

**KOMPAKTE LAE-VERLIES DIPLEKSER MET GESTAPTE
TRANSMISSIELYN RESONEERDER**



Tesis ingelewer ter gedeeltelike voldoening aan die vereistes vir die graad van Magister in die Elektroniese Ingenieurswese aan die Universiteit van Stellenbosch.

Studieleier: Professor P.W. van der Walt

November 1993

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.


L.W. ANTHONISSEN

23 November 1993

DATUM

OPSOMMING

Die ontwerp van 'n nouband UHF-diplekser behels 'n ingewikkelde netwerksintese probleem. Weens die kompleksiteit van die sintese-probleem, veral die dipleksing van twee seinpaaie om 'n driepoortnetwerk te vorm, is konvensionele eksakte benaderings selde voldoende. Die huidige ontwikkeling op die gebied van rekenaargesteuende netwerkoptimering vergemaklik 'n sinteseproses waarvolgens 'n benaderde stel elementwaardes gebruik word om 'n eksakte netwerk deur optimering te verkry.

Konvensionele UHF-resoneerders is ondersoek vir meganiese stabiliteit, verliese en implementeerbaarheid. Die gevolg hiervan is die bekendstelling van 'n koaksiale resoneerder wat twee modusse van resonansie ondersteun. 'n Netwerksintese benadering word aangebied waarvolgens resoneerders in 'n gekoppelde resoneerder banddeurlaatprototipe vervang word met aangepaste resoneerders geskik vir implementering in 'n koaksiale struktuur. Die resultaat is 'n filter van kompakte afmetings met besonder goeie verswakkingseienskappe naby die deurlaatband.

'n Benaderde model vir die verliese in 'n gestapte transmissielyn struktuur is ontwikkel. Hierdie benadering is geverifieer met die resultate van 'n praktiese opmeting. 'n Kompakte nouband filter is geïmplementeer. Praktiese resultate word ingesluit.

ABSTRACT

The design of a compact narrowband UHF diplexer involves a complicated network synthesis problem. The complexity of the synthesis problem, in particular the diplexing of two signal paths to achieve a three port network, renders conventional exact approximations insufficient. Recent advances in computer aided network optimization facilitates a synthesis procedure whereby an approximate set of element values can be optimized to achieve an exact network.

Conventional UHF resonators were assessed for mechanical stability, low losses and ease of implementation. This resulted in the development of a coaxial resonator that supports two modes of resonance. An approximate synthesis procedure is presented whereby resonators in a coupled resonator bandpass prototype are replaced by modified resonators suitable for implementation in a coaxial structure. The resultant filter is of compact dimensions with exceptional attenuation characteristics near the passband.

An approximate model was developed for the losses in a stepped transmission line resonator. This approximation was verified by practical measurements. A compact narrowband filter was implemented. The results of practical measurements are included.

DANKBETUIGING

Ek spreek my dank uit teenoor my studieleier vir sy bereidwilligheid om sy tyd tot my beskikking te stel. Sy professionele leiding was deurslaggewend om 'n welgestruktureerde werkstuk aan te bied. Ek heg groot waarde aan sy entoesiasme vir die projek.

Ek is mnr. T. Coates van SED dank verskuldig vir sy insig wat hy met my gedeel het. Spesiale dank aan mnr. W. Croukamp vir sy bereidwilligheid en entoesiasme om die hersiene ontwerp binne 'n kort tydperk te implementeer. Sy konstruksiewerk getuig van uitstaande vakmanskap.

INHOUDSOPGAWE

	PP.
HOOFSUK 1 INLEIDING	1
HOOFSUK 2 ONTWERPSTRATEGIE	
2.1 Inleiding	4
2.2 Stelselspesifikasie	4
2.3 Bandstopbenadering	4
2.4 Banddeurlaatbenadering	6
2.5 Resoneerdertopologie	8
2.6 Vergelyking van UHF-Resoneerders	10
2.7 Resoneerderimplementering	12
2.8 Opsomming	13
HOOFSUK 3 SENDERFILTER	
3.1 Inleiding	14
3.2 Gekoppelde Resoneerder Banddeurlaatprototipe	16
3.3 Implementering van Dipoolresoneerders	20
3.3.1 Oopsluitmodus	20
3.3.2 Kortsluitmodus	21
3.3.3 Afgeleide van Susseptansiekurwe	21
3.4 Skalering na Praktiese Induktorwaarde	24
3.5 Verstelling van Deurlaatband en Aanpassing	25
3.6 Optimering	27
3.7 Voorwaardes op Fisiese Realisering	27
3.8 Opsomming	30

HOOFSTUK 4 ONTVANGERFILTER

4.1 Inleiding	33
4.2 Transformasie van Senderfilter	33
4.3 Transformasie van Dipoolnetwerke	35
4.4 Impedansie-Aanpassing	37
4.5 Voorwaardes op Fisiese Realisering	38
4.6 Finale Filternetwerk	41
4.7 Opsomming	42

HOOFSTUK 5 DIPLEKSERING

5.1 Inleiding	44
5.2 Impedansie-Eienskappe van Filternetwerke	45
5.3 Diplekseringsnetwerk	45
5.4 Optimering	46

HOOFSTUK 6 RESONEERDERKARAKTERISERING

6.1 Inleiding	50
6.2 Implementering	50
6.3 Diskontinuiteite	51
6.3.1 Modelling	51
6.3.2 Akkuraatheid	53
6.4 Puntelementekwivalensie	54
6.4.1 Koppelkapasitansie	55
6.4.2 Kapasitansie van Nwe Resoneerder	56
6.4.3 Induktansie van Nwe Resoneerder	58

6.5 Q-Faktor Berekening	58
6.5.1 Stroomverspreiding	59
6.5.2 Energie Gestoor in Transmissielyne	62
6.5.3 Drywing Verkwis in Transmissielyne	64
6.5.4 Drywing Verkwis in Diskontinue Trap	67
6.5.5 Drywing Verkwis in Kortsluiting	68
6.6 Oorsig van Energiemodel	69
6.6 Opsomming	73

HOOFSTUK 7 IMPLEMENTERING

7.1 Inleiding	74
7.2 Modelling van Fisiese Struktuur vir Rekenaarsimulasie	75
7.2.1 Afmetings	75
7.2.2 Netwerkmodel	77
7.2.3 Verliesmodel	77
7.2.4 Q-Faktor Modelling	79
7.2.5 Verliesbydraes van Afsonderlike Resoneerderonderdele	80
7.3 Finale Filter	80
7.4 Berekende Weergawe	81
7.5 Voorwaardes op Maksimum Drywing	82
7.6 Konstruksie	83
7.7 Opsomming	84

HOOFSTUK 8 RESULTATE

8.1 Inleiding	85
8.2 Q-Faktor Meting	85
8.2.1 Opstelling	86
8.2.2 Bespreking van Praktiese Resultate	87

8.3	Filterweergawe	88
8.3.1	Opstelling	88
8.3.2	Instemproses	88
8.3.3	Bespreking van Praktiese Resultate	88
8.4	Opsomming	90
HOOFSTUK 9 GEVOLGTREKKINGS EN AANBEVELINGS		96
BYLAE A	DIPOOLTRANSFORMASIE VAN TIPE I EN TIPE II	100
BYLAE B	DIPOOLTRANSFORMASIE VAN TIPE III EN TIPE IV	105
BYLAE C	TRANSFORMASIE-EIENSKAPPE VAN VERALGEMEENDE IMPEDANSIE-OMSETTER	110
BYLAE D	EKWIVALENSIE TUSSEN NEWE RESONEERDER EN VOORGESTELDE DIPOOLRESONEERDER	112
BYLAE E	SERIE-NEWE EKWIVALENSIE VIR KAPASITIEWE AANPASNETWERK	116
BYLAE F	LENGTE VAN TRANSMISSIELYN VIR IMPEDANSIE- TRANSFORMASIE	118
BYLAE G	VERLIESFAKTOR VAN LAE-VERLIES LUGGEVULDE TRANSMISSIELYN	121
BYLAE H	PROGRAMLYSTINGS	124
BYLAE I	VERVAARDIGINGSTEKENE	130

BYLAE J	ELEMENTWAARDES VIR NETWERKTRANSFORMASIES VAN SENDERFILTER	133
BYLAE K	ELEMENTWAARDES VIR NETWERKTRANSFORMASIES VAN ONTVANGERFILTER	138
VERWYSINGS		141

Hoofstuk 1

Inleiding

Die ondersoek vervat in hierdie werkstuk spruit uit 'n behoefte om beide 'n sender en ontvanger met dieselfde antenne te verbind terwyl goeie isolasie tussen die sender- en ontvangerpoort gehandhaaf word. Omdat die sender en ontvanger in frekwensie gespasieer word, is dit moontlik om hierdie spesifikasies met 'n *tweepad frekwensienetwerk* te bevredig. Vandaar die benaming *diplekser* vir 'n elektriese netwerk wat aan hierdie vereistes voldoen. Vanuit die probleemformulering is dit duidelik dat die struktuur met twee frekwensiegebied-filters gerealiseer kan word waarvan die stopband van die een ooreenstem met die deurlaatband van die ander.

Die ontwerp van 'n nouband diplekser behels 'n ingewikkelde netwerksintese benadering. Beide 'n sender- en ontvangerfilter moet gerealiseer word wat eienskappe besit wat dipleksering sal vergemaklik. Rekenaargesteuende netwerkoptimering stel die ontwerper in staat om 'n benaderde netwerktopologie te optimeer ten einde spesifikasies te bevredig.

Netwerkoptimering is van besonder groot waarde by die ontwerp van 'n diplekseringsnetwerk wat die uitreepoorte van twee filters verbind om 'n driepoortnetwerk te vorm. Konvensionele benaderingstegnieke is wel nuttig tydens die konsepontwerpstadium wanneer 'n geskikte struktuur voorgestel word, maar kan selde die waardes van die netwerkelemente presies bepaal. Optimering word ingespan om die voorgestelde struktuur aan te pas by die uitree-eienskappe van die sender- en ontvangerfilter.

In die volgende hoofstuk word 'n ondersoek geloods na twee onafhanklike ontwerpbenaderinge. Die eerste benadering is uitsluitlik geskik vir toepassings waar die kanaalbandwydte besonder nou is. Die tweede benadering berus op die implementering van 'n resoneerder wat twee modusse van resonansie ondersteun. Op hierdie manier word 'n filtertopologie ontwikkel wat besonder goeie verswakkingseienskappe naby die deurlaatband vertoon.

Daar word gepoog om 'n resonansie-element te ontwikkel wat as bousteen in 'n lae-verlies nouband filter kan dien. As vertrekpunt word die volgende vereistes aan die resoneerder gestel:

- *Lae Verliese*
- *Meganiese Stabiliteit*
- *Eenvoudige Vervaardiging*
- *Verstelbaarheid*

Ten einde 'n optimale resoneerder te ontwikkel, is 'n ondersoek geloods na die geskiktheid van bestaande UHF-resoneerders. 'n Gestapte transmissielyn resoneerder met kapasitiewe koppeling is ontwikkel vir implementering in 'n senderfilter. 'n Resoneerder met 'n getapte gestapte transmissielyn word in 'n ontvangerfilter aangewend.

Hierna (Hoofstuk 3) volg die bekendstelling van 'n benadering waarvolgens die resoneerders in 'n gekoppelde resoneerder banddeurlaatprototipe vervang word met gewysigde resoneerders wat twee modusse van resonansie ondersteun, nl. 'n oopsluit- en 'n kortsluitmodus. Sodoende kan eienskappe van beide die stopband en die deurlaatband in een resoneerder vervat word. Die netwerktopologie van die ontvangerfilter word van die senderfilter afgelei deur 'n stel netwerktransformasies (Hoofstuk 4). Dipleksering word in die daaropvolgende hoofstuk bespreek (Hoofstuk 5).

Eksakte berekeninge met inagneming van die fisiese eienskappe van die koaksiale struktuur lei tot ekwivalensie tussen 'n koaksiale resoneerder en 'n puntelementtopologie. 'n Benadering word gemaak om 'n model te ontwikkel wat die gehaltfaktor (Q-faktor) van die resoneerder voorspel (Hoofstuk 6). 'n Praktiese ondersoek is gedoen om die resultate van die modellering te verifieer.

In die volgende hoofstuk (Hoofstuk 7) word aandag geskenk aan die implementering van die finale filterstruktuur. Netwerkmodelle vir rekenaarsimulasie word bekendgestel. 'n Filterstruktuur is gekonstrueer en word gekarakteriseer deur 'n stel meetresultate (Hoofstuk 8).

Alle netwerksimulasie en optimering is uitgevoer met *Touchstone* *.

* EEsof Inc. USA, © 1983-1985

Alle programroetines is geskryf vir 386 - *MATLAB**.

* The Mathworks, Inc., © 1984-1989

Weergawe 3.5d

Filtersintese is uitgevoer met die program *Z-Plane Filter Synthesis* deur die Departement Elektroniese Ingenieurswese, Universiteit van Stellenbosch.

Analise van transmissielyne op mikrogolfsubstrate is uitgevoer met *Microstripline Analysis* deur dieselfde instelling.

Hoofstuk 2

Ontwerpstrategie

2.1 INLEIDING

Ten einde die ontwerpstrategie te motiveer, is meer as een dipleksertopologie ondersoek. Twee benaderings word bekendgestel. Die eerste benadering berus op die realisering van 'n stopband in die teenoorgestelde kanaal se deurlaatband sodat isolasie bewerkstellig word. Vandaar die verwysing na 'n *bandstopbenadering*. Die ander benadering, 'n *banddeurlaatbenadering*, berus op 'n banddeurlaatfilter met 'n stopbandspesifikasie vir die teenoorgestelde kanaal.

2.2 STELSELSPEKIFIKASIE

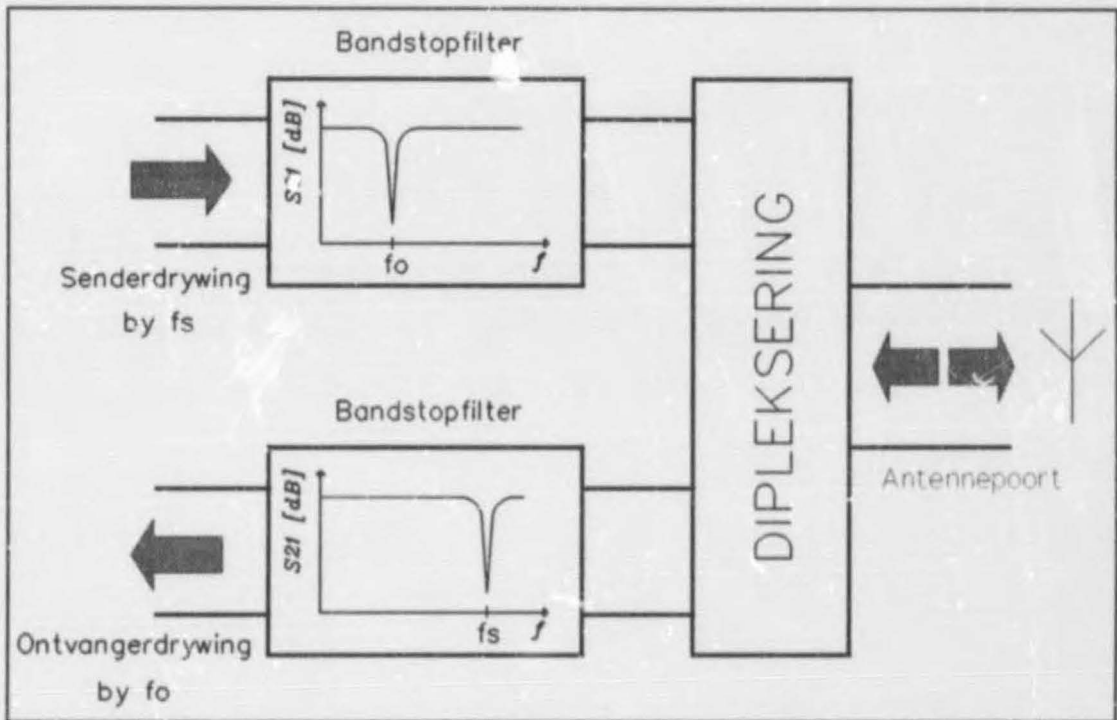
Die spesifikasies van 'n voorgestelde UHF-diplekser word in Tabel 2.1 aangetoon. Die nou spasiëring tussen die send- en ontvangkanaal word gemotiveer deur 'n behoefte om beide 'n sender en ontvanger vanaf dieselfde antenne te bedryf. Hierdie vereiste is dikwels die resultaat van 'n beperking op ruimtelike benutting soos in die geval van motorvoertuie of mikro-satelliete. Twee antennes sou bloot onprakties wees. Die nou kanaalspasiëring verseker volgehoue werkverrigting van die antenne oor albei kanale.

TABEL 2.1 DIPLEKERSPEKIFIKASIES VIR MOBIELE KOMMUNIKASIESTELSEL		
	SENDER	ONTVANGER
FREKWENSIEBAND	467-469 MHz	457-459 MHz
MAKSIMUM DRYWING	25 W	100 mW
ISOLASIE	65dB (min.)	70dB (min.)
INSETVERLIES	2dB (maks.)	2dB (maks.)
IMPEDANSIEVLAK	50Ω	50Ω

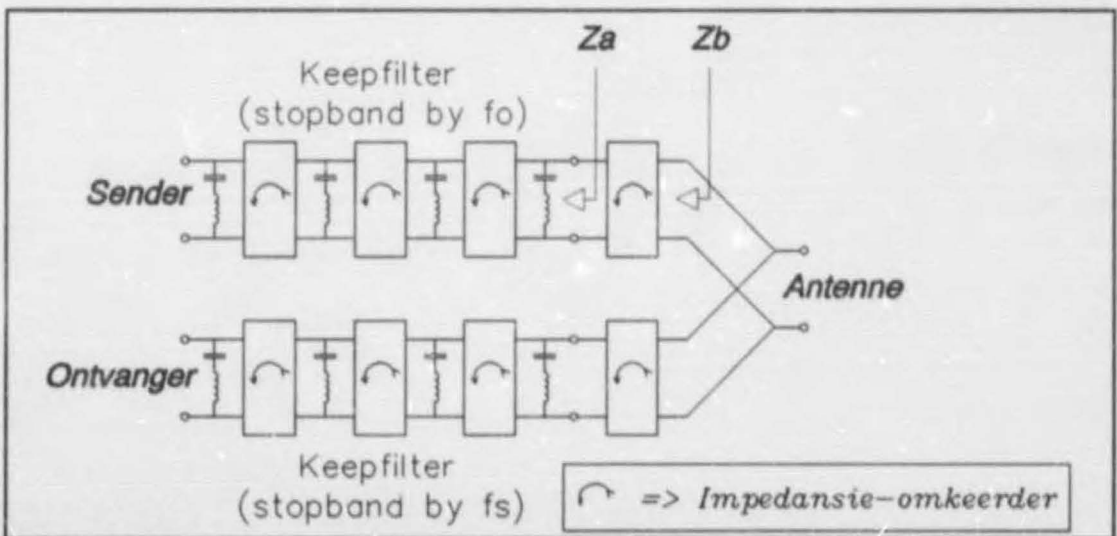
2.3 BANDSTOPBENADERING

Hierdie benadering word diagrammaties in fig. 2.1 aangetoon. Dipleksing berus op implementering van 'n topologie soos aangetoon in fig. 2.2. Vir toepassings waar die kanaalbandwydte nie van belang is nie, word die resonante kringe van elke filter by die

senterfrequentie van die teenoorgestelde kanaal ingestel.



Figuur 2.1 Diagrammatiese Voorstelling van Nouband Bandstopbenadering

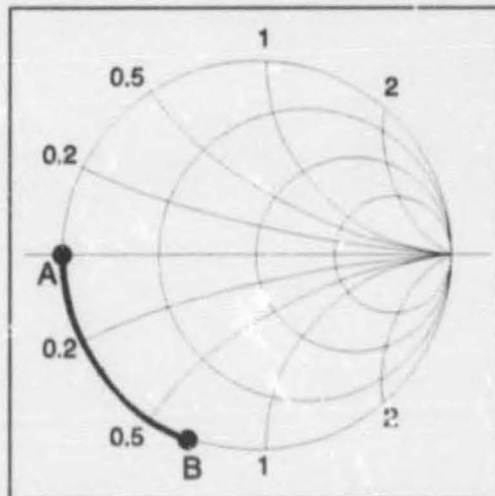


Figuur 2.2 Gekoppelde Resoneerder Bandstopfilter

Die impedansie-omkeeders in fig. (2.2) kan by UHF-frekwensies met opgerolde transmissielyste geïmplementeer word. By die senterfrequentie van die stopband-keep vertoon elke resoneerder zero impedansie en is die intree-impedansie van die filter by Z_a 'n kortsluiting. Die kortsluiting transformeer deur die impedansie-omkeerder na 'n

oopsluiting by Z_0 , wat geen invloed het op die deurlaatband van die ander kanaal nie. Indien die sender- en ontvangerbandwydte nie met 'n keepfilter-benadering behaal kan word nie, kan die resonante kringe nie bloot verstel word om 'n wyer stopband te verkry nie. Indien hierdie benadering gevolg sou word, sal al die resonante kringe nie meer zero impedansie by dieselfde frekwensie vertoon nie. Transformasie deur die impedansie-omsetters van die filter het 'n impedansieverloop vir Z_a soos aangetoon in fig. 2.3 tot gevolg. Hierdie impedansieverloop kon nie deur optimering aangepas word na 'n oopsluiting by Z_0 nie. Dipleksering kon nie bewerkstellig word nie.

'n Bandstopbenadering met gekoppelde resonante kringe verseker wel vereenvoudigde implementering, maar kon nie die eindige kanaalbandwydte spesifikasie van die voorgestelde diplekser (Tabel 2.1) behaal nie.

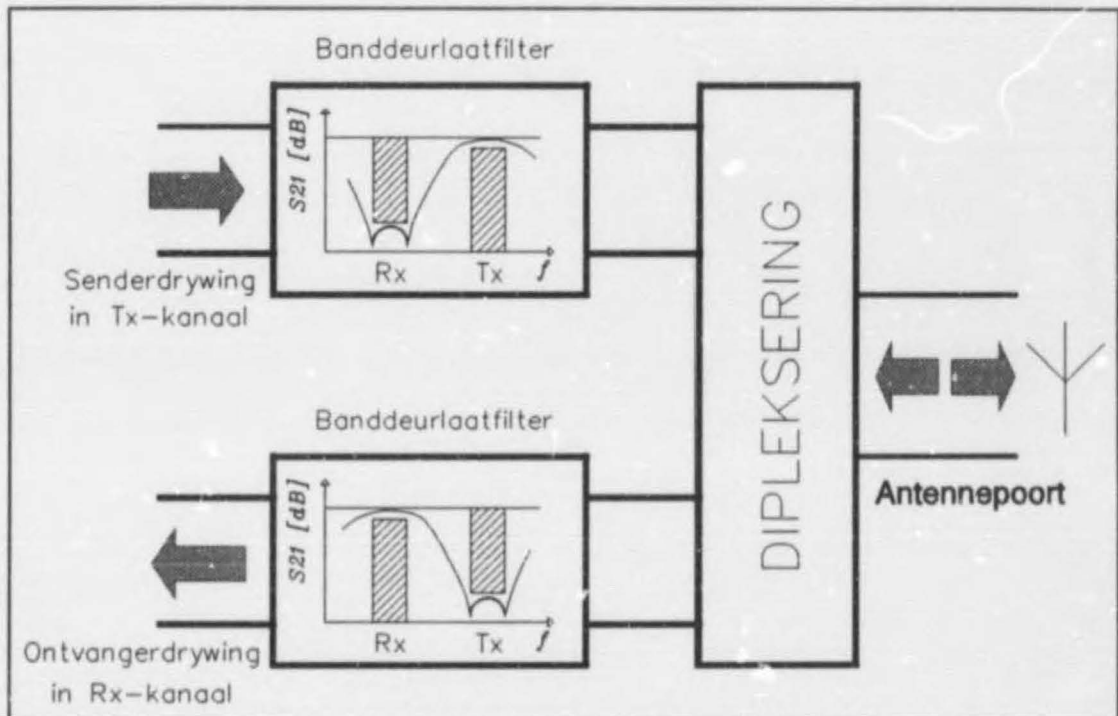


Figuur 2.3 Voorstelling van Impedansieverloop by Z_a in Stopband

2.4 BANDDEURLAATBENADERING

Die resultaat van 'n ondersoek na 'n geskikte diplekser-topologie het daarop gelei dat die spesifikasies soos uiteengesit in Tabel 2.1 slegs bevredig kon word indien 'n benadering verwant aan die voorstel in fig. 2.4 gerealiseer word. Stelselspesifikasie vereis 'n noue band lae-verlies banddeurlaatfilter met 'n stopband in die deurlaatband van die aangrensende kanaal.

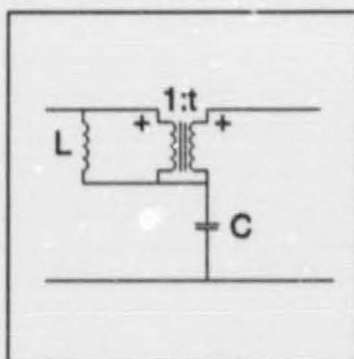
'n Agste orde Chebychev-banddeurlaatprototipe met alle transmissiezero's by zero- en



Figuur 2.4 Diagrammatiese Voorstelling van Banddeurlaatbenadering

oneindige frekwensie word benodig om die spesifikasies van tabel 2.1 te bevredig. Hierdie benadering is besonder sensitief vir numeriese akkuraatheid. Selfs met gevorderde z-vlak sintese programmatuur kon geen netwerk gesintetiseer word nie. Konvensionele elliptiese benaderingsfunksies het ingewikkelde netwerktopologieë tot gevolg wat nie eenvoudig implementeer kan word nie. Hierdie verskynsel word toegeskryf aan die kanonieke implementering van 'n eindige transmissiezero.

Transmissiezero's op die imaginêre as word geïmplementeer met die Brune-seksie wat in fig. (2.5) aangetoon word [1]. Ekwivalente leernetwerke bestaan wel, maar bevat gewoonlik negatiewe elemente wat in aangrensende strukture geabsorbeer moet word.



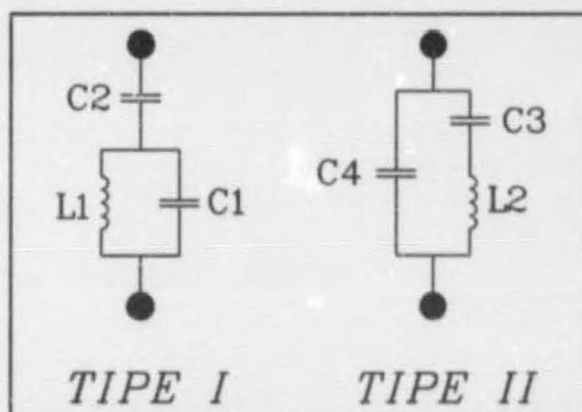
Figuur 2.5 Brune-Seksie

2.5 RESONEERDERTOPOLOGIE

Die fundamentele boustene vir banddeurlaatfilters in die UHF-frekwensiedomein is nie diskrete elemente nie, maar resonante strukture. Gedraaide induktore word selde gebruik weens die hoë verspreide kapasitansie wat met hierdie implementering geassosieer word. Boonop vereis filterimplementerings dikwels dat aangrensende induktore afgeskerm word. Die teenwoordigheid van 'n afskermingstruktuur in die omgewing van 'n gedraaide induktor beïnvloed die Q-faktor nadelig [2].

Die voorafgaande bespreking, sowel as 'n beperking op effektiewe ruimtelike benutting, motiveer die bekendstelling van 'n dipoolresoneerdertopologie. Die voorgestelde topologie ondersteun twee modusse van resonansie en vergemaklik die implementering van beide modusse in een fisies implementeerbare resonante struktuur.

Die dipoolresoneerder wat in fig. (2.6) aangetoon word, is geskik vir implementering in 'n filter met 'n stopband by 'n laer frekwensie as die deurlaatband.

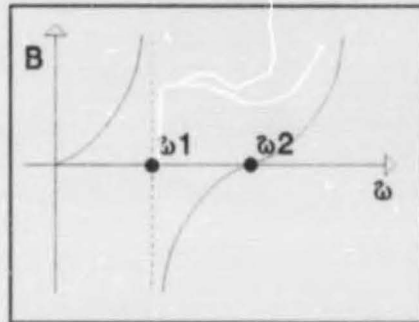


Figuur 2.6 Dipoolresoneerder vir Filter met Stopband laer as Deurlaatband

Die netwerke in die vorige figuur is ekwivalent. Die ekwivalensie en resonante frekwensies word in Bylae A bereken. Grafiese voorstelling van die susseptansieverloop (fig. 2.7) vir die resoneerders identifiseer twee modusse van resonansie:

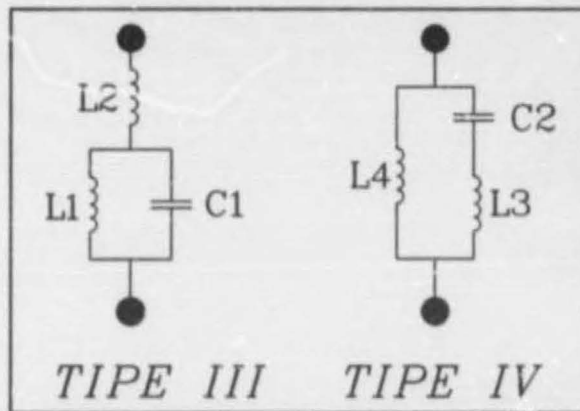
$$\text{Kortsluitmodus: } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1(C_1+C_2)}} = \frac{1}{\sqrt{L_2C_3}} \quad (2.1)$$

Oopsluitmodus:
$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \sqrt{\frac{C_3 + C_4}{L_2 C_3 C_4}} \quad (2.2)$$



Figuur 2.7 Susseptansieverloop vir Tipe I en Tipe II

Implementering van 'n filter met 'n stopband by 'n hoër frekwensie as die deurlaatband vereis 'n dipoolresoneerder soos aangetoon in fig. (2.8):

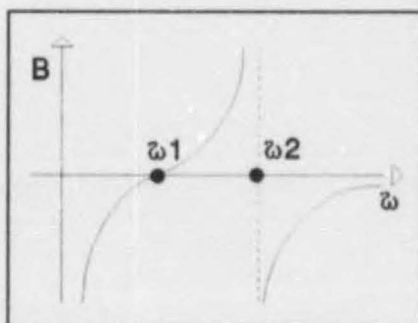


Figuur 2.8 Dipoolresoneerder vir Filter met Stopband hoër as Deurlaatband

Die netwerke in die vorige figuur is ook ekwivalent. Die ekwivalensie en alle resonante frekwensies word in Bylae B bereken. Grafiese voorstelling van die susseptansieverloop (fig. 2.9) vir die resoneerders identifiseer twee modusse van resonansie:

Oopsluitmodus:
$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{C_2(L_3 + L_4)}} \quad (2.3)$$

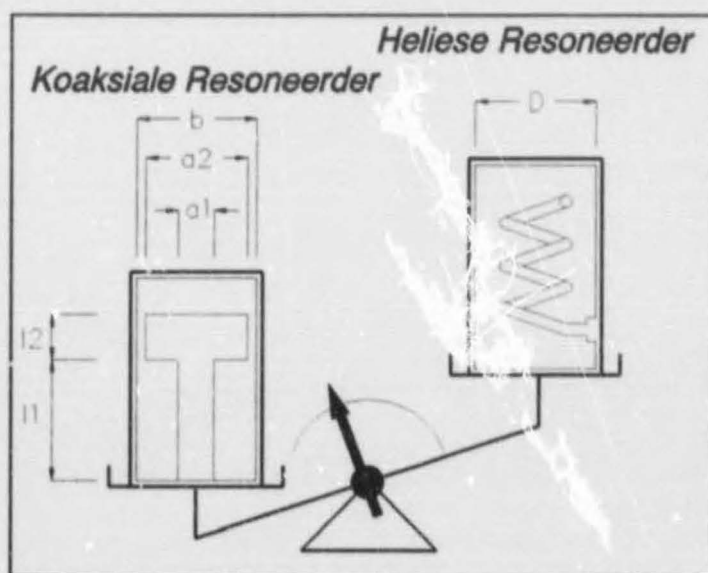
Kortsluitmodus:
$$\omega_2 = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1} \frac{1}{\sqrt{L_3 C_2}}} \quad (2.4)$$



Figuur 2.9 Susseptansieverloop vir Tipe III en Tipe IV

2.6 VERGELYKING VAN UHF-RESONEERDERS

Die keuse van 'n resoneerder vir fisiese implementering is gedoen aan die hand van 'n vergelyking van die eienskappe van konvensionele resoneerders. Die voorgestelde koaksiale resoneerder word geïmplementeer deur 'n gestapte transmissielyn binne 'n silindriese omhulsel. 'n Gedraaide heliks vervang die sentergeleier om 'n heliese resoneerder te realiseer. Beide resoneerders en relevante afmetings word in fig. (2.10) aangetoon.



Figuur 2.10 Vergelykende Afmetings vir Heliese en Koaksiale Resoneerder

Die Q-faktor van 'n koper heliese resoneerder in 'n silindervormige omhulsel word deur die volgende verband gegee [3]:

$$Q \approx 1.97D\sqrt{f_0} \quad (2.5)$$

Die diameter van die omhulsel, D , word in millimeter aangegee en die resonante frekwensie, f_0 , se eenheid is megahertz.

Die Q-faktor van die koaksiale resoneerder in die vergelyking van Tabel 2.2 is bereken volgens die metode wat in Hoofstuk 6 aangebied word. 'n Resoneerder met hierdie afmetings is geïmplementeer in 'n nouband filterstruktuur wat in Hoofstuk 7 bespreek word. Die verband in verg. (2.5) is slegs afhanklik van die resonante frekwensie en die binnediameter van die heliese resoneerder. Om hierdie rede word slegs hierdie parameters gebruik as verwysing vir die vergelyking van die twee resoneerders. Die resultate van Tabel 2.2 dui daarop dat die koaksiale resoneerder gunstiger verlieseienskappe besit. Indien die sentergeleier van geelkoper gemaak sou word, blyk dit dat die koaksiale resoneerder steeds 'n Q-faktor vertoon wat gunstig vergelyk met 'n heliese resoneerder wat heeltemal van koper vervaardig is.

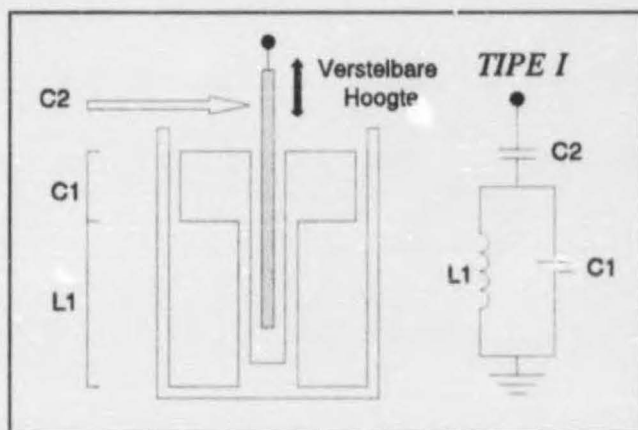
TABEL 2.2 TEORETIESE Q-FAKTORE VIR RESONANSIE BY 506.5MHz			
RESONEERDER	MATERIAAL	AFMETINGS	Q
Helies	Koper	$D=39\text{mm}$	1730
Koaksiaal	Koper	$b=39\text{mm}$ $a_1=10.8\text{mm}$, $a_2=35\text{mm}$ $l_1=36.5\text{mm}$, $l_2=14.6\text{mm}$	2800
Koaksiaal	Sentergeleier → Geelkoper Omhulsel → Koper	Ditto	1600

Die koaksiale resoneerder is 'n meganiese robuuste struktuur. Die heliese struktuur van die heliese resoneerder moet ondersteun word om dit te verstewig. Materiale met goeie verlieseienskappe moet vir hierdie doel aangewend word. Dit is egter onvermydelik dat die ondersteuningstruktuur die Q-faktor verder sal verswak.

Die uitstaande verlieseienskappe, meganiese stabiliteit en eenvoudige implementering van die koaksiale resoneerder maak dit besonder geskik vir implementering in 'n filterstruktuur.

2.7 RESONEERDERIMPLEMENTERING

Die voorgestelde struktuur vir implementering van die senderresoneerder word in fig. (2.11) aangetoon. 'n Gestapte transmissielyn resoneerder word gewysig deur 'n verstelbare koppelstruktuur aan te bring. Hierdie struktuur is 'n koaksiale transmissielyn wat 'n verstelbare sentergeleier bevat. Die kapasitiewe inkoppeling word verstel deur die diepte van penetrasie te varieer.



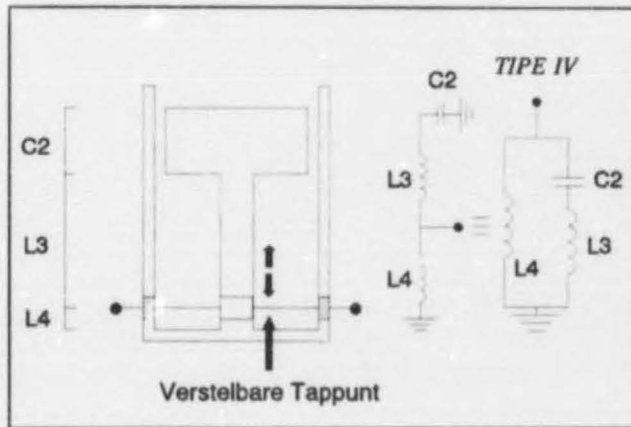
Figuur 2.11 Implementering van Senderresoneerder

Implementering van 'n ontvangerresoneerder berus op 'n struktuur soos aangetoon in fig. (2.12). 'n Gestapte gestapte transmissielyn word ingespan om 'n dipoolnetwerk van tipe IV te implementeer. 'n Kortgeslote transmissielyn word getap om die induktorpaar bestaande uit L_3 en L_4 te realiseer.

Oordeelkundige keuse van die induktiewe elemente van beide resoneerders lei tot 'n struktuur met identiese afmetings vir die kortgeslote transmissielyn. Dit word bewerkstellig deur die induktansies te kies sodat die volgende voorwaarde bevredig word:

$$L_1 = L_3 + L_4 \quad (2.6)$$

Hierdie benadering hou subtiële implikasies vir diplekser implementering in.



Figuur 2.12 Implementering van Ontvangerresoneerder

Die afmetings van die transmissielyne is afhanklik van die frekwensie waar die ekwivalensie met 'n puntelementmodel bevestig word. Indien die sender- en ontvanger v \hat{e} r gespasieer is, moet korreksie aangebring word om te vergoed vir die verskil in totale lengte van die kortgeslote transmissielyn.

2.8 OVSOMMING

Die spesifikasies van die dipolekser is vasgestel. 'n Netwerk gebaseer op twee banddeurlaatfilters is voorgestel. Dipoolresoneerders word ingespan om 'n resoneerder voor te stel wat met geringe wysiging geskik is vir implementering in beide 'n sender- en ontvangerfilter. Vergelyking van konvensionele UHF-resoneerders dui daarop dat 'n gestapte transmissielyn resoneerder by uitstek geskik is vir fisiese implementering. Hierdie resoneerder het goeie meganiese eienskappe en vertoon besonder lae verliese.

Hoofstuk 3

Senderfilter

3.1 INLEIDING

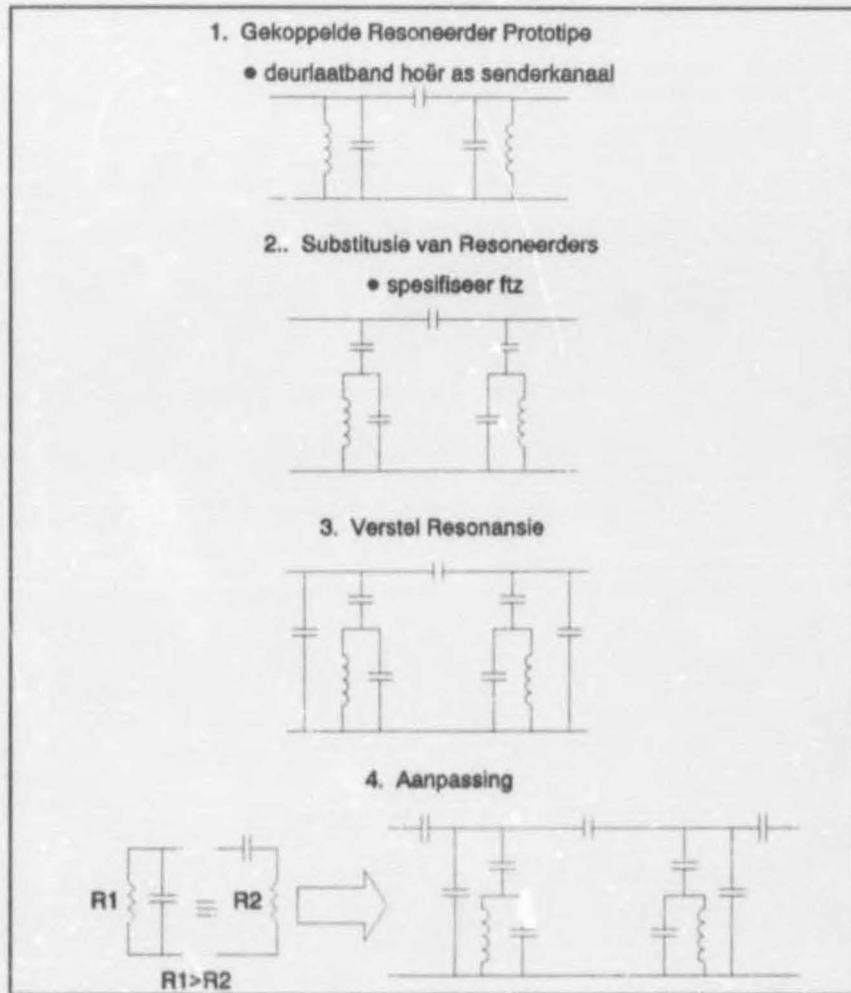
Hierdie afdeling het ten doel die bekendstelling van 'n metode waarmee 'n nouband senderfilter deur 'n stel netwerktransformasies en optimering vanaf 'n gekoppelde resoneerder banddeurlaatprototipe ontwerp kan word. Konvensionele LC-resoneerders word deur transformasie met dipoolresoneerders vervang ten einde die verswakkingseienskappe van die netwerk te verbeter.

Die benaderde sinteseproses dien bloot om die finale netwerktopologie te motiveer. Die benadering is kru en die elementwaardes van die finale netwerk berus by netwerkoptimering.

Die koaksiale resoneerder wat in fig. 2.11 aangebied word, dien as fundamentele bousteen vir die senderfilter. Om hierdie rede word die benaderingsproses geïnisieer deur die vasstelling van die resoneerderspesifikasies.

Die benaderde sinteseproses word diagrammies in fig. (3.1) aangetoon. 'n Gekoppelde resoneerder banddeurlaatprototipe word gekies om 'n deurlaatband by hoër senterfrekwensie as die senderkanaal te hê. Substitusie van die parallelle resoneerders met die voorgestelde dipoolresoneerders lei na 'n filter met goeie verswakkingsspesifikasies onder die deurlaatband. Die keuse van die frekwensie van die transmissiezero's berus by die ontwerper.

Verstelling van die deurlaatband word bewerkstellig deur 'n kapasitor in newe te verbind soos aangedui in stap 3 van fig. (3.1). Hierdie kapasitor dien as 'n oortollige element om die implementering van 'n aanpasnetwerk te vergemaklik. Die aanpasnetwerk berus op die ekwivalensie tussen 'n newe netwerk met hoë impedansie, R_1 , en 'n serie netwerk met lae impedansie, R_2 .



Figuur 3.1 Sintese van Senderfilter

Herhaalde transformasie van dieselfde netwerk het 'n komplekse notasie-probleem tot gevolg. Die konvensie word gehandhaaf dat 'n aksentteken by 'n elementnaam daarop dui dat dié elementwaarde die resultaat is van 'n transformasie wat op die oorspronklike element uitgevoer is. Hiervolgens kan (L') beskou word as die resultaat van 'n transformasie op (L).

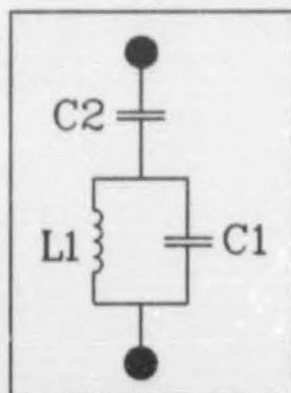
Deurgaans word ongenormaliseerde netwerke gebruik. Die mening word gehuldig dat hierdie benadering 'n veel beter aanvoeling wek vir die sinteseproses as wat andersins die geval sou wees. Elementwaardes vir al die aangetoonde netwerke word aan die einde van die verslag in Bylae J opgesom. Weergawes van prototipes waarna in die teks verwys word, volg aan die einde van die hoofstuk.

3.2 GEKOPPELDE RESONEERDER BANDDEURLAATPROTOTYPE

Die keuse van die deurlaatbandfrequentie van die prototipe is die resultaat van 'n kompromie tussen die fisiese afmetings van die finale resoneerder en die elementwaardes van die geoptimeerde filternetwerk. Vorige pogings om 'n filter te optimeer met resoneerders waarvan die modus van oopsluitimpedansie té naby aan die deurlaatbandfrequentie was, het 'n netwerk met buitengewoon klein nuwe elemente tot gevolg gehad. Verwys na fig. (3.14) aan die einde van die hoofstuk. Die elemente $Cx1'$ en $Cx2'$ het onpraktiese klein waardes aangeneem.

Daar is volstaan met die keuse van 9.8nH vir die waarde van die nuwe-induktor in fig. (3.2). Hierdie waarde was gerieflik omdat dit 'n kort kortgeslote lyn verseker het vir die koaksiale resoneerder. Die waarde van die resonante kapasitor, C1, was klein genoeg om met 'n kort lyn van matige karakteristieke impedansie geïmplementeer te word. Vir 'n groter kapasitor sou die karakteristieke impedansie verlaag moes word vir dieselfde lengte lyn. Sodoende sou spasiëring tussen die sentergeleier en die resoneerderwand verklein word. Hierdie is 'n ongewenste verskynsel omdat dit die moontlikheid van oorvonking sou verhoog.

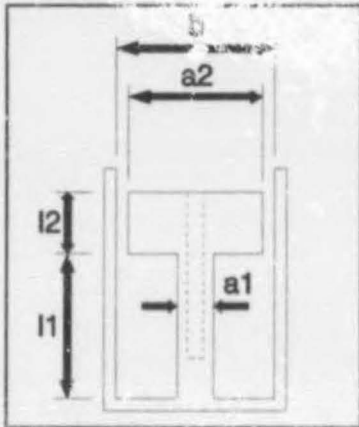
Die benadering wat in die volgende afdelings volg, is verskeie kere herhaal om verskillende benaderde filters te bepaal. 'n Vergelyking van die resoneerderslemente vir verskillende senterfrequencies word in Tabel 3.1 aangedui.



Figuur 3.2 Sender-resoneerder

TABEL 3.1 VERGELYKING VAN ELEMENTWAARDES (Fig. 3.2)		
SENERFREKWENSIE VAN BANDDEURLAATPROTOTYPE	L1	C1
490MHz	9.8nH	10.6889pF
495MHz	9.8nH	10.4741pF
500MHz	9.8nH	10.2656pF
505MHz	9.8nH	10.0534pF
507.5MHz	9.8nH	9.9644pF
510MHz	9.8nH	9.8670pF

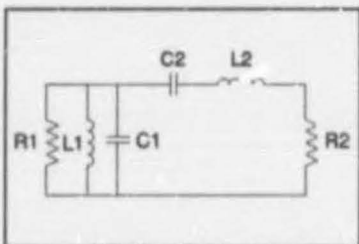
Deur $L1=9.8nH$ te kies, is 'n kapasitansie van $C1=9.9644pF$ by die frekwensie van 507.5MHz verkry (Verwys na Tabel 3.1). Hierdie kapasitansie kon binne 'n teikenlengte van $\ell2=15mm$ geïmplementeer word indien genoegsame spasie tussen die binne- en buitegeleier gelaat word. Die finale resoneerder se afmetings word in fig. (3.3) en Tabel (3.2) aangetoon.



Figuur 3.3 Afmetings van Finale Resoneerder

TABEL 3.2 AFMETINGS VAN FINALE RESONEERDER	
b	39mm
a1	10.8mm
a2	35mm
l1	14.6mm
l2	36.5mm

'n Banddeurlaatprototipe met die spesifikasies van Tabel (3.3) is gesintetiseer deur gebruik te maak van 'n z-vlak sintesepakket. Die prototipe wat hierdie spesifikasies bevredig word in fig. (3.4) aangetoon.



Figuur 3.4 Banddeurlaat-Prototipe

TABEL 3.3 SPESIFIKASIES VAN BANDDEURLAATPROTOTIPE			
AFSNYFREKWENSIES VIR RIFFELBANDWYDTE			
ONGENORMALISEER		GENORMALISEER	
f1	f2	$\omega1$	$\omega2$
467MHz	469MHz	0.99787 rad/s	1.00214 rad/s
RIFFELFAKTOR		4.3648 x 10 ⁻² dB	
AANTAL TRANSMISSIEZERO'S			
ZERO	2	∞	2

Skalering na 'n netwerk met senterfrekwensie by 507.5 MHz is bewerkstellig deur die welbekende formules vir impedansie- en frekwensieskalering te implementeer [4]. Denormalisering na 'n vreemde senterfrekwensie kom wel onelegant voor, maar is onbelangrik omdat die finale filter aan optimalisering onderwerp sal word.

$$\Omega_n = \frac{\text{gevraagde frekwensie}}{\text{genormaliseerde frekwensie}} = \frac{2\pi \times 507.5 \times 10^6}{1} \quad (3.1)$$

$$r_n = \frac{\text{gevraagde impedansie}}{\text{genormaliseerde impedansie}} = \frac{50}{1} \quad (3.2)$$

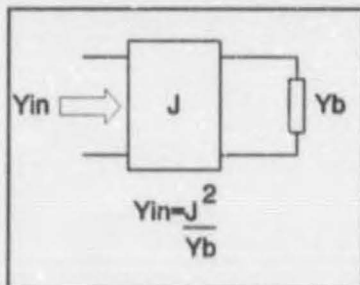
Die gedenormaliseerde elementwaardes is soos volg:

$$C' = \frac{C}{r_n \Omega_n} \quad (3.3)$$

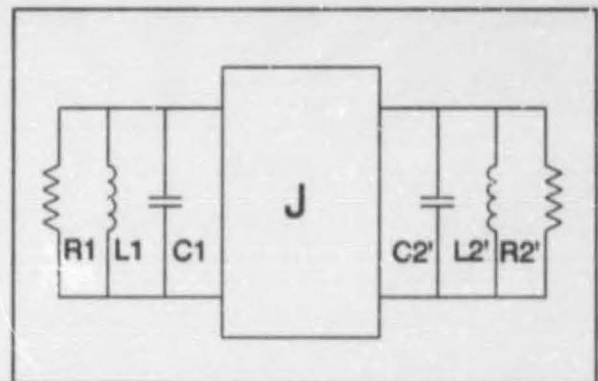
$$L' = \frac{r_n}{\Omega_n L} \quad (3.4)$$

$$R' = r_n R \quad (3.5)$$

Transformasie van die netwerk in fig. (3.4) na 'n gekoppelde resoneerder prototipe vereis die implementering van 'n impedansie-omkeerder. Hierdie netwerk word gedefinieer deur 'n omsettingsfaktor, J, soos aangedui in fig. (3.5) [5]. Implementering van 'n omkeerder lei na netwerk wat slegs uit nuwe resoneerders bestaan soos aangetoon in fig. (3.6).



Figuur 3.5 Definisie van Omkeerder



Figuur 3.6 Implementering van Impedansie-Omkeerder in Banddeurlaatfilter

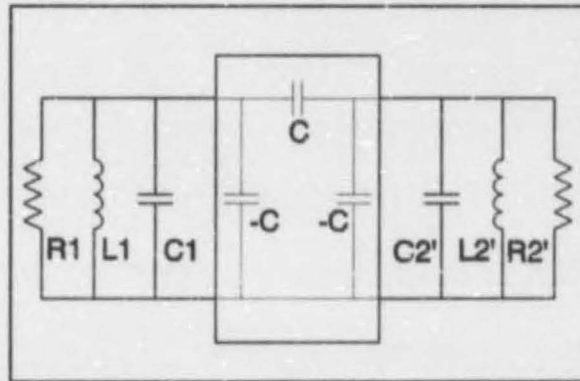
Die verband tussen die elementwaardes van hierdie prototipe en die gedenormaliseerde elemente van fig. (3.4) word deur 'n verband beskryf wat in Bylae C bewys word.

$$C_2' = \frac{J^2}{L_2} \quad (3.6)$$

$$L_2' = \frac{C_2}{J^2} \quad (3.7)$$

$$R_2' = \frac{1}{R_2 J^2} \quad (3.8)$$

Implementering van die impedansie-omkeerder berus op die ekwivalente pi-netwerk wat in fig. (3.7) aangetoon word.



Figuur 3.7 Ekwivalente Model vir Impedansie-Omkeerder

Die impedansie-omkeerder van die vorige figuur word deur die volgende verband beskryf [5]:

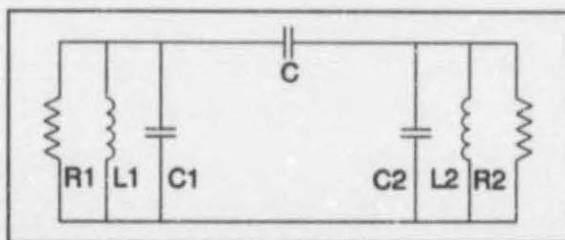
$$J = \omega_o C \quad (3.9)$$

Die eerste stap om te verseker dat beide resoneerders van die finale filternetwerk identiese elemente bevat, is om te spesifiseer dat die waardes van alle induktore in fig. (3.7) dieselfde moet wees. Hierdie voorwaarde word bevredig deur die verband van verg. (3.7) en (3.9) te gebruik.

$$L_2' = \frac{C_2}{J^2} = \frac{C_2}{\omega_o^2 C^2} \quad (3.10)$$

$$\therefore C = \sqrt{\left(\frac{C_2}{\omega_o^2 L_2'}\right)} = \sqrt{\left(\frac{C_2}{\omega_o^2 L_1}\right)} \quad (3.11)$$

Die voorafgaande berekening word by die sentrefrekwensie van 507.5 MHz uitgevoer. Kombinasie van alle negatiewe kapasitore in fig. (3.7) met naasliggende positiewe elemente het die volgende netwerk tot gevolg:

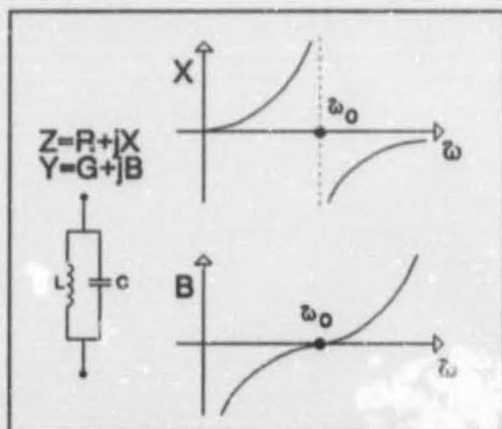


Figuur 3.8 Gekoppelde Resoneerder Prototipe met Positiewe Elemente

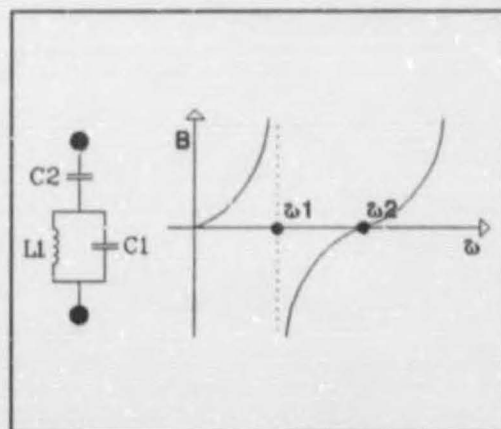
3.3 IMPLEMENTERING VAN DIPOOLRESONEERDERS

Die verswakkingseienskappe van die netwerk word aansienlik verbeter deur substitusie van die nuwe LC-resoneerders met ander dipoolresoneerders. Hierdie resoneerders vertoon 'n modus van kortsluitadmittansie wat voordelig gebruik word. Die substitusieproses berus op die ekwivalensie tussen die eienskappe van die susseptansie-verloop vir elke resoneerder.

Die reaktansiekurve van 'n nuwe resoneerder word in fig. 3.9 aangetoon. By resonansie vertoon die netwerk 'n oopsluiting. Hierdie frekwensie verteenwoordig 'n diskontinuiteit en daar bestaan onduidelikheid aangaande die afgeleide van die reaktansiefunksie. Om hierdie rede word die ekwivalensie beskryf aan die hand van die susseptansiekurve wat geen diskontinuiteit by resonansie bevat nie.



Figuur 3.9 Admittansiebeskrywing van Konvensionele LC-Resoneerder



Figuur 3.10 Susseptansiebeskrywing van Voorgestelde Dipoolresoneerder

Die substitusieproses is afhanklik van deeglike modellering van die eienskappe van die oorspronklike nuwe LC-resoneerder. Die ekwivalensie berus op die volgende voorwaardes:

3.3.1 OOPSLUITMODUS

Die frekwensie waar die oorspronklike nuwe resoneerder 'n oopsluiting vertoon, moet ooreenstem vir die voorgestelde dipoolresoneerder.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.12)$$

Vir die voorgestelde dipoolresoneerder is hierdie verband reeds in Bylae A bewys.

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.13)$$

Die voorwaarde vir resonansie bepaal dat beide die resonante frekwensies van verg. (3.12) en (3.13) moet ooreenstem.

3.3.2 KORTSLUITMODUS

Hierdie modus kom slegs by die voorgestelde dipoolresoneerder voor en kan deur die ontwerper gespesifiseer word. Dit is juis hierdie eienskap van dié resoneerder wat die verswakingsweergawe aansienlik verbeter. Die posisie van die transmissiezero volg van Bylae A:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1(C_1 + C_2)}} \quad (3.14)$$

Herhaalde iterasies het getoon dat 'n goeie keuse was om die frekwensies van die transmissiezero's by 457.3 MHz en 458.7 MHz te kies. Sodoende is ten minste 65dB verswakking in die stopband gehandhaaf na finale optimering.

3.3.3 AFGELEIDE VAN SUSSEPTANSIEKURWE

Die afgeleides van die susseptansiekurwe vir beide resoneerders moet gelyk wees in die deurlaatband. Vir hierdie voorwaarde word elke resoneerder se susseptansie as 'n reguit lyn benader. Hierdie vereiste is die resultaat daarvan dat die nuwe dipoolresoneerder die oorspronklike resoneerder so goed moontlik moet benader, maar neem die gevolg van moontlike impedansieskalering as gevolg van die substitusie in ag. Alle transformasieberekeninge word uitgevoer by die senterfrekwensie van die deurlaatband, 507.5MHz. Hierdie transformasie word in Bylae D bewys. Die vergelykings word kortliks

herhaal.

Die afgeleide van die susseptansiekurwe vir die oorspronklike LC-resoneerder word deur die volgende verband aangegee:

$$\xi(\omega) = C + \frac{1}{\omega^2 L} \quad (3.15)$$

Die elementwaardes vir die getransformeerde resoneerder volg:

$$A(\omega) = \frac{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_1^2} - 1\right)} \quad (3.16)$$

$$B(\omega) = \frac{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_1^2} - 1\right)^2} \quad (3.17)$$

$$C_2 = \xi(\omega) \times \left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2}\right) \times [1 + A + 2B]^{-1} \quad (3.18)$$

$$C_1 = \frac{C_2}{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)} \quad (3.19)$$

$$L_1 = \frac{1}{\omega_1^2 (C_1 + C_2)} \quad (3.20)$$

Ten slotte word die impedansievlak vir elkeen van die oorspronklike en getransformeerde resoneerders in die deurlaatband bepaal. Hierdie berekening is van nut om impedansieskalering op die res van die baan toe te pas.

'n Impedansieskaleringfaktor word soos volg gedefinieer:

$$\theta = \frac{\text{impedansievlak van voorgestelde dipoolresoneerder}}{\text{impedansievlak van nuwe resoneerder}} = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (3.21)$$

Die impedansievlak van die voorgestelde dipoolresoneerder word in Bylae A (verg. (A.3)) afgelei:

$$Z_2 = -j \left(\frac{1}{\omega C_2} + \frac{\omega L_1}{\omega^2 L_1 C_1 - 1} \right) \quad (3.22)$$

Die impedansievlak van die konvensionele resoneerder is soos volg:

$$Z_1 = \left(\frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (3.23)$$

Ten slotte word impedansieskalering op die poortimpedansies en koppelkapasitor, C , van fig. (3.8) uitgevoer om die finale elemente in fig. (3.11) te bereken. 'n Stel skaleringsfaktore, θ_1 en θ_2 , is vir elke resoneerder bepaal soos voorgestel deur verg. (3.21).

Die poortimpedansies van die netwerk in fig. (3.8) word soos volg geskaal:

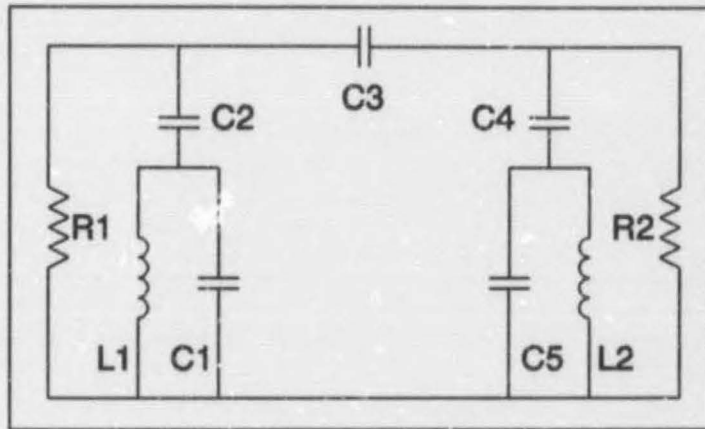
$$R'_1 = R_1 \times \theta_1 \quad (3.24)$$

$$R'_2 = R_2 \times \theta_2 \quad (3.25)$$

'n Kompromie word gemaak deur die koppelkapasitor, C_3 , met die gemiddeld van die skaleringsfaktore te skaleer.

$$C_3 = \frac{C_2}{\frac{1}{2} \times (\theta_1 + \theta_2)} \quad (3.26)$$

Die resultaat van die substitusie- en verwante skalerings, resulteers is die netwerk wat in fig. (3.11) aangetoon word. Die werkverrigting van die netwerk word in Grafiek (3.1) aangetoon. Dit is duidelik dat die getransformeerde resoneerders daarin slaag om besonder goeie verswakking onder die deurlaatband te bewerkstellig. Die posisies van die transmissiezero's stem ooreen met die kortsluitmodus van hierdie resoneerders.



Figuur 3.11 Getransformeerde Netwerk

3.4 SKALERING NA PRAKTIESE INDUKTORWAARDE

Die elementwaardes van die netwerk wat in fig. (3.11) aangetoon word, verteenwoordig nie die optimale keuse vir die resoneerders van die finale struktuur nie. Om hierdie rede word skalering weer toegepas om elke resoneerder na die induktorwaarde van 9.8nH te skaleer.

'n Skaleringsfaktor is vir elke resoneerder gedefinieer:

$$\theta_1 = \frac{\text{gewensde induktorwaarde}}{L_1} \quad (3.27)$$

$$\theta_2 = \frac{\text{gewensde induktorwaarde}}{L_2} \quad (3.28)$$

Die kapasitore van elke resoneerder word soos volg geskaleer:

$$\text{Resoneerder No.1: } C' = \frac{C}{\theta_1} \quad (3.29)$$

$$\text{Resoneerder No.2: } C' = \frac{C}{\theta_2} \quad (3.30)$$

'n Kompromie is weer getref deur die koppelkapasitor, C_3 , met die gemiddelde van die skaleringsfaktore te skaleer:

$$C'_3 = \frac{C_3}{\frac{1}{2}(\theta_1 + \theta_2)} \quad (3.31)$$

Die poortimpedansies is soos volg geskaleer:

$$R_1' = R_1 \times \theta_1 \quad (3.32)$$

$$R_2' = R_2 \times \theta_1 \quad (3.33)$$

Die impedansieskalering beïnvloed nie die weergawe van die netwerk in fig. (3.12) nadelig nie. Binne enkele breukdele van 'n desibel stem die weergawe van die geskaleerde netwerk steeds ooreen met die weergawe van die ongeskaleerde netwerk. (Verwys na Grafiek 3.1.)

3.5 VERSTELLING VAN DEURLAATBAND EN AANPASSING

Die resulterende netwerk van die vorige afdeling vertoon tipies baie hoë poortimpedansies weens die skalering na 'n praktiese induktorwaarde. Aanpassing na 50Ω word bewerkstellig deur 'n nuwe kapasitor by elke resoneerder aan te bring en hierdie element te gebruik om aanpassing te bewerkstellig.

Die keuse van die sentrefrekwensie van die banddeurlaatprototipe in afdeling 3.2 word verder deur hierdie stap gemotiveer. As vereiste moet die nuwe kapasitor groot genoeg wees om 'n aanpasnetwerk met kapasitiewe spleting te laat slaag. Hierdie stap is *nie* 'n eksakte benadering nie. Dit slaag wel daarin om die finale filterstruktuur te motiveer.

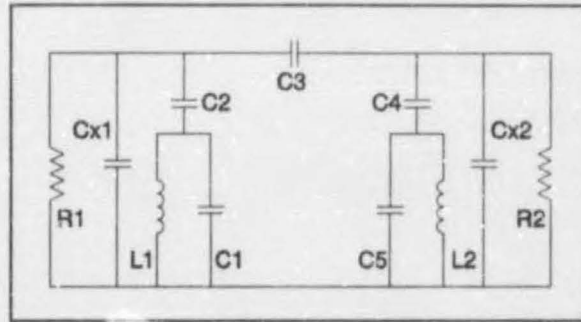
Die impedansie van elke resoneerder word by die sentrefrekwensie van die gewenste deurlaatband (467-469 MHz) bereken en die grootte van die kapasitor wat benodig word om resonansie na hierdie frekwensie te verstel, word bereken. Vanaf Bylae D (verg. (D.3)) volg die admittansie van elke dipoolresoneerder.

$$Y(\omega) = \frac{j\omega C_2(C_1 L_1 \omega^2 - 1)}{[(C_2 + C_1)L_1 \omega^2 - 1]} \quad (3.34)$$

Die waarde van die nuwe kapasitor volg vanaf die voorafgaande:

$$C_x = -\frac{|Y(\omega_o)|}{\omega_o} \quad (3.35)$$

Alle berekeninge i.v.m. die kapasitiewe aanpasnetwerk word by die sentrefrekwensie van die deurlaatband (467-469 MHz) uitgevoer. Behalwe vir die invoeging van 'n nuwe kapasitor stem die aangepaste netwerk van fig. (3.12) ooreen met die netwerk van fig. (3.11).

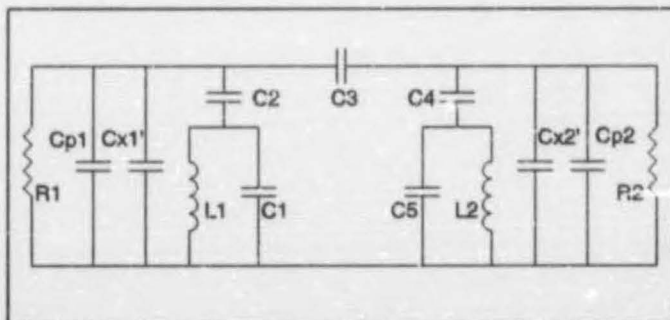


Figuur 3.12 Network met Verstele Resonansie

Aanpassing word bewerkstellig volgens die metode kapasitiewe spleting. Die waarde van die nuwe kapasitor om aanpassing van die hoë poortimpedansie in fig. (3.12) na 50Ω te bewerkstellig, volg uit 'n verband in Bylae E (verg. (E.7)).

$$C_p = \frac{\sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1}}{\omega R_p} \tag{3.36}$$

Die waarde van R_s is 50Ω terwyl R_p die poortimpedansies van die netwerk in fig. (3.12) verteenwoordig. Die resultaat van die berekening in verg. (3.36) word van die nuwe kapasitore in fig. (3.12) afgetrek. Sodoende word 'n nuwe kapasitor gedefinieer wat na 'n seriële netwerk met lae poortimpedansie kan transformeer. Die resulterende netwerk word in fig. (3.13) aangetoon.

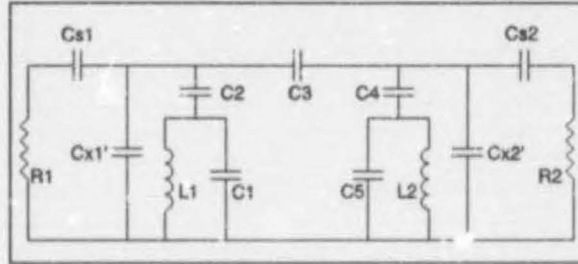


Figuur 3.13 Network met Gesplete Nuwe Kapasitore vir Aanpassing

Ten slotte word die waarde van die seriële kapasitore wat die aanpasnetwerk voltooi, bepaal. Hierdie berekening word uitgevoer na aanleiding van die bespreking in Bylae E (verg. (E.6)).

$$C_s = C_p \left[1 + \frac{1}{C_p^2 R_p^2 \omega^2} \right] \quad (3.37)$$

Die finale benaderde netwerk word in fig. (3.14) aangewoon.



Figuur 3.14 Finale Benaderde Netwerk

Die weergawe van die ongeoptimeerde netwerk word in Grafiek (3.2) aangetoon. Die resultaat van die kru benadering om die deurlaatband te skuif deur die invoeging van 'n enkele nuwe kapasitor by die sentrefrekwensie is duidelik waarneembaar. 'n Weergawe met besonder nou aanpassing in die deurlaatband word verkry.

3.6 OPTIMERING

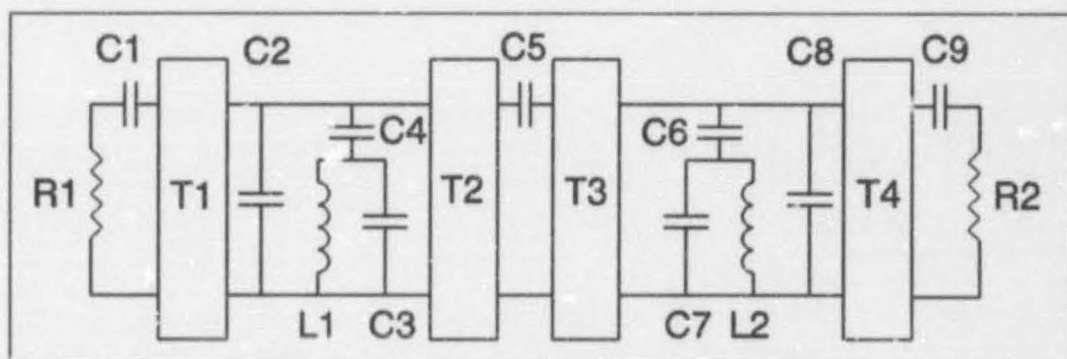
Finale optimering word uitgevoer deur die elemente van die resoneerders in fig. (3.14) konstant te hou, maar alle ander elementwaardes te optimeer. Sodoende kan die eienskappe van die netwerk deur die optimeerder verstel word om twee weerkaatszero's in die deurlaatband te bewerkstellig. Hierdie verskynsel is uitsluitlik die resultaat van aanpassing na die susceptansie van die resoneerders in die deurlaatband. Twee weerkaatszero's is nie onverwag nie omdat die netwerk twee resoneerders bevat wat elk 'n modus van oopsluitimpedansie ondersteun.

'n Weergawe word in Grafiek (3.3) aangetoon. Die minimumwaardes vir verswakking en weerkaatsing word aangedui.

3.7 VOORWAARDES OP FISIIESE REALISERING

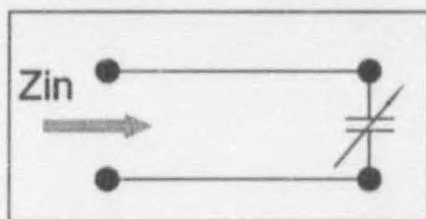
Fisiese beperkings op die implementering van die finale netwerk bepaal dat voorsiening gemaak word vir die eindige afstand tussen die resoneerders, sowel as die afstand tussen die resoneerders en die aanpasnetwerke. Vir hierdie doel word vier transmissielynstrukture in die finale filterstruktuur bekendgestel. Die eerste lyn maak voorsiening vir die eindige

afstand tussen die resoneerders en die omringende netwerk. Hierdie lyne word deur T1 en T4 aangedui in fig. (3.15).



Figuur 3.15 Gewysigde Filternetwerk vir Fisiese Implementering

Die posisie van die lyne tussen die seriële en nuwe kapasitore het spesiale betekenis. Indien verbinding na die nuwe kapasitore (C2 en C8) met 'n transmissielyn bewerkstellig sou word, kan die invloed daarvan teengewerk word deur bloot die kapasitor te verstel. Sodoende kan die transformasie-eienskap van die lyn nietig gemaak word. Hierdie opstelling word in fig. (3.16) aangetoon.



Figuur 3.16 Transmissielyn-Verbinding na Nuwe Kapasitor

Dit is dus onnodig om die invloed van 'n kort transmissielyn na een van hierdie elemente te modelleer. In teenstelling met die voorafgaande verteenwoordig die transmissielyn na die poortimpedansie en seriële kapasitor 'n veel kompleksere netwerk wat gemodelleer moet word.

Die eindige afstand tussen die resoneerders word met T2 en T3 oorbrug. Daar moet met omsigtigheid te werk gegaan word om nie hierdie lyne te oorontwerp nie. Indien die lyne te lank gemaak sou word, sal dit 'n toenemende bydrae lewer om energie te stoor. Hierdie verskynsel dra by tot verhoogde verliese.

Optimering speel 'n sluitelrol om die res van die netwerk by die transmissielyne aan te pas. Die eienskappe van die resoneerders word konstant gehou terwyl die transmissielyne gerek word en die waardes van die oorblywende elemente geoptimeer word. Daar word gepoog om die lengtes van die lyne kort te hou, maar genoeg afstand word gelaat om twee resoneerders van deursnee 39mm te verbind. Voorsiening word gemaak vir 'n verbinding van 5mm na die seriële kapasitore.

Die eienskappe van 'n geskikte substraat is direk gebruik om die struktuur te optimeer vir aanpassing met transmissielyne. Die gewysigde filter benader steeds die weergawe van Grafiek (3.3) binne enkele breukdele van 'n desibel. Die elementwaardes van die finale filter is soos volg:

TABEL 3.1				
OPSOMMING VAN FINALE FILTERSTRUKTUUR				
ϵ_r	Lengte van T1, T4	Lengte van T2, T3	L1 en L2	C3 en C7
2.52	5mm	16.475 mm	9.8nH	9.96445pF
C4 en C6	C1	C2	C8	C9
2.39536pF en 2.32003pF	3.65942pF	1.51454pF	2.24110pF	4.29582pF

Die karakteristieke impedansie van die transmissielyne is 80Ω . Hierdie waarde is die resultaat van optimering met die voorwaarde dat alle lyne dieselfde karakteristieke impedansie moet hê. Ten einde die buitengewone verliese van 'n baie dun lyn te bekamp, is 85Ω vasgestel as 'n boonste grens op die karakteristieke impedansie.

Die sukses van die transmissielynkoppeling word toegeskryf aan die relatief kort lengte van die transmissielyne in vergelyking met die golflengte in die medium:

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{1}{\sqrt{(\mu \times \epsilon)} f} \quad (3.38)$$

$$\mu = 4 \times \pi \times 10^{-7} \text{ H/m} \quad (3.39)$$

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r = 2.52 \times 8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m} \quad (3.40)$$

$$f = 468 \times 10^6 \text{ Hz} \quad (3.41)$$

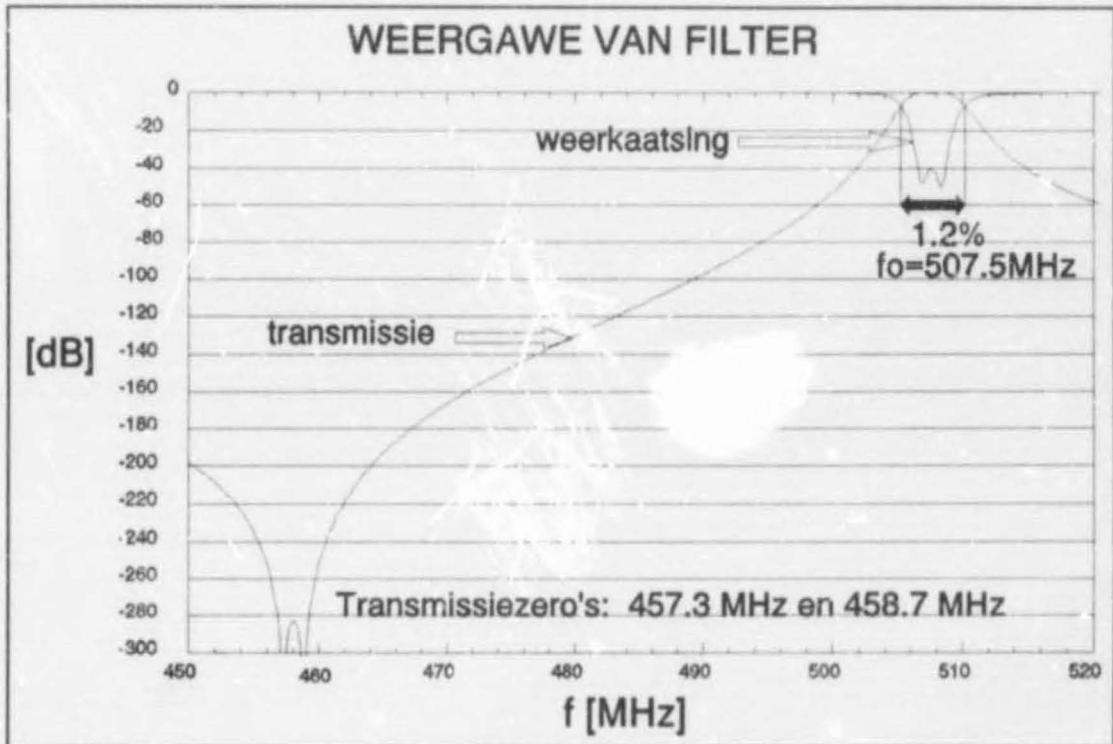
$$\therefore \lambda = 0.404 \text{ m} \quad (3.42)$$

Die langste koppellyn verteenwoordig 'n breuk van een vyf-en-twintigste van 'n golflengte. Hierdie verskynsel beperk die transformasie-eienskappe van die lyn.

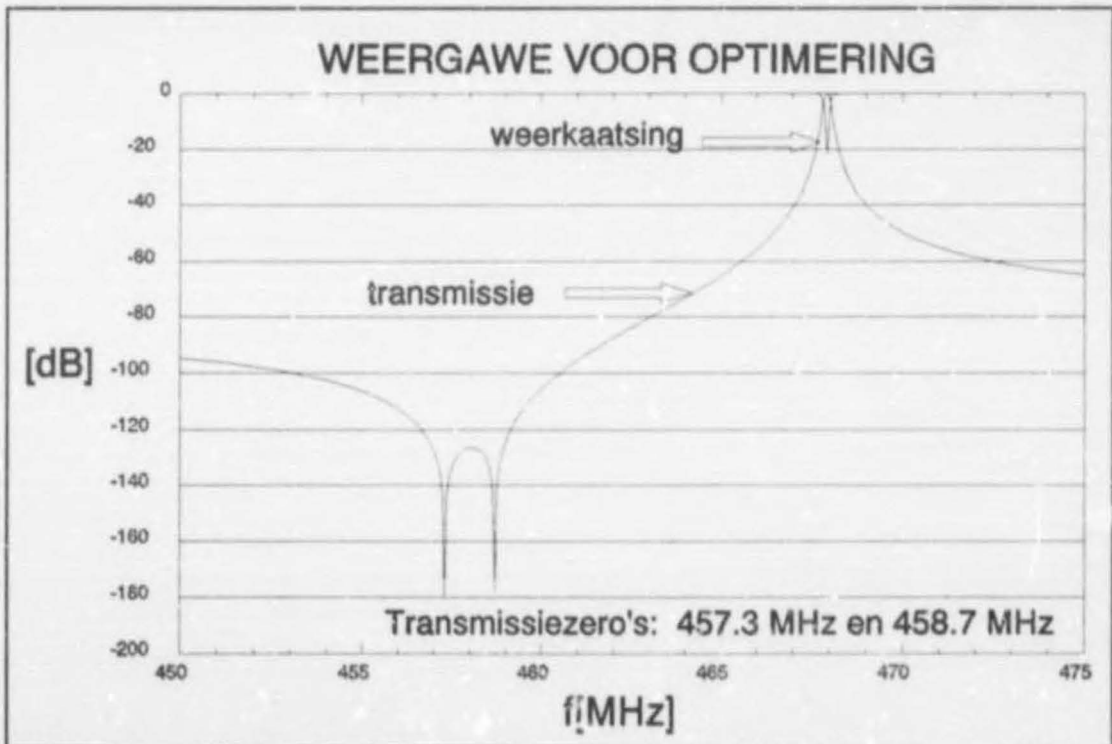
3.8 OPSOMMING

'n Netwerk is gemotiveer vir die realisering van die spesifikasies vir die senderfilter. Die fundamentele bousteen hiervan is 'n dipoolresoneerder waarvan die modus van kortsluitadmittansie by 'n laer frekwensie voorkom as die modus van oopsluitadmittansie. Die resulterende filter vertoon goeie verswakkingseienskappe by frekwensies laer as die deurlaatband.

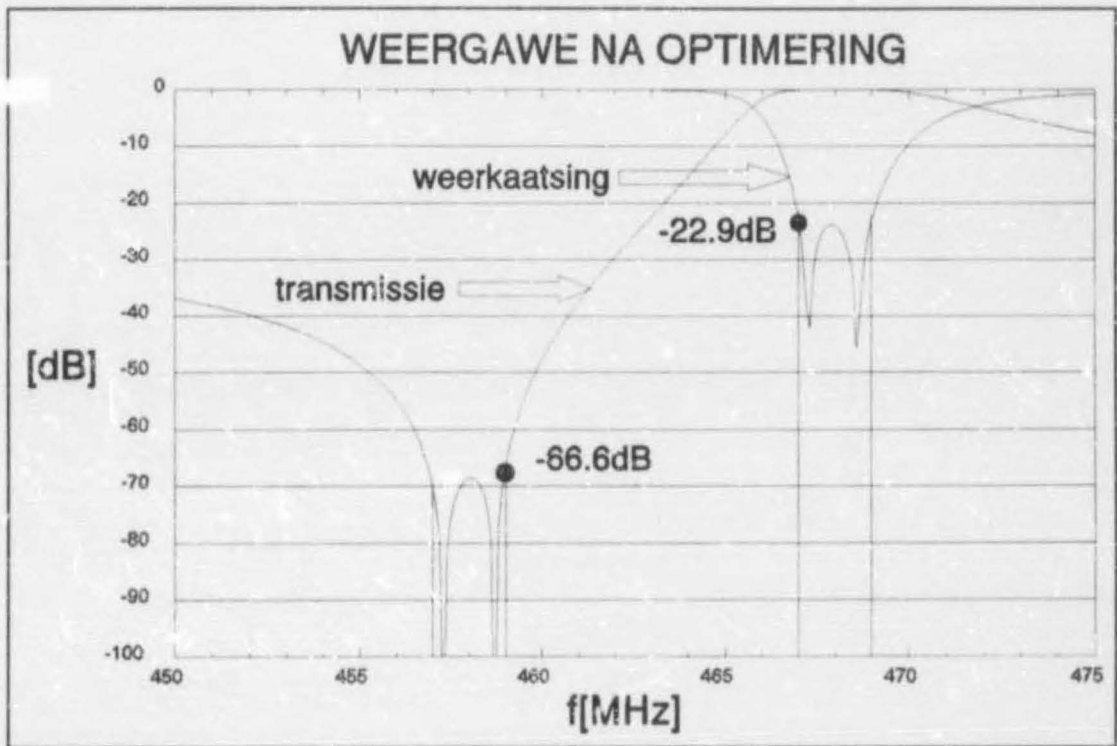
'n Netwerk is bekendgestel om die resoneerdereienskappe aan te pas ten einde 'n filternetwerk tussen twee 50Ω - poortimpedansies te realiseer. 'n Poging is aangewend om hierdie netwerk te verklaar aan die hand van 'n kapasitiewe spleting aanpasnetwerk. Die benadering is nie eksak nie en netwerkoptimering is bekendgestel om die waardes van die finale netwerk te bepaal. Ten slotte is beperkinge op fisiese realisering bespreek en die voorgestelde prototipe is aangepas.



Grafiek 3.1 Weergawe van Getransformeerde Netwerk



Grafiek 3.2 Weergawe van Benaderde Netwerk voor Optimering



Grafiek 3.3 Weergawe van Netwerk nadat Optimering uitgevoer is

Hoofstuk 4

Ontvangerfilter

4.1 INLEIDING

Hierdie afdeling het ten doel die bekendstelling van 'n algoritme waardeur die ontvangerfilter vanaf die senderprototipe ontwerp kan word. Die ooreenkoms tussen die spesifikasies van die twee kanale (Tabel 2.1) motiveer hierdie benadering. Die verskil lê daarin opgesluit dat die stopband van die een filter ooreenstem met die deurlaatband van die ander. 'n Aangepaste hoogdeurlaattransformasie word op die senderprototipe (fig. (3.14)) uitgevoer ten einde die posisie van die weerkaatszero's en transmissiezero's om te ruil. Dipooltransformasie van die resulterende filter lei tot 'n netwerk wat implementeerbaar is. Netsoos vir die geval van die senderfilter moet sekere voorwaardes op fisiese realiseerbaarheid nagekom word. Hierdie voorwaardes sluit in die eindige afstand tussen resoneerders, sowel as die implementeerbaarheid van klein induktorwaardes.

Alle weergawes waarna in die teks verwys word, verskyn aan die einde van die hoofstuk. Bylae K bevat tabelle met die elementwaardes van alle netwerke wat in hierdie hoofstuk aangebied word.

Soos in die verlede verwys 'n aksentteken by die simbool van 'n element op die resultaat van 'n transformasie.

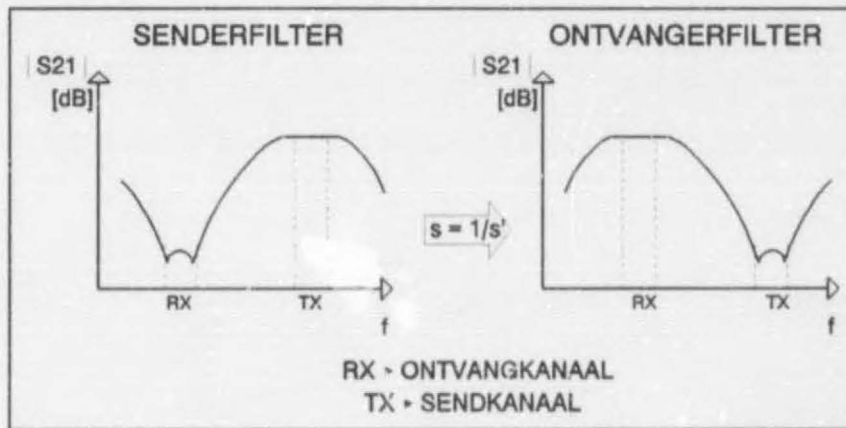
4.2 TRANSFORMASIE VAN SENDERFILTER

Die hoogdeurlaattransformasie wat op die senderfilter uitgevoer word, word in fig. (4.1) gemotiveer. Hierdie transformasie word deur die volgende vergelyking in die s -vlak beskryf [6]:

$$S_{\text{ontvang}} = \frac{1}{S_{\text{send}}} \quad (4.1)$$

Die resiproke frekwensiegedrag van die transformasie motiveer die stelling dat kapasitors met induktors vervang moet word en omgekeerd. Hiervolgens moet elke induktor in die

ongenormaliseerde senderprototipe met 'n kapasitor van dieselfde absolute reaktansie vervang word. Soortgelyk word elke kapasitor met 'n induktor van dieselfde absolute reaktansie vervang. 'n Hoogdeurlaattransformasie alleen spieël die weergawe rondom die deurlaatband van die oorspronklike filter. Om hierdie rede moet frekwensieskalering toegepas word sodat die weergawe langs die frekwensie-as kan afskuif.



Figuur 4.1 Transformasie van Senderfilter om Ontvangerfilter te Bepaal

Die voorwaardes op elementtransformasie word in die volgende verbande uitgedruk. 'n Voetskrif dui aan of die element aan die senderfilter (s) of ontvangerfilter (o) behoort.

$$|\omega L_o| = \left| -\frac{1}{\omega C_s} \right| \quad (4.2)$$

$$\therefore L_o = \frac{1}{\omega^2 C_s}$$

$$\left| -\frac{1}{\omega C_o} \right| = |\omega L_s| \quad (4.3)$$

$$\therefore C_o = \frac{1}{\omega^2 L_s}$$

Frekwensieskalering word op die resulterende netwerke toegepas na aanleiding van die volgende vergelyking [7]:

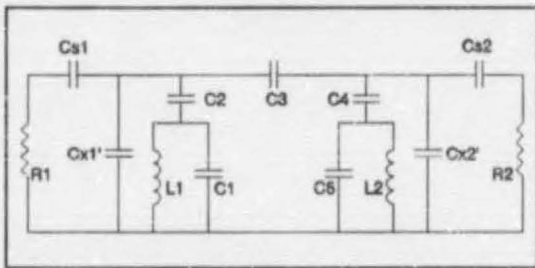
$$\omega_n = \frac{f_o}{f_s} \quad (4.4)$$

Die frekwensies verwys na die senterfrekwensie van die sender- en ontvangerkanaal. Die geskaleerde elementwaardes is soos volg:

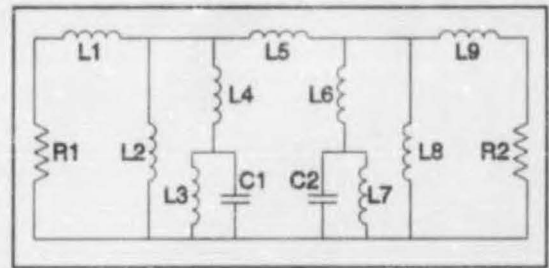
$$C' = \frac{C}{\omega_n} \tag{4.5}$$

$$L' = \frac{L}{\omega_n} \tag{4.6}$$

Die voorafgaande transformasies transformeer die geoptimeerde sendernetwerk (fig. 4.2) na die ontvangernetwerk van fig. (4.3).



Figuur 4.2 Finale Senderfilterprototipe

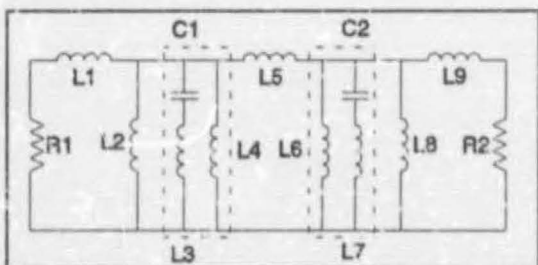


Figuur 4.3 Getransformeerde Ontvangerfilter

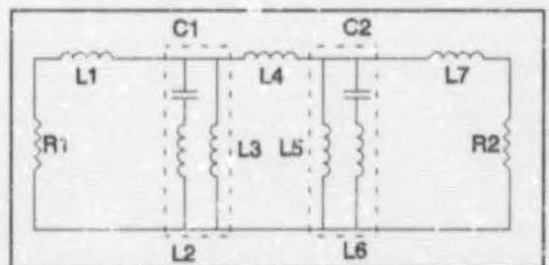
Die weergawe van die ontvangerfilter na hoogdeurlaattransformasie en frekwensieskalering van die senderfilter word in Grafiek (4.1) aangetoon.

4.3 TRANSFORMASIE VAN DIPOOLNETWERKE

Die fisiese implementering van die resoneerder vir ontvangertoepassings is reeds in Hoofstuk 2 bekendgestel. Bylae B bespreek die ekwivalensie tussen die twee voorstellings van die dipoolresoneerder soos aangetoon in fig. (2.8). Toepassing van die ekwivalensie het die netwerk van fig. (4.4) tot gevolg. Kombinasie van die nuwe induktore, L2 en L4, asook L6 en L8, lei na die netwerk van fig. (4.5).



Figuur 4.4 Ontvangerfilter met Getransformeerde Resoneerders



Figuur 4.5 Vereenvoudigde Ontvangerfilter

Soos bespreek in afdeling (2.7), word soortgelyke resoneerders vir beide die sender- en ontvangerprototipe verseker indien die voorwaarde nagekom word dat die som van L_2 en L_3 , asook die som van L_5 en L_6 gelyk is aan die newe inductansie van die senderprototipe (Verwys na L_1 en L_2 in fig. (4.2)). Die keuse van hierdie inductansiewaarde is reeds in die vorige hoofstuk bespreek. Skalering word toegepas op die resoneerders van fig. (4.5) sodat die volgende voorwaarde nagekom word:

$$L_x = 9.8nH \quad (4.7)$$

$$L_3 + L_2 = L_x \quad (4.8)$$

$$L_5 + L_6 = L_x \quad (4.9)$$

Die skaleringsfaktore word soos volg gedefinieer:

$$\theta_1 = \frac{L_x}{L_3 + L_2} \quad (4.10)$$

$$\theta_2 = \frac{L_x}{L_5 + L_6} \quad (4.11)$$

Die geskaleerde elemente word in die volgende verbande beskryf:

$$L1 \text{ tot } L3: \quad L' = L \times \theta_1 \quad (4.12)$$

$$L5 \text{ tot } L7: \quad L' = L \times \theta_2 \quad (4.13)$$

$$L4' = L4 \times \left[\frac{1}{2} \times (\theta_1 + \theta_2) \right] \quad (4.14)$$

$$C_1' = \frac{C_1}{\theta_1} \quad (4.15)$$

$$C_2' = \frac{C_2}{\theta_2} \quad (4.16)$$

$$R_1' = R_1 \times \theta_1 \quad (4.17)$$

$$R_2' = R_2 \times \theta_2 \quad (4.18)$$

'n Kompromie word getref om die koppelinduktor, L_4 , met die gemiddeld van die skaleringsfaktore te skaleer.

4.4 IMPEDANSIE-AANPASSING

Noubandaanpassing word geïmplementeer om die poortimpedansies van die geskaleerde filter van fig. (4.5) by 50Ω aan te pas. Die aangepaste netwerk word in fig. (4.6) aangetoon. Die keuse van 'n nuwe kapasitor en serie inductor om aanpassing te bewerkstellig, het meriete omdat hierdie netwerk vereenvoudig kan word deur die seriële inductore van die aanpasnetwerk en die filter te sommeer. Soos later aangetoon sal word, kan die totale inductor met 'n verspreide element struktuur geïmplementeer word.

'n Stel formules bestaan om nouband-aanpassing te bewerkstellig [8]. Die poortterminasies van die geskaleerde netwerk in fig. (4.5) vertoon tipies 'n baie lae impedansie. Hierdie impedansies word deur R_s in die volgende stel formules voorgestel. Die veranderlike R_p verwys na die impedansie van die 50Ω - stelsel.

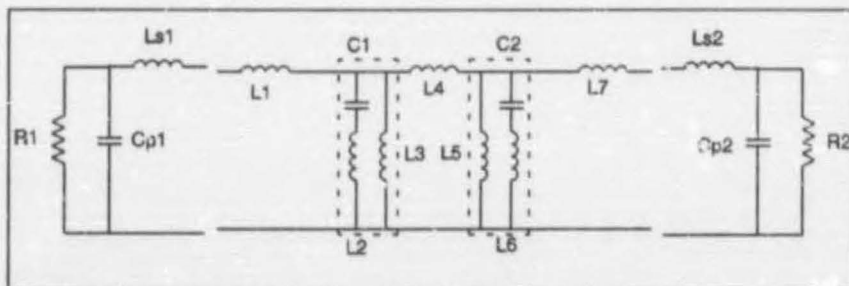
$$Q = \sqrt{\left(\frac{R_p}{R_s} - 1\right)} \quad (4.19)$$

$$X_s = Q \times R_s \quad (4.20)$$

$$B_p = \frac{Q}{R_p} \quad (4.21)$$

$$C_p = \frac{B_p}{\omega} \quad (4.22)$$

$$L_s = \frac{X_s}{\omega}$$



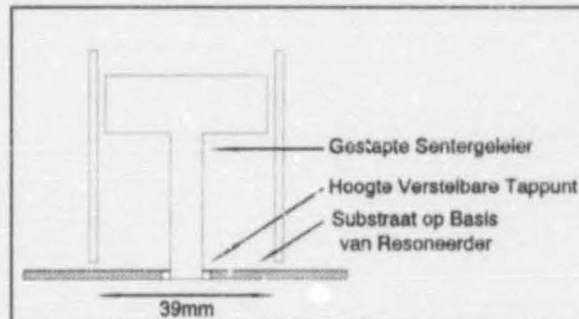
Figuur 4.6 Aangepaste Ontvangerfilter

Die seriële inductore van die aangepaste filter in die vorige figuur kan gekombineer word.

4.5 VOORWAARDES OP FISIESE REALISERING

Ten einde die struktuur prakties realiseerbaar te maak, moet voorsiening gemaak word vir 'n aantal praktiese beperkings. Die eerste hiervan behels die eindige afstand tussen die resoneerders. 'n Struktuur soos in fig. (4.7) aangetoon word is die vooruitsig gestel. 'n Mikrostrook transmissielyn word op die basis van die resoneerder aangelê.

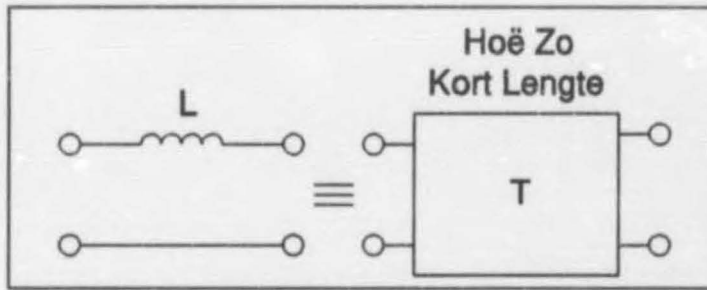
Hierdie transmissielyn koppel naby die basis van die kortgeslote lyn om 'n getapte transmissielyn te realiseer.



Figuur 4.7 Ontvangerresoneerder vir Fisiese Realisering

In die voorafgaande hoofstuk is reeds melding gemaak van beoogde implementering in 'n resoneerder met 39mm binnedeursnee. Hierdie beperking motiveer die ontwikkeling van 'n koppelstruktuur van voldoende lengte om die resoneerders te verbind.

'n Benadering word beoog om alle seriële induktore in die netwerk van fig. (4.6) met ekwivalente verspreide elemente te vervang. Die verband tussen die golflengte in die substraat en die effektiewe lengte van die transmissielyn is in die vorige hoofstuk bespreek. Die relatiewe lang golflengte het 'n addisionele voordeel wat implementering van klein induktorwaardes bevoordeel. Onder sekere voorwaardes kan 'n klein puntelementinduktor met 'n ekwivalente transmissielyn vervang word. Hierdie ekwivalensie word skematies in fig. (4.8) aangetoon.



Figuur 4.8 Ekwivalensie tussen Seriële Induktor en Transmissielyn

Die ekwivalensie word verduidelik aan die hand van die transmissieparameters van elkeen van die netwerke in fig. (4.8). Die transmissieparameters van die puntelementinduktor word deur die volgende verband beskryf [9]:

$$T_{ind} = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Die transmissieparameters van 'n transmissielyn van lengte ℓ is soos volg [10]:

$$T_{lyn} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & jZ_o \sin(\theta) \\ \frac{j \sin(\theta)}{Z_o} & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

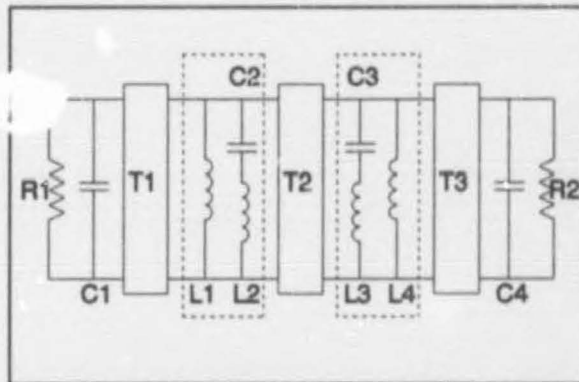
Die elektriese lengte van die lyn word gedefinieer deur 'n verband wat die lengte en fasekonstante verbind:

$$\theta = \beta l \quad (4.26)$$

Indien die lengte van die lyn na zero streef en die karakteristieke impedansie baie hoog is, word 'n verskynsel waargeneem waarvolgens die transmissielyn se T-parameters die vorm van die induktor se T-parameters aanneem. Onder hierdie omstandighede streef alle cosinus-terme in verg. (4.25) na eenheid. Die sinus-terme streef na zero.

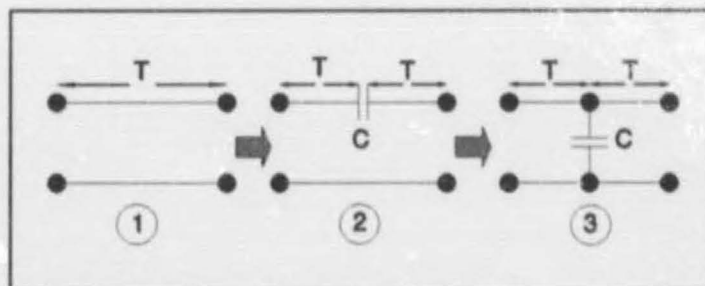
Daar bestaan geen eenvoudige, dog bevredigende verband om 'n puntelementinduktor direk met 'n transmissielyn met gespesifiseerde parameters te vervang nie. Per slot van rekening is die eienskappe van die transmissielyn die resultaat van praktiese oorwegings. Die substitusieproses word aan optimalisering oorgelaat om die eienskappe van die oorspronklike stroombaan aan te pas by dié van verspreide elemente.

'n Posing is aangewend om die netwerk van fig. (4.6) na 'n fisies realiseerbare netwerk te transformeer deur die netwerk van fig. (4.9) te gebruik. Na aanleiding van die voorafgaande bespreking is alle serie-induktore met transmissielyste vervang. Optimering is aangewend om die weergawe van die netwerk te herstel. Verskeie pogings het bevestig dat genoeg voorsiening nie gemaak kon word vir die eindige afstand tussen die resoneerders nie. Hierdie verskynsel het 'n ondersoek na 'n ander koppelnetwerk as 'n transmissielyst gemotiveer.



Figuur 4.9 Transformasie van Puntelement Induktore na Verspreide Netwerke

Die evolusie van 'n alternatiewe koppelnetwerk is die resultaat van 'n beperking dat hierdie netwerk lank genoeg moet wees en verkieslik 'n graad van verstelling moet bevat. Die beperkinge van puntelementinduktore by UHF-frekwensies is reeds by geleentheid in Hoofstuk 2 bespreek. Hierdie vereiste beperk die verstelmeganisme tot 'n verstelbare kapasitor. Die ontwikkeling van die alternatiewe koppelnetwerk word in fig. (4.10) aangedui.

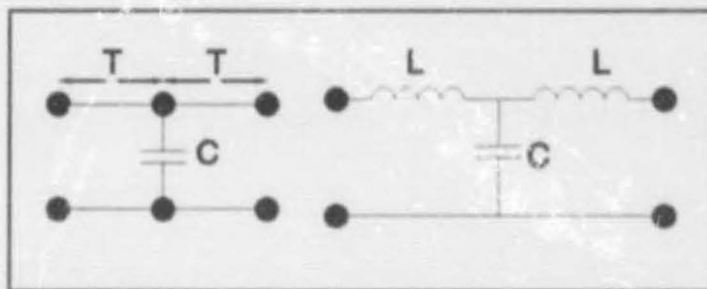


Figuur 4.10 Ontwikkeling van Koppelnetwerk

Geen koppeling kon deur optimering van die tweede netwerk hierbo bewerkstellig word nie. Optimering van die derde netwerk het 'n bevredigende weergawe gelewer. Hierdie

resultaat is nie onverwag nie en is waarskynlik die resultaat van die impedansie-omsettingseienskappe van die koppelnetwerk. Die vorige redenasie word gemotiveer deur die verspreide element-bespreking. Ekwivalensie kan bewerkstellig word soos aangedui in fig. (4.11). Die tweede netwerk in fig. (4.11) is inderdaad 'n impedansie-omsetter.

Die geslaagtheid van die derde koppelnetwerk in fig. (4.10) kan verklaar word aan die hand van die fundamentele omsettingseienskappe wat die resoneerders van die filter verbind. Hierdie verskynsel is reeds in Hoofstuk 3 in aanmerking geneem toe 'n seriële resoneerder in die banddeurlaatprototipe deur 'n omsetter na 'n gekoppelde resoneerder prototipe met nuwe resoneerders getransformeer is. Die koppelinduktor, L_5 van fig. (4.3), is bloot die residu van die kapasitiewe impedansie-omsetter wat in die senderfilter gebruik is.

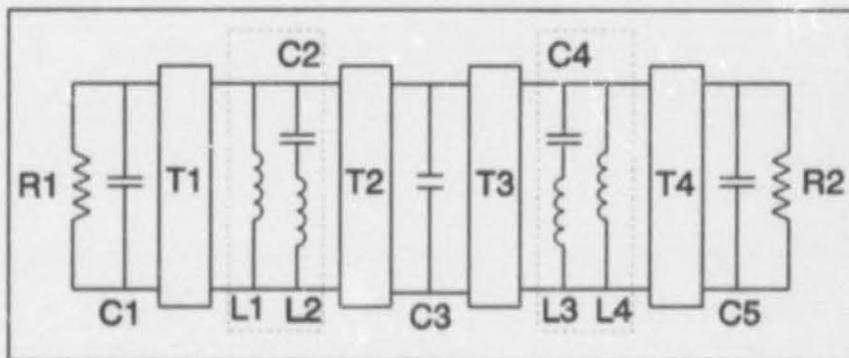


Figuur 4.11 Omsetter-Ekwivalensie met Verspreide-en Puntelemente

Herhaalde analise het aangetoon dat die koppelnetwerk nie 'n suiwer impedansie-omsetter by die senterfrekwensie van die ontvangerfilter hoef te wees om die netwerk te laat slaag nie. Die frekwensie-afhanklikheid van die struktuur om slegs 'n suiwer omsetter by een frekwensie te wees, speel nie 'n groot rol nie.

4.6 FINALE FILTERNETWERK

Die netwerkmodel van die finale filter word in fig. (4.12) aangedui. Die eienskappe hiervan word in Tabel (4.1) opgesom. 'n Minder gunstige elementverspreiding as die senderfilter is verkry. Die karakteristieke impedansie van die koppellyne is die resultaat van optimalisering. Dieselfde benadering is gevolg om die lengte van die transmissielyne te bepaal met die voorwaarde dat verbinding tussen die resoneerders bewerkstellig moet word.



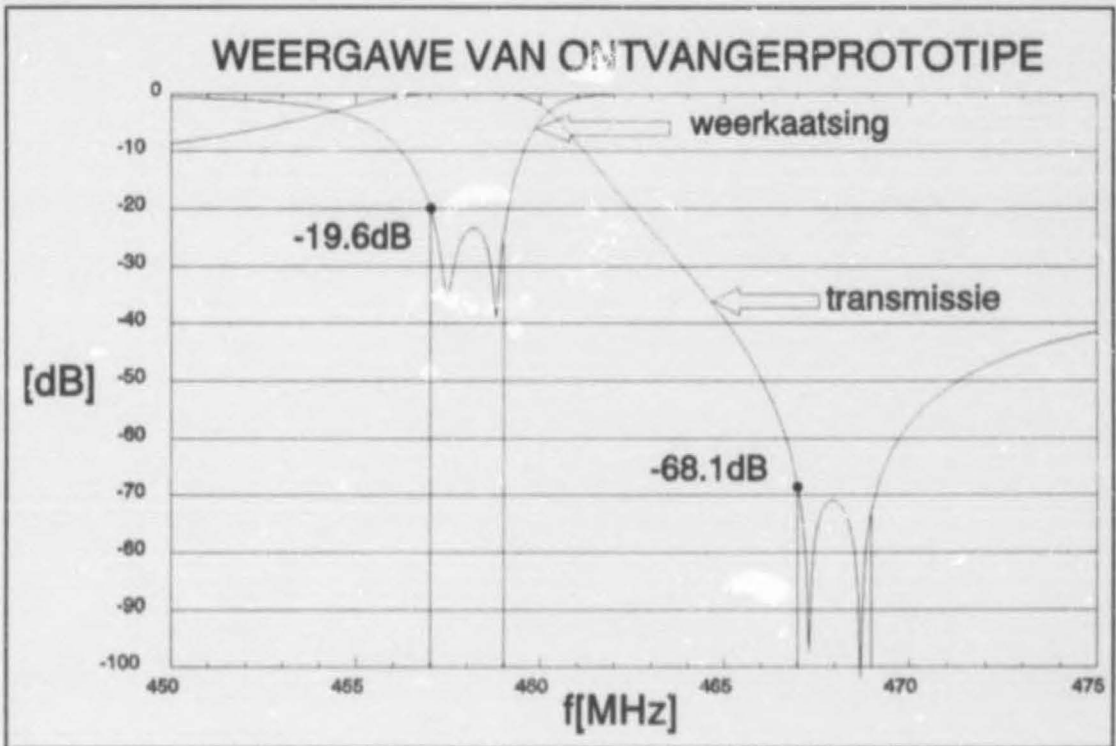
Figuur 4.12 Finale Filternetwerk

Die weergawe van die finale filter word in Grafiek 4.2 aangetoon. Goeie ooreenstemming met die weergawe van die getransformeerde filter van fig. (4.3) is verkry. Die finale netwerk behaal nie heeltemal die verswakingspesifikasies vir die ontvangernetwerk soos gestel deur Tabel 2.1 nie. Volgens die weergawe is 69.2dB verswakking behaal teenoor die gespesifiseerde waarde van 70dB. In die volgende hoofstuk sal aangetoon word hoe hierdie waarde verbeter kan word deur dipleksering.

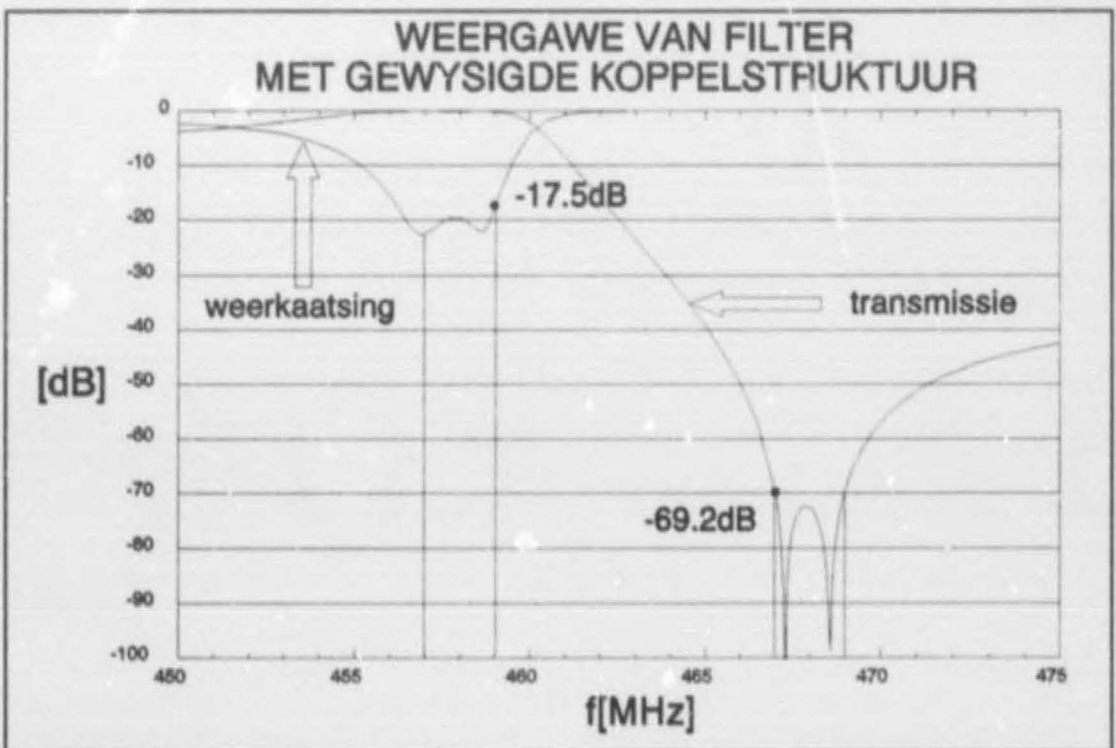
TABEL 4.1 OPSOMMING VAN FINALE FILTERSTRUKTUUR					
ϵ_r	T1, T4	T2, T3	L1	L2	L3
2.52	$Z_0=40\Omega$ $l=22.58625\text{mm}$	$Z_0=68.88071\Omega$ $l=29.59089\text{mm}$	0.85480nH	8.9452nH	0.71550nH
L4	C1	C2	C3	C4	C5
9.0845nH	27.74812pF	12.89670pF	22.55344pF	12.76887pF	28.95701pF

4.7 OPSOMMING

Die voorafgaande bespreking het die ontwikkeling van 'n nouband ontvangerfilter vanuit die prototipe van die senderfilter bekendgestel. Daar is aangetoon hoe 'n realiseerbare netwerktopologie deur optimering bewerkstellig kan word.



Grafiek 4.1 Weergawe na Geskaleerde Hoogdeurlaattransformasie van Senderfilter



Grafiek 4.2 Weergawe van Netwerk met Gewysigde Koppelstruktuur

Hoofstuk 5

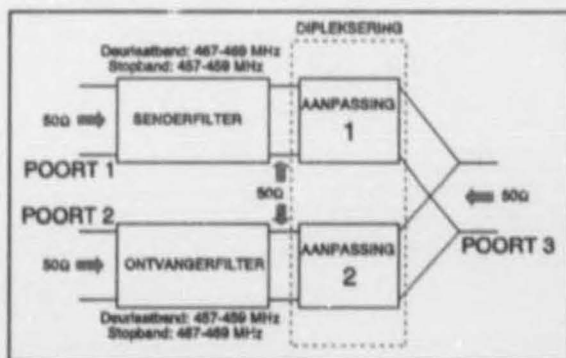
Dipleksering

5.1 INLEIDING

Dipleksering behels die verbinding van die uittreepoorte van die sender- en ontvangerfilters om 'n driepoortnetwerk te vorm. Hierdie netwerksintese-probleem is kompleks en kan nie met konvensionele benaderings aangepak word nie. Die diplekseringsnetwerk behels 'n aanpasnetwerk by die uittree van elke filter. Aanpassing word bewerkstellig deur die deurlaatbandimpedansie van een filter aan te pas by die stopbandimpedansie van die ander. Die aanpassing is meervoudig. Terwyl een aanpasnetwerk verstel word vir optimale werkverrigting van een filter, word die aanpassing van die ander filter versteur. Onder invloed van hierdie interaksie is eksakte benaderings van geen nut nie.

5.2 IMPEDANSIE-EIENSKAPPE VAN FILTERNETWERKE

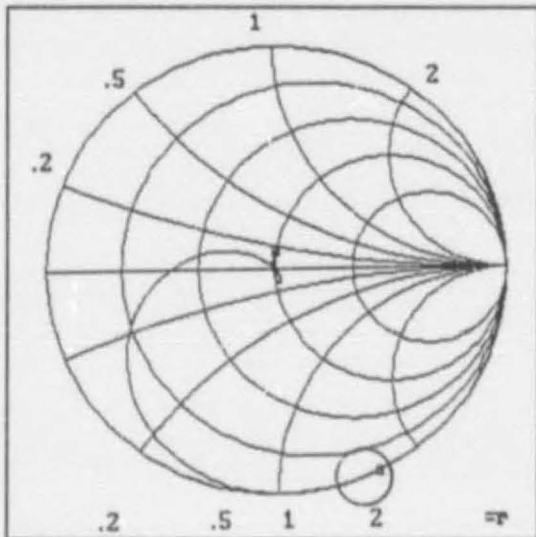
Die dipleksernetwerk word skematies in fig. (5.1) aangetoon. Interkonneksie van die afsonderlike filters om 'n driepoortnetwerk te vorm, word aangedui. Hierdie voorstelling motiveer die keuse om alle netwerke apart vir 'n 50Ω -stelsel te ontwerp. Op hierdie manier kan alle komponente as geïsoleerde eenhede beskou word wat afsonderlik getoets kan word voor stelselintegrasie plaasvind.



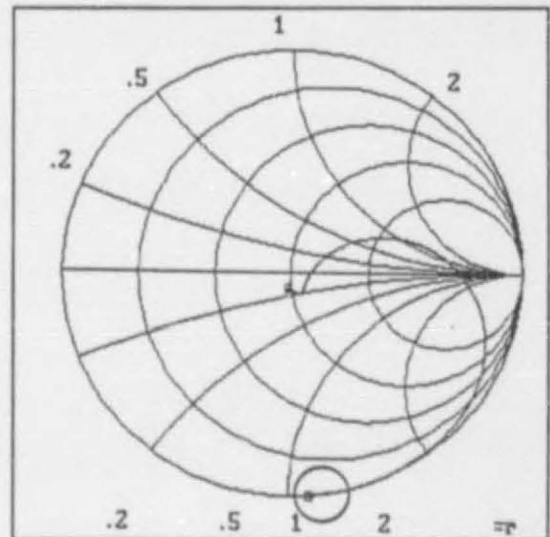
Figuur 5.1 Skematiese Voorstelling van Dipleksernetwerk

Die uittreeimpedansie van die afsonderlike filters wat in Hoofstuk 2 en 3 ontwerp is, word in fig. (5.2) en fig. (5.3) aangetoon. Die impedansieverloop in die stopband is omkring. Die frekwensiebereik is 457-469MHz.

Die kompleksiteit van die diplekseringsnetwerk word verder geïllustreer deur die afleiding dat geen definitiewe gevolgtrekking aangaande die impedansievlakke van die filters in die stopband gemaak kan word nie. Dit is duidelik dat die uittreeimpedansies nóg zero, nóg oneindig is.



Figuur 5.2 Uittreeimpedansie van Senderfilter

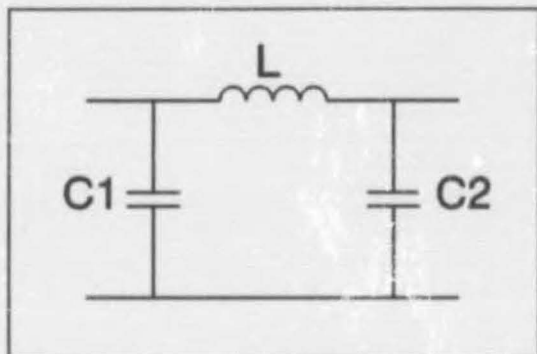


Figuur 5.3 Uittreeimpedansie van Ontvangerfilter

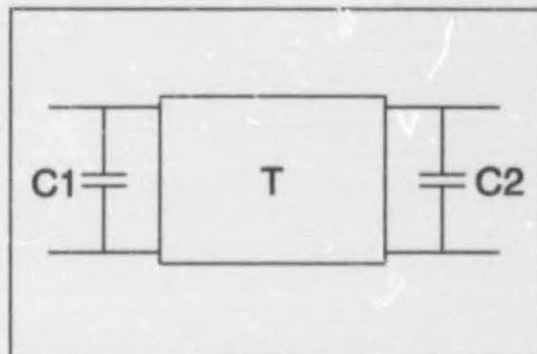
5.3 DIPLEKSERINGSNETWERK

Dipleksering word deur middel van enige van twee aanpasnetwerke bewerkstellig (Verwys na fig. (5.4) en (5.5)). Hierdie strukture herinner aan een van die ekwivalente vorms van 'n impedansie-omsetter [11]. Die bespreking van die voorafgaande hoofstuk motiveer die tweede struktuur as 'n verspreide element ekwivalensie van die eerste. Funkzionering van hierdie netwerke berus op die meervoudige vryheidsgrade van aanpassing wat bewerkstellig kan word. Elke netwerk beskik oor drie elemente waarvan die waarde verander kan word. Aanpassing slaag omdat optimering kan plaasvind, eerder as omsetterwerking.

Die verspreide element ekwivalensie word verkies ter wille van vereenvoudigde implementering.



Figuur 5.4 Aanpasnetwerk met Puntelemente



Figuur 5.5 Aanpasnetwerk met Verspreide Elemente

5.4 OPTIMERING

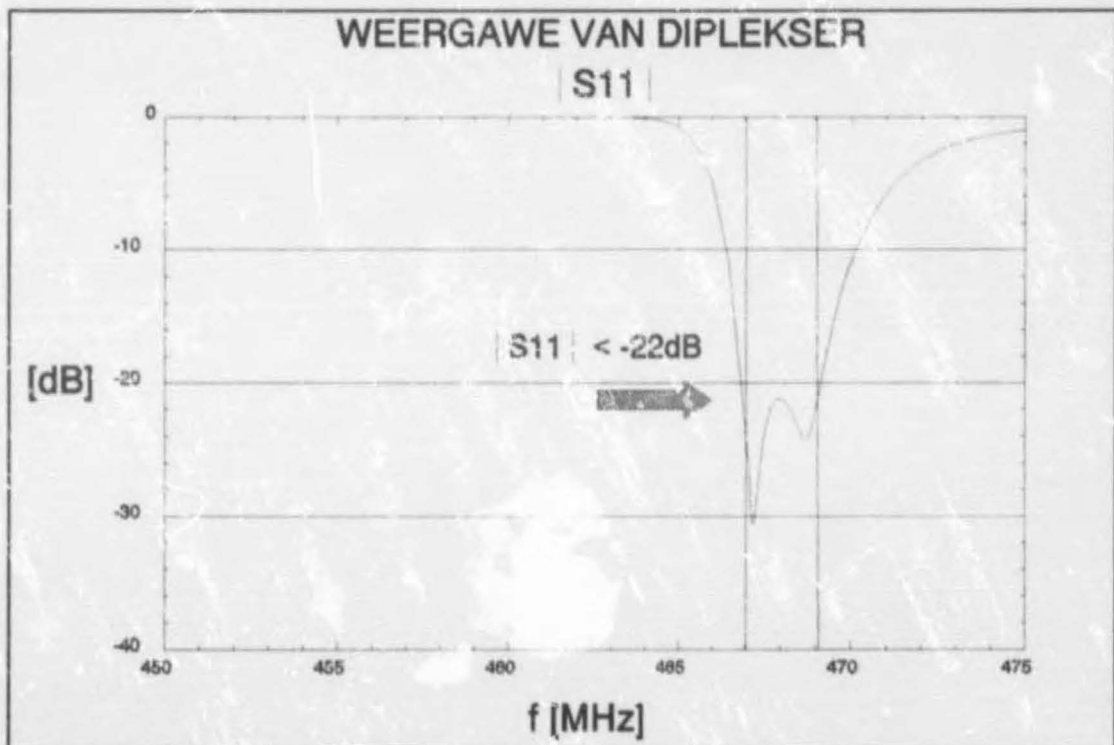
Optimering geskied deur verstelling van die elemente van die aanpasnetwerke terwyl die oorspronklike filters se eienskappe konstant gehou word. 'n Volledige diplekserontwerp is uitgevoer met die filternetwerke wat in die voorafgaande hoofstukke ontwerp is (fig. (3.15) en fig. (4.12)). Elementwaardes volg in Tabel (5.1).

TABEL 5.1 ELEMENTWAARDES VIR AANPASNETWERKE						
NETWERK	PUNTELEMENT (Fig. (5.4))			VERSPREIDE ELEMENTE (Fig. (5.5))		
	C1 [pF]	C2 [pF]	L [nH]	C1 [pF]	C2 [pF]	T
1	10.52541	11.71856	16.12218	11.91689	11.85882	$Z_0 = 75\Omega$ $l = 37.56624\text{mm}$
2	7.89798	11.17092	17.75327	7.32523	10.72978	$Z_0 = 75\Omega$ $l = 47.09932\text{mm}$

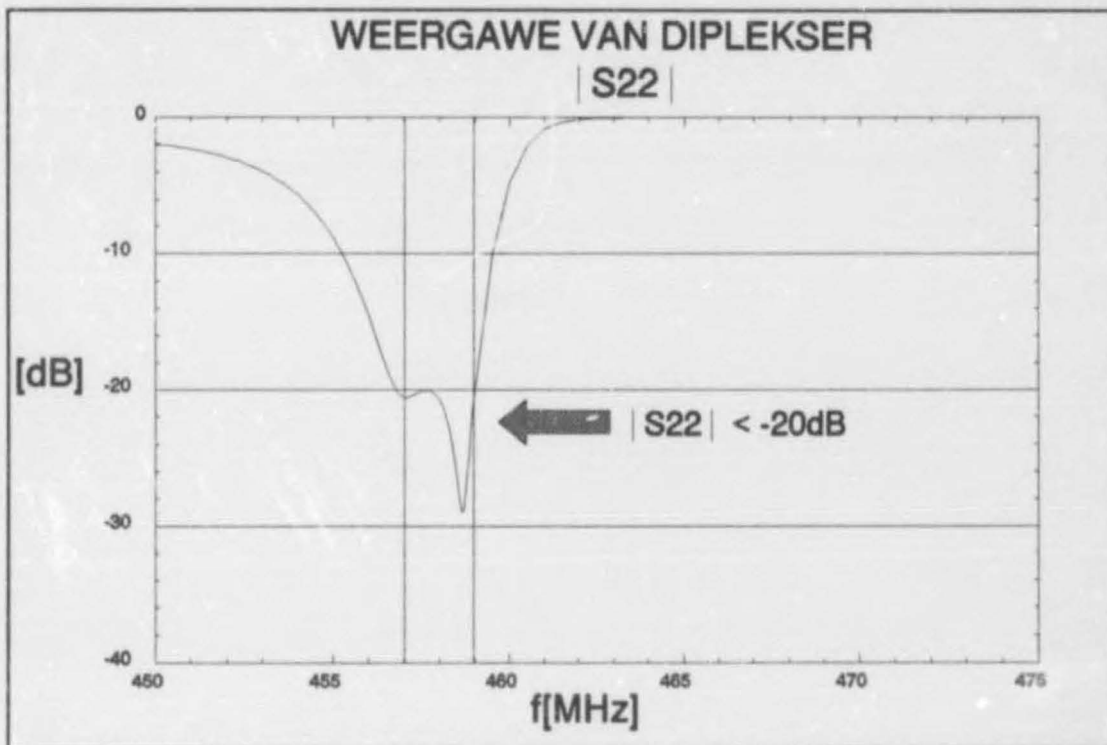
Die resultate van 'n stroombaananalise volg aan die einde van die hoofstuk. Poortnumering verwys na fig. (5.1). Die weergawes wat in Grafiek 5.1 tot 5.3 aangetoon word, illustreer aanpassing by elkeen van die drie poorte van die netwerk. In teenstelling met die sender- en ontvangerpoorte vertoon die antenapoort (Grafiek 5.3) twee bande van minimum weerkaatsing by die senterfrequentie van elke kanaal.

'n Merkbare verbetering in die aanpassing van die ontvangerfilter is verkry. Vergelyk Grafiek (4.2) en Grafiek (5.2). Hierdie verskynsel word toegeskryf aan die werking van die

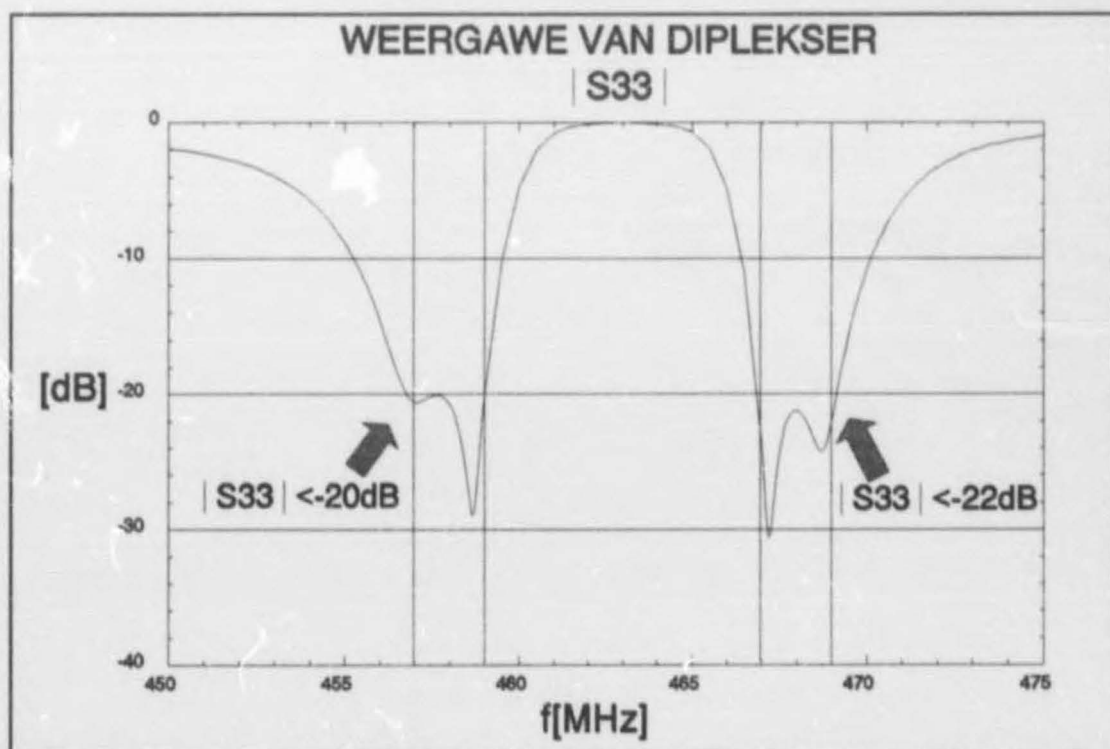
diplekseringsnetwerk wat inderdaad soos 'n addisionele aanpasnetwerk funksioneer. Die verswakking van beide filters is aansienlik verbeter. Vergelyk Grafiek (4.2) en Grafiek (5.5). Die verswakking van die ontvangerfilter is verbeter van 69.2 dB na 74 dB. Hierdie verskynsel word ook toegeskryf aan die funksionering van die diplekseringsnetwerk. Dit kom voor of addisionele wanaanpassing bewerkstellig word wanneer die teenoorgestelde filter in sy deurlaatband funksioneer.



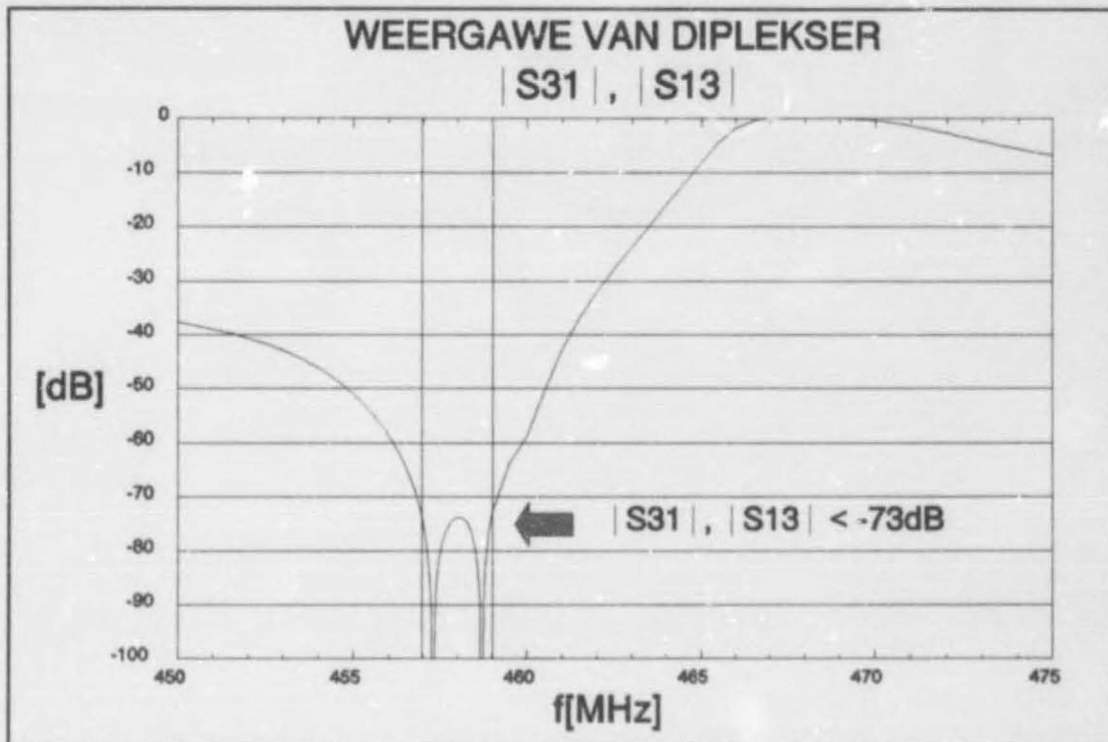
Grafiek 5.1 Weerkaatsing by Senderpoort



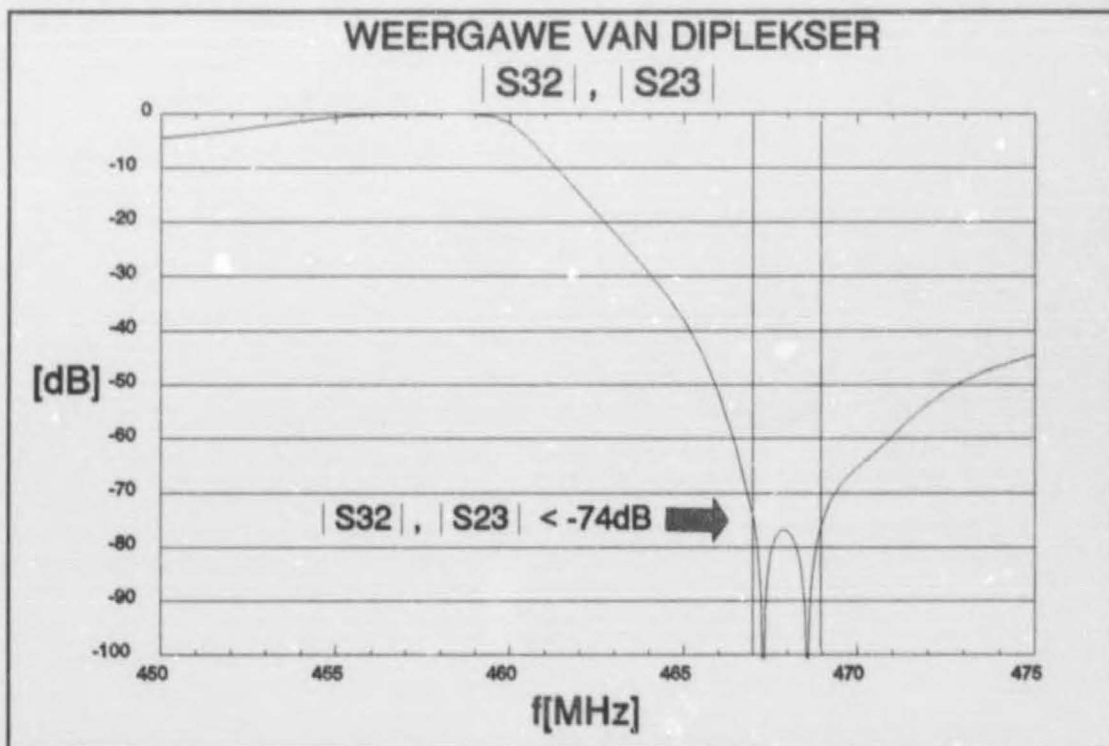
Grafiek 5.2 Weerkaatsing by Ontvangerpoort



Grafiek 5.3 Weerkaatsing by Antennepoort



Grafiek 5.4 Transmissie tussen Sender- en Antennepoort



Grafiek 5.5 Transmissie tussen Ontvanger- en Antennepoort

Hoofstuk 6

Resoneerderkarakterisering

6.1 INLEIDING

Ekwivalensie tussen 'n puntelementmodel en 'n fisiese struktuur noodsaak die ontwikkeling van 'n akkurate model vir die eienskappe van die voorgestelde koaksiale resoneerder. Daar word gepoog om die puntelementekwivalensie akkuraat te beskryf, sowel as om die verliesmeganismes in die struktuur te identifiseer. Daar word ten doel gestel die ontwikkeling van eenvoudige, dog akkurate model geskik vir implementering in 'n eenvoudige sakrekenaar.

Die geldigheid van die verliesmodel is afhanklik van praktiese verifikasie. Vir hierdie doel word 'n Q-faktor berekening bekend gestel. Q-faktormeting is die eenvoudigste praktiese verliesmeting wat op die resoneerder as geïsoleerde eenheid uitgevoer kan word. Dit word as die enigste praktiese bewys van die akkuraatheid van die verliesmodel beskou. Meting van die Q-faktor dien ook as stawende bewys van die uitstaande verlieseienskappe van die koaksiale resoneerder.

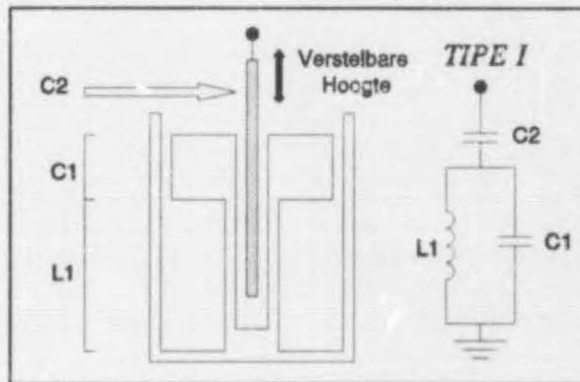
Tydsbeperking het slegs die implementering van die senderfilter toegelaat. Om hierdie rede word die bespreking aan die hand van die senderresoneerder aangebied.

6.2 IMPLEMENTERING

Die fisiese implementering van die puntelementresoneerder berus op 'n koaksiale struktuur soos bespreek in Hoofstuk 2. Die resoneerder word gerieflikheidshalwe in fig. (6.1) gereproduseer.

Ter verklaring van die vorm van die resoneerder word die karakteristieke impedansie van 'n transmissielyn beskou. Die karakteristieke impedansie word gegee deur die verband tussen die kapasitansie en eksterne induktansie [12]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6.1)$$



Figuur 6.1 Koaksiale Resoneerder en Puntelementekwivalensie

Die nuwe kapasitor ($C1$) word gerealiseer met 'n lyn van lae karakteristieke impedansie sodat die kapasitansie in verg. (6.1) oorheers. Dit verseker 'n kortste moontlike lyn, maar die karakteristieke impedansie word beperk deur die deurbreekspanning van lug in die spasie tussen die buite- en binnegeleier van die kapasitiewe lyn. 'n Lyn van hoë karakteristieke impedansie voorgestel vir die implementering van die nuwe induktor. Fisiese beperkings op die implementering van die verstelbare koppeling bepaal 'n minimum diameter vir die induktiewe lyn.

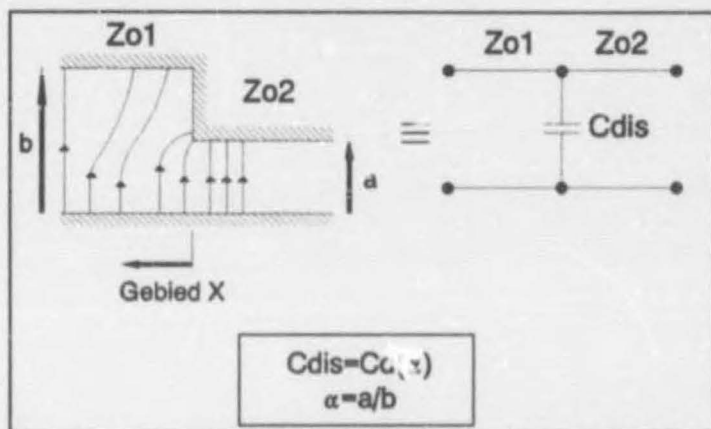
6.3 DISKONTINUÏTEITE

Die koaksiale resoneerder kan nie bloot as die interkonneksie van 'n stel koaksiale transmissielyne beskou word nie. Diskontinuiteite ontstaan waar die diameter van 'n sentergeleier skielik verander. Hierdie diskontinue veranderinge word gemodelleer deur 'n uitbreiding op 'n soortgelyke diskontinuiteit in 'n parallelplaat transmissielyn.

6.3.1 MODELLERING

Beskou as voorbeeld 'n trap in 'n parallelplaat transmissielyn soos aangetoon in fig. (6.2). Die lyn is beperk sodat slegs die hoofmodus van voortplanting energie deur die struktuur kan voortplant. Die hoofmodus alleen mag onvoldoende wees om die grensvoorwaardes by die diskontinuiteit te bevredig. Die spreivelde wat hoofsaaklik in gebied X bestaan, is die resultaat van hoër modusse van voortplanting wat by die diskontinuiteit opgewek word. Dit verswak vinnig soos vanaf die diskontinuiteit wegbeweeg word. Hierdie verswakking is van reaktiewe aard en geen energie word deur die hoër orde modusse oorgedra nie. Daar word wel energie in die spreivelde gestoor op 'n soortgelyke wyse as wat energie in

'n reaktiewe stroombaanelement geberg word [13].

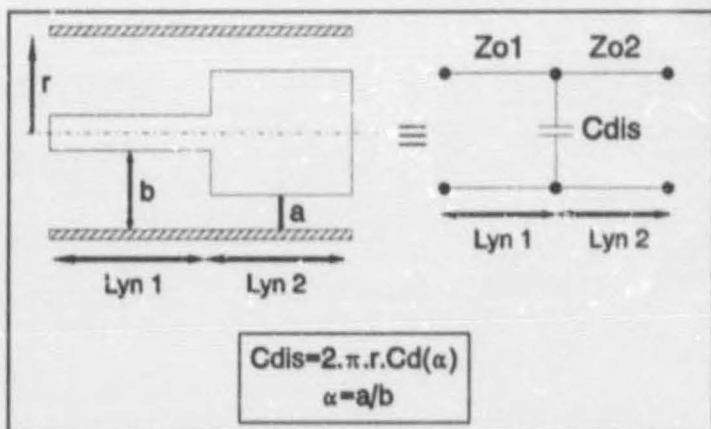


Figuur 6.2 Modelling van Diskontinuiteit in Parallelplaat Transmissielyn

Indien daar 'n platvlak diskontinuiteit ontstaan by die verbinding van twee transmissielyne, kan die oorgang gemodelleer word deur dit met 'n ekwivalente reaktiewe netwerk voor te stel. Die modellering van die diskontinuiteit word in fig. (6.2) verduidelik. Die waarde van die kapasitansie C_d , in kapasitansie per eenheidswydte, word deur die verband in verg. (6.2) aangegee [14].

$$C_d = \frac{\epsilon}{\pi} \left(\frac{1+\alpha^2}{\alpha} \operatorname{Arccosh} \left(\frac{1+\alpha^2}{1-\alpha^2} \right) - 2 \ln \frac{4\alpha}{1-\alpha^2} \right) \quad (6.2)$$

Uitbreiding na die geval van 'n koaksiale transmissielyn geskied deur C_d te vermenigvuldig met die deursnitarea van die gebied binne die buitegeleier. Hierdie verband word in fig. (6.3) verduidelik.

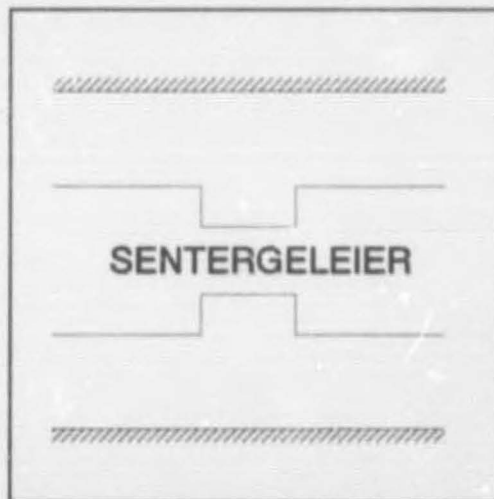


Figuur 6.3 Modelling van Diskontinuiteit in Koaksiale Transmissielyn

6.3.2 AKKURAAATHEID

Die modellering van die diskontinuiteit vir koaksiale lyne is geldig terwyl die volgende voorwaardes nagekom word [14]:

- i. Berekeninge vir C_{dn} is akkuraat indien die *terminasies* van die transmissielyn vër van die posisie van die diskontinuiteit is. 'n Aksiale afstand gelyk aan die transverse afstand tussen die geleiers word beskou as minimum spasiëring.
- ii. Die model vir die diskontinuiteit moet aangepas word indien daar *meervoudige diskontinuiteite* bestaan wat mekaar beïnvloed. 'n Voorbeeld van 'n meervoudige diskontinuiteit word in fig. (6.4) aangetoon. Hierdie figuur dui 'n dubbele trap in die sentergeleier aan.
- iii. Berekeninge is slegs geldig vir strukture waarvan die grootste *transverse dimensie* kleiner as 'n *halwe golflengte* is.



Figuur 6.4 Meervoudige Diskontinuiteit in 'n Koaksiale Transmissielyn

Vir die geval van 'n lugge vulde transmissielyn by 'n senterfrekwensie van 470 MHz geld die volgende verband:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2.997925 \times 10^8}{470 \times 10^6} = 637.9 \text{ mm} \quad (6.3)$$

$$\therefore \frac{\lambda}{2} = 318.9 \text{ mm} \quad (6.4)$$

Vir akkurate modellering van die diskontinuiteitskapasitansie moet die voorwaarde vermeld in (iii) hierbo nagekom word binne die beperking gestel deur verg. (6.4).

6.4 PUNTELEMENTEKWIVALENSIE

Die ekwivalensie met die puntelementstruktuur soos aangetoon in fig. (6.1) berus op 'n deeglike wiskundige model vir die impedansies soos gerealiseer deur die koaksiale struktuur. Soos aangetoon in Bylae F kan die gevraagde lengte van 'n transmissielyn deur 'n eenvoudige vergelyking bereken word indien beide die lasimpedansie en die gevraagde intreëimpedansie van suiwer imaginêre aard is. Die vergelyking word gerieflikheidshalwe herhaal:

$$l = \frac{1}{2\beta} \left[\text{Arctan} \left(\frac{2X_L Z_o}{X_L^2 - Z_o^2} \right) - \text{Arctan} \left(\frac{2X_i Z_o}{X_i^2 - Z_o^2} \right) \right] \quad (6.5)$$

Vanaf verg. (6.5) is dit duidelik dat die lengte van elke lyn bereken kan word indien die volgende parameters bekend is:

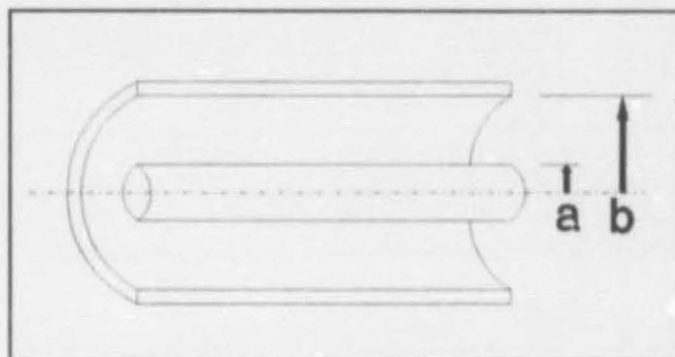
- X_L : Lasreaktansie
- X_i : Gevraagde Intreereaktansie
- Z_o : Karakteristieke Impedansie
- β : Fasekonstante

Die karakteristieke impedansie van 'n koaksiale lyn soos aangetoon in fig. (6.5) kan uit die volgende verband bereken word [15]:

$$Z_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\mu}{\epsilon}\right)} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (6.6)$$

Die fasekonstante volg vanaf 'n eenvoudige vergelyking [16]:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (6.7)$$

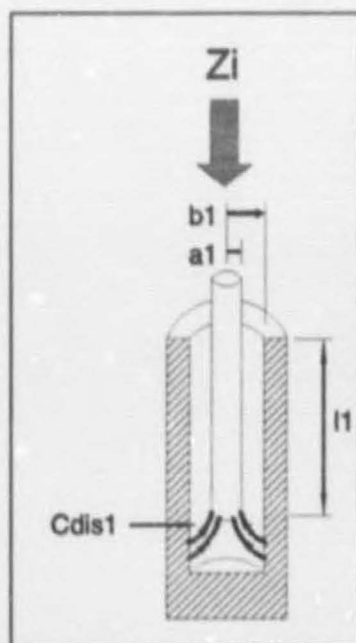


Figuur 6.5 Afmetings van Koaksiale Transmissiellyn

In die volgende afdeling word 'n algemene struktuur beskou. Daar sal aangetoon word hoe verg. (6.5) aangewend kan word om die ekwivalensie met 'n puntelementmodel te bewerkstellig indien die gevraagde intreereaktansie en die lasreaktansie van elke transmissielyn bekend is. Alle komplekse wiskundige bewerkings is geëlimineer deur manipulasie. Hierdie stelling word bevestig deur die verband van verg. (6.5) wat 'n lengte bereken sonder die implementering van enige komplekse wiskunde.

6.4.1 KOPPELKAPASITANSIE

Die afmetings van die struktuur wat die koppelkapasitor implementeer, word in die volgende figuur aangedui. Verwys ook na C2 in fig. (6.1).



Figuur 6.6 Afmetings van Koppelstruktuur (Lyn 1)

Die diskontinuiteitskapasitansie is die resultaat van die nie-ideale oopsluiting van die sentergeleier. Dit word gemodelleer deur 'n uitbreiding op die voorbeeld in fig. (6.3) met $r=b_1$. Die waarde van hierdie kapasitansie word soos volg bereken:

$$C_{dis1} = 2\pi b_1 C_d(\alpha) \quad (6.8)$$

$$\alpha = \frac{b_1 - a_1}{b_1} \quad (6.9)$$

Die lasreaktansie weens C_{dis1} is soos volg:

$$X_L = -\frac{1}{\omega C_{dis1}} \quad (6.10)$$

Die gevraagde koppelkapasitansie word aangedui deur C_2 in fig. (6.1). Die gevraagde intreereaktansie is die volgende:

$$X_i = -\frac{1}{\omega C_2} \quad (6.11)$$

Vanuit verg. (6.8) tot (6.11) is alle inligting bekend om met verg. (6.5) die lengte van die transmissielyn te bepaal.

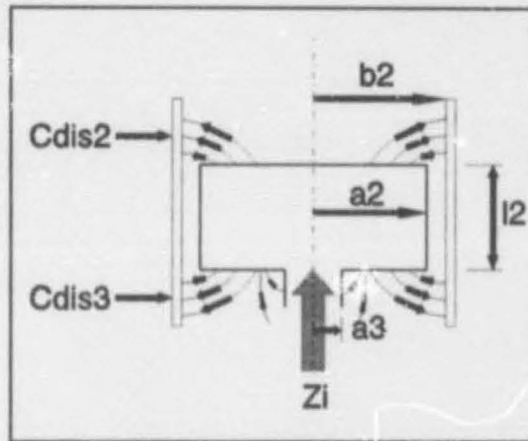
6.4.2 KAPASITANSIE VAN NEWE RESONEERDER

Die afmetings van die struktuur wat die kapasitansie van die newe resoneerder in fig. (6.1) implementeer, word in fig. (6.7) aangedui.

Die diskontinuiteit in die struktuur is die resultaat van die nie-ideale oopsluiting en die oorgang waar die sentergeleier se radius verander. Die kapasitiewe element wat met die oopsluiting geassosieer word, word analoog aan die geval van die kapasitiewe kopelement bereken:

$$C_{dis2} = 2\pi b_2 C_d(\alpha_1) \quad (6.12)$$

$$\alpha_1 = \frac{b_2 - a_2}{b_2} \quad (6.13)$$



Figuur 6.7 Afmetings van Struktuur wat Nwe Kapasitor Implementeer (Lyn 2)

Die diskontinuiteit wat met die verandering in die radius van die sentergeleier geassosieer word, kan direk met die voorstel van fig. (6.3) gemodelleer word:

$$C_{dis3} = 2\pi b_2 C_d(\alpha_2) \quad (6.14)$$

$$\alpha_2 = \frac{b_2 - a_2}{b_2 - a_3} \quad (6.15)$$

Die lasreaktansie wat met die oopsluiting geassosieer word, word deur die volgende verband gegee:

$$X_L = -\frac{1}{\omega C_{dis2}} \quad (6.16)$$

Die reaktansie wat met die diskontinue verandering in die sentergeleier se deursnit geassosieer word, is soos volg:

$$X_{dis3} = -\frac{1}{\omega C_{dis3}} \quad (6.17)$$

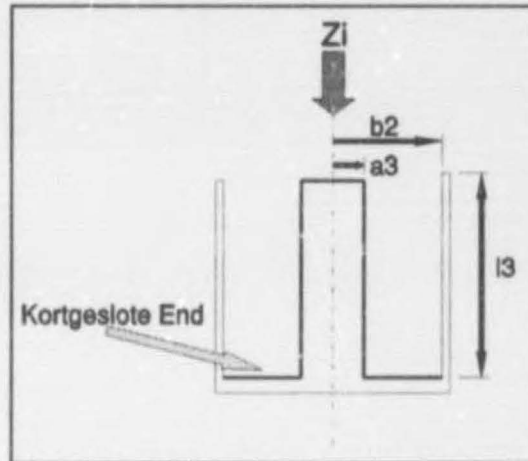
Hierdie reaktansiewaarde kom in nwe met die gevraagde intreereaktansie van die transmissielyn voor. Die intreereaktansie van die transmissielyn ten einde die nwe kapasitansie (C_1) van fig. (6.1) te realiseer, is soos volg:

$$X_i = -\frac{1}{\omega(C_1 - C_{dis})} \quad (6.18)$$

Die inligting wat in verg. (6.15) tot verg. (6.17) opgesom word, verskaf alle inligting wat nodig is om die lengte van die koaksiale lyn met verg. (6.5) te bereken.

6.4.3 INDUKTANSIE VAN NEWE RESONEERDER

Die afmetings van die struktuur wat die inductansie van die nuwe resoneerder in fig. (6.1) implementeer, word in fig. (6.8) aangedui:



Figuur 6.8 Afmetings van Struktuur wat Nuwe Induktor Implementeer (Lyn 3)

Omdat die lyn kortgesluit is, is die lasreaktansie nul. Die intreereaktansie van die lyn wat die nuwe induktor in fig. (6.1) realiseer, is soos volg:

$$X_i = \omega L_1 \quad (6.19)$$

Na aanleiding van verg. (6.19) kan die lengte van die transmissielyn bereken word met verg. (6.5).

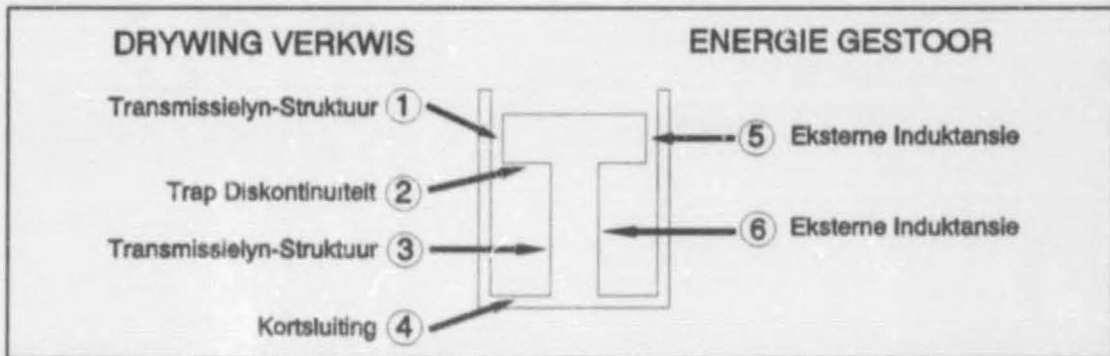
6.5 Q-FAKTOR BEREKENING

Die verliesmodel berus op die volgende vergelyking vir die Q-faktor van die struktuur [17]:

$$Q = \omega \frac{\text{Energie Gestoor}}{\text{Gemiddelde Drywingsverlies}} \quad (6.20)$$

Verliese en gestoorde energie word bereken vanuit die stroomverspreiding vir elke element. Die aanname word gemaak dat die invloed van die diskontinuiteitskapasitansies weglaatbaar is. Hierdie elemente beïnvloed wel die stroomverspreiding van elke transmissielyn, maar het 'n klein invloed op die Q-faktor van die struktuur. Omdat die

kapasitansies bykans verliesloos is, is die enigste bydrae daarvan die toename in die totale energie gestoor in verg. (6.9). Daar word verwag dat 'n hoër Q-faktor voorspel sal word indien hierdie kapasitansies in ag geneem sou word. Deur die kapasitore se invloed as weglaatbaar te beskou, word die vergelykings vir die stroomverspreiding grootliks vereenvoudig en word 'n eenvoudiger verband verkry wat daarin slaag om 'n minimum waarde vir die Q-faktor te voorspel. Die verliese en bronne van gestoorde energie wat gemodelleer word, word in fig. (6.9) aangetoon.



Figuur 6.9 Uiteensetting van Drywing Verkwis en Energie Gestoor in Koaksiale Resoneerder

Verliese is nie beperk tot dié van die transmissielyne nie. Die invloed van die area wat gevorm word deur die stap-diskontinuiteit en kortgeslote end word ook in ag geneem. Die totale energie gestoor word bereken uit die eksterne inductansie van elke lyn.

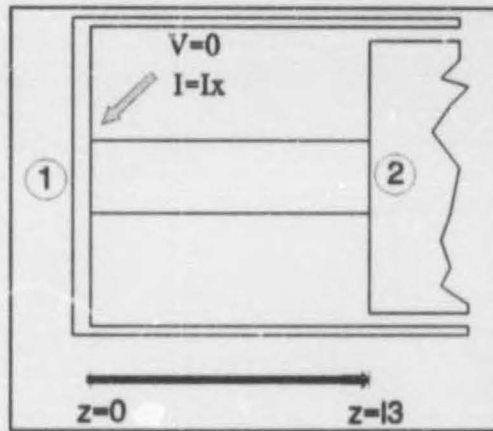
6.5.1 STROOMVERSPREIDING

'n Diagrammatiese voorstelling van een van die transmissielyne in die koaksiale resoneerder word in fig. (6.10) aangetoon. Na hierdie lyn word as die *induktiewe lyn* verwys omdat dit die induktiewe komponent van die resoneerder in fig. (6.1) implementeer. Die afmetings van hierdie struktuur stem ooreen met die afmetings van fig. (6.8).

Die stroom- en spanningsverspreiding van 'n verlieslose transmissielyn kan in invallende en weerkaatsde komponente geskryf word [18]. Fasornotasië word gebruik.

$$V(z) = V_+ e^{-j\beta z} + V_- e^{j\beta z} \quad (6.21)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} [V_+ e^{-j\beta z} - V_- e^{j\beta z}] \quad (6.22)$$



Figuur 6.10 Poortkondisies vir Induktiewe Transmissielyn

Aangesien die eerste poort van die *induktiewe lyn* gekortsluit word, is die volgende poortkondisies van toepassing:

$$V(0)=0 \quad (6.23)$$

$$I(0)=I_x \quad (6.24)$$

Die verband in verg. (6.21) kan herskryf word vir $z=0$ deur van die voorwaarde in verg. (6.23) gebruik te maak:

$$V(0)=V_+ + V_- = 0 \quad (6.25)$$

$$\therefore V_+ = -V_- \quad (6.26)$$

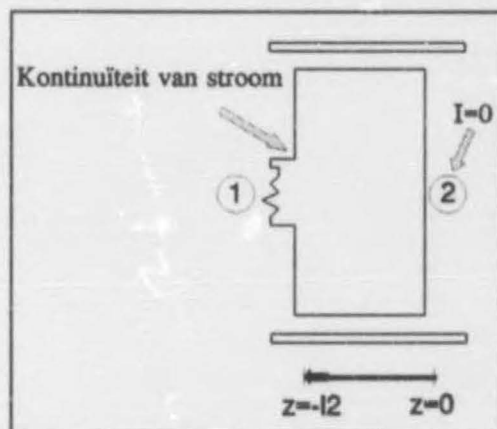
Deur gebruik te maak van die stroomverspreiding in verg. (6.22) en substitusie van verg. (6.26) uit te voer, kan die volgende vereenvoudiging gemaak word:

$$\begin{aligned} I(z) &= \frac{1}{Z_o} V_+ [e^{-j\beta_3 z} + e^{j\beta_3 z}] \\ &= \frac{2V_+}{Z_o} \cos(\beta_3 z) \end{aligned} \quad (6.27)$$

Ten slotte word die poortkondisie van verg. (6.24) ingespan om die vereenvoudigde stroomverspreiding te verkry:

$$I(z) = I_x \cos(\beta_3 z) \quad (6.28)$$

'n Diagrammatiese voorstelling van die tweede transmissielyn in die koaksiale resoneerder word in fig. (6.10) aangetoon. Na hierdie lyn word as die *kapasitiewe lyn* verwys omdat dit die nuwe kapasitor in die resoneerder van fig. (6.1) implementeer.



Figuur 6.11 Poortkondisies vir Kapasitiewe Transmissielyn

Aangesien die tweede poort van die *kapasitiewe lyn* in 'n benaderde oopsluiting getermineer word, is die volgende poortkondisie van toepassing:

$$I(0)=0 \quad (6.29)$$

Stroomkontinuiteit by die interval tussen die *kapasitiewe*- en *induktiewe lyn* stel 'n poortkondisie vir poort 1 vas. Vanaf verg. (6.28):

$$I(l_3)=I_x \cos(\beta_3 l_3) \quad (6.30)$$

Die elektriese lengte van die induktiewe lyn is as volg:

$$\theta_3 = \beta_3 l_3 \quad (6.31)$$

Die poortkondisie van verg. (6.30) vereenvoudig na die volgende:

$$I(l_3)=I(-l_2)=I_x \cos(\theta_3) \quad (6.32)$$

Die verband in verg. (6.22) kan herskryf word vir $z=0$ deur van die voorwaarde in verg. (6.29) gebruik te maak:

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} [V_+ e^{-j\beta_2 z} - V_- e^{j\beta_2 z}] = 0 \quad (6.33)$$

$$\begin{aligned} \therefore V_+ - V_- &= 0 \\ \therefore V_+ &= V_- \end{aligned} \quad (6.34)$$

By die interval van die twee koaksiale lyne moet stroomkontinuiteit gehandhaaf word. Die poortkondisie van verg. (6.32) is van toepassing. Manipulasie van verg. (6.22) het die volgende resultaat:

$$I(-l_2) = \frac{1}{Z_0} V_+ [e^{j\beta_2 l_2} - e^{-j\beta_2 l_2}] = \frac{2jV_+}{Z_0} \sin(\beta_2 l_2) = I_x \cos(\theta_3) \quad (6.35)$$

Die vorige verband kan vereenvoudig word deur instelling van die elektriese lengte van die lyn:

$$\theta_2 = \beta_2 l_2 \quad (6.36)$$

$$\therefore 2 \frac{jV_+}{Z_0} \sin(\theta_2) = I_x \cos(\theta_3) \quad (6.37)$$

$$\therefore V_+ = \frac{Z_0 I_x}{2j} \times \frac{\cos(\theta_3)}{\sin(\theta_2)} \quad (6.38)$$

Substitusie van verg. (6.34) en (6.38) in verg. (6.22) lewer 'n resultaat vir die stroomverspreiding:

$$I(z) = I_x \frac{\cos(\theta_3)}{\sin(\theta_2)} \sin(\beta_2 z) \quad (6.39)$$

6.5.2 ENERGIE GESTOOR IN TRANSMISSIELYNE

Die totale energie gestoor in die struktuur word geïsoleer as die somtotaal van energie gestoor in die eksterne inductansie van elke transmissielyn. Die eksterne inductansie van die transmissielyn in fig. (6.5) word deur die volgende verband gegee [19]:

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (6.40)$$

Die energie gestoor word bereken volgens die verband wat die tyd-variërende stroom en

die waarde van 'n puntelementinduktor verbind. Die energie gestoor in 'n puntelementinduktor met zero beginkondisies word deur die volgende verband gegee by tyd t . [20]:

$$E = \frac{1}{2} Li(t)^2 \quad (6.41)$$

'n Uitbreiding hiervan verskaf 'n verband vir die energie gestoor in 'n transmissielyn as die eksterne inductansie en die stroomverspreiding bekend is.

$$E = \int \frac{1}{2} LI(z)^2 dz \quad (6.42)$$

Hiervolgens word integrasie oor die lengte van die transmissielyn uitgevoer om die totale energie gestoor in die inkrementele induktiewe elemente te bereken.

Die eksterne inductansie van die *induktiewe* transmissielyn wat in fig. (6.8) aangetoon word, word van verg. (6.41) bepaal:

$$L_3 = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b_2}{a_3}\right) \quad (6.43)$$

Die energie gestoor word bepaal word deur die stroomverspreiding van verg. (6.28) te gebruik.

$$\begin{aligned} E_3 &= \int_0^{l_3} \frac{1}{2} L_3 (I_x \cos(\beta_3 z))^2 dz \\ &= \frac{1}{2} L_3 I_x^2 \int_0^{l_3} (\cos(\beta_3 z))^2 dz \end{aligned} \quad (6.44)$$

Deur gebruik te maak van die vergelyking vir die elektriese lengte van die lyn kan die voorafgaande vergelyking vereenvoudig word:

$$\theta_3 = \beta_3 l_3 \quad (6.45)$$

$$\therefore E_3 = \frac{L_3 I_x^2}{4\beta_3} [\theta_3 + \sin(\theta_3)\cos(\theta_3)] \quad (6.46)$$

Die eksterne inductansie van die *kapasitiewe* transmissielyn wat in fig. (6.7) aangetoon word, word van verg. (6.40) bepaal:

$$L_2 = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b_2}{a_2}\right) \quad (6.47)$$

Die energie gestoor word bepaal word deur die stroomverspreiding van verg. (6.39) te gebruik.

$$\begin{aligned} E_2 &= \int_0^{l_2} \frac{1}{2} L_2 \left(I_x \frac{\cos(\theta_3)}{\sin(\theta_2)} \sin(\beta_2 z) \right)^2 dz \\ &= \frac{1}{2} L_2 \int_0^{l_2} \left(I_x \frac{\cos(\theta_3)}{\sin(\theta_2)} \sin(\beta_2 z) \right)^2 dz \end{aligned} \quad (6.48)$$

Deur gebruik te maak van die vergelyking vir die elektriese lengte van die lyn word die volgende resultaat verkry na algebraïese vereenvoudiging:

$$\theta_2 = \beta_2 l_2 \quad (6.49)$$

$$\therefore E_2 = \frac{L_2 I_x^2}{4\beta_2} \left(\frac{\cos(\theta_3)}{\sin(\theta_2)} \right)^2 [\theta_2 - \sin(\theta_2)\cos(\theta_2)] \quad (6.50)$$

6.5.3 DRYWING VERKWIS IN TRANSMISSIELYNE

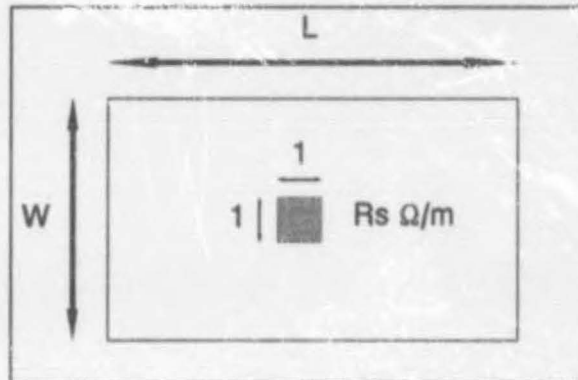
Drywing verkwis word bereken deur 'n verband tussen die oppervlakweerstand en stroomdigtheid vir elke lyn te bereken. Die weerstand van 'n infinitesimale element word bepaal en integrasie van die stroomverspreiding word oor die lengte van die lyn uitgevoer om die drywingsverlies te bereken.

Totale verliesdrywing word bepaal analoog aan die verband vir die verliesdrywing in 'n puntelementweerstand, R , met pieldstroom I :

$$P = \frac{1}{2} R I^2 \quad (6.51)$$

'n Afsonderlike berekening word uitgevoer vir die binne- en buitegeleier van die koaksiale lyn. Sodoende word 'n benadering bekendgestel vir die analise van 'n lyn waarvan die binne- en buitegeleiers van verskillende materiale vervaardig is.

Die totale weerstand vir 'n gebied soos aangetoon in fig. (6.12) word bereken deur die oppervlakweerstand per eenheidsarea, R_s , met die lengte van die area te vermenigvuldig, maar deur die wydte te verdeel. Hierdie benadering word gemotiveer deur die beskouing dat die elemente in die wydte effektief in reeks verskyn.

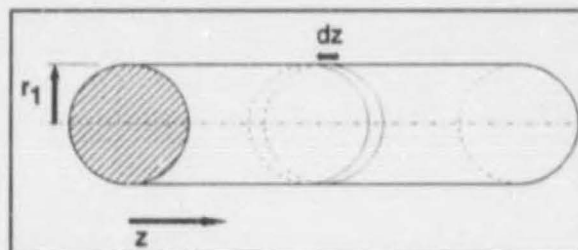


Figuur 6.12 Totale Weerstand van Area deur beskouing van Weerstand per Eenheidsarea

Die totale weerstand van die gebied wat in fig. (6.12) voorgestel word, word gegee deur die verband in verg. (6.52):

$$R_{tot} = \frac{R_s}{W} \times L \quad (6.52)$$

Ten einde die verliesdrywing vir die sentergeleier van 'n koaksiale lyn te bereken, word 'n integrasie-element soos in fig. (6.13) gedefinieer. Analoog aan die voorafgaande bespreking word die lengte en wydte van die element onderskeidelik as dz en $2\pi r$ beskou.

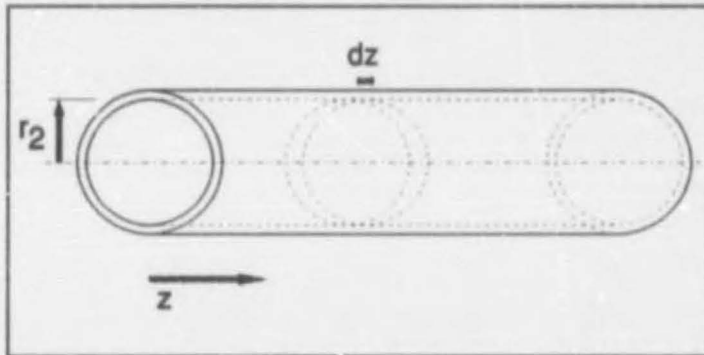


Figuur 6.13 Integrasie-Element vir Binnegeleier van Koaksiale Lyn

Die totale verliesdrywing volg vanuit die produk tussen die oppervlakweerstand en die stroomverspreiding. Integrasie word uitgevoer oor die lengte van die geleier.

$$P_{binne} = \frac{1}{2} \int^l \frac{R_s}{2\pi r_1} I(z)^2 dz \quad (6.53)$$

Soortgelyk aan die vorige geval kan 'n integrasie-element aan die binnekant van die buitegeleier gedefinieer word soos aangetoon in fig. (6.14).



Figuur 6.14 Integrasie-Element vir Buitegeleier van Koaksiale Lyn

Die integrasieproses verloop soos vir die geval van die binnegeleier, maar die binneradius van die buitegeleier word gebruik:

$$P_{buite} = \frac{1}{2} \int^l \frac{R_s}{2\pi r_2} I(z)^2 dz \quad (6.54)$$

Na aanleiding van die voorafgaande bespreking kan die verliesdrywing vir elke transmissielyn in die nuwe resoneerder van fig. (6.1) bereken word. Die drywing verkwis in die binnegeleier van die *induktiewe transmissielyn* word vanuit die stroomdigtheid in verg. (6.28) bereken.

$$\begin{aligned} P_{binne(3)} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_3} \frac{R_s}{2\pi a_3} I(z)^2 dz \\ &= \frac{R_s}{4\pi a_3} \int_0^{l_3} (I_x \cos(\beta_3 z))^2 dz \end{aligned} \quad (6.55)$$

Deur gebruik te maak van die vergelyking vir die elektriese lengte van die lyn kan die voorafgaande vergelyking vereenvoudig word:

$$\theta_3 = \beta_3 l_3 \quad (6.56)$$

$$\therefore P_{binne(3)} = \frac{R_s J_x^2}{8\beta_3 \pi a_3} [\theta_3 + \sin(\theta_3)\cos(\theta_3)] \quad (6.57)$$

Die ooreenkoms tussen verg. (6.53) en (6.54) motiveer die volgende vergelyking vir die drywing verkwis in die buitegeleier. Die radiusveranderlike word bloot verander.

$$P_{buite(3)} = \frac{R_s J_x^2}{8\beta_3 \pi b_2} [\theta_3 + \sin(\theta_3)\cos(\theta_3)] \quad (6.58)$$

Die drywing verkwis in die *kapasitiewe transmissielyn* word vanuit die stroomdigtheid in verg. (6.39) bereken.

$$\begin{aligned} P_{binne(2)} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_2} \frac{R_s}{2\pi a_2} I(z)^2 dz \\ &= \frac{R_s}{4\pi a_2} \int_0^{l_2} \left[I_x \frac{\cos(\theta_3)}{\sin(\theta_2)} \sin(\beta_2 z) \right]^2 dz \end{aligned} \quad (6.59)$$

Deur gebruik te maak van die vergelyking vir die elektriese lengte van die lyn kan die voorafgaande vereenvoudig word:

$$\theta_2 = \beta_2 l_2 \quad (6.60)$$

$$\therefore P_{binne(2)} = \frac{R_s J_x^2}{8\beta_2 \pi a_2} \left(\frac{\cos(\theta_3)}{\sin(\theta_2)} \right)^2 [\theta_2 - \sin(\theta_2)\cos(\theta_2)] \quad (6.61)$$

Soos reeds bespreek kan die voorafgaande vergelyking uitgebrei word vir die geval van die buitegeleier:

$$\therefore P_{buite(2)} = \frac{R_s J_x^2}{8\beta_2 \pi b_2} \left(\frac{\cos(\theta_3)}{\sin(\theta_2)} \right)^2 [\theta_2 - \sin(\theta_2)\cos(\theta_2)] \quad (6.62)$$

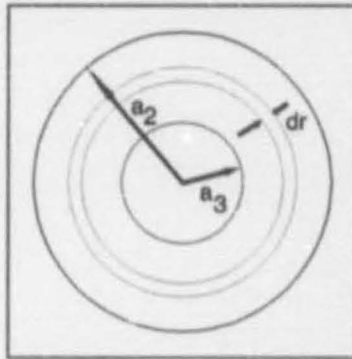
6.5.4 DRYWING VERKWIS IN DISKONTINUE TRAP

Die diskontinue verbinding tussen die sentergeleiers van die afsonderlike transmissielyne word met 'n resistiewe ring gemodelleer soos aangetoon in fig. (6.15). Analog aan die bespreking van afdeling (6.5.3) word 'n integrasie-element van wydte $2\pi r$ en lengte dr gedefinieer. Die totale oppervlakweerstand volg vanaf 'n integrasie oor die area tussen a_1 en a_2 .

$$R = \int_{a_3}^{a_2} \frac{R_s}{2\pi r} dr$$

$$= \frac{R_s}{2\pi} \ln\left(\frac{a_2}{a_3}\right) \quad (6.63)$$

Die waarde van die stroomverspreiding by die diskontinuiteit word gebruik om die verliesdrywing in die ring te bereken.



Figuur 6.15 Diskontinue Oorgang tussen Sentereleiers

Die waarde van die verspreiding volg vanaf verg. (6.32):

$$I(l_3) = I_s \cos(\theta_3) \quad (6.64)$$

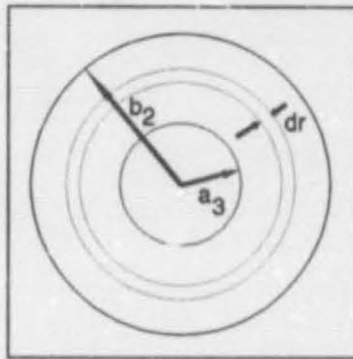
Die verliesdrywing is soos volg:

$$P_{dis} = \frac{1}{2} R I^2$$

$$= \frac{R_s I_s^2}{4\pi} \ln\left(\frac{a_2}{a_3}\right) \cos^2(\theta_3) \quad (6.65)$$

6.5.5 DRYWING VERKWIS IN KORTSLUITING

Die verliese in die kortsluiting van die *induktiewe transmissielyn* word analoog aan die vorige bespreking gemodelleer. 'n Resistiewe ring word gevorm tussen 'n sentereleier met radius a_3 en 'n buiteleier met radius b_2 . Verwys na fig. (6.16).



Figuur 6.16 Kortsluiting van Induktiewe Transmissielyn

Soos vir die geval van die resistiewe trap, kan die totale weerstand deur integrasie bepaal word:

$$\begin{aligned}
 R &= \int_{a_3}^{b_2} \frac{R_s}{2\pi r} dr \\
 &= \frac{R_s}{2\pi} \ln\left(\frac{b_2}{a_3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{6.66}$$

Die waarde van die stroom by die kortsluiting volg van die poortkondisie van verg. (6.24).

$$I(0) = I_x \tag{6.67}$$

Die verliesdrywing is soos volg:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{kort}} &= \frac{1}{2} R I_x^2 \\
 &= \frac{R_s J_x^2}{4\pi} \ln\left(\frac{b_2}{a_3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{6.68}$$

6.6 OORSIG VAN ENERGIEMODEL

Die komponente van die energiestruktuur van die resoneerder is in die voorafgaande afdeling bespreek. 'n Wiskundige model is bepaal en word in Tabel (5.1) opgesom. Die Q-faktor van verg. (6.21) word soos volg herskryf:

$$Q = \omega_o \frac{E_2 + E_3}{P_{\text{binne}(3)} + P_{\text{buite}(3)} + P_{\text{binne}(2)} + P_{\text{buite}(2)} + P_{\text{dis}} + P_{\text{kort}}}
 \tag{6.69}$$

Implementering van verg. (6.69) en substitusie van die vergelykings van Tabel (6.1) verskaf alle inligting om die Q-faktor van die resoneerder te bepaal.

TABEL 6.1 VERGELYKINGS VIR Q-FAKTOR BEREKENING		
	INDUKTIEWE LYN	KAPASITIEWE LYN
ELEKTRIESE LENGTE	$\theta_3 = \beta_3 l_3$	$\theta_2 = \beta_2 l_2$
KARAKTERISTIEKE IMPEDANSIE	$Z_{o3} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln\left(\frac{b_2}{a_3}\right)$	$Z_{o2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln\left(\frac{b_2}{a_2}\right)$
EKSTERNE INDUKTANSIE	$L_3 = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b_2}{a_3}\right)$	$L_2 = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b_2}{a_2}\right)$
ENERGIE GESTOOR	$E_3 = \frac{L_3 I_x^2}{4\beta_3} [\theta_3 + \sin(\theta_3)\cos(\theta_3)]$	$E_2 = \frac{L_2 I_x^2}{4\beta_2} \left(\frac{\cos(\theta_3)}{\sin(\theta_2)}\right)^2 [\theta_2 - \sin(\theta_2)\cos(\theta_2)]$
Dit is die VERKUIS IN BINNEGELIER	$P_{binne(3)} = \frac{R_s I_x^2}{8\beta_3 \pi a_3} [\theta_3 + \sin(\theta_3)\cos(\theta_3)]$	$P_{binne(2)} = \frac{R_s I_x^2}{8\beta_2 \pi a_2} \left(\frac{\cos(\theta_3)}{\sin(\theta_2)}\right)^2 [\theta_2 - \sin(\theta_2)\cos(\theta_2)]$

<p>DRYWING VERKWIS IN BUTEGELEIER</p>	$P_{buite(3)} = \frac{R_s J_x^2}{8\beta_3 \pi b_2} [\theta_3 + \sin(\theta_3)\cos(\theta_3)]$	$P_{buite(2)} = \frac{R_s J_x^2}{8\beta_2 \pi b_2} \left(\frac{\cos(\theta_3)}{\sin(\theta_2)} \right)^2 [\theta_2 - \sin(\theta_2)\cos(\theta_2)]$
<p>DRYWING VERKWIS IN DISKONTINUE OORGANG</p>	$P_{dis} = \frac{R_s J_x^2}{4\pi} \ln\left(\frac{a_2}{a_3}\right) \cos^2(\theta_3)$	
<p>DRYWING VERKWIS IN KORTSLUITING</p>	$P_{kort} = \frac{R_s J_x^2}{4\pi} \ln\left(\frac{b_2}{a_3}\right)$	

6.7 OPSOMMING

'n Wiskundige verband is bepaal om die ekwivalensie tussen 'n puntelementmodel en die voorgestelde resoneerder te bewerkstellig. 'n Volledige bespreking van die transformasie-eienskappe van die transmissielyne onderhewig aan die fisiese eienskappe van die struktuur is aangebied.

Die energiemodel van die struktuur is bepaal en 'n verband is ontwikkel om die Q-faktor te bereken. Beide die puntelement ekwivalensie en die verliesmodel is geskik vir implementering in 'n rekenaaralgoritme. 'n Programlysting word in Bylae H aangebied om die volgende berekeninge uit te voer:

- Transmissielynlangtes word bepaal as die resoneerder se puntelementmodel en fisiese afmetings bekend is.
- Die verliesfaktor van alle transmissielyne in die resoneerder word bepaal. Hierdie berekening word benodig om die finale filternetwerk vir rekenaarsimulasie te modelleer. 'n Berekening van die verliesfaktor vir lugge vulde koaksiale transmissielyne word in Bylae G aangebied.
- Die Q-faktor van die resoneerder kan bepaal word as alle afmetings en die resonante frekwensie bekend is. Alle terme in die teller en noemer van verg. (6.69) bevat 'n kwadratiese faktor in I_x . Hierdie faktor word uitgekanselleer deur die deelbewerking.

Hoofstuk 7

Implementering

7.1 INLEIDING

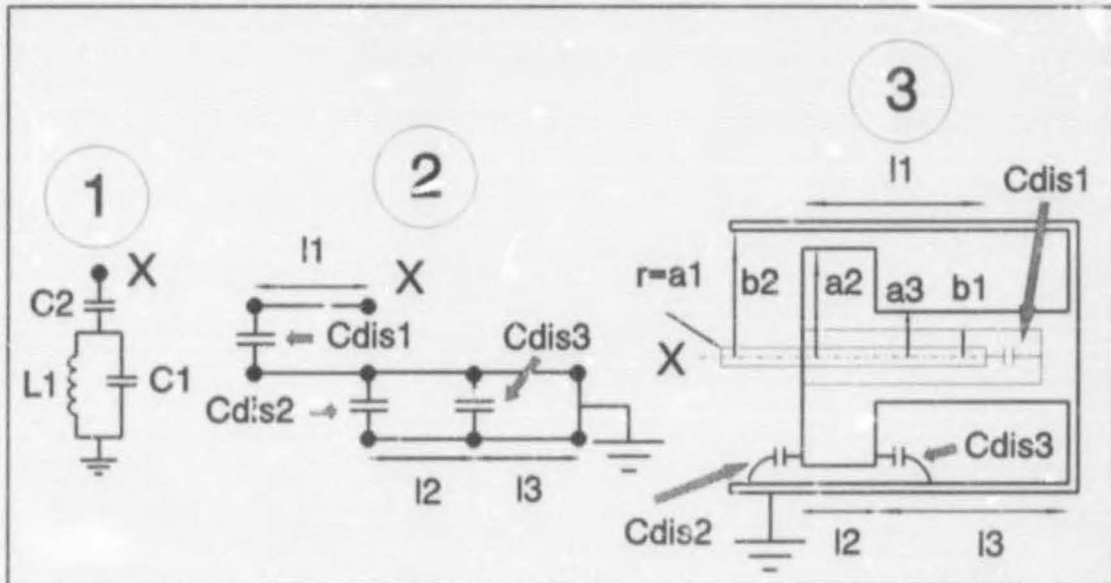
Die oorgang van 'n puntelementtopologie na 'n fisies implementeerbare struktuur word in die volgende afdeling bekendgestel. Daar sal aangetoon word hoe die programlystings in Bylae H aangewend word om hierdie ekwivalensie te bewerkstellig. 'n Bespreking van die modellering van 'n netwerk vir rekenaarsimulasie onderhewig aan die beperkinge van die pakket sal aangebied word.

Tydsbeperking het slegs die ontwikkeling van die senderfilter toegelaat. Voorlopige modellering van die volledige diplexer het gedui op 'n struktuur wat die insetverliesespesifikasie van Tabel 2.1 kan bevredig. Gedurende praktiese opmeting van verskeie resoneerders is die nadelige invloed van skroefdraad waargeneem. 'n Aanbeveling sal gemaak word om toekomstige resoneerders slegs uit 'n soliede struktuur te vervaardig. Hierdie aanbeveling is teenstrydig met die voorgestelde ontvangerresoneerder wat berus op 'n hoogte verstelbare tappunt. Daar word voorsien dat die teenwoordigheid van skroefdraad in hierdie struktuur 'n nadelige invloed sal hê. Aangesien die inkoppelmeganisme die voorwaardes op fisiese realisering en dus die afstand tussen resoneerders spesifiseer, is die geldigheid van die verliesberekening afhanklik van die fisiese realisering van die resoneerder. Geen uitsluitel aangaande die ontvangerresoneerder is gedurende die duur van die navorsing vir hierdie werkstuk bereik nie. Onsekerheid aangaande die implementering van die ontvangerresoneerder motiveer die benadering om slegs die implementering en simulasie van die senderresoneerder in detail te bespreek.

Aan die einde van hierdie hoofstuk volg 'n bespreking van die konstruksie van die senderfilter. Die konstruksiemetode is die resultaat van 'n tweede iterasie. Alle kritiese aspekte sal bespreek word.

7.2 MODELLERING VAN FISIIESE STRUKTUUR VIR REKENAARSIMULASIE

Die praktiese resoneerder is reeds by vorige geleentheid volledig gemodelleer. Die ekwivalensie tussen die puntelementresoneerder en die fisiese struktuur word in fig. (7.1) opgesom. Die intreenodus van elke resoneerder is met X gemerk.



Figuur 7.1 Ekwivalensie tussen Puntelementresoneerder en Fisiese Netwerk

Die puntelementmodel word gelyk gestel aan die interkonneksie van 'n stel transmissielyn wat dieselfde impedansie as die puntelementresoneerder by die sentrefrekwensie van die deurlaatband realiseer. Aangesien die puntelementresoneerder 'n eenpoort netwerk verteenwoordig, kan die invloed van omringende netwerke buite rekening gelaat word in die substitusieproses. Belasting kom nie voor nie en die weergawe behoort nie te verander wanneer die eerste netwerk in die vorige figuur met die tweede netwerk vervang word nie.

7.2.1 AFMETINGS

Implementering van die koppelkapasitor C_c is beïnvloed deur 'n motivering om fyn verstelling te vergemaklik. Die invloed van hierdie kapasitor is tweërlei. Eerstens beïnvloed dit die posisie van die transmissiezero van die filter. Hierdie aspek blyk duidelik uit die afleiding vir die modus van kort luitimpedansie wat in Bylae A (verg. (A.4)) aangebied word. Tweedens het die kapasitor 'n invloed op die deurlaatbandimpedansie van die resoneerder. Die voorafgaande bespreking motiveer die implementering van 'n stelmechanisme met fyn skroefdraad om die diepte van penetrasie te verstel.

Eenvoudige konstruksie met beskikbare apparaat is as voorvereiste gestel. Die skroefdraad van die stelmeganisme is as 'n metrieke draad (M2.5) gespesifiseer. Ten einde by hierdie afmeting aan te pas, is die radius van die verstelbare sentergeleier as 1.25mm gekies. Die radius van die buitegeleier wat in die gestapte sentergeleier gemasjineer word, is 3mm. Hierdie waarde was groot genoeg om te verseker dat die sentergeleier nie aan die buitegeleier sou raak indien goeie sentrering nie bereik is nie. In teenstelling hiermee was die buiteradius klein genoeg om te verhoed dat die koppellyn se lengte te groot word weens verswakking van die kapasitansie tussen die binne-en buitegeleier.

Die radius van die binnewand van die resoneerder is vasgestel op 19.5mm. Hierdie afmeting stem ooreen met kommersiële 40mm-koperwaterpyp. Die radius van die trap in die sentergeleier is gekies om die kortste moontlike lyn te verseker. Na aanleiding hiervan moes die laagste moontlike karakteristieke impedansie gerealiseer word. Die radius is egter beperk deur die maksimum toelaatbare spanning voor oorvonking sou plaasvind. Die invloed hiervan word benadruk deur swak sentrering wat mag veroorsaak dat die sentergeleier by een posisie veel nader aan die wand is as die berekende spasiëring van 2mm.

Die sentergeleier van die lyn wat die newe induktor realiseer is beperk deur die minimum wanddikte tussen die buiteradius van hierdie geleier en die binneradius van die holte wat die kapasitiewe koppellement implementeer. Hierdie geleier is gekies om 'n hoë karakteristieke impedansie te verteenwoordig. Só kon 'n kortste moontlike lyn verseker word.

Verifikasie van die voorwaardes op modellering van diskontinuiteite (Hoofstuk 6) dui daarop dat die struktuur akkurate modellering behoort te ondersteun: Geen meervoudige diskontinuiteite kom voor nie. Die grootste transverse dimensie van die resoneerder (19.5mm) is baie kleiner as 'n halwe golflengte.

7.2.2 NETWERKMODEL

Berekeninge om die resoneerder binne die afmetings van die struktuur in fig. (7.1) te realiseer, is met behulp van die roetine "RESO.M" in Bylae H uitgevoer. Die resultate word in Tabel 7.1 opgesom.

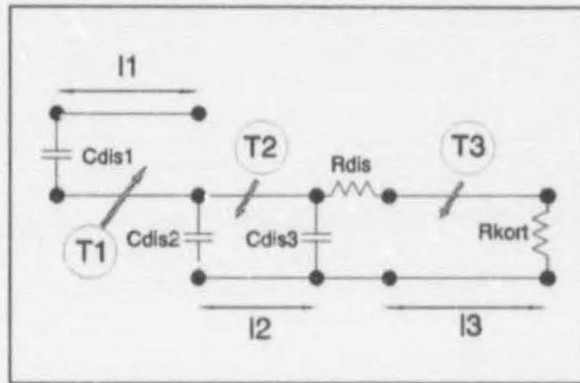
Die puntelementmodel van afdeling 3.7 (fig. (3.15)) is gebruik om die parameters van die ooreenstemmende transmissielynmodel van die senderesoneerder te bepaal.

TABEL 7.1 PUNTELEMENT-NETWERKMODEL EKWIVALENSIE	
PUNTELEMENT	NETWERKMODEL
$C2=2.32003\text{pF} / C2=2.39536\text{pF}$	$a1=1.25\text{mm}, b1=3\text{mm},$ $l1=34.6103\text{mm}/35.6574\text{mm},$ $Zo=52.4923\Omega$
$C1=9.96445\text{pF}$	$a2=17.5\text{mm}, b2=19.5\text{mm},$ $l2=14.5625\text{mm}$ $Zo=6.4884\Omega$
$L1=9.8\text{nH}$	$a3=5.4\text{mm}, b2=19.5\text{mm},$ $l2=36.5189\text{mm},$ $Zo=76.9884\Omega$
DISONTINUITETE	
C_{dis1}	0.0287pF
C_{dis2}	1.3084pF
C_{dis3}	1.0866pF

7.2.3 VERLIESMODEL

Ten einde implementering van die verliesmodel vir rekenaargesteunde simulاسie te ondersteun, word diskrete verliesweerstande in die verspreide element-model van fig. (7.1) bekendgestel. Hierdie weerstandswaardes word gemodelleer deur R_{dis} en R_{kort} wat onderskeidelik met die verlieserige trap en kortsluiting van die sentergeleier geassosieer word. Verwys na fig. (7.2).

Die verliese in die transmissielyne is met hoofroetine "RESO.M" in Bylae H bereken. Ter wille van slegste geval modellering is alle verliesberekeninge by 470MHz, die bokant van die deurlaatband, uitgevoer. Die waarde van die verliesweerstande, R_{dis} en R_{kort} is net



Figuur 7.2 Verliesmodel vir Resoneerder

hoofroetine "Q.M" bereken. Verliese in die koppellyne wat die resoneerders verbind, is bepaal met behulp van 'n rekenaarpakket. Die spesifikasies van die substraat word in Tabel (7.2) vermeld. Die volledige verliesmodel vir rekenaarsimulasie word in Tabel (7.3) aangedui.

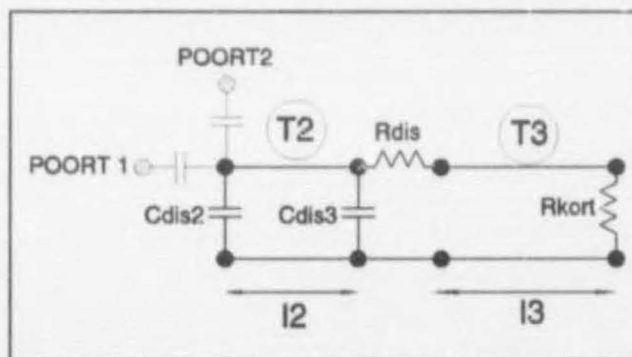
Hierdie benadering maak nie voorsiening vir transmissielyne waarvan die binne- en buitegeleiers van verskillende materiale vervaardig is nie. Die verliesmodellering wat aangebied word, het alle berekening uitgevoer vir transmissielyne wat slegs van geelkoper vervaardig is. Aan die einde van die hoofstuk word 'n resoneerderstruktuur aangebied wat uit 'n geelkoper sentergeleier en koper omhulsel bestaan. Die groot verskil in effektiewe area van die binne- en buitegeleiers motiveer 'n stelling dat meeste verliese van die sentergeleier afkomstig sal wees. Hierdie struktuur het die grootste stroomdigtheid. Geen groot verbetering in verlieseienskappe word verwag deur slegs die buite-omhulsel van 'n minder verlieserige materiaal te vervaardig nie. Modellering van 'n geelkoperstruktuur behoort 'n onderste grens vir die insetverlies te bereken.

TABEL 7.2 SPESIFIKASIES VAN MIKROGOLFSUBSTRAAT	
HANDELSNAAM	TACONIX TLX-9
ϵ_r	2.52
HOOGTE	2x1.153mm
DIËLEKTRIESE VERLIESFAKTOR	0.0008
DIKTE VAN GEËTSDE STROOK	0.030mm

TABEL 7.3 VOLLEDIGE VERLIESMODEL	
VERLIESE IN TRANSMISSIELYNE VAN RESONEERDERS	
KOPPELKAPASITOR (Lyn No.1)	0.1622 dB/m
NEWE KAPASITOR (Lyn No. 2)	0.1255 dB/m
NEWE INDUKTOR (Lyn No. 3)	0.0231 dB/m
Rdis	2.0325 mΩ
Rkort	2.2196 mΩ
VERLIESE IN KOPPELLENE	9.166 %
VERSTELBARE KAPASITORS	$Q = 1000$

7.2.4 Q-FAKTOR MODELLERING

Geldigheid van die geslote vergelykings vir die Q-faktor van die resoneerder is ondersoek deur gebruik te maak van die verlieserige netwerkmodel wat in fig. (7.2) aangetoon word. Ten einde die Q-faktor te simuleer is die kapasitiewe koppelnetwerk verwyder en vervang met 'n model vir ligte koppeling soos aangctoon in fig. (7.3).



Figuur 7.3 Ligte Koppeling vir Bepaling van Q-Faktor

Hierdie netwerk is verwant aan die fisiese opstelling wat gebruik word om die Q-faktor van die resoneerder te bepaal. Die opstelling word in die volgende hoofstuk bespreek. Die addisionele kapasitore simuleer 'n situasie van koppeling met meetprobes. Die Q-faktor word bereken uit 'n simulasie van die transmissie tussen poort 1 en poort 2. Vir simulasiedoeleindes is 'n waarde van 1000 aangewend vir die koppelkapasitore van fig. (7.3). Definisie van die Q-faktor beskryf die verhouding van die resonante frekwensie tot die 3dB-bandwydte [21]:

$$Q = \frac{f_o}{BW_{3dB}} \quad (7.1)$$

Simulasie van die resonante netwerk van Tabel (7.1) met inagneming van alle diskontinuiteitskapasitore het 'n Q-faktor van 1518 voorspel vir 'n geelkoper struktuur. Die berekening soos voorgestel in Hoofstuk 6 voorspel 'n waarde van 1458 vir dieselfde struktuur. Hierdie verskil verteenwoordig 'n fout van 4 % en motiveer die modellering van die Q-faktor sonder inagneming van die diskontinuiteitskapasitore.

7.2.5 VERLIESBYDRAES VAN AFSONDERLIKE RESONEERDERONDERDELE

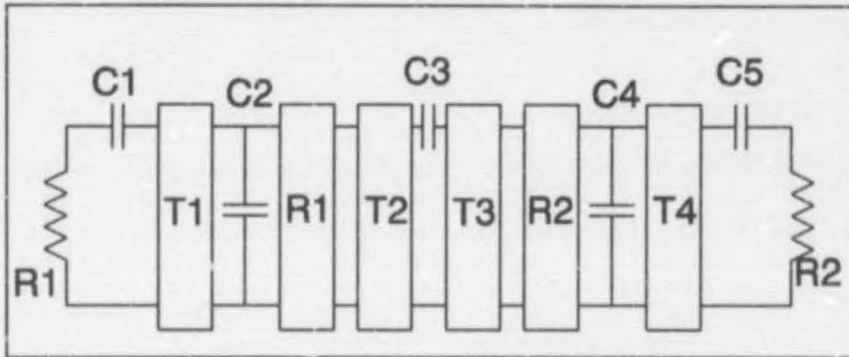
Die Q-faktorroetine van Bylae H verskaf inligting aangaande die bydrae van elke verlieskomponent tot die totale verliese van die resoneerder. Die resultate van hierdie berekening vir die voorgestelde resoneerder met 'n koper wand en geelkoper sentergeleier volg:

TABEL 7.4 VERLIESBYDRAES VAN AFSONDERLIKE KOMPONENTE VAN RESONEERDER	
INDUKTIEWE TRANSMISSIELYN	73.6%
KAPASITIEWE TRANSMISSIELYN	3.5%
DISKONTINUE TRAP	10.1%
KORTSLUITING	12.8%

Die tabel illustreer die ongelyke verspreiding van verliese in die struktuur. Hierdie verskynsel word aan die einde van die werkstuk bespreek.

7.3 FINALE FILTER

Ten einde konstruksie te vergemaklik, is die lengtes van die lyne vir die newe resoneerder aangepas. Hiervolgens is 14.5625mm afgerond tot 14.6mm en 36.5189mm tot 36.5mm. Die netwerk is weer geoptimeer en die weergawe bepaal. 'n Netwerkvoorstelling van die finale filter word in fig. (7.4) aangebied. Die elementwaardes van hierdie netwerk met inagneming van die aangepaste afmetings word in Tabel 7.5 gelys.



Figuur 7.4 Netwerkvoorstelling van Finale Filter

TABEL 7.5 FINALE FILTERNETWERK	
C1	3.85278pF
C2	2.04265pF
C3	1.40075pF
C4	1.40039pF
C5	3.27592pF
T1/T4	$Z_0=80\Omega$, $\ell=5\text{mm}$
T2/T3	$Z_0=80\Omega$, $\ell=16.475\text{mm}$
DIEPTE VAN PENETRASIE VAN KAPASITIEWE KOPPELNETWERK	
RESONEERDER No. 1 (R1)	33.69833mm
RESONEERDER No. 2 (R2)	34.79336mm

7.4 BEREKENDE WEERGAWE

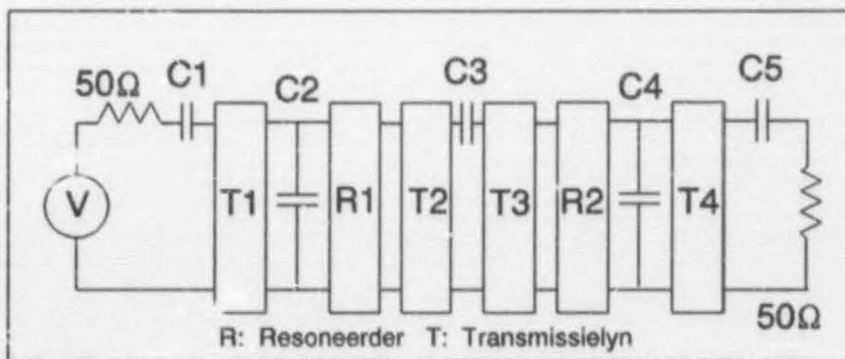
Die berekende weergawe word in Hoofstuk 8 herhaal. By hierdie geleentheid word die gemete weergawe vergelykenderwys op die berekende weergawe gesuperponeer. Daar word volstaan met 'n vergelyking tussen die berekende weergawe en spesifikasies. Verwys ook na Tabel 2.1.

TABEL 7.6 VERGELYKING TUSSEN BEREKENDE WEERGAWE EN SPESIFIKASIES		
	VOORSPEL	SPESIFIKASIE
WEERKAATSING (maks.)	-19.2 dB	-15 dB
VERSWAKKING (min.)	69 dB	65 dB
INSETVERLIES (maks.)	1.16 dB	2 dB

Met die uitsondering van die diplekseringsnetwerk wat na die senderfilter volg, is alle verliese in die senderpad gemodelleer. Omdat die aanpasnetwerk nie resonante kringe bevat nie, dra dit min by tot die insetverlies van die senderpad. Die gevolgtrekking word gemaak dat die voorgestelde senderfilter in alle opsigte aan die vereistes van die spesifikasies voldoen.

7.5 VOORWAARDES OP MAKSIMUM DRYWING

Die spesifikasie op maksimum drywing beperk die fisiese afmetings van die struktuur. Maksimum spanning by strategiese nodusse in die netwerk is ondersoek deur die diagram van fig. (7.5) te gebruik. Hierdie netwerk is geskik vir implementering in 'n stroombaananalise-program.



Figuur 7.5 Ondersoek na Maksimum Spanning

Ten einde 25W wkg-drywing in 'n 50Ω weerstand te verkwis, moet 50V-piekspanning gelewer word:

$$V_{wgk} = \sqrt{PR} = \sqrt{25 \times 50} = 35.4V \quad (7.2)$$

$$V_{piek} = \sqrt{2} \times V_{wgk} = 50V \quad (7.3)$$

Ten einde die spanningsbron in die voorafgaande figuur te definieer, word 'n waarde van 100V toegeken om 25W by die intreepoort van die filter te verseker. 'n Bron met 25W beskikbare drywing is dus gedefinieer. Deur die spanningsaanwinst by verskillende nodusse te meet met die gedefinieerde bron as verwysing, kon die maksimum spanning bepaal word.

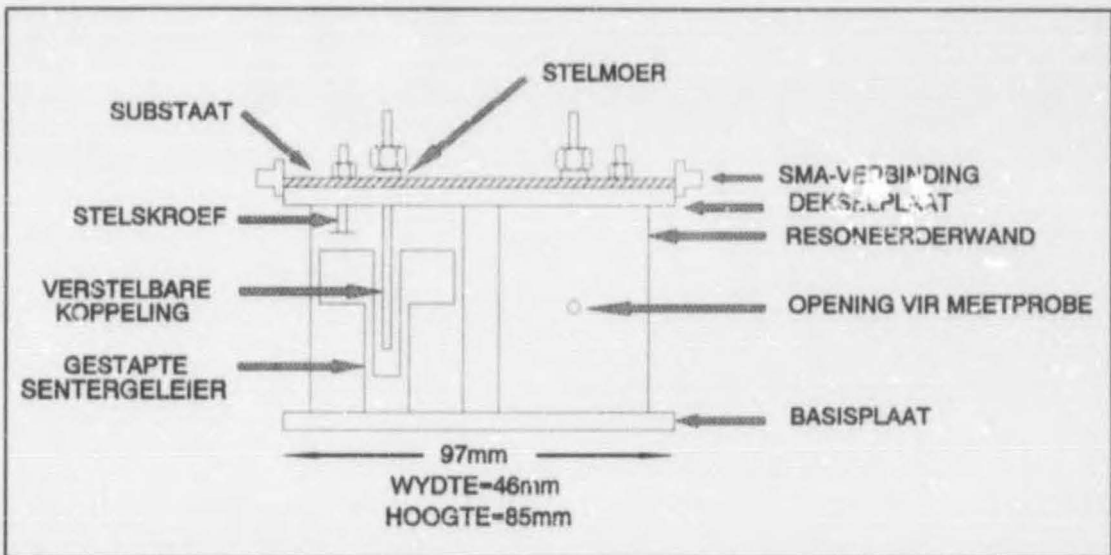
Analise het aangetoon dat kritiese spanning tussen die resoneerderwand en die sentergeleier van die kapasitiewe lyn voorgekom het. Die maksimum spanning in die verspreide transmissielyn model van die resoneerder is as 615V bepaal. In die spasiering van 2mm tussen die binne-en buitegeleier verteenwoordig dit 'n velddigtheid van 307.5 V/mm. Hierdie waarde is ver benede die maksimum deurbreekspanning van lug by seevlak (3kV/mm) [22]. 'n Veiligheidsfaktor van 9.8 is gehandhaaf.

7.6 KONSTRUKSIE

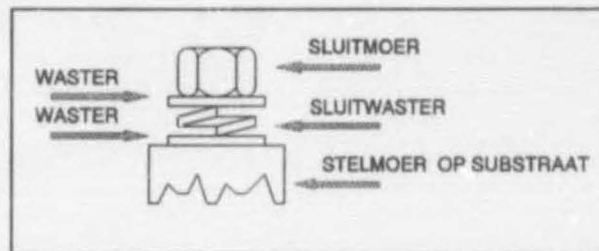
'n Skematiese voorstelling van die finale filterstruktuur word in fig. (7.6) aangetoon. 'n Mikrogolfsubstraat dien as medium om die koppellyne tussen die resoneerders te implementeer. Hierdie struktuur dien as basis vir die montering van al die komponente op die bo-aansig van die filter. Verstelling van die resonante frekwensie van die nuwe resoneerders word bewerkstellig met 'n kapasitiewe stelskroef wat deur die grondvlak van die substraat penetreer.

Die resoneerderwande is elk voorsien van twee gaatjies om meting van die Q-faktor te vergemaklik. Hierdie prosedure word in die volgende hoofstuk verduidelik. Die afmetings van die struktuur is kompak en laat implementering binne 'n ruimte van 97x46x85 mm toe.

Fyn verstelling van die struktuur vir kapasitiewe koppeling word vergemaklik deur 'n spesiale konstruksie soos aangetoon in fig. (7.8).



Figuur 7.6 Skematiese Voorstelling van Filterstruktuur



Figuur 7.7 Konstruksie van Struktuur vir Fyn Verstelling van Koppeling

Die veerkrag van die sluitwaster word ingespan om fyn verstelling toe te laat terwyl die sluitmoer vasgetrek word.

'n Volledige stel vervaardigingstekene word in Bylae I aangetoon.

7.7 OPSOMMING

In hierdie afdeling is 'n geskikte model van die resoneerder vir rekenaargesteunde simulatie en optimalisering aangetoon. Die voorspelde weergawe is bereken en vergelyk met die spesifikasies van die senderkanaal van 'n nouband diplekser.

'n Fisiese struktuur vir die implementering van die filter is bekendgestel. Die keuse van afmetings is gemotiveer aan die hand van implementeerbaarheid en voorwaardes op maksimum drywing.

Hoofstuk 8

Resultate

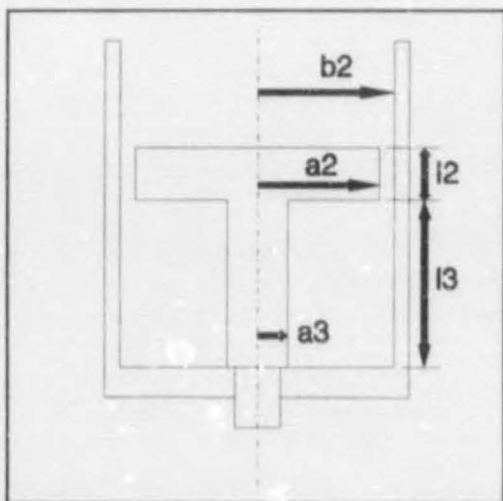
8.1 INLEIDING

Die resultate van praktiese metings word in hierdie hoofstuk aangebied. Die akkuraatheid van die netwerkmodel is ondersoek deur bepaling van die resonante frekwensie van die struktuur. Geldigheid van die verliesmodel is geverifieer deur 'n Q-faktor meting. Ondersoek is ingestel na die invloed van skroefdraad op die Q-faktor van die resoneerder. Elke stel meetresultate word toegelig met 'n bespreking. Ten slotte word die invloed van skroefdraadstrukture op die sentergeleier van die resoneerder bespreek.

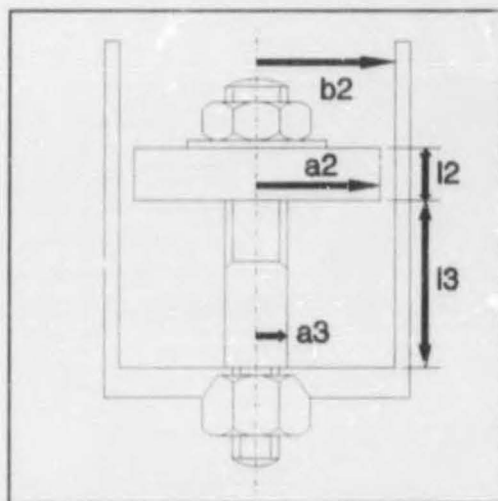
Alle meetresultate volg aan die einde van die hoofstuk.

8.2 Q-FAKTOR METING

Vir die doel van hierdie ondersoek is twee tipes resoneerders ondersoek. Die eerste tipe (fig. (8.1)) bestaan uit 'n soliede sentergeleier. Die tweede resoneerder (fig. (8.2)) beskik oor skroefdraad op die sentergeleier ten einde resonansie te verstel. Albei resoneerders is van geelkoper vervaardig. Die buitewande is standaard koper waterpyp.



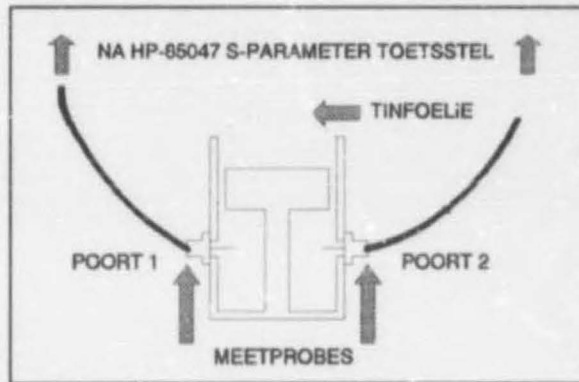
Figuur 8.1 Resoneerder met Soliede Sentergeleier



Figuur 8.2 Verstelbare Resoneerder met Skroefdraad op Sentergeleier

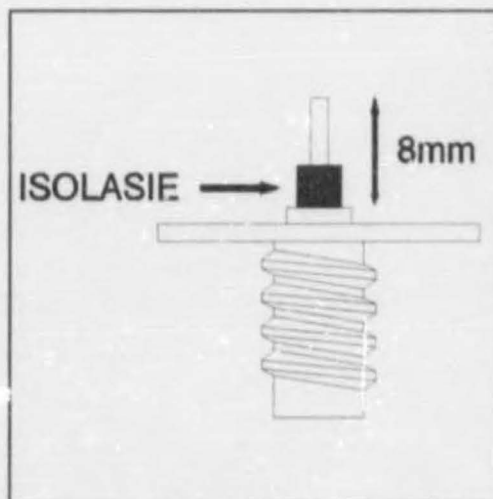
8.2.1 OPSTELLING

Die Q-faktor is gemeet deur die opstelling van fig. (8.3) te gebruik. Die funksie van die openinge in die struktuur van die resoneerder blyk duidelik uit dié voorstelling. Afskerming is van uiterste belang. Slegs verliese in die struktuur self is gemodelleer deur die Q-faktor berekening wat in Hoofstuk 6 aangebied is. Aangesien die finale resoneerder in die afgeskermdede omgewing van die filternetwerk sou funksioneer, is tinfoelie gebruik om die struktuur af te skerm.



Figuur 8.3 Meting van Q-Faktor

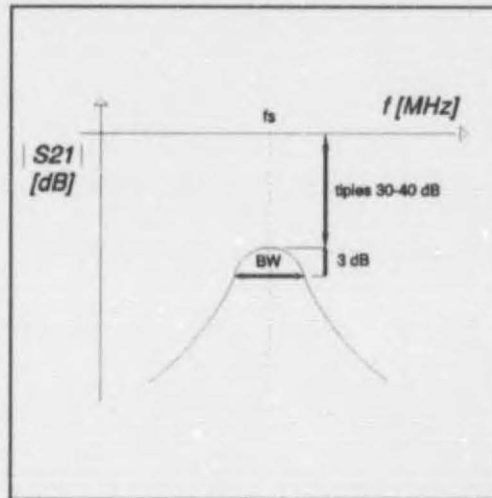
Twee probes bestaande uit gemodifiseerde SMA-konnektors is in gebruik om verbinding met die netwerkanaliseerder te bewerkstellig. Die sentergeleier van elke konnektor is na 8mm verleng soos aangedui in fig. (8.4). Isolاسie is aangebring om 'n kortsluiting te verhoed waar die sentergeleier deur die omhulsel van die resoneerder penetreer.



Figuur 8.4 Aangepaste SMA-Konnektor vir Q-Faktormeting

Die Q-faktor is gemeet deur die weergawe van die stelsel in die omgewing van die

resonante frekwensie te bepaal. 'n Tipiese verloop word in fig. (8.5) aangetoon.



Figuur 8.5 Algemene Weergawe by Bepaling van Q-Faktor

Die verband tussen die resonante frekwensie en 3dB-bandwydte is reeds in die vorige hoofstuk bespreek.

8.2.2 BESPREGING VAN PRAKTIESE RESULTATE

Die praktiese resultate van die Q-faktor meting word in Tabel 8.1 opgesom. Dit is duidelik dat die skroefdraad op die sentergeleier die Q-faktor nadelig beïnvloed het. Deur die sentergeleier uit 'n soliede struktuur te vervaardig is 'n aansienlike verbetering in die Q-faktor waargeneem. Die voorspelde en gemete resultate het binne 15% ooreengestem. Deurgans is goeie ooreenstemming tussen die voorspelde en gemete waardes vir die resonante frekwensie gehandhaaf. Die fout in die voorspelling van die resonante frekwensie vir die resoneerder met skroefdraad word aan die transformasie-eienskappe van die sluitmoer toegeskryf. Hierdie onderdeel vorm 'n struktuur soortgelyk aan 'n transmissielyn met die wand van die resoneerder as buitegeleier.

Dit was duidelik dat suksesvolle implementering afhanklik was van konstruksie uit 'n soliede sentergeleier. Die verliesmeganisme van die skroefdraad word aan die einde van hierdie hoofstuk bespreek.

8.3 FILTERWEERGAWE

8.3.1 OPSTELLING

Die strooiparameters van die filter is met 'n *Hewlett-Packard 8753C* - netwerkanaliseerder gemeet. Spesiale voorsorg is getref om die voorspelde verswakking te meet. Ten einde die sein-tot-ruis eienskappe van die stelsel te verbeter is die netwerkanaliseerder verstel om maksimum intreedrywing (25dBm) te lewer.

8.3.2 INSTEMPROSES

Die instempreses, in drie stappe verdeel:

- i. Die resonante frekwensie van die gestapte resoneerders is gemeet met 'n opstelling soortgelyk aan fig. (8.3). Die dekselplaat en substraat van die filter is in posisie gelaat, maar die verstelbare koppelstruktuur is verwyder. Die stelskroef vir nuwe-resonansie is verstel om resonansie by die berekende frekwensie (506.5 MHz) te bewerkstellig. Met die dekselplaat en substraat in posisie kon die funksionering van die struktuur in die werkende filter gesimuleer word.
- ii. Die verstelbare koppelstruktuur is in posisie geplaas en verstel. Die transmissiezero's is gemonitor deur transmissie deur die filter te meet. Per slot van rekening is die frekwensie van die transmissiezero's onafhanklik van die aanpasnetwerke. Dit word slegs bepaal deur die resonante frekwensie van die nuwe induktansie en die som van die nuwe kapasitansie en koppelkapasitansie van die resoneerder. (Verwys na Bylae A, verg. (A.4).) By hierdie frekwensie vertoon die resoneerder 'n kortsluiting.
- iii. Die aanpasnetwerke is verstel vir die beste weergawe.

8.3.3 BESPREGING VAN PRAKTIESE RESULTATE

Die meetresultate word in Grafiek 8.1 - 8.5 aangetoon. Voorspelde waardes word met 'n onderbroke lyn aangedui. Meetresultate word met 'n soliede lyn aangedui. Goeie ooreenstemming met die voorspelde resultate is waargeneem. Verwys na Tabel 8.2 vir 'n opsomming. Die resultaat vir insetverlies was onafhanklik van meting van $|S_{21}|$ of $|S_{12}|$.

Meting van die resonante frekwensie van elke resoneerder in die filterstruktuur het aan die lig gebring dat genoegsame spasie nie gelaat is tussen die stelskroef vir nuwe resonansie en die resoneerder self nie. Ongeveer 1.4 mm materiaal is van die bokant van elke resoneerder verwyder. Resonansie kon daarna bewerkstellig word deur die stelskroef 'n klein afstand in die resonante holte af te skroef.

Die verskynsel dat die resonante frekwensie van die resoneerder laer was as die voorspelde waarde kan deels toegeskryf word aan die modellering van die kapasitansie in die struktuur. (Verwys na afdeling 6.4.1 en 6.4.2. Sien fig. 6.6 en 6.7.) Slegs 'n diskontinuiteitskapasitansie is gemodelleer. Geen parallelplaatkapasitore is bereken nie.

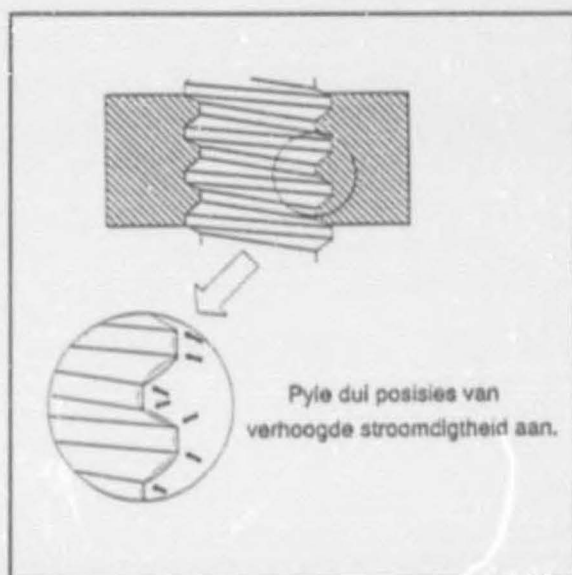
Die weergawe van weerkaatsing was swakker as voorspel. Hierdie verskynsel word toegeskryf aan die benadering om die filter te verstel vir minimum insetverlies eerder as die beste weerkaatskoëffisiënt. Hierdie verskynsel kom duidelik te voorskyn in Grafiek 8.1. Die zero van weerkaatsing is na links verskuif met betrekking tot die voorspelde weergawe. Sodoende word goeie weerkaatsing oor 'n groter bandwydte afgedwing te koste van absolute minimum weerkaatsing. Die moontlikheid bestaan dat die praktiese elementwaardes vër genoeg van die berekende waardes was sodat die netwerk nie meer oor genoeg vryheidsgrade beskik het om beter instemming te bewerkstellig nie.

Besonder goeie verswakking is behaal. Hierdie verskynsel word toegeskryf aan die Q-faktor van die resoneerder wat swakker was as die voorspelde waarde. 'n Suiwer geelkoper struktuur is gemodelleer. Verwys na afdeling (7.2.3). Die resoneerder is deek uit koperpyp vervaardig. Die gemete Q-faktor was egter steeds laer as die gesimuleerde waarde van 1518. Verwys na afdeling (7.2.4). Die addisionele verliese verklaar ook die hoër insetverlies.

Die filter voldoen byna in alle opsigte aan die spesifikasies van die senderkanaal in Tabel 2.1. Die weerkaatskoëffisiënt is 'n uitsondering. Hierdie parameter behaal nie die spesifikasie van -15dB nie.

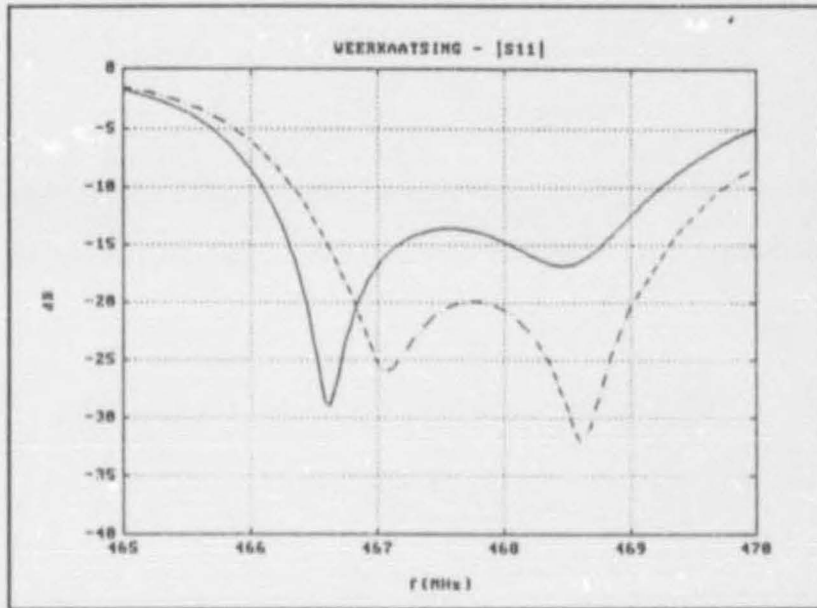
8.4 OPSOMMING

Die meetresultate weerspieël die implementering van 'n lae-verlies nouband filter. Q-faktor metings illustreer 'n fundamentele beginsel in die resoneerderontwerp. Die sentergeleier beskik oor die grootste stroomdigtheid weens die klein oppervlakarea wat dit beslaan relatief tot die resoneerderwand. Boonop veroorsaak die invloed van nie-ideale skroefdraad 'n verdere verhoging van stroomdigtheid soos aangetoon in fig. (8.5). Hierdie verskynsel is te wyte aan die hoë kontakweerstand wat in die skroefdraad bewerkstellig word. Die nie-ideale kontakarea van die skroefdraad dra by tot 'n swak Q-faktor.

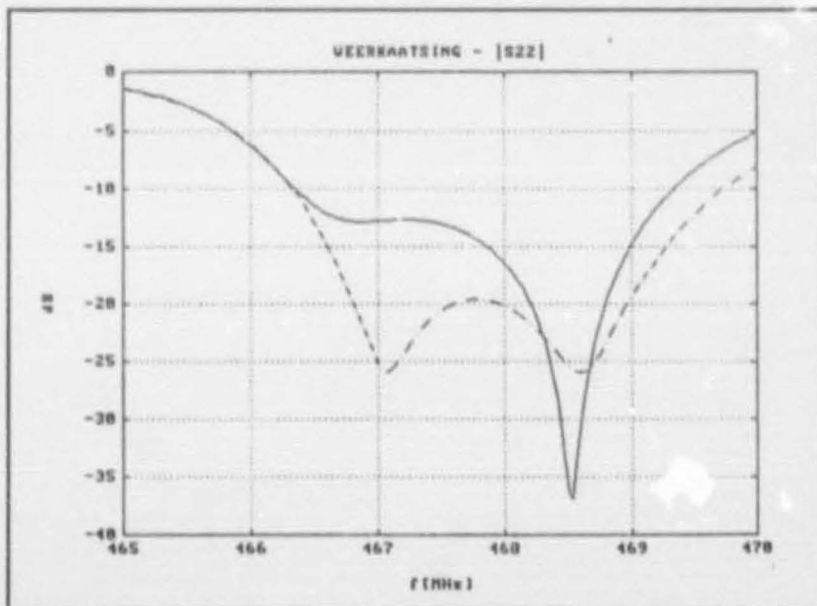


Figuur 8.6 Invloed van Nie-Ideale Skroefdraad

TABEL 8.1 PRAKTIESE RESULTATE VAN RESONEERDEROPMETING						
RESONEERDER	Q-FAKTOR			RESONANTE FREKWENSIE		
	VOORSPEL	GEMEET	AFWYKING	VOORSPEL	GEMEET	AFWYKING
Fig. 8.1 : a3=7mm, a2=23mm, b2=25mm, l2=7mm, l3=35mm	2040	1800	11.8%	570.9MHz	545.0MHz	4.5%
Fig. 8.2 : Afmetings soos vir vorige Geval	2040	600	70.6%	570.9MHz	510.3MHz	10.6%
Fig. 8.1 : a3=5.4mm, a2=17.5mm, b2=19.5mm, l2=14.6mm l3=36.5mm (Finale Resoneerder)	1600	1400	14.3%	506.5MHz	495.6MHz	2.2%

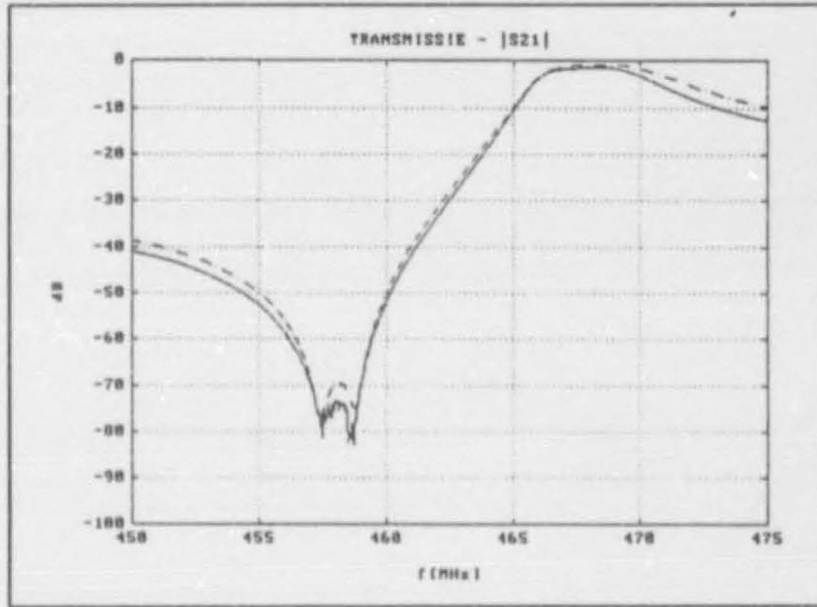


Grafiek 8.1 Meetsresultaat vir Weerkaatsing - |S11|

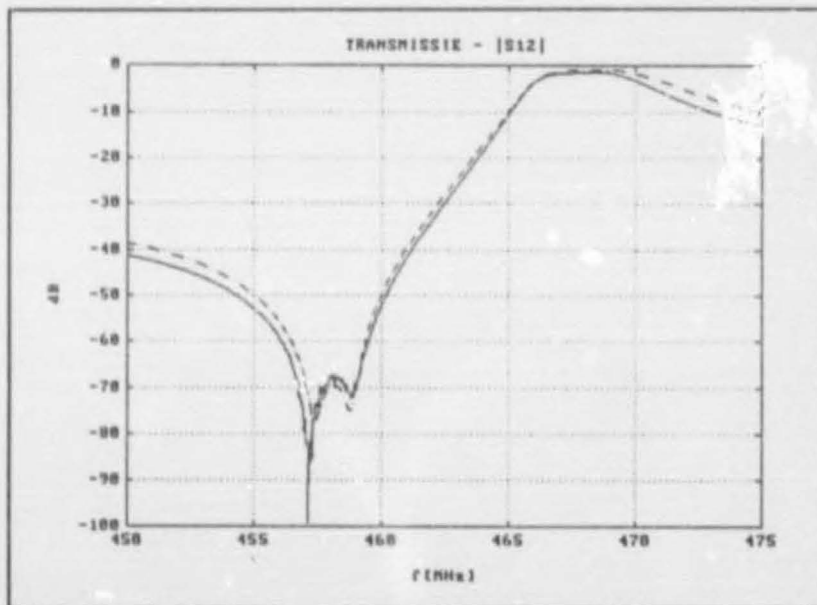


Grafiek 8.2 Meetsresultaat vir Weerkaatsing - |S22|

(Voorspelde waardes word met 'n onderbroke lyn aangedui. Meetresultate word met 'n soliede lyn aangedui.)

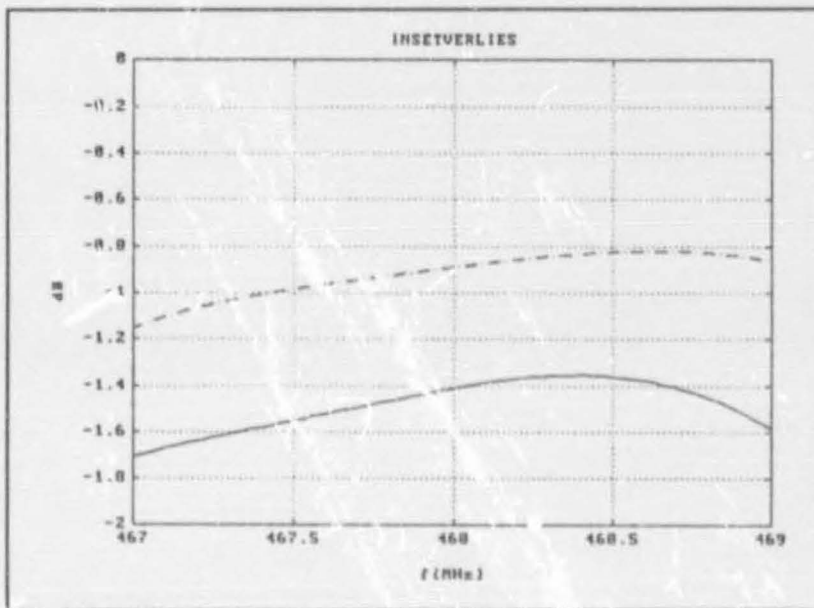


Grafiek 8.3 Meetsresultaat vir Transmissie - | S21 |



Grafiek 8.4 Meetsresultaat vir Transmissie - | S12 |

(Voorspelde waardes word met 'n onderbroke lyn aangedui. Meetresultate word met 'n soliede lyn aangedui.)



Grafiek 8.5 Meetresultaat vir Insetverlies

(Voorspelde waardes word met 'n onderbroke lyn aangedui. Meetresultate word met 'n soliede lyn aangedui.)

TABEL 8.2
VERGELYKING VAN MEETRESULTATE
EN VOORSPELDE WAARDES

	VOORSPEL		GEMEET	
WEERKAATSING	S11	S22	S11	S22
GRENS VAN DEURLAATBAND: 467MHz	-25.3dB	-25.3dB	-16.8dB	-12.8dB
GRENS VAN DEURLAATBAND: 469MHz	-20.2dB	-19.2dB	-12.4dB	-14.7dB
MAKSIMUM TUSSEN GRENSE:	-19.9dB	-19.6dB	-12.4dB	-12.7dB
VERSWAKKING	S21	S12	S21	S12
GRENS VAN DEURLAATBAND: 457MHz	68.7dB	68.7dB	69.8dB	76.7dB
GRENS VAN DEURLAATBAND: 459MHz	69.0dB	69.0dB	69.8dB	70.6dB
MINIMUM TUSSEN GRENSE:	69.6dB	69.6dB	69.7dB	67.0dB
INSETVERLIES				
GRENS VAN DEURLAATBAND: 467MHz	1.16dB		1.7dB	
GRENS VAN DEURLAATBAND: 469MHz	0.86dB		1.6dB	

Hoofstuk 9

Gevolgtrekkings en Aanbevelings

'n Bespreking van die doelstellings van hierdie werkstuk is in Hoofstuk 1 aangebied. By die voltrekking van die werk is dit nodig om krities te besin oor die mate waartoe hierdie doelstellings bereik is.

Die hoofdoelwit was om 'n netwerktopologie te ontwikkel vir die implementering van 'n nouband UHF-diplekser. Daar is aangetoon hoe hierdie netwerk met twee frekwensiegebied-filters gerealiseer kan word. As aanloop tot die ontwerp van die filters is 'n dipoolresoneerder bekendgestel. Daar is aangetoon dat 'n verband bestaan tussen die resoneerder vir sender- en ontvangertoepassings. Hierdie verband vergemaklik die implementering van 'n soortgelyke resoneerder vir beide filters.

Vervolgens is 'n strategie bekendgestel vir die ontwerp van 'n senderfilter. Daar is aangetoon hoe 'n stel benaderinge gebruik kan word om 'n finale netwerktopologie te motiveer. Hierdie netwerk kan met 'n optimeerder aangepas word om die voorgestelde spesifikasies te bevredig. Die teenoorgestelde filter is deur 'n stel netwerktransformasies vanaf die senderfilter ontwerp. Daar is aangetoon hoe beide netwerke aangepas kan word om beperkinge op fisiese realisering te oorbrug.

Weens tydsbeperking is slegs die praktiese ontwikkeling van die senderfilter voltooi. 'n Model vir die voorgestelde resoneerder is ontwikkel om die ekwivalensie met 'n puntelementnetwerk te beskryf. Die verliesmeganismes en bronne van gestoorde energie in die struktuur is ondersoek en gemodelleer. Die resultaat hiervan was die implementering van 'n netwerkmodel en Q-faktorberekening in 'n rekenaarprogram. Sodoende is 'n tyd-effektiewe algoritme bekendgestel waarmee die senderresoneerder ten volle gekarakteriseer is.

Die modelle vir die resoneerder is vervolgens aan praktiese toetsing onderwerp. Resultate het daarop gedui dat die model 'n hoë mate van akkuraatheid gehandhaaf het. Beide die

Q-faktor en resonante frekwensies kon voorspel word. Praktiese implementering staaf die bewering dat 'n nouband filter met die spesifikasies van die sendernetwerk vir 'n nouband diplekser gebou kan word. Resultate dui op goeie ooreenstemming met die teoretiese weergawe.

Ontwikkeling van die senderresoneerder het gepaard gegaan met die identifisering van verskeie probleemareas in die konstruksie van die finale resoneerder. Daar is aangetoon hoe die tegnwoordigheid van skroefdraad die voorspelde Q-faktor beïnvloed het. 'n Voorstel is gemaak dat die finale resoneerder 'n soliede struktuur moes wees. Die invloed van kontakweerstand moes geminimeer word.

Die werking van die finale filter het die ontwikkeling van 'n uitsonderlike resoneerder gemotiveer. Daar is aangetoon dat hierdie resoneerder oor goeie verlieseienskappe besit. Aangesien die finale resoneerder 'n soliede struktuur was, het die filter ook 'n besonder lae sensitiwiteit vir meganiese steuring getoon. Ter opsomming kan die stelling gemaak word dat die werkverrigting van die voorgestelde resoneerder heliese resoneerders in alle opsigte oortref het.

Die voorgestelde resoneerder het die nadeel van arbeidsintensiewe vervaardiging. Konstruksie van die gestapte sentergeleier is afhanklik van gespesialiseerde metaalwerk. In teenstelling hiermee verteenwoordig die gedraaide heliks van 'n heliese resoneerder 'n struktuur wat maklik gekonstrueer word. Die gestapte transmissielyn-struktuur het 'n hoë gewigsmaat. Hierdie eienskap maak die huidige struktuur ongeskik vir implementering waar gewig 'n belangerike ontwerpbeperking is.

Ten slotte word 'n opsomming van voorgestelde toekomstige ontwikkeling aangebied:

Ten spyte van die maatreëls wat getref is, was die finale filter nog besonder sensitief vir fyn verstelling. Daar word voorgestel dat 'n vorm van indirekte instemming ondersoek word. Dit kan moontlik bewerkstellig word deur die posisie van die substraat wat die resoneerders koppel in 'n klein mate te varieer.

Die finale filter verteenwoordig 'n relatief ingewikkelde struktuur met gekompliseerde konstruksie. Daar word voorgestel dat 'n alternatiewe konstruksie ondersoek word sodat sentrerings van die sentergeleiers vir kapasitiewe koppeling met betrekking tot die gestapte sentergeleier vergemaklik word.

Die volledige diplekser is nie voltooi nie. Konstruksie van die ontvangerfilter word in die vooruitsig gestel. 'n Stelmeganisme om die posisie van die tap in die getapte transmissielyn te verstel, moet ontwikkel word.

Daar word voorgestel dat silwerplatering ondersoek word. Ter wille van vereenvoudigde konstruksie hoef slegs die gestapte sentergeleier geplateer te word. Aangesien hierdie struktuur die hoogste stroomdigtheid verteenwoordig, behoort 'n merkbare verbetering in insetverlies waargeneem te word.

Alternatiewe kapasitore vir die instemnetwerke behoort ondersoek te word. Die kommersiële kapasitore wat vir die eerste prototipe aangewend is, het ongerieflike afmetings. Die wyse waarop dit monteer is, dui op oneffektiewe benutting van die hoogte dimensie van die filter. Ondersoek behoort ingestel te word na 'n onderdeel wat minder bydra tot die hoogte van die filter.

In Hoofstuk 7 is verwys na die verliesbydrae van elke onderdeel in die resoneerder. Daar is aangetoon dat die kortgeslote transmissielyn die grootste enkele bydrae maak het. Die geslote formules vir die Q-faktor wat in Hoofstuk 6 ontwikkel is, maak ondersoek na 'n meer effektiewe resoneerder moontlik. 'n Ondersoek behoort geloods te word om die relatiewe verliesbydrae van elke onderdeel te minimeer om sodoende meer effektiewe afmetings te bepaal.

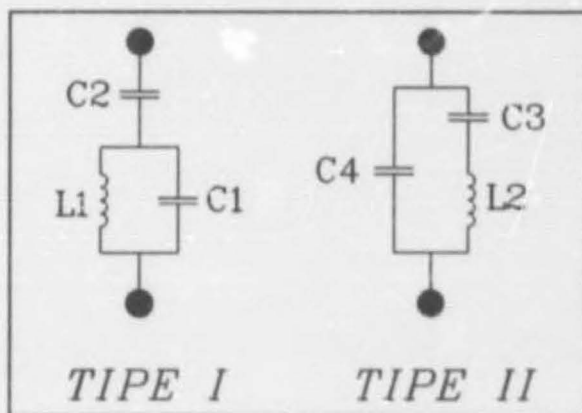
Die mening word gehuldig dat die ontvangerfilter (Hoofstuk 4) nie 'n optimale elementverspreiding verteenwoordig nie. 'n Ondersoek behoort geloods te word na die invloed van die resonante frekwensies op die elementverspreiding.

Ter samevatting word die gevolgtrekking gemaak dat hierdie werkstuk nie aan al aanvanklike doelstellings voldoen nie, maar dat 'n goeie kompromie getref is deur die ondersoek na die resoneerderkonstruksie. Konstruksie- en ander praktiese probleme word aangevoer as hoofredes vir die stadige vordering van die projek. Hierdie probleme is egter oorbrug en 'n elegante filter is aangebied. Die aanbevelings oor fisiese implementering word as plaasvervanging beskou vir die voltooiing van die volledige diplekser. Hierdie aanbevelings is van groot waarde vir alle UHF-netwerke waar resonante strukture en stelmeganismes van toepassing is.

November 1993

BYLAE A

DIPOOLTRANSFORMASIE VAN TIPE I EN TIPE II



Figuur A.1 Dipoolkwivalensie

A.1 KARAKTERISERING VAN TIPE I

Die impedansie van die nuwe skakeling bestaande uit L_1 en C_1 word deur die volgende vergelyking beskryf:

$$Z_{ekw} = \left(j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} \right)^{-1} \quad (\text{A.1})$$

Die algehele impedansie van die tipe I-resoneerder volg:

$$Z = \frac{1}{j\omega C_2} + Z_{ekw} \quad (\text{A.2})$$

Na vereenvoudiging en verdeling in parsieë breuke volg:

$$Z = -j \left(\frac{1}{\omega C_2} + \frac{\omega L_1}{\omega^2 L_1 C_1 - 1} \right) \quad (\text{A.3})$$

Die modusse van resonansie kan vanuit verg. (A.3) bereken word:

$Z=0, Y \Rightarrow \infty$:

$$\omega = \pm \frac{1}{\sqrt{L_1(C_1+C_2)}} \quad (\text{A.4})$$

$$\omega = \infty \quad (\text{A.5})$$

$Z \Rightarrow \infty, Y=0$:

$$\omega = \pm \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (\text{A.6})$$

$$\omega = 0 \quad (\text{A.7})$$

A.2 KARAKTERISERING VAN TIPE II

Die impedansie van die serie skakeling bestaande uit L_2 en C_3 word deur die volgende vergelyking beskryf:

$$Z_{\text{etw}} = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_3} \quad (\text{A.8})$$

Die algehele impedansie van die tipe II-resoneerder volg:

$$Z = \frac{1}{j\omega C_4 + \frac{1}{Z_{\text{etw}}}} \quad (\text{A.9})$$

Na vereenvoudiging en verdeling in parsieë breuke volg:

$$Z = -j \left(\frac{1}{\omega(C_3+C_4)} + \frac{\omega L_2 C_3^2}{[C_3 C_4 L_2 \omega^2 - (C_3+C_4)](C_3+C_4)} \right) \quad (\text{A.10})$$

Die modulusse van resonansie kan vanuit verg. (A.10) bereken word:

$Z=0, Y \Rightarrow \infty$:

$$\omega = \pm \frac{1}{\sqrt{L_2 C_3}} \quad (\text{A.11})$$

$$\omega \rightarrow \infty \quad (\text{A.12})$$

$Z \Rightarrow \infty, Y=0$:

$$\omega = \pm \sqrt{\frac{C_3 + C_4}{L_2 C_3 C_4}} \quad (\text{A.13})$$

$$\omega = 0 \quad (\text{A.14})$$

A.3 TRANSFORMASIE VAN TIPE I NA TIPE II:

Vergelyking van die eerste term in beide verg. (A.3) en (A.10) lewer die volgende verband:

$$C_2 = C_3 + C_4 \quad (\text{A.15})$$

Vergelyking van die tweede term in beide verg. (A.3) en (A.10):

$$\begin{aligned} \frac{L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} &= \frac{L_2 C_3^2}{[(C_3 + C_4 - C_3 C_4 L_2 \omega^2)](C_3 + C_4)} \\ &= \frac{\frac{L_2 C_3^2}{(C_3 + C_4)^2}}{1 - \frac{\omega^2 C_3 C_4 L_2}{(C_3 + C_4)}} \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Vergelyk die tellers van verg. (A.16):

$$L_1 = L_2 \left(\frac{C_3}{C_3 + C_4} \right)^2 \quad (\text{A.17})$$

Vergelyk die noemers van verg. (A.16):

$$L_1 C_1 = \frac{C_3 C_4 L_2}{(C_3 + C_4)} \quad (\text{A.18})$$

Na instelling van verg. (A.17) in verg. (A.18) volg:

$$C_1 = C_4 \left(1 + \frac{C_4}{C_3} \right) \quad (\text{A.19})$$

A.4 TRANSFORMASIE VAN TIPE II NA TIPE I

Die teenoorgestelde transformasie kan bewys word deur van verg. (A.15), (A.17) en (A.19) gebruik te maak.

Herskryf verg. (A.15):

$$C_3 = C_2 - C_4 \quad (\text{A.20})$$

Stel verg. (A.20) in verg. (A.19):

$$C_1 = C_4 \left(1 + \frac{C_4}{C_3} \right) \quad (\text{A.21})$$

Stel verg. (A.21) in verg. (A.20):

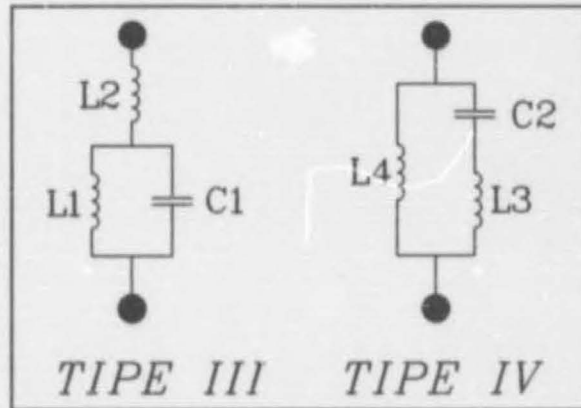
$$C_3 = -\frac{C_2}{1 + \frac{C_1}{C_2}} \quad (\text{A.22})$$

Na instelling van verg. (A.21) en (A.22) in verg. (A.17) word die volgende verband verkry:

$$L_2 = L_1 \left(\frac{C_1 + C_2}{C_2} \right)^2 \quad (\text{A.23})$$

BYLAE B

DIPOOLTRANSFORMASIE VAN TIPE III EN TIPE IV



Figuur B.1 Dipoolekwivalensie

B.1 KARAKTERISERING VAN TIPE III

Die impedansie van die nuwe skakeling bestaande uit L_1 en C_1 word deur die volgende vergelyking beskryf:

$$Z_{ekw} = \left(j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} \right)^{-1} \quad (\text{B.1})$$

Die algehele impedansie van die tipe III-resoneerder volg:

$$Z = j\omega L_2 + Z_{ekw} \quad (\text{B.2})$$

Na vereenvoudiging en verdeling in partiële breuke volg:

$$Z = j \left(\omega L_2 + \frac{\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} \right) \quad (\text{B.3})$$

Die modulusse van resonansie kan vanuit verg. (B.3) bereken word:

$Z=0, Y \Rightarrow \infty$:

$$\omega = \pm \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1}} \quad (\text{B.4})$$

$$\omega = 0 \quad (\text{B.5})$$

$Z \Rightarrow \infty, Y=0$:

$$\omega = \pm \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (\text{B.6})$$

$$\omega = \infty \quad (\text{B.7})$$

B.2 KARAKTERISERING VAN TIPE IV

Die impedansie van die serie skakeling bestaande uit L_3 en C_2 word deur die volgende vergelyking beskryf:

$$Z_{ekw} = j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (\text{B.8})$$

Die algehele impedansie van die tipe IV-resoneerder volg:

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_4} + \frac{1}{Z_{ekw}}} \quad (\text{B.9})$$

Na vereenvoudiging en verdeling in parsieë breuke volg:

$$Z = j \left(\frac{\omega L_3 L_4}{(L_3 + L_4)} + \frac{\omega L_4^2}{[1 - \omega^2 C_2 (L_3 + L_4)] (L_3 + L_4)} \right) \quad (\text{B.10})$$

Die modusse van resonansie kan vanuit verg. (B.10) bereken word:

$Z=0, Y \Rightarrow \infty$:

$$\omega = \pm \frac{1}{\sqrt{L_3 C_2}} \quad (\text{B.11})$$

$$\omega = 0 \quad (\text{B.12})$$

$Z \Rightarrow \infty, Y=0$:

$$\omega = \pm \frac{1}{\sqrt{C_2(L_3 + L_4)}} \quad (\text{B.13})$$

$$\omega \rightarrow \infty \quad (\text{B.14})$$

B.3 TRANSFORMASIE VAN TIPE III NA TIPE IV:

Vergelyking van die eerste term in beide verg. (B.3) en (B.10) lewer die volgende verband:

$$L_2 = \frac{L_3 L_4}{L_3 + L_4} \quad (\text{B.15})$$

$$\therefore L_2 = \frac{L_4}{1 + \frac{L_4}{L_3}} \quad (\text{B.16})$$

Vergelyking van die tweede term in beide verg. (B.3) en (B.10):

$$\frac{L_1}{1 - \omega^2 C_1 L_1} = \frac{L_4^2}{[1 - \omega^2 C_2 (L_3 + L_4)](L_3 + L_4)} \quad (\text{B.17})$$

$$= \frac{\frac{L_4^2}{L_3 + L_4}}{(1 - \omega^2 C_2 [L_3 + L_4])}$$

Vergelyk die tellers van verg. (B.17):

$$L_1 = \frac{L_4}{1 + \frac{L_3}{L_4}} \quad (\text{B.18})$$

Vergelyking van die noemers van verg.(B.17):

$$C_1 L_1 = C_2 [L_3 + L_4] \quad (\text{B.19})$$

Substitusie van verg. (B.18) lewer die volgende resultaat:

$$C_1 = C_2 \left(\frac{L_3 + L_4}{L_4} \right)^2 \quad (\text{B.20})$$

B.4 TRANSFORMASIE VAN TIPE IV NA TIPE III

Die teenoorgestelde transformasie kan bewys word deur van verg. (B.16), (B.18) en (B.20) gebruik te maak.

Herskryf verg. (B.16):

$$L_3 = \frac{L_2 L_4}{L_4 - L_2} \quad (\text{B.21})$$

Herskryf verg. (B.18):

$$L_3 = \frac{L_4^2}{L_1} - L_4 \quad (\text{B.22})$$

Stel verg. (B.21) gelyk aan verg. (B.22):

$$L_4 = L_1 + L_2 \quad (\text{B.23})$$

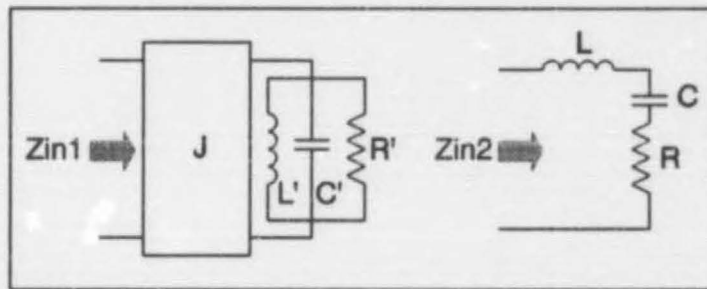
Stel verg. (B.23) in verg. (B.22):

$$L_3 = L_2 \left(1 + \frac{L_2}{L_1} \right) \quad (\text{B.24})$$

Stel verg. (B.23) en verg. (B.24) in verg. (B.20):

$$C_2 = C_1 \left(\frac{L_1}{L_1 + L_2} \right)^2 \quad (\text{B.25})$$

BYLAE C

TRANSFORMASIE-EIENSKAPPE VAN VERALGEMEENDE
IMPEDANSIE-OMKEERDER

Figuur C.1 Ekwivalensie tussen Serie-Netwerk en Impedansie-Omkeerder

Ekwivalensie van die netwerke in die voorafgaande figuur moet bewys word. Vanaf definisie word die verband tussen die lasadmittansie en die intree-admittansie van die omsetter deur die volgende vergelyking gegee [23]:

$$Y_i = \frac{J^2}{Y_l} \quad (\text{C.1})$$

$$\therefore Z_i = \frac{Y_l}{J^2} \quad (\text{C.2})$$

Indien die ekwivalensie geldig is, moet die volgende verband geld:

$$Z_{in2} = Z_{in1} \quad (\text{C.3})$$

$$\therefore j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R = \frac{\frac{1}{j\omega L'} + j\omega C' + \frac{1}{R'}}{J^2} \quad (\text{C.4})$$

$$= \frac{1}{j\omega L'J^2} + j\omega \frac{C'}{J^2} + \frac{1}{R'J^2}$$

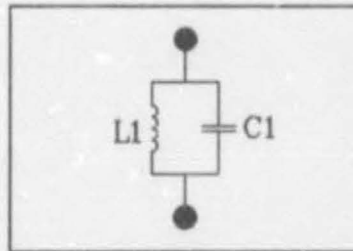
Ekwivalensie tussen elementwaardes volg na vergelyking van die koëffisiënte van ω :

$$L'J^2 = C \Rightarrow L' = \frac{C}{J^2} \quad (\text{C.5})$$

$$\frac{C'}{J^2} = L \Rightarrow C' = J^2 L \quad (\text{C.6})$$

$$\frac{1}{R'J^2} = R \Rightarrow R' = \frac{1}{J^2 R} \quad (\text{C.7})$$

BYLAE D

EKWIVALENSIE TUSSEN 'N NIEUE RESONEERDER EN 'N VOORGESTELDE
DIPOOLRESONEERDER

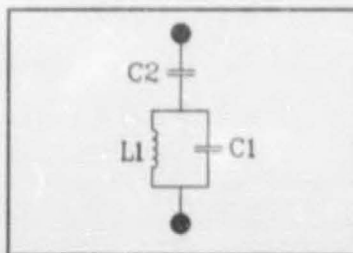
Figuur D.1 Nieuwe
Resoneerder

Die admittansie van die netwerk wat in fig. (D.1) aangetoon word, word deur die volgende verband gegee:

$$Y_1 = j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (\text{D.1})$$

$$\therefore \frac{dY}{d\omega} = j\left[C + \frac{1}{\omega^2 L}\right] = j\xi \quad (\text{D.2})$$

'n Dipoolresoneerder word in fig. (D.2) aangetoon.



Figuur D.2 Dipool-
resoneerder

Die impedansie van hierdie resoneerder is in Bylae A (verg. (A.3)) bereken. Die inverse hiervan verteenwoordig die admittansie van die resoneerder:

$$Y_2 = \frac{j\omega C_2(C_1 L_1 \omega^2 - 1)}{\omega^2 L_1(C_1 + C_2) - 1} \quad (\text{D.3})$$

$$\frac{dY_2}{d\omega} = \frac{jC_1C_2}{C_1+C_2} + \frac{jC_2^2}{(L_1\omega^2[C_1+C_2]-1)[C_1+C_2]} + \frac{2jC_2^2}{(L_1\omega^2[C_1+C_2]-1)^2[C_1+C_2]} = j\xi \quad (\text{D.4})$$

Die resonante frekwensies van die netwerk is in Bylae A (verg. (A.4) en (A.6)) bereken.

KORTSLUITMODUS:

$$\omega_1 = \pm \frac{1}{\sqrt{L_1(C_1+C_2)}} \quad (\text{D.5})$$

OOPSLUITMODUS:

$$\omega_2 = \pm \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}} = \pm \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{D.6})$$

Vergelyking (D.5) en (D.6) kan soos volg herskryf word:

$$L_1(C_1+C_2) = \frac{1}{\omega_1^2} \quad (\text{D.7})$$

$$L_1C_1 = LC = \frac{1}{\omega_2^2} \quad (\text{D.8})$$

Vanaf verg. (D.7) en (D.8) volg die volgende verband:

$$\frac{C_1+C_2}{C_1} = \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} \quad (\text{D.9})$$

Vanaf verg. (D.5) volg:

$$L_1(C_1+C_2) = \frac{1}{\omega_1^2} \quad (\text{D.10})$$

Herskryf verg. (D.4):

$$\frac{C_1C_2}{C_1+C_2} + \frac{C_2^2}{(L_1\omega^2[C_1+C_2]-1)[C_1+C_2]} + \frac{2C_2^2}{(L_1\omega^2[C_1+C_2]-1)^2[C_1+C_2]} = \xi \quad (\text{D.11})$$

Voorvermenigvuldig die voorafgaande vergelyking met $(C_1+C_2)/C_1$ en maak gebruik van die verbande in verg. (D.8) en verg. (D.9):

$$C_2 + \frac{C_2^2}{C_1} \times \frac{1}{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)} + 2 \frac{C_2^2}{C_1} \times \frac{1}{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)^2} = \xi \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} \quad (\text{D.12})$$

Herskryf die verband in verg. (D.9):

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1 \quad (\text{D.13})$$

Stel verg. (D.13) in verg. (D.12):

$$C_2 + C_2 \times \frac{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)}{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)} + 2C_2 \frac{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)}{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)^2} = \xi \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} \quad (\text{D.14})$$

Isoleer 'n stel vergelykings uit verg. (D.14):

$$A = \frac{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)}{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)} \quad (\text{D.15})$$

$$B = \frac{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)}{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1\right)^2} \quad (\text{D.16})$$

Ten slotte volg die vergelykings vir die elementwaardes. Die verband van verg. (D.14) lewer die volgende:

$$C_2 = \xi \times \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} \times [1 + A + 2B]^{-1} \quad (\text{D.17})$$

Vanuit verg. (D.13):

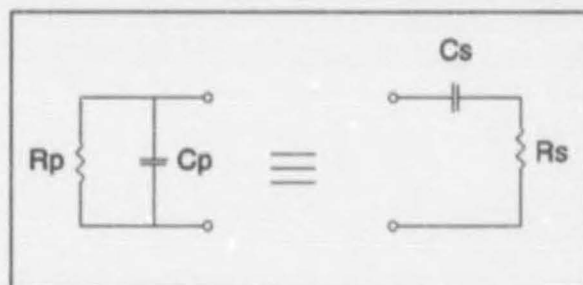
$$C_1 = \frac{C_2}{\left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - 1 \right)} \quad (\text{D.18})$$

Vanaf verg. (D.7):

$$L_1 = \frac{1}{\omega_1^2 (C_1 + C_2)} \quad (\text{D.19})$$

BYLAE E

SERIE-NEWE EKWIVALENSIE VIR KAPASITIEWE AANPASNETWERK



Figuur E.1 Ekwivalensie tussen Seriële en Nwe Network

Die immittansie van die parallelle samestelling word deur die volgende verbande gegee:

$$Y_p = \frac{1}{R_p} + j\omega C_p \quad (\text{E.1})$$

$$\therefore Z_p = \frac{R_p}{C_p^2 R_p^2 \omega^2 + 1} - \frac{j C_p R_p^2 \omega}{C_p^2 R_p^2 \omega^2 + 1} \quad (\text{E.2})$$

Die impedansie van die seriële samestelling is soos volg:

$$Z_s = R_s + \frac{1}{j\omega C_s} \quad (\text{E.3})$$

Vanuit die ekwivalensie tussen verg. (E.2) en verg. (E.3) volg die volgende vergelykings vir R_s en C_s :

$$R_s = \frac{R_p}{C_p^2 R_p^2 \omega^2 + 1} \quad (\text{E.4})$$

$$\frac{1}{\omega C_s} = \frac{C_p R_p^2 \omega}{C_p^2 R_p^2 \omega^2 + 1} \quad (\text{E.5})$$

$$\therefore C_s = C_p \left[1 + \frac{1}{C_p^2 R_p^2 \omega^2} \right] \quad (\text{E.6})$$

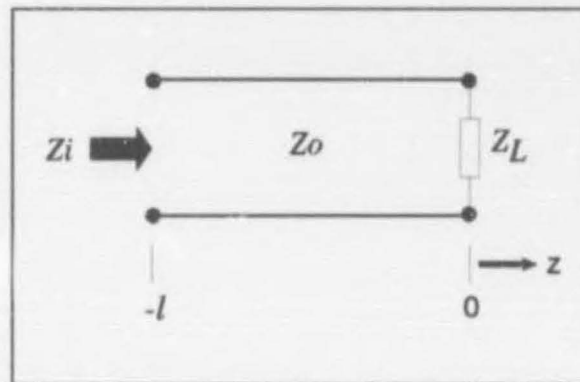
Deur verg. (E.4) te herskryf, volg die waarde van die nuwe kapasitansie, C_p , indien R_p en R_s bekend is:

$$C_p = \frac{\sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1}}{\omega R_p} \quad (\text{E.7})$$

BYLAE F

LENGTE VAN TRANSMISSIELYN VIR IMPEDANSIE-TRANSFORMASIE

'n Skematiese voorstelling van 'n transmissielyn wat in 'n bekende impedansie getermineer word, word in fig. (F.1) aangedui. 'n Stel vergelykings word ontwikkel om die lengte van die transmissielyn te bereken ten einde 'n gegewe intreereaktansie te realiseer indien die lasreaktansie bekend is. 'n Beperking om slegs die imaginêre deel van die impedansie te beskou is van nut om 'n eenvoudiger vergelyking af te lei.



Figuur F.1 Transmissielyn met Bekende Lasimpedansie en Gevraagde Intreeimpedansie

Vir sinusvormige aandrywing kan die som van die invallende en weerkaatste golfkomponente op die transmissielyn soos volg in fasorvorm uitgedruk word [24]:

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

$$I(z) = \frac{1}{Z_o} [V_+ e^{-j\beta z} - V_- e^{j\beta z}] \quad (\text{F.2})$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{F.3})$$

Die lasimpedansie, Z_L , kan uitgedruk word as die verhouding van verg. (F.1) en verg. (F.2) by $z=0$.

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

Vereenvoudiging van die voorafgaande verhouding met instelling van verg. (F.1) en (F.2) lei tot 'n vergelyking wat die weerkaatskoeffisiënt by $z=0$ vir sinusvormige aandrywing aandui:

$$\rho_L = \frac{V_-}{V_+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{F.5})$$

Die intreeimpedansie van die transmissielyn kan uit die verhouding van verg. (F.1) en verg. (F.2) bereken word.

$$Z_i = \frac{V(-l)}{I(-l)} = \frac{[V_+ e^{j\beta l} + V_- e^{-j\beta l}]}{\frac{1}{Z_0} [V_+ e^{j\beta l} - V_- e^{-j\beta l}]} \quad (\text{F.6})$$

Na instelling van verg. (F.5) in die voorafgaande verband volg:

$$Z_i = Z_0 \left[\frac{e^{j\beta l} + \rho_L e^{-j\beta l}}{e^{j\beta l} - \rho_L e^{-j\beta l}} \right] \quad (\text{F.7})$$

Deur die lengte van die lyn die onderwerp van die formule te maak, volg die gewenste verband:

$$l = -\frac{1}{-2j\beta} \ln \left[\frac{1}{\rho_L} \left(\frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \right) \right] \quad (\text{F.8})$$

Die voorafgaande vergelyking vereis komplekse bewerkings. Die berekening kan vereenvoudig word deur die intree- en uittreeweerkaatskoeffisiënte te herdefinieer deur slegs imaginêre bron- en lasimpedansies te beskou. Die polêre vorm van die komplekse getalle word in eksponensiële notasie uitgedruk.

$$\begin{aligned}\rho_L &= \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \\ &= \frac{jX_L - Z_o}{jX_L + Z_o} \\ &= \exp \left[j \operatorname{Arctan} \left(\frac{2X_L Z_o}{X_L^2 - Z_o^2} \right) \right]\end{aligned}\quad (\text{F.9})$$

$$\begin{aligned}\rho_i &= \frac{Z_i - Z_o}{Z_i + Z_o} \\ &= \frac{jX_i - Z_o}{jX_i + Z_o} \\ &= \exp \left[j \operatorname{Arctan} \left(\frac{2X_i Z_o}{X_i^2 - Z_o^2} \right) \right]\end{aligned}\quad (\text{F.10})$$

Substitusie van verg. (F.9) en (F.10) in verg. (F.8) het die volgende resultaat na vereenvoudiging:

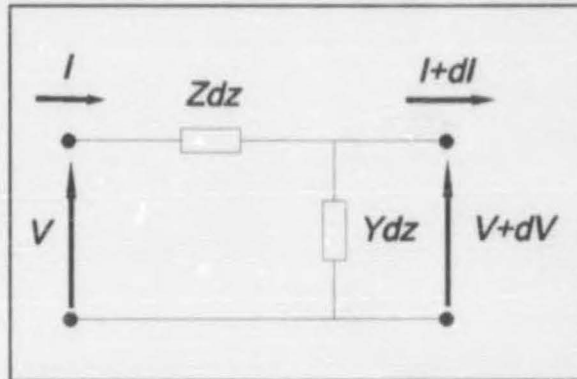
$$l = \frac{1}{-2j\beta} \ln \left[\frac{\rho_i}{\rho_L} \right] \quad (\text{F.11})$$

$$\therefore l = \frac{1}{2\beta} \left[\operatorname{Arctan} \left(\frac{2X_L Z_o}{X_L^2 - Z_o^2} \right) - \operatorname{Arctan} \left(\frac{2X_i Z_o}{X_i^2 - Z_o^2} \right) \right] \quad (\text{F.12})$$

BYLAE G

VERLIESFAKTOR VAN 'n LAE-VERLIES LUGGEVULDE TRANSMISSIELYN

Die verspreide immetansie van 'n lae-verlies transmissielyn kan met die volgende netwerk gemodelleer word [25]:



Figuur G.1 Verspreide Immetansie-Model vir Transmissielyn van Differentiële Lengte

Vir bestendige sinusvormige aandrywing kan die differensiaal-vergelykings vir spanning- en stroomvariasie met afstand soos volg uitgedruk word [25]:

$$\frac{dV}{dz} = -ZI \quad (\text{G.1})$$

$$\frac{dI}{dz} = -YV \quad (\text{G.2})$$

Differensiasie van verg. (G.1) en substitusie van verg. (G.2) lewer die volgende resultaat:

$$\frac{d^2V}{dz^2} = \gamma^2 Z \quad (\text{G.3})$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY} \quad (\text{G.4})$$

Verliesmodellering van die transmissielyn berus op die inagneming van serie weerstand in die geleiers en newe konduktansie as gevolg verliesdrywing in die diëlektrikum. Die verspreide impedansie en admittansie word dan soos volg beskryf [25]:

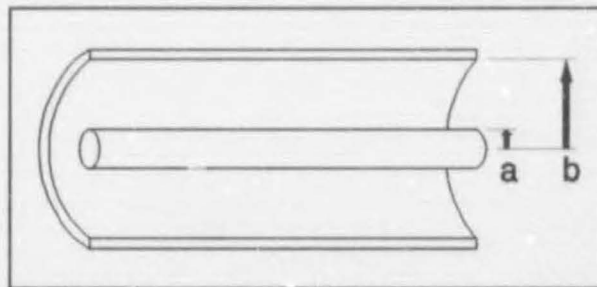
$$Z=R+j\omega L \quad (\text{G.5})$$

$$Y=G+j\omega C \quad (\text{G.6})$$

Die verswakingskonstante, α , kan benader word deur substitusie van verg. (G.5) en verg. (G.6) in verg. (G.4). Indien $R/\omega L \ll 1$ en $G/\omega C \ll 1$ kan 'n binomiaaluitbreiding tot die tweede orde gebruik word om die volgende resultaat te verkry [25]:

$$\alpha = \frac{R}{2Z_0} + \frac{GZ_0}{2} \quad (\text{G.7})$$

Die interne impedansie van 'n koaksiale transmissielyn soos aangetoon in fig. (G.2) kan bereken word deur 'n platvlak benadering uit te voer [26]. Hierdie benadering is geldig indien afmetings a en b groot is in vergelyking met die huiddiepte.



Figuur G.2 Dwarssnit van Koaksiale Transmissielyn

Stroomvloei word gekonsentreer op die buite-oppervlak van die sentergeleier en die binne-oppervlak van die buite-geleier. Beide geleiers kan gemodelleer word as 'n platvlak met wydte gelyk aan die omtrek van die geleier [27]. Die totale interne impedansie per eenheidslengte is soos volg:

$$Z_i = \frac{Z_{s1}}{2\pi a} + \frac{Z_{s2}}{2\pi b} \quad \Omega/m \quad (\text{G.8})$$

Substitusie van die oppervlakweerstand in verg. (G.8) lei tot die volgende resultaat vir die weerstand van die geleiers in die transmissielyn:

$$R = \frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad (\text{G.9})$$

Die verband vir die karakteristieke impedansie van 'n koaksiale transmissielyn soos aangetoon in fig. (G.2) is soos volg [27]:

$$Z_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (\text{G.10})$$

Vir die geval van 'n lugge vulde koaksiale transmissielyn word verliese in die diëlektrikum weggelaat en kan die verswakingskonstante soos volg bereken word:

$$\alpha = \frac{\frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)}{2 \times \left(\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \right)} \quad (\text{G.11})$$

Verswakking in desibel per meter is die produk van die verswakking in Neper per meter en die faktor $20\log(e) = 8.68589$.

BYLAE H
PROGRAMLYSTINGS

HOOFROETINES

RESO.M

Bepaal transmissielynlangtes as resoneerderafmetings en puntelementwaardes bekend is.

Q.M

Bepaal Q-faktor as alle resoneerderafmetings en die resonante frekwensie bekend is.

SUBROETINES

CDIS.M Bepaal model vir diskontinuiteitskapasitansie.

LEKS.M Bepaal eksterne induktansie van transmissielyn.

LENG.M Bepaal lengte van transmissielyn vir impedansie transformasie.

ZO.M Bepaal karakteristieke impedansie van transmissielyn.

RESO.M

```

clear;
clc;
hold off;
clg;
j=sqrt(-1);
format compact;
format long;

f=470*1E6;           % SENTERFREKWENSIE VIR BEREKENING
b1=3E-3;            % BINNERADIUS VAN BUIEGELEIER - KOPPELEMENT
b2=19.5E-3;        % BINNERADIUS VAN BUIEGELEIER - RESONEERDERWAND
a1=1.25E-3;        % BUITERADIUS VAN SENTERGELEIER - KOPPELEMENT
a2=17.5E-3;        % BUITERADIUS VAN SENTERGELEIER - KAPASITIEWE LYN
a3=5.4E-3;         % BUITERADIUS VAN SENTERGELEIER - INDUKTIEWE LYN

L1=9.8E-9;         % PUNTELEMENT - NEWE INDUKTANSIE
C1=9.96445E-12;   % PUNTELEMENT - NEWE KAPASITANSIE
C2=2.39536E-12;   % PUNTELEMENT - KOPPELKAPASITANSIE

% 1 GEELKOPER
% 2 KOPER
% 3 SILWER
i=1;               % SPESIFISEER MATERIAAL VAN TRANSMISSIELYNE

Ropp(1)=5.01*10^(-7)*sqrt(f); %
Ropp(2)=2.61*10^(-7)*sqrt(f); % } FORMULES VIR OPPERVLAKWEERSTAND
Ropp(3)=2.52*10^(-7)*sqrt(f); %

er=1;

mu=4*pi*10^(-7);
eo=8.854*10^(-12);
eps=eo*er;

lambda=(1/(sqrt(mu*eps)))/f; % GOLFLENGTE
B=2*pi/lambda;              % FASEKONSTANTE
X=20*log(exp(1))/log(10);
w=2*pi*f;                   % RADIALE FREKWENSIE
Rs=Ropp(i);

% LYN No.1 KAPASITIEWE KOPPELEMENT
alpha=(b1-a1)/b1;           % verg. (6.9)
Cdis1=2*pi*b1*cdis(alpha,1); % DISKONTINUITITEIT - verg. (6.8)
XI=-1/(w*Cdis1);           % LASREAKTANSIE - verg. (6.10)
Xi=-1/(w*C2);               % INTREEREAKTANSIE - verg. (6.11)
Zo1=z0(a1, b1, 1);         % KARAKTERISTIEKE IMPEDANSIE
l1=leng(XI, Xi, Zo1, B);   % LENGTE VAN TRANSMISSIELYN
R=Rs/(2*pi)*(1/a1+1/b1);   % }
alphaNpm1=1/2*R/Zo1;       % } VERLIESE IN TRANSMISSIELYN - BYLAE G
alphadBm1=alphaNpm1*X;     % }

```

```

% LYN No.2 KAPASITANSIE VAN NEWE RESONEERDER
alpha1=(b2-a2)/b2;           % verg. (6.13)
Cdis2=2*pi*b2*cdis(alpha1,1); % DISKONTINUITEIT - verg. (6.12)
alpha2=(b2-a2)/(b2-a3);     % verg. (6.15)
Cdis3=2*pi*b2*cdis(alpha2,1); % DISKONTINUITEIT - verg. (6.14)

XI=-1/(w*Cdis2);           % LASREAKTANSIE - verg. (6.16)
Xi=-1/(w*(C1-Cdis3));     % INTREEREAKTANSIE - verg. (6.18)

Zo2=zo(a2, b2, 1);         % KARAKTERISTIEKE IMPEDANSIE
l2=leng(Xi, Xi, Zo2, B);   % LENGTE VAN TRANSMISSIELYN
R=Rs/(2*pi)*(1/a2+1/b2);   % }
alphaNpm2=1/2*R/Zo2;       % } VERLIESE IN TRANSMISSIELYN-BYLAE G
alphadBm2=alphaNpm2*X;    % }

% LYN No.3 INDUKTANSIE VAN NEWE RESONEERDER
XI=0;                       % KORTSLUITING
Xi=w*L1;                     % INTREEREAKTANSIE - verg. (6.19)
Zo3=zo(a3, b2, 1);         % KARAKTERISTIEKE IMPEDANSIE
l3=leng(Xi, Xi, Zo3, B);   % LENGTE VAN TRANSMISSIELYN
R=Rs/(2*pi)*(1/a3+1/b2);   % }
alphaNpm3=1/2*R/Zo3;       % } VERLIESE IN TRANSMISSIELYN - BYLAE G
alphadBm3=alphaNpm3*X;    % }

format short;

!del diary;                 % SKRYF RESULTATE NA SKERM EN DRUKKER
diary on;

I1=I1*1E3
Zo1=Zo1
alphadBm1=alphadBm1

I2=I2*1E3
Zo2=Zo2
alphadBm2=alphadBm2

I3=I3*1E3
Zo3=Zo3
alphadBm3=alphadBm3

Cdis1=Cdis1*1E12
Cdis2=Cdis2*1E12
Cdis3=Cdis3*1E12

diary off;
! copy diary.* reso.dat
! del diary
! copy reso.dat lpt1:

```

 Q.M

```

clear;
clc;
hold off;
clg;
j=sqrt(-1);
format compact;
format long;

f=470E6;          % RESONANTE FREKWENSIE
b2=19.5E-3;      % BINNERADIUS VAN RESONEERDERWAND
a2=17.5E-3;      % BUITERADIUS VAN BENTERGELEIER - KAPASITIEWE LYN
a3=5.4E-3;       % BUITERADIUS VAN BENTERGELEIER - INDUKTIEWE LYN
l2=14.6E-3;      % LENGTE VAN KAPASITIEWE LYN
l3=36.5E-3;      % LENGTE VAN INDUKTIEWE LYN

Xb2=2;           % MATERIAAL VAN RESONEERDERWAND
Xa2=1;           % MATERIAAL VAN BENTERGELEIER - KAPASITIEWE LYN
Xa3=1;           % MATERIAAL VAN BENTERGELEIER - INDUKTIEWE LYN
Xkort=1;         % MATERIAAL VAN KORTSLUITING
Xskyf=1;         % MATERIAAL VAN KORTGESLOTE SKYF
                  % i=1 Geelkoper
                  % i=2 Koper
                  % i=3 Silwer

Rs(1)=5.01*10 ^ (-7)*sqrt(f); %
Rs(2)=2.61*10 ^ (-7)*sqrt(f); % } OPPERVLAKWEERSTAND VIR METALE
Rs(3)=2.52*10 ^ (-7)*sqrt(f); %

er=1;

mu=4*pi*10 ^ (-7);
eo=8.854*10 ^ (-12);
eps=eo*er;
lambda=(1/(sqrt(mu*eps)))/f; % GOLFLENGTE
B=2*pi/lambda;              % FASEKONSTANTE
w=2*pi*f;                   % RADIALE FREKWENSIE

% LYN No.3 INDUKTANSIE VAN NEWE RESONEERDER
T3=B*l3;                    % ELEKTRIESE LENGTE
L3=leks(a3,b2);            % EKSTERNE INDUKTANSIE
X=T3+sin(T3)*cos(T3);
E3=L3/(4*B)*X;             % ENERGIE GESTOOR
Pbinne3=Rs(Xa3)/(8*B*pi*a3)*X; % DRYWING IN BINNEGELEIER
Pbuite3=Rs(Xb2)/(8*B*pi*b2)*X; % DRYWING IN BITEGELEIER

% LYN No.2 KAPASITANSIE VAN NEWE RESONEERDER
T2=B*l2;                    % ELEKTRIESE LENGTE
L2=leks(a2,b2);            % EKSTERNE INDUKTANSIE
X=cos(T3)/sin(T2);
Y=T2-sin(T2)*cos(T2);

```

```

E2=L2/(4*B)*X ^ 2*Y; % ENERGIE GESTOOR
Pbinne2=Rs(Xa2)/(8*B*pi*a2)*X ^ 2*Y; % DRYWING IN BINNEGELEIER
Pbuite2=Rs(Xb2)/(8*B*pi*b2)*X ^ 2*Y; % DRYWING IN BUITEGELEIER

% VERLIESE IN TRAP DISKONTINUITEIT
Pdis=Rs(Xskyf)/(4*pi)*log(a2/a3)*(cos(T3)) ^ 2; % DRYWING VERKWIS IN TRAP
Rdis =Rs(Xskyf)/(2*pi)*log(a2/a3); % TOTALE OPPERVLAKWEERSTAND

% VERLIESE IN KORTSLUITING
Pkort=Rs(Xkort)/(4*pi)*log(b2/a3); % DRYWING VERKWIS IN KORTSLUITING
Rkort=Rs(Xkort)/(2*pi)*log(b2/a3); % TOTALE OPPERVLAKWEERSTAND VAN

% BEPAAL Q-FAKTOR
Q=2*pi*f*(E2+E3)/(Pbinne3+Pbuite3+Pbinne2+Pbuite2+Pdis+Pkort);

% BEPAAL PERSENTASIE DRYWING VERKWIS
Pverlies=Pbinne3+Pbuite3+Pbinne2+Pbuite2+Pdis+Pkort;
P3pers=(Pbinne3+Pbuite3)/Pverlies*100; % LYN 3
P2pers=(Pbinne2+Pbuite2)/Pverlies*100; % IN LYN 2
Pdispers=Pdis/Pverlies*100; % TRAP
Pkortpers=Pkort/Pverlies*100; % KORTSLUITING

format short;
! del diary.* % SKRYF RESULTATE NA SKERM EN DRUKKER
diary on;
Q=Q
P2pers=P2pers
P3pers=P3pers
Pdispers=Pdispers
Pkortpers=Pkortpers
Rdis=Rdis*1000 % WEERSTAND IN mΩ
Rkort=Rkort*1000 % WEERSTAND IN mΩ
diary off
! copy diary.* q.dat
! del d.ary
! copy q.dat lpt1:

```

```

CDIS.M

```

```

function Cd=Cdis(a,er);

% CDIS BEPAAL DISKONTINUITEITSKAPASITANSIE
% a A/B
% er Relatiewe Permittiwiteit

eo=8.854E-12; % PERMITTIWITEIT VAN VAKUUM
eps=eo*er;

x=(1+a ^ 2)/a; % }
y=(1+a ^ 2)/(1-a ^ 2); % }

```

$z=4*a/(1-a^2);$ % } BEPAAL Cdis - VERG. (6.2)

$Cd=(\epsilon/\pi)*(x*\operatorname{acosh}(y)-2*\log(z));$

LEKS.M

function L=leks(a, b);

% L EKSTERNE INDUKTANSIE VAN KOAKSIALE TRANSMISSIELYN
 % a Buiterradius van Binnegeleier
 % b Binneradius van Buitegeleier

$\mu=4*\pi*10^{-7};$ % Permeabiliteit van Vakuum

$L=(\mu/(2*\pi))*\log(b/a);$ % Eksterne Induktansie van
 % Koaksiale Lyn - verg. (6.40)

LENG.M

function l=leng(Xl, Xi, Zo, B);

% LENG BEPAAL LENGTE VAN TRANSMISSIELYN VIR IMPEDANSIE
 % TRANSFORMASIE AS LAS- EN INTREEREAKTANSIE GEGEE WORD

% Xl Lasreaktansie
 % Xi Intreereaktansie
 % Zo Karakteristieke Impedansie
 % B Fasekonstante

$X=(2*Xl*Zo)/(Xl^2-Zo^2);$

$Y=(2*Xi*Zo)/(Xi^2-Zo^2);$

$l=1/(2*B)*(\operatorname{atan}(X)-\operatorname{atan}(Y));$ % BEPAAL LENGTE VAN TRANSMISSIELYN

ZO.M

function Z=z0(a, b, er);

% Zo KARAKTERISTIEKE IMPEDANSIE VAN TRANSMISSIELYN
 % a Buiterradius van Binnegeleier
 % b Binneradius van Buitegeleier
 % er Relatiewe Permittiwiteit

$\epsilon_0=8.854*10^{-12};$ % Permittiwiteit van Vakuum

$\mu=4*\pi*10^{-7};$ % Permeabiliteit van Vakuum

$\epsilon=\epsilon_0*er;$

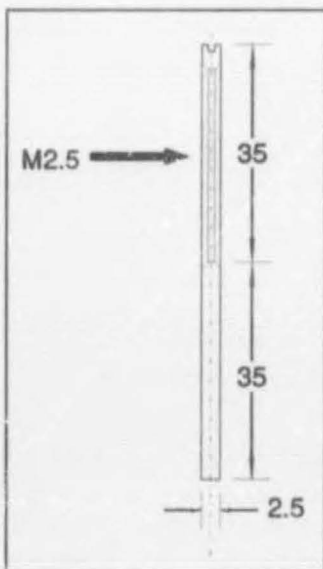
$Z=(1/(2*\pi))*\sqrt{\mu/\epsilon}*\log(b/a);$ % Karakteristieke Impedansie van
 % Koaksiale Lyn - verg. (6.6)

BYLAE I

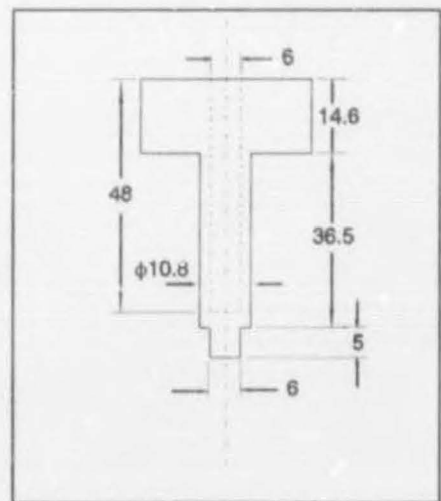
VERVAARDIGINGSTEKENE

Alle benaminge by vervaardigingstekene verwys na die filterstruktuur wat in afdeling 7.6 bekendgestel is. Die struktuur is uit geelkoper gemasjineer. Standaard 40mm-waterpyp is gebruik om die resoneerderwand te vervaardig. Die deksel- en basisplaat is uit 5mm geelkoperplaat gemasjineer. Materiaal is tot 'n diepte van 2mm uit die basisplaat verwyder om sentrerings van die resoneerders te vergemaklik. Die skroefdraad in die sywand van die dekselplaat vergemaklik montering van 'n SMA-konnektor. (RADIALL No. R125 460 001) Die montering van die verstelbare kapasitore (OXLEY Tipe TUT/7/S) word aangetoon.

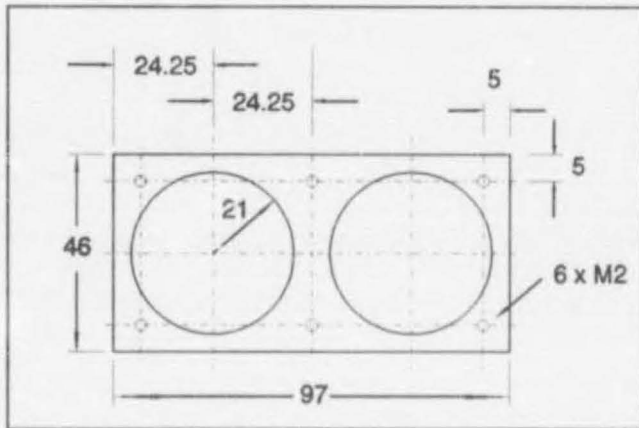
Die substraat-spesifikasies is reeds in Hoofstuk 7 (Tabel 7.2) aangetoon. Alle mates word in millimeter aangegee.



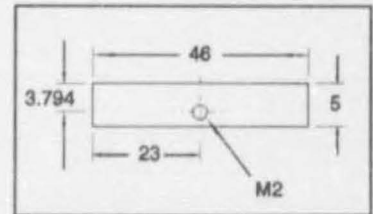
Figuur 1.1 Stelskroef vir Verstelbare Koppeling



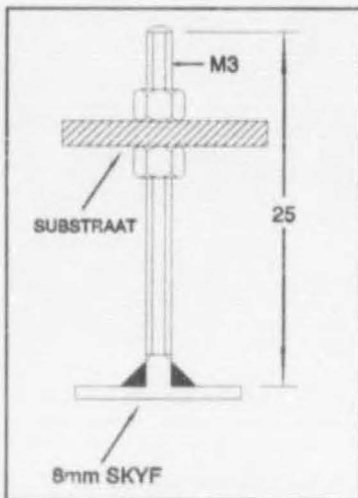
Figuur 1.2 Gestapte Sentergeleier



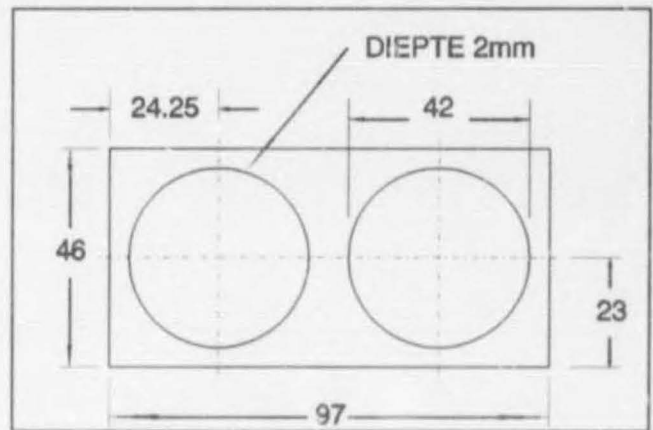
Figuur I.3 Dekselplaat



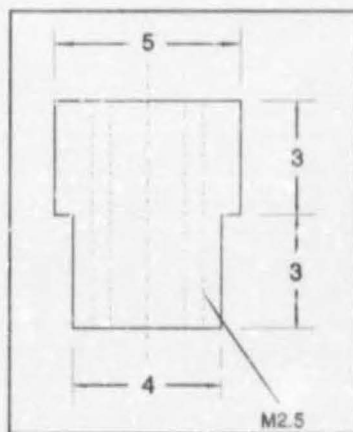
Figuur I.4 Sy-Aansig van Dekselplaat



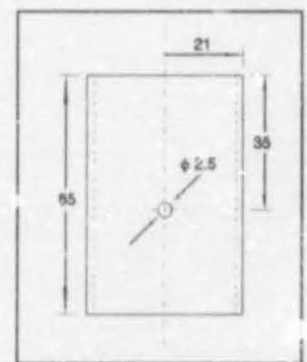
Figuur I.5 Stelskroef vir Nwe Resoneerder



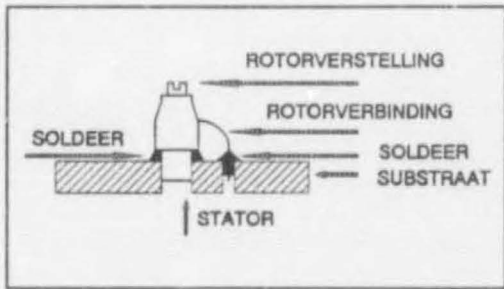
Figuur I.6 Basisplaat



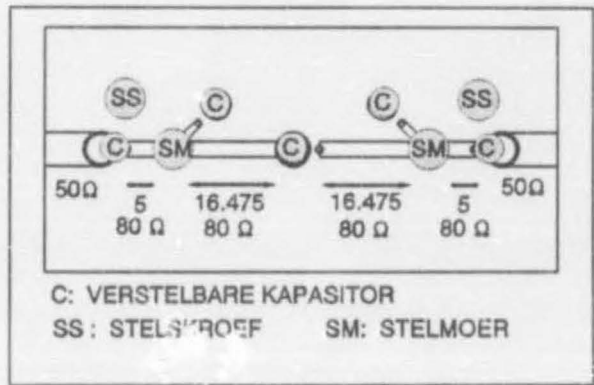
Figuur I.7 Stelmoer vir Kapasitiewe Koppeling



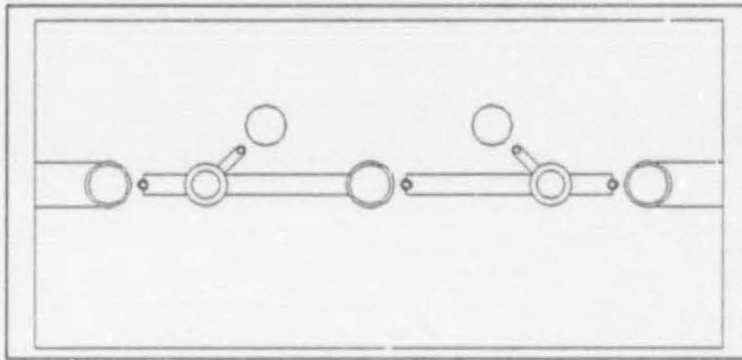
Figuur I.8 Resoneerderwand



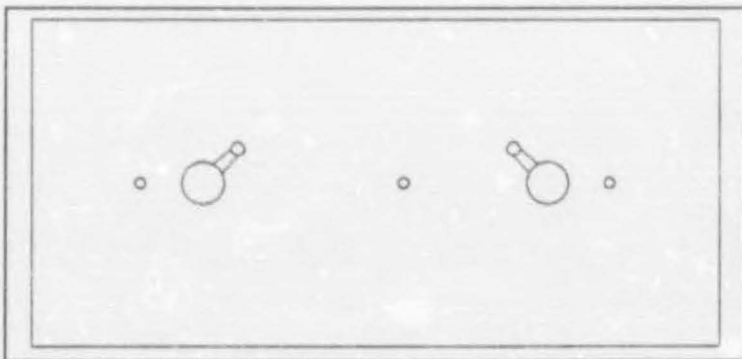
Figuur I.9 Montering van Verstelbare Kapsitor



Figuur I.10 Substraatuitleg



Figuur I.11 Komponentvlak van Substraat - Skaal 1:1



Figuur I.12 Grondvlak van Substraat - Skaal 1:1

BYLAE J

ELEMENTWAARDES VIR NETWERKTRANSFORMASIES VAN SENDRFILTER

VERWYS NA AFDELING 3.2.

TABEL J.1 ELEMENTWAARDES VAN BANDDEURLAATPROTOTYPE (Fig. 3.4)		
	GENORMALISEER	ONGENORMALISEER
L1	$6.41027 \times 10^{-3} \text{ H}$	$1.00515 \times 10^{-10} \text{ H}$
L2	$1.27636 \times 10^2 \text{ H}$	$2.00137 \times 10^{-6} \text{ H}$
C1	$1.55999 \times 10^2 \text{ F}$	$9.78448 \times 10^{-10} \text{ F}$
C2	$7.83478 \times 10^{-3} \text{ F}$	$4.91406 \times 10^{-14} \text{ F}$
R1	1Ω	50Ω
R2	0.818182Ω	40.9091Ω

TABEL J.2 ELEMENTWAARDES VAN PROTOTYPE MET IMPEDANSIE-OMSETTER (Fig. 3.7)	
R1	50Ω
L1	$1.00515 \times 10^{-10} \text{ H}$
C1	$9.78448 \times 10^{-10} \text{ F}$
C	$6.93408 \times 10^{-12} \text{ F}$
C2'	$9.78448 \times 10^{-10} \text{ F}$
L2'	$1.00515 \times 10^{-10} \text{ H}$
R2'	50Ω

TABEL J.3
ELEMENTWAARDES VAN
PROTOTYPE MET POSITIEWE
ELEMENTE
 (Fig. 3.8)

R1	50 Ω
L1	1.00515×10^{-10} H
C1	9.71514×10^{-10} F
C	6.93408×10^{-12} F
C2'	9.71514×10^{-10} F
L2'	1.00515×10^{-10} H
R2'	50 Ω

VERWYS NA AFDELING 3.3.

TABEL J.4
EIENSAPPE VAN GETRANSFORMEERDE
NETWERK MET DIPOOLRESONEERERS
 (Fig. 3.11)

SKALERINGSFAKTORE	
θ_1	1.03071
θ_2	1.03174
ELEMENTWAARDES	
R1	51.5611 Ω
L1	1.06772×10^{-10} H
C1	9.14584×10^{-10} F
C2	2.19857×10^{-10} F
C3	6.72414×10^{-12} F
C4	2.12519×10^{-10} F
C5	9.12764×10^{-10} F
L2	1.06985×10^{-10} H
R2	51.5611 Ω

VERWYS NA AFDELING 3.4.

TABEL J.5 EIGENSAPPE VAN GESKALEERDE NETWERK MET DIPOOLRESONEERERS (Fig. 3.11)	
SKALERINGSFAKTORE	
θ_1	91.7846°
θ_2	91.60202
ELEMENTWAARDES	
R1	$4.73252 \times 10^3 \Omega$
L1	$9.8 \times 10^{-9} \text{ H}$
C1	$9.96445 \times 10^{-12} \text{ F}$
C2	$2.39536 \times 10^{-12} \text{ F}$
C3	$7.33329 \times 10^{-14} \text{ F}$
C4	$2.32003 \times 10^{-12} \text{ F}$
C5	$9.96445 \times 10^{-12} \text{ F}$
L2	$9.8 \times 10^{-9} \text{ H}$
R2	$4.72310 \times 10^3 \Omega$

VERWYS NA AFDELING 3.5.

TABEL J.6 ELEMENTWAARDES VAN NETWERK MET VERSTELDE RESONANSIE (Fig. 3.12)	
R1	$4.73252 \times 10^3 \Omega$
Cx1	$7.87526 \times 10^{-12} \text{ F}$
L1	$9.8 \times 10^{-9} \text{ H}$
C1	$9.96445 \times 10^{-12} \text{ F}$
C2	$2.39536 \times 10^{-12} \text{ F}$
C3	$7.33329 \times 10^{-14} \text{ F}$
C4	$2.32003 \times 10^{-12} \text{ F}$
C5	$9.96445 \times 10^{-12} \text{ F}$
L2	$9.8 \times 10^{-9} \text{ H}$
Cx2	$8.81644 \times 10^{-12} \text{ F}$
R2	$4.72310 \times 10^3 \Omega$

TABEL J.7
ELEMENTWAARDES VAN NETWERK MET
GESPLETE NEWE KAPASITORE
 (Fig. 3.13)

R1	$4.73252 \times 10^3 \Omega$
Cp1	$6.95405 \times 10^{-13} \text{ F}$
Cx1'	$7.17986 \times 10^{-12} \text{ F}$
L1	$9.8 \times 10^{-9} \text{ H}$
C1	$9.96445 \times 10^{-12} \text{ F}$
C2	$2.39536 \times 10^{-12} \text{ F}$
C3	$7.33329 \times 10^{-14} \text{ F}$
C4	$2.32003 \times 10^{-12} \text{ F}$
C5	$9.96445 \times 10^{-12} \text{ F}$
L2	$9.8 \times 10^{-9} \text{ H}$
Cx2'	$8.12035 \times 10^{-12} \text{ F}$
Cp2	$6.96090 \times 10^{-13} \text{ F}$
R2	$4.72310 \times 10^3 \Omega$

TABEL J.8
ELEMENTWAARDES VAN FINALE
BENADERDE NETWERK
 (Fig. 3.14)

R1	50Ω
Cs1	$7.02830 \times 10^{-13} \text{ F}$
Cx1'	$7.17986 \times 10^{-12} \text{ F}$
L1	$9.8 \times 10^{-9} \text{ H}$
C1	$9.96445 \times 10^{-12} \text{ F}$
C2	$2.39536 \times 10^{-12} \text{ F}$
C3	$7.33329 \times 10^{-14} \text{ F}$
C4	$2.32003 \times 10^{-12} \text{ F}$
C5	$9.96445 \times 10^{-12} \text{ F}$
L2	$9.8 \times 10^{-9} \text{ H}$
Cx2'	$8.12035 \times 10^{-12} \text{ F}$
Cs2	$7.03538 \times 10^{-13} \text{ F}$
R2	50Ω

VERWYS NA AFDELING 3.6.

TABEL J.9 ELEMENTWAARDES VAN FINALE GE-OPTIMEERDE NETWERK (Fig. 3.14)	
R1	50 Ω
Cs1	3.97590×10^{-12} F
Cx1'	2.92659×10^{-12} F
L1	9.8×10^{-9} H
C1	9.96445×10^{-12} F
C2	2.39536×10^{-12} F
C3	2.07466×10^{-12} F
C4	2.32003×10^{-12} F
C5	9.96445×10^{-12} F
L2	9.8×10^{-9} H
Cx2'	3.68131×10^{-12} F
Cs2	4.68233×10^{-12} F
R2	50 Ω

BYLAE K

ELEMENTWAARDES VIR NETWERKTRANSFORMASIES VAN ONTVANGERFILTER

 VERWYS NA AFDELING 4.2.

TABEL K.1 ELEMENTWAARDES VAN GETRANSFORMEERDE ONTVANGERFILTER VOOR FREKWENSIESKALERING (Fig. 4.3)			
L1	$2.90881 \times 10^{-6} \text{ H}$	L7	$1.16064 \times 10^{-6} \text{ H}$
L2	$3.95174 \times 10^{-6} \text{ H}$	L8	$3.14158 \times 10^{-6} \text{ H}$
L3	$1.16064 \times 10^{-6} \text{ H}$	L9	$2.46995 \times 10^{-6} \text{ H}$
L4	$4.82814 \times 10^{-6} \text{ H}$	C1	$1.18012 \times 10^{-11} \text{ F}$
L5	$5.57447 \times 10^{-6} \text{ H}$	C2	$1.18012 \times 10^{-11} \text{ F}$
L6	$4.98491 \times 10^{-6} \text{ H}$		

TABEL K.2 ELEMENTWAARDES VAN GETRANSFORMEERDE ONTVANGERFILTER NA FREKWENSIESKALERING (Fig. 4.3)			
L1	$2.97232 \times 10^{-6} \text{ H}$	L7	$1.18599 \times 10^{-6} \text{ H}$
L2	$4.03803 \times 10^{-6} \text{ H}$	L8	$3.21017 \times 10^{-6} \text{ H}$
L3	$1.18599 \times 10^{-6} \text{ H}$	L9	$2.52388 \times 10^{-6} \text{ H}$
L4	$4.93356 \times 10^{-6} \text{ H}$	C1	$1.20588 \times 10^{-11} \text{ F}$
L5	$5.69618 \times 10^{-6} \text{ H}$	C2	$1.20588 \times 10^{-11} \text{ F}$
L6	$5.09375 \times 10^{-6} \text{ H}$		

VERWYS NA AFDELING 4.3.

TABEL K.3 ONTVANGERFILTER MET GETRANSFORMEERDE RESONEERDERS (Fig. 4.4)			
L1	$2.97232 \times 10^{-6} \text{ H}$	L7	$2.69711 \times 10^{-7} \text{ H}$
L2	$4.03803 \times 10^{-6} \text{ H}$	L8	$3.21017 \times 10^{-6} \text{ H}$
L3	$2.54565 \times 10^{-7} \text{ H}$	L9	$2.52388 \times 10^{-6} \text{ H}$
L4	$6.11954 \times 10^{-6} \text{ H}$	C1	$4.52925 \times 10^{-13} \text{ F}$
L5	$5.69618 \times 10^{-6} \text{ H}$	C2	$4.30113 \times 10^{-13} \text{ F}$
L6	$6.27973 \times 10^{-6} \text{ H}$		

TABEL K.4 VEREENVOUDIGDE ONTVANGERFILTER (Fig. 4.5)			
L1	$2.97232 \times 10^{-6} \text{ H}$	L6	$2.69711 \times 10^{-7} \text{ H}$
L2	$2.43275 \times 10^{-6} \text{ H}$	L7	$2.52388 \times 10^{-6} \text{ H}$
L3	$2.54565 \times 10^{-7} \text{ H}$	C1	$4.52925 \times 10^{-13} \text{ F}$
L4	$5.69618 \times 10^{-6} \text{ H}$	C2	$4.30113 \times 10^{-13} \text{ F}$
L5	$2.12426 \times 10^{-6} \text{ H}$		

TABEL K.5 SKALERING VAN VEREENVOUDIGDE ONTVANGERFILTER (Fig. 4.5)			
$\Theta 1$	3.51389×10^{-2}	L5	$7.15501 \times 10^{-10} \text{ H}$
$\Theta 2$	3.63066×10^{-2}	L6	$9.08450 \times 10^{-9} \text{ H}$
L1	$1.04444 \times 10^{-9} \text{ H}$	L7	$8.50102 \times 10^{-10} \text{ H}$
L2	$8.54844 \times 10^{-10} \text{ H}$	C1	$1.28896 \times 10^{-11} \text{ F}$
L3	$8.94516 \times 10^{-9} \text{ H}$	C2	$1.27697 \times 10^{-11} \text{ F}$
L4	$1.96009 \times 10^{-9} \text{ H}$		

VERWYS NA AFDELING 4.4.

TABEL K.6 AANGEPASTE ONTVANGERFILTER (Fig. 4.6)			
Cp1	$3.64187 \times 10^{-11} \text{ F}$	L4	$1.96009 \times 10^{-9} \text{ H}$
Cp2	$3.72258 \times 10^{-11} \text{ F}$	L5	$7.15501 \times 10^{-10} \text{ H}$
LS1	$3.19928 \times 10^{-9} \text{ H}$	L6	$9.08450 \times 10^{-9} \text{ H}$
LS2	$3.13463 \times 10^{-9} \text{ H}$	L7	$8.50102 \times 10^{-10} \text{ H}$
L1	$1.04444 \times 10^{-9} \text{ H}$	C1	$1.28896 \times 10^{-11} \text{ F}$
L2	$8.54844 \times 10^{-10} \text{ H}$	C2	$1.27697 \times 10^{-11} \text{ F}$
L3	$8.94516 \times 10^{-9} \text{ H}$		

VERWYSINGS

-
- [1] P.W. Van der Walt, *Klasnota's vir Filterteorie 477*, pp. 4-35.
 - [2] A.I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley & Sons, pp. 499, 1967.
 - [3] W.W. Macalpine en R.O. Schildknecht, "Coaxial Resonators with Helical Inner Conductor", *Proc. IRE*, pp. 2100, Desember 1959.
 - [4] C.A. Desoer en E.S. Kuh, *Basic Circuit Theory*, McGraw-Hill Book Company, pp. 327, 1987.
 - [5] A.I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley & Sons, pp. 559-562, 1967.
 - [6] A.I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley & Sons, pp. 152, 1967.
 - [7] C.A. Desoer en E.S. Kuh, *Basic Circuit Theory*, McGraw-Hill Book Company, pp. 327, 1987.
 - [8] P.W. Van der Walt, *Enkelfrekwensie Aanpasnetwerke*, pp. 1.
 - [9] P.W. Van der Walt, *Klasnota's vir Filterteorie 477*, pp. 3-5.
 - [10] G. C. Temes en J. W. LaPatra, *Circuit Synthesis and Design*, McGraw-Hill Book Company, pp. 328, 1977.
 - [11] D.S. Humpherys, *The Analysis, Design and Synthesis of Electrical Filters*, Prentice-Hall, Inc., pp. 234, 1970.

- [12] S. Ramo, J.R. Whinnery en T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, pp. 214, 1984.
- [13] T. Moreno, *Microwave Transmission Design Data*, Artech House, pp. 7-11, 1989.
- [14] J.R. Whinnery en H.W. Jamieson, "Equivalent Circuits for Discontinuities in Transmission Lines", *Proc. I.R.E.*, pp. 98-115, Februarie 1944.
- [15] S. Ramo, J.R. Whinnery en T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, pp. 214, 1984.
- [16] S. Ramo, J.R. Whinnery en T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, pp. 225, 1984.
- [17] S. Ramo, J.R. Whinnery en T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, pp. 244, 1984.
- [18] S. Ramo, J.R. Whinnery en T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, pp. 223, 1984.
- [19] S. Ramo, J.R. Whinnery en T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, pp. 81, 1984.
- [20] S. Bobrow, *Elementary Linear Circuit Analysis*, Holt-Saunders Japan Ltd., pp. 177, 1976.
- [21] J.A. Edminister, *Electric Circuits*, McGraw-Hill Book Company, pp. 171, 1983.
- [22] *Reference Data for Radio Engineers*, Howard W. Sams & Co., Inc., pp. 41-2, 1968.
- [23] A.I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley & Sons, pp. 559, 1967.

- [24] S. Ramo, J.R. Whinnery en T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, pp. 225, 1984.
- [25] S. Ramo, J.R. Whinnery en T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, pp. 247-249, 1984.
- [26] S. Ramo, J.R. Whinnery en T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, pp. 154, 1984.
- [27] S. Ramo, J.R. Whinnery en T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, pp. 214, 1984.