



LOGIKDEL

Denne del er ret omfattende idet alle de forskellige funktioner i radiotelefonen styres herfra, det gælder såvel kanalskift, som effektskift, læsning af tastatur, foretage og besvare opkald.

Derfor er logikdelen udført med en mikroprocessor, dette giver så samtidig mulighed for at indbygge en række andre faciliteter, så som elektronisk låsning, spærring for visse typer af opkald, kortnummervalg osv.

RADIODEL

Radiodelen består af en sender og en modtager, som er koblet til en antenne via et duplexfilter.

En frekvenssynteseenhed genererer frekvenserne til det antal kanaler der er i systemet.

På grund af duplexdrift er det muligt, at overføre et overvågningssignal fra basisstationen til mobilstationen og retur til basisstationen, hvorved transmissionskvaliteten kan overvåges.

Den nominelle sendeeffekt er 15 Watt. og frekvensområdet er UHF området, hvor der afsat 180 duplexkanaler.

Frekvensbåndet 453 – 457,475 MHz anvendes i retning fra mobilstationen til basisstationen, og 463 – 467,475 MHz fra basisstationen til mobilstationen. Kanalafstanden er 25 kHz og duplexafstanden er 10 MHz.

SIGNALERINGSSYSTEM.

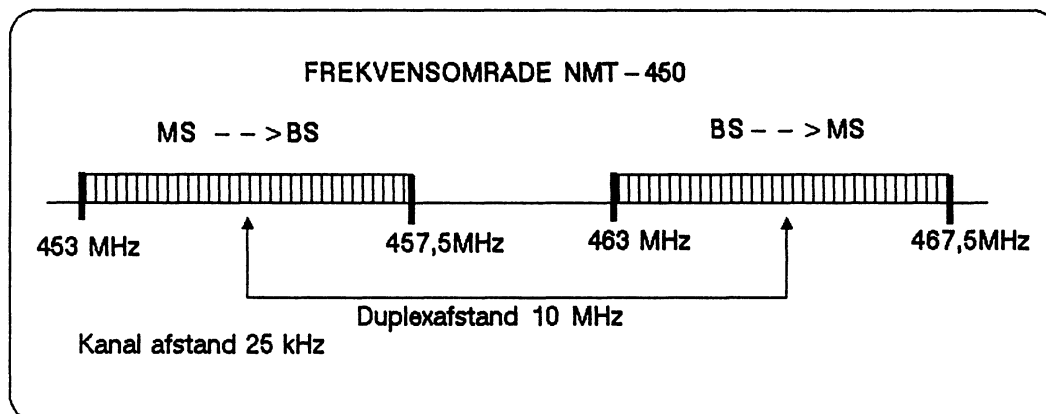
Da NMT systemet er et fuldautomatisk system, kræver det et ret omfattende signaleringssystem, som har til opgave at holde styr på op- og nedkobling af forbindelser, samt at opdatere abonnent status.

Signaleringen foregår som digital transmission baseret på FFSK (Fast Frequency Shift Keying) med en hastighed på 1200 BAUD = 1200 bit/sek. Et "0" er repræsenteret ved 1200 Hz og et "1" ved 1800 Hz.

Signalerne sendes i kodet form hvilket gør, at eventuelle bitfejl opstået under radiotransmissionen kan findes og korrigeres.

Signaleringen er baseret på overføring af såkaldte signalrammer, hvor en ramme består af 64 ukodede bit. Efter kodningen er bitantallet udvidet til 166 bit.

Informationen som overføres fra MTX til MS består af følgende: kanalnummer, trafikområde, mobilstationens identitetsnummer derudover en



an givelse af rammetype idt der er mulighed for 16 forskellige typer.

Dette kan f.eks. være mærkning af ledig samtalekanal, opfordring til at sende nummer eller indikering af ringesignal.

Fra MS til MTX angives der ikke trafikområde, men her skal overføres det valgte nummer.

OPSTART AF MOBILSTATION.

Når mobilstationen tændes, starter denne automatisk en søgning efter den kraftigste kanal, der er mærket som kaldekanal.

Når en sådan station er fundet stopper søgningen og en lampe indikerer at mobilstationen er låst til en kaldekanal og er driftklar.

OMKOBLING UNDER SAMTALE.

På en opkoblet forbindelse på en samtalekanal vil der på radiostrækningen ligge et overvågningssignal det såkaldte Phi signal.

Dette signal sendes fra basisstationen ud til mobilstationen hvorfra det igen returneres til basisstationen. Her vil signal/støj forholdet blive målt, og i tilfælde af et for dårligt signal vil MTX beordre de omkringliggende basisstationer til at foretage en feltstyrkemåling.

Hvis een af disse har en bedre signalstyrke end den oprindelige station vil samtalen blive dirigeret over til denne basisstation.

ROAMING.

Hvis en mobilstation bevæger sig fra et trafikområde til et andet vil den automatisk låse til en kaldekanal i det nye område.

På denne kanal udsendes der information om trafikområde, hvis det drejer sig om et nyt område vil mobilstationen automatisk generere et opdateringsopkald som indeholder oplysning om stationens identitet.

Hvis det drejer sig om flytning til et andet land skal landsvælgeren dog indstilles først.

NEDKOBLING.

Ved nedkobling af en samtale foretages en slutsignalering. Denne har til formål at hindre ukontrolleret sending og at efterlade systemet i en veldefineret tilstand.

Slutsignalering foretages når enten A eller B abonnenten eller begge kobler forbindelsen ned.

Det er også tilfældet ved Phi signal alarm. Hvis signalet forsvinder så hurtigt, at slutsignaleringen mislykkes vil den pågældende kanal blive isoleret i op til 30 sek. Herefter den kan tages i brug igen.

DISPOSITION.

1. Spole
2. Kondensator
3. Seriekreds
4. Parallelkreds
5. Koordinatsystemer

UDSTYR.

Tonegenerator, forstærkervoltmeter,
frekvenstæller, oscilloscop,
RCL målebro, universalpanel

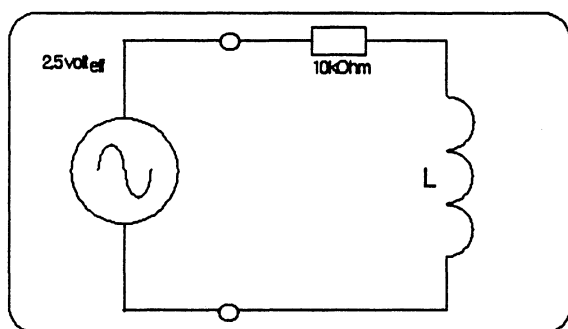
MATERIALE.

- 1 stk. spole 120 mH
- 1 stk. kondensator 3,3 nF
- 1 stk. kondensator 1,5 nF
- 1 stk. modstand 100 k
- 1 stk. modstand 220
- 1 stk. modstand 1 k
- 1 stk. modstand 22 k
- 2 stk. modstande 1
- 1 stk. modstand 10

1. SPOLE

1.1 Mål spolens selvinduktion med RCL målebro; $L = \underline{\hspace{2cm}}$

1.2 Opbyg viste opstilling



1.3 Optag kurven $u_{ZL} = f(f)$ i området 5 kHz til 15 kHz

kurven indtegnes på kurveblad 5.1

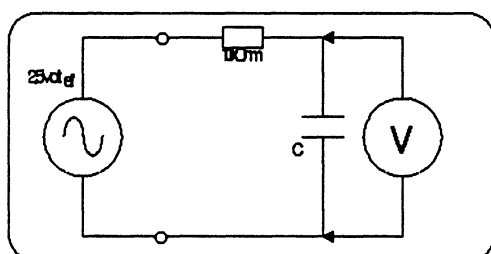
2. KONDENSATOR

2.1 Mål kapaciteten i 3,3 nF kondensatoren

med RCL målebro $C = \underline{\hspace{2cm}}$

2.2 Udskift spolen med kondensatoren i opstillingen

fra pkt.1.2



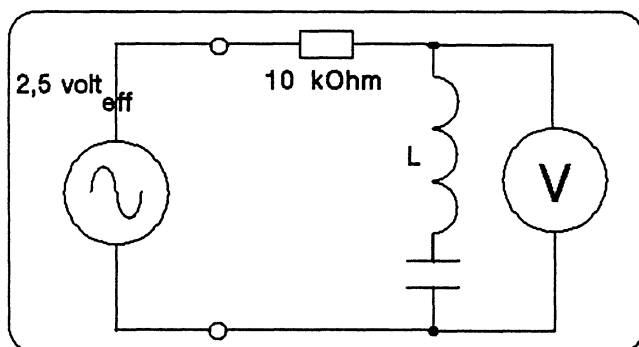
2.3 Optag kurven $u_C = f(f)$ i området 5 kHz til 15 kHz

kurven indtegnes på kurveblad 5.1

2.4 Angiv ved hvilken frekvens kondensatoren har samme reaktans som spolen.

3. SERIEKREDS

3.1 Opbyg viste opstilling



3.3 Optag kurven $u_{kreds} = f(f)$ i området 5 kHz til 15 kHz

kurven indtegnes på kurveblad 5.1

3.4 Find generatorens frekvens, hvor ukreds er mindst

anvend frekvenstæller $f_{res} = \underline{\hspace{2cm}}$

3.5 Mål u_L og u_C ved f_{res} ; $u_L = \underline{\hspace{2cm}}$ $u_C = \underline{\hspace{2cm}}$

3.6 mål u_{kreds} ved f_{res} ; $u_{kreds} = \underline{\hspace{2cm}}$

3.7 Beregn ud fra de tidligere målte komponentværdier

$X_L = \underline{\hspace{2cm}}$; $X_C = \underline{\hspace{2cm}}$

3.8 Beregn ud fra pkt 3.5 og 3.7 strømmen i kredsen

$i_{kreds} = \underline{\hspace{2cm}}$

3.9 Beregn kredsmodstanden $r = u_{kreds} / i_{kreds} = \underline{\hspace{2cm}}$

3.10 Beregn Q ; $Q = X_L / r = \underline{\hspace{2cm}}$

3.11 Beregn båndbredden i kredsen ud fra Q

$fbw = f_{res} / Q = \underline{\hspace{2cm}}$

3.12 Mål båndbredden ved 3 dB grænserne $fbw = \underline{\hspace{2cm}}$

3.13 Hvorledes er generatoren belastet ved f_{res} .

Induktivt ? $\underline{\hspace{1cm}}$; Kapacitivt ? $\underline{\hspace{1cm}}$; Ohmsk ? $\underline{\hspace{1cm}}$

3.14 Hvilken komponent er bestemmende for modstanden

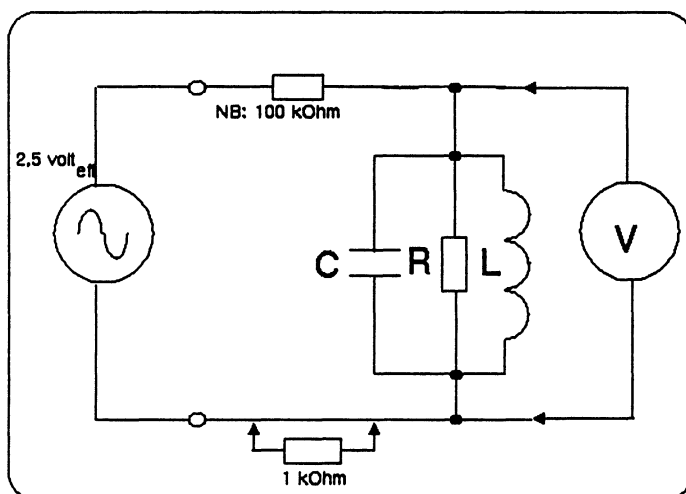
i kredsen ved frekvenser lavere end f_{res} ? $\underline{\hspace{2cm}}$

3.15 Hvilken komponent er bestemmende for modstanden

i kredsen ved frekvenser højere end f_{res} ? $\underline{\hspace{2cm}}$

4. PARALLELKREDS

4.1 Opbyg viste opstilling



4.4 Optag kurven $u_{kreds} = f(f)$ i området 5 kHz til 15 kHz

kurven indtegnes på kurveblad 5.1

4.4 Find generatorens frekvens, hvor u_{kreds} er størst

anvend frekvenstæller $f_{res} = \underline{\hspace{2cm}}$

4.5 Beregn i_L og i_C ved f_{res} ud fra beregningerne i pkt 3.7;

$i_L = \underline{\hspace{2cm}}$ $i_C = \underline{\hspace{2cm}}$

4.6 mål u_{kreds} ved f_{res} ; $u_{kreds} = \underline{\hspace{2cm}}$

4.7 Find i_G ved at måle spændingen over 1 k

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

4.9 Beregn kredsmodstanden $R = u_{kreds} / i_{kreds} = \underline{\hspace{2cm}}$

4.10 Beregn Q; $Q = R/X_L = \underline{\hspace{2cm}}$

4.11 Beregn båndbredden i kredsen ud fra Q

$fbw = f_{res}/Q = \underline{\hspace{2cm}}$

4.12 Mål båndbredden ved 3 dB grænserne $fbw = \underline{\hspace{2cm}}$

4.13 Hvorledes er generatoren belastet ved f_{res} .

Induktivt ? $\underline{\hspace{1cm}}$; Kapacitivt ? $\underline{\hspace{1cm}}$; Ohmsk ? $\underline{\hspace{1cm}}$

4.14 Hvilken komponent er bestemmende for impedansen

i kredsen ved frekvenser lavere end f_{res} ? $\underline{\hspace{2cm}}$

4.15 Hvilken komponent er bestemmende for modstanden

i kredsen ved frekvenser højere end f_{res} ? $\underline{\hspace{2cm}}$

1. L – LED

UDSTYR.

Tonegenerator, forstærkervoltmeter,

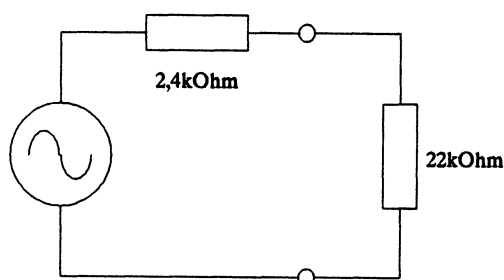
frekvenstæller, oscilloscop,

RCL målebro, universalpanel

MATERIALE.

1 stk. spole 120 mH

1 stk. kondensator 2,2 nF



1 stk. modstand 2,4 k

1 stk. modstand 22 k

1.1 Opbyg kredsløbet:

1.2 Mål u_1 : _____

Beregn P_r : _____

Beregn P_R : _____

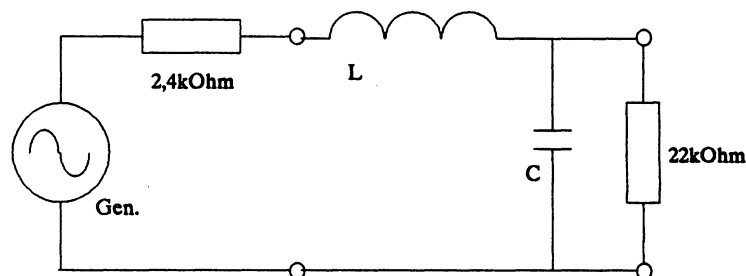
Er der impedanstilpasning ? _____

1.3 Det ovenfor viste kredsløb åbnes og der indskydes et

L – led således at der opnås impedanstilpasning mellem

r og R. L – leddet skal være et lavpasled.

1.4 Beregn leddet :



1.5 Tegn det nye kredsløb:

1.6 Opbyg det nye kredsløb:

1.7 Mål: u_{EMK} = _____ ; u_1 = _____ ; u_2 = _____

1.8 Beregn P_r og P_R ud fra målingerne i pkt 1.7

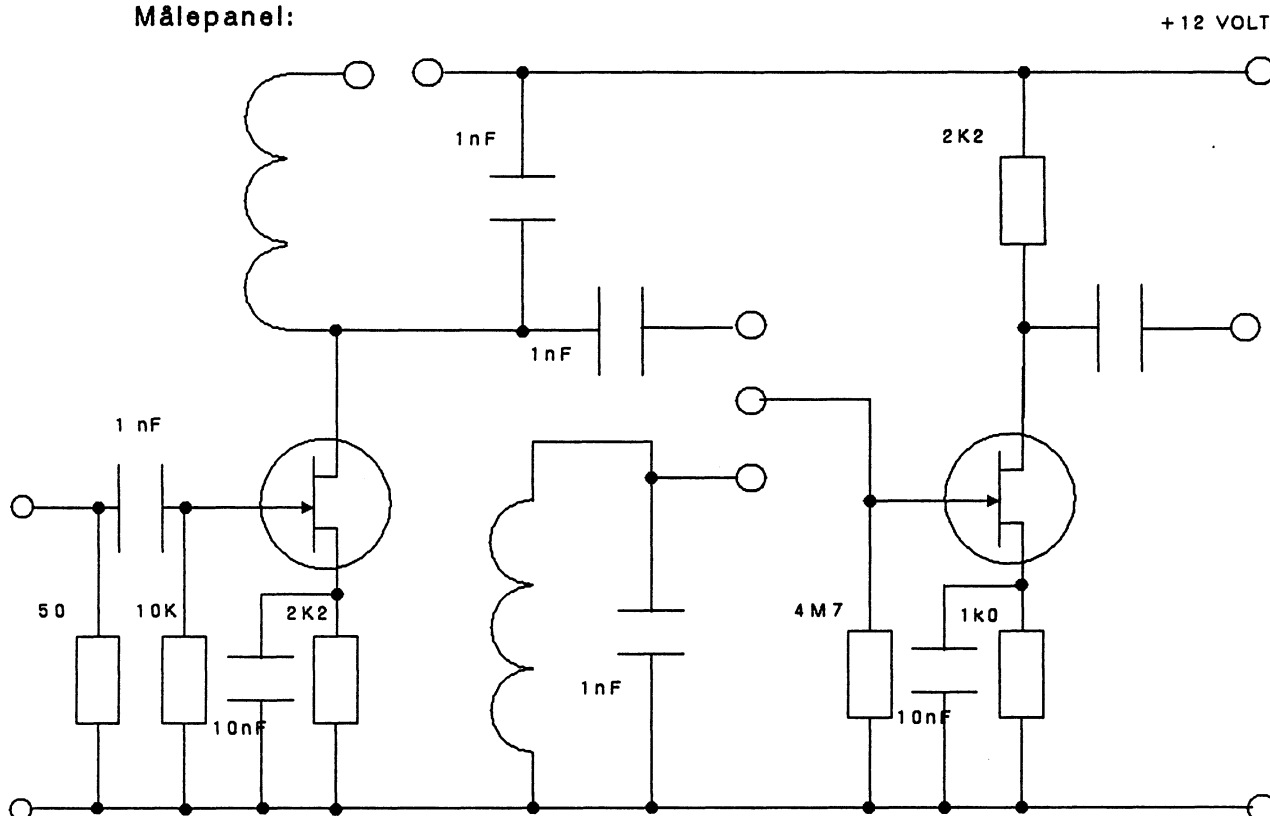
P_r = _____ ; P_R = _____

Måling på båndfilter

Udstyr

Målepanel, Oscilloscope, funktionsgenerator, spændingsforsyning

Målepanel:

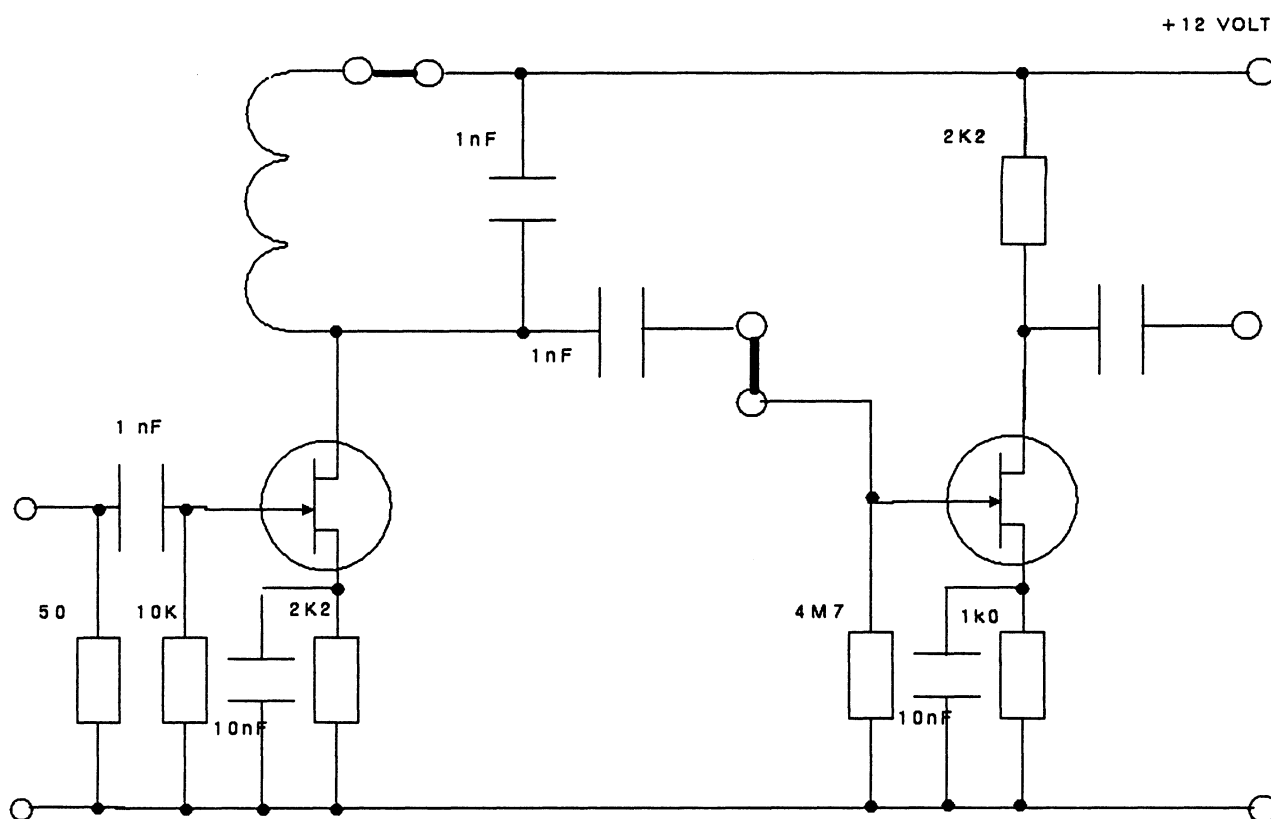


Målepanelet kan kobles som: selektiv forstærker med enkeltkreds.
selektiv forstærker med båndfilter

NB: Der må ikke foretages omkoblinger i opstillingen med strøm på,
erfaringen viser nemlig, at FET transistorerne ikke tåler dette.

MÅLEOPSTILLING MED EEN SELEKTIV KREDS.

1.1 Tilslut kredsløbet som vist:



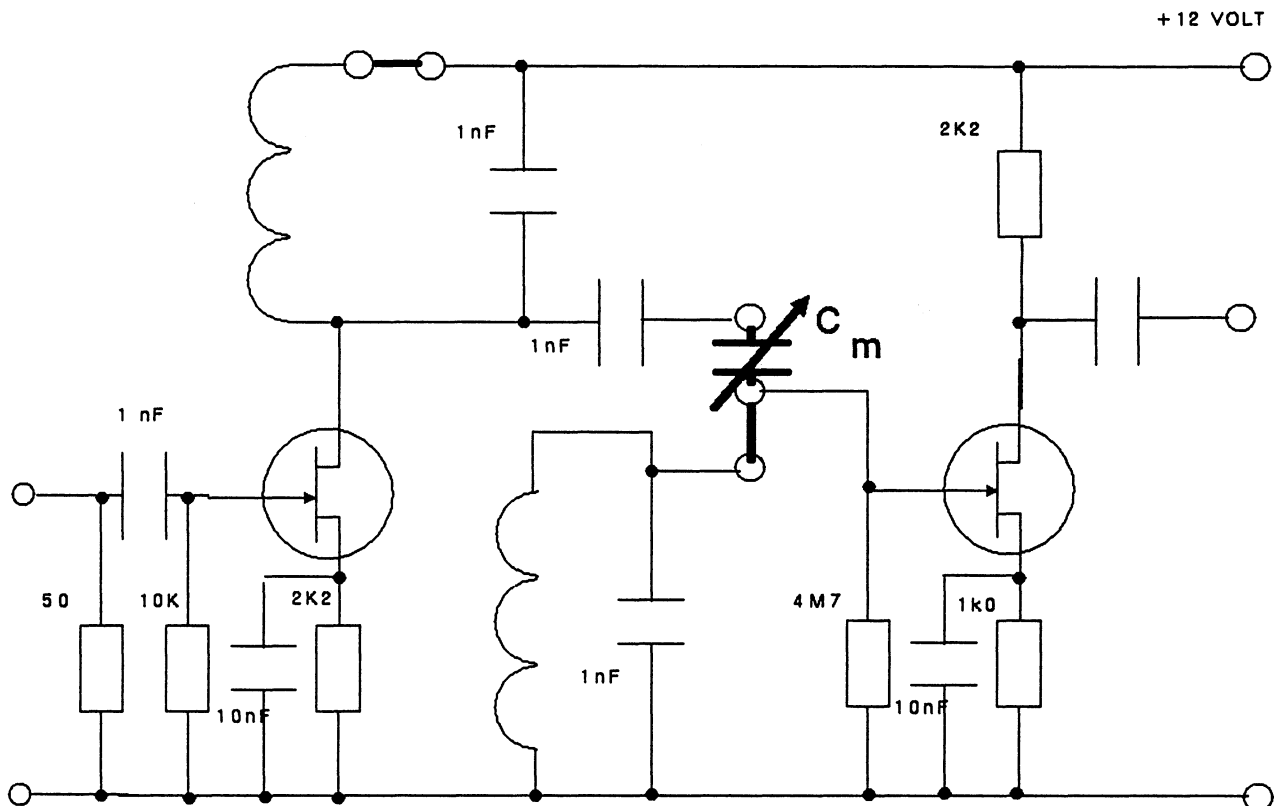
1.2 Mål f_{res} og f_{bw} (3 dB) og beregn derudfra Q:

$$f_{res} = \text{-----} \quad f_{bw} = \text{-----}$$

$$Q = \text{-----}$$

MÅLEOPSTILLING MED BÅNDFILTER.

2.1 Tilslut kredsløbet som vist:

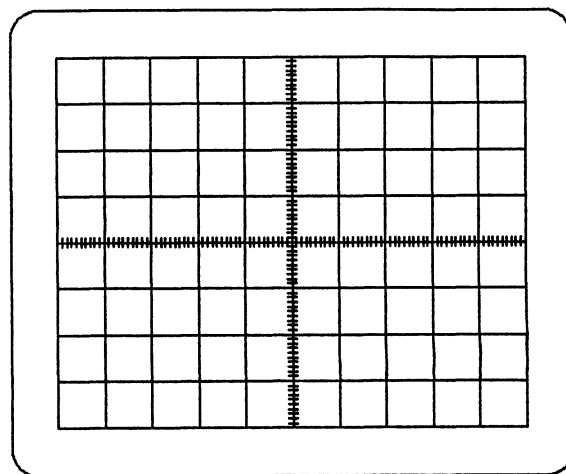


2.2 Tilslut kredsløbet som vist ovenfor, og sweep opstillingen

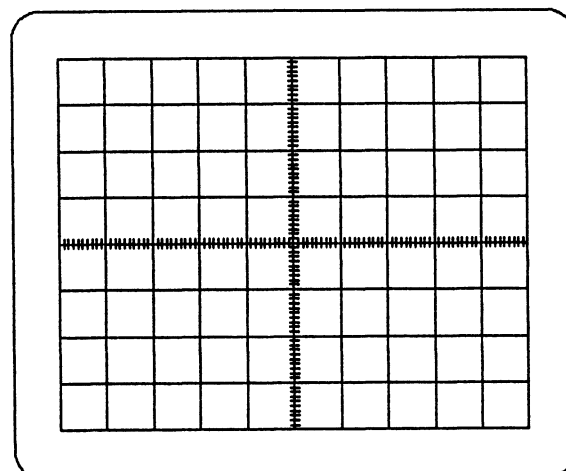


fortsættes på næste side.

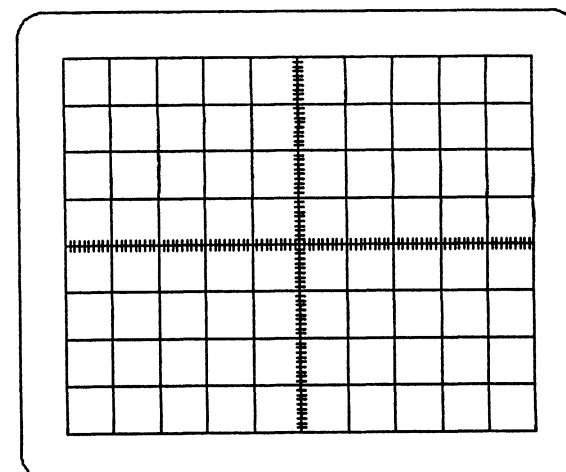
- 2.3 Juster C_m til underkritisk kobling og tegn oscilloscopebilledet:



- 2.4 Juster C_m til kritisk kobling og tegn oscilloscopebilledet:



- 2.5 Juster C_m til overkritisk kobling og tegn oscilloscopebilledet:



DISPOSITION.

1. Tidsrefleksionsmåling

UDSTYR.

Firkantgenerator TG7 eller lign.

Oscilloscope

RCL Målebro

MATERIALE.

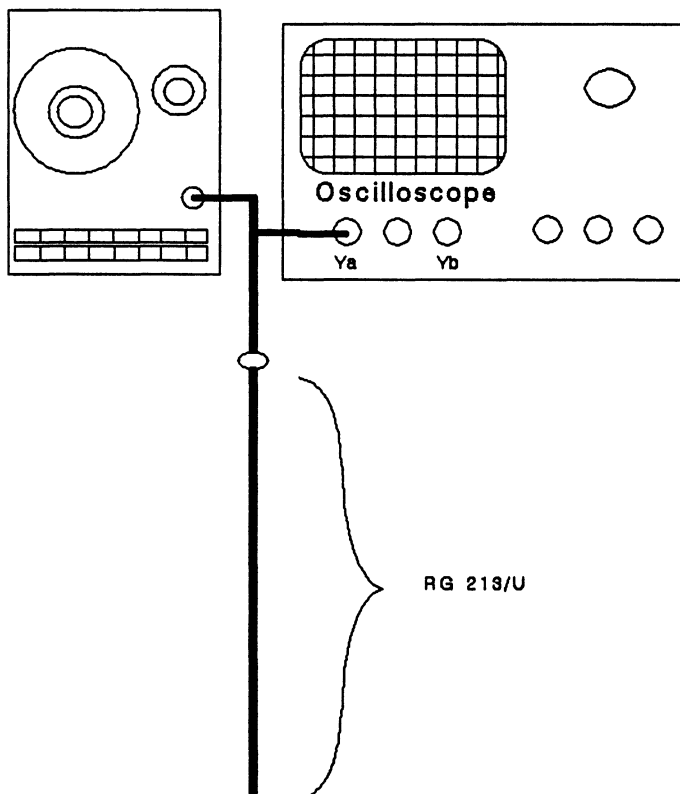
1 stk. kabel minimum 30mtr. RG-213/U eller lign.

1 stk. kabel nøjagtig 1 mtr. samme type som ovenstående

1 stk variabel belastningsmodstand

TIDSREFLEKTIONSMALING.

1.1 Opbyg den viste opstilling



1.2 Indstil Firkantgenerator

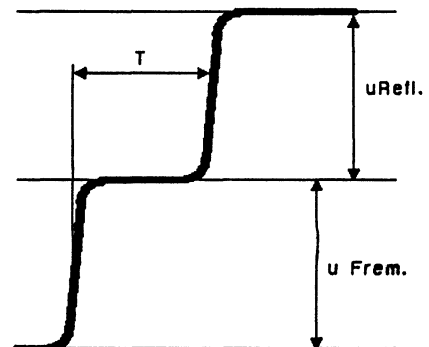
- Frekvens til ca. 200 kHz
- Amplitude til 2V pp uden belastning

1.3 Indstil Oscilloscope

- Y ampl. 0,5 V/div
- X time 0,5 μ s/div

1.4 Aflæs den fremadgående spænding

u_f = _____



1.5 Aflæs den reflekterede spænding

u_{Refl} = _____

1.6 Ud fra de målte værdier kan standbølgefórhóldet nu beregnes således.

$$VSWR = \frac{u_{Frem.} + u_{Refl.}}{u_{Frem.} - u_{Refl.}}$$

VSWR = _____

1.7 Ved hjælp af RLC meter måles L og C i kablet på 1mtr.

L = _____

C = _____

$$\text{Udbredelseshastighed} = v = \frac{1}{\sqrt{L \times C}}$$

1.8 Ved at måle tiden T kan afstanden ud til kablet beregnes, idet vi kender udbredelseshastigheden i kablet ud fra L og C målingen fra pkt. 1.7

$$\text{Kabellængden} = \frac{T}{v} \times 0,5 =$$

1.9 Kontroller den beregnede længde ved hjælp af målebånd.

2.0 Afslut kablet med den variable modstand og juster til bedst impedanstilpasning. Mål modstandsværdien ved hjælp af Ohmmeter. Svarer værdien til kabelimpedansen?

Kontrolmålinger på ZODIAC radiotelefon ved hjælp af MARCONI 2955

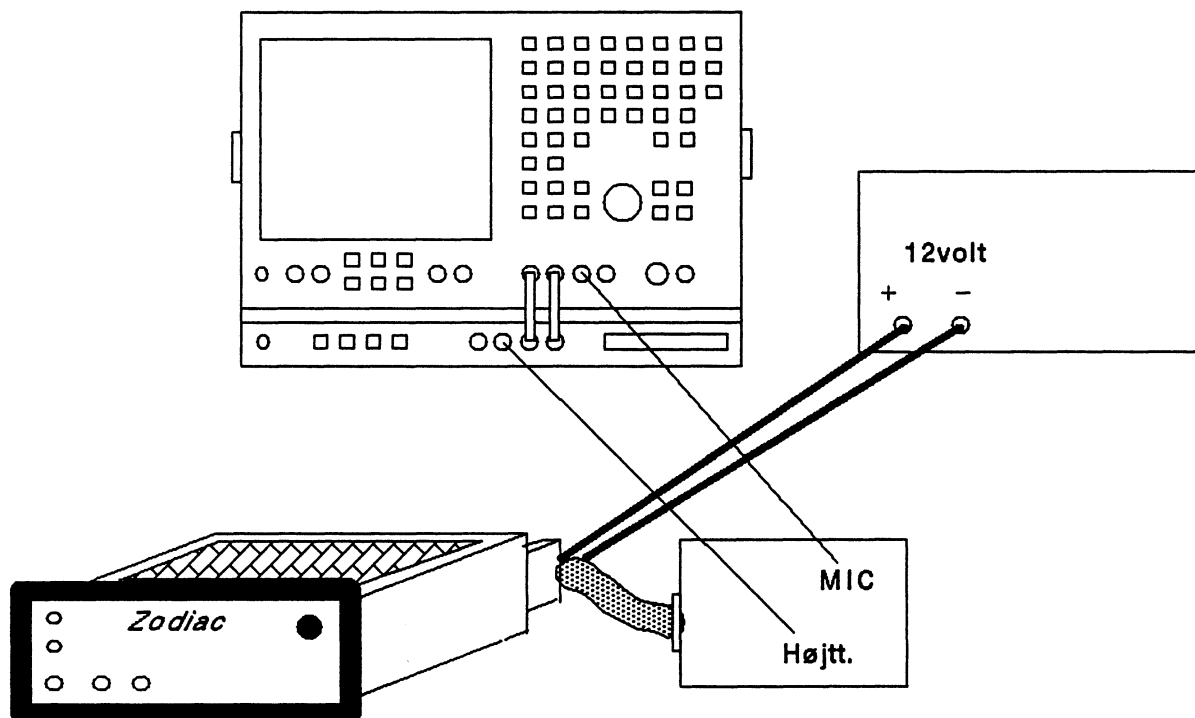
1. Udstyr

- 1 stk Zodiac radiotelefon m. betjeningsbox
- 1 stk MARCONI 2955 test set
- 1 stk strømforsyning 12v min. 5A
- 4 stk BNC/BNC kabler ca.1mtr.
- 1 stk Service manual for Zodiac radiotelefon
- 1 stk Tekniske bestemmelser for landmobilt VHF/UHF Radiotelefonudstyr (evt. uddrag.)

2. Formål.

Formålet med denne øvelse er at få kendskab til brugen af 2955 til test af et almindeligt radiotelefonudstyr

3. Måleopstilling.



4. Målingernes gennemførelse.

Kontroller ud fra Datablad over Zodiac radiotelefon, og

Tekniske bestemmelser følgende:

(se måleprocedure og krav i Tekniske bestemmelser)

- 4.1 Senderfrekvens afvigelse. 80 Hz
- 4.2 Bærebølgeeffekt 17,9 W Watt
- 4.3 Maximalt Frekvenssving \pm kHz
- 4.4 Begrænserkarakteristik \pm kHz
- 4.8 Modulationsforvrængning %
- 5.3 Modtagerens følsomhed 0,203 μ V μ V