

UNIVERSITEIT VAN STELLENBOSCH
UNIVERSITY OF STELLENBOSCH

**DIE ONTWIKKELING
VAN
'N KOAKSIALE RESONEERDERFILTER
VIR IMPLEMENTERING IN
L-BAND DIPLEKERS**

J D THERON

Tesis voorgelê ter gedeelfelike voldoening aan die vereistes vir
die graad van Magister in die Ingenieurswese aan die
Unversiteit van Stellenbosch

Studieleier : Prof. P Meyer
OKTOBER 1999

verklaring

Ek, die ondergetekende, verklaar hiermee dat die werk in hierdie tesis vervat, my eie oorspronklike werk is wat nog nie vantevore in die geheel of gedeeltelik by enige ander universiteit ter verkryging van 'n graad voorgelê is nie.

JAN DANIËL THERON

opsomming

Sleutelwoorde : koaksiale resoneerder
gekoppelde resoneerderfilter
diplekser
kapasitiewe koppeling

Die ontwikkeling van 'n laeverlies koaksiale resoneerder en integrasie in 'n gekoppelde resoneerderfilter word in hierdie verhandeling bespreek. Die filter is 'n banddeurlaatprototipe en vind toepassing in 'n L-band diplekser. Die filter het 'n sentrefrekwensie by 1.54 GHz met 'n bandwydte van 2%.

Die resoneerder word vanaf grondbeginsels en praktiese oorwegings ontwikkel tot 'n kapasitief gekoppelde transmissielynstruktuur. Verskillende koaksiale topologieë word in die proses ondersoek en met mekaar vergelyk. 'n Akkurate netwerk- en transmissielynmodel word gepostuleer en word met praktiese metings vergelyk.

Ten slotte word 'n induktief gekoppelde resoneerderfilter ontwikkel deur hierdie gerealiseerde koaksiale resoneerder te gebruik.

abstract

Keywords : coaxial resonator
coupled – resonator filter
diplexer
capacitive coupling

The development of a low loss coaxial resonator and the integration of it into a coupled – resonator filter is discussed in the thesis. The filter is of a bandpass type and is used in an L–band diplexer. The filter has a 2% bandwidth at a center frequency of 1.542 GHz.

The resonator is developed from fundamental principles and practical considerations to a capacitively–coupled transmission line structure. Various coaxial topologies are investigated in the process and compared. An accurate network and transmissionline model is postulated and compared with practical measurements.

Finally an inductively – coupled resonator filter is developed utilising the realised coaxial resonator.

dankbetuiging

Ek spreek my dank uit teenoor my studieleier vir sy bereidwilligheid om sy tyd tot my beskikking te stel, asook sy leiding en raad. Graag wil ek ook my dank rig aan mnre. Wessel Croukamp en Peet Kruger wat vir die vervaardiging van al die komponente verantwoordelik was, asook hul praktiese insigte wat hulle met my gedeel het. Hulle konstruksiewerk getuig van uitmuntende vakmanskap.

Ek wil ook my ouers bedank vir hulle ondersteuning en aanmoediging dwarsdeur die studietyd. Ek wil ook veral my pa bedank vir die tyd wat hy aan my afgestaan het om die verhandeling te proeflees al was dit buite sy gewone vakgebied.

Aan Corien Havenga my hartlike dank vir haar geduld, aanmoediging en ondersteuning deur die afgelope maande. Ek dra ook hierdie werkstuk aan haar op.

Ten slotte kom die dank en eer my Skepper en God toe vir die genade, deursettingsvermoë, gesondheid en leiding wat Hy my geskenk het deur my hele universiteitsloopbaan.

JAN THERON

inhoudsopgawe

HOOFSTUK 1	FILTERTOPOLOGIE	1
1.1	Inleiding	1
1.2	Dipleksering	3
1.3	Filtertopologieë	4
1.3.1	Filters deur Direkte Sintese	4
1.3.1.1	Interdigitale Filter	4
1.3.1.2	Kamlynfilter	7
1.3.2	Gekoppelde Resoneerderfilters	9
1.3.2.1	Diëlektriese Resoneerders	11
1.3.2.2	Heliese Resoneerders	16
1.3.2.3	Koaksiale Transmissielynresoneerders	18
1.3.2.4	Gestapte Impedansie – Resoneerders	19
1.3.2.5	Koniese Binnegeleier – Koaksiale Resoneerders	21
1.3.2.6	Holteresoneerders	23
1.4	Oorsig	24
HOOFSTUK 2	ONTWERPSTRATEGIE	25
2.1	Benaderings	25
2.1.1	Bandstopbenadering	25

2.1.2	Banddeurlaatbenadering	26
2.2	Netwerkrealisering	27
2.2.1	Q van Resoneerders	32
 HOOFSTUK 3 RESONEERDER		33
3.1	Koaksiale Geleiertopologie	33
3.2	Impedansie van Resoneerders	43
3.3	Kapasitiewe Koppeling	48
3.4	Transmissielynmodelle	52
3.5	Numeriese Analise	57
3.6	Eerste Resoneerdermetings	61
3.6.1	Q – faktor Meting	62
3.6.2	Praktiese Metings	62
3.6.3	Nuwe Metingsaanslag	65
3.6.4	Opsomming	66
3.7	Gewysigde Resoneerdermodel	67
3.7.1	Diskontinuiteite	67
3.7.2	Netwerkmodel	69
3.7.3	Praktiese Metings	75
3.8	Opsomming	78

HOOFSTUK 4 FILTERONTWIKKELING	79
4.1 Serie – Reaktiewe Elemente	79
4.2 Filterbloктоetsbaan	83
4.3 Finale Filter	90
4.3.1 Praktiese Metings	91
4.4 Opsomming	96
HOOFSTUK 5 GEVOLGTREKKINGS EN AANBEVELINGS	98
VERWYSINGS	101
BYLAE A GEKOPPELDE RESONEERDERTOPOLOGIE	106
BYLAE B MATLAB® PROGRAMME	111
BYLAE C LENGTE VAN TM – LYN MET REAKTIEWE LAS	117
BYLAE D AFLEIDING VAN KOPPELINGSRESONEERDER	120
BYLAE E KONSTRUKSIE VAN FILTERBLOKTOETSBAAN	123
BYLAE F KONSTRUKSIE VAN FINALE FILTER	127

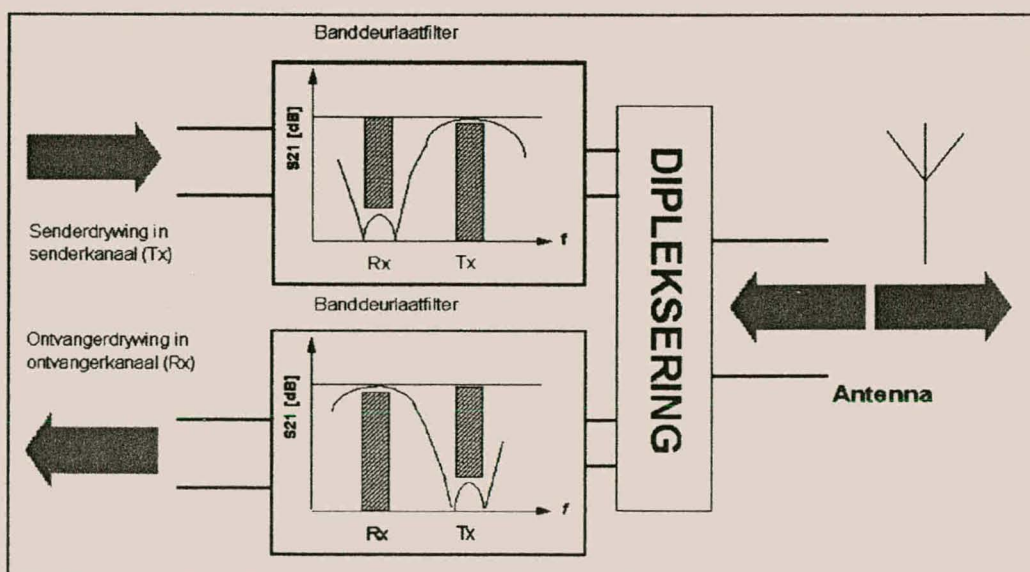
1 filtertologie

Een van die terreine waar hedendaags die meeste ontwikkeling plaasvind, is in die kommunikasieveld. Die vraag na kleiner stelsels met hoër werkverrigting is nimmereindigend, ook in mikrogolfstelsels. Mikrogolfkommunikasie, soos in satellietstelsels, telefooninfrastruktuur en televisie vorm 'n integrale deel van die daaglikse bestaan.

Mikrogolfilters is belangrike onderdele in mikrogolfstelsels. In hierdie verhandeling word 'n filtertologie ontwikkel vir gebruik in 'n diplekser, waar streng aan spesifikasies voldoen moet word.

1.1 inleiding

Die gebruik van nabygeleë sender- en ontvangerkanale om volduplekskommunikasie met behulp van 'n sender, ontvanger en antenne te realiseer, vereis die gebruik van 'n hoër werkverrigting diplekser. 'n Diplekser word opgebou uit twee filters, een vir die



Figuur 1.1 : Diagrammatiese voorstelling van 'n diplekser en sy onderskeie komponente

senderkanaal en een vir die ontvangerkanaal, wat deur 'n reaktiewe netwerk verbind word aan die antenne. Vergelyk Figuur 1.1 waar die diplekser grafies verduidelik word.

Die filters wat in die diplekser gebruik word, moet van so 'n aard wees dat dit hoë (gewoonlik hoër as -50 dB) isolasie bied buite die deurlaatband. Die *stopband* van elke filter moet dus so ontwerp word dat dit die nodige isolasie verskaf tussen die sender- en ontvangerkanale. Verder moet die *insetverliese* ook laag wees, aangesien min seindrywing deur die filters verlore moet gaan.

Soos die vereiste na hoër isolasie in die stopband van die filters toeneem, lei dit tot hoër orde filters en dit weer op sy beurt tot hoër insetverliese. Om hierdie rede moet daar gebruik gemaak word van hoë Q-resoneerders in die filters [1]. Faktore wat met die ontwerp van 'n diplekser in 'n betrokke stelsel in ag geneem moet word, is :

- Insetverliese
- Isolاسie tussen die kanale
- Fisiese grootte
- Koste van vervaardiging en
- Instelbaarheid

Die filterspesifikasies van hierdie verhandeling word gebaseer op bestaande diplekserfilters, spesifiek die ontvangerfilter, wat gebruik word in die SATCOM - terminaal

	T_x → ANT		Rx ← ANT	
Senterfrekwensie	1.6435	GHz	1.542	GHz
Bandwydte	FT +/- 16 MHz	2%	FT +/- 16 MHz	2%
Insetverlies	1.5 dB	max	1.5 dB	max
 S₁₁ in deurlaatband	15 dB	min	15 dB	min
Intreedrywing	20 W	max	1 W	max
Verswakking	1.525 - 1.559	GHz	1.6265 - 1.6605	GHz
	60 dB	min	55 dB	min

*Geen spesifikasie vir fase. Data vir diplekser vanaf *muRata*® -katalogus 1997

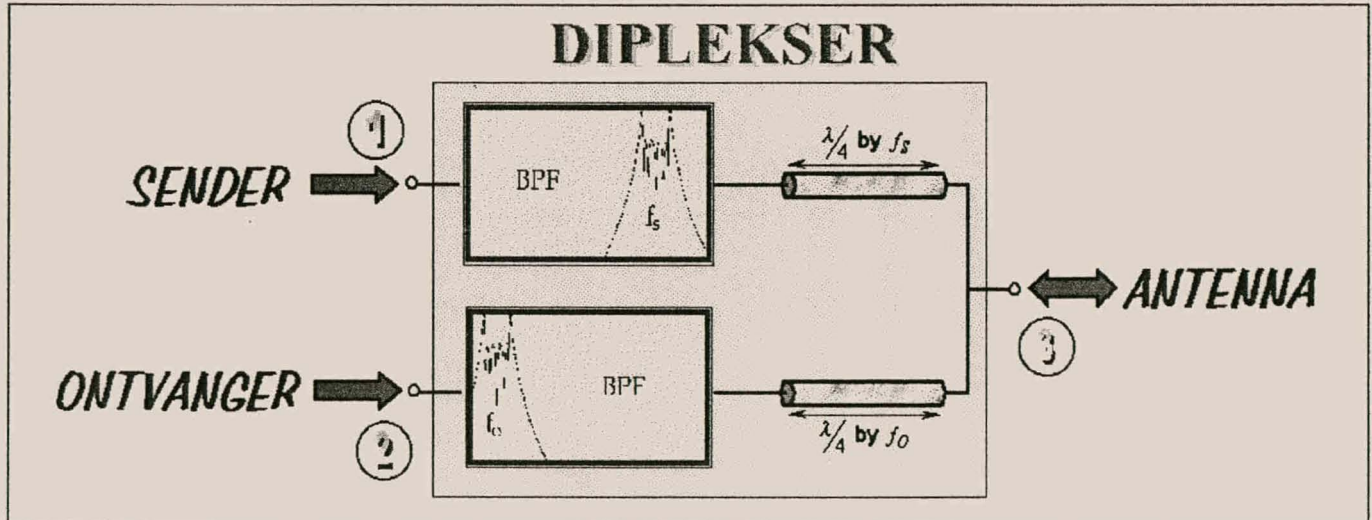
Tabel 1.1 : Spesifikasiedata van filternetwerke in diplekser geïnkorporeer

vir kommunikasie in die L- band *Inmarsat* – stelsel [1]. Dit word in Tabel 1.1 uiteengesit.

Verskeie filtertopologieë kan gebruik word om aan bogenoemde vereistes te voldoen en daar word later in die afdeling kortliks enkele hiervan ondersoek. Die beginsel van dipleksering en implementering daarvan word eers behandel.

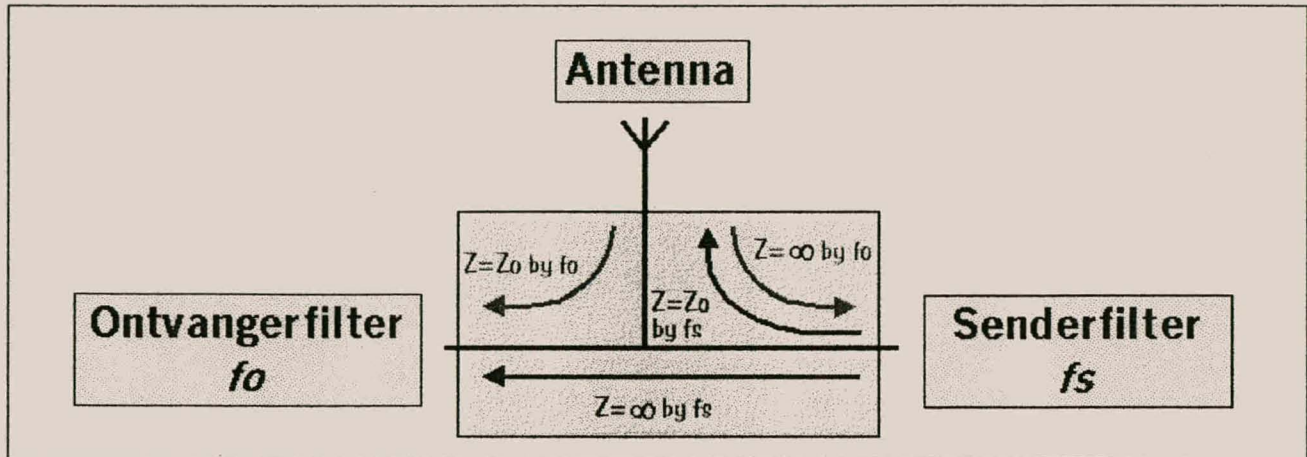
1.2 dipleksering

Dipleksering geskied deur 'n driepoortnetwerk wat die antenna aan die sender en ontvanger van die kommunikasiestelsel verbind. Die netwerk bestaan uit twee banddeurlaat- of bandsperfilters in twee kanale. Een kanaal sal die senddrywing deurlaat en die ontvangde drywing verswak en die ander die ontvangde drywing deurlaat en senddrywing verswak. Die twee kanale word weer deur 'n driepoortnetwerk verbind aan die antennapoort. Die diplekser en sy onderskeie komponente word diagrammaties in Figuur 1.2 verduidelik :



Figuur 1.2 : Diagrammatiese voorstelling van diplekser en onderskeie komponente met poortaanwysings

Dipleksering word bewerkstellig deur 'n eenvoudige konsep te gebruik van kwartgolf transmissielinie om die filternetwerke in frekwensie te transformeer. Verwys na Figuur 1.3 waar hierdie beginsel verduidelik word.



Figuur 1.3 : Diplekseringsnetwerk diagrammaties verduidelik

Vanaf die antenne na die ontvangerfilter word 'n $\lambda/4$ -lengte transmissielyn (berekend by die ontvangerfrequentie f_0) gebruik. Die transmissielyn sal die impedansie van die ontvangerfilter transformeer na 'n oopsluiting of oneindige lasweerstand in die senderfrequentieband. Seindrywing na die ontvanger word dus verhoed. Vanaf die antenne na die senderfilter word ook 'n $\lambda/4$ -lengte transmissielyn, berekend by die senderfrequentie, f_s , gebruik. Die antenne "sien" dus 'n oneindige impedansie in die rigting van die senderfilter en drywing vloei slegs na die ontvanger.

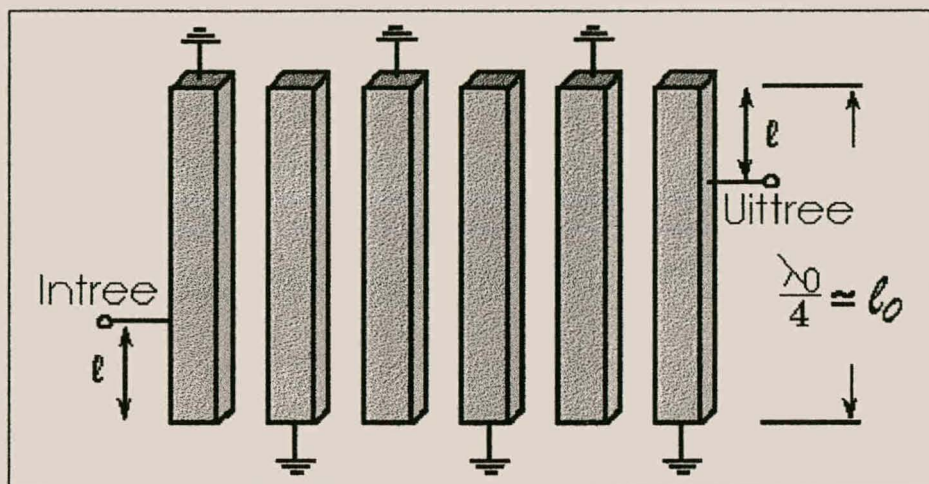
1.3 filtertopologieë

Die filtertopologieë wat oorweeg kan word vir die diplekserfilters word verdeel in twee groepe, naamlik dié ontwikkel deur direkte sintese metodes en dié wat uit 'n gekoppelde resoneerder konfigurasie bestaan.

1.3.1 filters deur direkte sintese

1.3.1.1 interdigitale filter

'n Interdigitale filter is slegs 'n gekoppelde lynfilter waarvan die lyne weer terug op mekaar gevou is [2]. 'n Voorbeeld van so 'n konfigurasie kan gesien word in Figuur 1.4.

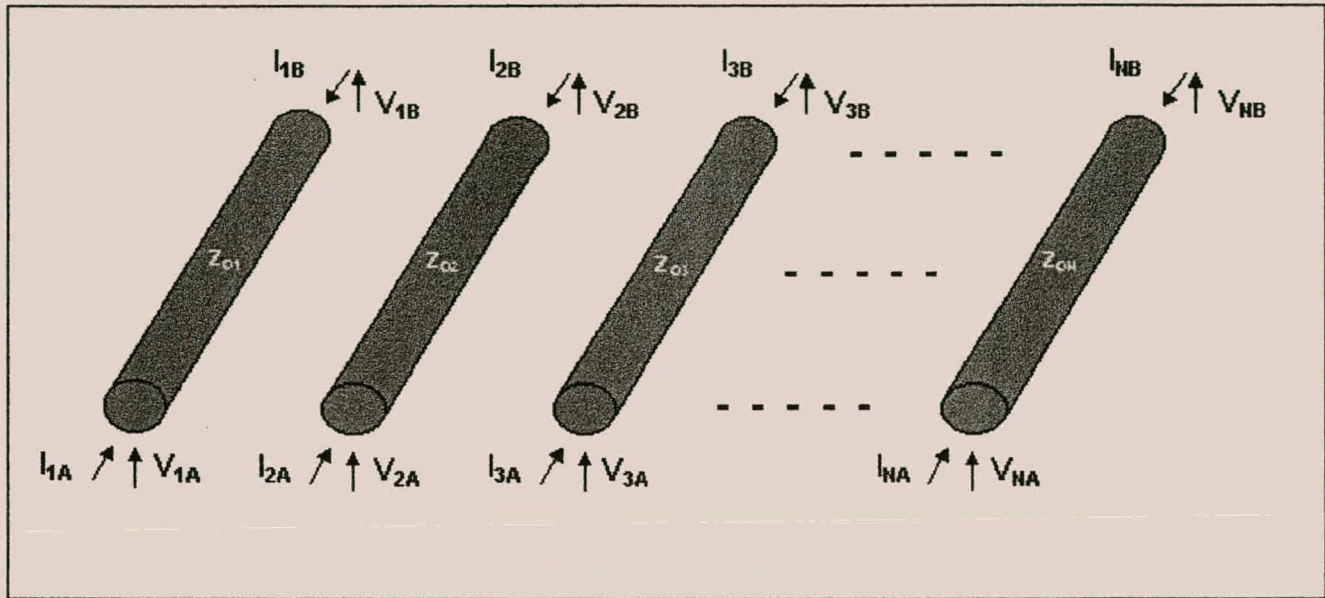


Figuur 1.4 : Voorbeeld van 'n interdigitale filter

Interdigitale filters is meer kompak as gewone gekoppelde lynfilters. Met 'n filternetwerk van 'n bepaalde konfigurasie (oopsluitings by party poorte en kortsluitings by ander) kan die kapasitansiematriks van die netwerk met behulp van matrikstransformasie, baie vereenvoudig word [3],[4].

Die interdigitale filter bied ook 'n kompakte oplossing vir impedansie aanpassing. Die transmissielyne is 'n kwartgolflengte lank en deur die intreepunt van die poort op die filter te verstel, word die poortweerstand van die hele netwerk of filter verstel [5]. In Figuur 1.4, word die in- en uittreepoorte van die filternetwerk eers op 'n afstand l vanaf die oorsprong begin.

Die reeks van parallel gekoppelde lyne in Figuur 1.5 word interdigitale lyne deur elke geleier alternatiewelik kort te sluit en ander oop te los (verwys na Figuur 1.4). Die reeks word begin deur 'n oopgeslote of kortgeslote geleier. Deur algemene netwerktegnieke word daar 'n eksakte ekwivalente stroombaan ontwikkel vir die interdigitale filter. Deur byvoorbeeld $V=0$ te neem by 'n kortsluiting en $I=0$ by 'n oopsluiting, kan die matriksvergelyking gereduseer word. Deur die vergelykings gelyktydig op te los, reduceer die impedansiematriks na 'n 2×2 matriks. Hieruit word die fisiese afmetings en lengtes bepaal om die interdigitale filter volgens die verlangde netwerkparameters te realiseer [6].



Figuur 1.5 : Basiese parallel gekoppelde lynreeks met die mees belangrikste netwerkveranderlikes

Die gebruik van 'n kapasitansiematriks met die ontwikkeling van interdigitaal filters laat buigsaamheid toe in die finale uitleg van die filter. Wanneer 'n stel van die eie- en koppelingskapasitansies ontwikkel is, kan die kapasitansiematriks deur inspeksie voltooi word en sodoende die ekwivalente netwerk verkry word. Die ontwerp maak verder gebruik van maklik verkrygbare tabelle en konfigurasies en gee die ontwerper 'n gedetailleerde insig tot moontlike fisiese uitlegte wat hom in staat stel om netwerke te ontwikkel vir optimale werkverrigting.

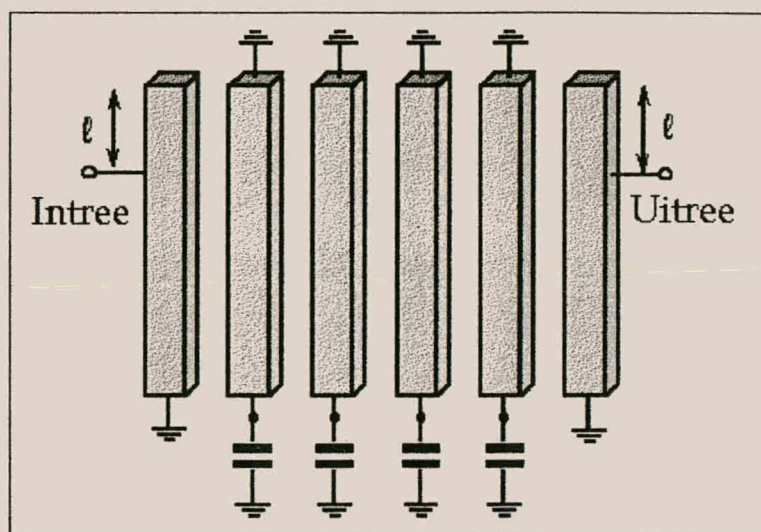
In die praktyk word interdigitaal filters vrylik in die 500 MHz tot 30 GHz gebied as banddeurlaatfilters gebruik, met bandwydtes wat wissel tussen kleiner as 1% tot 100%. Verder is insetverliese van so min as 1.25 dB en 2.7 dB vir onderskeidelik 'n drie-seksie- en vyf-seksie struktuur met 'n 2% bandwydte moontlik by 1.5 GHz. Die hoeveelheid seksies en dus die insetverliese, is afhanklik van die bandstopspesifikasies. Fisiese groottes wissel tipies tussen 40 mm by 65 mm tot 70 mm by 65 mm vir 'n 1.5 GHz interdigitaal filter [7].

Ontwikkeling van die interdigitaal filter verg ingewikkelde sintese waar slegs voorsien word vir fyn verstelling in die filter na realisasie. Resonansieverstelling word deur die in- of uitdraai van skroewe op die punte van die resoneerderslemente bewerkstellig. Groot verstellings van die transmissieweergawe van die filter geskied deur die indruk van

materiale tussen die resoneerders om sodoende die koppeling te vermeerder of verminder [8]. Verder is die karakteristieke impedansie - of refleksiekoëffisiëntinstelling ook moeilik uit die aard van die aandrywingsmetode [9].

1.3.1.2 kamlynfilter

'n Wysiging aan die interdigitale topologie wat die filter meer verstelbaar maak nadat dit gerealiseer is, word 'n kamlynfilter genoem. Kamlynfilters se grootte en klein massa maak dit veral geskik vir gebruik in vliegtuie, militêre- en satelliet-sendontvangers en ontvangers.

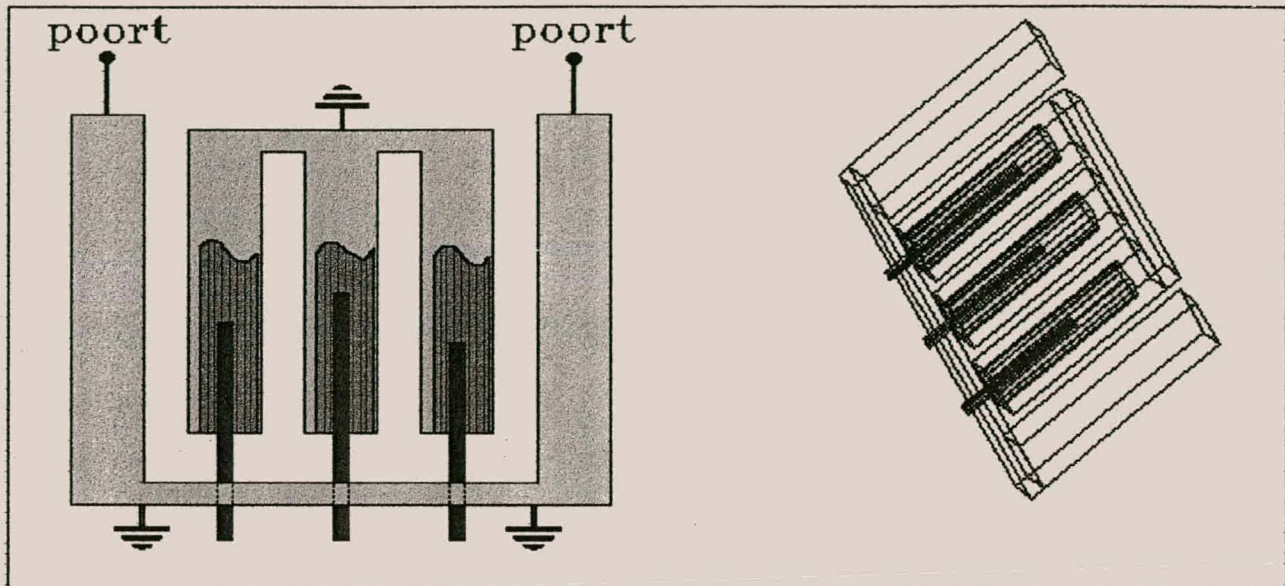


Figuur 1.6 : 'n Voorbeeld van 'n kamlynfilter - uitleg

Die geleiereindpunte van die kamlynfilter word met kapasitore aan

grond verbind, soos gesien kan word in Figuur 1.6. Koppeling vind plaas tussen die transmissielyne deur spreiveldes vanaf die rand van die transmissielyne of resoneerders. Met hierdie kapasitansies by die punte veroorsaak dit dat die transmissielyne korter as $\lambda/4$ is en die koppeling tussen die resoneerders oorwegend magneties van aard is [10]. Wanneer fisiese grootte van belang is, kan deur die kapasitansies die lynlengte van die transmissielyne $\lambda/8$ lank of korter gerealiseer word. Soos die interdigitale filter, lewer die kamlynfilter ook 'n breë stopband bo die primêre deurlaatband [11].

Kamlynfilters kan gerealiseer word in mikrostrook, strooklyn of deur fisies geleidende stawe as die resoneerders te gebruik. In Figuur 1.7 word 'n voorbeeld van kapasitansieverstelling getoon. Die stafies word uitgehol en koppeling vind plaas na 'n transmissielyn wat binne die element beweeg [12].



Figuur 1.7 : Praktiese voorbeeld van die fisiese implementering van verstelbare kapasitansie op punte van resoneerders

Prakties vind die kamlynfILTER toepassings in die 160 MHz tot 30 GHz gebied as banddeurlaatfilters, met bandwydtes wat wissel tussen 1% tot 75%. Verder is insetverliese (afhangend van die orde) vir 'n kamlynfILTER met $\lambda/4$ -resoneerders van 1.0 dB en 1.25 dB vir onderskeidelik 'n drie-seksie - en vyf-seksie struktuur met 'n 2% bandwydte moontlik by 1.5 GHz. Fisiese groottes wissel tipies tussen 30mm by 65mm tot 90mm by 65mm vir die 1.5 GHz filter [7]. 'n Filter met dieselfde spesifikasies met $\lambda/8$ -resoneerders kan gerealiseer word met groottes wat wissel tussen 32 mm by 50 mm of 32 mm by 80 mm vir onderskeidelik die drie-seksie en vyf-seksie struktuur. Die insetverliese van hierdie prototipe neem egter toe met miniaturisasie (2 dB).

Die kamlynfILTER gaan gebuk onder soortgelyke probleme as die interdigitale filter en het ook 'n komplekse realiseringsproses. Die kapasitiewe koppeling na die resoneerders maak verstelling van die transmissieweergawe moontlik, maar groot verstellings is egter nie maklik nie. Die filter bied die moontlikheid om kompak te wees, maar insetverliese neem dan toe. Verder is die filter ook baie sensitief wat sy afmetings aanbetref.

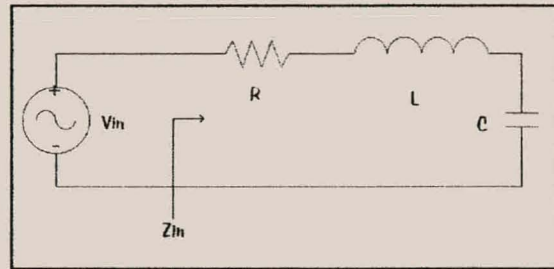
1.3.2 gekoppelde resoneerderfilters

In die filters word daar gebruik gemaak van 'n gekoppelde resoneerdertopologie waar daar na verskillende tipes resoneerders gekoppel word deur reaktiewe elemente. Verskillende koppelingstegnieke word geïmplementeer, maar die filters verskil hoofsaaklik net in die tipe resoneerders wat gebruik word. 'n Paar resoneerders word in die afdeling ondersoek.

'n Resoneerder kan naby sy resonansiefrekwensie gemodelleer word as 'n serie - of parallelle RLC - puntelement ekwivalente stroombaan [13].

'n **Serie resonante ekwivalente stroombaan** word getoon in Figuur 1.8.

By resonansie sal die magneties gestoorde energie gelyk wees aan die elektries gestoorde energie van die ekwivalente struktuur. Die resonantefrekwensie, ω_0 , is dus gelyk aan:



Figuur 1.8 : 'n Serie resonante ekwivalente stroombaan

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.1)$$

Die Q of *kwakeiteitsfaktor* gee 'n aanduiding van die verliese in die resonante struktuur en word as volg gedefinieer :

$$Q = \omega_0 \frac{(\text{energie gestoor})}{(\text{gemiddelde energieverlies})} \quad (1.2)$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (1.3)$$

Die 3 dB - bandwydte van die struktuur kan met die Q in verband gebring word deur:

$$BW_{3dB} = \frac{1}{Q} \quad (1.4)$$

'n **Ekwivalente parallele resonante stroombaan** is die dual van 'n serie resonante stroombaan en word getoon in Figuur 1.9.

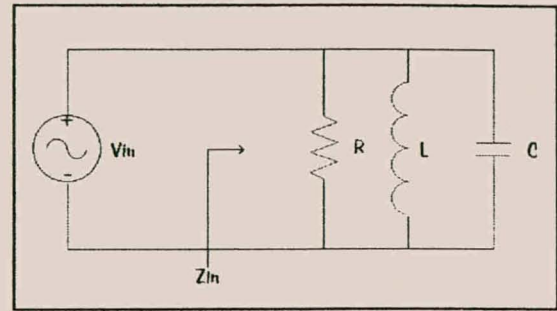
Uit dieselfde definisie vir die kwaliteitsfaktor van 'n resonante stroombaan (vergelyking 1.2) kan die Q bepaal word vir die parallele stroombaan as:

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC \quad (1.5)$$

Die 3 dB bandwydte van die parallele stroombaan is ook gelyk aan $1/Q$ soos in die serie resonante stroombaan die geval was.

Die Q wat bepaal word in vergelykings 1.3 en 1.5, is slegs 'n karakteristieke eienskap van die resonante struktuur in die afwesigheid van enige las van 'n eksterne stroombaan en word die *onbelaste* Q genoem. Dit is prakties onmoontlik om die resonante struktuur geheel en al van die eksterne stroombaan te ontkoppel en dus sal die algehele Q , die *belaste* Q of Q_L , verminder. Die eksterne las op die resonante struktuur word voorgestel as 'n weerstand R_L . In die serie resonante struktuur word die totale weerstand van die stroombaan $R + R_L$. In die parallele stroombaan kombineer dit in parallel met die weerstand van die resoneerder: $RR_L / (R + R_L)$. Indien die eksterne Q , Q_E , gedefinieer word as :

$$Q_E = \begin{cases} \frac{\omega_0 L}{R_L} & \text{vir serie stroombane} \\ \frac{R_L}{\omega_0 L} & \text{vir parallele stroombane} \end{cases}, \quad (1.6)$$



Figuur 1.9 : 'n Ekwivalente parallele resonante stroombaan

word die belaste Q van 'n stroombaan dus uitgedruk as:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_E} + \frac{1}{Q} \quad (1.7)$$

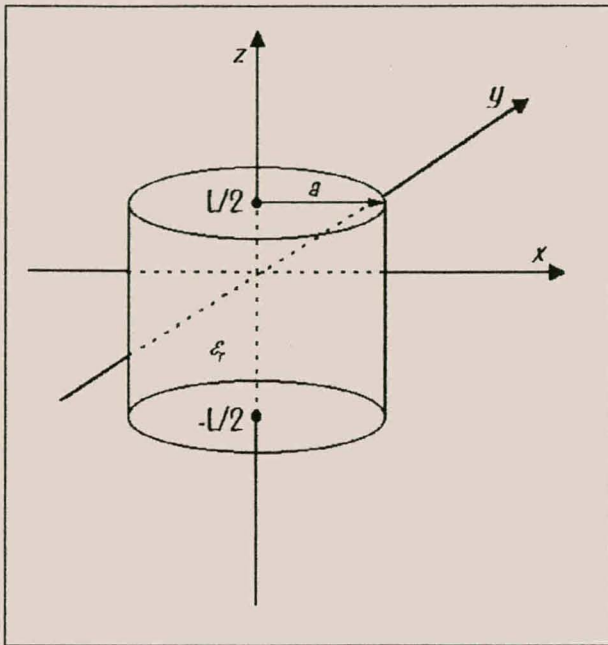
Hierdie formules gee 'n basis waarvolgens alle resoneerders gekarakteriseer word naby resonansie. Met hierdie agtergrond word enkele filters wat verskillende tipes resoneerders gebruik, bespreek.

1.3.2.1 diëlektriese resoneerders

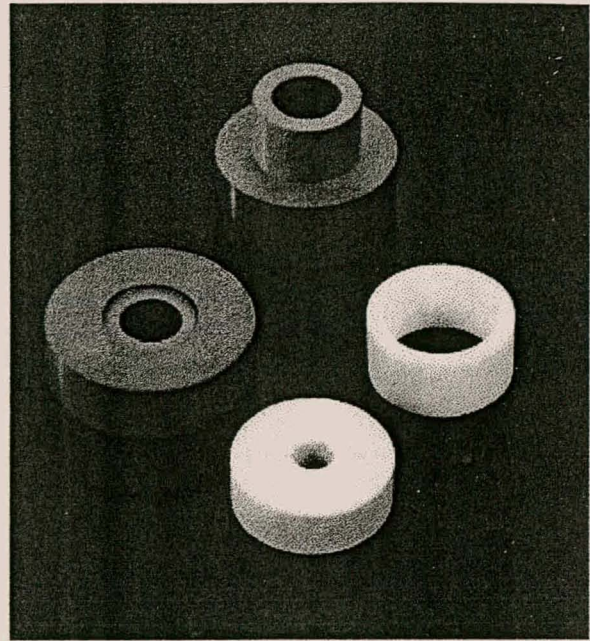
Mikrogolfresoneerders word ook verkry word deur klein silinders of kubusse van lae verlies, hoë permittiwiteit materiaal te maak en is soortgelyk in beginsel as reghoekige of silindervormige holtes. So 'n resoneerder is normaalweg kleiner in grootte (2mm en groter), gewig en koste as die meeste ander resoneerders en kan maklik in mikrogolf geïntegreerde stroombane geïnkorporeer word deur koppeling na planêre transmissielyste.

Diëlektriese materiaal wat vir resoneerders gebruik word, het 'n diëlektriese konstante in die gebied van $10 \leq \epsilon_r \leq 100$. In die tipe topologie waarin hierdie diëlektriese materiaal as resoneerders aangewend word, is geen geleierverliese teenwoordig nie, maar diëlektriese verliese vermeerder die diëlektriese konstante. Q 's van etlike duisende kan steeds gerealiseer word. Die resonante frekwensie van die diëlektriese resoneerder - skyf kan ook meganies verstel word deur 'n verstelbare metaalplaat op die skyf te hou. 'n Benaderde analise vanuit veldteoriebeginsels vir die bepaling van die resonante frekwensie van 'n silindriese diëlektriese skyf, word kortliks gegee [14].

Die $TE_{01\delta}$ - modus is die mees algemene modus wat in die praktyk gebruik word. Hierdie modus is ook analoog aan die TE_{011} - modus van 'n silindriese metaalholte. Die geometrie van 'n silindriese diëlektriese resoneerder word getoon in Figuur 1.10 met voorbeelde van diëlektriese resoneerders in Figuur 1.11.



Figuur 1.10 : Geometrie van 'n silindriese diëlektriese resoneerder

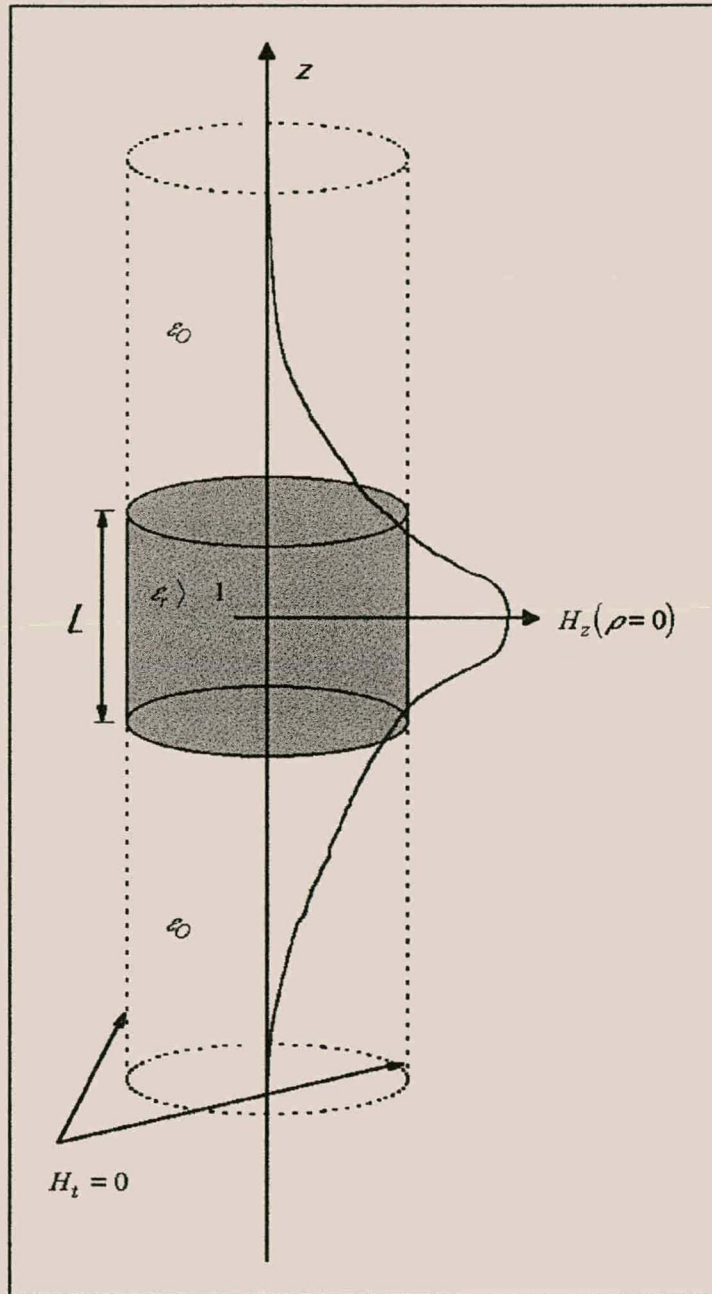


Figuur 1.11 : Voorbeelde van fisiese diëlektriese resoneerders

Die diëlektriese silinder met 'n kort lengte, L , word beskou as 'n diëlektriese golfgeleier wat oop is by beide punte. Die laagste modus wat kan bestaan in hierdie golfgeleier, is die TE_{01} -modus wat die dual is van die TM_{01} -modus in 'n silindriese metaalgolfgeleier. Vanweë die hoë permittiwiteit van die diëlektriese materiaal, sal die voortplanting langs die z-rigting plaasvind by die resonante frekwensie, maar word afgesny in die luggedeeltes rondom die diëlektriese silinder. Die magnetiese veld in die z-rigting, H_z , soos dit in die struktuur sal voorkom, word getoon in Figuur 1.12.

Met L vir die $TE_{01\delta}$ -modus kleiner as die helfte van λ_g (die geleiergolflengte van die TE_{01} -diëlektriese golfgeleiermodus), word die verandering in die z-rigting van die resonante modus gegee deur:

$$\delta = \frac{2L}{\lambda_g} \ll 1 \quad (1.8)$$



Figuur 1.12 : Verspreiding van die H_z - veld teenoor z vir $\rho=0$ van die eerste modus van die silindriese diëlektriese resoneerder, met 'n magnetiese grensbenadering

Die ekwivalente stroombaan vir die resoneerder is 'n lengte transmissielyn met reaktiewe elemente op beide die poorte. In hierdie analise word die aanname van 'n magnetiese grens by $\rho = a$ gebruik, aangesien die refleksiëkoëffisiënt van die golf in 'n hoë permittiwiteit medium invallend op die lugge vulde gebied, streef na $+1$:

$$\Gamma = \frac{\eta_0 - \eta}{\eta_0 + \eta} = \frac{\sqrt{\epsilon_r} - 1}{\sqrt{\epsilon_r} + 1} \rightarrow 1 \quad \text{as } \epsilon_r \rightarrow \infty \quad (1.9)$$

Die velde vir die TE_{01} -modus word bepaal uit veldteoriebeginsels en vir TE -modusse moet $E_z = 0$ en H_z die volgende golfvergelykings bevredig :

$$(\nabla^2 + k^2)H_z = 0 \quad , \quad (1.10)$$

$$k = \begin{cases} \sqrt{\epsilon_r} k_0 & \text{vir } |z| < L/2 \\ k_0 & \text{vir } |z| > L/2 \end{cases} \quad , \quad (1.11)$$

waarvan die oplossing die golfimpedansie gee deur die volgende vergelyking:

$$Z_d = \frac{E_\phi}{H_\rho} = \frac{\omega\mu_0}{\beta} \quad (1.12)$$

In die gebied buite die diëlektriese silinder, $|z| > L/2$, kan die voortplantingskonstante slegs imaginêr wees:

$$\alpha = \sqrt{k_c^2 - k_0^2} = \sqrt{\left(\frac{p_{01}}{a}\right)^2 - k_0^2} \quad , \quad (1.13)$$

waar $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2} = \frac{p_{01}}{a}$ en $J_0(p_{01}) = 0$ ($p_{01} = 2.405$) en word bevestig deur die golfimpedansie in die luggedeelte te definieer as:

$$Z_a = \frac{j\omega\mu_0}{\alpha} \quad (1.14)$$

Vanuit simmetrie word gesien dat E_ϕ en H_z in die gebied $z=0$ ewe funksies is en deur die transverse velde vir die $TE_{01\delta}$ - modus op te los, kan 'n enkele kenmerkende vergelyking gekry word [15]:

$$\tan \frac{\beta l}{2} = \frac{\alpha}{\beta} \quad (1.15)$$

met β soos volg gedefinieer:

$$\beta = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - k_c^2} = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - \left(\frac{p_{01}}{a}\right)^2} \quad (1.16)$$

Deur vergelyking 1.16 op te los vir k_0 , word die resonansiefrekwensie verkry.

Hierdie benaderde oplossing vir die resonante frekwensie van die diëlektriese resoneerder voorspel die werklike resonansiefrekwensie binne 10 %. Dit is nie akkuraat genoeg vir sommige praktiese doeleindes nie, aangesien die velde buite die resoneerder nie geïgnoreer kan word nie en noodsaaklik is vir die berekening van die resonansiefrekwensie van die materiaal. Die metode illustreer egter die basiese werking en gedrag van 'n diëlektriese skyfie.

Die Q van die resoneerder kan bereken word deur die gestoorde energie binne en buite die diëlektriese resoneerder te bepaal, asook die drywing verkwis in die diëlektriese materiaal en verlies deur uitstraling. As laasgenoemde klein is, kan die Q uitgedruk word (soos in die geval van metaalholteresoneerders) as:

$$Q = \frac{1}{\tan \delta} \quad (1.17)$$

Hierdie aanname word gemaak as ϵ_r baie groot is, aangesien slegs 'n baie klein deel van die energie buite die resoneerder gestoor word.

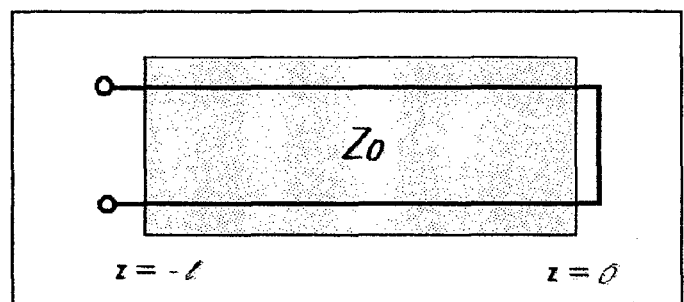
Die fisiese grootte van diëlektriese filters is voordelig in mikrogolf toepassings waar spasie kritiek is. Die resoneerders word gebruik in nouband banddeurlaat- en bandstopfilters, frekwensiestabiliseerders en het ook toepassings in wyeband gekanaliseerde ontvangers. Q 's van tot 2000 kan gerealiseer word in die 1 – 20 GHz gebied. Vir noubandtoepassings word hoë gehalte kwarts met goeie verlieseienskappe gebruik as diëlektriese resoneerders. Dit maak die filter tipe duur [16]. Insetverliese van 2.5 dB na 4 dB kan verder verwag word van 'n 2 %, vyfdeorde filter by 1.5 GHz.

1.3.2.2 heliese resoneerders

'n Heliese resoneerder word opgebou uit 'n koaksiale transmissielyn waarvan die binnegeleier vervang word deur 'n gedraaide heliks. Transmissielyn-resoneerders se eienskappe word kortliks bespreek ten einde die werking van 'n heliese resoneerder te verduidelik.

'n Transmissielynresoneerder word opgebou uit 'n kort transmissielyn wat eindig in óf 'n kortsluiting óf 'n oopsluiting. Die lengte van die transmissielyn bepaal of die resoneerder as 'n serie of parallelle resoneerder in 'n netwerk aangewend word [17].

Aangesien fisiese grootte van belang is, word kortgeslote, $\lambda/4$ -transmissielyne eerder as oopgeslote, $\lambda/2$ -transmissielyne gebruik.



Figuur 1.13 : Kortgeslote transmissielyn

Vir 'n kortgeslote transmissielyn, soos in Figuur 1.13 , kan 'n stel van stroom- en spanningvergelykings oor die lengte (z) van die lyn opgestel word:

$$\begin{aligned}
 V(z) &= Ae^{-\gamma z} + Be^{\gamma z} \\
 I(z) &= \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{B}{Z_0} e^{\gamma z}
 \end{aligned}
 \tag{1.18}$$

met A en B komplekse amplitudes van die invallende en weerkaatste golwe, terwyl γ die voortplantingskonstante van die tipe transmissielyn is :

$$\gamma = \alpha + j\beta
 \tag{1.19}$$

Met die grensvoorwaarde vir $z=0$ kan die intree-admittansie van die kortgeslote transmissielyn bepaal word uit die stroom - en spanningvergelyking, as:

$$Y_{in} = \frac{I(-l)}{V(-l)} = Y_0 \frac{\tanh(\alpha l) - j \cot(\beta l)}{1 - j \tanh(\alpha l) \cot(\beta l)} \quad (1.20)$$

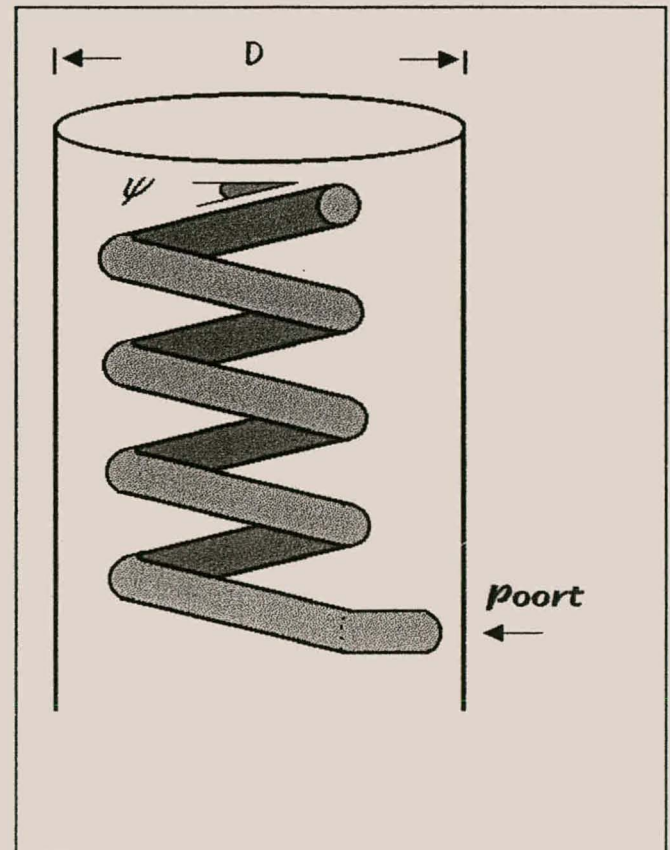
Die voortplantingskonstante (vergelyking 1.19) word opgebou uit 'n verswakingskonstante, α , en 'n fasekonstante, β . 'n Verdere eienskap van die heliese resoneerder kan ontwikkel word in terme van sy fasesnelheid, v_p [18]:

$$v_p = c \sin \psi \quad (1.21)$$

Die veranderlike, ψ , verwys na die hoek van die heliks (verwys na Figuur 1.14).

'n Diagrammatiese voorstelling van 'n heliese resoneerderfilter word in Figuur 1.14 getoon. Hierdie struktuur het voordele bo 'n gewone koaksiale struktuur, aangesien vir dieselfde golflengte die transmissielyn in 'n korter fisiese lengte gerealiseer word. Heliese resoneerders word veral in die UHF-band gebruik om filterresoneerders te realiseer, maar word vrylik van 10 MHz tot 2 GHz gebruik met bandwydtes wat wissel tussen 0.5% tot 50% [19]. 'n Verband tussen die Q van die resoneerder en die binnedeursnee van die buitegeleier word verkry deur die volgende vergelyking [20]:

$$Q = 1.97D\sqrt{f_0} \quad , \quad (1.22)$$



Figuur 1.14 : 'n Heliese transmissielyn resoneerder

waar D in [mm] en f_0 in [MHz] is.

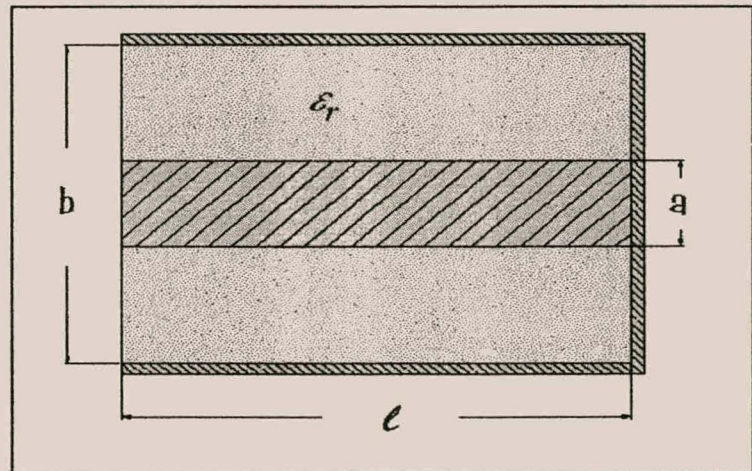
Afhangende van die materiaal wat gebruik word om die heliese resoneerder te vervaardig, kan Q 's van die orde 500 - 2000 verkry word vir die resoneerder.

Die heliese resoneerderstruktuur hou voordele in wat die fisiese grootte van die struktuur betref. Die nadeel van die struktuur is egter die gebrek aan meganiese robuustheid, aangesien die heliese binnegeleier ondersteun moet word. Hierdie ondersteuning moet goeie verlieseienskappe openbaar, andersins word die Q -faktor van die resoneerder negatief beïnvloed. By 1.5 GHz is 'n kwartgolflengte slegs 50 mm en dit bemoeilik die realisering van die heliese binnegeleier verder.

1.3.2.3 koaksiale transmissielynresoneerders

'n Vereenvoudigde voorstelling van 'n koaksiale resoneerder word in Figuur 1.15 vertoon.

Die resoneerder word gevorm deur 'n kortgeslote, kwartgolflengte transmissielyn. Dit is 'n eenvoudige struktuur en bied die moontlikheid van baie hoë Q 's in die mikrogolfgebied. Groottereduksie word bewerkstellig deur die



Figuur 1.15 : Diagrammatiese voorstelling van koaksiale transmissielynresoneerder

gedeelte tussen die binne- en buitegeleier met diëlektriese materiaal te vul. Dit veroorsaak egter diëlektriese verliese wat tot Q -verlaging lei.

By resonansie kan die $\lambda/4$ -lengte transmissielyn vereenvoudig word na 'n enkele parallelle resonansiepaar bestaande uit drie ideale puntelemente, naamlik 'n newekapasitor, -induktor en 'n weerstand. Die weerstand simuleer die verliese van die koaksiale transmissielynresoneerder. Die resonansiefrekwensie word gegee deur die

volgende verhouding tussen die kapasitor en induktor:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.23)$$

Die impedansie van die koaksiale transmissielyn van Figuur 1.15 met silindriese binne- en buitegeleiers kan bepaal word uit sy fisiese afmetings en sonder verliese, deur die volgende vergelyking [21]:

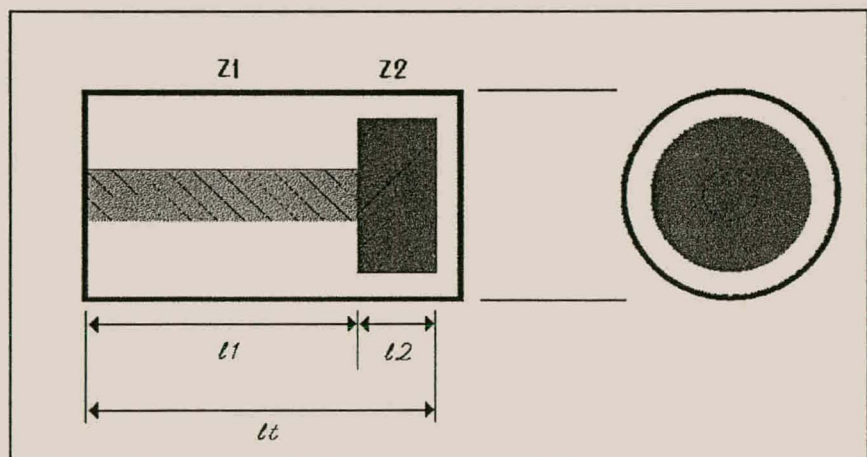
$$Z_{IN} = \frac{\ln b/a}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}} \quad (1.24)$$

Koaksiale resoneerders is baie eenvoudige strukture en bied die moontlikheid van Q's van 2000 en meer by 1.5 GHz. Verder kan die verstelling van die resonansiefrekwensie van die resoneerder eenvoudig verkry word deur die lengte van die kortgeslote transmissielyn te verstel. Die resoneerders sal 50mm lank wees by 1.5 GHz en deursnee van die geleiers, afhangend van die verlangde impedansie en verlieseienskappe van die koaksiale geleier.

1.3.2.4 gestapte impedansie - resoneerders

'n Gestapte impedansie - resoneerder is 'n gemodifiseerde variant van die koaksiale resoneerder en word diagrammaties verduidelik in Figuur 1.16.

Die resoneerder bestaan uit twee koaksiale transmissielyne van verskillende



Figuur 1.16 : Struktuur van 'n gestapte resoneerder

karakteristieke impedansies, deur die buitegeleierdeursnee konstant te hou, wat bymekaar

gevoeg is. Resonansie vind plaas wanneer die volgende voorwaardes bevredig word [22], [23]:

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \tan(\beta_1 l_1) \cdot \tan(\beta_2 l_2) \equiv K \quad (1.25)$$

waar die konstantes , met verwysing na Figuur 1.16, die volgende voorstel:

Z_1 en Z_2	» karakteristieke impedansie van onderskeidelik die eerste en tweede transmissielyn
β_1 en β_2	» fasekonstantes van onderskeidelik die eerste en tweede transmissielyn
K	» impedansieverhouding

Vir 'n lugge vulde koaksiale struktuur volg dit dat vir die fasekonstantes die volgende geld:

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta \quad (1.26)$$

Deur vergelyking 1.25 te gebruik, kan die minimum elektriese lengte van die resoneerder bepaal word vir $K \leq 1$ as :

$$\Theta_{T,\min} = \tan^{-1} \left(\frac{2\sqrt{K}}{1-K} \right) \quad (1.27)$$

met Θ_T die elektriese lengte van die hele resoneerder.

Die gestapte impedansieresoneerder kan nog verder fisies verklein word deur die gedeelte tussen die binnegeleier en die buitegeleier met 'n hoë diëlektriese materiaal te vul. K , die impedansieverhouding, word verlaag en daarmee die verskil tussen die deursnee van die twee binnegeleiers en dus die diskontinuiteit wat bestaan tussen die sprong in deursnee. Die resonansievergelyking van 1.25 kan aangepas word vir 'n diëlektriese medium (met 'n

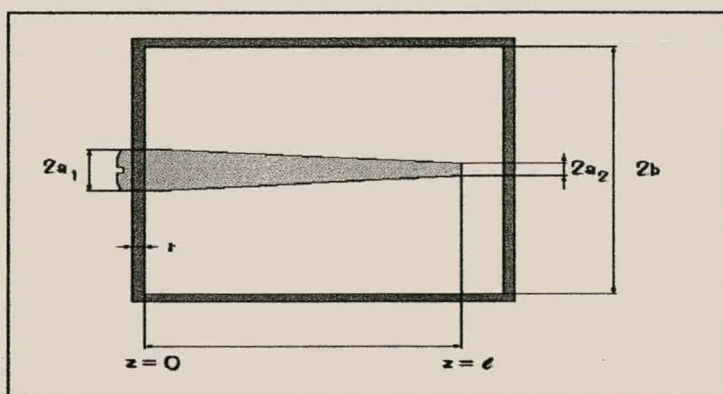
diëlektrikum van $\epsilon_0 \epsilon_r$) tussen die geleiers, na :

$$K = \frac{Z_2}{Z_1} = \tan(\beta_1 l_1) \cdot \tan(\sqrt{\epsilon_r} \beta_1 l_2) \quad (1.28)$$

Hierdie resoneerders topologie maak die implementering van koaksiale resoneerders korter as 'n kwartgolflengte moontlik, terwyl 'n Q van 1000 tot 2000 by 1.5 GHz realiseerbaar is.

1.3.2.5 koniese binnegeleier - koaksiale resoneerders

Nog 'n vorm van 'n koaksiale variant vir resoneerders toepassing, is die kwartgolflengte koaksiale transmissielyn met 'n koniese binnegeleier. Die resoneerder word diagrammaties in Figuur 1.17 getoon.



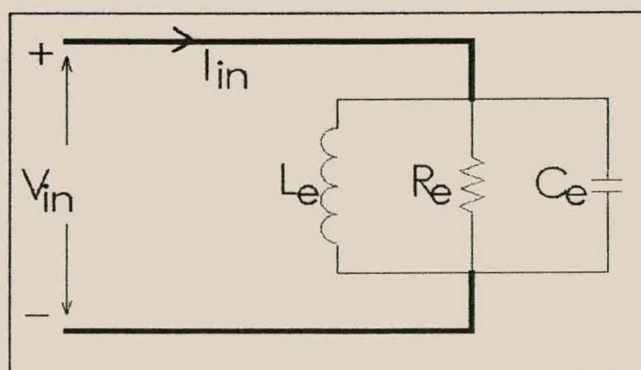
Figuur 1.17 : Koaksiale resoneerder met koniese binnegeleier

Die resoneerder bestaan uit 'n koaksiale transmissielyn, waarvan die binnegeleier begin met 'n deursnee

van $2a_1$ en konies afneem na 'n deursnee van $2a_2$ oor 'n lengte l ($\pm \lambda/4$ lank).

'n Ekwivalente stroombaan van die koniese binnegeleierresoneerder by resonansie word in Figuur 1.18 getoon.

Die ekwivalente puntelemente van die stroombaan word bepaal vanuit stroombaan- en veldteoriebeginsels. Slegs die bepalende vergelykings word vervolgens verskaf [24].



Figuur 1.18 : Ekwivalente stroombaan vir 'n koniese binnegeleier resoneerder by resonansie

Uit drywings-vergelykings word 'n formule afgelei vir die ekwivalente parallelle weerstand, as :

$$R_e = \frac{1}{\pi \sigma_d \sum_{n=0}^{\infty} \int_0^l \frac{c_n z^n}{\ln\left(\frac{b}{a_1 - kz}\right)} dz} \quad (1.29)$$

met σ_d die konduktiwiteit van die buitegeleier en die eindplate. k verwys na die koniese faktor van die binnegeleier en word bereken deur die verhouding, $k = \frac{(a_1 - a_2)}{l}$. Die koëffisiënt, c_n , word verder gegee, met β die fasekonstante van die koaksiale transmissielyn, as :

$$c_n = c_i = 0, \quad i = 0, 1, 3, 5, 7, \dots$$

$$c_n = c_{2i} = (-1)^{i+1} \frac{(2\beta)^{2i}}{2i}; \quad i = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (1.30)$$

Die karakteristieke impedansie van die transmissielyn word ook bepaal deur die volgende:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln\left(\frac{b}{a_1 - kz}\right) \quad (1.31)$$

met μ en ϵ eienskappe van die materiaal tussen die binne- en buitegeleiers van die koaksiale struktuur.

Ten slotte word vergelykings vanuit veldteoriebeginsels gegee vir die berekening van die ekwivalente kapasitor en induktor:

$$C_e = \pi \epsilon \sum_{n=0}^{\infty} \int_0^l \frac{c_n z^n}{\ln\left(\frac{b}{a_1 - kz}\right)} dz \quad (1.32)$$

$$L_e = \frac{1}{\omega_0^2 C_e} = \frac{4\mu l^2}{\pi^3 \sum_{n=0}^{\infty} \int_0^l \frac{c_n z^n}{\ln\left(\frac{b}{a_1 - kz}\right)} dz} \quad (1.33)$$

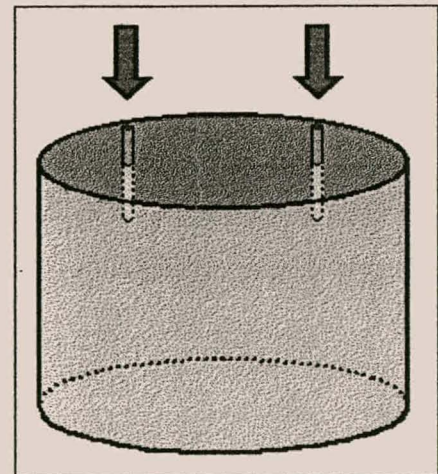
waar $\omega_0 = 2\pi f_0$ en $f_0 = \frac{c}{\lambda_0} = \frac{1}{4} l \sqrt{\mu\epsilon}$ by die resonansiepunt.

Net soos met die gestapte impedansieresoneerder kan die holte tussen die binne - en buitegeleiers gevul word met 'n hoë diëlektriese materiaal. Hiermee kan die fisiese afmetings van die resoneerder ook verder verklein word, alhoewel dit die konstruksie en akkurate voorspelling van die resonansie bemoeilik. 'n Q - faktor van meer as 'n 1000 kan bereik word by 1.5 GHz met hierdie topologie en is veral geskik vir mobiele mikrogolfoepassings.

1.3.2.6 holteresoneerders

Silindriese golfgeleier- of holteresoneerders bestaan uit 'n silinder waarvan die openinge geseël word deur dekplate en bied Q's van die orde 2000 en meer by 1.5 GHz. Daar word na die holte gekoppel, waarvan die kapasitieweprobemethode baie populêr is. In Figuur 1.19 word 'n tweepoort voorbeeld van hierdie beginsel verduidelik.

Die holteresoneerders is 'n kwartgolflengte lank by resonansie en die deursnitafmetings van die verskillende modi van aandrywing by 'n resonansiefrekwensie van 1.542 GHz, word opgesom in Tabel 1.2 [25]:



Figuur 1.19 : Silindriese golfgeleierresoneerder met koppelingsprobes

TM_{01}	74	mm	TE_{01}	118	mm
TM_{02}	171	mm	TE_{11}	57	mm

Tabel 1.2 : Deursneë van silindriese golfgeleierholtes met 1.542 GHz resonansiefrekwensie vir verskillende modi van aandrywing

1.4 oorsig

Interdigitaal-, kamlyn- en diëlektriese resoneerderfilters bied die moontlikheid van realisering van 'n fisies klein filter. Dié filters besit goeie verlieseienskappe in 'n nouband hoedanigheid en kan (met die uitsondering van die diëlektriese resoneerderfilter) binne spesifikasies van die diplexfilter gerealiseer word. Die heliese resoneerderfilter besit ook goeie verlieseienskappe met 'n Q van tot 2000, maar is onprakties by 1.5 GHz wat implementering bemoeilik. Beide die gestapte impedansie- en koniese binnegeleier-topologie sal die nodige Q verskaf, asook redelik kompak wees. Die topologieë is egter kompleks met 'n ingewikkelde konstruksie. Op dié stadium is dit nie voorsien dat die koaksiale resoneerder wat ontwikkel is, ook kompleks sou wees nie. Holteresoneerders daarenteen, is die eenvoudigste van die resoneerders en sal 'n Q van meer as 2000 verskaf, maar in al die modi lewer dit 'n té groot struktuur.

Koaksiale transmissielinttopologie gebruik 'n eenvoudige konsep om gekoppelde resoneerders te realiseer. 'n Hoë Q of kwaliteitsfaktor kan verkry word, asook wye verstelling van die resonansiefrekwensie kan geïmplementeer word — eienskappe wat hierdie topologie die keuse gemaak het.

In die volgende twee afdelings word die ontwikkeling van 'n koaksiale resoneerdertopologie volledig uiteengesit, asook integrasie binne 'n banddeurlaatfilter. Die ontwikkelde resoneerder het 'n gemete Q van 1300 en bied 'n resonansieverstelling van ± 400 MHz in die 1–2 GHz gebied.

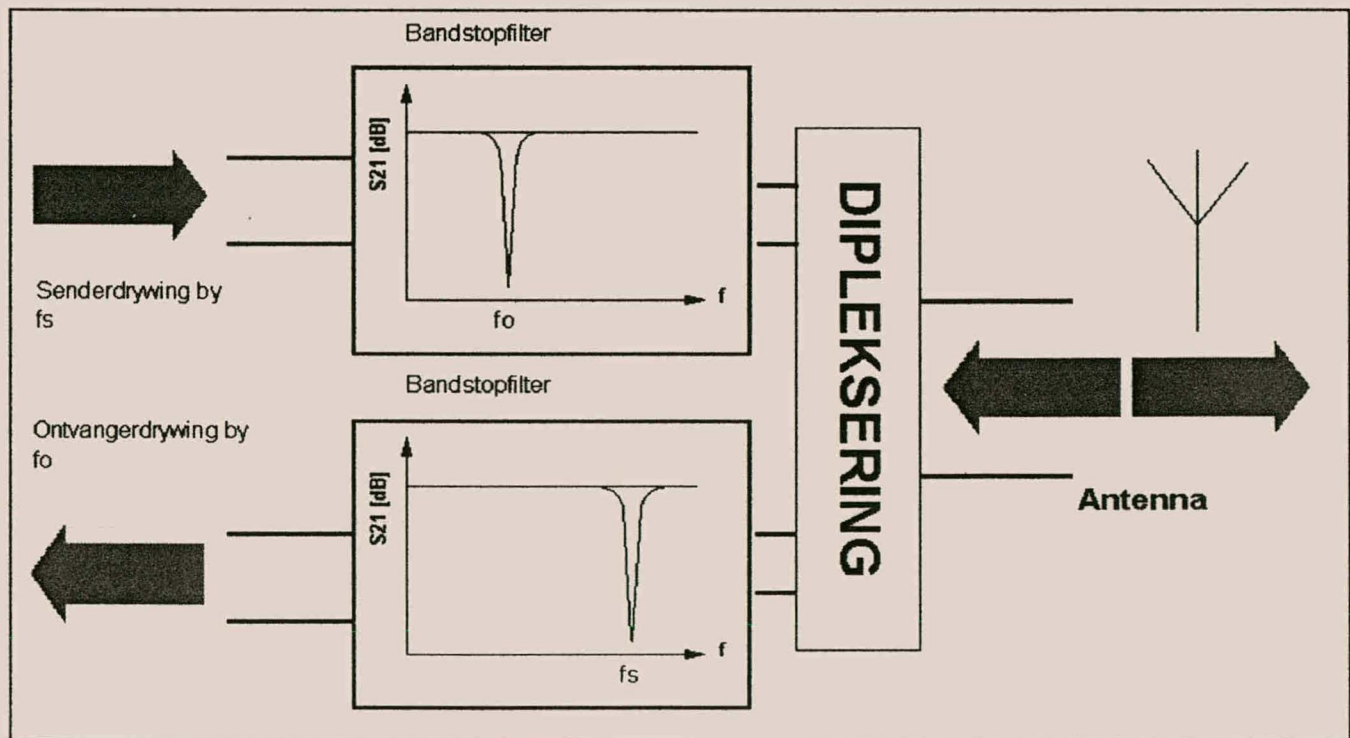
2 ontwerpstrategie

2.1 benaderings

Twee basiese benaderings, naamlik 'n bandstop- en 'n banddeurlaatbenadering, kan gebruik word om dipleksers mee te realiseer. Hierdie twee konsepte word kortliks verduidelik.

2.1.1 bandstopbenadering

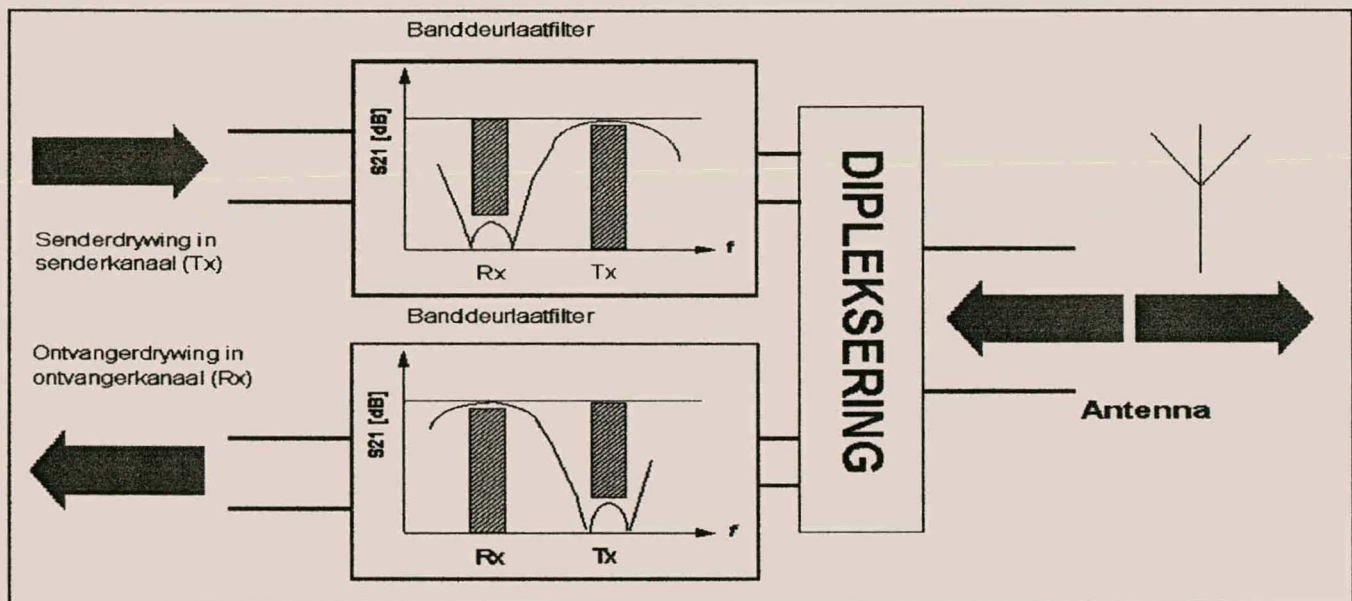
Die benaderingstopologie word in Figuur 2.1 diagrammaties verduidelik.



Figuur 2.1 : Diagrammatiese voorstelling van dipleksier deur bandstopfilters gerealiseer

In hierdie benadering word bandstop- of bandsperfilters aangewend om die twee filters van die diplekser te realiseer. Dit word met keepfilters geïmplementeer met bandstopkepe by die senterfrequentie van die ander kanaal. Die filters sal alle seindrywing deurlaat, behalwe by die bepaalde keepfrequentie [26]. Hierdie topologie word gebruik wanneer die kanaalwydte nie van enige belang is nie.

2.1.2 banddeurlaatbenadering



Figuur 2.2 : Diagrammatiese voorstelling van diplekser deur banddeurlaatfilters gerealiseer

Die banddeurlaatbenadering vir die diplekser word getoon in Figuur 1.1 en word gerieflikheidshalwe in Figuur 2.2 herhaal.

Die banddeurlaatfilters word deur 'n reaktiewe netwerk aan mekaar verbind en vorm saam die diplekser. Die filters het elk 'n 2%-bandwydte by die sender- en ontvangerfrequenties en moet lae insetverliese openbaar. Stopbandspesifikasies van elke filter vereis verder dat seindrywing in die band van die ander verswak word, sodat dit die gespesifiseerde transmissieweergawe sal lewer.

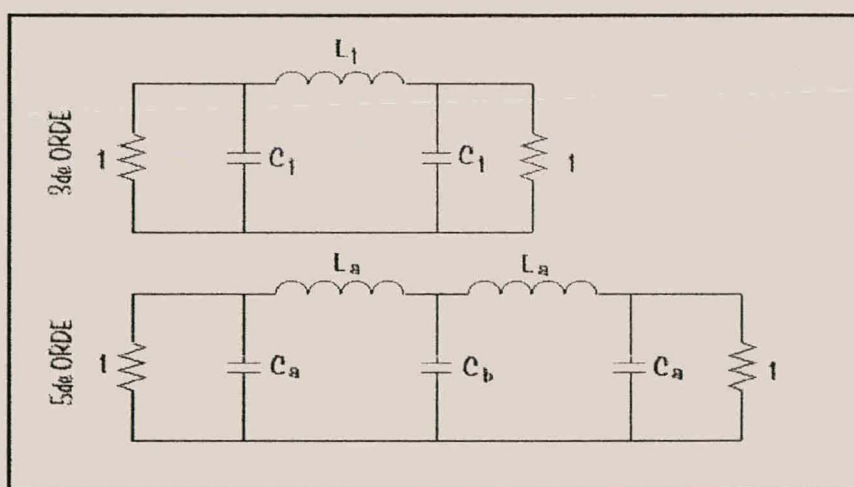
Hierdie topologie word gebruik om 'n filternetwerk deur filtersintese te ontwikkel. Die netwerk wat uiteindelik ontwikkel is, bestaan uit resoneerders wat deur reaktiewe elemente aan mekaar verbind word.

2.2 netwerkrealisering

'n Vyfdeorde gekoppelde resoneerderprototipe word gesintetiseer om aan spesifikasies van die diplekserfilters te voldoen. Die *Chebyscheff*-laagdeurlaatnetwerke van beide derde- en vyfdeorde topologieë word getoon in Figuur 2.3, met elementwaardes in Tabel 2.1:

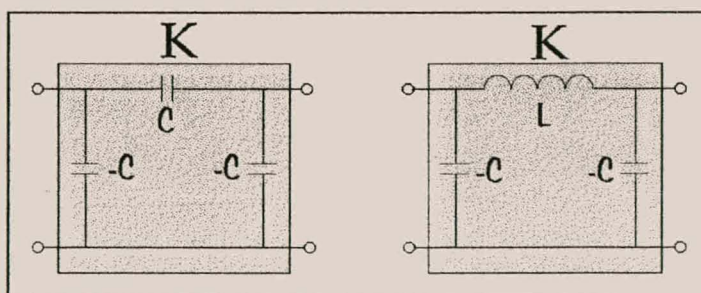
$w_C = 1 \text{ r/s}$	
$IS_{11} _{MAX} = -30 \text{ dB}$	
<i>3de ORDE</i>	
Element	Waarde
C_1	= 0.853447
L_1	= 1.103872
<i>5de ORDE</i>	
Element	Waarde
C_a	= 1.232746
C_b	= 2.059895
L_a	= 1.359152

Tabel 2.1 : Elementwaardes van laagdeurlaatprototipes



Figuur 2.3 : Laagdeurlaatprototipes van gespesifiseerde filternetwerke (3de en 5de ordes)

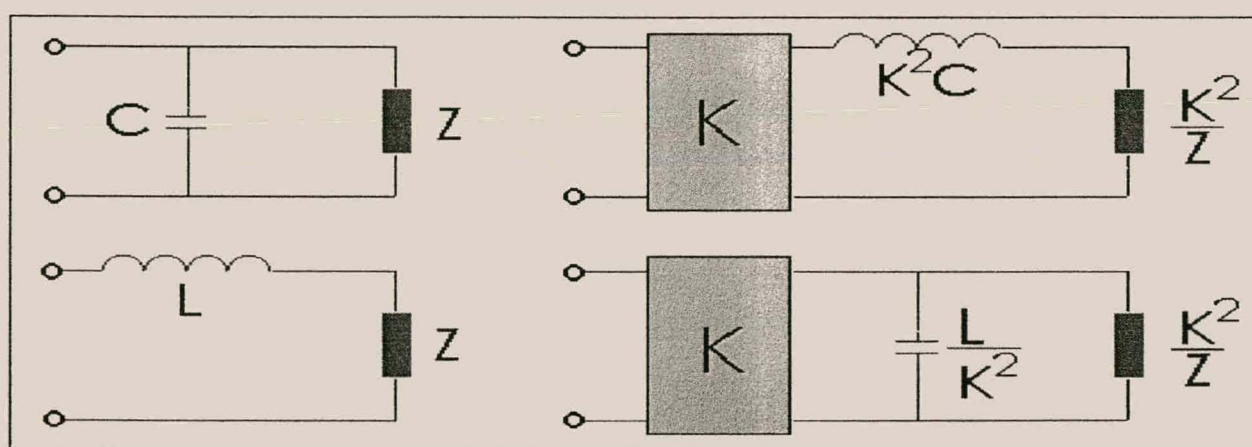
Die transformasie van die netwerk na 'n gekoppelde resoneerderprototipe vereis die implementering van impedansie-omkeeders. Die omkeeders kan geïmplementeer word voor of na die banddeurlaattransformasie aangesien dit nie die transformasie beïnvloed nie. Dit word egter voor die tyd gedoen om sodoende komplekse bewerkings te vermy.



Figuur 2.4 : Verskillende impedansie-omkeerderkonfigurasies

Die spesifieke keuse van die topologie van die omkeerder bepaal die serie reaktiewe element wat tussen die resoneerders voorkom. Die twee tipes omkeerders wat geïmplementeer is om die finale netwerk mee te realiseer, word in Figuur 2.4 getoon [27].

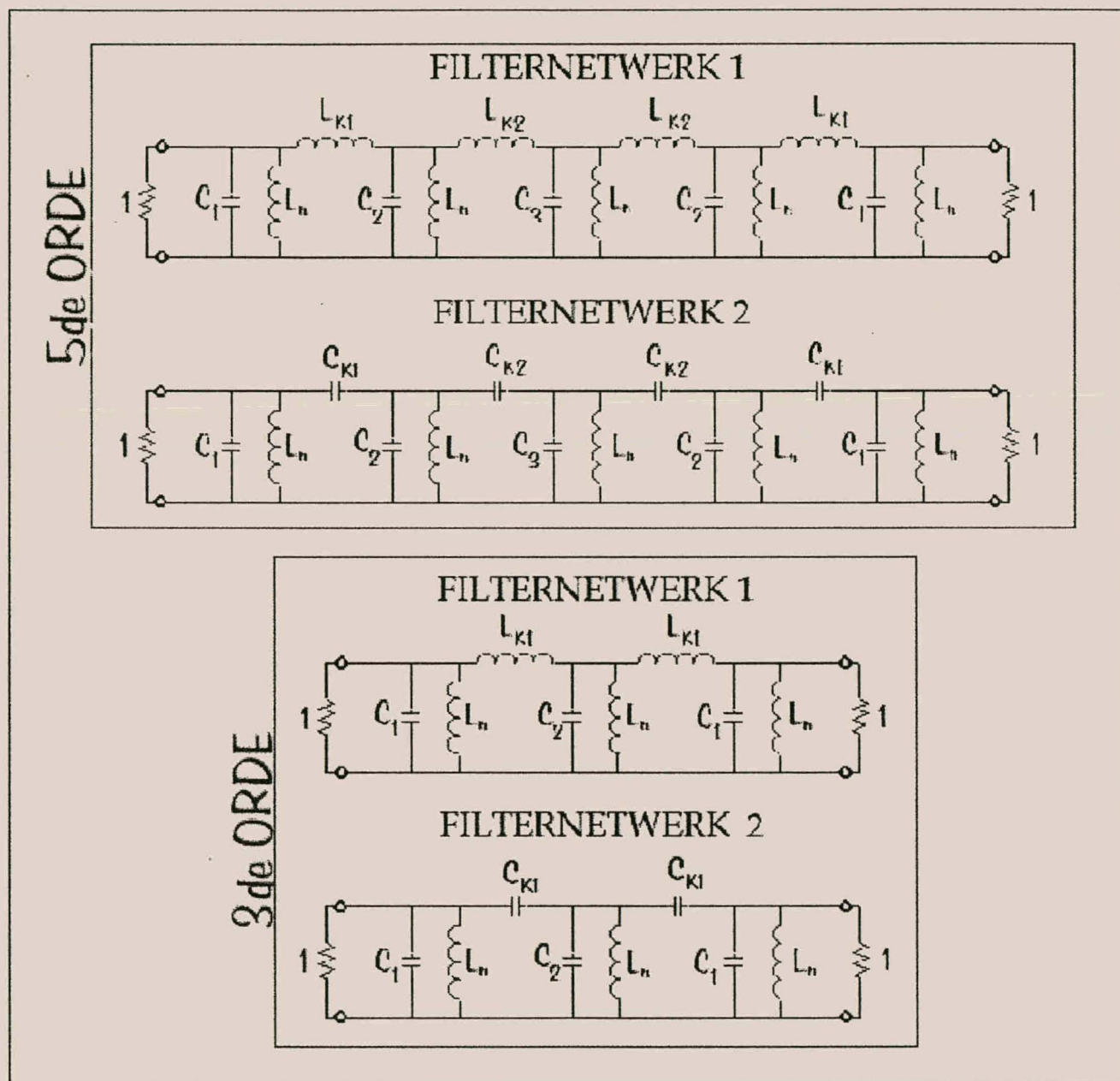
Die impedansie-omkeerder word gedefinieer deur 'n omsettingsfaktor, K , wat bereken word uit die elementwaardes. Die twee basiese transformasies wat gebruik word om die netwerk na die gekoppelde resoneerders topologie te transformeer, word in Figuur 2.5 verduidelik.



Figuur 2.5 : Transformasies met impedansie - omkeerder wat gebruik word om laagdeurlaatnetwerk te transformeer na gekoppelde resoneerder topologie

Die volledige transformasie van die laagdeurlaatnetwerk na 'n gekoppelde resoneerders topologie word in Bylaag A stapsgewys uiteengesit.

Die gekoppelde resoneerders topologie word verder getransformeer na 'n banddeurlaatnetwerk [28]. Dit kan deur stroombaanteorie bewys word dat die omkeerders nie deur die transformasie beïnvloed word nie. Die finale twee filternetwerke vir derde – en vyfdeorde topologieë word in Figuur 2.6 getoon met die elementwaardes in Tabel 2.2. Weereens word die frekwensie - en impedansie genormaliseerde waardes gebruik.



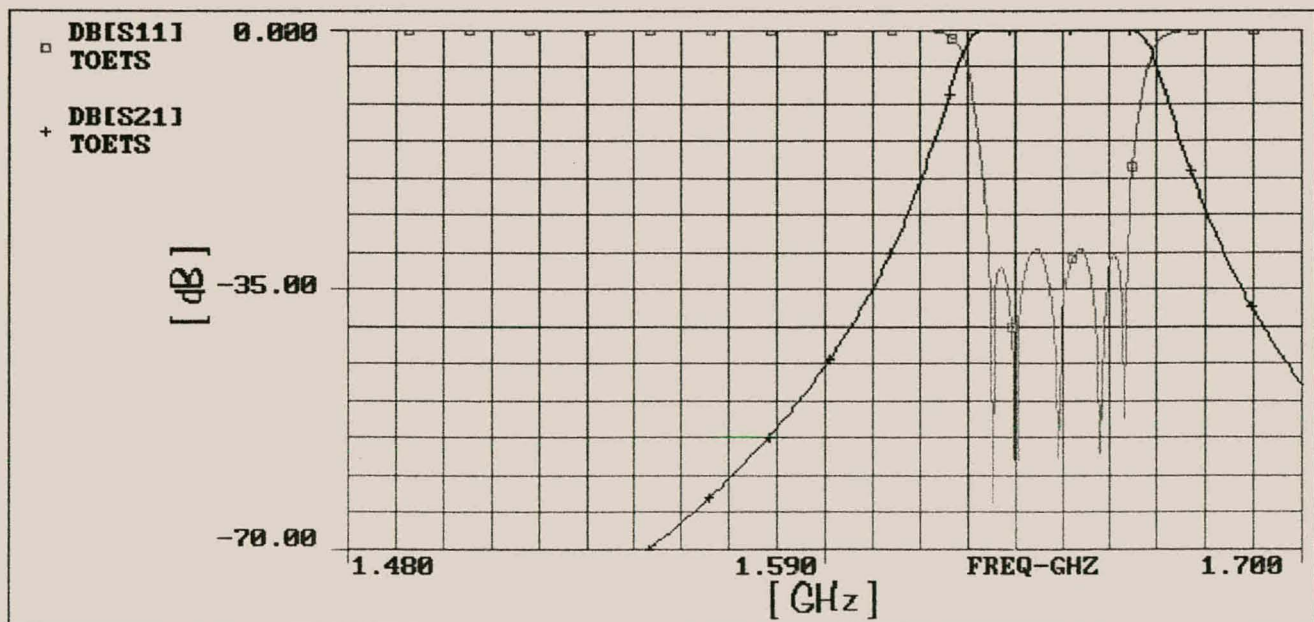
Figuur 2.6 : Twee gekoppelde resoneerders met serieinductore en seriekapasitore wat resoneerders in beide 'n derdeorde en vyfdeorde stelsel, verbind

5de Orde			
Elemente	Filternetwerk no. 1	Elemente	Filternetwerk no. 2
C ₁	4.0154510233	C ₁	4.0154510233
C ₂	3.9547843208	C ₂	3.9547843208
C ₃	3.9843003757	C ₃	3.9843003757
L _n	0.0006578990	L _n	0.0006578990
L _{K1}	1.3668078970	C _{K1}	0.7316317108
L _{K2}	2.0324883180	C _{K2}	0.4920077479
3de Orde			
Elemente	Filternetwerk no. 1	Elemente	Filternetwerk no. 2
C ₁	6.651576765	C ₁	6.651576765
C ₂	6.511634428	C ₂	6.511634428
L _n	0.003729694	L _n	0.003729694
L _{K1}	1.137289446	C _{K1}	0.879283636

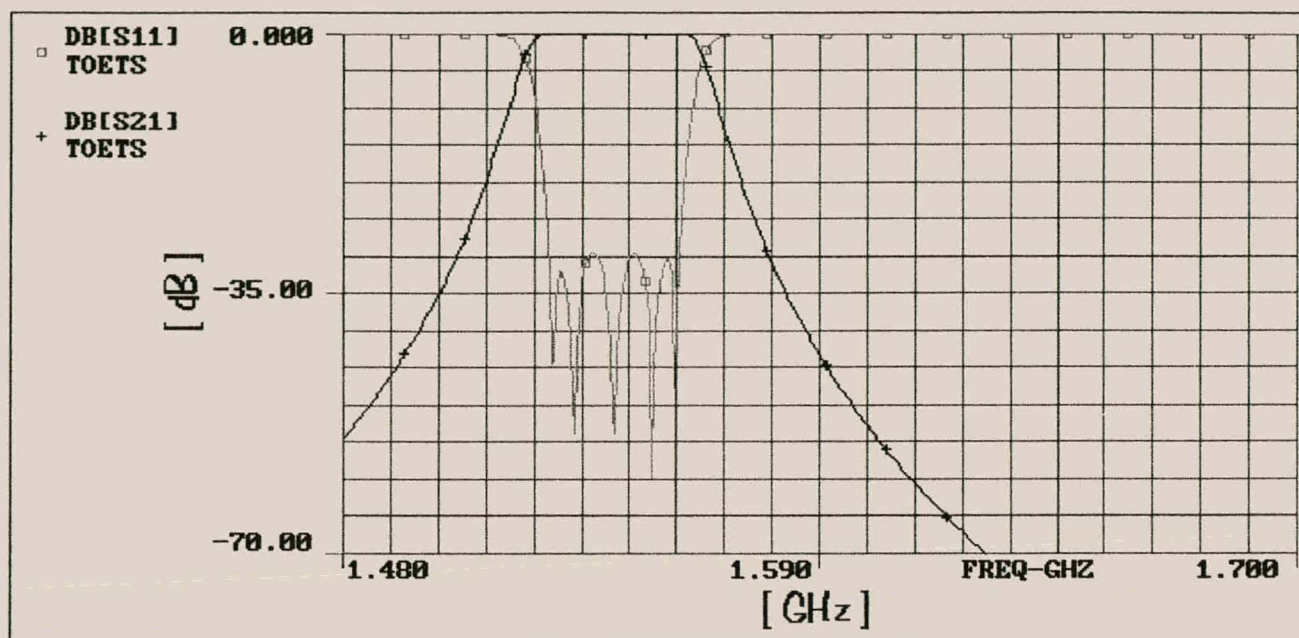
*Waardes genormaliseer t.o.v. frekwensie en karakteristieke impedansie

Tabel 2.2 : Elementwaardes vir filternetwerke van Figuur 2.6

Die senderfilter het 'n senterfrekwensie van 1.6435 GHz en deur die frekwensieskalering toe te pas op die filternetwerk kan die senderfilternetwerk bepaal word (impedansie



Figuur 2.7 : $|S_{11}|$ en $|S_{21}|$ - parameters van vyfdeorde senderfilternetwerk

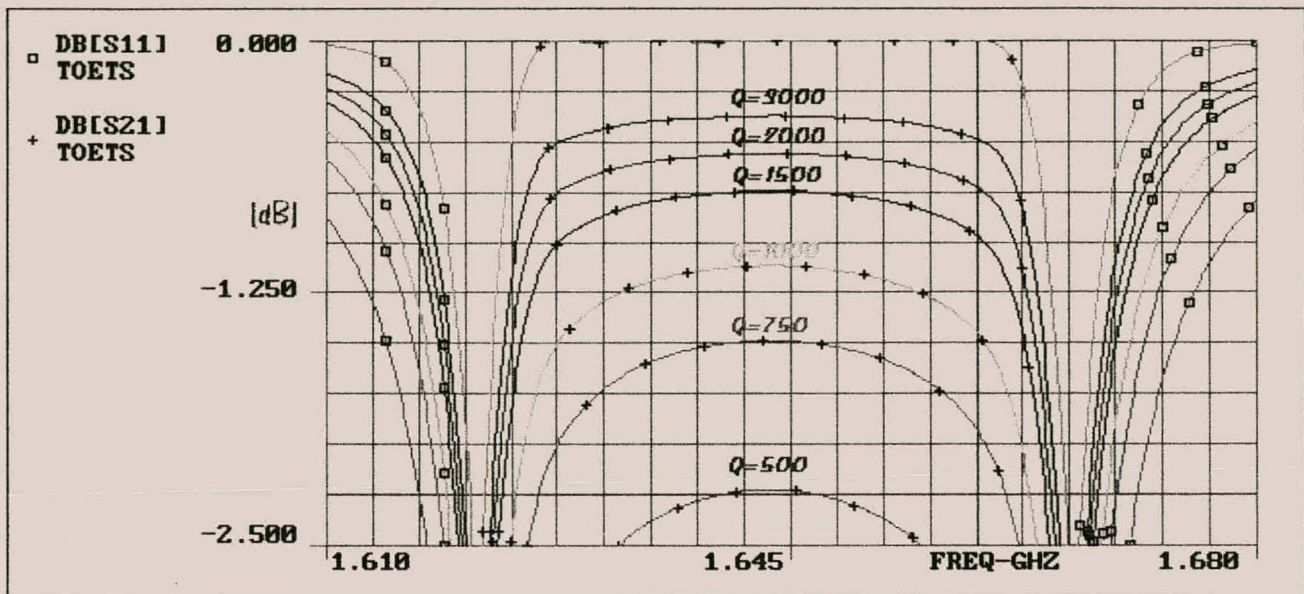


Figuur 2.8 : $|S_{11}|$ en $|S_{21}|$ - parameters van vyfdeorde ontvangerfilternetwerk

genormaliseerd). Hierdie netwerk word met behulp van *TOUCHSTONE*® gesimuleer en die filterweergawe word in Figuur 2.7 getoon. Die ontvangerfilter se sentrefrekwensie is by 1.542 GHz en die gedenormaliseerde filterweergawe word in Figuur 2.8 getoon.

Die gesintetiseerde netwerke het die nodige stopbandverswakkings op die rand van die kanale, asook 'n 2% bandwydte by 'n weerkaatskoeffisiënt van -30 dB. Die netwerk se refleksiëkoeffisiënt is doelbewus so gesintetiseer om 'n speling te laat vir latere onakkuraatheid wat by die vervaardiging van die filter kan voorkom.

Die ideale puntelementfilternetwerk voldoen aan al die spesifikasies en vervolgens word die nodige Q van die resoneerders bepaal.

2.2.1 Q van resoneerders

Figuur 2.9 : $|s_{11}|$ en $|s_{21}|$ - parameters van vyfdeorde senderfilternetwerk terwyl die Q van die parallelle resoneerders verander word

'n Parallele resoneerderpaar word met verliese gemodelleer deur 'n nuwe kapasitor, induktor en weerstand. Die transmissieweergawe van die filternetwerk word vervolgens gemonitor terwyl die verliese van die newepaar verander is en word getoon in Figuur 2.9.

Die Q word verander vanaf onderskeidelik 'n oneindige waarde (ideaal) na 3000, 2000, 1500, 1000, 750 en 500 onderskeidelik. Spesifikasies vereis dat die insetverlies kleiner as 1.5 dB moet wees deur die band. Uit die weergawe kan afgelei word dat vir 'n 2% bandwydte met $|s_{21}|$ groter as -1.5 dB, die Q van die resoneerders 'n absolute minimum van 1000 kan wees. Dit plaas 'n streng beperking op die topologie van die resoneerders, aangesien die strukture nie baie insetverliese mag hê nie.

Met die gekoppelde resoneerdersnetwerke vir derde- en vyfdeorde filters verkry, word in die volgende afdeling die volledige resoneerderontwikkeling uiteengesit.

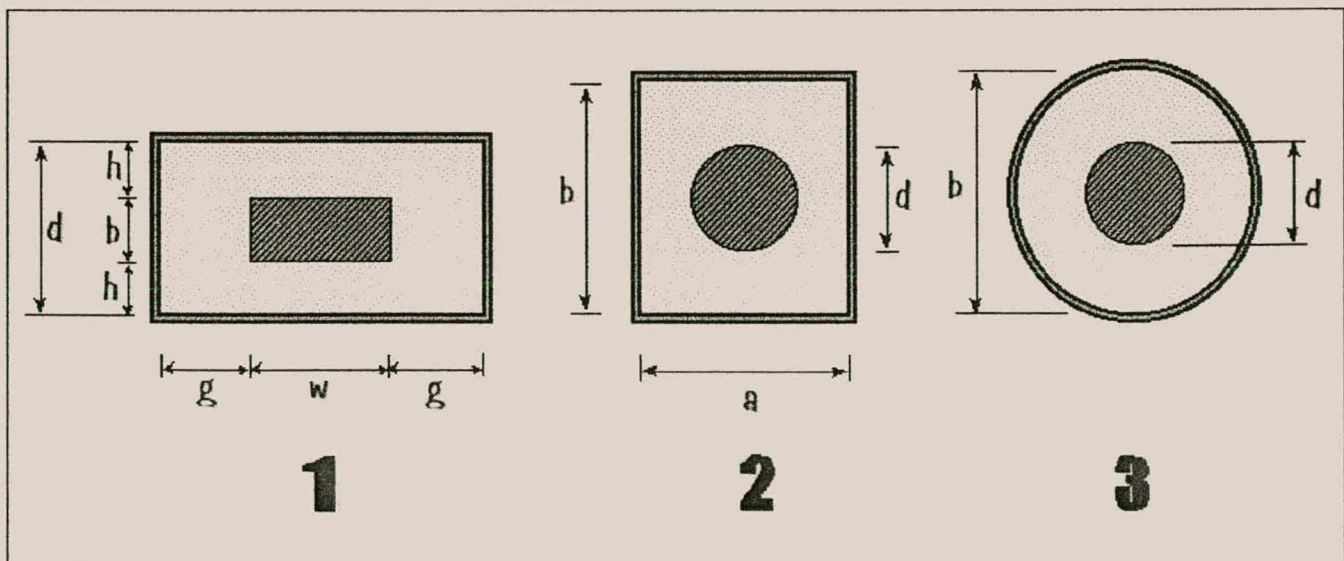
3 resoneerder

Uit die spesifikasies van die banddeurlaatfilters van die diplekser kon verskeie beperkings en behoeftes van die resoneerders geïdentifiseer word. 'n Koaksiale transmissielyn topologie word gebruik vir die realisering van die resoneerders om sodoende aan die hoë Q aanvraag te voldoen. Verder bied die topologie die kapasiteit om maklik te verstel, wat een van die spesifikasies van die finale filters is.

In hierdie afdeling word die ontwikkeling van die koaksiale transmissielynresoneerder tot finale resoneerdervorm bespreek. Eerstens word die spesifieke vorm van die koaksiale geleier en die eienskappe van elkeen, ondersoek.

3.1 koaksiale geleiertopologie

Die verskillende koaksiale transmissielyn topologieë wat ondersoek word, verskil slegs in die deursneevorm van die binne- en buitegeleiers. Die verskillende deursneevorms word ondersoek ten einde die verlieseienskappe van die geleiers te identifiseer en die koaksiale transmissielynresoneerder met die verlangde kwaliteitfaktor, Q , te vind. Die drie vorms word in Figuur 3.1 getoon.



Figuur 3.1 : Dwarssnitte deur verskillende koaksiale geleiertopologieë

Die eerste koaksiale transmissielyn word gevorm deur 'n reghoekige staaf as binnegeleier en 'n reghoekige golfgeleier as buitegeleier. Beide die tweede en derde koaksiale transmissielynvorme het 'n silindriese staaf as binnegeleier en onderskeidelik reghoekige en silindriese golfgeleiers as buitegeleier.

Oplossings vir die belangrikste parameters van die reghoekige topologie (*tipe 1* in Figuur 3.1), naamlik die impedansie, kapasitansie en induktansie van die transmissielyn word vervolgens afgelei. Die reghoekige geleier is wesenlik slegs 'n tweedraad transmissiesisteam, waarlangs die *TEM*-golwe voortplant. Die spoed waarteen hierdie golwe voortplant (verliese geïgnoreer) word gegee deur die welbekende vergelyking van die spoed van lig [29] :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.1)$$

Verder word die karakteristieke impedansievergelyking vir hierdie verlieslose lyn gegee deur :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{(vC)} \quad (3.2)$$

L en *C* verwys onderskeidelik na die induktansie en kapasitansie van die lyn in H/m en F/m.

Chen [29] stel 'n analitiese proses voor waarvolgens die kapasitansie gebaseer word op 'n oplossing vir die Laplace-vergelyking in twee dimensies, onderhewig aan grensvoorwaardes. Met die aanname dat die geleier relatief groot afmetings aanneem,

word die lynkapasitansie deur die volgende vergelyking bereken:

$$\begin{aligned}
 C = & 2\varepsilon \left(\frac{w}{h} + \frac{b}{g} \right) \\
 & + \frac{4\varepsilon}{\pi} \left[\log \left(\frac{g^2 + h^2}{4h^2} \right) + 2 \left(\frac{h}{g} \right) \arctan \left(\frac{g}{h} \right) \right] \\
 & + \frac{4\varepsilon}{\pi} \left[\log \left(\frac{g^2 + h^2}{4g^2} \right) + 2 \left(\frac{g}{h} \right) \arctan \left(\frac{h}{g} \right) \right] \quad F/m
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Die afmetings, g , h , d , w en b word getoon in Figuur 3.1. Indien $g=h$, vereenvoudig die vergelyking na:

$$C = \frac{2\varepsilon(w+b)}{g} + 2.232\varepsilon \tag{3.4}$$

Alternatiewelik, kan die lyninduktansie bereken word deur 'n metode van konforme afbeelding. Die eindeffek wat deur die ladingskonsentrasie op die rand van die binnegeleier veroorsaak word, word voor gekompenseer deur korrektief die lengtes van die geleiersye aan te pas. Met hierdie korreksie, deur gebruik te maak van die formules vir 'n parallelle plaatgeleier, word die inductansie van die reghoekige geleier bereken, deur:

$$L = \frac{L_v L_h}{L_v + L_h} \quad H/m \tag{3.5}$$

met L_v en L_h die volgende :

$$L_v = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu g}{b + \frac{2}{\pi} \left[g \log \frac{g^2 + h^2}{4h^2} + 2h \arctan \frac{g}{h} \right]} \tag{3.6}$$

$$L_h = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu h}{w + \frac{2}{\pi} \left[h \log \frac{g^2 + h^2}{4g^2} + 2g \arctan \frac{h}{g} \right]} \tag{3.7}$$

Die karakteristieke impedansie van die lyn word bepaal deur vergelyking 3.3 in vergelyking 3.2 te gebruik, met al die sye van die buite- en binnegeleiers eenders, as:

$$Z = \frac{376.62}{2\left(\frac{b+w}{g}\right) + 2.232} \quad \Omega \quad (3.8)$$

'n Tweede metode wat gebruik word om die kapasitansie van die reghoekige geleier te bepaal, word deur *Anderson* [30] voorgestel deur van magnetiese ekwipotensiale gebruik te maak. Die kapasitansie word gegee as :

$$C = 2\varepsilon_0 \frac{K(x')}{K(x)} \quad (3.9)$$

met $x'^2 = 1 - x^2$. $K(x)$ en $K(x')$ is elliptiese integrale van die eerste graad. Die modulus x word gegee deur die volgende vergelyking :

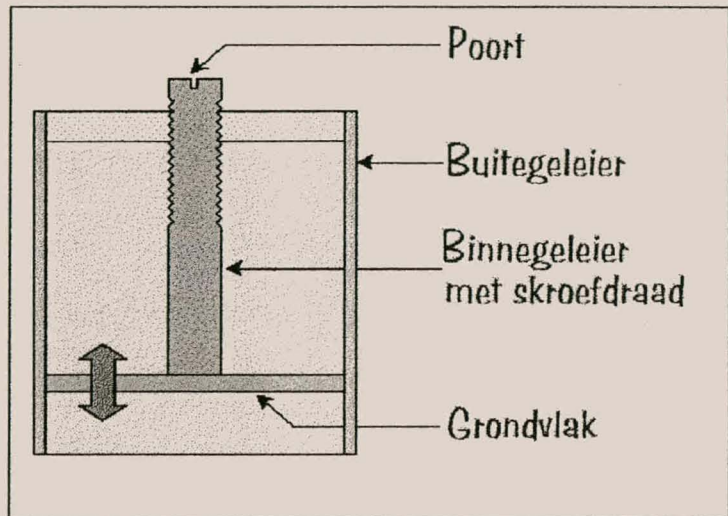
$$x^2 = \frac{k_2^2}{k_1^2} \frac{(1 - k_1^2)}{(1 - k_2^2)} \quad (3.10)$$

met k_1 en k_2 die modulus van die volledige elliptiese integraal van die eerste graad en dit word as volg verbind aan die fisiese sylengtes van die reghoekige silinders:

$$\frac{K(k_1)}{K(k_1')} = 2 \left[\frac{\frac{w+2g}{2} - \frac{g}{2}}{h} \right] \quad \text{en} \quad (3.11)$$

$$\frac{K(k_1)}{K(k_1')} = \frac{1}{2} \left[\frac{g}{\frac{b+2h}{2} - \frac{h}{2}} \right] \quad (3.12)$$

Die eenvoudigste metode om oorspronklik die transmissielyn-resoneerder se resonansie te verstel, was deur die lengte van die binnegeleier te verstel. Hierdie konsep word verduidelik in Figuur 3.2. Die binnegeleier word met behulp van 'n skroefdraad korter of langer gemaak. Deur egter 'n reghoekige topologie vir die koaksiale resoneerder se binnegeleier te gebruik, sal hierdie verstelling moeilik wees. 'n Topologie met 'n silindriese binnegeleier word dus eerder verlang, aangesien dit die implementering van 'n skroefdraad vergemaklik.

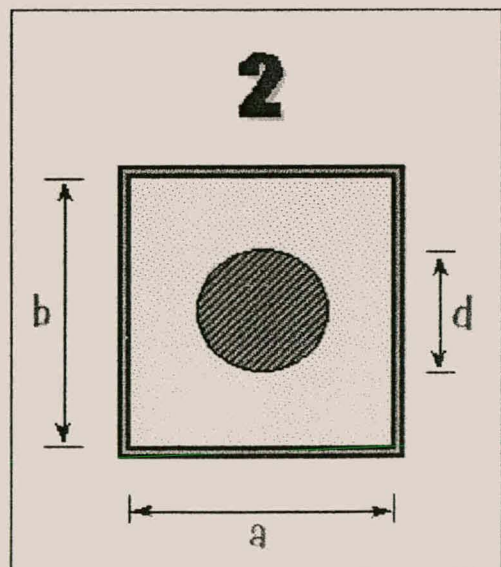


Figuur 3.2 : Diagrammatiese voorstelling van koaksiale transmissielynresoneerder vir verstelling van die resonansiefrekwensie

Die eerste topologie vir 'n koaksiale transmissielyn met 'n silindriese binnegeleier wat ondersoek word, is tipe 2 van Figuur 3.1 en word gerieflikheidshalwe in Figuur 3.3 herhaal.

Die impedansie van die koaksiale lyn word bepaal [31]. Die elektriese veldsterkte word uit die potensiaal van die gedeelte tussen die binne- en buitegeleier ontwikkel. 'n Vergelyking vir die kapasitansie tussen die geleiers word verkry en lei tot 'n oplossing vir die impedansie van die transmissielyn in sy fisiese afmetings en karakteristieke elemente.

Die resulterende oplossing vir die impedansie van die transmissielyn, in terme van sy fisiese parameters, word deur die volgende vergelykings



Figuur 3.3 : Koaksiale topologie met reghoekige buitegeleier en silindriese binnegeleier

gegee :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \frac{1}{C/\epsilon} \quad (3.13)$$

met die kapasitansie, C , gegee deur :

$$C = \frac{Q}{U_1} \quad (3.14)$$

Die veranderlikes Q en U_1 word gedefinieer as:

$$Q = 2\pi \epsilon A \quad \text{en} \quad (3.15)$$

$$U_1 = A \ln \frac{R}{\rho} \quad (3.16)$$

met $\rho = \frac{d}{2}$, en R gegee deur die vergelyking (A kanselleer uit in vergelyking 3.14) :

$$R = (1.32110)^{1/4} \frac{b}{2} \quad (3.17)$$

Vir 'n vierkantige buitegeleier ($a=b$) kan die impedansievergelyking in 3.13 vereenvoudig na die verband:

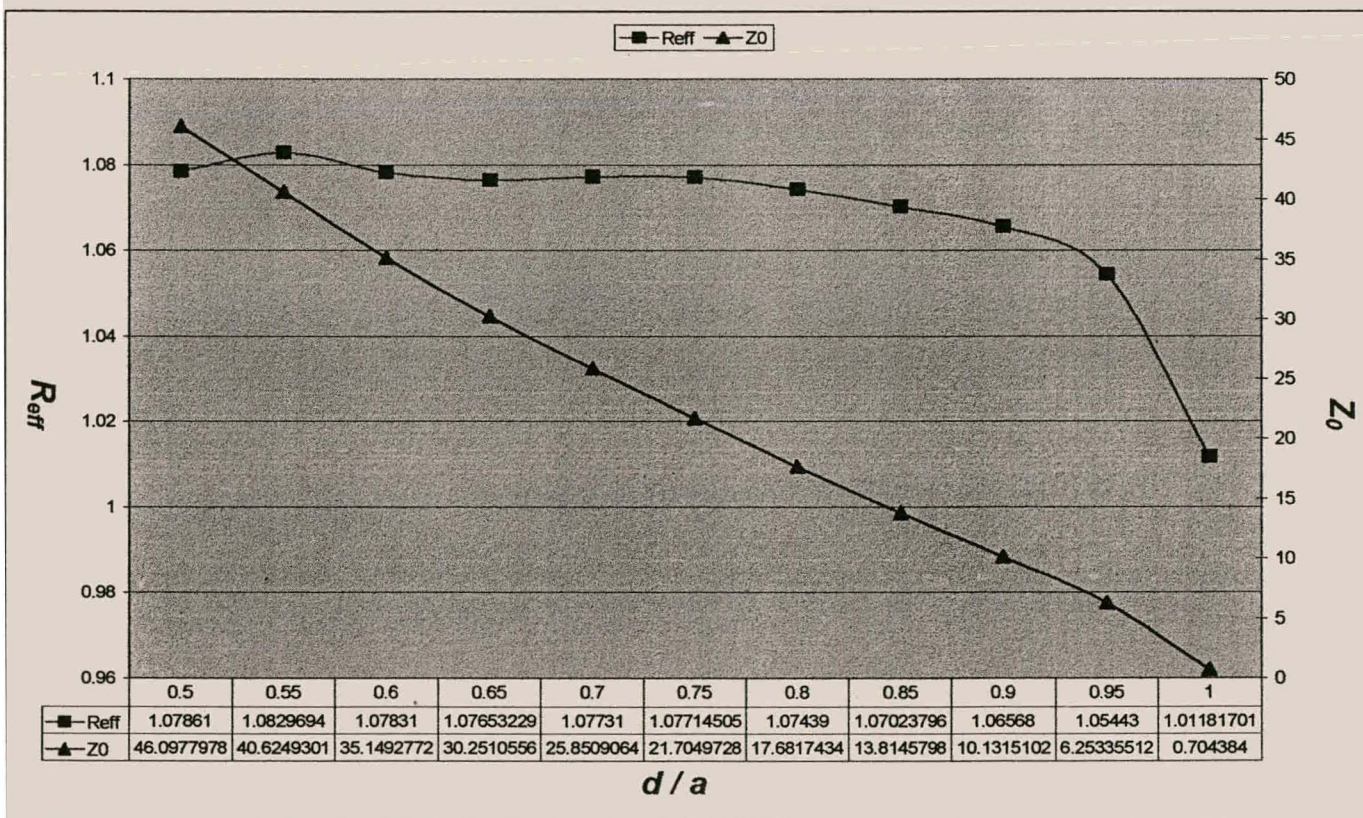
$$Z_0 = 59.952 \left(\ln \frac{b}{d} + 0.06962 \right) \quad (3.18)$$

Die vergelyking bied 'n akkurate oplossing vir die impedansie van die vierkantige koaksiale transmissielyn, met 'n 1.5% fout vir $\frac{d}{a} < 0.8$. Die onakkuraatheid by laer impedansies word deur Riblet [32] aangespreek deur 'n sogenaamde "buiteskermfaktor", R_{eff} , te gebruik.

Die faktor sal die fout gemaak vir impedansies groter as 3Ω , kleiner as 0.02Ω maak. Die impedansie van die transmissielyn word aangepas na:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{R_{eff} \cdot a}{d}\right) \tag{3.19}$$

Die "buiteskermfaktor", R_{eff} , word gegee deur die grafiek in Figuur 3.4 vir verskillende verhoudings van die buitedeursnee, a , en die binnedeursnee, d , van die vierkantige koaksiale transmissielyn, asook die impedansie van die transmissielyn vir gegee R_{eff} .



Figuur 3.4 : Grafiek van die deursnee-verhoudings van die vierkantige koaksiale geleier teenoor die skermfaktor, R_{eff} , en karakteristieke impedansie, Z_0 .

Die keuse van die topologie vir die koaksiale resoneerders berus hoofsaaklik by die hoeveelheid verliese wat die struktuur openbaar. Uit die literatuur kan 'n formule vir die

verswakkingsfaktor, α , verkry word, as [31] :

$$\alpha = \frac{1.3273 \times 10^{-3}}{b} \cdot \frac{1}{\sigma \delta} \cdot \frac{\frac{b}{d} + f_N}{\ln \frac{b}{d} + \frac{0.27847}{4}} \text{ neper / m ,} \quad (3.20)$$

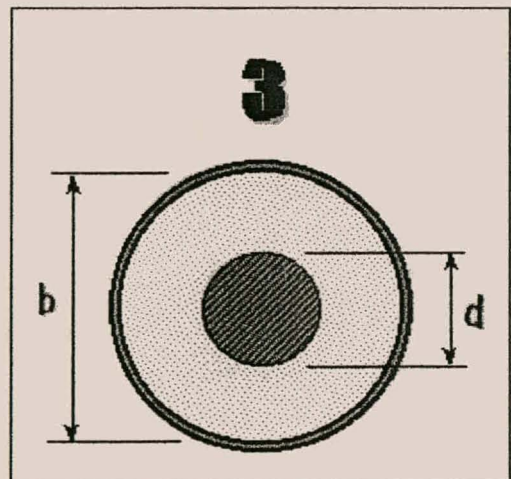
waar $f_N = 0.744186$, σ die geleidingsvermoë van die binne- en buitegeleier en δ , die huiddiepte van die materiaal is.

Ten slotte word daar na die derde topologie, 'n koaksiale geleier met 'n totale silindriese deursnee, gekyk. Die topologie word in Figuur 3.5 herhaal.

Die impedansievergelyking vir hierdie koaksiale struktuur is welbekend en word deur die volgende vergelyking gegee [33], [34] :

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \ln \frac{b}{d} \quad \Omega \quad , \quad (3.21)$$

waar μ en ε , onderskeidelik die magnetiese permeabiliteit en diëlektriese permittiwiteit van die medium tussen die binne- en buitegeleiers van die koaksiale transmissielyn is.



Figuur 3.5 : Koaksiale topologie met silindriese buite- en binnegeleiers

Die verswakkingsfaktor van die transmissielyn word verder gegee as [35]:

$$\alpha = \frac{1}{2} \left[GZ_0 + \frac{R}{Z_0} \right] \text{ neper / m} \quad , \quad (3.22)$$

met die weerstand, R , en die konduktansie, G , van die koaksiale transmissielyn, bepaal deur [33] :

$$R = \sqrt{\frac{f}{\pi}} \left[\frac{1}{b} \sqrt{\frac{\mu_b}{\sigma_b}} + \frac{1}{d} \sqrt{\frac{\mu_d}{\sigma_d}} \right] \Omega/m \quad (3.23)$$

$$G = \frac{2\pi}{1.8 \times 10^{10}} \cdot \frac{\epsilon_r f \tan \delta}{\ln b/d} \text{ S/m} \quad (3.24)$$

waar f , die frekwensie, $\mu_b = \mu_d = \mu_0$ die magnetiese permeabiliteit, σ die geleidingsvermoë van die materiaal, ϵ_r die diëlektriese permittiwiteit van die gedeelte tussen die geleiers en δ , die huiddiepte van die materiaal is. Die onderskrifte, b en d , verwys na die tipe materiaal van die buite- en binnegeleiers onderskeidelik.

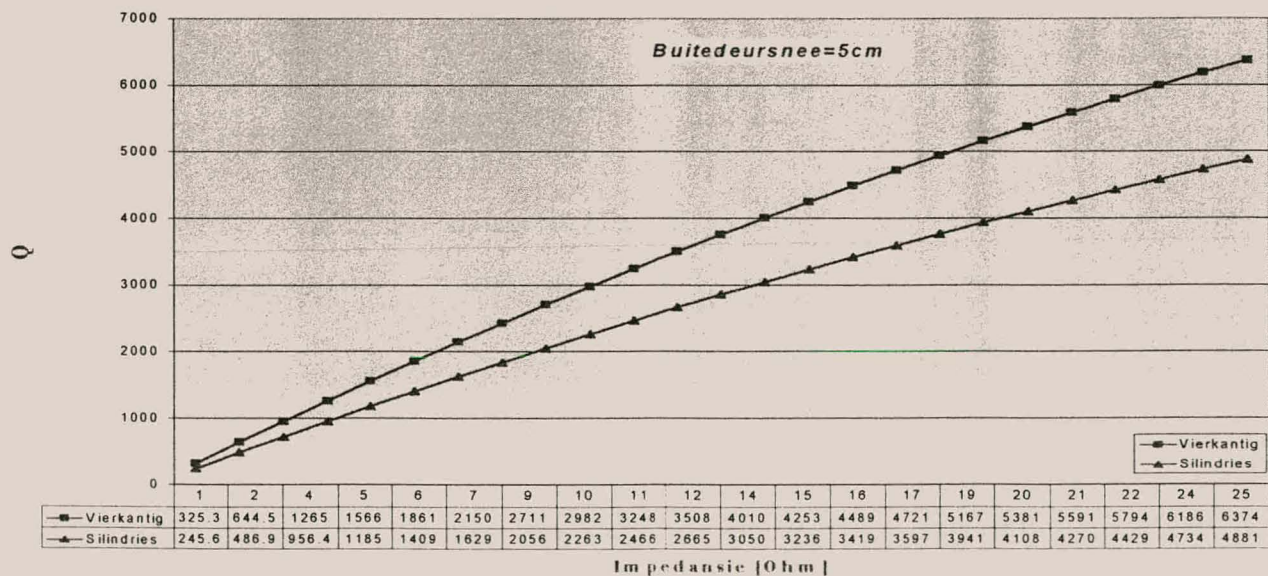
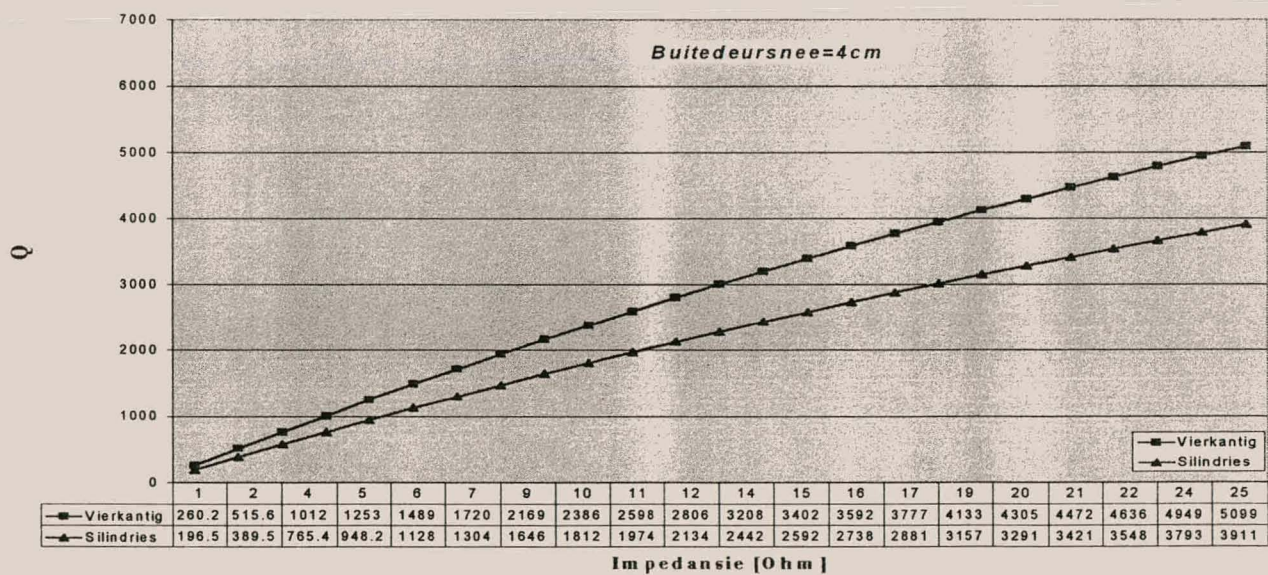
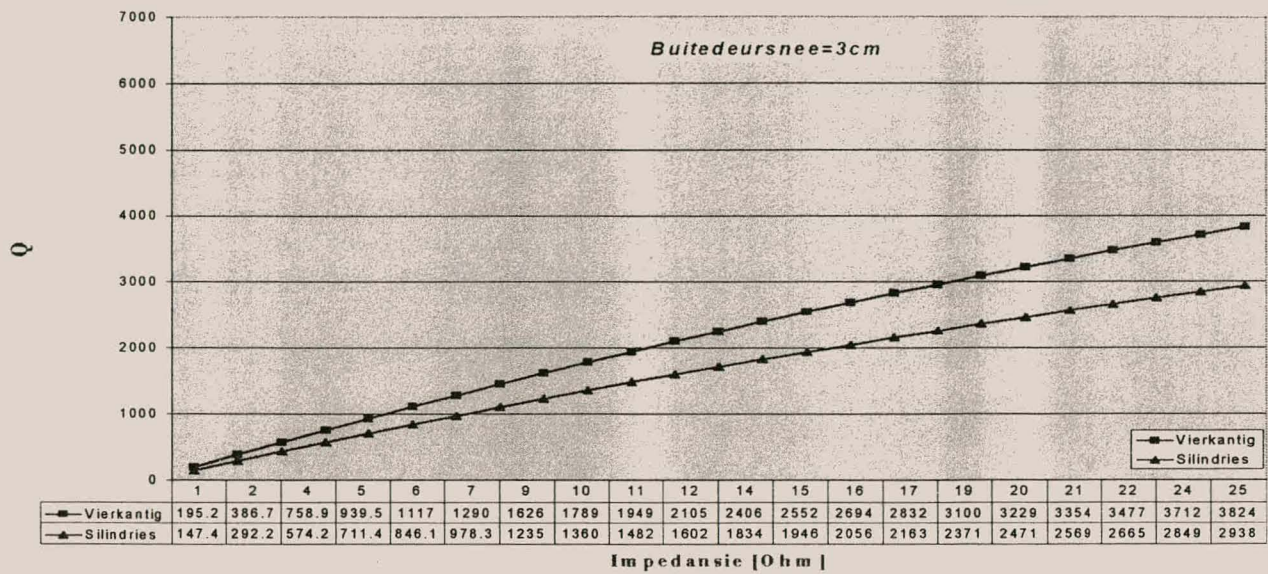
Die Q van 'n kortgeslote, kwartgolflengte koaksiale resoneerder word verder verkry in terme van die verswakingskonstante van die geleier, deur die volgende vergelyking te gebruik [36] :

$$Q = \frac{\pi}{4 \cdot \alpha \cdot l} \quad (3.25)$$

waar l na die fisiese lengte van die $\lambda/4$ -transmissielyn verwys.

Die transmissielynresoneerders sou oorspronklik verstel word deur die binnegeleier se lengte te verleng of te verkort. Die gedeeltes tussen die binne- en buitegeleiers word nie met diëlektriese materiaal gevul nie om sodoende hierdie verstelling van die binnegeleier maklik te akkommodeer, asook die resoneerders nie te duur te maak nie. Verder kan uit die waardes van die puntelemente in die gesintetiseerde netwerke van die sender- en ontvangerfilters afgelei word dat die transmissielynresoneerders lae impedansies sal hê, selfs vir 'n poortimpedansie van etlike honderde Ohm.

In Figuur 3.6 word die vierkantige – en silindriese koaksiale geleiers se kwaliteitsfaktore beskou teenoor die karakteristieke impedansie van die lyn. Dit word ook gedoen by drie



Figuur 3.6 : Verswakingskonstantes van vierkantige en silindriese koaksiale geleiers, vergelyk ten opsigte van Z_0 vir verskillende buitengeleierdeursnee

verskillende deursnee van die buitegeleier, naamlik 3cm, 4cm en 5cm. Suiwer koper word vir beide die topologieë gebruik by die ontvangerfrekwensie van 1.542 GHz.

Uit die grafieke word waargeneem dat die vierkantige koaksiale transmissielyn effens beter vertoon as die silindriese transmissielyn. Die verskil tussen die Q's van die topologieë raak progressief groter soos die impedansie van die transmissielyn toeneem, met 'n relatief klein verskil by lae impedansies. Beide topologieë maak egter ruim voorsiening vir Q's groter as die 1000 wat benodig word.

Die meganiese konstruksie van die vierkantige koaksiale transmissielyn is meer kompleks as die silindriese een. Die elektriese en magnetiese veldverspreiding is ook meer eenvoudig vir die silindriese topologie wat die ontwerp van die resoneerder vergemaklik. Daar is egter nie op hierdie stadium voorsien dat die uiteindelige resoneerder ook kompleks sou wees nie. Agterna beskou kon beide die topologieë gebruik word, met die vierkantige koaks miskien meer voordelig wat fisiese grootte aanbetref. Daar is egter op die tradisionele silindriese topologie vir die koaksiale resoneerders besluit.

Formules word met behulp van *MATLAB*® geïmplementeer en data vir grafieke verkry. Die *MATLAB*® – program word in Bylaag B uiteengesit.

3.2 impedansie van resoneerders

Die impedansie van die koaksiale transmissielyn wat gebruik word om die resoneerders te realiseer, word bereken vanuit die kapasitansie en induktansie van die parallelle paar in die gesintetiseerde netwerke (afdeling 2.2) van die sender – en ontvangerfilters, deur die volgende verband:

$$Z_0 = R_0 \sqrt{\frac{L_n}{C_n}} \quad \Omega \quad (3.26)$$

waar R_0 , die karakteristieke poortimpedansie (karakteristieke impedansie van die hele filter), C_n en L_n die frekwensie - en impedansie genormaliseerde kapasitansie en induktansie van die parallelpaar resoneerders van die filternetwerke is.

Beide die senderfilter en ontvangerfilter gebruik dieselfde prototipe filter. Die uiteindelijke filters sal verskil in die genormaliseerde waardes van die serie reaktiewe elemente, asook die impedansie en kwartgolf lengte van die koaksiale resoneerders. Vir die doeleindes van die tesis word daar net na die realisering van die ontvangerfilter gekyk.

In Tabel 3.1 word die elementwaardes van die gerealiseerde ontvangernetwerk herhaal. Die impedansie van die koaksiale resoneerders word ook in die tabel gegee (bereken deur vergelyking 3.26 met $R_0=1$).

	Elemente	5 de Orde Genormaliseerd vir frekwensie en impedansie	3de Orde Genormaliseerd vir frekwensie en impedansie	Transmissielyn- impedansie [Ohm]		
				no.	5de	3de
Resoneerders	C_{1N}	4.0154510	6.6515768	R_1	0.0128	0.02368
	C_{2N}	3.9547843	6.5116344	R_2	0.0129	0.02393
	C_{3N}	3.9843004		R_3	0.01285	
	L_{nN}	0.0006579	0.0037297			
Serie reaktiewe elemente	L_{K1N}	1.3668079	1.1372894			
	L_{K2N}	2.0324883				
	C_{K1N}	0.7316317	0.8792836			
	C_{K2N}	0.4920077				

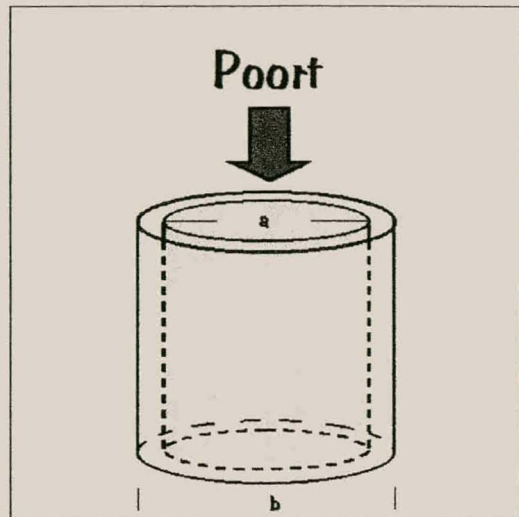
Tabel 3.1 : Impedansie genormaliseerde element- en resoneerderwaardes

Uit die waardes van die impedansie vir die koaksiale resoneerders volg dat selfs vir 'n poortimpedansie van 'n paar honderd Ohm, die karakteristieke impedansie van die resoneerders baie laag sal wees. Vir 'n poortimpedansie van 500Ω , sal die karakteristieke impedansie van die koaksiale resoneerders onderskeidelik, 15.179Ω , 15.295Ω en 15.238Ω wees. Verder, om te kompenseer vir die verliese van die koaksiale struktuur by hierdie lae impedansies, moet die buitedeursnee van die buitegeleier van die koaksiale transmissielyn ook groot geneem word (± 5 cm). Die koaksiale resoneerder sal tipies lyk soos in Figuur 3.7 getoon word:

'n Hoë poortimpedansie veroorsaak egter enkele probleme. Eerstens bring dit mee dat die serie inductore of kapasitore, onderskeidelik baie hoë inductansies en baie lae kapasitansies het, wat dit moeilik realiseerbaar maak.

Die binnedeursnee van 'n koaksiale geleier kan vanuit die impedansie en buitedeursnee bereken word deur die volgende vergelyking:

$$a = \frac{b}{e^{2\pi Z_0 \sqrt{\epsilon_0/\mu_0}}}, \quad (3.27)$$



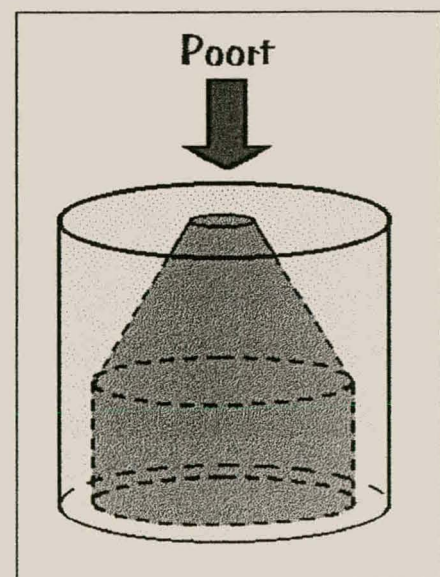
Figuur 3.7 : Koaksiale resoneerder met 'n lae impedansie

'n Buitedeursnee van 5 cm en $Z_{0R} = 15\Omega$, gee 'n binnedeursnee van ongeveer 3.9 cm. Die breë binnegeleier maak verstelling daarvan moeilik en ongemaklik.

Hierdie probleemfaktore noodsaak 'n topologie wat 'n oplossing sal gee vir die hoë poortimpedansie, asook om die resoneerders makliker verstelbaar te maak. Verskeie oplossings is oorweeg, waarvan drie kortliks bespreek word.

Ten einde die deursnee van die binnegeleier te verklein, word die eerste gedeelte daarvan vernou en neem dan konies toe tot die verlangde deursnee. Hierdie beginsel word diagrammaties getoon in Figuur 3.8.

Die koniese geleier vorm 'n impedansietransformator, waar die resoneerder met 'n smal binnegeleierdeursnee of hoë karakteristieke impedansie, stapsgewys verbreed word na 'n koaksiale transmissielyn met 'n lae karakteristieke impedansie of binnegeleier met 'n breë deursnee. Die presiese en gedetailleerde ontwerpmetodes van so 'n transformator is vrylik in die literatuur beskikbaar [37], maar word net kortliks



Figuur 3.8 : Koaksiale resoneerder met koniese intree

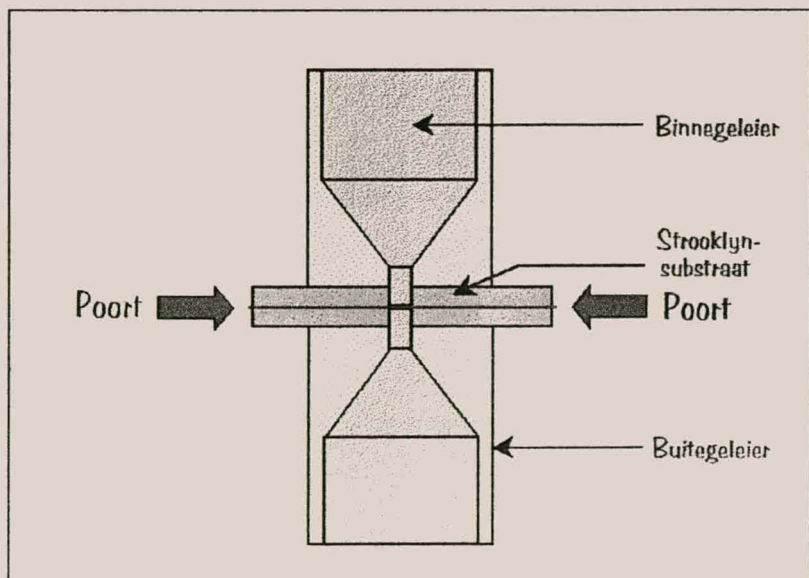
behandel.

Die koniese gedeelte van die resoneerder transformeer die lae impedansie van die ontwikkelde koaksiale geleier na 'n koaksiale transmissielyn met 'n hoër impedansie. Dit maak dus 'n kleiner poortimpedansie noodsaaklik. Die hoë impedansie transmissielyn word verder net na die koniese transformator verleng om die verstelling van die resoneerder te bewerkstellig en dra slegs by tot die fase.

Hierdie beginsels is in *TOUCHSTONE*[®] gesimuleer om die lewensvatbaarheid daarvan te bepaal. Vir die simulاسie word die koniese transformator opgebou uit 'n hoeveelheid baie kort transmissielyne, waarvan die karakteristieke impedansie stapsgewys afneem vanaf die hoë impedansie na die gevraagde lae impedansie van die oorspronklike koaksiale geleier. Die kwartgolf lengte van die oorspronklike koaksiale transmissielyn moet ook verder aangepas word om te kompenseer vir die fasekomponent van die hoë impedansie verstellingsgedeelte en die transformator. Die resultate word dan in die volledige filtermodel gesimuleer by verskillende poortimpedansies.

Uit die simulاسies is gevind dat die tegniek die poortimpedansie wel afbring ($\pm 300 \Omega$), maar nie genoeg om die realisering van die serie - reaktiewe elemente te vergemaklik nie. Vervolgens word 'n metode ondersoek om die impedansie van die resoneerders te verhoog. Deur elk van die resoneerders in die filter te verdubbel, dus twee in parallel, kan 'n enkele resoneerder se impedansie gehalveer word. Hierdie beginsel word grafies verduidelik in Figuur 3.9.

Uit elementêre stroombaanteorie volg dit dat deur die kapasitor en induktor van die puntelement-model van die resoneerders te verdubbel, dit 'n poortimpedansie gee wat die helfte is van die



Figuur 3.9 : Gesplete koaksiale resoneerders in strooklynkonfigurasie

vorige.

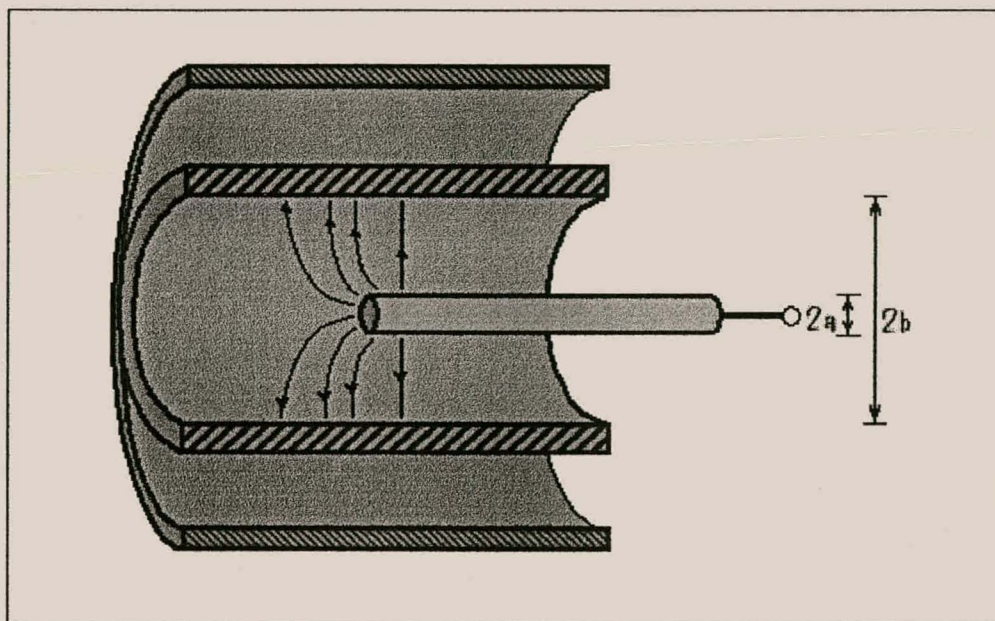
Die resoneerders word in die filtermodel gevoeg en gesimuleer. 'n Bevredigende poortimpedansie is verkry en die filterweergawe het aan al die spesifikasies voldoen. Daar is egter enkele praktiese probleme met die realisering van die filter met hierdie resoneerderkonfigurasië.

Daar word beoog om die resoneerders weerskante van 'n strooklynbord te monteer. Die uitleg sou die meeste ruimte-effektief wees terwyl die serie-elemente tussen die resoneerderpaar in strooklyn of mikrostrook gerealiseer kan word. Die konfigurasië lewer egter 'n probleem met die stabiliteit, asook die verstelling daarvan. Die resoneerder sou verstel moes word deur die grondvlak aan die voetenent van die resoneerder in en uit te draai — wat in die oorspronklike konfigurasië vermy wou word. Die binnegeleier is verder ook 'n relatief swaar struktuur en sou op 'n klein area vasgeheg moes word. Stabiliteit is in so 'n geval 'n wesenlike probleem. Enige laterale beweging van die binnegeleier sou verder die eienskappe van die resoneerder verander. Ten slotte word daar nou tien resoneerders in plaas van vyf gebruik (vir die vyfdeorde konfigurasië), 'n verdere eienskap wat gepoog is om te vermy in die eerste sintese van die filternetwerke.

Hierdie eienskappe en beredenering het gelei tot die ontwikkeling van 'n derde konfigurasië. Deur gebruik te maak van kapasitiewe koppeling is bewys dat die resoneerders vervaardig kan word om maklike verstelling van die resonansiefrekwensie toe te laat, asook om die poortimpedansie naby aan 50Ω te hou.

3.3 kapasitiewe koppeling

Kapasitiewe koppeling behels die beginsel waarvolgens daar kapasitief na die transmissielynresoneerder gekoppel word en word diagrammaties in Figuur 3.10 verduidelik :



Figuur 3.10 : Kapasitiewe koppeling na binnegeleier met koppelingsvelde aangedui

Die binnegeleier van die koaksiale transmissielyn word uitgehol. Deur 'n eksterne geleier of koppelingsgeleier te gebruik, word daar kapasitief (C_{kop}) gekoppel na die binnegeleier, waar die koppelingsgeleier en binnegeleier op sigself 'n koaksiale struktuur vorm. Die koppelingsgeleier en die kapasitiewe koppeling kan gemodelleer word as 'n transmissielyn, met 'n kapasitor op die punt daarvan in serie verbind aan 'n kortgeslote transmissielynresoneerder.

Die elektriese velde binne 'n koaksiale transmissielyn beweeg in die hoofmodus radiaal vanaf die binnegeleier van 'n koaksiale lyn, om uiteindelik loodreg op die buitegeleier te termineer. Indien die binnegeleier onderbreek word, sal die velde uitsprei en nie meer

Hoofstuk 3 : Resoneerder

radiaal vertoon nie. Energie word in hierdie velde gestoor op soortgelyke wyse as 'n reaktiewe puntelement in 'n stroombaan. Die diskontinuiteit vind plaas in 'n plat vlak en word gemodelleer deur die teorie van parallelle plate te gebruik. Die metode lei tot 'n oplossing uit elektromagnetiese golfoplossings waar die diskontinuiteit vereenvoudig word na 'n ekwivalente puntelementnetwerk [38], [39].

Die spreivelde by die diskontinuiteit veroorsaak dat energie gestoor word soos in 'n kapasitiewe element. Die kapasitor se waarde word bepaal uit die berekening van die diskontinuiteitkapasitor by 'n sprong in die binnegeleierdeursnee van 'n koaksiale geleier (binnegeleierdeursnee verander van $2a$ na zero [39]). Die diskontinuiteitkapasitor word as volg bereken :

$$C_{disk} = 2\pi b C_d(\alpha) \quad , \quad (3.28)$$

waar α gelyk is aan :

$$\alpha = \frac{b-a}{b} \quad , \quad (3.29)$$

met a en b die deursnee - afmetings van die binne- en koppelingsgeleiers en $C_d(\alpha)$ gelyk aan die volgende :

$$C_d(\alpha) = \frac{\epsilon}{\pi} \left(\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha} \cosh^{-1} \left[\frac{1 + \alpha^2}{1 - \alpha^2} \right] - 2 \ln \left[\frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \right] \right) \quad (3.30)$$

Die hele koppelingstruktuur word vereenvoudig na 'n koaksiale transmissielyn getermineer in 'n kapasitor of reaktiewe las. Indien die lasimpedansie en gevraagde bronimpedansie van die struktuur suiwer imaginêr van aard is, word die lengte van die koaksiale transmissielyn deur 'n eenvoudige vergelyking bereken. Die afleiding van hierdie lengtevergelyking word noukeurig in Bylaag C uiteengesit, en word gerieflikheidshalwe hieronder herhaal :

$$l = \frac{1}{2\beta} \left[\arctan \left(\frac{2X_L Z_0}{X_L^2 - Z_0^2} \right) - \arctan \left(\frac{2X_{IN} Z_0}{X_{IN}^2 - Z_0^2} \right) \right] \quad (3.31)$$

Die parameters wat gebruik word in die vergelyking, dui op die volgende :

- X_L : Lasreaktansie (C_{disk})
- X_{IN} : Gevraagde intree – of bronreaktansie (C_{kop})
- Z_0 : Karakteristieke impedansie van koaksiale geleier gevorm deur binne- en koppelingsgeleiers
- β : Fasekonstante

Die karakteristieke impedansie van 'n koaksiale transmissielyn word gegee deur vergelyking 3.21 en die fasekonstante, deur die volgende verband:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.32)$$

Die lasreaktansie van die struktuur word as die diskontinuiteitskapasitansie geneem, naamlik :

$$X_L = \frac{1}{\omega C_{disk}} \quad (3.33)$$

Ten einde die lengte wat die koppelingsgeleier die binnegeleier binnedring te bepaal, word die beoogde intree– of bronreaktansie deur die volgende vergelyking voorgestel:

$$X_{IN} = \frac{1}{\omega C_{kop}} \quad (3.34)$$

Die netwerkmodel van die koaksiale resoneerder wat met behulp van kapasitiewe koppeling (Figuur 3.10) geïmplementeer word, word in Figuur 3.11 verduidelik.

Hoofstuk 3 : Resoneerder

Die koaksiale resoneerder moet identies reageer as die vorige koaksiale transmissielynresoneerder binne die toegelate bandwydte.

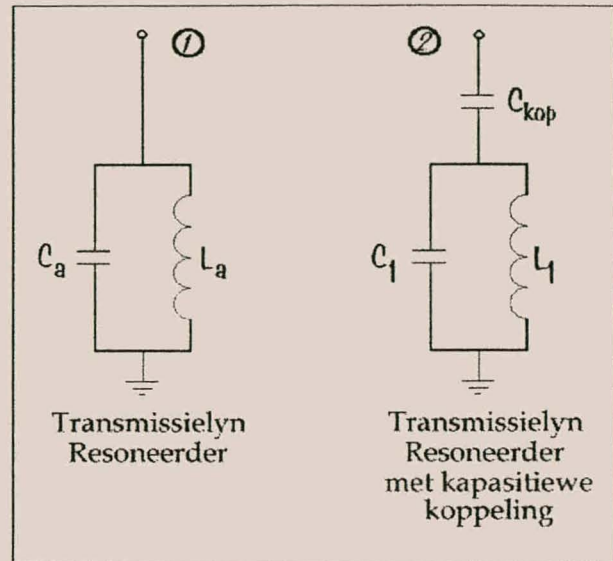
Deur na die karakteristieke impedansie van beide netwerke te kyk, word daar in Bylaag D twee bepalende vergelykings ontwikkel. Met hierdie vergelykings kan die resoneerders ontwikkel word uit die parallelle puntelementwaardes van die oorspronklike filternetwerkresoneerders. Die vergelykings word gerieflikheidshalwe hieronder herhaal :

$$L_a C_a = L_1 C_1 \quad (3.35)$$

$$C_{kop} = \left(\frac{\frac{1}{\omega^2} - L_a C_a}{L_1 - L_a} \right), \quad (3.36)$$

met $L_1 = Z_1 \sqrt{L_a C_a}$ en waar Z_1 verwys na die impedansie van die nuwe kortgeslote koaksiale geleier gevorm deur die uitgeholde binnegeleier en buitegeleier. Deur ω by die grense van die 2% bandwydte te neem (die gebied waarbinne die koppelingsmodel geld), naamlik $0.99\omega_0$ of $1.001\omega_0$, word die vergelykings bekom om vergelyking 3.36 mee op te los.

Deur van kapasitiewe koppeling na die kortgeslote koaksiale resoneerder gebruik te maak, word 'n resoneerdermodel geskep wat verstelling van die resonansiefrekwensie van die resoneerder baie maklik maak. Deur slegs die koppelingsgeleier se lengte te verstel, word die resonansiefrekwensie verander. Verder laat hierdie model dus ook buigsaamheid toe wat die poortimpedansie aanbetref. Berekening van die koppelkapasitansie asook die bepaling van die parameters van die kapasitief gekoppelde resoneerder uit vergelykings



Figuur 3.11 : Voorstelling van ontwikkeling uit transmissielyn-resoneerder na 'n kapasitief gekoppelde resoneerder

ontwikkel in hierdie afdeling, word in *MATLAB*[®] geïmplementeer en is beskikbaar in Bylaag B.

3.4 transmissielynmodelle

In die filternetwerk word die puntelement-resoneerdersnetwerke vervang deur kwartgolflengte transmissielyne. Die filternetwerk word beskou met behulp van die simulasiëprogram, *TOUCHSTONE*[®]. Die impedansie, en meer spesifiek die kwartgolflengtes van die transmissielynresoneerders, word geoptimeer om dieselfde weergawe as die ideale puntelementnetwerk te bekom.

Die resoneerder word dan aangepas om kapasitiewe koppeling toe te laat. Deur vergelykings 3.35 en 3.36 toe te pas, word 'n model geskep waar daar met 'n kapasitor in serie na 'n kortgeslote transmissielyn gekoppel word. Die impedansie van die kortgeslote transmissielyn word vasgestel deur verskeie faktore in ag te neem:

Die resoneerder moet goeie verlieseienskappe openbaar en dus nie 'n te lae karakteristieke impedansie hê nie. Hierdie eienskap het aan die lig gekom toe die verlieseienskappe van die koaksiale transmissielyn geëvalueer is in Afdeling 3.1. Verder sal die poortimpedansie nie te groot geneem kan word nie aangesien dit die realisering van die serie reaktiewe elemente bemoeilik. Die parameters wat uiteindelik in die kapasitiewe koppelingsvergelyking (vergelyking 3.36) gebruik word, moet 'n oplossing lewer.

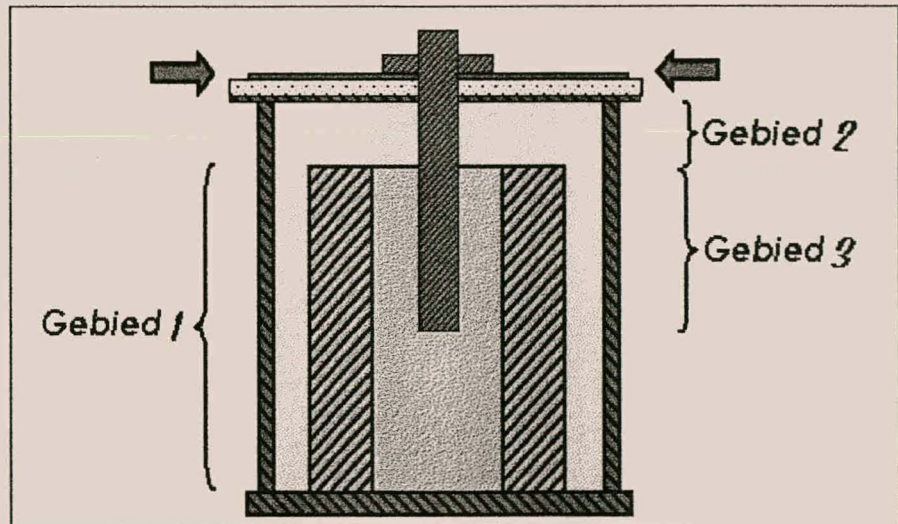
Na deeglike oorweging van die faktore is daar op 'n relatief lae karakteristieke impedansie vir die resoneerders besluit (7.3511Ω), maar 'n koaksiale geleier met 'n groter deursnee (beter verlieseienskappe) wat nog 'n realiseerbare poortimpedansie van 75Ω toelaat, asook 'n Q van 1500 voorspel. Die impedansie van die kortgeslote koaksiale resoneerder word gerealiseer deur 'n koaksiale transmissielyn met 'n buitegeleierdeursnee van 52mm en binnegeleierdeursnee van 46mm.

Die resoneerdermodel word ook in die filternetwerk geïntegreer en die weergawe daarvan geëvalueer. Deur optimering word die lengtes van die kortgeslote transmissielyne van die resoneerdermodelle, asook die seriekapasitansiewaardes, aangepas om die verlangde

transmissieweergawe en refleksiëkoëffisiënt vir die filter te bekom. Die seriekapasitansies moet egter binne realiseerbare waardes, dit is die fisiese afmetings van die koppelingsgeleier en binnegeleier, geskied. Die berekening van die koppelingskapasitansie is reeds breedvoerig in Afdeling 3.3 bespreek.

Voor 'n finale model van die resoneerders egter vasgestel kan word, word daar eers 'n paar praktiese oorwegings ondersoek.

In Figuur 3.12 is 'n diagrammatiese voorstelling van die koppelingsgeleier wat na die binnegeleier van die koaksiale transmissielyn koppel. Verstelling van die resonansiefrekwensie van die struktuur vind plaas deur hierdie geleier te verleng of te verkort. Die kapasitiewe koppeling vind plaas oor gebied 3 in die figuur.



Figuur 3.12 : Diagrammatiese voorstelling van resoneerderstruktuur

Die binnegeleier van die koaksiale resoneerder (*gebied 1* in die figuur) strek nie tot teenaan die boonste punt van die resoneerderstruktuur nie. In die praktiese uitleg wil die resoneerders gekoppel word deur stroombane in mikrostrook- of strooklyns substrate. Die buitegeleier se bokant word deur die grondvlak van die substraat toegemaak in 'n soort "koffieblik" – konfigurasie. Die buitegeleier word dus 'n hol geslote silinder met slegs 'n gat waardeur die koppelingsgeleier dring.

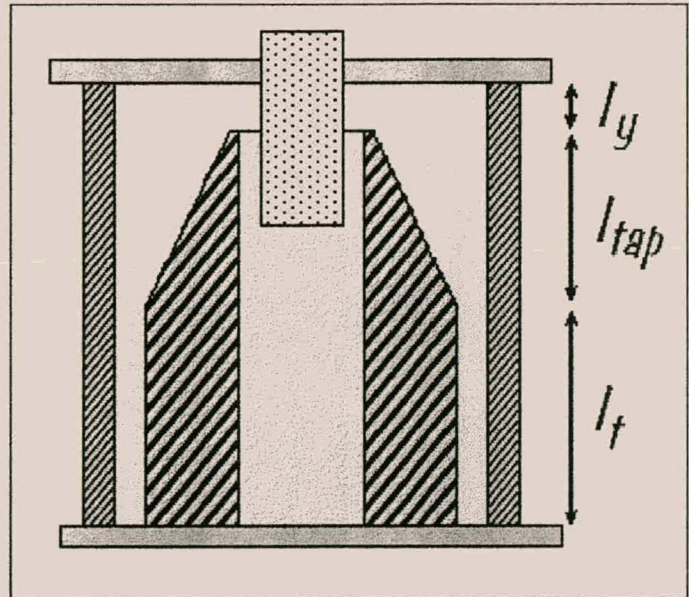
Koppeling sal egter tussen die binnegeleier en grondvlak van die substraat voorkom, en dus word die binnegeleier korter gemaak as die buitesilinder (*gebied 2* in Figuur 3.13) om die koppeling te minimeer. Die ekstra lengte word voorgestel deur 'n lengte koaksiale transmissielyn wat by die koppelkapasitor – kortgeslote - resoneerder konfigurasie gevoeg word. Die koppelingsgeleier en silindriese buiterand vorm 'n koaksiale transmissielyn wat

'n bepaalde fasekomponent tot die resoneerdermodel voeg. Vir hierdie fasekomponent word gekompenseer deur die lengte van die kwartgolf – koaksiale resoneerder (*gebied 1* in Figuur 3.12) aan te pas. Die aanpassings tot die resoneerdermodel het tot twee konfigurasies gelei. 'n Resoneerder met 'n koniese binnegeleier word in Figuur 3.13 getoon [40].

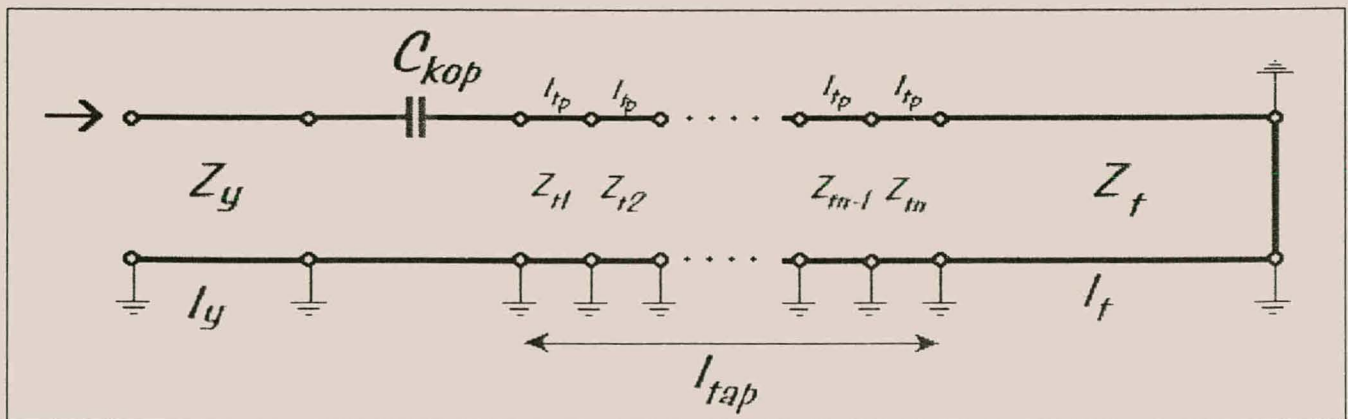
Die boonste punt van die koniese binnegeleier het 'n kleiner area wat kan koppel na die boonste grondvlak van die buitesilinder en dus word die ekstra lengte transmissielyn bo – aan die kortgeslote koaksiale geleier verkort en sodoende ook die totale lengte van die resoneerder.

Die model vir hierdie koniese geleier word opgebou deur 'n hoeveelheid transmissielyne in serie te neem met koaksiale impedansies wat wissel tussen die maksimum by die bopunt tot die minimum aan die onderkant van die

koniese gedeelte. Die sprong tussen twee opeenvolgende transmissielyne waaruit die koniese gedeelte opgebou word, word klein geneem om gladde oorgang of kontinuïteit te bewerkstellig. Die model wat vir simulاسie in die filternetwerk gebruik word om die totale resoneerder met die koniese seksie te verteenwoordig, word in Figuur 3.14 getoon.



Figuur 3.13 : Fisiese uitleg van die resoneerder met koniese binnegeleier



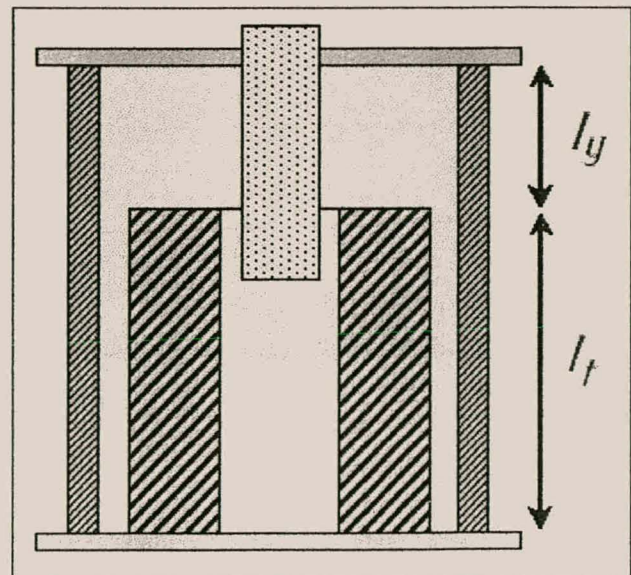
Figuur 3.14 : Transmissielynnetwerk van koniese resoneerder

Die koniese gedeelte van die resoneerdermodel word opgebou uit transmissielyn van lengte l_{tp} , met 'n karakteristieke impedansie van Z_m , met $n=1,2,3\dots k-1,k$, waar k die hoeveelheid individuele transmissielynsegmente is. Die kortgeslote, koaksiale geleier het 'n impedansie van Z_t (7.3511Ω), en lengte l_t . Die eerste transmissielyn gedeelte van die resoneerder het 'n impedansie van Z_y , bereken uit die deursnee van die koppelingsgeleier as binnegeleier en die buitegeleiersilinder as buitegeleier. Die lengte daarvan word aangedui deur l_y .

Die lengtes l_t en l_y , asook die serie kapasitansie, C_{kop} , word verstel en die resoneerders vergelyk met die vorige modelle wat die vereiste weergawes gelewer het. Die impedansie, Z_y , word ook in hierdie proses geoptimeer om eerstens die gevraagde weergawe te lewer, asook om die realisering van die seriekapasitansie moontlik te maak. Dit is 'n iteratiewe proses aangesien daar met vier veranderlikes gewerk word wat funksies is van mekaar.

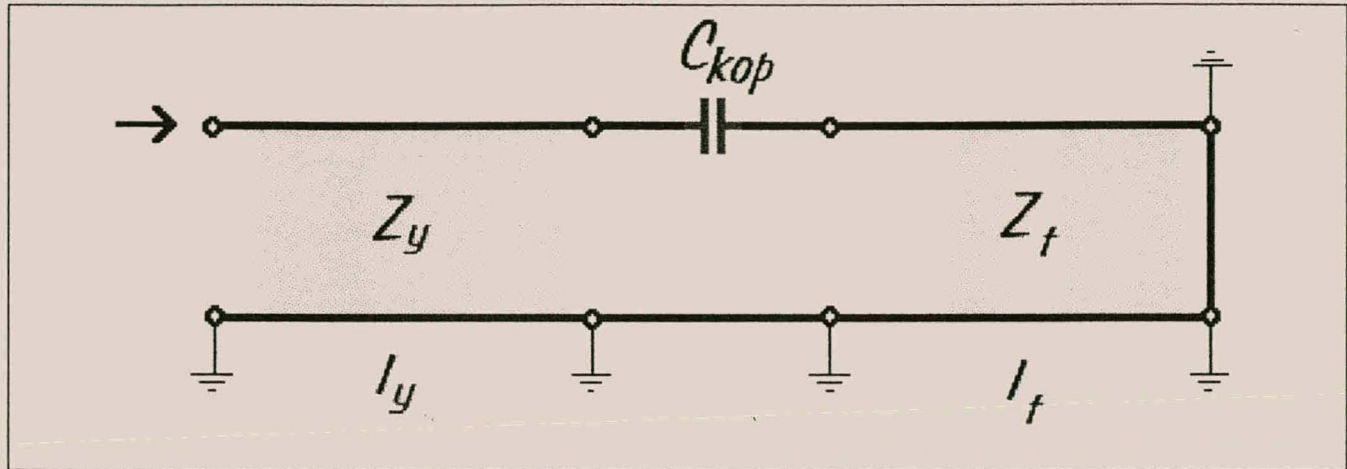
Die resoneerders wat uiteindelik in die filter geïntegreer word, moet fisies identies wees aan mekaar en word slegs verstel deur 'n verstelskroef. In die bogaande model moet Z_y , l_y , Z_t , l_t en l_{iap} dus konstant wees vir al die resoneerders en die resonansiefrekwensie slegs verstel word deur die serie -, koppelingskapasitansie, C_{kop} .

Bevredigende S-parameterweergawes is vir die ontvangerfilter verkry deur van die koniese topologie in die resoneerders gebruik te maak, maar identiese afmetings vir al die resoneerders kon nie bewerkstellig word nie. In die vyfdeorde filternetwerk het die drie resoneerders elk verskillende lengtes vir l_t gehad, aangesien die seriekapasitansie die resonansiefrekwensie nie genoegsaam kon verstel nie. Die koniese transmissielyn gedeelte is 'n tipe impedansie-transformeerder wat die seriekapitor



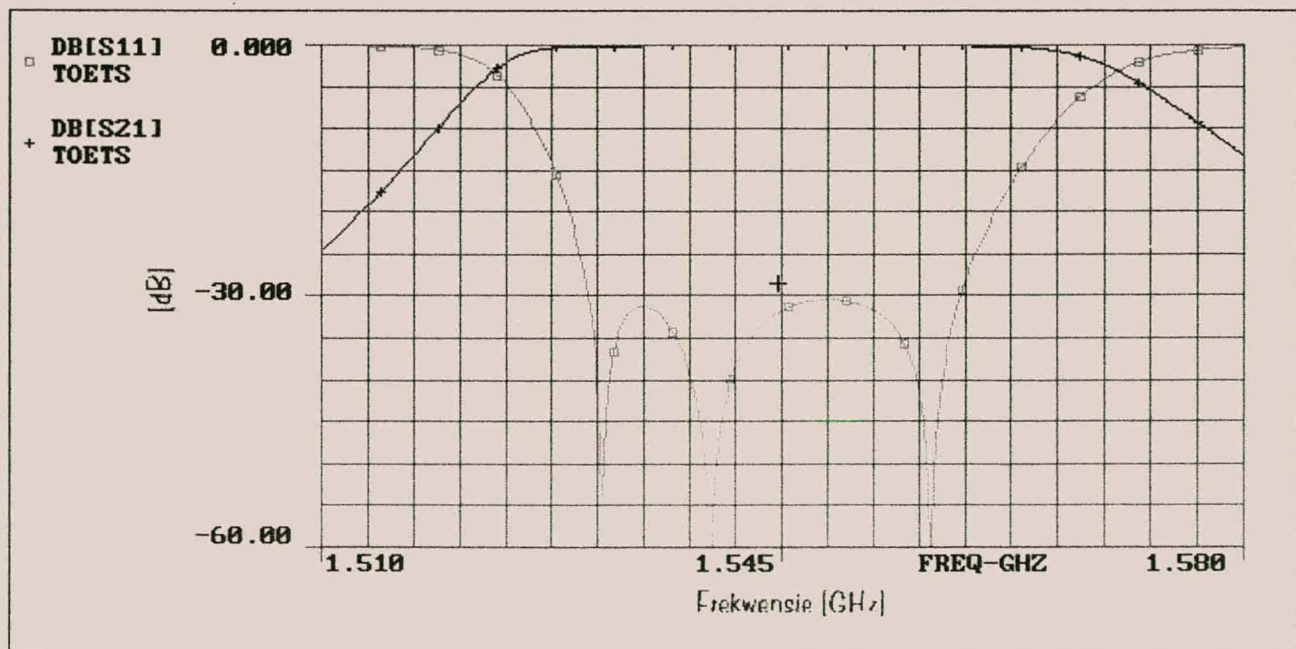
Figuur 3.15 : Fisiese uitleg van die basiese resoneerder

transformeer na 'n kleiner kapasitansie en dus 'n kleiner verskuiwing in die resonansiefrekwensie veroorsaak. Op hierdie punt is die voordeel van effens kleiner resoneerders laat vaar, en eerder identiese resoneerders verkies.



Figuur 3.16 : Basiese netwerkuitleg van resoneerderstruktuur in Figuur 3.15

Die basiese struktuur van die resoneerder word vertoon in Figuur 3.15 en die netwerkuitleg daarvan in Figuur 3.16 . Optimering van die resoneerders word gedoen deur Z_y , l_y , l_f en C_{kop} te verstel. Deur spesifiek Z_y en C_{kop} te verstel, kon die poortimpedansie van die filter afgebring word na slegs 75Ω en deur Z_y dieselfde te neem, kon werkbare oplossings vir die resoneerders en sy komponente gevind word sodat



Figuur 3.17 : TOUCHSTONE®- simulasie van filternetwerk met volledige resoneerdernetwerke

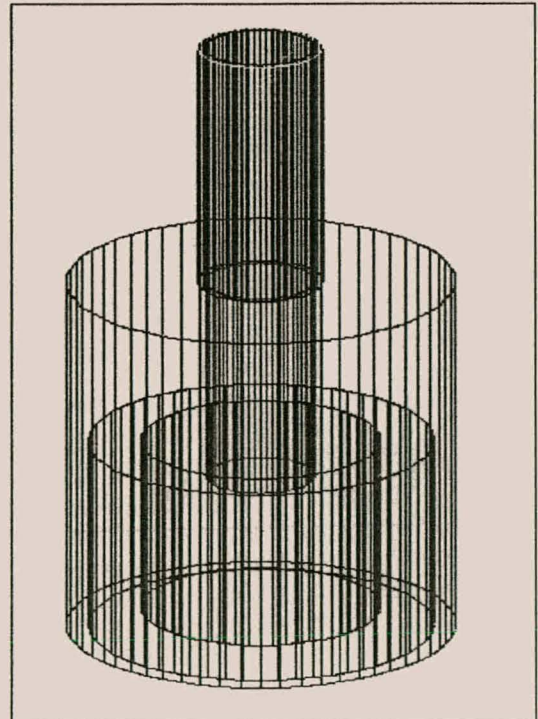
die filter aan die spesifikasies voldoen. 'n *TOUCHSTONE*[®] - simulاسie van die derdeorde filternetwerk word in Figuur 3.17 getoon.

Die uiteindelike model van die resoneerder is in die filternetwerk geïntegreer en 'n bevredigende s - parameterweergawe is verkry. Die model word vervolgens met behulp van numeriese analise getoets en geoptimeer ten einde praktiese afmetings te verkry vir vervaardiging van die resoneerder.

3.5 numeriese analise

Numeriese analise van die fisiese resoneerder word gedoen met behulp van die simulاسieprogram, *MAXWELL EMINENCE*[®] deur *ANSOFT*[®]. *MAXWELL*[®] gebruik die fisiese struktuur en los die elektromagnetiese velde daarvan op deur middel van 'n eindige elementmetode. Hieruit word dan die S -parameters van die struktuur bereken met verwysing tot 'n sekere poort of poorte.

Die model wat in die simulاسieprogram gebruik is word getoon in Figuur 3.18. Die koppelingsgeleier word verleng tot 'n arbitrêre lengte. Die gat waardeur die koppelingsgeleier deur die boonste vlak van die buitegeleierholte dring, is weerskante 'n millimeter wyer die koppelingsgeleierdeursnee. Dit word verleng om 'n koaksiale transmissielyn met die koppelingsgeleier te vorm waarmee die resoneerder aangedryf word. Die verlenging is nodig om ongewenste oorgangsverskynsels te voorkom indien die resoneerder in die simulاسieprogram direk vanaf die boonste vlak van die buitesilinder aangedryf sou word. Dit veroorsaak slegs 'n fasekomponent by die S -parameters wat later algebraïes verwyder word



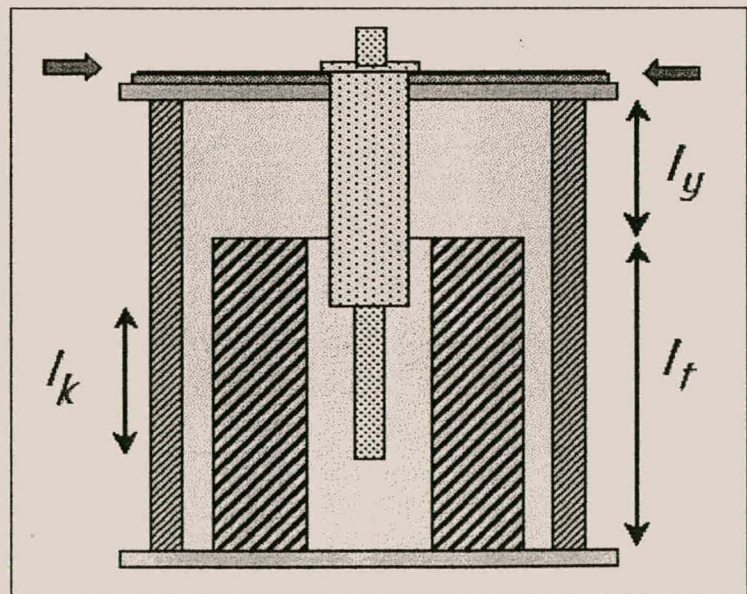
Figuur 3.18 : Segmentering van struktuur deur *MAXWELL EMINENCE*[®]

om die verwysingsvlak na die boonste vlak van die buitegeleiersilinder terug te bring. Die poort van die struktuur word gedefinieer aan die boonste punt van die koppelingsgeleier met die verlengde skede as die grondvlak.

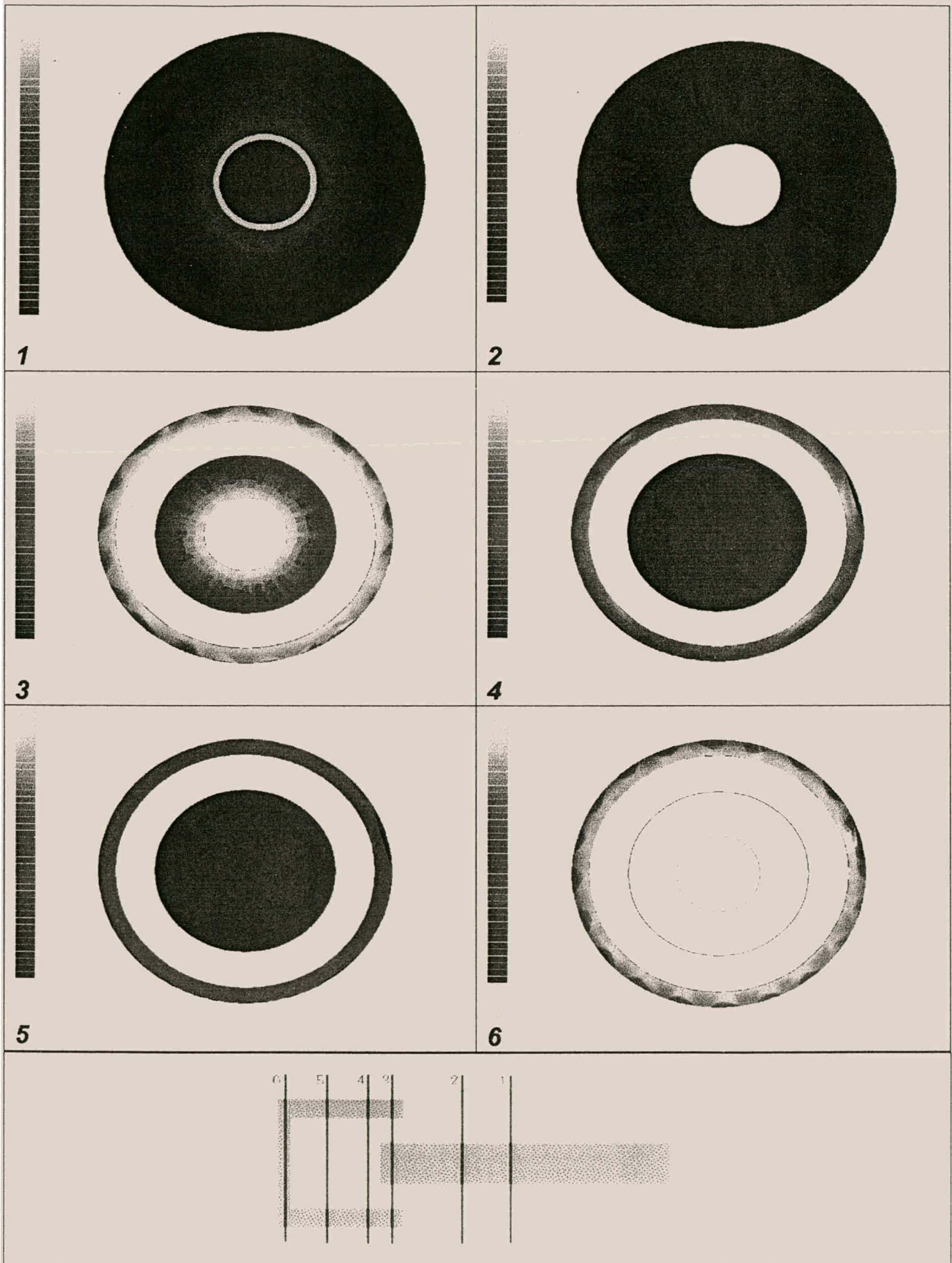
Die simulasiëprogram, *MAXWELL*[®], benader 'n sirkelvormige struktuur deur dit uit segmente op te bou. Daar word eers bepaal hoeveel segmente nodig is om die silinders mee te benader. Die hoeveelheid segmente is vir opeenvolgende simulasies telkemale vermeerder en die verskil in die resultate is met mekaar vergelyk. 60 segmente is die maksimum voordat die resultate heeltemal onbetroubaar raak.

Die resoneerderstruktuur wat in *MAXWELL*[®] gebruik is, word gedefinieer as 'n eenpoort en word volgens die grootte en die fase van die intree - impedansie geëvalueer. By resonansie sal die intree - impedansie se grootte ideaal streef na oneindig, terwyl die fase van 90° na -90° sal beweeg met 0° by die resonansiepunt. Met die eerste simulasie word die resonansiefrekwensie gevind as ongeveer 10% laer as dié voorspel deur *TOUCHSTONE*[®].

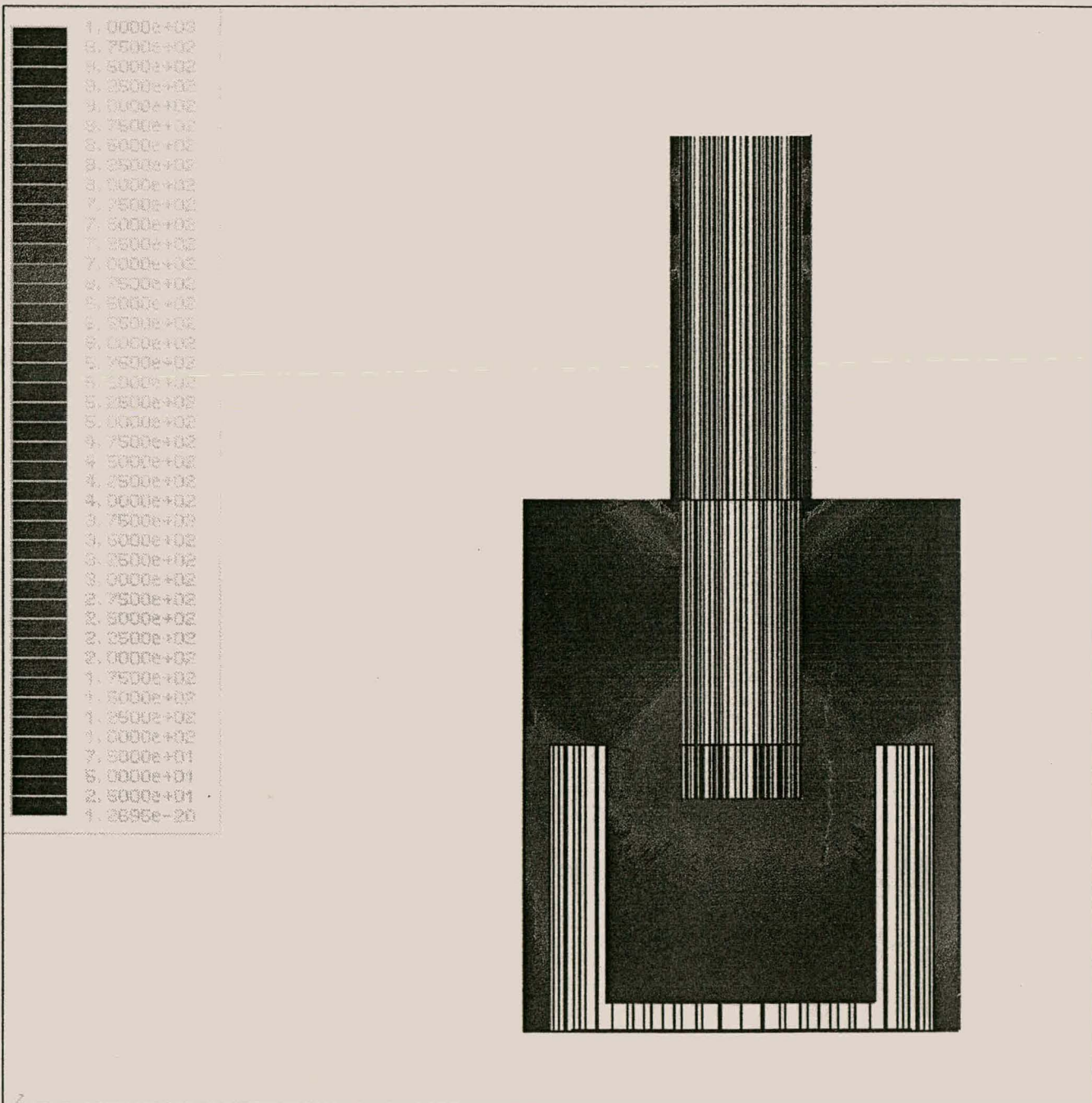
Die koppelingsgeleier het 'n deursnee van 14.8 mm (75Ω koaksiale geleier met buitegeleier), en dit is ongemaklik om die hele geleierlengte te verstel. Daar word gebruik gemaak van 'n koppelingspen met 'n kleiner deursnee van 4mm wat deur die koppelingsgeleier draai en waarmee die resonansiefrekwensie van die resoneerder verstel word. Die koppelingsgeleier dring die binnegeleier vir 'n bepaalde lengte binne om 'n vaste kapasitansie te vestig, terwyl die koppelpen bydra



Figuur 3.19 : Diagrammatiese voorstelling van resoneerder



Figuur 3.20 : $|E_\rho|$ binne die koaksiale resoneerder by verskillende dwarsnitte



Figuur 3.21 : Amplitude van die elektriese veldsterkte by $t=0$ binne resoneerder vir 'n vertikale snit deur die as

tot hierdie kapasitansie soos dit in- of uitgedraai word. Op hierdie wyse word die seriekapasitansie van die netwerkmodel beheer en kan die resonansiefrekwensie van die resoneerder verstel word. 'n Diagrammatiese voorstelling van hoe die resoneerder prakties geïmplementeer word, word getoon in Figuur 3.19.

In *MAXWELL*® word die lengte van l_t (verwys na Figuur 3.19) telkemale verkort, totdat die maksimum resonansiefrekwensie van die drie resoneerders bereik is. Deur die lengte van die koppelingspen (l_k) groter te maak, word die algehele serie koppelingskapasitansie groter en bring mee dat die resonansiefrekwensie laer skuif. Met die korrekte lengte van l_t bereik vir maksimum resonansie, word die resoneerder getoets deur l_k te verleng totdat dit die minimum resonansie gee. Die resoneerder word ontwerp dat dit 'n verstelling weerskante van die nodige minimum en maksimum resonansiefrekwensies gee. Met die fisiese afmetings van die resoneerder bekom uit die voorspelling van *MAXWELL*®, is daar in hierdie stadium voortgegaan om die simulatie prakties te bevestig.

In Figuur 3.20 word die elektriese veldsterkte binne die resoneerder soos deur *MAXWELL*® voorspel vir verskillende vertikale dwarsnitte bo die grondvlak getoon. In Figuur 3.21 word 'n vertikale snit deur die resoneerder getoon en dui die diskontinuiteitskapasitansies aan.

3.6 eerste resoneerdermetings

Daar word gepoog om met die metings die volgende te wete te kom in verband met die resoneerder:

- Kwaliteitsfaktor (Q)
- Frekwensiebereik
- Uitvoerbaarheid van integrasie in filternetwerk

Die metingstroombaan word so gekies dat dit bogenoemde drie faktore kan akkommodeer. Daar word verder gepoog om die serie – reaktiewe elemente tussen die resoneerders in die finale filternetwerk in strooklyn of mikrostrook te realiseer en dus word

die toetsbaan so gekies dat dit mikrostoek of strooklyn inkorporeer om sodoende die lewensvatbaarheid daarvan te bepaal.

3.6.1 Q – faktor meting

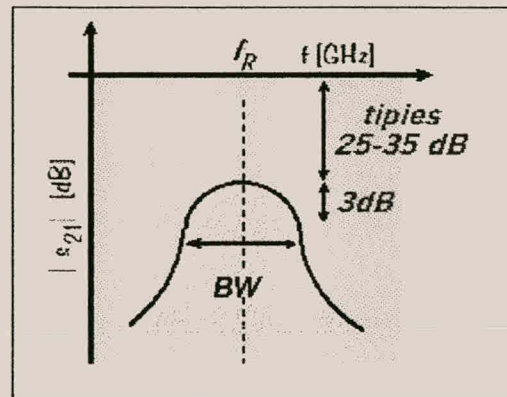
'n Metode om die kwaliteitsfaktor van 'n resoneerder te bepaal, is om by die resonansiefrekwensie die 3 dB – bandwydte te meet. Deur na die $|S_{21}|$ - parameter van die resoneerdermetings te kyk, word die bandwydte bepaal, 3 dB swakker as die maksimumdrywing gemeet by resonansie. Hierdie bandwydte, saam met die resonansiefrekwensie, word gebruik om die kwaliteitsfaktor te bereken deur die volgende vergelyking te gebruik [41]:

$$Q = \frac{f_R}{BW_{3dB}} \quad (3.37)$$

Koppeling na die resoneerder moet egter ook baie swak wees om eksterne faktore soos die meetstroombaan self te vermy. Hierdie koppeling is tipies kapasitief van aard. Verwys na Figuur 3.22 waar die nodige data aangedui word vir die berekening van die Q – faktor in 'n algemene metingsweergawe.

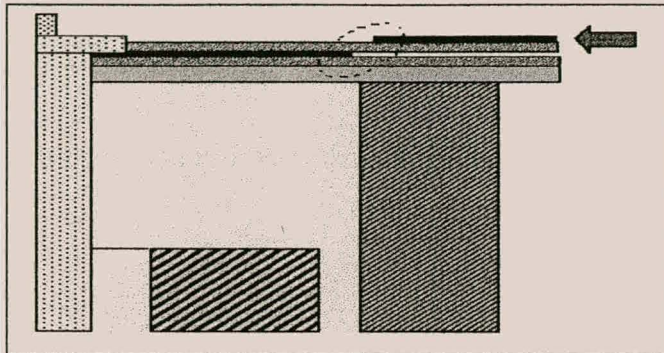
3.6.2 praktiese metings

Die kwaliteitsfaktormetings op die resoneerder word uitgevoer deur klein seriekapasitore met waardes klein genoeg om 'n $|S_{21}|$ van kleiner as –25 dB te lewer. Die kapasitore word gerealiseer in strooklyn deur vanaf die koppelingsgeleier met 'n halfgolflengte - strooklyn te koppel na 'n mikrostrooklyn op die boonste substraat. Op hierdie wyse word 'n seriekapasitansie gerealiseer met die opsie dat dit verkleinbaar is deur die boonste mikrostrookgedeelte te verwyder. Die substraatuitleg van die strook - en mikrostrooklyne

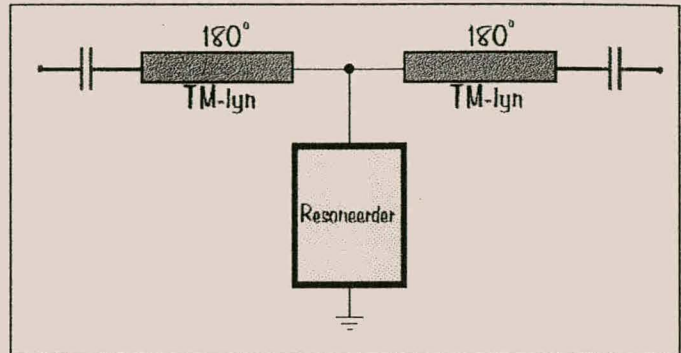


Figuur 3.22 : Algemene weergawe by bepaling van Q - faktor

van die meetopstelling word getoon in Figuur 3.23 met die seriekapasitansie aangedui. Die stroombaandiagram van die totale meetopstelling word verder ook getoon in Figuur 3.24.



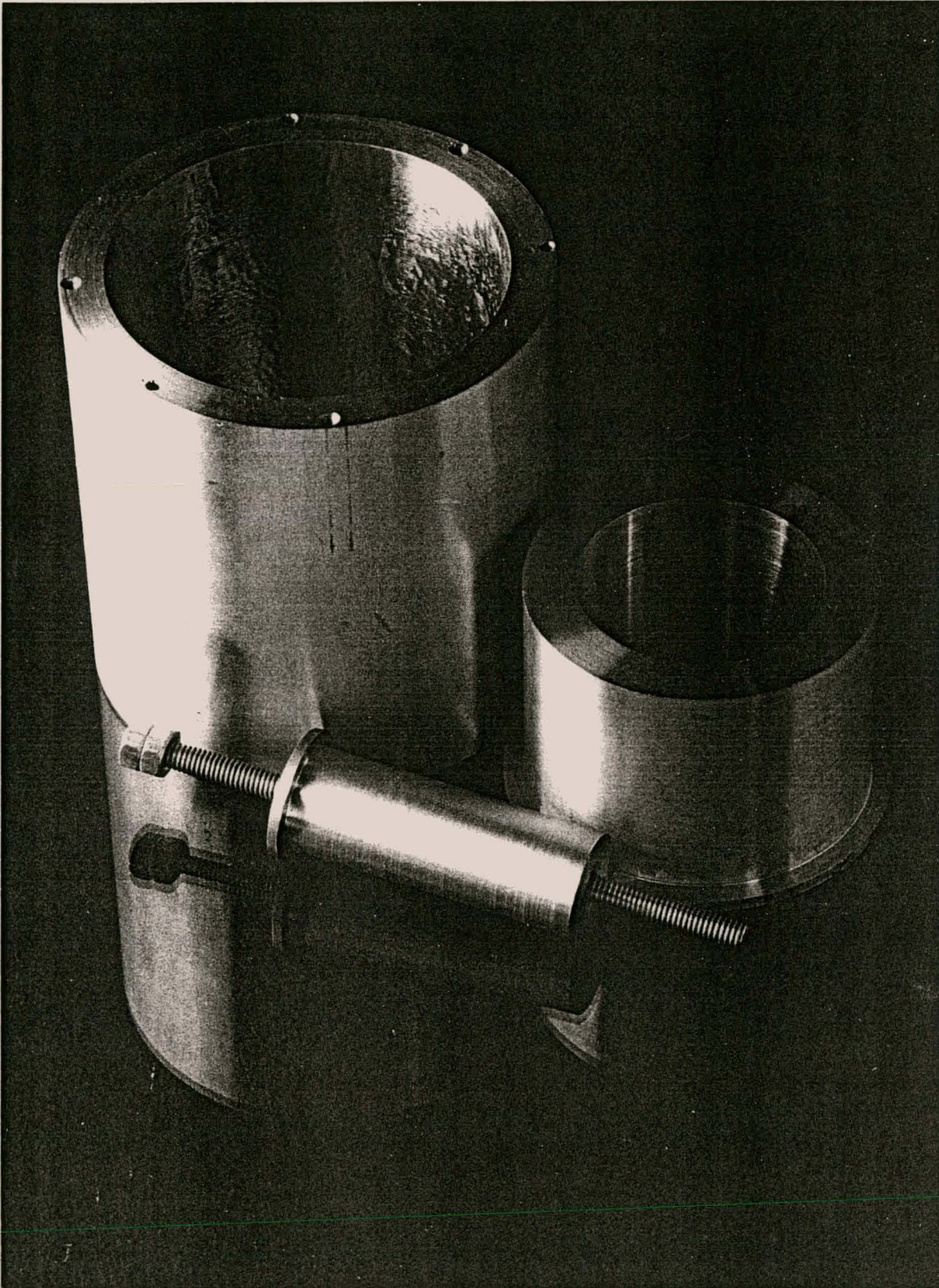
Figuur 3.23 : Praktiese implementering van koppelkapasitansie in strooklyn



Figuur 3.24 : Diagrammatiese meetopstelling van resoneerder

Met die afmetings bekom uit die *MAXWELL*[®] - simulasie, is die resoneerder vervaardig. Die binne -, buite - en koppelingsgeleiers word uit fosforbrons vervaardig, terwyl die koppelingspen uit koper gemaak word. In Figuur 3.25 word hierdie geleiers, soos dit fisies daar uitsien, getoon.

Metings op die resoneerdertoetsbaan is deur middel van 'n netwerkanaliseerder, 'n *HP8753C*, uitgevoer. 'n Duidelike beeld van die resoneerder se gedrag kon egter nie verkry word nie aangesien die toetsbaan nie meganies stabiel genoeg was nie. Die koppelingsgeleier word vasgeheg aan die strooklyn op die eerste substraat deur 'n 2mm ring op die koppelingsgeleier. Dit bied egter nie 'n stewige verbinding vir die koppelingsgeleier nie en reeds na die tweede stel metings is daar laterale beweging van die sentrale as af. Enige geringe beweging van die koppelingsgeleier gee 'n wanvoorstelling van die resonansiefrekwensies van die resoneerder wat onaanvaarbaar is in 'n 2% - bandwydte stelsel. Twee resonansies is egter wel waargeneem by ongeveer 1.344 GHz en 2.012 GHz, maar nie by die frekwensie voorspel deur *MAXWELL*[®] nie.

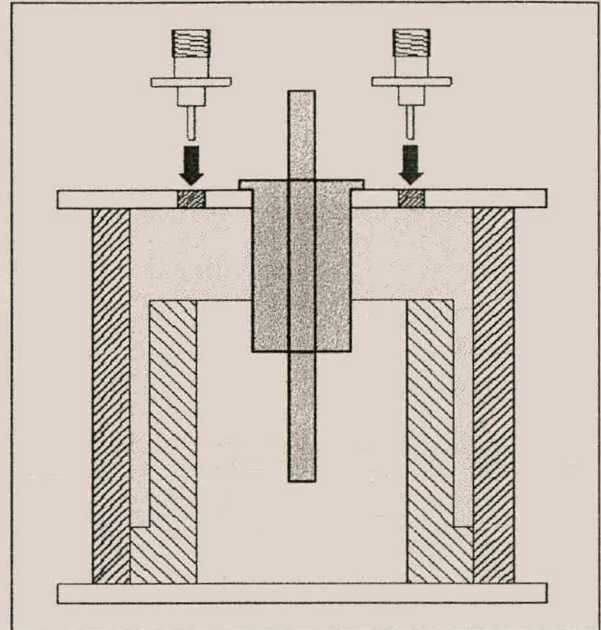


Figuur 3.25 : Buite-, binne- en koppelingsgeleiers met koppelpen van die resoneerder

Hoofstuk 3 : Resoneerder**3.6.3 nuwe metingsaanslag**

Die metingsmetode gebruik, is in beginsel dieselfde tegniek as in die vorige topologie, aangesien daar kapasitief na die koppelingsgeleier gekoppel word. Die koppeling vind egter intern plaas binne die resoneerder se buitegeleier.

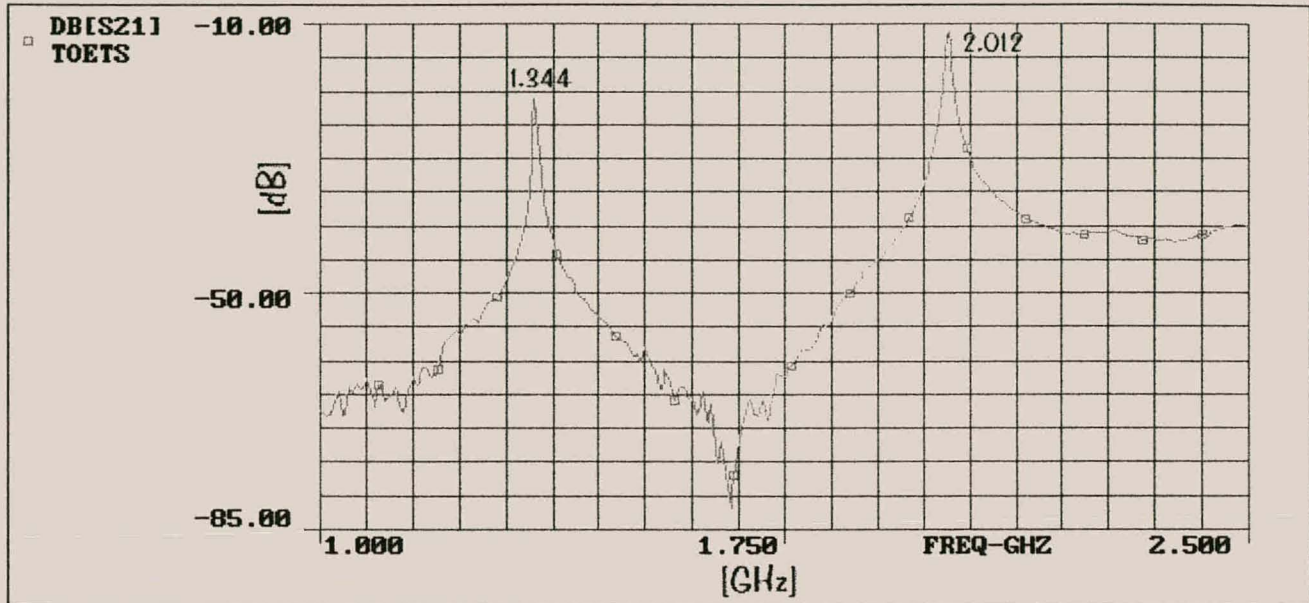
'n Eienskap wat aan die lig gekom het met die vervaardiging van die vorige toetsbaan, was die onvermoë om effektiewe kontak tussen die buitegeleier en die grondvlak van die mikrostrooksubstraat te verseker, aangesien die substraat ook as die deksel van die buitegeleiersilinder dien. Die verskillende hitte-eienskappe van die substraat en die fosforbrons buitegeleier, het veroorsaak dat die geleier nie aan die substraat vasgesoldeer kan word nie. Die gebrek aan 'n doeltreffende grondverbinding sou tot 'n algemene Q – verlaging lei, 'n eienskap wat vermy word deur die gebruik van 'n metaaldekselplaat wat in die huidige metingsaanslag vasgesoldeer word. 'n Diagrammatiese voorstelling van die metingsbaan van die resoneerder word in Figuur 3.26 getoon.



Figuur 3.26 : Diagrammatiese voorstelling van metingsaanslag met kapasitiewe koppeling na koppelingsgeleier

Die metode bied ook groter meganiese stabiliteit aangesien die koppelingsgeleier aan die buitegeleierdeksel vasgesoldeer kan word. Die koppelingsgeleier word stewig in die middel van die resoneerder gehou sonder die moontlikheid van enige laterale beweging.

Die nodige aanpassings is aangebring aan die resoneerderbaan en die $|S_{21}|$ -parametermetings word in Figuur 3.27 vertoon:



Figuur 3.27 : $|S_{21}|$ - parametermetings op aangepaste resoneerdertoetsbaan

Uit die s – parametermetings word gesien dat deur die band, 1 GHz tot 2.5 GHz, die resoneerder twee kenmerkende resonansiefrekwensies het, naamlik by 1.344 GHz en 2.012 GHz. Die resonansiefrekwensies stem ooreen met soortgelyke pieke in die metings op die vorige resoneerdertoetsbaan.

3.6.4 opsomming

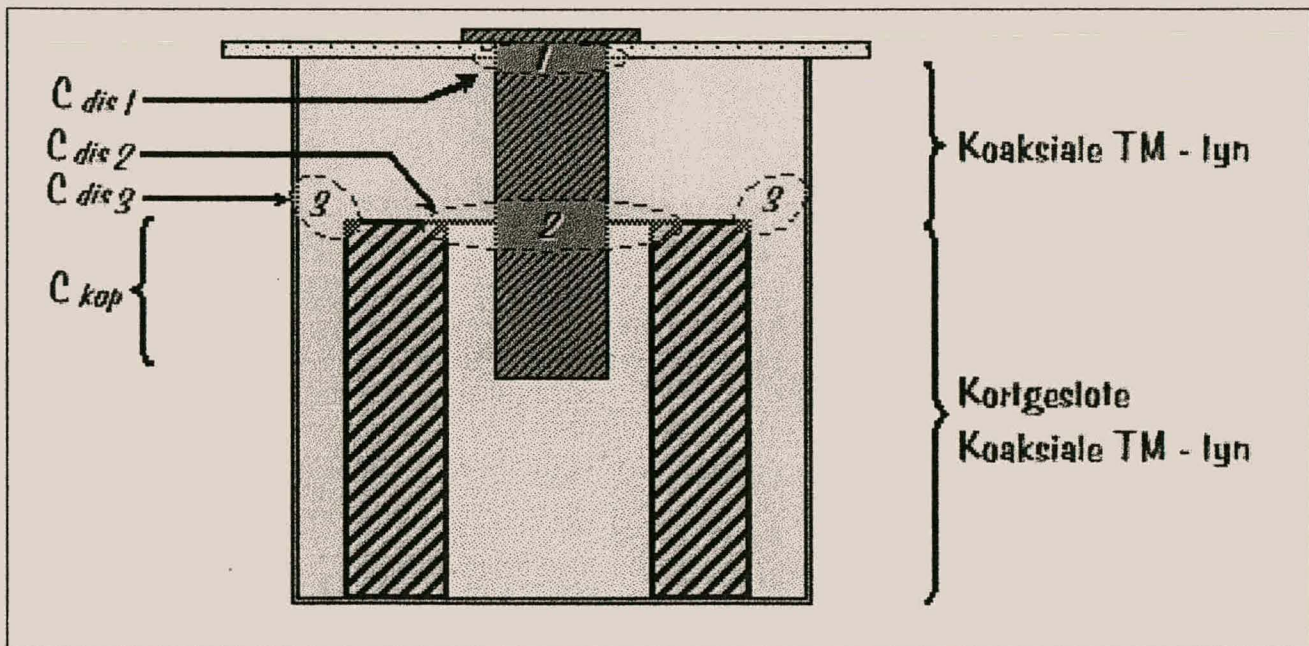
Uit die netwerkanaliseerder–metings wat op die resoneerder uitgevoer is, word resonansiefrekwensies verkry wat nie ooreenstem met dié waarvoor ontwerp is nie. Hierdie verskynsel en resonansiefrekwensies is binne 1% deur MAXWELL® bevestig deur die huidige toetsbaan te simuleer en oor die hele 1 – 2.5 GHz band daarna te kyk.

Dit het dus nodig geword om die netwerkmodel van die resoneerder heeltmaal te hersien en 'n model te vestig wat die praktiese eienskappe van die resoneerder reflekteer. Van hierdie model word gevra om 'n akkurate voorspelling te gee oor die gedrag van die resoneerder, asook watter parametersaanpassings daarvan die gevraagde resonansiefrekwensies sal lewer.

3.7 gewysigde resoneerdermodel

3.7.1 diskontinuiteite

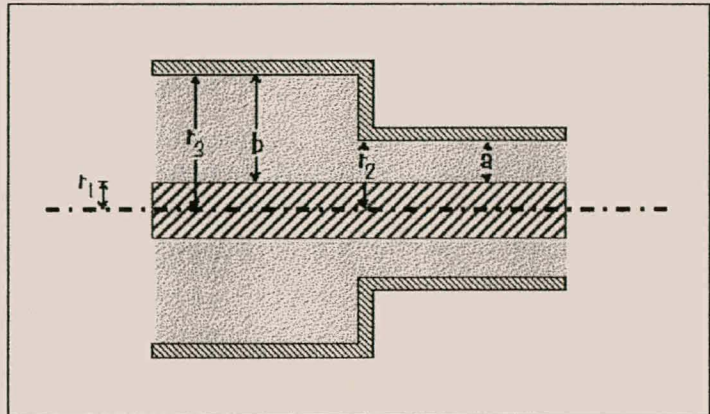
In die eerste netwerkmodel word die aanname gemaak dat die diskontinuiteite wat in die resoneerder bestaan, klein is en grotendeels geïgnoreer kan word. Uit die metings volg dat dit wel 'n groot rol speel en dus in die netwerkmodel geïntegreer moet word. In Figuur 3.28 word die diskontinuiteite wat bestaan in die volledige resoneerderstruktuur aangedui.



Figuur 3.28 : Volledige resoneerderstruktuur met diskontinuiteite aangedui

Soos met die berekening van die koppelkapasitansie uit die diskontinuiteitkapasitansie (as gevolg van die onderbreking van die sentrale koppelingsgeleier) kan die teorie van 'parallelle plate' weer gebruik word om hierdie diskontinuiteite te definieer [38]. Die diskontinuiteite vereenvoudig na enkele kapasitiewe elemente.

C_{dis1} en C_{dis2} van Figuur 3.28 word op dieselfde manier as die koppelkapasitansie bereken. In beide gevalle word die koppelingsgeleier as die binnegeleier van die koaksiale transmissielyn geneem. Die tipe diskontinuiteit word in Figuur 3.29 verduidelik.



Figuur 3.29 : Diskontinuiteit in die buitegeleier van 'n koaksiale transmissielyn

Met C_{dis1} word die buitegeleier van die koaksiale transmissielyn deur die buitesilinder van die resoneerderstruktuur gevorm. Die deursnee daarvan wissel tussen sy maksimum en die koppelingsgeleier se deursnee, aangesien die koppelingsgeleier kortgesluit word. In die geval van C_{dis2} word die aanname gemaak dat daar 'n diskontinuiteit (uit die koppelingsgeleieroogpunt) in die buitegeleier bestaan. Dit is naamlik dat die koaksiale transmissielyn, met die koppelingsgeleier as binnegeleier, se buitedeursnee vanaf die buitegeleierdeursnee na die binnedeursnee van die uitgeholde binnegeleier van die resoneerder verander.

Soos in Afdeling 3.3 word die diskontinuiteitskapasitansies bereken deur vergelykings 3.28 tot 3.30 te gebruik, wat hier herhaal word. Verwys na Figuur 3.29 waar die betrokke veranderlikes aangedui word.

$$C_{disk} = 2\pi r_1 C_d(\alpha) \quad , \quad (3.38)$$

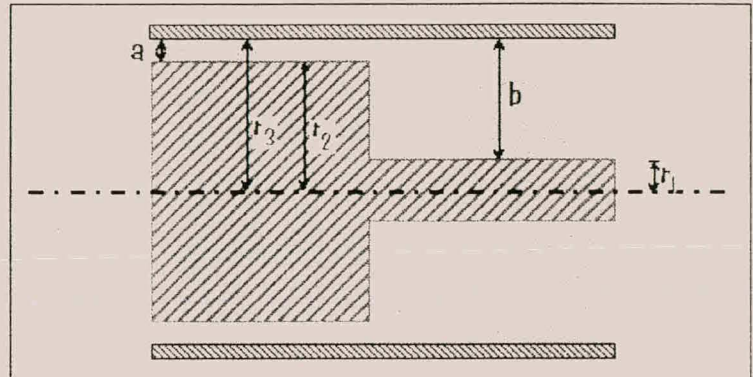
waar α gelyk is aan :

$$\alpha = \frac{b-a}{b} \quad , \quad (3.39)$$

en $C_d(\alpha)$ gelyk aan die volgende :

$$C_d(\alpha) = \frac{\varepsilon}{\pi} \left(\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha} \cosh^{-1} \left[\frac{1 + \alpha^2}{1 - \alpha^2} \right] - 2 \ln \left[\frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \right] \right) \quad (3.40)$$

In die geval van C_{dis3} vind die diskontinuiteit plaas in die binnegeleier van 'n koaksiale struktuur. Uit die oogpunt van die buitesilinder verander die deursnee van die binnegeleier tussen die deurnee van die koppelingsgeleier tot die buitedeursnee van die kortgeslote binnegeleier. Weereens



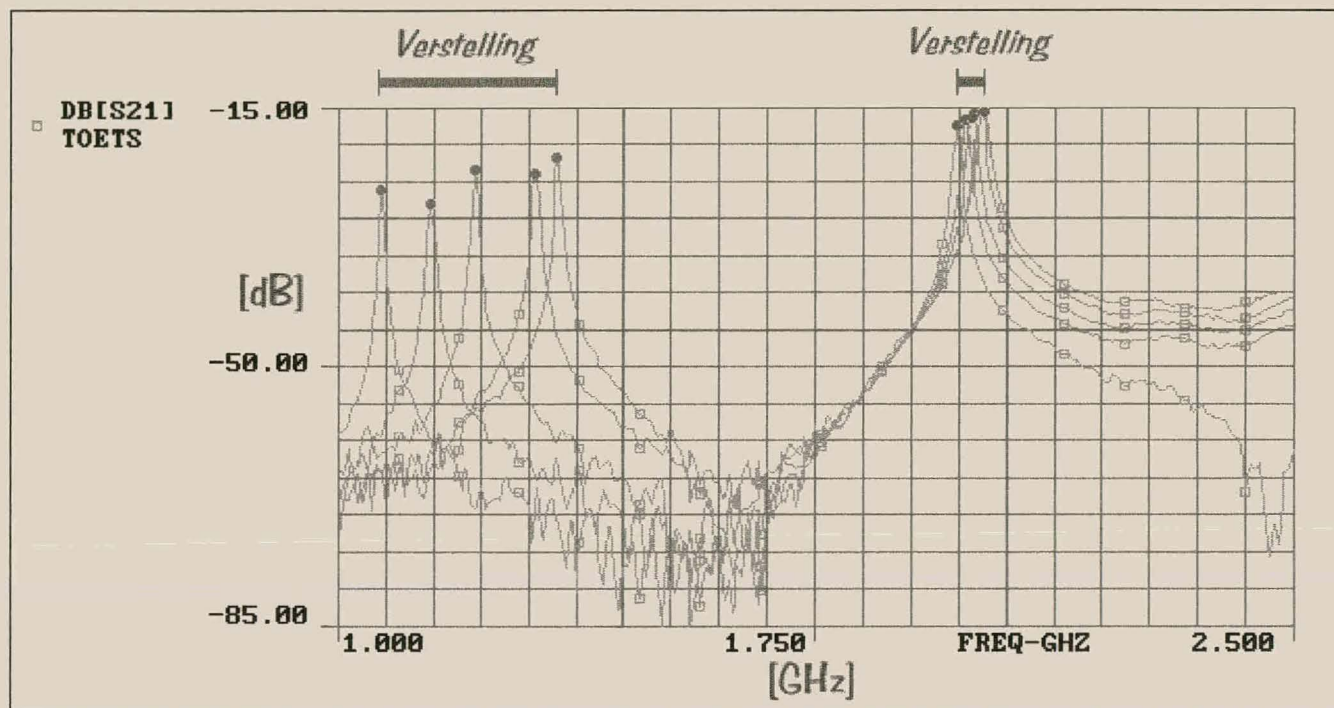
Figuur 3.30 : Diskontinuiteit in die binnegeleier van 'n koaksiale transmissielyn

word daar 'n aanname gemaak dat die effek van die uitgeholde gedeelte van die binnegeleier geïgnoreer kan word. Die diskontinuiteit word in Figuur 3.30 verduidelik met die belangrikste parameters aangedui.

Die vergelykings gee 'n idee van die grootte van hierdie diskontinuiteitskapasitansies en die invloed wat hulle mag hê op die gedrag van die resoneerder. Die berekende groottes van die kapasitansies verander tydens die optimeringsproses sodat die uiteindelijke netwerkmodel die fisiese gedrag van die resoneerder weerspieël.

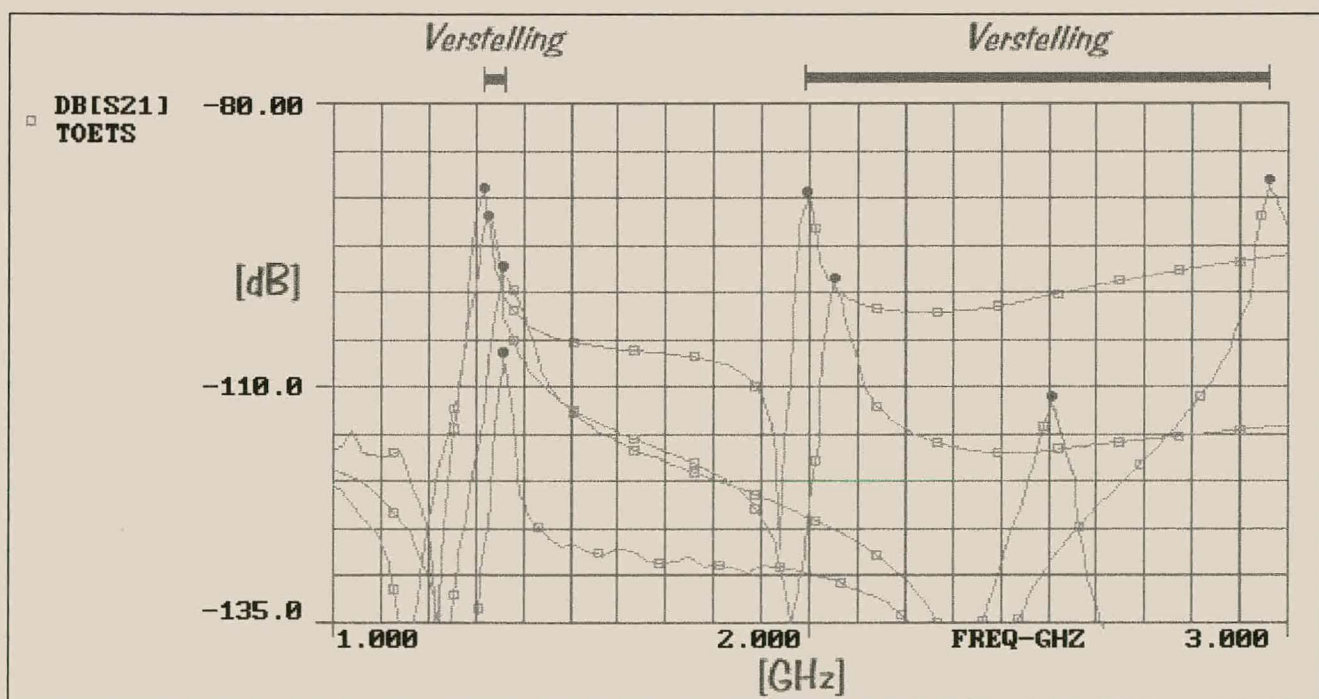
3.7.2 netwerkmodel

Die gedrag van die resoneerder word ondersoek met verstelling van sekere van sy parameters, ten einde 'n korrekte netwerkmodel te vestig. Die maksimale bereik van die resoneerder vir verstelling van die koppelpen wat gemeet is op die netwerkanaliseerder, word getoon in Figuur 3.31.



Figuur 3.31 : Netwerkanaliseerder – metings op resoneerder vir minimum tot maksimum bereik van koppelingsspen

Deurgaans kan daar twee resonansiepieke waargeneem word. Met die verstelling van die lengte van die koppelpen verlaag die resonansiefrekwensies soos verwag word. Uit die



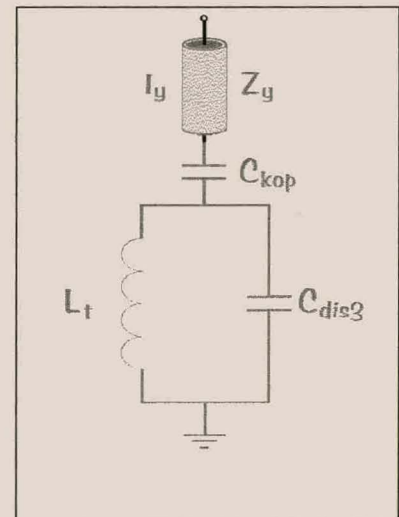
Figuur 3.32 : MAXWELL®- simulaties van resoneerder vergelyk vir verkorte l ,

metings word egter afgelei dat vir dieselfde verstelling die sprong in die resonansiefrekwensie vir die twee pieke groter is vir die eerste resonansie.

Die resoneerder is vervolgens verder ondersoek deur die lengte – parameters daarvan in *MAXWELL*® te verander en die effek daarvan op die twee resonansiepeke waar te neem. Die lengte van die kortgeslote koaksiale geleier, l_t (verwys na Figuur 3.19), word deurgans verkort en die resultate van die simulaties met mekaar vergelyk. Hierdie simulasiresultate word getoon in Figuur 3.32. Die verandering van die kortgeslote koaksiale geleierlengte het 'n groot invloed op die tweede resonansie terwyl die effek op die eerste resonansie minimaal is (vir klein veranderings in die lengte van l_t).

Die tweede resonansiepiek stem ooreen met wat verwag word van 'n kwartgolflengte, kortgeslote koaksiale geleier met 'n lengte van l_t . Dit verklaar ook die relatief klein invloed wat die koppelkapasitansie - verstelling daarop het. Die eerste resonansie is egter 'n eienskap van die resoneerder in sy geheel.

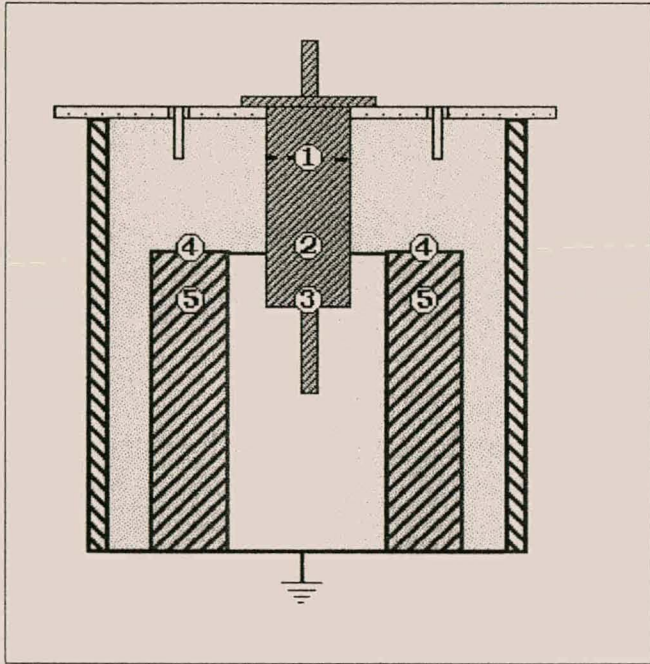
Die eerste resonansie vind plaas by 'n laer frekwensie, langer as die kwartgolflengte l_t . Die kortgeslote transmissielyn vertoon dus induktief by die frekwensie. Uit die intree – impedansie van 'n kortgeslote, kwartgolf- koaksiale geleier met die betrokke afmetings soos dit voorkom in die resoneerder, word die induktansie bereken as ongeveer 12 nH. Saam met die koppelkapasitansie, diskontinuiteitskapasitansie en die koaksiale transmissielyn bestaande uit die buitegeleiersilinder en koppelingsgeleier, vorm dit 'n resonantestroombaan soortgelyk aan dié in Figuur 3.33.



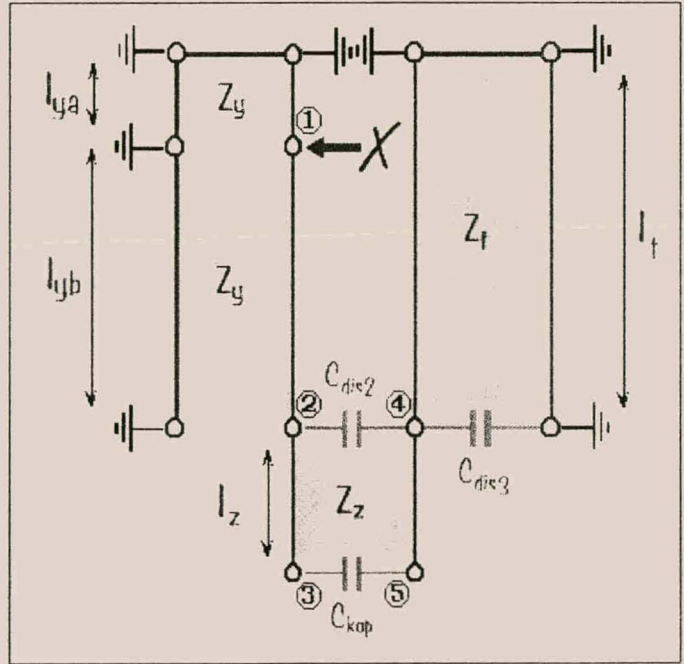
Figuur 3.33 : Resonante stroombaan van eerste resonansiepiek

Indien die dieselfde parameters van die resoneerder verander word soos dit fisies en met behulp van *MAXWELL*® - simulasis gedoen is, reageer die netwerkstroombaan op ooreenstemmende wyse. 'n Klein verskuiwing in die resonansiefrekwensie word waargeneem as die kortgeslote lengte l_t , verklein word (L_t in Figuur 3.33 raak groter), terwyl 'n relatief groot verskuiwing plaasvind met verstelling van die koppelkapasitansie, C_{kop} .

Die kortgeslote transmissielynmodel en die voorafgaande resonante stroombaan word geïntegreer in 'n enkele netwerkmodel waarin al die diskontinuiteite voorkom. In Figure 3.34 en 3.35 word die fisiese uitleg van die finale resoneerdermodel diagrammaties vertoon, asook die uiteindelijke netwerkmodel wat daaruit ontwikkel is, wat die gedrag van die resoneerder simuleer.



Figuur 3.34 : Resoneerderdiagram van fisiese uitleg met netwerkpoorte aangedui



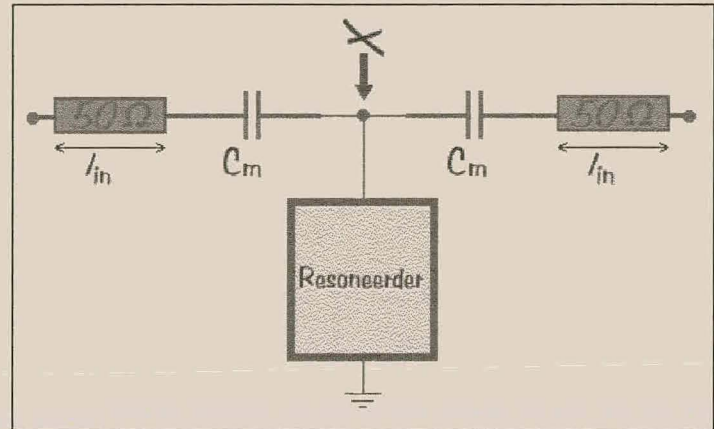
Figuur 3.35 : Netwerkuitleg van parameters vir finale resoneerder

Die resoneerderpoort word op 'n bepaalde punt in die lengte van die koppelingsgeleier geneem, anders as met die vorige model. Die rede hiervoor is die betrokke metingsmetode wat gebruik word, asook dat die koppelingsgeleier kortgesluit word soos dit deur die dekselplaat van die buitegeleiersilinder beweeg. Die resoneerdermodel in die toetsbaankonfigurasie se weergawe in TOUCHSTONE[®] het soortgelyk gereageer as met die metings. Ten einde die model so ver te kry om presies die weergawe van die metings te gee, word 'n metode van kurwepassing gebruik.

Met die metode van kurwepassing word die S-parameters van die resoneerdermeting en die resoneerdermodelsimulasie deur mekaar gedeel, en word daar dan na die kwosiënt se $|S_{11}|$ -parameter gekyk. Indien die meting en resoneerdermodelsimulasie identies was, sou die kwosiënt 'n S_{11} van $1\angle 0^\circ$ deur die betrokke frekwensieband lewer. Deur bepaalde

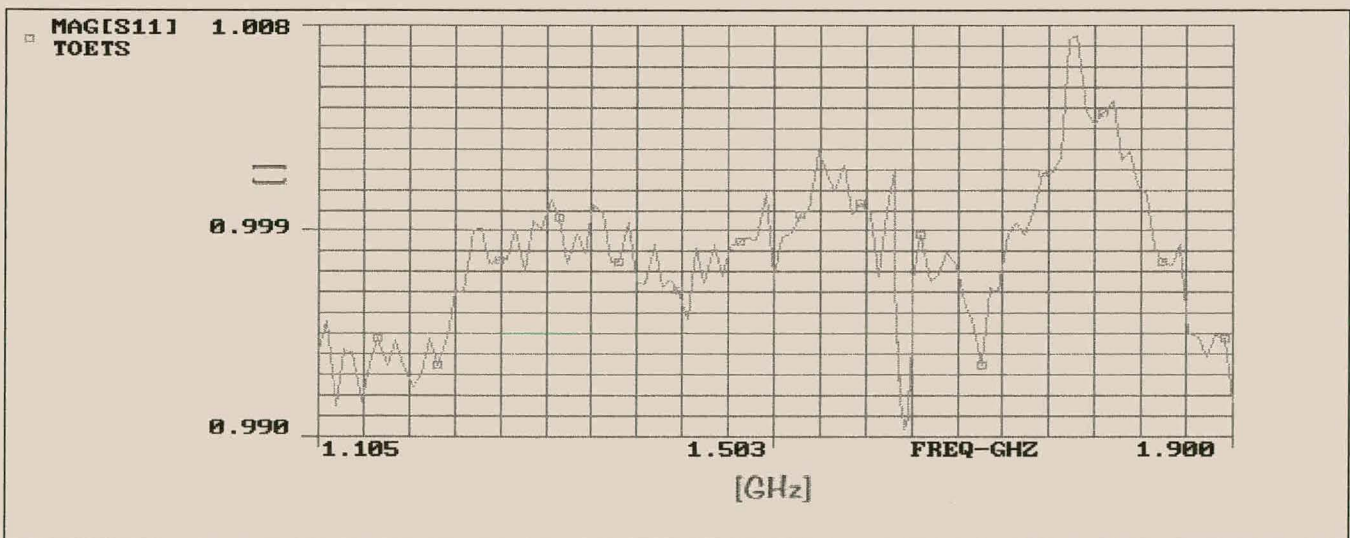
parameters van die model te verstel, word die resoneerdermodel geoptimeer om die verlangde s_{11} vir die kwasiënt te lewer. Die resoneerdermodel se S-parameterkurwe word as't ware gepas op dié van die resoneerdermetings.

Deur te verwys na Figure 3.34 en 3.35, word die meetingsopstelling voorgestel deur Figuur 3.36. Die koppeling tussen die meetprobes (die SMA-konnektors met verlengde binnegeleiers) en die koppelingsgeleier, word voorgestel deur die C_m - kapasitore. Vanaf die dekselplaat deur die lengte van die SMA – konnektors (sien Figuur 3.26) tot die intree van die netwerkanaliseerder, word 'n fasekomponent aangetref wat deur 'n 50Ω - transmissielyn voorgestel word. Die lengte hiervan word geneem as die lengte van 'n SMA – konnektor en word voorgestel as die parameter l_{in} .

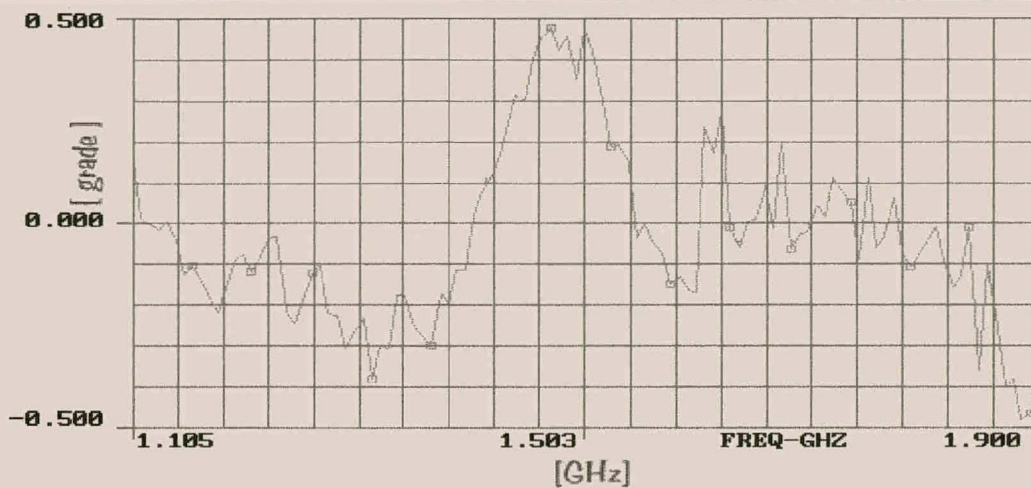


Figuur 3.36 : Meetopstellingsdiagram van finale resoneerder

Die meeste parameters van die netwerkmodel van die resoneerder, soos die lengtes en impedansies van die betrokke koaksiale transmissielyne, is bekend. Optimering word hoofsaaklik bewerkstellig deur die waardes van die diskontinuiteitskapasitansies (verwys



Figuur 3.37 : Grootte van s_{11} van die kwasiënt tussen die resoneerder - meetresultate en modelsimulasies na optimering



Figuur 3.38 : Hoek van s_{11} van die kwosient tussen die resoneerder - meetresultate en modelsimulasies na optimalisering

na Figure 3.28 en 3.34) en die koppelkapasitansie tussen die probes en koppelingsgeleier (C_m) te verander. Die diskontinuiteitskapasitansies word bereken soos bespreek is in Afdeling 3.7.1 en word as basis geneem.

Die diskontinuiteitskapasitansies, l_{in} en C_m word gebruik om die “ruwe” optimalisering te doen. Deur die bekende parameters soos impedansies en lengtes binne ‘n baie nou marge te verstel, word die “fyn” optimalisering bewerkstellig. Die kwosient van die beste kurwepassing wat verkry kon word, word in Figuur 3.37 en Figuur 3.38 getoon.

Dit was moontlik om die resoneerdermodel so te optimaliseer dat die s_{11} van die kwosient binne 0.01 vir die grootte en ‘n $\frac{1}{2}^\circ$ vir die hoek daarvan is. Waardes vir die diskontinuiteitskapasitansies, C_m en l_{in} , wat verkry is in die optimaliseringsproses, word in Tabel 3.2 opgesom.

Die model word vervolgens gebruik om die gedrag van die resoneerder te voorspel en

C_{dis2}	0.1908 pF	C_m	0.0532 pF
C_{dis3}	0.9011 pF	Z_t	7.3511 Ω
C_{kop}	0.30 pF	Z_y	75.1 Ω
l_{in}	11.124 mm	Z_z	46.235 Ω
l_{ya}	6.127 mm	l_{yb}	24.373 mm

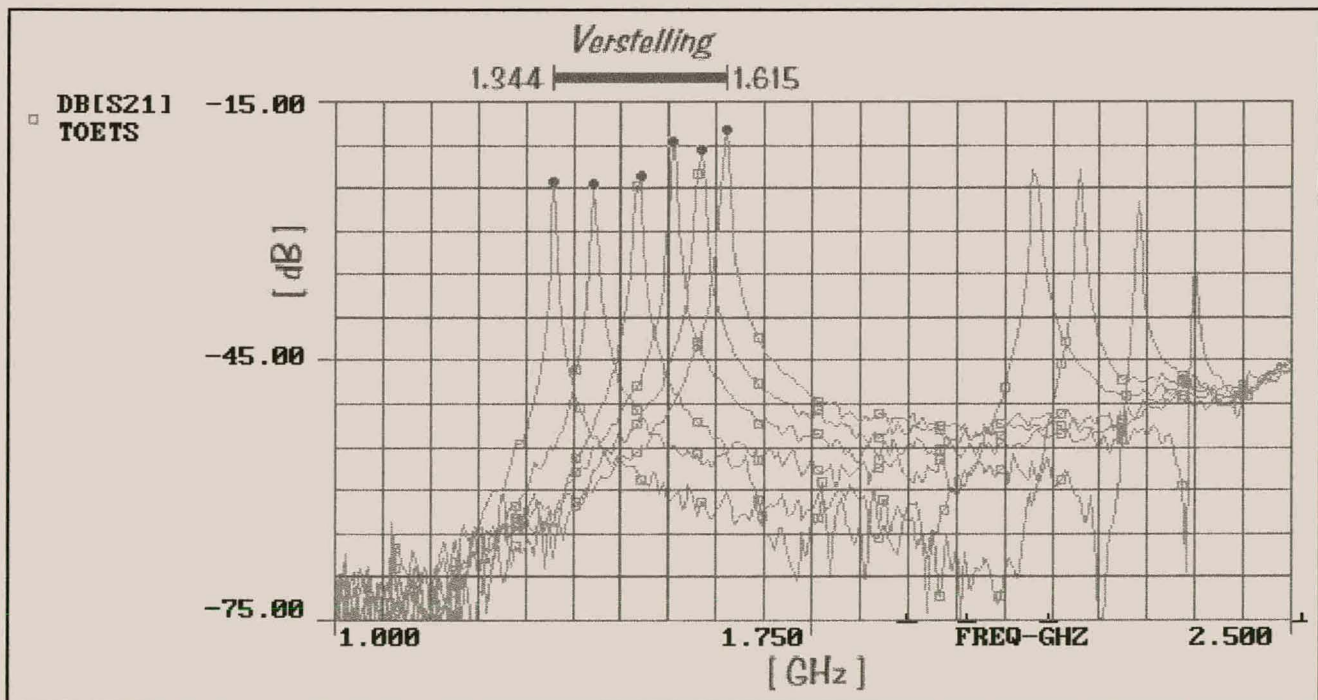
Tabel 3.2 : Fisiese parameters van resoneerdernetwerk na optimalisering

uitsluitel te gee oor die fisiese afmetings om die nodige verstelling in die resonansiefrekwensies te bied.

3.7.3 praktiese metings

In die eerste resoneerdermetings, asook later deur simulاسies, het dit duidelik geword dat die verlangde resonansie nie primêr beïnvloed word deur die kortgeslote koaksiale geleier nie en dat verandering in die lengte daarvan 'n relatief klein invloed daarop het. Die resonansie laat verder ook 'n wye bandwydte van verstelling toe, 'n eienskap wat in die eerste ontwerp ontbreek het.

Prakties is bevestig dat die koppel- of seriekapasitansie 'n groot invloed het op die resonansiefrekwensie. 'n Verandering in die lengte van die koaksiale geleier (l_y), gevorm deur die koppelingsgeleier en buitegeleiersilinder, sal dus ook 'n groot invloed hê. Hierdie teorie is bevestig in TOUCHSTONE® deur die ontwikkelde resoneerdermodel. 'n Optimale lengte vir l_y is gevind om die maksimum resonansiefrekwensie te bewerkstellig.



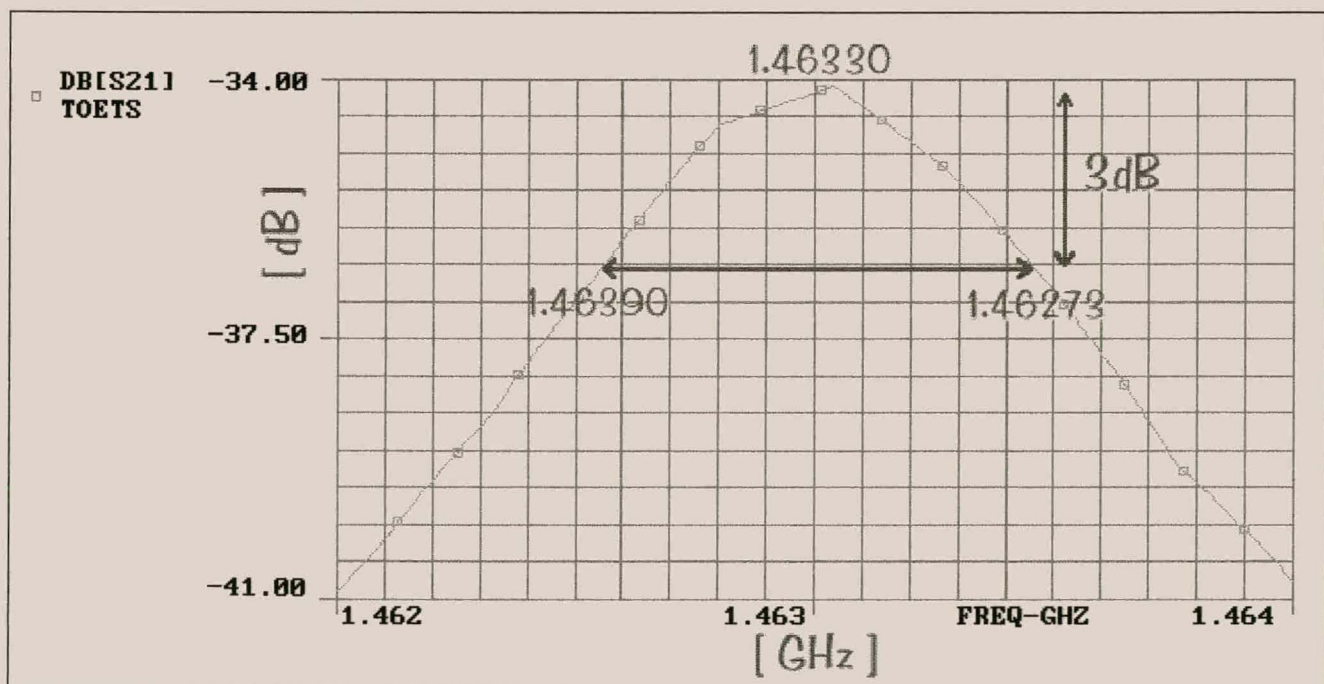
Figuur 3.39 : $|s_{21}|$ - parameter metings op finale resoneerder met maksimum bereik aangedui

Die fisiese afmetings vir die resoneerder is deur MAXWELL® geverifieer. Die resoneerder is vervolgens vervaardig met dieselfde topologie as in die vorige netwerkanaliseerdermetings.

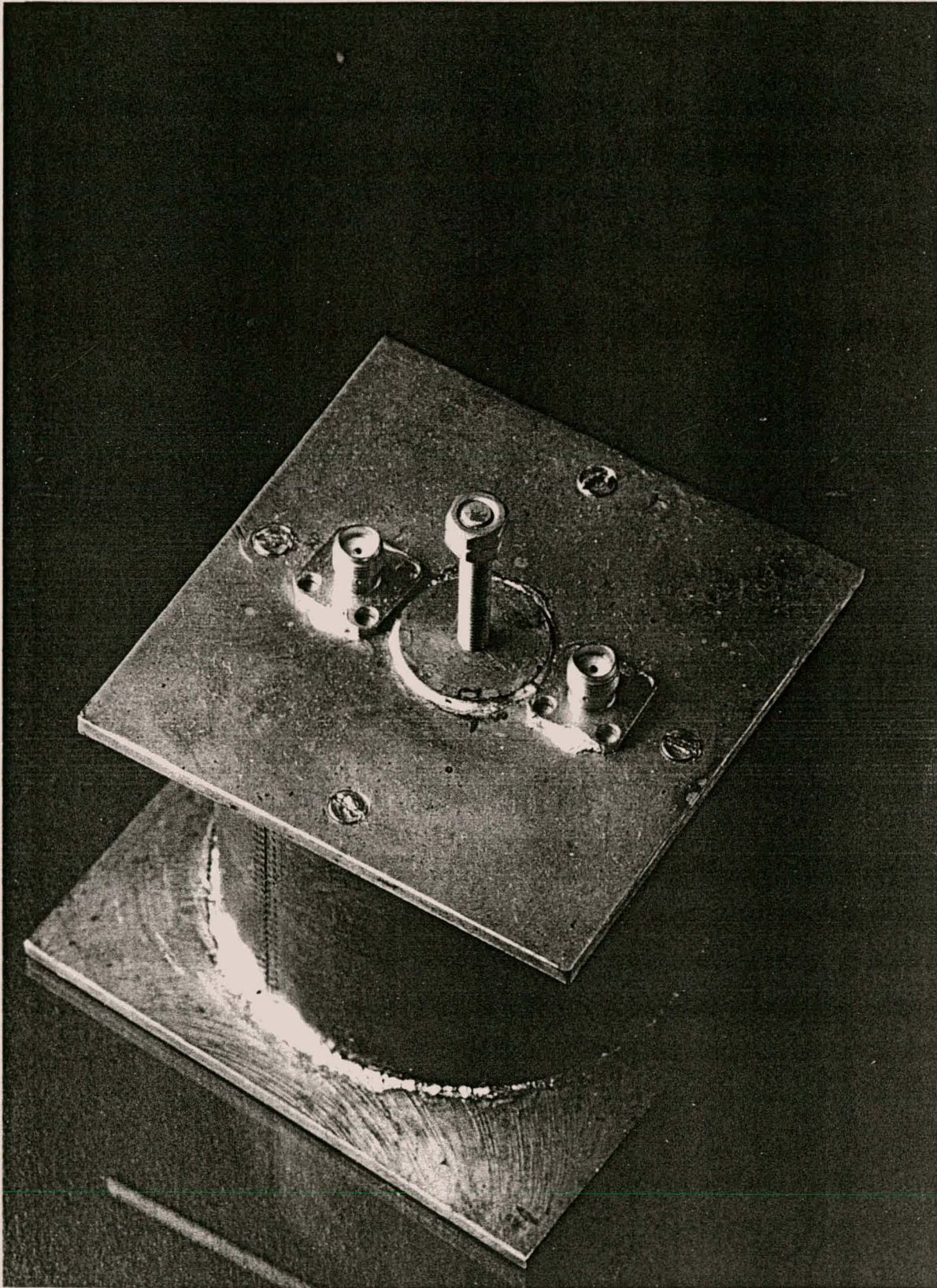
Metings op die resoneerdertoetsbaan word uitgevoer met behulp van 'n HP8753C – netwerkanaliseerder en die resultate word in Figuur 3.39 getoon.

Die resoneerder het 'n maksimum resonansiefrekwensie van 1.615 GHz en kan verstel word tot 1.344 GHz en laer. Deur die penetrasie van die koppelingsgeleier in die binnegeleier te vergroot of die lengte van die koppelingsgeleier tussen die boonste rand van die binnegeleier en die dekselplaat te verklein, kan die maksimum resonansiefrekwensie verder vermeerder word. Die moontlikheid bestaan dus dat 'n identiese fisiese resoneerder gebruik kan word om beide die ontvanger – en senderfilters van die oorspronklike diplekser te realiseer. Die filters sal dus slegs deur hulle serie reaktiewe – elemente van mekaar verskil. Deur l_y met 1.5mm te verkort is prakties 'n verstelling van 1.3GHz tot 1.7GHz verkry.

Die kwaliteitsfaktor van die resoneerder word bepaal deur die probelengtes (SMA – binnegeleiers binne die resoneerder) te verkort om sodoende die koppeling, kleiner as ten



Figuur 3.40 : Tipiese Q – meting met 3dB – bandwydte aangedui



Figuur 3.41 : Fisiese resoneerder waarop s – parameter- en Q – metings uitgevoer is

minste -25 dB by resonansie te gee. 'n Tipiese Q – meting op die resoneerder deur die verstelband word in Figuur 3.40 getoon.

Vir die betrokke meting lewer die berekeninge 'n Q van 1250. Verskeie Q – metings word deur die verstelband van die resoneerder uitgevoer en die Q's wissel tussen 'n maksimum van ongeveer 1425 tot 'n minimum van 1195. 'n Q van 1300 is egter verteenwoordigend van die resoneerder.

Die fisiese resoneerdertoetsbaan waarop die s – parameter- en Q - metings uitgevoer is, word getoon in Figuur 3.41.

3.8 opsomming

Die resoneerder wat ontwikkel is vir integrasie in die ontvangerfilter is meer kompleks as die oorspronklike topologie. In die aanvanklike resoneerdertopologie word daar kapasitief gekoppel na 'n kortgeslote, kwartgolflengte – koaksiale geleier. Die kortgeslote geleier verskaf die primêre resonansie terwyl dit met 'n seriekapasitansie hoër of laer verstel word. Met die ontwikkeling van die resoneerdermodel het hierdie resonator slegs 'n bousteen van die totale topologie geword.

Die ontwikkelde resoneerder bied 'n wye resonansiefrekwensiebasis waarvolgens die struktuur aangewend kan word in gekoppelde resoneerderfilters. Die resoneerder kan gebruik word in beide die ontvanger- en senderfilters van die diplekser met senterfrekwensies by 1.542 GHz en 1.6435 GHz onderskeidelik. Verder bied die resoneerder 'n hoë kwaliteitsfaktor van gemiddeld 1300 vir die materiale waaruit dit vervaardig word.

Die realisering van die serie – elemente en integrasie van die resoneerders in 'n filternetwerk word in die volgende hoofstuk ontwikkel.

4 filterontwikkeling

Die resoneerder wat in die voorafgaande hoofstuk ontwikkel is, bied 'n model waarvolgens die resonansiefrekwensie verstel kan word binne 'n wye band van 1.7 GHz tot 1.3 GHz, terwyl dit 'n kwaliteitsfaktor van 1300 bied. In die afdeling word die integrasie van hierdie resoneerder in 'n gekoppelde banddeurlaatfilter behandel.

Die resoneerder het 'n deursnee van 52 mm vir die binnerand van die buitegeleier, terwyl dit 55 mm lank is. Vir die vyfdeorde netwerk sou dit 'n algehele struktuur van groter as 165 mm by 110 mm beteken. Vir die doeleindes van die verhandeling is daar besluit om die stopbandspesifikasies van die filter te verslap en sodoende die derdeorde-netwerktopologie te gebruik om die filter te realiseer.

Twee filternetwerke is ontwikkel om voorsiening te maak vir beide kapasitore of induktore as serie-reaktiewe elemente. Die uiteindelige realisering van spesifiek kapasitore of induktore berus op die lewensvatbaarheid van die fisiese implementering daarvan in die filterstruktuur en word in die volgende afdeling bespreek.

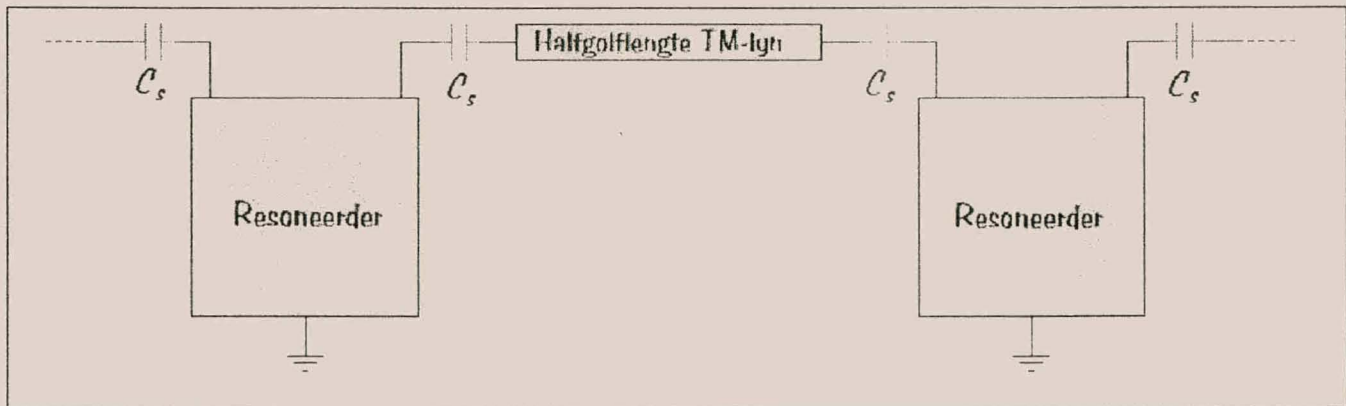
Die filternetwerk het verder ook 'n poortimpedansie van 75Ω en in die finale filteruitleg word voorsiening gemaak vir impedansie-aanpassingnetwerke om die poortimpedansies na 50Ω te neem.

4.1 serie - reaktiewe elemente

Dat die koppelingsgeleier self as ingangspunt tot die resoneerder gebruik is, het gedui op 'n meganiese konstruksieprobleem. In die toetsuitleg van die resoneerder waar die resonansiefrekwensies en Q gemeet word, word daar kapasitief met probes na die koppelingsgeleier gekoppel. Die topologie bied 'n oplossing vir die meganiese konstruksie, asook 'n metode waarvolgens die serie - reaktiewe elemente gerealiseer kan word.

Eerstens word gepoog om kapasitore as die serie - reaktiewe elemente in die filternetwerk te realiseer. Die seriekapasitore van die filternetwerk is van die orde 1pF. Uit die netwerkmodel wat verkry is vir die metingsopstelling, is gevind dat die koppelingskapasitansie tussen die probe en die koppelingsgeleier van die resoneerder van die orde 0.05 pF is vir 'n probelengte van ongeveer 4 mm. Die kapasitansie kan vergroot word deur die lengte van die probes te vergroot en die afstand tussen die probe en koppelingsgeleier te verklein.

Vir die fisiese uitleg van die resoneerderfilter sal 'n kapasitansie by elke resoneerder gerealiseer moet word om saam die nodige seriekapasitansie te verskaf. Dit volg dat die gerealiseerde koppelkapasitansies dubbeld die nodige seriekapasitansie moet wees (kapasitore in serie) en dus word 'n koppelkapasitansie van die orde 2 pF vereis. Verder word 'n 180°- of $\lambda/2$ - transmissielyn tussen die resoneerders aangebring, ten einde die nodige fisiese spasie tussen die resoneerders te verskaf. Hierdie beginsels word diagrammaties in netwerkvorm in Figuur 4.1 aangedui.



Figuur 4.1 : Netwerkvoorstelling van implementering van seriekapasitore in filternetwerk

Deur slegs 'n silindriese probe te gebruik om na die koppelingsgeleier te koppel, sal egter nie die nodige kapasitansie verskaf nie. Die kapasitansie kan vergroot word deur die area van koppeling te vergroot. Daar is vervolgens oorweeg om koperplate aan die onderkant van die probes aan te bring om sodoende die effektiewe area van koppeling te vergroot.

Die kapasitansie vir twee parallelle plate word deur die volgende vergelyking bereken [42]:

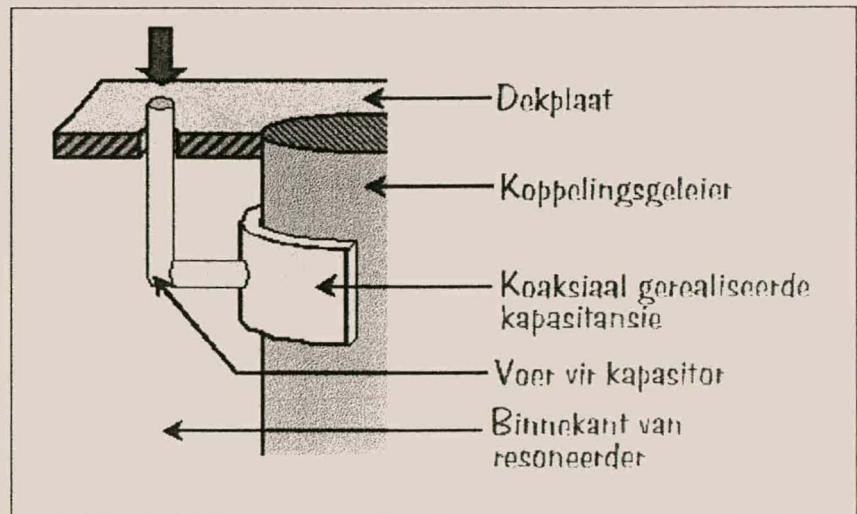
$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \quad (4.1)$$

waar A die effektiewe area tussen die plate is en d die afstand tussenin.

Die metaalplaat alleen sal egter ook nie die kapasitansie lewer binne die fisiese beperkings van die resoneerder nie.

Daar word verder gepoog om die kapasitansie te verhoog deur die implementering van diëlektriese materiaal tussen die metaalplaat van die probe en die koppelingsgeleier. Uit vergelyking 4.1 volg dat die kapasitansie vergroot word deur ϵ_r groter as 1 te neem, asook om die afstand tussen die metaalplaat en die koppelingsgeleier te verklein. Die metaalplaat word rondom die koppelingsgeleier gevou en sodoende die effektiewe area vergroot. Die metaalplaat – koppelingsgeleier vorm 'n stuk koaksiale geleier wat gevul is met 'n diëlektriese materiaal tussen die geleiers. Die konsep word in die Figuur 4.2 verduidelik :

Die kapasitor (gevorm deur die koaksiale struktuur) word deur 'n silindriese stafie deur die dekplaat van die resoneerder gevoer. Die $\lambda/2$ - transmissielyn word in mikrostrook bo – op die dekselplaat gerealiseer. Die koppelingsgeleier word vasgeheg aan die dekselplaat en word gesink sodat die mikrostrookbord daarop

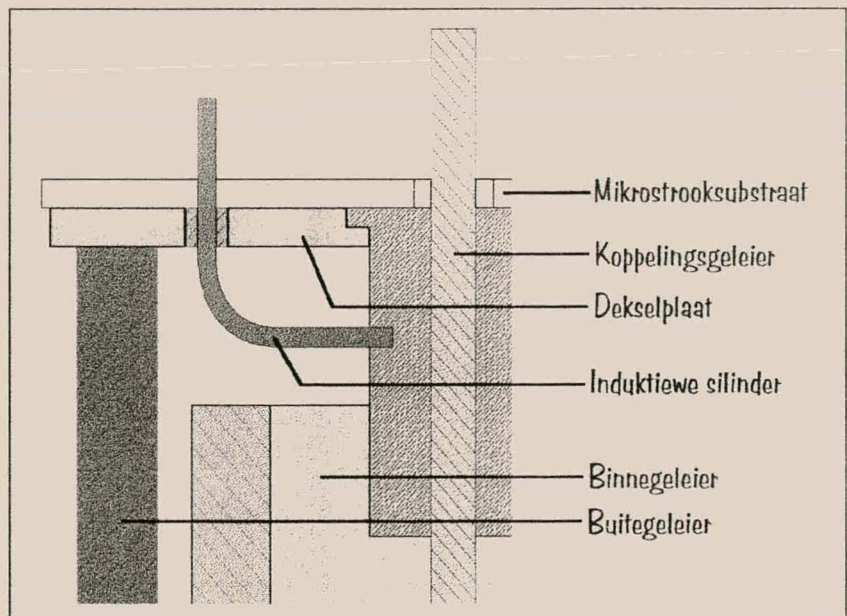


Figuur 4.2 : Diagrammatiese voorstelling van implementering van koaksiale kapasitansie

aangebring kan word. Die silindriese voer sal 'n induktansie veroorsaak, maar word voor gekompenseer deur die kapasitor te vergroot.

Uit berekeninge vir die kapasitansie van 'n koaksiale geleier blyk dit dat die kapasitor wat benodig word om die nodige seriekapasitansie te verskaf, moeilik gerealiseer kan word. Die afstand tussen die koppelingsgeleier en die gevoude plaat sal baie nou moet wees (< 1 mm). Verder moet diëlektriese materiaal met 'n groot genoeg ϵ_r rondom die koppelingsgeleier gevou word. Ten slotte sal die totale grootte van die kapasitor moeilik binne die fisiese grense van die resoneerder gerealiseer kan word, wat onvermydelik verdere diskontinuiteite en koppelkapasitansies tot gevolg sal hê en wat die huidige resoneerdermodel ongeldig sal maak. Dit was dus nodig om induktore as serie - reaktiewe elemente te ondersoek.

Induktansie word gerealiseer deur silindriese metaalstafies te gebruik. Uit die ontwikkelde filternetwerk word die waarde van die serie - induktore vasgestel as 8 nH en dus word 4 nH binne elke resoneerder gerealiseer (induktore in serie). Die fisiese uitleg van die realisasie word diagrammies verduidelik in Figuur 4.3.



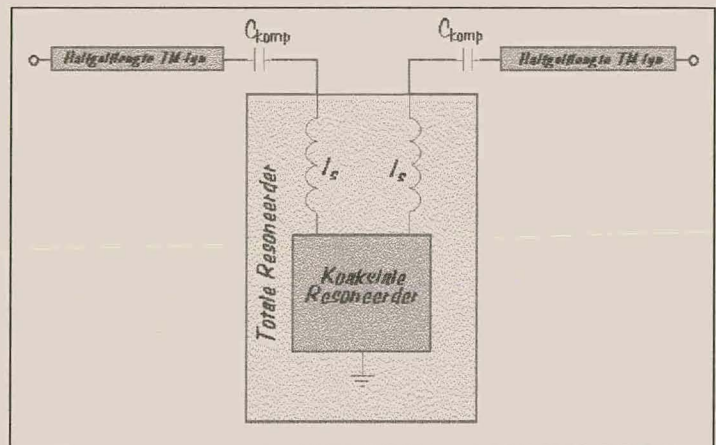
Figuur 4.3 : Realisering van induktiewe serie - elemente

Die induktansie van die silindriese stafie word bepaal uit die deursnee, lengte en die materiaal waaruit dit vervaardig word. Induktansie word verhoog deur die deursnee te verklein of die lengte te vergroot.

Die fisiese struktuur van die resoneerder beperk die gebruik van 'n té breë geleier aangesien dit ongewenste koppeling en diskontinuiteite veroorsaak. Verder, deur te verwys na Figure 3.35 en 3.36, word gevind uit simulaties in TOUCHSTONE® dat die optimum lengte onder die dekselplaat (l_{ya}) waar die induktiewe geleier die koppelingsgeleier binnedring, 7 mm of groter moet wees. Die eienskappe plaas 'n beperking op die minimum lengte van die induktiewe geleier, asook die minimum induktansie wat gerealiseer kan word.

Deur kapasitore in serie te gebruik waar die geleiers oorgaan in mikrostrook, word die té hoë induktansie verlaag. Uit 'n netwerkoogpunt word daar dus 'n kapasitor in serie met 'n induktor gebruik, waarvan die totale reaktansie gelykstaande is aan dié van 'n 4 nH induktor. Die kapasitor – induktor – kring het 'n wye bandwydte met zero's buite die 1.4 – 1.7 GHz bandwydte van die diplekser. In Figuur 4.4 word die konsep verduidelik.

Die induktansie word gerealiseer deur 'n hol geelkopersilinder met 'n deursnee van 1.56 mm, aangesien die huiddiepte etlike mikrons (μm) is. Die serie kapasitore, C_{komp} , word gerealiseer deur 1 pF skyfiekapasitore. Die lengte van die geelkopersilinder word in TOUCHSTONE[®] geoptimeer om saam met die serie skyfiekapasitore, 'n resulterende induktansie van 4 nH te lewer.

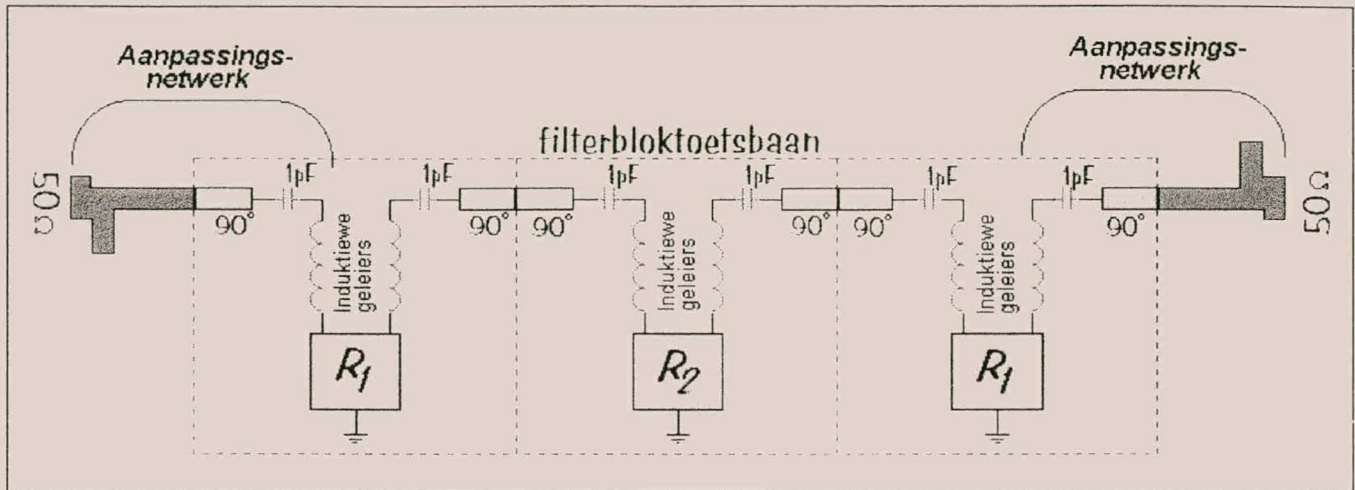


Figuur 4.4 : Voorstelling van seriekapasitor – kompensasie vir implementering van totale induktansie

4.2 filterbloktoetsbaan

Die oorspronklike filternetwerk het resoneerders met induktore as serie-reaktiewe elemente bevat. Met die fisiese realisering van die filter, word die nuwe-induktore gerealiseer deur induktiewe geleiers, kapasitore en halfgolflengte transmissielyne. Die induktiewe geleiers word geabsorbeer binne die resoneerders, terwyl die kapasitore en transmissielyne ekstern op mikrostrook gerealiseer word.

Ten einde hierdie konfigurasie te toets, asook om 'n voorspelling van die gedrag van die volledige filter te verkry, word basiese filterblokke voorgestel waaruit die filter opgebou word. Hierdie beginsel word in Figuur 4.5 aangetoon.



Figuur 4.5 : Diagrammatiese voorstelling van totale filter uit drie basiese filterblokke opgebou, met 50Ω - aanspassingsnetwerke

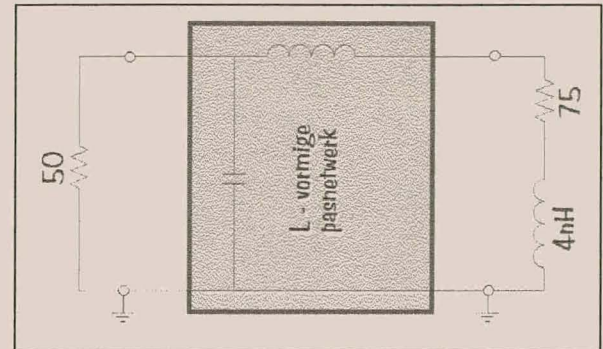
In die huidige filternetwerk word die inductiewe stroombaan (inductiewe geleiers, kapasitore en $\lambda/2$ - transmissielyn) slegs tussen die rezoneerders gebruik. Verder het die filter 'n karakteristieke poortimpedansie van 75Ω en moet deur aanspassingsnetwerke na 50Ω getransformeer word. Deur die inductiewe stroombaan te inkorporeer in die aanspassingsnetwerke, word drie basiese filterblokke geïdentifiseer met die identiese aanspassingsnetwerke slegs by die poorte. Die drie filterblokke is fisies identies en verskil slegs ten opsigte van die verstelling van die resonansiefrekwensie.

Elke filterboublok bestaan uit die rezoneerder met die inductiewe geleier (induktor) met inductansie van 14.65 nH geabsorbeer, 'n skyfiekapasitor van 1 pF en 'n 90° - of $\lambda/4$ - transmissielyn. 'n Enkele filterblok word vervaardig en die s - parameterdata gemeet en gebruik om elke blok in die filtersimulasie in TOUCHSTONE[®] te vervang. Die filterblokketoetsbaan word gemeet met die koppelpen van die rezoneerder ingestel by die resonansiefrekwensies voorspel deur TOUCHSTONE[®].

Die aanspassingsnetwerke bestaan uit 'n inductiewe geleier, seriekapasitor en 'n L - vormige pasnetwerk. Die kapasitor en inductiewe geleier word binne die aanspassingsnetwerk geïnkorporeer om identiese filterblokke te realiseer. Met die ontwerp van die L - vormige pasnetwerk word die lasimpedansie benader as 'n 75Ω - las in serie

met 'n 4 nH induktor deur die deurlaatband van die filter. Hierdie beginsel word in Figuur 4.6 verduidelik.

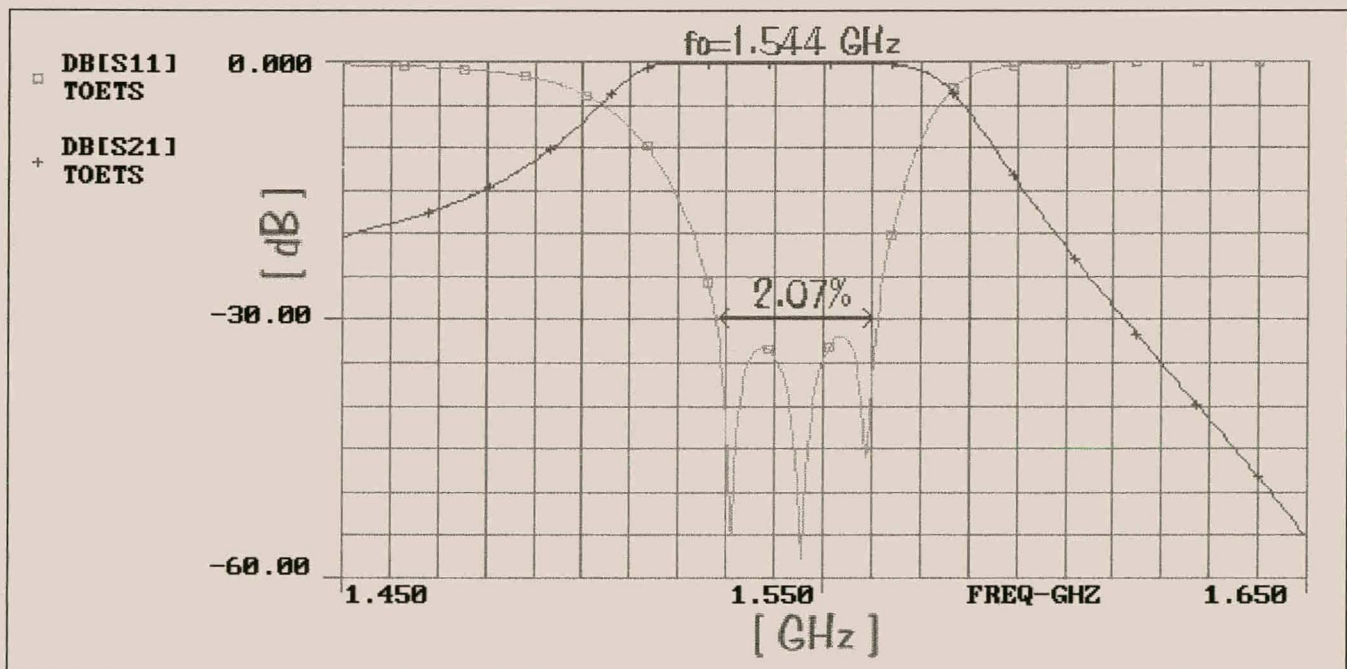
Die L – vormige pasnetwerk bestaan uit 'n serie induktansie en newekapasitansie waarmee die lasimpedansie aangepas word. Die serie induktansie word gerealiseer deur 'n lengte 75Ω-transmissielyn [43]. Die kapasitansie word weer deur 'n oopgeslote 75Ω-transmissielyn gerealiseer.



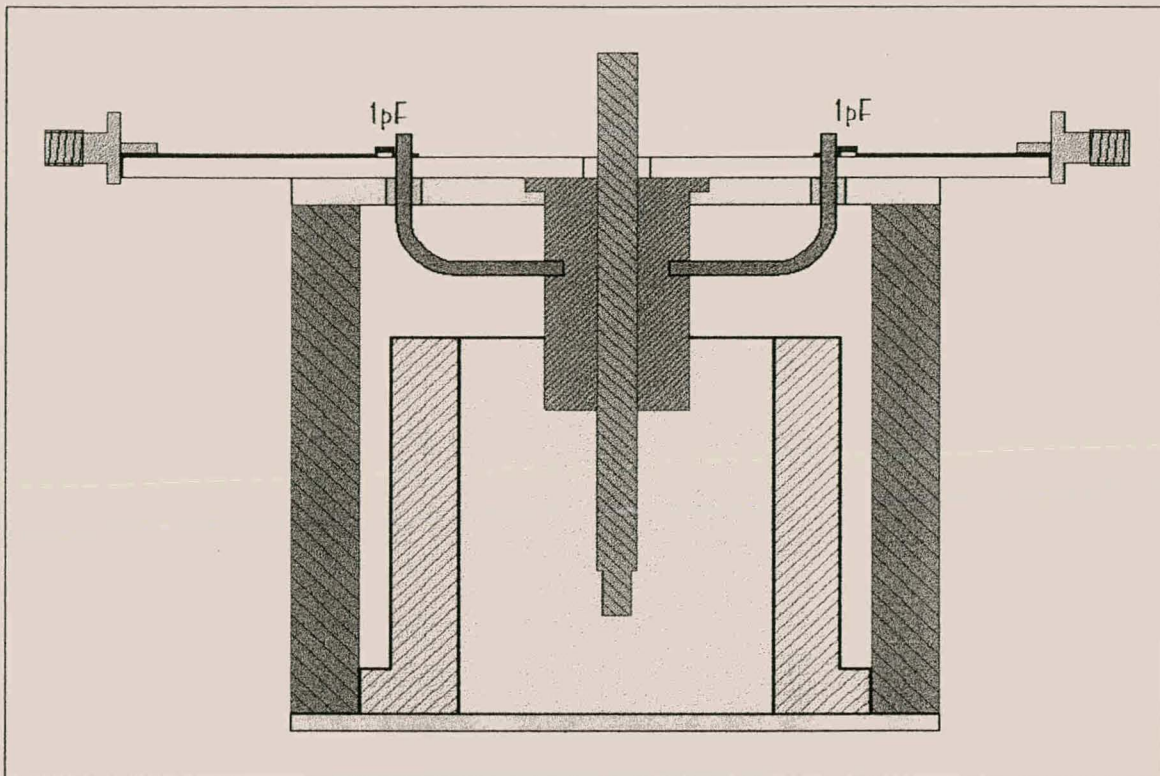
Figuur 4.6 : Diagrammatiese voorstelling van L – vormige pasnetwerk met sy lasimpedansies

In Figuur 4.7 word die $|S_{11}|$ - en $|S_{21}|$ -

parameters deur TOUCHSTONE® voorspel van die volledige filter van Figuur 4.5 getoon. Die filter voorsien aan die deurlaatbandspesifikasies met 'n klein afwyking in die bandwydte en senterfrekwensie. In Figuur 4.8 word 'n diagrammatiese voorstelling van die filterbloктоetsbaan gegee, terwyl die fisiese toetsbaan in Figuur 4.9 getoon word. In Bylaag D word die vervaardigingstekeninge vir die resoneerderuitleg, asook die filterbloктоetsbaan



Figuur 4.7 : TOUCHSTONE® - simulasiestruktuur van finale filterweergawe

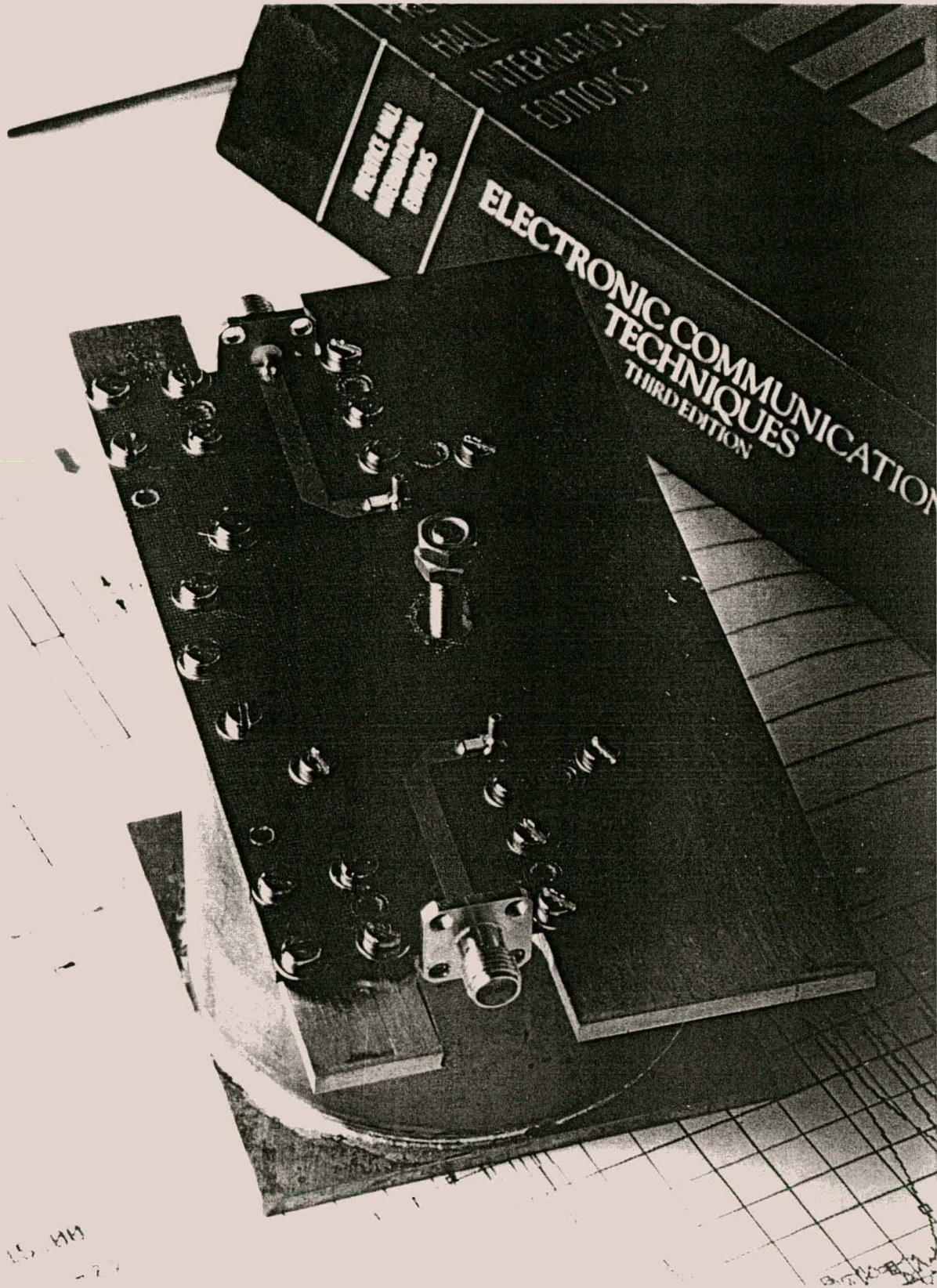


Figuur 4.8 : Diagrammatiese voorstelling van die fisiese resoneerder en filterbloktoetsbaan

uitgelê. Die toetsbaan is vervolgens vervaardig en metings daarop uitgevoer met behulp van 'n HP8753C – netwerkanaliseerder.

Volgens simulاسies is die resonansiefrekwensies van die eerste en tweede resoneerders onderskeidelik 1.538 GHz en 1.505 GHz. Die toetsbaan is verstel om die nodige resonansiefrekwensies te verskaf en die data gestoor vir 'n aantal frekwensies weerskante daarvan. Voordat die data egter gebruik kan word, moet die effek van die SMA – konnektors op die metingsdata eers verwyder word.

Die SMA – konnektors veroorsaak 'n faseverskil wat waargeneem word as een filterblokmetering met die gesimuleerde weergawe vergelyk word. Die konnektors word gedefinieer as 'n koaksiale geleier met die fisiese afmetings van die SMA – konnektors en diëlektrikum (ϵ_r) van 2.2 vir teflon. Met hierdie kompensاسie ingereken by elke poort van die filterblokdata, word die drie blokke saamgevoeg in die filternetwerk. Impedansie –



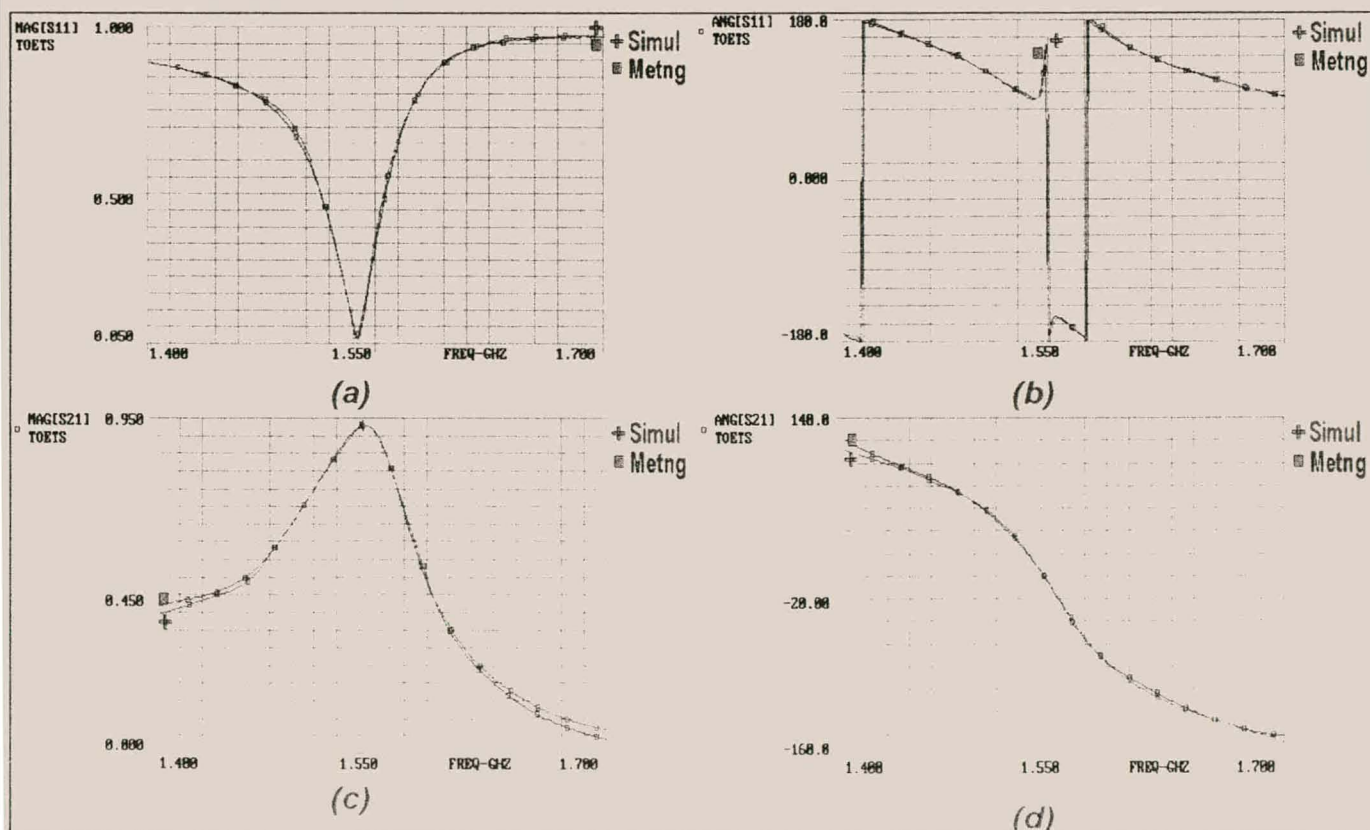
15. HH
- 27

Figuur 4.9 : Fisiere filterblokttoetsbaan waarop s - parameter metings uitgevoer is

aanpassingsnetwerke word ten slotte aan die poorte aangebring om die volledige filternetwerk te vorm. Die netwerk is vervolgens gesimuleer met die SMA – kompensasie en sonder enige ander parameteraanpassings.

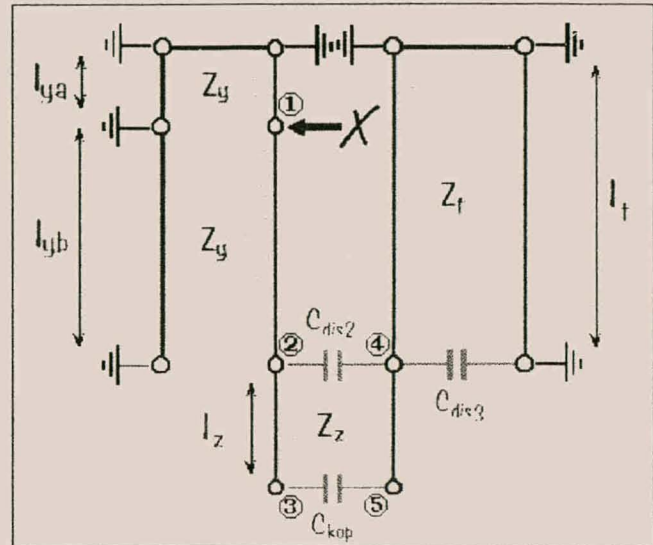
'n Filterweergawe word wel bekom, maar sonder die gewenste aanpassing. Deur ander filterblokdata te gebruik, gemeet by frekwensies weerskante van die aanvanklike resonansiefrekwensies, word die aanpassing van die filter verstel. Finer verskuiwings word ook bewerkstellig deur verskuiwing van die frekwensie – as binne die datalêers. 'n Bevredigende filterweergawe is uiteindelik verkry wat aan die spesifikasies vir die bandverliese en $|S_{11}|$ - aanpassing voldoen.

Ten slotte word die filterblokmetsings vergelyk met dié van die netwerkmodel geïmplementeer in TOUCHSTONE® ten einde die verskillende parameters van die resoneerder en toetsbaan te optimeer. Die belangrikste s - parameters van die filterblok word in Figuur 4.10 vergelyk ten opsigte van die mtings verkry teenoor die TOUCHSTONE® - simulasie van die geoptimeerde netwerkmodel.



Figuur 4.10 : S_{11} - en S_{21} - parameters van filterblokmetsings vergelyk met netwerkmodel na optimasie

Uit Figuur 4.10 volg dat daar 'n baie goeie korrelasie bestaan tussen die model en praktiese resultate. Optimisering het getoon dat daar min verskil bestaan tussen die reeds geoptimeerde parameters van die resoneerder en die vorige. Die optimiseringsproses word dus grotendeels op die fisiese- en netwerkparameters van die filterblokttoetsbaan toegepas.



Figuur 4.11 : Netwerkuitleg van parameters vir finale resoneerder

In die volgende tabel word die netwerk –

Parameter	Beskrywing	Berekende Waarde	Finale Waarde
a_t	Verliese in kortgeslote TM-lyn	0.167 mdB/m	0.1 mdB/m
a_y	Verliese in eerste TM-lyn	0.8112 mdB/m	0.6 mdB/m
Z_t	Impedansie van kortgeslote TM-lyn	7.3511 Ω	7.389 Ω
Z_y	Impedansie van eerste TM-lyn	75.3456 Ω	75.1 Ω
Z_z	Impedansie van TM-lyn gevorm deur koppelings- en binnegeleier	46.235 Ω	46.235 Ω
l_t	Lengte van kortgeslote TM-lyn	36.5 mm	36.5 mm
l_z	Lengte wat koppelingsgeleier die binnegeleier binnedring	8.0 mm	8.0 mm
l_{ya}	Lengte van induktiewe voerpunt na dekselplaat	7.0 mm	7.0 mm
l_{yb}	Lengte van induktiewe voerpunt na borand van binnegeleier	7.5 mm	7.5 mm
l_v	Lengte van induktiewe geleier	23.444 mm	22.6 mm
l_{SMA}	Lengte van SMA – konnektor gebruik vir kompensasie	10.0 mm	19.312 mm
C_{kop}	Diskontinuiteitskapasitansie van koppelpen na binnegeleier	0.0204 pF	0.301 pF
C_{dis2}	Diskontinuiteitskapasitansie van koppelings- na binnegeleier	0.12003 pF	0.1705 pF
C_{dis3}	Diskontinuiteitskapasitansie van binnegeleier na buitegeleier	1.3324 pF	0.8615 pF

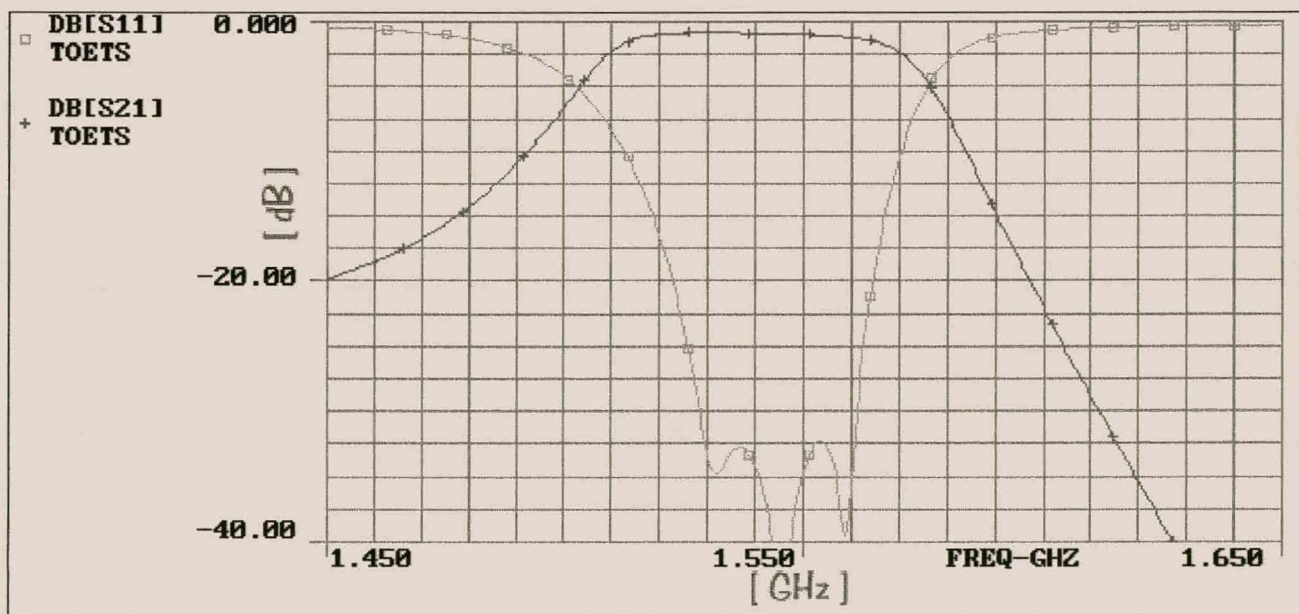
Tabel 4.1 : Parameters vergelyk ten opsigte van berekende en finale waardes

parameters en fisiese afmetings van die resoneerder en filterbloktotsbaan na optimasie, vergelyk met die oorspronklike berekende waardes. Die resoneerder se netwerkuitleg van Figuur 3.36 word gerieflikheidshalwe in Figuur 4.11 herhaal.

Uit Tabel 4.1 volg dat daar 'n goeie korrelasie tussen die berekende en uiteindelijke waardes van die netwerkparameters van die resoneerder en filterbloktotsbaan bestaan, met enkele uitsonderings. Die diskontinuiteitskapasitansie, C_{kop} , is 'n orde groter as wat bereken is, maar dit is te verwagte aangesien die koaksiale effek van die koppelpen – binnegeleier in die grootte daarvan geïnkorporeer word. C_{kop} bestaan uit 'n koaksiale transmissielyn gevorm deur die koppelpen en binnegeleier van die resoneerder én 'n diskontinuiteitskapasitansie op die punt daarvan. Verder is die lengte van die induktiewe geleiers korter as ontwerp. Die serie – skyfiekapasitor word aangepas om hiervoor te kompenseer.

Met die geoptimeerde fisiese parameters verkry uit die hierdie afdeling is die filter vervolgens vervaardig.

4.3 finale filter



Figuur 4.12 : Belangrikste parameters van finale filtersimulasie

Die TOUCHSTONE® – voorspelling van die finale filter met die parameters verkry in die vorige afdeling, word in Figuur 4.12 getoon.

Die gesimuleerde weergawe van die filter voorspel 'n maksimum verlies deur die band van -1.25 dB en 'n 2% bandwydte van net groter as -30 dB. Die eienskappe is binne spesifikasies en daar is dus voortgegaan met die vervaardiging van die filter.

Die mikrostrooksubstraat wat gebruik is om die $\lambda/2$ -transmissielyne en aanpassingsnetwerke te realiseer, word vervaardig deur twee substrate aanmekaar te plak, uiteindelik 'n dikker substraat te realiseer en sodoende breër 75Ω -lyne te verkry. Verder word die afstand tussen die resoneerders geminimeer deur die mikrostrooklyne te "vou". Die hoeke in die mikrostrooklyne sal diskontinuiteite veroorsaak en word voor gekompenseer deur van kamfers gebruik te maak [44]. Die vervaardigingstekeninge word in Bylaag E verskaf, terwyl in Figure 4.13 en 4.14 onderskeidelik die fisiese filter met die dekselplaat verwyder en die algehele voltooide filter getoon word.

4.3.1 praktiese metings

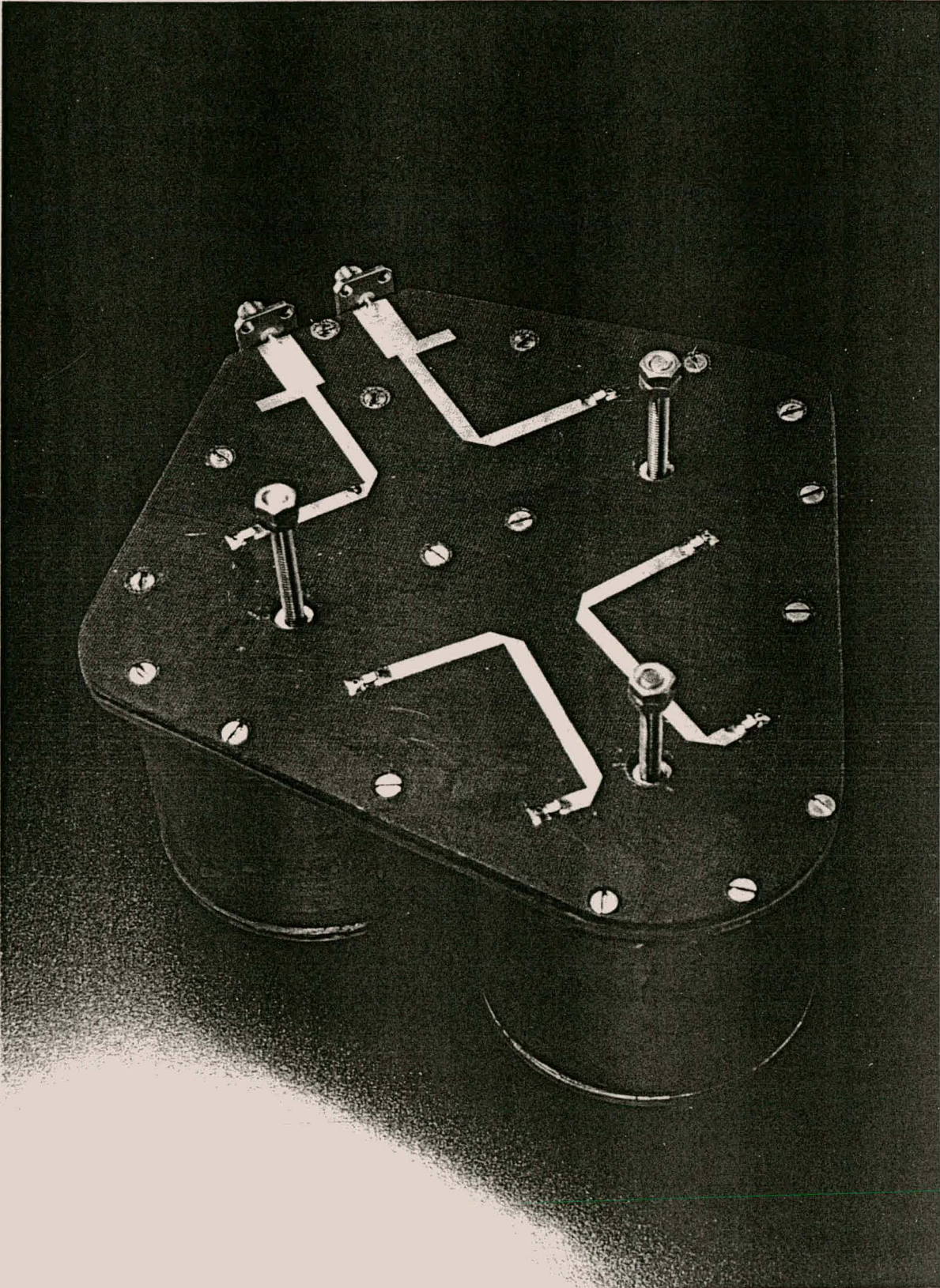
Metings op die filter word weereens uitgevoer deur 'n HP8753C – netwerkanaliseerder.

Filterweergawes word bekom deur gebruik te maak van die sogenaamde *Dishal* – metode van instelling [45]. Die metode behels die stemming van elke individuele resoneerder by 'n gekose senterfrekwensie en word kortliks verduidelik. Eerstens word elke resoneerder kortgesluit deur die koppelpenne maksimaal in te draai tot teenaan die grondvlak. Deur na die polêre weergawe van S_{11} van die filter te verwys, word 'n senterfrekwensie gekies en die frekwensiepunt, of veral die hoek daarvan, geïdentifiseer. Die eerste resoneerder word verstel totdat die punt deur 180° beweeg het. Die proses word herhaal vir die tweede en derde resoneerders totdat elkeen onderskeidelik 180° beweeg.

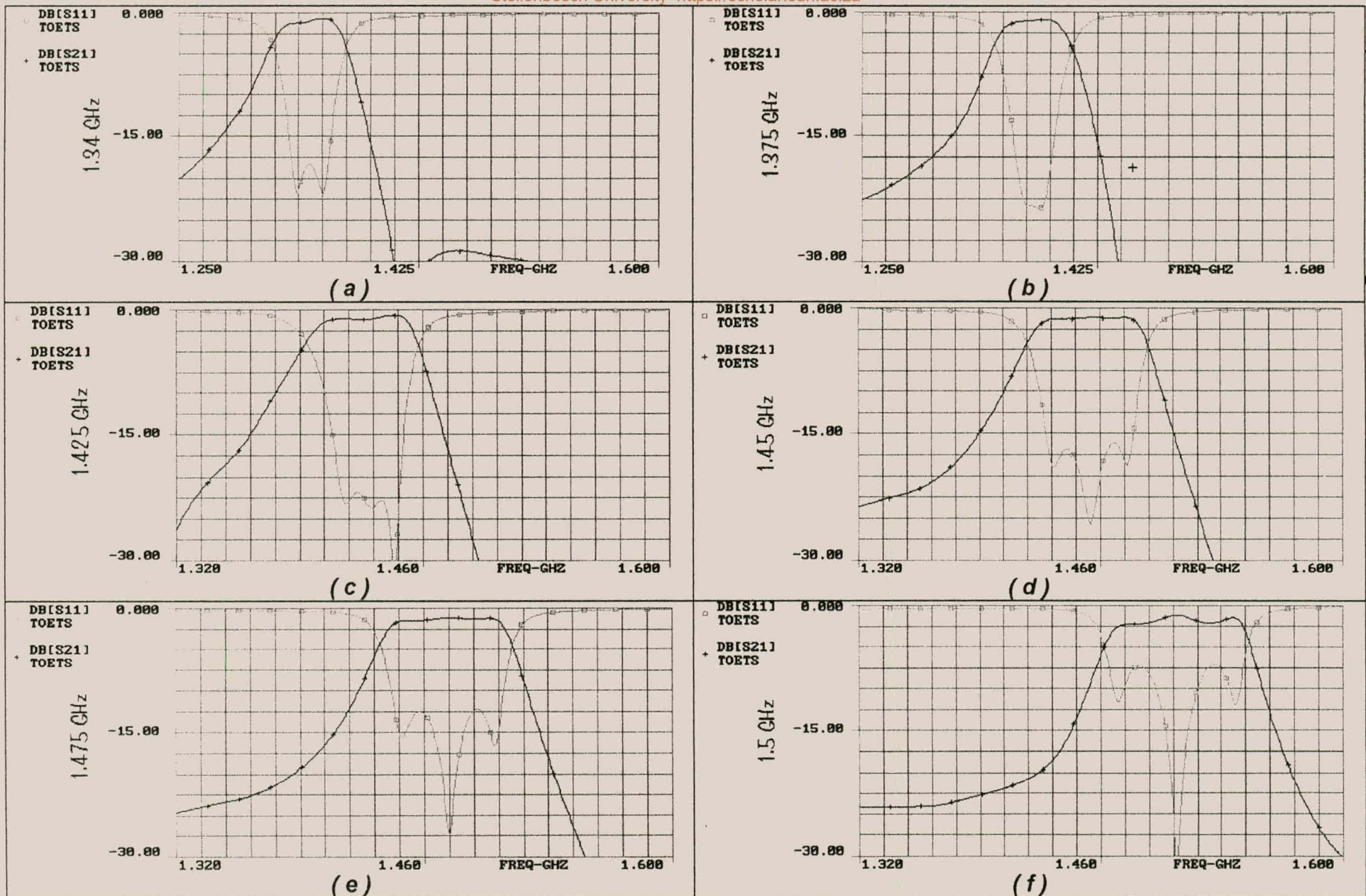
In die aanvanklike metings was S_{11} hoog en is die aanpassingsnetwerke by die poorte verstel deur die seriekapasitore te vergroot. Optimale aanpassing is verkry deur die 1 pF



Figuur 4.13 : Aansig van filter met dekselplaat verwyder



Figuur 4.14 : Finale filter waarop metings geneem is

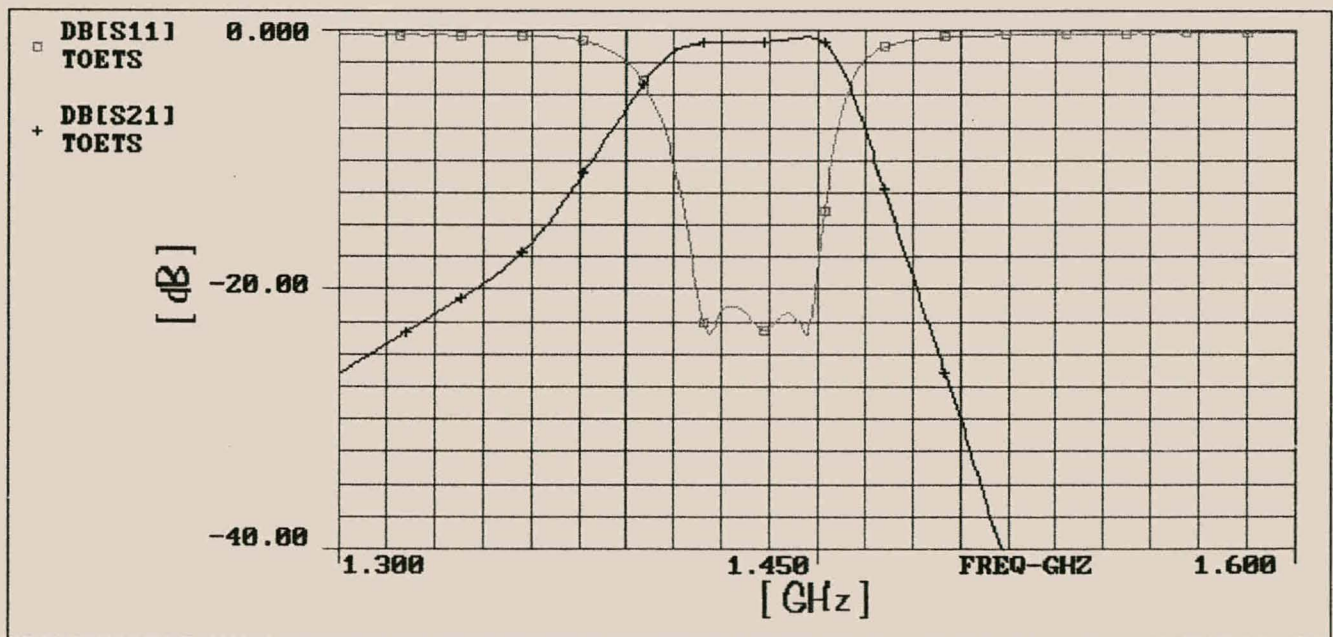


Figuur 4.15 : Verskillende filterweergawes by verskillende frekwensies bekom deur Dishal - instelling

Hoofstuk 4 : Filterontwikkeling

kapasitore met 2.2 pF kapasitore te vervang. Verskeie filterweergawes is in die 1.3 GHz tot 1.5 GHz band bekom en word in Figuur 4.15 getoon.

'n Bevredigende filterweergawe is verkry by 'n senterfrekwensie van 1.43 GHz. Die filter het 2.2% bandwydte by 'n S_{11} van -21.67 dB. Verder is die maksimum verliese deur die band -1 dB, wat die verliese voorspel deur *TOUCHSTONE*[®] - simulasie oortref. Die optimum aanpassing is bekom deur substraatblokkies op bepaalde plekke op die mikrostrooklyne aan te bring. Die filter voldoen aan al die bandspesifikasies, maar het 'n 7% afwyking wat die senterfrekwensie aanbetref. Die weergawe word in Figuur 4.16 getoon.



Figuur 4.16 : Weergawe van finale filter

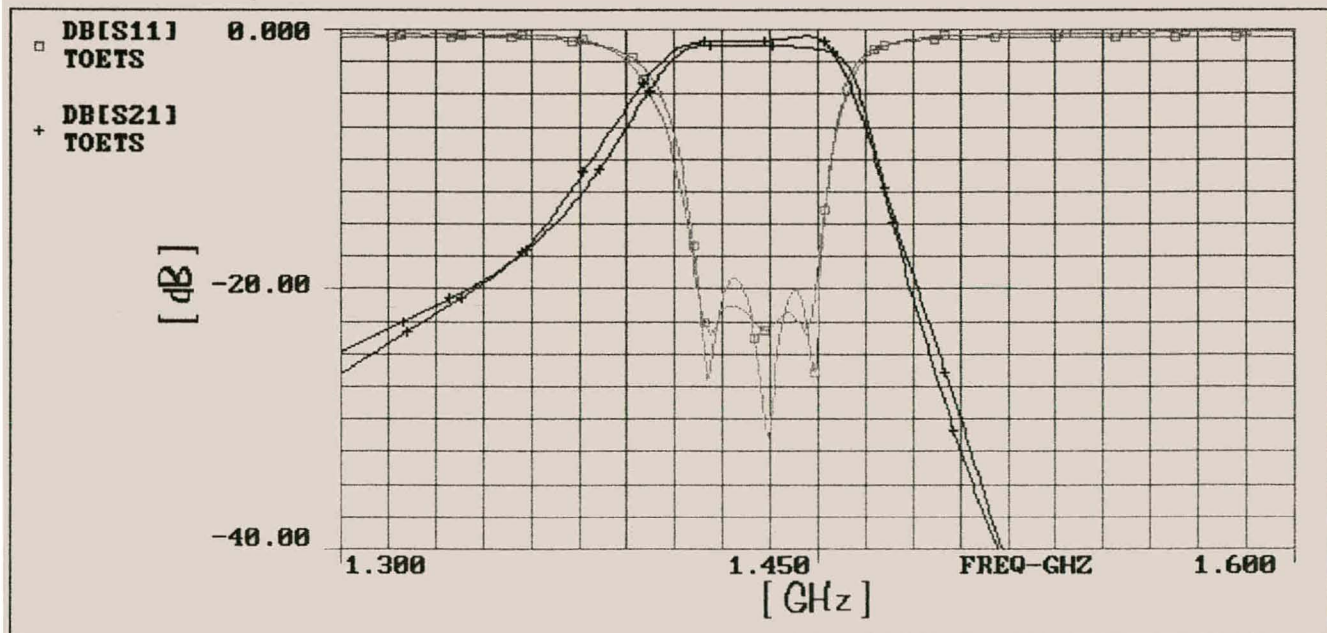
4.4 opsomming

'n Bevredigende filterweergawe is bekom by 1.43 GHz, 7% laer as die ontwerpde senterfrekwensie. 'n Verklaring hiervoor blyk die volgende te wees:

Uit frekwensienormalisering van 'n puntelementnetwerk volg dit dat vir 'n laer frekwensie die onderskeie elemente groter word. Indien dieselfde filternetwerk gebruik word, moet die serie reaktiewe elemente vergroot word om 'n filterweergawe by 'n laer netwerk te realiseer. Die induktore van die filter is dus te groot wat daarop dui dat die induktiewe geleiers te lank is.

Die beginsel word getoets deur die filtermodel in *TOUCHSTONE*® aan te pas om 'n soortgelyke weergawe as die meting te verkry. Die induktiewe geleiers word verleng terwyl die resonansiefrekwensies van die resoneerders verstel word. Die koppelkapasitansies van die resoneerder word vervolgens geoptimeer om 'n filterweergawe by 1.43 GHz te bekom.

Met induktiewe geleiers ± 2 mm langer as waarvoor ontwerp is, word 'n filterweergawe



Figuur 4.17 : Meting- en simulasieweergawe van filter gesuperponeer

Hoofstuk 4 : Filterontwikkeling

gerealiseer met soorgelyke refleksie- en transmissieweergawes as die meting. Die meting- en simulasiweergawe word in Figuur 4.17 bo – oor mekaar gesuperponeer.

Die lengte van die induktiewe geleiers is oorspronklik deur 'n *TOUCHSTONE*[®] - model bereken en blyk onakkuraat te wees. Die fout is nie met die filterblokmetings en parameteroptimering daarna bespeur nie, aangesien die optimasie van die SMA-konnektorlengtes die ekstra induktansie geabsorbeer het. Deur egter die geleiers te verkort sal die korrekte senterfrekwensie gerealiseer kan word en sal die filter aan al die spesifikasies voldoen.

Die lengte-aanpassing sou egter 'n heruitleg van die dekselplaat en mikrostrookbord beteken, aangesien die punt waardeur die geleiers dring, nader aan die koppelingsgeleier geskuif moet word. Dit is egter nie nodig vir die doeleindes van die verhandeling nie.



5 gevolgtrekkings en aanbevelings

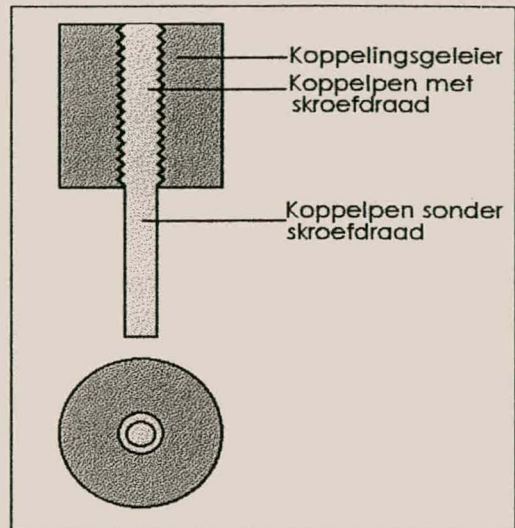
'n Koaksiale resoneerder is ontwikkel by 1.5 GHz met 'n totale resonansieverstelling van ± 400 MHz. Die resoneerder lewer 'n gemete Q van 1300, hoewel dit blyk 'n konserwatiewe waarde te wees as die lae insetverliese van die filter in ag geneem word. Verstelling van die resoneerder word maklik bewerkstellig deur die koppelpen in of uit te draai. Die wye resonansieverstelling dra by tot die eenvoud van die vervaardiging en toleransie op die fisiese afmetings van die resoneerder. 'n Netwerk- en transmissielynmodel van die resoneerder is bekom, waarmee die resoneerder in 'n verskeidenheid filterkonfigurasies met 'n hoë graad van akkuraatheid getoets kan word.

Integrasie van hierdie laeverlies resoneerder in 'n gekoppelde resoneerder filtertopologie is verder suksesvol bewerkstellig. Insetverliese van -1 dB, oor 'n bandwydte van 2%, met 'n refleksiëkoeffisiënt van kleiner as -20 dB is gerealiseer. Die sentrefrekwensie van die filter is 7% laer as voorspel, maar deur 'n akkurate bepaling van die induktansie van die induktiewe geleier kan dit maklik reggestel word.

Die enigste tekortkoming by die resoneerder en uiteindelik van die algehele filter, lê by die fisiese grootte en gewig. Die resoneerders kan verklein word deur l_i te verkort, terwyl l_k aangepas word (verwys na Figuur 3.16) om daarvoor te kompenseer. Die totale lengte van die resoneerder kan uiteindelik verminder word met 5 – 10 mm. Rekening moet egter gehou word met die fisiese implementering van die induktiewe geleier wat l_k beperk. Die massa van die resoneerder kan verder ook aansienlik verminder word deur die onderskeie geleiers uit te hol, asook om alternatiewe materiale te ondersoek en dan te plateer.

Groottevermindering kan maksimaal bewerkstellig word deur die Q van die resoneerder verder te verhoog. 'n Hoër Q beteken dat 'n kleiner deursnee vir die resoneerder gebruik kan word (Afdeling 3.1). Silwerplatering van die geleiers sal tot laer materiaalverliese lei en uiteindelik tot 'n verhoging in die Q van die resoneerder.

Die grootste stroomdigtheid word op die koppelpen aangetref vanweë die klein oppervlakarea wat dit relatief tot die buitegeleierwand beslaan. Die hoë kontakweerstand van die skroefdraad in die koppelpen – koppelingsgeleier - struktuur, verhoog hierdie stroomdigtheid en verlaag die uiteindelige Q van die resoneerder [46]. Deur die skroefdraad op die koppelpen in die koppelingsgebied binne die binnegeleier te verwyder, sal die gladde koppellingsvlak meer ideaal wees en uiteindelik die verliese verminder. Verwys na Figuur 8.1 waar hierdie konsep verduidelik word. Die gladde oppervlakte op die koppelpen sal verder ook tot fyner verstelling van die resonansiefrekwensie lei.

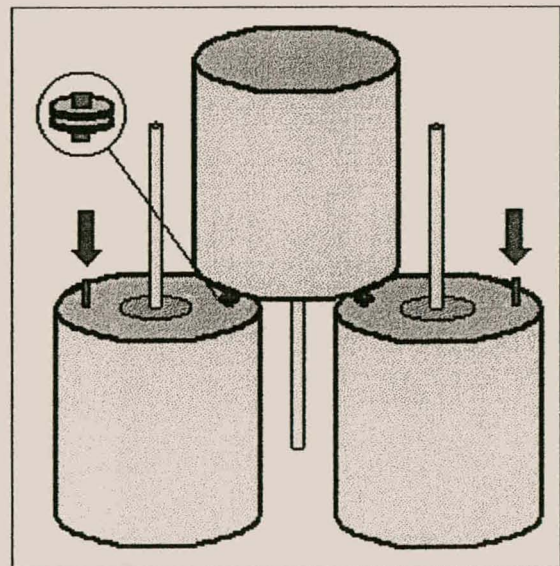


Figuur 8.1 : Vermindering van verliese deur koppelpenkonfigurasië - aanpassing

Indien die fisiese afmetings van die filter van kritiese belang is, kan die vierkantige buitegeleiertopologie vir die koaksiale resoneerder aanbeveel word, aangesien dieselfde Q vir 'n kleiner fisiese deursnee gerealiseer kan word. 'n Gedetailleerde en akkurate netwerk- of transmissielynmodel is egter nie gereedelik beskikbaar nie en sal eers ontwikkel moet word.

Ten slotte beskik die finale filter oor die vermoë om baie kompakt te wees deur die integrasie van die induktiewe geleiers binne die resoneerders.

Die halfgolfleengte transmissielyne tussen die resoneerders kan verwyder word en deur byvoorbeeld die konfigurasie in Figuur 8.2 te



Figuur 8.2 : Diagrammatiese voorstelling vir meer kompakte filteruitleg

te

gebruik, word die algehele filter meer ruimte – effektief gerealiseer. Die induktiewe geleiers kan verder ook deur die buitegeleierwand gevoer word sodat die resoneerders langs mekaar geplaas kan word. Die seriekapasitore kan laastens ook met ronde skyfies tussen die induktiewe geleiers gerealiseer word.

Oktober 1999




verwysings

- [1] **Inmarsat HQ**, The Mini-M System Definition Manual, 1994, Weergawe 1.1
- [2] **Robert S. Elliott**, An Introduction to Guided Waves and Microwave Circuits, Prentice Hall International Inc., 1993, bl. 503-505
- [3] **RJ Wenzel**, "Theoretical and Practical Applications of Capacitance Matrix Transformations to TEM Network Design," *IEEE Trans. MTT-14*, December 1966, bl. 635-647
- [4] **JAG Malherbe**, Microwave Transmission Line Filters, Artech House, 1979, bl. 116-146
- [5] **Joseph S. Wong**, "Microstrip Tapped – Line Filter Design," *IEEE Trans. MTT-27*, January 1979, bl. 44-50
- [6] **RJ Wenzel**, "Exact Theory of Interdigital BP Filters and Related Coupled Structures," *IEEE Trans. MTT*, September 1965, bl. 559-575
- [7] **Lark Engineering, K&L Microwave Ltd., Telonic Berkeley** – katalogusse, internet, 1999
- [8] **JH Cloete**, The Design of Microwave Interdigital Linear-Phase Filters, Ph D-thesis, Universiteit van Stellenbosch, 1981
- [9] **S J le Roux**, 1.3 GHz Kamlyn Banddeurlaatfilter, M Ing. – tesis, Universiteit van Stellenbosch, 1990
- [10] **George L Matthaei**, Microwave Filters, Impedance – Matching Networks and Coupling Structures, Artech House, 1980, bl. 497-506
- [11] **RJ Wenzel**, "Synthesis of Compline and Capacitively Loaded Interdigital Bandpass Filters of Arbitrary Bandwidth," *IEEE Trans. MTT-19*, no. 8, August 1971

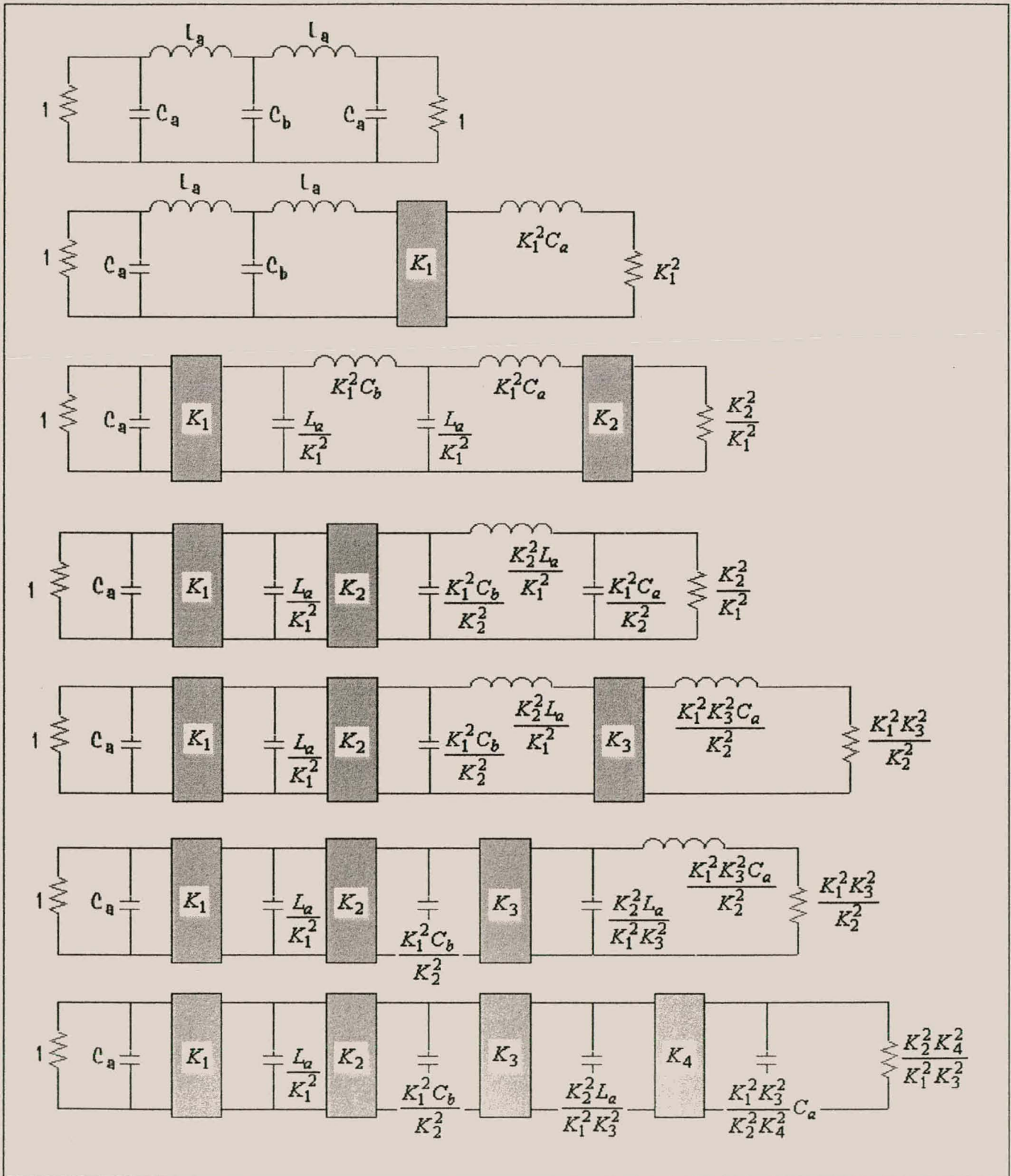
- [12] **S Ramo, JR Whinnery, T Van Duzer**, Fields and Waves in Communication Electronics, John Wiley & Sons, 2de Uitgawe, 1984, bl. 149-151
- [13] **David M Pozar**, Microwave Engineering, John Wiley & Sons, 2de Uitgawe, 1998, bl. 300-313
- [14] **David M Pozar**, Microwave Engineering, John Wiley & Sons, 2de Uitgawe, 1998, bl. 323-328
- [15] **Robert S. Elliott**, An Introduction to Guided Waves and Microwave Circuits, Prentice Hall International Inc., 1993, bl. 274-277
- [16] **S J le Roux**, 1.3 GHz Kamlyn Banddeurlaatfilter, M Ing. – tesis, Universiteit van Stellenbosch, 1990, bl. 5
- [17] **Robert S. Elliott**, An Introduction to Guided Waves and Microwave Circuits, Prentice Hall International Inc., 1993, bl. 254-260
- [18] **Robert E Collin**, Foundations for Microwave Engineering, McGraw-Hill International, 2de Uitgawe, 1992, bl. 580-583
- [19] **Peter Vizmuller**, Filters with Helical and Folded Helical Resonators, Artech House Inc., 1987, bl. 1-7
- [20] **R Levy, KJ Andersen**, "An Optimal Low Loss HF Diplexer using Helical Resonators," *IEEE MTT-S Digest*, 1992, bl. 1187-1190
- [21] **S Ramo, JR Whinnery, T Van Duzer**, Fields and Waves in Communication Electronics, John Wiley & Sons, 2de Uitgawe, 1984, bl. 214
- [22] **M Makimoto, S Yamashita**, "Compact Bandpass Filters Using Stepped Impedance Resonators," *Proc. IEEE*, vol. 67, no. 1, January 1979, bl. 16-19
- [23] **LW Anthonissen**, Kompakte Lae – Verlies Diplekser met Gestapte Transmissielyn Resoneerder, M Ing. – tesis, Universiteit van Stellenbosch, 1993, bl. 50-54

- [24] **Banmali S Rawat, L Beilke, R Miller**, "Analysis of a Coaxial Resonator with Linearly Tapered Inner Conductor," *INT. J. Electronics.*, vol. 71, no. 3, 1991, bl. 471-484
- [25] **S Ramo, JR Whinnery, T Van Duzer**, Fields and Waves in Communication Electronics, John Wiley & Sons, 2de Uitgawe, 1984, bl. 422-428, 486-522
- [26] **LW Anthonissen**, Kompakte Lae – Verlies Diplekser met Gestapte Transmissielyn Resoneerder, M Ing. – tesis, Universiteit van Stellenbosch, 1993, bl. 4-6
- [27] **DS Humpherys**, The Analysis, Design and Synthesis of Electrical Filters, Prentice-Hall, 1970, bl. 234-239, 471-473
- [28] **Rolf Schaumann**, Design of Analog Filters Passive, Active RC, and Switched Capacitors, Prentice Hall, 1990, bl. 59-62
- [29] **Tsung-Shan Chen**, "Determination of the Capacitance, Inductance and Characteristic Impedance of Rectangular Lines," *IRE Trans. MTT*, September 1960, bl. 510-519
- [30] **George M Anderson**, "The Calculation of the Capacitance of Coaxial Cylinders of Rectangular Cross – Section," *AIEE Trans.*, vol. 69, 1950, bl. 728-731
- [31] **Weigan Lin**, "Polygonal Coaxial Line with Round Center Conductor," *IEEE Trans. MTT-33*, no. 6, June 1985, bl. 545-549
- [32] **HJ Riblet**, "An Accurate Approximation of the Impedance of a Circular Cylinder Concentric with an External Square Tube," *IEEE Trans. MTT-31*, no. 10, October 1983, bl. 841-844
- [33] **MAR Gunston**, Microwave Transmission line Impedance Data, Van Nostrand Reinhold Company, London, 1972, bl. 5-35

- [34] **S Ramo, JR Whinnery, T Van Duzer**, Fields and Waves in Communication Electronics, John Wiley & Sons, 2de Uitgawe, 1984, bl. 213-215
- [35] **S Ramo, JR Whinnery, T Van Duzer**, Fields and Waves in Communication Electronics, John Wiley & Sons, 2de Uitgawe, 1984, bl. 242
- [36] **David M Pozar**, Microwave Engineering, John Wiley & Sons, 2de Uitgawe, 1998, bl. 310-311
- [37] **Robert S. Elliott**, An Introduction to Guided Waves and Microwave Circuits, Prentice Hall International Inc., 1993, bl. 231-245
- [38] **JR Whinnery, HW Jamieson**, "Equivalent Circuits for Discontinuities in Transmission Lines," *Proc. IRE, February 1944*, bl. 98-114
- [39] **Henry J Riblet**, "An Expansion for the Fringing Capacitance," *IEEE Trans. MTT – 28, March 1980*, bl. 265-267
- [40] **DA McNamara, DE Baker, L Botha**, "Some Design Considerations for Biconical Antennas," *Trans. SAIEE, vol 82, no. 41, Maart 1991*, bl. 81-83
- [41] **LW Anthonissen**, Kompakte Lae – Verlies Diplekser met Gestapte Transmissielyn Resoneerder, M Ing. – tesis, Universiteit van Stellenbosch, 1993, bl. 86-87
- [42] **S Ramo, JR Whinnery, T Van Duzer**, Fields and Waves in Communication Electronics, John Wiley & Sons, 2de Uitgawe, 1984, bl. 26-28
- [43] **Peter CL Yip**, High – Frequency Circuit Design and Measurements, Chapman & Hall, 1990, bl. 59-68, 42-46
- [44] **T Edwards**, Foundations for Microstrip Circuit Design, John Wiley & Sons, 2de Uitgawe, 1992, bl. 140-141
- [45] **M Dishal**, "Alignment and Adjustment of Synchronously Tuned Multiple – Resonant Circuit Filters," *Proc. IRE, vol. 39, November 1951*, bl. 1448-1455

- [46] **LW Anthonissen**, Kompakte Lae – Verlies Diplekser met Gestapte Transmissielyn Resoneerder, M Ing. – tesis, Universiteit van Stellenbosch, 1993, bl. 50
- 

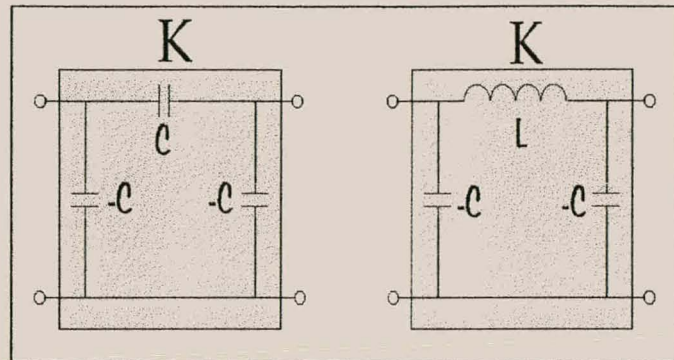
bylaag a



Figuur a.1 : Ontwikkeling uit laagdeurlaatprototipe na gekoppelde resoneerderprototipe deur middel van impedansie - omkeerders

In Figuur a.1 word die integrasieproses van die impedansie - omkeeders in die vyfdeorde netwerk diagrammaties verduidelik, waar omkeeders van regs in die netwerk ingebring word om uiteindelik die volledige gekoppelde resoneerdertopologie te vorm. Die twee tipes omkeeders wat gebruik word, word in Figuur a.2 voorgestel :

'n Vereistes van die finale filters is dat daar 'n meganisme moet bestaan om verstelbaarheid te bied. Die maklikste manier om aan hierdie vereiste te voldoen, is om die resoneerders self meganies te verstel, eerder as die serie - reaktiewe elemente tussenin.



Figuur a.2 : Impedansie - omkeerder topologie

Die resoneerders moet dus identies wees en slegs deur 'n minimale verstelling ingestel word. Die newekapasitore in die laaste netwerk in Figuur a.1 word dus eenders geneem deur die keuses van K_1 en K_2 . Hieruit volg dat die omsettingsfaktore bereken kan word deur die volgende vergelykings :

$$K_1 = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}} \quad (a.1)$$

$$K_2 = \sqrt{\frac{L_a C_b}{C_a^2}} \quad (a.2)$$

Die elementwaardes vir die induktore en kapasitore in Figuur a.2 word as volg bereken uit die omsettingsfaktor:

$$C = 1/K \quad (a.3)$$

$$L = K \quad (a.4)$$

Vervolgens word die gekoppelde resoneerdernetwerk getransformeer om 'n bandeurlaatnetwerk te vorm. Die transformasie beïnvloed slegs die newekapasitore

Bylaag A : Gekoppelde resoneerders topologie

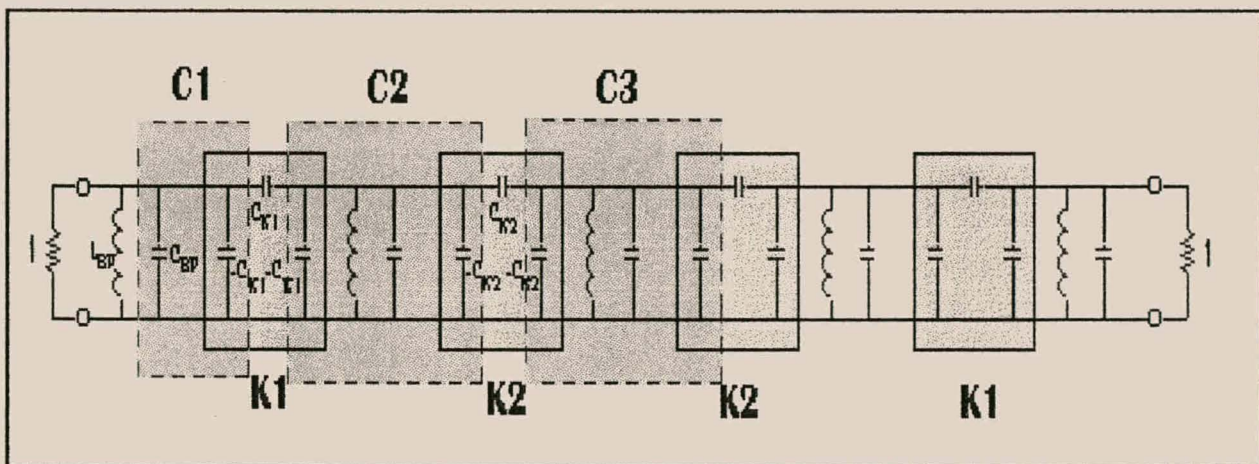
tussen die impedansie - omkeeders wat 'n newekapasitor en induktor vorm, waarvan die waardes soos volg bereken kan word :

$$C_{BP} = \frac{C}{\left(\frac{B}{100}\right)} \quad \text{en} \quad (a.5)$$

$$L_{BP} = \frac{\left(\frac{B}{100}\right)}{C}, \quad (a.6)$$

waar B , die gespesifiseerde bandwydte van 2% is.

Met die eerste topologie in Figuur a.2 gebruik, sal die vyfde - orde netwerk soos in Figuur a.3 daar uitsien:



Figuur a.3 : Filternetwerk met kapasitatiewe π - netwerk omkeerder topologie

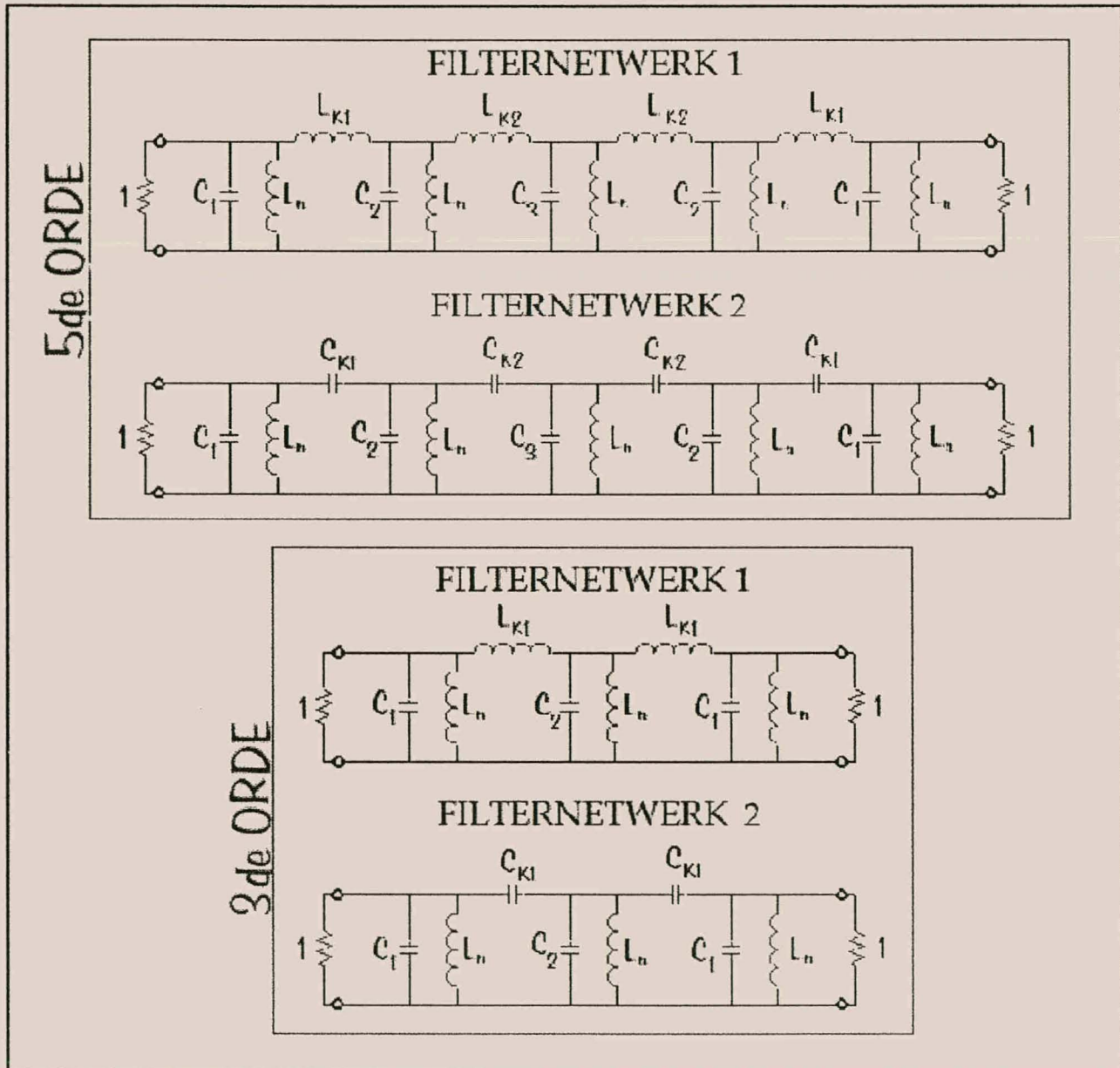
Die filternetwerk kan gereduseer word deur die newekapasitore bymekaar te tel :

$$\begin{aligned} C_1 &= C_{BP} - C_{K1} \\ C_2 &= C_{BP} - C_{K1} - C_{K2} \\ C_3 &= C_{BP} - 2C_{K2} \end{aligned}, \quad (a.7)$$

waar C_{K1} , C_{K2} , L_{K1} en L_{K2} bepaal word uit die twee omsettingsfaktore in vergelykings a.3 en a.4.

Bylaag A : Gekoppelde resoneerders topologie

Die filternetwerke reduceer na parallelle resoneerders (newekapasitor en induktor), gekoppel deur 'n reaktiewe element. Dieselfde prosedure word vir die derdeorde netwerk gevolg. Die twee filternetwerke vir die verskillende omkeerdertopologieë vir beide die derde- en vyfdeorde filters, word in Figuur a.4 hieronder getoon met die elementwaardes in Tabel a.1 daarna.



Figuur a.4 : Finale filternetwerke vir twee omkeerdertopologieë

Bylaag A : Gekoppelde resoneerders topologie

<i>5de Orde</i>			
Elemente	Filternetwerk no. 1	Elemente	Filternetwerk no. 2
C ₁	4.0154510233	C ₁	4.0154510233
C ₂	3.9547843208	C ₂	3.9547843208
C ₃	3.9843003757	C ₃	3.9843003757
L _n	0.0006578990	L _n	0.0006578990
L _{K1}	1.3668078970	C _{K1}	0.7316317108
L _{K2}	2.0324883180	C _{K2}	0.4920077479

<i>3de Orde</i>			
Elemente	Filternetwerk no. 1	Elemente	Filternetwerk no. 2
C ₁	6.651576765	C ₁	6.651576765
C ₂	6.511634428	C ₂	6.511634428
L _n	0.003729694	L _n	0.003729694
L _{K1}	1.137289446	C _{K1}	0.879283636

* Waardes genormaliseer t.o.v. frekwensie en karakteristieke impedansie

Tabel a.1 : Elementwaardes vir netwerke in Figuur a.4

bylaag b

In die afdeling word programlystings verskaf vir die berekening van die Q – faktor van die twee koaksiale topologieë (*kktmtop.m*), diskontinuiteitskapasitansies (*tdis.m*) en parameters van kapasitief gekoppelde resoneerder (*kapkop.m*).

b.1 kktmtop.m

Bepaling van die verswakkingkonstante en Q – faktor van vierkantige- en silindriese koaksiale transmissielintopologieë.

```

clc;
clear

b=input('b= (cm) : ');           % buitedeursnee
b=b/1E2;

% KONSTANTES

muo=4*pi*(10^(-7));             %permiabiliteitskonstante in vrye ruimte
mur=1;
mu=muo*mur;
epso=8.854*(10^(-12));         %permittiwiteitskonstante in vrye ruimte
epsr=1;
eps=epso*epsr;
f=1.542E9;                      %ontvangerfrekwensie
sigma=5.8E7;                    %geleidingskonstante van koper
c=2.997925*(10^8);             % spoed van lig in vrye ruimte
lamdao=c/f;                    %golflengte
kwrtg=lamdao/4;                % kwartgolflengte

```


Bylaag B : MATLAB® - Programme

```
rs=2.61*(10^(-7))*sqrt(f);           %oppervlakweerstand
delt=1/sqrt(pi*f*sigma*muo);        %huiddiepte
tand=tan(delt);
A=sqrt(mu/eps);                      %impedansiekonstante in vrye ruimte
```

```
l=kwrtg;
for Zo=1:1:25,
```

% Vierkanrige koaksiale topologie

```
bd(tel)=exp(Zo/59.952 - 0.27847/4);   %deursneeverhouding
d1(tel)=b/bd(tel);
aph1=( 1.3273*(10^(-3))/(b) )*(1/(sigma*delt));
aph2=( bd(tel) + 0.744186 )/( log(bd(tel)) + 0.27847/4);
alpha1(tel)=aph1*aph2;               %verswakkingskonstante
versw1(tel)=alpha1(tel)*8.686;       %alpha in dB/m

Q1(tel)=pi/(4*alpha1(tel)*l);       %Q-faktor berekening
```

% Silindriese koaksiale topologie

```
bd2(tel)=exp( Zo*2*pi/A );           %deursneeverhouding
d2(tel)=b/bd2(tel);
G=(2*pi/(1.8E10))*f*tand/(log(bd2(tel)));
R=sqrt(f*mu/(pi*sigma))*(1/(b)+1/(d2(tel)));
alpha2(tel)=0.5*(G*Zo + R/Zo);       %verswakkingskonstante
versw2(tel)=alpha2(tel)*8.686;       %alpha in dB/m

Q2(tel)=pi/(4*alpha2(tel)*l);       %Q-faktor berekening
```

```
tel=tel+1;
end
```

Bylaag B : MATLAB[®] - Programme

```

Z=[1:1:25];
T1=Q1;
T2=Q2;

plot(Z,T1,Z,T2,'*',Z,T2);
xlabel('Impedansie - Zo ( Ohms )');
ylabel('Verswakking ( dB/m )');
title('b = 3.0 cm')
legend('T1','T2');
grid;
save qkoakd Z T1 T2 -ascii -double -tabs           %data gestoor

```

b.2 tdis.m

Berekening van die diskontinuiteitskapasitansie vir verandering in die deursnee van die binne- of buitegeleier van 'n koaksiale transmissielyn.

```

clc;
clear;

keuse=input('Diskontinuiteit. in binne(1)- of buite(2)- geleier? :');
% KONSTANTES

muo=4*pi*(10^(-7));
mur=1;
mu=muo*mur;
epso=8.854*(10^(-12));
epsr=1;
eps=epso*epsr;
tel=1;
f=1.542E9;

```

Bylaag B : MATLAB[®] - Programme

```

sigma=5.8E7;
c=2.997925*(10^8);
lamdao=c/f;
kwrtg=lamdao/4;
rs=2.61*(10^(-7))*sqrt(f);
tand=0;
wo=2*pi*f;

```

% Whinnery and Jamieson: TM-line diskontinuities

```

if keuse==1
    r1=input('Binneradius (klein) 1= ')/1000;
    r2=input('Binneradius (groot) 2= ')/1000;
    r3=input('Buiteradius = ')/1000;
else
    r1=input('Binneradius = ')/1000;
    r2=input('Buiteradius (klein) 1= ')/1000;
    r3=input('Buiteradius (groot) 2= ')/1000;
end

```

```

if keuse==1

```

```

    b=r3-r1;
    a=r3-r2;

```

```

else

```

```

    b=r3-r1;
    a=r2-r1;

```

```

end

```

```

zo=1/(2*pi)*sqrt(mu/eps)*log(b/a);           %impedansievergelyking
beta=2*pi/lamdao;
alp=(a)/b;
Cd1=(alp^2+1)/alp*acosh((1+alp^2)/(1-alp^2));
Cd2=2*log(4*alp/(1-alp^2));

```



```
Cd=eps/pi*(Cd1 - Cd2);
```

```
if keuse==1
```

```
    Ckop=2*pi*r3*Cd
```

```
else
```

```
    Ckop=2*pi*r1*Cd
```

```
end
```

b.2 kapkop.m

Toets vir geldigheid van seriekapasitansie vir gegewe impedansie van kortgeslote koaksiale resoneerder en stelselimpedansie

```
clc;
```

```
clear;
```

```
% KONSTANTES
```

```
muo=4*pi*(10^(-7));
```

```
mur=1;
```

```
mu=muo*mur;
```

```
epso=8.854*(10^(-12));
```

```
epsr=1;
```

```
eps=epso*epsr;
```

```
f=1.542E9;
```

```
wo=f*2*pi;
```

```
% Primêre konstantes
```

```
Ln=input('parallele inductansie,genormaliseerd (Ln)= ');
```

```
C1n=input('parallele kapasitansie 1,genormaliseerd (C1n)= ');
```

```
C2n=input('parallele kapasitansie 2,genormaliseerd (C2n)= ');
```

```
Lkn=input('serie inductansie,genormaliseerd (Lkn)= ');
```

```
b=input('buitegeleierdeursnee (b)= ');
```

Bylaag B : MATLAB[®] - Programme

```

L=Ln*Ro/(wo);
C1=C1n/(Ro*wo);
C2=C2n/(Ro*wo);
Lk=Lkn*Ro/(wo);

y=1;
while y==1
% sekondêre konstantes
    a=input('binnegeleierdeursnee (a)= ');
    Ro=input('stelselimpedansie (Ro)= ');

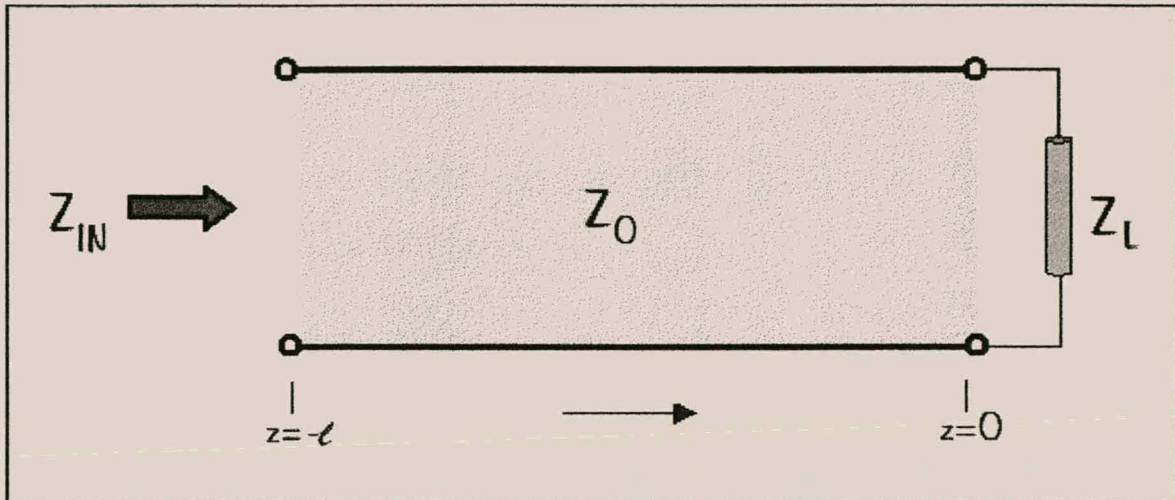
    Zt=sqrt(mu/eps)*log(b/a)/(2*pi)
    Lt1=Zt*sqrt(L*C1);
    Lt2=Zt*sqrt(L*C2);

    aCtel1=1/(0.99*wo)^2 - L*C1;
    aCnm1=Lt1 - L;
    aCtel2=1/(0.99*wo)^2 - L*C2;
    aCnm2=Lt2 - L;
    aCserie1=aCtel1/aCnm1
    aCserie2=aCtel2/aCnm2
    bCtel1=1/(1.01*wo)^2 - L*C1;
    bCtel2=1/(1.01*wo)^2 - L*C2;
    bCserie1=bCtel1/aCnm1
    bCserie2=bCtel2/aCnm2

y=input('Voortgaan (ja=1)= ');
end

```

bylaag c



Figuur c.1 : Intree – impedansie van transmissielyn met lengte l en lasimpedansie, Z_L

In die figuur word 'n transmissielyn met impedansie, Z_0 , verbind aan 'n las, Z_L , oor 'n lengte l . Gestel 'n sinusvormige spanning, $V(0,t) = V \cos \omega t$, word oor die transmissielyn by $z=-l$ aangelê. Uit stroombaanteorie kan die stroom - en spanningsvergelings van die voorwaartse en weerkatste golwe uitgedruk word as volg:

$$V = V_+ e^{-j\beta z} + V_- e^{+j\beta z} \quad \text{en} \quad (c.1)$$

$$I = \frac{1}{Z_0} [V_+ e^{-j\beta z} - V_- e^{+j\beta z}] \quad , \quad (c.2)$$

met β , die fasekonstante en gelyk aan :

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (c.3)$$

Die volgende grensvoorwaardes word op die stroom – en spanningsvergelykings gestel ten einde die intree – impedansie van die stroombaan te bereken: by $z=0$ word die intree – impedansie gegee deur die lasimpedansie en die refleksiëkoeffisiënt. Die twee grensvoorwaardes lei tot die volgende vergelykings:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} \quad \text{en} \quad (c.4)$$

$$\rho_{z=0} = \frac{V_-}{V_+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (c.5)$$

Deur hierdie grensvoorwaardes in vergelykings c.1 en c.2 in te stel, kan die intree – impedansie van die stroombaan bekom word as:

$$\begin{aligned} Z_{IN} &= \frac{V(-l)}{I(-l)} = \frac{[V_+ e^{j\beta l} + V_- e^{-j\beta l}]}{\frac{1}{Z_0} [V_+ e^{j\beta l} - V_- e^{-j\beta l}]} \\ &= Z_0 \left[\frac{e^{j\beta l} + \rho_L e^{-j\beta l}}{e^{j\beta l} - \rho_L e^{-j\beta l}} \right] \end{aligned} \quad (c.6)$$

Uit vergelyking c.6 kan die lengte van die transmissielyn algebraïes bepaal word as:

$$l = \frac{-1}{2j\beta} \cdot \ln \left[\frac{\rho_{IN}}{\rho_L} \right] \quad \text{met} \quad (c.7)$$

$$\rho_{IN} = \left(\frac{Z_{IN} - Z_0}{Z_{IN} + Z_0} \right) \quad (c.8)$$

Met die lasimpedansie suiwer reaktief of slegs imaginêr, $Z_L = jX_L$, asook die bronimpedansie, $Z_{IN} = jX_{IN}$, word, deur die polêre vorm van die refleksiëkoeffisiënt by

Bylaag C : Lengte van TM – lyn met reaktiewe las

$z=-l$ en $z=0$ te neem, die volgende vergelykings afgelei:

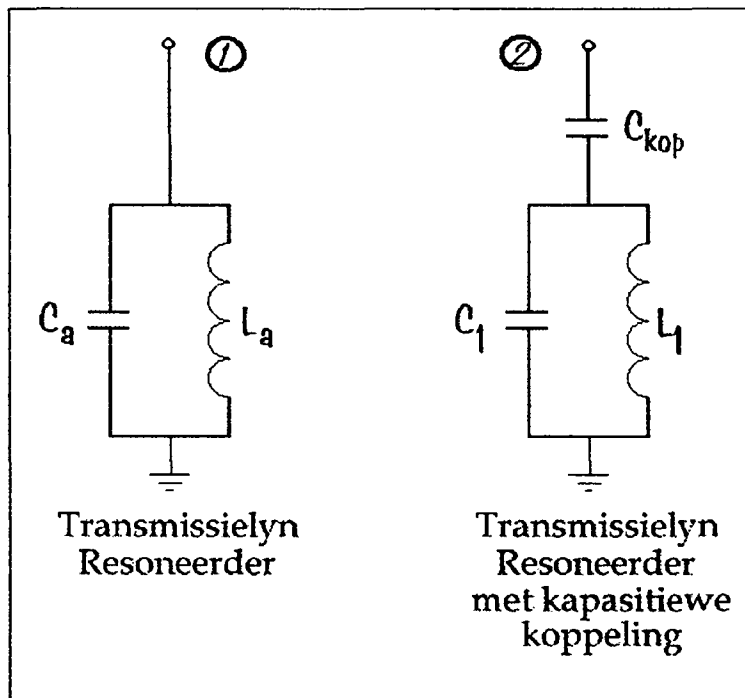
$$\begin{aligned}\rho_L &= \frac{jX_L - Z_0}{jX_L + Z_0} \\ &= \exp \left[j \arctan \left(\frac{2X_L Z_0}{X_L^2 - Z_0^2} \right) \right]\end{aligned}\quad (c.9)$$

$$\begin{aligned}\rho_{IN} &= \frac{jX_{IN} - Z_0}{jX_{IN} + Z_0} \\ &= \exp \left[j \arctan \left(\frac{2X_{IN} Z_0}{X_{IN}^2 - Z_0^2} \right) \right]\end{aligned}\quad (c.10)$$

Vergelykings c.9 en c.10 word in vergelyking c.7 gestel en gee 'n oplossing vir die lengte van 'n transmissielyn met 'n suiwer imaginêre las:

$$l = \frac{1}{2\beta} \left[\arctan \left(\frac{2X_L Z_0}{X_L^2 - Z_0^2} \right) - \arctan \left(\frac{2X_{IN} Z_0}{X_{IN}^2 - Z_0^2} \right) \right]\quad (c.11)$$

bylaag d



Figuur d.1 : Ontwikkeling van puntelement resoneerder na koppelingsresoneerder

'n Transmissielynresoneerder word vereenvoudig na 'n parallele puntelementnetwerk, soos diagrammaties in Figuur d.1 aangetoon word. Wanneer daar van kapasitiewe koppeling na die transmissielynresoneerder gebruik gemaak word, vereenvoudig die struktuur na 'n ekwivalente puntelementnetwerk soos aan die regterkant van Figuur d.1.

Hierdie twee netwerke moet, vir die doel van die transformasie, identies reageer by die spesifieke resonansiefrekwensie. Die elementwaardes van die netwerk waar kapasitiewe koppeling plaasvind, moet so gekies word dat die koppelingsnetwerk 'n identiese gedrag openbaar. Die elementwaardeverband word bepaal deur na die onderskeie intree-impedansies van die netwerke te kyk.

Bylaag D : Afleiding van koppelingsresoneerder

Vir die parallelle puntelementnetwerk (tipe 1) kan die intree – impedansie in die frekwensiegebied deur stroombaanteorie opgelos word, as :

$$Z_{IN_1}(\omega) = \frac{j\omega L_a}{1 - \omega^2 L_a C_a} \quad (d.1)$$

Die koppelingsnetwerk se intree – impedansie volg ook as:

$$Z_{IN_2}(\omega) = \frac{j\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} + \frac{1}{j\omega C_{kop}} \quad (d.2)$$

Twee voorwaardes vir die transformasie kan gedefinieer word. Eerstens moet beide netwerke by dieselfde frekwensie resoneer. Verder moet die twee netwerke soortgelyke gedrag openbaar of ideaal dieselfde wees deur die 2% bandwydte van die stelsel. Die voorwaardes word opgesom deur die volgende verbande :

- $L_a C_a = L_1 C_1$: dieselfde resonansiefrekwensie
- $Z_{IN_1}(\omega) = Z_{IN_2}(\omega)$: in die gebied $0.99\omega_0 < \omega < 1.01\omega_0$

Die twee impedansievergelykings word vervolgens opgelos :

$$Z_{IN_1}(\omega) = Z_{IN_2}(\omega)$$

$$j \left[\frac{\omega L_a}{1 - \omega^2 L_a C_a} \right] = j \left[\frac{\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} - \frac{1}{\omega C_{kop}} \right] \quad (d.3)$$

maar $L_a C_a = L_1 C_1$ en deur substitusie volg:

$$\frac{\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} - \frac{1}{\omega C_{kop}} = \frac{\omega L_a}{1 - \omega^2 L_1 C_1} \quad (d.4)$$

$$\omega^2 L_a C_{kop} = \omega^2 L_1 C_{kop} - 1 + \omega^2 L_1 C_1$$

$$L_1 C_{kop} - L_a C_{kop} = \frac{1}{\omega^2} - L_a C_a \quad (d.5)$$

$$C_{kop} = \left(\frac{\frac{1}{\omega^2} - L_a C_a}{L_1 - L_a} \right) \quad (d.6)$$

Die koppelingskapasitor word bereken uit die elementwaardes van die oorspronklike transmissielynresoneerders en 'n keuse van die induktansie van die koppelingsstopologie. Die keuse van die induktor behels die keuse van die karakteristieke impedansie van die koppelingsgeleier. Die verband word in die volgende vergelykings verduidelik :

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad , \quad (d.7)$$

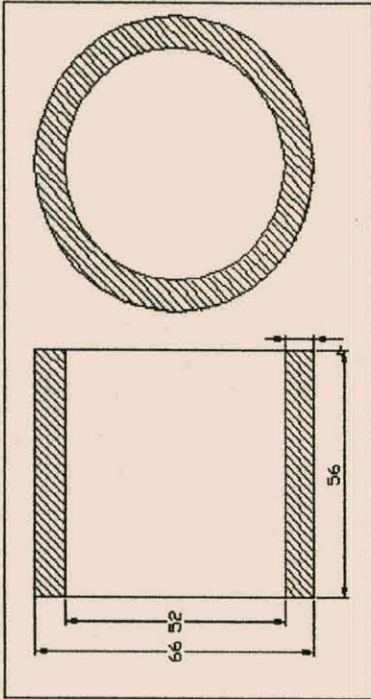
maar $L_a C_a = L_1 C_1$ geld, en dus:

$$L_1 = Z_1 \sqrt{L_a C_a} \quad (d.8)$$

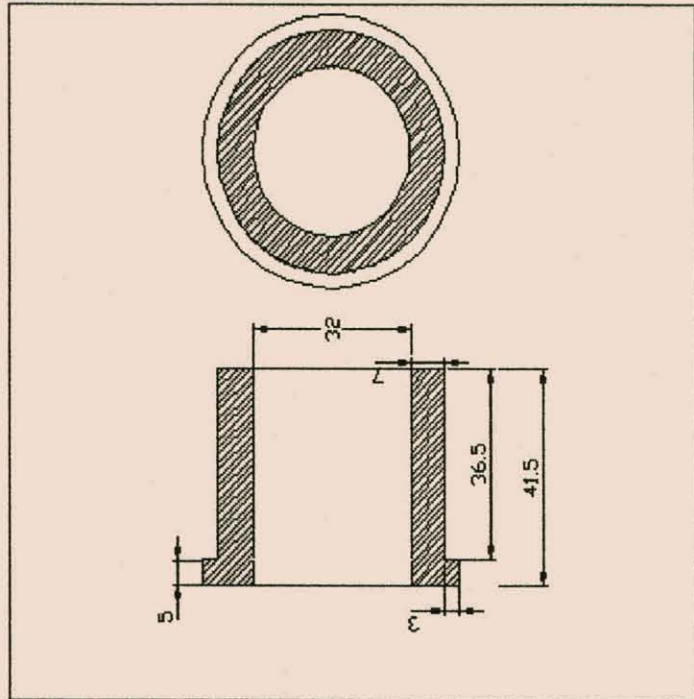
Die resoneerder kan dus ontwerp word volgens spesifikasies en vir 'n spesifieke stelselimpedansie. Deur nou vergelykings d.8 en d.6 te gebruik, kan die kapasitiewe koppeling bereken word en ook die fisiese afmetings wat die kapasitiewe koppelingstruktuur sal realiseer.

bylaag e

e.1 resoneerder



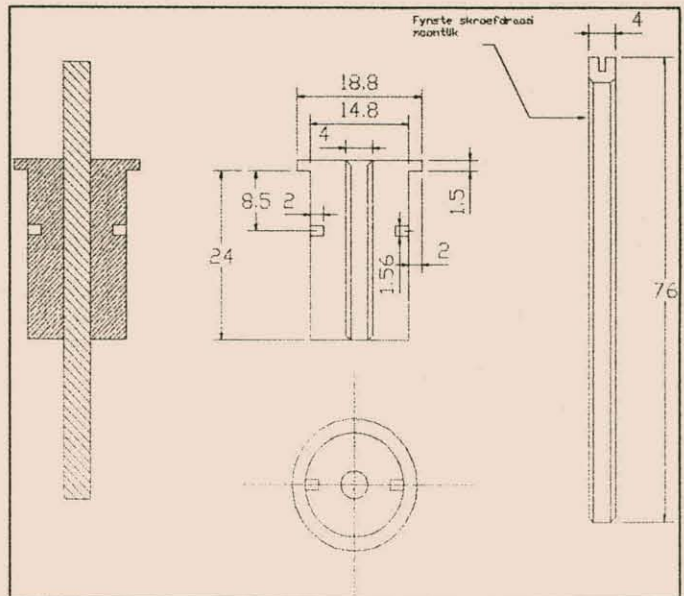
Figuur e.1 : Buitegeleier van resoneerder



Figuur e.2 : Binnegeleier van resoneerder

Die resoneerderkomponente, naamlik die buite-, binne- en koppelingsgeleiers word uit fosforbrons vervaardig. Die koppelen wat gebruik word, is 'n standaard $\Phi 4$ mm koperbout. Die presiese afmetings van die resoneerdergeleiers word in Figure e.1 tot e.3 verskaf. Alle mates is in mm.

Al drie die geleiers word uit 'n soliede blok fosforbrons gedraai volgens die aangetoonde afmetings.



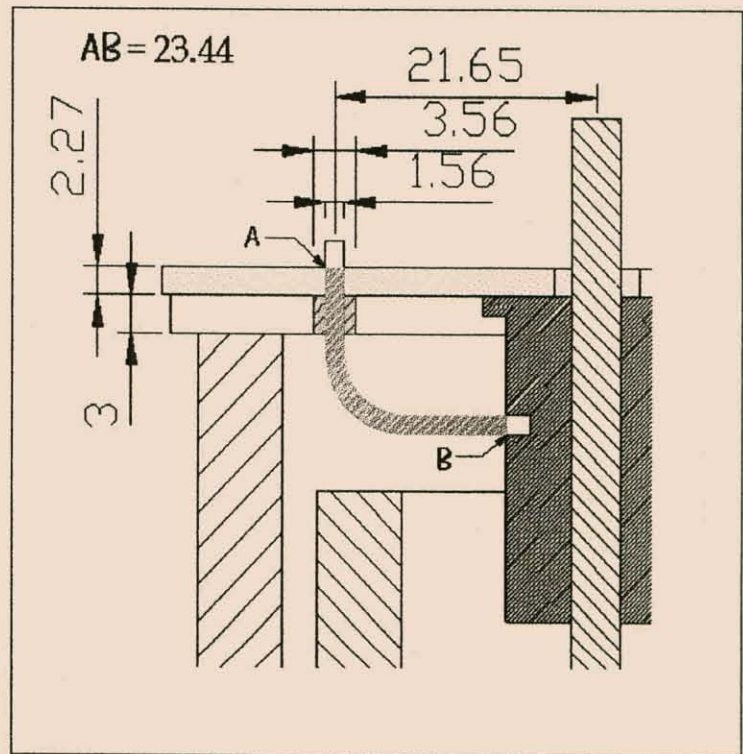
Figuur e.3 : Koppelingsgeleier van resoneerder

Die binne- en buitegeleier word op 'n brons voetplaat gemonteer met behulp van koperskroewe, terwyl goeie kontak verseker word deur silwer - epoksie. Die silwer - epoksie word ook aangebring tussen die voetstuk van die binnegeleier en buitegeleier se binnerand.

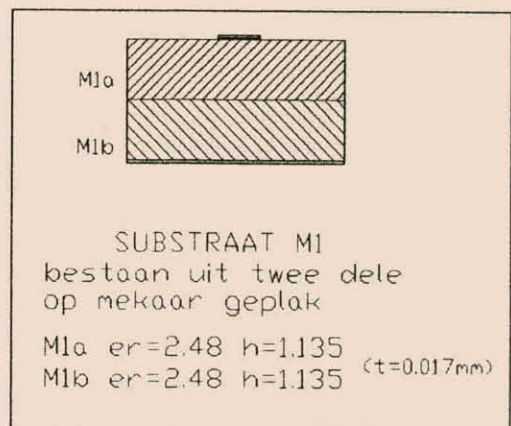
Die buitegeleier van die resoneerder word bedek deur 'n brons dekselplaat van 3mm dik met die koppelingsgeleier daarin versink. Verwys na Figuur e.4 waar die uitleg diagrammaties verduidelik word. Weereens word die dekselplaat aan die binnegeleier deur versinkte koperskroewe vasgedraai met geleidende silwer - epoksie tussenin.

Die induktiewe geleier word gerealiseer deur 'n brons silinder met 'n deursnee van 1.56mm. Die

geleier dring deur die dekselplaat op 'n afstand van 21.65mm vanaf die middelpunt van die koppelingsgeleier. 'n Gat met 'n deursnee van 3.56mm word gemaak en gevul met 'n teflonwaster. Die waster het 'n deursnee van 3.56mm, dikte van 3mm en 'n gat in die middel van $\Phi 1.56$ mm waardeur die induktiewe geleier gaan. Die reguit lengte van die bronssilinder is 23.4mm. Die induktiewe geleier word in die koppelingsgeleier vasgesoldeer. Die posisie van die induktiewe geleier in die koppelingsgeleier is 7mm vanaf die onderrand van die dekselplaat tot die middelpunt van die geleierpunt. Die geleier word ingepas met 'n 90° - buiging sodat die bepaalde lengte vanaf die koppelingsgeleierwand tot aan die bokant van die substraat gerealiseer kan word, naamlik tussen punte A en B in die figuur.



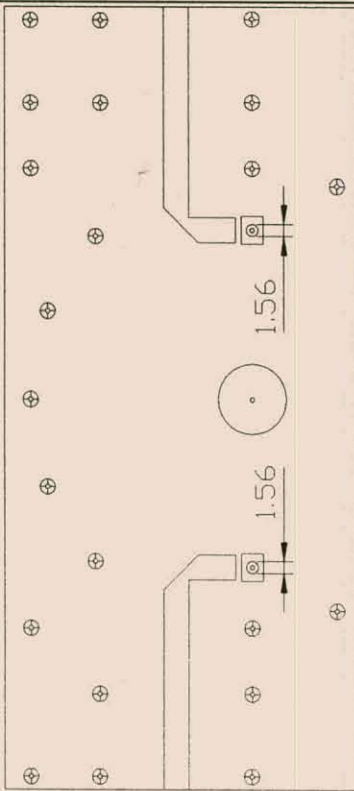
Figuur e.4 : Induktiewe geleiermontering



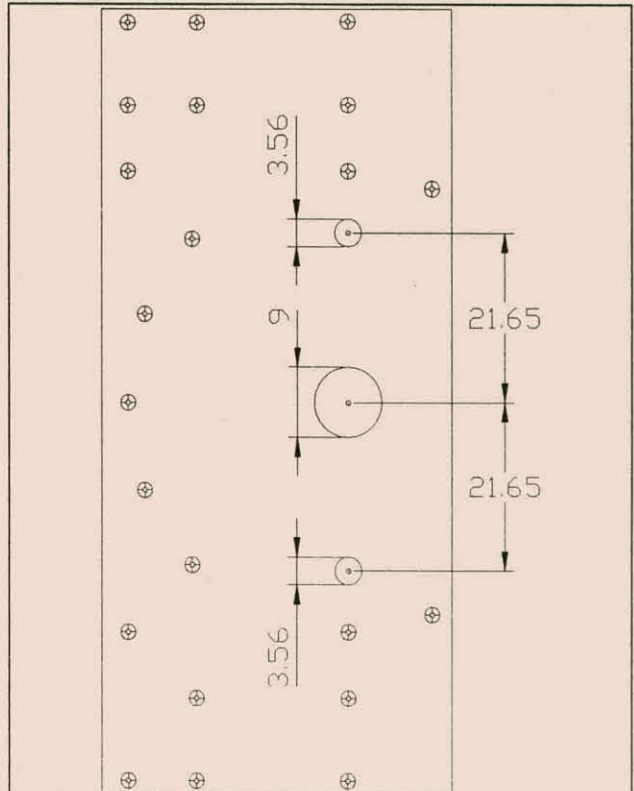
Die mikrostrooksubstraat word bo – op die dekselplaat gemonteer en met silwer - epoksie vasgeheg. Die mikrostrooksubstraat word opgebou uit twee substrate (elk met 'n hoogte van 1.135mm) wat opmekaar geplak word om 'n totale hoogte van 2.27mm te verseker. Die substraat het 'n permittiwiteit van 2.48. Hierdie beginsels word diagrammaties in die Figuur e.5 verduidelik.

e.2 fliterbloktoetsbaan

Die koppelingsgeleier word in die dekselplaat versink en slegs die koppellen sal deur die substraat dring. Verder word die induktiewe geleiers deur $\Phi 1.56\text{mm}$ gate deur die substraat na die boonste mikrostrooklyne gevoer. Die geleiers word hier op mikrostrookkontakblokkies vasgesoldeer en via skyfiekapasitore aan die mikrostrooklyne verbind. Die boonste - en grondvlakuitleg van die mikrostrooksubstraat word in Figuur e.6 en e.7 getoon.



Figuur e.6 : Boonste vlak van mikrostrooksubstraat



Figuur e.7 : Grondvlak van mikrostrooksubstraat

Ten slotte word SMA – konnektors by die mikrostrooklyne aangeheg met die binnegeleiers aan die lyne vasgesoldeer. Die skede van die konnektors word aan die grondvlak van die substraat vasgesoldeer en aan die dekselplaat vasgeskroef om stabiliteit te verskaf.

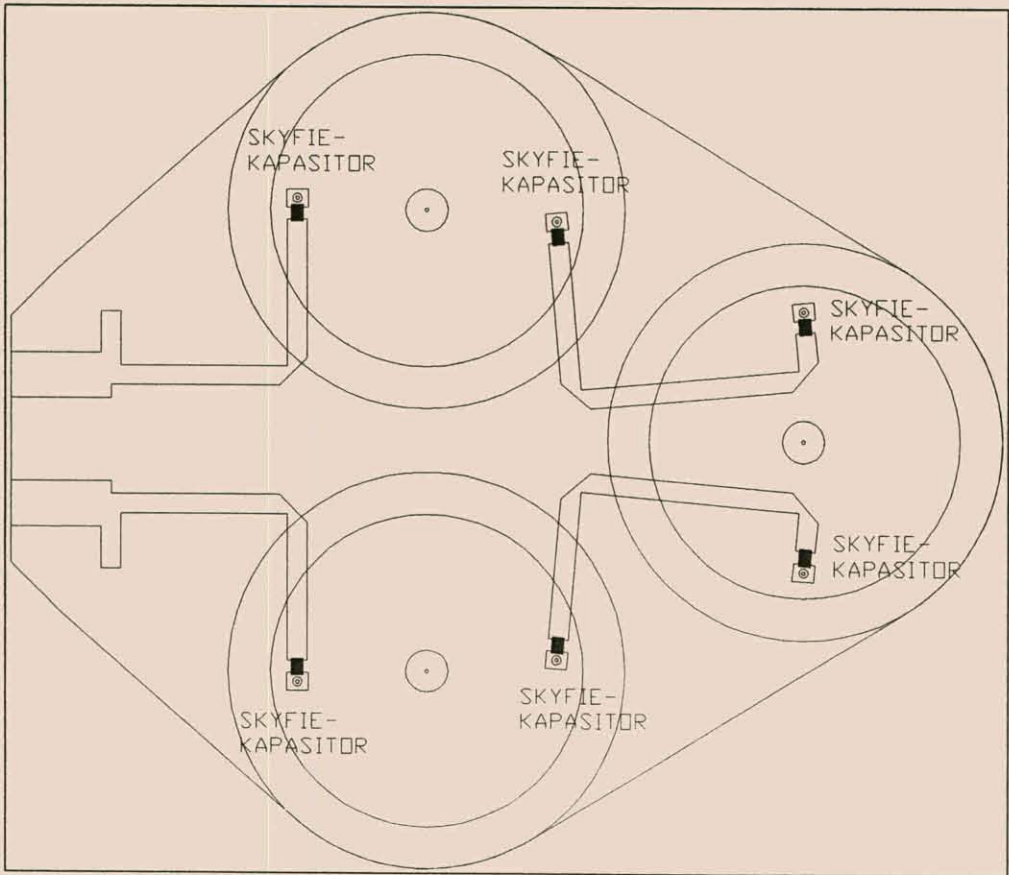


bylaag f

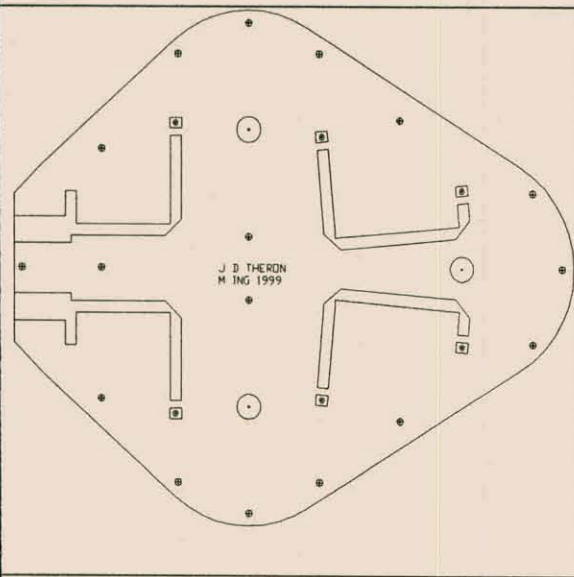
f.1 resoneerders

Die drie resoneerders van die filter word op dieselfde manier vervaardig as dié wat in die filterbloktoetsbaan gebruik is. Montering van elke individuele resoneerder geskied verder ook op dieselfde manier as die resoneerder van die filterbloktoetsbaan. Verwys na afdeling E.1 van Bylaag E waar die montering en vervaardiging van die resoneerders breedvoerig bespreek word.

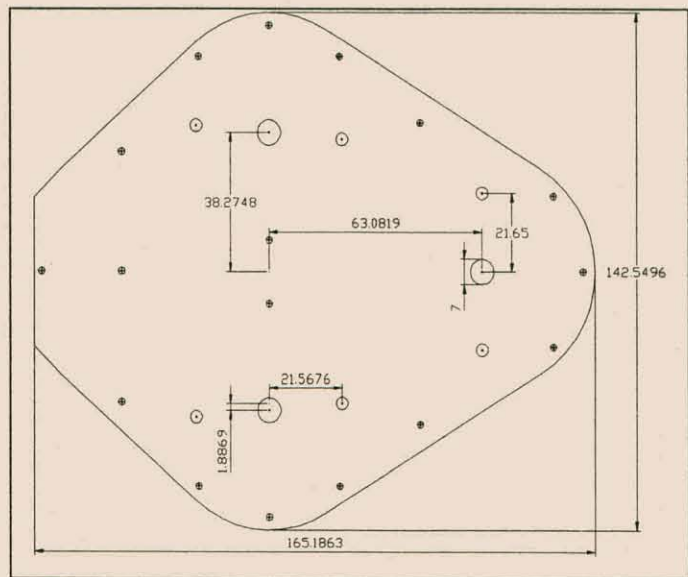
f.1 totale filter



Figuur f.1 : Diagrammatiese voorstelling van bo-aansig van filter



Figuur f.2 Boonste vlak van filtersubstraat



Figuur f.3 Grondvlak van filtersubstraat

In Figuur f.4 word 'n driagrammatiese voorstelling van die totale filter gegee. Die koppelpen en induktiewe geleiers dring deur die substraat terwyl die geleiers op mikrostrookkontakblokkies vasgesoldeer word. Die skyfiekapasitore word aangebring tussen die kontakblokkies en die mikrostroonklyne. Die mikrostrooksubstraat word weereens opgebou uit twee substrate en het 'n totale hoogte van 2.27mm met $\epsilon_r = 2.48$. SMA – konnektors word aan die rand van die substraat by die mikrostrooklyne aangeheg met die binnegeleiers aan die lyne vasgesoldeer. Die skede van die konnektors word aan die grondvlak van die substraat vasgesoldeer en aan die dekselplaat vasgeskroef om stabiliteit te verskaf.

Die boonste- en grondvlak van die mikrostrooksubstraat word onderskeidelik in Figure f.2 en f.3 getoon.