

HF teknik  
trin 3

Instruktioner

Teoriinstruktioner

METALINDUSTRIENS EFTERUDDANNELSE



# Indholdsfortegnelse

## Indholdsfortegnelse

### Plan-geometri 3

Enhedscirklen .....	3
Sinus, cosinus og tangens .....	4
Pythagoras .....	5

### Regning med komplekse tal 6

Indledning .....	6
Geometrisk afbildning .....	6
Former for komplekse størrelser .....	7
Konjugerende komplekse tal .....	7
Algebra for komplekse tal .....	8

### Transmissionslinier 9

Generelt .....	9
Grundlæggende .....	10
Transmissionslinieteorien .....	11
Reflektion .....	15
Transmissionsliniens indgangsimpedans ..	17
Bølgelængde .....	17
Gruppeløbs hastighed og løbetid .....	20

### Microstrip-line 21

Generelt .....	21
Justeringer i microstrip-line kredsløb ....	24
Microstrip-line filtre .....	24

### BRUG AF SMITHKORT 25

Indledning .....	25
------------------	----

### Konvertering mellem serie- og parallelforbindelser i Smithkort. 29

### Bestemmelse af godheden Q i Smithkort 31

Konstant-Q kurver i Smithkortet. ....	31
---------------------------------------	----

### Impedans- / Admittanskort 33

Konvertering mellem Z og Y .....	33
Konstruktion af T-led .....	34

### Transmissionsliniers behandling i Smithkortet. 36

Normering af impedanser .....	36
Åben / kortsluttet transmissionsliniestykke. ....	36
Afstemte transmissionsliniekredse, sug og peak. ....	37

### Transformation med 1/8 bølgelængde linie. 39

Linies impedans .....	39
Udbalancering af reaktanser vha. transmissionsliniestykker. ....	40

### Standbølgeforhold, reflektionskoefficient og Smithkort. 42

Reflektionskoefficient og standbølgeforhold .....	42
---------------------------------------------------	----

### S-parametre 45

Hvorfor anvendes s-parametre? .....	45
Måling af s-parametre .....	45
Transistorens fire s-parametre .....	46
Omsætning af s-parametre til impedanser ..	48
Konstruktion af smalbandsforstærker ....	49
Trinets forstærkning .....	50
Konstruktion af tilpasningsled .....	51
Tilpasning til støj eller gain .....	54
Litteraturliste .....	54

### Forstærkertrin med retningskobler 55

Generelt .....	55
Loss-less kobling .....	56

### Støj i halvledere. 57

Generelt .....	57
Støjtyper .....	57
Støjeffekt .....	57
Måling af støjtal .....	58
Unøjagtighed ved støjtalsmåling .....	59
Støjgeneratoren .....	59

### Dynamiske målinger i HF-kredsløb 60

Måleprincipper .....	60
Skalaranalysator .....	60

Krav til sweepudstyret .....	60		
<b>Virkemåde af ANRITSU MS610b</b>	<b>62</b>		
Generelt .....	62		
Virkemåden .....	62		
HF delen. ....	63		
MF forstærkeren .....	64		
Detektor og Video .....	64		
Scan kredsløb .....	64		
<b>Måling med spektrumanalysator</b>	<b>66</b>		
Spurius måling .....	67		
Modulationsmålinger .....	67		
Distortionmåling .....	68		
Distortion .....	68		
<b>Tracking Generator</b>	<b>69</b>		
Generelt .....	69		
Tracking Generatorens virkemåde .....	69		
Måling med tracking gen./ spektr. analyser .....	71		
Måling af dæmpning og flankestejlhed ...	72		
Måling af reflektionsdæmpning .....	72		
<b>Måleteknik</b>	<b>74</b>		
Scalaranalysatoren .....	74		
Måling med Scalaranalyser .....	75		
Transmissionsmåling .....	75		
Måling af reflektionsdæmpning .....	75		
Netværksanalysatoren .....	76		
Opbygning .....	76		
Måleprincip .....	76		
Forkortelser .....	77		
<b>Impedansmåling med Netværksanalysator</b>	<b>78</b>		
Generelt .....	78		
Måleopstillingen: .....	78		
Aflæsning af impedanser .....	80		
Reflektionsmåling uden anvendelse af retningsko- bler .....	81		
<b>Komponenter, montageteknik og reparation</b>	<b>82</b>		
Udviklingen .....	82		
Generelt om komponenter i HF-regi .....	82		
Komponenter til indstiksmontage .....	83		
Komponenter til overflademontage (SMD)	83		
Tykfilmsteknik .....	83		
Tyndfilmsteknik .....	84		
Modstande .....	84		
Kondensatorer .....	85		
Spoler .....	87		
Keramiske resonatorer .....	89		
Krystallet .....	90		
Overfladebølgefiltre (SAW) .....	91		
Dielektrisk puck .....	93		
Specialdioder .....	95		
Tunneldioden .....	95		
Backward-dioden .....	96		
PIN Dioden .....	96		
Transistorer .....	99		
Konnektorer .....	100		
Reparationsteknik .....	101		
<b>Passive attenuatorer</b>	<b>103</b>		
<b>Forslag til praktikøvelser</b>	<b>105</b>		
<b>Appendiks</b>			
Dielektricitetskonstanter			
Kabeltyper			
Liniedæmpning ved stående bølger			
Formelsamling til transmissionslinier			

# Plan-geometri

## Enhedscirklen

I modsætning til den rumlige geometri, der anvendes til beregninger i et tre-dimensionalt rum (X - Y - Z akse), holder vi os her til plangeometrien, der anvendes til beregninger i et to-dimensionalt plan (X og Y akse, fladeberegninger).

Når der skal angives en afstand, vælges der et udgangspunkt, kaldet ORIGO, som "verdens centrum".

Ud fra vort origo kan man oplyse om afstande i alle mulige retninger, hele kompassets 360° rundt.

Ved hjælp af sinus-, cosinus- og tangensrelationerne kan man beregne afstande mellem forskellige punkter, og for at standardisere beregningerne, så de er alment anvendelige, vælger man at regne i en såkaldt enhedscirkel, der er en cirkel med centrum i det valgte origo og med radius = enhed "1".

Alt efter anvendelse kan den valgte enhed "1" være i mm eller km eller et hvilket som helst tal for et længdemål.

Da plangeometrien også anvendes til beregninger i f.eks. elektriske kredsløb, behøver enheden ikke at

være en længdeenhed, men kan efter formålet være f.eks. volt, ampere eller ohm.

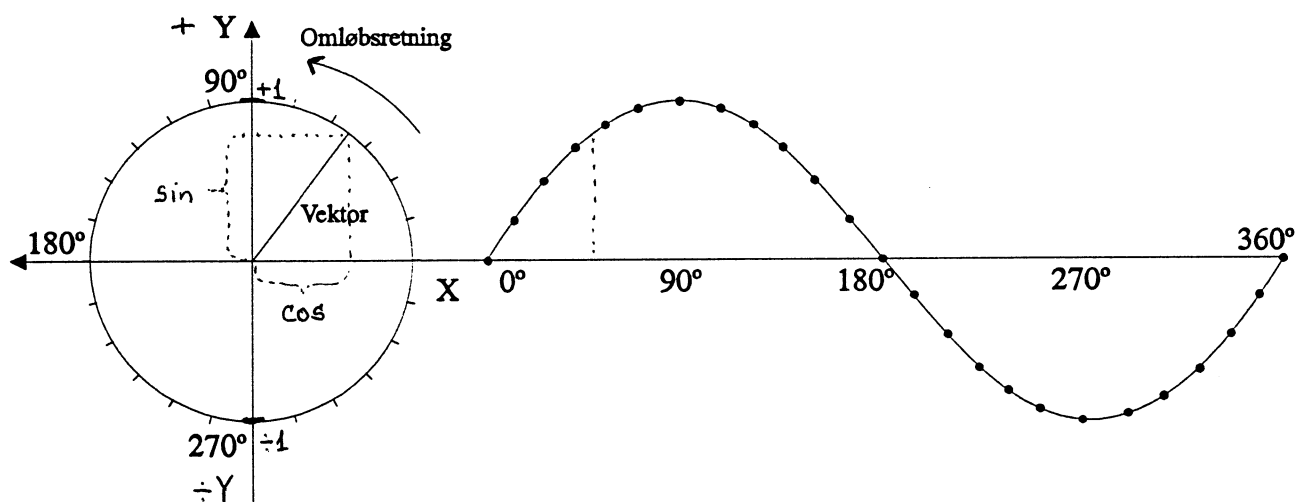
Når der arbejdes med ac-forhold, vil vektorer i enhedscirklen kunne beskrive en øjebliksværdi af spændinger og strømme, idet man tænker sig, at enhedscirklen med indhold af diverse vektorer drejer rundt med en hastighed i omgange pr. sekund, der svarende til signalernes frekvens.

Iagttages nemlig en spændingsvektor i det vertikale plan (i y-aksens retning), vil man se, at vektorens vertikale længde ændrer størrelse fra et negativt maximum via nul til et positivt maksimum i et sinusformet forløb.

Omløbsretningen i enhedscirklen er vedtægtsmæssigt fastlagt til at være MOD uret, almindeligvis med udgangspunkt i "kl.3".

Naturligvis vil de færreste beregninger gå direkte på en cirkel med radius = "1" enhed, og man må derfor efterfølgende gange de opnåede resultater med det valgte målestoksforhold.

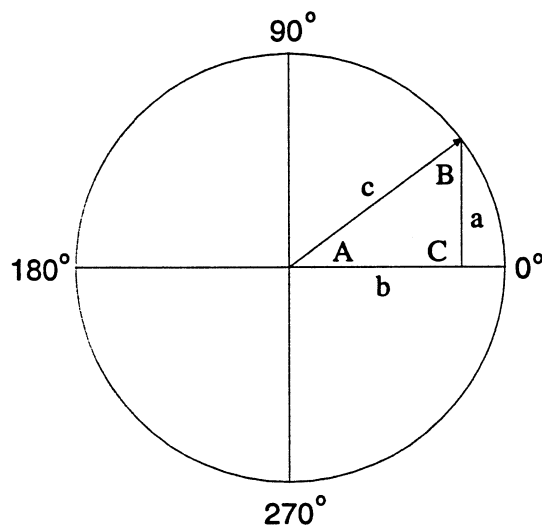
Man "forstørrer" så at sige enheden til en praktisk håndterlig størrelse.





## Sinus, cosinus og tangens

Sinus-, cosinus- og tangensrelationerne kan KUN anvendes på retvinklede trekanter, der kan indlægges i enhedscirklen således:



Trekanten består af:

- Hypotenusen  $c$   
(overfor den rette vinkel C)
- Katederne  $a$  og  $b$   
(overfor de "skæve" vinkler A og B)

Det ses, at hypotenusen er lig med enhedscirkelens radius.

Tilsvarende gælder for vinkel B:

$$\sin A = \frac{a}{c}$$

Kendes  $a$  og  $c$  findes:  $\angle A = \arcsin \frac{a}{c}$

$$\cos A = \frac{b}{c}$$

Kendes  $b$  og  $c$ , findes  $\angle A = \arccos \frac{b}{c}$

$$\operatorname{tg} A = \frac{a}{b}$$

Kendes  $a$  og  $b$ , findes  $\angle A = \operatorname{arctg} \frac{a}{b}$

$$\operatorname{cotg} A = \frac{b}{a}$$

Kendes  $a$  og  $b$ , findes  $\angle A = \operatorname{arctg} \frac{a}{b}$

$$\sin B = \frac{b}{c}$$

Kendes  $b$  og  $c$ , findes  $\angle B = \arcsin \frac{b}{c}$

$$\cos B = \frac{a}{c}$$

Kendes  $a$  og  $c$ , findes  $\angle B = \arccos \frac{a}{c}$

$$\operatorname{tg} B = \frac{b}{a}$$

Kendes  $a$  og  $b$ , findes  $\angle B = \operatorname{arctg} \frac{b}{a}$

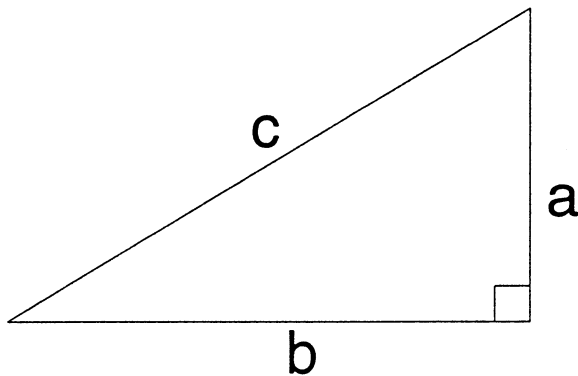
$$\operatorname{cotg} B = \frac{a}{b}$$

Kendes  $a$  og  $b$ , findes  $\angle B = \operatorname{arctg} \frac{b}{a}$

Sinus, cosinus, tangens og cotangens funktionerne er ikke relevante for vinkel C (= den rette vinkel).

Sidst anførte funktion "cotangens" findes almindeligvis ikke på regnemaskinen. Den er jo blot reciprok-værdien af tangens. Den er kun medtaget her for en komplettering af huskereglene:

- $\cos = \frac{\text{høsliggende side}}{\text{hypotenusen}}$
- $\cotg = \frac{\text{høsliggende side}}{\text{anden katete}}$
- 



•

## Pythagoras

Når der beregnes på retvinklede trekanter kommer man ikke uden om Pythagoras' Læresætning, der er et udødeligt resultat af fremragende oldgræsk videnskab:

$$c^2 = a^2 + b^2 \quad \text{eller:} \quad c = \sqrt{a^2 + b^2}$$

## Eksempel

Enhedscirkelns radius "1" repræsenterer her 85 volt, svarende til hypotenusen c's længde.

$$\angle C = 90^\circ \text{ (retvinklet trekant)}$$

$$\angle A = 40^\circ$$

$$\cos 40^\circ = 0,766 = \frac{b}{c}$$

$$\text{Indsæt } c = 85 \text{ V:}$$

$$b = 0,766 \cdot 85 \text{ V} = 65,11 \text{ V}$$

$$\sin 40^\circ = 0,643 = \frac{a}{c}$$

$$\text{Indsæt igen } c = 85 \text{ V:}$$

$$a = 0,643 \cdot 85 \text{ V} = 54,64 \text{ V}$$

$$\operatorname{tg} A = \frac{a}{b} \text{ og } A = \operatorname{arctg} \frac{a}{b}$$

$$\angle A = \operatorname{arctg} \frac{54,64 \text{ V}}{65,11 \text{ V}} = \operatorname{arctg} 0,839 = 40^\circ$$

(- og så er vi tilbage igen!)

Med Pythagoras beregnes:

$$c = \sqrt{54,64^2 + 65,11^2} = 85 \text{ V}$$

(- den virkede også - sammenlign ovenfor!)

## Generelt

I en retvinklet trekant kan alle mål og vinkler findes, når man kender enten to sider - eller én side og en vinkel.

Hjælpemidlerne: Sinus/cosinus/tangens-relationerne og Pythagoras.



)

)

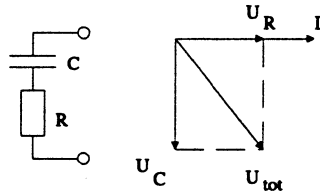
)

)

# Regning med komplekse tal

## Indledning

Betragtes vektordiagrammet for eksempelvis en serieforbindelse af en kondensator og en modstand:



- kan den numeriske værdi (= værdien uden hensyntagen til fasevinklen) af totalspændingen beregnes ved hjælp af Pythagoras' læresætning:

$$U_{tot} = \sqrt{U_R^2 + U_C^2}$$

Skal resultatet indeholde den fulde sandhed, er det ikke nok, at den numeriske værdi angives. Der mangler nemlig en oplysning om fasevinklen.

Komplekse tal har den fordel, at man ved hjælp af et komplekst tal kan nå frem til ét entydigt og fyldestgørende resultat, og hertil kommer, at komplekse tal egner sig til efterfølgende matematiske udregninger efter bestemte regler herom.

Et KOMPLEKST TAL består af en REEL-DEL og en IMAGINÆR-DEL:

$$x = \text{Re } x + \text{Im } x$$

Idet  $\text{Re } x = a$  og  $\text{Im } x = b$ , kan tallet  $x$  skrives på formen

$$x = a + jb$$

Definitionen af "den imaginære enhed"  $j$  er et tal, hvis kvadrat giver  $-1$ . Altså er:

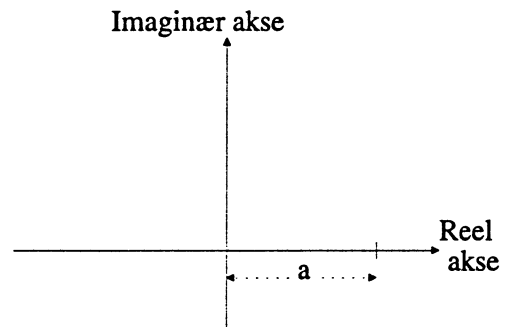
$$j^2 = -1 \quad \text{og} \quad j = \sqrt{-1} \quad (!)$$

Foruden betegnelsen " $j$ ", anvendes ofte også betegnelsen " $i$ " for den imaginære enhed. For at undgå

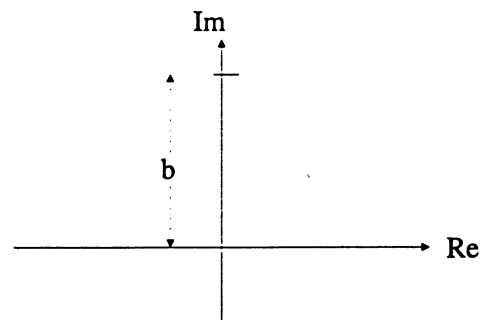
forveksling med et strøm- $i$  i elektronik, må  $j$ 'et dog foretrækkes.

## Geometrisk afbildning

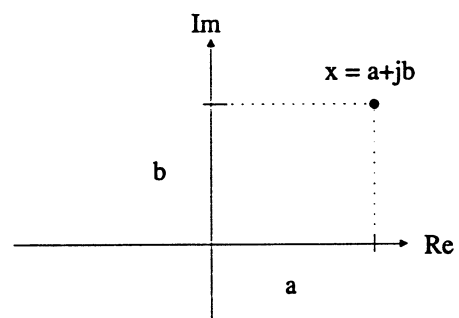
Den almindelige talrække kan beskrive ethvert punkt på en (reel) akse, både i positiv og i negativ retning fra et valgt udgangspunkt (origo):



På samme måde kan en "imaginær" talrække beskrive ethvert punkt på en imaginær akse, der afbildes vinkelret på den reelle akse:



Komplekse tal kan derimod beskrive ethvert punkt på en to-dimensionel flade:





## Former for komplekse størrelser

### Algebraisk form

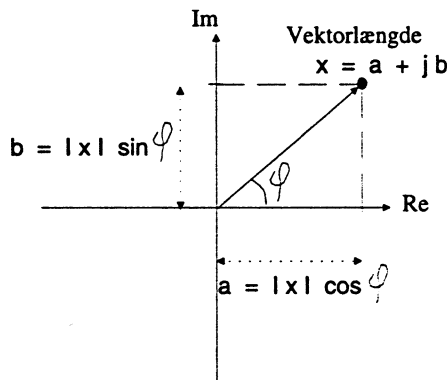
Skrives som et komplekst tal med reeldel og imaginærdel således:

$$x = a + jb$$

### Polær form

Den algebraiske fremstilling af et komplekst tal

$x = a + jb$  lader sig omskrive til geometrisk (polær) form, hvorved der fås en numerisk del kaldet MODUL  $x$  kaldet  $\alpha = |x|$  (= vektorradius,) samt en vinkel  $\varphi$  (= vektorens fasevinkel med reelaksen). Vinklen benævnes også det komplekse tals ARGUMENT,  $\varphi = \arg x$ .



MODUL:  $\alpha = |x| = \sqrt{a^2 + b^2}$

ARGUMENT:  $\varphi = \arg x = \arctan \frac{b}{a}$

- og tallet skrives nu på sin polære form:

$$x = \alpha \angle \varphi$$

### Trigonometrisk form

Idet  $a = \alpha \cdot \cos \varphi$  og  $b = \alpha \cdot \sin \varphi$ , fås det komplekse tal skrevet på trigonometrisk form således:

$$x = \alpha \cdot (\cos \varphi + j \sin \varphi)$$

hvor  $\alpha \cdot \cos \varphi = a$ , og  $\alpha \cdot j \sin \varphi = jb$

### Eksponentialform

Det komplekse tal kan skrives på eksponentialform således:

$$x = \alpha \cdot e^{j\varphi}$$

NB:  $\varphi$  skal her indsættes i radianer:

$$3,14 \text{ rad} = 2\pi \text{ radianer} = 180^\circ$$

### Taleksempel

Det komplekse tal kan altså skrives på flere forskellige måder. Med det efterfølgende taleksempel vises, hvorledes det samme tal kan skifte udseende ved anvendelse af de forskellige muligheder.

#### • Kompleksform:

$$x = a + jb$$

$$x = 1 + j\sqrt{3}$$

#### • Trigonometrisk form

$$x = \alpha \cdot (\cos \varphi + j \sin \varphi)$$

hvor  $\alpha = \sqrt{1+3} = 2$

og  $\varphi = \arctan \frac{\sqrt{3}}{1} = \frac{\pi}{3} \text{ rad} = 60^\circ$

=>  $x = 2 \cdot (\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3})$  Vinkel i radianer

eller  $x = 2 \cdot (\cos 60^\circ + j \sin 60^\circ)$  Vinkel i grader

#### • Polær form:

$$x = \alpha \angle \varphi$$

$$x = 2 \angle 60^\circ$$

#### • Eksponentialform:

$$x = \alpha \cdot e^{j\varphi}$$

$$x = 2 \cdot e^{j\frac{\pi}{3}} = 2 \cdot e^{j \cdot 1,047}$$

## Konjugerende komplekse tal

To komplekse tal kaldes konjugerende, når de to tal har samme modul (reeldel), mens deres argumenter (imaginærdelene) har modsatte fortegn.

Konjugerende komplekse tal, vist på 3 skrivemåder:

$$x = a + jb = \alpha \cdot (\cos \varphi + j \sin \varphi) = \alpha \cdot e^{j\varphi}$$

$$\bar{x} = a - jb = \alpha \cdot (\cos \pi - j \sin \varphi) = \alpha \cdot e^{-j\varphi}$$

## Algebra for komplekse tal

### Sum og differens

Komplekse tal kan adderes og suptraheres, forudsat reeldelen behandles for sig, og imaginærdelen behandles for sig:

$$(a_1 + jb_1) + (a_2 + jb_2) + \dots \\ = (a_1 + a_2 + \dots) + j(b_1 + b_2 + \dots)$$

### Multiplikation

To komplekse tal multipliceres som en 2-leddet størrelse, idet det erindres, at  $j^2 = -1$ :

$$(a_1 + jb_1) \cdot (a_2 + jb_2) = (a_1 \cdot a_2 - b_1 \cdot b_2) + j(a_1 \cdot b_2 + a_2 \cdot b_1)$$

Er de to komplekse tal konjugerende fås resultatet som en ren reeldel:

$$(a + jb) \cdot (a - jb) = a^2 + b^2$$

Er de komplekse tal opgivet på trigonometrisk form, multipliceres således:

$$[\alpha_1 \cdot (\cos \varphi_1 + j \sin \varphi_1)] \cdot [\alpha_2 \cdot (\cos \varphi_2 + j \sin \varphi_2)] \\ = \alpha_1 \cdot \alpha_2 \cdot [\cos(\varphi_1 + \varphi_2) + j \sin(\varphi_1 + \varphi_2)]$$

### Division

Divisionen gennemføres som en invers multiplikation efter mønsteret:

$$\frac{x_1}{x_2} = \frac{a_1 + jb_1}{a_2 + jb_2} = \frac{a_1 \cdot a_2 + b_1 \cdot b_2}{a_2^2 + b_2^2} + j \frac{a_2 \cdot b_1 - a_1 \cdot b_2}{a_2^2 + b_2^2}$$

Er de komplekse tal opgivet på trigonometrisk form, divideres således:

$$\frac{x_1}{x_2} = \frac{\alpha_1 \cdot (\cos \varphi_1 + j \sin \varphi_1)}{\alpha_2 \cdot (\cos \varphi_2 + j \sin \varphi_2)} \\ = \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \cdot [\cos(\varphi_1 - \varphi_2) + j \sin(\varphi_1 - \varphi_2)]$$

### Potensopløftning

Udføres ved at opløfte MODUL  $\alpha$  til den ønskede potens ved at påsætte en eksponent, og samtidig gange MODUL  $\varphi$  med samme eksponent-tal:

$$x^n = [\alpha \cdot (\cos \varphi + j \sin \varphi)]^n \\ = \alpha^n \cdot [\cos(n \cdot \varphi) + j \sin(n \cdot \varphi)]$$

### Roduddragning

Udføres ved regler, der er netop det modsatte af fremgangsmåden anvendt ved potensopløftning:

$$\sqrt[p]{x} = \sqrt[p]{\alpha} \cdot [\cos(\frac{\varphi}{p} + p \cdot \pi) + j \sin(\frac{\varphi}{p} + p \cdot \pi)]$$

- hvor  $p$  er lig 0 eller 1

Ved uddragning af kvadratroden fås således to mulige løsninger.

Kilde: Bronstein-Semendjajew: Taschenbuch der Mathematik.



1

2

3

4

# Transmissionslinier

## Generelt

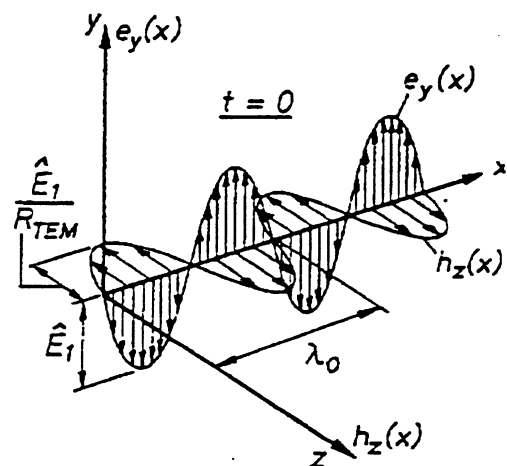
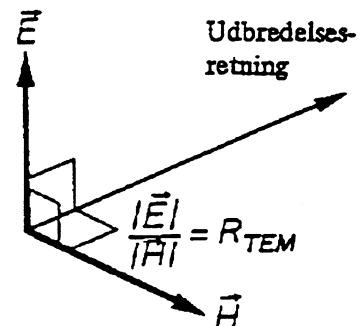
Transmissionslinier anvendes som transportmedie, når et elektrisk signal ønskes flyttet fra ét fysisk sted til et andet.

Transportmediet kan være coax-kabel, twin-lead (netledning!), bølgeleder, strip-line o.a.

Så længe man transporterer DC eller lave signalfrekvenser over kortere afstande, sker transporten på en ret udramatisk og uinteressant måde, idet påvirkninger fra opbygning af de uundgåelige elektriske og magnetiske felter omkring lederne kan negligeres, idet de ikke indvirker mærkbart på signaludbredelsesforholdene gennem lederne.

Arbejdes der derimod med AC-signaler, hvor transmissionsliniens længde udgør en mærkbar del af signalets bølgelængde (enten fordi transmissionslinien er ekstrem lang, eller fordi frekvensen er ekstrem høj og bølgelængden dermed ekstrem kort), vil der skulle tages hensyn til (eller der kan drages fordele af) signalets tidsforsinkelse hen ad linien, og de følgevirkninger denne tidsforsinkelse afstedkommer.

Udbredeshastigheden i transmissionslinien, signalbølgelængden og transmissionsliniens længde bliver nu til interessante faktorer.



Man taler om egentlige transmissionslinier, når to eller flere ledere formidler udbredelsen af en TEM bølge (TEM = Transversal Elektrisk og Magnetisk).

Udover blot at være et transportredskab, vil den korrekt dimensionerede transmissionslinie tillige kunne anvendes som impedanstransformator, reaktiv komponent, neutralisator for reaktive impedanser mv.



### Transmissionslinietyper

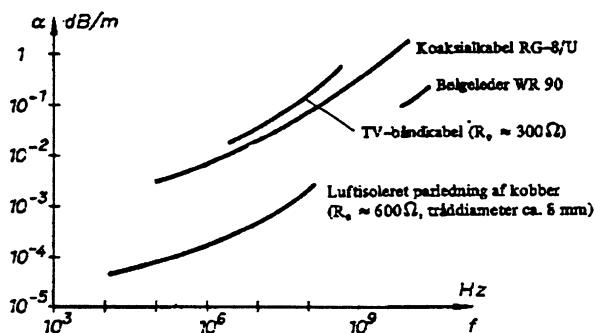
Valg af transmissionslinietype afgøres under hensyntagen til faktorer som signalfrekvens, effektstørrelse, fysisk vejlængde, afsender- og modtagerimpedanser, samt naturligvis (som altid) økonomiske overvejelser.

Twin-lead kablet har relativt små tab, men det er følsomt overfor indstråling.

Ved frekvenser fra omkring 10 MHz er koaxkablet den mest almindelige ledningstype, ikke mindst på grund af kablets skærmning mod indstråling. Valg af kablets fysiske mål og isolationsmateriale foretages bl.a. ud fra, hvilke tab, der kan tolereres.

Øges frekvensen, så bølgelængden bliver af samme størrelsesorden som koaxkablets diameter, vil bølgeopbygningen i kablet totalt ændres, og hvis vi fjerner inderlederen, vil kablet stadig kunne overføre energi! Ved at udforme et hult rør således at vi har kontrol over bølgedannelsen, har vi fået en praktisk anvendelig bølgeleder, der bl.a. udmærker sig ved at have små tab og derfor egner sig godt til overførsel af større effekter i GHz området.

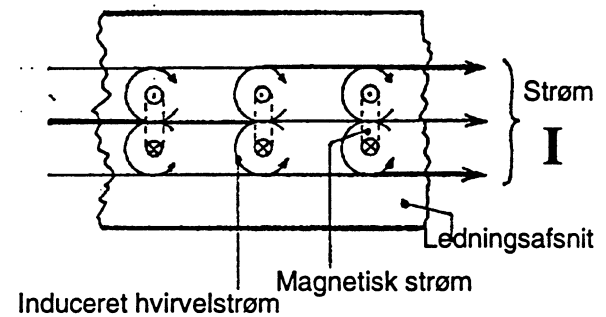
Skal mikrobølgesignaler (GHz området) overføres over meget små afstande, f.eks. internt i mikrobølgeudstyr, vil den foretrukne løsning ofte være udført som en strip-line, dvs. en kobberbane på et print, hvor den modsatte side er kobberbelagt og virker som stelplan. Strip-lines udføres også i flerlagsteknik med top- og bundlag som stelplan, altså næsten som et koaxkabel.



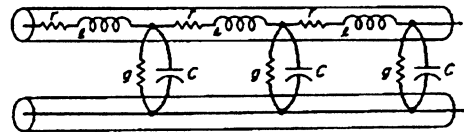
### Grundlæggende

Som udgangspunkt vil enhver transmissionslinie være frekvensafhængig bl.a. forårsaget af strømfortrængning. Strømfortrængningsfænomenet viser sig ved at der sker en stigende strømtæthed, jo nærmere vi kommer lederens overflade.

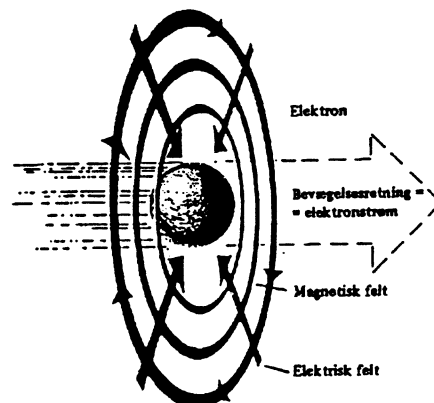
Denne ujævne strømfordeling bliver mere udpræget, desto højere signalfrekvensen er. Fænomenet medfører, at lederens tværsnitsareal kun udnyttes i overfladen til strømtransport, med deraf følgende større modstandsværdi pr. længdeenhed.



Transmissionslinien er karakteriseret ved sine jævnt fordelte parametre: Selvinduktion, kapacitet, seriemodstand og parallelafledning (sidstnævnte via isolationsmaterialet).



Når en elektrisk ladning sættes i bevægelse, opstår et magnetfelt forårsaget af ladningens bevægelse (strøm). Samtidig opstår der et elektrisk felt, forårsaget af tilstedeværelsen af ladningen (spænding).



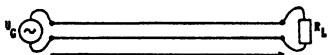
Disse felter fordeler sig ikke øjeblikkeligt over rummet, men udbredelsen vil ske med en given hastighed. Forsinkelsen kan forklares ud fra naturlove, der gælder for elektriske og magnetiske felter med udgangspunkt i liniens jævnt fordelte kapacitet og selvinduktion.

Såvel det magnetiske som det elektriske felt eksisterer i det dielektrikum (isolationsmateriale), der omgiver lederne, og udbredelseshastigheden vil derfor være afhængig af, hvilket dielektrikum, der er anvendt.

For luftisolerede ledere gælder, at udbredelseshastigheden er meget tæt på lyshastigheden på 300.000.000 m/sek, medens udbredelseshastigheden  $v$  vil være lavere i ledere omgivet af faste dielektrika:

$$v = \frac{300.000.000}{\sqrt{\epsilon_R}} \text{ m/sek}$$

hvor  $\epsilon_R$  = den relative dielektricitetskonstant, der har værdien 1 for vacuum og ligeledes kan regnes cirka 1 for luft.



Signaludbredelser tager tid

To parallelle ledere forbinder en generator og en belastning. Generatorens signal vandrer hen ad linien mod belastningen med en given hastighed og når således frem til belastningen efter "nogen" tid.

Når generatoren afgiver et sinusformet signal med frekvensen  $f$ , vil distancen, som signalet bevæger sig indenfor én helbølge, være lig med bølgelængden:

$$\text{Bølgelængden } \lambda = \frac{300.000.000}{f \cdot \sqrt{\epsilon_R}} \text{ meter}$$

Se også tabel over dielektricitetskonstanter i appendiks

Bølgelængder ved forskellige frekvenser

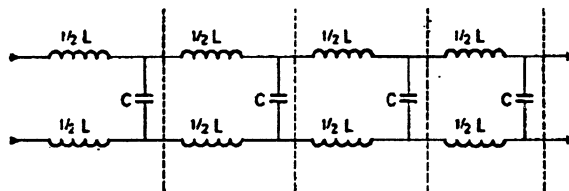
frekvens $f$	$\lambda_{\text{luft}}$ $\epsilon_R = 1$	$\lambda_{\text{stof 1}}$ $\epsilon_R = 1,9$	$\lambda_{\text{stof 2}}$ $\epsilon_R = 5$
50 Hz	6000 km	4353 km	1200 km
10 kHz	30 km	22 km	6 km
10 MHz	30 m	22 m	6 m
10 GHz	30 mm	22 mm	6 mm

## Transmissionslinieteor

Det er praktisk at forestille sig en transmissionslinie som bestående af en uendelig mængde småsektioner, opbygget af enkeltkomponenterne:

- Seriemodstand  $R$
- Serieinduktans  $L$
- Parallelaflledning  $G$
- Parallelkapacitet  $C$

Men vi vil dog i første omgang se nærmere på en transmissionslinie, hvor tabene er så små, at vi kan tillade os at se bort fra dem:



Tabfri transmissionslinie repræsenteret ved LC-ked.

Komponenterne er jævnt fordelt ud over hele transmissionslinien og kaldes liniens fordelte parametre, og værdien af "enkelkomponenterne" opgøres pr. længdeenhed (meter, mm eller andet valg).

## Karakteristisk impedans $Z_0$

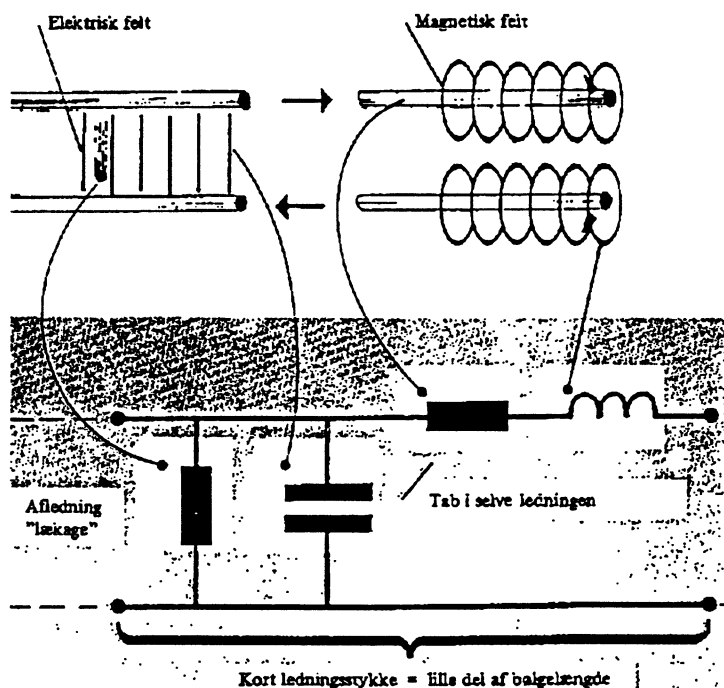
Indgangsimpedansen i en uendelig lang transmissionslinie kaldes den karakteristiske impedans og betegnes med symbolet  $Z_0$ .

Udgangspunktet for at finde  $Z_0$  er, at vi finder den impedans, transmissionslinien har ved resonans:

$$\begin{aligned} Z_0 &= X_{Lres} = X_{Cres} = 2\pi \cdot f_{res} \cdot L \\ &= 2\pi \cdot \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \cdot L = \frac{L}{\sqrt{L \cdot C}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{ohm} \end{aligned}$$

Denne formel gælder for tabsfrie transmissionslinier og kan kun anvendes på transmissionslinier, der kun har tab i begrænset størrelsesorden.

Tegnes transmissionslinien med såvel de tab, som må være i ledernes ohm'ske modstand, som de tab, der må være som følge af afledning mellem lederne, kan det fuldstændige ækvivalentdiagram for linien tegnes:



Transmissionlinier med tab har foruden selvinduktion og kapacitet, også både serie- og parallelmodstande, hvilke alle optræder som liniens jævnt fordelte parametre.

Tages der hensyn til alle parametrene fås der med udgangspunkt i formlen for  $Z_0$  ved tabsfrie linier:

For tabsfrie jf. ovenfor:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{2\pi \cdot f \cdot L}{2\pi \cdot f \cdot C}} = \sqrt{\frac{X_L}{X_C}} \quad \text{ohm}$$

Inklusive tab fås nu:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\sqrt{R^2 + (2\pi \cdot f \cdot L)^2}}{\sqrt{G^2 + (2\pi \cdot f \cdot C)^2}}} \quad \text{ohm}$$

Dette lidt uoverskuelige udtryk, der kun giver den numeriske værdi for  $Z_0$  kan kompletteres og samtidig forsimples ved opskrivning på kompleks form:

$$\text{Karakteristisk Impedans: } Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad \text{ohm}$$

$Z_0$  for transmissionslinier med tab er en frekvensafhængig værdi, hvor såvel fasevinkel som den numeriske værdi varierer ved ændringer i frekvens.

### Udbredelseskonstant

Ved undersøgelse af transmissionslinier er det værdifuldt at undersøge naturen af spænding og strøm på vandringen hen ad linien. Disse vandrende bølger vil opstå, når en generator tilfører linien et sinusformet signal, netop fordi signalet IKKE momentant når gennem linien, men netop bruger tid til sin udbredelse hen ad linien.

Iagttages ét givet punkt på linien, vil spænding, strøm og fasevinkel variere med tiden, når bølgen vandrer (udbreder sig) hen ad linien.

Man kan beskrive disse variationer ved hjælp af UDBREDELSESKONSTANTEN  $\gamma$ , der relaterer sig til en givet længdeenhed. For den tabsfri linie gælder således:

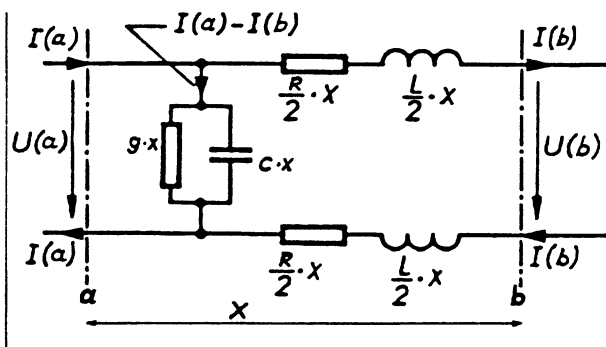
$$\gamma_{\text{tabsfri}} = j\omega \sqrt{L \cdot C} \quad (= j\beta)$$

Såfremt der ikke kan ses bort fra tab i linien gælder:

$$\gamma_{\text{med tab}} = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)} = \alpha + j\beta$$

### Telegrafligningerne

Udbredelseskoefficienten er eksponent i følgende eksponentielle udtryk, der matematisk beskriver, hvorledes spænding og strøm (incl. fasevinkel) varierer hen ad en uendelig lang linie, eller hen ad en linie uden refleksioner. Her udtrykt som spænding og strøm i punkt "b", regnet ud fra et kendt punkt "a", som f.eks. kunne være transmissionsliniens indgang (generatorsignalet):



Idet udbredelseskoefficienten  $\alpha + j\beta$  (der er defineret pr. længdeenhed) ganges med afstanden  $x$  (Afstanden fra a til b), fås for spændingen i punkt b:

$$\begin{aligned} u_b &= u_a \cdot e^{-\gamma \cdot x} = u_a \cdot e^{-\alpha \cdot x - j\beta \cdot x} \\ &= u_a \cdot e^{-\alpha \cdot x} \cdot e^{-j\beta \cdot x} \\ &= u_a \cdot e^{-\alpha \cdot x} \cdot (\cos \beta \cdot x - j \sin \beta \cdot x) \end{aligned}$$

og tilsvarende for strømmen i punkt b:

$$\begin{aligned} i_b &= i_a \cdot e^{-\gamma \cdot x} = i_a \cdot e^{-\alpha \cdot x - j\beta \cdot x} \\ &= i_a \cdot e^{-\alpha \cdot x} \cdot e^{-j\beta \cdot x} \\ &= i_a \cdot e^{-\alpha \cdot x} \cdot (\cos \beta \cdot x - j \sin \beta \cdot x) \end{aligned}$$

Ved hjælp af ovenstående udbredelsesligninger kan vi i ethvert punkt beregne spænding, strøm og fasevinkler for spænding og strøm under forudsætning at vi kender udbredelseskoefficienten  $\gamma$  for transmissionslinien, og indsætter afstanden  $x$  fra et kendt punkt. Er udbredelseskoefficienten eksempelvis opgivet pr. meter, skal  $x$  naturligvis også indsættes i meter.

Udbredelsesligningerne stammer fra den tid, hvor telegrafi var den vigtigste metode til informationsoverførsel, og kaldes derfor TELEGRAFLIGNINGERNE.

### Dæmpningsfaktor

Telegrafligningerne på eksponentialformen indeholder en faktor  $e^{-\alpha \cdot x}$ , der er uden "j" og dermed en reel størrelse. Minustegnet i eksponenten fortæller os desuden, at spænding og strøm må mindskes med øget afstand  $x$ . Denne faktor må således repræsentere et udtryk for dæmpning, og vi har DÆMPNINGSFAKTOREN:

$$\frac{u_b}{u_a} = e^{-\alpha \cdot x}$$

$$\alpha \cdot x = -\ln \frac{u_b}{u_a} \quad \text{neper}$$

$$\alpha \cdot x = -20 \log \frac{u_b}{u_a} \quad \text{dB}$$

Tilsvarende fås for strømmen:

$$\frac{i_b}{i_a} = e^{-\alpha \cdot x}$$

$$\alpha \cdot x = -\ln \frac{i_b}{i_a} \quad \text{neper}$$

$$\alpha \cdot x = -20 \log \frac{i_b}{i_a} \quad \text{dB}$$

Størrelsen  $\alpha$  udtrykker således dæmpningen i neper eller dB pr. længdeenhed. Dæmpningen er ens for spænding og strøm og opgives almindeligvis i dB pr. meter eller dB pr. 100 meter og ved en given frekvens. Dæmpningsfaktoren er frekvensafhængig og vil stige med stigende frekvens. Der kan tilnærmelsesvis omregnes til en anden frekvens ved at multiplicere med kvadratroden til frekvensforholdet:

$$\alpha_{f_2} = ca. \alpha_{f_1} \cdot \sqrt{\frac{f_2}{f_1}}$$

Vælges et såkaldt "økonomisk" kabel, kan man opleve, at dæmpningen stiger kraftigt, når kablet ældes. Det øgede tab kan især skyldes korrosion af lederne, og med fænomenet strømfortrængning i erindring (se ovenfor), kan man let forestille sig, hvad der sker med kablets "ohmske" modstand overfor HF-signaler. Der kan ses op til 3-4 ganges forøgelse af dæmpningen på et år! Til imødegåelse af korrosionsproblemer kan der med fordel vælges et kabel med for sølvplatede ledere.

I områder, hvor der ofte forekommer vinde med havgus, bør der ikke opsættes twin-lead kabler udendørs. Et kabel, der fra nyt har ganske udmærkede egenskaber, kan på kort tid blive totalt uanvendeligt, da dielektrik特 efterhånden hovedsagelig består af saltaflejringer!

### Fasekonstant

Telegrafligningerne på eksponentialformen indeholder også en faktor, der indeholder et "j" og dermed en imaginærdel. Denne del af udbredelseskonsanten må følgelig være forbundet med fasen af bølgeudbredelsen hen ad transmissionslinien.  $\beta$  benævnes derfor FASEKONSTANTEN (radianer pr. længdeenhed), og produktet  $\beta \cdot x$  er den aktuelle fasevinkel i punktet b, regnet ud fra fasevinklen i punkt a, og angivet i radianer ( $360^\circ = 2\pi$  radianer). Bemærk at  $\beta \cdot x$  IKKE direkte beskriver fasevinklen mellem strøm og spænding.

Minustegnet foran  $\beta$  indikerer, at spændingen logisk nok indtræffer senere i punkt b. Altså en negativ drejende fasevinkel (lagging).

### Udbredelseshastighed

I én periodetid  $T$  drejer fasen pr. definition  $360^\circ = 2\pi$  radianer, og den fremadskridende bølge på transmissionslinien vil i samme tidsrum vandre én bølglængde  $\lambda$  med en hastighed  $v_f$ . Således fås:

$$\beta \cdot \lambda = 2\pi \quad \text{og} \quad T = \frac{1}{f} = \frac{\lambda}{v_f}$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad \text{og} \quad v_f = \lambda \cdot f$$

$$\text{heraf: } v_f = \frac{2\pi \cdot f}{\beta}$$

Fra den tabsfrie transmissionslinie har vi tidligere (se side 10, udbredelseskonsanten  $\gamma$ ) fundet at

$$\beta = \omega \sqrt{L \cdot C} = 2\pi \cdot f \sqrt{L \cdot C}$$

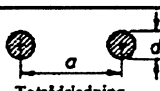
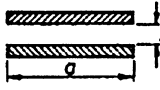
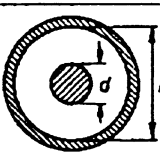
og følgelig kan vi finde UDBREDELSESHASTIGHEDEN:

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

Det er bemærkelsesværdigt, at - i det mindste for en tabsfri transmissionslinie - er udbredelseshastighedskonstanten  $v_f$  en ren funktion af udbredelsesparametrene, og at den umiddelbart kan forekomme at være i mulig modstrid med et tidligere udgangspunkt, der beskrev mulig transmission med lysets hastighed på ca. 300.000.000 m/sek.

For transmissionslinien med luftisolation og i praksis for mange twin-lead og coaxialkabler vil udbredelseshastigheden dog virkelig nærme sig (men aldrig overskride) lysets hastighed.

Medtages beregningsformlerne for de jævnt fordelte parametre for gængse kabeltyper:

Ledningstverrsnit og benævnelse	$l$	$c$	$R_0 = \sqrt{\frac{l}{c}}$	Bemærkning
 Totrådsledning	$\frac{\mu}{\pi} \cdot \ln \frac{2a}{d}$	$\frac{\pi \epsilon}{\ln \frac{2a}{d}}$	$\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \frac{\ln \frac{2a}{d}}{\pi}$	$d \ll a$
 Pladeledning	$\mu \cdot \frac{b}{a}$	$\epsilon \cdot \frac{a}{b}$	$\frac{b}{a} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$	$b \ll a$
 Koaksialledning	$\frac{\mu}{2\pi} \cdot \ln \frac{D}{d}$	$\frac{2\pi \epsilon}{\ln \frac{D}{d}}$	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \ln \frac{D}{d}$	

Data for nogle enkle parallelledninger.

Det ses af formlerne, at det for samtlige kabler gælder, at produktet

$$L \cdot C = \mu \cdot \epsilon$$

og heraf:

$$v_f = \frac{1}{\sqrt{\mu \cdot \epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \mu_r \cdot \epsilon_0 \epsilon_r}}$$

hvor

$\epsilon_r$  er stoffets relative dielektricitetskonstant

$$\epsilon_0 = 8,85 \frac{\text{pF}}{\text{m}} \quad \text{for vacuum (luft)}$$

$\mu_r$  er stoffets relative magnetiske permeabilitet

$$\mu_0 = 1,26 \frac{\mu\text{H}}{\text{m}} \quad \text{for vacuum (luft)}$$

Indsættes dielektricitetskonstant og permeabilitet for vacuum fås:

$$v_f = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} = \frac{1}{\sqrt{1,26 \cdot 10^{-6} \cdot 8,85 \cdot 10^{-12}}} \\ = 299.462.946 \frac{m}{sek}$$

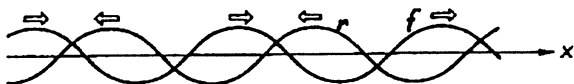
Vi kan således fastslå, bølgeudbredelse i vacuum sker med lysets hastighed.

Er dielektrik特 ikke vacuum (luft) er det nødvendigt at indregne de aktuelle materialedata, idet der i mikrobølgeudstyr findes mange eksempler på transmissionsmedier, hvor udbredelseshastigheden er betydeligt mindre end lysets hastighed.

## Refleksion

Vi har tidligere fastslået, at der opstår en vandrende bølgebevægelse hen ad en uendelig lang transmissionslinie uden refleksioner. Vi identificerer disse bølger som fremadgående og mærker strøm og spænding med "f". Såfremt en transmissionslinie er afsluttet med sin karakteristiske impedans  $Z_0$ , vil der ikke kunne reflekteres noget, og vi har også i dét tilfælde alene ét sæt fremadgående bølger på linien.

Hvis disse betingelser ikke er opfyldt (dvs. at belastningsimpedansen  $Z_L$  ikke har samme størrelse som liniens karakteristiske impedans  $Z_0$ ), må det være således, at den afsendte energimængde fra generatoren ikke fuldt ud afsættes i belastningen ved liniens afslutning. Den tiloversblevne energiandel vil blive reflekteret tilbage ad linien, og der vil være to sæt af vandrende strømme og spændinger i hver sin retning på linien. Vi mærker disse reflekterede strømme og spændinger med "r".



Der vil opstå refleksioner ved ethvert impedansspring på en sammensat linie, eksempelvis også ved forskellig generator- og linieimpedans, eller ved overgang fra én type transmissionslinie til en

anden type, når linierne har forskellig karakteristisk impedans.

Vi vil i det efterfølgende for overskuelighedens skyld koncentrere os alene om mistilpasninger mellem linieimpedans  $Z_0$  og belastningsimpedans  $Z_L$ :

Uanset hvor en refleksion opstår, vil de nedenstående retningslinier for beregninger være gældende.

## Refleksionskoefficient

Forholdet mellem fremadgående og reflekteret spænding betegnes som spændings-refleksionskoefficienten  $\Gamma_v$ :

$$\Gamma_v = \frac{u_{refl}}{u_{frem}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Tilsvarende gælder for strøm-refleksionskoefficienten  $\Gamma_i$ :

$$\Gamma_i = \frac{Z_0 - Z_L}{Z_0 + Z_L} = -\Gamma_v$$

Det ses, at de to koefficienter har samme værdi, men modsat fortegn.

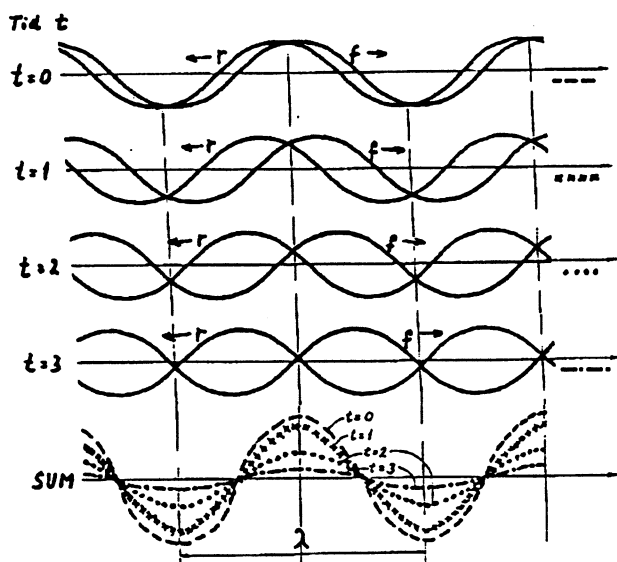
En reflekteret bølge vil nå tilbage til generatoren igen. Såfremt generatorens impedans er forskellig fra transmissionsliniens  $Z_0$ , vil der igen opstå refleksioner ved generatoren, og refleksionskoefficienten findes på samme måde som ovenfor, blot udskiftes afslutningsimpedansen med generatorimpedansen i formlerne.

Opstår der en refleksion ved generatoren, vil denne refleksion vandre frem ad linien, hvorefter den igen vil blive reflekteret ved belastningen - ogsåvidere.

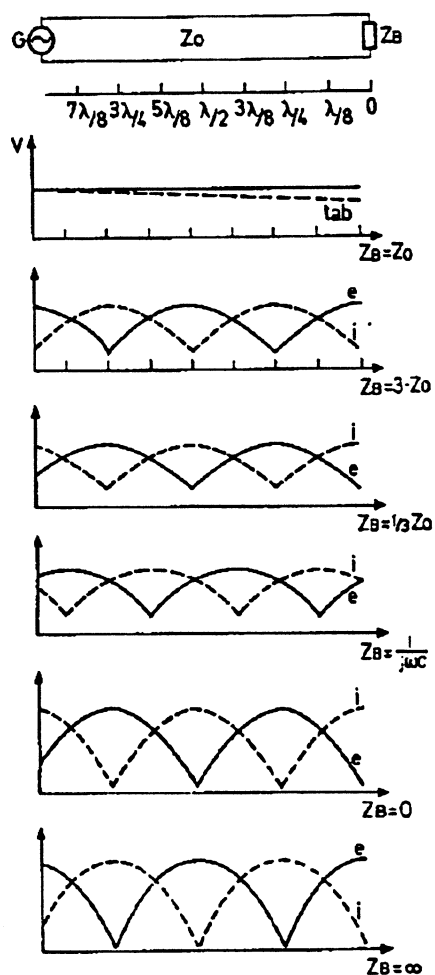
## Stående bølger

Findes der impedansmæssige mistilpasninger og vi dermed får to eller flere sæt af vandrende bølger (spændinger og strømme), vil disse bølger optræde i et mønster, der fremkommer ved, at alle strøm- og spændingskomponenter lægges sammen i ethvert af liniens punkter.





Det kan konstateres, at det opståede mønster giver punkter med maksima og minima af amplitude (spænding og strøm). Vi kalder dette mønster STÅENDE BØLGER, selv om der ikke er én eneste enkeltbølge, der er i stilstand. De skrider tværtimod hhv. fremad og tilbage med transmissionsliniens udbredelseshastighed.



Af figuren fremgår, at vi har samme tilstand hver halve bølgelængde, regnet fra refleksionspunktet (belastningen), og at vi i en afstand på en kvart bølgelængde fra disse knudepunkter har en "modsat tilstand".

### Standbølgeforhold

Forholdet mellem et maksimum og et minimum (spænding eller strøm) kaldes

STANDBØLGEFORHOLDET og benævnes SWR (Standing Wave Ratio). Spændings-standbølgeforholdet ses også benævnt VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) :

$$SWR = \rho = \frac{u_{\max}}{u_{\min}} = \frac{u_f + u_r}{u_f - u_r} = \frac{1 + \Gamma_v}{1 - \Gamma_v}$$

hvor  $\Gamma$  er refleksionskoefficienten.

Standbølgeforholdet kan også udtrykkes ud fra forholdet mellem fremadskridende effekt og tilbagereflekteret effekt:

$$SWR = \rho = \frac{1 + \sqrt{A}}{1 - \sqrt{A}} \quad \text{hvor } A = \frac{P_r}{P_f}$$

og på den enkleste form ud fra forholdet mellem impedanser:

$$SWR = \rho = \frac{Z_L}{Z_0} \quad \text{for } Z_L \text{ størst}$$

$$SWR = \rho = \frac{Z_0}{Z_L} \quad \text{for } Z_0 \text{ størst}$$

idet standbølgeforholdet aldrig kan være mindre end 1.

Refleksionskoefficienten udtrykt ved  $SWR = \rho$  :

$$\Gamma_v = \frac{\rho - 1}{\rho + 1}$$

Indsat i ovenstående udtryk fås, at standbølgeforholdet på en åben hhv. kortsluttet tabsfri transmissionslinje vil blive 1.

RETURNLOSS defineres som forholdet

$$\frac{P_f}{P_r} = -10 \log(\Gamma_v^2) = -20 \log|\Gamma_v| \text{ dB}$$

- se også tabel side 73: Returnloss - SWR.

Forholdet  $\frac{P_r}{P_f}$  kaldes MISMATCHLOSS.

**Eksempel:**

$$Z_{\text{generator}} = Z_0 \text{ kabel} = 50 \text{ ohm}$$

$$\text{belastningsimpedans } Z_L = 150 \text{ ohm}$$

$$\Gamma_v = \frac{150 - 50}{150 + 50} = 0,5 \quad (\text{ubenævnt forhold})$$

$$\text{SWR} = \rho = \frac{1 + 0,5}{1 - 0,5} = 3 \quad (\text{ubenævnt forhold})$$

$$\text{RETURNLOSS} = -20 \log 0,5 = -6 \text{ dB}$$

## Transmissionsliniens indgangsimpedans

Indgangsimpedansen til en transmissionslinie er bestemt af forholdet

$$\begin{aligned} Z_{in} = \frac{u_{in}}{i_{in}} &= Z_0 \cdot \frac{(Z_L + Z_0) \cdot e^{\gamma x} + (Z_L - Z_0) \cdot e^{-\gamma x}}{(Z_L + Z_0) \cdot e^{\gamma x} - (Z_L - Z_0) \cdot e^{-\gamma x}} \\ &= Z_0 \cdot \frac{(Z_L + Z_0) e^{\alpha x} (\cos \beta x + j \sin \beta x) + (Z_L - Z_0) e^{-\alpha x} (\cos \beta x - j \sin \beta x)}{(Z_L + Z_0) e^{\alpha x} (\cos \beta x + j \sin \beta x) - (Z_L - Z_0) e^{-\alpha x} (\cos \beta x - j \sin \beta x)} \end{aligned}$$

Det skal påpeges, at der lykkeligvis findes særtilfælde, hvor indgangsimpedansen forholdsvis let kan fastlægges:

- Når linien er en uendelig lang transmissionslinie
- Når linien er afsluttet med  $Z_L = Z_0$
- Når linielængden er et lige antal kvarte bølgelængder
- Når linielængden er et ulige antal kvarte bølgelængder

Disse fire tilfælde kræver et minimum af matematisk beregning.

Alle andre tilfælde fordres en nøjere beregning ved hjælp af det foranstående udtryk, hvor det må erind-

res, at udbredelseskonsanten gælder pr. længdeenhed af linien, og at  $x$  derfor skal indsættes for den aktuelle transmissionslinies længde.

Kan transmissionslinien derimod regnes tabsfri, vil dæmpningsfaktoren falde bort (idet  $\alpha = 0$  og  $e^{\alpha x} = 1$ ), og udtrykket kan simplificeres til

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_L \cdot \cos \beta x + j Z_0 \cdot \sin \beta x}{Z_0 \cdot \cos \beta x + j Z_L \cdot \sin \beta x}$$

$$\text{hvor } \beta = \omega \sqrt{L \cdot C} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Efter division overalt med  $\cos \beta x$  opnås den måske simpleste form:

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j Z_0 \cdot \tan \beta x}{Z_0 + j Z_L \cdot \tan \beta x}$$

Som det ses, kan beregning af indgangsimpedansen kræve adskillige trin, førend resultatet nås. Det kan derfor ikke overraske, at der findes en tidsbesparende grafisk teknik, der er udviklet for at lette beregningen af de forskellige parametre i forbindelse med transmissionslinier. Metoden kan dog kun anvendes på transmissionslinier, der kan regnes som tabsfri. Se afsnittet om Smith-kortet.

## Bølgestubbe

Transmissionslinien kan, udover til overførsel af signaler, anvendes til forskellige formål, idet liniens indgangsimpedans både er afhængig af belastningens art og af transmissionsliniens længde i forhold til signalbølgelængden.

Ved at tilpasse transmissionslinielængden til formålet, vil den kunne optræde som impedanstransformator, kortslutning, afbrydelse, kapacitet eller som selvinduktion.

### Kvartbølgetransformatoren

En transmissionslinie, der udgør en fjerdedel af signalbølgelængden, har evnen at kunne "vende impedansen til det modsatte", og den er derfor velegnet som impedanstransformator. I teorien kan kvartbølgetransformatoren anvendes ved enhver frekvens, men de fysiske størrelser vil hurtigt afgøre, om løsningen vil være praktisk gennemførlig. Som et kuriosum kan nævnes, at en kvartbølgetransformator til 50 Hz skal være i størrelsesorden

$$\frac{\lambda}{4} = 1500 \text{ km}.$$

Vi har tidligere set, at en åben transmissionslinie vil repræsentere en kortslutning i en kvart bølgelængdes afstand fra den åbne afslutning. Denne teknik ses ofte anvendt, hvor man ønsker en effektiv kortslutning, der ellers kunne vise sig vanskelig at etablere, når der arbejdes med mikrobølgeteknik.

På lignende måde kan den kvarte bølgelængde transmissionslinie transformere en høj impedans til en lav impedans - og omvendt en lav til en høj impedans - afhængig af transmissionsliniens karakteristiske impedans  $Z_0$  i forhold til de omgivende impedanser.

Anvendt som impedanstransformator kan liniens nødvendige  $Z_0$  findes:

$$Z_{0 \text{ LINIE}} = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_{out}}$$

hvor  $Z_{in}$  og  $Z_{out}$  repræsenterer de to omgivende impedanser, som ønskes tilpasset.

### 1/8 bølgestubbe

På grund af tolerancer fra både montage og komponenter, vil det ofte være forbundet med vanskeligheder at opbygge et præcist fungerende mikrobølgesystem med diskrete komponenter.

En løsning på disse problemer kan være, at spoler og kondensatorer opbygges ved anvendelse af 1/8 bølgelængder lange transmissionslinier.

Anvendes en stub med en kortslutning som stubafslutning, vil spænding og strøm i afstanden 1/8 bølgelængde fra afslutningen være drejet hver 45 i hver sin retning, og vi får en "ren" reaktiv impedans (her en spolereaktans med 90 fasedrejning mellem strøm og spænding) på indgangen.

Stubafslutningen (kortslutning) kunne rent praktisk etableres ved hjælp af en åben kvartbølgetransformator.

Samme stub vil i afstanden 3/8 bølgelængde fra kortslutningen virke kapacitivt. Eller man kan etablere en kapacitet via en åben 1/8 bølgelængde stub.

Af hensyn til pris, montagesikkerhed mv., etableres disse bølgestubbe direkte på printpladen (strip-linieteknik) under iagttagelse af en omhyggelig produktionstolerancestyring.

### Beregning af stubbe

En aktuel reaktiv komponent kan beregnes ud fra følgende udtryk:

$$X_L = Z_0 \cdot \tan\left(\frac{x}{\lambda} \cdot 360^\circ\right)$$

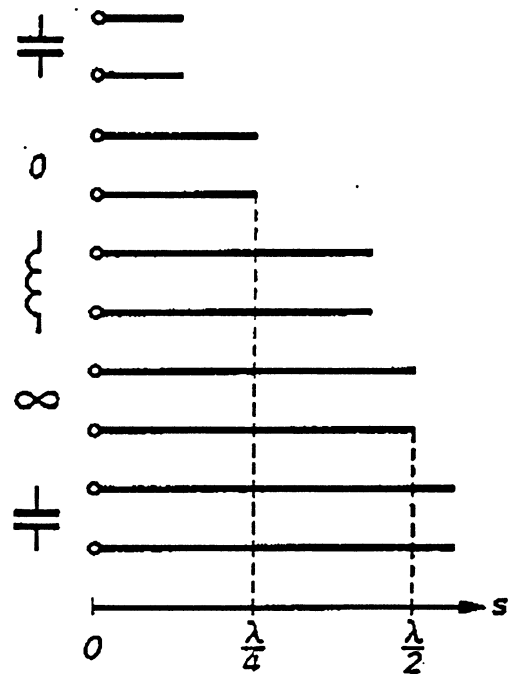
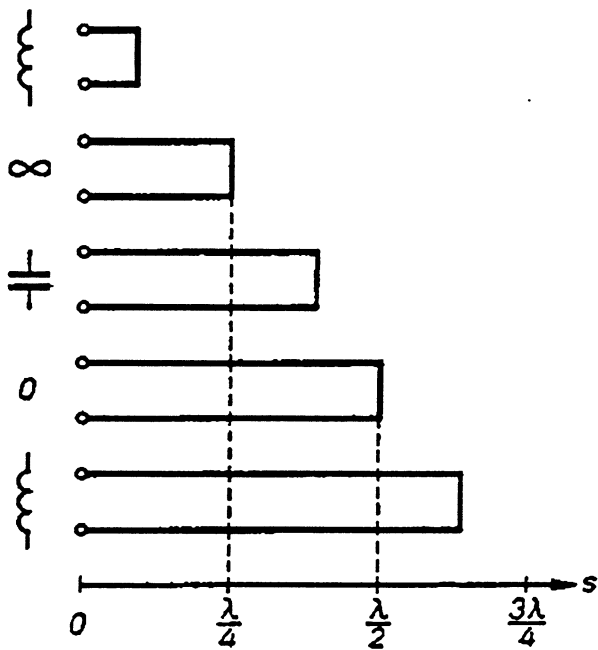
for  $x$  mindre end  $\frac{\lambda}{4}$  og kortsluttet stub

$$X_C = Z_0 \cdot \cot\left(\frac{x}{\lambda} \cdot 360^\circ\right)$$

for  $x$  mindre end  $\frac{\lambda}{4}$  og åben stub

Det bemærkes, at der fås en "ren" reaktiv komponent af samme størrelse som  $Z_0$  ved  $x = \frac{\lambda}{8}$

## Oversigt over bølgestubbe



## Appendiks

Beregning af tab i transmissionslinier ved forskellige standbølgeforhold.

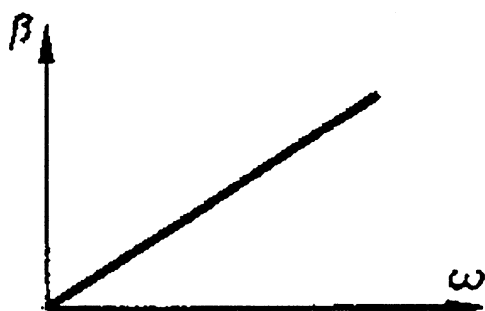
Formelsamling for transmissionslinier.

## Gruppesthastighed og løbetid

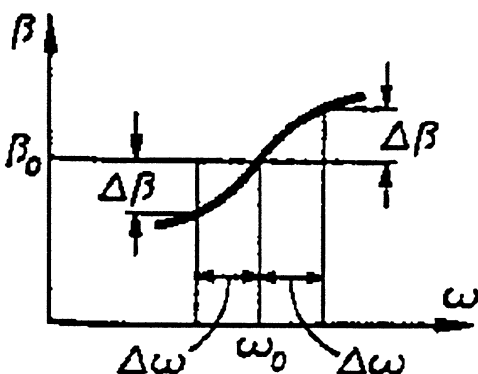
I ovenstående har vi set på stationære sinusspændinger på en transmissionslinje, altså sinusspændinger med én frekvens.

I praksis vil der ofte skulle overføres signaler med indhold af flere forskellige frekvenser på én gang.

Så længe signalfrekvensspektret er smalt, eller så længe at transmissionslinjen kan regnes tabsfri, vil det ikke give væsentlige komplikationer, idet fasekonstanten  $\beta$  vil være lineært proportional med frekvensen.



1. Fasekonstantens frekvensafhængighed ved tabsfri ledning.



2. Fasekonstantens frekvensafhængighed på ledning med tab.

Skal der modsat overføres et bredt frekvensspektrum på transmissionslinier, hvor der ikke kan ses bort fra tabene, vil der opstå forskellig tidsforsinkelser for forskellige frekvenser, idet fasekonstanten  $\beta$  vil variere ulineært med frekvensen, og der vil opstå en signalforvrængning.

Idet udbredelsestaktheden benævnes  $v_g$  fås

$$v_g = \frac{\Delta \omega}{\Delta \beta} = \frac{\Delta 2\pi f}{\Delta \beta}$$

Det indses, at gruppesthastigheden aldrig vil kunne overstige lyshastigheden.

I fortsættelse heraf kan gruppeløbetiden  $t_g$  gennem transmissionslinje-afsnittet  $x$  defineres som

$$t_g = \frac{x}{v_g} = x \cdot \frac{\Delta \beta}{\Delta \omega} = x \cdot \frac{\Delta \beta}{2\pi \Delta f}$$

Gruppeløbetiden betegnes også group-delay.

# Microstrip-line

## Generelt

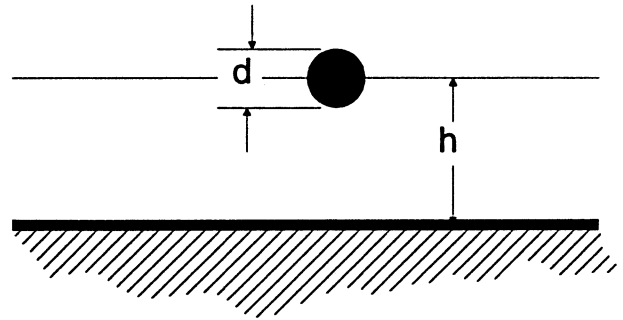
Microstrip-line er en transmissionslinie, meget lig koaxial kabler eller bølgeleder, der dog istedet for tråd eller rør, er lavet ved at ætse baner på en print-plade. Microstrip-line vil dog normalt ikke blive brugt til overførsel af signaler mellem sender/modtager og antenner.

I en ideel microstrip-line opstilling, vil banerne på printet som forbinder ( monterede ) komponenterne, pga. de korte bølgelængder, selv forme ( ætsede ) komponenter. Ved at vælge microstrip-lines af passende karakteristisk impedans og fase-længde, kan designeren lave kondensatorer, spoler, tilpasnings transformatorer, power splittere, baluuns og mange andre passive komponenter. Disse kan anvendes i filter, forstærkere, mixere, oscillatorer, detektorer og andre kredsløb til brug i microbølgekredsløb.

## Opbygning

Microstrip-lines opførelse er tæt beslægtet med den man finder hos en enkelt tråd placeret over et uendeligt jordplan.

Spredningsinduktansen langs en sådan tråd er hovedsagelig en funktion af trådens diameter (d). Trådens diameter, højden (h) over jordplanet og den relative dielektricitetskonstant  $\epsilon_r$  af isolationsmaterialet bestemmer tilsammen egenkapaciteten. Hvis trådens diameter er lille i forhold til højden



over jordplan ( $d < h$ ), vil isolationsmaterialet bære TEM-bølger på samme måde som et koaxial kabel:

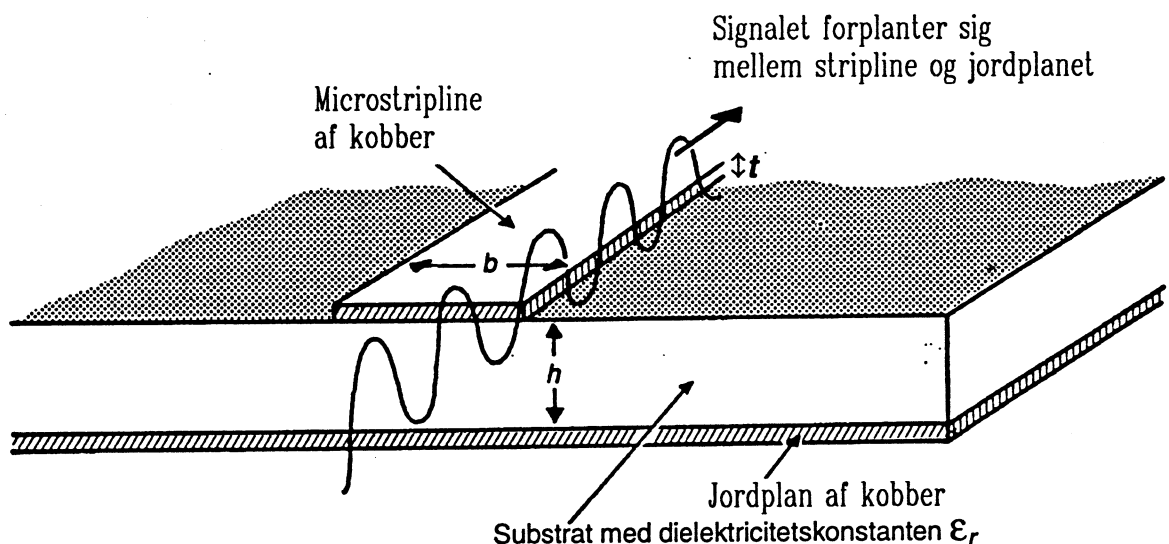
$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{B}{A}\right)$$

For en transmissionslinie bestående af en tråd, med diameteren d og højden h over jordplanet er sammenhængen meget lig:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{4h}{d}\right)$$

Desværre sker der det, når tråden presses sammen til en ægte microstrip-line, at afledningen af dens karakteristiske impedans bliver noget mere kompliceret. Forholdet mellem microstrip-line dimensioner og elektromagnetiske størrelser er forklaret senere.

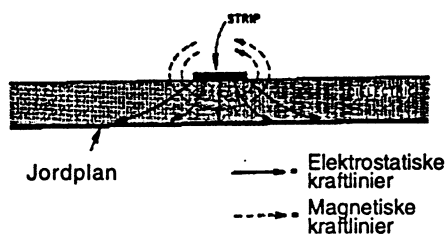
En microstrip-line er skitseret nedenunder:





Bemærk at Microstrip-line transmissionslinier er ætset på den ene side af et dobbeltsidet print, hvor undersiden, der er helt belagt med kobber, fungerer som jordplan. Microstrip-linen og jordplanet er derfor to ledere adskilt af et dielektrikum. I forbindelse med elektromagnetiske bølgers udbredelse langs microstrip-linen, vil emnet fremvise shunkapaciteter. Desuden vil udbredelsen af en bølge langs microstrip-linen resultere i et udvidende og sammentrækkende magnetisk felt omkring microstrip-linen; altså fremviser emnet serie induktans.

De elektriske og magnetiske felter forenet med en bølges udbredelse langs en microstrip-transmissionslinie er skitseret her:



Udbredelsesmåden ligner TværElektroMagnetiske bølger (TEM). Så lavpasfilter modellen fra side 5 vil også kunne bruges på microstrip-transmissionslinier.

Når microstrip-line bruges til at bære TEM bølger, vil den generelle formel for karakteristisk impedans, fra side 11, kunne bruges. Men, den karakteristiske impedans i en microstrip-line vil variere med kvadratet af forholdet mellem spredningsinduktansen og spredningskapaciteten. På samme måde vil forholdet der definerer udbredelseshastigheden, introduceret på side 14, generelt passe til microstrip-transmissionslinier, i den udstrækning de bærer TEM bølger.

En egentlig samling af forholdene mellem fysiske dimensioner, karakteristisk impedans og udbredelseshastighed er vanskelig, fordi de parametre der influerer på spredningsinduktansen vil også have indflydelse på spredningskapaciteten. De fysiske variabler der typisk kan ændres på er tykkelsen af kobberbanen ( $t$ ), bredden af kobberbanen ( $b$ ) og dielektricitetskonstanten af isolationsmaterialet ( $\epsilon_r$ ). Selvom effekten af alle disse parametre påvirkes gensidigt, så at enhver dimensionsændring som

forøger spredningsinduktansen vil forøge den karakteristiske impedans og reducerer udbredelseshastigheden i en microstrip-line. Modsat vil ændringer der forøger spredningskapaciteten have den effekt at både karakteristiske impedans og udbredelseshastigheden bliver reduceret.

Fra forholdene ovenfor kan en række interessante forhold fremstilles. Tag først effekten af en microstrip-line bredde på dens elektromagnetiske præstation. Da en microstrip-line er ætset mod et jordplan, vil der være en kapacitet til jord som varierer med bredden af microstrip-linen. En bred microstrip-line vil medføre en højere kapacitet og dermed en lavere  $Z_0$ , i forhold til en smal microstrip-line. Spredningsinduktion i en leder vil, p.g.a. strømfortrængningen, variere med overfladearealet, en bred microstrip-line vil have en lille induktans i forhold til en smal microstrip-line, hvilket yderligere reducerer  $Z_0$ .

Hermed ses at en ændring af microstrip-line bredde vil ændre kapaciteten og induktansen i hver sin retning. Kikker man på indholdet af formelen for udbredelseshastigheden  $v_f$ , som indeholder produktet af  $L$  og  $C$ , burde ændringen af de to effekter medføre et uændret resultat, hvad det ikke helt gør, da forholdet mellem microstrip-line bredde og kapacitet er lineær, er forholdet mellem microstrip-line bredde og induktansen ulineær. Derfor vil, med alle andre parametre holdt konstant, en formindskelse af microstrip-line bredden give en forøgelse af  $v_f$ .

Tykkelsen af metallet der danner microstrip-linen og jordplanet, vil ikke have nogen indflydelse af betydning på sprednings kapaciteten, men derimod på induktansen. Men da en microstrip-line normalt er meget bred i forhold til tykkelsen, vil tværsnitsarealet forblive næsten konstant ved ændring af bane-tykkelsen. Derfor er microstrip-line  $Z_0$  og  $v_f$  relativ uafhængig af metallens tykkelse.

Derimod har substratet stor indflydelse på både  $Z_0$  og  $v_f$ . Kapacitet er omvendt proportional med afstanden mellem kondensatorens plader, hvilket betyder at hvis substratet gøres tyndere bliver  $Z_0$  lavere. Men da en reduktion af substratets tykkelse vil koncentrere det magnetiske felt omkring microstrip-linen, sker der en forøgelse af induktionen.

Denne vekselvirkning komplicerer forsøg på at lave en matematisk model af microstrip-line.

Ligeledes vil en forøgelse af  $\epsilon_r$  i substratet forøge det elektrostatiske felt, og dermed kapaciteten mellem microstrip-line og jordplanet. Da  $\epsilon_r$  ikke har nogen særlig effekt på microstrip-line induktansen, vil en forøgelse af  $\epsilon_r$  have tendens til at mindske både  $Z_0$  og  $v_f$ .

$v_f$  i microstrip-line er domineret af  $\epsilon_r$  i substratet, uafhængig af substratets tykkelse. Derfor vil  $v_f$  være næsten ens i microstrip-lines med samme  $Z_0$  på substrater med samme  $\epsilon_r$ , men med forskellig tykkelse. Den matematiske microstrip-line model som vises i de følgende formler er tilnærmede efter disse forhold.

Gennem 1950'erne og 60'erne blev der udført en del studier og forsøg som udforskede den elektromagnetiske opførsel i microstrip-line. De første forsøg på at sætte microstrip-line opførsel i formler blev gjort ved at eksperimentere, men efter at der er kommet mere kraftfulde computere er det blevet muligt at simulere microstrip-line, og på den måde fremkomme med nogle simple modeller, som kan tilnærme microstrip-line opførsel som en funktion af fysiske størrelser.

**Microstrip-line dimensioner på et 1/16 tomme print af Epoxy-Fiberglas.**  $v_f$  = forkortelsesfaktor  
 $h = 1,5 \text{ mm}$   $\epsilon_r = 4,8$  Frekvens = 1000 MHz

$Z_0$ (ohm)	$b$ (mm)	$v_f$	$\lambda$ (mm)
5	41,2	0,47	141,0
10	19,9	0,48	144,1
15	12,7	0,49	146,6
20	9,2	0,50	148,7
25	7,0	0,50	150,5
30	5,6	0,51	152,1
35	4,6	0,51	153,5
40	3,8	0,52	154,7
45	3,2	0,52	155,9
50	2,8	0,52	157,0
55	2,4	0,53	158,0
60	2,1	0,53	159,0
65	1,8	0,53	159,9
70	1,6	0,54	160,8
75	1,4	0,54	161,6
80	1,2	0,54	162,4
85	1,0	0,54	163,2
90	0,9	0,55	164,0
95	0,8	0,55	164,8
100	0,6	0,55	165,5
105	0,5	0,55	166,3
110	0,4	0,56	167,1
115	0,4	0,56	167,9
120	0,4	0,56	168,8

Til beregning af en tilnærmet  $Z_0$  for en microstrip-line, som en funktion af bredden på banen kan følgende formel bruges:

$$Z_0 \cong 14 \pi \cdot \frac{\sqrt{\epsilon_r} \sqrt{\epsilon_r}}{\left(\frac{b}{h}\right) + 1}$$

Denne formel kan omarrangeres til beregning af bredde / højde forholdet :

$$\frac{b}{h} \cong \frac{14 \pi}{(Z_0 \sqrt{\epsilon_r} + \sqrt{\epsilon_r}) - 1}$$

For en microstrip-line af givne fysiske størrelse, kan udbredelseshastigheden (relativ til fri luft) anslås med:

$$\left(\frac{1}{v_f}\right)^2 \cong 1 + \left[ (\epsilon_r - 1) \left( 0,5 + \sqrt{\frac{0,5}{1 + \frac{10h}{b}}} \right) \right]$$

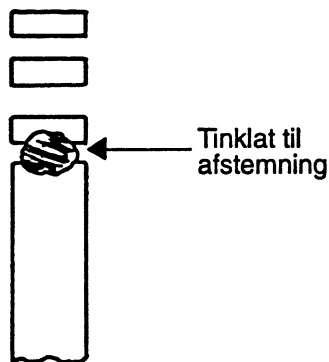
Typisk vil man kunne bruge nogle færdige tabeller, som de nedenfor viste, med en række karakteristiske impedanser for flere af de mere almindelige substrat typer og tykkelser. Bølgelængde kolonnerne er microstrip-længden for  $1\lambda$  ved 1GHz. Da forholdet mellem bølgelængde og frekvens er kendt, er det nemt at skalere til andre frekvenser.

**Microstrip-line dimensioner på et 1/32 tomme print af Epoxy-Fiberglas.**  $v_f$  = forkortelsesfaktor  
 $h = 0,71 \text{ mm}$   $\epsilon_r = 4,8$  Frekvens = 1000 MHz

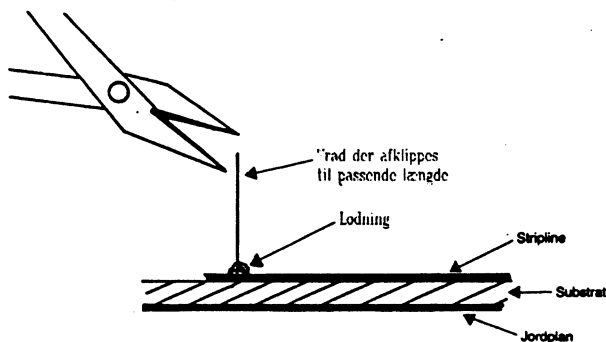
$Z_0$ (ohm)	$b$ (mm)	$v_f$	$\lambda$ (mm)
5	19,6	0,47	141,0
10	9,4	0,48	144,1
15	6,0	0,49	146,6
20	4,4	0,50	148,7
25	3,3	0,50	150,5
30	2,7	0,51	152,1
35	2,2	0,51	153,5
40	1,8	0,52	154,7
45	1,5	0,52	155,9
50	1,3	0,52	157,0
55	1,1	0,53	158,0
60	1,0	0,53	159,0
65	0,8	0,53	159,9
70	0,7	0,54	160,8
75	0,6	0,54	161,6
80	0,6	0,54	162,4
85	0,5	0,54	163,2
90	0,4	0,55	164,0
95	0,4	0,55	164,8
100	0,3	0,55	165,5
105	0,3	0,55	166,3
110	0,2	0,56	167,1
115	0,2	0,56	167,9
120	0,1	0,56	168,8

### Justeringer i microstrip-line kredsløb

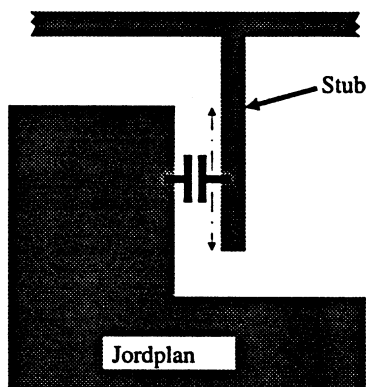
I nogle tilfælde kan stubbe være lavet med justeringsmulighed, ved at der er lavet små blokke, med samme bredde som stubben, i forlængelses af stubben. Trimningen foregår så ved at overlodde mellemrummene mellem blokkene og på den måde forlænge stubben.



En anden justeringsmetode er, at monter et stykke tråd på stubben, som så afklippes til justeringen passer.

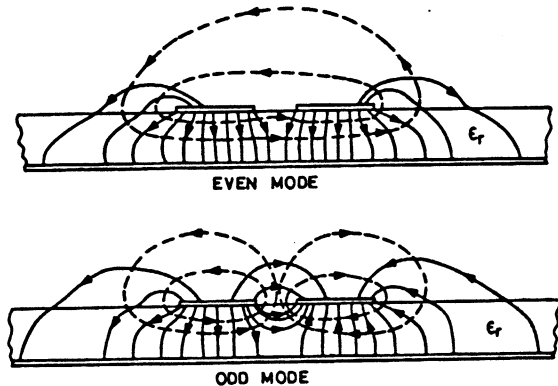


Der kan være placeret et jordplan, parallelt med stubben, hvortil stubben jordes med en kondensator. Ved at flytte kondensatoren op og ned af stubben, kan man afstemme kredsløbet.



### Microstrip-line filtre

Hvis to microstrip-lines placeres tæt op af hinanden vil der blive koblet signal fra den ene til den anden. Signalet kobles over både i med- og modfase, hvilket vil danne forskellige retninger på feltlinierne omkring banerne.



Ved at afstemme længden hvor banerne er parallelle bliver koblingen frekvensafhængig. Ved at lade flere baner skifte over på denne måde vil resultatet blive et filter med stejle flanker.



Banerne vil parvis være ens i bredden, men da impedansen gennem hele filteret er den samme, og banerne parvis belaster hinanden, vil de ikke have samme bredde som tilgangsbanen.

# BRUG AF SMITHKORT

## Indledning

Smithkortet er udviklet i 1930 af Philip H. Smith, der arbejdede som HF-ingeniør i Amerika.

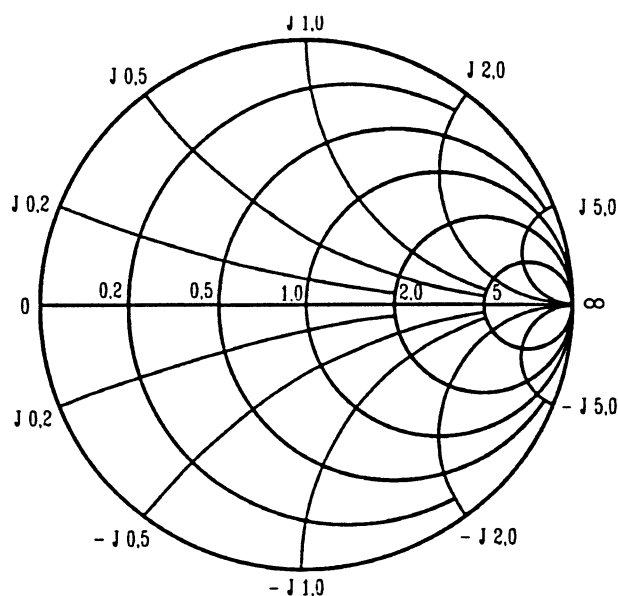
Smithkortet er et værktøj til at analysere og konstruere tilpasningsled, med f.eks. L-,  $\pi$ - og T-led, eller transmissionsledningsstykker. Ved at anvende Smithkortet undgås ofte krævende udregninger samtidigt med, at det med lidt øvelse er væsentligt hurtigere at nå frem til resultatet. Med hensyn til den opnåelige beregningsnøjagtighed kan Smithkortet ikke leve op til de matematiske metoder, men set i lyset af nøjagtigheden på de komponenter de beregnede kredsløb skal realiseres med, er Smithkortet fuldt tilstrækkeligt.

## Smithkortets opbygning

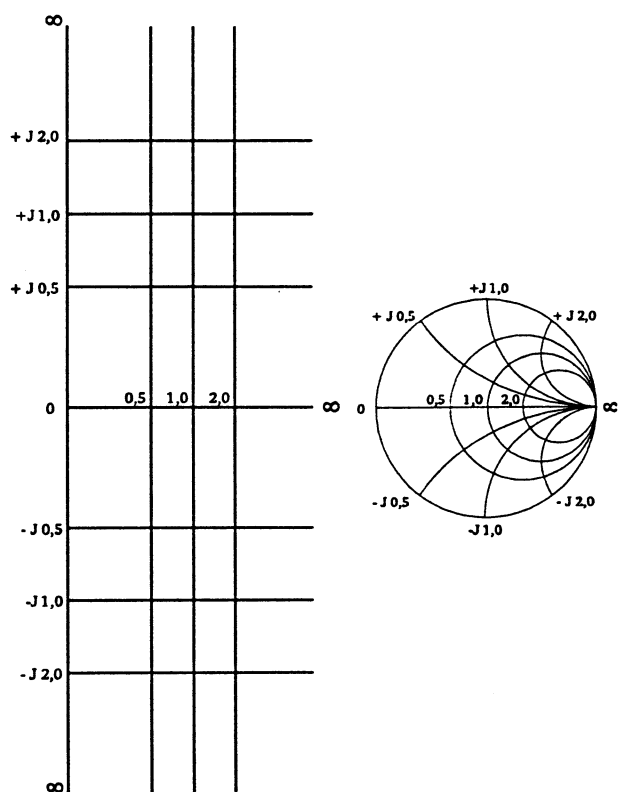
Smithkortet kan opfattes som et koordinatsystem med en reel akse på hvilke rene ohmske modstande ligger, samt en imaginær akse hvor reaktanser ligger. Den imaginære akse er foldet omkring den ohmske akse så der fremkommer et antal cirkler med konstant modstandsværdi, og et andet antal cirkler (cirkeludsnit) med konstant reaktans. Arealet over den ohmske akse er for positive reaktanser (induktiv reaktans og kapacitiv susceptans), og arealet under den ohmske akse er for negative reaktanser (kapacitiv reaktans og induktiv susceptans). Susceptans er det samme som reaktiv ledningsevne, altså 1 divideret med reaktansen.

Omkring kortet er der en cirkel der er inddelt i brøkdelen af en bølglængde. Inddelingen starter i kortets venstre side, og én omgang svarer til, at man har bevæget sig en halv bølglængde frem eller tilbage på en transmissionslinie. Ved bevægelse mod generatoren drejes med uret rundt.

### Induktiv reaktans / kapacitiv susceptans



### Kapacitiv reaktans / induktiv susceptans

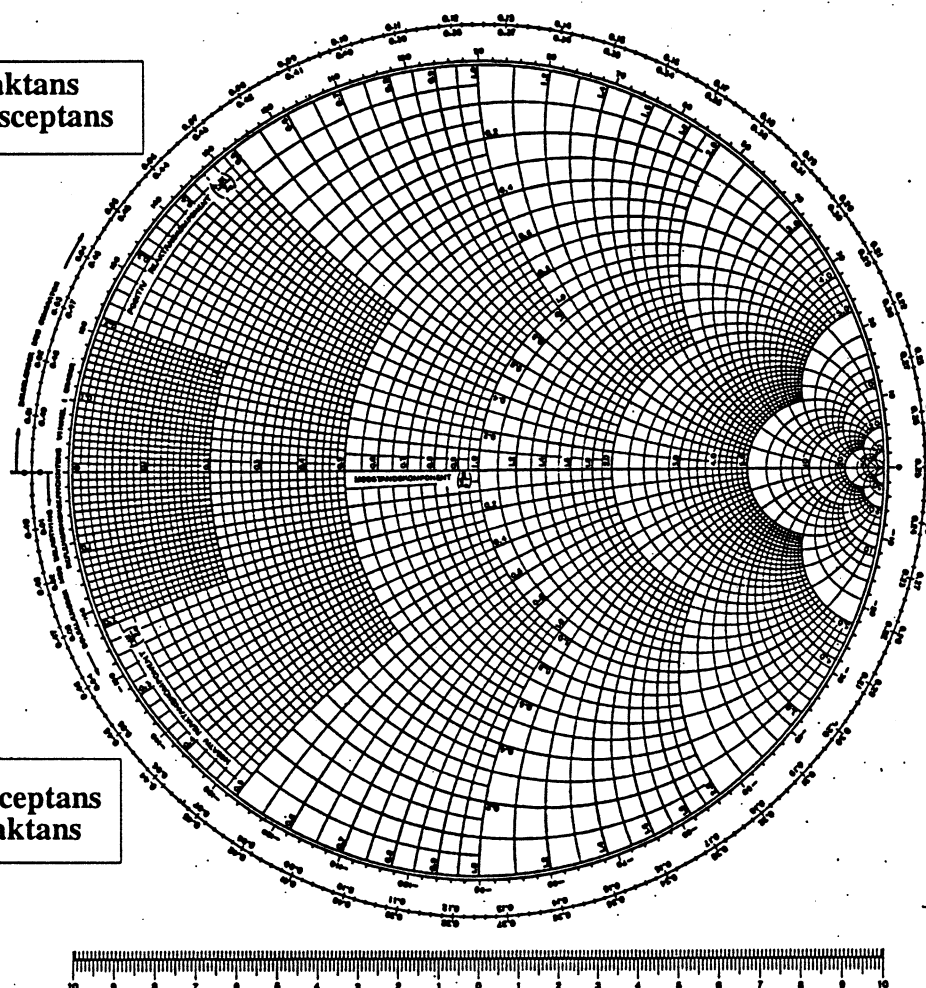


Til slut er der en gradskala, på hvilken fasevinklen mellem den fremadgående og den reflekterede bølge på en transmissionslinje kan aflæses. Begge de sidstnævnte skalaer anvendes ved beregninger på transmissionslinier.

Ved analyse af transmissionslinier skal  $Z_0$  vælges til transmissionsliniens karakteristiske impedans.

Induktiv reaktans  
kapacitiv susceptans

Induktiv susceptans  
kapacitiv reaktans



Smithdiagram m. bølglængdeskala og reflektionskoefficient lineal

### Normalisering af værdier

Inden de værdier, der skal arbejdes med, kan plottes ind i Smithkortet, skal de normaliseres. Som det ses, er Smith kortets akser inddelt fra 0 til uendelig med 1 midt på henholdsvis den ohmske og de reaktive akser. Ved normalisering forstås, at tilpasse de aktuelle værdier for modstande og reaktanser, til at passe med inddelingen af kortets akser ved at dividere alle tal med en passende størrelse. Denne størrelse kaldes  $Z_0$  og vælges f.eks. efter impedansen i det system der skal analyseres, eller blot således at man kommer til at arbejde omkring kortets centrum.

### Plotning i Smithkortet

Under brugen af kortet er det vigtigt, at have styr på hvor og hvorledes de forskellige modstande og reaktanser skal plottes.

Ohmsk modstand og ledningsevner findes på den ohmske akse midt gennem Smith kortet.

Induktiv reaktans og kapacitiv susceptans plottes over den ohmske akse. Ved addition til en bestående impedans eller admittans følges cirklerne for konstant modstand med uret rundt.

Kapacitiv impedans og induktiv susceptans plottes under den ohmske akse. Ved addition til en

bestående impedans eller admittans følges cirklerne for konstant modstand mod uret rundt.

Eksempler på plotning af rene komponenter:

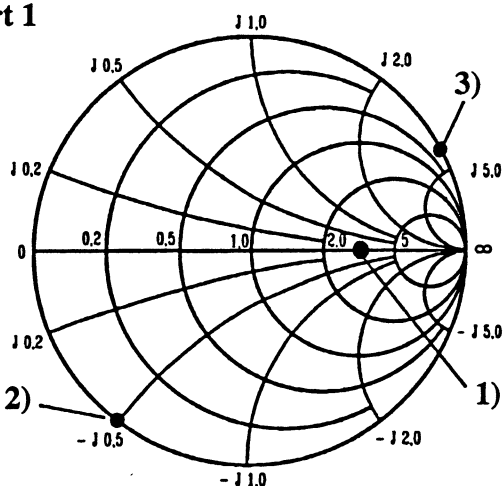
Se kort 1:

- 1) Ohmsk modstand  $Z_0 = 50\Omega$   
 $R = 150\Omega$   
 $R_n = 3\Omega$

- 2) Kondensator  $Z_0 = 100\Omega$   
 $X_c = 50\Omega$   
 $X_{cn} = 0,5\Omega$

- 3) Spole  $Z_0 = 1\text{ K}\Omega$   
 $X_L = 4\text{ K}\Omega$   
 $X_{Ln} = 4\Omega$

kort 1



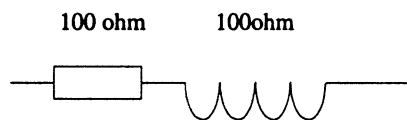
Som det ses af eksemplerne i Smith kortet vil de "rene" komponenter ligge på akserne for modstande og reaktanser.

### Plotning af sammensatte kredsløb

Ved sammensatte kredsløb forstås her en kombination af en eller flere reaktanser og modstande, enten som en serieforbindelse eller parallelforbindelse, eller kombinationer af disse.

Eksempler på plotning af sammensatte kredsløb:

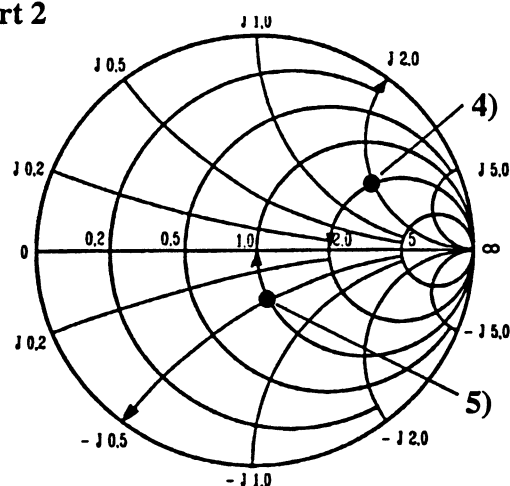
- 4) En serieforbindelse af en modstand på  $100\Omega$  og en spole med en reaktans på  $100\Omega$ .



Se kort 2:

$Z_0$  vælges til  $50\Omega$ , hvorfor de normaliserede størrelser bliver 2 for begge komponenter. Først lokaliseres 2 på modstandsaksen. Som det ses i Smithkortet skæres modstandsaksen af et antal cirkler. Disse cirkler indeholder alle de punkter, der har samme modstand som det der står på det sted, hvor de skærer modstandsaksen. Ved at bevæge sig

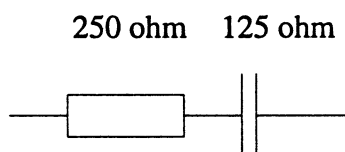
kort 2



op af cirklen fra punktet 2 på modstandsaksen adderes der induktiv reaktans (spole) i serie med modstanden. Hvor meget kan aflæses, ved at følge linjerne for (konstant) reaktans, som udgår til højre i kortet, og ender på kortets kanter, og således skærer cirklerne for konstant modstand. Der hvor linjen for konstant reaktans med værdien 2 skærer cirklen for konstant modstand med værdien 2, findes det punkt der angiver serieforbindelsen af de to komponenter.

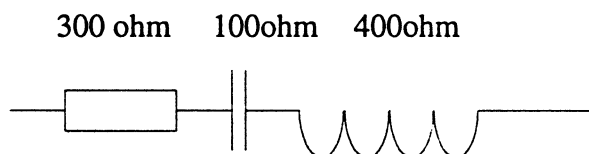


5) En serieforbindelse af en modstand på  $250\Omega$  og en kondensator med en reaktans på  $125\Omega$ .



$Z_0$  vælges til  $250\Omega$ . Den normaliserede modstand bliver derfor 1, og den normaliserede reaktans bliver 0,5. Først findes 1 på modstandsaksen, og derfra følges cirklen for konstant modstand nedad, indtil den skæres af reaktanslinien der er mærket 0,5. Der findes det punkt der angiver serieforbindelsen af de to komponenter.

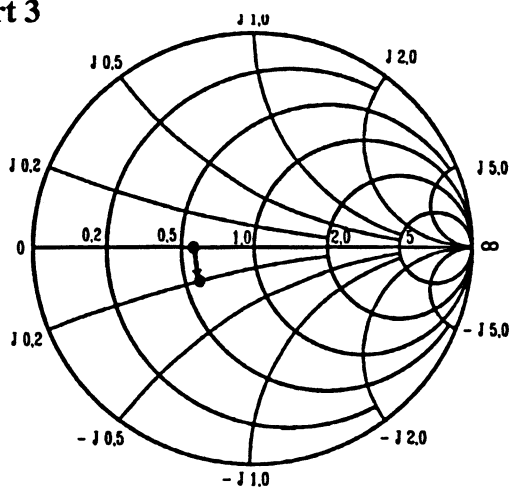
6) En serieforbindelse af en modstand på  $300\Omega$ , en kondensator med en reaktans på  $100\Omega$  og en spole med en reaktans på  $400\Omega$ .



Se kort 3 og 4:

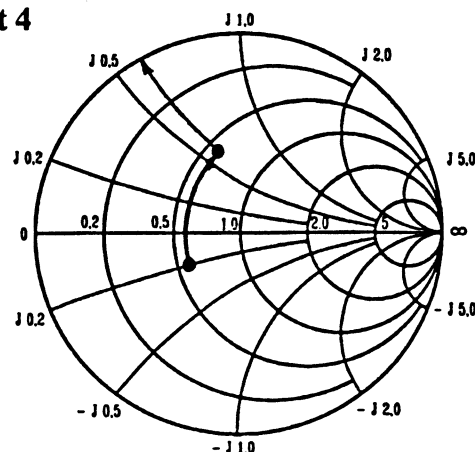
$Z_0$  vælges til  $500\Omega$  hvorfor de normaliserede værdier bliver:  $R_n=0,6$   $X_{Cn}=0,2$   $X_{Ln}=0,8$

kort 3



Find først 0,6 på modstandsaksen, adder derefter kondensatorens reaktans til modstanden ved at følge cirklen for konstant modstand nedad indtil den skæres af linien konstant reaktans på 0,2.

kort 4



Fra dette punkt følges cirklen for konstant modstand opad til der samlet er adderet en induktiv reaktans på 0,8, d.v.s. at punktet for den samlede serieforbindelse findes på en linien for konstant reaktans med værdien 0,6.

Den endelige serieforbindelse af de tre komponenter ses altså, at kunne opfattes som en modstand med en normaliseret værdi på 0,6, i serie med en spole med en normaliseret reaktans på 0,6.

For at finde de dertil hørende værdier for modstande og reaktanser skal de normaliserede værdier ganges med den oprindelige  $Z_0$ . I eksempel 6 bliver modstander derfor:

$$R = 0,6 \times 500 = 300\Omega$$

og spolens reaktans:

$$X_L = 0,6 \times 500 = 300\Omega$$

# Konvertering mellem serie- og parallelforbindelser i Smithkort.

Indtil nu har der kun været tale om impedanser, idet denne form er ideel, til at behandle serieforbindelser af komponenter. Ved tilføjelse af flere modstande eller reaktanser til en bestående serieforbindelse skal man blot følge de respektive linier i Smith kortet, for at komme frem til den nye serieforbindelse.

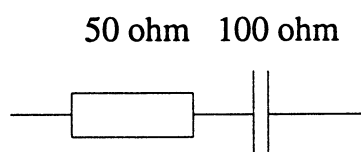
Ved parallelforbundne komponenter vil det være mest naturligt at arbejde med ledningsevner, idet disse da blot skal adderes til hverandre, for at finde den endelige ledningsevne.

Smithkortet kan på samme tid indeholde modstande og ledningsevner. Det blot er et spørgsmål om hvorledes akserne opfattes. Det er derfor meget vigtigt, at holde styr på hvornår man arbejder med ledningsevner og hvornår med modstande.

Lad mig belyse ovenstående med et eksempel hvor en serieforbindelse af en modstand og en kondensator ønskes konverteret til deres ækvivalente parallelforbindelse.

7) En serieforbindelse af en modstand på  $50\Omega$  og en kondensator med en reaktans på  $100\Omega$ .

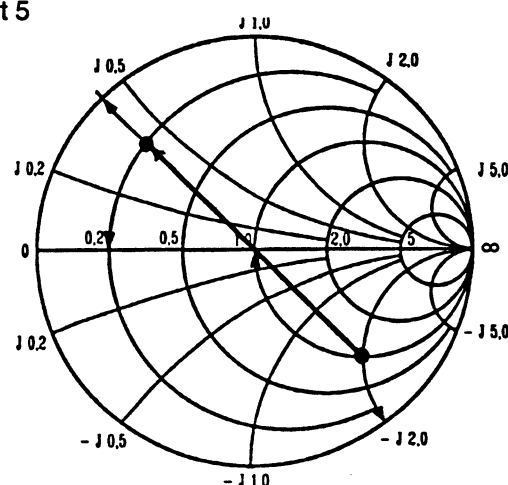
Se kort 5:



$Z_0$  vælges til  $50\Omega$ .  $R_n$  bliver derfor 1, og  $X_{Cn}$  bliver 2. Dette punkt plottes i Smith kortet. Derefter trækkes en linie fra punktet for impedansen gennem værdien "1" på modstandsaksen, og der afsættes et nyt punkt som skal ligge diametralt modsat det oprindelige punkt, d.v.s. med samme afstand til 1 på modstandsaksen. Dette nye punkt beskriver

den ækvivalente parallelforbindelse, men udtrykt som ledningsevner.

kort 5



Aflæses værdierne betyder disse, at den ækvivalente parallelmodstand skal have en ledningsevne på  $0,2 \times$  ledningsevnen af  $Z_0$ , altså:

$$G_p = 0,2 \times \frac{1}{50} \Omega$$

Da modstand og ledningsevne er reciprokke størrelser findes den ækvivalente parallelmodstand til:

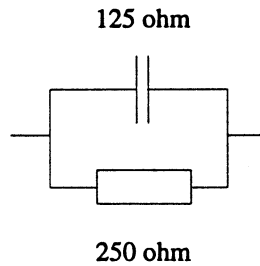
$$R_p = \frac{50}{0,2} = 250 \Omega$$

På tilsvarende måde skal den ækvivalente kondensator have en susceptans (reaktiv ledningsevne) på:

$$B_p = 0,4 \times \frac{1}{50} \Omega$$

Og reaktansen findes til:

$$X_p = \frac{50}{0,4} = 125 \Omega$$

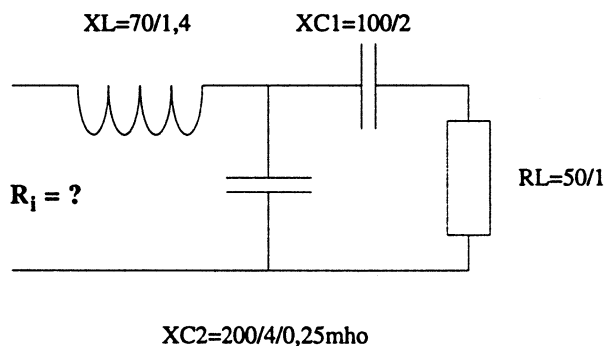


### Konverteret serieforbindelse fra eks. 7

Hvis udgangspunktet er en parallelforbindelse, skal den plottes i kortet som ledningsevner, hvorefter den kan konverteres til en serieforbindelse.

## Analyse af impedanstransformationsled

Følgende diagram skal analyseres og indgangsimpedansen bestemmen.



**Se kort 6:**

$Z_0$  er valgt til  $50\Omega$ . Tallet efter skråstregene i diagrammet angiver de normaliserede værdier. For paralleledet  $C_2$  beregnes også den normaliserede ledningsevne.

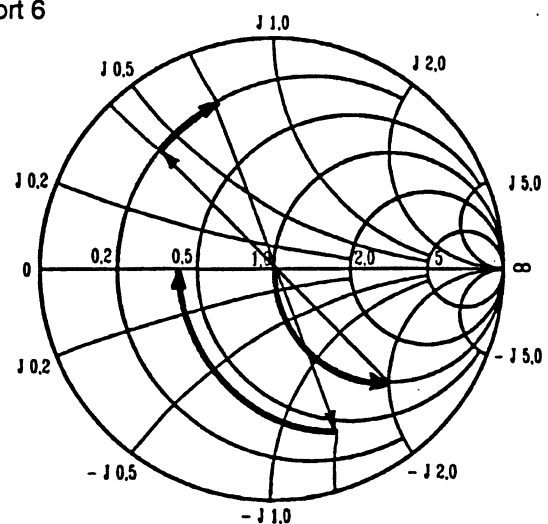
Først findes  $R_L$  med værdien 1 på modstandsaksen. Fra dette punkt følges cirklen for konstant modstand ned til en kapacitiv reaktans på 2. Serieforbindelsen af  $R_L$  og  $C_1$  transformeres til en parallellforbindelse, og  $C_2$ 's ledningsevne med værdien 0.25 adderes til.

**Bemærk** hvorledes en kapacitiv ledningsevne (susceptans) skal adderes ved den modsatte omdrejningsretning i forhold til en kapaictiv reaktans. Tilsvarende gælder for spoler.

For at kunne addere seriespolen  $L$  skal der igen transformeres til en serieforbindelse, hvorefter spolen adderes med en værdi på 1,4.

Det kan nu aflæses at der vil være en indgangsimpedans på:

$$R_i = 0,4 \times Z_0 = 0,4 \times 50 = 20 \, \Omega$$



# Bestemmelse af godheden Q i Smithkort

Ved design af transformationsled kan det være ønskeligt at opnå en vis filtervirkning sammen med impedanstransformationen. Hvis transformationen udføres med simple L-led er godheden og dermed graden af filtervirkning forbundet til graden af impedanstransformation efter formelen  $Q = \sqrt{m - 1}$ , hvor "m" er forholdet mellem impedanserne. Ved at bruge Phi- eller T-led kan Q vælges uafhængigt af transformationsforholdet.

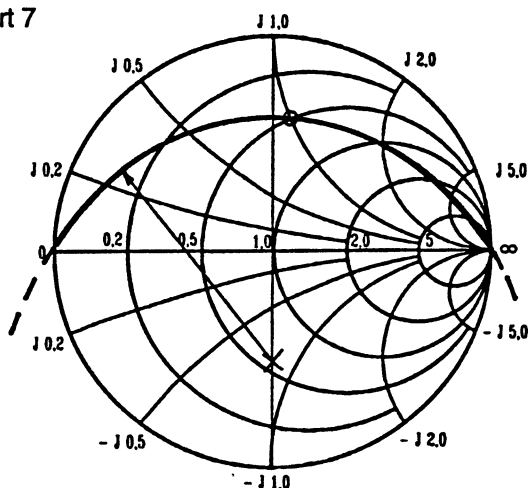
## Konstant-Q kurver i Smithkortet.

En reaktiv komponents godhed kan udtrykkes som forholdet mellem den dens reaktans og dens ohmske tab:

$$Q = \frac{X}{R} \text{ eller } Q = \frac{G}{B}$$

I Smithkortet kan der indlægges cirkelbuer der indeholder impedanser med samme Q, d.v.s. samme forhold mellem reaktansen og den ohmske serie-modstand. Kurverne kan konstrueres med en passer, idet de skal starte og slutte i enderne af den ohmske akse, og indeholde punkterne for det ønskede Q. Ved konstruktionen findes blot eet punkt med det ønskede Q, som man lader cirklen passere. Cirklen vil derefter indeholde alle punkter med dette Q.

kort 7



Eksemplet i kort 7 viser konstruktionen af kurven for  $Q = 2$ . Ved analyse eller konstruktion indlægges kun den Q-kurve der er brug for.

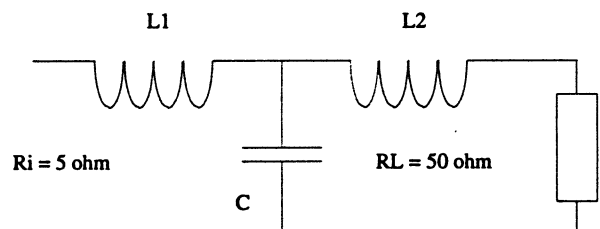
Hvis Q for et transformationsled skal bestemmes, plottes ledet i Smithkortet. Derefter findes det punkt der ligger på kurven med det højeste Q. Den derved fundne værdi vil være repræsentativ for det samlede Q.

Ved design af transformationsled med frit valg af Q, startes plotningen fra den ende af leddet der er bestemende for Q. Det vil for Phi-led sige den ende der har den højeste impedans, og for T-led den ende der har den laveste impedans.

## Eksempel på design af transformationsled med ønsket Q.

En belastning på  $50\Omega$  ønskes transformeret til  $5\Omega$  med et belastet Q på 5. Der skal benyttes et T-led.  $Z_0$  vælges til  $20\Omega$ . De normerede impedanser findes derefter til:

Se kort 8:

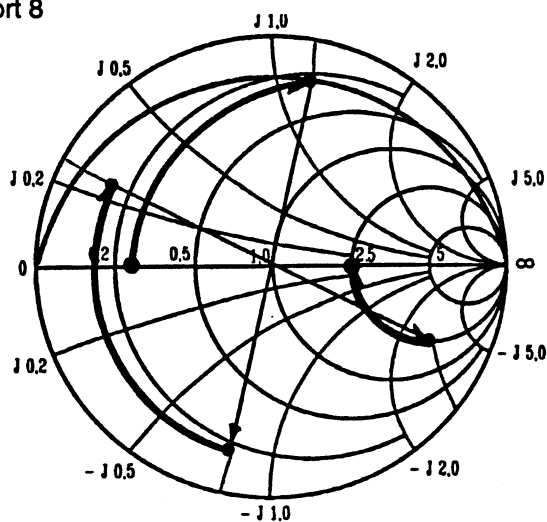


$$R_{in} = \frac{5}{20} = 0,25$$

$$R_{Ln} = \frac{50}{20} = 2,5$$

Inden plotningen er Smithkortet forberedt med kurven for  $Q=5$ . Som startpunkt vælges den ende af T-leddet der har den laveste impedans, idet den bliver bestemmende for leddets Q. I nærværende eksem-

kort 8



pel bliver startpunktet altså 0,25 på den ohmske akse. Fra dette punkt adderes induktiv reaktans idet cirklen for konstant modstand følges opad indtil kurven skærer linien for  $Q=5$ . Dette skæringspunkt er slutpunktet for  $X_{L1}$ .

Inden kondensatoren kan adderes til serieforbindelsen af  $R_1$  og  $L_1$  skal der konverteres til den ækvivalente parallelforbindelse. Dette gøres ved en spejling omkring punktet "1" på modstandsaksen. Fra dette nye punkt adderes kapacitiv ledningsevne ved at følge cirklen for konstant modstand med uret rundt. På vejen passerer modstandsaksen, men det endelige endepunkt kan først fastlægges i samspil med plotningen af  $L_2$ .

Kurven for  $L_2$  skal ende i punktet 2,5 på modstandsaksen og komme nede fra med uret rundt. Kurven tegnes i første omgang rigeligt lang.

Nu skal slutpunktet for kondensatoren og startpunktet for  $L_2$  fastlægges. Inden additionen af  $L_2$  skal slutpunktet for kondensatoren konverteres til en serieforbindelse, som bliver startpunktet for  $L_2$ . Man skal altså finde de to punkter på kurverne for kondensatoren og  $L_2$  der ligger symmetrisk omkring punktet "1" på modstandsaksen. Det gøres med lidt "fileri" og en lineal.

De normerede værdier kan nu aflæses idet det er indres, at spolerne er plottet som impedanser og kondensatoren som en susceptans:

$$X_{L1n} = 1,225; X_{L1} = 1,225 \times 20 = 25 \Omega$$

$$X_{L2n} = 3,2; X_{L2} = 3,2 \times 20 = 64 \Omega$$

$$B_{Cn} = 0,98; X_C = \frac{20}{0,98} = 20 \Omega$$

Omregningen af de fundne reaktanser til komponentværdier sker med de velkendte reaktansformler. Antag at ledet skal bruges som transformationsled i et trin, der skal arbejde på 150 MHz. Der fås da:

$$L = \frac{X_L}{2 \pi f}$$

$$L_1 = \frac{25}{2 \pi 150 10^6} = 26,5 nH$$

$$L_2 = \frac{64}{2 \pi 150 10^6} = 67,9 nH$$

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

$$C = \frac{1}{2 \pi 150 10^6 20} = 53 pF$$

# Impedans- / Admittanskort

## Konvertering mellem Z og Y

Som vist i et tidligere afsnit kan man konvertere en impedans til en admittans (ledningsevne) og omvendt ved at spejle omkring "1" på den ohmske akse.

Som et alternativ til dette kan man i stedet tænke sig to smithkort, det ene for impedanser og det andet for admittanser (ledningsevne). Konverteringen mellem de to kort sker ved blot at dreje impedanskortet 180°. Derved bytter  $0\Omega$  og  $\infty$  plads på den ohmske akse, hvilket netop er forskellen på begreberne modstand og ledningsevne. For at udnytte fordelene, ved at arbejde med to kort, fuldt ud, skal man foretage plottningen på en gennemsigtig folie og blot have sit smithkort liggende som underlag. Skiftet mellem impedans- og admittanskortet foretages ved at vende smithkortet under den folie man plottes på. For at ramme den rigtige placering efter hver vending starter man

med at markere enderne af den ohmske akse på folien. Reglerne for plotning af de forskellige komponenter er de samme som tidligere nævnt, men for en ordens skyld kommer her et resume:

### I impedanskortet plottes således:

- Serie spole  $X_L$  med uret rundt
- Serie kondensator  $X_C$  mod uret rundt
- Serie modstand  $R$  mod  $\infty$  (mod højre)

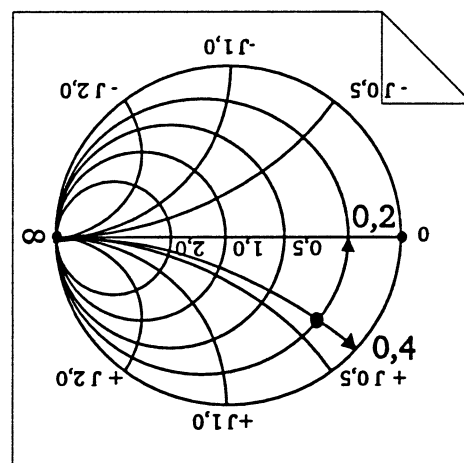
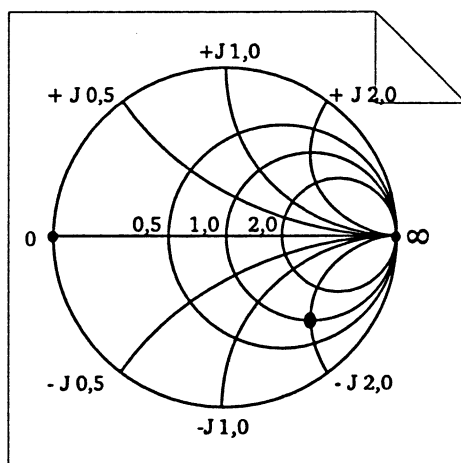
### I admittanskortet plottes således:

- Parallel spole  $B_L$  mod uret rundt
- Parallel kondensator  $B_C$  med uret rundt
- Parallel modstand  $G$  mod  $0$  (mod højre)  
 $G$  mod  $\infty$  (mod Venstre)

Eksempel: Antag at et serieled, bestående af en modstand på  $50\Omega$  og en kondensator med en  $X_C$  på  $100\Omega$ , skal konverteres til den ækvivalente parallelforbindelse.

Man starter med at forberede en klar folie ved at markere enderne af den ohmske akse på folien. Folien placeres derefter på et impedanskort (smithkort med  $\infty$  vendt mod højre) og serieforbindelsen plottes med dens normerede værdier:

$$Z_0 = 50\Omega \quad R_n = 1, \text{ og } X_{Cn} = 2$$



Derefter vendes smithkortet under folien, og ændres derved til et admittanskort. Den ækvivalente parallelforbindelse kan nu aflæses som ledningsevner:

$$G_n = 0,2, \text{ og } B_{Cn} = 0,4$$

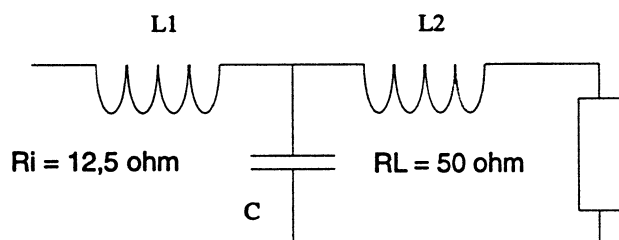
### Fordele

Den største fordel ved at arbejde med to kort viser sig ved konstruktion, idet man slipper for gentagne konverteringer ved spejling omkring "1", og det "gætter" der kan ligge i at få to komponenter i hver sin side af kortet til at passe sammen.



## Konstruktion af T-led

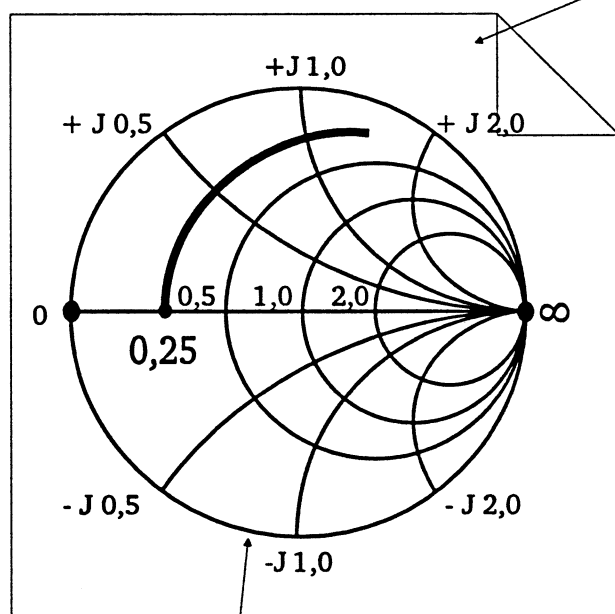
Som eksempel på nærværende fremgangsmåde vil konstruktionen af et T-led som vist i afsnittet "Bestemmelse af godheden  $Q$  i Smithkort" blive gennemgået.



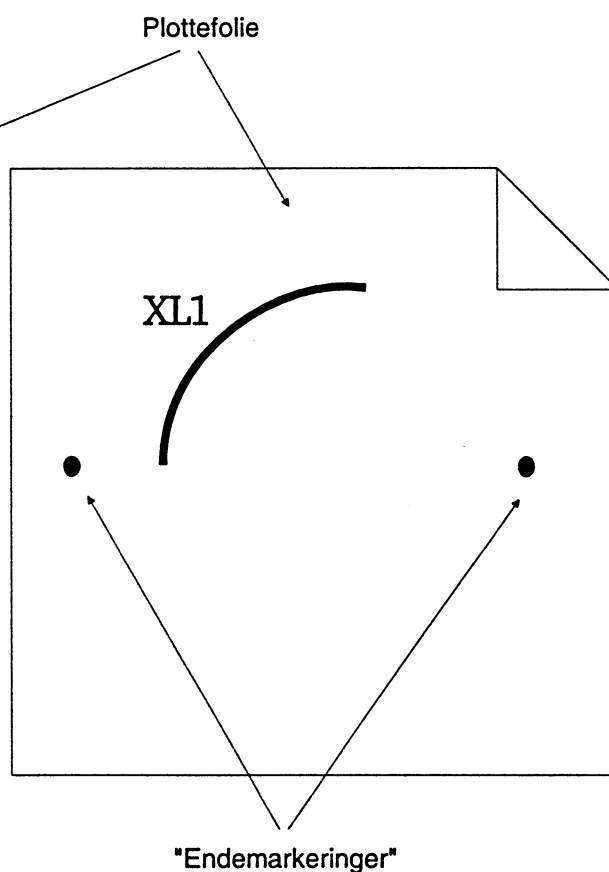
$$Z_0 = 50 \Omega \quad R_{in} = 0,25 \quad R_{Ln} = 1$$

## Plotning af $X_{L1}$

Plottefolien forberedes som angivet ovenfor, og startpunktet på den ohmske akse markeres. Da  $L1$  er en seriereaktans starter plotningen i impedanskortet. Fra startpunktet følges linien for konstant modstand med uret rundt ( $X_L$ ) til man skærer linien for det ønskede  $Q$ . Det nu tegnede buestykke er  $X_{L1}$ 's reaktans. Den højre del af tegningen viser plottefoliens udseende.

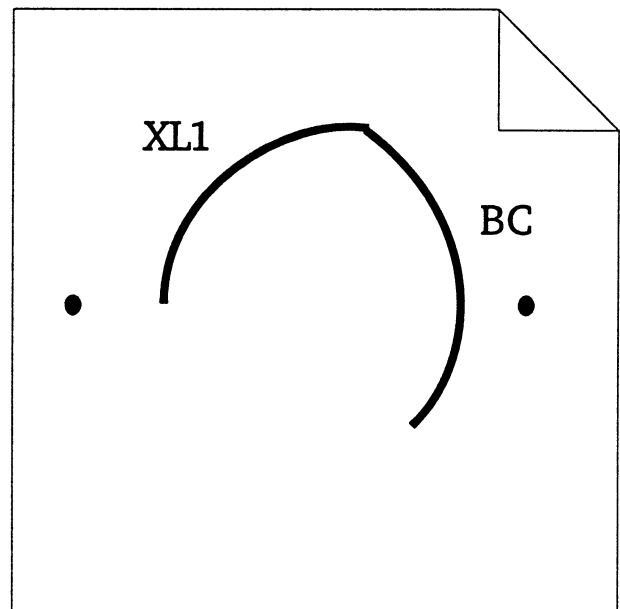
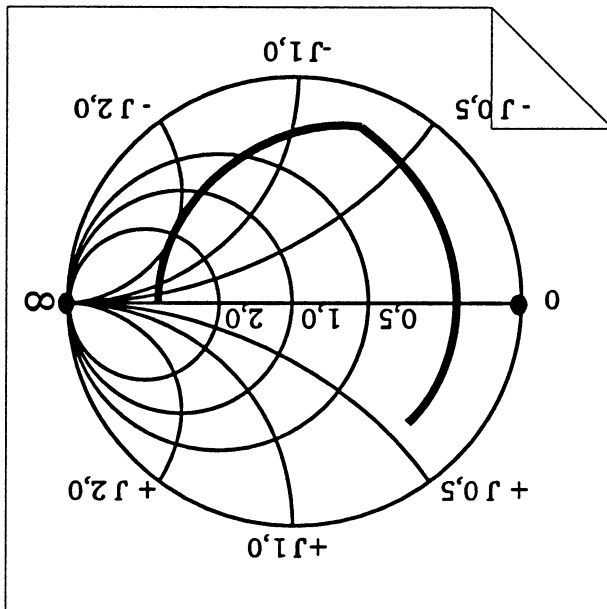


Smithkort under plottefolien



### Plotning af $B_C$

Kondensatoren C er en parallelreaktans hvorfor den skal plottes i admittanskortet. Derfor vendes smithkortet under plottetfolien. Fra endepunktet for  $X_{L1}$  følges cirklen for konstant konduktans med uret rundt ( $B_C$ ). Det er ikke så vigtigt hvor langt man følger cirklen, blot den bliver lang nok.

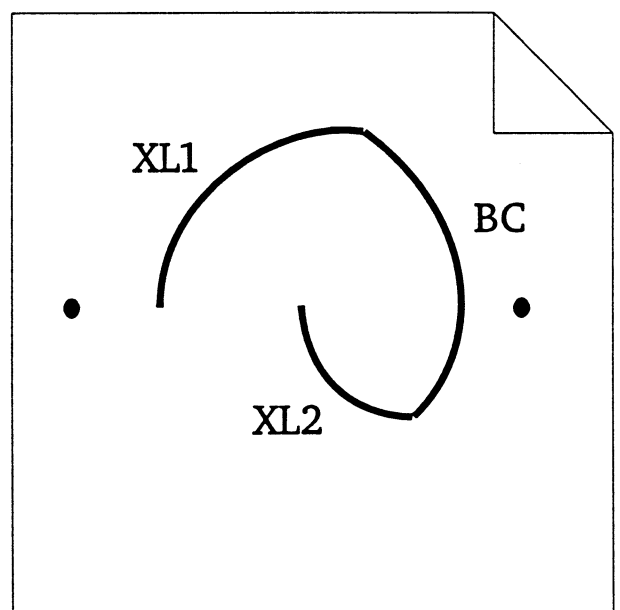
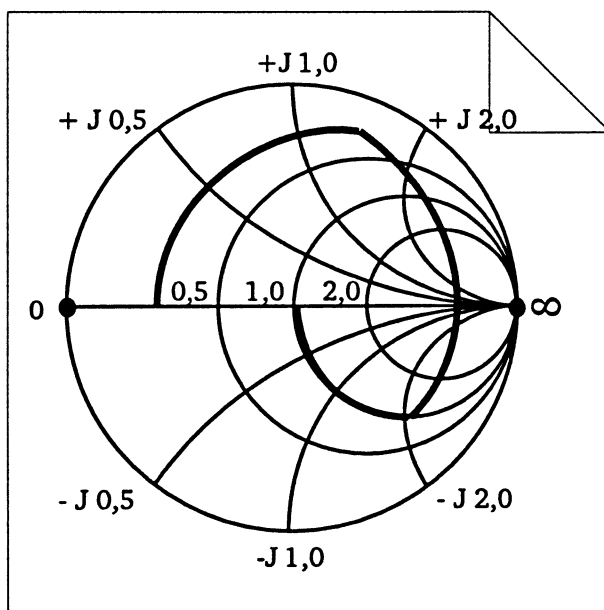


### Plotning af $X_{L2}$

Til slut skal  $X_{L2}$  plottes, og da det er en seriereaktans, vendes smithkortet endnu engang. Om  $X_{L2}$  ved vi, at endepunktet skal ende på "1" på den ohmske akse og nå dette punkt ved at følge cirklen for konstant modstand med uret rundt. Der hvor

denne cirkel skærer kurven for  $B_C$ , er  $X_{L2}$ 's startpunkt og  $B_C$ 's endepunkt.

Tilbage er kun at aflæse komponenternes normerede værdier og denormere i forhold til den valgte  $Z_0$ .



)

)

)

)

# Transmissionsliniers behandling i Smithkortet.

## Normering af impedanser

Som vist i det foregående, skal impedanser og admittanser normeres, inden de kan lægges ud i smithkortet. Dette gælder også når der arbejdes med transmissionsliniestykker, men nu skal  $Z_0$  vælges lig med liniens karakteristiske impedans.

Når de aflæste bølgelængder skal omsættes til praktiske transmissionsliniestykker, skal man huske at gange de beregnede længder med det pågældende kables forkortningsfaktor.

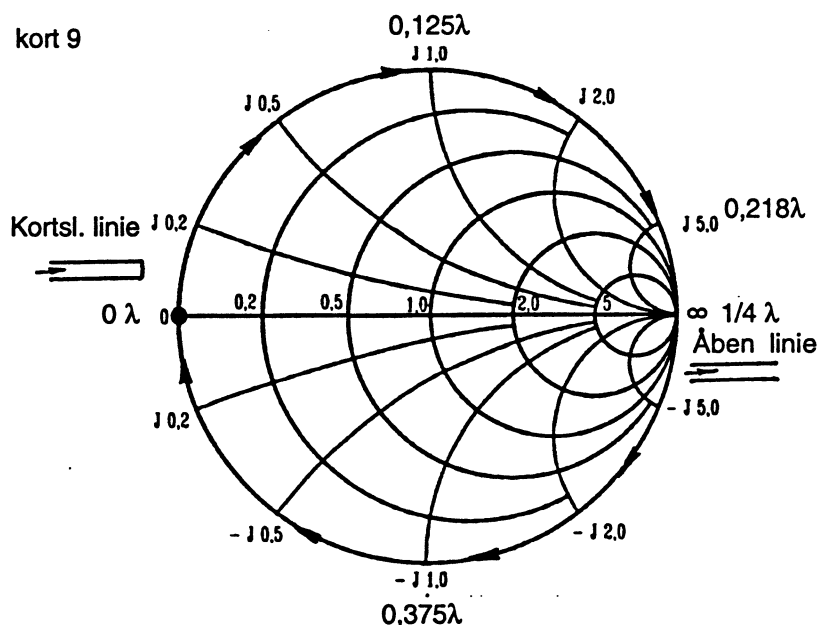
## Åben / kortsluttet transmissionsliniestykke.

Som bekendt vil en transmissionslinie, der er afsluttet med en impedans der er forskellig fra  $Z_0$ , optræde med en impedans der afhænger af dens længde. Ved hjælp af Smithkortet er det muligt, at bestemme liniens indgangsimpedans for en vilkårlig længde og belastning.

## Eksempel på kortsluttet (åben) transmissionslinie.

Se kort 9 og et smithkort i fuld størrelse:

kort 9



Kortslutningen afsættes i den ohmske akse nul-punkt, d.v.s. man befinder sig helt ude på kortets periferi. Fra startpunktet skal man bevæge sig med uret rundt for at bevæge sig mod generatoren. Ved at aflæse den yderste skala kan man se, hvor langt man er kommet målt i bølgelængder på linien. En halv omgang svarer til en  $1/4$  bølgelængde. Bemærk at liniens indgangsimpedans er rent induktiv helt frem til  $1/4$  bølgelængde fra kortslutningen, hvor linien optræder som en afbrydelse. Fortsættes bliver linien rent kapacitiv, for igen at optræde som en kortslutning  $1/2$  bølgelængde fra den kortsluttede ende af linien.

Mellem de ohmske punkter optræder linien reaktivt. Størrelsen af reaktansen varierer langs linien, og er normeret i forhold til liniens  $Z_0$ . Det kan f.eks. ses at en kortskuttet linie med en længde på  $0,125$  bølgelængde vil optræde som en induktiv reaktans med værdien  $Z_0$ , medens en linie på  $0,218$  bølgelængde vil optræde med en induktans på  $5 \times Z_0$ . Er linien derimod  $0,375$  bølgelængde lang vil den optræde som en kapacitiv reaktans med værdien  $Z_0$ .

Er den betragtede linie er åben, startes blot i den modsatte ende af den ohmske akse.

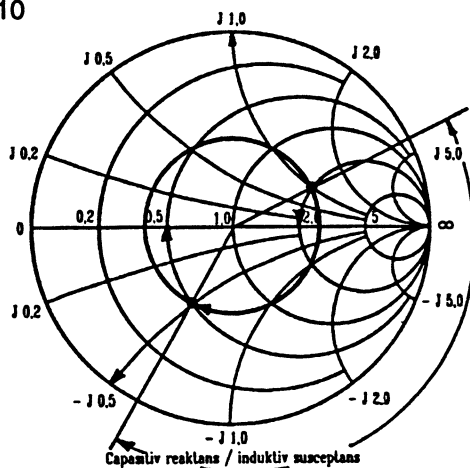
## Modstand / ledningsevne.

Hvis der i stedet for modstand arbejdes med ledningsevne, vil punktet for den kortsluttede henholdsvis åbne linie bytte plads på modstandslinien, idet uendelig stor ledningsevne svarer til en kortslutning og omvendt. Der skal stadig drejes med uret rundt når man går fra belastningen mod generatoren.

### Eksempel på linie afsluttet med vilkårlig impedans.

Se kort 10 og Smithkort i fuld størrelse.

kort 10



Hvis linien er afsluttet med en impedans, der er forskellig fra en kortslutning og en afbrydelse, vil startpunktet blot komme til at ligge inden for kortets periferi. Antag at en  $50\Omega$  linie er afsluttet med en impedans bestående af en modstand på  $100\Omega$  i serie med en spole med en reaktans på  $50\Omega$ . De normerede værdier bliver henholdsvis  $R=2$  og  $X_L=1$ . Disse lægges ud i kortet. For at følge impedansvariationen langs linien, lægges en cirkel, med centrum i kortet, gennem punktet for afslutningsimpedansen. Ved at gå mod generatoren, ses at linien vil optræde rent ohmsk, med en værdi på  $2,6 \times Z_0 = 130\Omega$  efter  $0,036$  bølgelængde. Fortsættes langs cirklen, kan man se, at efter  $0,199$  bølgelængde vil linien optræde som en serieforbindelse af en modstand på  $0,5 \times Z_0 = 25\Omega$  i serie med en kondensator med en reaktans på  $0,5 \times Z_0 = 25\Omega$ , o.s.v.

Det er værd at bemærke, at uanset liniens og afslutningens impedanser vil der ved bestemte længder af transmissionslinien være en ren ohmsk belastning af den tilsluttede generator.

### Aflæsning af standbølgeforhold.

Cirklen gennem afslutningsimpedansen beskriver også standbølgeforholdet på linien. SWR kan som bekendt udtrykkes som forholdet mellem  $Z_0$  og  $Z_L$ , idet forholdet stilles op så værdien kommer til at ligge mellem 1 og uendelig. Der hvor cirklen skærer den ohmske akse, kan dette forhold direkte aflæ-

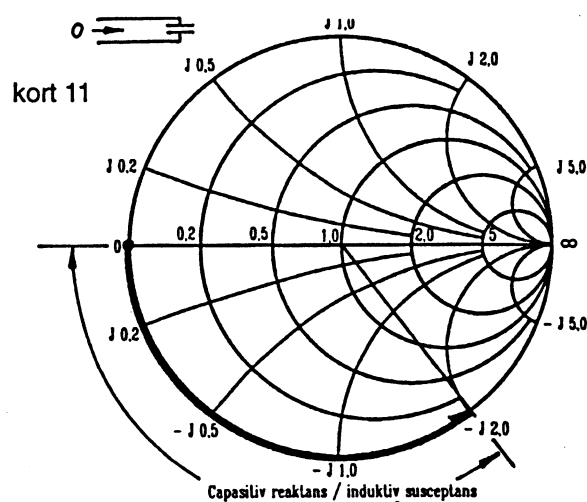
ses, idet  $Z_0$  er centrum i cirklen. I det viste eksempel vil SWR altså være  $1 : 2,6$  eller blot  $2,6$ .

### Afstemte transmissionsliniekredse, sug og peak.

Som bekendt kan stykker af transmissionslinie optræde som serie eller parallelkredse. For at kunne afstemme en sådan kreds, er det ofte praktisk at lade en del af kredsens kapacitet bestå af en lille trimmer. Den rette sammenhæng mellem liniens længde og afstemningskapaciteten findes let v.h.a Smithkortet. Udgangspunktet for udlægningen i kortet er den kendsgerning, at en linie der afsluttes med en ren reaktans, vil transformere denne til en kortslutning eller en afbrydelse.

### Eksempel på sugekreds med forkortet kvartbølgestub.

Se kort 11 og et smithkort i fuld størrelse.



Der startes i den ohmske akse 0-punkt, idet dette punkt beskriver stubbens indgangsimpedans. Fra dette punkt følges kortets periferi mod belastningen til liniens endepunkt. I det viste eksempel er der valgt en linielængde på ca.  $0,175$  bølgelængder. Ved endepunktet kan man aflæse den normerede værdi af reaktansen, der netop vil transformeres til en indgangsimpedans på  $0\Omega$ . I eksemplet skal linien altså afsluttes med en kondensator med en reaktans på  $2 \times Z_0$ .

Man kunne også have valgt kondensatoren, og med den normerede  $X_c$  som udgangspunkt have fulgt pe-

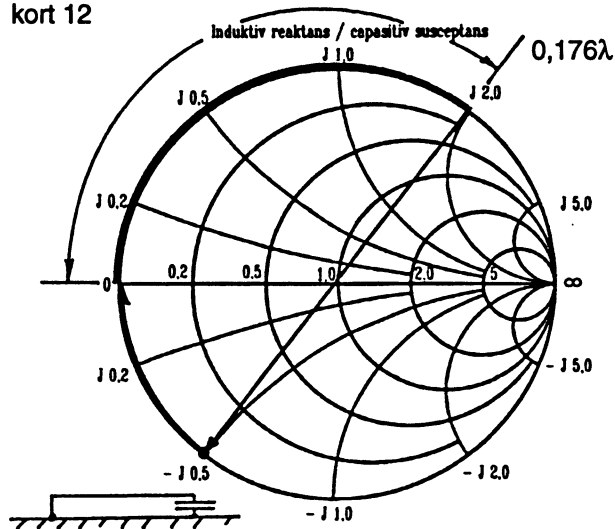
### Smithkortet.

riferien mod generatoren indtil punktet 0, og derefter aflæst den nødvendige linielængde.

### Eksempel på parallelkreds med forkortet kvartbølgelinie.

Se kort 12 og Smithkort i fuld størrelse.

kort 12



Der startes i 0-punktet, svarende til den kortsluttede ende af kredsen. Derefter gås mod generatoren. Hvis linien netop var en kvart bølgelængde lang, ville den ende i punktet "uendelig", hvilket ville betyde, at den ville være i resonans og virke som en parallelkreds, d.v.s være en afbrydelse. Er linien kortere vil den opføre sig som en induktiv reaktans. For at opnå resonans er det derfor nødvendigt at tilføje noget kapacitiv reaktans. Hvor meget afhænger af liniens længde.

I eksemplet har linien en længde på  $0,176$  bølgelængde, og det kan ses, at den virker som en induktiv reaktans på  $2 \times Z_0$ . Det vil sige, at der skal tilføjes en tilsvarende kapacitiv reaktans for at opnå resonans. En mere korrekt måde at komme til løsningen på er, at transformere liniens induktive reaktans til induktiv susceptans, og derefter tilføje kapacitiv susceptans indtil den samlede ledningsevne er 0. Af eksemplet ses, at der skal tilføjes en kapacitiv susceptans på  $0,5 \times 1/Z_0$  hvilket svarer til en reaktans på  $2 \times Z_0$ .

)

)

)

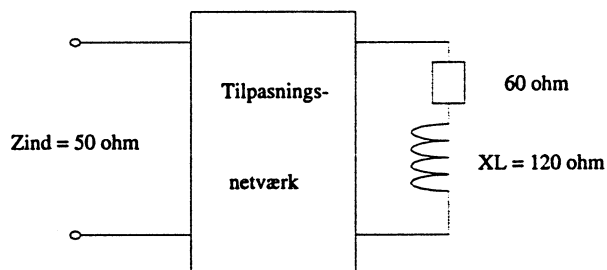
)

# Transformation med 1/8 bølgelængde linie.

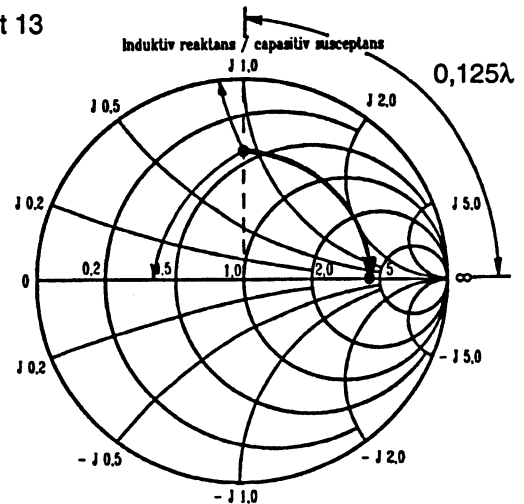
## Liniens impedans

Et specielt tilfælde, af transformation fra en kompleks belastning til en ren ohmsk værdi, haves i form af en linie med en længde på 1/8 bølgelængde, og en  $Z_0$  af samme størrelse som belastningsimpedansen. Liniens  $Z_0$  beregnes med den velkendte formel for impedansen af et serie- eller parallellad (Pythagoras).

Eksempel: En belastning bestående af en serieforbindelse af en modstand på  $60\Omega$  og en selvinduktion på  $120\Omega$ , skal tilpasses en generator med en udgangsimpedans på  $50\Omega$ .



kort 13



Med en passer i centrum af kortet trækkes en cirkel med udgangspunkt i impedansen og retning mod generatoren. Efter nøjagtig en 1/8 bølgelængde (kvart omgang) skæres den ohmske akse, hvor det kan aflæses, at belastningen er transformeret til en ren ohmsk værdi på:

$$4,2 \times Z_0 = 4,2 \times 134 = 563 \Omega$$

Se kort 13 og 14 og et Smithkort i fuld størrelse.

Opgaven løses i to trin. Først transformeres belastningen til en rent ohmsk størrelse vha. en 1/8 bølgelængde linie. Dens impedans skal være:

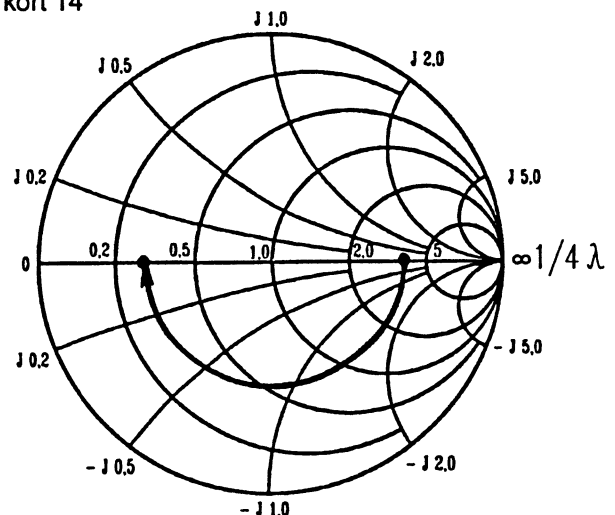
$$Z_0 = \sqrt{60^2 + 120^2} = 134 \Omega \text{ (Pythagoras)}$$

Belastningens normerede værdier bliver derved:

$$R_N = \frac{60}{134} = 0,45 \quad X_{L_N} = \frac{120}{134} = 0,9$$

Når dette punkt lægges ud i Smithkortet, vil man se at det kommer til at ligge på en linie vinkelret på "1" på modstandsaksen. Er dette ikke tilfældet har man lavet en regnefejl!

kort 14



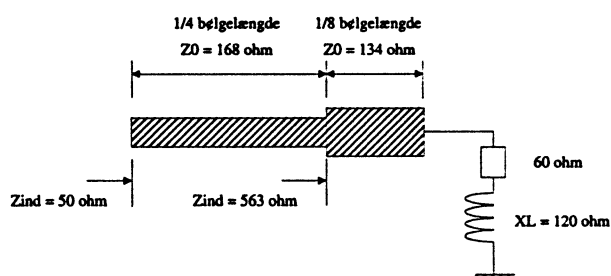


Anden del af opgaven består i at transformere  $563\Omega$  til  $50\Omega$ . Dette gøres med en kvartbølgetransformator hvis impedans skal være:

$$Z_0 = \sqrt{R_L \times R_I} = \sqrt{563 \times 50} = 168\Omega$$

Den normerede belastningsimpedans bliver  $563/168 = 3,35$ . Udsættes denne værdi på den ohmske akse i smithkortet, og "følges" den 1/4 bølglængde mod generatoren, fås en indgangsimpedans der er ohmsk, og med værdien:

$$0,3 \times Z_0 = 0,3 \times 168\Omega = 50\Omega$$



I praksis er den viste løsning kun realisabel på så høje frekvenser, at transmissionsliniestykkerne kan laves som striplines. Selv med denne teknik er der grænser for hvilken linieimpedanser der kan realiseres.

### Udbalancering af reaktanser vha. transmissionsliniestykker.

Som alternativ til 1/8 bølglængde linien, for at transformere en kompleks belastning til en ren ohmsk værdi, kan man anvende en kort længde transmissionslinie koblet parallelt med belastningen til at udbalancere den reaktive del.

#### Eksempel på udbalancering af reaktans.

Se kort 15 og et smithkort i fuld størrelse.

Antag at en transistor har en indgangsimpedans der består af en serieforbindelse af en modstand på  $100\Omega$  og en selvinduktion på  $150\Omega$ . Der skal beregnes en stub, der kan udbalancere den reaktive del af indgangsimpedansen, d.v.s. stubben skal være ka-

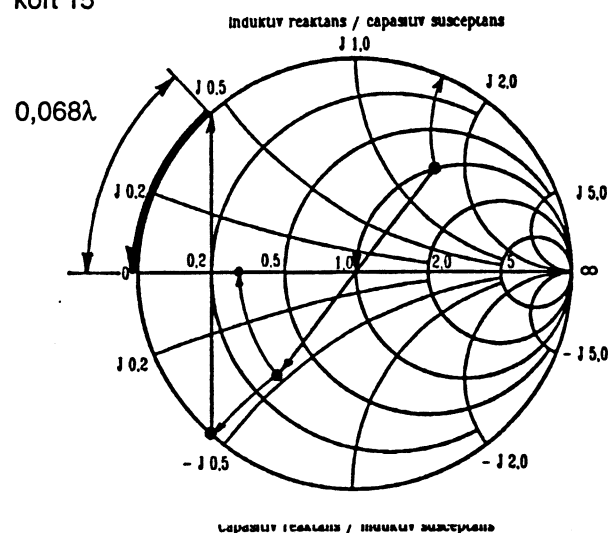
pasitiv. Som  $Z_0$  vælges stubbens karakteristiske impedans, der i nærværende eksempel sættes til  $100\Omega$ . De normaliserede værdier bliver herefter:

$$R = 100\Omega / 1\Omega \text{ og } X_L = 150\Omega / 1,5\Omega$$

De normaliserede værdier plottes i smithkortet, og konverteres derefter til den ekvivalente parallelforbindelse. Vær opmærksom på at der herefter arbejdes med ledningsevner. Der aflæses at transistorens indgangsimpedans består af en ohmsk ledningsevne på  $0,3 \times 1/Z_0$ , parallelt med en selvinduktion med en ledningsevne på  $0,46 \times 1/Z_0$ . For at udbalancere denne selvinduktion, skal der tilføjes en kapacitiv ledningsevne af samme størrelse. I Smithkortet findes den kapacitive ledningsevne ved at spejle værdien for den induktive ledningsevne omkring den ohmske akse.

Længden af stubben kan nu bestemmes ved at følge

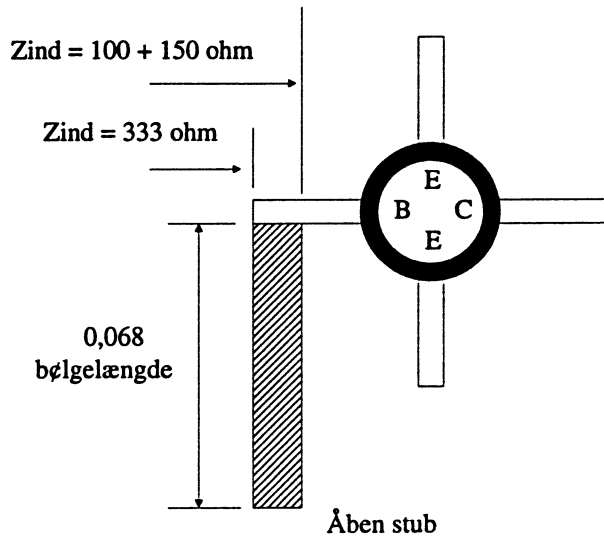
kort 15



kortets omkreds mod belastningen frem til 0-punktet på den ohmske akse. Det kan nu aflæses, at en linie der er afsluttet med en ledningsevne på 0 mho, altså åben, og med en længde på  $0,068$  bølglængde, vil virke som den ønskede kapacitive ledningsevne. Husk at liniens impedans er valgt til  $100\Omega$ . Hvis der vælges en anden impedans til stubben og dermed en anden  $Z_0$  som udgangspunkt, vil det give en anden længde som resultat.

Tilbage er at beregne værdien af den resterende ohmske modstand. I Smithkortet blev dens ledningsevne aflæst til  $0,3 \times 1/Z_0$  hvilket omregnet til modstand bliver:

$$R = \frac{1}{0,3 \times \frac{1}{100}} = 333 \Omega$$



Det vil sige, at transistoren vil have en ren ohmsk indgangsimpedans på  $333\Omega$ .

I praksis kan stubben udformes som en stripline der udgår fra transistorens basisterminal. Hvis frekvensen f.eks. er 1 GHz, skal stubben have en længde på ca. 10mm!

1

2

3

4

# Standbølgeforhold, reflektionskoefficient og Smithkort.

## Reflektionskoefficient og standbølgeforhold

Spændingsforløbet langs en transmissionslinie er som bekendt afhængig af liniens afslutningsimpedans  $Z_B$ . Forholdet mellem liniens karakteristiske impedans  $Z_0$  og  $Z_B$  kan udtrykkes ved reflektionskoefficienten eller standbølgeforholdet.

Reflektionskoefficienten  $\Gamma$  er forholdet mellem den fremadgående spændingsbølge  $u_f$  og den reflekterede spændingsbølge  $u_r$  idet:

$$\Gamma = \frac{u_r}{u_f}$$

Reflektionskoefficienten vil ligge mellem 0 og 1, idet en linie der er afsluttet med  $Z_B = Z_0$  vil have  $\Gamma = 0$ . Modsat vil en linie der er åben eller kortsluttet have  $\Gamma = 1$ .

Reflektionskoefficienten kan beregnes ved hjælp af  $Z_0$  og  $Z_B$  med udtrykket:

$$\Gamma = \frac{Z_B - Z_0}{Z_B + Z_0} \text{ eller } \frac{Z_0 - Z_B}{Z_0 + Z_B}$$

Disse regneudtryk siger intet om den reflekterede bølges fase. Er linien f.eks. åben, vil reflektionskoefficienten have vinklen  $0^\circ$ , og en kortsluttet linie vil have vinklen  $180^\circ$ . Hvis linien er afsluttet med en kompleks belastning, vil reflektionskoefficientens vinkel kunne antage alle størrelser mellem  $-180^\circ$  og  $+180^\circ$ .

Standbølgeforholdet på en linien er forholdet mellem den største forekommende spænding  $u_{\max}$ , og den mindst forekommende spænding  $u_{\min}$ .  $u_{\max}$  er summen af  $u_f$  og  $u_r$ , og tilsvarende er  $u_{\min}$  differencen mellem  $u_f$  og  $u_r$ .

Standing Wave Ratio = SWR =

$$\frac{u_{\max}}{u_{\min}} = \frac{u_f + u_r}{u_f - u_r}$$

SWR antager værdier mellem 1 og uendelig, ved henholdsvis en korrekt afsluttet linie og en linie der er åben, kortsluttet eller afsluttet med en ren reaktans.

Der er følgende relation mellem  $\Gamma$  og SWR:

$$SWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

og

$$\Gamma = \frac{SWR - 1}{SWR + 1}$$

Smithkortet kan bruges til at "jonglere" mellem  $Z_0$ ,  $Z_B$ ,  $\Gamma$  med vinkel og SWR. Betragtes smithkortet ses det, at omkredsen er inddelt i grader. Nulpunktet ligger i højre side, og inddelingen forløber opad til  $+180^\circ$  og nedad til  $-180^\circ$ .

Reflektionskoefficienten kommer ind i Smithkortet ved at inddele kortets radius i 10 lige store dele. Gennem hver af de fremkomne indelinger trækkes en cirkel med centrum i kortets centrum. Der bliver derved 10 cirkler, hvoraf den yderste falder sammen med kortets omkreds. Den inderste cirkel repræsenterer en reflektionskoefficient på 0,1, den næste 0,2 o.s.v.

I forbindelse med færdigtrykte smithkort er den beskrevne indeling foretaget, enten i form af en 10-delt radius i kortet, eller en 10-delt lineal under kortet. Efter behov kan den ønskede koefficient udmåles, og lægges ind i kortet med en passer.

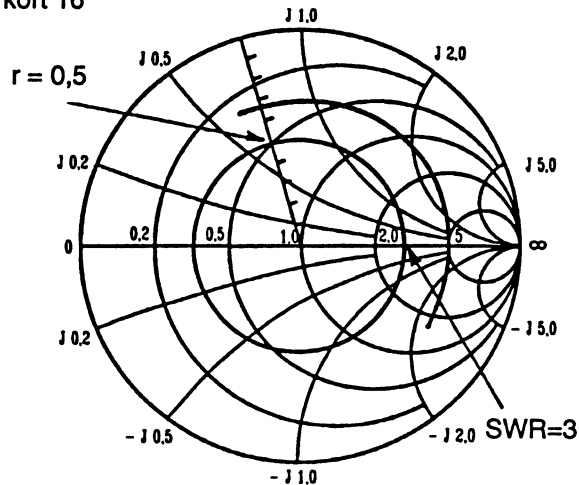
**Fra  $\Gamma$  til SWR og omvendt.**

At gå fra reflektionskoefficienten til standbølgeforholdet og omvendt foretages ved blot at aflæse tallet på den ohmske akse, hvor cirklen for  $\Gamma$  skærer denne til højre for kortets midtpunkt.

Eksempel, se kort 16 og et smithkort i fuld størrelse.

Reflektionskoefficienten er 0,5, hvad er SWR ?

kort 16



Reflektionskoefficienten 0,5 findes midt på  $\Gamma$ -skalaen. Gennem dette punkt trækkes en cirkel, og hvor denne skærer den ohmske akse aflæses SWR til 3. På lignende måde kan det konstateres at et SWR på 5, svarer til en reflektionskoefficient på 0,66.

**Fra afslutningsimpedans til  $\Gamma$  med vinkel og SWR.**

At gå fra en linies afslutningsimpedans til reflektionskoefficienten foretages ved at udlægge den normerede  $Z_B$  i kortet. Husk at der skal normeres i forhold til liniens impedans ( $Z_0$ ).

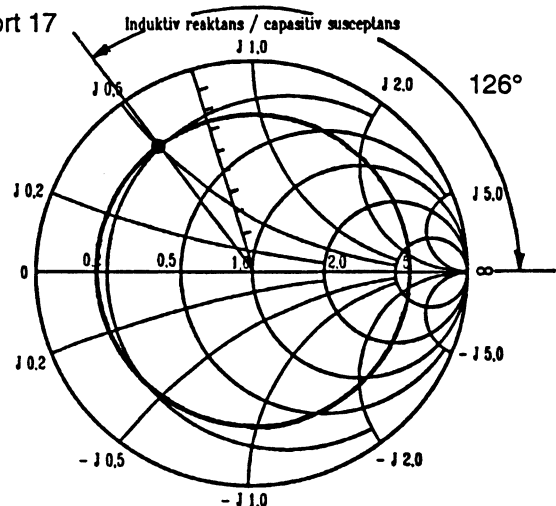
Gennem det udlagte punkt for  $Z_B$  trækkes en cirkel med centrum i kortets centrum. Hvor cirklen skærer den ohmske akse aflæses SWR, og hvor den skærer skalaen for  $\Gamma$ , aflæses reflektionskoefficienten. Cirkelens radius skal evt. overføres til skalaen uden for kortet inden  $\Gamma$  kan aflæses.

Tilbage er kun  $\Gamma$ 's vinkel. Den findes ved at trække en linie gennem kortets centrum og det udlagte punkt. Der hvor linien skærer kortets omkreds aflæses vinklen med fortegn.

Eksempel, se kort 17 og et smithkort i fuld størrelse.

En transmissionslinie med  $Z_0 = 50\Omega$  er afsluttet med en serieforbindelse af en modstand på  $10\Omega$  og en spole med en reaktans  $X_L = 25\Omega$ . Hvad er  $\Gamma$  og SWR ?

kort 17



De mormerede værdier bliver:

$$Z_{Bn} = 0,2 + j0,5$$

Efter udlægning i kortet og konstruktion af " $\Gamma$ -cirkel" og "vinkellinie", kan der aflæses:

$$\Gamma = 0,73 \text{ vinkel } 126^\circ$$

og

$$\text{SWR} = 6$$

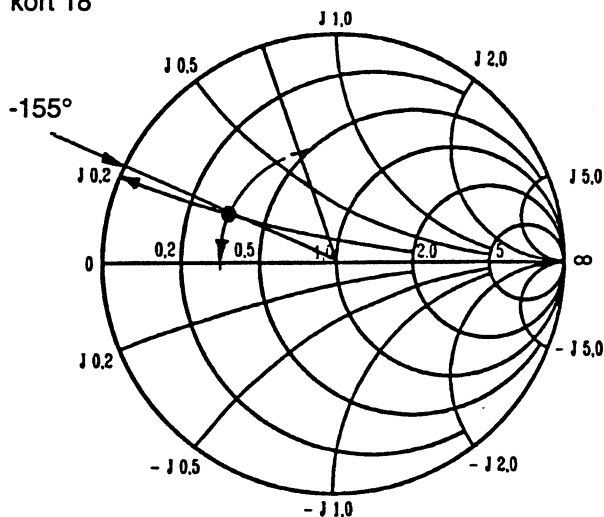
### Fra reflektionskoefficient til afslutningsimpedans.

Hvis der er givet en reflektionskoefficient med vinkel og  $Z_0$ , for det system i hvilken  $\Gamma$  er målt, kan den omsættes til afslutningsimpedansens komponentværdier udtrykt ved dens modstand og reaktans. En sådan omsætning kan komme på tale, hvis man ønsker at omsætte en transistors s-parametre for ind- og udgangsimpedans til komponentværdier, idet s-parametre netop er reflektionskoefficienter målt i et  $50\Omega$  system.

Eksempel, se kort 18 og et smithkort i fuld størrelse.

For en transistor er der som s-parameter opgivet en indgangsimpedans ( $s_{11}$ ) på  $0,50 \angle +155,5^\circ$ .  $Z_0 = 50\Omega$ .

kort 18



I smithkortet oprettes en linie fra centrum gennem  $+155,5^\circ$ . På denne linie afsættes et punkt hvis afstand fra centrum svarer til en reflektionskoefficient på 0,5. Det fundne punkt er den normaliserede indgangsimpedans. Dens sammensætning i en ohmsk og en reaktiv komponent aflæses ved at følge de respektive koordinater.

De normaliserede værdier aflæses til

$$Z_{in} = 0,34 + j0,2$$

De fundne værdier denormaliseres ved at gange med  $Z_0$ :

$$Z_i = 0,34 \times 50 + j0,2 \times 50 = 17 + j10$$

Det vil sige at transistoren har en indgangsimpedans der består af en modstand på  $17\Omega$  i serie med en induktiv reaktans på  $10\Omega$ .

Med hensyn til gyldigheden af den fundne indgangsimpedans er det vigtigt at bemærke, at s-parametrene er stærkt afhængige af frekvensen og arbejds punktet. Den fundne indgangsimpedans gælder derfor kun ved den frekvens og det arbejds punkt hvor parametren er målt. Desuden vil transistorens ind- og udgangsimpedanser, og dermed de tilhørende s-parametre afhænge af de impedanser transistoren belastes af. De s-parametre der er opgivet i databladene gælder for en belastning og  $Z_0$  på  $50\Omega$ .

Se endvidere afsnittet om s-parametre.

1

2

3

4

# S-parametre

## Hvorfor anvendes s-parametre?

De velkendte parametre anvendes til at beskrive en transistors egenskaber har nogen begrænsninger med hensyn til deres informationsværdi ved høje frekvenser. For eksempel siger de for LF-transistorer så velkendte h-parametre, intet om de kapaciteter der findes i transistoren, hvilket er en mangel ved transistorens brug på VHF, UHF eller SHF.

## Måleproblemer

Ved måling af h- og y-parametre skal den port på transistoren der ikke måles på, afsluttes med en AC-mæssig kortslutning eller afbrydelse. På lave frekvenser kan kortslutninger etableres med en tilstrækkelig stor kondensator, og afbrydelser kan f.eks. laves med en stor selvinduktion. Hvis de samme midler tages i anvendelse på høje frekvenser, bliver der problemer med komponenternes snyltereaktanser, hvilket bevirker at en kondensator, på grund af selvinduktionerne i tilledningerne, ikke mere kortslutter effektivt. Der er dertil den risiko, at snyltereaktanserene danner afstemte kredse med risiko for ustabilitet.

I UHF og SHF området kan de nødvendige kortslutninger udformes som 1/4-bølgestubbe, men da disse kun er effektive på en frekvens, skal de efterafstemmes for hver måling. Dertil kommer den forøgede risiko for ustabilitet, idet transistoren vil se stubbene som afstemte kredse.

De kendte parametre beregnes ved at måle forholdet mellem strømmene i, og spændinger på transistorens terminaler. Rent måleteknisk er dette overordentlig vanskeligt for ikke at sige umuligt på høje frekvenser.

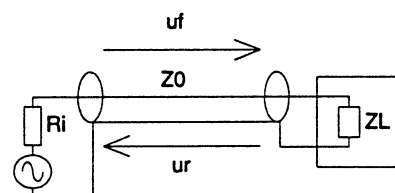
## Måling af s-parametre

S-ët i s-parametre står for "scattering", hvilket betyder spredning. Det hentyder til den kendsgerning, at værdierne for s-parametrene ligger spredt over smithkortet ved forskelli-

ge frekvenser. En komponents (transistors) s-parametre er simpelthen et udtryk for reflektionskoefficienten, dvs. forholdet mellem den fremadgående og den reflekterede bølge på et kabel med kendt impedans, der afsluttes med komponenten. Reflektionskoefficienten afhænger af forholdet mellem kablets  $Z_0$  og afslutningsimpedansen  $Z_L$  efter følgende formel:

- Reflektionskoefficienten:

$$\Gamma = \frac{u_r}{u_f} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

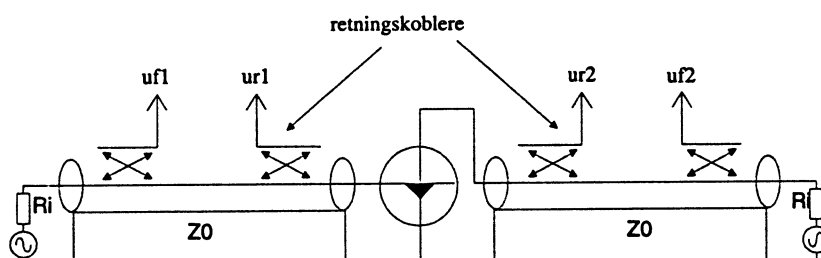


S-parametrene er altså reflektionskoefficienterne.

## Måleprincip

S-parametrenes store fordel ligger i måden hvorpå de måles. Målemetoden går i sin enkelthed ud på at anbringe måleobjektet for enden af et kabel med kendt  $Z_0$ , og derefter måle amplitude- og faseforholdet mellem den fremadgående og den reflekterede bølge.

Målingen af den fremadgående- og den reflekterede bølge foretages med retningskoblere skudt ind i kablet mellem generatoren og måleobjektet. Derved opnås den fordel at afstanden mellem retningsko-





blerene og objektet er ukritisk, idet der blot skal korrigeres for den aktuelle kabellængde.

For at forstå måleprincippet er det vigtigt at erkende, at der samtidigt kan eksistere to vandrende bølger på et kabel.

Den fremadgående bølge kommer fra generatoren og går mod måleobjektet. Den reflekterede bølge skal opfattes som om den kommer fra måleobjektet og går mod generatoren.

Da generatorens udgangsmodstand passer til kablets  $Z_0$  vil den reflekterede bølge opfanges her. Der vil derfor kun være to bølger på kablet, den fremadgående  $u_f$ , og den reflekterede  $u_r$ . Disse to bølger kobles ud gennem hver sin retningskobler og sammenlignes med hensyn til amplitude og fase.

### Måleudstyr

Til måling af amplitude og faseforhold mellem de to bølger anvendes en netværksanalysator. Hvis den er beregnet til måling af s-parametre er den på forhånd udstyret med de nødvendige retningskoblere og omkoblingsmuligheder. S-parametre kan dog også måles med en generel netværksanalysator, idet man da selv må sammensætte måleopstillingen og foretage den nødvendige kalibrering.

### Måleopstillingens stabilitet og båndbredde

Da transistoren ser ud i et korrekt afsluttet kabel i såvel sin indgang som sin udgang, og impedansen typisk er  $50\Omega$ , er der kun meget ringe sandsynlighed for at transistoren bliver ustabil under målingen. Det vil i praksis sige at det er muligt at optage

s-parametre på en transistor med en betydelig tilbagevirkning uden problemer med selvsving.

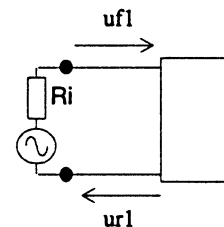
Dertil kommer at opstillingen er bredbåndet, idet såvel retningskoblere som kabler kan arbejde over et stort frekvensområde. Transistorens s-parametre kan derfor måles over et stort frekvensområde ved blot at ændre generatorfrekvensen.

### Transistorens fire s-parametre

For en transistor, der er en to-port komponent, er der som ved de kendte h-parametre også fire s-parametre.

- Indgangsreflektionskoefficienten

$$s_{11} = \frac{u_{r1}}{u_{f1}}$$



$S_{11}$  er et tal mellem 0 og 1 samt en vinkel mellem  $+180^\circ$  og  $-180^\circ$ . Antag f.eks. at transistorens indgangsimpedans er  $\infty$ . Hele den fremadgående bølge vil da reflekteres i fase med den fremadgående bølge.  $S_{11}$  vil derved få værdien 1 vinkel  $0^\circ$ . (Bemærk at det er faseforholdet mellem de to bølger i kablets endepunkt der angives. At de i praksis måles med retningskoblere "nede" på kablet, bliver der

### CFX31

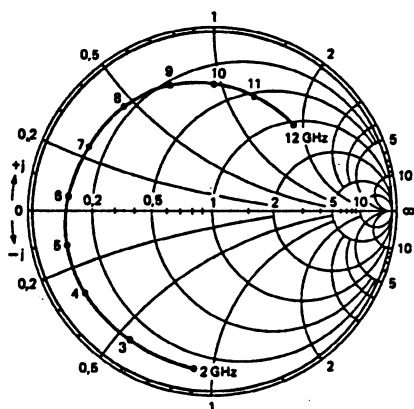
S-parameters (common-source)

Typical values;  $V_{DS} = 8\text{ V}$ ;  $I_D = 100\text{ mA}$ ;  $T_{mb} = 25^\circ\text{C}$ ;  $Z_0 = 50\Omega$ .

f GHz	$s_{1s}$	$s_{rs}$	$s_{fs}$	$s_{os}$	
2	0,89/ $-95^\circ$	0,061(−24,3)/ $21^\circ$	2,63(8,40)/ $100^\circ$	0,59/ $-66^\circ$	$S_{1s} = S_{11}$
3	0,87/ $-122^\circ$	0,065(−23,7)/ $-1^\circ$	2,16(6,69)/ $73^\circ$	0,64/ $-88^\circ$	
4	0,86/ $-146^\circ$	0,067(−23,5)/ $21^\circ$	1,78(5,01)/ $47^\circ$	0,65/ $-107^\circ$	$S_{rs} = S_{12}$
5	0,84/ $-166^\circ$	0,068(−23,4)/ $-37^\circ$	1,55(3,81)/ $25^\circ$	0,67/ $-124^\circ$	
6	0,82/ $+175^\circ$	0,069(−23,2)/ $-51^\circ$	1,41(2,98)/ $5^\circ$	0,68/ $-140^\circ$	$S_{fs} = S_{21}$
7	0,79/ $+153^\circ$	0,070(−23,1)/ $-65^\circ$	1,33(2,48)/ $-17^\circ$	0,69/ $-156^\circ$	
8	0,78/ $+130^\circ$	0,069(−23,2)/ $-79^\circ$	1,27(2,08)/ $-38^\circ$	0,69/ $-172^\circ$	$S_{os} = S_{22}$
9	0,75/ $+110^\circ$	0,066(−23,6)/ $-92^\circ$	1,20(1,58)/ $-59^\circ$	0,68/ $+173^\circ$	
10	0,72/ $+92^\circ$	0,064(−23,9)/ $-101^\circ$	1,15(1,21)/ $-78^\circ$	0,68/ $+159^\circ$	
11	0,68/ $+71^\circ$	0,064(−23,9)/ $-109^\circ$	1,20(1,58)/ $-95^\circ$	0,69/ $+150^\circ$	
12	0,63/ $+48^\circ$	0,066(−23,6)/ $-115^\circ$	1,30(2,28)/ $-112^\circ$	0,70/ $+145^\circ$	

The figures given between brackets are values in dB.

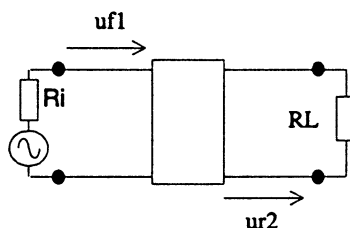
korrigeret for under måleopstillingen kalibrering med en kendt  $R_L$ .) Som et praktisk eksempel kunne  $s_{11}$  være  $0,64 \angle -170^\circ$ . I et datablad kan  $s_{11}$  være opgivet i tabelform ved forskellige frekvenser. Alternativt kan  $s_{11}$  vises polært, idet vektoren angiver  $s_{11}$ 's størrelse og retning. Endelig kan den polære form være lagt ud i et smithkort.



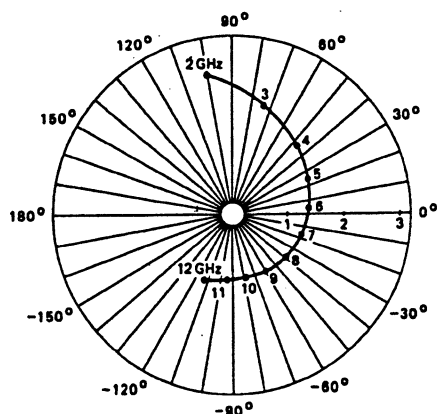
Input reflection coefficient  $s_{11}$ .

- Overførselskoefficienten

$$s_{21} = \frac{u_{r2}}{u_{f1}}$$



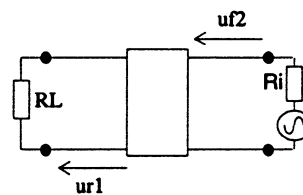
$S_{21}$  er transistorens forstærkning med en generator- og belastningsmodstand på  $50\Omega$ . Den angives som et tal og en vinkel f.eks.  $13,4 \angle 101^\circ$ . I databladet er  $s_{21}$  opgivet i tabelform eller polært.



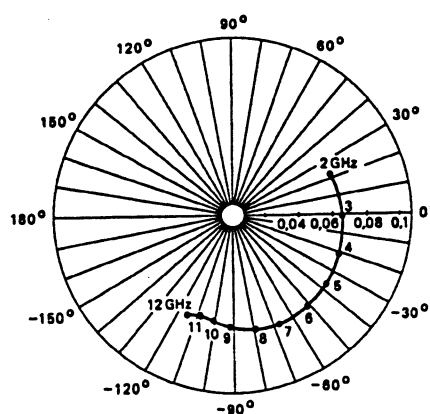
Forward transmission coefficient  $s_{21}$ .

- Tilbagevirkningskoefficienten

$$s_{12} = \frac{u_{r1}}{u_{f2}}$$



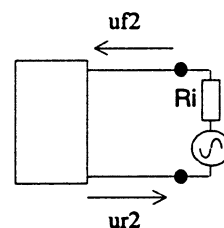
$S_{12}$  er transistorens tilbagevirkning. Den opgives som et tal og en vinkel, f.eks.  $0,023 \angle 42^\circ$ . I databladet opgives den i tabelform eller polært.



Reverse transmission coefficient  $s_{12}$ .

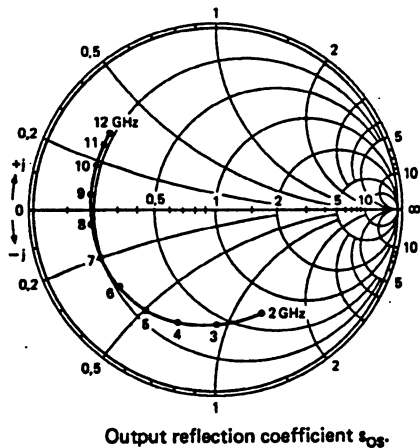
- Udgangsreflektionskoefficienten

$$s_{22} = \frac{u_{r2}}{u_{f2}}$$



$S_{22}$  er transistorens udgangsreflektionskoefficient. For at måle den  $S_{22}$  og  $s_{12}$  flyttes generatoren om på udgangen, men ellers foretages målingen på samme måde som  $s_{11}$  og  $s_{21}$ .  $S_{22}$  opgives som en koefficient mellem 0 og 1 sammen med en vinkel på samme måde som  $s_{11}$ . Et praktisk eksempel kunne være  $0,47 \angle -35^\circ$ . I databladet opgives  $s_{22}$  i tabelform. Alternativt kan den opgives polært, evt lagt ud i et smithkort.

Se næste side



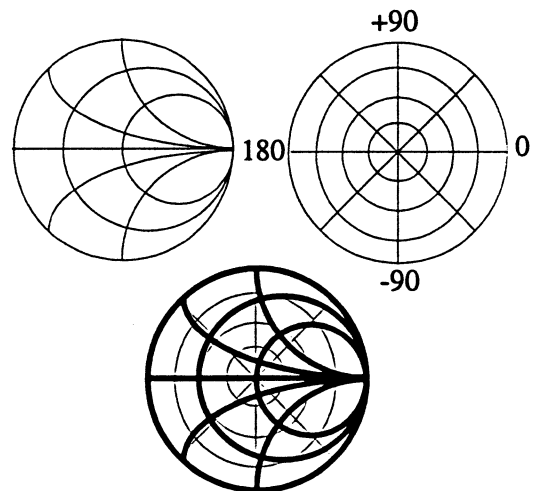
### Omsætning af s-parametre til impedanser

S-parametrene  $s_{11}$  og  $s_{22}$  kan omsættes til faktiske modstande og reaktanser i form af serieforbindelser. Herved de bliver lidt mere gennemskuelige, idet man nu kan "se" den impedans, der skal foretages tilpasning til mellem generatoren og transistoren, og transistoren og belastningen.

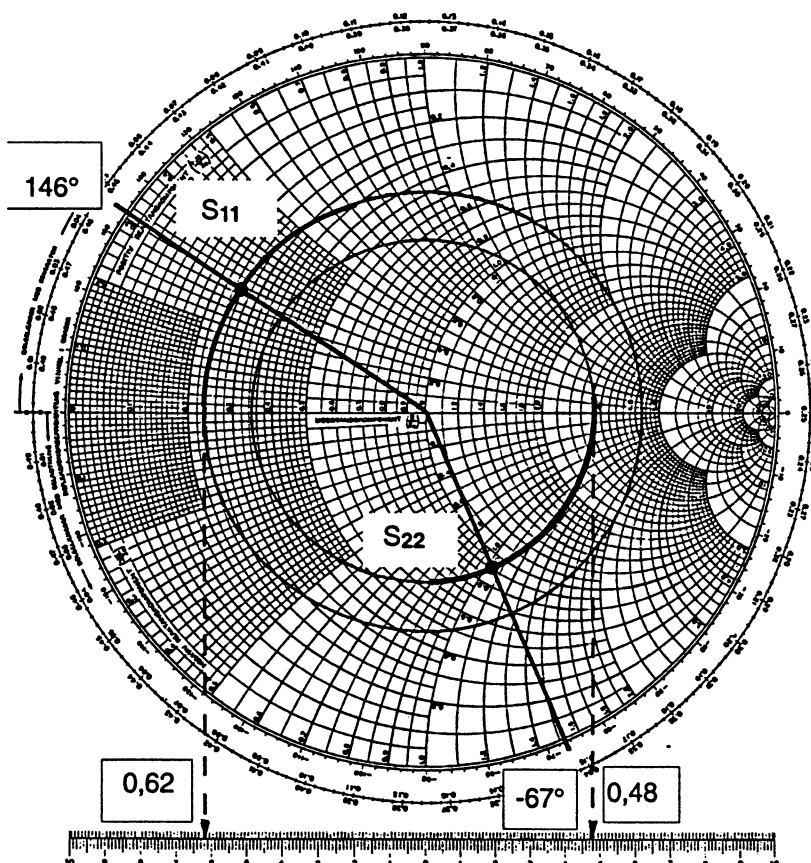
Omsætningen foretages nemmest i et smithkort, idet den videre konstruktion af tilpasningsnetværk kan foregå i dette. Smithkortet kan opfattes som en

kombination af et impedanskort og et polært refleksionskoefficientkort med samme radius.

### SMITH DIAGRAM POLÆR DIAGRAM



Af hensyn til overblikket er coefficientkortets cirkler ikke tegnet, men kun angivet med deres radius ved hjælp af "linealen" under kortet. Når der skal indlægges en refleksionskoefficient udtages denne på linealen med en passer og den tilhørende coefficientcirkel tegnes i smithkortet. Refleksionskoefficientens vinkel findes på smithkortets omkreds.

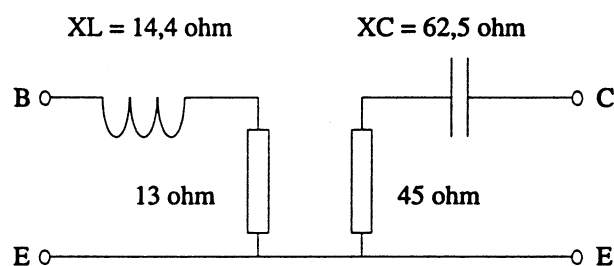


Eksempel: En transistor har på 3 GHz, og i arbejdsunktet  $U_{ce}=15V/I_c=25mA$  en  $s_{11} = 0,62 \angle 146^\circ$  og  $s_{22} = 0,48 \angle 67^\circ$ .

For  $s_{11}$  udmåles  $r = 0,62$  på skalaen under kortet. (I papir nr. 2017 fra AGF, svarer det netop til 62mm.) Den udmålte længde udlægges derefter i retning  $+146^\circ$ . Vektorens endepunkt er  $s_{11}$  i smithkortet. Det kan nu aflæses at transistorens normerede indgangsimpedans har værdien  $Z_i = 0,26 + j 0,29$ . Hvor ikke andet er angivet er  $Z_0 50\Omega$ . Transistorens indgangsimpedans består derfor af en serieforbindelse af en modstand på  $0,26 \times 50\Omega = 13\Omega$  og en induktiv reaktans på  $0,29 \times 50\Omega = 14,5\Omega$ .

På tilsvarende måde udlægges koefficienten  $0,48 \angle -67^\circ$  for  $s_{22}$ . Derefter aflæses  $Z_o = 0,9 - j 1,25$ . Efter denormeringen findes udgangsimpedansen at bestå af en modstand på  $45\Omega$  i serie med en kapacitiv reaktans på  $62,5\Omega$ .

Nu kan transistorens ekvivalentdiagram tegnes:



## Konstruktion af smalbandsforstærker Effektilpasning

I de efterfølgende beregninger antages det, at transistoren er unilateral, dvs. at den er uden tilbagevirkning svarende til at  $s_{12} = 0$

Som det fremgår af de viste eksempler på s-parametre, er en transistor langt fra at have en rent ohmsk ind- og udgangsimpedans på  $50\text{ ohm}$ . Det betyder, at hvis man driver transistoren fra en generator med en  $R_i$  på  $50\Omega$ , og belaster den med en  $R_L$  på tilsvarende  $50\Omega$ , vil der optræde et effekttab mellem generatoren og transistoren, og mellem transistoren og belastningen på grund af mistilpasning. Bemærk at det er netop det, der er tilfældet i måleopstillingen for s-parametrene.

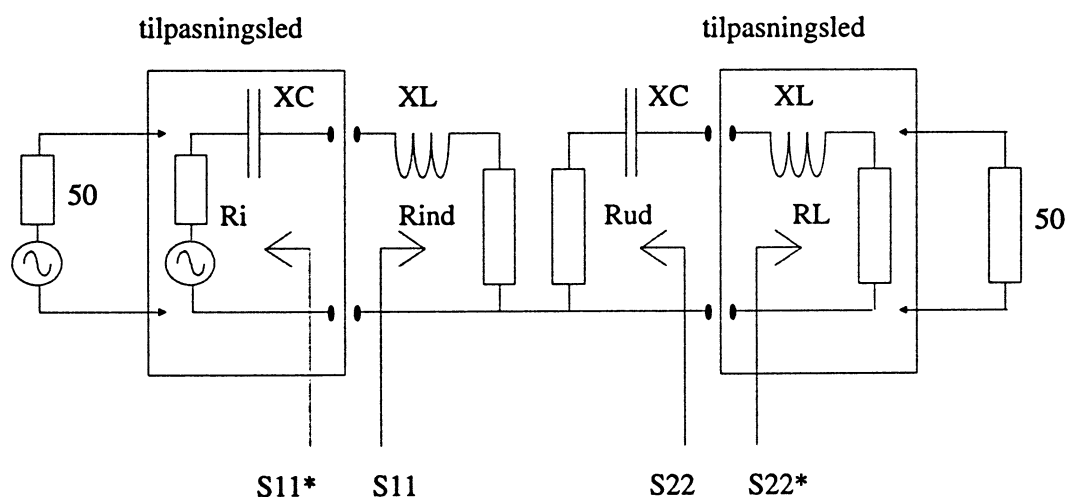
## Komplex konjugert tilpasning

For at opnå den maksimale effektforstærkning skal der ske en tilpasning mellem generatoren og transistoren. Den maksimale effektoverførsel finder sted

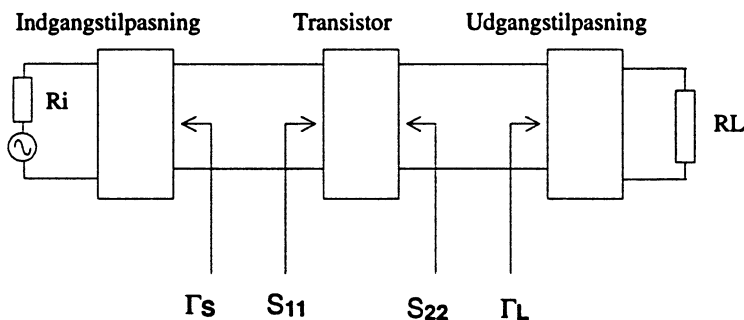
når transistoren ser en generator med en udgangsmodstand af samme størrelse som  $s_{11}$ , men med modsat fortegn for reaktansen. På tilsvarende måde vil der ske den maksimale effektoverførsel mellem transistoren og belastningen hvis belastningsmodstanden er af samme størrelse som  $s_{22}$ , men med modsat fortegn for den reaktive del. En sådan tilpasning kaldes kompleks konjugert.

Som det fremgår af diagrammet, vil reaktanserne ophæve hinanden, hvilket sikrer maksimal effektoverførsel (serieresonans).

Formålet med tilpasningsledene, er at "omforme" generator- og belastningsmodstand til de kompleks konjugerte størrelser. Den kompleks konjugerte generatormodstand betegnes  $s_{11}^*$ , og den kompleks konjugerte belastningsmodstand betegnes  $s_{22}^*$ .



## Generator og belastnings reflektionskoefficient

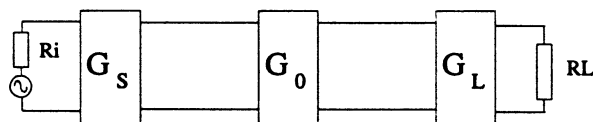


På samme måde som transistoren kan karakteriseres ved sine indgangs- og udgangs-reflektionskoefficienter  $s_{11}$  og  $s_{22}$ , kan generatoren og belastningen også karakteriseres ved deres reflektionskoefficienter målt ved samme  $Z_0$  ( $50\Omega$ ) som transistoren. Disse reflektionskoefficienter betegnes med det græske bogstav store gamma  $\Gamma$ .  $\Gamma_S$  (gamma s) er generatorens reflektionskoefficient set fra transistoren, og  $\Gamma_L$  er belastningens reflektionskoefficient set fra transistoren. I tilfældet med kompleks konjugert tilpasning vil  $\Gamma_S = s_{11}^*$  og  $\Gamma_L = s_{22}^*$ .

## Trinets forstærkning

Trinets effektforstærkning kan opdeles i tre klart adskilte faktorer, der til sammen giver trinets forstærkning.

- $G_S$  er den forstærkning der kan opnås ved tilpasning af indgangen.
- $G_0$  er transistorens forstærkning.
- $G_L$  er den forstærkning der kan opnås ved tilpasning af udgangen.



$$G_{\max} = G_S + G_0 + G_L$$

## Forstærkning uden tilpasning

Hvis transistoren drives med  $50\Omega$ 's generator- og belastningsmodstand vil forstærkningen kun bestå af  $G_0$ , idet både  $G_S$  og  $G_L$  vil være 1 (0dB).

$$G_0 = |S_{21}|^2; \text{ og i dB: } 10 \times \log |S_{21}|^2$$

## Forstærkning ved tilpasning

$G_S$  og  $G_L$  får den største værdi ved kompleks konjugert tilpasning, og beregnes således:

$$G_S \text{ dB} = 10 \times \log \frac{1}{1 - |S_{11}|^2}$$

$$G_L \text{ dB} = 10 \times \log \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

$S_{11}$ ,  $S_{21}$  og  $S_{22}$  med "plankeværk" omkring betyder reflektionskoefficientens numeriske værdi uden vinkel.

## Eksempel

En transistor, HXTR 3103 har ved 500 MHz og i arbejds punktet 10V/10mA følgende s-parametre:

- $S_{11} = 0,56 \angle -139^\circ$
- $S_{21} = 10,11 \angle 102^\circ$
- $S_{12} = 0,036 \angle 41^\circ$
- $S_{22} = 0,49 \angle -40^\circ$

Uden tilpasning findes forstærkningen til:

$$G_0 \text{ dB} = 10 \times \log |S_{21}|^2 = 10 \times \log 10,11^2 = 20 \text{ dB}$$

Med kompleks konjugert tilpasning på indgangen fås yderligere:

$$G_{SdB} = 10 \times \log \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} = 10 \times \log \frac{1}{1 - 0,56^2} = 1,6 \text{ dB}$$

Med kompleks konjugert tilpasning på udgangen fås yderligere:

$$G_{LdB} = 10 \times \log \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = 10 \times \log \frac{1}{1 - 0,49^2} = 1,19 \text{ dB}$$

Den samlede maksimale effektførstærkning bliver herefter:

$$G_{\max} = G_S + G_0 + G_L = 1,6 + 20 + 1,19 = 22,8 \text{ dB}$$

I det viste eksempel gav tilpasningen 2,8 dB ekstra, men ved større værdier af  $s_{11}$  og  $s_{22}$  kan tillægget ved tilpasning blive betydeligt større.

### Konstruktion af tilpasningsled

$S_{11}^*$  og  $S_{22}^*$  lægges ud i hver sit smithkort. Det gøres nemmest ved at ændre fortegn på  $S_{11}$ 's og  $S_{22}$ 's vinkel og derefter finde punktet via vinkel- og reflektionskoefficientskalaerne. Det kan nu ses, at  $S_{11}^*$ 's ohmske del er mindre end  $Z_0$ , hvorfor der skal vælges et kredsløb der kan transformere ned fra  $50\Omega$ . Modsvarende ses at  $S_{22}^*$ 's ohmske indhold er større end  $Z_0$ , hvorfor der skal vælges et kredsløb der kan transformere op fra  $50\Omega$ . Diagrammet på næste side viser et forslag til kredsløbet. På udgangssiden kan kollektorspændingen tilføres gennem spolen, medens basisspændingen på indgangssiden må parallelfødes gennem en drosselspole.

Indgangssiden: Fra  $50\Omega$ 's punkt tilføjes først shuntkapacitet og derefter serieselvinduktion indtil man er i punktet  $s_{11}^*$ . Kapacitetens susceptans aflæses til:

$$1,5 \times \frac{1}{50} \text{ eller } X_C = \frac{50}{1,5} = 33 \Omega$$

Selvinduktionens reaktans aflæses til:

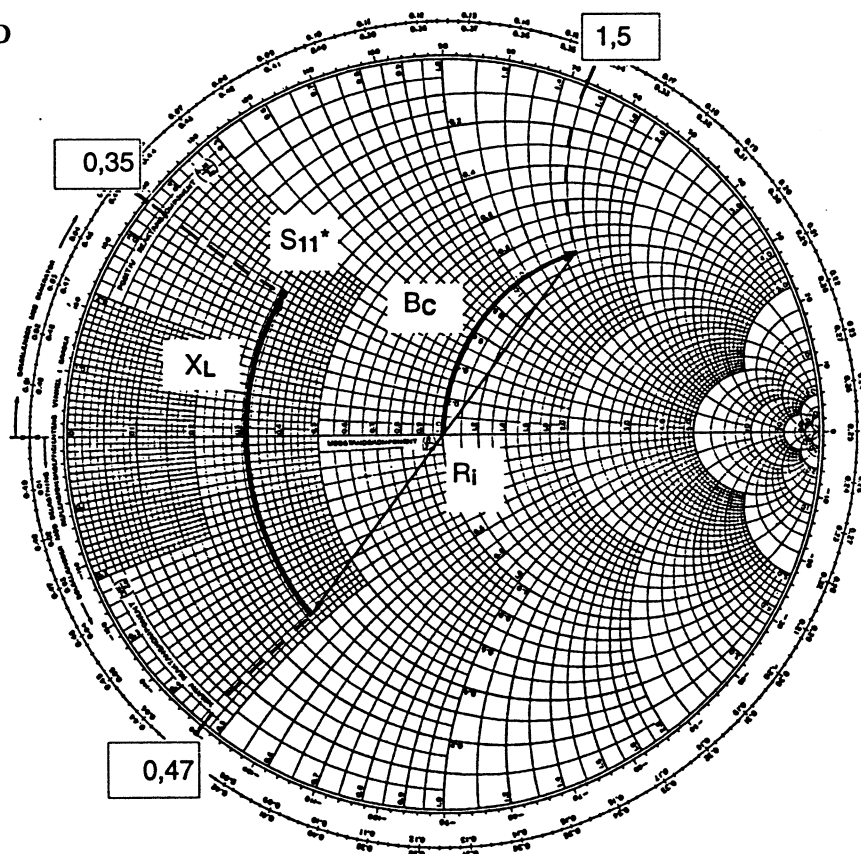
$$0,82 \times 50 = 41 \Omega$$

Omregnet til selvinduktion og kapacitet på 500 MHz, bliver komponentværdierne:

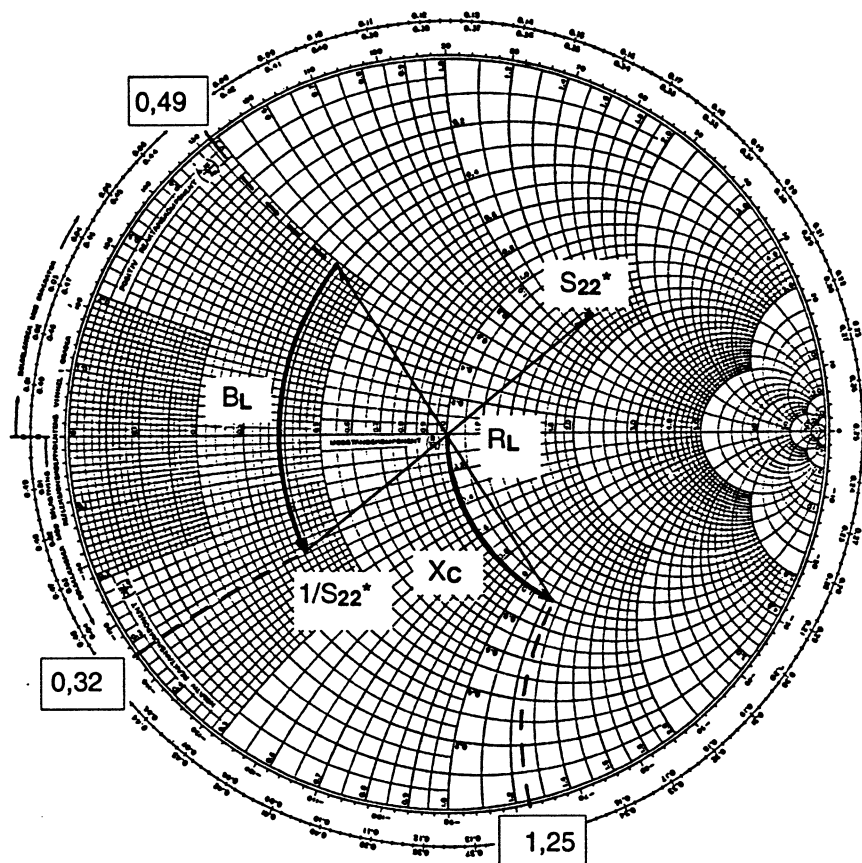
$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{41}{2\pi \cdot 500 \cdot 10^6} = 13 \text{ nH}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 500 \cdot 10^6 \cdot 33} = 9,6 \text{ pF}$$

### INDGANGSLED



## UDGANGSLED



Udgangssiden: Fra  $50\Omega$ 's punkt tilføjes seriekapacitet, og derefter shuntselvinduktion til man er i punktet  $1/S_{22}^*$ . Bemærk at  $S_{22}^*$  er opgivet som en impedans, men da den sidste komponent i leddet er en shunt, må  $S_{22}^*$  konverteres til ledningsevne for at finde det punkt man skal ramme.

Kapacitetens reaktans aflæses til:

$$1,25 \times 50 = 62,5 \Omega$$

Selvinduktionens susceptans aflæses til:

$$0,81 \times \frac{1}{50} \text{ eller } X_L = \frac{50}{0,81} = 61,7 \Omega$$

Omregnet til selvinduktion og kapacitet på 500 MHz, bliver komponentværdierne:

$$L = \frac{61,7}{2 \pi 500 10^6} = 19,6 nH$$

$$C = \frac{1}{2 \pi 500 10^6 62,5} = 5,1 pF$$

På trods af at komponentværdierne er små, kan de dog endnu realiseres som koncentrerede spoler og kondensatorer. På højere frekvenser vil det være naturligt at benytte sig af striplineteknik.

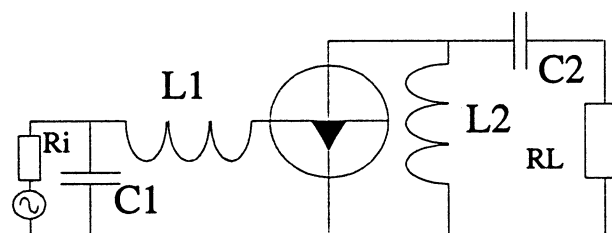
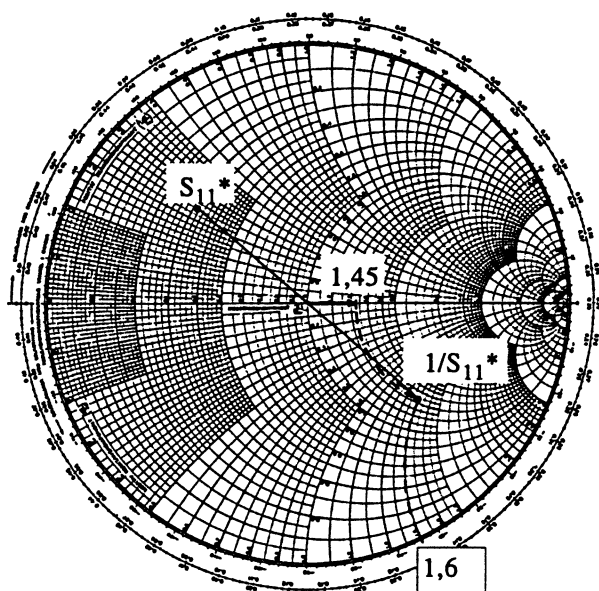


Diagram uden DC-forsyning

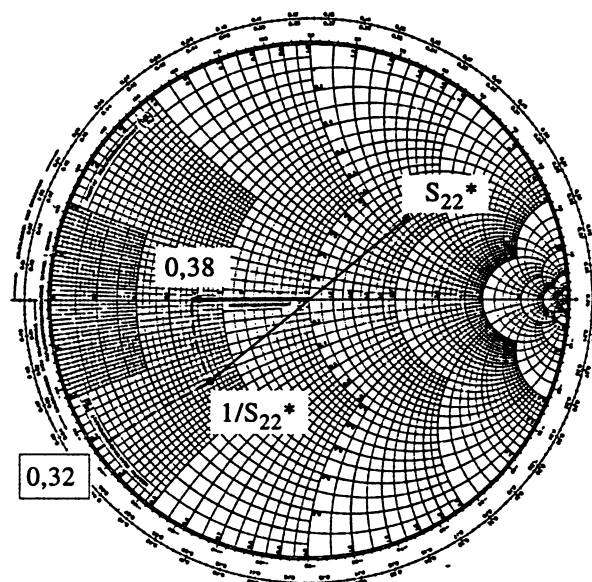
### Tilpasning med striplinekredse

**Indgangssiden:**  $S_{11}^*$  udlægges i kortet og konverteres til ledningsevne, idet  $\Gamma_S$  ønskes realiseret ved en kombination af en 1/4-bølgetransformator og reaktive stubbe. I kortet aflæses at  $\Gamma_S$  består af en ohmsk ledningsevne på  $1,45 \times 1/2 Z_0$ , svarende til en modstand på  $50 \times 1,45 = 34,5 \Omega$ . Parallelt med denne skal der være en induktiv ledningsevne på  $1,6 \times 1/2 Z_0$ , svarende til  $50 \times 1,6 = 31,25 \Omega$ .

Indgangssiden



Udgangssiden

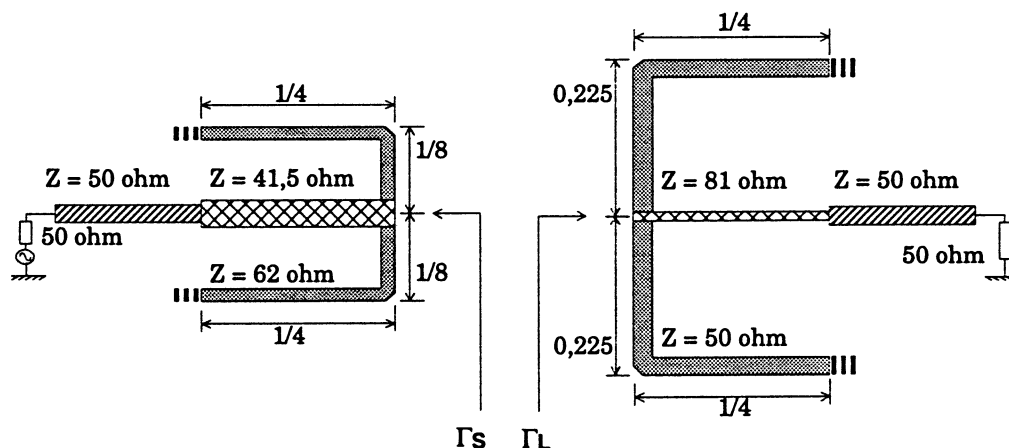


Den ohmske del løses med en 1/4-bølgetransformator med en  $Z_0$  på  $41,5\Omega$ . Derved transformeres generatorens  $50\Omega$  ned til  $34,5\Omega$ .

Den reaktive del løses med to kortsluttede 1/8-bølgelængde stubbe hver med en  $Z_0$  på  $62,5\Omega$ . I parallel vil de til sammen give den ønskede induktive reaktans på  $31,25\Omega$ . I praksis kan det være vanskeligt at udføre kortslutningen i enden af stubbene, så de er opnået ved hjælp af to åbne 1/4-bølgestubbe. For enden af disse er der udlagt nogle segmenter til den endelige justering.

**Udgangssiden:**  $S_{22}^*$  udlægges i kortet og konverteres til ledningsevne, idet  $\Gamma_L$  som på indgangssiden

skal realiseres med en kombination af en transformator og stubbe.  $\Gamma_L$  kommer til at bestå af en modstand på  $131\Omega$  parallelt med en induktiv reaktans på  $156\Omega$ . Den ohmske del opnås med en 1/4-bølgetransformator med  $Z_0$  på  $81\Omega$ . Derved transformeres belastningens  $50\Omega$  op til  $131\Omega$ . Den reaktive del opnås ved hjælp af to kortsluttede stubbe. Deres  $Z_0$  er valgt til  $50\Omega$ . Ved at give dem en længde på  $0,225$  bølgelængde, vil de netop hver især udvise en induktiv reaktans på  $312\Omega$ . Forbundet parallelt giver det de ønskede  $156\Omega$ . Som på indgangssiden etableres kortslutningen ved hjælp af en åben 1/4-bølgestub med justeringssegmenter.





## Tilpasning til støj eller gain

### Støjtilpasning

Den værdi af  $\Gamma_S$  (indgang), der giver den største effektforstærkning, er ikke den der giver det mindste støjtal. I indgangstrin vil man ofte optimere  $\Gamma_S$  til en værdi der giver det største forhold mellem forstærkning og trinstøj, og dermed det mindste støjbidrag. Den værdi af  $\Gamma_S$  der giver den mindste støj betegnes  $\Gamma_0$ . For transistorer der er egnede til indgangstrin, vil  $\Gamma_0$  ofte være opgivet sammen med det opnåelige støjtal og den ekvivalente støjmodstand.

### Optimalt gain

I det foregående er der gået ud fra at transistoren er unilateral. I praksis vil det være tæt på sandheden for mange småsignaltransistorer, hvorimod effekttransistorer kan have en betydelig tilbagevirkning.

Hvis det er tilfældet, vil  $\Gamma_L$  påvirke  $S_{11}$ , og omvendt vil  $\Gamma_S$  påvirke  $S_{22}$ . Ved hjælp af et sæt formler kan man beregne de optimale værdier for  $\Gamma_S$  og  $\Gamma_L$ , men de er ofte opgivet i databladet for transistoren. De optimale reflektionskoefficienter for generatoren og belastningen betegnes  $\Gamma_{MS}$  og  $\Gamma_{ML}$ .

### Stabilitet

Ved konstruktion af et forstærkertrin bør man også kontrollere trinets stabilitet, og hvor tæt man er på en eventuel ustabilitetsgrænse. Kontrollen foretages ved hjælp af et sæt formler og resultatet fremkommer som to stabilitetscirkler i et smithkort. Man kan derefter aflæse hvilken værdier af  $\Gamma_S$  og  $\Gamma_L$  der sikrer et stabilt trin.

## Litteraturliste

Nührmann/Meyer-Veit  
Berechnungen von Elektronikschaltungen  
Franzisz-verlag ISBN 3-7723-7611-8

Ralph S. Carson  
University of Missouri  
High-Frequency Amplifiers  
ISBN 0-471-13750-7

Lars-Ingemar Lundström  
Lars Andersson

Satellit-TV Handboken Del 2  
ISBN 91-7284-191-5

Hewlett Packard  
Application note 95-1  
S-parameter Techniques for Faster, More Accurate  
Network Design

Hewlett Packard  
Application note 154  
S-parameter Design

# Forstærkertrin med retningskobler

## Generelt

Ved bredbåndsforstærkertrin, der er direkte sammenkoblet uden transformator, vil effektforstærkningen være betydeligt mindre end det teoretisk mulige.

Dette skyldes at ind og udgangsimpedanserne er forskellige, og på grund af den hermed forbundne mistilpasning, vil kun en del af den genererede effekt blive overført til belastningen.

Det betyder naturligvis en dårlig udnyttelse af de enkelte forstærkertrin, dette er især uheldigt ved meget støjsvage forstærkere.

## Impedanstilpasning

For at opnå maximal effektoverførsel, er det derfor nødvendigt at indskyde impedanstilpasningsled mellem de enkelte trin, men når det drejer sig om bredbåndsforstærkere er det sjældent muligt at lave tilpasning over hele frekvensområdet, når en rimelig stabilitetsfaktor skal bibeholdes.

## Modstandstilpasning

Som oftest anvendes modstandsnetværk som tilpasning mellem trinnene, men det medfører selvsagt store tab, og nedsat støjtal.

## Retningskoblertilpasning

Ved at anvende retningskoblere mellem de enkelte forstærkertrin, opnås at mistilpasningen bliver mindsket. Hvis man fx benytter en retningskobler med et impedans omsætningsforhold på 4:1 vil effektforstærkningen stige med 6 dB, forudsat at forholdet mellem ind- og udgangsimpedanserne netop er 4:1.

Ved frekvenser under 100 MHz vil forholdet typisk være betydeligt større, men ved at benytte en retningskobler med 4:1 omsætning, vil man stadigvæk befinde sig et godt stykke fra den optimale tilpasning, og dermed vil der heller ikke optræde stabilitetsproblemer.

Ved højere frekvenser, vil transistorens impedanser falde, men generelt falder udgangsimpedansen mere end indgangsimpedansen, derved opnås at impe-

dansomsætningen i retningskobleren bliver bedre, og dette vil så betyde at fortærkningen der normalt er faldende med stigende frekvens vi blive kompenseret på grund af den bedre tilpasning mellem trinnene.

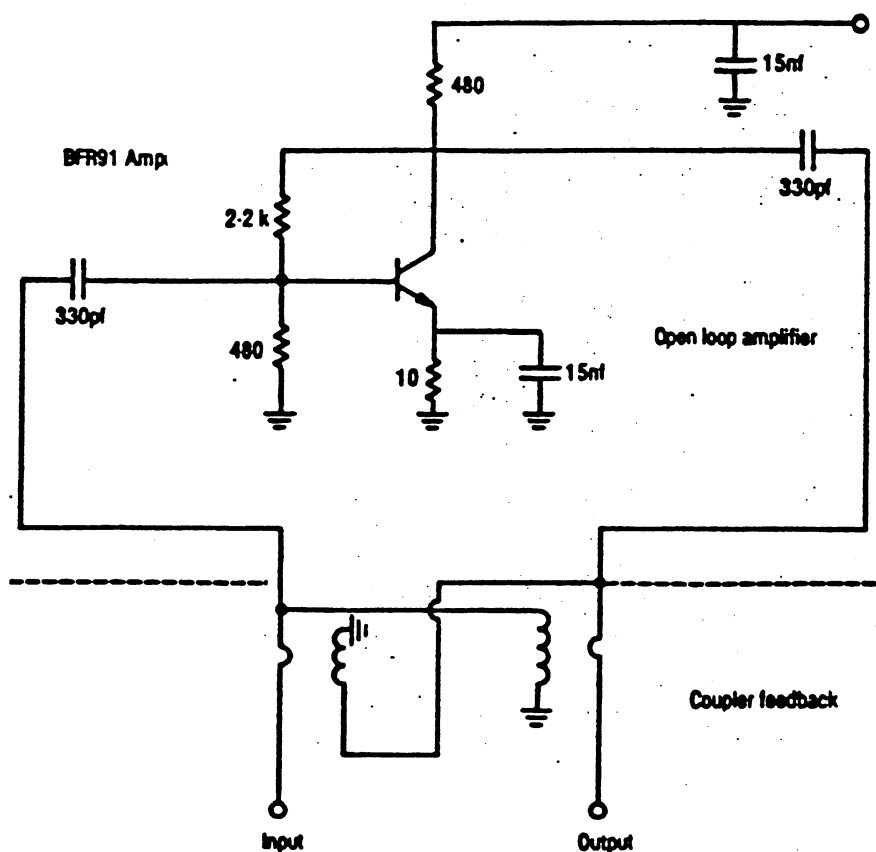
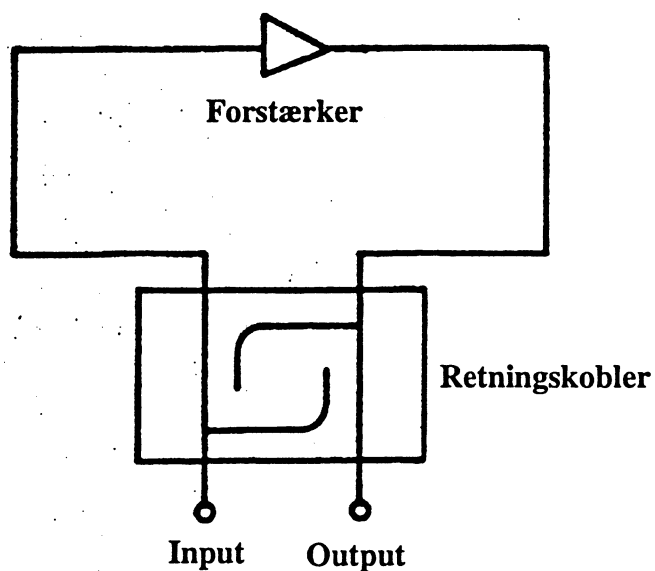
## Parallel koblede forstærkere med retningskoblere

Ved parallel kobling af to forstærkertrin fx i udgangen af en bredbåndsforstærker, opnås en større udgangseffekt, forudsat at sammenkoblingen ikke giver nævneværdige tab. Her vil der med fordel kunne indsættes en retningskobler. Retningskobleren vil splitte effekten op i to halvdele, der så tilføres hver sin forstærker. Udgangene fra de to forstærkere sammenkobles igen ved hjælp af en retningskobler, og herved opnås en dobbelt så stor effekt, som det er muligt at opnå blot med et trin.

### Loss-less kobling

I forbindelse med modkobling i HF forstærkere, benyttes ofte en modstands tilbagekobling, dette er imidlertid ikke en særlig velegnet løsning, da modstandsnetværket medfører et dårligere støjtal, samt et dårligere dynamikområde.

Problemet er naturligvis størst ved særlige støjsvage transistorer, derfor benyttes her retningskoblere til at udtage og indkoble modkoblingssignalet. se figuren herunder.



# Støj i halvledere.

## Generelt

Støj kan betragtes som uendelig mange små spændingsændringer, frekvensmæssigt fordelt over hele det benyttede frekvensspektrum.

Det er ikke muligt at forudsige den enkelte støjspændings størrelse og frekvens.

Derimod er det muligt at angive effektivværdien af støjspændingen målt over et vist frekvensspektrum i et bestemt tidsrum.

## Støjtyper

Der findes mange forskellige støjkilder, i det efterfølgende, skal de vigtigste nævnes.

### Atmosfærisk støj

Denne støjtype kaldes også for statisk støj, støjen opstår ved udladninger i atmosfæren fx i forbindelse med tordenvejr. Atmosfærisk støj er meget afhængig af årstid, geografien og vejrforholdene.

Atmosfærisk støj har en impulsformig karakter og indeholder hovedsageligt kun frekvenser under 50 MHz. Udbredelsesmønsteret svarer til mønsteret for udbredelse af radiobølger i de tilsvarende frekvensområder.

### Meneskefrembragt støj

Denne støjtype skyldes forstyrrelser fra alle mulige apparater, og kan være gniststøj eller højfrekvensspændinger der udbredes via lysnettet eller udstråles direkte fra det pågældende apparat.

### Kontaktstøj

Kontaktstøj opstår ved meget korte afbrydelser i elektriske komponenter, fx i kulmodstande, det er det samme princip der udnyttes i kulkornsmikrofonen.

### Termisk støj

Den termiske støj er nok den vigtigste, støjen bliver også betegnet som hvid støj. Støjen stammer

fra ukontrollerede elektronbevægelser i ledere og halvledere, disse elektronbevægelser skyldes temperaturstigning i materialet.

## Støjeffekt

Den genererede støjeffekt i en modstand er proportional med temperaturen og den benyttede båndbredde.

Støjkilden kan ækvivaleres med en "støjspændingsgenerator" seriekoblet med en støjfri modstand.

Effektivværdien af denne støjspænding er:

$$U_{r\text{ eff}} = \sqrt{4 K \cdot T \cdot B \cdot R}$$

Hvor:

$K$  Boltzmanns konstant ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  Joule/ $^{\circ}K$ )

$T$  Temperaturen ( $^{\circ}K$ )

$B$  Båndbredden (Hz)

$R$  Modstanden, hvorover støjen opstår ( $\Omega$ )

Den genererede støjeffekt bliver:

$$P = K \cdot T \cdot B$$

## Støjtal (noise figure)

Støjtallet for en firpol er defineret som forholdet mellem S/N på udgangen divideret med S/N på indgangen.

$$F = \frac{S/N_{ud}}{S/N_{ind}}$$

### En forstærkers støjtal

Hvis en forstærker har en forstærkning  $G$ , og denne forstærker tilføres et signal  $S$ , vil der på udgangen af denne forstærker optræde et signal, der er  $G \cdot S$ . Derudover vil der også på udgangen være en støjefekt på  $K \cdot T \cdot B$ . Hvis forstærkeren betragtes som ideel med en støjgenerator på indgangen vil man kunne regne baglæns og det vil se ud som forstærkeren er blevet tilført et støjsignal på indgangen.

Støjtallet  $F$  er en størrelse der angiver hvor mange gange mere støj der er på udgangen af den aktuelle forstærker end på en ideel forstærker. Ofte ser man støjtallet angivet i dB, og hermed angives hvor mange dB støjtallet  $F$  er større end 1.

Hvis en forstærker ikke tilfører signalet nogen støj siger man at forstærkeren har et støjtal  $F = 1$  (eller 0 dB).

### En forstærkerkædes støjtal

Hvis et antal forstærkere seriekobles, således at de får en samlet forstærkning på  $G_{tot}$ , vil der ved en støjefekt på indgangen på  $K \cdot T \cdot B$  optræde en støjefekt på udgangen på  $G_{tot} \cdot K \cdot T \cdot B$ .

Dette betyder at egenstøjen i det første trin i forstærkeren vil blive forstærket med  $G_{tot}$ . Egenstøjen i det næste trin vil derimod kun blive forstærket med  $G_{tot} - G_1$  osv.

Heraf ses at hvis blot de enkelte trin har en vis forstærkning, vil det kun være det første trin der vil være bestemmende for støjtallet.

### Passiv dæmpning

Anbringer man et passivt dæmpeled foran et forstærkertrin, vil den samlede forstærkning nedsættes, hvorimod den genererede støj vil blive forstærket med den fulde forstærkning.

Dette betyder at støjtallet for forstærkeren vil blive lige så meget dårligere som nyttesignalet er blevet dæmpet på indgangen.

Det nævnte dæmpeled kan også være en dårlig impedanstilpasning, og alene af den grund er det meget vigtigt at der er impedanstilpasning på indgangen.

### Måling af støjtal

Ved måling af støjtal benyttes en støjgenerator, der er i stand til at afgive hvidstøj, endvidere er det muligt at indstille den spænding der afgives fra generatoren.

Støjgeneratoren tilsluttes indgangen på den forstærker hvor støjtallet ønskes målt. På udgangen af forstærkeren tilsluttes et bredbåndsvoltmeter, hvor med forstærkerens afgivne støjspænding kan måles. Først måles støjeffekten med støjgeneratoren slukket, men tilkoblet forstærkeren. Derefter forøges støjgeneratorens udgangssignal indtil udgangsspændingen fra forstærkeren er steget 3 dB (svarer til en fordobling af effekten). Det betyder at den afgivne støj fra generatoren må være lig med den støj forstærkeren selv genererer.

En anden målemetode er at måle udgangsspændingen på forstærkeren når støjgeneratoren er slukket, notere spændingen, nu indskydes et dæmpeled på 3 dB mellem forstærker og støjgeneratoren, hvorefter der justeres op til samme udgangsspænding.

Ved hjælp af et instrument på støjgeneratoren er det muligt direkte at aflæse det aktuelle støjtal.

## Unøjagtighed ved støjtalsmåling

Målenøjagtigheden påvirkes af flere faktorer.

- Hvis temperaturen afviger væsentlig fra 290 grd. K (17 grd. C) vil dette påvirke det målte støjtal.
- Ved mistilpasning i indgangen på måleobjektet, vil en del af støjeffekten reflekteres og herved vil det målte støjtal blive dårligere end det virkelige.
- Forstyrrelser

Ved måling af en forstærkers støjtal, er det vigtigt at der ikke kommer uønskede signaler ind på indgangen da dette vil kunne påvirke målingen væsentligt. Dette er ofte en kilde til problemer ved støjtalsmåling idet støjmåling sker ved meget små signalniveauer, og der er derfor fare for indstråling fra ydre signalkilder som fx sendere eller gniststøj. Hvis den udefra kommende støj ligger på samme niveau som forstærkerens egenstøj, vil det betyde at der vil måles et støjtal der er 6 dB dårligere end det virkelige.

## Støjgeneratoren

Der findes flere typer af støjgeneratorer, men en af de mest benyttede er støjdioden, der består af en mættet rørdiode, der bliver forspændt således at den er ledende.

I den ledende diode vil der opstå en støjspænding, dette skyldes variationer i elektronemissionen fra katoden. Denne støjspænding er ligefrem proportional med jævnstrømmen i dioden. Den afgivne støjspænding er jævnt fordelt i frekvensområdet fra 1MHz til 5 GHz.

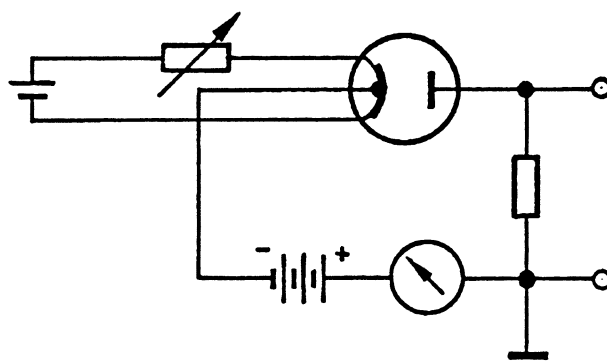


Diagram af støjgenerator

1

2

3

4

# Dynamiske målinger i HF-kredsløb

## Måleprincipper

Ved dynamiske målinger på HF- kredsløb, anvendes målemetoder der kan opdeles i tre hovedgrupper:

- Skalaranalysator

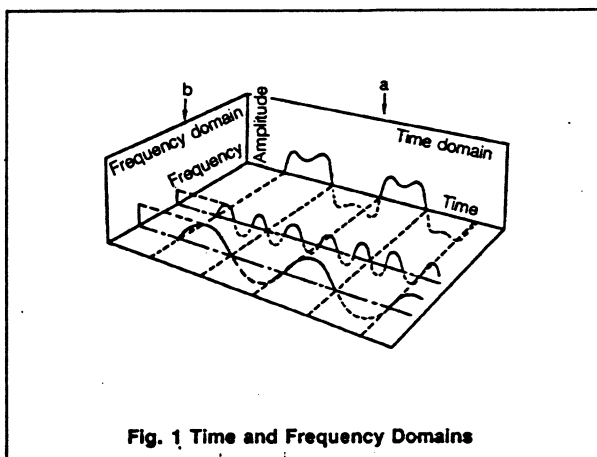
Anvendes ved reflektions og transmissionsmålinger på to- eller firpolkredsløb, der kan kun måles spændingsniveauer.

- Netværksanalysator

Anvendes ved reflektions og transmissionsmålinger på to- eller firpolkredsløb, der kan måles såvel spænding som fase.

- Spektrumanalysator

Anvendes til undersøgelse af generatorsignaler ved anvendelse af sweepmodtager, der kan måles frekvens og spænding.



## Skalaranalysator

Måling på HF kredsløb ved hjælp af SWEEP generator

Ved måling på HF kredsløb i forbindelse med justering eller konstruktion, vil en lille ændring i kredsløbet ofte medføre ændringer over et stort frekvensområde, dette vil være svært at kontrollere, hvis der kun foretages måling på en enkelt frekvens.

Derfor benyttes ofte et måleudstyr, der kaldes et sweepudstyr.

Sweepgeneratoren er en signalgenerator, hvis frekvens hurtigt ændres og strålen på et oscilloscope flyttes i X-retningen synkront med frekvensændringen. Herved opnås en grafisk fremstilling af gennemgangsdæmpning/forstærkning og reflektionsdæmpning som funktion af frekvensen. Fordelene ved sweepmålingen er indlysende: På grund af den automatiske kurvefremstilling opnås betydelig kortere måletider, altså ingen ændring af kurveformen i løbet af måleperioden, og kredsløbsændringer der medfører ændringer i flere parametre på det aktuelle kredsløb vil med et blik på kurven øjeblikkelig kunne følges.

Som regel vises to samtidige kurver, nemlig amplitude og refleksion. For at frekvensbestemme et punkt på kurven, anvendes såkaldte markere, disse fremstilles ved at en fast frekvens blandes sammen med sweepgeneratorens signal, og det herved fremkommende nulstød (når de to frekvenser har samme værdi) lægges oven i kurven, der herved får et lille amplitudeskift, som viser den pågældende frekvens på kurven.

## Krav til sweepudstyret

### Bredbåndssweepudstyr

Ved bredbåndssweepudstyr forstås at såvel generator som detektorer dækker et meget stort frekvensområde, fx 10 - 1000 MHz. Dette stiller store krav til generatoren, der må have stor spektralrenhed, dette gælder såvel harmoniske- som blandingsprodukter. Detektorerne må have en god amplitudeliniariet i hele frekvensområdet

### Smalbåndssweepudstyr

Ved smalbåndsudstyr forstås at generatoren er specielt konstrueret til at arbejde med en meget lille frekvensændring fx ved måling på krystalfiltre eller filtre med stor spærredæmpning. Kravet til en sådan sender er ligeledes stor spektralrenhed, i sær-



deleshed i nærheden af målefrekvensen. På modtagersiden er der krav om et stort dynamikområde.

### Ekstraudstyr

For at udnytte alle finesser i et sweepudstyr, er det ofte nødvendigt med en del ekstraudstyr. Ved impedans eller reflektions målinger benyttes som enten en retningskobler eller en VSWR målebro. Fx vil bredbåndsmåling med retningskobleren være uheldigt, på grund af den frekvensafhængige koblingsdæmpning i denne. I det tilfælde vil VSWR målebroen være velegnet.

Ofte vil der være en vis uliniaritet i selve måleudstyret, for at undgå indflydelse på målingen benyttes ofte en såkaldt referencedetektor, der benyttes til at korrigere de målte værdier, og herved opnå et billed af måleobjektet uden fejkilder.

### Målefejl ved bredbåndsmåling

Ved spændingsmåling i sweep udstyr, anvendes oftest bredbåndsdetektorer, der vil derfor ved måling på filtre kunne opstå forskellige målefejl, forårsaget af harmoniske og blandingsprodukter. Hvis dæmpningen af harmoniske og blandingsprodukter er mindre end spærredæmpningen i det målte filter vil det kunne give fejl som vist i de nedenstående eksempler:

### Båndpasfilter

Ved hele brøkdelen af gennemgangsfrekvensen vil sweep generatorens indhold af harmoniske falde indenfor filterets gennemgangsområde. Dette vil give gennemgangskurver med et udseende som det aktuelle filter, blot på en for lav frekvens og med en gennemgangsdæmpning der svarer til generatorens dæmpning af de pågældende frekvenser.

### Båndspærrefilter

Mens generatorfrekvensen gennemløber spærreområdet, vil samtlige harmoniske- og blandingsfrekvenser blive registreret af detektoren, idet disse falder i gennemgangsområdet. Det vil betyde at filterets virkelige spærredæmpning vil syne mindre end den i virkeligheden er.

### Højpasfilter

Mens generatorfrekvensen gennemløber spærreområdet, vil de forskellige harmoniske- og blandings-

frekvenser efterhånden blive registreret af detektoren, idet disse en efter en falder i gennemgangsområdet, herved fås et trappeformet billed, hvor niveauforskellen mellem de enkelte trin svarer til amplituden af de enkelte uønskede frekvenser.

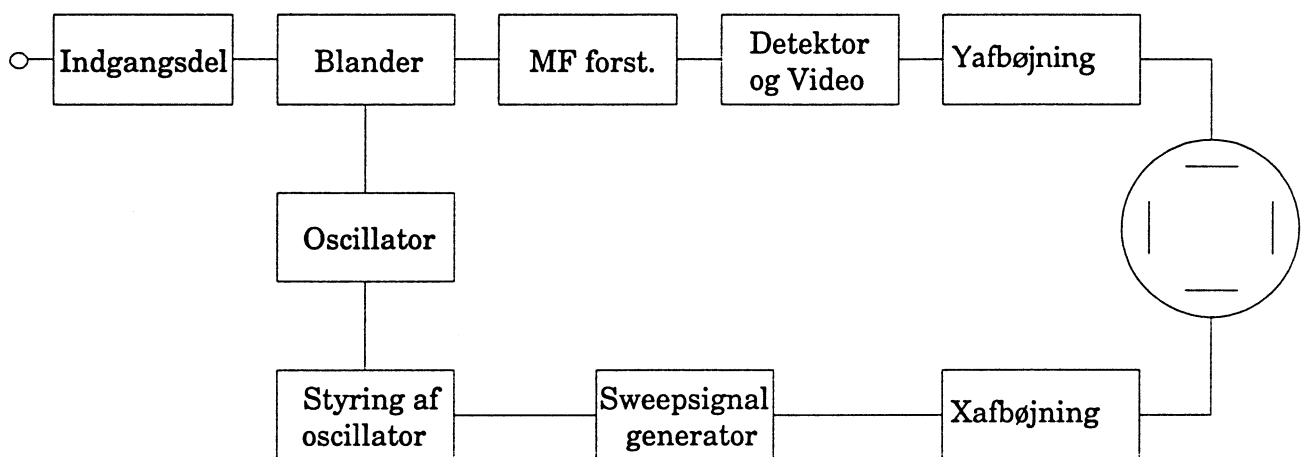
### Lavpasfilter

Ved måling på et lavpasfilter kan der opstå fejl ved reflektionsmåling. Dette skyldes at mens generatorfrekvensen befinder sig i filterets gennemgangsområde, hvor reflektionsdæmpningen er stor, vil harmoniske og blandingsfrekvenser efterhånden falde i filterets spærreområde, her vil der være lille reflektionsdæmpning, og derfor vil den målte reflektionsdæmpning få et trappeformigt forløb i lighed med det foregående eksempel.

# Virkemåde af ANRITSU MS610b

## Generelt

MS610b er en superheterodyne type scanning spectrum analyser. Blok diagrammet er vist på figuren herunder. (Et detaljeret blok diagram er vist i slutningen af dette kapitel)

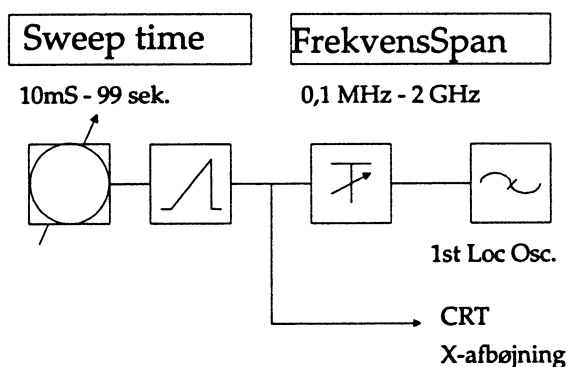


Blokdiagram af Analysator

## Virkemåden

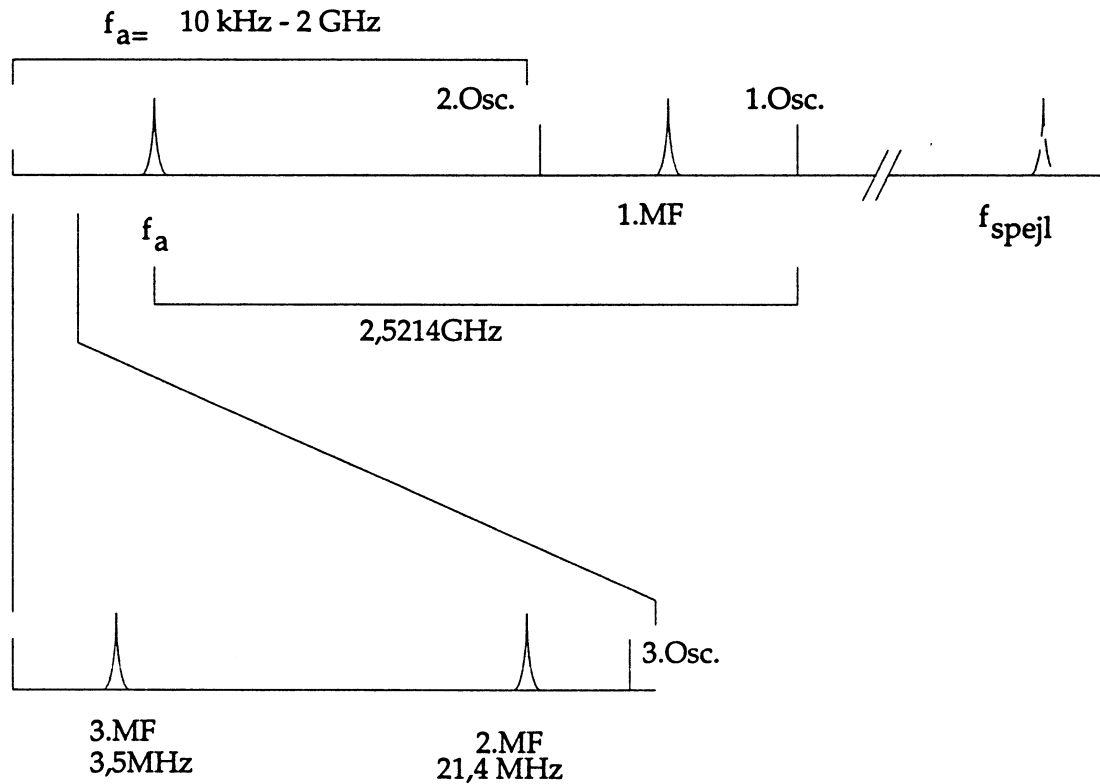
Indgangssignalet konverteres til en mellemfrekvens, forstærkes og detekteres i en AM detektor og sendes til Y- pladerne på et CRT.

Et savtandsignal genereres i timebasedelen, og benyttes til dels at sweepe lokaloscillatoren og samtidig levere X- afbøjningsspænding til CRT.

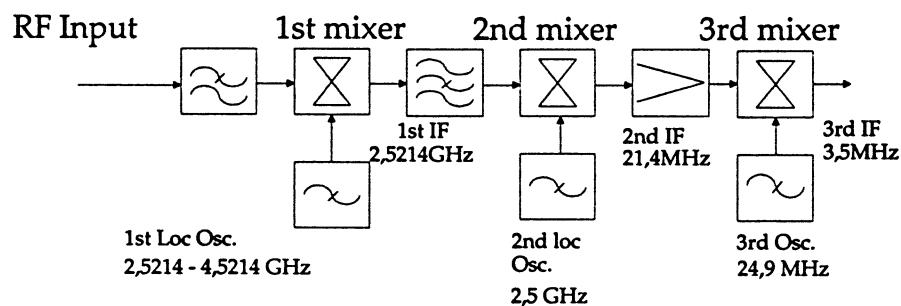


**HF delen.**

HF delen består af en tredobbelt superheterodyn-modtager. Indgangssignalet konverteres til 1. MF der er på 2,5214 GHz, herved opnås en god spejls-elektivitet. Herefter konverteres til 2. MF på 21,4 MHz og endelig 3. MF på 3,5 MHz.



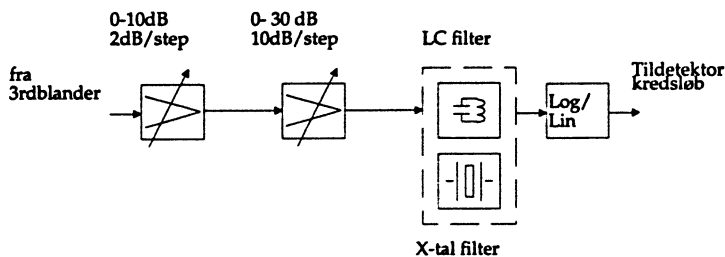
Konverteringsprincip



Blokdiagram af konverter

## MF forstærkeren

Den væsentlige del af signalforstærkningen sker i 3. MF, hvor signalet passerer en forstærker, hvor forstærkningen kan varieres i step på 2 dB i et område på 0 til 10 dB. Herefter følger en forstærker med 10 dB step, i området fra 0 til 30 dB. Selektiviteten opnås i det efterfølgende filterarrangement

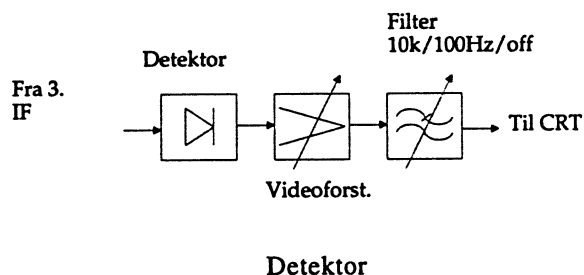


MF forst. med filtre

der benytter X-talfilter ved 1 og 3 kHz båndbredde, og LC filtre ved båndbredde på 10 kHz op til 1 MHz. Herefter følger den egentlige forstærker, der er opdelt i henholdsvis en lineær og en logaritmisk del, ved at vælge enten den ene eller den anden, bestemmes Y-aksens inddeling på skærmen.

## Detektor og Video

Det 3,5 MHz MF signal sendes nu til et AM detektor kredsløb, og en efterfølgende videoforstærker, i forbindelse hermed er der mulighed for at indkoble lavpasfiltre på enten 10 kHz eller 100Hz.



Detektor

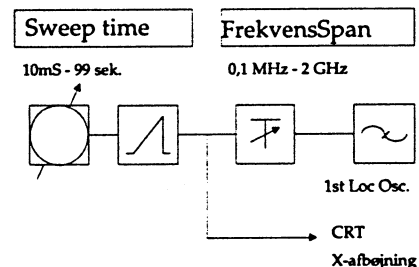
## Scan kredsløb

Kredsløbet skal styre lokaloscillatoren, synkront med X-afbøjningen på skærmen.

Styresignalet genereres af en savtandgenerator, hvor tiden kan vælges med SWEEP TIME, savtandspændingen tilføres 1ste lokaloscillator, hvorved

modtageren vil scanne over det ønskede område. Størrelsen af savtandspændingen er bestemmende for hvor stort et område der scannes over, og indstilles med FREQ SPAN. Savtandspændingen benyttes med konstant amplitude til X afbøjning på CRT.

I Oscillatoren sker afstemningen ved hjælp af to spoler, hvor den ene benyttes ved 5MHz til 2 GHz området, og anden benyttes i området 100 kHz til 2 MHz.



Scankredsløb

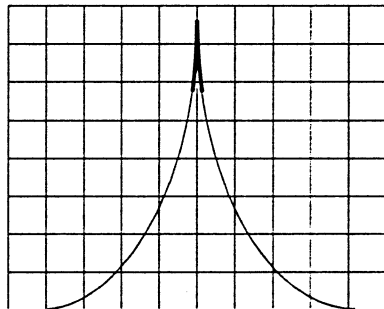


# Måling med spektrumanalysator

I det efterfølgende vises, hvorledes spektrumanalysatoren benyttes til forskellige målinger.

## Måling af frekvens

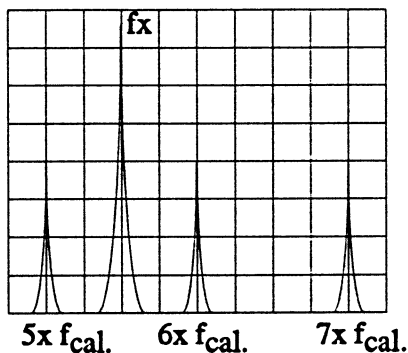
Hvis man ønsker at bestemme frekvensen af et ukendt signal, kan dette ske på flere måder, den enkleste mindst nøjagtige metode er at man vælger CENTER FREKVEN, og med afstemningen flytter det ønskede signal hen på centerlinien, nu vil frekvensen kunne aflæses i displayet, men nøjagtigheden er  $\pm 10$  MHz.



Aflæsning af frekvens

## Frekvensmåling med cal. frekvens

Hvis en større nøjagtighed ønskes, kan det indbyggede kalibreringssignal benyttes, signalet er på 50 MHz, og indeholder mange harmoniske, hvilket betyder at man kan tælle frem til den nærmeste harmoniske, og bestemme afstanden til denne, herefter fås et resultat, hvor nøjagtigheden er  $\pm 150 \text{ kHz} \cdot n$ , hvor  $n$  er antallet af harmoniske der er benyttet.



Frekvensmåling med cal. frekv.

## Frekvensmåling med tæller

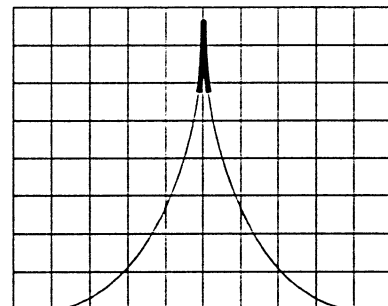
Ønskes endnu større nøjagtighed, kan en frekvenstæller benyttes, og der kan opnås en nøjagtighed på  $\pm 3$  % af span width.

Målingen foretages således:

- Udvælg det ønskede signal så det står på center af skærm.
- Sæt sweep time til 0,1 - 0,2 - 0,5 eller 1 sek. tælleren vil kun virke i disse stillinger.

- Vælg MARKER LEVEL

Nu vil tælleren vise frekvensen i centrum af markeren.

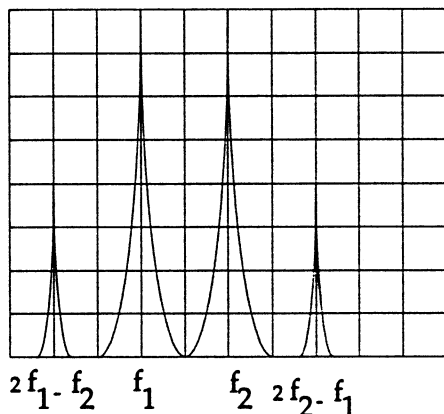


Frekvensmåling med tæller

- Med COARSE og FINE justeres således at markeren er placeret symmetrisk omkring det ønskede signal.
  - Aflæs den nøjagtige frekvens på tælleren
- NB: Målingen vil være mest stabil hvis den valgte sweepetid er lang, og frequency span er mindst mulig (evt. 0 => helt nøjagtig frekvens).

## Spurius måling

Ved måling af spurius signaler, benyttes COUPLED TO REF. og signalstørrelsen aflæses direkte på skærmen.



Analysatoren vil imidlertid også selv generere spuriussignaler, for at skille disse fra, kan følgende fremgangsmåde benyttes:

Der foretages et skift af input attenuator, herved må spurius størrelsen ikke ændre sig, hvis den gør det, er signalet genereret i analysatoren.

Ideen i denne handling, er at da input attenuatoren sidder før aktive komponenter i analysatoren, vil en ændring her medføre at analysatoren får en anden signalstørrelse at arbejde med, og vil følgelig generere en anden størrelse spurius.

Hvis spurius er genereret i det udvendige kedsløb, vil en ændring af input att. ikke give ændring af signalstyrken.

## Modulationsmålinger

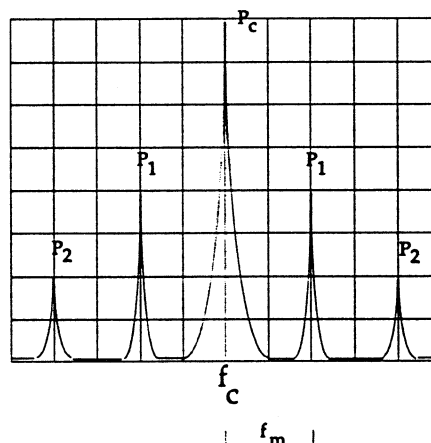
Ved måling på et moduleret signal, hvor der findes et spektrum omkring en bærebølge, foretages målingen som ved spurius målinger.

### AM Modulation

På et AM moduleret signal, vil der være en bærebølge og i en afstand herfra på  $f_m$  vil der være to sidefrekvenser.

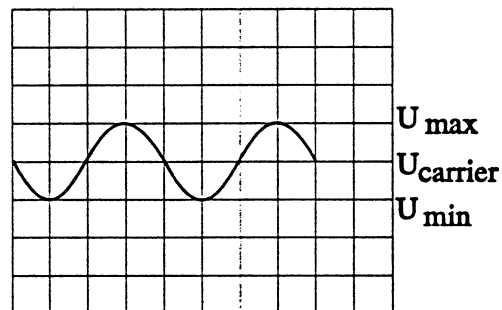
Ud fra disse størrelser vil det være muligt at beregne den modulationsfaktor således:

$$20 \log \frac{m}{2} = P_c - P_1$$



Eftersom analysatorens dynamikområde er på 70 dB, vil det være muligt at aflæse modulationsgrader helt ned til 0,06%.

Hvis modulationsfrekvensen er lav, vil det ikke være muligt at skelne sidefrekvenserne fra bærebølgen på grund af analysatorens båndbredde. I et sådant tilfælde er det muligt at sætte analysatoren til ZERO SPAN, og TRIG til VIDEO, nu vil analysatoren virke som en fast afstemt AM modtager med et oscilloscope koblet til detektoren.



Modulationsfaktoren findes således:

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\text{carrier}}}{U_{\text{carrier}}}$$

## Distortionmåling

Spektrumanalysatoren er særdeles velegnet ved måling af distortion, dels på grund af analysatorens store dynamikområde, dels at man kan se de enkelte signalandele. Dette betyder at man ud fra spektret kan danne sig et indtryk af hvorledes signalet er blevet forvrænget.

## Distortion

Distortion kan opgives enten som forvrængningsgrad eller som en procent. Forvrængningsgraden er forholdet mellem effektivværdien af summen af de enkelte forvrængningsprodukter, og effektivværdien af grundfrekvensen.

Dette kan opstilles således:

$$D = \frac{\sqrt{U_{2\text{eff}}^2 + U_{3\text{eff}}^2 + U_{n\text{eff}}^2}}{U_{1\text{eff}}}$$

Hvis dette ganges med 100, fås forvrængningen i %

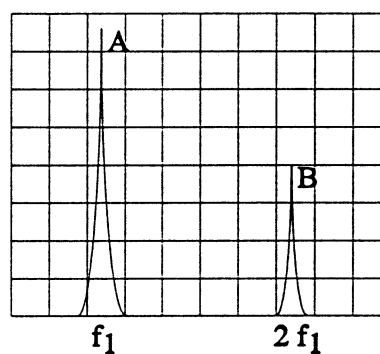
$$D = \frac{\sqrt{U_{2\text{eff}}^2 + U_{3\text{eff}}^2 + U_{n\text{eff}}^2}}{U_{1\text{eff}}} \cdot 100\%$$

Spektrumanalysatoren giver oplysning om det indbyrdes forhold mellem de enkelte signaler. Derfor benyttes formelen som vist i efterfølgende eksempel.

Et eksempel:

Forvrængningen i en forstærker ønskes bestemt ved hjælp af en spektrumoscillator.

Det målte spektrum ser ud som i billedet herunder, heraf ses at frekvensen på forvrængningsproduktet B er 2 x frekvensen på A signalet, deraf kan slutes at dette skyldes harmonisk forvrængning. Der er valgt en opløsning på skærmen på 10 dB/div, amplitudeforskellen er derfor på A og B er 20 dB. eller 1 : 0,1



Forvrængningen beregnes nu ud fra formelen således:

$$D = \frac{\sqrt{(0,1)^2}}{1} \cdot 100\% = 10\%$$





# Tracking Generator

## Generelt

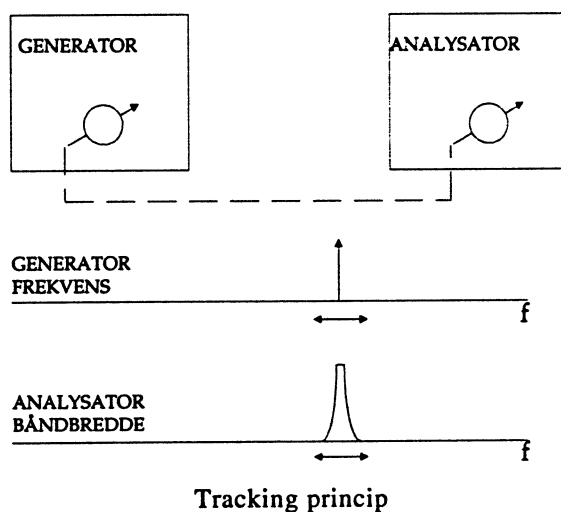
Hvis man ønsker at se amplitude-frekvens karakteristikken for et kredsløb, benyttes som regel en sweepgenerator, og en bredbåndsdetektor, sammen med et oscilloscope.

Denne metode er i og for sig udmærket, men kan give problemer, specielt når man ønsker at måle dæmpningen på et kraftigt sugfilter, idet sweepgeneratorens harmoniske vil sløre den virkelige dæmpning i filteret.

Desuden vil dynamikområdet være ret begrænset på grund af den lineære inddeling af oscilloscopet.

Der er derfor udviklet en speciel sweep generator, beregnet til anvendelse sammen med en spektrumanalysator.

Denne kaldes en tracking generator, og som navnet antyder drejer det sig om en generator der følger spektrumanalysatoren, det giver den fordel, at detektoren bliver en selektiv modtager, og på grund af den logaritmiske inddeling på skærmen vil der kunne opnås et stort dynamikområde.



## Tracking Generatorens virkemåde

Tracking generatoren er i princippet en VCO oscillator, der er styret af sweep signalet fra spektrumanalysator.

Da spektrumanalysator kan arbejde med en meget lille båndbredde (1kHz) må tracking generatoren naturligvis følge spektrumanalysator meget nøjagtigt.

Vi erindrer os først hvorledes ANRITSU 610 spektrumanalysatoren er opbygget.

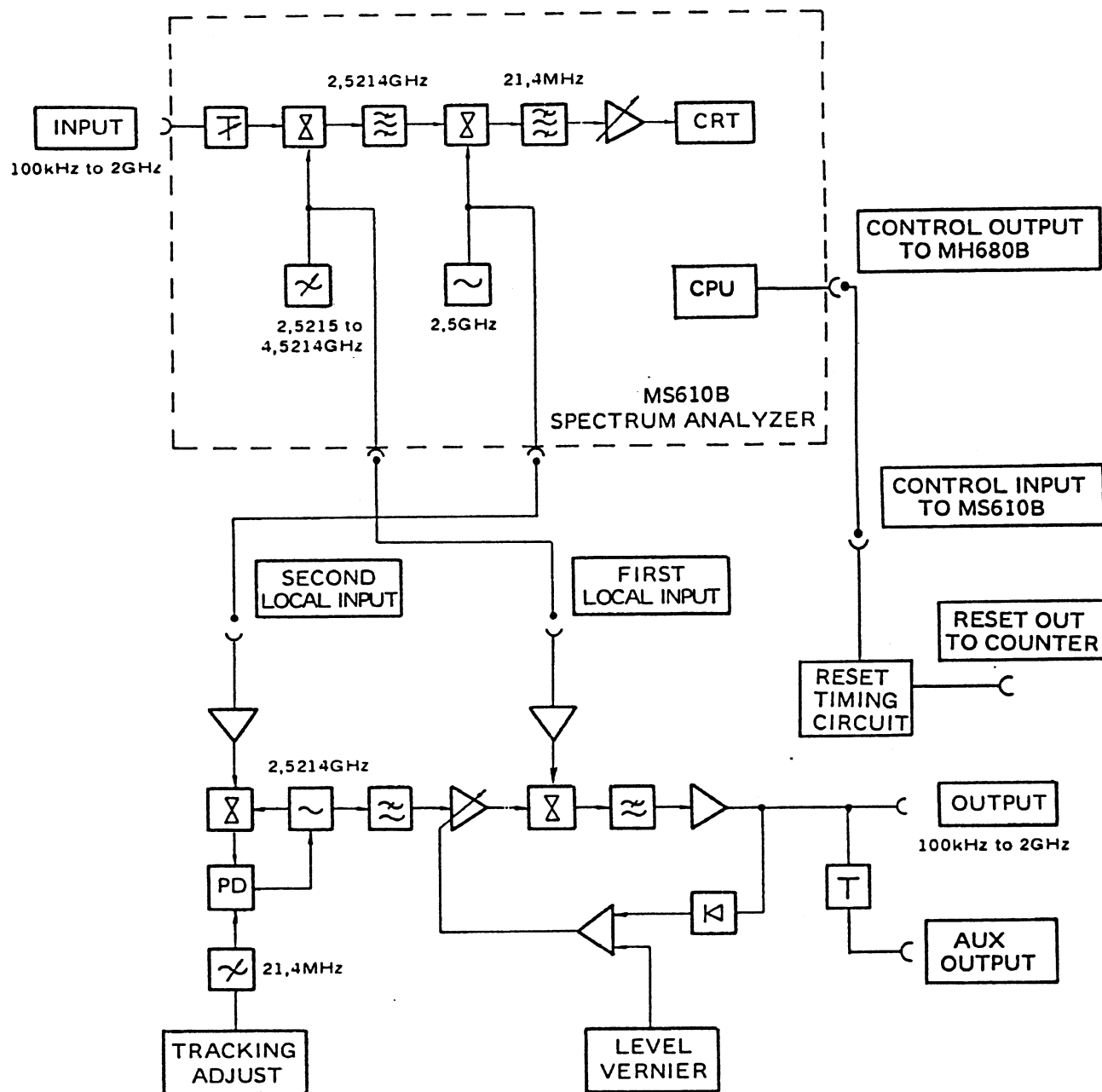
Indgangssignalet bliver først blandet til en 1. MF på 2,5214 GHz, og derefter til en 2. MF på 21,4 MHz.

I tracking generatoren sker nøjagtigt det samme, blot i omvendt rækkefølge.

De to lokaloscillatorer i MS610 føres over til tracking generatoren, hvor 2. osc. blandes med 21,4 MHz, og summen af disse to frekvenser blandes derefter med 1. Osc, produktet af denne blanding vil nu svare til indgangsfrekvensen i analysatoren. For at sikre er perfekt sporing, er det muligt at variere 21,4 MHz oscillatoren, så den svarer nøjagtigt til 2. MF i analysatoren.

Udgangssignalet fra generatoren er amplitudestabiliseret ved hjælp af et ALC kredsløb.

Se blokdiagrammet på næste side:

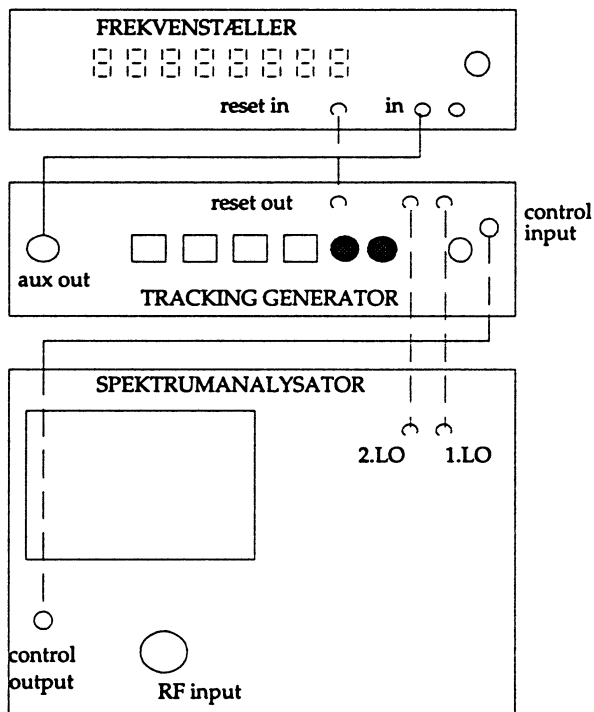


Blokdiagram af Tracking generator

## Måling med tracking gen./ spektr. analyser

### Opstilling

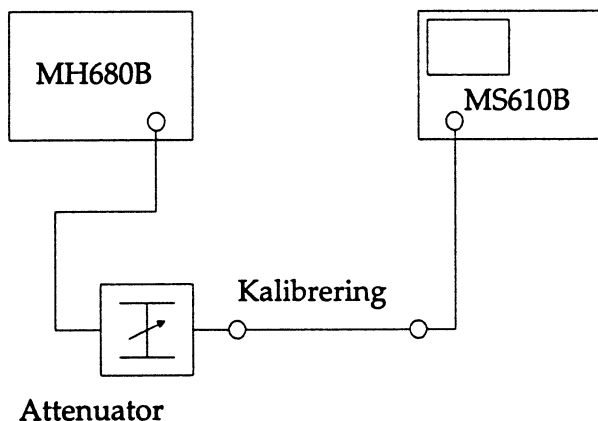
Spektrumanalysator og tracking generator sammenkobles som vist herunder:



Sammenkobling af instrumenterne

### Måling på forstærker

Ved måling på forstærker indsættes en attenuator foran forstærkeren, for at undgå at forstærkeren overstyres.

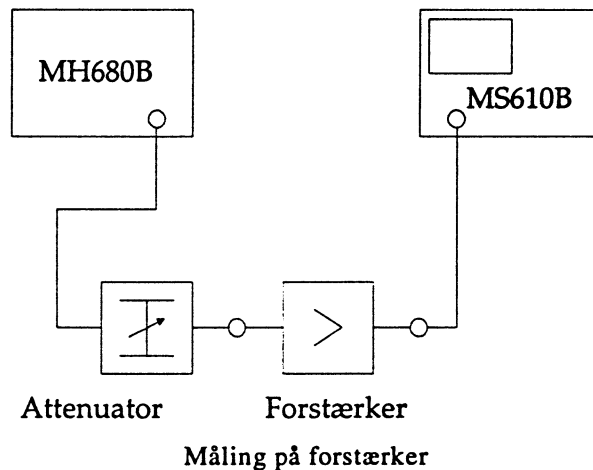


Attenuator

Kalibrering før måling

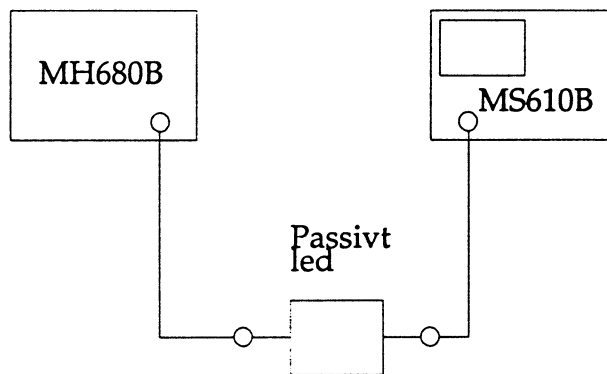
De to målekabler forbindes sammen, og på analysatoren indstilles ref. level til et passende sted på skærmen, denne indstilling svarer til 0 dB.

Når forstærkeren indkobles, aflæses gennemgangskurve og forstærkning hhv. dæmpning.



### Måling på filter (passivt led)

Ved måling på et passivt led benyttes ikke dæmper, da der ikke er risiko for overstyring.

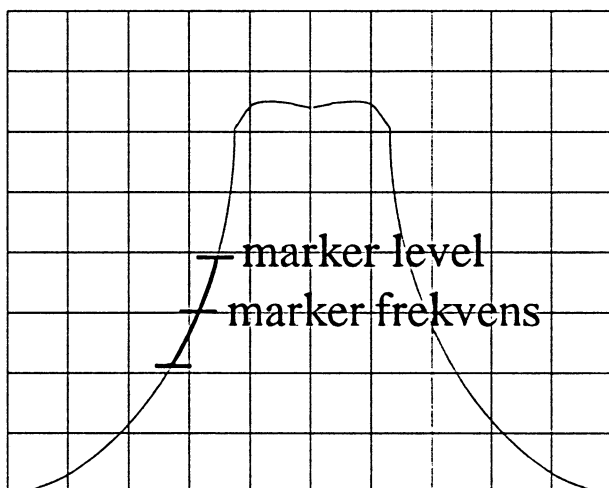


Måling på passivt led

De to målekabler forbindes sammen, og på analysatoren indstilles ref. level til den øverste linie på skærmen, denne indstilling svarer til 0 dB. Afhængig af analyserens indstilling kan der måles dæmpninger ned til ca. 70 dB.

### Måling af dæmpning og flankestejlhed

Måling af dæmpning og flankestejlhed kan ske ved at vælge MARKER LEVEL. Nu vil der fremkomme en marker (et område på kurven med kraftigere lysstyrke) og spændingsniveauet ved markeren vil blive vist i displayet. NB: hvis markeren ligger på en meget stejl flanke, vil det være niveauet på det øverste punkt på markeren der bliver udlæst. Benyttes der også frekvenstæller, vil det være frekvensen på midten af markeren der vises på tælleren.

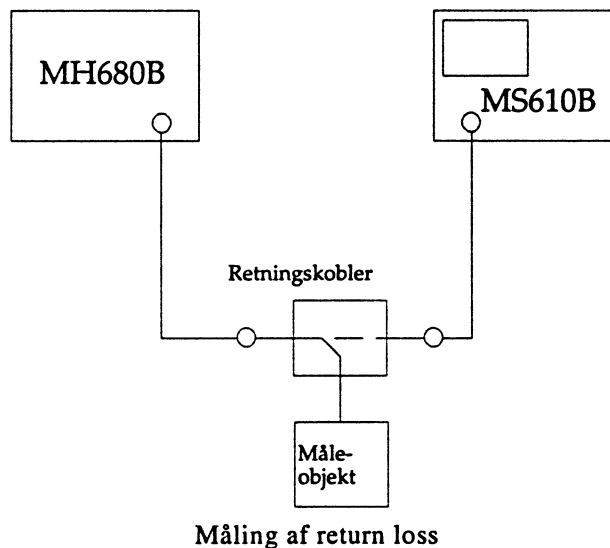


Aflæsning af level og frekvens

### Måling af reflektionsdæmpning

Ved at benytte en retningskobler er det muligt at måle impedansen, (afvigelsen fra referencen, og ikke den absolutte impedans).

Opstillingen sammenkobles som vist herunder:



### Måleproceduren

- Forbindes som vist, lad terminalen X være uafsluttet.
- Indstil til det ønskede frekvensområde og spændingsniveau. Dette bliver referenceniveauet.
- Forbind måleobjektet til X terminalen. Træk referenceværdien fra den målte værdi, den nu fremkomne værdi er reflektionsdæmpningen også kaldet return loss, ønskes omregnet til VSWR benyttes tabellen på næste side.

Omsætningstabel mellem RETURN LOSS og VSWR

dB	VSWR	dB	VSWR	dB	VSWR	dB	VSWR	dB	VSWR
0.2	86.863	10.2	1.894	20.2	1.217	30.2	1.064	40.2	1.020
0.4	43.437	10.4	1.865	20.4	1.211	30.4	1.062	40.4	1.019
0.6	28.964	10.6	1.837	20.6	1.206	30.6	1.061	40.6	1.019
0.8	21.730	10.8	1.811	20.8	1.201	30.8	1.059	40.8	1.018
1.0	17.391	11.0	1.785	21.0	1.196	31.0	1.058	41.0	1.018
1.2	14.500	11.2	1.760	21.2	1.191	31.2	1.057	41.2	1.018
1.4	12.435	11.4	1.737	21.4	1.186	31.4	1.055	41.4	1.017
1.6	10.888	11.6	1.714	21.6	1.181	31.6	1.054	41.6	1.017
1.8	9.686	11.8	1.692	21.8	1.177	31.8	1.053	41.8	1.016
2.0	8.724	12.0	1.671	22.0	1.173	32.0	1.052	42.0	1.016
2.2	7.938	12.2	1.651	22.2	1.168	32.2	1.050	42.2	1.016
2.4	7.284	12.4	1.631	22.4	1.164	32.4	1.049	42.4	1.015
2.6	6.731	12.6	1.612	22.6	1.160	32.6	1.048	42.6	1.015
2.8	6.258	12.8	1.594	22.8	1.156	32.8	1.047	42.8	1.015
3.0	5.848	13.0	1.577	23.0	1.152	33.0	1.046	43.0	1.014
3.2	5.490	13.2	1.560	23.2	1.149	33.2	1.045	43.2	1.014
3.4	5.174	13.4	1.544	23.4	1.145	33.4	1.044	43.4	1.014
3.6	4.894	13.6	1.528	23.6	1.141	33.6	1.043	43.6	1.013
3.8	4.644	13.8	1.513	23.8	1.138	33.8	1.042	43.8	1.013
4.0	4.419	14.0	1.499	24.0	1.135	34.0	1.041	44.0	1.013
4.2	4.216	14.2	1.484	24.2	1.131	34.2	1.040	44.2	1.012
4.4	4.032	14.4	1.47	24.4	1.128	34.4	1.039	44.4	1.012
4.6	3.864	14.6	1.458	24.6	1.125	34.6	1.038	44.6	1.012
4.8	3.711	14.8	1.445	24.8	1.122	34.8	1.037	44.8	1.012
5.0	3.570	15.0	1.433	25.0	1.119	35.0	1.036	45.0	1.011
5.2	3.440	15.2	1.421	25.2	1.116	35.2	1.035	45.2	1.011
5.4	3.320	15.4	1.409	25.4	1.114	35.4	1.037	45.4	1.011
5.6	3.209	15.6	1.398	25.6	1.111	35.6	1.034	45.6	1.011
5.8	3.106	15.8	1.387	25.8	1.108	35.8	1.033	45.8	1.010
6.0	3.010	16.0	1.377	26.0	1.106	36.0	1.032	46.0	1.010
6.2	2.920	16.2	1.367	26.2	1.103	36.2	1.031	46.2	1.010
6.4	2.836	16.4	1.357	26.4	1.101	36.4	1.031	46.4	1.010
6.6	2.758	16.6	1.34	26.6	1.098	36.6	1.030	46.6	1.009
6.8	2.684	16.8	1.338	26.8	1.096	36.8	1.029	46.8	1.009
7.0	2.61	17.0	1.32	27.0	1.094	37.0	1.029	47.0	1.009
7.2	2.54	17.2	1.32	27.2	1.091	37.2	1.028	47.2	1.009
7.4	2.48	17.4	1.31	27.4	1.08	37.4	1.027	47.4	1.009
7.6	2.43	17.6	1.30	27.6	1.087	37.6	1.027	47.6	1.008
7.8	2.37	17.8	1.29	27.8	1.085	37.8	1.026	47.8	1.008
8.0	2.323	18.0	1.288	28.0	1.083	38.0	1.025	48.0	1.008
8.2	2.274	18.2	1.281	28.2	1.081	38.2	1.025	48.2	1.008
8.4	2.227	18.4	1.27	28.4	1.079	38.4	1.024	48.4	1.008
8.6	2.182	18.6	1.266	28.6	1.077	38.6	1.024	48.6	1.007
8.8	2.14	18.8	1.25	28.8	1.075	38.8	1.023	48.8	1.007
9.0	2.10	19.0	1.25	29.0	1.074	39.0	1.023	49.0	1.007
9.2	2.062	19.2	1.246	29.2	1.072	39.2	1.022	49.2	1.007
9.4	2.025	19.4	1.240	29.4	1.070	39.4	1.022	49.4	1.007
9.6	1.990	19.6	1.234	29.6	1.068	39.6	1.021	49.6	1.007
9.8	1.95	19.8	1.22	29.8	1.067	39.8	1.021	49.8	1.006
10.0	1.925	20.0	1.222	30.0	1.065	40.0	1.020	50.0	1.006

1

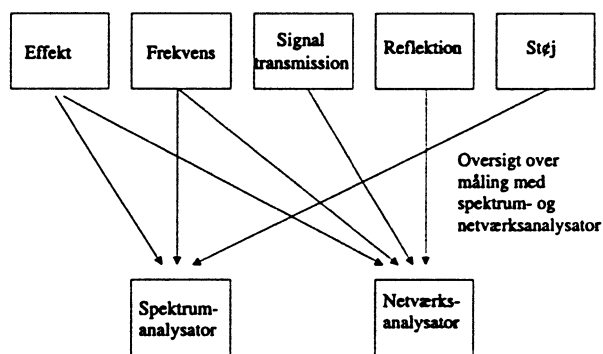
2

3

4

# Måleteknik

Indenfor højfrekvensteknikken er der fem måletekniker der anvendes for at give et fuldstændigt billede af et firpols netværk. Disse måletekniker er vist i skemaet herunder.



Som det ses, kan en del af disse målinger foretages med en spektrumanalysator, en del kan foretages med en scalaranalysator og en del kan foretages med en netværksanalysator. I det efterfølgende skal disse instrumenttyper gennemgås.

## Scalaranalysatoren

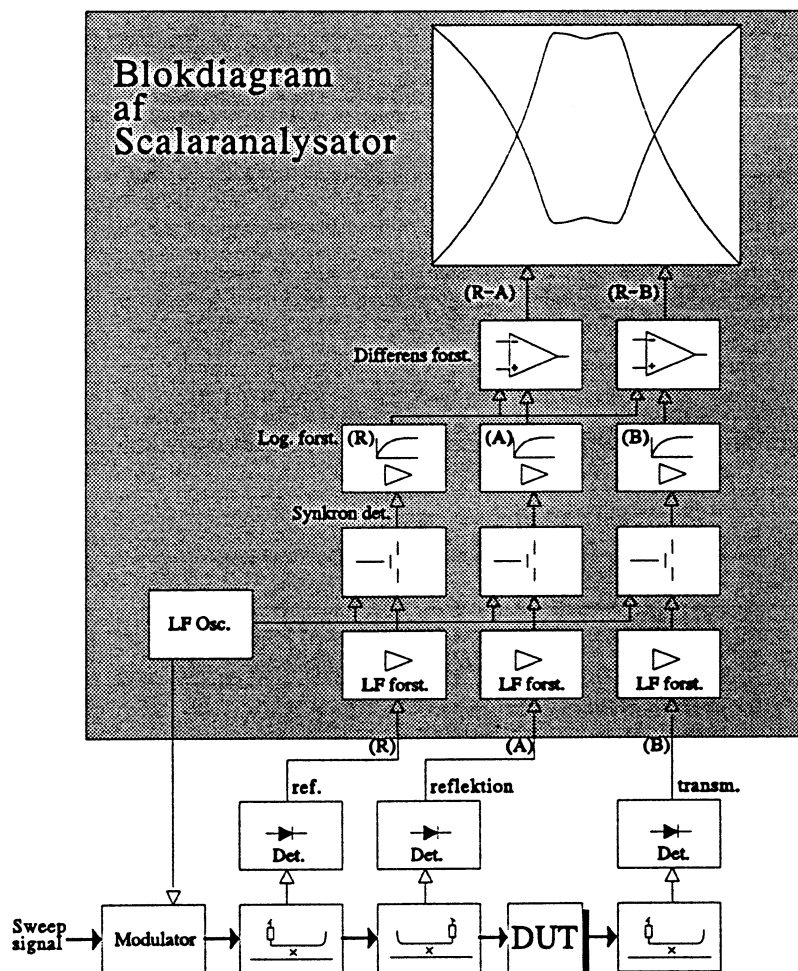
En scalaranalysator er en sammenkobling af flere instrumenter. Dels er der en sweep generator, hvilket er en signalgenerator, der kan variere sin frekvens over et større eller mindre frekvensområde. Dels er der et antal detektorer, der ensretter det tilførte HF signal, og endelig er der et oscilloscope med logaritmiske Y forstærkere. Der vil normalt være tre indgange til Y forstærkeren, en referenceindgang og to måleindgange. Referenceindgangen benyttes til at kompensere for ulinearitet i sweepgeneratoren samt i stik og kabler.

Ved måling på en firpol, ønsker man som regel at måle reflektionsdæmp-

ning på indgang og udgang, samt gennemgangs-dæmpning/forstærkning.

## Egenskaber ved scalaranalysatoren

Hvis der skal nævnes fordele og ulemper ved scalaranalysatoren, er en fordel at analysatoren er forholdsvis billig, sammenlignet med netværksanalysatoren, endvidere er detektorerne bredbåndede, hvilket er et krav når der skal måles på blandings-trin/konvertere. En bredbåndet detektor betyder imidlertid samtidig at eventuelle harmoniske produkter fra sweepgeneratoren vil blive registreret af detektoren og vist på skærmen som et tillæg til grundfrekvensen, dette har betydning ved måling på spærrefiltre, hvor den målte dæmpning vil være





mindre end den virkelige. Anvendelse af en passiv detektor betyder samtidig at følsomheden vil være ret lav, dette betyder igen at dynamikområdet vil blive begrænset. Hvis der i specifikationerne for en scalaranalysator fx står at denne har et dynamikområde på 60- 65 dB, kan det godt vise sig at dette ikke i praksis kan opnås ved måling på et passivt kredsløb, men kun er muligt ved måling på en forstærker, der giver tilstrækkeligt signal på udgangen.

For at bedre dynamikområdet for en scalaranalysator, findes der på markedet udbygningsmoduler, der indeholder en forstærker og et afstembart filter, hvorved dynamikområdet udvides betydeligt, blot må man være opmærksom på at detektorsiden herved bliver selektiv, og det ikke er muligt at måle på blanderkredsløb.

### Måling med Scalaranalyser

Til måling af reflektion benyttes en retningskobler, der er i stand til at måle hvor meget signal der kommer retur fra måleobjektet.

Til måling af gennemgangsdæmpning anvendes ligeledes en retningskobler, denne anbringes efter firpolen, og måler hvor meget signal der vil blive overført igennem firpolen.

Grunden til at denne sidste retningskobler benyttes er dels at den impedansmæssigt er bedre end detektoren, og dels at referencesignalet udtages gennem en tilsvarende retningskobler, så af hensyn til kalibreringen er det formålstjenligt at anvende denne sidste retningskobler.

Det viste blokdiagram er et eksempel på en sådan scalaranalysator. Som det ses nederst i diagrammet er der tre retningskoblere, de to første er vendt imod hinanden, således at den der går til reference-detektoren udkobler en del af det fremadgående signal, og den næste udkobler det fra firpolen reflekterede signal.

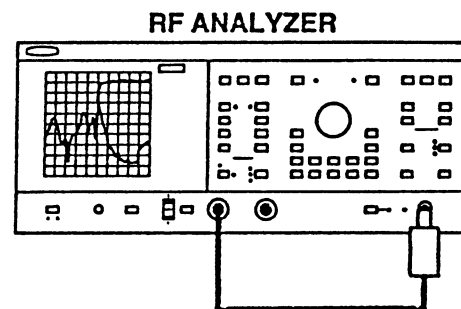
Spændingerne fra retningskoblerne bliver ensrettet forstærket og fratrasket signalet fra referenceretningskobleren. Herved vil uliniaritet blive udbalanceret og vil ikke virke forstyrrende på målingen.

For at opnå et stort dynamikområde, anvendes logaritmiske forstærkere, således at Y akse bliver ind delt i dB/div fx 10-, 5-, 2-, 1-dB/div.

Ofte vil sweepgeneratoren blive amplitudemodulet med en lavfrekvent firkant, derved kan de logaritmiske forstærkere opbygges som chopper- forstærkere, hvilket giver bedre DC stabilitet.

### Transmissionsmåling

Før måling af gennemgangsdæmpningen forbindes et stykke kabel istedet for måleobjektet, og der foretages en kalibrering til 0 dB .

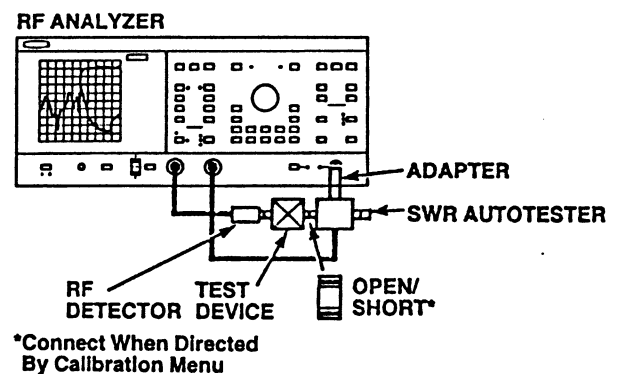


Kalibrering til amplitudemåling

### Måling af reflektionsdæmpning

Før en måling kan ske, skal der foretages en kalibrering, for reflektionsmålingen (også kaldet return loss) tilsluttes først en kortslutning eller en afbrydelse istedet for måleobjektet, dette giver fuld reflektion.

Herefter tilsluttes en normeret terminering, hvilket skal give 0 reflektion.



Kalibrering til reflektionsmåling

## Netværksanalysatoren

Netværksanalysatoren er et særdeles godt værktøj, når det gælder måling og analyse af analoge højfrekvenskredsløb. Netværksanalysatoren er fri for en del af de ulemper vi så ved scalaranalysatoren, fx er dynamikområdet betydeligt større, typisk 100-120 dB. Følsomheden i modtagerdelen er ligeledes større, dette skyldes at modtageren er selektiv.

Med netværksanalysatoren kan man måle impedans og transmissionskarakteristik, begge måles som vektorer, dvs. en vinkel og en størrelse.

## Opbygning

Netværksanalysatoren består af en sweepgenerator, og en sweepmodtager, med tilhørende detektorer (amplitude/fasedetektor). Modtagerdelen svarer nøje til en spektrumanalysator, og enkelte netværksanalysatorer kan også benyttes som spektrumanalysator.

Sender og modtagerdelen benytter begge samme referencefrekvens, hvorfor det er muligt at bestemme fasen på et signal der har været igennem et måleobjekt.

## Måleprincip

De målte transmissions- og impedansparametre er baseret på beregninger foretaget ud fra de to målinger, amplitude og fase, hvor amplitude angives som:

$$\text{Amplitude} = \text{MAG} \text{ (dB)}$$

Og fasen angives som:

$$\Phi = \text{PHA}$$

Ud fra disse to størrelser er det muligt at beregne følgende parametre:

### Refleksionskoefficient

$$|\Gamma| = \text{antilog} \left( \frac{\text{MAG}}{20} \right) \text{ samt vinkel}$$

$$\Phi = \text{PHA}$$

### Standbølgeforholdet

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

ud fra refleksionskoefficienten og vinklen findes:

$$p = |\Gamma| \cdot \cos \Phi$$

og

$$q = |\Gamma| \cdot \sin \Phi$$

af p og q kan udledes:

### Reel og imaginær del af impedans

$$R_s = \frac{(1 - p^2 - q^2) \cdot R_0}{(1 - p)^2 + q^2}$$

$$X_s = \frac{2 \cdot q \cdot R_0}{(1 - p)^2 + q^2}$$

Ud fra  $R_s$  og  $X_s$  udledes impedansen:

$$|Z| = \sqrt{R_s^2 + X_s^2}$$

Godheden  $Q$  kan findes ud fra:

$$D = \frac{1 - p^2 - q^2}{|2 \cdot q|}$$

$$Q = \frac{1}{D}$$

### Komponenterne $R_s, R_p, C_s, C_p, L_s, L_p$ :

$$C_s = \frac{D}{(2\pi f \cdot R_s)} = \text{seriekapaciteten og}$$

$$L_s = \frac{R_s}{(2\pi f \cdot D)}$$

$$C_p = \frac{C_s}{(1 + D^2)}$$

$$L_p = (1 + D^2) \cdot L_s$$

$$R_p = \frac{1}{G}$$

## Forkortelser

Ved udlæsning af resultater benyttes følgende forkortelser:

$[\Gamma]$  = Reflektionskoefficient i absolut værdi

$\theta$  = Reflektionskoefficient fase vinkel

VSWR = Spændings Standbølge Forhold

$[Z]$  = Impedans absolut værdi

$[Y]$  = Admittans (ledningsevne) absolut værdi

$R$  = Den reelle del af impedansen

$X$  = Den reaktive del af impedansen

$G$  = Konduktans, den reelle del af ledningsevnen

$B$  = Susceptance, den reaktive del af ledningsevnen

$Q$  = Godhed

$D$  = Reciprokværdien af  $Q$

$R_s$  = Serie modstanden

$L_s$  = Serie induktansen

$C_s$  = Serie kapaciteten

$R_p$  = Parallel modstanden

$L_p$  = Parallel induktansen

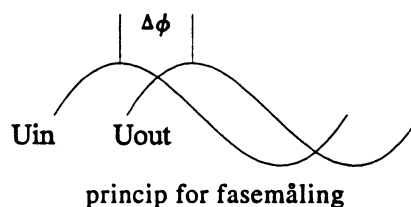
$C_p$  = Parallel kapaciteten

## Måling af overførselskarakteristik

Måling af overførselskarakteristik er det muligt at se en gennemgangskurve for et passivt eller aktivt led, evt. ved forskellige signalniveauer.

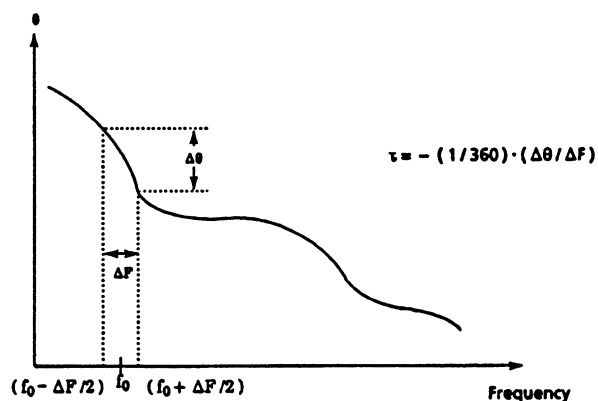
## Måling af fase

Ved hjælp af fasemålingen er det muligt at aflæse hvor stor fasedrejningen er ved de forskellige frekvenser, dette kan evt. vises samtidig med amplitudekarakteristikken.



## Delaymåling

Ved hjælp af netværksanalysatoren er det muligt at foretage måling af group-delay, dette er en vigtig parameter i transmissionssystemer hvor der benyttes digital overførsel.



## Impedansmåling

Ved at benytte en retningskobler er det muligt at måle den absolutte impedans i en topol.

# Impedansmåling med Netværksanalysator

## Generelt

Ved hjælp af netværksanalysatoren er det muligt at måle absolutte impedanser.

Ved impedansmåling med sweepudstyr eller scalar-analysator, benyttes som regel en målebro, der indeholder en detektor, med denne måling er det muligt at aflæse reflektionsdæmpningen, eller impedansafvigelsen i forhold til den normerede impedans, det er blot ikke muligt at se om impedansen er for høj eller for lav.

Benyttes i stedet en netværksanalysator, er det muligt at bestemme den absolutte impedans, dvs. både den reelle del (R), og den imaginære del (jX).

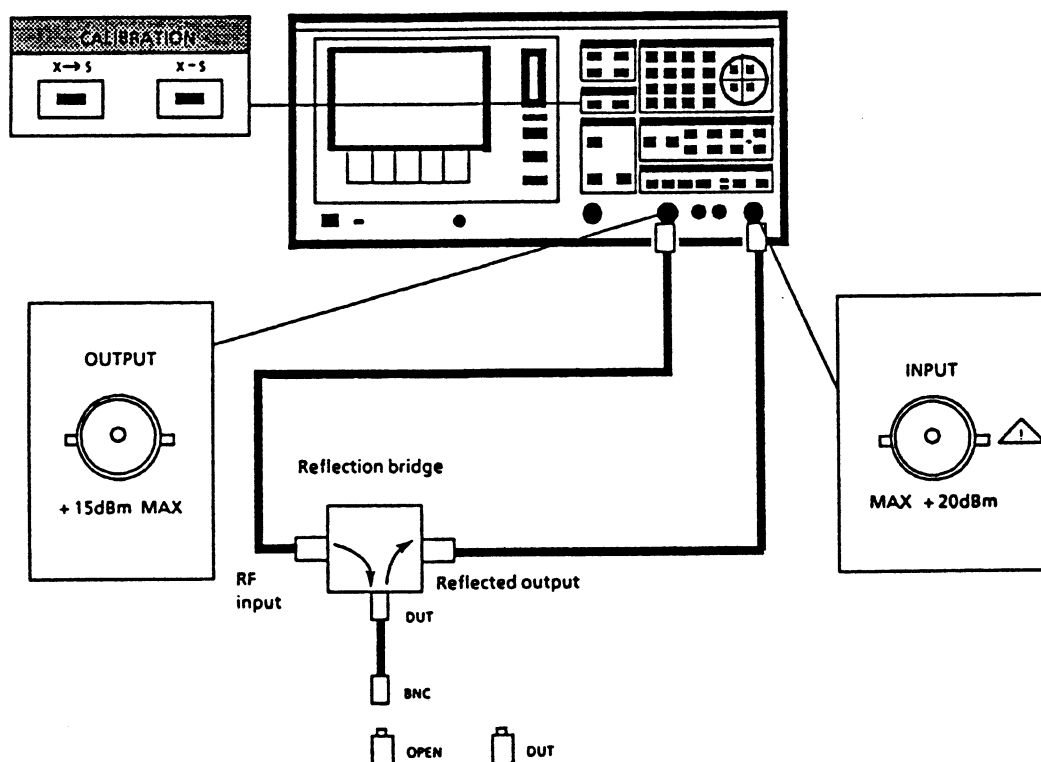
Impedansen findes ved at tilføre måleobjektet et signal, og måle det reflekterede signal. Derefter foretager netværksanalysatoren en beregning ud fra to målte størrelser, nemlig amplituden og fasen på det reflekterede signal.

## Måleopstillingen:

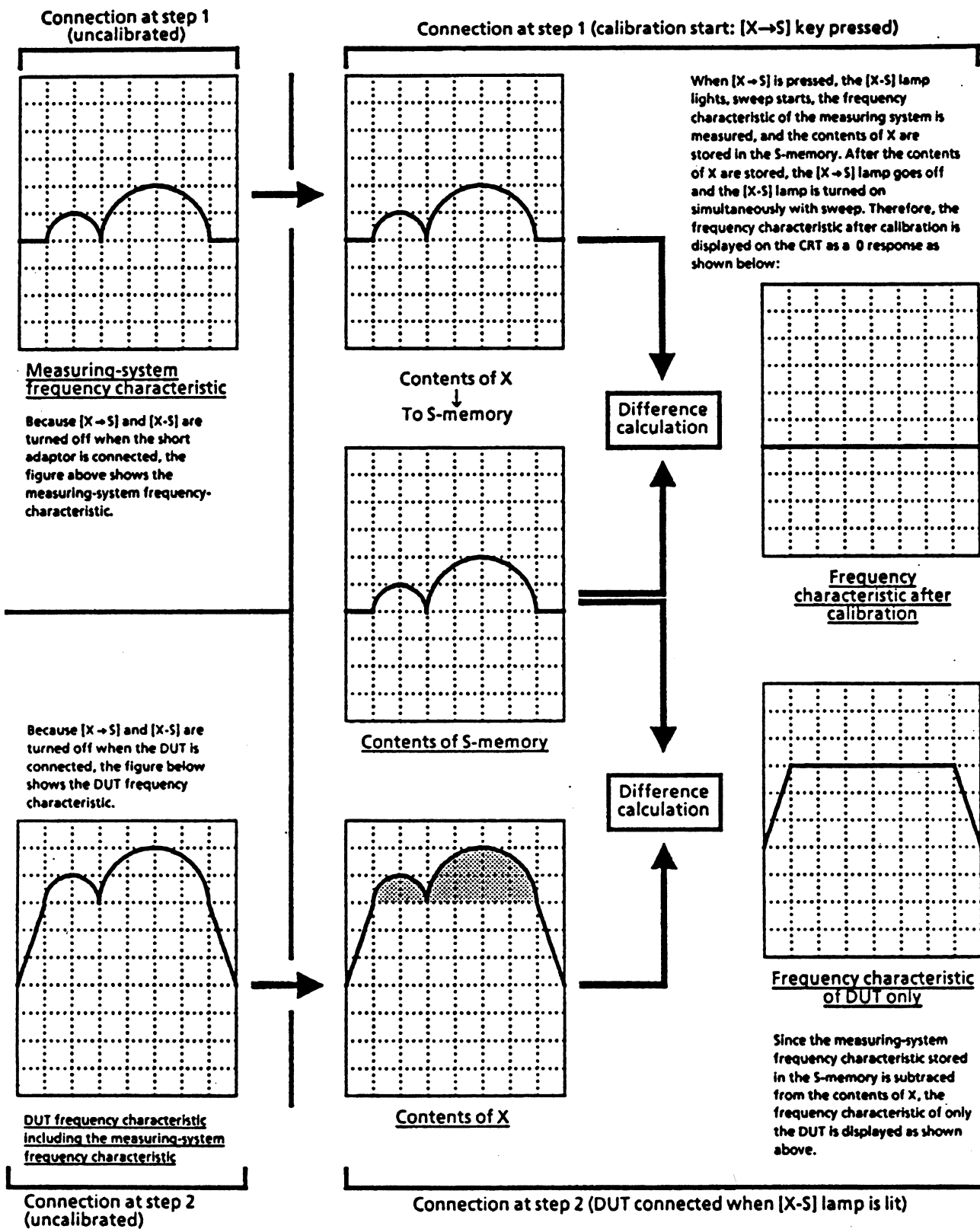
Netværksanalysator og retningskobler forbindes som vist på tegningen, måleterminalen skal være uafsluttet. Nu vælges det ønskede frekvensområde, herefter vælges DUAL TRACE, AMP og PHASE.

På funktionstasterne vælges F3(impedans).

For at udkompensere indvirkning fra målekabler foretages nu en kalibrering ved at taste X - S (X til S), herved gemmes korrektionsværdier for hvert målepunkt i den såkaldte submemory og analysatoren skifter selv tilbage til X - S (X minus S), hvor det der ligger i submemory bliver trukket fra de målte værdier, og resultatet bliver et korrekt billede af måleobjektet renset for unøjagtigheder der skyldes instrument og kablefejl.



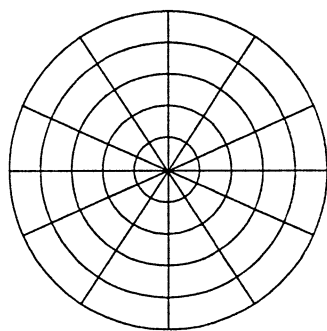
Opstilling til måling af impedans



Kalibrering og måling

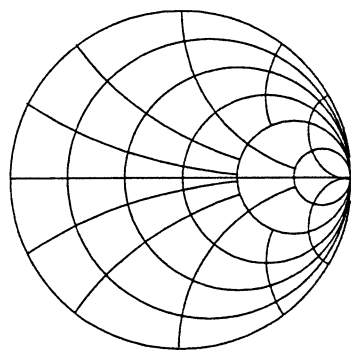
## Aflæsning af impedanser

Måleresultaterne udlæses som talværdier på skærmen, men kan derudover vælges som polær (amplitude og vinkel) eller som smith kort (reel og imaginær værdi), ved smithkort udlæsning kan der vælges mellem impedans- og admittans (modstand og ledningsevne). Udlæsningen følger sweepet, men ved at benytte markeren, kan der foretages aflæsning med en bestemt frekvens. se eksemplerne herunder.



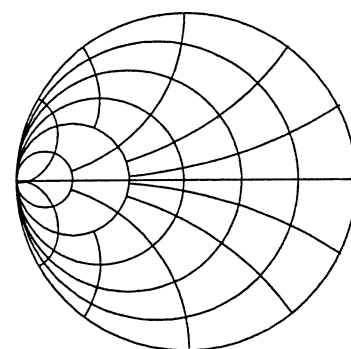
Polær udlæsning

[Z][Y]  
62,25Ω/16,064mS  
Γ-∠θ  
1,0544∠-77,53deg  
Q/D  
-18,428/-0,0543  
Rs Ls Cs  
3,3731Ω/7,5753pF  
Rp Lp Cp  
1,1489kΩ/7,553pF



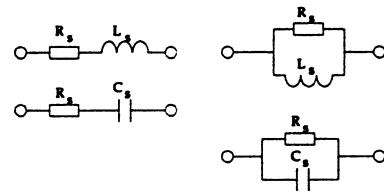
Smithkort impedans

[Z][Y]  
62,25Ω/16,064mS  
Γ-∠θ  
1,0544∠-77,53deg  
Q/D  
-18,428/-0,0543  
Rs Ls Cs  
3,3731Ω/7,5753pF  
Rp Lp Cp  
1,1489kΩ/7,553pF



Smithkort admittans

[Z][Y]  
62,25Ω/16,064mS  
Γ-∠θ  
1,0544∠-77,53deg  
Q/D  
-18,428/-0,0543  
Rs Ls Cs  
3,3731Ω/7,5753pF  
Rp Lp Cp  
1,1489kΩ/7,553pF



Når der ved udlæsningen står fx Rs Ls Cs refereres der til en serieforbindelse af modstand og reaktans.

Når der ved udlæsningen står fx Rp Lp Cp refereres der til en parallelforbindelse af modstand og reaktans.

## Forkortelser

Ved udlæsning af resultater benyttes følgende forkortelser:

[Γ] = Reflektionskoefficient i absolut værdi

θ = Reflektionskoefficient, fase vinkel

VSWR = Spændings Standbølge Forhold

[Z] = Impedans absolut værdi

[Y] = Admittans (ledningsevne) absolut værdi

R = Den reelle del af impedansen

X = Den reaktive del af impedansen

G = Konduktans, den reelle del af ledningsevnen

B = Susceptance, den reaktive del af ledningsevnen

Q = Godhed

D = Reciprokværdien af Q

Rs = Serie modstanden

Ls = Serie induktansen

Cs = Serie kapaciteten

Rp = Parallel modstanden

Lp = Parallel induktansen

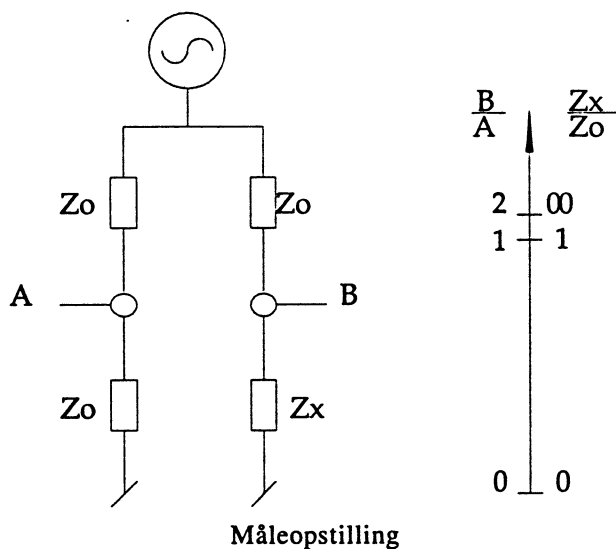
Cp = Parallel kapaciteten

## Refleksionsmåling uden anvendelse af retningskobler

Ved impedansmåling med netværksanalyzer og retningskobler, vil der opstå problemer ved aflæsningen, når impedansen bliver større end 10 kOhm, det samme gælder ved meget små impedanser under 0,25 ohm.

I det følgende vises en anden målemetode, der dels ikke kræver retningskobler (med dennes begrænsede frekvensområde), og dels tillader aflæsning af meget større eller mindre impedansværdier.

Princippet går ud på at lede generatorsignalet til to spændingsdelere, hvor topmodstandene er ens (og lig med systemimpedansen fx 50 ohm), som bundmodstand benyttes i den ene spændingsdeler en modstand  $Z_0$  (50 ohm), og i den anden spændingsdeler benyttes den ukendte impedans  $Z_x$  som bundmodstand.



Midt på spændingsdelerne udtages signalet nu via et koblingselement, der består af en lille kapacitiv kobling.

Da kredsløbet er opbygget symmetrisk, vil der være samme spænding og fase ved de to udkoblingspunkter hvis  $Z_x$  er lig med  $Z_0$ .

Hvis  $Z_x$  afviger fra  $Z_0$ , vil der kunne måles en amplitude- og faseforskel mellem de to signaler, og dette vil kunne benyttes til beregning af impedansen, helt op til Mohm området.

# Komponenter, montage teknik og reparation

## Udviklingen

Elektronikkredsløb er lige fra den spæde start på området blevet reduceret ganske betragteligt i fysisk størrelse. Rørteknikken er stort set passé, og hele funktionsgrupper fås nu i form af én enkelt IC.

Der vil dog stadig være et udbredt behov for enkeltkomponenter til eksempelvis sammenkoblingen af de enkelte funktionsgrupper. Og forskellige specialfunktioner, herunder mange HF-kredsløb, vil også med morgendagens teknik kunne forventes at være opbygget i større eller mindre grad af diskrete komponenter. Men uanset hvor meget, der kan simplificeres og pakkes sammen i IC'er, vil der være behov for viden om montage på alle niveauer, dvs. i designfasen, i produktionen og sidst, men ikke mindst, ved reparation. I HF-teknikken spiller den mekaniske montage en ganske stor rolle, idet en montageforårsaget tilførsel af små ekstra kapaciteter eller selvinduktioner vil påvirke kredsløbets funktioner. Jo højere frekvens, desto større påvirkning vil disse snyltekomponters reaktanser forårsage.

Udviklingen går af økonomiske grunde klart i retning af udskiftning af hele moduler eller sågar kassation af hele systemapparater - på bekostning af den "gammeldags" reparationsteknik.

Det er imidlertid ikke altid helt omkostningsfrit blot at undlade reparation. For netop gennem reparationsarbejder, hvor hjernen "er koblet ind", kan et kredsløbs funktioner, dets styrke og svagheder, afdækkes.

Især i mikrobølgeteknikkens verden vil det, der ser helt rigtigt ud på beregningspapiret, muligvis i den praktiske opstilling vise sig at være knapt så sikkert og godt, og det modsatte vil sikkert også kunne finde sted.

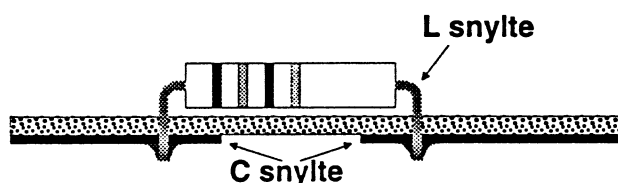
## Generelt om komponenter i HF-regi

De almindeligt kendte grundlæggende elteknikgrundlove gælder uanskrænket, også når der arbejdes med opstillinger i HF- og mikrobølgeområdet.

Men netop på grund af de høje frekvenser, der ofte fordrer meget små komponentværdier, er det nødvendigt at udvælge såvel komponenter som layout og montage teknik med den allerstørste omhu.

Vi vil erkende, at små kapaciteter mellem kobberbaner og komponenterne indbyrdes vil kunne indvirke på den færdige konstruktion, og at komponenttillædningers selvinduktion vil kunne få endog meget stor indvirken, idet der let opnås et par nH selvinduktion fra komponenttillædninger på diskrete komponenter af indstikstypen.

Da enhver komponent og forbindelsesvej uskærmet vil kunne fungere som antenne, vil der blive tabt effekt fra opstillingen, hvilket dels kan genere de omkringliggende kredsløb, og i alle tilfælde være spild af det ofte ret minimale signal.



Arbejdes der i mikrobølgeområder, vil selv meget korte forbindelsesveje hurtigt kunne nærme sig en væsentlig brøkdel af bølglængden, og man har da ret beset muligheden for enten at slås med problemerne eller gøre det, som må være det rigtige, nemlig at drage fordele af de muligheder, som netop den korte bølglængde indebærer.

Vi har fået gode komponenter til rådighed for design af HF-kredsløb, idet bl.a. SMD-komponenterne har åbnet for muligheder, der tidligere kun vanskeligt ville kunne opnås, og den stigende anvendelse af mikro-stripline teknik kombineret med moderne komponentdesign, giver designeren nye muligheder



for at designe både højtydende og meget kompakte løsninger.

Det kan være relevant at opdele komponenter efter enten deres montageform, fremstillingsmetode, eller efter deres funktion. Omend der i det efterfølgende ikke på det punkt er nogen helt klar opdeling, beskrives komponenterne ud fra disse tre grupperingsmuligheder.

### Komponenter til indstiksmontage

Komponenter med tilledninger isættes borede huller i printet, der kan være enkeltsidigt, dobbeltsidigt eller multilayer. Forbindelseslodningen udføres modsat printets komponentside.

Det færdige resultat er relativt reparationsvenligt, men komponenternes trånder vil influere på funktionerne, såfremt der arbejdes med mikrobølgeteknik.

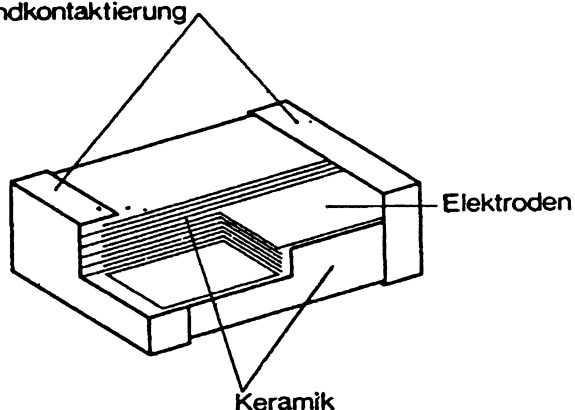
Teknikken forventes bekendt af læseren, og den erstattes i stigende grad af:

### Komponenter til overflademontage (SMD)

Komponenterne har ingen trånder, men derimod en loddebar endekapsel. De fysiske mål er meget små, hvilket er attraktivt for designeren, men det stiller til gengæld større krav til reparatøren. Komponenterne monteres på den side af printpladen, hvor kobberbanerne ligger (på "overfladen").

Eksempel på SMD-kondensators opbygning:

Endkontaktiering



Forkortelser:

- SMD = Surface Mounted Devices
- SMC = Surface Mounted Components (Circuit)
- SMA = Surface Mount Assembling

Teknikken omkring SMD komponenterne sigter helt klart mod en maskinel montage, hvor der kan indvindes besparelser ved anvendelse af SMD-komponenter i stedet for indstikskomponenter. Udføres reparationer, eller opbygges prototyper, kan man dog udmærket udføre en manuel montage af komponenterne. Det må dog kraftigt anbefales, at operatøren gennemgår et kursus i SMD håndtering og montage. De to mest udbredte automatiske montageformer er:

#### Wapour Phase:

Printkortet påføres tinpasta på loddestederne ved hjælp af en automatisk limdoseringsmaskine eller gennem skærmetryk (en proces meget lig silketryk). Komponenten placeres i tinpasta'en, og printplade med komponenter nedsænkes i en dampzone, hvor tinpastaen smelter og lodder komponenten fast.

Teknikken kan genkendes på, at loddeøen er lidt bredere end komponenten.

#### Bølgelodning

Printkortet påføres limpunkter mellem loddeøerne v.h.j.a. limdoseringsmaskine eller skærmetrykteknik, hvorefter komponenten placeres i limen, der eventuelt hærdes med varme. Lodningen udføres ved at føre printplade med komponenter gennem en bølge-loddemaskine (med komponenterne vendende nedad mod tinbølgen).

Denne teknik kan genkendes på, at loddeøen er lidt smallere end komponenten.

#### Tykfilmsteknik

Tykfilmskomponenter er fremstillet ved, at en ledbane og evt. tilledninger er påtrykt et basismateriale. Efter lasertilretning/justering af komponentværdien påføres et isolationslag. Processen kan gentages, så komponenten indeholder flere lag, og den enkelte komponent kan således indeholde både modstande, kondensatorer og halvledere.

Tyktfilmskomponenter kan fås både til indstiksmontage og til overflademontage.

Selvom teknikken idag udelukkende anvendes til fremstilling af komponenter, vil fremtidens teknikker muligvis kunne medføre, at tyktfilmskomponenter fremstilles direkte på printpladen.

### Tyndfilmsteknik

Tyndfilmskomponenter kan fremstilles direkte på printpladen under ætseprocessen, enten direkte, eller efter pådampning af en egnet metalfilm. Man kan med denne teknik frembringe såvel spoler, kondensatorer som modstande. Komponenternes værdier vil dog af praktiske årsager være begrænsede.

Teknikken anvendes også til fremstilling af diskrete komponenter, der kan fås til indstiksmontage eller overflademontage.

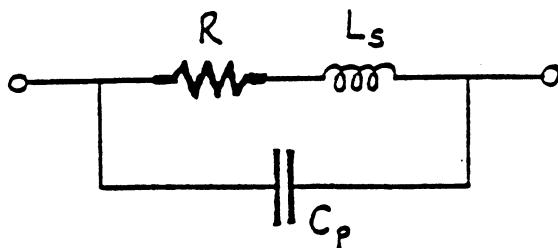
### Microstrip-line

Specialteknik, der i den praktiske udførelse minder meget om tyndfilmteknik. Da teknikken bygger på transmissionslinieteorier, er den omtalt separat. Se afsnittet: Microstrip-line.

### Modstande

Komponenten indeholder ud over den ønskede seriemodstand også en selvinduktion, der dels stammer fra eventuelle tilledninger og dels fra selve modstandselementet. Herudover vil modstanden indeholde en kapacitet mellem endepunkterne.

Højfrekvensækvivalent for modstande:



Almindeligvis fås de bedste HF-egenskaber fra film-type modstande, der har det største forhold mellem længde og tværsnitsareal. Fabrikanten opgiver kun sjældent eksakte data for modstandes kapacitet og selvinduktion, og i mange tilfælde bliver

modstandene overhovedet ikke testet for deres HF-egenskaber.

Som rettesnor kan man for modstande op til ca. 500 ohm regne med

$$L_s = \text{ca. } 5 \text{ nH}$$

$$C_p = \text{ca. } 1 \text{ pF}$$

Disse værdier passer omtrentligt til f.eks. Philips type SFR 16 og til MELF SMD-type, men vil naturligvis afhænge af forbindelsesvejlængder og øvrige montageforhold.

Eksempel på modstandes frekvensafhængighed:

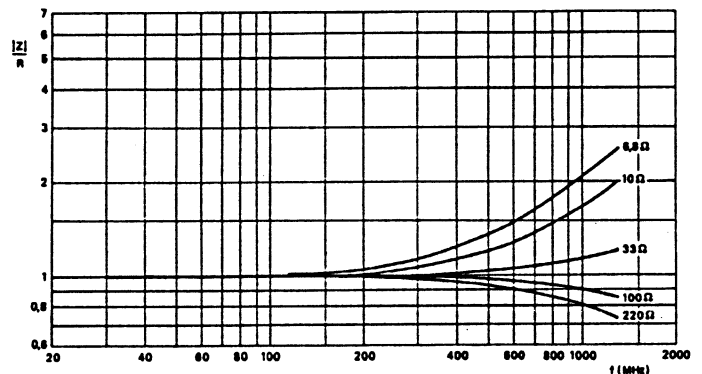
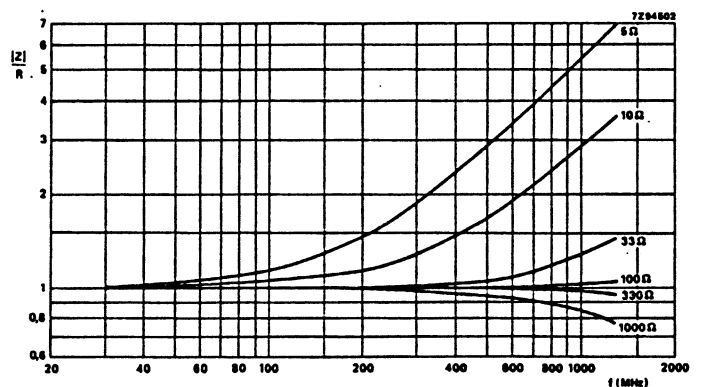


Fig. 6a Impedance behaviour at high frequencies, MRS16TII, lead length 2 mm.



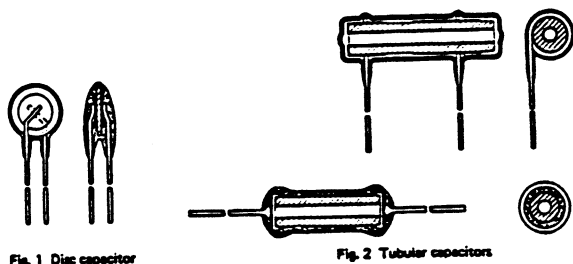
Impedance behaviour at high frequencies, MRS25II, lead lengths 4 mm.

### Støj i modstande

Modstandstypernes støjtal varierer en hel del og ligger almindeligvis i området 0,1 - 2,0 mikrovolt pr. volt og pr. frekvensdekade. De meget anvendte trykte kulfilmsmodstande ligger i den dårligste ende. Se desuden afsnittet: Støj i elektronikredsløb.

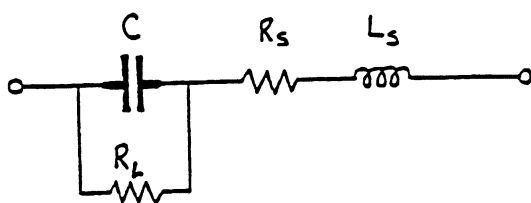
## Kondensatorer

Eksempler på mekanisk opbygning:



Kondensatorer medfører ud over den ønskede kapacitet også både seriemodstand og serie-selvinduktion, der begge skyldes tilledninger og plademateriale, samt en parallellmodstand, der dels skyldes DC-afledning via dielektrik og dels det dielektriske tab ved op- og afladninger. Parallellmodstanden er almindeligvis uden iøjnefaldende betydning ved højere frekvenser.

Højfrekvensækvivalent for kondensatorer:



Da kondensatorer har såvel kapacitet som selvinduktion, vil der kunne beregnes en serieresonnans - eller omvendt kan man ud fra en målt resonnans finde frem til kondensatorens selvinduktion:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot C}}$$

Sædvanligvis opgives seriemodstanden ikke. En ofte anvendt oplysning om tabsvinklen  $\delta$  indeholder dog tilstrækkelig information, idet:

$$\tan \delta = \frac{R_s}{X_C} = R_s \cdot \omega C = R_s \cdot 2\pi \cdot f \cdot C$$

og tabsfaktor (qualityfactor)  $Q = \frac{1}{\tan \delta}$

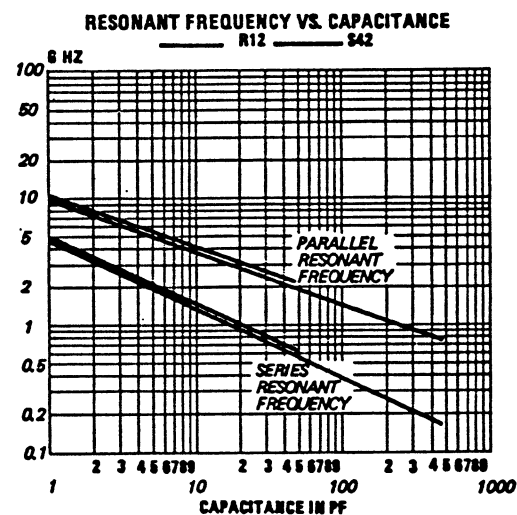
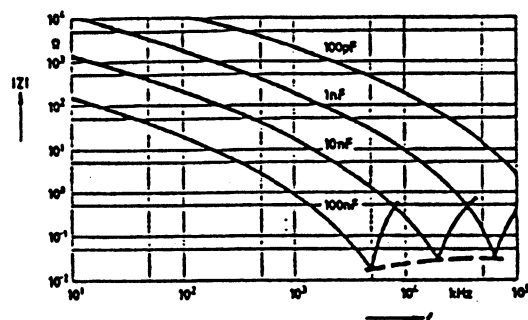
Tabsvinklen udtrykker afvigelsen fra de for kondensatorer forventede  $-90^\circ = \frac{-\pi}{2}$

Seriemodstanden findes af:

$$R_s = \frac{\tan \delta}{2\pi f C}$$

Eksempler på kondensators frekvensafhængighed:

COG-, CG-Kondensatoren

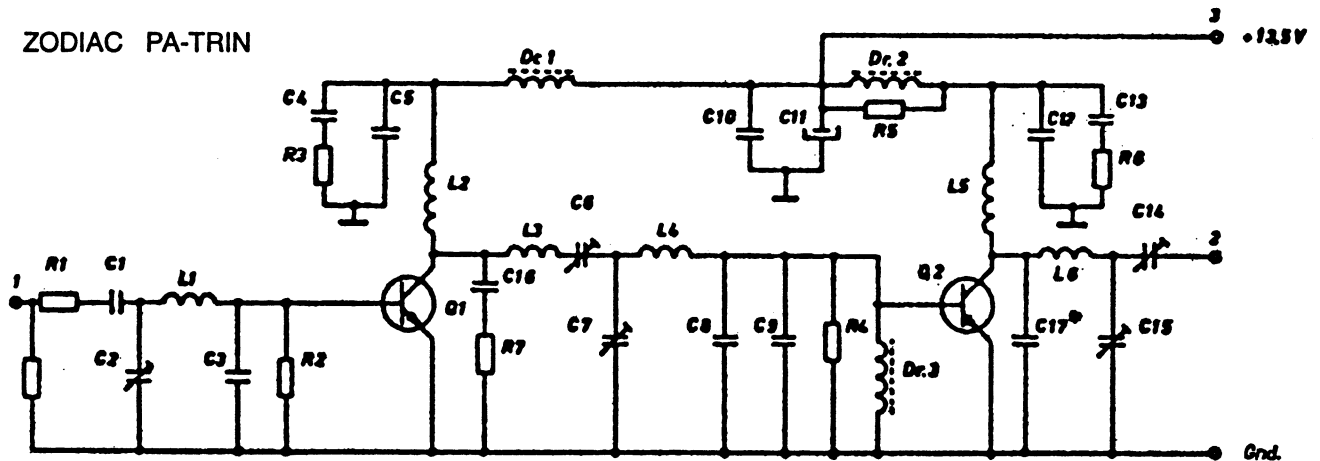


Kondensatorernes resonnansproblemer fremgår af figurene.

Resonnansproblemet er størst ved relativt store kapaciteter. Hvor der skal anvendes større kapaciteter (f.eks. i strømforsyningsvejene) kan løsningen være, at der indsættes en passende seriemodstand (størrelsesorden 10-100 ohm), således at resonnanspunktets Q ødelægges. Der HF-afkobles sideløbende med en til dët formål velegnet mindre parallellkapacitet.

Se diameksempel på næste side:

## ZODIAC PA-TRIN



## Valg af kondensatortype

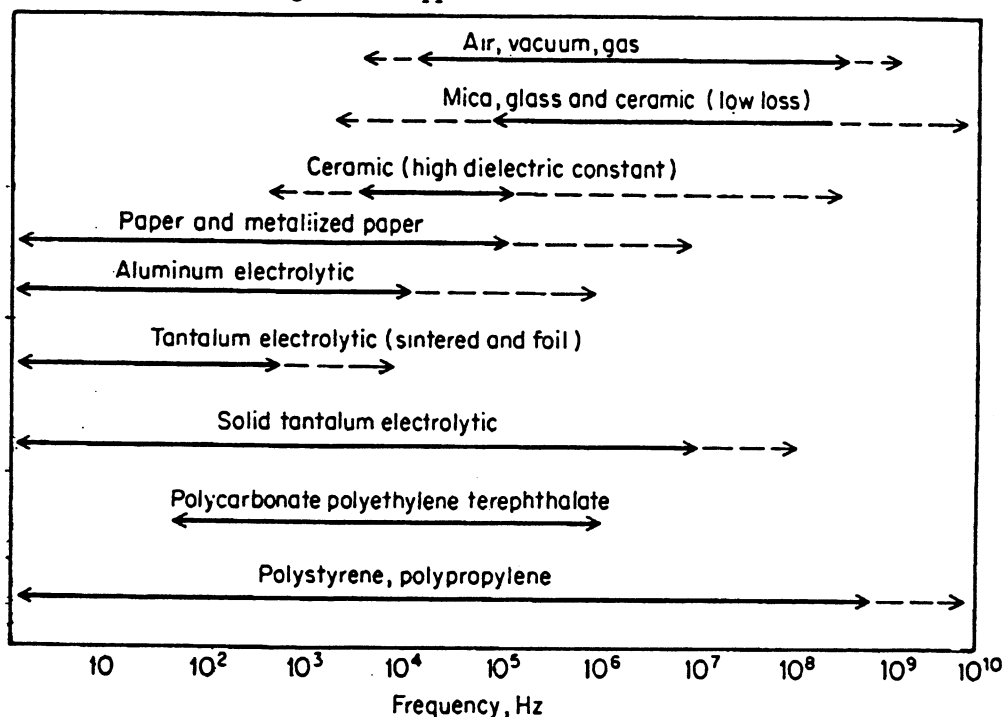
Kondensatorer kan være opbygget på mange forskellige måder og af mange forskellige materialer. Ved valg af kondensatortype er det derfor væsentligt at gøre sig klart, hvilke krav der er til kondensatorens funktion, herunder ved hvilke frekvenser, kondensatoren skal arbejde.

Frekvensmæssig anvendelighed for forskellige kondensatortyper:

Anvendes kondensatoren i senderkredsløb, vil der være krav om, at komponenten kan holde til store HF-strømstyrker og HF-spændinger, samtidig med at der bør være mindst mulig selvinduktion og tab. Mica-, glas-, keramik-, vacuum eller gasfyldte kondensatorer anvendes primært til disse opgaver.

Anvendes kondensatoren i et serie-resonans-kredsløb, skal der tages hensyn til spændingsopsvinget i kredsen  $u_C = Q \cdot u_{kreds}$  ved valg af arbejds-spænding.

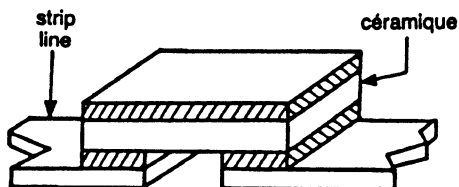
**TABLE Useful Frequency Range of Capacitors**  
Dashed lines indicate fringe areas of application



Fixed and Variable Capacitors

### Split-Chip kondensatorer

Split-Chip kondensatoren er skabt specielt til anvendelse i microstrip-line kredsløb. Den er designet således, at dens bredde matcher med strip-bredden, hvorved impedansen kan holdes konstant i såvel strippen som gennem kondensatoren.

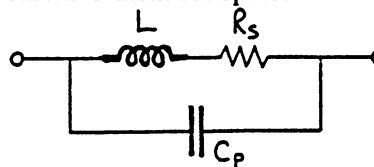


### Spoler

Spolen er i modsætning til modstande og kondensatorer kun i begrænset omfang hyldevarer hos leverandørerne, og må derfor ofte fremstilles individuelt til det aktuelle kredsløb.

Spolen vil udover selvinduktion være behæftet med seriemodstand i spoletråden (herunder også evt. kernetab, udstrålingstab og strømfortrængningsfænomener som omtales nedenfor) samt parallelkapacitet indbyrdes mellem de enkelte vindinger og endekapperne.

Højfrekvensækvivalent for spole:



Spolen har som kondensatoren en egenresonans, der beregnes ud fra den almindelige resonansformel for selvinduktion.

Seriemodstanden oplyses oftest via angivelse af spolens godhed Q ved en given frekvens:

$$Q = \frac{X_L}{R_s} = \frac{\omega L}{R_s} = \frac{2\pi \cdot f \cdot L}{R_s}$$

hvoraf  $R_s$  også kan findes.

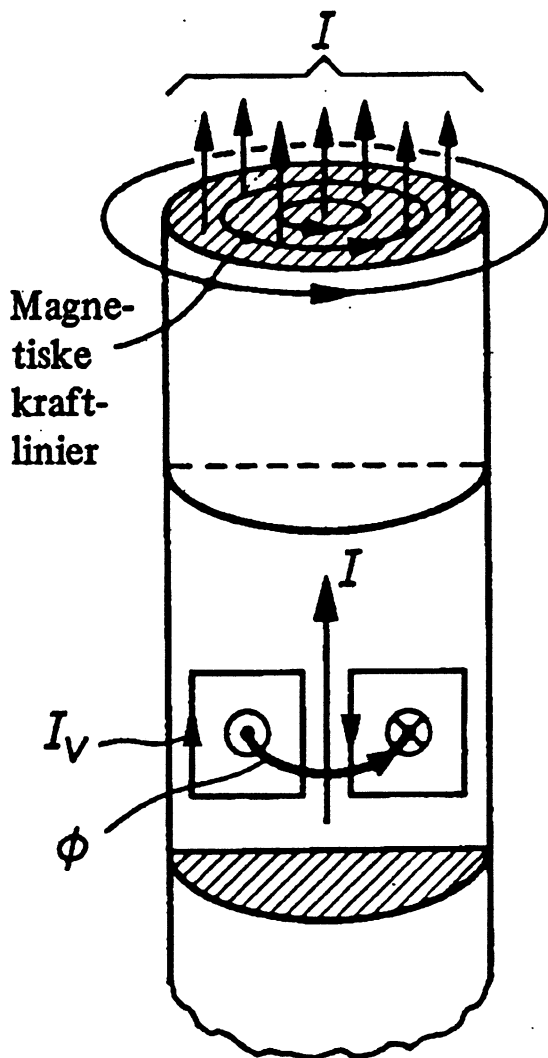
Da en spole til HF-formål ofte består af én eller kun få vindinger, er den ret ukompliceret at fremstille. Der skal dog tages hensyn til strømopsving i parallelkredse og til strømfortrængningsfænomener, hvor overfladens beskaffenhed er afgørende for den færdige spoles godhed. Af samme grund vælges ofte forsølvet spoletråd til HF-spoler.

Vindingstallet N kan findes af den empiriske for-

$$\text{mel: } N^2 = \frac{\left(\frac{l}{D} + 0,43\right) \cdot 100 \cdot L}{D} \quad \text{hvor:}$$

- $L$  = selvinduktion i mikrohenny
- $l$  = spolet længde i cm
- $D$  = spolediameter i cm

### Strømfortrængning i spoler



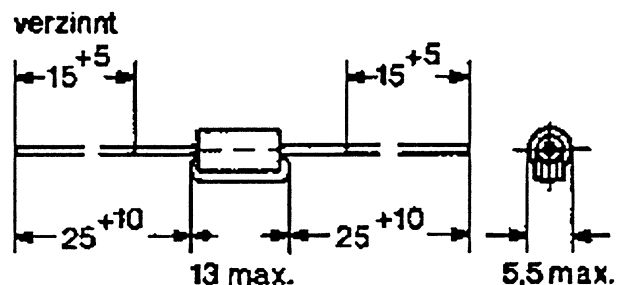
Figuren viser, hvorledes det variende magnetfelt (vist ved den magnetiske strøm  $\phi$ ) inducerer elektriske hvirvelstrømme  $I_V$ , der søger at modvirke den magnetiske ændring i materialet. Hvirvelstrømmene går i den samme retning af hovedstrømmen i lederens overflade, men modvirker hovedstrømmen i lederens midte.

Spoler påvirkes af og afgiver effekt til magnetiserbare chassisdele og andre ledende dele, hvori der kan opstå hvirvelstrømme, og det bør primært undgås at placere jernholdige dele i spolens umiddelbare nærhed.

Anvendes spolen som filter, kan det være formålstjenligt at montere en parallelmodstand, der ødelægger spolens  $Q$ , hvorved resonansproblemer kan elimineres. Løsningen ses anvendt i forsyningsfiltre.

(Se omstående diagraeksempel: Zodiac PA-trin.)

Filterspoler kan fremstilles som nogle få vindinger omkring en ferritperle, eller den kan bestå af en ferritperle omkring en strømforsyningsledning.



## Keramiske resonatorer

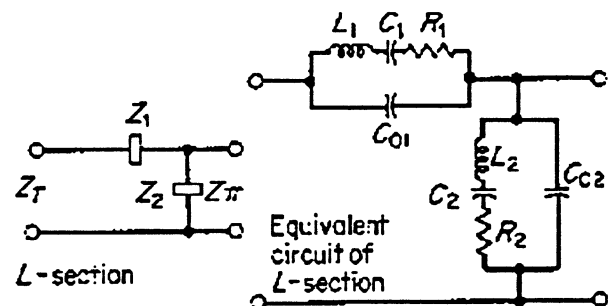
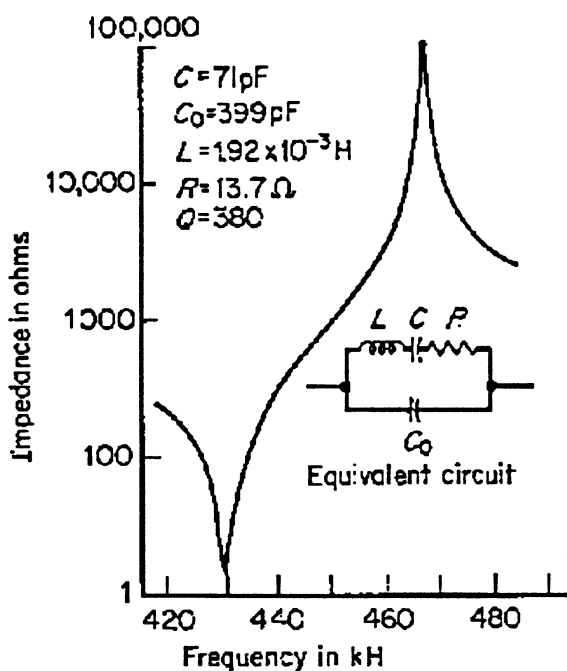
En tynd keramisk skive med fladerne fuldt beklædt med forbindelseselektroder, vil have sin laveste resonans i radial retning. Keramiske resonatorer kan anvendes til mange opgaver, hvor en signalfrekvens skal filtreres. Den keramiske resonator kan anvendes som enkeltkreds, eller den kan arrangeres i L-kredsløb eller  $\pi$ -kredsløb.

Eksempel på karakteristiske data for keramiske resonatorer:

Eksempel på data for en keramisk resonator:

- Centerfrekvens ..... 50 Hz til 10 MHz
- Båndbredde ..... 0,5 - 10% af centerfrekvens
- Impedans ..... fra "få  $\Omega$ " til 50 k  $\Omega$
- Arbejdstemperatur .. til 125°C

Eksempel på sammenkobling:



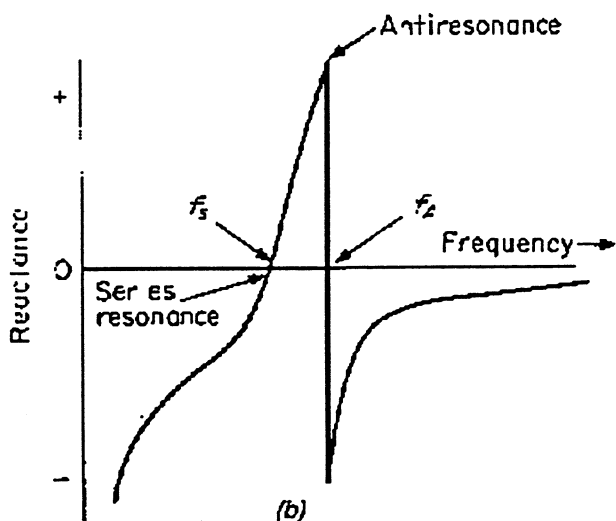
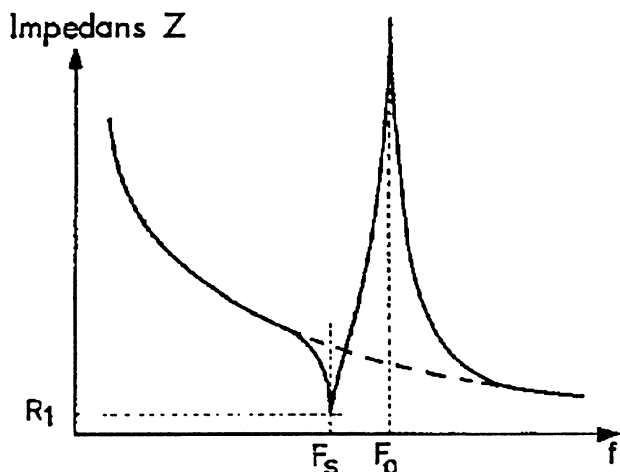
Disk	C (pF)	C <sub>0</sub> (pF)	L (henrys)	R (ohms)	Q
1	6	153	$2.04 \times 10^{-2}$	137	425
2	12	324	$1.05 \times 10^{-2}$	62	478

## Krystallet

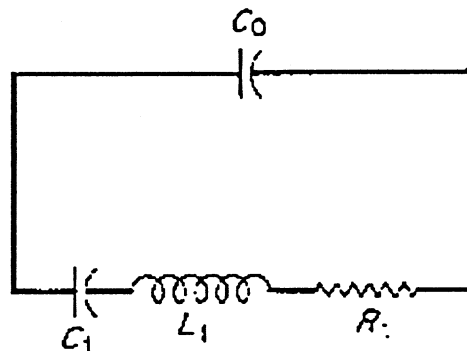
Krystaller er i modsætning til keramiske enheder et naturprodukt, der består af krystallinsk siliciumilte, i daglig tale quartz. Der bliver årligt produceret mere end 200 Mio. krystaller på 32,8 kHz til ure!

I frekvensområder fra 1 kHz op til ca. 40 Mhz svinger krystallet på sin grundfrekvens, medens krystaller til højere frekvenser op til ca. 300 MHz fremstilles ved at udskære quartzskiverne i bestemte snitvinkler i forhold til krystalstrukturen, hvorved man kan frembringe fine svingningsegenskaber på krystallets ulige harmoniske overtoner.

Krystallets karakteristik, som er skitseret herunder, indikerer at krystallet kan anvendes enten som seriekreds, som parallelkreds eller som spole, i alle tre tilfælde med høj godhed  $Q$ , der sikrer små tab og høj selektivitet.



Ækvivalentdiagram for et krystal:



Af hensyn til de stadig stigende krav om frekvensstabilitet, må krystallet sikres konstant temperatur, f.eks. ved at den monteres i en krystalovn. Dette er først og fremmest vigtigt, når krystallet anvendes som det frekvensbestemmende led i oscillatorer.

Herudover anvendes krystaller i stor udstrækning i gennemgangsfiltre, og kan f.eks. som 10,7 MHz mellemfrekvensfilter frembringe både den ønskede båndbredde og samtidig en fremragende naboselektivitet.

Når krystallet anvendes i oscillator kredsløb, kan man opdele i to brede kategorier. I serieresonans-oscillatorer anvendes krystallet på sin serieresonans ved  $f_s$ . I parallelresonans-oscillatorer anvendes krystallet som positiv reaktans (spole) dvs. frekvensen ligger mellem  $f_s$  og  $f_A$  (se fig. ovenfor), og oscillator kredsløbet forsynes med en kapacitet  $C_j$ , der afstemmer oscillatoren. Når denne kapacitet ændres, ændres oscillatorfrekvensen. I den forbindelse er kapacitetsforholdet  $\frac{C_0}{C_1}$  en vigtig parameter. For-

holdet vil typisk ligge på nogle få hundrede gange for grundtonekrystaller. Anvendes overtonekrystaller vil forholdet  $\frac{C_0}{C_1}$  blive forøget med en fak-

tor  $n^2$  for et krystal, der svinger på sin  $n$ 'te overtone. Når afstemningskondensatoren  $C_j$  forbindes i serie med krystallet, vil kombinationens oprindelige resonans  $f_s$  ændres med frekvensændringen  $f_{DIF}$ . Frekvensændringen kan tilnærmet beregnes:

$$\frac{f_{DIF}}{f_s} = \frac{C_0}{2 r \cdot (C_0 + C_j)} \quad \text{hvor} \quad r = \frac{C_0}{C_1}$$



1

2

3

4

I et eksempel med et typisk grundtonekrystal med data:

$$r = 250$$

$$C_0 = 5 \text{ pF}$$

$$C_j = 30 \text{ pF}$$

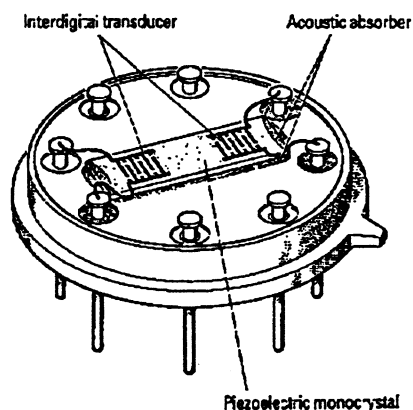
- vil ændringen  $f_{DIF}$  være 286 ppm (parts per million) og en  $C_j$ -ændring på blot 1 pF vil give en  $f_{DIF}$  på 10 ppm.

Krystallet ældes med ændring af frekvens til følge. Årsagen skal findes i mekaniske "stress" af materialet og massetransport omkring termineringerne.

Ældningen sker hurtigst i den første levetid (halvdelen af den totale frekvensændring indenfor de første 30 dage) og falder efter et tilnærmet logaritmisk forløb. Ændringen kan andrage fra 10 - 60 ppm pr. år, dog for standardkrystaller af høj kvalitet ned til 1 ppm pr. år.

### Overfladebølgefiltre (SAW)

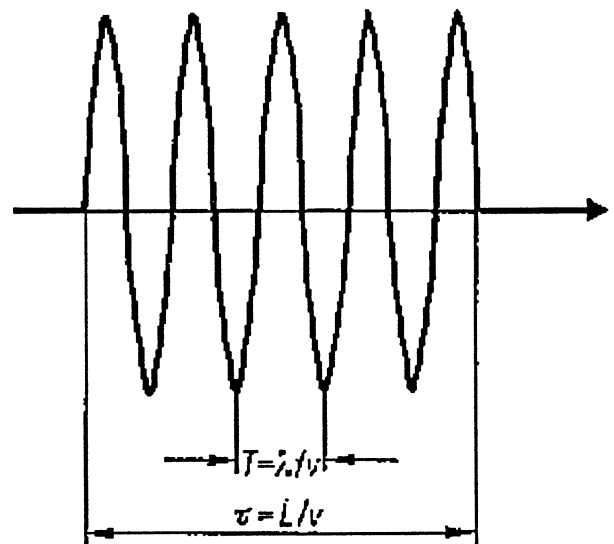
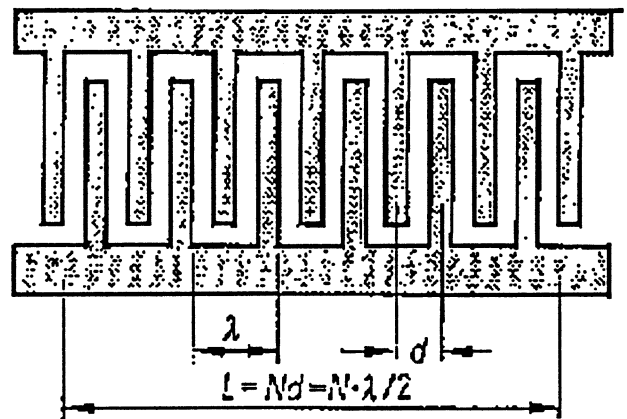
Krystaller og keramiske resonatorer har frekvensmæssige øvre grænser, der ligger på omkring 300 MHz. Skal der bruges filtre på endnu højere frekvenser, kan SAW (Surface Acoustic Wave - "overfladefiltre") resonatorer/filtre anvendes. Filtrene betegnes med OFW i tysk litteratur (Oberflächen-Wellen).



Virkemåden er i lighed med krystaller og keramiske komponenter, at man udnytter den piezoelektriske natur af materialet. I SAW-komponenter er det dog ikke hele krystalblokken, der bringes i mekaniske svingninger, men kun overfladen af en krystalblok.

Den laveste frekvens, en SAW-komponent kan fungere på, ligger på omkring 10 MHz, medens man p.t. kan gå op imod 2 GHz som højeste frekvens. Grænsen sættes i praksis af den godhed  $Q$ , som kan opnås, idet  $Q$ 'et bliver dårligere jo højere frekvens, filtrene designses til.

Overfladebølgerne slås an af et sæt "fingre", der pådampes overfladen. Fingrenes indbyrdes afstand skal være lig med bølgelængde, regnet i materialeoverfladen. En typisk 100 MHz SAW transducer på  $\text{LiNbO}_3$  keramikmateriale har aluminiumfingre, der er  $0,2 \mu\text{m}$  tykke, og har bredden  $9 \mu\text{m}$  og indbyrdes afstand  $9 \mu\text{m}$ .



Ved at ændre fingrenes indbyrdes afstand på såvel transducer (sender) som absorber (modtager), kan man fremstille bredbandede filtre. Eller absorber kan opdeles i flere sektioner, hver afstemt til sit frekvensområde, således at SAW-filteret kan anvendes som skillefilter.

Denne teknik er almindeligt anvendt til bl.a. adskillelse af de forskellige frekvensmæssige bestanddele i TV MF-signaler.

## ZF-Filter für Quasi-/Paralleltonanwendungen (NICAM)

G 3254

ZF 38,90 MHz

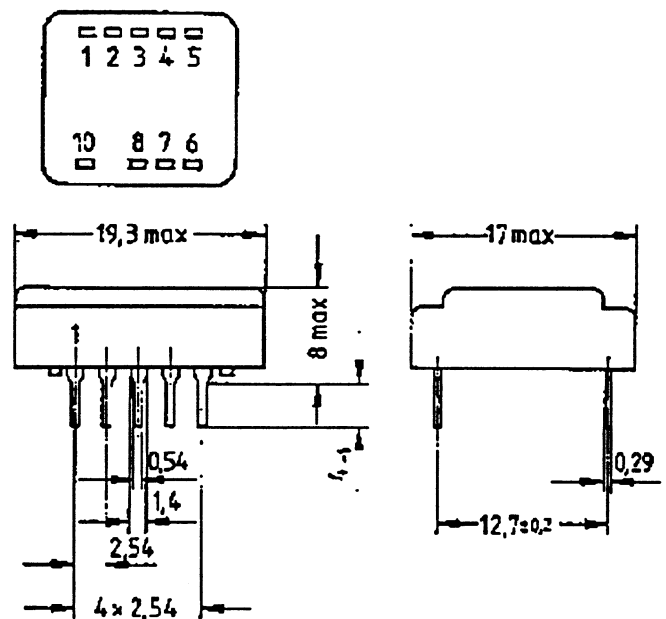
### Standard

- B/G-CCIR  
BRD, Europa z. T.  
Skandinavien
- Kanalraster VHF 7 MHz/UHF 8 MHz

Kunststoffgehäuse DIP 10

### Wesentliche Merkmale

- Fernseh-ZF-Filter für Quasi-/Parallelton (separater Bild- und Tonkanal), mit Nyquistflanke und Eigentonunterdrückung
- hoher Farbträger typ. 0,1 dB
- reduzierte Gruppenlaufzeitverzerrung gegenüber Norm B/G, halb
- Tonkanal mit zwei Durchlaßbereichen nur für Bild- und Tonträger, mit erweiterter Bandbreite für NICAM Tonträger bei 33,05 MHz
- Nenneinfügdämpfung  
typ. 18 dB Bildkanal  
typ. 26,3 dB Tonkanal



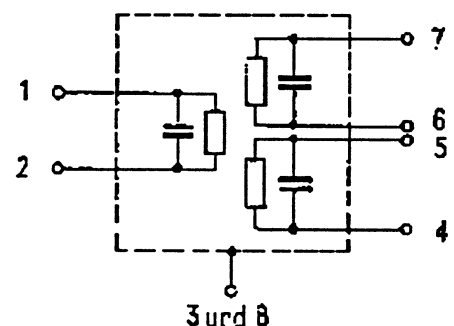
Maße in mm, Gewicht ca. 2,5 g

### Anschlüsse

- Kupfer, verzinnt

### Anschlußbelegung

- 1 Eingang
- 2 Eingang — Masse
- 3; 8 Systemträger — Masse
- 4; 5 Ausgang — Ton
- 6; 7 Ausgang — Bild
- 9 frei
- 10 nicht belegt



## Dielektrisk puck

Der er et stigende behov for pladsbesparende teknikker indenfor mikrobølgeteknikken. Hvor man tidligere har anvendt pladskrævende og dyre hulrumsresonatorer til filtre og frekvensbestemmende led, har den dielektriske resonator (puck) siden slutningen af 1980'erne været et glimrende alternativ.

Den dielektriske resonator udmærker sig ved sin lille størrelse, sin store godhed (højt  $Q$ ) og sin lave pris, hvortil kommer lave montageomkostninger. Der findes et stort udvalg af dielektriske resonatorer indenfor frekvensområdet 1 GHz til 16 GHz.

Den dielektriske resonator fremstilles almindeligvis i cylindrisk form af et keramisk materiale med en  $\epsilon_R$  på 38. Materialet yder et højt  $Q$  og giver mulighed for en veldefineret temperaturkoefficient.

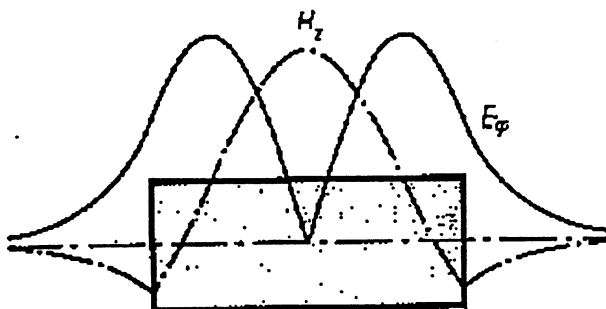
Højde/bredde forholdet er 0.4, hvor det har vist sig, at afstanden fra resonansfrekvensen til de nærmeste spurious-signalfrekvenser er størst. Frekvensen bestemmes af de fysiske dimensioner:

$$f = \frac{c}{D \sqrt{\epsilon}}$$

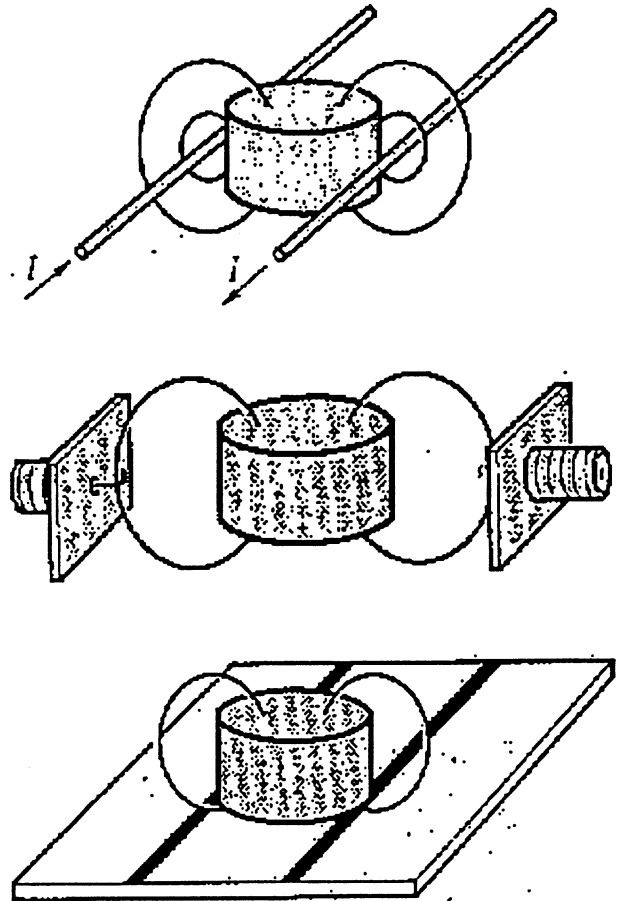
hvor  $c$  = lyshastighed og  $D$  = diameter og dielektricitetskonstanten  $\epsilon = \epsilon_R \cdot \epsilon_0$

Den dielektriske resonator fungerer udadtil som en afstemt kreds, og da der i omgivelserne ved en leder eller en microstrip-line eksisterer såvel magnetiske som elektriske felter, vil disse felter kunne koble ad elektromagnetisk vej til og fra kredsen, uden at der behøver at etableres elektriske forbindelsesveje.

Elektrisk og magnetisk feltforløb over puck'en:



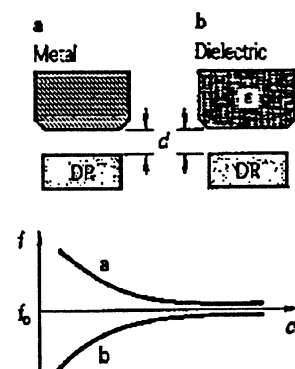
Eksempler på koblingsmuligheder:



Den dielektriske resonator kan tunes, idet en positionsændring af en metallisk eller dielektrisk flade, der anbringes parallelt med resonnators endeflade, vil kunne ændre resonansfrekvensen i størrelsesorden 5%. Føres et dielektrisk materiale mod endefladen, vil frekvensen falde, medens frekvensen stiger, hvis man fører et metallisk (paramagnetisk) materiale nærmere.

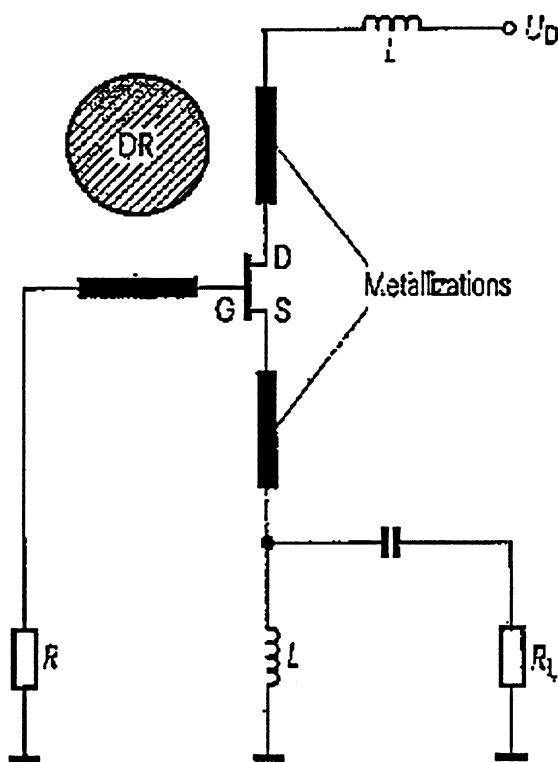
I praksis ses denne justering udført som en justeringsskrue, anbragt umiddelbart over resonnatoren.

Tuning:

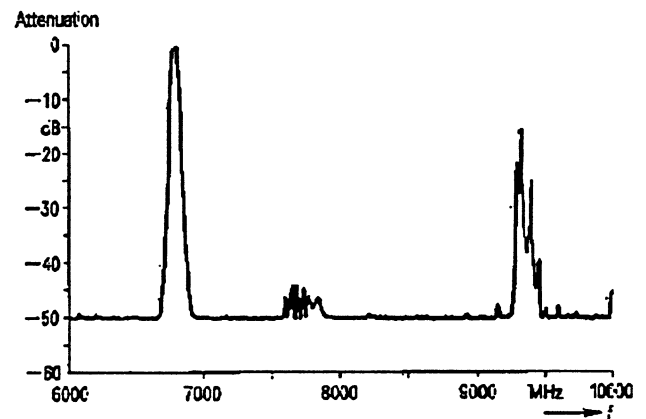


Man kan udmærket koble flere dielektriske resonatorer sammen til et båndpasfilter, hvor koblingen vil ske rent magnetisk fra én resonator til den næste. Koblingsgraden bestemmes af den fysiske afstand mellem resonatorerne.

Kredsløbseksempel på stabilisering af oscillator:



Eksempel på båndpas-karakteristik samt handelsdata:



Frequency (GHz)	Diameter (mm)	Height (mm)
0.95	58.5	23.4
2.2	25.6	10.2
2.9	20.0	8.0
3.3	16.8	6.7
3.9	14.0	5.6
5.1	11.0	4.4
5.4	10.3	4.1
5.8	9.6	3.8
6.5	8.3	3.3
7.3	7.5	3.0
8.2	6.6	2.6
9.1	6.1	2.4
10.0	5.6	2.2
10.5	5.2	2.1
11.5	4.7	1.9
12.2	4.4	1.8
13.7	3.9	1.6
15.6	3.4	1.4

#### General physical data

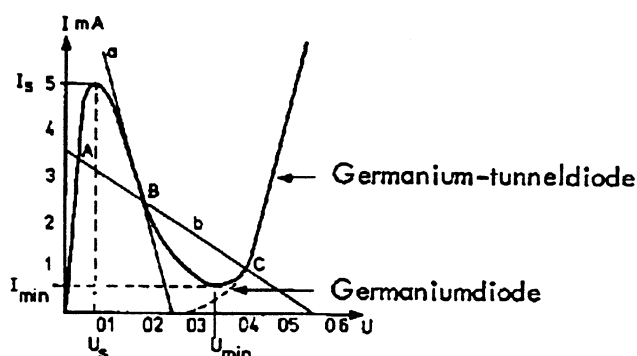
Dielectric constant:	$37.8 \pm 0.4$
Density:	$5100 \text{ kg/m}^3$
Coefficient of linear thermal expansion:	$5.5 \text{ ppm/K}$
Unloaded $Q$ :	above 10000 (at 4 GHz)
Temperature coefficient:	$-3 \text{ ppm/K}$ to $+12 \text{ ppm/K}$

## Specialdioder

### Tunneldioden

Tunneldioden blev beskrevet første gang i 50'erne og benævnes også Esakidioden. Den har en grænsefrekvens i GHz området og har anvendelsesmuligheder som forstærker eller oscillator på grundlag af sit negative modstandsområde.

Når tunneldioden tilsluttes en spændingskilde i lederetningen, fås den viste karakteristik:

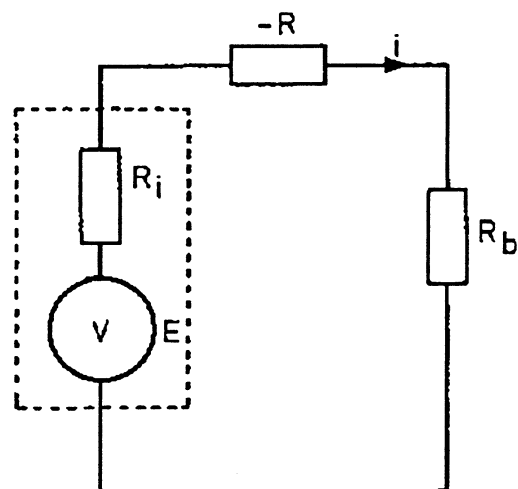


Som det ses, vokser strømmen først kraftigt til  $I_s$ , hvorefter den falder kraftigt ved stigende spænding, til minimumspunktet  $I_{\min}$  nås. Dioden har hermed et område med negativ modstand.

Forøges spændingen yderligere, vil karakteristikken nærme sig den kendte karakteristik for en germaniumdiode.

I karakteristikfeltet er desuden indlagt to arbejdslinier, betegnet med a og b. Sidstnævnte arbejdslinie b, der er tegnet for en ret stor belastningsmodstand, skærer karakteristikken i tre punkter, og vi har en ustabil tilstand.

Vælges belastningsmodstanden mindre end den numeriske værdi af tunneldiodens negative modstand (arbejdslinie a), får vi en stabil kobling.



Princippet i forstærkning med en negativ modstand:

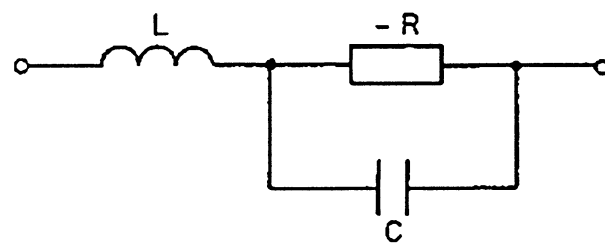
$$I_{kreds} = \frac{E}{R_i + R_b - R}$$

Spændingen over  $R_b$  findes:

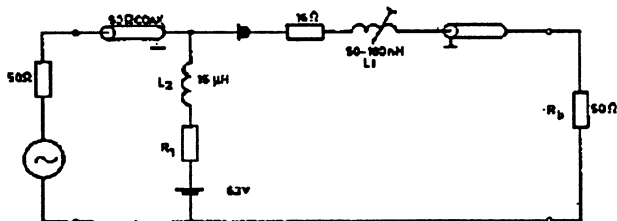
$$U_b = E \cdot \frac{R_b}{R_b + R_i - R}$$

Når nævneren er mindre end tælleren, bliver brøken større end 1, og  $U_b$  større end  $E$ . Vi har opnået en forstærkning.

HF-ækvivalent af tunneldioden:



### Tunneldioden som HF-forstærker:

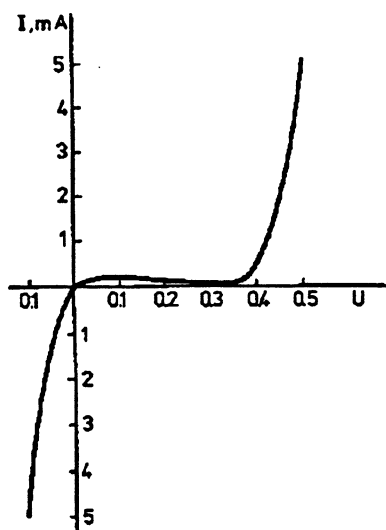


I den viste forstærker, afstemmes  $L_1$  af tunneldiodens indre kapacitet til arbejdsfrekvensen på 100 MHz.  $L_2$  spærre for HF kortslutning i strømforsyningsvejen, og spolen er dæmpet ved hjælp af  $R_1$  for at nedsætte spolegodheden ved dens egenresonans.

### Backward-dioden

Backward-dioden er en art tunneldiode, men den har mindre dopet halvledermateriale end den almindelige tunneldiode.

Karakteristik:



Dioden egner sig særligt til ensretning af små spændinger, dvs. under +0,4 V, idet den har den egenskab, at den i spærreretningen virker ledende fra cirka 0 volt. I praksis kan dioden ensrette spændinger mindre end ca.  $0,75 V_{pp}$ .

## PIN Dioden

### Generelt om PIN dioden

En PIN diode er en komponent der på trods af sit navn har egenskaber der nærmest svarer til en variabel modstand, i det mindste ved højfrekvens. PIN diodens modstand kan varieres i området fra ca. 10 kΩ - 1 Ω ved hjælp af en styrestrøm der sendes igennem dioden. De fleste dioder vil iøvrigt udvise denne karakteristisk, men ved en særlig opbygning af PIN dioden, har man optimeret netop denne egenskab. Til en god PIN diode er fx stort modstandsvariationsområde, god linearitet, lav forvrængning og lav styrestrøm de vigtigste krav.

Der er forskellige parametre, der er bestemmende for PIN diodens virkemåde, de vigtigste er følgende:

### HF modstand

PIN diodens struktur består af et såkaldt I lag (= intrinsic lag, eller indre lag). Dette lag består af et materiale med meget høj modstandsværdi. Laget ligger mellem henholdsvis et P-lag (positivt ladet) og et N-lag (negativt ladet). Når PN lagene er forspændt i spærreretningen, vil I laget blive tømt for ladningsbærere, og PIN dioden vil udvise en meget stor modstand.

Hvis PN lagene er forspændt i lederetningen, vil positive ladningsbærere fra P laget og negative ladningsbærere fra N laget vandre ind i I laget, og dermed mindske modstanden i dette. Med stigende forspænding i lederetningen, vil antallet af vandrede ladningsbærere vokse, og modstanden vil falde yderligere. Modstanden i en PIN diode er således afhængig af den strøm der sendes igennem denne, og modstanden vil være omvendt proportional med strømmen. PIN dioden egner sig godt som switch, men er også velegnet til attenuator, hvor en variation i strøm vil medføre en variation i gennemgangsdæmpningen.

### Nedre grænsefrekvens

En vigtig parameter i forbindelse med PIN dioden er den såkaldte carrier lifetime,  $\tau$  (tau), som er bestemmende for ved hvilken frekvens PIN dioden

stadig vil virke som modstand. Ved lavere frekvenser vil dioden efterhånden opføre sig som en almindelig diode, og virke ensrettende på signalet. Dette forhold har størst betydning, når PIN dioden anvendes som attenuator. Hvis PIN dioden anvendes som switch er denne enten forspændt kraftigt i spærre eller lederetningen, og vil derfor ikke påvirkes så meget af signalet.

### Kapacitet

Diodens kapacitet vil være ødelæggende for evnen til at kunne spærre for de højeste frekvenser. Naturligvis kan PIN dioden opbygges således at kapaciteten bliver mindst mulig, men dette kræver et lille areal, hvilket samtidig medfører større ON modstand. Derfor må der indgås et kompromis, og der findes forskellige typer PIN dioder på markedet, hvor man fremhæver enten høj grænsefrekvens eller lav ON modstand.

### Skiftehastighed

PIN diodens evne til at skifte hurtigt mellem lede og spærre kaldes i datablade for reverse recovery time og vil være afhængig af spærrespændingen og ledestrømmen i PIN dioden. Hvis dioden har været ledende, og strømmen pludselig reduceres til 0 vil der stadigvæk befinde sig ladningsbærere inde i I laget, disse vil stadigvæk forårsage en lav modstand i dioden for en kortere periode. Dette kan have betydning i kredsløb hvor PIN dioden benyttes som fx modulator.

### Spærrespænding

Den maksimale spænding som PIN dioden må påtrykkes i spærre retningen, svarer til spærrespændingen for en almindelig diode, og må ikke overskrides.

### PIN diodens anvendelse

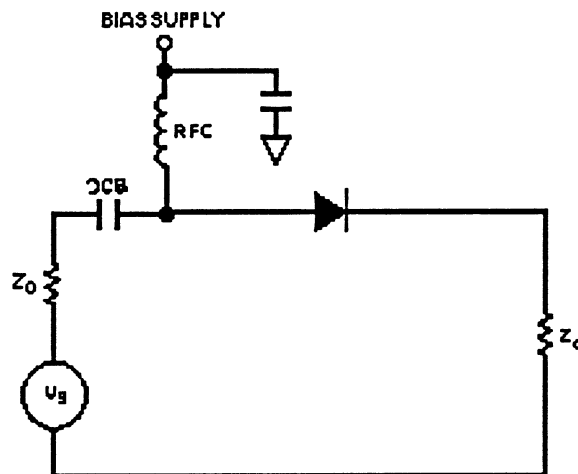
I det efterfølgende skal vises en række eksempler på anvendelse af PIN dioden som switch eller attenuator.

Den simpleste form for en switch er en enkeltpolet serie- eller parallel switch.

### Seriekoblet switch

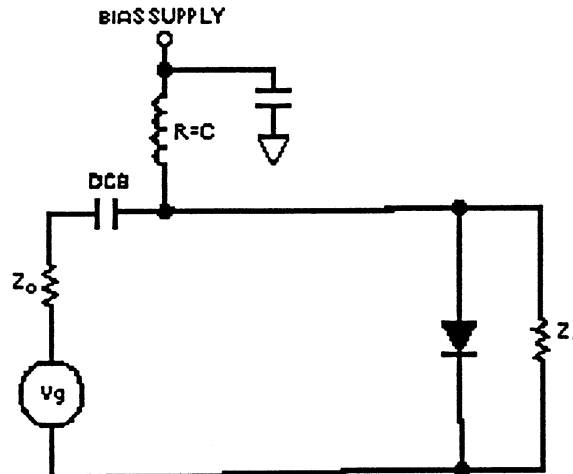
I seriekoblingen opnås en lav gennemgangsdæmpning over et bredt frekvensspektrum. Ved anvendelse

se i forbindelse med microstrip-line teknik er der en fordel ved denne opbygning, idet der ikke kræves gennemføringer i printpladen.



### Parallelkoblet switch

I parallelkoblingen vil der kunne opnås en høj spærredæmpning over et stort frekvensområde. Det vil endvidere være muligt at omkoble store effekter idet køling af dioden let kan realiseres.



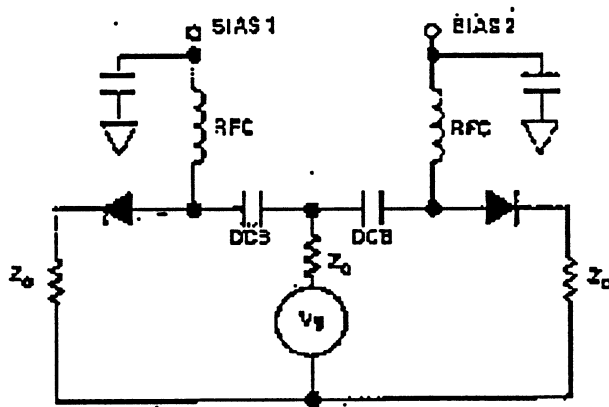
### Enkeltpolet omskifter

Denne omskifter er opbygget af to seriekoblede switche, således at den ene er ledende mens den anden er spærret. Ved seriekoblede switche er det kapaciteten der er bestemmende for hvor stor en dæmpning der kan opnås, mens det er seriemodstanden der bestemmer hvor lav en gennemgangsdæmpning der kan opnås.

Enkeltpolet omskifter:

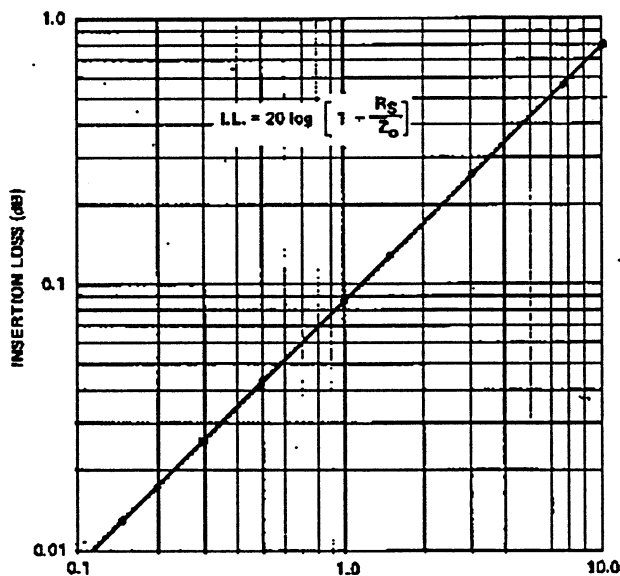


Gennemgangsdæmpningen for en typisk serieswitch i et 50 Ohms kredsløb fremgår af figuren her-



under,

og kan beregnes efter formelen:



$$IL = 20 \log \left( 1 + \frac{R_S}{Z_0} \right) \text{ dB}$$

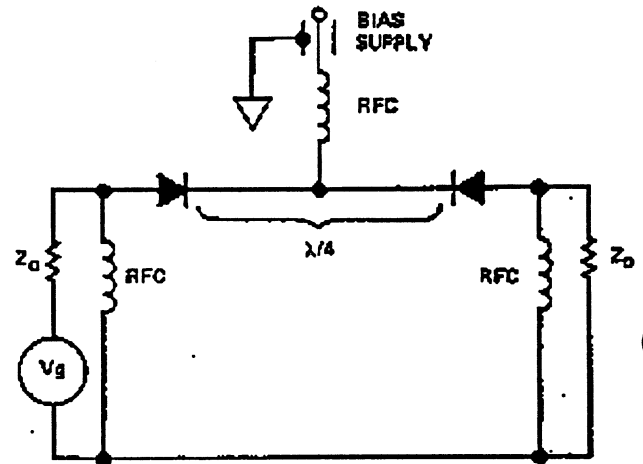
- hvor IL er gennemgangsdæmpningen,  $R_S$  er diodens ledemodstand, og  $Z_0$  er kredsløbsimpedansen.

Spærredæmpningen kan beregnes således:

$$I = 10 \log \left( 1 + \frac{1}{(4 \pi f C_i Z_0)^2} \right) \text{ dB}$$

### Afstemte omskiftere

Da man i mange kredsløb arbejder over et snævert frekvensbånd, vil der ofte kunne opnås fordele ved at benytte 1/4 bølge stripline eller kabler i forbindelse med PIN dioderne.



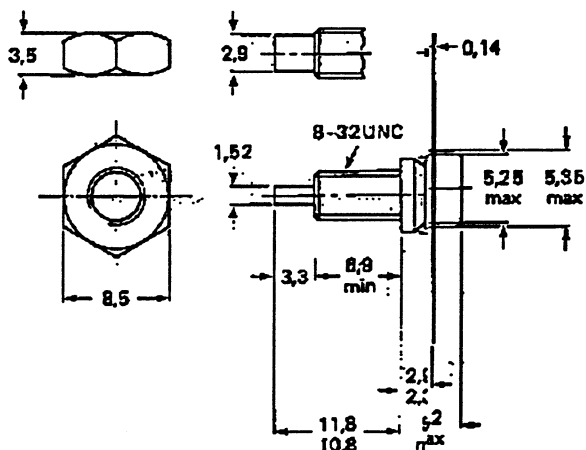
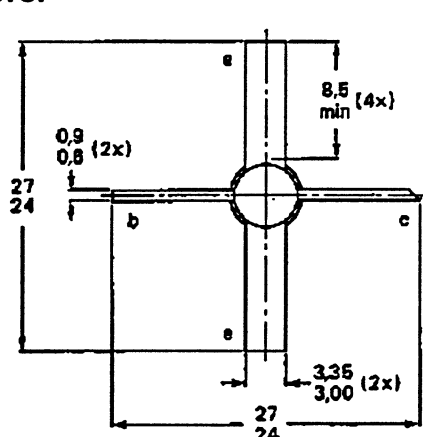
Hvis to dioder monteres i serie, vil der kunne opnås en forbedring på 6 dB i spærredæmpning, mens der ved en afstand på 1/4 bølgelængde imellem dioderne vil kunne opnås en spærredæmpning på det dobbelte i dB.

Hvis dioderne monteres i parallel med en afstand på 1/4 bølgelængde vil der kunne opnås en tilsvarende forøgelse af dæmpningen.

### T/R Switch

Ved sender- modtagere anvendes ofte relæer til omkobling af antennen mellem senderen og modtageren, til dette formål kan med fordel anvendes en PIN diode, i det viste eksempel er der benyttet en serie og en paralleldiode samt et 1/4 bølgekabel. Ved sending åbnes begge dioder med den samme strøm, og D1 vil udgøre en lille seriemodstand, og D2s lille modstand vil blive transformeret til en høj impedans ved antennens tilslutningspunkt. Styrestrømmen, der holder de to dioder åbne, er kun nødvendig under sending, hvilket normalt er en meget lille del af tiden, og ved modtagning løber der ikke strøm i nogen af dioderne. Det betyder at kredsløbet er meget velegnet til bærbart udstyr, hvor et lille strømforbrug er af stor betydning.

## Transistorer



For at kunne opnå funktionsdygtighed ved mikrobølgesignaler, må hver transistor reduceres til mekaniske mikrometerstørrelser. Herigennem sikres, at ladninger er så små, at de kan flyttes hurtigt, hvilket vil være nødvendigt for at opnå en høj øvre grænsefrekvens på transistoren.

De små fysiske dimensioner medføre faldende strømkapabilitet, hvorfor man parallelkobler de små enkelttransistorer på ét chip.

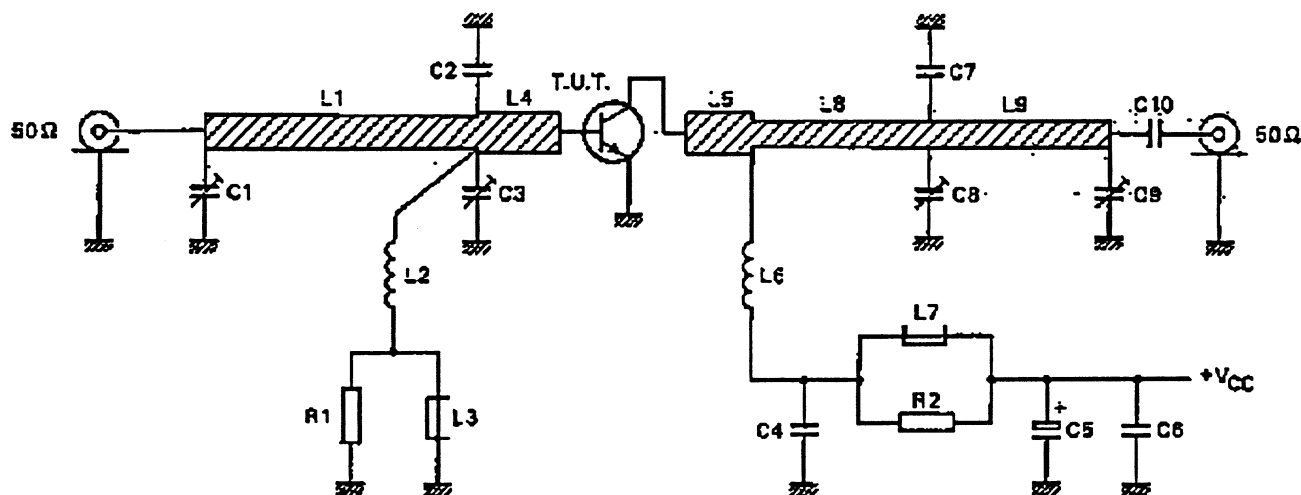
HF-transistorer er oftest silicium NPN bipolar type eller GaAs FET n-type. Forstærkningsydelsen af en transistorforstærker i mikrobølgeområdet vil være helt afhængig af korrekt tilpasning af de omkringliggende kredsløb, således at der via korrekt impedansmæssig tilpasning sikres mod effekttab og effekt-reflektioner.

Effekttransistorer til HF-formål udføres i mange forskellige huse. Ovenfor er afbildet et eksempel på en flange-transistor.

Af de foregående afsnit fremgår, at de mange komponenter er direkte uegnede til behandling af mikrobølgefrequenser. Hver enkelt komponent skal derfor i såvel designfasen som ved evt. senere reparationsudskiftning vurderes nøje.

Hvor komponenter kan synes problematiske, ligger løsningen dog lige for, idet det er muligt at fremstille strip-line komponenter på printet, netop på grund af den fysisk korte bølgelængde i mikrobølgeområdet.

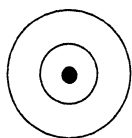
Eksempel:



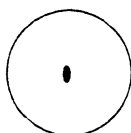
## Konnektorer

Valg af egnede konnektorer er i høj grad et pris-spørgsmål. Det bør derfor vurderes nøje, hvilke krav og behov man har.

BNC konnektorer er robuste og relativt billige og kan anvendes op til ca. 1 GHz.

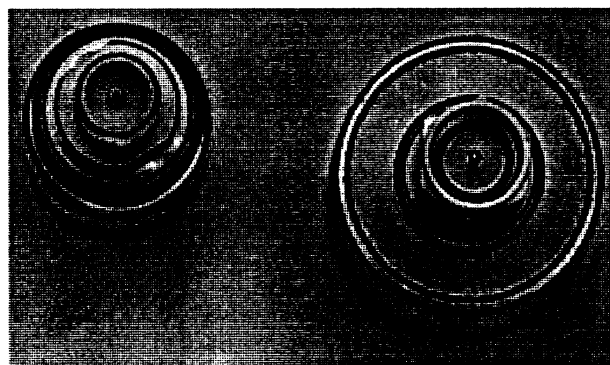


50  $\Omega$   
tyk inderleder

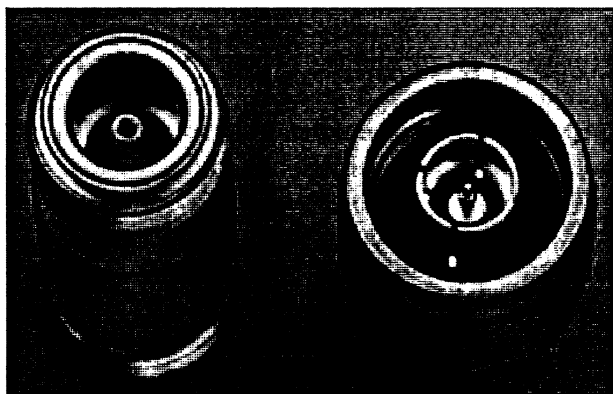


75  $\Omega$   
tynd inderleder

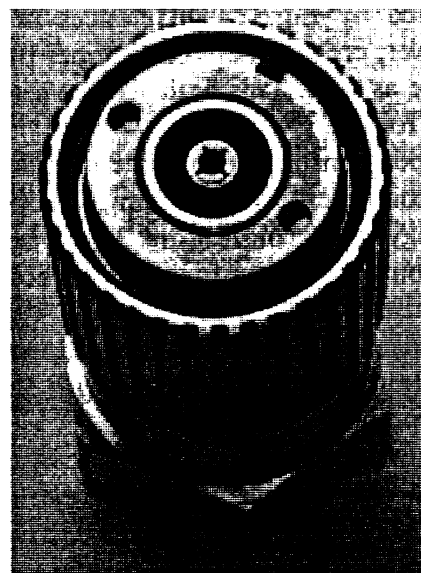
SMA konnektorer er robuste, men dyre. Kan anvendes op til ca. 18 GHz.



N konnektorer er robuste, men relativt dyre. Kan anvendes op til ca. 12 GHz, i præcisionsudførelse op til ca. 18 GHz.



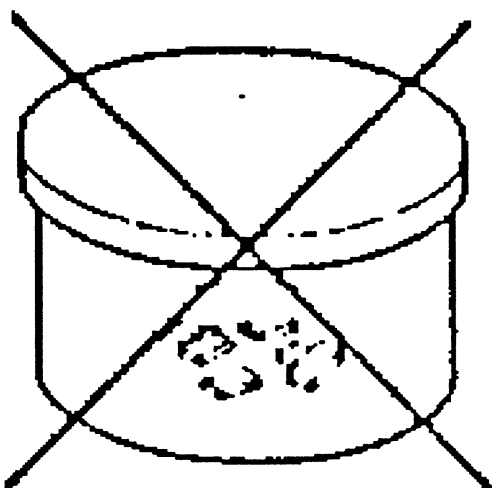
PC7 er kostbare og sarte præcisionskonnektorer. Anvendes op til 18 GHz.



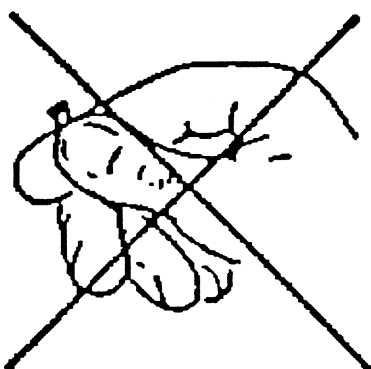
## Reparationsteknik

### SMD komponenthåndtering

SMD komponenten består i simpleste form af en krop og to loddebare terminaler. For at sikre perfekt loddebarhed skal komponenten opbevares således, at forurening fra f.eks. slidstøv fra kroppen undgås. Halvlederkomponenter er ofte galvanisk fortinnet med et meget tyndt lag tin, der let slides væk. Undlad derfor at "rasle rundt" med SMD komponenter.



Tag komponenten med en pincet, så du undgår forurening med sved mv. (dine hænder er alligevel for overdimensionerede til SMD håndtering!).



### SMD demontage/montage

Demontage af SMD komponenter kan udføres ved, at tinnet fjernes fra samtlige komponentens loddeforbindelser. Der kan anvendes tinsugetråd eller tinsugestation.

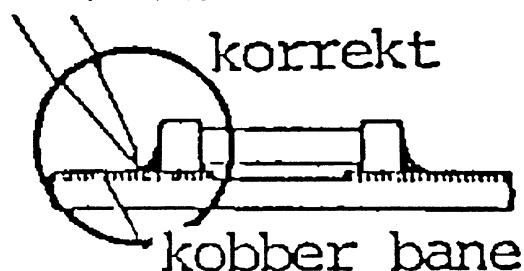
Mindre komponenter kan udloddes ved samtidig opvarmning af alle loddeforbindelser ved hjælp af en varmluft-udloddestation (hot air jet). NB: Undlad at rette luftstrømmen mod hud og tøj, da dette kan give forbrændinger.

Det afgørende må være, at komponenten fjernes uden at printpladen bliver beskadiget, og man vil derfor ofte med fordel kunne klippe/skære komponentens ben, fjerne komponenten og efterfølgende rense loddeøerne for benrester og tin.

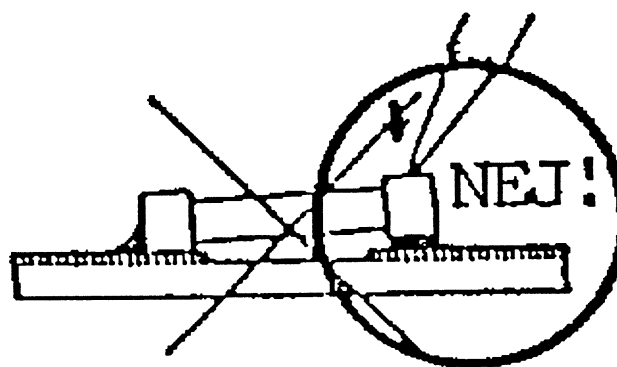
Genmontagen udføres ved, at én loddeø tilføres flux og tin. Komponenten fastholdes med en pincet, medens ilodningen udføres. Når komponenten således er fixeret, kan lodning af de øvrige komponentforbindelser ske med flux og tin.

Efter ilodningen bør arbejdet inspiceres nøje med lup eller mikroskop:

### loddekolbe



### loddekolbe



### Spoler

Forsølvede spoler skal behandles med omhu, således at sølvbelægningen ikke beskadiges. Ved ilodning af spoler bør man søge at undgå at tinnet trækker op ad spolen. Det yderste lag, der er den effektivt ledende del af spoletråden ved HF signaler, skal gerne bibeholdes som - sølv.

Bortset fra f.eks. RF-drosler i strømforsyningsveje, består HF-spolen af meget få vindinger, og derfor gælder, at enhver nok så lille deformation vil ændre spolens selvinduktion relativt meget. En efterfølgende justering vil derfor være påkrævet.

Flanger kan være udført impedanstilpasset systemets impedans (som en art mikrostripline), hvorfor det under montagen bør sikres, at der bliver en jævn overgang til printbanerne, således at impedansspring kan undgås.

### Halvledere

Fabrikantens forskrifter for lodning specificerer såvel temperatur som tinlegeringer. Det ses ofte anbefalet, at der anvendes et ikke-aktivt flusmiddel, eller at der afrenses grundigt efter evt. anvendelse af aktivt fluss.



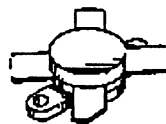
CASE 145A-09  
(.380" STUD)



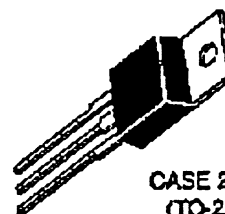
CASE 145A-10  
(.500" STUD)



CASE 211-07  
CASE 211-09  
(.380" FLANGE)



CASE 211-11  
(.500" FLANGE)



CASE 221A-02  
(TO-220AB)

### Flangetransistorer og hybridmoduler

Flangetransistorer og hybride moduler skal monteres på en sådan måde, at der ikke opstår mekaniske spændinger i flangerne. Nogle typer fæstes mekanisk ved hjælp af skrue/møtrik, og fastspændingen skal for disse transistorer eller modulers vedkommende udføres til det fabrikantspecificerede moment, FØR lodning af flangerne gennemføres.

C

C

C

C

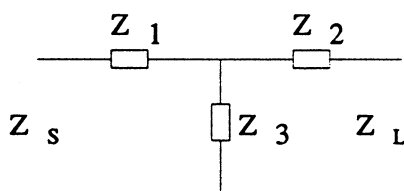
# Passive attenuatorer

Attenuatorer er passive kredsløb, der er beregnet til at skabe et effekttab mellem en generator og dens belastning. Begrundelsen for at anvende en fast attenuator kan f.eks. være en given situation, hvor overstyring af et efterfølgende trin skal undgås.

Samtidig med, at der skabes et effekttab, må attenuatoren have korrekt Indgangs- og udgangsimpedans, således at reflektioner i de omgivende systemer undgås. Er der tale om to forskellige impedanser ved indgang og udgang, kan attenuatoren designes til at have forskellig indgangs- og udgangsimpedans, og den kan således anvendes til impedanstilpasning, hvor et effekttab er acceptabelt.

Det nominelle effekttab er afhængig af den effekt, der transmitteres gennem attenuatoren, men vil være uafhængig af, i hvilken retning effekten går igennem attenuatoren.

Attenuatorer kan traditionelt være udformet på tre forskellige måder, der hver har navn efter deres udseende:



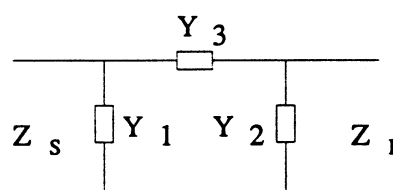
**T - Network:**

$$Z_3 = \frac{\sqrt{Z_S \cdot Z_L}}{\sinh \Phi} = \frac{2 \sqrt{Z_S \cdot Z_L \cdot A}}{A - 1}$$

$$Z_1 = Z_S \cdot \cotgh \Phi - Z_3 = Z_S \cdot \frac{A+1}{A-1} - Z_3$$

$$Z_2 = Z_L \cotgh \Phi - Z_3 = Z_L \cdot \frac{A+1}{A-1} - Z_3$$

Der kan vælges forskellig udgangs- og indgangsimpedans, og T network kan følgelig anvendes til (tabsgivende) impedanstilpasning



**$\pi$  - Network:**

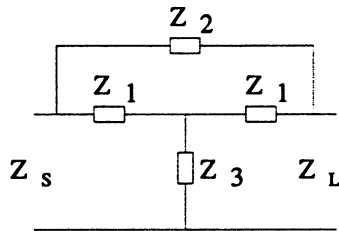
$$Y_3 = \frac{1}{\sqrt{Z_S \cdot Z_L} \cdot \sinh \Phi} = \frac{2}{A-1} \cdot \frac{\sqrt{A}}{\sqrt{Z_S \cdot Z_L}}$$

$$Y_1 = \frac{\tgh \Phi}{Z_S} - Y_3 = \frac{1}{Z_S} \cdot \frac{A+1}{A-1} - Y_3$$

$$Y_2 = \frac{\tgh \Phi}{Z_L} - Y_3 = \frac{1}{Z_L} \cdot \frac{A+1}{A-1} - Y_3$$

Der kan vælges forskellig udgangs- og indgangsimpedans, og  $\pi$  - network kan følgelig anvendes til (tabsgivende) impedanstilpasning.

Forklaring på bogstavsymboler på næste side.

**BRIDGED-T - Network:**

$$Z_1 = Z_S = Z_L$$

$$Z_2 = Z \cdot (A - 1)$$

$$Z_3 = \frac{Z}{A - 1}$$

Bridged-T network forudsætter samme udgangs- og indgangsimpedans og er derfor uanvendelig som impedanstransformator.

I de ovenstående formler indsættes:

$Z_S$  = Source impedans (indgangsimpedans)

$Z_L$  = Load impedans (udgangsimpedans)

$A$  = forhold mellem indgangs- og udgangseffekt.

$$\Phi = \frac{1}{2} \cdot \ln A$$

Betegnelserne  $\sinh$ ,  $\cosh$ ,  $\tanh$  og  $\cotanh$  dækker begreberne hyperbolsk sinus, cosinus, tangens og cotangens.

$\ln$  betegner den naturlige logaritme, der bygger på grundtallet  $e = 2,71828$

Funktionerne findes idag på de fleste blot nogenlunde avancerede lommeregnere.



# Forslag til praktikøvelser til HF trin-3

1. Attenuatorer med alm. modstande og SMD modstande

Opbygning og kontrolmåling på attenuatorer

2. Transistor kredsløb.

Indgangstilpasningsled, smalbånd/bredbånd

beregning af trin ud fra transistordata, og afprøvning på opstilling.

3. Udgangstrin

beregning af tilpasningsnetværk

4. Stubfiltre med teflonkabel

beregning af filtre, og opbygning samt kontrolmåling.

5. Reflektionsmåling på kabler (schmitt-kort) punkt- punkt

6. Impedanstilpasning med  $1/4$  bølge transformator, evt med kompleks belastning.

7. Stripline tilpasning som i punkt 6. sugerkreds med stripline.

8. Måling på passive komponenter

R, C, L, SAW filter, krystal.

9. Måling på færdige kredsløb.

10. Undersøgelse af oscillator, spektralmåling

11. Fremstille højimpedansprobe med SMD

12. Måling på radiotelefon.

