Eindhoven University of Technology

MASTER

De transferimpedantie en -admittantie, al dan niet verlaagd door stroomafpelling

Kobilsek, M.J.

Award date:
1991

Link to publication

Disclaimer
This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository. The required complexity or quality of research of student theses may vary by program, and the required minimum study period may vary in duration.

General rights
Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain

Take down policy
If you believe that this document breaches copyright please contact us providing details, and we will remove access to the work immediately and investigate your claim.

Download date: 15. Jul. 2025

9049

F A C U L T E I T E L E K T R O T E C H N I E K

V a k g r o e p H o o g s p a n n i n g s t e c h n i e k (EHO)

De Transferimpedantie en -admittantie, al dan niet verlaagd door stroomafpelling

door: M.J. Kobilsek
EH.91.A.112

De faculteit Elektrotechniek van de Technische Universiteit Eindhoven aanvaardt geen verantwoordelijkheid voor de inhoud van stage- en afstudeerverslagen.

Afstudeerwerk verricht o.l.v.:

dr. A.P.J. van Deursen

T E C H N I S C H E U N I V E R S I T E I T E I N D H O V E N

Abstract.

Cables play an important role in all systems that use electric power or are controlled by electronic systems. They are also very important in assessing the interaction of external interference sources with the systems. Cables are usually the dominant interference coupling paths.

Coupling through cables can be described by the transfer-function, which exists of the transfer-impedance for magnetic coupling and the transfer-admittance for electrical coupling. A theoretical treatment is often complex and relatively inaccurate. Therefore, the transfer-function is more often measured than calculated. In literature, a lot of measurement-systems are presented, each with their own difficulties. Main problems are radiation, ground currents and transmission-line effects. Due to these problems mostly only the transfer-impedance is measured.

In this paper a sytem is presented to measure both the transferimpedance and -admittance. The problems mentioned before are attacked by using ferrites in parallel with the matched impedance of the injectioncircuit. Chosen is a triaxial system with both the internal and the external circuit matched. Due to the properties of the ferrites, measured with a vectorimpedance bridge, the system is matched for frequencies above 100 kHz.
As ferrites the Siemens N30 and Philips 4C6 are used simultaneously, to obtain the best characteristics. The ferrites reduce the earth currents while it is possible to have matched circuits.

To obtain a sufficient sensitivity the magnitude of the voltage source must be in the order of several 100 V's. Because of the limited energie that is allowed due to the resisters, a pulse with a risetime of 0.6 ns and a pulsewidth of 20 ns is used.

The measurements show that three phenomena contribute to the DM-signals: diffusion, magnetic and capacitive coupling. If one compares the RG 214/U with the RG 58/U it can be derived that the RG 214/U is dominated by magnetic coupling while the RG 58/U has an prominent capacitive coupling. The diffusion-resistance is 1 mohm/m for the RG 214/U and 15 mohm/m for the RG 58/U.

To minimize the DM-signals, proper cables and tubes can be used. Another possibility to reduce these voltages is to look at the disturbing currents. Multiple-point grounding is one of the possibilities to reduce the common-mode current along the braid of the cable. In this paper a model is presented. It is shown by measurements and the model that the current can be attenuated by a factor 2 per grounding-wire. If laminated iron is used around the cable, the attenuation per grounding-wire can be increased in the frequency-range of 500 Hz to 500 kHz. This frequency-range is limited due to the skineffect in the magnetic material.

It is possible to define a transfer-impedance for the system with multiple-point grounding. The current along the braid depends on the groundingstructure and has to be substituted in the formula of the transfer-impedance. The transfer-impedance can be reduced with a factor depending on both the number of the grounding-wires and the geometry of the grounding-loops.

Voorwoord.

Het in dit afstudeerverslag beschreven onderzoek is uitgevoerd in de vakgroep "Hoogspanningstechniek" van de Technische Universiteit Eindhoven. In dit onderzoek spelen stoorstromen een belangrijke rol. Om deze te kunnen sturen is het noodzakelijk veel aspecten van de techniek te beheersen. Hierin hebben velen een bijdrage geleverd. Daarom wil ik een aantal personen daarvoor bedanken:

Prof. dr. ir. P.C.T. van der laan als afstudeerhoogleraar, Dr. A.P.J. van Deursen als begeleider, Ing. P.T.M Gulickx voor de werktekeningen van de meetopstelling en G. Wissink voor een groot deel van de realisering.

Inhoudsopgave.

Inleiding. 7

Deel I: De ontwikkeling van een opstelling voor het meten van de transfer-impedantie en -admittantie. 9

I.1 De koppeling door de kabelmantel [EMC89, Kad59, Van78]. 10
I.1.1 De transferimpedantie. 10
I.1.2 De transfer-admittantie. 13

I.2 Transmissielijnbeschouwingen [Dem88, Van78]. 14

I.3 Problemen die op kunnen treden bij de meting van de transfer-impedantie en -admittantie. 17

I.4 De meetopstelling. 19
I.4.1 Het voorkomen van common-mode stromen door het gebruik van ferriet. 19
I.4.2 De impedantie van het ferriet. 20
I.4.3 De externe bron. 27
I.4.4 De praktische realisering. 28

I.5 Experimenten: meting van de transfer-impedantie en admittantie van de RG58/U en de RG214/U. 31

deel II: Verlaging van de transfer-impedantie door stroomafpelling. 37

II.1 Een model voor stroomafpelling. 38
II.1.1 Het vervangingsschema. 38
II.1.2 Analyse van het model. 39
II.1.3 Het afpelrendement. 43

II.2 Verbetering van de stroomafpelling door het gebruik van transformatorblik. 45
II.2.1 Het principe. 45
II.2.2 De zelfinductie t.g.v. de lamellen blik. . . 45

II.3 Experimenten. 47
II.3.1 Beschrijving van de meetopstelling. 47
II.3.2 Stroomafpelling zonder blik. 48
II.3.3 Stroomafpelling met gebruikmaking van blik. 53
II.3.4 Het gebruik van een EMC-kast. 55
II.3.5 Het afpelrendement. 56

II.4 Verlaging van de transferimpedantie door stroomafpelling. 57

Conclusies. 58

Literatuurlijst. 59

Bijlage 1: De ingekoppelde spanningen 61

Bijlage 2: Meetmethodes met hun voor- en nadelen. 62

Bijlage 3: Het meetsysteem 63

Bijlage 4: Impedantie van het ferriet N30 (Siemens) . . . 64

Bijlage 5: Impedantie van N30 en 4C6 (Philips) samen . . 65

Bijlage 6: Gemeten spanningen 66

Bijlage 7: Stroomverzwakking A_N zonder blik 67

Bijlage 8: Stroomverzwakking A_N met blik 68

Inleiding.

In een systeem, bestaande uit een bron, een ontvanger en een verbindingskabel, heeft elk onderdeel een bepaalde veldverdeling in de ruimte tot gevolg. Hierdoor kunnen de verschillende onderdelen elkaar beïnvloeden langs een andere weg dan de signaalkabel, die het legale signaal (Differential Mode) overdraagt. Een mogelijk gevolg van deze ElektroMagnetische Interferentie (EMI) is dat onderdelen niet meer goed functioneren of zelfs stuk gaan. Ook kan het voorkomen dat een externe bron, zoals bijvoorbeeld bliksem, het systeem nadelig beïnvloedt.

Het vakgebied dat zich met deze problemen bezig houdt is de EMC-techniek. De afkorting EMC staat hierbij voor ElektroMagnetische Compatibiliteit. Als definitie van de EMC-techniek kan "het goed blijven functioneren van apparatuur in elkaars buurt" gehanteerd worden. Het begrip apparatuur is hierbij ruim op te vatten: van meet- en besturings-apparatuur tot aan verbindingskabels, die als een deel van het apparaat behandeld moeten worden. Het onderdeel dat in deze scriptie aan een nadere beschouwing wordt onderworpen is de kabel.

Kabels spelen een belangrijke rol in alle systemen die afhankelijk zijn van elektrische energie of door elektronische systemen worden beheerst. Kabels zijn zeer belangrijk voor het ontstaan van een interactie tussen het systeem en externe interferentiebronnen, zoals bliksem. Lange kabels vormen namelijk antennes van extern gegenereerde elektrische energie. De energie die door koppeling de kabel binnendringt wordt naar de afsluitimpedanties gevoerd waar het componenten kan beschadigen of een niet te tolereren interferentiesignaal kan veroorzaken in klein-signaal circuits. Bij goed afgeschermde systemen vormen lange kabels meestal de dominante koppelingspaden. Door de continue vooruitgang van de elektronische techniek, waarbij steeds complexere systemen ontstaan, wordt het oplossen van deze EMI-problemen steeds belangrijker. Daarom is het bekend zijn van de storings-gevoeligheid van kabels van groot belang.

Dit gedrag van kabels kan beschreven worden met behulp van de transfer-impedantie en -admittantie. Het doel van deel 1 is de ontwikkeling van een systeem waarmee deze grootheden van coaxiale kabels gemeten kunnen worden.
Als inleiding worden enkele grondbeginselen van de transfer-impedantie en -admittantie beschreven, ter ondersteuning van de ontwikkeling van de opstelling en de analyse van de meetresultaten.

In het eerste deel wordt de kabel beschouwd aan de hand van de transfer-impedantie en -admittantie. Voor een minimale koppeling van elektromagnetische velden door de kabelmantel dienen ze zo klein mogelijk te zijn. In de praktijk betekent dit dat de juiste kabels en/of gootstructuren gebruikt moeten worden. Aan de andere kant kunnen we echter ook naar de stoorstromen zelf kijken en deze laag proberen te houden of zodanig

te beïnvloeden dat ze op belangrijke koppelplaatsen laag zijn. Bij deze zienswijze speelt aarding een belangrijke rol. Door aarding ontstaan er namelijk CM-stroomlussen waarin, door een storend veld, een stroom geïnduceerd kan worden. Voeren we de aarding goed uit, dan kunnen de ingekoppelde spanningen laag gehouden worden. In deel 2 zullen we zien dat meerpuntsaarding hierbij een belangrijke rol speelt. We zullen dit toepassen op een geleider, zodanig dat een stoorstroom als functie van de afstand afneemt.

Voor het systeem waarbij de kabelmantel op meerdere plaatsen geaard is zal tenslotte een transfer-impedantie gedefinieerd worden. Dit is namelijk mogelijk indien de stroomverdeling over de kabelmantel bekend is.

Een aantal figuren met meetresultaten is verkleind direct in de tekst opgenomen. Van sommige figuren zijn duidelijkere en grotere originelen in de bijlagen gegeven.

Deel I: De ontwikkeling van een opstelling voor het meten van de transfer-impedantie en -admittantie.

Om een evaluatie van de koppeling door kabels te kunnen maken, moet men eerst het kabelprobleem definiëren. Dit houdt in dat zowel de fysische als elektrische grootheden van de structuur rond de kabel bekend moeten zijn. Bij de koppeling zijn drie fysische fenomenen betrokken, die nauw met elkaar verbonden zijn:

- de veldverdeling (externe bron)
- het binnendringen van de kabel
- het interne circuit.

In de meeste gevallen kan de kabel hierbij als een transmissielijn worden beschouwd. Hierdoor kan een een-dimensionale analyse worden toegepast die oplossingen geeft die nauwkeurig genoeg zijn.

De koppeling wordt meestal beschreven met behulp van de transferfunctie. Een theoretische behandeling hiervan is vaak zeer complex en tijdrovend. Daarom is het nodig de transferfunctie, bestaande uit de transfer-impedantie en -admittantie, te meten. Het doel van het onderzoek is dan ook de ontwikkeling van een opstelling waarmee op een EMC-technisch goede manier het spectrum over een groot frequentiegebied gemeten kan worden. Hierbij is de doelstelling om van coaxiale kabels de inkoppeling te bepalen, omdat voornamelijk deze kabels in een storende omgeving worden gebruikt.

Bij de meting van de transfer-impedantie en -admittantie zal er een stroom over de mantel geïnjecteerd moeten worden terwijl er tevens een elektrisch veld tussen de mantel en retourgeleider moet bestaan. Zoals we zullen zien ontstaat hierbij het probleem dat de 'hete' kant van het injectiecircuit verbonden is met de 'koude' kant van het interne circuit gevormd door de kabel onder test. Door dit verschijnsel ontstaan er EMC-technische problemen die opgelost moeten worden.

I.1 De koppeling door de kabelmantel [EMC89, Kad59, Van78].

In de volgende beschouwingen wordt uitgegaan van coaxiale kabels aangezien hiervan in de meeste gevallen gebruik wordt gemaakt, vanwege hun gunstige eigenschappen. Het systeem bestaat verder uit een bron en een ontvanger (Fig. I.1), waarvan de kasten een (veiligheids)aarde bezitten.

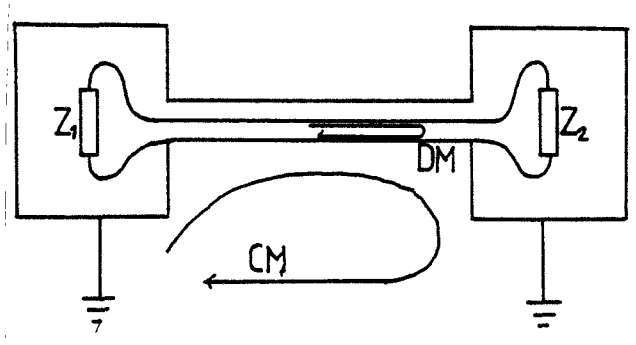


Fig. I.1: Het systeem bestaande uit een DM- en een CM-circuit.

In het systeem kunnen we onderscheid maken tussen het Differential Mode (DM) Circuit, dat het legale signaal overbrengt, en het Common Mode (CM) Circuit, dat een stroompad vormt voor eventueel geïnduceerde stromen. Deze zogenaamde CM-stromen ontstaan door de aanwezigheid van een interferentiebron (intern of extern).

Tevens zullen we in eerste instantie (I.1.1 en I.1.2) transmissielijneffecten buiten beschouwing laten ($L<<\frac{1}{4}\lambda$).
In I.2 zal hiervoor een correctie worden toegepast waar dan ook de betrekkingen tussen de CM-stroom en -spanning enerzijds en de DM-spanning anderzijds afgeleid zullen worden.

I.1.1 De transferimpedantie.

Wanneer een coaxiale kabel wordt blootgesteld aan een elektromagnetisch veld wordt er een interferentiestroom I_{CM} in de mantel geïnduceerd met een extern retourpad (de aardlus in Fig. I.1). Deze stroom zal een veld in de kabel tot gevolg hebben. Hierdoor zal er een elektromotorische kracht in het DM-circuit ontstaan, die resulteert in een interferentiespanning V_{DM} tussen binnengeleider en mantel. Deze spannings-inkoppeling kunnen we beschrijven met behulp van de transferimpedantie Z_t, waarvoor geldt:

$$Z_t = \frac{1}{I_{CM}} \cdot \frac{\partial V_{DM}}{\partial z} \ [\Omega/m] \qquad (I.1)$$

met I_{CM} de CM-stroom, V_{DM} de DM-spanning en L de lengte van de kabel.

De mechanismen die bij deze koppeling een rol spelen zijn de diffusie door de mantel, koppeling door gaten en andere imperfecties en de 'porpoising'-koppeling. Hierdoor kunnen we de

$$Z_t = R + j\omega M \qquad (I.2)$$

transfer-impedantie als volgt weergeven:met R de diffusieweerstand en M de wederzijdse inductie tussen het CM-circuit en het DM-circuit. Hierbij is R (complex), via het skineffect, afhankelijk van d/δ met d de dikte van de mantel en δ de skindiepte:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \mu_r \sigma \omega}} \qquad (I.3)$$

met μ_r de relatieve permeabiliteit en σ de geleidbaarheid van het mantelmateriaal.

De transfer-impedantie kent hiermee drie frequentiegebieden:
1. dc, waar de stroomloop alleen door de verdeelde weerstanden van de schakeling wordt bepaald.
2. hf, waar koppeling door openingen en het 'porpoising'-effect optreedt, weer te geven met de wederzijdse inductie M.
3. tussenliggende frequenties, waar het skineffect voor een extra scheiding kan zorgen wanneer $d/\delta > 1$, afhankelijk van de vorm van de geleiders.

Voor $d > \delta$ geldt voor een cylindersymmetrische geometrie (M buiten beschouwing gelaten):

$$Z_t = R_0 \cdot 2kd \cdot e^{-kd} \qquad (I.4)$$

met R_0 de dc-weerstand van de mantel ($=1/2\pi\sigma ad$, met a de binnenstraal en d de dikte van de mantel) en k gelijk aan $(1+j)/\delta$.

De wederzijdse inductie M wordt, zoals hierboven vermeld, door een tweetal fysische processen bepaald:
1. Koppeling door gaten [Kno74, Van75].
   Kaden heeft laten zien dat de wederzijdse inductie, veroorzaakt door deze koppeling, voldoet aan:

$$M = v \cdot \frac{\mu m}{4\pi^2 a^2} \qquad (I.5)$$

   met a de binnenstraal van de mantel, v het aantal identieke openingen per eenheid van lengte, m de magnetische polarisatie van de opening en μ de permeabiliteit van de interne isolator (het diëlectricum). Hierbij is ervan uitgegaan dat de openingen klein zijn t.o.v. de golflengte. Bij de koppeling spelen de hoek die de manteldraden met elkaar maken, de aantal mantellagen, de optische bedekking, de draadafmetingen en het materiaal van de mantel een belangrijke rol.

2. 'Porpoising'-koppeling [Hoe88, Mad80].
Door de contactweerstand tussen de draden van de gevlochten mantel onderling, nemen dragers aan de buitenkant een gedeelte van de mantelstroom mee naar de binnenkant. Het met deze stroom samenhangende veld kan inkoppelen in het interne circuit, aan te geven met een wederzijdse inductie.

Deze koppeling is van een tweetal grootheden afhankelijk: de geometrie van de mantel en de contactweerstand tussen de draden onderling. Het laatste houdt in dat door veroudering van de kabel de afscherm-eigenschappen kunnen verslechteren.

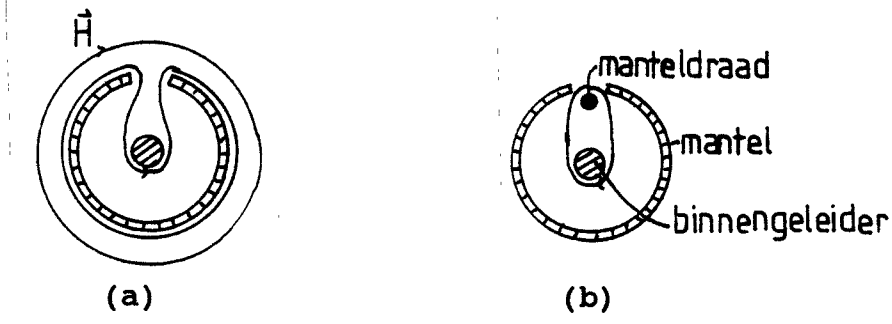


Fig. I.2: Inkoppeling door gaten (a) en de 'porpoising'inkoppeling (b).

In het bovenstaande figuur zijn de twee fysische processen weergegeven. Het valt op dat de ingekoppelde velden met elkaar in tegenfase zijn. Hierdoor is het theoretisch mogelijk dat door een goede uitvoering van de mantel beide velden elkaar opheffen.

Voor frequenties waarbij transmissielijneffecten een rol gaan spelen treden er tevens oscillaties op [Mad75]. Deze ontstaan door interferentie tussen het drijvende veld en de golven die het exciteert in de kabel wanneer de fasesnelheid van het externe pad verschilt van dat van het interne pad. Hierdoor ontstaan er maxima en minima in de transferimpedantie als functie van de frequentie. Dit verschijnsel is inherent aan afgeschermde kabels en treedt op ongeacht of de mantel wel of geen gaten bezit.

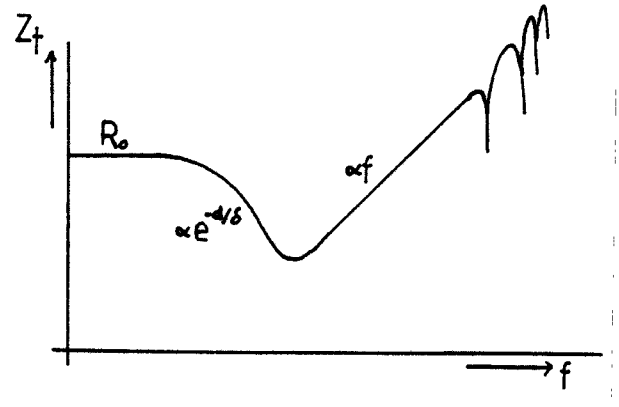


Fig. I.3: De transfer-impedantie.

Op basis van de transfer-impedantie kunnen we onderscheid maken tussen twee catogoriën mantels: buisvormige en gevlochten mantels. De eerste bezitten alleen een diffusie-component zodat de verzwakking, voor frequenties waarvoor de skindiepte kleiner is dan de wanddikte, exponentieel met de frequentie toeneemt. Alle andere mantels worden gekarakteriseerd door een lek-inductie, waardoor de koppeling via de transferimpedantie toeneemt met de frequentie voor frequenties waar Z_t geheel door M wordt bepaald. Om het gedrag voor deze frequenties te verbeteren worden mantels bestaande uit twee (RG 223/U) of meer lagen toegepast, waarbij een verzwakking van 20 tot 30 dB per laag te bereiken is.

I.1.2 De transfer-admittantie.

Indien de mantel niet geheel de binnengeleider omsluit kan een elektrisch veld een DM-signaal inkoppelen. Wanneer E-veldlijnen direkt op de sigaaldraad eindigen, onstaat er een oppervlaktelading, zodat er een DM-stroom wordt geïnduceerd. Deze koppeling wordt weergegeven door de transferadmittantie

$$Y_t = \frac{1}{V_{CM}} \cdot \frac{\partial I_{DM}}{\partial z} \qquad (I.6)$$

met V_{CM} de externe bron (de spanning tussen mantel en stroomretourpad), I_{DM} de ingekoppelde stroom en L de lengte van de kabel.

De transfer-admittantie wordt geheel bepaald door de inkoppeling van het loodrechte E-veld door de gaten van de mantel. Deze koppeling vindt plaats via de capaciteit tussen bron en binnengeleider, zodat:

$$Y_t = j\omega C \qquad (I.7)$$

Bij een buisvormige mantel kunnen er geen veldlijnen op de binnengeleider eindigen zodat voor dit soort kabel de transfer-admittantie gelijk aan nul is.

Voor de capaciteit C kan afgeleid worden [Kad59]:

$$C = v \cdot \frac{pC_1C_2}{4\pi^2 a^2 \epsilon} \qquad (I.8)$$

met C_1 en C_2 de capaciteit per lengte-eenheid tussen de interne geleider en de mantel respectievelijk tussen de mantel en het extern retourpad, p de elektrische polarisatie van de openingen en de overige grootheden zoals in (I.5).

Uit (I.7) en (I.8) volgt dat Y_t, via C_2, afhankelijk is van het externe circuit. Dit houdt in dat Y_t geen intrinsieke grootheid van de kabel zelf is. Hierdoor zullen we de kabels met elkaar moeten vergelijken in indentieke situaties om uitspraken te kunen doen over de elektrische koppeling.

I.2 Transmissielijnbeschouwingen [Dem88, Van78].

Indien niet meer wordt voldaan aan $l<<\frac{1}{4}\lambda$, dan moeten we de kabel als transmissielijn beschouwen. Als gevolg van de koppeling via de transfer-impedantie en -admittantie bezit de transmissielijn een gedistribueerde spanningsbron $E_z(z)=Z_tI_0(z)$ en een gedistribueerde stoombron $J(z)=-Y_tV_0(z)$ (Fig. I.4). Hierin zijn $I_0(z)$ en $V_0(z)$ de CM-stroom respectievelijk de CM-spanning, die plaatsafhankelijk kunnen zijn.

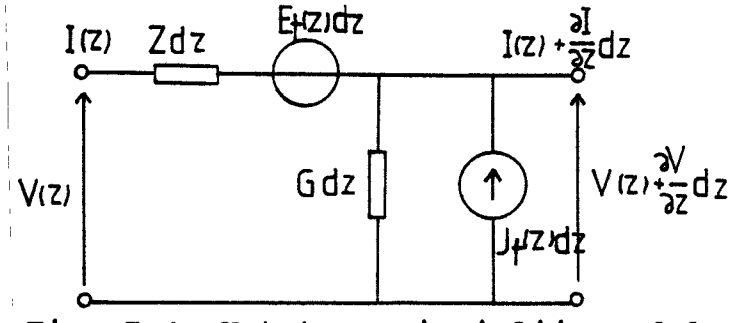


Fig. I.4: Het transmissielijn-model.

De differentiaalvergelijkingen voor de interne spanning V en de interne stroom I zijn dan:

$$\frac{dV}{dz}+Z\cdot I=E_z(z)$$

$$\frac{dI}{dz}+Y\cdot V=J(z) \qquad (I.9)$$

Hierin is Z de impedantie per eenheid van lengte en Y de dwarsadmittantie per eenheid van lengte. De oplossingen hiervan zijn weergegeven in bijlage 1.

Voor een kabel met een eindige lengte L tussen $z_1=0$ en $z_2=L$ die aan beide kanten karakteristiek afgesloten is, zijn de reflectiecoëfficienten ρ_1 en ρ_2 gelijk aan nul en geldt verder dat $K_1=K_2=K_{1e}=K_{2e}=0$. Voor een mantelstroom $I_0(\omega)e^{-jkz}$ (een naar rechts lopende golf, met $k=\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ in lucht), waarbij ook dit (externe) circuit karakteristiek afgeloten is (met Z_{0e}), geldt:

$$I_0(z,\omega)=I_0(\omega)\,e^{jkz}$$

$$V_0(z,\omega)=I_0(\omega)\,Z_{0e}e^{-jkz} \qquad (I.10)$$

Voor de interne spanningen op de plaatsen z_1 en z_2 is dan af te leiden:

$$V(0,\omega) = \frac{I_0(\omega,L)\,Le^{\gamma L}}{2}\,(Z_t + Z_0 Z_{0e} Y_t)\,\frac{1-e^{-(\gamma+jk)L}}{(\gamma+jk)L} \qquad (I.11)$$

$$V(L,\omega) = -\frac{I_0(\omega)\,L}{2}\,(Z_t - Z_0 Z_{0e} Y_t)\,\frac{1-e^{-(\gamma-jk)L}}{(\gamma-jk)L} \qquad (I.12)$$

Hierin is $\gamma = j\omega\sqrt{\mu\epsilon}$ de specifieke voortplantings-coëfficient van de kabel, met μ en ϵ materiaalgrootheden van het diëlectricum van de kabel. Ten gevolge van de transmissielijneffecten vertoont de spanning $V(o,\omega)$ minima, waarvoor geldt:

$$\gamma + jk \cdot \frac{L}{2} = (2m+1) \cdot \frac{\pi}{2} \qquad (I.13)$$

met m een natuurlijk getal. Uit de vergelijkingen (I.11) en (I.12) kunnen de transferimpedantie en -admittantie als functie van $V(0,\omega)$, $V(L,\omega)$ en $I_0(\omega)$ bepaald worden:

$$Z_t(\omega) = \frac{2}{I_o}(\omega) \cdot \frac{V(0,\omega)\,H_2(\omega) - V(L,\omega)\,H_1(\omega)}{2LH_1(\omega)\,H_2(\omega)} \qquad (I.14)$$

$$Y_t(\omega) = -\frac{2}{I_0(\omega)} \cdot \frac{V(0,\omega)\,H_2(\omega) + V(L,\omega)\,H_1(\omega)}{2LH_1(\omega)\,H_2(\omega)\,Z_0 Z_{oe}} \qquad (I.15)$$

met

$$H_1(\omega) = \frac{1-e^{-(\gamma+jk)L}}{(\gamma+jk)L} \cdot e^{\gamma L}$$

$$H_2(\omega) = \frac{1-e^{-(\gamma-jk)L}}{(\gamma-jk)L}$$

Indien geldt dat $L \ll 1$ en $kL \ll 1$, kunnen we de e-macht benaderen door de eerste twee termen van de machtreeks, zodat we de situatie krijgen waarbij transmissielijneffecten geen rol spelen; de spannings- en stroomdistributie zijn in deze situatie uniform verdeeld. Onder deze voorwaarde zijn $H_1(\omega)$ en $H_2(\omega)$ gelijk aan 1. Voor de transferimpedantie en -admittantie geldt dan:

$$Z_t(\omega) = -\frac{1}{L} \cdot \frac{V(0,\omega) - V(L,\omega)}{I_0(\omega)} \qquad (I.16)$$

$$Y_t(\omega) = -\frac{1}{L} \cdot \frac{V(0,\omega) + V(L,\omega)}{I_0(\omega)\,Z_0 Z_{0e}} \qquad (I.17)$$

Uit deze theoretische beschouwing blijkt dat door het meten

van drie signalen ($V(0,\omega)$, $V(L,\omega)$ en $I_0(\omega)$) Z_t en Y_t te bepalen zijn, waarbij deze voor frequenties waarvoor $L>\frac{1}{4}\lambda$ aangepast moet worden. Is het externe circuit niet karakteristiek afgesloten, dan ontstaat er door reflectie een naar links lopende golf na een tijd van één keer de looptijd van de kabel. De stroom bestaat dan uit twee componenenten :

$$I(z,\omega)=I_0(\omega)\cdot[e^{-jkz}-\rho_2 e^{-jkL}e^{jkz}] \qquad (I.18)$$

Hierdoor ontstaat er tevens een extra component in de spanningen $V(0,\omega)$ en $V(L,\omega)$, waardoor de relaties voor $Z_t(\omega)$ en $Y_t(\omega)$ gecorrigeerd moeten worden [Mer76].

I.3 Problemen die op kunnen treden bij de meting van de transfer-impedantie en -admittantie.

In de inleiding is vermeld dat een theoretisch uitwerking van de koppeling door de kabelmantel complex is, waardoor we de grootheden moeten meten om het gedrag van kabels te achterhalen. Een uitzondering hierop zijn kabels met een buisvormige mantel, waarbij de transfer-impedantie geheel door het skineffect wordt bepaald, terwijl de transfer-admittantie gelijk aan nul is.

Om de transfer-functie te meten wordt er een CM-stroom over de mantel gestuurd (Z_t-meting) en wordt er tevens een spanningsverschil tussen de mantel en de retourgeleider van de stroom aangelegd (Y_t-meting). Er is reeds een grote variëteit aan meetmethodes gecreëerd, afhankelijk van de doeleinden en specifieke condities [Cha83, Hof82, Mad75, Tsa83]. De praktische realisering bevat veel moeilijkheden, zowel in elektrisch als in mechanisch opzicht. Omdat niet alle moeilijkheden in een keer te overwinnen zijn, is tegenwoordig een grote diversiteit aan technieken in gebruik, met ieder hun eigen voor- en nadelen. Belangrijke parameters zijn: bandbreedte, gevoeligheid, nauwkeurigheid, tijdsduur, preparatie (voorbereidingen), en de elektrische en mechanisch complexiteit.

Over het algemeen worden concentrische methoden toegepast, waarbij een stroom over de mantel wordt geïnjecteerd met een concentrische buis als retourgeleider. In bijlage 2 is een opsomming gegeven van de concentrische methoden met enkele karakteristieke kenmerken. Aan de hand van de methoden en ervaringen die in de literatuur worden vermeld, kunnen de moeilijkheden die opgesomd worden:

1. AARDLUSSTROMEN.
De te meten kabel is tweezijdig op het meetsysteem aangesloten. De mantel vormt met het meetsysteem een aardlus (Fig.I-.5). De stroom wordt over een deel van de mantel geïnjecteerd. Vanwege de lus verdeelt de stroom zich over minstens twee paden. De verdeling is afhankelijk van de impedantie van de verschillende lussen. De injectiestroom zal zich dus niet tot het externe circuit beperken, zodat op andere plaatsen dan door de kabelmantel koppeling kan plaatsvinden.

2. TRANSMISSIELIJNEFFECTEN.
Voor golflengten kleiner dan vier maal de lengte van de kabel, dient het systeem als een transmissielijn behandeld te worden. Hierdoor ontstaat er een complexer systeem en zijn de verbanden tussen de gemeten grootheden en de transfer-functie moeilijker te achterhalen. Om de complexiteit te beperken zullen zowel het intern als extern circuit karakteristiek afgesloten moeten zijn.

1. STRALING.
Straling treedt op wanneer de opstelling niet elektro-

magnetisch dicht is. Dit komt bijvoorbeeld voor wanneer het externe circuit karakteristiek afgesloten wordt met behulp van een weerstand. Hierdoor neemt de bovengrens van het frequentiegebied af.

4. MECHANISCHE COMPLEXITEIT.

Om straling te voorkomen, terwijl het externe circuit karakteristiek afgesloten is, kan de opstelling quadraxiaal of zelfs quintaxiaal uitgevoerd worden. Hierdoor neemt de complexiteit echter sterk toe en blijft de vraag waar de stromen lopen aanwezig.

Uit bovenstaande punten kunnen we concluderen dat voor hoge frequenties de opstelling elektromagnetisch dicht moet zijn terwijl zowel het interne als externe circuit karakteristiek afgesloten moeten zijn. Tevens moeten andere mogelijke stroompaden hoog impedant zijn ten opzichte van het externe circuit, zodat de stromen zich tot het injectiecircuit beperken. Hierbij moeten de referentiepunten aan een nadere beschouwing onderworpen worden.

I.4 De meetopstelling.

I.4.1 Het voorkomen van common-mode stromen door het gebruik van ferriet.

De opstelling moet aan een aantal eisen voldoen:

1. Zowel Z_t als Y_t moeten gemeten worden.
2. Frequentiegebied met maximale frequentie tot 1 GHz.
3. Mechanisch niet te complex, waarbij kabels relatief eenvoudig te verwisselen zijn.

Vanwege eis 3 is gekozen voor een triaxiale methode, waarbij zowel het extern circuit als het intern circuit karakteristiek afgesloten worden. Het externe circuit bestaat uit de mantel en daar omheen een concentrische buis als retourgeleider. Het interne circuit bestaat uit de kabel.

De impedantie van de aardlus moet groot zijn ten opzichte van de impedantie van het injectiecircuit. Tevens moet de opstelling mechanisch dicht zijn. Gekozen is hier voor het aanbrengen van ferriet op de juiste plaatsen. Als analyse van de werking van het ferriet moet de stroomverdeling van het systeem bepaald worden. De eigenschappen van het ferriet worden in de volgende paragraaf behandeld. Daar worden dan tevens metingen aan het ferriet gepresenteerd.

In I.2 is gebleken dat aan beide kanten van de kabel gemeten moet worden om zowel $Z_t(\omega)$ als $Y_t(\omega)$ te kunnen bepalen bij een bekende injectiestroom. Voor een EMC-technisch goede meting worden $V(0,\omega)$, $V(L,\omega)$ en $I_0(\omega)$ in een EMC-kast gemeten.

De invloed van het ferriet op het stromenverloop is voor drie gevallen geanalyseerd, waarbij de impedanties van de verschillende paden worden bekeken
(Fig. I.5):

1. Geen ferriet.
In deze situatie zal een groot deel van de stroom door de aardlus lopen. Een verbetering kan verkregen worden door het aanbrengen van ferriet om de aardgeleiders. Dit verhoogd de impedantie van de ongewenste externe stroomlus t.o.v. het bedoelde pad.

2. Ferriet parallel aan de afsluitimpedantie.
De stroom door de aardlus (1) wordt gereduceerd door het ferriet. Nu blijft er echter wel een ongewenst laag impedant pad (2 en 3) via de EMC-kast.

3. Aan beide kanten ferriet.
Door het ferriet worden nu zowel de aardlus (1) als de lus gevormd door de EMC-kast (2) hoog-impedant ten opzichte van de injectielus.

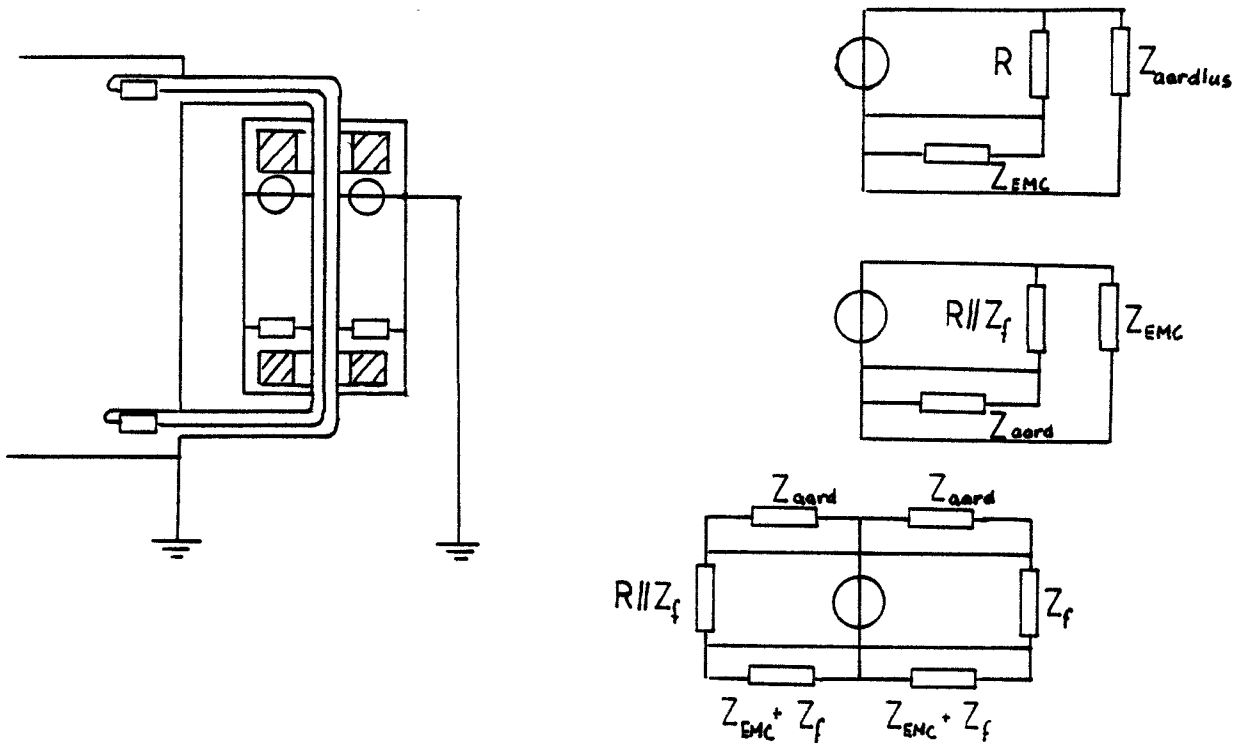


Fig. I.5: De invloed van het ferriet op de stromen.

Uit deze beschouwingen volgt dat een EMC-technisch goede opstelling te bereiken is door het aanbrengen van ferriet aan beide kanten (bron- en afsluitkant) van het injectiecircuit. Om voor hoge frequenties een goede afsluiting te krijgen moet dan wel gelden dat:

$$|Z_{ferriet}| \gg Z_k \qquad (I.19)$$

De benedengrens waarbij de opstelling te gebruiken is wordt bepaald door de impedanties van de lussen. Aangezien uit de literatuur blijkt dat vanaf 10 kHz de metingen interessant zijn, is dit geen groot bezwaar. Voor lagere frequenties wordt Z_t vaak bepaald door de dc-weerstand, terwijl Y_t dan nog een zeer kleine waarde bezit.

I.4.2 De impedantie van het ferriet.

a) litteratuur gegevens
De ferrieten, in de vorm van ringen, worden om de kabel heen aangebracht. Om de ferrietringen bevindt zich nog de concentrische buis van het injectiecircuit (Fig. I.6).

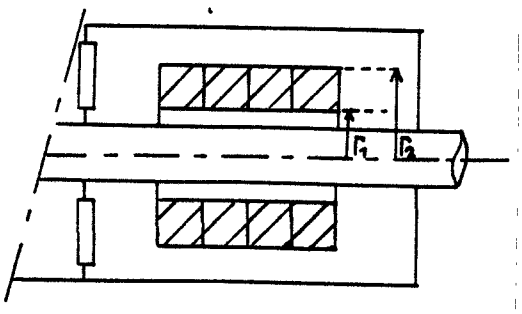


Fig. I.6: De plaatsing van het ferriet.

Voor de zelfinductie per wikkeling geldt:

$$L=\frac{nl\mu_0\mu_r}{2\pi}\cdot\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \qquad (I.20)$$

Hierin is: n het aantal ringen
l de lengte van een ring.
r 1 de binnendiameter
r_2 de buitendiameter
μ_r de relatieve permeabilitiet van het ferriet.

Er is een aantal mogelijkheden om een grote impedantie te bereiken: veel ringen, grote μ_r en/of grote r_2/r_1.

Om voor een zo groot mogelijk frequentiegebied aan de eis (I.19) te kunnen voldoen is gekozen voor ferriet met een grote μ_r: het materiaal N30 van Siemens met een μ_r van 4300.
De zelfinductie van een ring met r_2/r_1=34/20.5 is gelijk aan $4.35\cdot10^{-6}$ H per ring.

In het ferriet treden ook verliezen [Sne89] op die te beschrijven zijn met behulp van een verliesweerstand in serie met of parallel aan de zelfinductie (Fig. I.7).

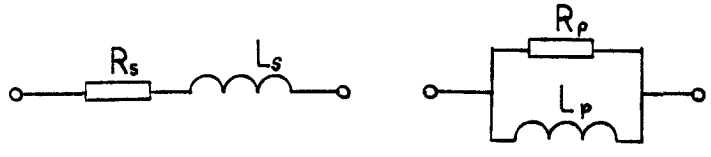


Fig. I.7: Model van het ferriet met verliezen.

Hierbij wordt de verlieshoek tanδ als volgt gedefinieerd:

$$\tan(\delta)=\frac{R_s}{\omega L_s}=\frac{\omega L_p}{R_p} \qquad (I.21)$$

Er is een aantal verliesmechanismen te onderscheiden, weer te geven met de verlieshoek:
1. Hysterese-verliezen : $\tan\delta_f = k_1\cdot B$
2. Wervelstroomverliezen : $\tan\delta_v = k_2\cdot f$
3. Diëlektrische verliezen : $\tan\delta_c = k_3\cdot f^2$
4. Residu-verliezen [Sne83]: Dit zijn de verliezen die overblijven na extrapolatie naar de situatie B=0 en na het elimineren van de wervelstroomverliezen.De residu-verliezen bestaan uit een aantal bijdragen:
   A. Relaxatie-verliezen.
   B. Ferromagnetische resonantieverliezen.
   C. Domein-wand resonantieverliezen.
   D. 'Thermal-After' effect verliezen.

De frequentie-afhankelijkheid van de residu-verliezen zijn in Fig. I.8 weergegeven.

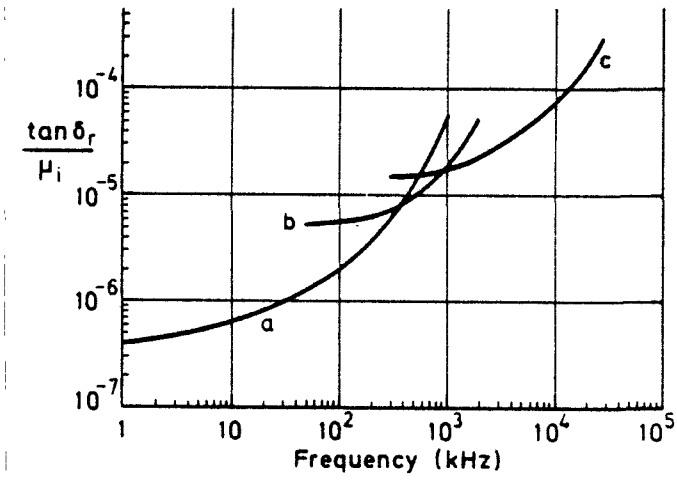


Fig. I.8: Algemene karakteristiek van de residu verliezen voor verschillende materialen [Sne83].

Een hogere μ_r houdt in dat $\tan\delta_r/\mu_r$ bij lage frequenties kleiner is terwijl deze grootheid voor hoge frequenties groter is. Bij hoge frequenties worden de residu-verliezen hoofdzakelijk gedomineerd door ferromagnetische resonantie en domeinwandresonantie. Bij lagere frequenties is de hoofdcontributie het Thermal-after effect. De relaxatie-verliezen leveren in dit geval ook een bijdrage.

De totale verliezen van het ferriet worden beschreven met behulp van de verliesfactor, die opgebouwd is uit de hierboven beschreven verliesmechanismen:

$$\frac{\tan(\delta)}{\mu}=\frac{\tan(\delta_h)}{\mu}+\frac{\tan(\delta_f}{\mu}+\frac{\tan(\delta_c)}{\mu}+\frac{\tan(\delta_r)}{\mu}$$
$$=k_1\cdot B+k_2\cdot f+k_3\cdot f^2+\frac{\tan(\delta_r)}{\mu} \qquad (I.22)$$

Een andere manier om de verliezen weer te geven is m.b.v. de kwaliteitsfactor:

$$Q=\frac{1}{\tan(\delta)} \qquad (I.23)$$

Een effect dat tot nu toe nog niet bekeken is, is het skineffect. Het skineffect is in feite een gevolg van de wet van Lenz en hoort daarom bij de wervelstroomverliezen. De frequentie f_δ, waarbij de skindiepte gelijk is aan de dikte van de ferrietring (r_2-r_1), is voor het materiaal N30 gelijk aan:

$$f_\delta=f(d=\delta)=\frac{1}{\pi\sigma\mu_0\mu_r d^2}=6.5\cdot10^5\,[Hz]$$

Door het skineffect neemt het werkzaam oppervlakte evenredig met $1/\sqrt{\omega}$ af. Hierdoor zullen voor frequenties groter dan f_δ, L en R hiervan afhangen. De afhankelijkheid van L is hierbij aan te geven: L zal afnemen volgens $1/\sqrt{\omega}$.
Op basis van het bovenstaande kan het ferriet als volgt in een model worden weergegeven, geldend wanneer transmissielijneffecten geen rol spelen (Fig. I.9):

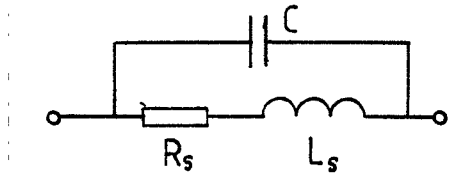


Fig. I.9: Model van het ferriet.

Voor de gebruikte elementen geldt:

$$L=\frac{nl\mu_0\mu_r}{2}\pi\cdot\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)$$

- $L \propto 1/\sqrt{\omega}$
- $R = \omega L\tan\delta$
- C: wordt door de diëlektrische constante van het ferriet, parasitaire effecten en het skineffect bepaald.

Voor de impedantie geldt:

$$Z=\frac{(R+j\omega L)\cdot\frac{1}{j\omega C}}{R+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}}=\frac{R+j\omega L(1-\omega^2LC-R^2C/L)}{(1-\omega^2LC)^2+\omega R^2C^2} \qquad (I.24)$$

Indien echter niet aan de voorwaarde $l \ll \frac{1}{4}\lambda$ wordt voldaan moeten we de coaxiale opstelling met ferrietringen als een kortgesloten transmissielijn beschouwen (Fig. I.10). Hierin zijn de verliezen in de vorm van R gemodelleerd.

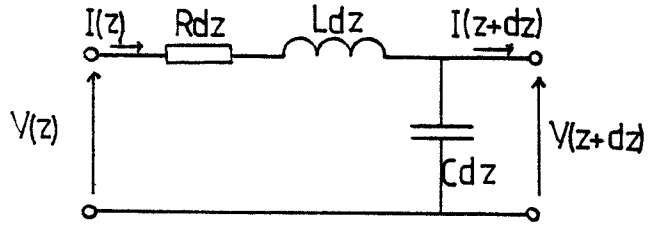


Fig. I.10: Transmissielijn-beschouwing.

De ingangsimpedantie, de impedantie waarin we geïnteresseerd zijn en zullen meten, voldoet nu aan [Che84]:

$$Z_i = Z_0 \cdot \tanh(\gamma l) \qquad (I.25)$$

met Z_0 de karakteristieke impedantie, γ de specifieke voortplantingscoëfficient gelijk aan $\sqrt{[(R+j\omega L)j\omega C]}$, en l de lengte van de transmissielijn. Voor een verliesvrije lijn zal Z_i puur inductief of puur capacitief zijn afhankelijk van de golflengte. Voor $l=\frac{1}{4}(2n-1)\lambda$, met n een natuurlijk getal, treden er resonantieverschijnselen op.
Het ferriet heeft echter verliezen. Het gevolg hiervan is dat bij de resonantiefrequentie de ingangsimpedantie eindig zal zijn en wel volgens [Ram84]:

$$R_i = \frac{8Z_0}{n\lambda\,[GZ_0 + R/Z_0]} \qquad (I.26)$$

Hierbij kan een kwaliteitsfactor worden gedefinieerd:

$$Q = \frac{f_0}{2\Delta f_1} \qquad (I.27)$$

met $2\Delta f_1$ de bandbreedte tussen de punten waar de admittantie $\sqrt{2}$ maal de waarde bij resonantie bereikt.

De verliezen hebben tevens invloed op de fasesnelheid van de elektro-magnetische golven en dus ook op de resonantiefrequentie. Volgens Fig. I.10 geldt:

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC}\cdot\sqrt{1-\frac{jR}{\omega L}} = \alpha + j\beta \qquad (I.28)$$

Voor de fasesnelheid is af te leiden:

$$u_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}}\cdot\sqrt{\frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}}}} \qquad (I.29)$$

Hieruit volgt dat de fasesnelheid en dus ook de resonantiefrequentie zal afnemen bij een toename van de verliezen.

b) Meting van de impedantie.

De ferrietringen worden in een coaxiaal uitgevoerde koker geplaatst. Deze bestaat aan de aansluitkant uit een 50 ohm transmissielijn die conisch overgaat in de rechte koker. De gebruikte connector is van het N-type. Aan de achterkant worden binnen-en buitengeleider via een deksel met elkaar doorverbonden. Als materiaal is messing gebruikt.

Met behulp van een HP vector-impedantie meetbrug, die via de N-connector met het meetobject verbonden is, wordt in het frequentiegebied van 500 kHz tot en met 108 MHz de amplitude en fase van Z gemeten.

Deze karakteristieken zijn van het materiaal Siemens N30 voor 5 verschillende situaties gemeten:

1) 5 ringen 34x20.5x10 mm
2) 11 ringen "
3) 10 ringen 41.8x26.2x12.5 mm
4) 7 ringen 58.3x40.8x17.5 mm
5) 11 ringen 34x20.5x10 mm met 7 ringen van 58.3x40.8x17.5 mm

In de figuren I.11a en I.11b zijn de gemeten karakteristieken van |Z| en arg(Z) weergegeven.

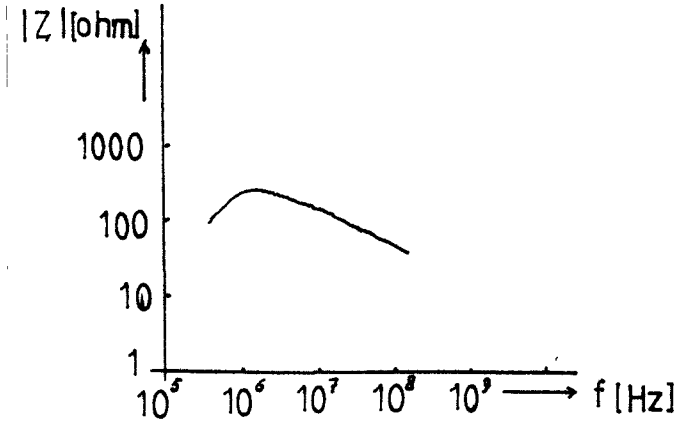


Fig. I.11a: De amplitude.

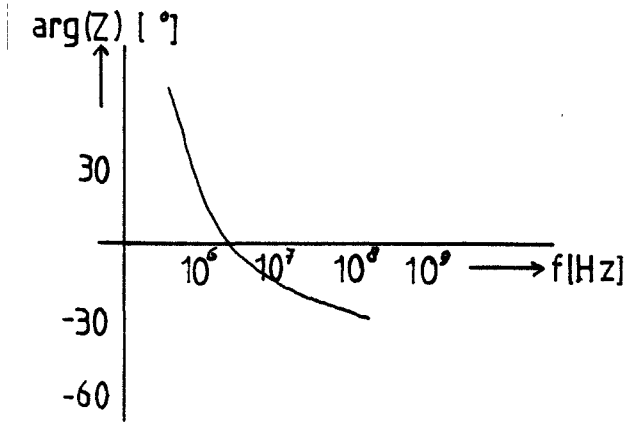


Fig. I.11b: Fasekarakteristiek.

Uit de metingen volgt:

- De maximale waarde van de amplitude van de ingangsimpedantie en het frequentiegebied waarvoor |Z|>50 ohm is voor de verschillende situaties:
  1) 100 Ω; 400 kHz<f<30 MHz
  2) 240 Ω; 170 kHz<f<150 MHz
  3) 200 Ω; 140 kHz<f<100 MHz
  4) 140 Ω; 250 kHz<f<25 MHz
  5) 360 Ω; 100 kHz<f<120 MHz

- Er treedt een nulpunt op in de fasekarakteristiek. Deze ligt steeds rond de 2 MHz. Dit nulpunt komt overeen met het nulpunt van het imaginaire deel van Z.

- Bepalen we L uit (I.20) dan komt deze goed overeen met de gemeten waarde voor frequenties kleiner dan 600 kHz.

- Door gebruik te maken twee ringen over elkaar kan de impedantie verdubbeld worden.

- Voor het reële en imaginaire deel van Z geldt:
  1. Reële deel. f<1MHz : $Re[Z] \propto \omega^2$;
  f> 10 MHz : $Re[Z] \propto 1/\sqrt{\omega}$

2. Imaginaire deel.

$f<500$ kHz : $Im[Z] \propto \omega$
$f=2$ MHz : $Im[Z]=0$
$f>10$ MHz : $Im[Z] \propto 1/\sqrt{\omega}$

Uit een vergelijking tussen deze evenredigheden en de theorie blijkt:

lage f: $R \propto \omega^2$; dit duidt erop dat de verliezen door de wervelstroomverliezen worden bepaald; L is constant en zoals al gezien goed te beschrijven met (I.20).

hoge f: Omdat nu ook transmissielijneffecten een rol gaan spelen, is het moeilijk om verbanden aan te geven. Uit de metingen blijkt wel dat L, C en R waarschijnlijk door het skineffect worden bepaald volgens $L \propto 1/\sqrt{\omega}$ en $C \propto 1/\sqrt{\omega}$.

Uit bovenstaande beschouwing volgt dat door de capaciteit van het ferriet, het skineffect en de transmissielijneffecten de ingangs-impedantie van de koker met ferriet afneemt voor f>2 MHz. Om het frequentiegebied uit te breiden waarvoor $|Z| > 50$ ohm is zullen er ferrietringen aangebracht moeten worden waarvoor $f_\delta > 1$GHz is. Dit is het geval wanneer het ferriet over een grote soortelijke weerstand beschikt.
Met het materiaal moet hierbij voor f>50 MHz een $|Z| > 50$ ohm bereikt kunnen worden. Het materiaal 4C6 van PHILIPS voldoet aan deze eisen. Fig. I.12 toont de amplitude van de impedantie waarbij de materialen N30 en 4C6 samen worden gebruikt.

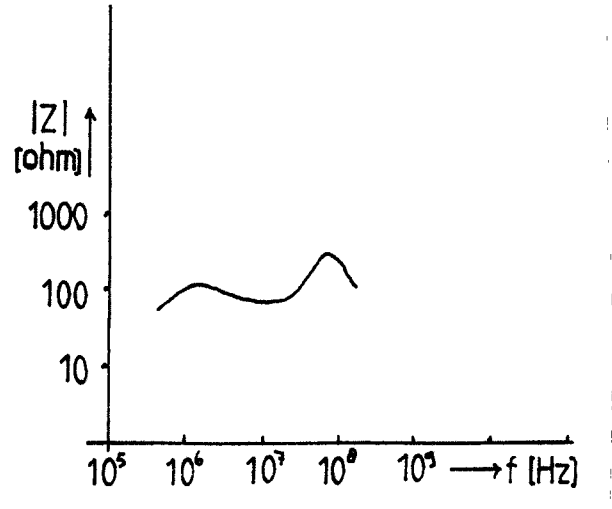


Fig. I.12: Uitbreiding van het bruikbare spectrum.

Het materiaal 4C6 gedraagt zich tot 10MHz puur inductief. Bij 40 MHz vertoont het een resonantiepiek. Daarboven neemt Z af. Uit de metingen volgt dat met dit ferriet waarvoor geldt $|Z| > 50\ \Omega$, met alle waarschijnlijkheid uit te breiden is tot 1 GHz.

I.4.3 De externe bron.

a) Eisen die aan de bron worden gesteld.

De bron moet aan een aantal eisen voldoen betreffende het frequentiegebied waarin gemeten moet worden en de meetgevoeligheid die bereikt kan worden. Hierbij dient er rekening gehouden worden met het vermogen dat in de afsluitweerstanden gedissipeerd wordt en de verzadiging van het ferriet. Deze laatste eis stelt een beperking aan de amplitude van de toegepaste spanning volgens:

$$V_{max}=\omega \cdot B_s \cdot A \qquad (I.30)$$

met B_s de saturatie-inductie en A de oppervlakte van het ferriet loodrecht op de veldlijnen.

Uit de literatuur [Lou86] blijkt dat de transfer-impedantie en -admittantie voor f>10 kHz voor veel kabels voldoet aan:

$$\begin{aligned} Z_t &> 5\cdot 10^{-4} \quad [\omega/m] \\ Y_t Z_0 Z_{0e} &> 10^{-3} \quad [\Omega/m] \end{aligned} \qquad (I.31)$$

Voor de som en het verschil van $V(0,\omega)$ met $V(L,\omega)$ geldt dan, met gebruikmaking van (I.16) en (I.17):

$$\begin{aligned} V(0,\omega) + V(L,\omega) &= I\cdot Z_t \cdot L = V\cdot Z_t \cdot L/Z_{0e} > 2.5\cdot 10^{-4}\cdot V \\ V(0,\omega) - V(L,\omega) &= I\cdot Z_0 \cdot Z_{0e} \cdot Y_t \cdot L \qquad > 5.10^{-5}\cdot V \end{aligned}$$

Hierbij is uitgegaan van een externe afsluiting Z_{0e} van 20 Ω en een kabellengte van 1 meter. Uit deze grenswaarde volgt dat een spanningsamplitude in de ordegrootte van 100 Volt nodig is om meetsignalen van millivolts te bereiken. Met deze amplitude zitten we dicht tegen de grenswaarde aan die ons door de verzadiging in het ferriet wordt opgelegd.

De vraag die nu nog overblijft is de spanningsvorm. Zouden we een periodiek signaal willen toepassen, dan is bovenstaande amplitude niet bereikbaar in verband met de dissipatie in de afsluitweerstanden (P = 500 W, voor een sinusvormig signaal met een amplitude van 100 V en een afsluitweerstand van 20 Ω). Hieruit volgt dus dat we de meetopstelling met een pulsvormig signaal moeten exciteren. Deze puls moet dan een zo breed mogelijk frequentiespectrum bezitten. Voor een rechthoekpuls is de Fourier-getransformeerde:

$$F_1(\omega)=\frac{A}{j\omega T}\cdot(1-e^{-j\omega T}),\ |F_1(\omega)|=\frac{2A}{\omega T}\cdot\sin(\omega T/2) \qquad (I.32)$$

In de praktijk heeft de puls echter een zekere stijg- en daaltijd,een trapezium-vormige puls. Gaan we uit van een gelijke stijg- en daaltijd gelijk aan Δ en een totale breedte T+2Δ, dan is voor het spectrum af te leiden:

$$|F(\omega)| = \frac{\sin(\omega(\frac{T+\Delta}{2}))\cdot\sin(\frac{\omega\Delta}{2})}{\omega^2\Delta/4} \qquad (I.33)$$

Uit (I.33) blijkt dat de puls een groot frequentiegebied bestrijkt bij een kleine stijg- en daaltijd.

b) De realisatie van de bron.

Bij de praktische realisering is uitgegaan van het op- en ontladen van een coaxiale kabel ter lengte L. De pulsbreedte van het signaal wordt bepaald door twee maal de looptijd van de puls door de kabel.

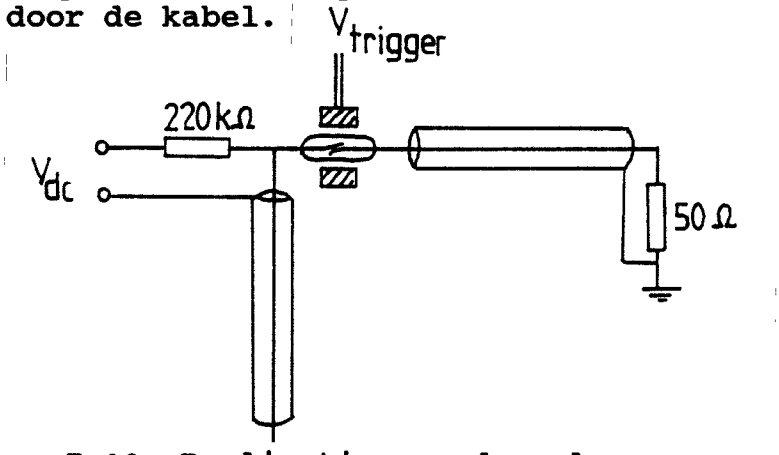


Fig. I.13: Realisatie van de pulsvorm.

De coaxiale kabel wordt via een weerstand R ter grootte van 220 kΩ opgeladen tot een spanning V_{dc}. Bij het sluiten van het reedrelais komt over de belasting $\frac{1}{2}V_{dc}$ te staan. Tegelijkertijd ontstaat er een lopende golf, met amplitude $-\frac{1}{2}V_{dc}$, in de opgeladen kabel die aan het uiteinde ($R>>Z_0$) gereflecteerd wordt. De gereflecteerde golf arriveert na t=2L/c, met c de fasesnelheid, aan het begin van de kabel. Hierdoor wordt de spanning over de belasting gelijk aan nul, wat resulteert in een rechthoekpuls met amplitude $\frac{1}{2}V_{dc}$ en tijdsduur 2L/c over de belasting.

I.4.4 De praktische realisering.

De opstelling (Bijlage 3) is opgebouwd uit een aantal delen:

1. de te testen kabel met een concentrische buis.
2. de injectiekant met het ferriet.
3. afsluitkant van het extern circuit, met ferriet.
4. verbindingen met de EMC-kast, met 50 Ω afsluitimpedanties.

ad 1) In eerste instantie zullen metingen worden verricht aan een tweetal kabeltypen: RG 58/U en de RG 214/U
De buitendiameter van het PVC respectievelijk de mantel zijn:
RG 58/U : 5 mm, 3.6 mm.
RG 214/U: 11 mm, 8.9 mm.

Omdat met het ferriet slechts een impedantie in de orde van 300 Ω te bereiken is, zal de karakteristieke impedantie van de transmissielijn, gevormd door de kabelmantel en de concentrische buis, kleiner moeten zijn. Gekozen is voor standaard koperen buizen van 8x6 mm en 15x13 mm. Voor de karakteristieke impedanties geldt dan:

RG 58/U met 8x6 mm buis:	Z_0(met PVC)	= 22.3 Ω
	Z_0(zonder)	= 30.7 Ω
RG 214/U met 15x13 mm buis:	Z_0(met PVC)	= 17.4 Ω
	Z_0(zonder)	= 22.7 Ω

Met PVC is een lagere karakteristieke impedantie te bereiken; bij de metingen kunnen er echter problemen ontstaan door de verschillende fasesnelheden in lucht en in het PVC (ϵ_r=3 voor frequenties van 1 tot 100 MHz). Dit probleem wordt ondervangen door krimpkous om de kabel te doen, uitgevoerd bij de RG 58/U. Om een voldoende meetgevoeligheid te bereiken is de lengte van het extern circuit gelijk genomen aan 1 m.

ad 2) De injectiekant.
De injectiekant bestaat uit een cilindervormig compartiment waarin de bron wordt aangesloten op het externe circuit en het ferriet is aangebracht.

De koperen buis om de kabel wordt met behulp van een Serto-koppeling aan de buitenste cylinder bevestigd. De kabel, waarvan de mantel met een klemschaal aan de holle binnengeleider (messing buis van 16x13 mm) wordt bevestigd, loopt door. De functie van de verschillende concentrische geleiders is als volgt: de buitenste cylinder en de kabelmantel, die verbonden is met de messing buis, vormen het externe circuit terwijl de kabel, die door de messing buis loopt, het interne circuit (DM) met een karakteristieke impedantie van 50 Ω vormt.
De cylinder en de messing buis lopen, met een constante karakteristieke impedantie gelijk aan die van het externe circuit, conisch uit om de injectiebron aan te kunnen sluiten.
De bron wordt met behulp van een drietal BNC-connectoren (3x120 graden) aangesloten voor een goede symmetrische overgang om reflecties te voorkomen.
Achter de bron wordt over een afstand van 120 mm het ferriet om de holle buis aangebracht: 10 ringen 34x20.5x10 mm N30, 5 ringen 58.3x40.8x17.5 mm N30 en 5 ringen 4C6. Deze aantallen zijn afgeleid uit de metingen van het ferriet.
Aan de achterkant worden cylinder en buis via een deksel met elkaar verbonden, waarbij de buis met een serto-koppeling aan het deksel is vastgemaakt.

ad 3) De afsluitkant.
Deze komt in grote lijnen overeen met de injectiekant. Hier is echter niet gekozen voor een conisch uitlopend geheel, omdat dit problemen oplevert voor de stroommeting en het aanbrengen van de weerstanden ten behoeve van een karakteristieke afsluiting van het injectiecircuit.

Het deksel is tegen de EMC-kast gemonteerd, waarin de te testen kabel karakteristiek afgesloten is. De verbinding tussen kabel en kast vindt plaats m.b.v. een BNC-connector die geheel wordt omgeven door een messing omhulling ter voorkoming van inkoppeling van eventuele CM-stromen. De afsluiting van het externe circuit vindt plaats met 3 of 4 weerstanden (Allen Bradly; 2 Watt), afhankelijk van de karakteristieke impedantie van het injectiecircuit. Voor de stroommeting wordt een AILTECH-stroomprobe gebruikt, waarvoor een aparte kamer is gemaakt. Via een gleuf wordt de stroomprobe hierin aangebracht. Achter de afsluitweerstanden wordt wederom ferriet aangebracht, in gelijke aantallen als aan de injectiekant.

ad 4) Signaaloverdracht.
De coaxkabel aan de injectiekant wordt met een concentrische buis naar de EMC-kast gevoerd. Dit is noodzakelijk om over een recht stuk kabel te kunnen meten, aangezien de transfer-impedantie en -admittantie gevoelig zijn voor bochten in de kabel omdat hierdoor het gatenpatroon van de kabel verandert. De koperen buis zorgt er weer voor dat eventuele CM-stromen niet in het DM-circuit kunnen inkoppelen. Over dit gedeelte is er sprake van twee mantels; voor de transferimpedantie geldt dan:

$$Z_t = \frac{Z_{t1} Z_{t2}}{(Z_1 + Z_2 + j\omega L)} \qquad (1.34)$$

met Z_{t1} en Z_{t2} de transferimpedantie van de buis respectievelijk de kabel, Z_1 en Z_2 de afsluitimpedanties van het circuit (gelijk aan nul omdat de kabelmantel en buis aan beide kanten met elkaar verbonden zijn) en L de zelfinductie van het circuit, gevormd door buis en kabelmantel. Door de buis kan de transferimpedantie, maar ook de transferadmittantie, dus sterk gereduceerd worden.

De buis met mantel worden op de EMC-kast gemonteerd op een sooortgelijke manier als bij de injectie-kant. Om de kabel met een BNC-connector vast te kunnen maken bestaat de buis uit twee gedeelten die over elkaar geschoven kunnen worden en met behulp van ringklemmen aan elkaar te maken zijn.

I.5 Experimenten: meting van de transfer-impedantie en admittantie van de RG58/U en de RG214/U.

In eerste instantie wordt de RG214 als testobject gebruikt om het gedrag van de opstelling te analyseren. De spanningen over de afsluitimpedantie aan de kabeluiteinden vertonen namelijk dezelfde vorm bij de verschillende kabels. Uiteindelijk zullen de metingen aan de RG214 vergeleken worden met die aan de RG58. Als injectiebron dient de pulsbron met het reedrelais als schakelaar die met behulp van een blokspanningsgenerator 'getriggerd' wordt met een frequentie van 200 Hz. De stroom in het injectiecircuit wordt met behulp van een AILTECH-probe met een bandbreedte van 10 kHz tot en met 100 MHz gemeten. Over dit gebied is de transferimpedantie van de probe echter niet constant zodat de gemeten stroom gecorrigeerd moet worden.

Er is bekeken of er common-mode stromen lopen. Hiervoor is op verschillende plaatsen in het systeem de stroom gemeten met behulp van een AILTECH-stroomprobe. Hieruit is gebleken dat er geen meetbare stromen lopen op andere plaatsen dan het injectiecircuit. Daarnaast is de afsluitimpedantie van het injectiecircuit bepaald. Deze heeft een kantelpunt bij 100 kHz waar de impedantie overgaat van een zelfinductie (het ferriet) naar een weerstand (de afsluitweerstand).

a) Toevoer van de pulsbron.

Wanneer we de pulsbron via één kabel (RG58/U, Z_0=50 Ω) toevoeren, dan ontstaan er reflecties bij de overgang van de 50 Ω van de kabel naar de 18 Ω van het injectiecircuit. Deze overgang wordt gekarakteriseerd door een reflectiecoëfficient van -0.47. De gereflecteerde golf loopt terug door de toevoerkabel en de open kabel van de bron die opgeladen en ontladen wordt (Fig. I.13) en wordt gereflecteerd aan het open uiteinde. Na twee keer de looptijd arriveert deze golf weer aan de ingang van het injectiecircuit. Uit experimenten waarbij de lengten van de verschillende kabels gevarieerd worden volgt inderdaad voor de looptijd van de gereflecteerde golf:

$$\tau = 2(l_1+l_2)/c',$$

met l_1 de lengte van de oplaadkabel, l_2 de lengte van de toevoerkabel en c' de fasesnelheid van de golf in de kabel.

Een grote verbetering is te bereiken door een serieweerstand van 32 Ω aan de ingang van het injectiecircuit te plaatsen, zodat de golf bij de ingang van het injectiecircuit 18+32=50 Ω ziet. De gemeten stroompuls is echter nog niet vrij van vervorming. Een van de aspecten die hierbij een rol spelen is dat de pulsbron niet symmetrisch op het injectiecircuit is aangeloten. Hierdoor kan er geen goede overgang verkregen worden voor frequenties waarbij looptijden een rol spelen. Als maatregel is daarom de bron via 3 kabels op het injectiecircuit aangesloten zoals in Fig. I.14 is weergegeven.

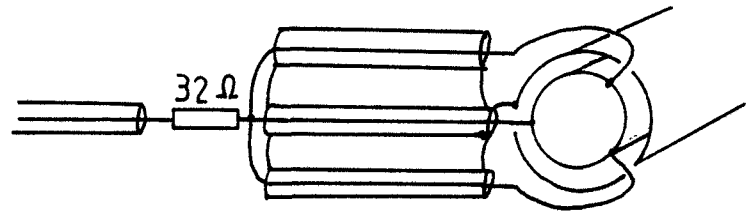


Fig. I.14: Aansluiting van de pulsbron.

De serieweerstand wordt nu aan de uitgang van het reedrelais geplaatst omdat de drie kabels een transmissielijn met een karakteristieke impedantie van 50/3 Ω vormen. Deze komt goed overeen met de Z_0 van het injectiecircuit bij de RG214/U, zodat hier geen voorschakelweerstand nodig is. De aansluiting van de kabels op de serieweerstand is uitgevoerd met T-stukjes; door een andere uitvoering kan het geheel nog verbeterd worden.

Bij de twee mogelijke situaties, met en zonder serieweerstand, verschilt de spanning over de afsluitweerstand van het injectiecircuit bij een gelijke voedingsspanning. De twee situaties zijn in Fig. I.15 weergegeven.

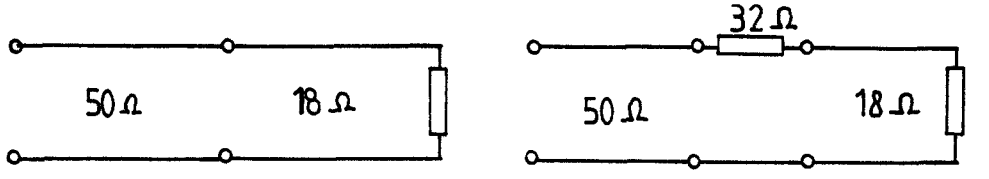


Fig. I.15: De invloed van de serie-weerstand.

Zonder serieweerstand ontstaat er een overgang van 50 Ω naar 18 Ω transmissielijn. De reflectiecoëfficient hiervan is:

$$\rho = (Z_{01}-Z_{02})/(Z_{01}+Z_{02})$$

De amplitude van de spanninings puls die dan wordt doorgelaten is gelijk aan:

$$V_p = V_{dc}Z_{02}/(Z_{01}+Z_{02}),$$

zodat voor de stroom geldt:

$$I_p=\frac{V_{dc}}{(Z_{01}+Z_{02})} \qquad (I.35)$$

Met serieweerstand voldoet de amplitude van de stroompuls aan:

$$I_p'=\frac{V_{dc}}{2\,(R+Z_{02})} \qquad (I.36)$$

b) Het signaal aan de kabeluiteinden bij een puls aan de ingang van het injectiecircuit.

Aan beide kabeluiteinden is de ingekoppelde spanning t.g.v. de geïnjecteerde puls gemeten met behulp van een Tektronix analoge scoop. Hierbij is de puls via drie RG58/U kabels met het injectiecircuit verbonden met een 32 Ω-serieweerstand. Bij de RG214/U liggen de signalen in de ordegrootte van enkele mV's bij een pulsamplitude van 100 V. Daarom is er gebruik gemaakt van een breedbandige versterker, Stanford model SR440, DC-300 MHz, met 4 secties met elk een versterking van 5 keer. De maximale frequentie is voldoende omdat de stroomprobe slechts een bandbreedte van 10 kHz tot 100 MHz bezit.

De DM-signalen die hiermee gemeten zijn, zijn weergegeven in Fig. I.16.

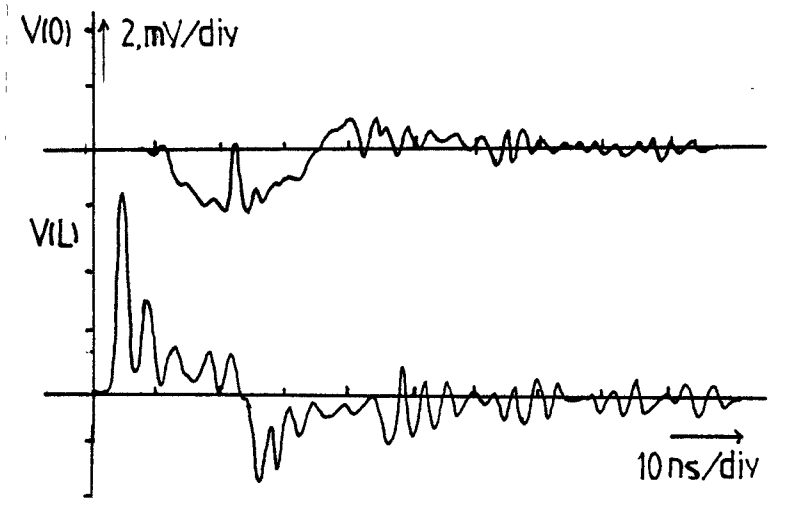


Fig. I.16: De gemeten signalen aan de kabeluiteinden.

De signalen bezitten twee pieken (a en b) als gevolg van de stijgende en dalende flank van de puls en een gelijkspanningsdeel t.g.v het gelijkspanningsdeel van de puls. De smalle pieken (c) in de signalen aan de injectiekant (V(0)) worden waarschijnlijk veroorzaakt door een reflectie van de injectiestroom bij de overgang naar het compartiment waar de stroomprobe zich bevindt. Daarnaast treden er waarschijnlijk ook reflecties op doordat de kabel niet geheel symmetrisch in de buis ligt. Laten we deze pieken t.g.v. reflecties in eerste instantie buiten beschouwing, dan vallen bij een vergelijking van de twee signalen een aantal punten op:

1. De pieken van de twee signalen hebben een verschillende polariteit.

Om dit te begrijpen moeten we naar de ingekoppelde stroom kijken. Bij de flanken zijn de magnetische en capacitieve koppeling van dominante betekenis voor de koppeling. Bij magnetische koppeling ontstaat er een kringstroom in het DM-circuit (Fig. I.17), waardoor de spanningen aan beide kanten tegengesteld in fase zijn. Bij capacitieve koppeling ontstaan er twee stromen tegengesteld van richting, zodat de spanningen t.g.v. capacitieve koppeling dezelfde polariteit bezitten. Aangezien bij de RG214/U de pieken van de twee signalen een

verschillende polariteit bezitten speelt de magnetische koppeling bij deze kabel voor hoge frequenties de dominante rol.

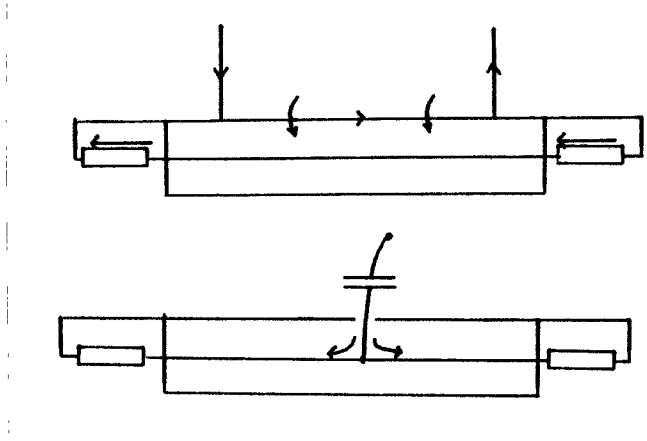


Fig. I.17: De koppeling door de mantel.

2. De pieken van de twee signalen hebben een verschillende breedte.

Om dit te verklaren moeten we uitgaan van lopende golven. De puls in het injectiecircuit kan hiermee beschreven worden als: f(z-vt). De spanning aan de rechterkant wordt veroorzaakt door een naar rechts lopende golf in het DM-circuit. Deze heeft dezelfde voortplantingsrichting als de golf in het injectiecircuit zodat de piekbreedte bepaald wordt door het verschil in looptijden van deze golven. Aangezien deze slechts weinig van elkaar verschillen zal de breedte zeer klein zijn. De spanning aan de linkerkant wordt echter veroorzaakt door een golf in het DM-circuit met een tegengestelde voortplantingsrichting aan die van het injectiecircuit. Hierdoor wordt de piekbreedte bepaald door de som van de looptijden. Omdat de stijgtijd van de puls veel kleiner is dan de looptijden van de golven komt de pulsbreedte overeen met $\tau_1+\tau_2$ waarin τ_1 de looptijd van de puls is en τ_2 de looptijd van het ingekoppelde signaal is over de lengte van het injectiecircuit.

3. Het gelijkspanningsdeel, gelijk in amplitude maar tegengesteld in fase.

Deze spanning wordt veroorzaakt door koppeling via de weerstand van de mantel. Hierbij ontstaat er een kringstroom in het DM-circuit zodat de spanningen verschillende polariteit maar gelijke amplitude bezitten.

Het is mogelijk om de gemeten signalen te vergelijken met de oplossing die volgt uit de vergelijkingen (I.11) en (I.12). Hierbij wordt dan wel uitgegaan van $Z_t = R_0 + j\omega L$ en $Y_t = j\omega C$. Dit legt een beperking op omdat hierdoor onder andere het skineffect buiten beschouwing gelaten wordt. Het is dan wel mogelijk enkele relaties voor de verschillende grootheden af te leiden. Voor de puls nemen we een trapezium, in goede overeenstemming met de metingen. De Laplace-getransformeerde hiervan voldoet aan:

$$I(p,L) = \frac{I_0(1-e^{-\Delta p})}{\Delta p^2} - \frac{I_0(1-e^{-\Delta p})\,e^{-(T+\Delta)p}}{\Delta p^2} \qquad (I.37)$$

We bepalen de responsie op de eerste term van (I.37), aangezien de responsie op de tweede term slechts in tijd verschoven is en van polariteit verschilt. Invullen in (I.11) en (I.12) en uitwerken levert:

$$V(L,p) = \left(-\frac{R_0 I_0 l}{2t\Delta\theta p^3} - \frac{L_t' I_0 l}{2\Delta\theta p^2}\right)(1-e^{-\Delta p}-e^{\theta p}+e^{-(\Delta+\theta)p}) \qquad (I.38)$$

$$V(0,p) = \left(\frac{R_0 I_0 l}{2\Delta\phi p^3} + \frac{L_t'' I_0 l}{2\Delta\phi p^2}\right)(1-e^{-\Delta p}-e^{-\phi p}+e^{-(\Delta+\phi)p})$$

met $\theta=(-jk)l$, $\Phi=(+jk)l$, $L_t'=L+Z_{01}Z_{02}C$ en $L_t''=L-Z_{01}Z_{02}C$. Hierin is Z_{01} de karakteristieke impedantie van de kabel en Z_{02} die van het injectiecircuit.

$$V(L,t) = -\frac{R_0 I_0 l}{4\Delta\theta}\left[t^2u(t)-(t-\theta)^2u(t-\theta)-(t-\Delta)^2u(t-\Delta)\,(t-\Delta-\theta)^2u(t-\Delta-\theta)\right]$$
$$-\frac{L_t' I_0 l}{2\Delta\theta}\left[t\cdot u(t)-(t-\theta)\,u(t-\theta)-(t-\Delta)\,u(t-\Delta)+(t-\Delta-\theta)\,u(t-\Delta-\theta)\right] \qquad (I.39)$$

Hierin voldoet de functie u(t-a) aan:

$$u(t-a) = \begin{cases} 0 \text{ voor } t<a \\ 1 \text{ voor } t\geq a \end{cases} \qquad (I.40)$$

De spanning V(0,t) heeft dezelfde vorm met de wetenschap dat θ door Φ en L_t' door L_t'' vervangen moet worden en hij van polariteit verschilt van V(L,t) .
Deze spanningen zijn in Fig. I.18 te zien, met enkele karakteristieke grootheden. Hierbij zijn de signalen t.g.v. de koppeling via R_0 enerzijds en de koppeling via L en C anderzijds apart weergeven.

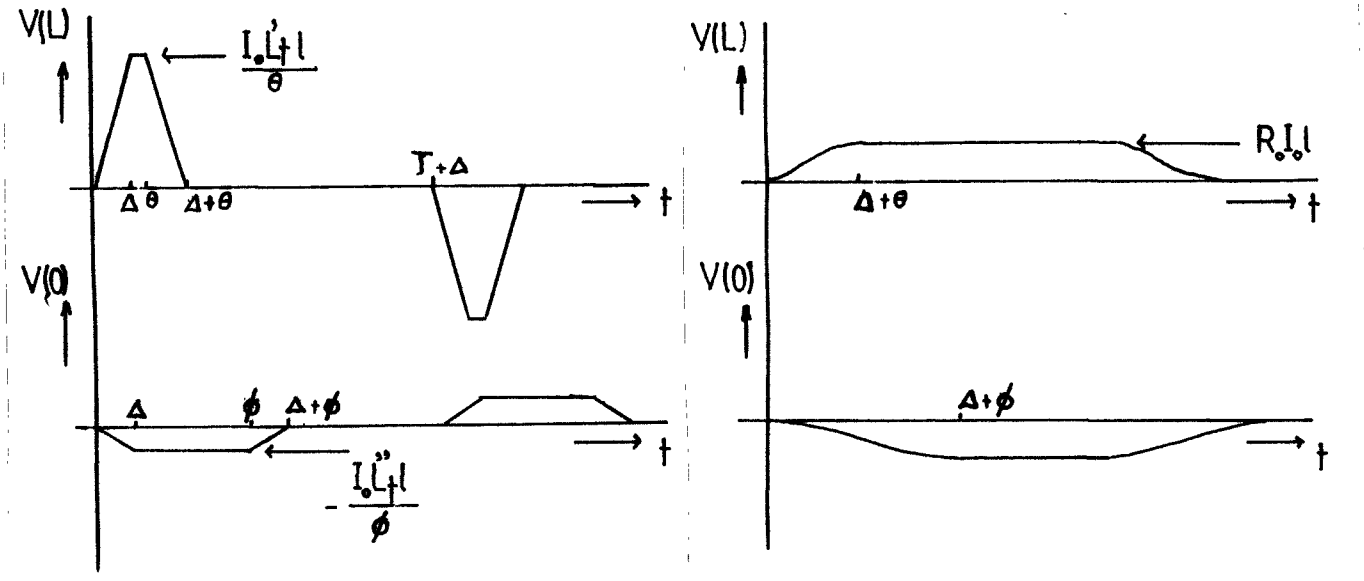


Fig. I.18: Theoretisch bepaalde signalen aan de kabeluiteinden.

Het is nu ook duidelijk waarom als gevolg van de gereflecteerde golf er smalle pieken in de spanning aan de injectiekant, V(0), te zien zijn: de gereflecteerde golf heeft namelijk dezelfde voortplantingsrichting als de golf in de kabel. Er ontstaat dus de omgekeerde situatie van hierboven. Om dit te voorkomen moet de meting waarschijnlijk met een oppikspoel gebeuren, zodat een goede overgang gerealiseerd kan worden. Met behulp van de gemeten spanningen zijn voor de RG214/U en de RG58/U de koppelparameters te bepalen:

1) RG214/U: R_0 = 1 mohm/m
L = 30 10^{-12} H/m
C : veel kleiner dan van de RG58/U.

2) RG58/U: R_0 = 15 mohm/m
L = 600 10^{-12} H/m
C = 130 10^{-15} F/m

Uit deze waarden blijkt dat door de slechtere mantel van de RG58/U de koppeling via R_0 en L een factor 15 groter is dan bij de RG214/U. Daarnaast is er bij de RG 58/U een capacitieve koppeling meetbaar, dit in tegenstelling tot de RG214/U.

De parameters die uit de metingen zijn bepaald geven slechts een beperkt beeld van de koppeling, aangezien onder andere het skineffect niet meegenomen is. Om het werkelijke gedrag van de kabels te achterhalen moet daarom de Fourier Transform van de gemeten signalen bepaald worden om dan met behulp van (I.14) en (I.15) het frequentiespectrum van Z_t en Y_t te bepalen. Dan is er ook iets te zeggen over de bandbreedte van het meetsysteem. Uit het feit dat pulsen met een stijgtijd van 0.6 ns signalen inkoppelen die meetbaar zijn duidt erop dat het systeem waarschijnlijk tot enkele 100 MHz bruikbaar is.

deel II: Verlaging van de transfer-impedantie door stroomafpelling.

Bij veel (meet)opstellingen in de hoogspanningstechniek maar ook daar buiten zijn bron (generator) en ontvanger (meetinstrument) volgens Fig. II.1 met elkaar verbonden. Hierdoor ontstaat er een aardlus, gevormd door de twee veiligheidsaarden en de signaalverbinding, die het legale signaal overdraagt. Laatstgenoemde kan uit een coaxkabel bestaan, maar kan ook een combinatie zijn van een coax met een goot, die voor een lage transferimpedantie zorgt. Door een storend veld kan een stroom in de lus geïnduceerd worden, waardoor via de transferimpedantie een spanning in het DM-circuit van het systeem gekoppeld kan worden.

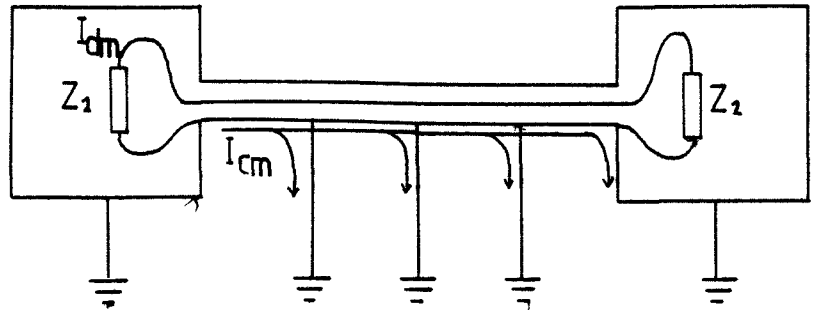


Fig. II.1: Opstelling in de hoogpanningstechniek.

De gedachte achter stroomafpelling is nu het kunnen controleren van deze door een storende omgeving geïnduceerde stromen. Door extra stroompaden aan te brengen kunnen de stromen, daar waar nodig, laag gehouden worden. Omdat vooral bij lange signaalverbindingen de geïnduceerde stromen grote spanningen kunnen doen inkoppelen, is hier het aanbrengen van extra stroompaden, ofwel meerpuntsaarding, toegepast. Als stroompaden zijn, op gelijke afstanden van elkaar, aarddraden vanaf de mantel of goot van de signaalverbinding aangebracht. Hierdoor ontstaat er een vermindering van de ongewenste stroom, zodat aan het uiteinde (bijv. een meetpunt) de stroom laag gehouden kan worden.

Voor deze aardingsstructuur is tevens een transfer-impedantie te definiëren. Deze zal in sterke mate afhangen van de stroomverdeling die door de aarddraden wordt bepaald.

II.1 Een model voor stroomafpelling.

II.1.1 Het vervangingsschema.

Bij de meerpuntsaarding van een mantel of goot wordt een stoorstroom hierover door de aarddraden afgevoerd naar aarde. Hierdoor ontstaat er een reductie van deze stoorstroom; de stroom wordt als het ware met behulp van de aarddraden 'afgepeld', vandaar dat we bij deze vorm van meerpuntsaarding kunnen en zullen spreken van stroomafpelling.

Deze stroomafpelling bestaat in feite uit een ladderne twerk waarbij de aarddraden (afpeldraden) de takken vormen. De afzonderlijke lussen, die door de centrale geleider en de afpeldraden worden gevormd, zijn met elkaar gekoppeld via een transfer-impedantie. Deze bestaat uit een resistief deel (de weerstand van de afpeldraden) en een reactief deel. Het reactief deel beschrijft de magnetische koppeling tussen de lussen onderling, weer te geven met een wederzijdse inductie M. Naast deze transfer-impedantie bezitten de lussen een zelfinductie L en hebben de verschillende geleiders een geleidingsweerstand. Uitgaande van deze elementen kan een lus van het ladderne twerk als volgt weergegeven worden (Fig.II.2a).

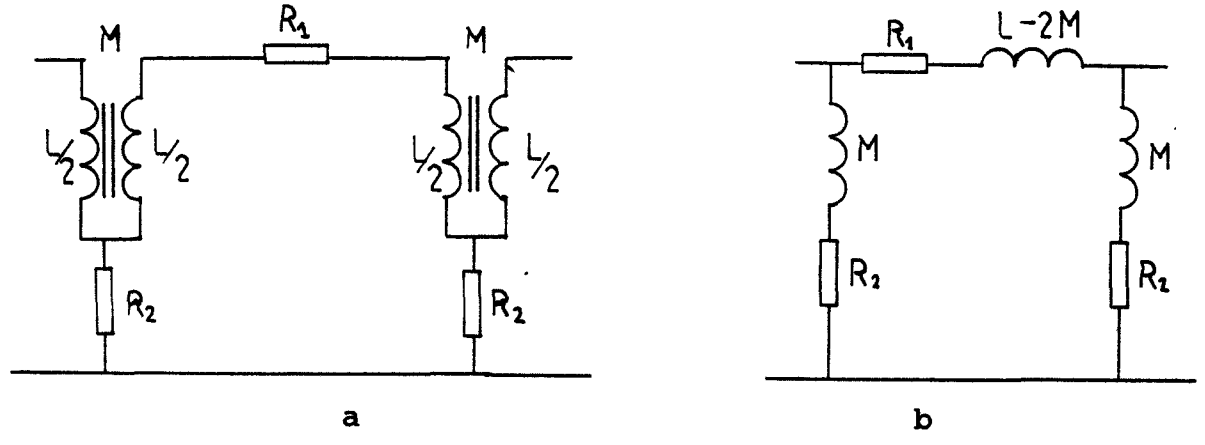


Fig. II.2: Modelvorming van stroomafpelling.

Door gebruik te maken van het vervangingsschema van de transformator kan dit netwerk vereenvoudigd worden tot Fig. II.2b.

Een probleem van dit vervangingsschema is de lokalisatie van L en M. Een zelfinductie is slechts voor een gesloten lus te definiëren. Daarom zullen we in eerste instantie het gedrag van stroomafpelling langs een fysische weg proberen te achterhalen. Het model in Fig. II.2 zal dan hiermee worden vergeleken.

Het stromenverloop bij stroomafpelling wordt bepaald door de geleidingsweerstanden, de zelfinductie van de lussen en de wederzijdse inductie tussen de lussen onderling. De zelfinductie is hierbij afhankelijk van de geometrie van de lus en de vorm van de geleiders en hangt samen met de omvatte flux die

door een kringstroom in deze lus wordt opgewekt. Bij relatief kleine afmetingen van de lus is deze flux moeilijk te bepalen en we zullen daarom uit metingen de waarde proberen te achterhalen.

De wederzijdse inductie M wordt bepaald door de omvatte flux, die wordt veroorzaakt door kringstromen in de andere lussen links of rechts van deze lus. Aangezien het veld om een oneindig lange ronde geleider afneemt volgens 1/r, zal M hoofdzakelijk door het veld van de buren worden bepaald. Maken we een verwaarlozing door hiervan uit te gaan, dan zal M, die de magnetische koppeling tussen twee naast elkaar liggende lussen weergeeft, bepaald worden door het veld om de afpeldraad dat door de lus wordt omvat. Deze is tegengesteld in fase aan de flux die verband houdt met de zelfinductie L.

Bij de weerstanden kan onderscheid gemaakt worden tussen de geleidingsweerstand van de centrale geleider tussen twee afpeldraden (R_1) en die van de afpeldraden (R_2). Hiervoor geldt:

$$R_1=\frac{1}{\sigma_b\pi(r_2^2-r_1^2)},\ R_2=\frac{h}{\sigma_d\pi r^2} \qquad (II.1)$$

met r de straal van de afpeldraad, r_1 en r_2 de binnen- resp. de buitendiameter van de centrale geleider, σ_d de geleidbaarheid van de afpeldraad en σ_b de geleidbaarheid van de centrale geleider.

II.1.2 Analyse van het model.

We kunnen op twee manieren de stroomafpelling analyseren. Ten eerste kunnen we uit gaan van het model uit Fig. II.2 waarmee een ladderneTwerk opgesteld kan worden die met behulp van de Z-transformatie opgelost kan worden. Een andere manier is om slechts uit te gaan van de geleidingsweerstanden, de zelfinductie en de wederzijdse inductie tussen twee naast elkaar liggende lussen en hiervoor de Kirchhoff spanningswet van een lus (Fig. II.3)op te stellen. Deze laatste manier zullen we in eerste instantie toepassen omdat deze een beter fysisch inzicht verschaft. De gevonden vergelijking zal met het model uit Fig. II.2 worden vergeleken.

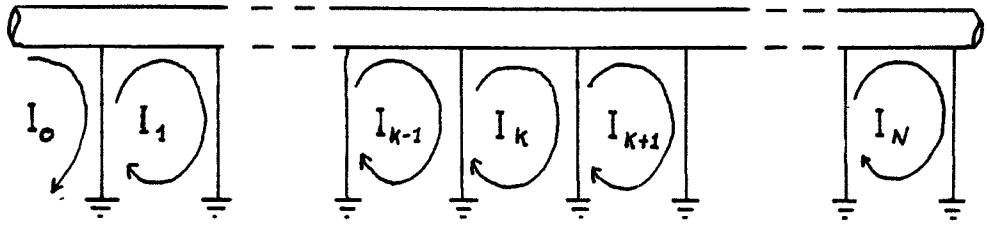


Fig. II.3: De stroomverdeling.

Voor de k^e lus kan de volgende vergelijking opgesteld worden:

$$(R_1+2R_2+j\omega L)\cdot I_k=(R_2+j\omega M)\cdot(I_{k+1}+I_{k-1}) \qquad (II.2)$$

Stel nu $Z_1 = R_1 + j\omega(L - 2M)$ en $Z_2 = R_2 + j\omega M$, dan vinden we:

$$(Z_1+2Z_2)\cdot I_k=Z_2\cdot(I_{k+1}+I_{k-1}) \qquad (II.3)$$

Deze vergelijking komt overeen met het model uit Fig. II.2, zodat het geoorloofd is uit te gaan van het laddernetwerk dat zodoende gevormd wordt en met behulp van de Z-transformatie op te lossen is.

Als oplossing van vergelijking (II.3) proberen we $I_k = c\cdot I_{k+1}$, zodat we de volgende kwadratische vergelijking in c vinden:

$$c^2-\frac{Z_1+2Z_2}{Z_2}\cdot c+1=0 \qquad (II.4)$$

De oplossingen hiervan zijn:

$$c_1=1+\frac{Z_1}{2Z_2}+\sqrt{\left(\frac{Z_1}{2Z_2}\right)^2+\frac{Z_1}{Z_2}}; \qquad c_2=\frac{1}{c_1} \qquad (II.5)$$

Hiermee zijn er twee mogelijke verbanden tussen de stromen I_0 en I_k aan te geven:

$$I_k = e^{\alpha k}I_0 \quad \text{of} \quad I_k = e^{-\alpha k}I_0$$

De stroom I_k kan dan als een lineaire combinatie van deze twee oplossingen geschreven worden:

$$I_k=(a\cdot e^{\alpha k}+b\cdot e^{-\alpha k})\cdot I_0 \qquad (II.6)$$

met $e^{\alpha} = c_1$ en zodoende $\cosh\alpha = 1 + Z_1/2Z_2$.

De twee constanten a en b hangen af van de randvoorwaarden aan het begin en het einde van het laddernetwerk. Voor k = 0 volgt er een relatie tussen I_0, a en b die samen met de relatie voor de laatste lus een stelsel van twee vergelijkingen met de twee onbekenden a en b vormt:

$$k = 0: \qquad a+b = 1 \qquad (II.7)$$

Voor de bepaling van de stroomverzwakking $A_N = I_N/I_0$ is verder slechts de afsluiting van het laddernetwerk nog van belang. Hierbij zullen we twee mogelijke gevallen bekijken:

1) de laatste afpeltak is identiek aan de overige.
2) de laatste afpeltak vormt een kortsluiting, bijv. bij het gebruik van een EMC-kast.

Voor beide situaties zullen we de stroomverzwakking bepalen.

ad 1) In deze situatie geldt voor de laatste lus (k = N):

$$(R_1 + 2R_2 + j\omega L)\cdot I_N = (R_2 + j\omega M)\cdot I_{N-1}$$

ofwel $(Z_1 + 2Z_2)\cdot I_N = Z_2\cdot I_{N-1}$

Met gebruik van $\cosh\alpha = 1 + Z_1/2Z_2$ vinden we:

$$\frac{I_N}{I_{N-1}} = \frac{1}{2\cdot\cosh\alpha} \qquad (II.8)$$

I_N en I_{N-1} voldoen tevens aan (II.6) voor k=N respectievelijk k=N-1.

Vullen we de relaties die hieruit volgen in in (II.8), dan ontstaat er een tweede relatie voor a en b:

$$a\cdot e^{\alpha N} + b\cdot e^{-\alpha N} = \frac{a\cdot e^{\alpha(N-1)} + b\cdot e^{\alpha(N-1)}}{2\cdot\cosh\alpha} \qquad (II.9)$$

Samen met (II.7) zijn a en b in I_0 en N uit te drukken:

$$a = \frac{1}{1-e^{2\alpha(N+1)}},\ b = \frac{e^{2\alpha(N+1)}}{1-e^{2\alpha(N+1)}} \qquad (II.10)$$

Vullen we dit in in relatie (II.6) met k=N, dan volgt voor de stroomverzwakking:

$$A_N = \frac{\sinh\alpha}{\sinh(\alpha(N+1))} \qquad (II.11)$$

Onder de voorwaarde dat $e^{-(N+2)\alpha} \ll 1$ kan A_N benaderd worden door:

$$A_N \approx (1-e^{-2\alpha})\cdot e^{-\alpha N} \qquad (II.12)$$

Uit deze relaties volgt, uitgaande van de correctheid van het model en afsluiting met Z_2:

- A_N is alleen afhankelijk van de verhouding Z_1/Z_2 :
  - voor lage frequenties dus van R_1/R_2
  - voor hoge frequenties dus van L_1/L_2.
- A_N is volgens een sinh afhankelijk van het aantal afpeldraden.
- voor $(2N+2)\alpha \geq 3$ is de stroomverzwakking evenredig met $e^{-N\alpha}$. In dit geval neemt het effect van stroomafpelling exponentieel met het aantal afpeldraden toe.

ad 2) Bij een kortsluiting verschilt de zelfinductie van de lus en de wederzijdse inductie tussen de laatste en voorlaatste lus van M en L uit ad 1). Geven we ze aan met L′ en M′, dan geldt voor de laatste lus:

$$(R_1 + R_2 + j\Omega L')\cdot I_N = (R_2 + j\Omega M')\cdot I_{N-1}$$

Nemen we nu aan dat M′=M en L′-M′=L-2M, dan kan afgeleid worden:

$$\frac{I_N}{I_{N-1}} = \frac{1}{2\cosh\alpha - 1} \qquad (II.13)$$

De hier gemaakte veronderstelling zal door middel van metingen getoetst worden aan de werkelijkheid. Op dezelfde manier als onder ad 1) is nu de stroomverzwakking te bepalen:

$$A_N = \frac{\cosh\frac{\alpha}{2}}{\cosh\alpha(N+1)} \qquad (II.14)$$

Indien aan de voorwaarde $e^{-(2N+1)\alpha} \ll 1$ wordt voldaan, is A_N te benaderen door:

$$A_N = (1+e^{-\alpha})\cdot e^{-N\alpha} \qquad (II.15)$$

Vergelijken we nu de situaties 1) en 2) met elkaar, en gaan uit van de benaderingen, dan blijkt dat de verhouding tussen de stroomverzwakking A_{N1} (ad 1) en A_{N2} (ad 2) onafhankelijk van N is:

$$\frac{A_N(1)}{A_N(2)} = \frac{1-e^{-2\alpha}}{1+e^{-\alpha}}, \; e^{-(2N+1)\alpha} \ll 1 \qquad (II.16)$$

Voor beide situaties geldt dat de stroomverzwakking een functie is van Z_1/Z_2. Aangezien Z_1 en Z_2 zowel een resistief als reactief deel bezitten, is dit quotiënt over het algemeen een complexe grootheid. Voor lage frequenties zal het echter gelijk zijn aan R_1/R_2 terwijl voor hoge frequenties de stroomverzwakkinng slechts afhangt van (L-2M)/M. Hieruit volgt dat uit de metingen van het frequentiespectrum van de stroomverzwakking informatie over Z_1 en Z_2 gehaald kan worden. Hiervoor is het zinvol om een theoretische kromme van de amplitude van A_N als functie van een aangenomen reëel Z_1/Z_2 te bepalen. Deze is weergegeven in Fig. II.4 voor verschillende waarden van N, het aantal afpeldraden. Met behulp van deze krommen en de gemeten stroomverzwakking kunnen de quotienten R_1/R_2 en (L-2M)/M bepaald worden.

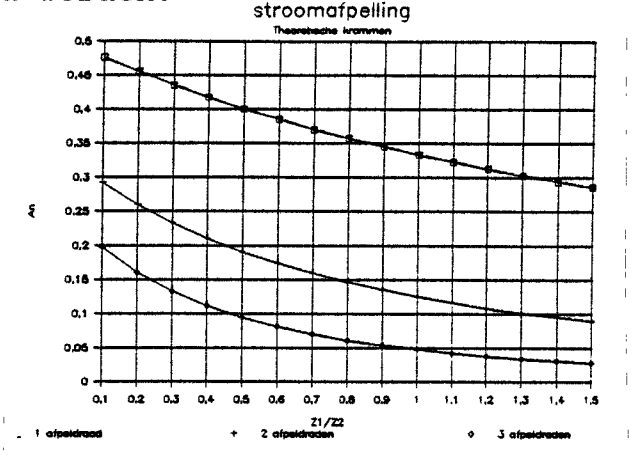


Fig. II.4 : Theoretische krommen van de stroomverzwakking A_N.

II.1.3 Het afpelrendement.

Een vraag die men zich kan stellen is de volgende:
hoe groot is de reductie van de stoorstroom door het toevoegen van afpeldraden aan een verbinding die aan beide kanten geaard is ?
Hierbij moeten we de situaties in Fig. II.5 met elkaar vergelijken.

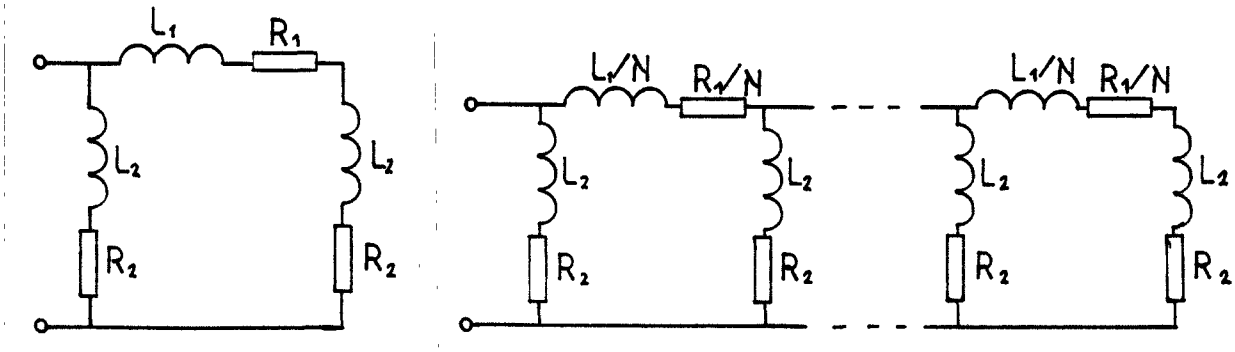


Fig. II.5: Het afpelrendement.

Het afpelrendement definiëren we hierbij als het quotiënt van de stroomverzwakking A_1 (links) en A_2 (rechts):

$$R = \frac{A_1\{\text{situatie zonder afpeldraden}\}}{A_2\{\text{situatie met afpeldraden}\}} \qquad (II.17)$$

In de linker situatie is de relatie tussen I_0 en I_1 eenvoudig af te leiden, uitgaande van L, M, R_1 en R_2:

$$\frac{I_N}{I_0} = A_1 = \frac{1}{2 + \frac{Z_1}{Z_2}} \qquad (II.18)$$

Door het aanbrengen van afpeldraden zullen een aantal parameters veranderen. Voor de geleidingsweerstanden is dit eenvoudig aan te geven:

$$R_1' = R_1/N \; ; \; R_2' = R_2$$

De lussen veranderen van geometrie door het aanbrengen van afpeldraden waardoor dus ook L en M veranderen. Aangezien het magnetisch veld rond de geleiders is geconcentreerd zal M niet sterk afhangen van het aantal afpeldraden; we zullen er in eerste instantie daarom vanuit gaan dat M onafhankelijk van N is:

$$M' = M$$

De zelfinductie L'-2M' wordt voor een groot deel door de flux direkt om de centrale geleider bepaald. Dan is het aannemelijk

dat deze omgekeerd evenredig met N is:

$$L'-2M' = (L-2M)/N$$

Uit deze aannamen die door metingen geverifiëerd zullen worden volgt:

$$\frac{Z_1'}{Z_2'} = \frac{Z_1}{NZ_2} \qquad (II.19)$$

zodat $A_2 = \sinh\alpha'/\sinh(\alpha'(N+1))$, met $\cosh\alpha' = 1 + Z_1/2NZ_2$

Voor het afpelrendement geldt dan:

$$R = \frac{A_1}{A_2} = \frac{\sinh\alpha'}{(2+\frac{Z_1}{Z_2})\cdot\sinh\alpha'(N+1))} \qquad (II.20)$$

II.2 Verbetering van de stroomafpelling door het gebruik van transformatorblik.

II.2.1 Het principe.

Indien we uitgaan van het model uit hoofdstuk II.1, dan volgt uit de relaties II.11 en II.14 alsmede uit Fig. II.4, dat de stroomverzwakking A_N afneemt bij een toename in Z_1/Z_2. Dit houdt in dat door het vergroten van Z_1 enerzijds en het verkleinen van Z_2 anderzijds de stroomafpelling verbeterd kan worden.

De tweede mogelijkheid, het verkleinen van Z_2, betekent dat met zorg de afpeldraden moeten gekozen worden; meer hierover bij de experimenten waar de invloed van de keuze van de afpeldraden wordt onderzocht.

Bij de eerste mogelijkheid, het vergroten van Z_1, moeten we ervoor zorgen dat het stroompad, gevormd door de signaalverbinding hoog impedant is voor stoorstromen (common-mode). Tegelijkertijd mogen signaalstromen (differential-mode) geen hinder ondervinden van deze vergroting van Z_1.
Een mogelijke oplossing hiervoor is het aanbrengen van materiaal met een hoge relatieve permeabiliteit μ_r rondom de signaalverbinding. Common-mode stromen zien dan een mogelijk grote zelfinductie L, terwijl de differential-mode stromen geen impedantievergroting ervaren. Dit laatste omdat de som van heengaande en terugkerende stroom gelijk aan nul is en dus geen veld buiten de mantel van de kabel veroorzaken.

Een mogelijke uitvoering van deze vergroting van Z_1 is het aanbrengen van lamellen blik. Hiervoor hoeven ze niet galvanisch verbonden te zijn met de geleider. Bij de experimenten zijn de lamellen blik uitwisselbaar zodat het effect van grootte en aantal onderzocht kan worden. Een mogelijke uitvoering hiervan is een ribbenbuis met stalen ribben (bijv. een centraal verwarmingselement).

II.2.2 De zelfinductie t.g.v. de lamellen blik.

Uit praktische overwegingen hebben de lamellen blik de vorm van een vierkant met in het midden een rond gat met een diameter van 35 mm eringestanst. Bij de bepaling van de zelfinductie maken we een benadering door uit te gaan van ronde lamellen met gelijke oppervlakte als de vierkante lamellen, dit in verband met de symmetrie (zie Fig. II.6).

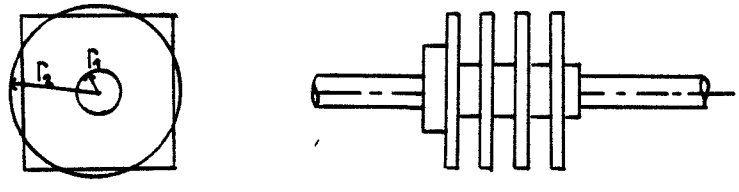


Fig. II.6: Het blik en de plaatsing om de geleider.

Bij de bepaling van de zelfinductie van het blik gaan we uit van het veld om een oneindig lange ronde geleider. Is de lengte van de vierkante lamel gelijk aan l, dan volgt hieruit dat de straal van de ronde lamel gelijk is aan $l/\sqrt{\pi}$.
Uitgaande van deze twee benaderingen vinden we:

$$L \approx \frac{N\mu_0\mu_r d}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{l}{r_1\sqrt{\pi}}\right) \qquad (II.21)$$

met N het aantal lamellen, μ_r de relatieve permeabiliteit van het blik, d de dikte van de lamellen, l de lengte van de zijden en r_1 de straal van het gat.

Bij de experimenten wordt blik van twee verschillende groottes gebruikt: l=200 mm en l=100 mm. Uit (II.21) volgt dan (N=1):

$L(l=200\ mm) = 1.3 \cdot 10^{-8}$ H

$L(l=100\ mm) = 8.2 \cdot 10^{-9}$ H

Een ander verschijnsel dat een rol speelt bij het blik is het skineffect. Het gevolg hiervan is dat voor hoge frequenties de zelfinductie L uit (II.21) omgekeerd evenredig met $\sqrt{\Omega}$ zal zijn.

II.3 Experimenten.

II.3.1 Beschrijving van de meetopstelling.

De opstelling is in Fig. II.7 weergegeven.

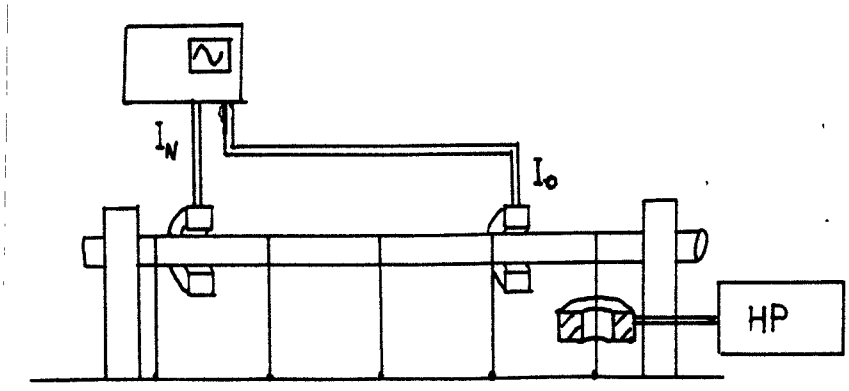


Fig. II.7: De meetopstelling.

Als signaalkabel zijn achtereenvolgens een messing buis, een stalen buis en een DRAKA YMVK 37x 2,5 coaxkabel genomen. De gegevens hiervan zijn als volgt:

-messing buis:
- afmetingen: 30x20x1500 mm.
- soortelijke weerstand: $0.062 \cdot 10^{-6}$ Ωm

-stalen buis:
- afmetingen: 30x26x1500 mm.
- materiaal : staal 35.
- soortelijke weerstand: $1 \cdot 10^{-7}$ Ωm.

-DRAKA: de mantel hiervan bestaat uit gevlochten verzinkt staaldraad. De dikte van de mantel is gelijk aan 0,25 mm. De mantelweerstand R per meter: R= 5 mohm/m.

Op afstanden van ongeveer 25 cm zijn op de centrale geleider afpeldraden aangebracht die verbonden zijn met een metalen plaat die als aarde fungeert. Deze afpeldraden bestaan uit Litze. Alleen bij het onderzoek naar de invloed van de afpeldraden worden gewoon koperdraad en mantellitze gebruikt.

Als stoorbron fungeert een HP-sinusgenerator, die m.b.v. een AILTECH stroomprobe (93686-1L) stromen injecteert in de eerste stroomlus.

De stromen worden met behulp van Pearsons gemeten die over het gehele meetgebied (100 Hz-10 MHz) een vlakke frequentiekarakteristiek bezitten. Voor de meting van I_N is gekozen voor een Pearson met een gevoeligheid van 0.1 V/A omdat deze het laagohmig circuit nauwelijks belast, dit in tegenstelling tot de Pearson 1 V/A en de AILTECH 5V/A.

II.3.2 Stroomafpelling zonder blik.

1) De frequentiekarakteristiek van A_N.

Voor verschillende waarden van N, het aantal afpeldraden, is A_N als functie van de frequentie bepaald bij het gebruik van de messing buis, de stalen buis en de DRAKA. De vorm van de gemeten karakteristieken is steeds hetzelfde. In Fig. II.8 en bijlage 7 is het frequentiespectrum te zien.

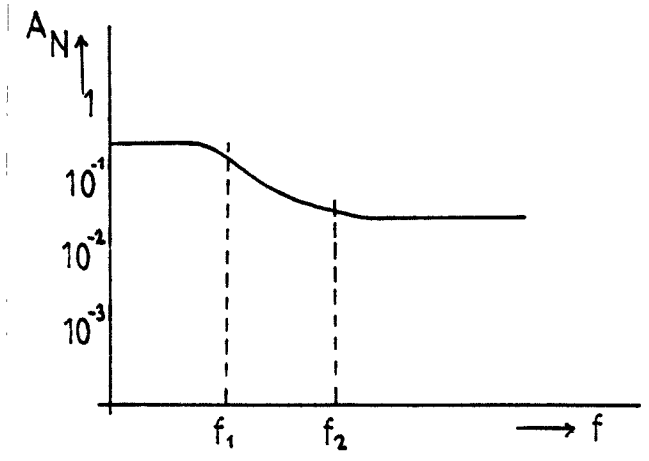


Fig. II.8: Het frequentiespectrum van A_N.

Uit deze karakteristiek blijkt dat er twee kantelfrequenties zijn. Uit het model volgt eenvoudig datHxeze overeenkomen met de kantelfrequenties van $Z_1/Z_2 = (R_1+j\Omega L_1)/(R_2+j\Omega L_2)$, met $L_1=L-2M$ en $L_2=M$: $R_1/(2\pi L_1)$ en $R_2/(2\pi L_2)$.
Uitgaande van deze twee kantelfrequenties f_1 en f_2 zijn er 3 frequentiegebieden te onderscheiden .

1. $f < f_1$
2. $f_1 < f < f_2$
3. $f > f_2$

ad 1 In dit gebied is de stroomverzwakking frequentie-onafhankelijk. Hier wordt de verhouding A_N volledig bepaald door het quotient van de weerstanden R_1 en R_2.

ad 2 In dit frequentiegebied zal Z_1/Z_2, afhankelijk van de waarden van R_1/L_1 en R_2/L_2 toe of afnemen. Hierdoor zal A_N af- resp. toenemen:

a) $R_1/L_1<R_2/L_2$: $f_1=R_1/(2\pi L_1)$; $f_2=R_2/(2\pi L_2)$
A_N zal afnemen.

b) $R_1/L_1>R_2/L_2$: $f_1=R_2/(2\pi L_2)$; $f_2=R_1/(2\pi L_1)$
A_N zal toenemen.

ad 3 In dit gebied is de stroomverzwakking weer frequentie-onafhankelijk. Nu wordt A_N geheel bepaald door $Z_1/Z_2 \approx L_1/-L_2$. Hierin worden de zelfinducties geheel bepaald door de geometrie van de lussen en de vorm van de geleiders.

Bij de DRAKA en de stalen buis treedt er een minimum op in A_N bij $f=f_2$. Een mogelijke verklaring hiervoor is het skineffect

dat optreedt. Uit de relatie voor de skindiepte, $\delta=\sqrt{(2/\mu_0\mu_r\sigma\Omega)}$, volgt voor de frequentie f_δ waarbij de skindiepte δ gelijk is aan de manteldikte d:

$$f_\delta=\frac{1}{\pi\sigma\mu_0\mu_r d^2} \qquad (II.22)$$

Voor de DRAKA ($\sigma=10^7$ mho·m, d=0.25 mm, μ_r=100-1000) vinden we: f_δ=400-4000 Hz, afhankelijk van μ_r.
Voor de stalen buis ($\sigma=10^7$ mho·m, d=2 mm, μ_r=100-1000) geldt: f_δ=6.3-63 Hz.

De frequentie f_δ ligt hiermee in het frequentiegebied $f<f_2$. Door het skineffect zal de weerstand van de mantel evenredig met $\sqrt{\Omega}$ en de interne zelfinductie evenredig met $1/\sqrt{\Omega}$ zijn. Dit houdt verband met het afnemen van het werkzame oppervlakte dat evenredig is met δ. Hierdoor zal in eerste instantie de verhouding R_1/R_2 toenemen zodat uit het model volgt dat A_N zal afnemen. Bij hogere frequenties zal de zelfinductie van de lus de impedantie Z_2 geheel bepalen waardoor A_N weer toeneemt. Het minimum dat optreedt komt hierbij overeen met de kantelfrequentie van R_2 en L_2:

$$f_{min}=\frac{R_2}{2\pi L_2} \qquad (II.23)$$

2) Het verband tussen A_N en het aantal afpeldraden.

In Fig. II.9a is de frequentiekarakteristiek voor N=1-5 weergegeven. Om iets over het verband tussen N en A_N te kunnen zeggen, is voor een aantal frequenties $A_N(N)$ op log-lin papier uitgezet, aangezien we volgens (II.12) verwachten dat er een exponentieel verband bestaat. In Fig. II.9b is dit weergegeven.

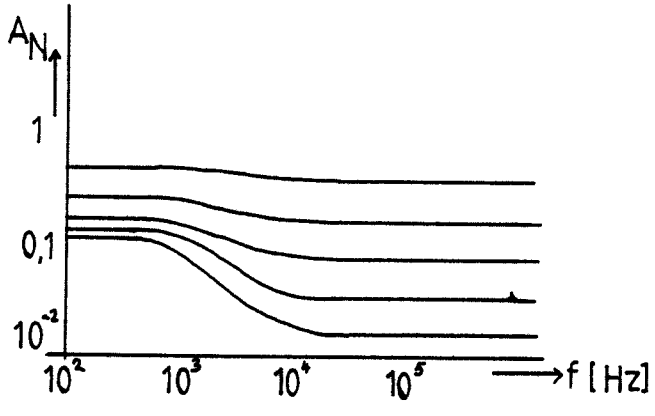


Fig. II.9a: Frequentiekar.

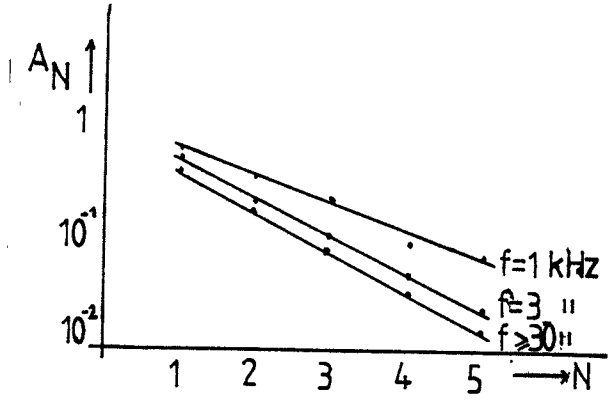


Fig. II.9b: A_N als functie van N.

Uit deze grafiek blijkt dat het verband te beschrijven is met:

$$a \cdot (b)^{-N} \qquad (II.24)$$

Vergelijken we dit met relatie (II.12), dan geldt volgens het model:

$$a=1-e^{-2\alpha}, b=e^{\alpha}$$

met $\cosh(\tau)=1+Z_1/2Z_2$

Dit geldt voor lage en hoge frequenties waar het quotiënt Z_1/Z_2 reëel is. We kunnen nu de bruikbaarheid van het model toetsen door a en b zowel uit Fig. II.9b als uit (II.25) te bepalen (N.B. Uit de metingen en Fig. II.4 blijkt dat Z_1/Z_2 onafhankelijk van N is; dit spreekt voor het model!).

Tabel II.1: Grafisch bepaalde en berekende waarden van a en b.

frequentie [Hz]	Z_1/Z_2	berekend a	berekend b	gemeten a	gemeten b
3 k	0.55	0.67	2.07	0.7	2.06
30 k	0.8	0.8	2.4	0.8	2.21

Uit Tabel II.1 blijkt dat het model een goede beschrijving is van de werkelijkheid, rekening houdend met de onnauwkeurigheid in de bepaling van Z_1/Z_2. Verder kan nog opgemerkt worden dat (II.11) vereenvoudigd kan worden tot $A_N=1/(N+1)$ indien $Z_1/Z_2 \ll 1$, zoals voor de messing buis bij lage frequenties geldt.

3) Bepaling van de elementen van het laddernetwerk.

Uit Tabel I.1 blijkt dat de stroomafpelling goed te beschrijven is met de impedanties Z_1 en Z_2. Het is dus zinvol om de waarden van de elementen te bepalen, waarbij het geoorloofd is gebruik te maken van Fig. II.3. Bij de bepaling gaan we uit van de volgende informatie:

- A_N voor $f \to 0$ waaruit R_1/R_2 volgt.
- A_N voor $f \to \infty$ waaruit L_1/L_2 volgt.
- $f_2 = R_2/(2\pi L_2)$.
- relatie (2) waaruit de weerstand R_2 bepaald kan worden.

Met behulp van de gegevens die hieruit volgen zijn van de messing buis, de stalen buis en de DRAKA de parameters bepaald (Tabel II.2).

Tabel II.2: De elementen van het laddernetwerk. (Litze afpeldraden.)

geleider	R_1 [mΩ]	R_2 [mΩ]	L_1 [μH]	L_2 [μH]	A_N ($f \to 0$)
messing	0.039	3.6	0.14	0.19	$1/(N+1)$
staal	0.142	3.6	0.14	0.19	$1/(N+1)$
Draka	1.25	3.6	0.14	0.19	$0.7(1.8)^{-N}$

Het enige onderscheid tussen de verschillende materialen is R_1, verband houdend met de soortelijke weerstand en de doorsnede van de buis. L_1 is alleen afhankelijk van de geometrie van de lus en de vorm van de geleiders wanneer we het skineffect buiten beschouwing laten.
In de laatste kolom is, in de vorm van (II.12) en geldend voor lage frequenties, een relatie voor A_N weergegeven. Deze is bepaald uit de metingen. Hieruit volgt dat de DRAKA de beste stroomafpelling geeft door grootste R_1.

4) De invloed van de afpeldraden.

Om de invloed hiervan te onderzoeken is naast het litze ook mantellitze en koperdraad, met een diameter van 1.5 mm, als afpeldraad gebruikt.
Voor de drie situaties is het frequentiespectrum van I_3/I_0 bepaald.

In alle sitaties hebben we te maken met dezelfde R_1 omdat deze geheel wordt bepaald door de signaalgeleider. Daarom kunnen we een vergelijking maken aan de hand van L_1, R_2 en L_2.

Litze contra mantellitze.
Door de kleinere koperdoorsnede van het Litze zal R_2 groter zijn, waardoor A_N toeneemt. Ook de zelfinductie L_2=M is groter door de kleinere omtrek van het Litze, waardoor de velden rond de geleider groter in amplitude zijn dan bij het mantellitze. Hierdoor is bij het mantellitze de koppeling tussen de lussen onderling kleiner. De zelfinductie L_1= L-2M van het Litze zal niet zo erg verschillen van die van het mantellitze omdat naast een grotere M tevens de zelfinductie L van de gehele lus bij het Litze groter zal zijn. Hierdoor zal dus ook voor hoge frequenties A_N van litze groter zijn.

Litze contra koperdraad.
Het koperdraad heeft een grotere geleidingsweerstand maar de zelfinductie L en de wederzijdse inductie M zijn voor beiden evengroot omdat beide geleiders dezelfde vorm hebben. Hierdoor zal het litze alleen bij lage frequenties een betere stroomafpelling opleveren.

Uit de meetresultaten kunnen R_2 en L_2 bepaald worden, uitgaande van R_1=1.25 mohm en $L_1=1.4\cdot10^{-7}$ H voor de DRAKA:

Mantellitze: R_2= 1.95 mohm, $L_2= 1.05\cdot10^{-7}$ H

Litze: R_2= 3.6 mohm, $L_2= 1.9\cdot10^{-7}$ H

koperdraad: R_2= 6.25 mohm, $L_2=1.9\cdot10^{-7}$ H

Met behulp van deze gegevens is het nu mogelijk de stroomverzwakking A_N als functie van N te bepalen. Hierbij maken we gebruik van de benadering (II.12), waarbij echter aan de voorwaarde $(2N+2)\alpha\geq3$ moet zijn voldaan. Voor de DRAKA zijn de gevonden relaties in Tabel II.3 te zien.

Tabel II.3: Invloed van de afpeldraad op de stroomverzwakking.

afpeldraad	A_N (f→0)	A_N (f→∞)
litze	$0.69\cdot(1,79)^{-N}$ (N≥2)	$0.81\cdot(2.3)^{-N}$
mantellitze	$0.79\cdot(2.18)^{-N}$	$0.89\cdot(3.0)^{-N}$
koperdraad	$0.59\cdot(1.56)^{-N}$ (N≥3)	$0.81\cdot(2.3)^{-N}$

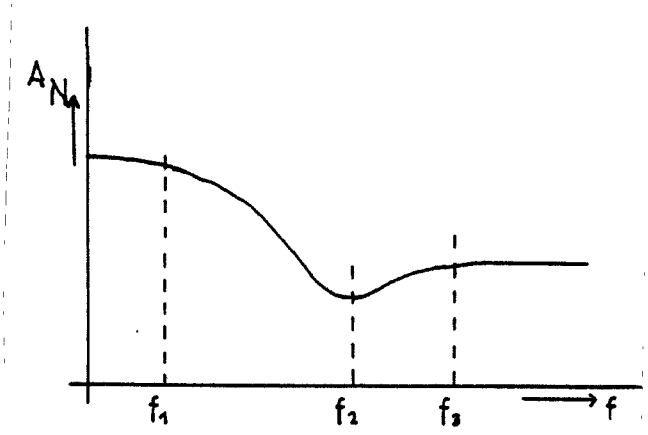
Voor de messing en de stalen buis gelden voor f→∞ dezelfde relaties terwijl voor f→0 A_N voldoet aan 1/(N+1) doordat de geleidingsweerstand van de buizen veel kleiner is dan de weerstand van de afpeldraden.

Uit tabel II.3 volgt dat door het gebruik van mantellitze een factor 2 per 3 afpeldraden t.o.v. het litze en koperdraad gewonnen kan worden voor hoge frequenties. Dit komt ongeveer overeen met het toevoegen van een extra sectie in het ladder-netwerk, dus vergroting van de lengte van de signaalverbinding.

II.3.3 Stroomafpelling met gebruikmaking van blik.

1) De frequentiekarakteristiek van A_N.

In de frequentiekarakteristiek (Fig. II.10) treedt nu duidelijk een minimum op bij een frequentie f_2.



Fg. II.10: Frequentiekarakteristiek bij het gebruik van blik.

Om de karakteristiek beter te kunnen begrijpen is het noodzakelijk om Z_1/Z_2 als functie van de frequentie te bepalen. Bij lage frequenties ($d_{blik}<\delta$) introduceert het blik een extra zelfinductie L_b. Voor hogere frequenties ($f>f_\delta$) wordt het skineffect belangrijk; de impedantie t.g.v. het blik neemt evenredig met $\sqrt{\Omega}$ zijn: $Z_b=(1+j)\sqrt{\Omega L_b'}$ (L_b'=constant)
De impedantie Z_1 bestaat uit de geleidingsweerstand R_1, de zelfinductie van de lus L_1 (de interne zelfinductie van de buis is in dit geval te verwaarlozen) en de zelfinductie t.g.v. het blik L_b; er geldt:

$$Z_1 = R_1 + j\Omega L_1 + (1+j)\sqrt{\Omega L_b'} \quad \text{voor } f>f_\delta$$

Hieruit volgt:

$$\frac{Z_1}{Z_2}=\frac{R_1+j\omega L_1+(1+j)\sqrt{\omega L_b'}}{R_2+j\omega L_2} \qquad (II.26)$$

Uit (II.26) volgt dat er een viertal kantelfrequenties zijn te onderscheiden:
- f_1 uit $R_1=\sqrt{\Omega L_b'} \rightarrow f_1=1/2\pi\cdot(R_1/L_b')^2$
- $f_2 = R_2/2\pi L_2$
- f_3 uit $\Omega L_1=\sqrt{\Omega L_b'} \rightarrow f_3=1/2\pi\cdot(L_b'/L_1)^2$
- f_δ

Met behulp van deze kantelfrequenties en (II.26) is nu het verloop van Z_1/Z_2 te bepalen (Fig. II.11).

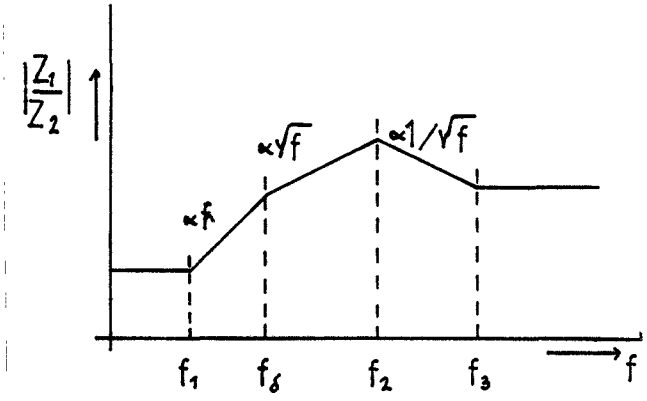


Fig. II.11: Frequentiekarakteristiek van Z_1/Z_2 met blik.

Met behulp van de Figuren II.4 en II.11 is nu het verloop van $A_N(f)$ te verklaren. We kunnen dus concluderen dat door het skineffect het werkzaam frequentiegebied van het blik begrensd is, met maximale werking bij $f=f_2$.
Om dit gebied aan te geven is in Fig. II.12 het quotient van A_N met blik en A_N zonder blik weergegeven, waaruit volgt dat het blik grofweg van 500Hz tot 500 kHz werkzaam is.

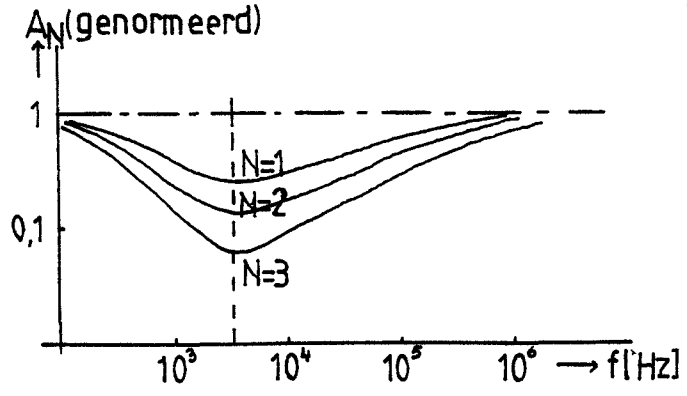


Fig. II.12: Het werkzaam gebied van het blik.

2) De invloed van de grootte en aantal van het blik.

Uit relatie (II.21) volgt dat L_b everedig is met N en evenredig is met $\ln(1/\sqrt{\pi}r)$. De invloed op de stroomafpelling A_N is gemeten voor drie verschillende situaties. Vergeleken worden ze aan de hand van A_N(3 kHz) omdat bij deze frequentie het effect van het blik het grootst is en Z_1 vrijwel geheel door L_b wordt bepaald . In tabel II.4 is de stroomverzwakking, genormeerd op A_N zonder blik te zien.

Tabel II.4: De invloed van het blik (dikt van 0.56 mm)

blik	aantal	A_N (genormeerd)	Z_1/Z_2
10x10cm	20	$(1.84)^{-N}$	3.0
20x20cm	20	$1.16\cdot(2.34)^{-N}$	3.7
20x20cm	10	$(1.58)^{-N}$	1.8

Het eerste wat opvalt is dat door gebruik van blik de stroomverzwakking een factor 2 per afpeldraad verbeterd kan worden. Uit de waarden van Z_1/Z_2 blijkt verder dat inderdaad aan (I-I.21) wordt voldaan, wanneer we ervan uitgaan dat Z_2 onafhankelijk is van de verschillende situaties.
Uit de gevonden resultaten kunnen we verder concluderen dat het blik beter geïnvesteerd kan worden in aantal dan in grootte. Uit de situaties 1 en 3 in Tabel II.4 waar ongeveer evenveel blik wordt toegepast blijkt dat het geval met veel maar kleine lamellen blik een betere stroomafpelling oplevert dan het geval van weinig maar grote lamellen.

II.3.4 Het gebruik van een EMC-kast.

In een storende omgeving is het noodzakelijk gevoelige apparatuur te beschermen met behulp van een EMC-kast (Fig. II.1). Hierdoor kan er bj het gebruik van stroomafpelling een situatie ontstaan waarbij de laatste tak een kortsluiting vormt waarvoor geldt: $R \ll R_1, R_2$ en $L \ll L_1, L_2$.

Als simulatie van de EMC-kast is een messing plaat gebruikt met een afmeting van 40x30 cm. De messing plaat, gemonteerd op de metalen aarde-plaat, is met behulp van een sok en mantellitze aan de messing buis bevestigd.
Uit (II.16) volgt dat het quotient van A_N met draad (Litze) en A_N met plaat onafhankelijk is van het aantal afpeldraden.
Ter controle is dit quotient voor grote frequenties uit de metingen bepaald (Tabel II.5).

Tabel II.5: Invloed van messing plaat.

N	A_N(plaat)/A_N(draad)
2	1.67
3	1,69
4	1.80
5	1.67

Uit (II.16) en L_1/L_2 (Tabel II.2) volgt een quotient gelijk aan 1.76, in goede overeenstemming met Tabel II.5. Concluderend kunnen we dus stellen dat door gebruik van een messing plaat, A_N met een constante factor, onafhankelijk van N, toeneemt.

II.3.5 Het afpelrendement.

In bestaande installaties zijn de signaalverbindingen reeds een gegeven waaraan vaak maar winig veranderd kan worden. In deze situatie hebben we dus te maken met een gegeven lengte l. De vraag is nu wat voor invloed het aanbrengen van extra afpeldraden heeft.

Over de messing buis ter lengte van 1.25 m, met aan weerszijden een aarddraad, is een stroom I_0 geïnjecteerd. Met M afpeldraden tussen deze aarddraden, op gelijke onderlinge afstanden, ontstaan er M+1 secties. Hierbij kan de situatie met M afpeldraden beschreven worden door (II.11) met N=M+1, waarbij Z_1/Z_2 afhankelijk van N is. Het afpelrendement R is dan gelijk aan A_1/A_N.

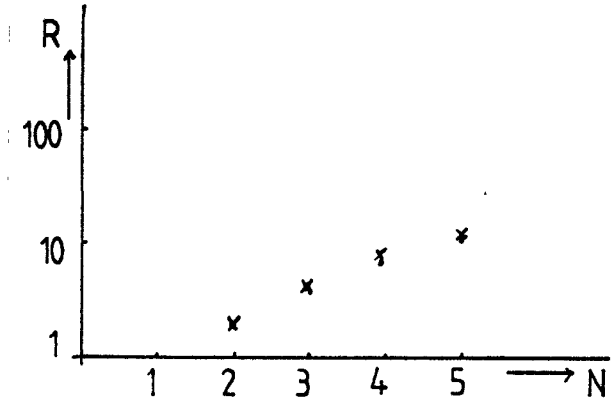


Fig. II.13b: Resultaten: gemeten (x) en berekend (.).

In Fig. II.13b is zowel het gemeten rendement als het volgens (II.20) berekende rendement tegen het aantal afpeldraden uitgezet. Er is slechts een kleine afwijking tussen de gemeten en berekende waarden; (II.20) is een goede beschrijving van de werkelijkheid is.
Uit de resultaten blijkt dat R_N/N een monotoon stijgende functie is en dat de relatieve winst van het aanbrengen van afpeldraden afneemt bij grotere N.
Bij een gegeven lengte van de signaalverbinding kan daarom de stroomafpelling bij grotere N het sterkst verbeterd worden door een goede keuze van de afpeldraden (zie II.3.2.).

In de praktijk kunnen we twee situaties onderscheiden:

1. De lengte van de buis is een gegeven. In dit geval is bij grote N de grootste winst te behalen door een goede keuze van de afpeldraden.
2. De lengte van de buis is nog vrij te kiezen. Nu is het te prefereren om bij grote N een extra afpelsectie toe te voegen door het verlengen van de buis.

II.4 Verlaging van de transferimpedantie door stroomafpelling.

Het is mogelijk om bij een aardingsstructuur over een transferimpedantie te spreken [Hou90]. Daarom is het zinvol om van een coaxiale kabel waarbij stroomafpelling is toegepast de transferimpedantie te bepalen. Hierbij dienen de mantelstroom en de transferimpedantie van de kabel bekend zijn. De mantelstroom is eenvoudig te beschrijven met het model van stroomafpelling voor frequenties waarbij transmissielijneffecten geen rol spelen. De stroom tussen twee afpeldraden is constant en voldoet bij N afpeldraden aan:

$$I(x) = I_k \text{ voor } (k-1)L/N < x < kL/N \qquad (II.27)$$

met L de lengte van de kabel en k=1,2,3,...
De stroom I_k volgt uit het model van de stroomafpelling:

$$I_k = \frac{e^{\alpha k} + e^{2\alpha(N+1)} e^{-\alpha k}}{1 - e^{2\alpha(N+1)}} \cdot I_0 = C_k \cdot I_0 \qquad (II.28)$$

Deze stroom moet ingevuld worden in de definitie van de transferimpedantie. Het ingekoppelde signaal V_{DM} wordt hiermee:

$$V_{DM} = Z_t \cdot \int_0^L I_{CM}(z)\, dz = \frac{Z_t I_0 L}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N} I_k \qquad (II.29)$$

Het is nu mogelijk de transferimpedantie van de aardingsstructuur met stroomafpelling te definïeren als:

$$Z_t' = \frac{V_{DM}}{I_0 L}$$

Met behulp van (II.29) volgt hieruit:

$$Z_t' = \frac{Z_t}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N} C_k \qquad (II.30)$$

Uit deze relatie volgt dat de transferimpedantie door het gebruik van stroomafpelling gereduceerd wordt met een factor die afhankelijk is van Z_1, Z_2 en N. Indien de mantelstroom bijvoorbeeld per afpeltak gehalveerd wordt, dan wordt de transferimpedantie met een factor N verlaagd.
De afpeldraden zullen ook invloed hebben op het elektrisch veld; er zullen veldlijnen op eindigen. Hierdoor zal de transfer-admittantie verlaagd worden. De mate van reductie is echter moeilijk aan te geven.

Conclusies.

Bij de meting van de transferimpedantie en -admittantie van kabels injecteren we een stroom over de kabelmantel; tevens dient een spanningsverschil tussen mantel en retourgeleider dient te bestaan.
De eenvoudigste oplossing is en triaxiaal systeem, met injectie tussen de twee buitenste geleiders. Het injectiecircuit moet karakteristiek afgesloten zijn. CM-stromen zijn te beperken tot het injectiecircuit m.b.v. ferriet aan de bron- en injectiezijde. Het werkzame frequentiegebied loopt van 100 kHz tot boven de 500 MHz. Voor looptijdeffecten moet nog gecorrigeerd worden.

Excitatie met pulsvormige stroom maakt een grafische bepaling van de Z_t en Y_t mogelijk. De pulsbron moet zo symmetrisch mogelijk aangesloten worden om reflecties laag te houden. Tevens blijkt uit metingen dat de stroomprobe reflecties veroorzaakt.

Voor het bepalen van zowel de transferimpedantie als de -admittantie moeten de spanningen gemeten worden aan beide karakteristiek afgeloten kabeluiteinden. Deze vertonen pieken t.g.v. de stijgende en dalende flank van de puls, veroorzaakt door magnetische en capacitieve inkoppeling; daarnaast is er een gelijkspanningsdeel als gevolg van de geleidingsweerstand. De breedte en hoogte van de pieken worden voor een deel bepaald door looptijdeffecten, te verklaren met een transmissielijnmodel.

De RG58/U vertoont zowel inductieve als capacitieve inkoppeling naast de diffusie, terwijl bij de RG 214/U geen meetbare capacitieve inkoppeling plaatsvindt. Tevens is de magnetische inkoppeling en de diffusie bij de RG58/U een factor 15 groter dan bij de RG214/U.

De effectieve storing inkoppeling via de transferimpedantie kan verlaagd worden door de kabelmantel op meerdere plaatsen te aarden. Hierdoor wordt de stroom als het ware afgepeld. Deze stroomafpelling is te beschrijven met behulp van de geleidingsweerstanden, de zelfinductie van de aardlussen en de wederzijdse inductie tussen de lussen onderling: voor lage frequenties wordt het geheel door de geleidingsweerstanden bepaald; voor frequenties groter dan 10 kHz bepalen de magnetische velden om de geleiders de stroomverdeling bepalen.
De stroomverzwakking is hierbij volgens een e-macht afhankelijk van het aantal afpeldraden.

De stroomafpelling kan door het aanbrengen van transformatorblik om de kabel verbeterd worden, vanaf een frequentie van 100 Hz. Door het skineffect in het blik is het frequentiegebied waarin het blik werkzaam is begrensd tot 500 kHz. Hierbij is het beter het materiaal te verdelen over een groter aantal kleine lamellen, dan dat enkele grotere worden gebruikt. Bij veel afpeldraden moet men deze kort en breed kiezen.

Literatuurlijst.

[Cha83] D.Chalk, L.O.Hoeft, J.S.Hofstra, 'Comparison of surface transferimpedance measured with quadraxial and triaxial test fixtures.', IEEE symp. on EMC (1983) pp. 518-520.

[Che83] D.K.Cheng, 'Field and wave electromagnetics.', Addison-Wesley company (1983).

[Dem88] B.Demoulin, L.Kone, M.Rochi, P.Degauque, 'Measurement of the transfer impedance of the coaxial cable by the time-domain to frequency-domain conversion.', Ann. Telecom., Vol 43, pp. 649-664, (1988).

[EMC89] EMC-techniek., Collegedictaat, TU Eindhoven, 1989.

[Hoe88] L.O.Hoeft, J.S.Hofstra, 'Measured electromagnetic shielding performance of commonly used cables and connectors.', IEEE trans. on EMC, Vol 30, pp. 260-275 (1988).

[Hof82] J.S.Hofstra, M.A.Dinallo, L.O.Hoeft, 'Measured transferimpedance of braided and convoluted shields.', IEEE symp. on EMC (1982)

[Hou90] M.A.Van Houten, 'Electromagnetic compatibility in high-voltage engineering.', Proefschrift TU Eindhoven, 1990.

[Kad59] H.Kaden, 'Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik.' Springer (1959).

[Kno74] E.D.Knowles, L.W.Olson, 'Cable shielding effectiveness testing.', IEEE trans. on EMC, vol. EMC-16, pp. 16-23, 1974.

[Lou86] F.Louage, B.Demoulin, J.Baudet,'Measurement of the transferimpedance of shielded cables by the impulse current method using a Fourier processor.', Trait. Signal (France), Vol 3, No. 1, pp.45-57, 1986.

[Mad75] P.J.Madle,'Cable and connector shielding attenuation and transferimpedance measurements using quadraxial and quintaxial test methods.', IEEE symp. record, pp. 4B1b1-4B1b5, 1975.

[Mad80] P.J.Madle,'Contact resistance and porpoising effects in braid shielded cables.', IEEE Int. symp. on EMC, Vol EMC-18, No 1, pp. 15-20, 1976

[Mer76] D.E.Merewether, T.F,Ezell, 'The effect of mutual inductance and mutual capacitance on the transient response of braided coaxial cables.', IEEE trans.

on EMC, Vol EMC-18, No1, pp. 15-20, 1976.

[Ram84] S.Ramo, J.R.Whinnery, T.V.Duzer,'Fields and waves in communication electronics.', Wiley (1984).

[She34] S.A.Shelkunoff,'The electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical fields', Bell. Syst. Techn. J. , Vol 13, pp. 532-579, 1934.

[Sne89] E.C.Snelling,'Soft ferrites: properties and applications', London, Butterworth (1989).

[Sne83] E.C.Snelling, A.D.Giles,'Ferrites for inductors ans transformers.', Research Studies Press (1983).

[Van78] E.F.Vance,'Coupling to shielded cables.', Chichester; Wiley-Interscience (1978).

[Van75] E.F.Vance,'Shielding effectiveness of braided-wire shields.',IEEE trans. on EMC, Vol EMC-17, No 2, pp. 71-77 (1975).

[Whi73] R.M.Whitmer,'Cable shielding performance and CW response.', IEEE trans. on EMC, Vol 15, No 4, pp. 180-187 (1973).

Bijlage 1: De ingekoppelde spanningen

The solutions for the common-mode current and voltage induced on the internal conductors by the distributed-voltage source alone, are, from Chapter 3,

$$I_m(z) = [K_1 + P(z)]e^{-\gamma z} + [K_2 + Q(z)]e^{\gamma z}$$
$$V_m(z) = Z_0\{[K_1 + P(z)]e^{-\gamma z} - [K_2 + Q(z)]e^{\gamma z}\}$$

where $\gamma = \sqrt{ZY}$ and $Z_o = \sqrt{Z/Y}$ are the propagation factor and characteristic impedance of the transmission line formed by the inner conductors and the shield, and

$$P(z) = \frac{1}{2Z_o}\int_{z_1}^{z} e^{\gamma v}E_z(v)\,dv$$
$$Q(z) = \frac{1}{2Z_o}\int_{z}^{z_2} e^{-\gamma v}E_z(v)\,dv.$$

The constants K_1 and K_2 are determined from the terminating impedances Z_1 at $z = z_1$, and Z_2 at $z = z_2$ (where $z_1 \leqslant z \leqslant z_2$) and are:

$$K_1 = \rho_1 e^{\gamma z_1}\frac{\rho_2 P(z_2)e^{-\gamma z_2} - Q(z_1)e^{\gamma z_2}}{e^{\gamma(z_2 - z_1)} - \rho_1\rho_2 e^{-\gamma(z_2 - z_1)}}$$

$$K_2 = \rho_2 e^{-\gamma z_2}\frac{\rho_1 Q(z_1)e^{\gamma z_1} - P(z_2)e^{-\gamma z_1}}{e^{\gamma(z_2 - z_1)} - \rho_1\rho_2 e^{-\gamma(z_2 - z_1)}}$$

where ρ_1 and ρ_2 are the reflection coefficients given by

$$\rho_1 = \frac{Z_1 - Z_o}{Z_1 + Z_o}, \qquad \rho_2 = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_o}.$$

Similarly, the internal current and voltage when the distributed current source $J(z, \omega) = -Y_T V_o(z, \omega)$ is acting alone, and $E_z(z, \omega) = 0$, are

$$I_e(z) = \frac{1}{Z_o}\{[K_{1e} + P_e(z)]e^{-\gamma z} - [K_{2e} + Q_e(z)]e^{\gamma z}\}$$
$$V_e(z) = [K_{1e} + P_e(z)]e^{-\gamma z} + [K_{2e} + Q_e(z)]e^{\gamma z}$$

where

$$P_e(z) = \frac{Z_o}{2}\int_{z_1}^{z} J(v)e^{\gamma v}\,dv$$

$$Q_e(z) = \frac{Z_o}{2}\int_{z}^{z_2} J(v)e^{-\gamma v}\,dv$$

$$K_{1e} = \rho_1 e^{\gamma z_1}\frac{Q_e(z_1)e^{\gamma z_2} + \rho_2 P_e(z_2)e^{-\gamma z_2}}{e^{\gamma(z_2 - z_1)} - \rho_1\rho_2 e^{-\gamma(z_2 - z_1)}}$$

$$K_{2e} = \rho_2 e^{-\gamma z_2}\frac{P_e(z_2)e^{-\gamma z_1} + \rho_1 Q_e(z_1)e^{\gamma z_1}}{e^{\gamma(z_2 - z_1)} - \rho_1\rho_2 e^{-\gamma(z_2 - z_1)}}$$

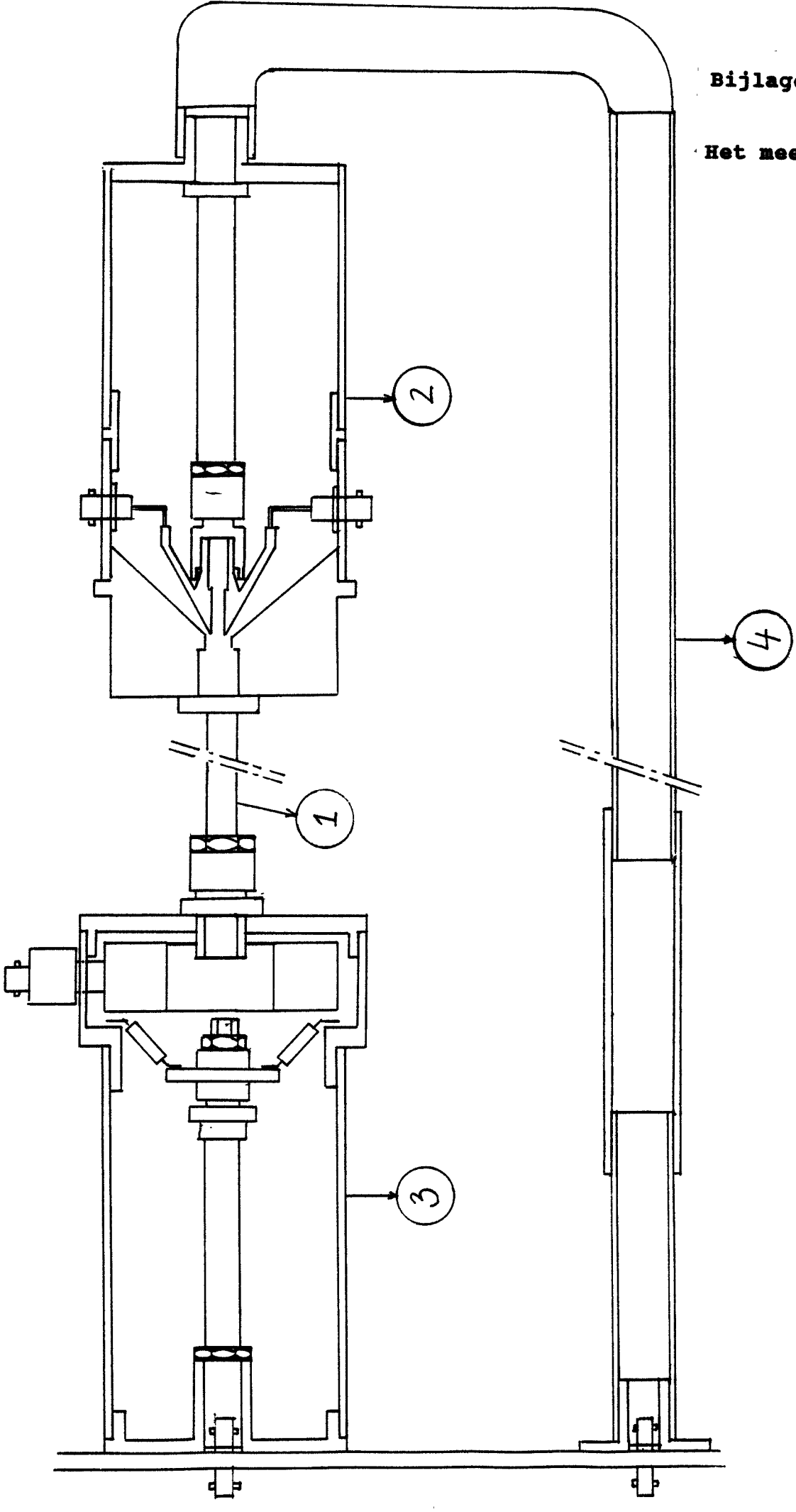
where γ, Z_o, ρ_1, and ρ_2 are the propagation factor, characteristic impedance, and reflection coefficients defined above.

Bijlage 2: Meetmethodes met hun voor- en nadelen.

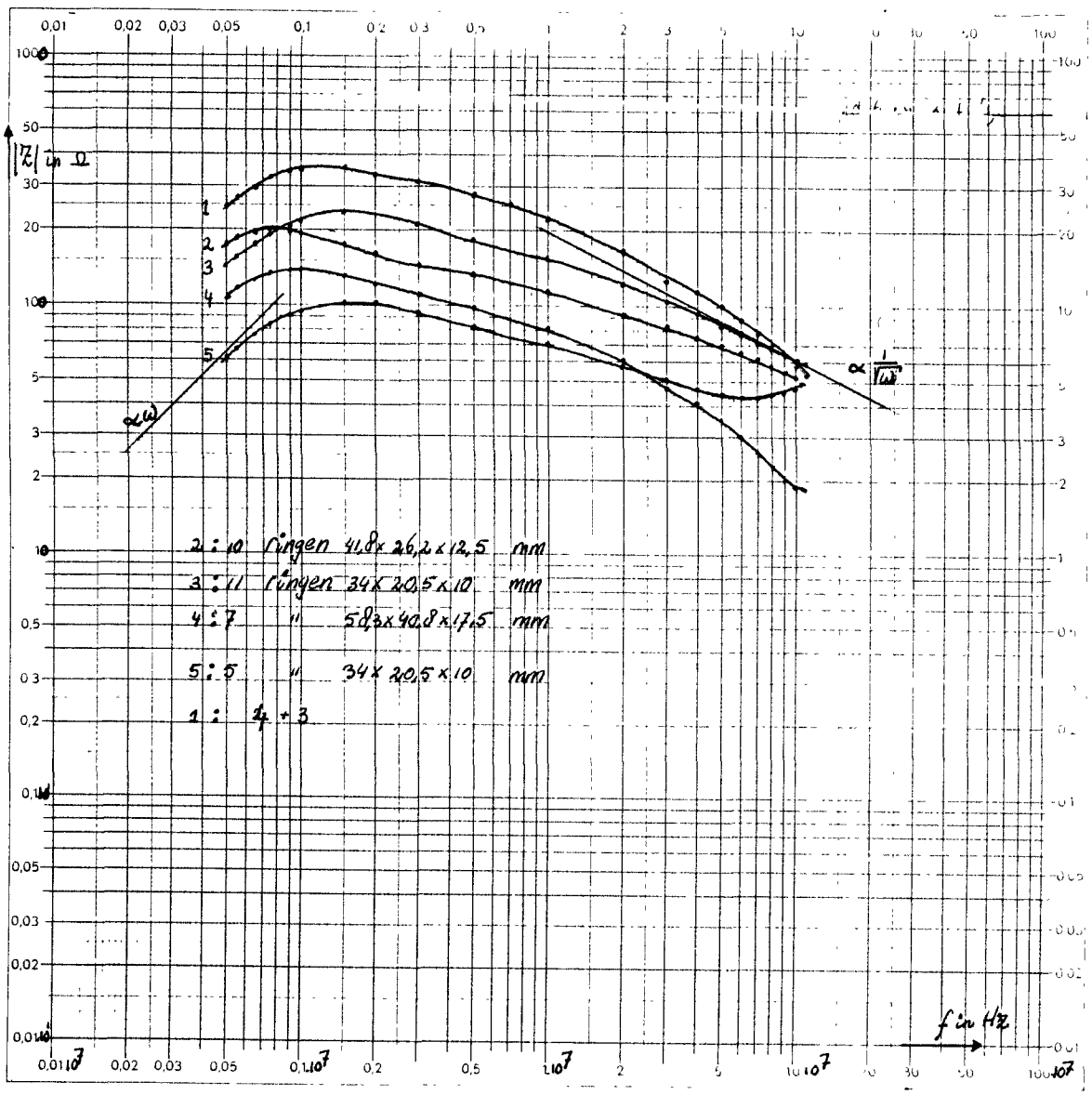
methode	voordelen	nadelen	bandbreedte
open kabel [Mad75]	eenvoud	zelfinductie / straling, reflecties	dc-heel laag
coaxiaal [Mad75]	verkleining L	reflecties	dc-laag
triaxiaal [Tsa83,Mad75,Cha83] kortgesloten	geen aardstromen	alleen Z_t, reflecties	>100 MHz
karakteristiek	geen reflecties / Z_t en Y_t	aardstromen/-straling	> 100 MHz
met ferriet	geen straling of aardstromen	ferriet werkt in beperkt frequentiegebied	afhankelijk van ferriet
quadraxiaal	dicht/geen reflecties/immuun voor buiten	complex/lange preparatietijd	dc-heel hoog
quintaxiaal	,,	kabel eenvoudiger te vervangen	,,
absorbtietang	langere kabels	beperkt frequentiegebied	30-300 MHz

Bijlage 3:

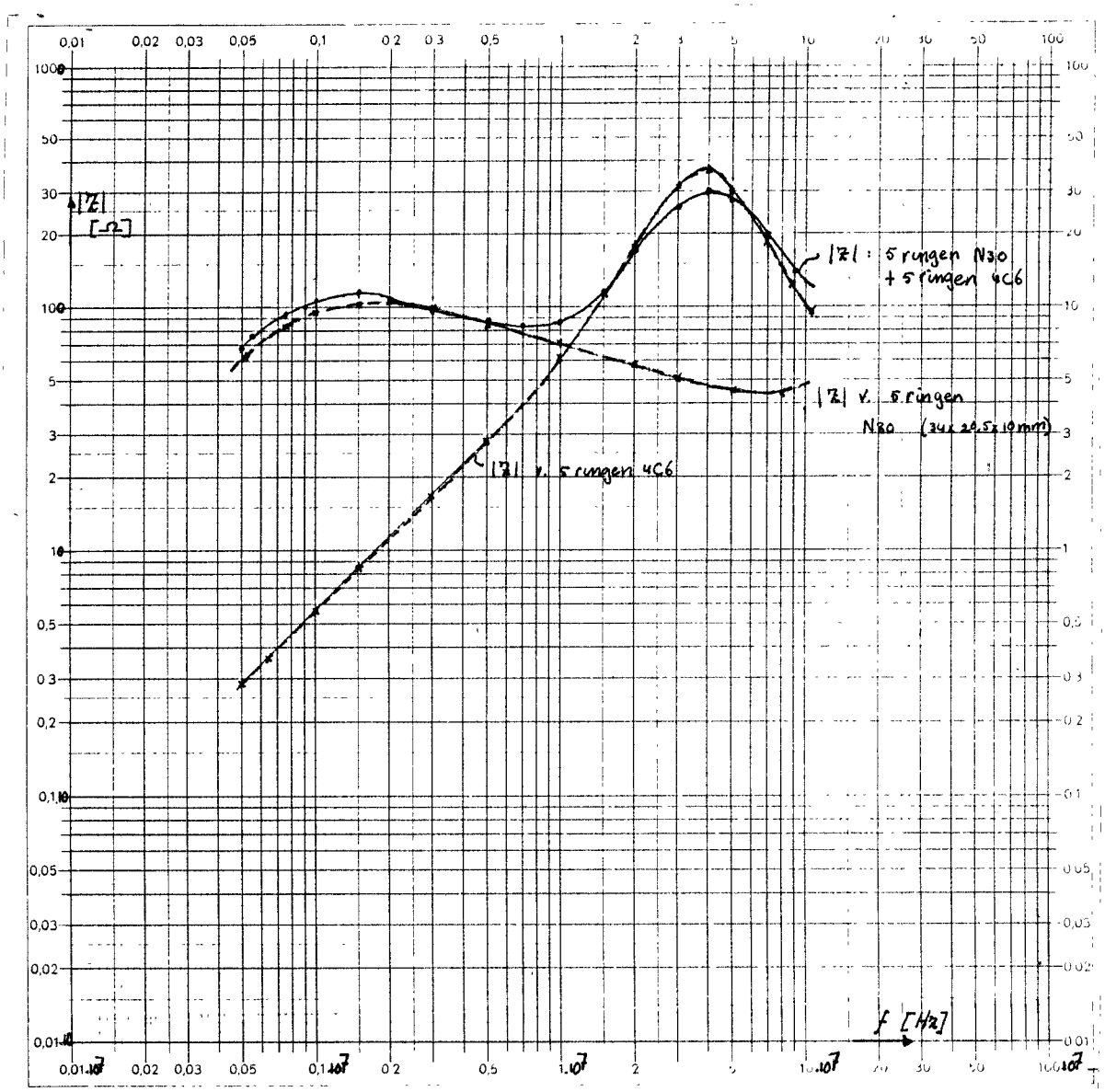
Het meetsysteem



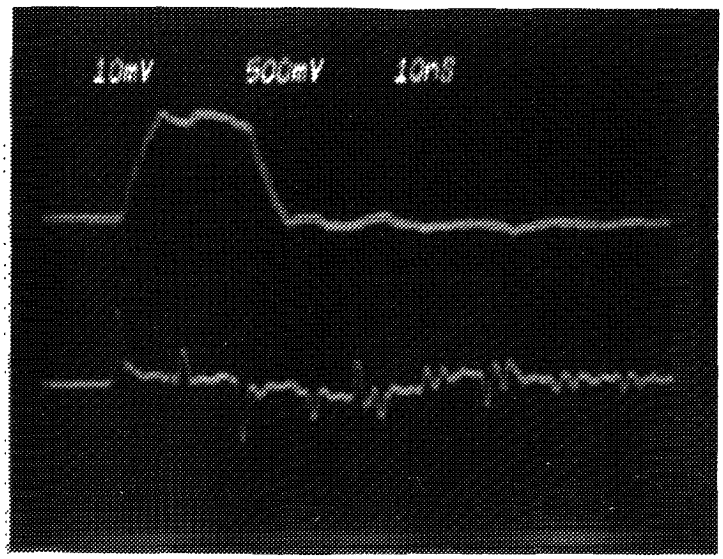
Bijlage 4: Impedantie van het ferriet N30 (Siemens)



Bijlage 5: Impedantie van N30 en 4C6 (Philips) samen

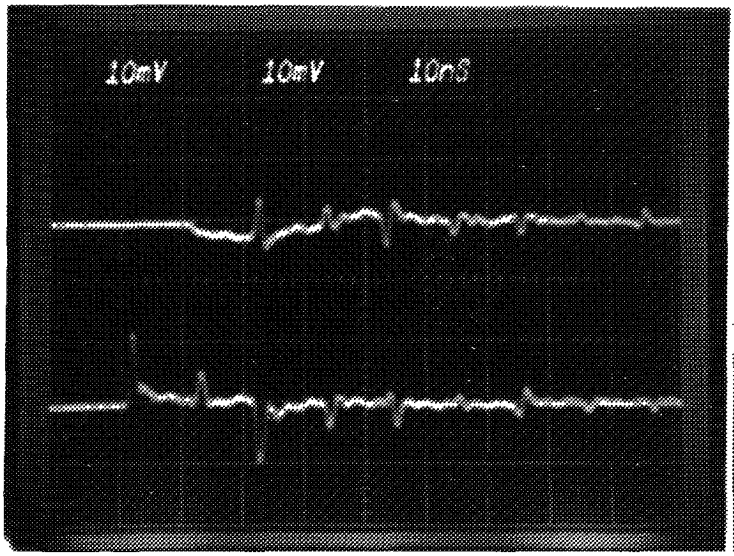


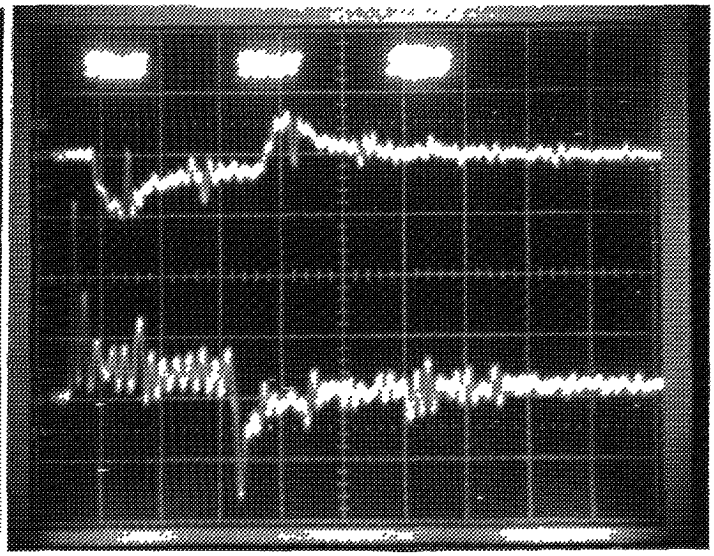
Bijlage 6: Gemeten spanningen



RG214, Vdc=187 V, 20 dB verzwakking bij stroommeting.
I(t), V(L,t)

32 ohm serieweerstand.

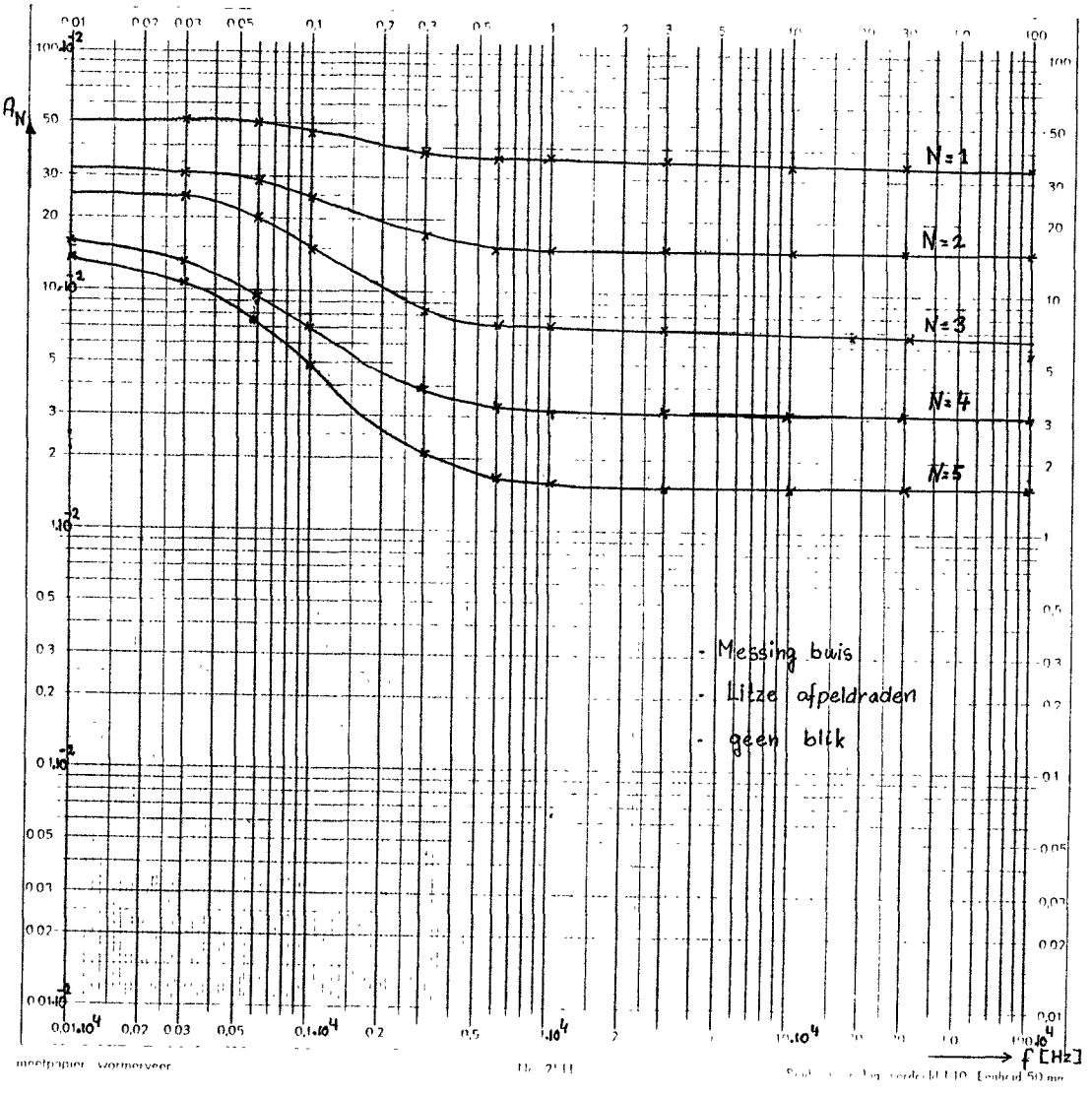
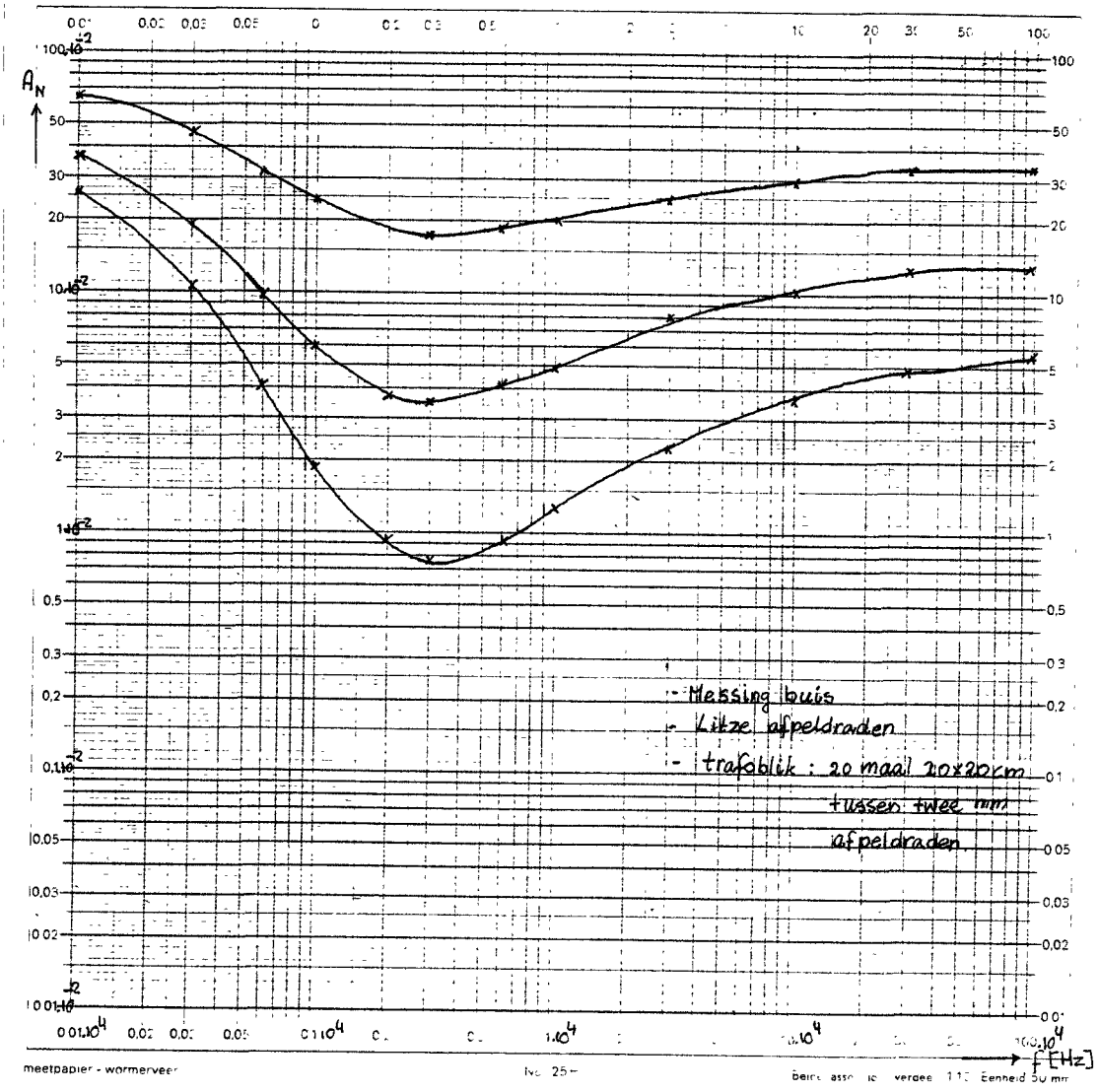




signalen aan kabeluiteinden, Vdc=187 V, met serieweerstand.
V(0,t) en V(L,t).

25 maal versterking

Bijlage 7: Stroomverzwakking A_N zonder blik



Bijlage 8: Stroomverzwakking A_N met blik