

Meten van partiële ontladingen in turbogeneratoren tijdens bedrijf

Citation for published version (APA):

van Tilburg, J. J. A., & Pemen, G. (1993). *Meten van partiële ontladingen in turbogeneratoren tijdens bedrijf*. Technische Universiteit Eindhoven.

Document status and date:

Gepubliceerd: 01/12/1993

Document Version:

Uitgevers PDF, ook bekend als Version of Record

Please check the document version of this publication:

- A submitted manuscript is the version of the article upon submission and before peer-review. There can be important differences between the submitted version and the official published version of record. People interested in the research are advised to contact the author for the final version of the publication, or visit the DOI to the publisher's website.
- The final author version and the galley proof are versions of the publication after peer review.
- The final published version features the final layout of the paper including the volume, issue and page numbers.

[Link to publication](#)

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
- You may freely distribute the URL identifying the publication in the public portal.

If the publication is distributed under the terms of Article 25fa of the Dutch Copyright Act, indicated by the "Taverne" license above, please follow below link for the End User Agreement:

www.tue.nl/taverne

Take down policy

If you believe that this document breaches copyright please contact us at:

openaccess@tue.nl

providing details and we will investigate your claim.

FACULTEIT ELEKTROTECHNIEK

Vakgroep Hoogspanningstechniek en
Electromagnetic Compatibiliy (EHC)

**Metten van partiële ontladingen in
turbogeneratoren tijdens bedrijf.**

door: J.J.A. van Tilburg
EH.93.A.136

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

Afstudeerwerk verricht o.l.v.:

Ing. A.J.M. Pemen

december 1993

TECHNISCHE UNIVERSITEIT EINDHOVEN

VOORWOORD

Mijn afstudeeropdracht heb ik voldaan bij de vakgroep EHC van de faculteit elektrotechniek aan de Technische Universiteit Eindhoven (TUE).

EHC staat voor Hoogspanningstechniek en Electromagnetic Compatibility. De vakgroep heeft op dit moment 21 medewerkers en een aantal stagiaires en afstudeerders van de MTS, HTS en TUE. De vakgroep EHC heeft een uitgebreid onderzoekprogramma. Het volledige onderzoekprogramma van de vakgroep EHC vindt U in bijlage 1. De hoofdonderwerpen zijn:

- * Verschijnselen voorafgaand aan doorslag
- * Meettechnieken
- * Toepassingen van gasontladingen
- * Vacuüm isolatie in satellieten
- * Electromagnetic Compatibility

Een van de onderwerpen in het onderzoekprogramma 'Verschijnselen voorafgaand aan doorslag' is het ontwikkelen van een meetsysteem om de partiële doorslag in turbogeneratoren te meten tijdens bedrijf. Dit onderzoek, dat in samenwerking met de Nederlandse elektriciteitsbedrijven en de KEMA gebeurt, is het promotie onderzoek van ing. A.J.M. Pemen.

Het belangrijkste gedeelte van mijn afstudeeropdracht is de sensor ontwikkeling voor eenheid 9 van de Amercentrale te Geertruidenberg.

Ik wil hierbij iedereen van de vakgroep EHC bedanken voor de goede samenwerking. Een speciaal woord van dank gaat uit naar mijn coach ing. A.J.M. Pemen voor de goede begeleiding en aan mijn afstudeerleraar ir. F. Boon van de HTS breda.

SAMENVATTING

De vakgroep EHC van de Technische Universiteit Eindhoven en de N.V. KEMA zijn bezig met een onderzoek naar een on-line meetsysteem van partiële ontladingen in turbo generatoren. Dit onderzoek wordt verricht in opdracht van de vier elektriciteits producenten EPON, EPZ, EZH en UNA.

Mijn afstudeerwerk bestond uit de volgende deelopdrachten:

- * Verlagen van de parasitaire capaciteit van een meetlus.
- * Maken van een fase detectie voor de referentiebron.
- * Meten in Hemweg 6 en verwerken van de meetresultaten.
- * Sensor ontwikkeling voor Amer 9.

De bandbreedte van een meetlus, die als sensor voor ontladingsmeting wordt gebruikt, was te laag. Dit komt vooral door de parasitaire capaciteit tussen de meetlus en de afscherming. Ik heb de meetlus zodanig aangepast dat de parasitaire capaciteit nagenoeg geen invloed meer heeft. Hierdoor is de bandbreedte toegenomen.

Er wordt in het meetsysteem gebruik gemaakt van een referentiebron. Deze bron maakt van de 50Hz sinusspanning een 25Hz zaagtand. Hierdoor kan men bepalen op welk tijdstip van de sinus de partiële ontlading plaats vond. De werking van de referentiebron is echter afhankelijk van de manier waarop de stekker van het netsnoer in een wcd wordt geplaatst. Dit probleem heb ik opgelost door een fase detectie te maken die automatisch omschakelt zodat de fase op de goede plaats zit.

We hebben in de eenheid 6 van de Hemwegcentrale te Amsterdam een eerste partiële ontladings meting gedaan m.b.v. capacitieve sensoren. De meting had als doel het controleren van de juiste werking van deze sensoren. De sensoren werken zeer goed. De gevoeligheid is zeer hoog en de berekende bandbreedte wordt gehaald.

Het belangrijkste gedeelte van mijn afstudeeropdracht was het ontwikkelen van sensoren voor ontladingsmetingen aan eenheid 9 van de Amercentrale te Geertruidenberg. We willen hier gaan meten met Rogowskispoelen aan de aansluitklemmen van de generator. Deze spoelen meten de hoofdfrequente stromen door deze klemmen. Een eenwindings-Rogowskispoel heeft een zeer hoge bandbreedte (> 200 MHz). De gevoeligheid van de eenwindings-Rogowskispoel is zeer laag. Om deze reden zijn we gaan zoeken naar een meerwindings-Rogowskispoel die een hogere gevoeligheid heeft. Een meerwindings-Rogowski spoel gewikkeld met een bandkabel of koperfolie strip bleek inderdaad een hoge gevoeligheid te hebben maar een te lage bandbreedte. Daarom hebben we een gesegmenteerde meerwindings-Rogowskispoel gemaakt die bestaat uit 4 spoelen met 3 windingen. Deze spoelen bestrijken elk $1/4$ van de omtrek van de Rogowski-spoel. Met elk van de vier spoelen halen we een goede gevoeligheid ($M = 11,8$ nH) en een bandbreedte van 67 MHz. Dit is een goed resultaat. Er zal echter nog een elektronische schakeling ontwikkeld moeten worden die de signalen van de 4 spoelen op kan tellen.

INHOUDSOPGAVE

VOORWOORD	1
SAMENVATTING	2
INHOUDSOPGAVE	3
1. INLEIDING	5
1.1 Algemeen	5
1.2 Doel van het onderzoek	6
1.3 Doel van mijn afstudeeropdracht	6
2. ALGEMEEN	8
2.1 Partiële doorslag	8
2.2 Interne ontladingen	9
2.3 Opbouw van de stator van een turbogenerator	11
2.4 Partiële ontladingen in de stator	13
2.4.1 Ontlading in mica isolatieband	13
2.4.2 Ontladingen in de halfgeleidende laag	14
2.4.3 Ontladingen aan uiteinden van geleiders	14
2.4.4 Breuk in deelgeleider	15
3. METEN VAN PARTIËLE ONTLADING	16
3.1 Mogelijkheden om een partiële ontlading te meten	16
3.2 Metingen aan testobjecten	16
4. METEN PARTIËLE ONTLADING IN DE STATOR TIJDENS BEDRIJF	18
4.1 Huidige isolatiemetingen aan de stator van stilstaande turbogeneratoren	18
4.2 Verloop van een partiële ontlading	19
4.3 Het railkokersysteem	21
4.4 De sensoren	22
4.5 De meetlus	24
4.6 De Rogowskispoel	26
4.7 De BALUN	29
4.8 De capacitieve sensor	30
4.9 Meetopstelling eenheid Hemweg 6	31
4.10 Het hoogdoorlaatfilter	32
4.11 De referentiebron	33
5. MAKEN FASEDETECTIE VOOR REFERENTIEBRON	36
5.1 Waarom fasedetectie ?	36
5.2 Opbouw van de fasedetectie	37
5.3 Berekeningen en specificaties	37
5.4 Werking van de fasedetectie	38

6. VERGROTEN BANDBREEDTE VAN MEETLUS	40
6.1 Verlagen van parasitaire capaciteit	40
6.2 Afleiden formules voor capaciteit, zelfinductie en weerstand	41
6.3 Meting met network analyser	43
6.4 Vinden van een optimale breedte van de strip	44
7. METINGEN IN DE HEMWEG 6 TE AMSTERDAM	46
7.1 Meting aan capacitieve sensoren in Hemweg 6 te Amsterdam	46
7.1.1 De capacitieve sensor	46
7.1.2 Meetbeschrijving	48
7.1.3 Afstanden en looptijden	49
7.1.4 Berekenen van de looptijden	50
7.1.5 Bepalen looptijden uit metingen	51
7.1.6 Verwerken van de meetresultaten	52
7.1.7 De meetresultaten met 50Hz filter	53
7.1.7.1 Metingen om looptijden te bepalen	53
7.1.7.2 Metingen om de overspraak te bepalen	55
7.1.7.3 Vergelijking signaal van capacitieve sensor en Rogowskispoel	57
7.1.8 Berekenen klemspanning generator uit 50Hz signaal	59
7.1.9 De 50 Hz meetresultaten	60
7.1.10 Spectrale inhoud	62
7.1.11 Demping van het signaal door het railkokersysteem	63
7.1.12 Reflectie op de step-up transformator	63
7.1.13 Conclusie	65
7.2 Injectiemeting om looptijd te bepalen tussen EMC kast en BALUN	66
7.2.1 Meetbeschrijving	66
7.2.2 Bepalen van de looptijd uit de meting	67
7.2.3 De meting	67
7.3 Berekenen looptijden tussen sensor G en R	68
8. SENSOR ONTWIKKELING VOOR AMER 9	71
8.1 Inleiding	71
8.2 Keuze en plaats van de sensoren	72
8.3 Toepasbare Rogowskispoelen	73
8.4 Manieren om de gevoeligheid M te verhogen	76
8.4.1 Vergroten M door aantal windingen N te verhogen	76
8.4.2 Vergroten M door de permeabiliteit μ te verhogen	77
8.5 Berekenen M en L	77
8.6 Meten van de zelfinductie L	79
8.6.1 Meten L met eenheidsstap responsie	79
8.6.2 Meten L door Z_m te bepalen met network analyser	82
8.7 Meten van de Mutuele inductie M	84
8.8 De gesegmenteerde meerwindings-Rogowskispoel	87
8.9 Meten m.b.v. s-parameters	88
8.10 Conclusie	90
9. CONCLUSIES	91
LITERATUURLIJST	92

1. INLEIDING

1.1 Algemeen

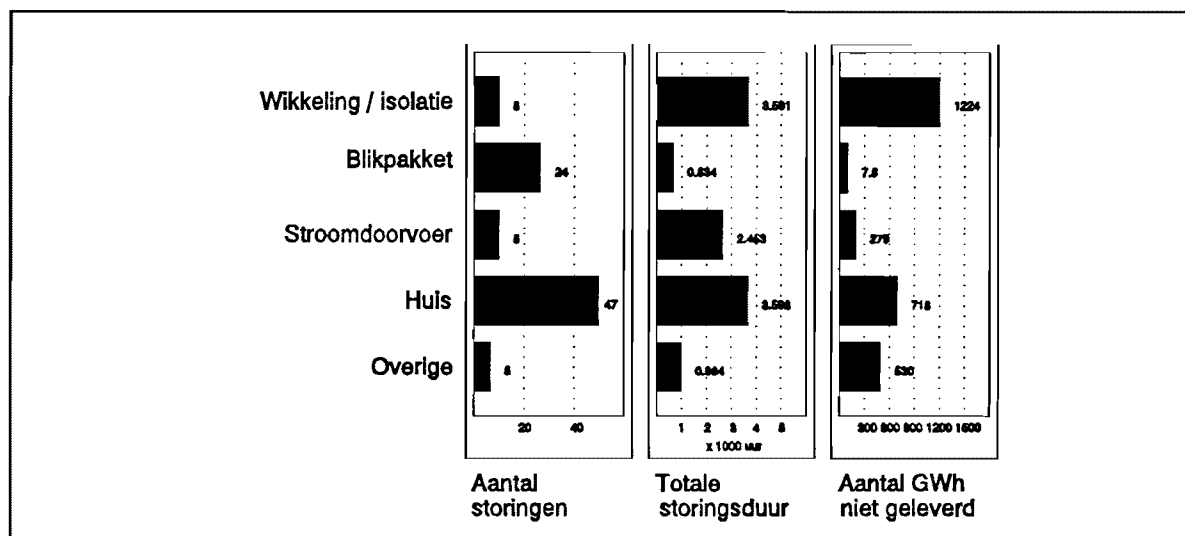
Elektriciteit wordt geproduceerd door turbogeneratoren. Deze turbogeneratoren staan opgesteld in de centrales van de Nederlandse elektriciteits producenten: EPZ, EZH, UNA en EPON. Elk van deze vier regionale elektriciteits-produktiebedrijven bezitten meerdere centrales met in die centrales meerdere eenheden. Een eenheid is een turbogenerator met turbine en een stoomopwekker.

De elektriciteitsproductie in Nederland wordt gecoördineerd door de SEP (N.V. Samenwerkende Elektriciteits-Produktiebedrijven). De elektriciteitsvraag is nooit constant. De SEP bepaalt hoeveel vermogen er opgewekt moet worden en met welke eenheden dit gedaan moet worden. De keuze van eenheid hangt af van 3 hoofdfactoren:

- * Diversificatie (niet afhankelijk zijn van een brandstof)
- * Milieubelasting (rendement en uitstoot van eenheid)
- * Brandstofprijs

De elektriciteitsproducent staat garant voor zijn eenheden. Er zijn contracten met de SEP gemaakt waarin aangegeven staat hoeveel uren dat een eenheid elektriciteit moet produceren zonder storingen. Als zo'n eenheid door een of andere reden toch uit bedrijf gaat, dan moet elders extra elektriciteit geproduceerd worden. De elektriciteitsproducent moet dan een boete betalen aan de SEP die, afhankelijk van het vermogen en het type brandstof, op kan lopen tot 1 miljoen gulden per etmaal.

Uit een storingsanalyse, uitgevoerd door A.J.M. Pemen [ref 2], blijkt dat de statorwikkeling voor het hoogste aantal niet geleverde GWh verantwoordelijk is, nl 1224 GWh, waarover een boete betaald moet worden aan de SEP. Zie hiervoor bijlage 2 en figuur 1.1. Verder blijkt uit dit onderzoek dat van de stator de wikkeling en de isolatie voor de langste uitval zorgen.



Figuur 1.1: Storingsanalyse stator

Een van de belangrijkste criteria voor de betrouwbaarheid van een turbogenerator is dus de toestand van het isolatiemateriaal van de stator. Uit onderzoek is gebleken dat de partiële ontladingen in de stator een goede maat vormen voor de kwaliteit van het isolatiemateriaal.

Partiële ontladingen zijn gedeeltelijke doorslagen in een vaste stof, vloeistof of gas, b.v. door een holte of vervuiling in het gebruikte isolatiemateriaal. Partiële ontladingen zijn niet meteen fataal, maar ze kunnen de veroudering van het isolatiemateriaal versnellen. Dit kan leiden tot een volledige doorslag, wat fataal is voor de generator. Nog erger is dat de generator uit bedrijf moet, en er zal een boete betaald moeten worden aan de SEP.

Om dit alles te voorkomen gaan generatoren op van te voren bepaalde tijdstippen (elke 5 tot 7 jaar) in de revisie. De generator wordt dan geïnspecteerd en verschillende onderdelen worden getest en indien nodig vervangen. Een van die testen is het doormeten van de stator om de toestand van het isolatiemateriaal te beoordelen. Deze metingen zijn echter niet helemaal representatief. Dit omdat de generator niet in bedrijf is. De nominale stroom loopt niet door de statorstaven, de nominale krachten treden niet op, de stator trilt niet en is niet zo warm als in de bedrijfstoestand.

Om deze redenen is er op de TU Eindhoven i.s.m. de N.V. KEMA een onderzoek gestart naar een on-line meetsysteem, d.w.z. een meetsysteem dat de toestand van de statorisolatie continu kan meten als de generator in bedrijf is. Zo kunnen eventuele isolatiefouten in een vroeg stadium gedetecteerd worden en kan de generator in overleg met de SEP op een later tijdstip stil gelegd worden. De generator loopt zo geen schade op door een volledige doorslag en de elektriciteits producent hoeft minder boete te betalen aan de SEP.

Voor het onderzoek hebben de gezamenlijke elektriciteitsproducenten een eenheid beschikbaar gesteld. Dit is eenheid 6 van de Hemwegcentrale te Amsterdam. Deze turbogenerator heeft een vermogen van 125 MW en behoort tot de N.V. U.N.A. Ook bij de KEMA in Arnhem staat een stator van een generator waaraan metingen verricht kunnen worden.

1.2 Doel van het onderzoek

Doel van het onderzoek is een meetsysteem te ontwikkelen dat in de bedrijfstoestand de partiële ontladingen in de stator kan bepalen, alsmede om wat voor type ontlading het gaat en op welke plaats in de stator deze opgetreden is.

1.3 Doel van mijn afstudeeropdracht

In het kader van mijn afstudeeropdracht heb ik een aantal deelopdrachten binnen het promotie onderzoek van A.J.M. Pemen.

Deze opdrachten zijn:

- * Verlagen van de parasitaire capaciteit van de meetlus, zie hoofdstuk 6.
- * Maken van een fase detectie voor de referentiebron, zie hoofdstuk 5.
- * Meten in Hemweg 6 en verwerken van de meetresultaten, zie hoofdstuk 7.
- * Sensor ontwikkeling voor Amer 9, zie hoofdstuk 8.

Het grootste deel van mijn afstudeeropdracht zal gaan naar het ontwikkelen van een sensor voor partiële ontladingsmeting aan eenheid 9 van de Amercentrale te Geertruidenberg. Dit is een nieuwe centrale van 600 MW gestookt op kolen. Bij het beproeven van deze generator waren er problemen met de soldeerverbindingen van de wikkelkoppen. Deze zijn toen opnieuw gesoldeerd. Men wil nu weten of de statorisolatie hier iets mee geleden heeft.

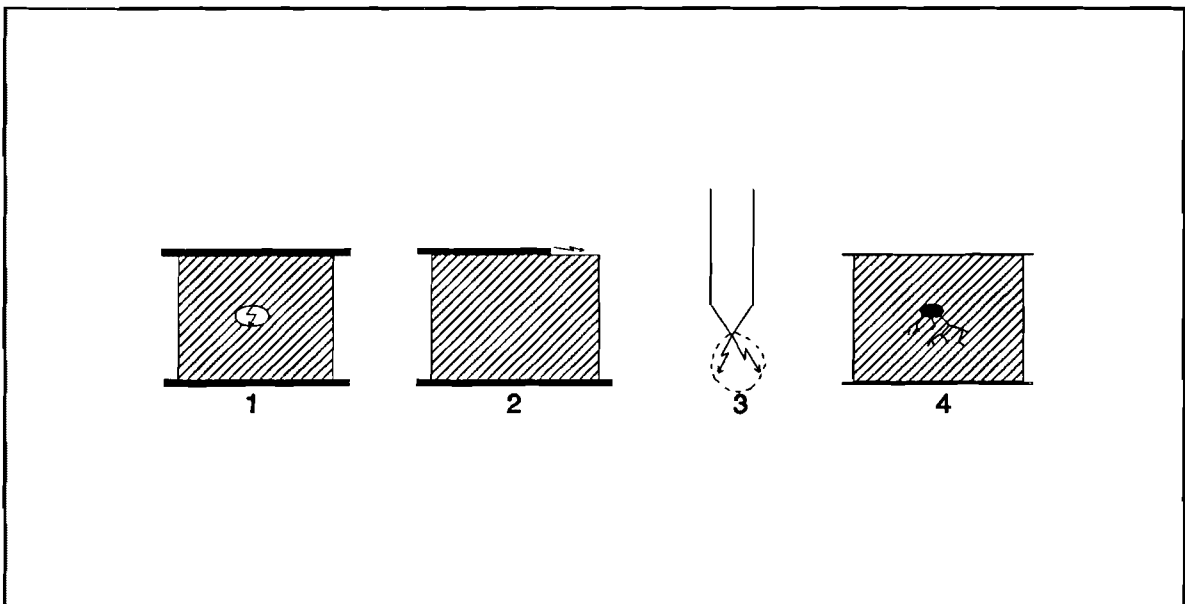
2. ALGEMEEN

2.1 Partiële doorslag

Een partiële doorslag treedt op als ergens in een materiaal de veldsterkte hoger is dan de doorslagveldsterkte. Op deze plaats treedt dan een lokale doorslag op. We onderscheiden de volgende vier soorten van partiële ontladingen:

1. Interne partiële ontlading
2. Oppervlakte ontlading
3. Corona ontlading
4. Ontladingen in z.g.n. 'electrical trees'

Deze vier soorten van ontlading staan weergegeven in figuur 2.1.



Figuur 2.1: Soorten partiële ontladingen

Dat partiële ontladingen de levensduur van een isolatiemateriaal verkorten is al lang bekend. Bij elke ontlading botsen elektronen en ionen met een hoge snelheid tegen het isolatiemateriaal. De energie, die bij de botsing vrijkomt, veroorzaakt chemische reacties van allerlei typen. Het verouderingsproces hangt sterk af van het materiaal en de toepassing. Corona ontladingen in de lucht rond een hoogspanningslijn hebben nagenoeg geen invloed op de levensduur van die hoogspanningslijn. Partiële doorslagen in een diëlectricum zoals P.E. kunnen een volledige doorslag veroorzaken in slechts enkele dagen. Er zal echter nog veel onderzoek verricht moeten worden om iets te kunnen zeggen over het verouderingsproces van het isolatiemateriaal in de stator van een turbogenerator ten gevolge van partiële ontladingen.

Interne ontladingen (fig. 2.1-1) komen voor in vaste stoffen waarin holtes of vervuilingen voorkomen.

Deze vervuilingen en holtes zijn bij het productieproces in het isolatiemateriaal geslopen. Na verloop van tijd kunnen er door veroudering meer holtes in het isolatiemateriaal ontstaan. Dit door de mechanische en thermische belasting van de generator. Deze veroudering en de veroudering door de partiële ontladingen zelf kunnen na verloop van tijd leiden tot 'electrical trees' (fig 2.1-4). Deze leiden tot volledige doorslag.

Oppervlakte ontladingen (fig. 2.1-2) vinden we bij inperfecte grensvlakken. Voorbeelden hiervan zijn:

- * Luchtspleten tussen isolatie en geleiders
- * Onderbrekingen in isolatie
- * Oppervlakte oneffenheden in elektrodes
- * Bij knikken in elektrodes

In sterk inhomogene velden kunnen corona ontladingen (fig. 2.1-3) ontstaan. Hier slaat een gas rond een geleider voor een klein deel door.

We zullen nu de belangrijkste van de partiële ontladingen even wat beter gaan bekijken nl. de Interne ontlading.

2.2 Interne ontladingen

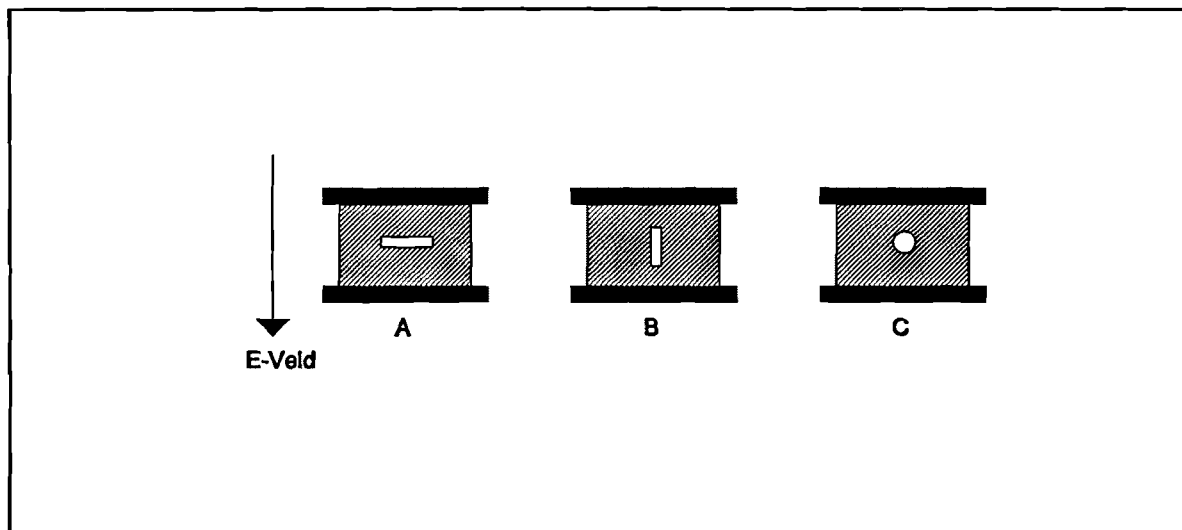
Interne ontladingen komen voor in holtes en vervuilingen in een isolatiemateriaal en in ruimtes tussen elektroden en isolatiemateriaal. Deze holtes ontstaan tijdens het productieproces. De ruimtes tussen de elektrodes en isolator ontstaan bij het uitharden van het isolatiemateriaal waarbij dit materiaal iets krimpt. Deze holtes zijn meestal gevuld met een gas of vloeistof met een lagere doorslagspanning dan het isolatiemateriaal. Daarbij komt nog dat de permittiviteit van het gas of vloeistof lager is dan die van het isolatiemateriaal. Hierdoor treedt er veldversterking op en kunnen er bij nominale belasting van het isolatiemateriaal plaatselijk hogere spanningen dan de doorslagspanning over de gas of vloeistof gevulde ruimte komen te staan. Gevolg: partiële doorslag.

De vorm van zo'n met gas of vloeistof gevulde ruimte is zeer belangrijk. In figuur 2.2 staan enige voorbeelden gegeven. Een schijfvormige holte zoals in figuur 2.2-A ligt loodrecht op het E-veld. Voor een kleine diameter van de holte geldt voor de veldversterking bij benadering [ref 1]:

$$E_{holte} = \frac{\epsilon_{isolatie}}{\epsilon_{holte}} \cdot E_{isolatie}$$

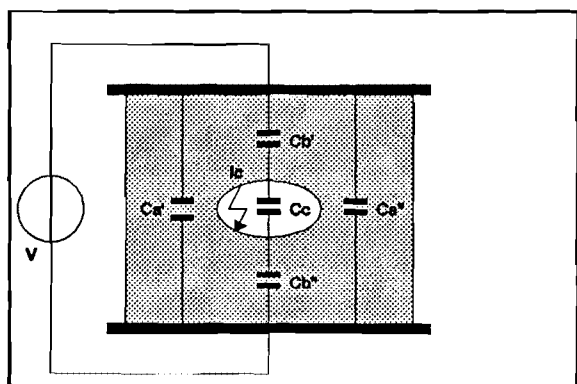
Voor de schijfvormige holte zoals in figuur 2.2-B geldt dat, voor een kleine diameter, bijna geen veldlijnen gesneden worden en er dus nagenoeg geen veldversterking optreedt. De laatste holte komt het meeste voor. Dit is de bolvormige holte, zie figuur 2.2-C. Als deze holte gevuld is met een gas dan geldt voor de veldversterking [ref. 1]:

$$E_{holte} = 1,5 \cdot E_{isolatie}$$



Figuur 2.2: Veldversterking in een holte

We kunnen voor zo'n holte een elektrisch vervangingschema opstellen. We bekijken hiervoor figuur 2.3. Hierin is een isolator getekend met een holte daarin. De isolator is aangesloten op een spanningsbron V . Links en rechts van de holte vinden we langs beide zijden een capaciteit voor het isolatiemateriaal van geleider tot geleider. Deze vervangen we door condensator Ca' en Ca'' . Boven en onder de holte vinden we een capaciteit voor het isolatiemateriaal van geleider tot holte. Deze vervangen we door Cb' en Cb'' . De capaciteit van de holte zelf vervangen we door Cc .



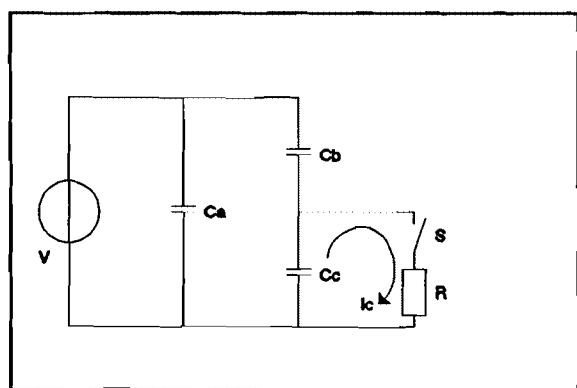
Figuur 2.3: Capaciteiten

De capaciteit Ca' en Ca'' staan parallel. We kunnen deze dus optellen:

$$Ca = Ca' + Ca''$$

De condensatoren Cb' en Cb'' staan in serie. Ook deze kunnen we samenvoegen:

$$C = \frac{Cb' \cdot Cb''}{Cb' + Cb''}$$



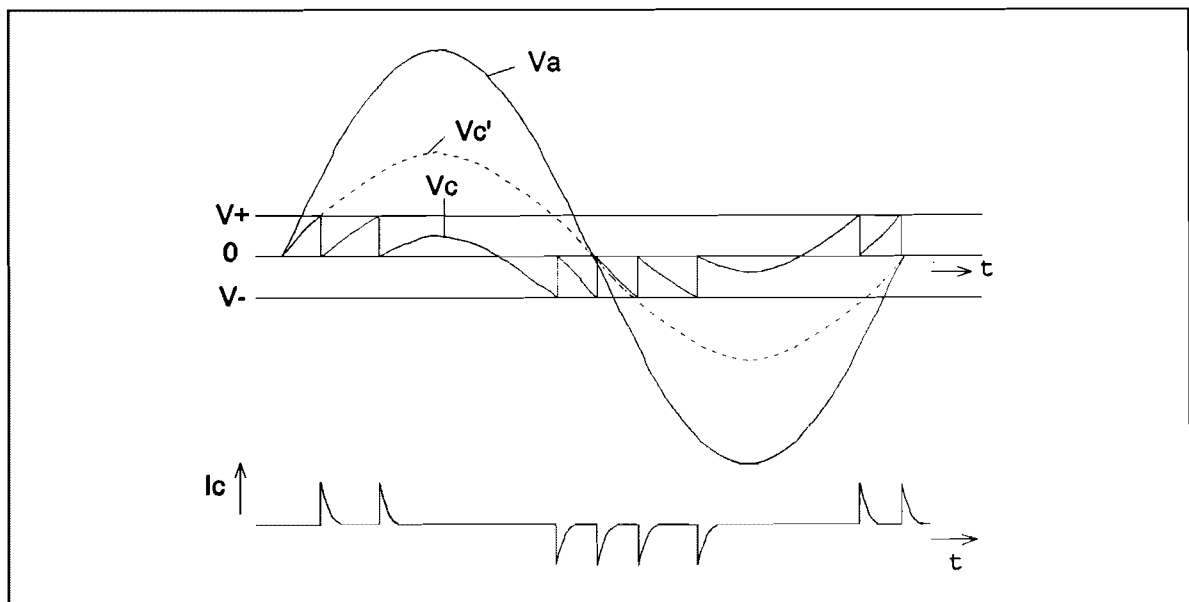
Figuur 2.4: Vervangingschema

We komen dan tot het elektrische vervangingschema zoals in figuur 2.4. In de orde van grootte geldt voor de condensatoren:

$$Ca \gg Cc \gg Cb$$

De schakelaar S en de weerstand R stellen de partiële doorslag voor. Als de spanning over C_c een maximale waarde bereikt dan wordt de schakelaar S even gesloten en dan kan de partiële ontlading I_c lopen. De weerstand R zorgt voor de begrenzing van I_c . De partiële ontlading I_c heeft een vorm zoals een dirac-puls. Deze diracpuls kan in de praktijk niet direct gemeten worden.

Als we een sinusvormige spanning V_a aansluiten op deze schakeling dan, zal de spanning over de holte, ofwel condensator C_c zich opbouwen. Er geldt immers $\Delta Q = C \cdot \Delta V$. In de stijgende flank van de sinusspanning wordt een spanning V_c opgebouwd over de holte. Als deze spanning de doorslag spanning V_+ bereikt, dan zal er een partiële ontlading plaatsvinden in de holte. Hierdoor wordt de lading Q weer nul en dus ook de spanning over de holte weer nul. De spanning bouwt zich nu weer op tot V_+ , enz. Er kunnen zich verschillende ontladingen voordoen gedurende de stijgende flank van de sinus. Bij de dalende flank gebeurt het zelfde alleen nu bij de doorslagspanning V_- . Zie figuur 2.5, hierin staat zowel de stroom I_c als de spanning V_c weergegeven. De spanning V_c' is de spanning die normaal over de holte zou komen te staan indien er geen ontladingen zouden optreden.

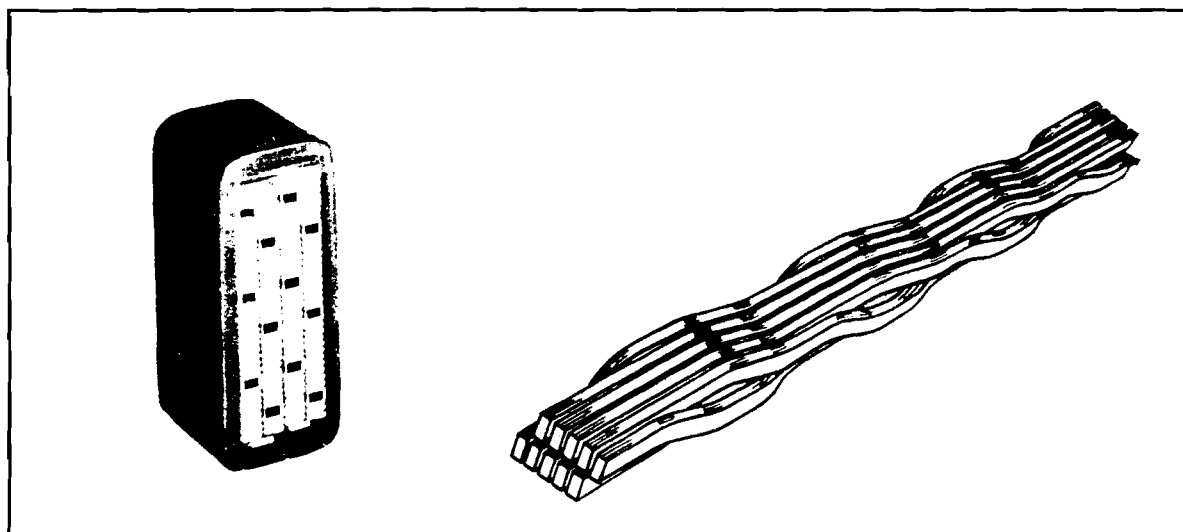


Figuur 2.5: Plaats van ontlading op sinusspanning

2.3 Opbouw van de stator van een turbogenerator

Het ijzer van de stator zorgt voor een weg voor de magnetische flux en heeft groeven waar de statorgeleiders in gemonteerd worden. Het veld dat door het statorijzer loopt is roterend en verandert snel van grootte. Dit zorgt voor grote wervelstroomverliezen. Om deze verliezen zo veel mogelijk te onderdrukken is de stator gelamelleerd uitgevoerd. De stator is opgebouwd uit lamellen met een hoge permeabiliteit en lage weerstand. De platen worden geverfd met een isolerende lak en daarna op elkaar gestapeld. Een frame drukt de platen stevig tegen elkaar.

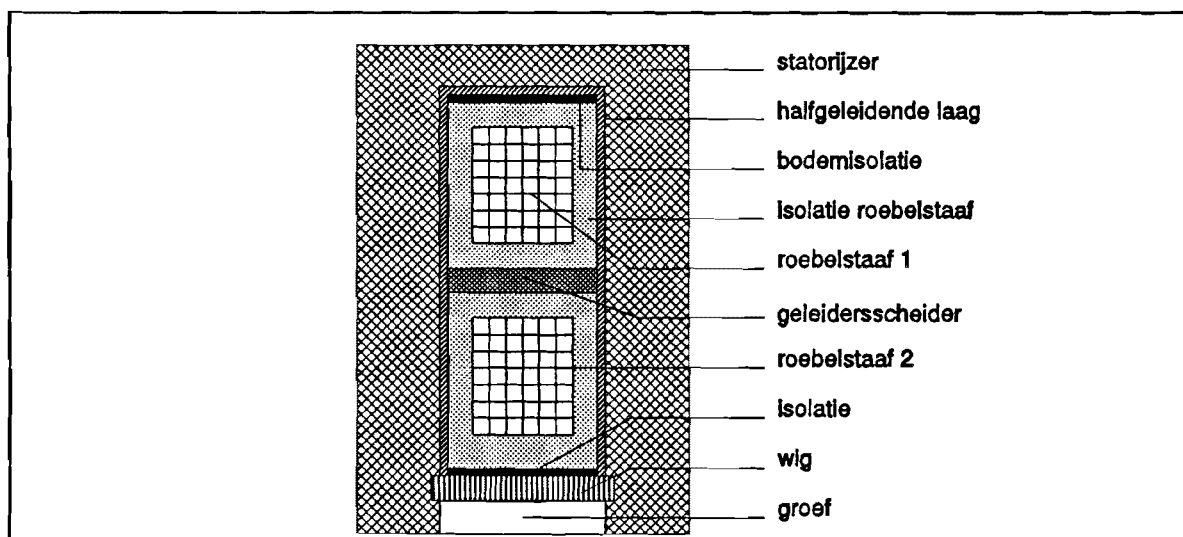
De uitgangspanning van de generator wordt geïnduceerd in de statorstaven. Deze staven zijn uitgevoerd als Roebel staven.



Figuur 2.6: De Roebelstaaf

Elke Roebelstaaf is opgebouwd uit subgeleiders. Deze geleiders kunnen massief of buisvormig zijn, om te dienen als koelkanaal. Al deze subgeleiders worden van elkaar geïsoleerd met een laagje epoxyhars. Hierdoor worden wervelstroomverliezen zoveel mogelijk beperkt. De subgeleiders doorlopen elke laag in de hoogte en ook in de breedte. Zo wordt in elke subgeleider dezelfde spanning geïnduceerd en gaat dus ook door elke subgeleider dezelfde stroom lopen. Zie figuur 2.6. [Ref 11]

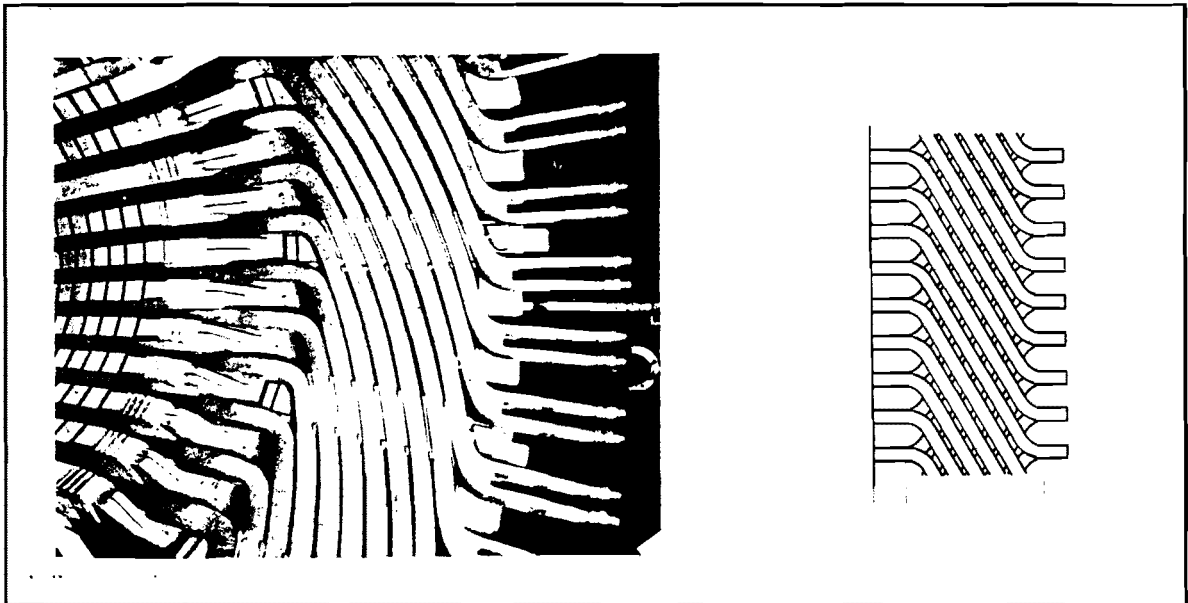
De volledige Roebelstaaf wordt dan omwikkeld met een micaband en geïmpregneerd in een kunsthars. De groeven in de stator, waar de geleiders (Roebel staven) in komen te liggen, worden eerst gelakt met een halfgeleidende verf. Deze halfgeleidende laag zorgt ervoor dat er geen doorslagen optreden in eventuele luchtspleten tussen de Roebelstaaf en het statorijzer. De halfgeleidende laag geeft het statorijzer hetzelfde potentiaal als de spanning op de isolatie van de geleider. Zo komt er geen spanningsverschil en dus ook geen partiële ontlading.



Figuur 2.7: Twee laags winding in statorgroef

De meeste generatoren worden uitgevoerd met een twee laags wikkeling. Dit wil zeggen dat er twee staven in een groef komen te liggen. De groef wordt afgesloten met een wig zodat de staven stevig liggen verankerd in het statorijzer. Zie figuur 2.7. [Ref 11]

De uiteinden van de staven worden aan elkaar bevestigd en zo ontstaat de stator wikkeling. Dit gebeurt in de wikkelkoppen van de turbogenerator. Zie figuur 2.8 [Ref 12]



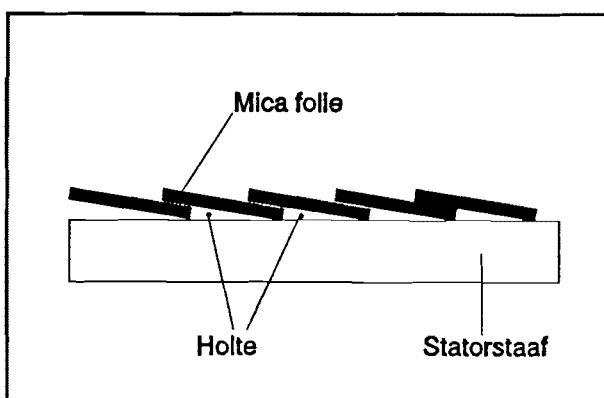
Figuur 2.8: De wikkelkop

2.4 Partiële ontladingen in de stator

De drie belangrijkste typen van partiële ontlading in een statorwikkeling zijn:

1. In de mica-isolatieband. (interne ontlading)
2. Over de halfgeleidende laag de z.g.n. groefontlading (interne ontlading)
3. Aan het uiteinde van de geleider. (oppervlakte of corona ontlading)
4. Breuken in subgeleiders

2.4.1 Ontlading in mica isolatieband

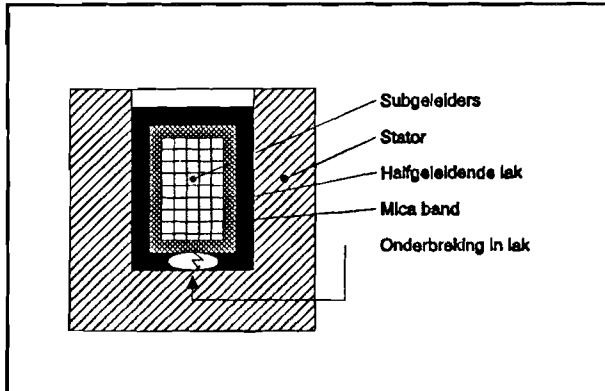


Figuur 2.9: Ontlading in staaf

Om de Roebelstaaf wordt een micaband gewikkeld. Dit wordt zo strak en nauwkeurig mogelijk gedaan. Ook wordt de Roebelstaaf nog volledig geïmpregneerd in kunsthar. Toch blijven er altijd holtes tussen de micaband en de geleider. Zie figuur 2.9. De ontladingen die in het mica voorkomen hebben een niveau van ongeveer $1nC$. Deze zijn niet direct schadelijk voor de stator. Op lange termijn hebben ze echter wel invloed op de levensduur van de generator.

Deze veroudering is vastgelegd in levensduurcurves die voortkomen uit de praktische ervaring van de fabrikant. De levensduur ligt tussen de 25 en 30 jaar.

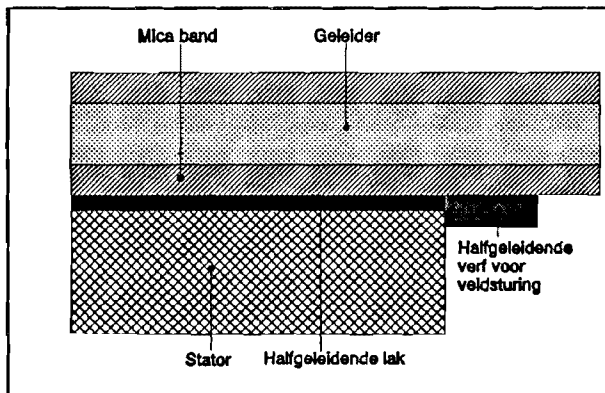
2.4.2 Ontladingen in de halfgeleidende laag



Figuur 2.10: Ontlading in groef

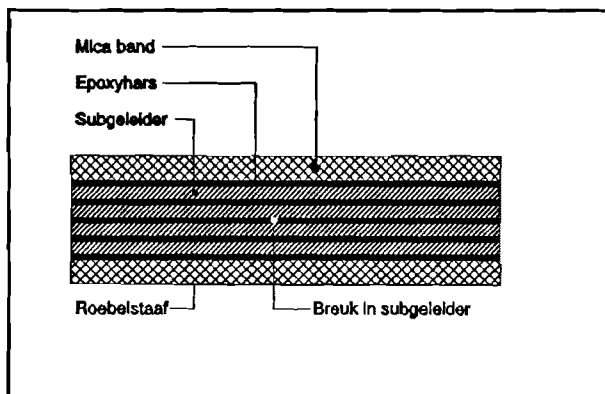
Tussen de Roebelstaaf en de stator zullen altijd holtes blijven door oppervlakte oneffenheden, zie figuur 2.10. Om partiële ontladingen in deze holtes te voorkomen heeft men een halfgeleidende lak tussen Roebelstaaf en de stator aangebracht. Deze maakt een sluiting tussen de Roebelstaaf en de stator zodat er nooit een spanningsval over een holte kan komen en dus ook geen ontlading. Ten gevolge van thermische, mechanische en elektrische invloeden kunnen er in deze laag breuken optreden. Dit gaat vooral snel als de geleiders niet goed vastgezet zijn in de groef. T.g.v. de grote Lorenz-krachten gaat de staaf trillen en vernietigt zo de halfgeleidende laag. Er ontstaan dan groefontladingen met niveaus van enkele honderden nC, dit leidt in korte tijd tot doorslag en dus grote schade.

2.4.3 Ontladingen aan uiteinden van geleiders



Figuur 2.11: Uiteinde geleider

In de wikkelkoppen komt de geleider uit de stator. Hier ontstaat een trippelpunt op de plaats waar lucht, geleider en stator samenkomen. Hier treedt veldversterking op die kan leiden tot ontladingen. Om dit te voorkomen heeft men aan het uiteinde van de geleider ook een halfgeleidende lak gesmeerd. Deze is veel hoogohmiger dan de halfgeleidende lak in de groeven. Zo wordt het veld gecontroleerd afgebouwd en treden er geen oppervlakte ontladingen op. Deze laag helpt ook voorkomen dat, door vervuiling van rondzwevende deeltjes er geen corona ontladingen optreden rond de geleider. Zie figuur 2.11



Figuur 2.12: Breuk in subgeleider

2.4.4 Breuk in deelgeleider

Als een statorgeleider niet goed vast ligt dan kan dit ook leiden tot het breken van een van de subgeleiders. Dit leidt tot een continue doorslag, in de vorm van vonken. Het zal in zo'n situatie ook niet lang duren voordat de naastliggende subgeleiders aangetast worden en er zal een volledige doorslag volgen. Dit is o.a. opgetreden in 1985 bij een 350 MW generator in de Waalhaven centrale in Rotterdam. Zie figuur 2.12.

3. METEN VAN PARTIËLE ONTLADING

Zoals eerder gezegd kan een ontlading niet direct gemeten worden. Hiervoor is een meetsysteem nodig met bijbehorende sensoren.

3.1 Mogelijkheden om een partiële ontlading te meten

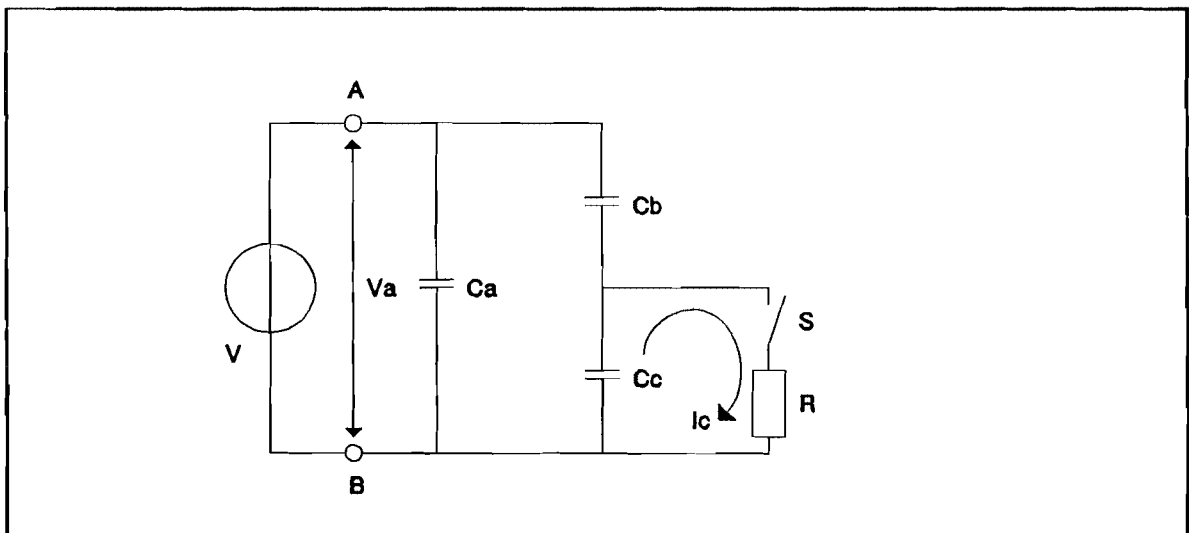
De detectie van een partiële ontlading is gebaseerd op de energieoverdracht die ontstaat gedurende de ontlading. Deze energieoverdracht gebeurt op verschillende manieren die alle detecteerbaar zijn:

- * Elektrische stroompulsjes
- * Diëlektrische verliezen
- * Elektromagnetische straling (licht)
- * Geluid (ruis)
- * Toenemende gasdruk
- * Chemische reacties

De meest toegepaste methode is de elektrische. Het doel van deze methode is het onderscheiden van een partiële ontlading en pulsen voortgebracht door andere oorzaken.

3.2 Metingen aan testobjecten

In paragraaf 2.2 hebben we het elektrische vervangingschema van een interne ontlading en een isolator afgeleid. Dit schema staat nog een keer weergegeven in fig 3.1.



Figuur 3.1: Vervangingschema ontlading in holte

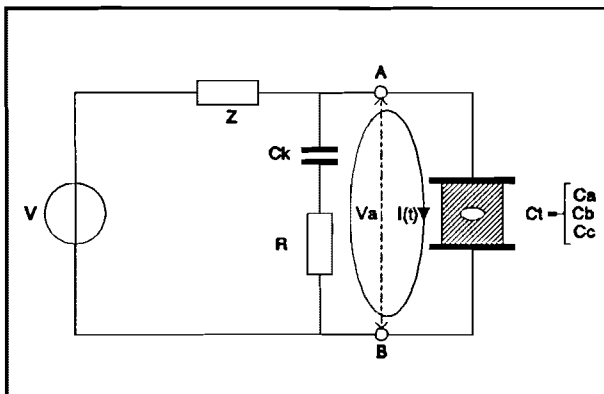
De spanning V laadt de condensator C_c op (spanning over holte). Als de spanning de doorslagspanning van het medium in de holte bereikt heeft, dan treedt er een ontlading op. Dit wordt gesimuleerd door de schakelaar S even te sluiten. De condensator C_c zal dan ontladen via een stroom $I_c(t)$. De weerstand R zorgt voor de begrenzing van $I_c(t)$. Er geldt:

$$\delta Q_c = C_c \cdot \delta V_c$$

De lading Q_c van de holte gaat dus verloren in het gehele systeem. Deze ladingverplaatsing veroorzaakt een spanningsverandering dV bij de aansluitpunten A en B. Als we deze spanningsverandering V_a noemen, dan kunnen we de spanningsval berekenen [Ref 3]:

$$\delta V_a = \frac{C_b}{C_a + C_b} \cdot \delta V_c$$

Deze spanningsval zegt niets over de lading δQ_c , maar is evenredig met $C_b \cdot \delta V_c$. De waarde van C_b is in de praktijk onbekend. De spanningsval δV_a kunnen we echter meten. Het is een negatieve spanningsstap met een stijgtijd, die afhankelijk is van de tijd dat I_c in stand blijft. De grootte van de spanningsverandering is zeer klein. δV ligt in de orde van grootte van 10^2 tot 10^3 , maar de verhouding C_b/C_a is echter zeer klein, nl kleiner dan 10^{-3} . De aangelegde spanning V ligt in de kilovolten. Dit maakt het meten van de spanningsverandering dus moeilijk. Detectiesystemen maken om deze reden gebruik van een koppelcondensator. Zie fig. 3.2.



Figuur 3.2: Detectieschakeling

Het testmateriaal wordt aangesloten op een spanningsbron V . Een impedantie Z ontkoppelt de bron van het testobject. C_k is de koppelcondensator, deze levert de lading voor de stroom $I(t)$ tussen C_k en C_t . C_t is de totale capaciteit van het testmateriaal. De stroom $I(t)$ zorgt ervoor dat de spanningsval δV_a over $C_t \approx C_a + C_b$ volledig gecompenseerd wordt. De ladingverplaatsing wordt weergegeven door [Ref 3]:

$$Q = \int I(t) \cdot dt = (C_a + C_b) \cdot \delta V_a$$

Met de vergelijking:

$$\delta V_a = \frac{C_b}{C_a + C_b} \cdot \delta V_c$$

Komen we op:

$$Q = C_b \cdot \delta V_c$$

Q is de schijnbare lading van een partiële doorslag. Via de shuntweerstand R kan de stroom $I(t)$, die evenredig is met Q , gemeten worden. De schijnbare lading Q is echter niet gelijk aan de hoeveelheid lading die lokaal aanwezig was op de plaats van de ontlading, maar het is een realistischer waarde voor de partiële ontlading dan δV_a uit de voorgaande vergelijking. Dit omdat de hoofdcapaciteit C_a van het testmateriaal geen invloed heeft op de beschreven meetmethode.

4. METEN PARTIËLE ONTLADING IN DE STATOR TIJDENS BEDRIJF

4.1 Huidige isolatiemetingen aan de stator van stilstaande turbogeneratoren

Al meer dan 30 jaar doet de KEMA metingen aan stilstaande generatoren om de kwaliteit van de statorisolatie te bepalen. Dit gebeurt bij revisies om de 5 tot 7 jaar. Men test de statorisolatie op vier manieren.

1) Metten partiële ontladingen: Dit gebeurt met de meetopstelling in figuur 4.0a. De spanningsbron V is variabel tussen 0 en U_{nominaal} , 50 Hz. Met een dubbel kanaals oscilloscoop meet men via een koppelcondensator aan hoogspannings en sterpuntzijde het gevonden signaal. Hieruit kan men het aantal partiële ontladingen halen. Deze opstelling heeft als nadeel dat op de gehele spoel een spanning staat van U_{nominaal} . In realiteit staat deze spanning alleen aan de hoogspanningszijde, want de spanning aan de sterpuntzijde is nul. De generator is niet belast dus trillen de staven niet, en is de isolatie niet op bedrijfstemperatuur (c.a. 85°C).

2) Lekstroommeting: Dit gebeurt met de meetopstelling in figuur 4.0b. De spanningsbron V is een 1000V gelijkspanningsbron. Over R kan men de lekstroom meten.

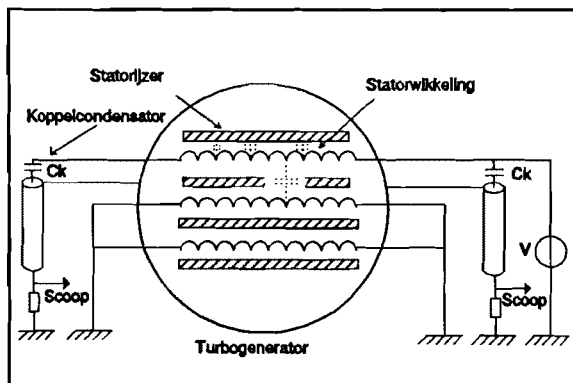
3) Spanningstest: Dit gebeurt met de meetopstelling in figuur 4.0c. De spanningsbron V heeft een niveau van $1,5 \cdot U_{\text{nominaal}}$ bij 50Hz. De statorisolatie moet deze overspanning aan kunnen.

4) Tan δ meting: Dit gebeurt met de meetopstelling (brug van Schering) in figuur 4.0d. De spanningsbron V is variabel tussen 0 en U_{nominaal} , 50 Hz. Men kan de $\tan \delta$ als volgt bepalen [Ref 3]:

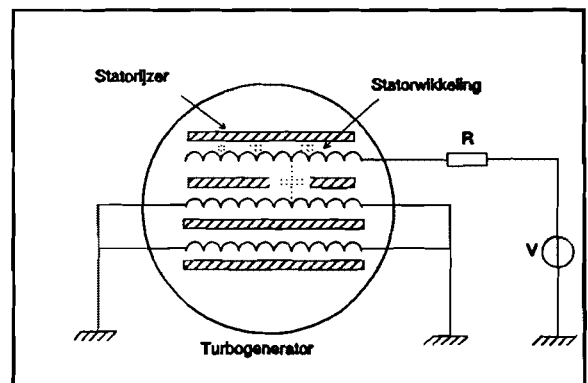
$$\tan \delta_p = 1/(\omega \cdot R_x \cdot C_x)$$

$$C_x = C_s \cdot (R_4/R_3)$$

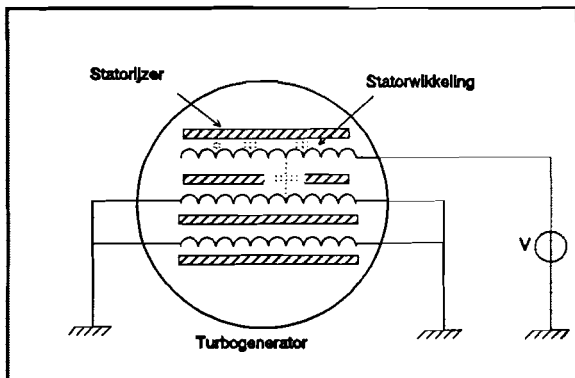
$$R_x = (C_4 \cdot R_3)/C_s$$



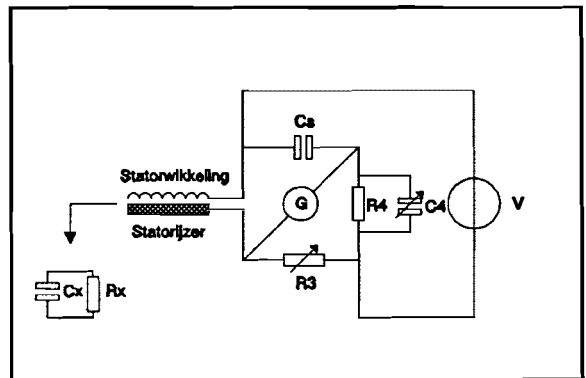
Figuur 4.0a: Meetmethode 1



Figuur 4.0b: Meetmethode 2



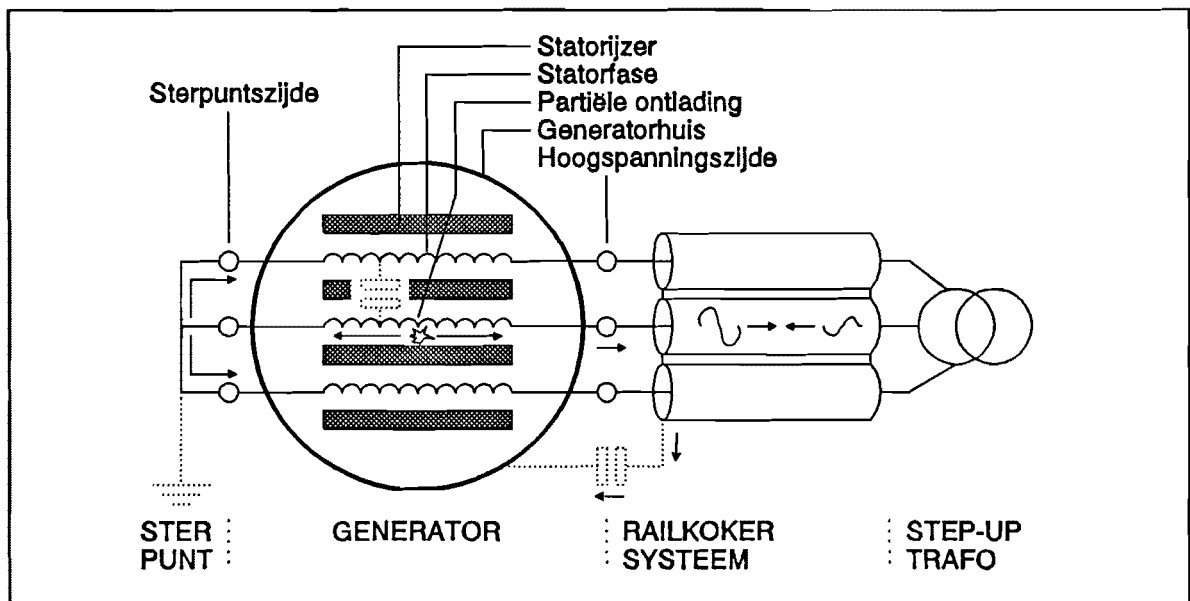
Figuur 4.0c: Meetmethode 3



Figuur 4.0d: Meetmethode 4

4.2 Verloop van een partiële ontlading

We gaan eerst eens bekijken wat er gebeurt als een partiële ontlading plaats vindt in de stator. Hiervoor kijken we naar figuur 4.1.



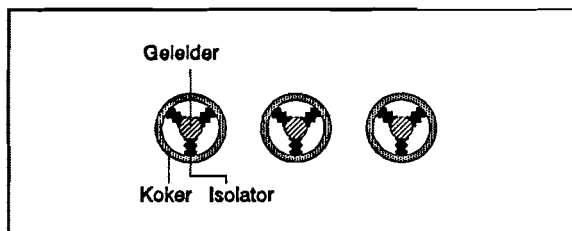
Figuur 4.1: Partiele ontlading in de stator

De partiële ontlading zal een elektromagnetische golf veroorzaken in de statorstaaf waar deze plaats vond. De statorstaaf vormt samen met het statorijzer een transmissielijn structuur waarover deze pulsformige e.m. golf zich kan verplaatsen in de richting van de wikkelkopen. Door de capacitieve koppeling tussen de fasen onderling zal er ook overspraak zijn naar de andere twee fasen. In de wikkelkopen is er een inductieve en capacitieve koppeling tussen de fasen die ook weer voor overspraak zorgen. Op de plaatsen waar de statorstaven buiten het statorijzer treden, wordt de transmissielijn structuur verbroken. Hierdoor ontstaan er reflecties. Dit alles heeft tot gevolg dat er een sterk vervormd en gedempt stroompje overblijft op de generatorklemmen, aan ster -en hoogspanningszijde.

Niet alleen het interne van de generator heeft invloed op het signaal. Aan de hoogspanningszijde is het railkokersysteem op de generator aangesloten. Dit zijn in

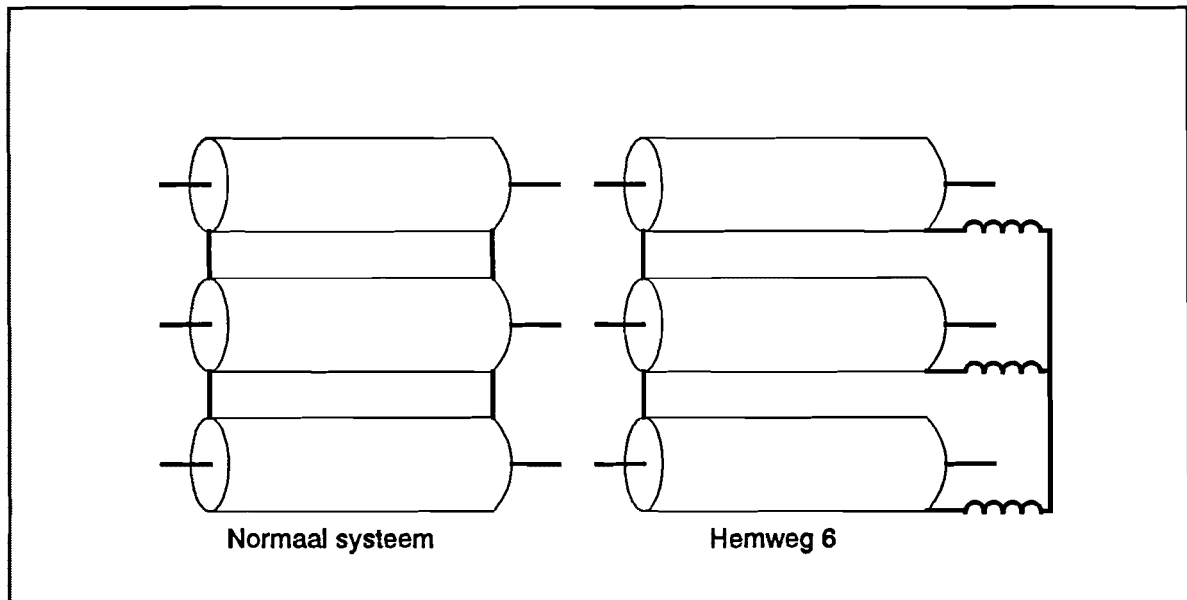
principe drie grote coaxkabels die bestaan uit een metalen koker en een geleider. Deze railkokers vormen ook weer een goede transmissielijn. De railkoker stopt bij de step-up transformator. Hier wordt de transmissielijn weer verbroken en het signaal reflecteert terug naar de generator. Het circuit wordt gesloten door een grote capaciteit tussen het generatorhuis en het railkokersysteem. Aan de sterpuntszijde wordt het externe circuit gesloten door de twee andere fasen. Hier treedt ook externe overspraak op naar de andere fasen [Ref 4].

4.3 Het railkokersysteem



Figuur 4.2: Opbouw railkokersysteem

Het railkokersysteem is de verbinding tussen de generator en de step-up trafo. Het heeft aftakkingen voor meettransformatoren en mogelijk een aftakking voor het eigenbedrijf. De railkoker bestaat uit een geleider die door steunisolatoren op zijn plaats gehouden wordt binnen een metalen koker. Zie figuur 4.2.



Figuur 4.3: Railkokersystemen

Een normaal railkokersysteem staat afgebeeld in figuur 4.3. Hier zijn de drie kokers kortgesloten door stalen kortsluitplaten. Dit heeft tot gevolg dat in de kokers een stroom gaat lopen die even groot is als de stroom in de geleider, alleen tegengesteld. Hierdoor zijn de magnetische velden buiten de kokers bijna nul. Ook bij een eventuele kortsluiting blijft dit veld laag en zullen de krachten die optreden klein zijn. In naburige staalconstructies en kabels zullen nagenoeg geen 50Hz stromen worden geïnduceerd. Het nadeel van dit systeem is, dat de koker dikwandig uitgevoerd moet worden en dat er veel vermogen wordt gedissipeerd t.g.v. de tegengestelde stroom door de koker.

Een ander systeem is toegepast bij de eenheid Hemweg 6 in Amsterdam, de beschikbaar gestelde eenheid. Hier zijn tussen de kokers zelfinducties aangebracht. Dit heeft als gevolg dat slechts een gedeelte van de stroom door de geleider tegengesteld door de koker gaat lopen. Er treedt hier dus een resulterend veld uit de koker. Dit veld induceert een 50Hz spanning in nabij gelegen stalen constructies, wat wervelstromen als gevolg heeft. Ook wordt een 50Hz spanning in nabij gelegen meetkabels geïnduceerd. Voordeel is dat de kokerwand veel dunner uitgevoerd kan worden. Bij een kortsluiting gaat door de grote stroom de zelfinductie in verzadiging en nu zal de gehele stroom door de koker gaan lopen zodat er geen grote krachten optreden tussen de railkokers. Er is echter tijd nodig voordat de zelfinductie in verzadiging gaat.

Gedurende deze tijd werken er dus even grote krachten. Hierop moet het systeem berekend zijn. Zie figuur 4.3.

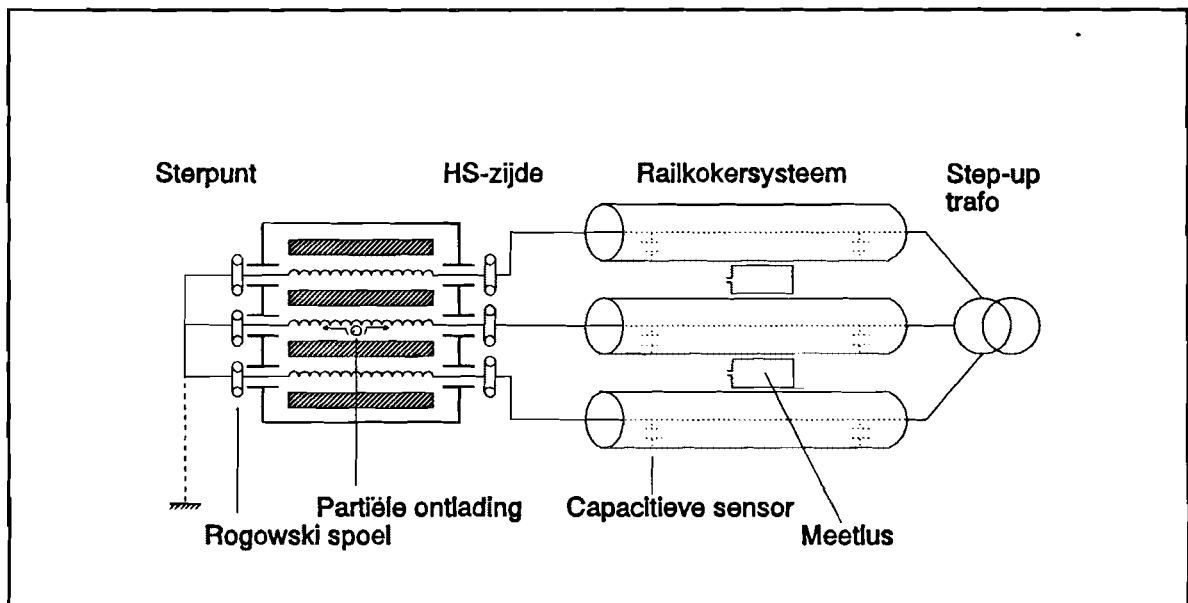
Ing. A.J.M. Pemen heeft metingen uitgevoerd aan railkokersystemen [Ref 5]. Hieruit blijkt dat het uittredende veld bij een normaal railkokersysteem ongeveer 5% is. Bij de eenheid Hemweg 6 treedt als gevolg van de zelfinducties 60% van het veld buiten de railkokers.

4.4 De sensoren

Er worden in het onderzoek 3 soorten meetsensoren gebruikt.

- 1) Meetlus
- 2) Rogowskispoel
- 3) Capacitieve sensor

Deze zijn allemaal ingebouwd in eenheid 6 van de Hemwegcentrale te Amsterdam. Zie figuur 4.4.



Figuur 4.4: Sensoren bij Hemweg 6

De Rogowskispoelen worden om de geleiders geplaatst in de uier van de generator. Er zijn er 3 voor de HS-zijde en 3 voor sterpuntszijde. Zie bijlage 5, foto 1 en 2. De meetlussen kunnen tussen de railkokers gelegd worden. Zie bijlage 5, foto 3. De capacitieve sensoren zijn zo geconstrueerd dat ze een standaard isolator van het railkokersysteem kunnen vervangen. Ook hiervan zijn er 6 geïnstalleerd, 3 aan de generatorzijde van het railkokersysteem en 3 aan de kant van de step-up trafo. Deze sensoren moeten allemaal aan de volgende voorwaarden voldoen:

- * De werking van de generator niet beïnvloeden
- * Eenvoudig te monteren
- * Goede EMC eigenschappen hebben
- * Goede hoogspanningstechnische eisen

- * Goede bandbreedte
- * Hoge gevoeligheid
- * Niet gevoelig voor 50Hz signalen

De werking van de generator niet beïnvloeden:

De sensor en het meetsysteem mogen in geen enkele situatie de werking van de generator beïnvloeden. Een storing of defect aan sensor of meetsysteem mag nooit leiden tot afschakeling van de generator.

Eenvoudig te monteren:

De meetsensor moet gemakkelijk te monteren zijn in een bestaande centrale. De sensoren zijn hierop voorzien. De meetlussen legt men gewoon tussen twee raikokers. De Rogowskispoelen bestaan uit twee delen, zodat men deze rond de geleider kan monteren zonder de geleider los te maken. De capacitieve sensor is zo geconstrueerd dat deze de plaats in kan nemen van een standaard isolator in het raikokersysteem.

Goede EMC eigenschappen hebben:

Dit wil zeggen dat de sensoren alleen de pulsjes op de generatorspanning moeten meten. In een centrale zijn echter allerlei vervuilende magneetvelden aanwezig. Hierop mogen de sensoren niet reageren.

Goede hoogspanningstechnische eisen:

Men werkt met de sensoren in een omgeving met zeer hoge spanningen. Men moet rekening houden met de afmetingen van de sensoren, zodat deze op veilige afstand blijven van de hoge spanningen.

Goede bandbreedte:

Partiële ontladingen veroorzaken signalen met frequenties tot tientallen MHz-en. Om deze signalen te kunnen meten zullen dus de sensoren een bandbreedte moeten bezitten die groter is dan de maximale frequentie van de partiële ontladingen.

Hoge gevoeligheid:

De gevoeligheid van de sensor moet groot genoeg zijn zodat er op de uitgang van de sensor een signaal ontstaat dat groot genoeg is om direct te kunnen meten met een digitale oscilloscoop.

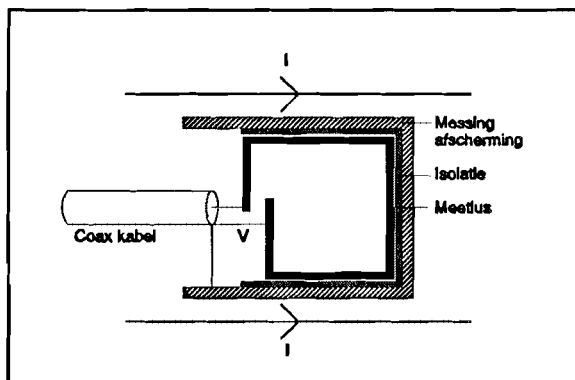
4.5 De meetlus

De externe pulsen t.g.v. een partiële doorslag kunnen ter hoogte van het railkokersysteem gemeten worden d.m.v. een meetlus. Deze kan veilig en eenvoudig tussen de kokers van het railkokersysteem geplaatst worden. Zie bijlage 5 foto 3. In figuur 4.5 staat de opbouw van de meetlus weergegeven. De meetlus meet de afgeleide van de magneetvelden ten gevolge van de stromen in het railkokersysteem ($V_{lus} = j \cdot \omega \cdot M \cdot \sum I_{\text{railkoker}}$).

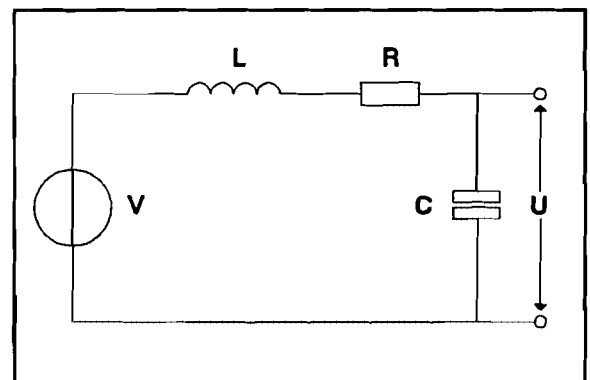
De meetlus is opgebouwd uit een messing strip van 25mm breed. Er is een strip gebruikt i.p.v. een draad om de zelfinductie laag te houden. Dit is nodig om een goede bandbreedte te krijgen. Voor de resonantiefrequentie geldt immers:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C}}$$

Om een goede bandbreedte te krijgen moet f_0 zo groot mogelijk zijn, d.w.z. dat L en C zo klein mogelijk moeten zijn. De lus wordt gesloten door een N-connector waaraan een coaxkabel aangesloten wordt. Deze verbindt de lus met de meetapparatuur. Een strip van 35 mm is over de lus heen geplaatst om deze af te schermen van de E-velden tussen de railkokers. Deze afscherming vormt een capacitieve koppeling tussen de twee railkokers.



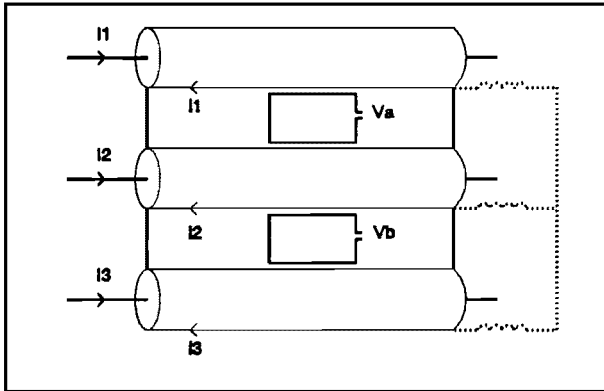
Figuur 4.5: De meetlus



Figuur 4.6: Schema meetlus

Er zal dan ook een stroom van de ene naar de andere railkoker gaan lopen via deze capacitieve koppeling. Als de strip breed genoeg is dan zal er geen magnetische flux, ten gevolge van de capacitieve stroom, omvat worden door de meetlus.

We kunnen nu de spanning V berekenen die in de meetlus geïnduceerd wordt door de twee railkokers. We doen dit aan de hand van figuur 4.7.



Figuur 4.7: Meetlus tussen railkokers

$$V_a = j\omega \cdot M(I_1 - i_1) - j\omega \cdot M(I_2 - i_2)$$

$$V_b = j\omega \cdot M(I_2 - i_2) - j\omega \cdot M(I_3 - i_3)$$

Hierin is:

I_n = stroom door de geleider van het railkokersysteem

i_n = stroom door de koker van het railkokersysteem

M = wederzijdse inductie

Natuurlijk koppelen de railstromen I_3 en i_3 ook in op meetlus die tussen koker 1 en koker 2 ligt. Deze koppeling is echter zo klein dat deze verwaarloosd mag worden [Ref 5]. Dit geldt ook voor de meetlus tussen koker 2 en koker 3 en de railstromen van koker 1.

Deze geïnduceerde spanning V kunnen we terug vinden in het elektrische vervangingschema voor de meetlus, zie figuur 4.6. We kunnen uit dit vervangingschema de overdrachtsverhouding berekenen.

$$\frac{U}{V} = \frac{1}{j\omega RC - \omega^2 LC + 1}$$

Uit deze formule blijkt dat de gevoeligheid van de meetlus toeneemt als de frequentie stijgt want er geldt immers $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$. Dit is een groot voordeel. Dit wil ook zeggen dat voor signalen met een lage frequentie de gevoeligheid zeer laag is. We zullen dus weinig last hebben van de 50Hz signalen.

Het verlagen van de parasitaire capaciteit C , tussen de afscherming en de meetlus, behoort tot mijn afstudeeropdracht en wordt behandeld in hoofdstuk 6.

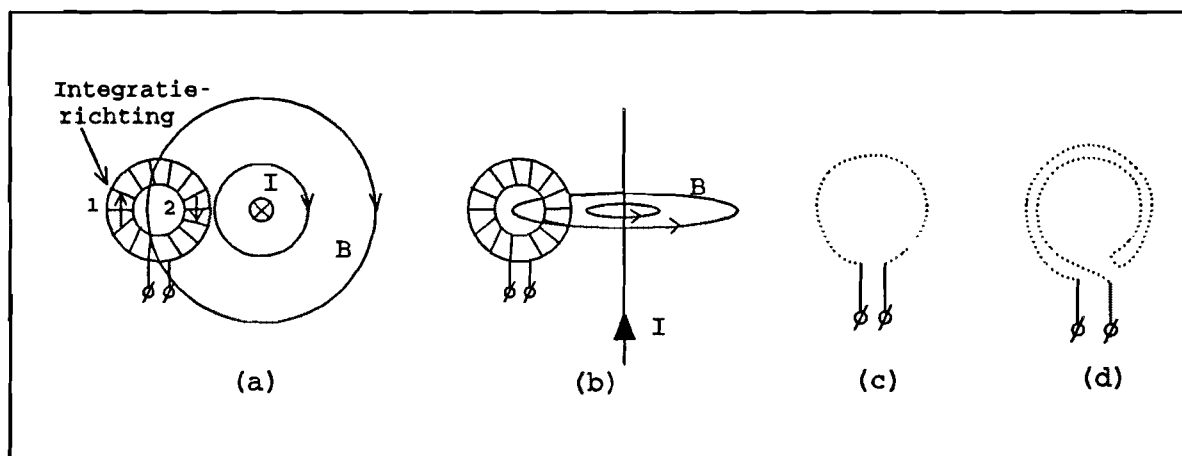
4.6 De Rogowskispoel

In figuur 4.9 vindt U de Rogowskispoel. Deze spoel wordt om de geleider geplaatst. De eenwindings-Rogowskispoel is een cirkelvormige koker met een luchtspleet. Over deze luchtspleet kan de spanning V gemeten worden. Deze is evenredig met de afgeleide van de stroom I door de geleider. ($V_{\text{Rogowski}} = j \cdot \omega \cdot M \cdot I$). Zie bijlage 5 foto 1 en 2. De spoel bestaat uit twee delen waardoor deze gemakkelijk om de geleider geplaatst kan worden. Men moet wel rekening houden met de afmetingen van de spoel i.v.m. de hoogspanningstechnische eisen.

Deze constructie van de eenwindings Rogowskispoel zorgt ervoor dat deze zeer goede EMC eigenschappen heeft. De Rogowskispoel is namelijk alleen gevoelig voor de magneetvelden afkomstig van de stroom die door de spoel omvat wordt. We kunnen dit verklaren met de tweede wet van Maxwell:

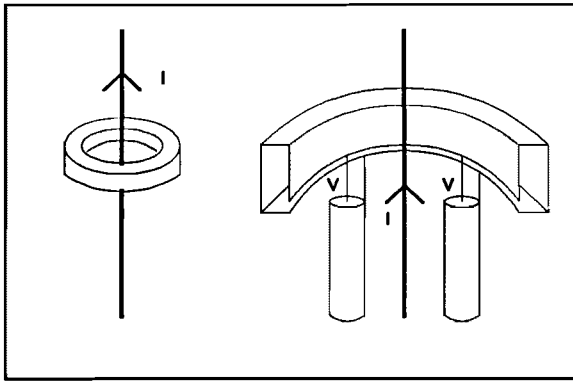
$$\oint E \cdot dl = - \int \int \frac{\delta B}{\delta t} \cdot dA$$

- Hierin is:
 E = elektrische veldsterkte
 B = magnetische inductie
 A = oppervlakte van een winding

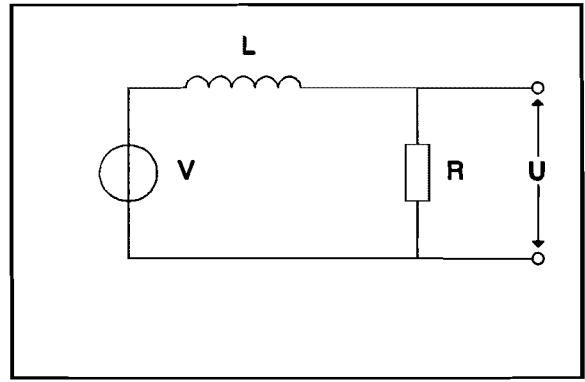


Figuur 4.8: Spanningsinductie in een Rogowskispoel

We gaan eerst kijken naar figuur 4.8a voor de velden die buiten de spoel aanwezig zijn. Uit de tweede wet van Maxwell blijkt dat de polariteit van de geïnduceerde spanning in elke winding afhankelijk is van de richting van het B-veld en van de richting van de normaal vector in het integratieoppervlak. In figuur 4.8a is de richting rechtsom gekozen. Voor het oppervlak op plaats 1 van de winding is de hoek tussen beide vectoren nul. Op plaats twee is de hoek tussen beide vectoren 180 graden. De geïnduceerde spanningen zijn dus tegengesteld en de totale spanning die we meten aan de klemmen is dus 0V. Als we het veld buiten de Rogowskispoel 90 graden draaien t.o.v. figuur 4.8a dan wordt er geen spanning opgewekt in de spoel, omdat de hoek tussen de normaalvector van alle wikkelingen en het B veld 90 graden is. Het inwendige produkt tussen de beide vectoren is dan nul. Zie figuur 4.8b. Een van de aansluitdraden moet nu echter we binnen door de spoel worden teruggevoerd. Zie figuur 4.8c en 4.8d. De Rogowskispoel is dus ongevoelig voor velden buiten de spoel.



Figuur 4.9: De Rogowskispoel



Figuur 4.10: Schema Rogowskispoel

De Rogowskispoel meet de afgeleide van de omvatte stroom I:

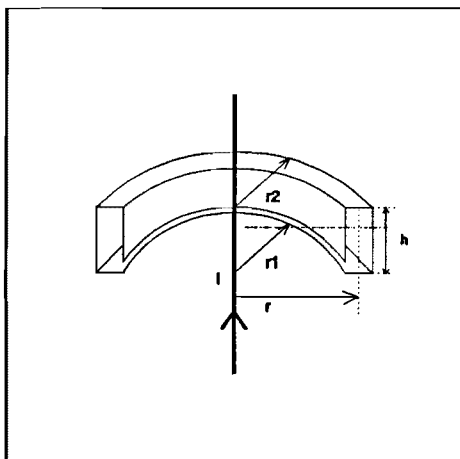
$$V = M \cdot \frac{dI}{dt} = M \cdot j\omega I$$

Hierin is: V de geïnduceerde spanning
 I de stroom die door de spoel omvat wordt
 M is de wederzijdse inductie

Hieruit blijkt dat de gevoeligheid van de Rogowskispoel groter wordt als de frequentie toeneemt, voor 50Hz is deze zeer laag. Voor een goede bandbreedte moet de resonantiefrequentie weer zo hoog mogelijk liggen:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

We moeten L dus weer zo laag mogelijk kiezen om een hoge bandbreedte te krijgen. Met behulp van figuur 4.11 kunnen we de zelfinductie L en mutuele inductie M berekenen.



Figuur 4.11: Afmetingen

Volgens de eerste wet van Maxwell geldt:

$$\oint H \cdot dl = N \cdot I$$

Hierin is: I = stroom door de draad
 N = aantal windingen

Het veld binnen de rogowskispoel is dan:

$$H \cdot 2 \cdot \pi \cdot r = N \cdot I \Rightarrow H = \frac{N \cdot I}{2 \cdot \pi \cdot r}$$

Voor de magnetische inductie, B geldt:

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \vec{H}$$

Voor de Rogowskispoel is B dan:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I}{2 \cdot \pi \cdot r}$$

Voor de door de Rogowskispoel omvatte flux geldt:

$$\Phi = \int \int \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad \text{met } dA = h \cdot dr$$

$$\Phi = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I \cdot h}{2 \cdot \pi} \int_{R_1}^{R_2} \frac{1}{r} \cdot dr \Rightarrow \Phi = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I \cdot h}{2 \cdot \pi} \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)$$

Volgens de wet van Faraday geldt:

$$U_{ind} = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot h}{2 \cdot \pi} \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \cdot \frac{dI}{dt}$$

Voor de zelfinductie L geldt:

$$U_{ind} = -L \cdot \frac{dI}{dt}$$

Voor de zelfinductie van de Rogowskispoel geldt dan:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot h}{2 \cdot \pi} \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)$$

Voor de mutuele inductie M geldt:

$$\Phi = M \cdot I \Rightarrow M = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot h}{2 \cdot \pi} \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)$$

Hierin is: N = aantal windingen
 μ_0 = magnetische permeabiliteit voor vacuüm
 h = hoogte van de Rogowskispoel
 R_1 = binnenstraal Rogowskispoel
 R_2 = buitenstraal Rogowskispoel

Voor een zo hoog mogelijke bandbreedte moesten we een zo laag mogelijke L hebben. We kiezen dus voor een eenwindings-Rogowskispoel waarvoor geldt $N = 1$. Als we $N = 1$ in de formules voor L en M invullen dan vinden we dat voor de eenwindings-Rogowskispoel geldt: $L = M$. Het elektrische vervangingsschema staat gegeven in figuur 4.10. We kunnen hieruit de overdrachtsverhouding bepalen:

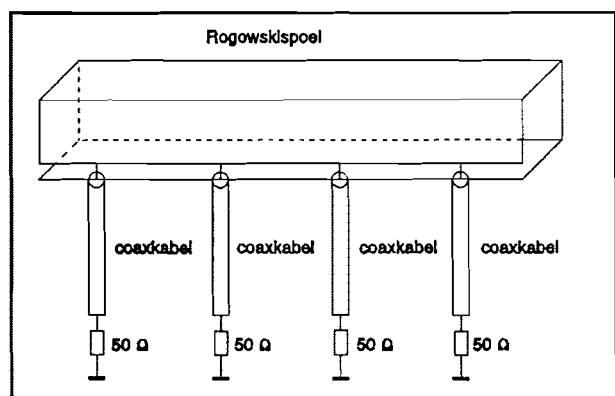
$$\frac{U}{V} = \frac{R}{R+j\omega L}$$

De gevoeligheid van de Rogowskispoel is afhankelijk van de wederzijdse inductie M . Voor de opgewekte spanning geldt immers:

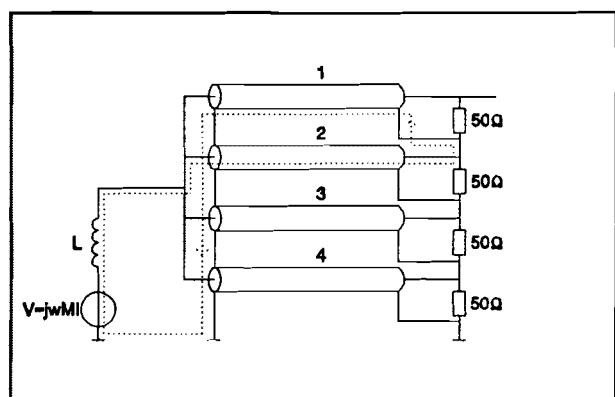
$$V = M \cdot \frac{dI}{dt} = M \cdot j\omega I$$

Om een goede bandbreedte te halen is L en dus ook M echter zeer laag gekozen. Dit is dus het grootste nadeel van de Rogowskispoel: lage gevoeligheid. Om deze gevoeligheid te verhogen is er een versterker bedacht nl. de BALUN.

4.7 De BALUN



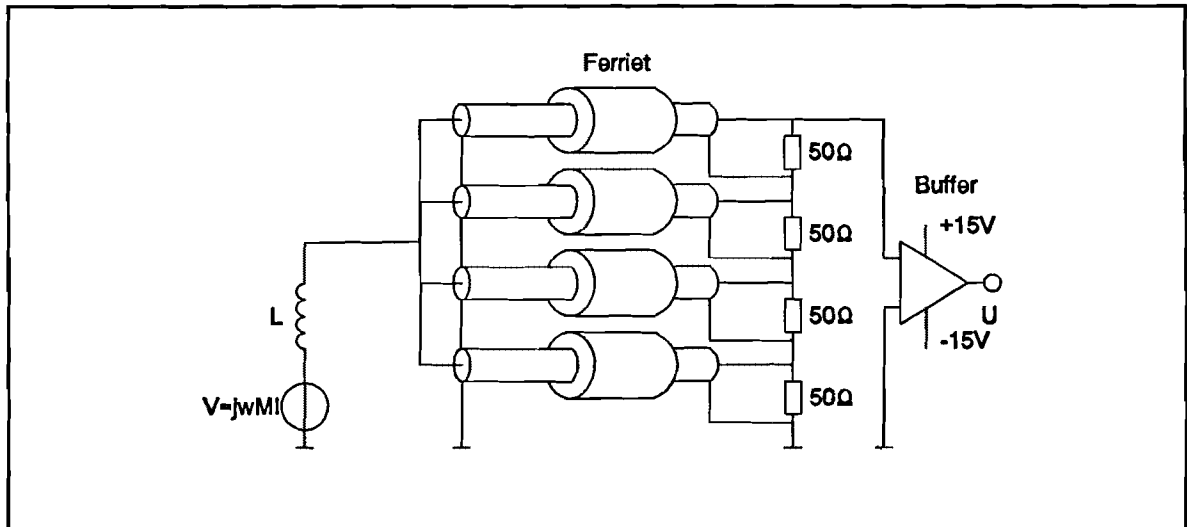
Figuur 4.12: 4 Meetpunten



Figuur 4.13: De BALUN

De gevoeligheid van de Rogowskispoel is te laag. We kunnen deze niet verhogen omdat dit ten koste zou gaan van de bandbreedte. We kunnen een groot genoeg signaal verkrijgen door de uitgangsspanning van de Rogowskispoel 4 maal op te tellen. Met 4 coaxkabels, afgesloten met 50Ω , halen we 4 maal de spanning $V=j\omega M \cdot I$ van de Rogowskispoel af, zie figuur 4.12. We kunnen deze spanningen optellen door de weerstanden in serie te zetten. Op deze manier werkt het echter niet. Dit omdat de mantel van coaxkabel 1 en via coaxkabel 2 de bron kortgesloten wordt. We zullen de kortsluitstroom moeten onderdrukken om een signaal te kunnen meten. Dit gebeurt met ferrieten die om de coaxkabels worden aangebracht, zie figuur 4.14. Het ferriet werkt als een spoel en zal de kortsluitstroom voor hogere frequenties onderdrukken. De gebruikte schakeling heet BALUN, naar BALANCED-UNbalanced.

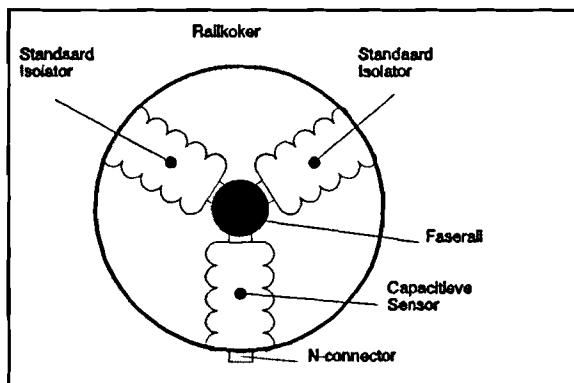
De huidige BALUN heeft een bandbreedte van ongeveer 35kHz tot 110MHz. Bij de 110MHz gaat de BALUN oscilleren. Mijn opdracht is om de oorzaak van deze oscillatie te vinden en deze te verhelpen. Aan de uitgang van de BALUN vinden we nog een buffer. Dit is gedaan om een oscilloscoop aan te kunnen sluiten zonder dat men het circuit van de BALUN belast. Zie figuur 4.14. Zie ook bijlage 5, foto 6 en 7.



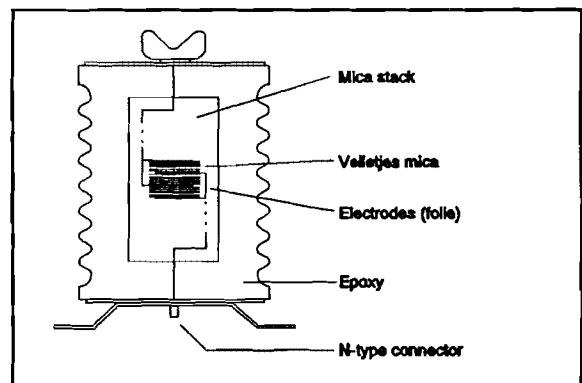
figuur 4.14: BALUN met ferriet

4.8 De capacitieve sensor

Het stroompulsje, veroorzaakt door een partiële ontlading, kan men in het railkokersysteem als een spanning meten tussen de faseraal en de wand van de koker. Hiervoor is een capacitieve sensor ontwikkeld. De capacitieve sensor meet direct op een fase van de generator. De capacitieve sensor is zo geconstrueerd dat deze een standaard isolator in het railkokersysteem kan vervangen. De sensor heeft dezelfde specificaties als een standaard isolator, volgens de IEC273. Zie figuur 4.15. Zie ook bijlage 5, foto 5.



Figuur 4.15: Plaats capacitieve sensor



Figuur 4.16: De capacitieve sensor

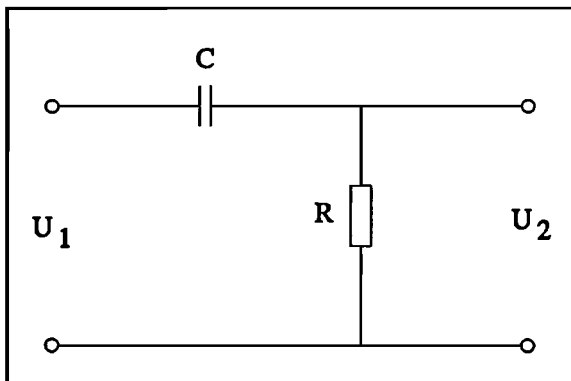
De opbouw van de capacitieve sensor vindt u in figuur 4.16. De capacitieve sensor is opgebouwd uit een standaard mica-stack diëlectricum dat geplaatst wordt in een epoxy behuizing. De afmetingen en specificaties van deze behuizing zijn gelijk aan die van een bestaande steunisolator. Er is voor een mica diëlectricum gekozen vanwege de goede hoogfrequente en hoogspannings eigenschappen van dit materiaal. De mica-stack wordt onder vacuüm in de epoxy behuizing geplaatst. Om interne partiële ontladingen te voorkomen worden de holtes tussen de mica-stack en de epoxy behuizing opgevuld met siliconenrubber. De stack wordt aan de bovenkant verbonden met de schoen en aan de onderkant naar buiten gevoerd via een N-connector. Deze verbindingen worden gemaakt van koperfolie om de zelfinductie zo laag mogelijk te houden.

Alle metalen onderdelen van de capacitieve sensor (boven en onderplaat en de schoen) zijn gemaakt van aluminium. De schoen moet zorgen voor een goed mechanisch en elektrisch contact met de faserail in het railkokersysteem. In verband met thermische uitzetting is de schoen verend in de bovenplaat gemonteerd. [Ref 13]

De uitgang is afgesloten met een impedantie van 50Ω . Als de uitgang van de condensator onbelast zou zijn dan komt op de N-connector de fasespanning van de rail te staan nl. 8,5 kV. Dit is natuurlijk levensgevaarlijk.

De capacitieve sensoren zijn getest in het hoogspanningslaboratorium van de KEMA in Arnhem. Hieruit kwamen de volgende specificaties:

Capaciteit	:	500pF
Nominale spanning	:	9kV
Stootspanning	:	95kV (volgens IEC273)
Partiële ontladingen	:	tot 12kV/50Hz geen partiële ontladingen tot 16kV/50Hz partiële ontladingen < 5pF
Tan δ	:	< 0.01
Isolatie weerstand	:	> 500 M Ω
Temperatuur range	:	-40°C tot +80°C



Figuur 4.17: Meetschema

Het meetschema staat in figuur 4.17, hierin is R gelijk aan 50Ω .

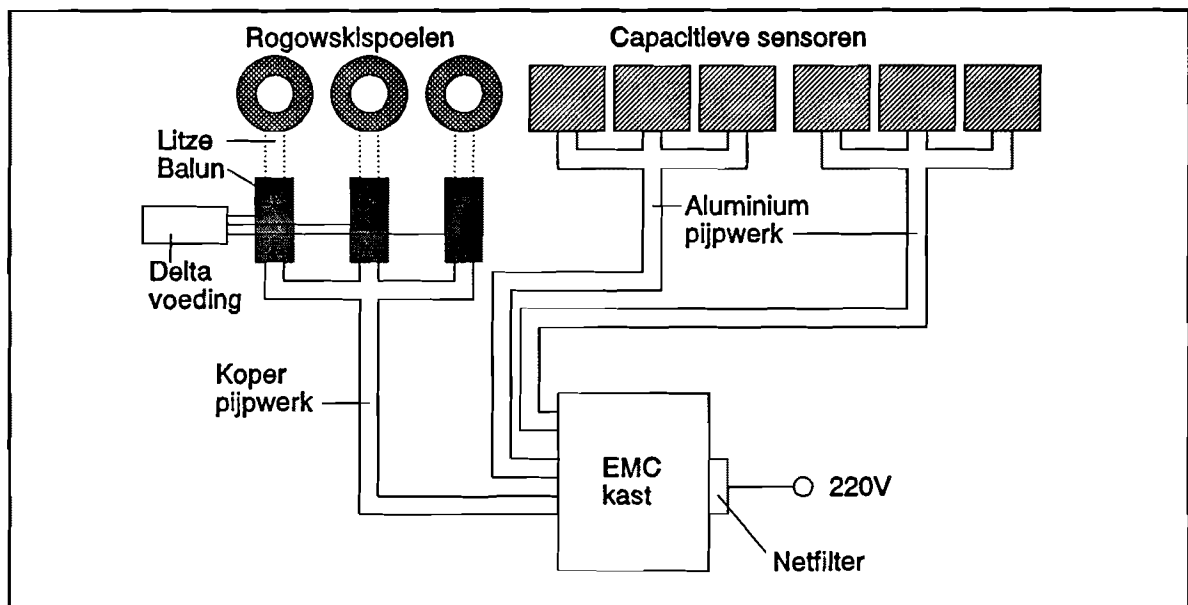
Voor de overdrachtsverhouding geldt:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{j\omega RC}{1+j\omega RC}$$

4.9 Meetopstelling eenheid Hemweg 6

In figuur 4.18 vindt u een schematische weergave van de meetopstelling bij eenheid 6 van de Hemwegcentrale te Amsterdam. In bijlage 5, foto 4 is eenheid 6 van de Hemwegcentrale afgebeeld. In de uier van de generator zijn 6 Rogowskispoelen ingebouwd, 3 aan hoogspanningszijde en 3 aan sterpuntzijde. Zie ook figuur 4.4. en bijlage 5, foto 1 en 2. De 3 Rogowskispoelen aan hoogspanningszijde zijn aangesloten, de 3 aan sterpuntzijde zijn ingebouwd maar nog niet aangesloten. Ook zijn er 6 capacitieve sensoren ingebouwd in de railkokers, 3 aan generatorzijde en 3 aan de zijde van de step-up transformator. Om te voorkomen dat signalen van besturingslijnen en andere stoorsignalen inkoppelen op de meetkabels zijn alle coaxkabels van de meetopstelling in afschermingen ondergebracht, ook dienen deze meteen als mechanische bescherming.

De 4 coax aansluitkabels van een Rogowskispoel worden via een litze (gevlochten pijp van koper) doorverbonden met de BALUN. De BALUN is ondergebracht in een messing behuizing. Van de BALUN's gaan 3 coaxkabels naar de EMC kast door een koperen pijp. De coaxkabels van de capacitieve sensoren gaan via een aluminium pijp naar de EMC kast. De EMC kast is een metalen kast die aan de voorkant open is. Hierin staat de meetapparatuur opgesteld (oscilloscoop). Zie bijlage 5, foto 8 en 9. De voeding van de meetapparatuur in de kast komt via een netfilter binnen zodat geen vervuiling binnen kan komen via het voedende net. Er is ook nog een deltavoeding van -15V/0V/+15V voor de voeding van de buffers in de BALUN's.



Figuur 4.18: Opstelling Hemweg 6

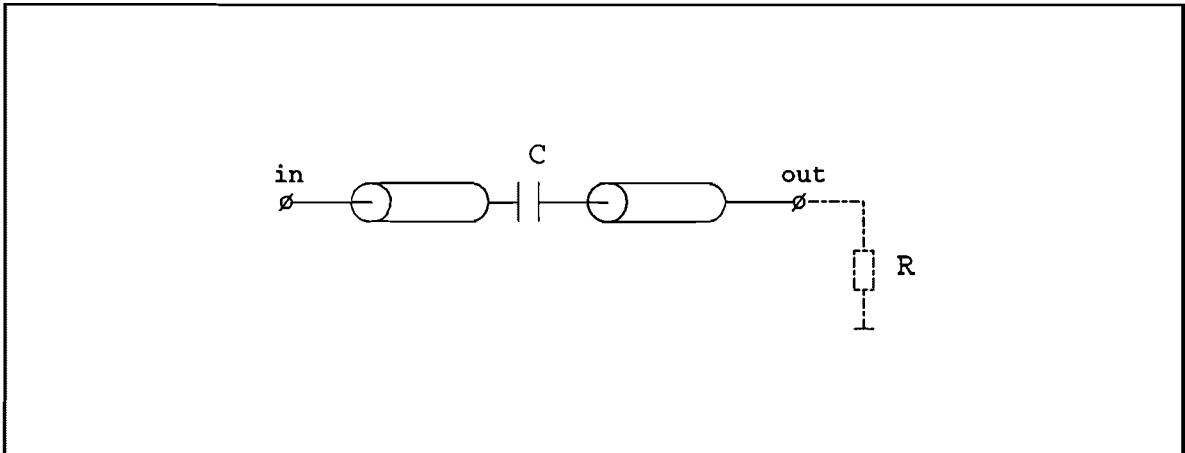
4.10 Het hoogdoorlaatfilter

Ondanks de lage gevoeligheid van de sensoren voor de 50Hz en de afscherming rond de aansluitkabels dringen er toch 50Hz signalen door in de meetkabels.

De skindiepte is gelijk aan:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\mu_0 \cdot \omega}}$$

De pijpen zijn gemaakt van koper en aluminium. We komen dan op een skindiepte van resp. 11 en 10 mm bij 50Hz. Men zou dit kunnen voorkomen door koper -en aluminiumpijpen te gebruiken met een materiaaldikte die dikker is dan de skindieptes. Dit is echter veel te kostbaar, en moeilijk te verwerken. Er is daarom een hoogdoorlaatfilter gemaakt wat het 50Hz signaal uit ons meetsignaal filtert. Zie figuur 4.19. Het hoogdoorlaatfilter wordt gevormd door in serie met de signaalkabel een condensator te zetten. Deze condensator vormt samen met de 50Ω ingangsimpedantie van de oscilloscoop een hoogdoorlaatfilter.



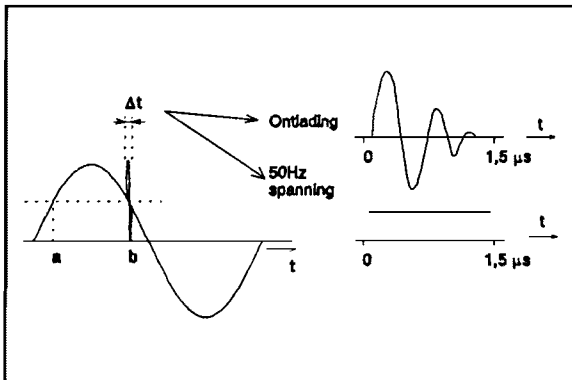
Figuur 4.19: De hoogdoorlaatfilter

De overdrachtsfunctie en kantelfrequentie worden als volgt berekend:

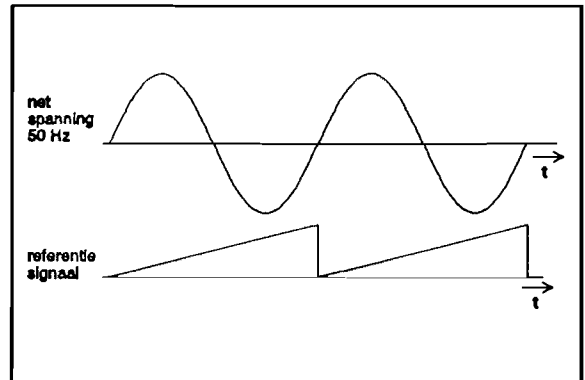
$$H(j\omega) = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{RC}} \qquad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Er zijn vier hoogdoorlaatfilters gemaakt [Ref 6], die ondergebracht zijn in één behuizing. De capaciteiten zijn SMD-componenten om invloeden van strooivelden zo laag mogelijk te houden. De kantelfrequentie van de filters is 9,0 kHz

4.11 De referentiebron



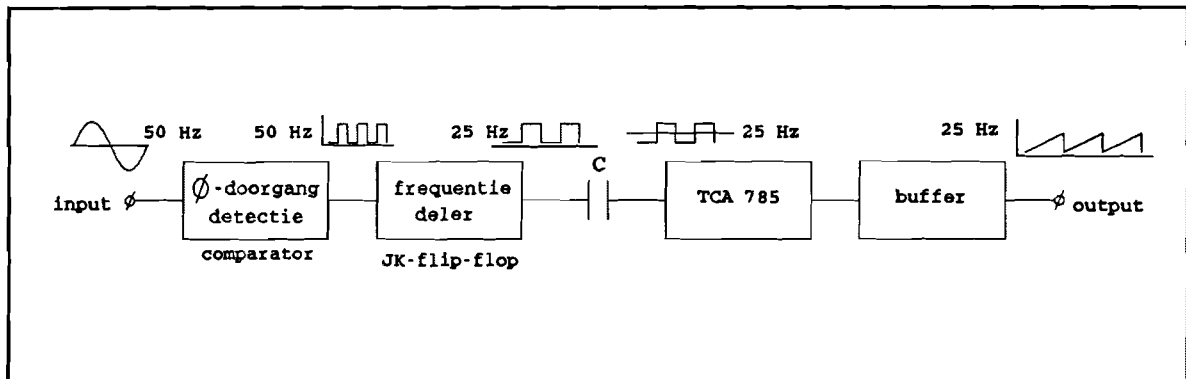
Figuur 4.20: Partiële ontlading



Figuur 4.21: Referentiesignaal

De plaats van een ontlading op het 50Hz signaal van de fase zegt iets over het type ontlading. Elk type ontlading heeft immers een ander patroon [Ref 7]. Men kan de spanning van de betreffende fase mee meten op een vrij kanaal van de oscilloscoop. Men kan dan de plaats echter niet achterhalen. Zie figuur 4.20. Stel er vindt een ontlading plaats met een lengte van 1,5 μs. Deze ontlading en het 50Hz signaal worden op dat moment opgeslagen in het RAM geheugen van de oscilloscoop. Als we het signaal weer oproepen dan zien we op het ene kanaal de ontlading en op het andere kanaal het spanningsniveau van de 50 Hz spanning. Deze spanning kan echter op twee plaatsen a en b optreden. Het gemeten spanningsniveau is zo kort dat men niet kan uitmaken of het de dalende of stijgende flank van de sinus betrof.

Om dit probleem op te lossen heeft Johan Bogerd een referentiebron ontwikkeld die van een periode van de sinus een zaagtand maakt [Ref 6]. Zie figuur 4.21. Nu is voor de gehele periode van de sinus een spanningsniveau beschikbaar dat ons kan vertellen waar de partiële ontlading heeft plaatsgevonden. In figuur 4.22 staat het blokschema gegeven van de referentiebron.



Figuur 4.22: Blokschema referentiebron

Door een comparator wordt de nuldoorgang gedetecteerd. Een smitt-trigger maakt een blokspanning van de sinusspanning. Een frequentiedeler (J-K flip-flop) zet de 50Hz blokspanning om naar een 25Hz blokspanning. Dit is nodig om een zaagtand te kunnen maken met een frequentie van 25Hz. Het IC TCA 785 maakt van deze blokspanning een zaagtand. Johan bogerd heeft de bron getest en is op de volgende meetwaarden gekomen:

U_{t-t}	: 12,3 V
nuldoorgang vertragingstijd	: 380 μ s
vertragingstijd neergaande flank	: 8 μ s
maximale spanning externe uitgang	: 13 V

De nuldoorgang vertragingstijd is het tijdsverschil tussen de nuldoorgang van de 50Hz spanning en het starten van het referentiesignaal. De fout die wordt gemaakt, en dus gecompenseerd moet worden bij metingen met de referentiebron, is:

$$meetfout = \frac{0,38 \cdot 10^{-3} \cdot 360^\circ}{20 \cdot 10^{-3}} = 6,8^\circ$$

De nuldoorgang wordt intern gemeten via de voeding van de referentiebron en dus de netspanning van een stopcontact in een centrale. Deze netspanning heeft een faseverschuiving t.o.v. de gemeten fase van de generator. Om deze reden heeft de referentiebron ook een externe ingang waarop het sinussignaal van de betreffende fase kan worden aangeboden. De referentiebron is dan in fase met de te meten generatorfase. Ook is er een externe ingang op de referentiebron waar men een spanning kan aanbieden waarop het referentiesignaal getriggerd moet worden.

Voor verdere specificaties verwijs ik naar het afstudeerverslag van Johan Bogerd [ref 6].

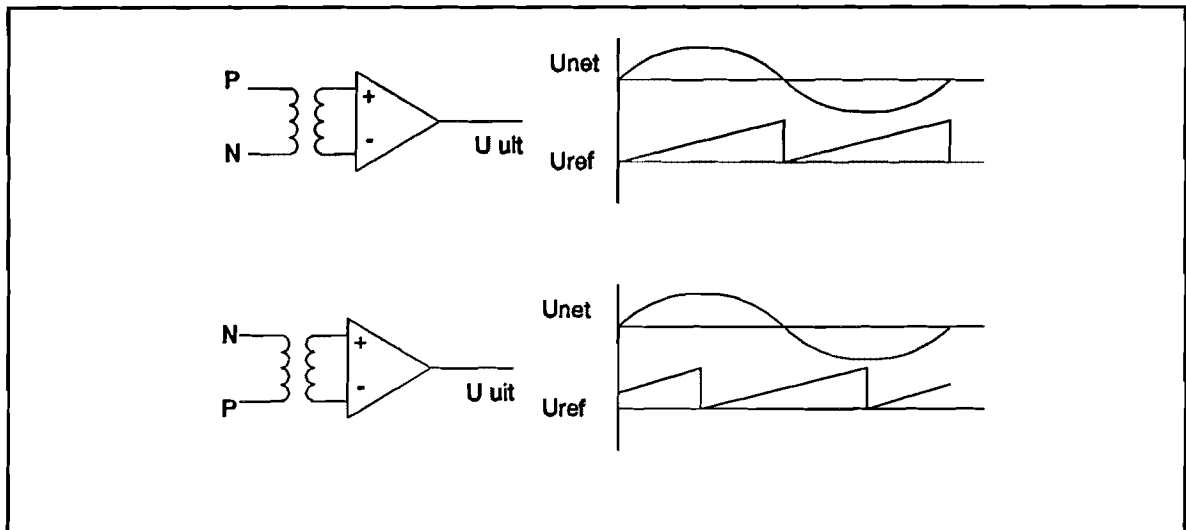
De referentiebron heeft een probleem. Het is een kastje met een stekker. In een stopcontact weet men niet waar de fase zit. Als de fase op de goede plaats zit dan krijgen we een correct referentiesignaal. Als de fase niet op de goede plaats zit dan meet de comparator de nuldoorgang op 180° i.p.v. op 0° .

Het oplossen van dit probleem behoort ook tot mijn afstudeeropdracht. Zie hoofdstuk 5.

5. MAKEN FASEDETECTIE VOOR REFERENTIEBRON

5.1 Waarom fasedetectie ?

Zoals al vermeld in paragraaf 4.11 berust de goede werking van de referentiebron op de plaats van de fase op de nuldoorgangsdetectie (comparator), en dus de plaats van de fase in het stopcontact.



Figuur 5.1: Nuldoorgang detectie

Voor de comparator geldt:

$$U_0 = A.(U_+ - U_-)$$

Als de fase goed zit, d.w.z. de fase U_+ ingang en de nul=0V op de U_- ingang van de comparator, dan wordt bij versterking $A=1$ de uitgangsspanning U_0 van de comparator:

$$\text{Positieve flank van sinus: } U_0 = A.(U - 0) = +U$$

$$\text{Negatieve flank van sinus: } U_0 = A.(-U - 0) = -U$$

Er ontstaat dus een blokspanning waarvan de polariteit van de blokken overeenkomt met de polariteit van de sinusspanning, zie figuur 5.1.

Als de fase fout zit, d.w.z. de nul=0V op U_+ ingang en de fase op de U_- ingang van de comparator, dan wordt bij versterking $A=1$ de uitgangsspanning U_0 van de comparator:

$$\text{Positieve flank van sinus: } U_0 = A.(0 - U) = -U$$

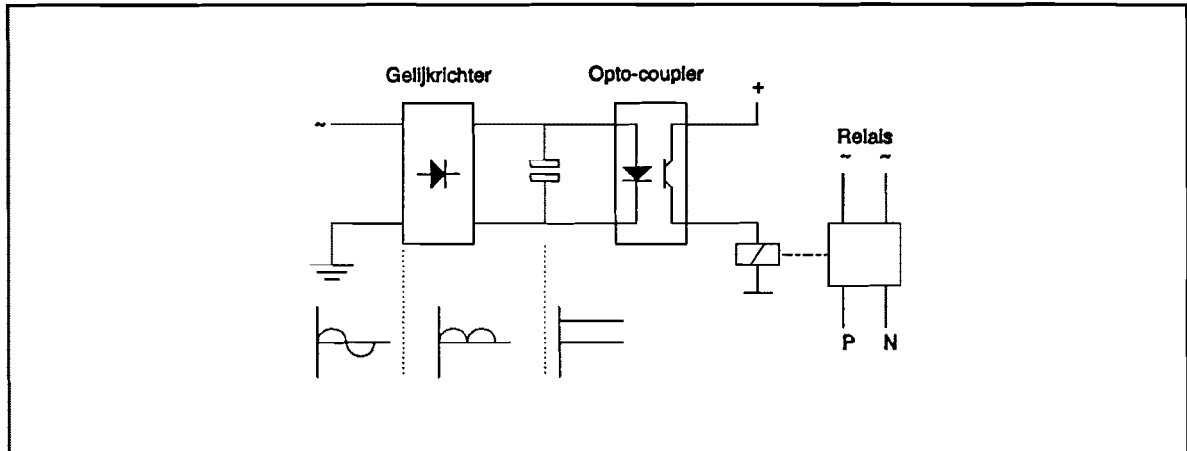
$$\text{Negatieve flank van sinus: } U_0 = A.(0 - -U) = +U$$

Er ontstaat dus een blokspanning waarvan de polariteit van de blokken 180° verschoven is t.o.v. de polariteit van de sinusspanning. Zie figuur 5.1.

Dit leidt tot meetfouten en we willen dit verhelpen door een schakeling die de fase detecteert en automatisch de fase en nul goed op de comparator schakelt.

5.2 Opbouw van de fase detectie

Om de fase te kunnen onderscheiden van de nul kunnen we alleen refereren naar aarde. Hierbij moeten we opletten dat voor een net dat uitgerust is met een aardlekschakelaar de maximale aardfout 30mA kan bedragen. Ook kunnen er op dit net apparaten aanwezig zijn die al een aardfout hebben. De aardfout moet dus zo laag mogelijk zijn. Het volgende blokschema geeft weer hoe ik dit opgelost heb. Zie figuur 5.2. Het schema van de schakeling vindt u in bijlage 4. De componentenlijst vindt u in bijlage 5.



Figuur 5.2: Blokschema fase detectie

Om de fase te onderscheiden van de nul gebruiken we een low-current opto-coupler. Over de opto-coupler willen we een spanning van ongeveer 10 V. De rest van de spanning valt over de weerstanden R7 en R8. Het gelijkgerichte signaal wordt afgevlakt door een condensator en dan aangeboden aan de led van de opto-coupler. Deze led zal nu gaan branden als de gelijkrichter aangesloten zit tussen de fase en aarde, en niet branden als deze aangesloten zit tussen de nul en aarde. Aan de uitgang van de opto-coupler is een relais aangesloten met twee wisselcontacten. Dit relais is zo geschakeld dat op de uitgangen van dit relais altijd de fase en nul op dezelfde plaats zitten.

5.3 Berekeningen en specificaties

De gebruikte opto-coupler is de 6N139, de led in deze opto-coupler neemt een stroom op van 0,5mA. De specificaties van de 6N139 staan gegeven in bijlage 3. Tussen een aansluitdraad en aarde plaatsen we een brugcel (DF06 M320). Over deze brugcel moet ongeveer 10V komen te staan bij een opgenomen stroom van 0,5mA. Hiervoor zorgen de weerstanden R7 en R8 waarover 210 volt valt bij 0,5mA.

$$R = \frac{210V}{0,5mA} = 420k\Omega \quad \text{we kiezen } R_7 = 390k \text{ en } R_8 = 22k$$

Na gelijkrichting door de brugcel en afvlakking door een condensator komt de topwaarde van 10V (AC) = 14,14V (DC) op de opto-coupler te staan. Deze gelijkspanning wordt afgevlakt door condensator C21. De led in de opto-coupler werkt goed bij $U_f=1,4V$ en $I_f=0,5mA$. Hiervoor zorgt begrenziingsweerstand R11.

$$R_{11} = \frac{14,14V - 1,4V}{0,5mA} = 25k\Omega \quad \text{we kiezen } R_{11} = 22k$$

De opto-coupler wordt gevoed door 15V DC die in de referentiebron aanwezig is. De transistoruitgang van de opto-coupler kan een stroom aan van 60mA. Het relais K1, dat voor de omschakeling van de fase en nul zorgt, neemt echter een stroom op van 60mA. Bij het inschakelen van het relais ontstaat even een stroompiek die te hoog is voor de transistor in de opto-coupler. Voor de aansturing van het relais gebruiken we daarom een transistor BC 550B. Ter bescherming van de transistor plaatsen we over het relais een vrijlooptiode D2. De uitgang van de opto-coupler belasten we met weerstand R9. Weerstand R10 zorgt voor de begrenzing van de basisstroom door de transistor.

$$I_c = 60mA \quad \beta = 300 \quad I_b = \frac{60mA}{300} = 0,2mA$$

$$R_{10} = \frac{U_{R9} - U_{be}}{I_b} = \frac{15 - 0,7}{0,2mA} = 71k\Omega \quad \text{we kiezen } R_{10} = 68k$$

Weerstand R9 is de belastingsweerstand voor de transistoruitgang van de opto-coupler. Door de opto-coupler mag maximaal 60mA.

$$R_{9min} = \frac{U - U_{be}}{I_{max}} = \frac{15 - 0,7}{60mA} = 240\Omega \quad \text{we kiezen } R_9 = 1k$$

We hebben ook nog een controle led LD1. Dit is een low current led die werkt bij 2mA. Deze led heeft een voorschakelweerstand R9.

$$R_{12} = \frac{220V}{2mA} = 110k\Omega \quad \text{we kiezen } R_{12} = 100k$$

Een diode D1 is anti-parallel geschakeld over de led omdat deze de sperspanning van 311V niet verdragen kan. Onze totale aardfout is dus 2,5mA.

In de praktijk komt het voor dat er tussen de nul en aarde wel een verschilspanning is. Om deze reden is het schakelpunt bij 100V gekozen.

5.4 Werking van de fasedetectie

Fase op aansluiting bij zekering en nul op andere aansluiting:

De brugcel is nu aangesloten tussen fase en aarde, zie bijlage 4. Over de brugcel komt 10V te staan en op de opto-coupler 14,14V waardoor de led in de opto-coupler gaat branden. De transistoruitgang van de opto-coupler wordt open gestuurd. Hierdoor komt, via weerstand R10, 0V op de basis van de transistor te staan. Hierdoor zal het relais niet bekrachtigd worden:

- * De fase komt via relaisaansluiting 11 op punt 12 te zitten.
- * De nul komt via relaisaansluiting 14 op punt 15 te zitten.
- * De controle led LD1 zal gaan branden.

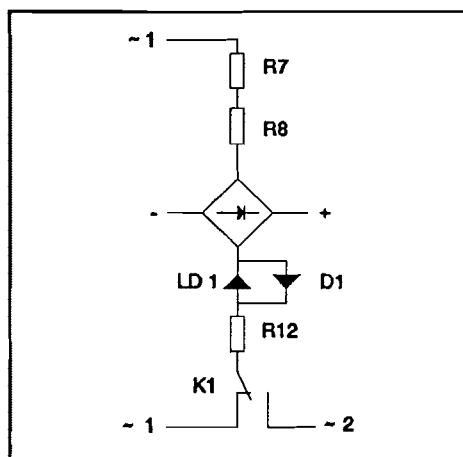
Nul op aansluiting bij zekering en fase op andere aansluiting:

De brugcel is nu aangesloten tussen nul en aarde, zie bijlage 4. Over de brugcel komt 0V te staan en op de opto-coupler 0V waardoor de led in de opto-coupler niet gaat branden. De transistoruitgang van de opto-coupler wordt niet open gestuurd. Over weerstand R9 staat nu +15V. Via weerstand R10, komt er 0,6 op de basis van de transistor te staan. Hierdoor zal de transistor open gestuurd worden en het relais bekrachtigd:

- * De fase komt via relaisaansluiting 13 op punt 12 te zitten.
- * De nul komt via relaisaansluiting 16 op punt 15 te zitten.
- * De controle led LD1 zal gaan branden.

Fase en nul aangesloten op willekeurige plaats en onderbroken aarde:

Stel fase op aansluiting bij zekering (~ 1) en nul op andere aansluiting (~ 2). Omdat de aarde naar buiten onderbroken is komen nu de brugcel en de led LD1 in serie te staan, zie figuur 5.3.



Op de brugcel staat 220V en via het aansluitpunt bij R7. Via het relais K1 komt aan de andere kant ook 220V te staan. Over de brugcel valt nu 0V en het relais zal opkomen. Hierdoor schakelt het relais om naar de nul op ~ 2. De brugcel en de led staan nu in serie aangesloten tussen fase en nul.

Nu valt er wel een spanning over de brugcel en zal het relais afvallen. Hierdoor schakelt het relais om naar de fase op ~ 1. Nu valt er weer geen spanning over de brugcel. De condensator C21 zorgt voor een tijdvertraging. De led LD1 gaat nu dus knipperen met een frequentie van ongeveer 1Hz.

Figuur 5.3: Onderbroken aarde

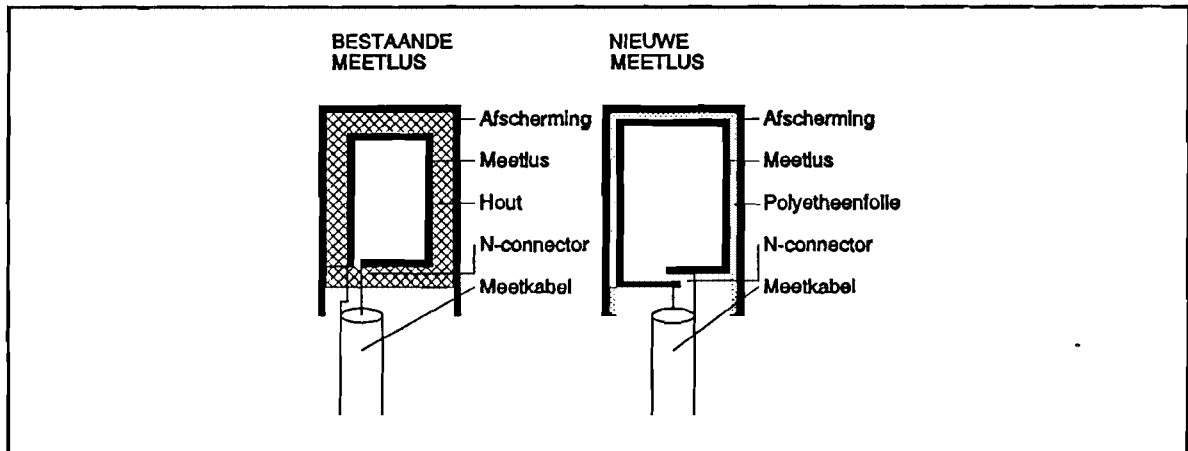
Fout in schakeling zelf:

Als om een of andere reden de schakeling niet goed werkt, dan komt de nul op punt 12 van het relais te staan en de fase op punt 15 van het relais. Dit heeft tot gevolg dat de led LD1 tussen aarde en nul komt te staan en dus niet zal gaan branden.

6. VERGROTEN BANDBREEDTE VAN MEETLUS

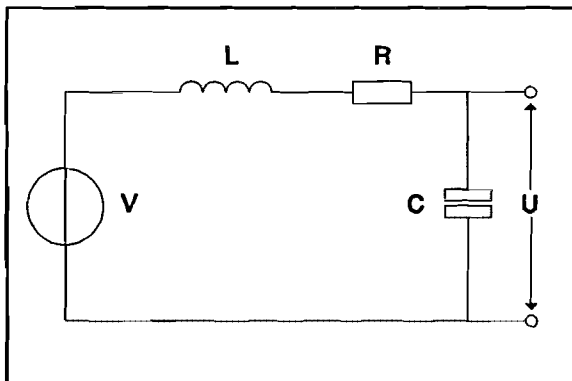
Zoals vermeld in hoofdstuk 4.5, is een van mijn opdrachten het verbeteren van de bandbreedte van een meetlus.

Toen ik op de TU aan mijn afstudeeropdracht begon waren er 8 meetlussen gemaakt. Deze meetlussen bestaan uit een koperen afscherming en een koperen lus met daartussen een 4 cm dikke houten of P.M.M.A. isolatie. Zie figuur 6.1. Deze lussen zijn gebouwd door W.J.W. de Poorter van TUE [Ref 8].



Figuur 6.1: Opbouw van de meetlussen

6.1 Verlagen van parasitaire capaciteit



Figuur 6.2: Schema meetlus

In figuur 6.2 staat het vervangingscircuit van de meetlus. We zien dat deze bestaat uit een zelfinductie L , een weerstand R en een capaciteit C . Deze capaciteit is de parasitaire capaciteit tussen de afscherming en de meetlus.

Voor de resonantiefrequentie geldt de formule:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}}$$

Om een hogere bandbreedte te krijgen moeten we dus L en C zo laag mogelijk kiezen. De zelfinductie L kan men verlagen door de meetlus van een brede strip te maken. Voor de parasitaire capaciteit C geldt het vlakke plaat model:

$$C = \frac{A \cdot \epsilon}{d}$$

Hierin is: A = oppervlakte platen
 d = afstand tussen meetlus en afscherming

Om C te verlagen hebben we de volgende mogelijkheden:

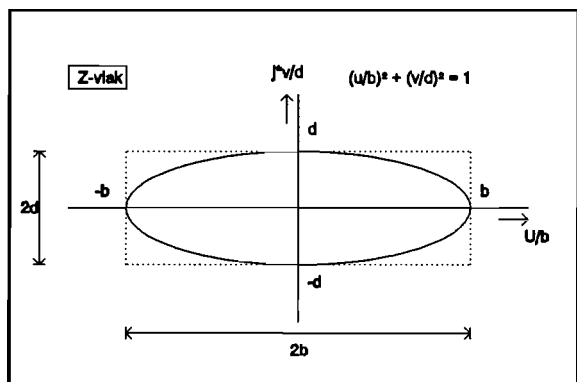
- A klein maken
- d groot maken
- ε klein maken

A klein maken kunnen we doen door een smalle strip te maken. Voor een kleine L moeten we echter een brede strip hebben. Ik heb daarom een berekening gemaakt of dat er een optimum bestaat voor de breedte van de strip voor L en C. De afstand tussen meetlus en afscherming d groot maken is niet mogelijk. Ten eerste heeft men niet veel plaats tussen de railkokers en ten tweede zou de afscherming dan geen nut meer hebben.

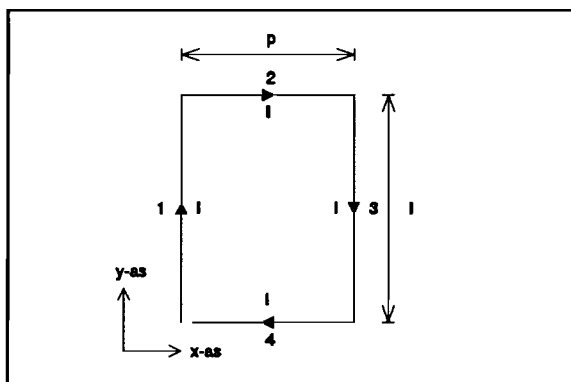
Een andere mogelijkheid om de invloed van C te reduceren kunnen we als volgt realiseren. Als we de afstand d tussen de meetlus en de afscherming zeer klein maken dan zal het spanningsverschil dV tussen afscherming en meetlus zeer klein worden. Hierdoor verdwijnt de invloed van de parasitaire capaciteit C, en kan deze verwaarloosd worden. Hiervoor heb ik een meetlus gebouwd met dezelfde afmetingen als de bestaande meetlussen. I.p.v. hout of P.M.M.A heb ik een polyetheenfolie gebruikt met een dikte van 0,2mm. Zie figuur 6.1.

6.2 Afleiden formules voor capaciteit, zelfinductie en weerstand

Bij de afleiding voor de zelfinductie wordt het veld rond een strip berekend door de stripvorm (rechthoekig) te benaderen door een ellips. Zie figuur 6.3.



Figuur 6.3: Benadering veld strip



Figuur 6.4: Integratiegebieden meetlus

Door deze benadering, waarbij de strip in het complexe z-vlak is afgebeeld, is het mogelijk met behulp van een conforme afbeelding het magneetveld om de strip te berekenen [Ref 9]. De magnetische veldsterkte H als functie van z is dan:

$$H(z) = \frac{I}{2\pi\sqrt{z^2 - c^2}} \quad \text{met } c = \sqrt{b^2 - d^2}$$

De substitutie van $z = u + jv$ levert:

$$H(u+jv) = \frac{I}{2\pi\sqrt{(u+jv)^2 - c^2}}$$

Als nu het veld op de v -as beschouwd wordt dan kan voorgaande formule vereenvoudigd worden door de substitutie $u = 0$:

$$H(jv) = \frac{I}{2\pi\sqrt{(jv)^2 - c^2}} = \frac{I}{2\pi\sqrt{-v^2 - c^2}} = \frac{I}{2\pi\sqrt{-1(v^2 + c^2)}} = \frac{I}{2\pi j\sqrt{v^2 + c^2}}$$

Voor de modulus van de magnetische inductie B geldt dan:

$$B(v)|_{u=0} = \mu_0 \cdot H(v) = \frac{\mu_0 I}{2\pi\sqrt{v^2 + c^2}}$$

Met deze afleiding is het mogelijk om de totale magnetische flux door de lus te bepalen. We kijken hiervoor naar figuur 6.4. De lus wordt hier opgedeeld in vier draadstukken: draadstuk 1 en 3 met lengte l en draadstuk 2 en 4 met breedte p . Door de strip loopt overal dezelfde stroom I , zodat de bijdrage van de stroom, aan de totale flux, in gebied 1 het zelfde is als in gebied 3. Dit geldt natuurlijk ook voor gebied 2 en 4. De totale flux ten gevolge van stroom I wordt dan:

$$\Phi_{\text{tot}} = \Phi_1 + \phi_2 + \phi_3 + \phi_4 = 2(\phi_1 + \phi_2) = B \cdot A$$

Voor Φ_1 geldt:

$$\phi_1 = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot l}{2\pi} \cdot \int_0^p \frac{1}{\sqrt{x^2 + c^2}} \cdot dx = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot l}{2\pi} \cdot \ln \frac{p + \sqrt{p^2 + c^2}}{c}$$

$$\phi_1 = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot b}{2\pi} \cdot \int_0^l \frac{1}{\sqrt{y^2 + c^2}} \cdot dy = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot b}{2\pi} \cdot \ln \frac{l + \sqrt{l^2 + c^2}}{c}$$

De inductiviteit van de lus is:

$$L_{\text{lus}} = \frac{2(\phi_1 + \phi_2)}{I}$$

Voor de parasitaire capaciteit van de meetlus geldt de formule voor de vlakkeplaat condensator. Deze bestaat uit 3 vlakkeplaat condensatoren namelijk de vlakken 1, 2 en 3 uit figuur 6.4.

Voor C geldt dan:

$$C = \frac{A \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{d} = \frac{(2b(2l+p)) \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{d}$$

De weerstand R van de meetlus kunnen we berekenen met:

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A} = \frac{\rho \cdot (2l+2p)}{2b(2l+2p)}$$

We kunnen nu de L en C uitrekenen. We vinden de volgende waarden:

Voor L van nieuwe en bestaande meetlus geldt:

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}, l = 0,35\text{m}, p = 0,28\text{m}, 2b = 25\text{mm} \text{ en } 2d = 1\text{mm} \Rightarrow L = 809\text{nH}$$

Voor C van de bestaande meetlus met diëlectricum van hout geldt:

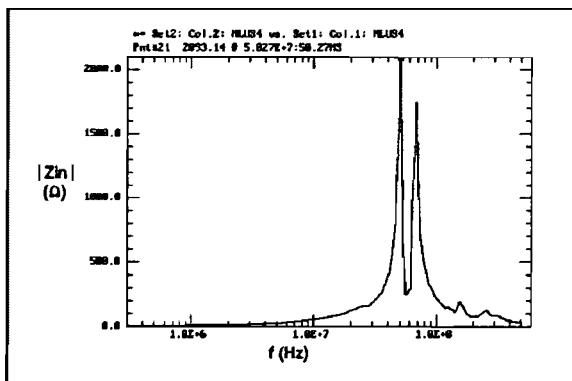
$$\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}, \epsilon_r = 1, d = 0,2\text{mm}, p = 0,28\text{m}, 2b = 25\text{mm} \Rightarrow C = 1,07\text{nF}$$

Voor C van de bestaande meetlus met diëlectricum van polyetheenfolie geldt:

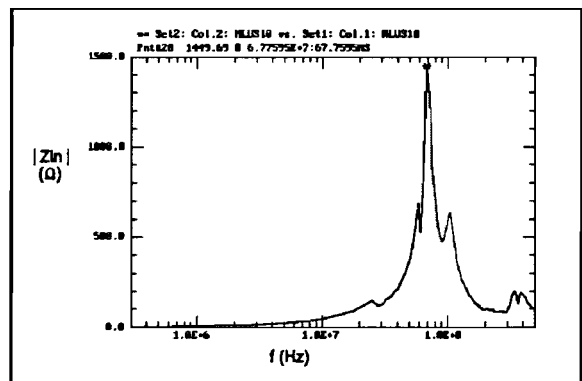
$$\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}, \epsilon_r = 2,5, d = 0,2\text{mm}, p = 0,28\text{m}, 2b = 25\text{mm} \Rightarrow C = 2,67\text{nF}$$

6.3 Meting met network analyser

Ik heb een ingangsimpedantiemeting gedaan met de HP 4398 A network analyser voor de bestaande meetlus nr.4 met diëlectricum van hout, zie figuur 6.5. Dit heb ik ook gedaan met de nieuwe meetlus met diëlectricum van polyetheenfolie. Zie figuur 6.6.



Figuur 6.5: Ingangsimpedantie van bestaande meetlus nr.4 met hout als diëlectricum



Figuur 6.6: Ingangsimpedantiemeting voor nieuwe meetlus met polyetheenfolie diëlectricum

De network analyser laten we ook een Smith-kaart maken voor deze twee meetlussen. Hieruit kunnen we de zelfinductie L aflezen van de meetlus. De oscilatiefrequentie kunnen we uit de grafieken van de ingangsimpedantie aflezen. Hieruit kunnen we dan de parasitaire capaciteit berekenen met de formule:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

De gemeten en berekende waarden staan in de volgende tabel:

	L_{gemeten} [nH]	C_{gemeten} [pF]	L_{berekend} [nH]	C_{berekend} [nF]	f_0 [MHz]
Bestaande meetlus nr. 4 met hout als diëlectricum	857,91	11,6	809	1,067	50,3
Nieuwe meetlus met polyetheenfolie als diëlectricum	791,53	6,9	809	2,67	67,8

Als we deze vergelijken met onze berekende waarden, zie hoofdstuk 6.2, dan blijkt dat de zelfinductie L overeenkomt met de berekende waarden. De parasitaire capaciteit C is berekend echter veel hoger dan gemeten. Dit bewijst dat onze veronderstelling klopt. De parasitaire capaciteit neemt af door de afstand d tussen meetlus en afscherming zeer klein te maken, omdat het spanningsverschil dV dan ook zeer klein wordt. Hierdoor neemt de bandbreedte toe van 50,3 tot 67,8 MHz.

6.4 Vinden van een optimale breedte van de strip

In hoofdstuk 6.2 bleek dat voor een kleine L (zelfinductie van de lus) een brede strip nodig was en voor een kleine C (parasitaire capaciteit tussen meetlus en afscherming) een smalle strip. Ik heb geprobeerd een optimale breedte te vinden waarbij het produkt $L \cdot C$ zo klein mogelijk is. Deze kunnen we vinden door de volgende berekening uit te voeren:

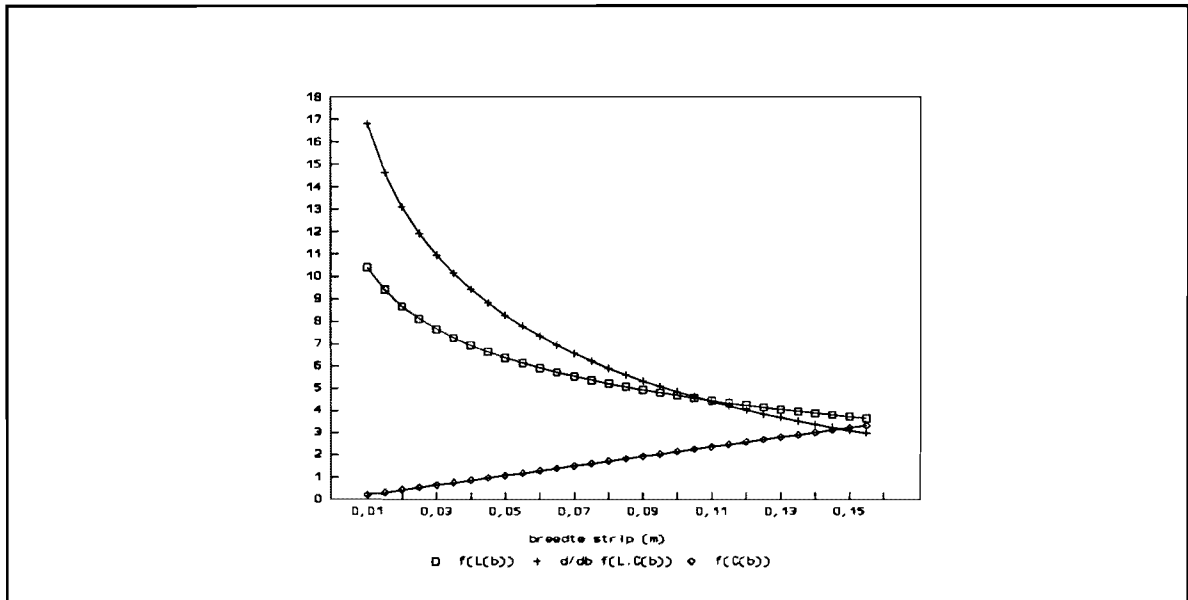
$$\frac{d}{db} f(L \cdot C) = 0 \quad \text{met } b \text{ is breedte strip}$$

Ik heb deze bewerking uit laten voeren door de PC met het programma DERIVE. Er bleek geen optimum te bestaan voor $L \cdot C$. In figuur 6.7 staat de grafiek voor $f(L(b))$, $f(C(b))$ en $d/db f(L \cdot C(b))$, b is de breedte van de strip. De waarden bij de y-as hebben geen betekenis. De grafieken geven alleen aan hoe de waarden van L en C veranderen bij een grotere breedte van de strip. Op de x-as staat de breedte van de strip.

We zien hier dat de capaciteit lineair toeneemt met de breedte van de strip.

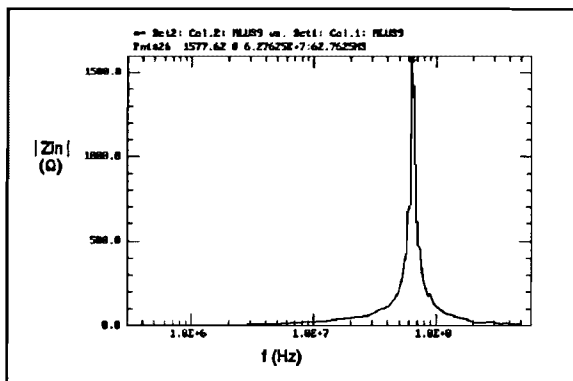
De zelfinductie L neemt af als de strip breder wordt. Uit de grafiek van $d/db f(L \cdot C(b))$ blijkt dat hoe breder de strip hoe lager $L \cdot C$ en hoe hoger de bandbreedte.

Dit gaat echter niet helemaal op. Dit komt omdat de meetlus aangesloten is met een N-connector die op een punt in de strip de stroom afneemt. Het breder maken van de strip kan dus niet oneindig doorgaan.



Figuur 6.7: Simulatie L en C voor breedte strip

Ik heb ook een meetlus gemaakt met een breedte van 15cm. Hiervan heb ik ook de ingangsimpedantie gemeten met de network analyser, zie figuur 6.8.



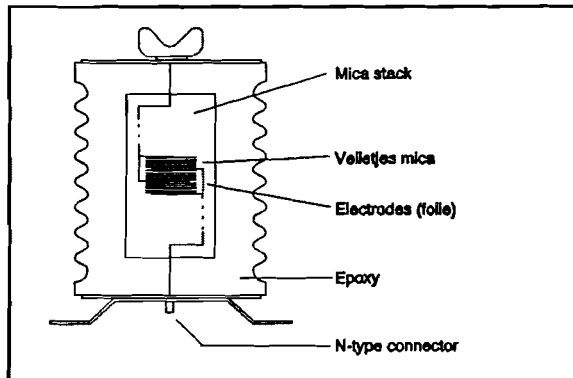
Figuur 6.8: Ingangsimpedantie van meetlus met polyetheenfolie diëlectricum en een breedte van 15 cm.

De network analyser geeft hier een L van 385 nH en een oscillatiefrequentie van 62,8 MHz. Dit is lager dan voor de lus met een breedte van 2,5 cm. Dit komt omdat de zelfinductie niet zo veel is afgenomen als verwacht omdat de stroom maar in een punt van de strip wordt geïnjecteerd via een N-connector. We kunnen hier een parasitaire capaciteit van 16,7 pF berekenen. Om echt een optimale breedte van de strip te vinden zal men dus met meerdere breedten moeten experimenteren.

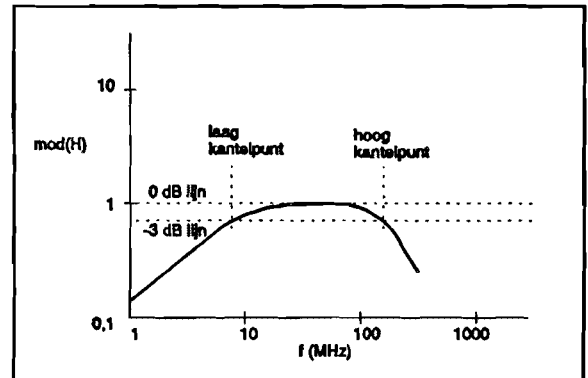
7. METINGEN IN DE HEMWEG 6 TE AMSTERDAMM

7.1 Meting aan capacitieve sensoren in Hemweg 6 te Amsterdam

7.1.1 De capacitieve sensor



Figuur 7.1: De capacitieve sensor



Figuur 7.2: Overdracht capacitieve sensor

Op 13-10-1993 hebben mijn coach ing. A.J.M. Pemen en ik in de Hemweg 6 centrale te Amsterdam een eerste meting uitgevoerd aan de capacitieve sensoren, zie figuur 7.1. Deze sensoren waren reeds geïnstalleerd in juli. Het probleem is echter dat de Hemweg 6 niet veel meer in bedrijf is, omdat deze het einde van zijn levensduur nadert.

Deze meting heeft als doel het controleren van de juiste werking van de capacitieve sensoren. De opbouw en werking van de sensoren is al besproken in hoofdstuk 4.8.

De capacitieve sensoren zijn getest in het hoogspanningslaboratorium van de KEMA in Arnhem. Hieruit kwamen de volgende specificaties:

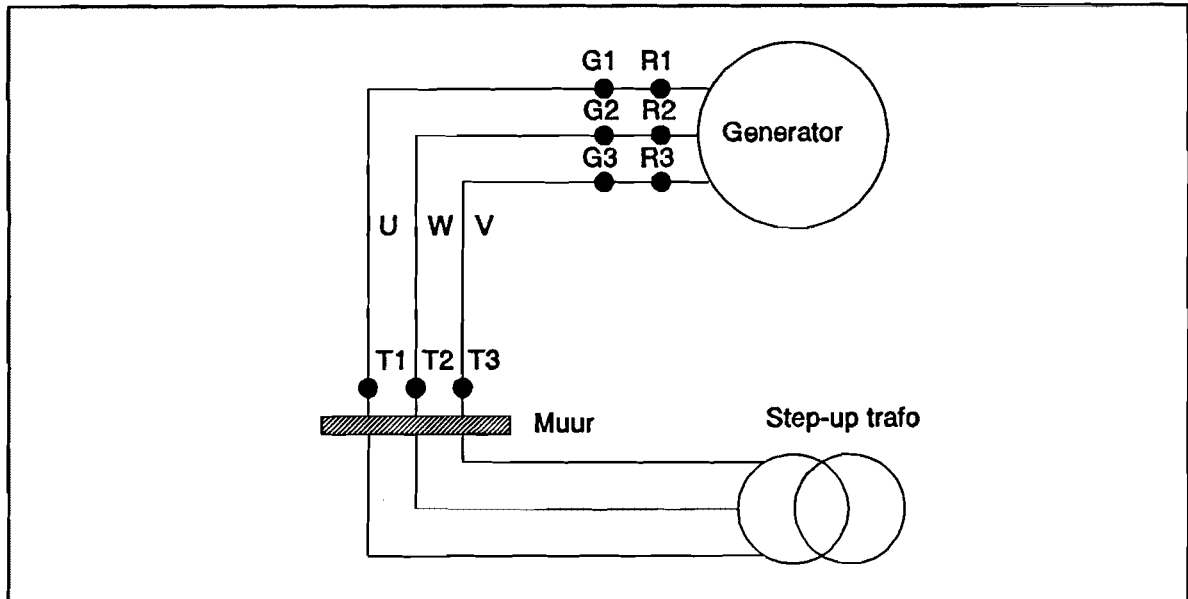
Capaciteit	:	500pF
Nominale spanning	:	9kV
Stootspanning	:	95kV (volgens IEC273)
Partiële ontladingen	:	tot 12kV/50Hz geen partiële ontladingen tot 16kV/50Hz partiële ontladingen < 5pF
Tan δ	:	< 0.01
Isolatie weerstand	:	> 500 M Ω
Temperatuur range	:	-40°C tot +80°C

Voor de Hemweg 6 zijn 6 capacitieve sensoren gemaakt. Hiervan zijn bij de KEMA de capaciteit en de overdrachtsverhouding gemeten. Uit de meting van de overdrachtsverhouding, zie figuur 7.2, is de bandbreedte bepaald:

Nummer sensor	Capaciteit [pF]	$f_{k \text{ laag}}$ [MHz]	$f_{k \text{ hoog}}$ [MHz]
1, sensor T1	526	5,9	101,0
2, sensor G3	526	5,8	99,9
3, sensor G2	535	5,8	104,5
4, sensor T3	527	5,9	105,0
5, sensor G1	525	5,9	98,5
6, sensor T2	534	5,8	101,0

7.1.2 Meetbeschrijving

De sensoren in de Hemweg 6 zijn als volgt opgesteld: zie figuur 7.3



Figuur 7.3: Aanduiding en plaatsing capacitieve sensoren Hemweg 6

G1, G2, G3, T1, T2 en T3 zijn capacitieve sensoren.
R1, R2 en R3 zijn Rogowskispoelen.

De meting is als volgt uitgevoerd:

- 1) Gelijktijdig meten met G1 en T1, verschillende triggerniveau's
- 2) Gelijktijdig meten met G2 en T2, verschillende triggerniveau's
- 3) Gelijktijdig meten met G3 en T3, verschillende triggerniveau's

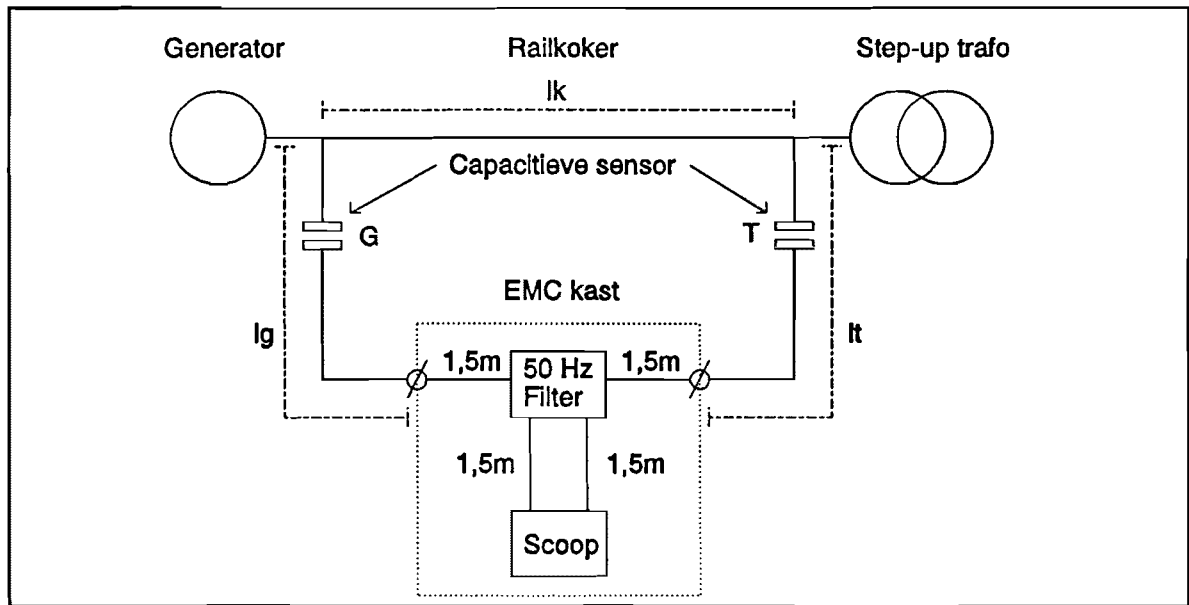
- 4) Gelijktijdig meten met G1 en G2, verschillende triggerniveau's
- 5) Gelijktijdig meten met G1 en G3, verschillende triggerniveau's
- 6) Gelijktijdig meten met G2 en G3, verschillende triggerniveau's

- 7) Gelijktijdig meten met G1 en R1, verschillende triggerniveau's
- 8) Gelijktijdig meten met G2 en R2, verschillende triggerniveau's
- 9) Gelijktijdig meten met G3 en R3, verschillende triggerniveau's

- 10) Meten 50Hz signaal G1 en T1
- 11) Meten 50Hz signaal G2 en T2
- 12) Meten 50Hz signaal G3 en T3

Er is gemeten met de NICOLET 450 oscilloscoop, deze scoop heeft slechts twee ingangskanalen beschikbaar. Tussen de oscilloscoop en de capacitieve sensoren is een 50Hz filter aangebracht om het 50Hz signaal te elimineren. Bij de 50Hz metingen wordt de 50Hz filter uit de meetopstelling weggelaten. Er is gemeten met een sampeltijd van 5 ns.

7.1.3 Afstanden en looptijden



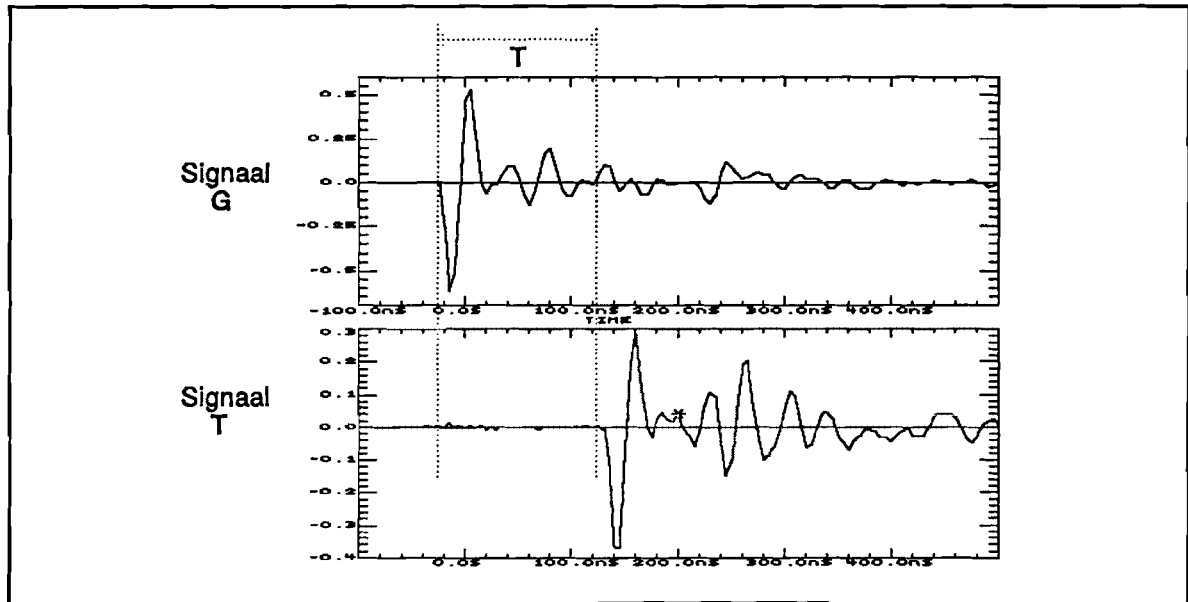
Figuur 7.4: De meetopstelling

In figuur 7.4 staat het meetschema weergegeven. In dit schema ziet U de lengtes l_g en l_t , dit zijn de lengtes van de meetkabels tussen de EMC kast en de capacitieve sensoren. Ook ziet U de lengte l_k , dit is de lengte van het railkokersysteem tussen de beide capacitieve sensoren. Deze lengtes zijn gemeten door A.H.M. van Aken [Ref 10]. De lengtes staan weergegeven in de tabel hieronder:

l_{G1}	l_{G2}	l_{G3}	l_{T1}	l_{T2}	l_{T3}	l_{K1}	l_{K2}	l_{K3}
20.8m	18.4m	21.1m	37.4m	37.1m	36.7m	22.4m	20.4m	18.2m

7.1.4 Berekenen van de looptijden

Een signaal afkomstig van een partiële ontlading in de stator van de generator zal eerst sensor G passeren en daarna sensor T. Tussen deze twee signalen zit dus een looptijd T . Zie de figuur 7.5. We willen nu deze looptijd berekenen zodat we kunnen controleren of dat we deze looptijd terugvinden in de gemeten signalen.



Figuur 7.5: Looptijd tussen sensor G en T

De formule om de looptijd tussen de twee signalen van de capacitieve sensoren G en T te berekenen is de volgende:

$$\Delta T = l_k \cdot \tau_k + \tau_c \cdot ((l_i + 1,5 + 1,5) - (l_g + 1,5 + 1,5))$$

De kabellengte tussen de EMC-kast en de 50Hz filter (1,5m) en de kabellengte tussen de 50Hz filter en de oscilloscoop (1,5m) vallen tegen elkaar weg.

De formule wordt dan:

$$\Delta T = l_k \cdot \tau_k + \tau_c \cdot (l_i - l_g)$$

Hierin zijn τ_k (3,33 ns/m) en τ_c (5 ns/m) de looptijdconstanten van het railkokersysteem en van de gebruikte coax meetkabels. We kunnen nu met de gemeten kabellengtes van A.H.M. van Aken [Ref 10] de looptijden tussen de sensoren G en T berekenen. Deze zijn dan als volgt:

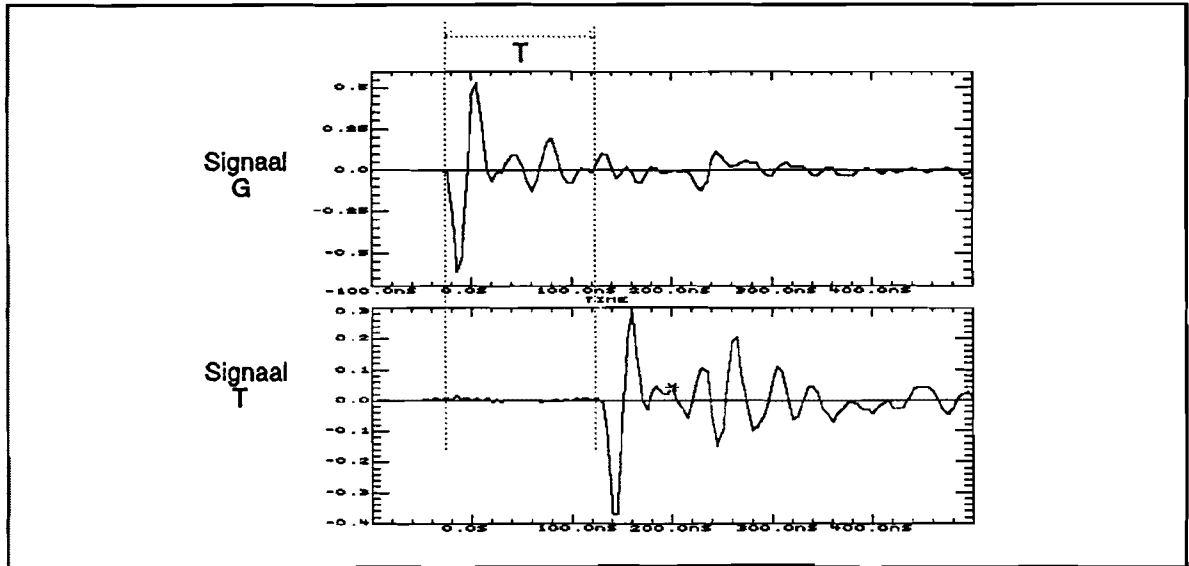
$$T_{G1-T1} = 157,6 \text{ ns.}$$

$$T_{G2-T2} = 161,4 \text{ ns.}$$

$$T_{G3-T3} = 138 \text{ ns.}$$

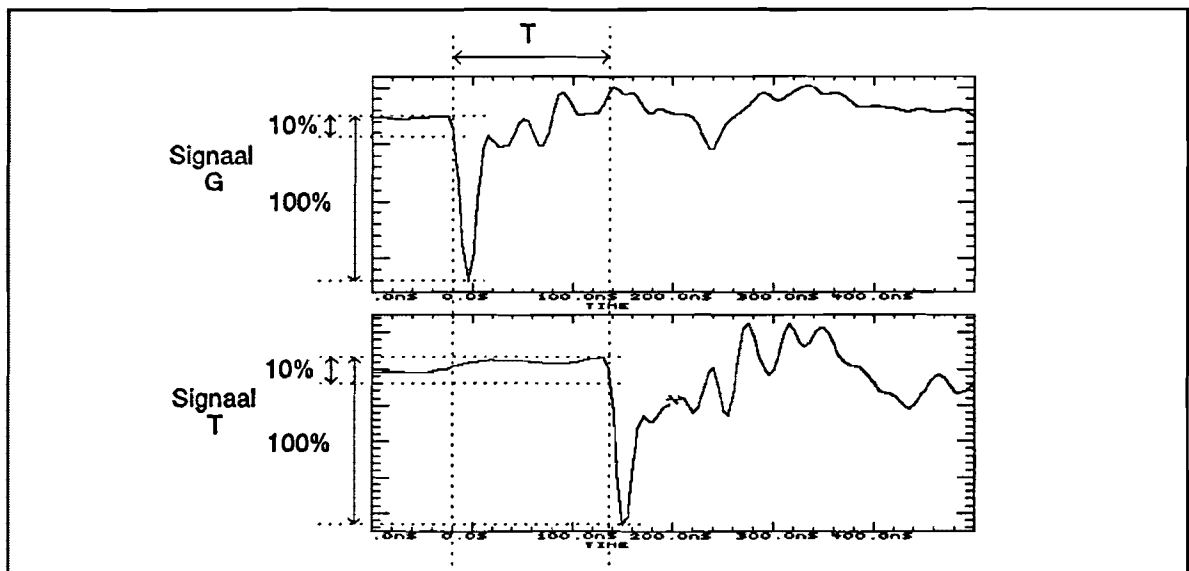
7.1.5 Bepalen looptijden uit metingen

Als we de looptijden tussen de sensoren G en T direct uit de verkregen plaatjes van de metingen zouden bepalen dan geven deze slechte resultaten. De reden hiervoor staat beschreven in het afstudeerverslag van A.H.M. van Aken [Ref 10]. Daarom integreren we de signalen G en T eerst.



Figuur 7.6: Looptijd tussen sensor G en T

Als we deze signalen integreren m.b.v. het computerprogramma VU-point dan krijgen we het volgende plaatje. Zie figuur 7.7:

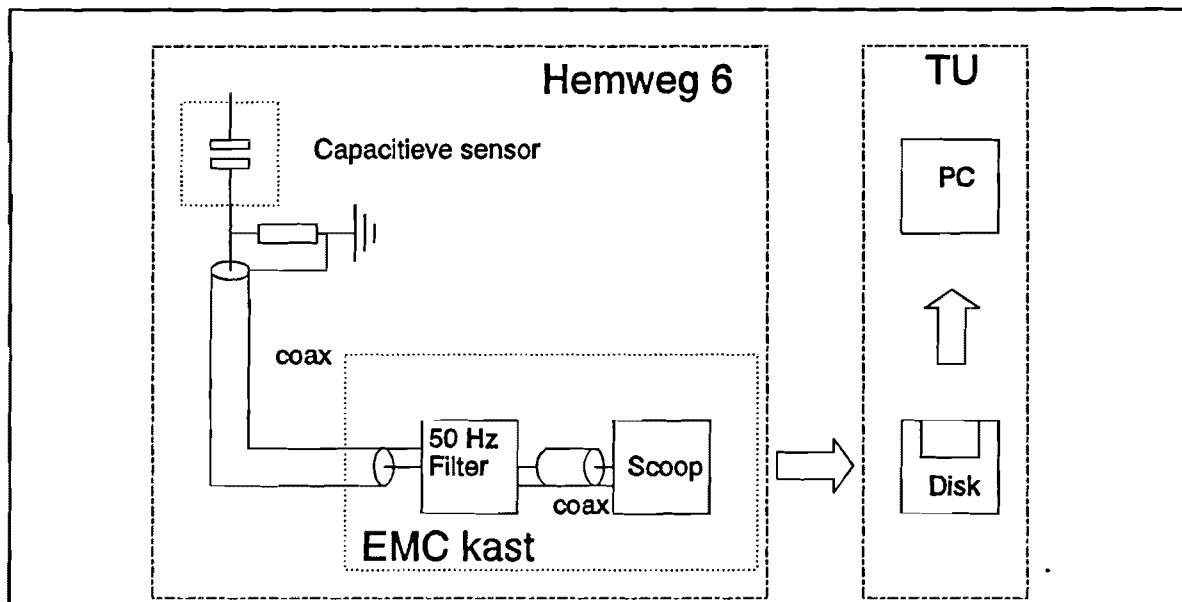


Figuur 7.7: Looptijd tussen sensor G en T voor geïntegreerd signaal

We bepalen de looptijd dan tussen de punten die op 10% van de topwaarden van de signalen liggen. Dit geeft het beste resultaat.

7.1.6 Verwerken van de meetresultaten

Figuur 7.8 geeft aan op welke manier de gegevens verwerkt worden.



Figuur 7.8: Verwerking meetgegevens

In de Hemweg 6 centrale te Amsterdam wordt gemeten. Hier is een EMC-kast opgesteld met daar in een 50Hz filter en een oscilloscoop. Met een coaxkabel (in een koperen pijp) is de filter verbonden met de capacitieve sensor. Ook de oscilloscoop is via een coaxkabel verbonden met de filter. De oscilloscoop zet de gemeten signalen op een diskette.

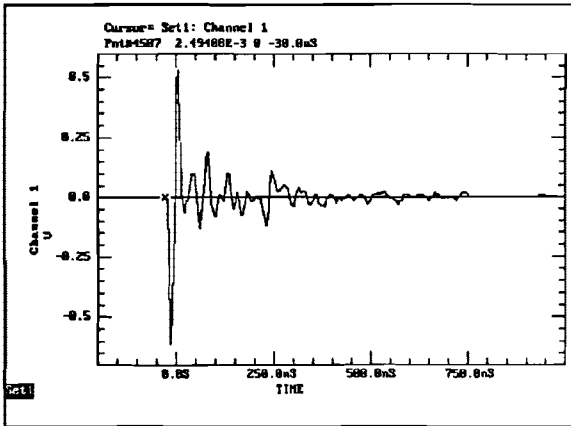
Deze diskette nemen we mee naar de TU in Eindhoven. Hier kunnen we de diskette lezen met het dataverwerkingsprogramma VU-point. Hiermee kunnen we het gevonden meetsignaal opnieuw zichtbaar maken en er allerlei bewerkingen op los laten b.v. het integreren van een signaal.

VU-point maakt van het meetplaatje een PCX formaat dat dan weer ingelezen kan worden door een textverwerker b.v. Word-Perfect.

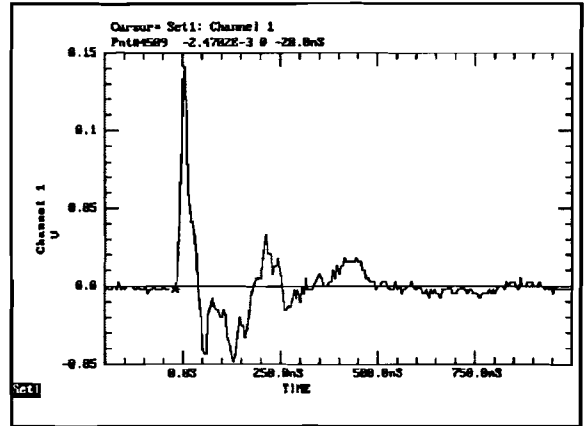
Op deze manier kunnen de meetsignalen verwerkt worden en afgedrukt op papier.

7.1.7 De meetresultaten met 50Hz filter

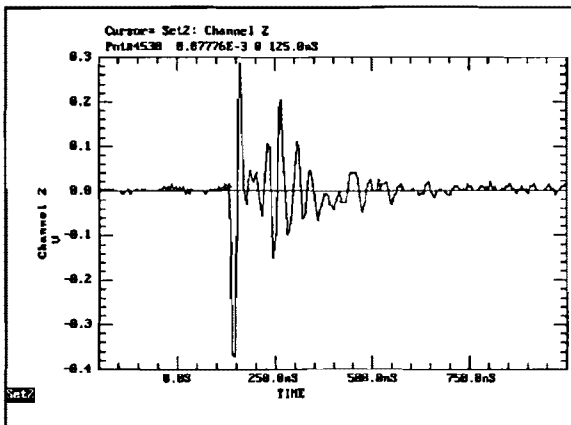
7.1.7.1 Metingen om looptijden te bepalen



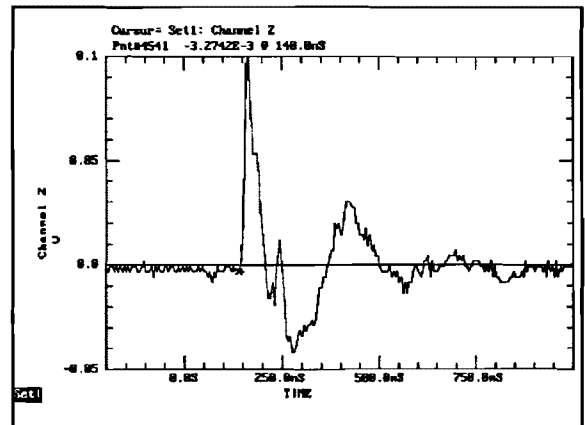
Figuur 7.9: Meetsignaal G1



Figuur 7.10: Meetsignaal G2



Figuur 7.11: Meetsignaal T1



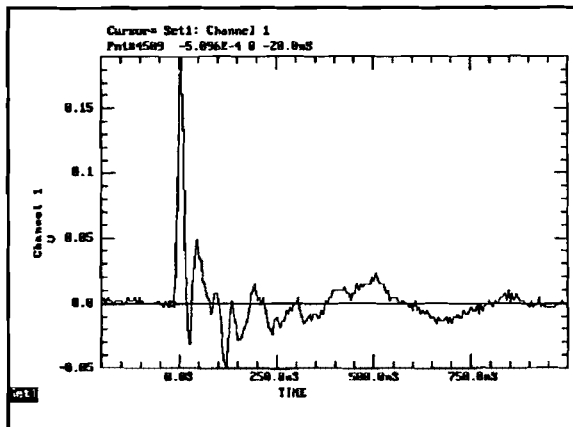
Figuur 7.12: Meetsignaal T2

Meting 1:

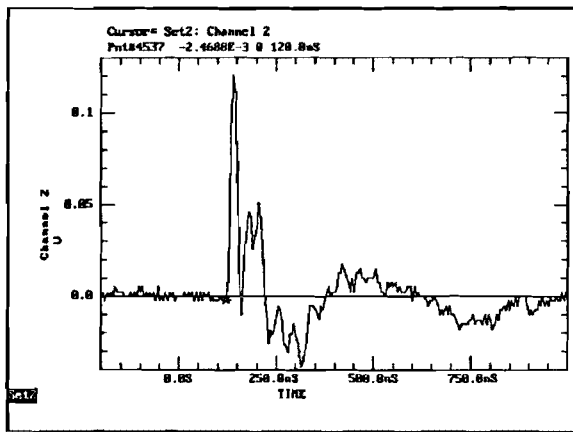
- Figuur 7.9 : meetsignaal G1
- Figuur 7.11 : meetsignaal T1
- Triggerlevel : +250mV
- Gemeten looptijd tussen G1 en T1 : 155 ns.
- Berekende looptijd tussen G1 en T1 : 157.6 ns.

Meting 2:

- Figuur 7.10 : meetsignaal G2
- Figuur 7.12 : meetsignaal T2
- Triggerlevel : +125mV
- Gemeten looptijd tussen G2 en T2 : 160 ns.
- Berekende looptijd tussen G2 en T2 : 161.4 ns.



Figuur 7.13: Meetsignaal G3



Figuur 7.14: Meetsignaal T3

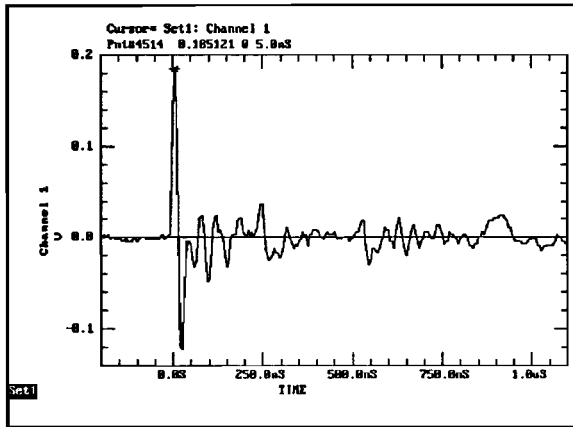
Meting 3:

Figuur 7.13	: meetsignaal G3
Figuur 7.14	: meetsignaal T3
Triggerlevel	: +125mV
Gemeten looptijd tussen G3 en T3	: 140 ns.
Berekende looptijd tussen G3 en T3	: 138 ns.

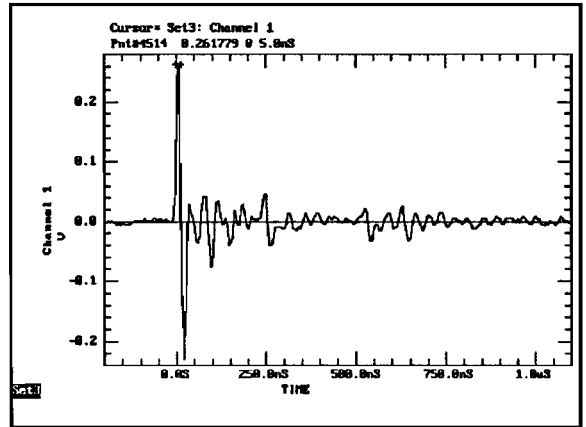
De looptijdmetingen en berekeningen komen nagenoeg overeen, rekening houdende met de sampeltijd van 5 ns. die ons een meetfout geeft.

7.1.7.2 Metingen om de overspraak te bepalen

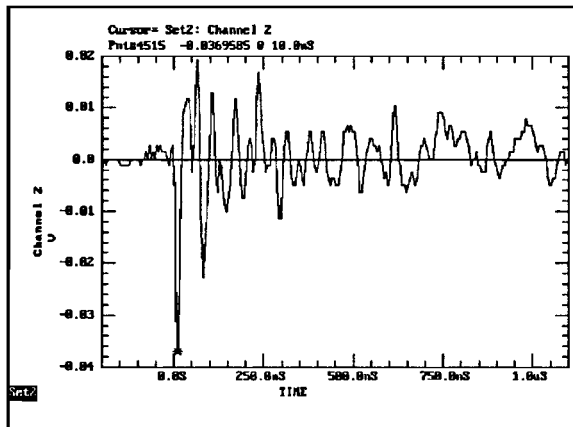
Tijdens de metingen bleek dat er altijd in alle drie de fasen gelijktijdig een signaal aanwezig is. Deze overspraak is een gevolg van de capacitieve en inductieve koppelingen tussen de statorwikkelingen. In deze meting wordt de overspraak bepaald door de top-top waarden van de gemeten signalen te vergelijken.



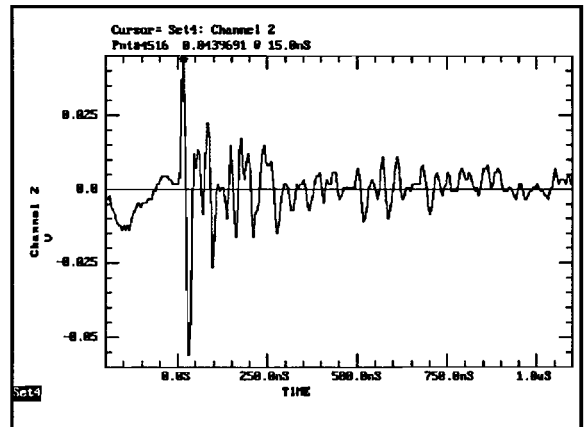
Figuur 7.15: Meetsignaal G1



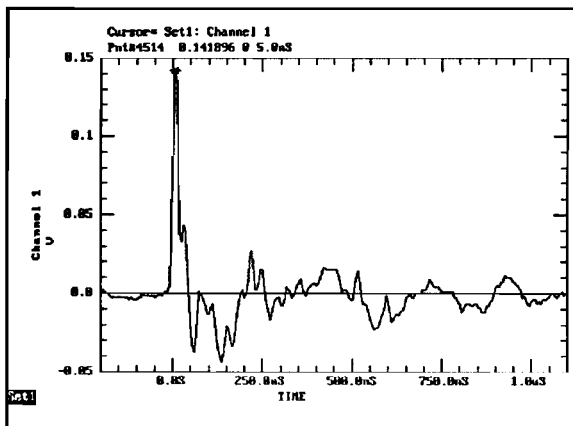
Figuur 7.16: Meetsignaal G1



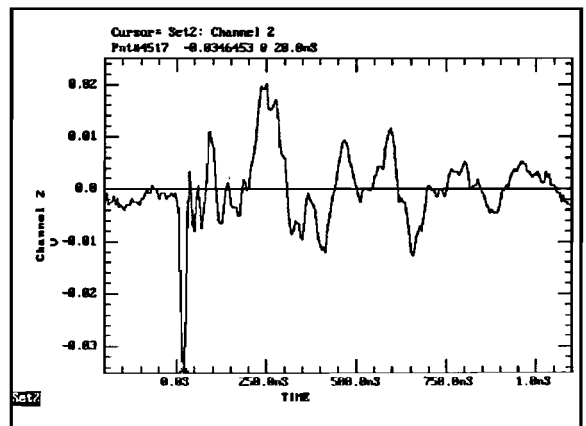
Figuur 7.17: Meetsignaal G2



Figuur 7.18: Meetsignaal G3



Figuur 7.19: Meetsignaal G2



Figuur 7.20: Meetsignaal G3

Meting 4:

Figuur 7.15 : meetsignaal G1

Figuur 7.17 : meetsignaal G2

Triggerlevel : +140 mV

Berekenen van gemeten overspraak:

$$\text{Overspraak } G1 \rightarrow G2 = \frac{U_{t-t} G2}{U_{t-t} G1} \cdot 100\%$$

Gemeten overspraak met sensor G1 en G2:

$$\frac{0,0116 - -0,0369}{0,185 - -0,122} \cdot 100\% = 15,8\%$$

Meting 5:

Figuur 7.16 : meetsignaal G1

Figuur 7.18 : meetsignaal G3

Triggerlevel : +140mV

Berekenen van gemeten overspraak:

$$\text{Overspraak } G1 \rightarrow G3 = \frac{U_{t-t} G3}{U_{t-t} G1} \cdot 100\%$$

Gemeten overspraak met sensor G1 en G3:

$$\frac{0,034 - -0,0489}{0,229 - -0,18} \cdot 100\% = 20,2\%$$

Meting 6:

Figuur 7.19 : meetsignaal G2

Figuur 7.20 : meetsignaal G3

Triggerlevel : +78mV

Berekenen van gemeten overspraak:

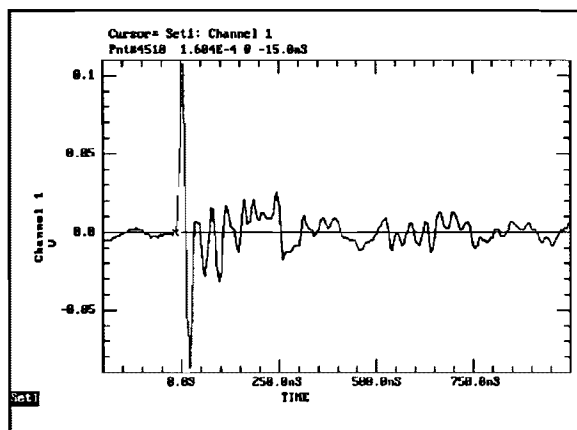
$$\text{Overspraak } G2 \rightarrow G3 = \frac{U_{t-t} G3}{U_{t-t} G2} \cdot 100\%$$

Gemeten overspraak met sensor G2 en G3:

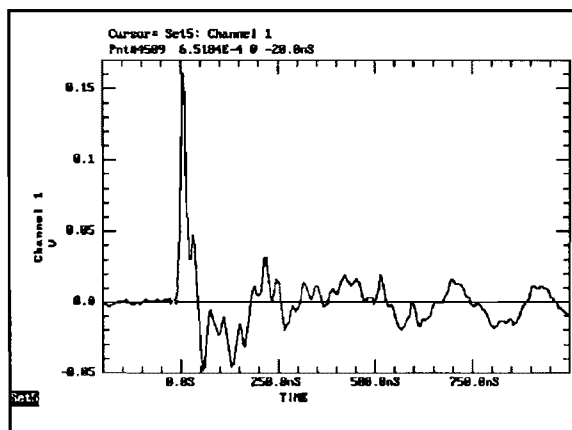
$$\frac{0,00324 - -0,0346}{0,122 - -0,0373} \cdot 100\% = 21,1\%$$

Het blijkt dat de overspraak niet constant is, maar waarschijnlijk afhankelijk is van de plaats in de generator waar de partiële ontlading optreedt. Dit wordt bevestigd door simulerende metingen bij KEMA. Deze metingen zijn uitgevoerd door A.H.M. van Aken [Ref 10]. Er zijn echter veel meer metingen nodig in de Hemweg 6 om deze stelling te bewijzen.

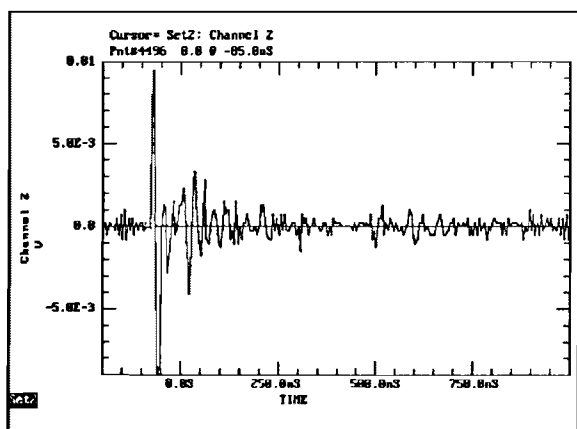
7.1.7.3 Vergelijking signaal van capacitieve sensor en Rogowskispoel



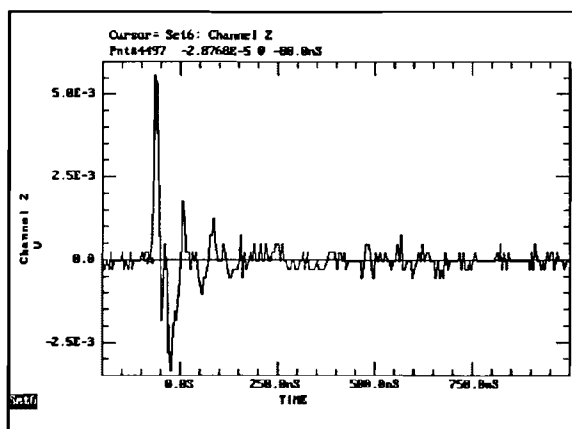
Figuur 7.21: Meetsignaal G1



Figuur 7.22: Meetsignaal G2



Figuur 7.23: Meetsignaal R1



Figuur 7.24: Meetsignaal R2

Meting 7:

Figuur 7.21 : meetsignaal G1

Figuur 7.23 : meetsignaal R1

Triggerlevel : +104mV

Gemeten looptijd tussen G1 en R1 : 70 ns.

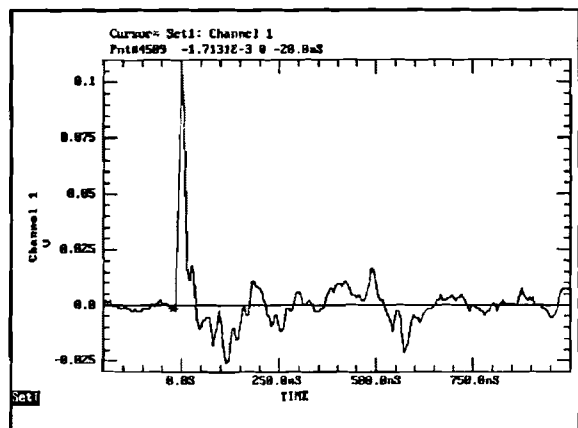
Meting 8:

Figuur 7.22 : meetsignaal G2

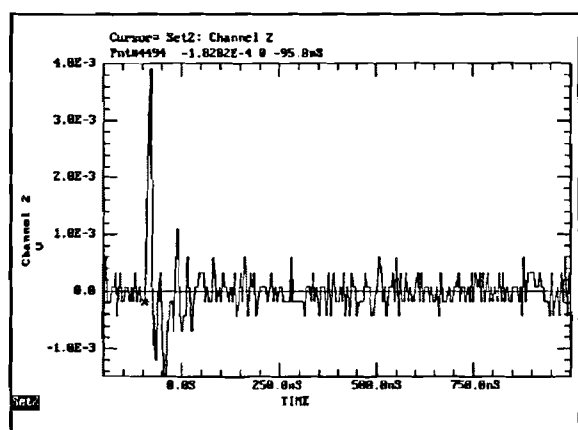
Figuur 7.24 : meetsignaal R2

Triggerlevel : +104mV

Gemeten looptijd tussen G2 en R2 : 60 ns.



Figuur 7.25: Meetsignaal G3



Figuur 7.26: Meetsignaal R3

Meting 9:

Figuur 7.25 : meetsignaal G3

Figuur 7.26 : meetsignaal R3

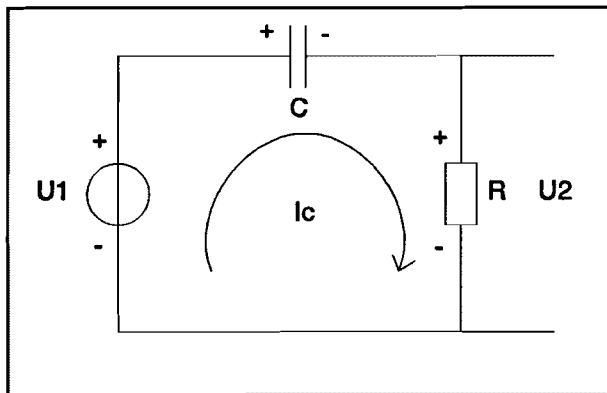
Triggerlevel : +104mV

Gemeten looptijd tussen G3 en R3 : 75 ns.

Berekenen van looptijden tussen de sensoren G en T was op 13-10-1993 niet mogelijk omdat de meetkabel lengtes tussen de BALUN's en de EMC kast nog niet bekend waren. Deze hebben we gemeten op 17-11-1993. Zie hiervoor hoofdstuk 7.2.

In het signaal van de Rogowskispoel vinden we bij de lagere amplituden afwijkingen t.o.v. het signaal van de capacitieve sensor. Dit is het gevolg van bit-ruis.

7.1.8 Berekenen klemspanning generator uit 50Hz signaal



Figuur 7.27: Meetschema

Uit de figuur 7.27 kunnen we de spanningsvergelijking opstellen voor de capacitieve sensor:

$$U_1 = U_c + U_2 \quad \text{met} \quad U_2 = I_c \cdot R$$

Voor de stroom I_c van de condensator geldt:

$$I_c = C \cdot \frac{dU}{dt}$$

Het signaal dat we meten met de oscilloscoop is de spanning U_2 . Deze spanning is dus de afgeleide van de klemspanning van de generator:

$$U_2 = RC \frac{dU}{dt}$$

We kunnen hier het originele signaal terug uit berekenen door te integreren:

$$U_2 = RC \frac{dU}{dt} \Rightarrow dU = \frac{U_2}{RC} \cdot dt \Rightarrow U = \int \frac{U_2}{RC} \cdot dt \Rightarrow U = \frac{1}{RC} \int U_2 \cdot dt$$

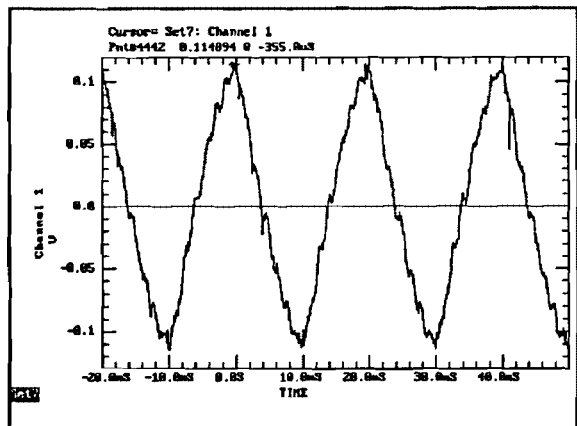
Als we het gemeten signaal dus integreren in VU-point dan kunnen we hiermee de klemspanning van de generator bepalen. Dit gaat het beste als we de top-top waarde van de geïntegreerde spanning bepalen. We komen dan als volgt terug op de klemspanning van de generator:

$$U_{t-t \text{ generator}} = \frac{1}{RC} \cdot U_{t-t \text{ geïntegreerde spanning}}$$

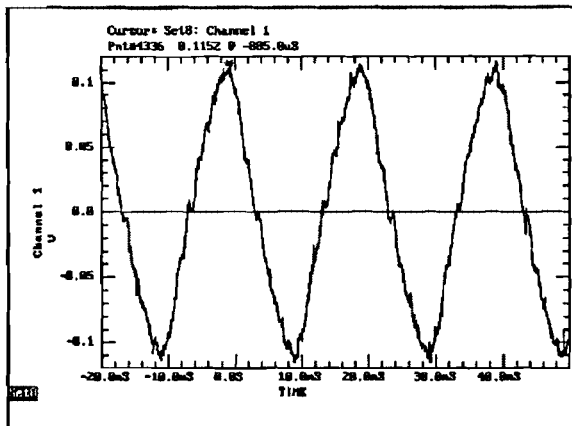
We moeten nu alleen nog de effectieve waarde van de klemspanning bepalen uit de gevonden top-top spanning:

$$U_{rms} = \frac{U_{t-t}}{2 \cdot \sqrt{2}}$$

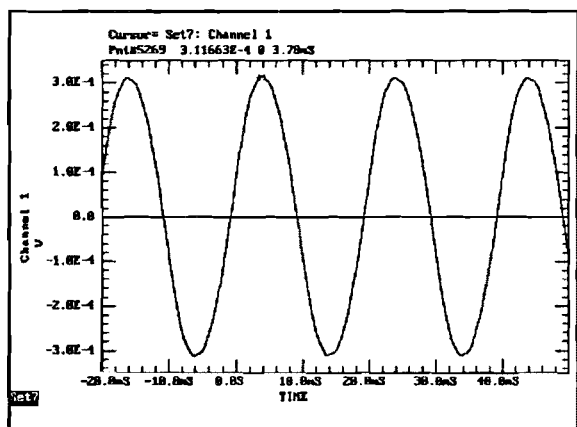
7.1.9 De 50 Hz meetresultaten



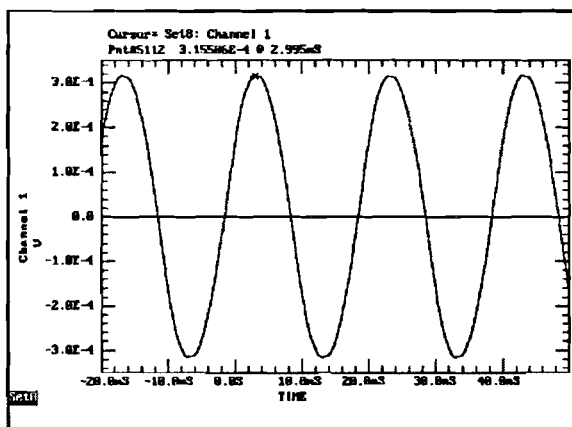
Figuur 7.28: 50 Hz meetsignaal G1



Figuur 7.29: 50 Hz meetsignaal G2



Figuur 7.30: geïntegreerd 50 Hz signaal G1



Figuur 7.31: geïntegreerd 50Hz signaal G2

Meting 10:

Figuur 7.28

: meetsignaal G1

Figuur 7.30

: geïntegreerd meetsignaal G1

$U_{t,t}$ van geïntegreerd meetsignaal G1

: $3,11 \cdot 10^{-4} + 3,11 \cdot 10^{-4} = 6,22 \cdot 10^{-4} \text{ V}$

U_{rms} klemspanning generator fase U

: 8,377 kV

METING 11:

Figuur 7.29

: meetsignaal G2

Figuur 7.31

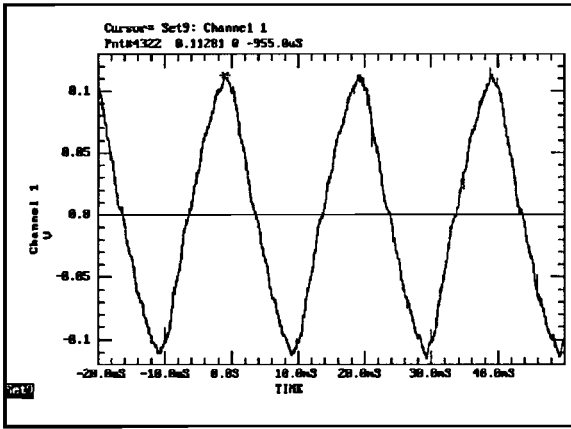
: geïntegreerd meetsignaal G2

$U_{t,t}$ van geïntegreerd meetsignaal G2

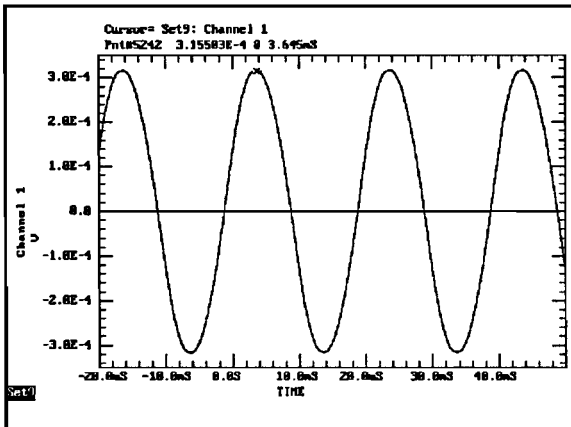
: $3,16 \cdot 10^{-4} + 3,16 \cdot 10^{-4} = 6,32 \cdot 10^{-4} \text{ V}$

U_{rms} klemspanning generator fase W

: 8,353 kV



Figuur 7.32: 50 Hz meetsignaal G3



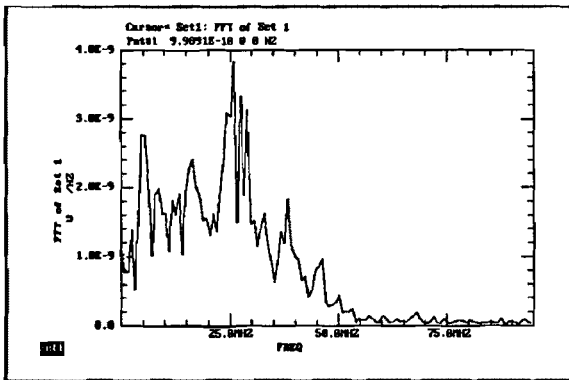
Figuur 7.33: geïntegreerd 50Hz signaal G3

METING 11:

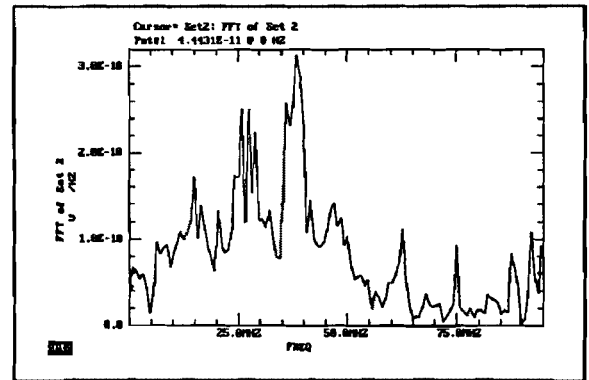
- Figuur 7.32 : meetsignaal G3
- Figuur 7.33 : geïntegreerd meetsignaal G3
- U_{t-t} van geïntegreerd meetsignaal G2 : $3,15 \cdot 10^{-4} + 3,15 \cdot 10^{-4} = 6,30 \cdot 10^{-4} \text{ V}$
- U_{rms} klemspanning generator fase V : 8,469 kV

De klemspanning van de generator is ongeveer 8,5kV. De meetresultaten kloppen dus.

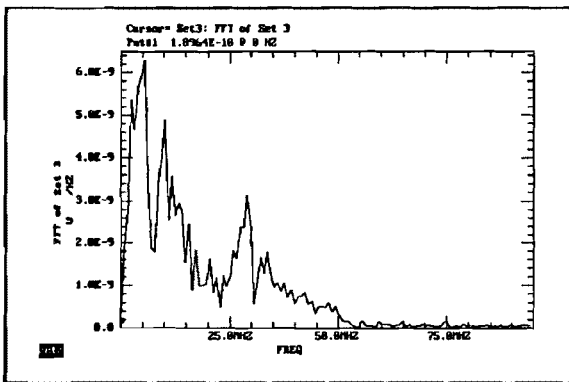
7.1.10 Spectrale inhoud



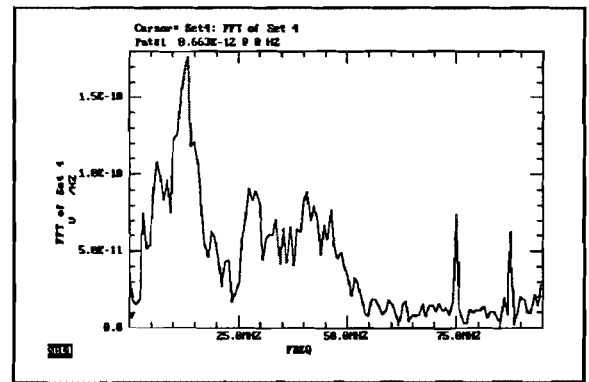
Figuur 7.34: FFT sensor G1



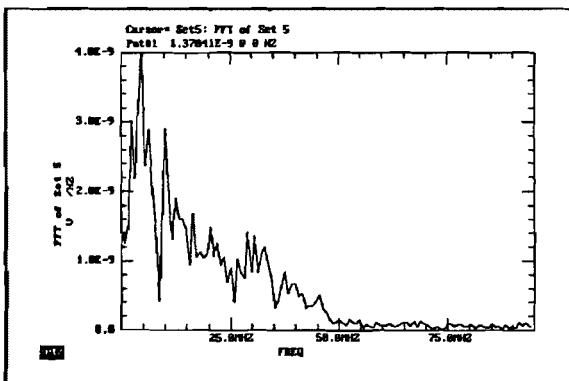
Figuur 7.35: FFT van sensor R1



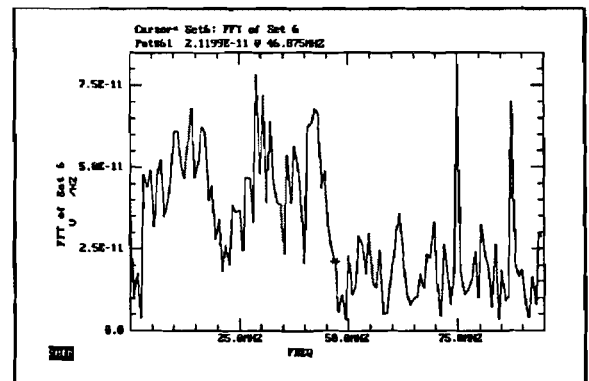
Figuur 7.36: FFT van sensor G2



Figuur 7.37: FFT van sensor R2



Figuur 7.38: FFT van sensor G3



Figuur 7.39: FFT van sensor R3

Hierboven staan de frequentie spectrums (FFT) weergegeven, berekend met VU-point. Uit deze plaatjes blijkt dat in het frequentiespectrum van de Rogowskispoelen meer frequenties aanwezig zijn dan bij de capacitieve sensor vooral boven de 50 Mhz. Ik denk dat dit vooral te maken heeft met de bit-ruis op het signaal van de Rogowskispoelen. Zie figuur 7.34 t/m 7.39. Verder zien we bij de Rogowskispoelen een piek bij ca. 75MHz. Dit is waarschijnlijk een staande golf op de omtrek van de Rogowskispoel.

7.1.11 Damping van het signaal door het railkokersysteem

Met behulp van de volgende figuren kunnen we de damping van het railkokersysteem bepalen:

signaal G1	signaal G2	signaal G3	signaal T1	signaal T2	signaal T3
figuur 7.9	figuur 7.10	figuur 7.13	figuur 7.11	figuur 7.12	figuur 7.14

Uit deze figuren kunnen we met VU-point de top-top waarden van de spanningen van de sensoren G en T bepalen. Hieruit kunnen we de damping van het railkokersysteem bepalen.

Als we de signalen van de sensoren G op 100% stellen dan kunnen we de procentuele damping per meter berekenen:

$$\text{Damping railkokersysteem per meter} = \frac{U_{t-t \text{ sensor T}}}{U_{t-t \text{ sensor G}} \cdot l_{G-T}} \cdot 100\%$$

In de volgende tabel staan de waarden van de top-top spanningen en de daaruit berekende damping van het railkokersysteem gegeven:

	$U_{t-t \text{ sensor G}}$	$U_{t-t \text{ sensor T}}$	l_{G-T}	Damping
Railkoker fase U	$U_{t-t G1} = 1,142 \text{ V}$	$U_{t-t T1} = 0,655 \text{ V}$	22,4	2,56%/m
Railkoker fase W	$U_{t-t G2} = 0,197 \text{ V}$	$U_{t-t T2} = 0,128 \text{ V}$	20,4	3,18%/m
Railkoker fase U	$U_{t-t G3} = 0,220 \text{ V}$	$U_{t-t T3} = 0,130 \text{ V}$	18,2	3,25%/m

7.1.12 Reflectie op de step-up transformator

Het signaal zal reflecteren op de step-up transformator. De looptijd tussen het signaal en de reflectie is twee maal de looptijd tussen de sensor en de step-up trafo, want het signaal moet heen en terug.

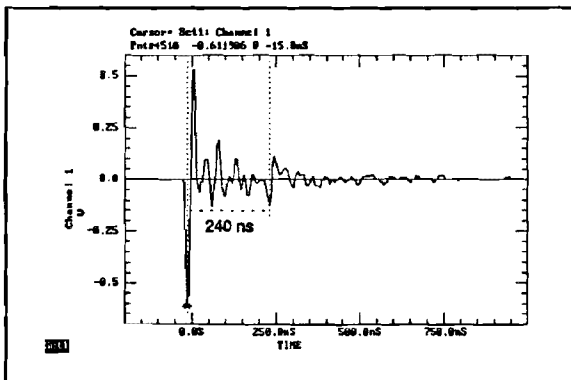
Deze looptijd kunnen we als volgt berekenen:

$$T = 2 \cdot \tau_{\text{railkoker}} \cdot l_{\text{sensor-trafo}}$$

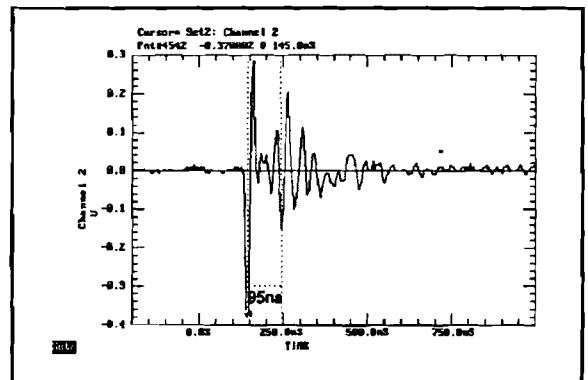
In de volgende tabel staan de lengtes en looptijden weergegeven:

Sensor	$l_{\text{sensor-trafo}}$ [m]	$\tau_{\text{railkoker}}$ [ns/m]	looptijd [ns]	Figuur
G ₁	36,00	3,33	237,6	7.40
G ₂	31,85	3,33	210,2	7.42
G ₃	26,40	3,33	174,24	7.44
T ₁	14,67	3,33	96,82	7.41
T ₂	12,00	3,33	79,2	7.43
T ₃	9,41	3,33	62,1	7.45

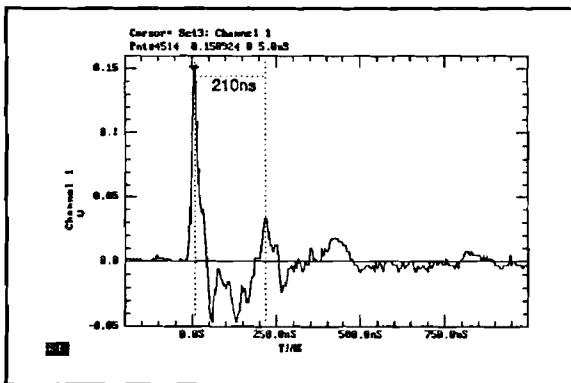
Als we kijken in onze gemeten signalen op het tijdstip waar de reflectie zouden moeten plaats vinden, dan zien we dat deze daar ook aanwezig zijn.



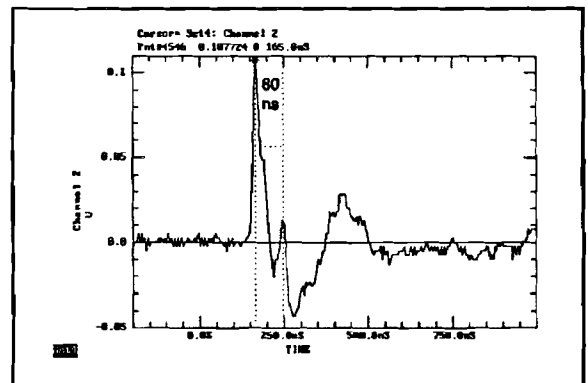
Figuur 7.40: Reflectie signaal G1



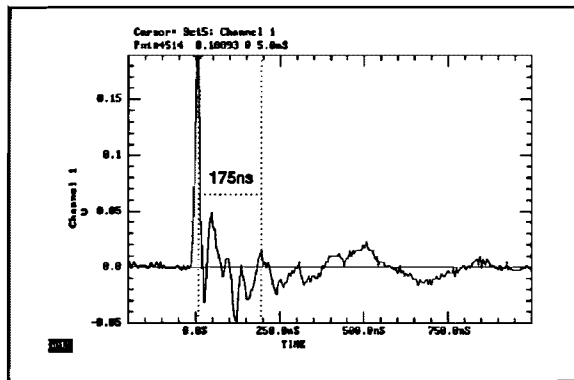
Figuur 7.41: Reflectie signaal T1



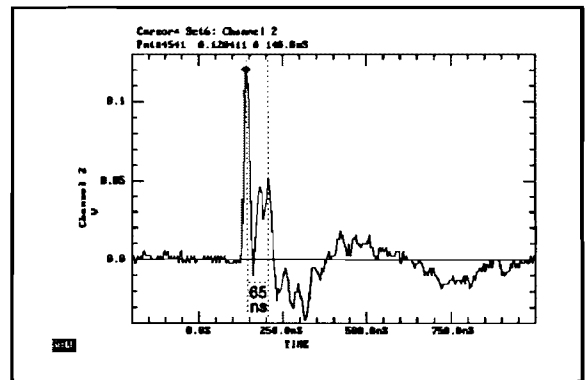
Figuur 7.42: Reflectie signaal G2



Figuur 7.43: Reflectie signaal T2



Figuur 7.44: Reflectie signaal G3



Figuur 7.45: Reflectie signaal T3

7.1.13 Conclusie

De capacitieve sensor werkt goed. Deze geeft een signaal in de ordegrote van 0 tot 0.2 V. Deze signalen zijn zonder problemen met de gebruikte oscilloscoop te meten. De gevoeligheid is dus zeer goed. Dit is goed te zien als we het signaal van de Rogowskispoel met BALUN versterker gaan vergelijken met die van de capacitieve sensor. De Rogowskispoel heeft een signaal in de ordegrote van 0 tot $5 \cdot 10^{-3}$. Door dit kleine signaal krijgt men last van bitruis voor kleine amplituden.

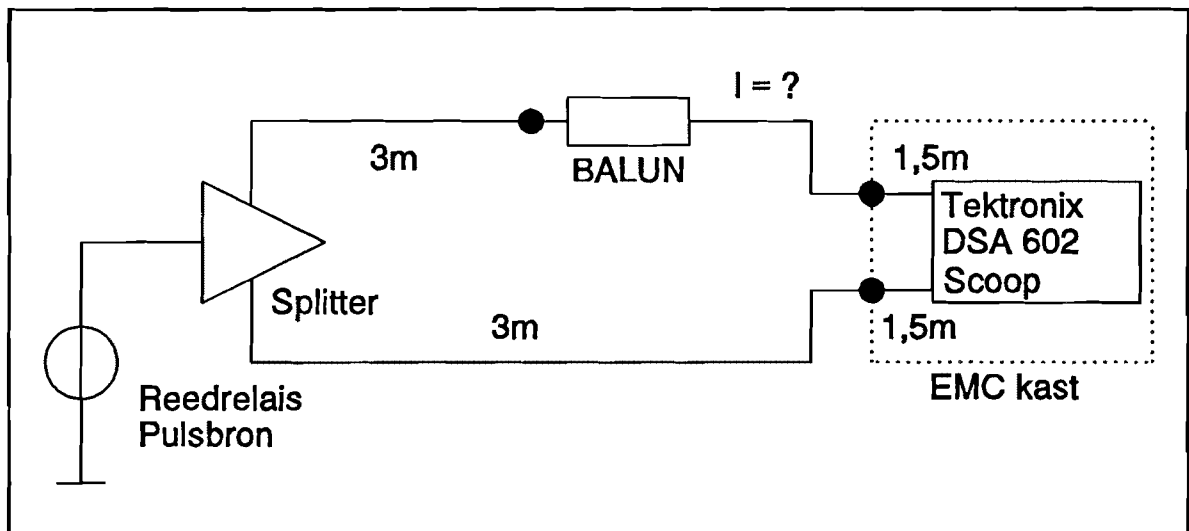
De kleine afwijkingen bij het meten van de looptijden wordt veroorzaakt door onze sampeltijd van 5ns. Toekomstige metingen worden uitgevoerd met een sampeltijd van 2ns en geven dus een betere resolutie.

7.2 Injectiemeting om looptijd te bepalen tussen EMC kast en BALUN

Bij het uitwerken van de meting aan de capacitieve sensoren bleek dat de looptijden tussen de BALUN's en de EMC-kast nog niet bekend waren. Zie hoofdstuk 7.1.7.3. Om deze reden hebben mijn coach ing. A.J.M. Pemen en ik op 17-11-1993 in de Hemweg 6 centrale te Amsterdam een injectiemeting uitgevoerd. Uit deze injectiemeting zijn de kabellengtes te bepalen.

7.2.1 Meetbeschrijving

De opstelling van de sensoren in de Hemweg 6 vindt U in figuur 7.3 van hoofdstuk 7.1.2. Het meetschema voor deze meting vindt U in figuur 7.46.



Figuur 7.46: De meetopstelling

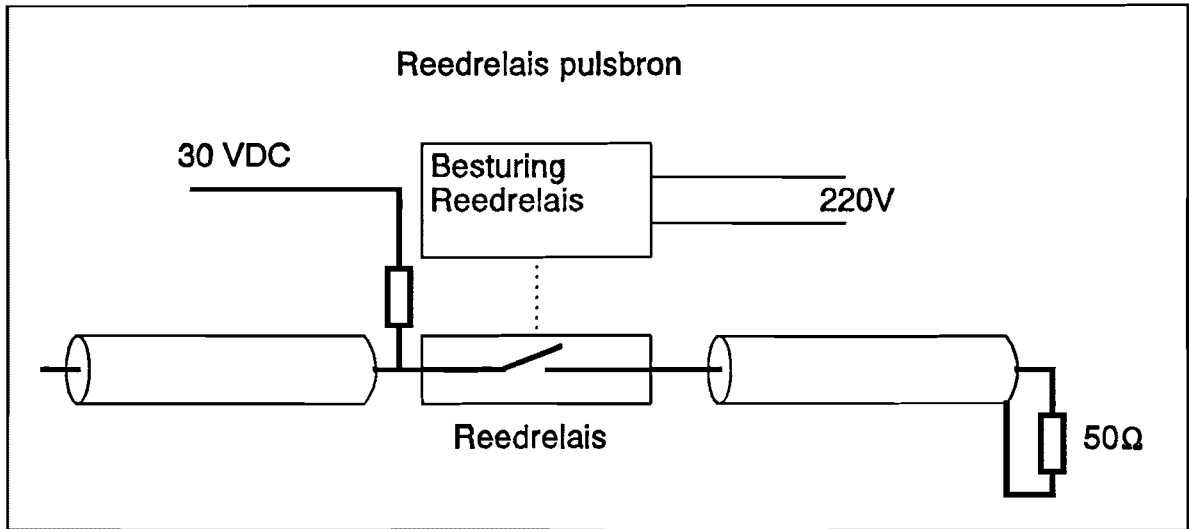
De meting is als volgt uitgevoerd:

Met een pulsbron injecteren we een blokspanning in de BALUN. Deze blokspanning wordt ook door de oscilloscoop (Tektronix DSA 602) gemeten. Om reflecties te voorkomen is het signaal van de pulsbron via een splitter aangeboden aan de BALUN en oscilloscoop. De splitter zorgt ervoor dat alle in- en uitgangen netjes afgesloten zijn met 50Ω zodat er geen reflecties ontstaan. De uitgang van de BALUN wordt ook aangesloten op de oscilloscoop via de meetkabel waarvan we de looptijd willen bepalen.

De gebruikte pulsbron is een reedrelais-pulsbron. Deze is ontwikkeld door de TU-Eindhoven. Zie figuur 7.47. De werking van deze pulsbron is als volgt. De bron bestaat uit twee coaxkabels en een reedrelais. Een coaxkabel is afgesloten met 50Ω , de andere is niet afgesloten. De onafgesloten coax wordt opgeladen met DC spanning. Deze spanning moet extern aangesloten worden en mag maximaal 2kV bedragen. In ons geval komt deze spanning van een Deltavoeding. De grootte van de spanning is 30VDC.

Als het reedrelaiscontact gesloten wordt door de besturingselektronica dan gaat er een golf lopen in beide coaxkabels. Zo ontstaat er een blokpuls met een amplitude die de helft bedraagt van de aangebrachte gelijkspanning. De pulsduur is afhankelijk van de lengte van de onafgesloten coaxkabel. De puls zal van het reedrelaiscontact naar het uiteinde van de coax lopen. Het uiteinde is niet afgesloten zodat de puls volledig reflecteerd terug naar

het reedrelaiscontact. De pulsduur is dus 2 maal de looptijd van de onafgesloten coaxkabel.



Figuur 7.47: De reedrelais-pulsbron

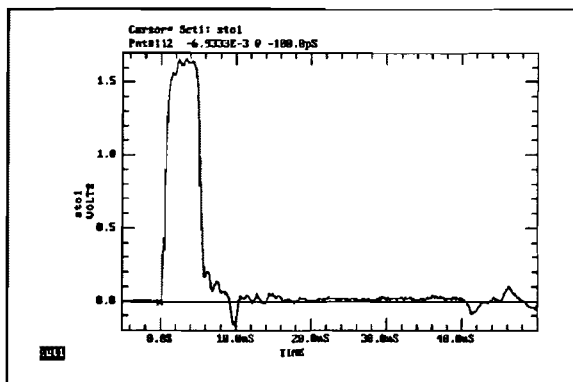
7.2.2 Bepalen van de looptijd uit de meting

De kabels tussen EMC kast en oscilloscoop zijn even lang (1,5m). Dit geldt ook voor de kabels tussen de splitter-BALUN en splitter-EMC kast (3m). Het tijdsverschil tussen de beide gemeten signalen is dus gelijk aan de looptijd tussen de EMC-kast en de BALUN.

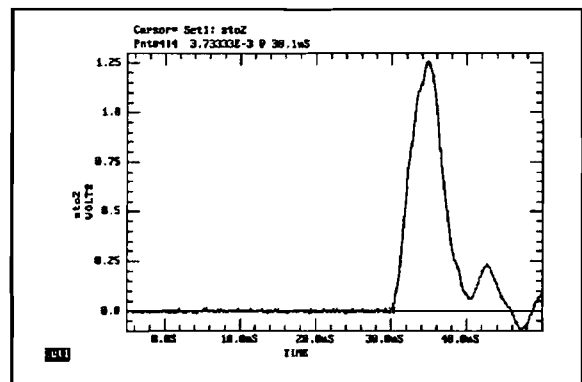
Deze looptijd is gelijk aan de vertragingstijd van de BALUN en de looptijd van de meetkabel tussen de BALUN en de EMC-kast.

7.2.3 De meting

Meten looptijd tussen BALUN van sensor R1 en EMC-kast:

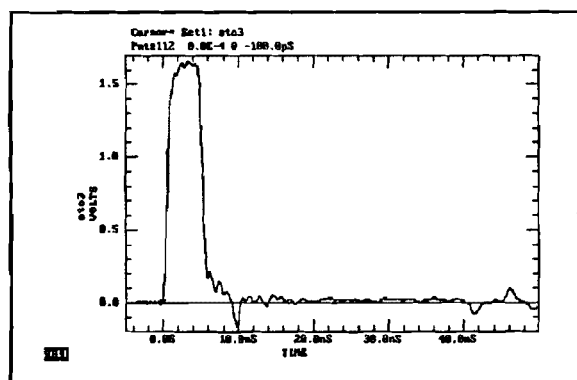


Figuur 7.48: Signaal van splitter

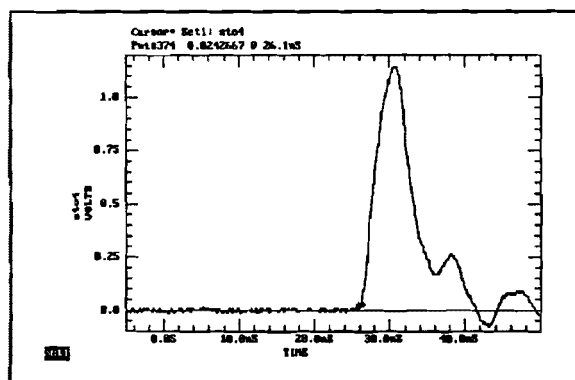


Figuur 7.49: Signaal van BALUN R1

De looptijd tussen BALUN en EMC-kast voor sensor R1 is: $30,1\text{ns} - -100\text{ps} = 30,2\text{ns}$

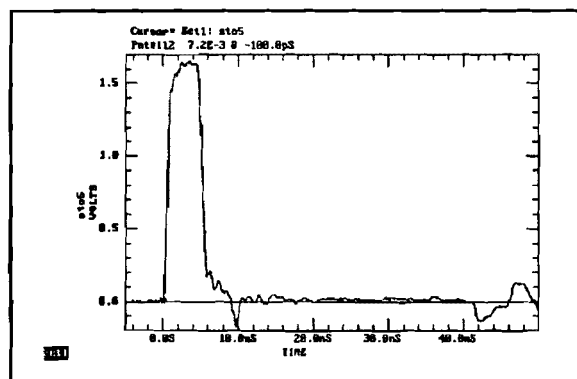
Metten looptijd tussen BALUN van sensor R2 en EMC-kast:

Figuur 7.50: Signaal van splitter

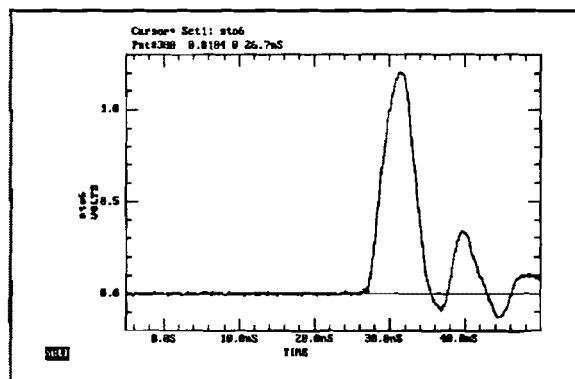


Figuur 7.51: Signaal van BALUN R2

De looptijd tussen BALUN en EMC-kast voor sensor R2 is: $26,1\text{ns} - -100\text{ps} = 26,2\text{ns}$

Metten looptijd tussen BALUN van sensor R3 en EMC-kast:

Figuur 7.52: Signaal van splitter



Figuur 7.53: Signaal van BALUN R3

De looptijd tussen BALUN en EMC-kast voor sensor R3 is: $26,7\text{ns} - -100\text{ps} = 26,8\text{ns}$

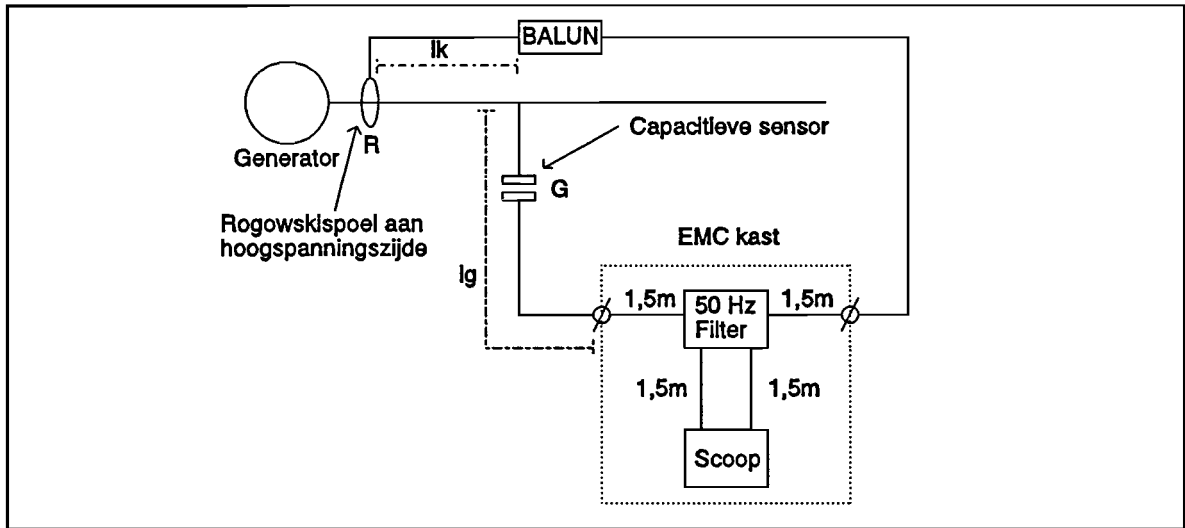
7.3 Berekenen looptijden tussen sensor G en R

In figuur 7.54 staat het meetschema weergegeven zoals de metingen van hoofdstuk 7.1.7.3 uitgevoerd zijn.

In dit schema ziet U de lengte l_g , dit is de lengte van de meetkabels tussen de EMC kast en de capacitieve sensor. Ook ziet U de lengte l_k , dit is de lengte van het railkokersysteem tussen de capacitieve sensor en de Rogowskispoel aan hoogspanningszijde.

De lengtes l_g zijn bekend. De lengte l_k van het railkokersysteem tussen beide sensoren is af te lezen op de constructietekening van het railkokersysteem. Deze is voor alle sensoren 2,2m.

De kabellengtes tussen de BALUN's en de Rogowskispoelen is gemeten door A.J.M. Pemen op 29-3-1993.



Figuur 7.54: Het Meetcircuit

We kunnen nu de totale looptijd t_B tussen Rogowskispoel en EMC kast nu bepalen m.b.v. de injectiemeting van hoofdstuk 7.2. Zie de tabel hieronder:

	Looptijd Rogowskispoel-Balun	Looptijd BALUN-EMC kast	Totale looptijd t_B
Sensor R1	20,99 ns	30,2 ns	51,19 ns
Sensor R2	18,75 ns	26,2 ns	44,95 ns
Sensor R3	18,97 ns	26,8 ns	45,77 ns

Nu kunnen nu de looptijd tussen het signaal van de Rogowskispoel aan hoogspanningszijden R en de capacatieve sensor G berekenen met de volgende formule:

$$\Delta T = l_k \cdot \tau_k + \tau_c \cdot l_g - t_B$$

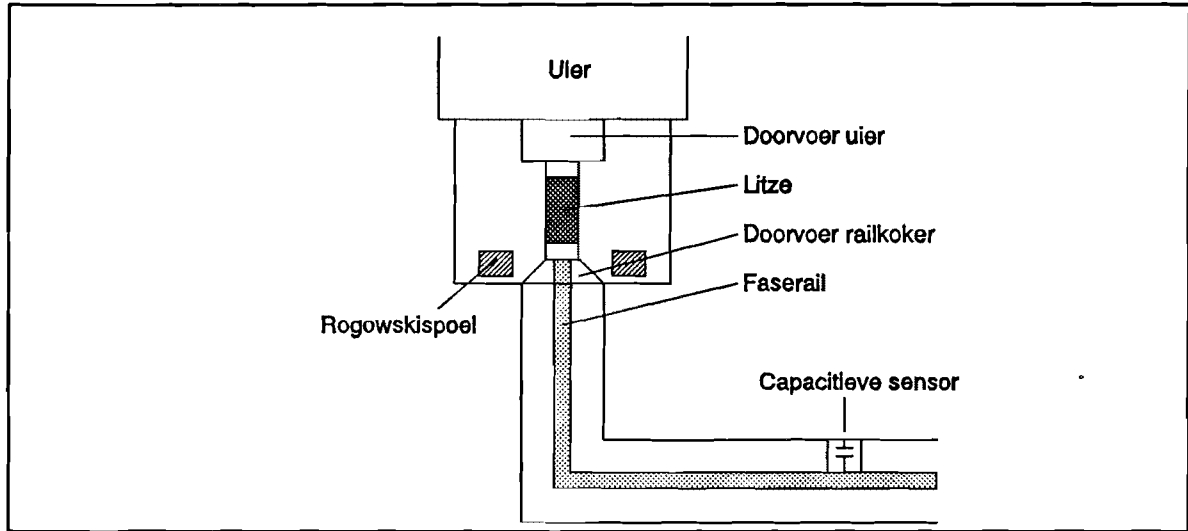
Hierin zijn τ_k (3,33 ns/m) en τ_c (5 ns/m) de looptijdconstanten van het railkokersysteem en van de gebruikte coax meetkabels. De lengtes l_g zijn bekend uit hoofdstuk 7.1.3.

In de volgende tabel staan de berekende looptijden en de gemeten looptijden uit hoofdstuk 7.1.7.3 weergegeven:

	l_k [m]	l_g [m]	t_B [ns]	T_{G-R} berekend [ns]	T_{G-R} gemeten [ns]
Looptijd G1-R1	2,2	20,8	51,19	60,13	70
Looptijd G2-R2	2,2	18,4	44,95	54,33	65
Looptijd G3-R3	2,2	21,1	45,77	67,03	75

Als we de gemeten en berekende waarden gaan vergelijken dan valt meteen op dat deze allemaal 10 ns van elkaar afwijken.

De verklaring hiervoor is dat we voor de lengte l_k de lengte tussen de capacatieve sensor en het einde van het railkokersysteem genomen hebben. Het railkokersteem eindigt in een kast. Via een doorvoer wordt de faserail verbonden met een litze. Deze litze is doorverbonden met de doorvoer van de uier van de generator. Op de bodem van deze kast ligt onze Rogowskispoel, om de doorvoer het railkokersysteem heen. De Rogowskispoel ligt dus iets verder dan het einde van het railkokersysteem. Ook heeft de doorvoer een andere looptijdconstante als het railkokersysteem. Deze beide factoren veroorzaken de extra vertraging van 10 ns. Zie de figuur 7.55.



Figuur 7.55: Plaats Rogowskispoel aan hoogspanningszijde Hemweg 6

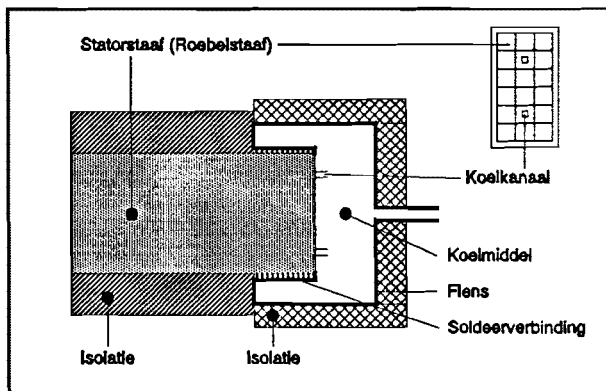
Zie ook foto 1 in bijlage 5.

8. SENSOR ONTWIKKELING VOOR AMER 9

8.1 Inleiding

Het voornaamste deel van mijn afstudeeropdracht is het ontwikkelen van sensoren voor partiële ontladingsmetingen aan eenheid 9 van de Amercentrale te Geertruidenberg (E.P.Z.). Dit is een nieuwe centrale van 600 MW gestookt op kolen of gas.

Dit type generatoren van de fabrikant ABB had eerst koperen koelkanalen in de Roebelstaven van de stator. Ook de flenzen aan het uiteinde van elke staaf waren van koper. Deze flens is aan de staaf gesoldeerd zodat er geen koelmiddel uit kan lekken. Zie figuur 8.1.



Figuur 8.1: Roebelstaaf met koeling

Er ontstonden echter problemen met deze koelkanalen. Na verloop van tijd sleet er koperpoeder uit de leidingen door de stroming van het koelmiddel. Deze vervuiling veroorzaakte verstoppingen in de koelkanalen van de Roebelstaven, die daardoor niet meer gekoeld werden en oververhit geraakte. Om deze reden is men bij ABB dit type van generatoren uit gaan voeren met roestvrijstalen koelkanalen en roestvrijstalen flenzen. De generator van Amer 9 is een van de eerste met deze modificatie.

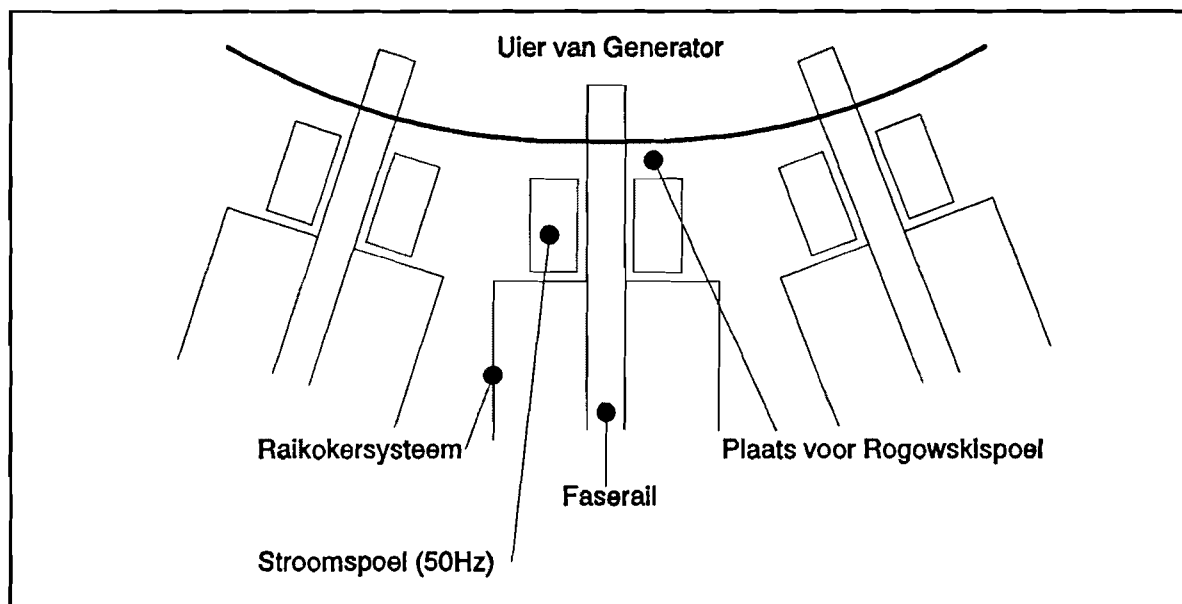
Bij het solderen van deze roestvrijstalen flenzen aan de Roebelstaven is echter iets fout gegaan. Dit heeft tot grote problemen geleid bij een paar generatoren van hetzelfde type in Duitsland. Om verdere schade te voorkomen heeft ABB besloten dat roestvrijstalen flenzen van dit type generatoren opnieuw gesoldeerd moeten worden via een nieuw procédé. Dit geldt dus ook voor de generator bij eenheid 9 van de Amersentrale te Geertruidenberg, die onder licentie van ABB gebouwd is bij HOLEC in Ridderkerk.

Er moest dus op locatie van Amer 9 een modificatie uitgevoerd worden. Men heeft de isolatie van de flenzen afgehaald en opnieuw gesoldeerd. Voor het solderen van roestvrij staal is echter een zeer hoge temperatuur nodig. Deze temperatuur ligt dicht bij de grenswaarden voor het isolatiemateriaal in de stator.

Uit partiële ontladingsmeting gedurende bedrijf aan de turbogenerator van Amer 9 moet nu blijken of dit geen gevolgen heeft gehad voor de isolatie in de stator.

8.2 Keuze en plaats van de sensoren

Omdat we in het onderzoek de meeste ervaring hebben met de Rogowskispoelen, hebben we gekozen voor deze sensor. Deze is in de Hemweg 6 centrale in Amsterdam volledig getest. De Amercentrale heeft echter ook interesse in de capacitieve sensor, maar als dit door gaat dan zal dat pas in een later stadium gebeuren. We willen een eerste meting gaan uitvoeren met Rogowskispoelen. De keuze voor de Rogowskispoel is ook gemaakt omdat deze het snelste te ontwikkelen is. Bij een eerste kennismaking met de locatie bleek er tussen de uier van de generator en het railkokersysteem een mooie plaats te zijn voor onze Rogowskispoelen, zie figuur 8.2.

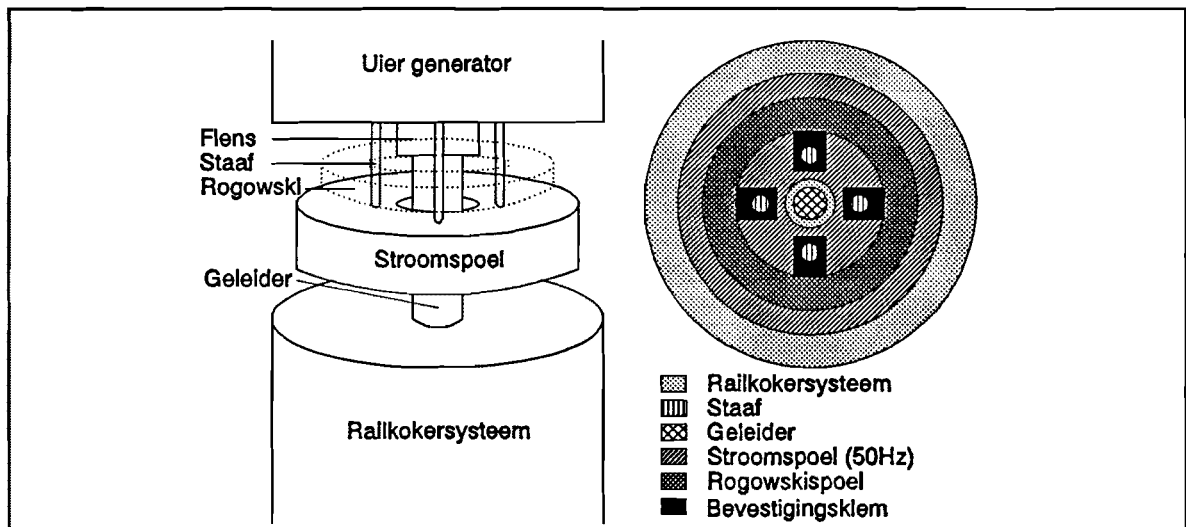


Figuur 8.2: Plaats voor installatie van Rogowskispoelen

De uier van de generator is de plaats waar de geleiders van de stator naar buiten worden gebracht. Er komen 6 geleiders naar buiten, 3 voor de hoogspanningszijden en 3 voor sterpuntzijde. De vorm hiervan lijkt op een uier van een koe, daarom de naam uier van de generator. We gaan de doorvoer van een fase van de generator even beter bekijken. Zie figuur 8.3.

We zien hier dat tussen het raikokersysteem en de uier van de generator een stroomspoel is aangebracht voor de 50Hz metingen van de Amer 9 zelf. Deze stroomspoel is opgehangen aan de uier met 4 aluminium staven. Bij de doorvoer in de uier vinden we nog een gearde flens. Tussen deze gearde flens en de stroomspoel is echter nog zo'n 30 cm ruimte om onze Rogowskispoel te plaatsen, om de faserail heen. We willen dit doen door vier klemmen te maken die om de staven, waaraan de stroomspoel is opgehangen, aangebracht worden. Hieraan bevestigen we de Rogowskispoel stevig om de geleider. Zie figuur 8.3.

We kunnen hier een Rogowskispoel kwijt met een minimale radius van 25 cm en een maximale hoogte van 25 cm. We kunnen hier dus veel kleinere Rogowskispoelen gebruiken dan bij de Hemweg 6 die een binnendiameter hebben van 103 cm (HV-zijde) en 68 cm (Sterpunt zijde).



Figuur 8.3: Plaats Rogowski tussen uier een stroomspoel

8.3 Toepasbare Rogowskispoelen

De eenwindings-Rogowskispoel heeft een groot nadeel, nl. een lage gevoeligheid. Deze gevoeligheid wordt in de Hemweg 6 verhoogd door het toepassen van een BALUN versterker. Met deze BALUN zijn echter ook nog enkele problemen. We willen voor Amer 9 een Rogowskispoel ontwikkelen die een gevoeligheid heeft die hoog genoeg is om zonder BALUN te kunnen meten, en natuurlijk nog een goede bandbreedte heeft.

We kunnen de volgende Rogowskispoelen onderzoeken:

- * Meerwindings Rogowskispoel gewikkeld met een koperfolie
- * Meerwindings Rogowskispoel gewikkeld met een bandkabel
- * Eenwindings Rogowskispoel
- * Eenwindings Rogowskispoel met ferriet kern
- * De gesegmenteerde Rogowskispoel

In de volgende paragrafen zal worden uitgelegd wat hiermee wordt bedoeld.

Voor de resonantiefrequentie van een Rogowskispoel geldt:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

We moeten dus de zelfinductie L en de parasitaire capaciteit C zo laag mogelijk houden om een goede bandbreedte te krijgen.

Omdat onze testspoelen een nogal moeilijk te integreren oppervlak hebben zullen we naar een goede benaderingsformule voor de zelfinductie L van al deze Rogowskispoelen moeten zoeken.

Volgens de eerste wet van Maxwell geldt:

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = N \cdot I$$

Hierin is: I = stroom door de draad
 N = aantal windingen

We gaan nu de zelfinductie berekenen voor een cirkelvormige Rogowskispoel met straal r . Het veld binnen de Rogowskispoel is dan:

$$H \cdot 2 \cdot \pi \cdot r = N \cdot I \Rightarrow H = \frac{N \cdot I}{2 \cdot \pi \cdot r}$$

Voor de magnetische inductie, B geldt:

$$\mathbf{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \mathbf{H}$$

Voor de Rogowskispoel is B dan:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I}{2 \cdot \pi \cdot r}$$

Voor de door de Rogowskispoel omvatte flux geldt:

$$\Phi = B \cdot A \Rightarrow \Phi = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I \cdot A}{2 \cdot \pi \cdot r}$$

Volgens de wet van Faraday geldt:

$$U_{ind} = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A}{2 \cdot \pi \cdot r} \cdot \frac{dI}{dt}$$

Voor de zelfinductie L geldt:

$$U_{ind} = -L \cdot \frac{dI}{dt}$$

Voor de zelfinductie van de Rogowskispoel geldt dan:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A}{2 \cdot \pi \cdot r}$$

Voor al deze formule's geldt:

N = aantal windingen
 μ_0 = magnetische permeabiliteit voor vacuüm
 A = oppervlak van een winding
 r = straal van de Rogowskispoel

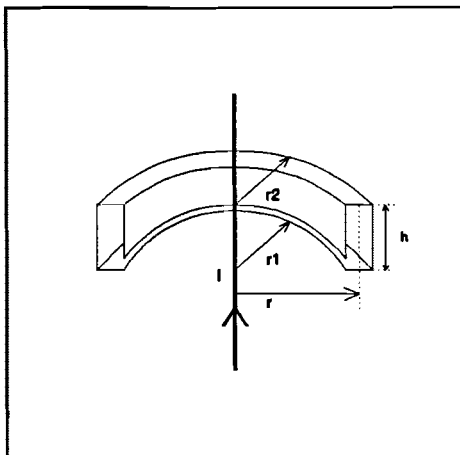
De gevoeligheid van de Rogowskispoel is afhankelijk van de mutuele inductie M . De uitgangsspanning van de Rogowskispoel is immers: $U = j \cdot \omega \cdot M \cdot I$.

We moeten dus ook een goede benadering zoeken voor de mutuele inductie M . Voor de mutuele inductie M geldt:

$$\Phi = M \cdot I \Rightarrow M = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot A}{2 \cdot \pi \cdot r}$$

Deze benaderingsformules geven dus niet de werkelijke waarde aan voor L en M , maar we hebben nu een waarde waarmee we bij metingen kunnen controleren of de meting goed is of dat we onzin meten. De gemeten waarde zal in de buurt moeten liggen van de berekende waarde.

We kunnen deze formules controleren met de eenwindings-Rogowskispoel. Zie figuur 8.4. Hiervan kunnen we de L en M immers precies berekenen met de formules die afgeleid zijn in hoofdstuk 4.6. Deze formules zijn:



Figuur 8.4: Afmetingen

Voor de zelfinductie en de mutuele inductie van de eenwindings-Rogowskispoel geldt:

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

Voor de mutuele inductie M geldt:

$$M = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot h}{2 \cdot \pi} \cdot \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)$$

Hierin is: μ_0 = permeabiliteit voor vacuüm
 h = hoogte van de rogowskispoel
 R_1 = binnenstraal rogowskispoel
 R_2 = buitenstraal rogowskispoel

Stel dat voor de Rogowskispoel geldt: $h=0,05\text{m}$, $R_1=0,2\text{m}$ en $R_2=0,25\text{m}$. We kunnen nu de formule voor reële en benaderde waarde invullen:

$$L_{\text{reël}} = M_{\text{reël}} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,05}{2 \cdot \pi} \cdot \ln\left(\frac{0,25}{0,20}\right) = 2,23\text{nH}$$

$$L_{\text{benaderd}} = M_{\text{benaderd}} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,05 \cdot 0,05}{2 \cdot \pi \cdot 0,225} = 2,22\text{nH}$$

Dit is dus een goede benadering.

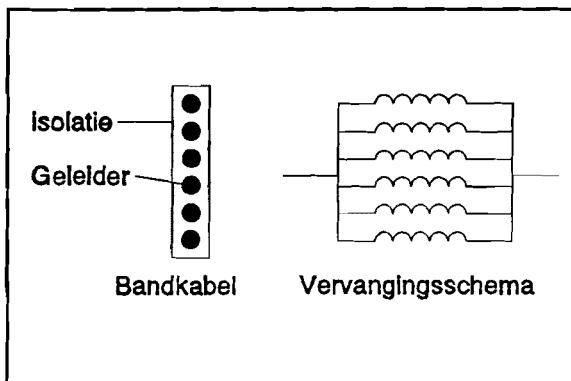
Ons doel was de gevoeligheid te verhogen, d.w.z dat de mutuele inductie M verhoogd moet worden. Dit kan door het aantal windingen N te verhogen of door de permeabiliteit μ te verhogen. De afmetingen zijn gegeven door de lokatie en zijn niet te vergroten.

8.4 Manieren om de gevoeligheid M te verhogen

8.4.1 Vergroten M door aantal windingen N te verhogen

Als we het aantal windingen verhogen dan krijgen we een meerwindings Rogowskispoel. De zelfinductie L gaat echter kwadratisch mee omhoog en de bandbreedte wordt dus sterk verlaagd. Om dit zoveel mogelijk te onderdrukken kunnen we twee oplossingen bedenken.

Rogowskispoel wikkelen met een bandkabel:



Figuur 8.5: Bandkabelwikkeling

Een bandkabel is een platte kabel met een aantal parallelle geleiders, zie figuur 8.5. Dit soort kabels vindt men vooral in de computerwereld voor parallelle verbindingen. Het idee hierachter is dat het parallel zetten van een aantal dezelfde windingen een lagere totale zelfinductie geeft. Voor het parallel schakelen van zelfinducties geldt immers (bij $M=100\%$):

$$\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots + \frac{1}{L_n} = \frac{1}{L_{\text{totaal}}}$$

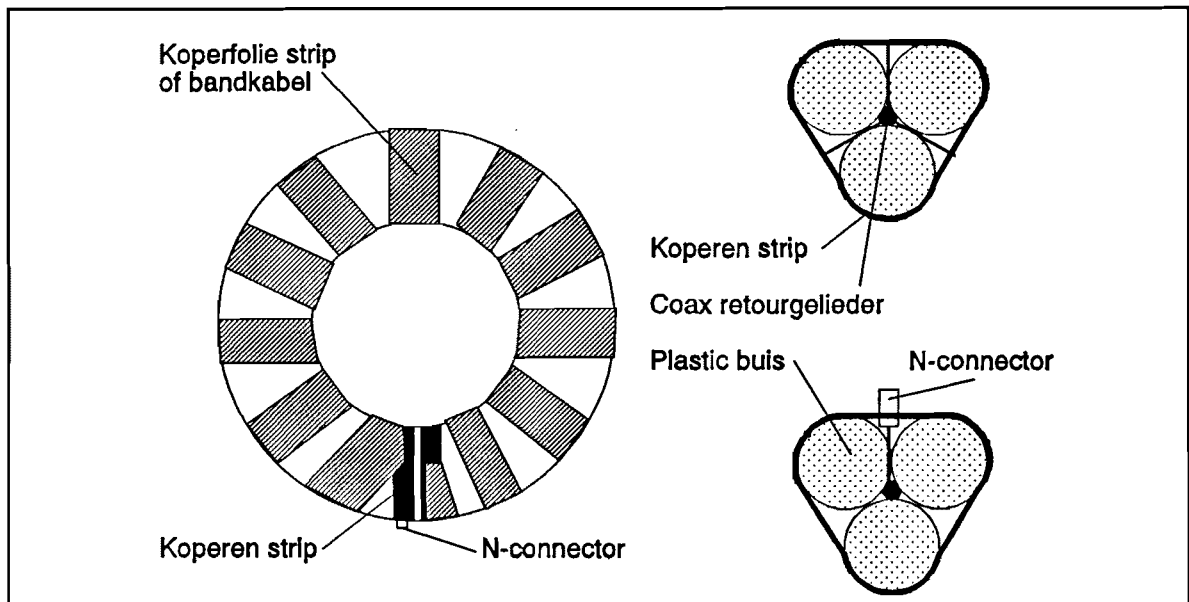
Hoe meer parallelle zelfinducties hoe lager de totale zelfinductie dus wordt. Wij hebben gekozen voor een bandkabel met 64 geleiders.

2) Rogowskispoel wikkelen met een koperfolie strip:

Een strip heeft een lagere zelfinductie als een draad, zie hiervoor hoofdstuk 6. We hebben daarom ook een Rogowskispoel gewikkeld met een koperfolie strip van 8 cm breed. Dit is net zo breed als de bandkabel, om een goede vergelijking te kunnen maken tussen beide.

Ik heb beide spoelen gemaakt. De opbouw staat afgebeeld in figuur 8.6. Om een groot genoeg spoeloppervlak te krijgen heb ik 3 plastic buizen met een diameter van 5 cm aan elkaar gebonden met tape. Met deze buizen heb ik een cirkelvormige spoel gecreëerd met een straal van 25 cm. Om de buizen aan elkaar te maken heb ik een klein stukje pvc staafje gebruikt dat precies in de buizen past. Zo kan men de spoel openen om deze om een geleider heen te plaatsen. Aan beide uiteinden van de spoel is een koperen strip om de buizen heen gemaakt. Aan een kant van de spoel is hier een N-connector aan vast gemaakt waaraan men een coaxkabel kan verbinden om de spoel te gebruiken. Aan de andere kant is een coaxkabel vast gemaakt aan deze strip. Deze dient als retourgeleider. Zowel de mantel als de geleider van de coax worden gebruikt om de zelfinductie van de retourgeleider zo laag mogelijk te houden.

Er zijn twee van deze "Frames" gemaakt. Een heb ik gewikkeld met de 64 aderige bandkabel. Alle geleiders zijn langs beide zijden vast gesoldeerd op de koperen strippen aan de uiteinden van de spoel. Zo ontstaan 64 identieke spoelen die parallel geschakeld zijn. De ander spoel heb ik gewikkeld met de koperfolie die ook op de koperen strippen aan het uiteinde van de spoel zijn gesoldeerd.



Figuur 8.6: Opbouw meerwindings-Rogowskispoel

8.4.2 Vergroten M door de permeabiliteit μ te verhogen

We kunnen de gevoeligheid van de Eenwindings Rogowskispoel ook verhogen door de permeabiliteit te verhogen. De zelfinductie L zal dan lineair mee toenemen. Dit kan door ferrietstaafjes in de kern van de eenwindings Rogowskispoel te stoppen. De permeabiliteit wordt dan gelijk aan:

$$\mu_{\text{totaal}} = \mu_0 \cdot \mu_{\text{ferriet, eff}}$$

Ik heb dit gedaan met de Rogowskispoel van de GIS (Gas Insulated Switchgear) installatie van de TU. Dit is een eenwindings-Rogowskispoel met een straal van 20 cm en een winding met hoogte van 5 cm en een breed van 5 cm. De gebruikte ferrietstaven zijn willekeurige antenne staven waarvan de gegevens niet bekend zijn.

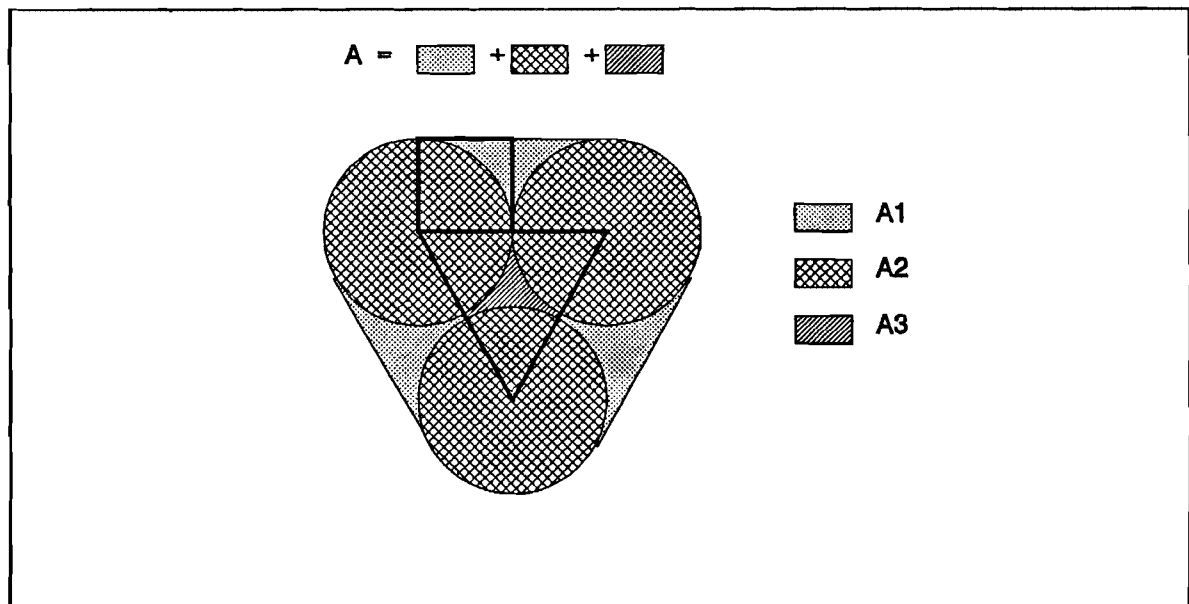
8.5 Berekenen M en L

We kunnen voor deze Rogowskispoelen de waarden van L en M berekenen met de benaderingsformules. Hiervoor moeten we eerst het oppervlak A van een winding uitrekenen van al onze Rogowskispoelen.

Voor de eenwindings-Rogowskispoel van de GIS is dit gemakkelijk:

$$0,05 \cdot 0,05 = 0,0025 \text{ m}^2$$

Om het oppervlak van de meerwindings-Rogowskispoel uit te rekenen is iets meer werk nodig. We kijken hiervoor naar figuur 8.7.



Figuur 8.7: Oppervlak van een winding van meerwindings-Rogowskipoel

We kunnen ons totale oppervlak A onderverdelen in drie oppervlakten nl:

A_1 = oppervlakten van de ruimten tussen de buizen en de koperen strip

A_2 = oppervlakten van de 3 buizen

A_3 = oppervlakte midden tussen de 3 buizen

De totale oppervlakte is dan gelijk aan: $A = 3 \cdot A_1 + 3 \cdot A_2 + A_3$

De diameter van de gebruikte plastic buis is 5 cm.

Berekenen oppervlak A_1 :

We berekenen hiervoor het oppervlak van het in dikke zwarte lijnen aangegeven vierkant. Als we van dit vierkant het vierde deel van de oppervlakte van een buis aftrekken dan vinden we het halve oppervlak A_1 :

$$\frac{1}{2} \cdot A_1 = A_{\text{vierkant}} - \frac{1}{4} \cdot A_{\text{buis}} = r_{\text{buis}}^2 - \frac{1}{4} \cdot \pi \cdot r_{\text{buis}}^2 = 0,025^2 - \frac{1}{4} \cdot \pi \cdot 0,025^2 \Rightarrow A_1 = 0,0002683 \text{ m}^2$$

Berekenen oppervlak A_2

Het oppervlak van een plastic buis is gelijk aan:

$$A_2 = A_{\text{buis}} \rightarrow A_2 = \pi \cdot r^2 \rightarrow A_2 = \pi \cdot 0,025^2 \rightarrow A_2 = 0,0019635 \text{ m}^2$$

Berekenen oppervlak A_3

Dit oppervlak kunnen we vinden door het oppervlak van de in dikke zwarte lijnen aangegeven driehoek uit te rekenen. Dit is een gelijkbenige driehoek. Dit wil dus zeggen dat elke hoek van de driehoek $180/3 = 60$ graden is. Een cirkel telt 360 graden, 60 graden is dan $360/60 = 6$. Dit is dus $1/6$ van het oppervlak van een buis. Het oppervlak A_3 krijgen we dan als volgt:

$$A_3 = A_{driehoek} - 3 \cdot \frac{1}{6} \cdot A_{buis} \text{ met } A_{driehoek} = \frac{1}{2} \cdot b \cdot h = \frac{1}{2} \cdot 0,05 \cdot \sqrt{(0,05^2 - 0,025^2)} = 0,0010825 m^2$$

$$A_3 = 0,0010825 - 3 \cdot \frac{1}{6} \pi \cdot 0,025^2 \Rightarrow A_3 = 0,0001 m^2$$

Het totale oppervlak van een winding is dan:

$$A = 3 \cdot A_1 + 3 \cdot A_2 + A_3 = 3 \cdot 0,0002683 + 3 \cdot 0,0019635 + 0,0001 = 0,006795 m^2$$

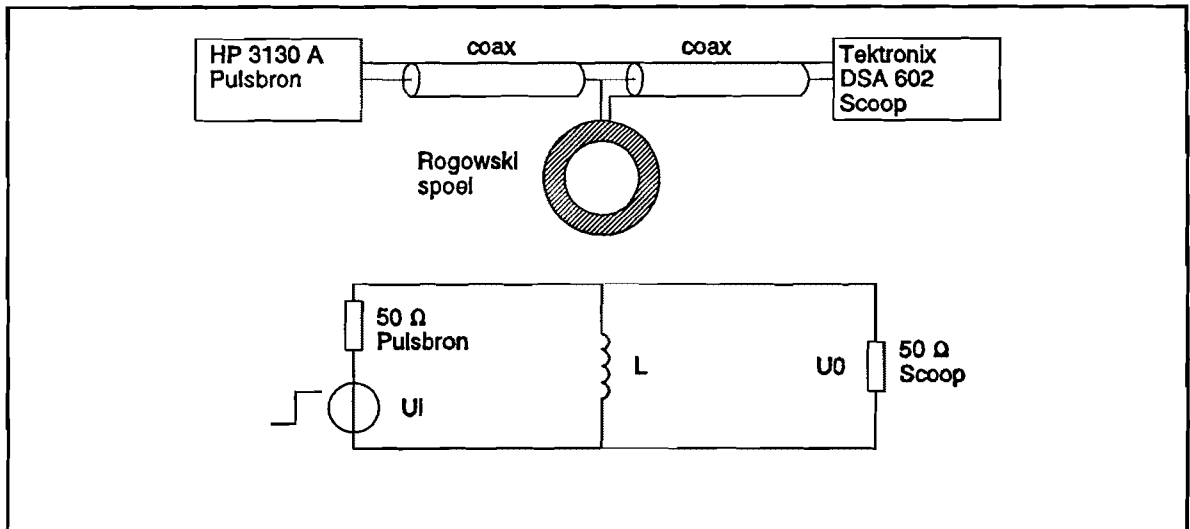
Nu we het oppervlak van een winding weten kunnen we met de formules op de volgende waarden komen. Deze waarden zijn niet de exact berekende waarden maar het is een goede benadering zodat we kunnen zien of we goed meten of dat we onzin meten.

	μ	N	A [m ²]	R [m]	L [nH]	M [nH]
Eenwindings Rogowski GIS	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	1	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,2	2,5	2,5
Eenwindings Rogowski GIS met ferriet	???	1	$2,5 \cdot 10^{-3}$	0,2	???	???
Meerwindings Rogowski met bandkabel	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	14	$6,795 \cdot 10^{-3}$	0,25	1065	76,1
Meerwindings Rogowski met koperfolie	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	14	$6,795 \cdot 10^{-3}$	0,25	1065	76,1

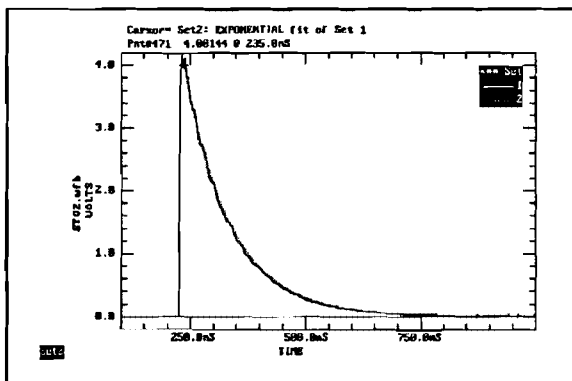
8.6 Meten van de zelfinductie L

8.6.1 Meten L met eenheidsstap responsie

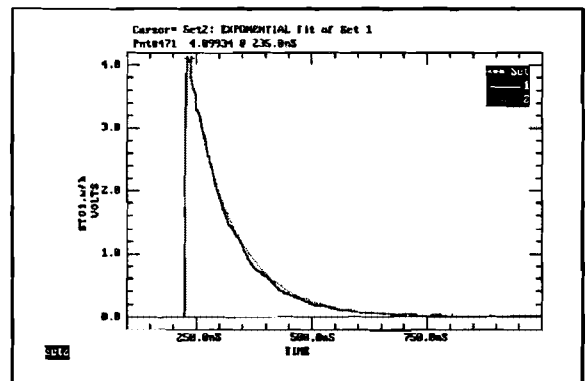
We meten volgens het schema in figuur 8.8. Het meten van de eenheidsstap responsie doen we met een pulsbron met een uitgangsweerstand van 50Ω en een oscilloscoop met een ingangsweerstand van 50Ω . De pulsbron genereert een puls, waarvan de responsie door de Rogowskispoel geregistreerd wordt door de oscilloscoop. Deze oscilloscoop zet deze responsie op een een diskette. Deze diskette lezen we in op een PC met het dataverwerkingsprogramma VU-point. Met VU-point kunnen we de responsie die we hebben gemeten laten "fitten" met een e-macht. D.w.z dat VU-point een e-macht specificeert die zo goed mogelijk aansluit op de responsie. In figuur 8.9 staat de responsie voor de meerwindings-Rogowskispoel met bandkabel afgebeeld en in figuur 8.10 staat de responsie voor de Rogowskispoel die gewikkeld is met de koperfolie strip.



Figuur 8.8: Meten stapresponsie Rogowskispoelen



Figuur 8.9: Responsie voor bandkabel



Figuur 8.10: Responsie koperstrip spoel

De gestippelde lijn is de e-macht die VU-point op de responsie heeft "gefit". We kunnen hier op de volgende manier de zelfinductie L uit halen:

Als we Laplace gebruiken dan is de overdrachtsverhouding van de meetopstelling in figuur 8.8:

$$U_o = \frac{\frac{sLR}{R+sL}}{\frac{sLR}{R+sL} + R} \cdot U_i \Rightarrow U_o = \frac{sLR}{sLR + R(R+sL)} \cdot U_i \Rightarrow U_o = \frac{sLR}{2sLR + R^2} \cdot U_i \Rightarrow U_o = \frac{sL}{2sL + R} \cdot U_i$$

De ingangsspanning U_i is een eenheidsstap. Dit is in het Laplace gebied $1/s$:

$$U_o = \frac{sLR}{2sL + R} \cdot \frac{1}{s} \Rightarrow U_o = \frac{L}{2sL + R} \Rightarrow U_o = \frac{\frac{1}{2}}{s + \frac{R}{2L}}$$

Als we dit terug transformeren naar het t-gebied dan vinden we:

$$U_0(t) = \frac{1}{2} \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot t} \quad \text{invullen } R=50\Omega \text{ geeft} \quad U_0(t) = \frac{1}{2} \cdot e^{-\frac{25}{L} \cdot t}$$

VU-point heeft de volgende e-macht gespecificeerd bij het "fitten":

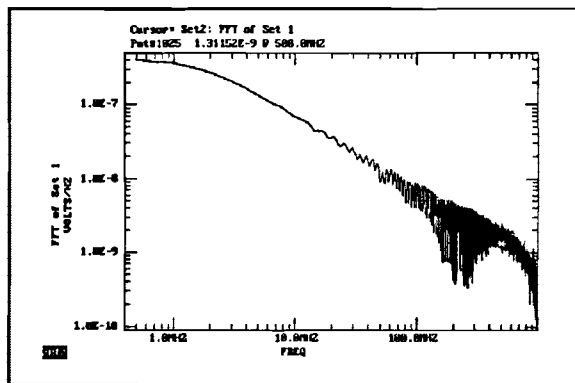
$$U(t) = A \cdot e^{\frac{t}{B}}$$

VU-point berekent de waarde van A en B. Hieruit kunnen we dan L berekenen:

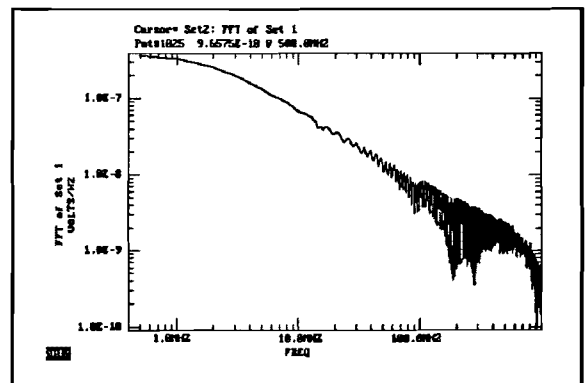
	A [V]	B [ns]	L _{gemeten} [μ A]	L _{berkend} [μ A]
Rogowskispoel met koperfolie strip	3,85	-95,46	2,386	1,065
Rogowskispoel met bandkabel	4,0 V	-102,0	2,55	1,065

De gemeten waarden liggen in de zelfde ordegröte als de berekende waarden. De meting is dus goed uitgevoerd.

We kunnen VU-point ook een frequentiespectrum laten uitrekenen. Hierin kunnen we zien hoe groot onze bandbreedte is en of dat we last hebben van reflecties. In figuur 8.11 staat het FFT diagram voor de Rogowskispoel gewikkeld met de bandkabel en in figuur 8.12 voor de Rogowskispoel gewikkeld met de koperfolie strip.



Figuur 8.11: FFT voor bandkabel



Figuur 8.12: FFT koperfolie strip

De gebruikte meetkabel tussen de pulsbron en de Rogowskispoel is een coax kabel met een lente van 0,5m.

Bij een reflectie zou een signaal op de bron kunnen reflecteren. De looptijd die dat signaal dan nodig heeft is: $2 \cdot l \cdot \tau$, hierin is l de lengte van de meetkabel, en τ de looptijd van het signaal per meter. Voor onze coax geldt $\tau = 5 \text{ ns/m}$. De frequentie waar reflecties op kunnen treden is $f = 1/T = 1/(2 \cdot l \cdot \tau) = 1/(2 \cdot 0,5 \cdot 5 \cdot 10^{-9})$ $f = 200 \text{ MHz}$. In de FFT diagrammen vinden we bij 200 MHz inderdaad reflecties.

Ook zou er een staande golf kunnen ontstaan in de meetkabel. Deze golf moet dan een golflengte hebben van $0,25\lambda$. Dus geldt $l = 0,25\lambda \Rightarrow 0,5 = 0,25\lambda \Rightarrow \lambda = 2 \text{ m}$. De frequentie waar staande golven kunnen optreden kunnen we dan berekenen met de lichtsnelheid c : $c = \lambda \cdot f \Rightarrow 3 \cdot 10^8 = 2 \cdot f \Rightarrow f = 150 \text{ MHz}$. In de FFT diagrammen vinden we bij 150 MHz inderdaad een staande golf.

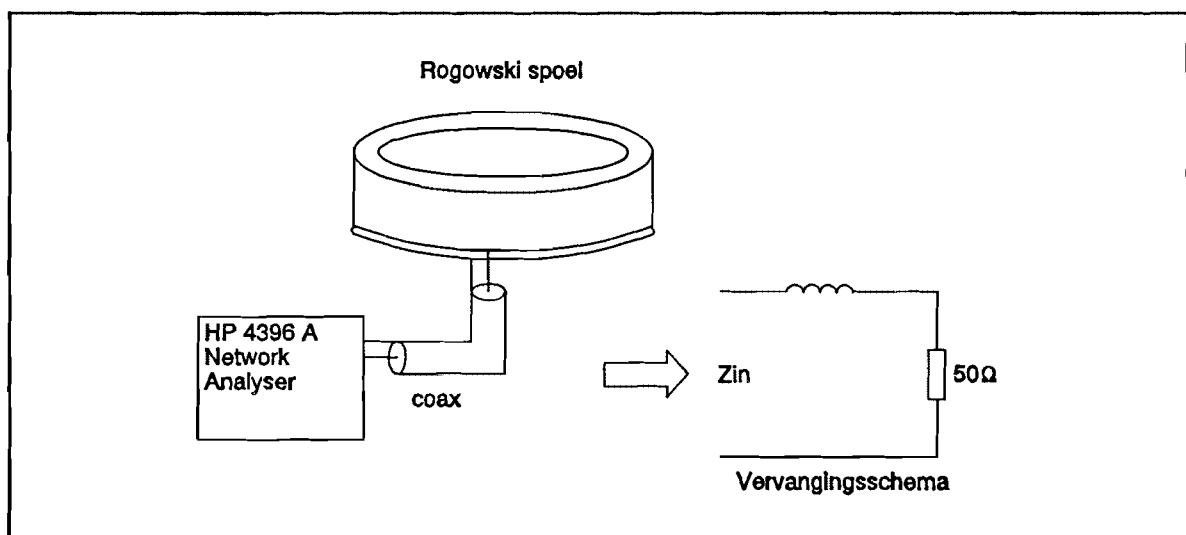
Deze reflecties beïnvloeden de meting echter niet omdat deze buiten de bandbreedte van de Rogowskispoelen liggen. In de FFT diagrammen kan men zien dat bij ongeveer 20 MHz oscillaties beginnen op te treden.

Hieruit zou dan blijken dat de meerwindings-Rogowskispoelen niet bruikbaar zijn voor het meten van partiële ontladingen in turbogeneratoren, want hiervoor moet men een minimale bandbreedte hebben tot 40 MHz.

Als extra controle gaan we nog een meting uitvoeren met een network analyser. Als hier dezelfde waarden voor L uit komen dan klopt de meting zeker.

8.6.2 Meten L door Z_{in} te bepalen met network analyser

We hebben de volgende meetopstelling gebruikt, zie figuur 8.13.

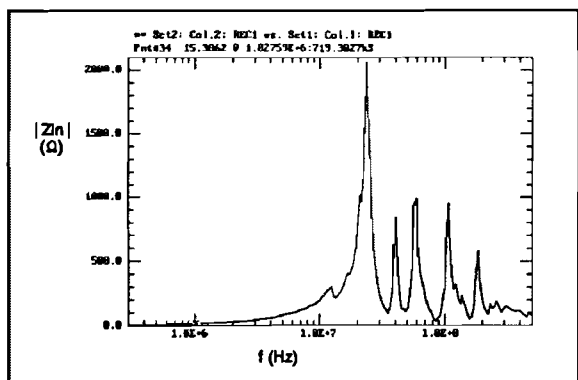


Figuur 8.13: Bepalen L met network analyser

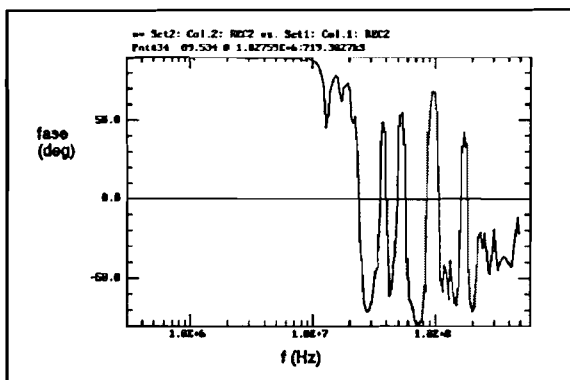
De network analyser bepaalt de absolute waarde ingangsweerstand $|Z_{in}|$ en de waarde van de fasehoek φ . Hieruit kunnen we direct de zelfinductie L halen, want voor de ingangsweerstand Z_{in} geldt:

$$|Z| = j\omega L + R$$

Meting meerwindings-Rogowskispoel gewikkeld met bandkabel

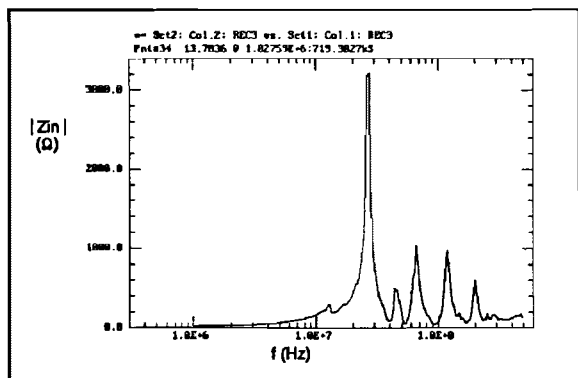


Figuur 8.14: $|Z_{in}|$ Bandkabel spoel

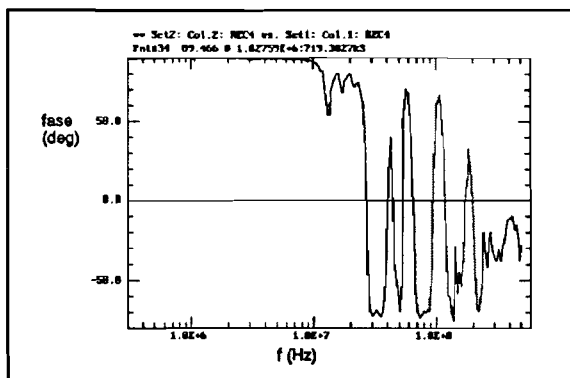


Figuur 8.15: φ Bandkabel spoel

Meting meerwindings-Rogowskispoel gewikkeld met koperfoliestrip

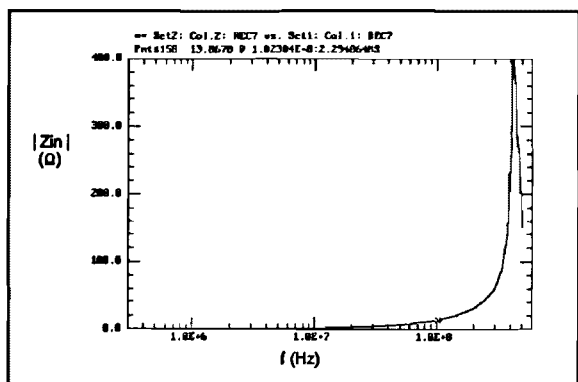


Figuur 8.16: $|Z_{in}|$ Koperfoliestrip spoel

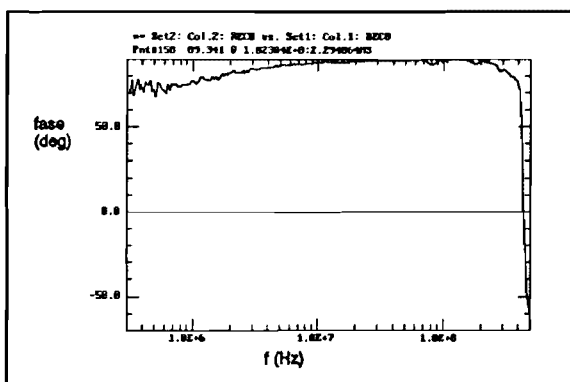


Figuur 8.17: φ Koperfoliestrip spoel

Meting eenwindings-Rogowskispoel GIS

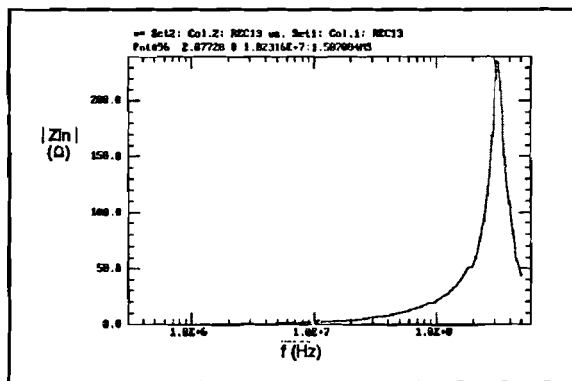


Figuur 8.18: $|Z_{in}|$ Eenwindings-Rogowskispoel GIS

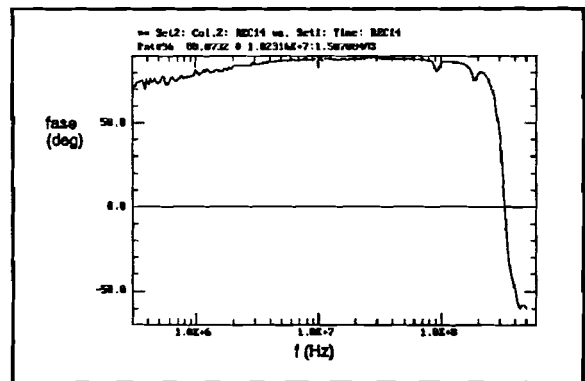


Figuur 8.19: φ Eenwindings-Rogowskispoel GIS

Meting eenwindings-Rogowskispoel GIS met ferriet



Figuur 8.20: $|Z_{in}|$ Eenwindings-Rogowskispoel GIS met ferriet



Figuur 8.21: φ Eenwindings-Rogowskispoel GIS met ferriet

Uit deze metingen kunnen we de absolute waarde van Z_{in} aflezen en de fasehoek φ , bij een bepaalde frequentie. Hieruit kunnen we L bepalen. Ook kunnen we de oscilatiefrequentie aflezen, hiermee is dan de bandbreedte bekend.

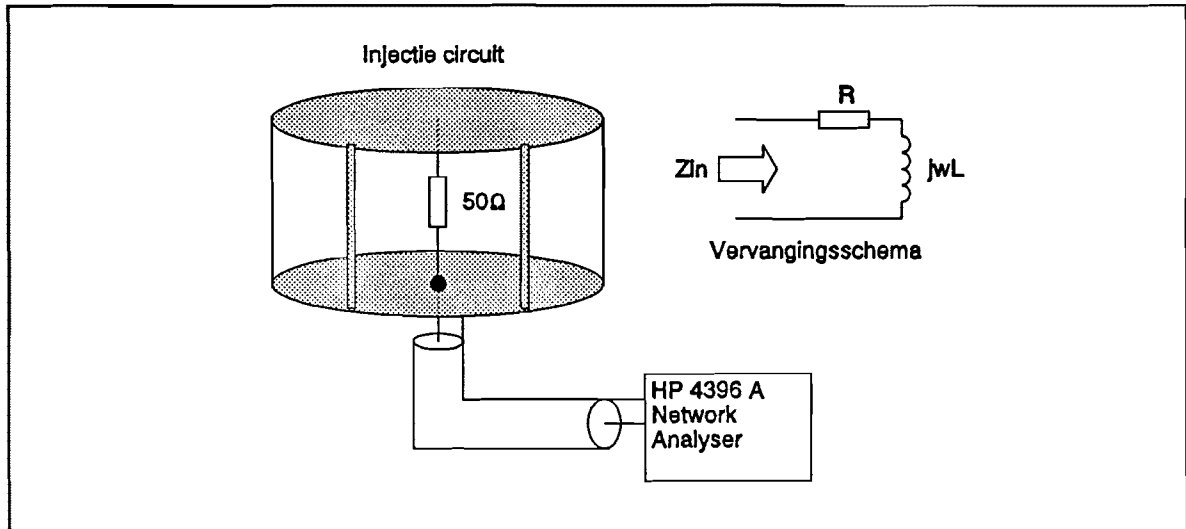
	$ Z_{in} $ [Ω]	φ [$^\circ$]	f [MHz]	L [nH]	f_0 [MHz]	Figuren
Bandkabelspoel	15,38	89,534	1,027	2380	23,11	8.14, 8.15
Koperfoliespoel	13,78	89,47	1,027	2140	26,86	8.16, 8.17
Eenwindings-spoel GIS	13,87	89,34	102,3	21,5	418,3	8.18, 8.19
Eenwindings-spoel GIS met ferriet	2,077	88,07	10,23	32	310,0	8.20, 8.21

Deze meting geeft dezelfde resultaten als de meting met de eenheidsstap responsie. De waarde van de zelfinductie voor de eenwindings-Rogowskispoelen van de GIS wijkt een factor 10 af van de berekende waarde. Dit is een bekend verschijnsel voor de eenwindings Rogowskispoelen. Dit is verklaard door P.A.J. Tinnemans [Ref 14]. Uit zijn metingen blijkt dat de eenwindings Rogowskispoel zich gedraagt als een meetlus.

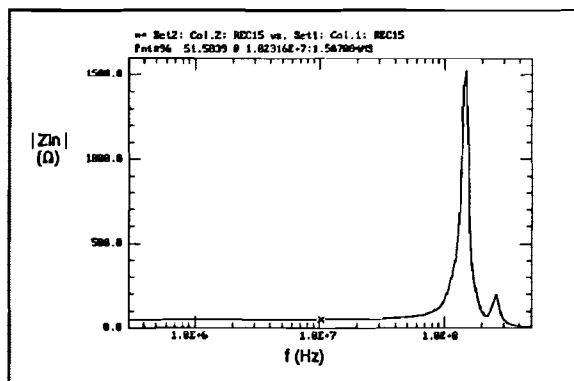
8.7 Meten van de Mutuele inductie M

Het meten van de Mutuele inductie M gebeurt ook met de network analyser, en wel op de volgende manier. De uitgangspanning van de Rogowskispoel was gelijk aan $V_{rog} = j \cdot \omega \cdot M \cdot I$. De Rogowskispoel zal dus een stroom (B veld) moeten omvatten om een uitgangspanning te kunnen induceren. De koppeling tussen deze te meten stroom I en de geïnduceerde spanning in de Rogowski-spoel is de mutuele inductie M . Om dit te kunnen realiseren is er een injectiecircuut gebouwd. Zie figuur 8.22. Dit injectiecircuut bestaat uit twee ronde messing platen die aan elkaar zijn gemaakt door messing strips.

In het midden van de bovenste plaat is een N-connector aangebracht. Deze N-connector is doorverbonden met een weerstand van $50\ \Omega$ die aan de andere kant doorverbonden is met de onderste plaat. Zo ontstaat er een injectiecircuit dat velden van buitenaf afschermt. We zullen eerst moeten bepalen wat de invloed van het injectiecircuit is. Dit injectiecircuit bestaat uit de weerstand van $50\ \Omega$ met in serie de zelfinductie van het injectiecircuit. We meten nu de ingangsimpedantie van dit circuit met de network analyser op dezelfde manier als we dat deden om de L van de spoelen te bepalen. Zie figuur 8.22



Figuur 8.22: Meten $|Z_{in}|$ van injectiecircuit

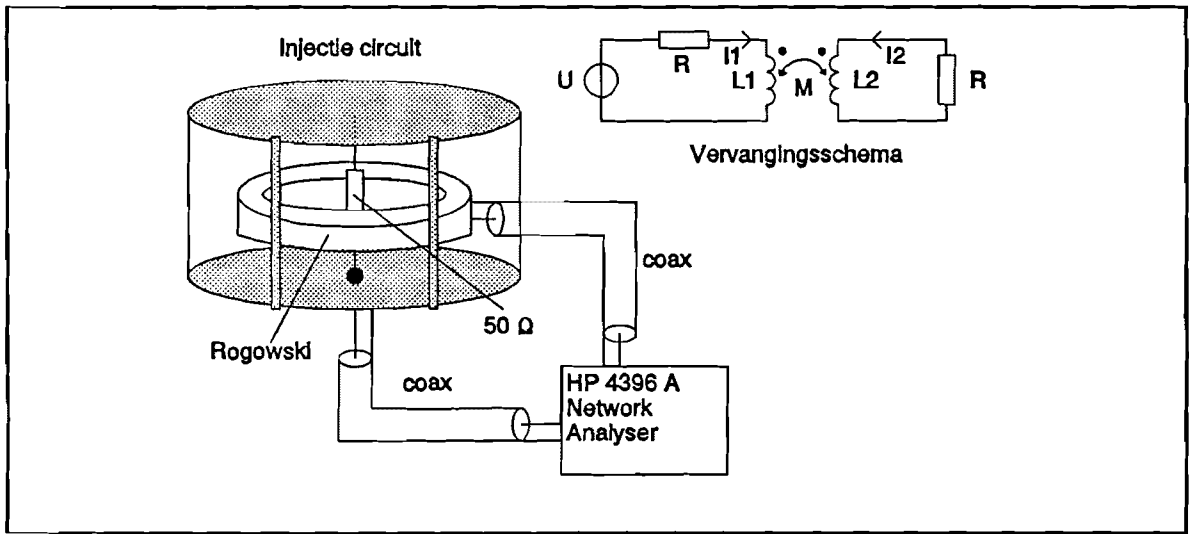


Figuur 8.23: $|Z_{in}|$ injectiecircuit

In figuur 8.23 vindt u de gemeten ingangsimpedantie van het injectiecircuit. Hieruit blijkt dat ons injectiecircuit tot ongeveer 100 MHz $50\ \text{ohm}$ blijft, dit wil zeggen dat de zelfinductie L_1 van het injectiecircuit hier nagenoeg nog geen invloed uitoefent op de meting. Bij 105 MHz gaat het injectiecircuit in resonantie.

We leggen de Rogowskispoel waarvan we de M willen bepalen tussen de platen van het injectiecircuit om de weerstand van $50\ \Omega$ heen. Zie figuur 8.24. We gaan nu met de network analyser een stroom in de weerstand van $50\ \Omega$ injecteren. Tegelijkertijd wordt de uitgangsspanning van de Rogowskispoel op een ander kanaal gemeten. De grafieken die we dan uit de network analyser krijgen zijn dan gelijk aan overdrachtsverhouding:

$$\frac{V_{0 \text{ Rogowskispoel}}}{V_{i \text{ injectiecircuit}}}$$



Figuur 8.24: Meten van M met network analyser

De network analyser heeft een constant uitgangsvermogen aan de klemmen van 0 dBm (dB per mW). Dit wil zeggen dat de network analyser continu 1mW in het injectiecircuut injecteert. Omdat ons injectiecircuut nagenoeg 50Ω blijft tot 100MHz kunnen we de spanning $V_{i \text{ injectiecircuut}}$ berekenen:

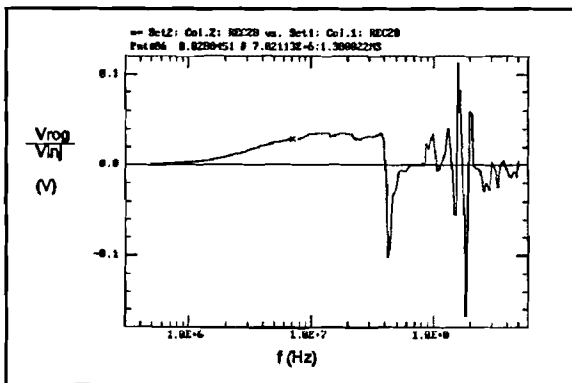
$$0 \text{ dBm} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{out}}{1mW}\right) \Rightarrow P_{out} = 1mW$$

$$P_{out} = \frac{U^2}{R} \Rightarrow 1 \cdot 10^{-3} = \frac{U^2}{50} \Rightarrow U = 224mV \Rightarrow U = I \cdot R \Rightarrow 224 \cdot 10^{-3} = I \cdot 50 \Rightarrow I = 4,48mA$$

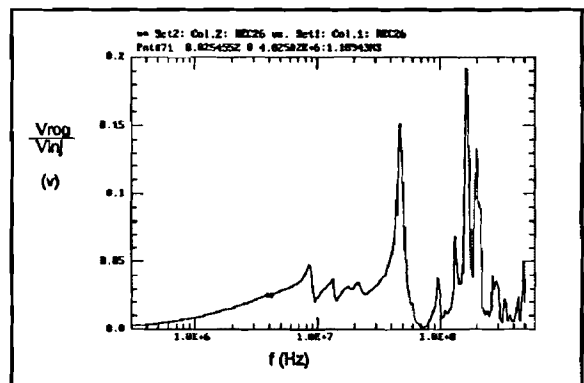
We kunnen de Mutuele inductie M dan op de volgende manier uit onze meetwaarden halen. Als voorbeeld nemen we figuur 8.25, de M meting van de Bandkabel spoel.

$$\frac{V_{0 \text{ Rog.}}}{V_{i \text{ inj.}}} = V_{\text{meetpunt uit grafiekmeting}} \Rightarrow \frac{V_{0 \text{ Rog.}}}{224} \cdot 10^{-3} = 0,0288V \text{ (bij } 7,0211MHz) \Rightarrow V_{0 \text{ Rog.}} = 0,00645V$$

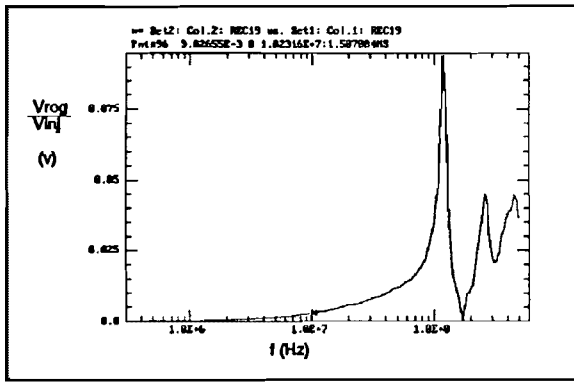
$$V_{0 \text{ Rog.}} = j \cdot \omega \cdot M \cdot I = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot M \cdot I \Rightarrow 0.00645 = 2 \cdot \pi \cdot 7,0211 \cdot 10^6 \cdot M \cdot 4,48 \cdot 10^{-3} \Rightarrow M = 32,6nH$$



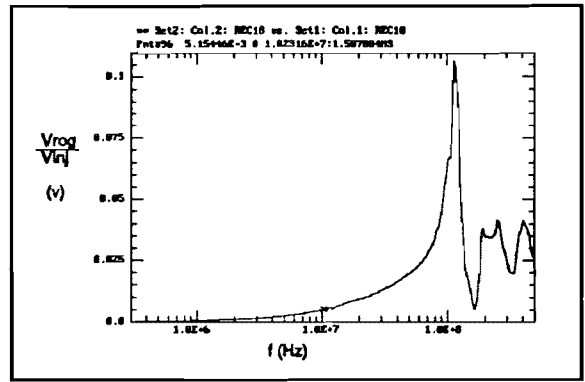
Figuur 8.25: M meting Bandkabelspoel



Figuur 8.26: M meting spoel met strip



Figuur 8.27: M meting eenwindings-Rogowskispoel van GIS



Figuur 8.28: M meting eenwindings-Rogowskispoel van GIS met ferriet

In de volgende tabel staan alle gegevens verwerkt.

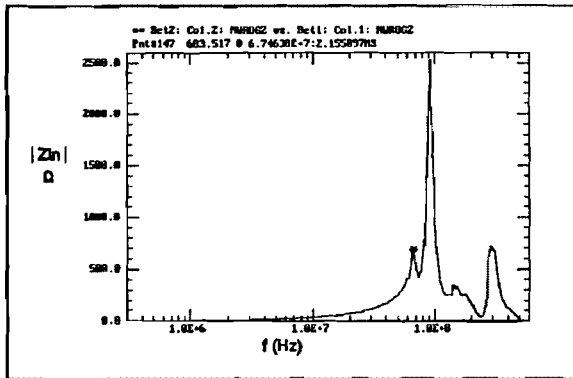
	$V_0 \text{ Rogowski} / V_i$ injectiecircuit [V]	f [MHz]	M_{gemeten} [nH]	M_{berekend} [nH]	f_0 [MHz]
Bandkabelspoel	0,0288	7,0211	32,6	76,1	41
Koperfoliestrip spoel	0,0254	4,025	50	76,1	8,5
Eenwindings Rogowskispoel GIS	0,00302655	10,23	2,35	2,5	102
Eenwindings Rogowskispoel GIS met ferriet	0,005145	10,23	4,0	???	102

De berekende waarden liggen in dezelfde ordegrootte als de gemeten waarden zodat mag worden aangenomen dat de meting klopt.

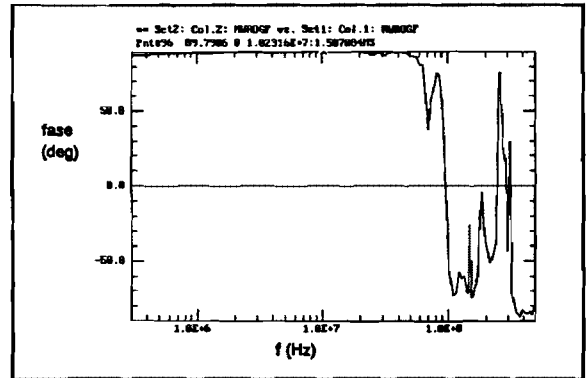
8.8 De gesegmenteerde meerwindings-Rogowskispoel

Met een meerwindings-Rogowskispoel halen we de hoogste M. De bandbreedte is echter zo laag dat deze niet toepasbaar is. Oplossing: de gesegmenteerde meerwindings-Rogowskispoel. Deze Rogowskispoel is op de zelfde manier opgebouwd als de Rogowskispoel die gewikkeld was met bandkabel. Bij de gesegmenteerde meerwindings-Rogowskispoel is echter niet een bandkabel wikkeling aangebracht maar is deze opgesplitst in vier spoelen die elk 1/4 van de omtrek van de spoel bekleden. Er is een 34 aderige bandkabel gebruikt. Elk van de vier spoelen bestaat uit 3 windingen. Ik heb voor een spoel van de gesegmenteerde Rogowskispoel metingen uitgevoerd om M en L te bepalen.

Om de zelfinductie L te bepalen heb ik deze Rogowskispoel ook een Z_{in} meting gedaan met de network analyser. In figuur 8.31 staat $|Z_{in}|$ en in figuur 8.32 staat de bijbehorende fase.



Figuur 8.31: $|Z_{in}|$ gesegmenteerde Rogowskispoel



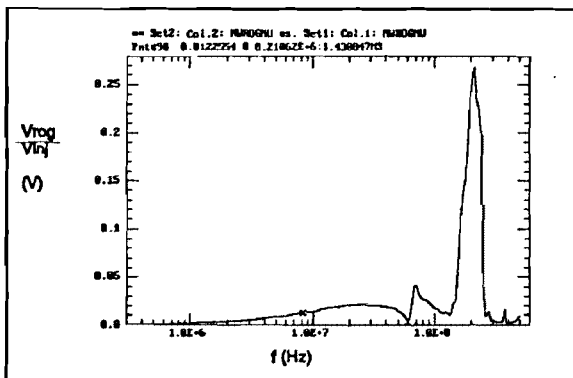
Figuur 8.32: φ gesegmenteerde Rogowskispoel

Uit deze meting kunnen we de L bepalen (zie hoofdstuk 8.6.2). We komen dan op de volgende waarde:

$$L = 550 \text{ nH}$$

Uit de grafiek van $|Z_{in}|$ kunnen we ook de oscillatiefrequentie f_0 aflezen.

$$f_0 = 67,5 \text{ MHz}$$



Figuur 8.33: $V_{\text{Rogowski}}/V_{\text{injectie}}$ voor gesegmenteerde Rogowskispoel

Om de mutuele inductie M te bepalen hebben ik weer een meting gedaan waarbij de Rogowskispoel in het injectiecircuit geplaatst wordt (zie hoofdstuk 8.7).

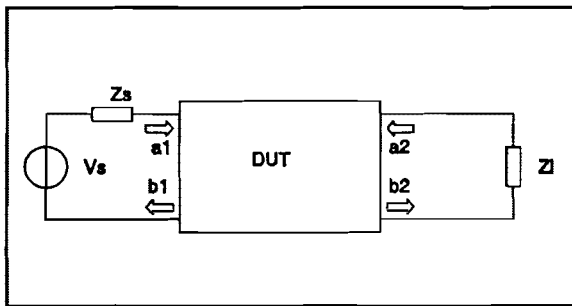
In figuur 8.33 staat de uitkomst van deze meting. Hieruit kunnen we M bepalen. We komen dan op de volgende waarde:

$$M = 11,9 \text{ nH}$$

8.9 Meten m.b.v. s-parameters

Alle metingen die uitgevoerd zijn met de network analyser (Z_{in} metingen en metingen met injectiecircuit), zijn gemeten via een s-parameter (scattering parameters) test set. De s-parameter set geeft een grotere nauwkeurigheid bij hogere frequenties. Ook wordt de invloed van meetkabels geëlimineerd. De s-parameter beschrijven hoe een apparaat een signaal beïnvloedt.

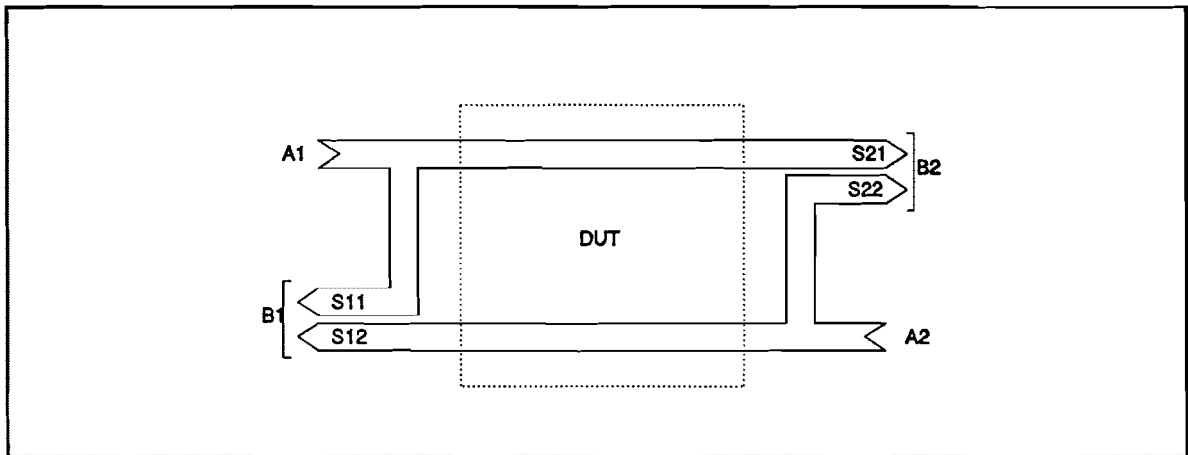
Stel we hebben een willekeurige DUT (Device Under Test) zoals in figuur 8.29.



Figuur 8.29: Willekeurige DUT

Deze DUT wordt op de s-parameter test set van de network analyser aangesloten. Er ontstaat dan een vervangingsschema zoals in figuur 8.29. Hierin is:

- Z_L = belastingsweerstand
- Z_s = interne weerstand bron
- U_s = spanningsbron
- A_n = signalen die in het DUT gaan
- B_n = signalen die uit het DUT komen



Figuur 8.30: De s-parameters

In figuur 8.30 kunt U zien wat de parameters voorstellen.

A_1 is het totale signaal dat van de bron naar het DUT toe gaat. Een gedeelte van dit signaal zal het DUT binnen gaan (S_{21}) en een gedeelte zal reflecteren (S_{11}). A_2 is het signaal dat van de belasting terug naar het DUT gaat. Een gedeelte van dit signaal zal het DUT binnen gaan (S_{12}) en een gedeelte zal reflecteren (S_{22}). B_1 is het signaal dat uit het DUT terug naar de bron gaat + het gereflecteerde signaal S_{11} . B_2 is het signaal dat uit het DUT naar de belasting gaat + het gereflecteerde signaal S_{22} .

Om deze s-parameters te bepalen voert de network analyser de volgende test uit.

1) Meten van de ingang reflectie coëfficiënt S_{11} :

$S_{11} = B_1/A_1$, Hierbij wordt $A_2=0$ gemaakt door Z_L zo te kiezen zodat er volledige aanpassing is ($Z_L=Z_0$).

2) Meten van de voorwaartse versterking S_{21} :

$S_{21} = B_2/A_1$, Hierbij wordt $A_2=0$ gemaakt door Z_L zo te kiezen zodat er volledige aanpassing is ($Z_L=Z_0$).

3) Meten van de achterwaartse versterking S_{12} :

$S_{12} = B_1/A_2$, Hierbij wordt $A_1=0$ gemaakt door Z_s zo te kiezen zodat er volledige aanpassing is ($Z_s=Z_0$).

4) Meten van de uitgang reflectie coëfficiënt S_{22} :

$S_{22} = B_2/A_2$, Hierbij wordt $A_1=0$ gemaakt door Z_s zo te kiezen zodat er volledige aanpassing is ($Z_s=Z_0$).

De ingangsimpedantie van het DUT is gelijk aan [Ref 15]:

$$Z_i = \frac{U_1}{I_1} = Z_{reflectie} = Z_0 \cdot \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}}$$

Deze Rogowskispoel is dus goed toepasbaar voor metingen in Amer 9.

8.10 Conclusie

De gevoeligheid van de meerwindings-Rogowskispoelen is zeer goed. De bandbreedte is echter zo laag dat deze niet toepasbaar zijn voor het meten van partiële ontladingen in turbogeneratoren.

Door willekeurig ferriet in de eenwindings-Rogowskispoel te plaatsen wordt de gevoeligheid twee maal zo hoog, met slechts een minimale afname van de bandbreedte. Door toepassen van beter ferriet in de gehele kern van de eenwindings Rogowskispoel zou men nog betere resultaten kunnen halen. Deze oplossing is echter ook niet bruikbaar bij Amer 9 omdat het ferriet waarschijnlijk in verzadiging zal gaan t.g.v. de grote 50Hz stromen (25 kA) en zeer heet zal worden.

De beste oplossing is de gesegmenteerde Rogowskispoel. Er zal echter nog we een elektronische schakeling ontwikkeld moeten worden die de signalen van de 4 spoelen op de gesegmenteerde Rogowskispoel op telt. Nagegaan moet worden of dit mogelijk is met de reeds ontwikkelde BALUN.

9. CONCLUSIES

De opdrachten van mijn afstudeerwerk waren:

- * Verlagen van de parasitaire capaciteit van een meetlus, zie hoofdstuk 6.
- * Maken van een fase detectie voor de referentiebron, zie hoofdstuk 5.
- * Meten in Hemweg 6 en verwerken van de meetresultaten, zie hoofdstuk 7.
- * Sensor ontwikkeling voor Amer 9, zie hoofdstuk 8.

Het verlagen van de parasitaire capaciteit van een meetlus heb ik opgelost door tussen de afscherming en meetlus een zeer dunne polyethen folie aan te brengen. Hierdoor wordt het spanningsverschil tussen meetlus en afscherming zeer klein waardoor de invloed van de parasitaire capaciteit verdwijnt. De bandbreedte nam toe van 50,3 MHz tot 67,8 MHz. De brede meetlus van 15cm bleek geen hogere bandbreedte te hebben dan de meetlus van 2,5 cm. Dit komt doordat de stroom slechts op een punt van de meetlus (N-connector) wordt afgenomen. Ik denk echter we dat lus breder dan 2,5 cm (b.v. 5 cm) een betere bandbreedte zal hebben. Dit zal nog onderzocht moeten worden.

Het probleem met de referentiebron heb ik opgelost met een fase detectie. Deze fase detectie zorgt dat de fase correct aan de nuldoorgangs detector (comparator) wordt aangeboden. Ook controleert deze fase detectie zichzelf op juiste werking.

De capacitieve sensor werkt goed. Deze geeft een signaal in de orde grote van 0 tot 0.2 V. Deze signalen zijn zonder problemen met de gebruikte oscilloscoop te meten. De gevoeligheid is dus zeer goed. Ook de bandbreedte van 90 MHz is ruim voldoende.

Met de gesegmenteerde Rogowskispoel hebben we, voor partiële ontladingsmeting bij Amer 9, een sensor met een zeer goede gevoeligheid. Jammer is dat we weer een elektronisch optelschakeling nodig hebben. Er moet nog onderzocht worden of de reeds bestaande BALUN hiervoor gebruikt kan worden.

Ik heb dus aan alle omschreven opdrachten van mijn afstudeerproject voldaan.

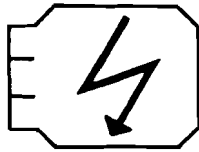
LITERATUURLIJST

- [1] P.C.T. van de Laan, en J.M. Wetzer
"Hoogspaningstechniek"
TU, Eindhoven, 1987
- [2] A.J.M. Pemen
"Storings-analyse van turbogeneratoren met inventarisatie van technieken ter voorkoming van dominante storingen"
KEMA, Arnhem, 26-11-1993
43122-T&D 93-4679
- [3] E. Kuffel en W.S. Zaengl.
"High voltage engineering"
Exeter 1984 (Pergamon Press)
- [4] A.J.M. Pemen, P.C.T. van der Laan en P.T.M. Vaessen
"Sensors for partial discharge monitoring of turbo generators"
Proceedings of the 28th Universities Power Engineering Conference 1993
blz. 594-597, september 1993
- [5] A.J.M. Pemen
"Verslag meting aan railkokersysteem centrale Hemweg 6 te Amsterdam"
KEMA Arnhem, 15-5-1992
10888-E1092-3014
- [6] J.C. Bogerd
"Het lokaliseren van Partiële ontladingen in turbogeneratoren tijdens bedrijf, met behulp van Rogowskispoelen"
TU Eindhoven, mei 1993
EH.93.A.128 HTS
- [7] E. Gulski
"Computer aided recognition of partial discharges using statistical tools"
TU Delft, 1991
- [8] W.J.W. de Poorter
"Het lokaliseren van partiële ontladingen in turbogeneratoren tijdens bedrijf met behulp van meetlussen"
TU Eindhoven, mei 1993
EH.93.A.127
- [9] H. Kaden
"Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik"
2° druk, Springer, Berlin/Heidelberg/Göttingen/München, 1959

- [10] A.H.M. van Aken
"Propagatie van partiële ontladingen in een statorwikkeling van een turbogenerator"
TU Eindhoven, oktober 1993
EH.93.A.134
- [11] *"Modern power station practice"*
Pergamon Press, 1971
- [12] H. Sequenz
"Herstellung der Wicklungen elektrischer Maschinen"
Springer-Verlag, Wien, 1973
- [13] A.J.M. Pemen
"Capacitieve sensoren voor het monitoren van partiële ontladingen in turbogenerator Hemweg 6"
KEMA, Arnhem, 29-10-1993
- [14] P.A.J. Tinnemans
"Gedrach van een eenwinding-Rogowskispoel"
TU Eindhoven, Oktober 1993
EH.93.S.301
- [15] R.W. Anderson
"S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design"
Hewlett Packard Application note 95-1

BIJLAGE 1

Onderzoekprogramma TUE



augustus 1993

Personeel

Van der Laan, van Deursen, van Heesch, Wetzer, Wouters, Dirven, Blom, van den Broek, van Helvoort, Kennedy, Pemen, Bruins, van Gompel, Gulickx, Lemmens, Noij, Aldenhoven, Neyts, Wissink, Litsenburg, Velberg-Smits.

Onderzoekprogramma

1. Verschijselen voorafgaand aan doorslag

Lawines in isolerende gassen. Bepaling van ionisatie-parameters uit de golfvorm van de stroom en optische emissie bij goede tijdoplossing (1,0 - 1,5 ns). De lawine wordt gestart met een 0,6 ns laserpuls. Doorslagmechanismes. Effecten van ruimtelading en geometrie.

Partiële ontladingen. Meten van partiële ontladingen in turbogeneratoren in centrales tijdens bedrijf; lokalisatie en bewaking (samenwerking met KEMA en elektriciteitsbedrijven). Snelle stroommetingen en lokalisatie in kabels (samenwerking met KEMA). Snelle metingen en modellering van ontladingen in holtes.

2. Meettechnieken

Snelle transiënten. Spanningsmeetsystemen voor snelle spannings-transiënten in gesloten schakelmateriaal (GIS) te meten; vergelijking van diverse meetprincipes.

Lineaire sensoren. Ontwikkeling van lineaire meetsystemen voor stroom en spanning ten behoeve van de energietechniek.

3. Toepassingen van gasontladingen

Corona. Positief effect van corona op warmte-overdracht en op chemische reactiesnelheden. Gepulste corona ontladingen, fundamentele analyse, en toepassing in o.a. stofvangers en bij chemische processen. Hoogspanningspulsbronnen.

4. Vacuüm isolatie (in satellieten)

Vacuüm doorslag en overslag langs isolatoren. Mechanismen van doorslag en conditionering, opladingseffecten, diagnostieken, veldberekeningen.

Ontwerp aspecten. Evaluatie van bestaande ontwerpen, richtlijnen voor toekomstige ontwerpen. Samenwerking met ESTEC.

5. Electromagnetic Compatibility

Onderstations. EMC onderzoek aan problemen in gesloten en open onderstations.

Bliksem. Metingen aan werkelijke en gesimuleerde bliksemstromen in grote objecten. EMC-bescherming tegen bliksem.

Aarding en afscherming. Aarding en afscherming in diverse situaties.

Bescherming van micro-elektronica. Bescherming van micro-elektronica in sterk storende omgevingen, in de industrie of in onderstations. Aangepaste oplossingen bij minder sterke storingen.

Modellering. Evaluatie van bestaande modellen, ontwikkeling van nieuwe modellen.

Belangrijke faciliteiten

Afgeschermd hoogspanningslaboratorium (24x18x14 m), 80 dB demping.

Een Hipotronics resonantiesysteem voor 50 Hz hoogspanning. Maximaal 900 kV/2A of 300 kV/6A.

Haefely stootspanningsgenerator voor max. 2,4 MV.

Test-opstelling gesloten schakelmateriaal (GIS), 380 kV nominaal.

Experimentele opstellingen voor onderzoek aan lawines, partiële ontladingen, (gepulste) corona, en doorslag en isolatie in vacuüm.

Snelle analoge en digitale oscilloscopen met data-acquisitie, bandbreedte tot 600 MHz, tijdoplossing tot 0.6 ns.

Bronnen voor pulsed power en EMC-kasten voor tests en metingen in het veld.

FEM en BEM programma's voor berekening van elektrische en magnetische velden.

Adres

Technische Universiteit Eindhoven

Postbus 513, 5600 MB Eindhoven

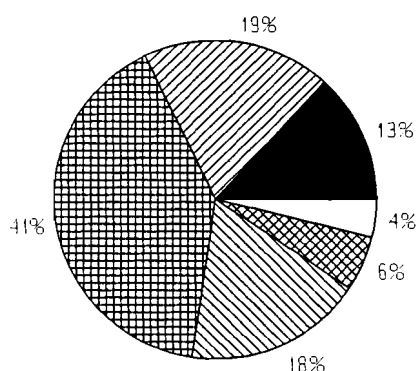
telefoon: 040-47 4433; telex: 51163; fax: 040-450735

BIJLAGE 2

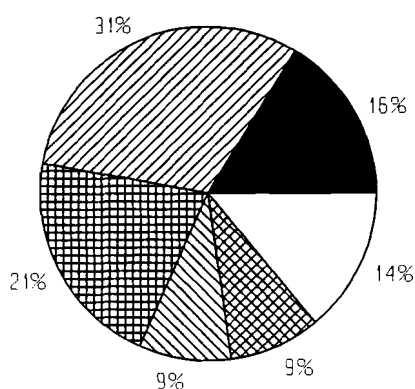
Storingsanalyse 1976-1992 Turbogeneratoren

STORINGSANALYSE 1976-1992 GENERATOREN

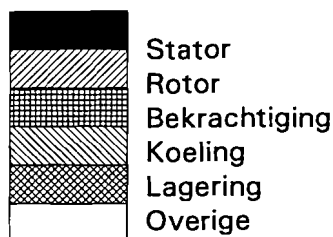
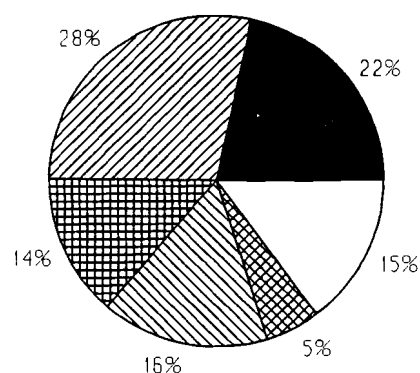
Aantal storingen
698 x



Storingsuren
69.185



ONB
11.956 GWh



PER JAAR 703 GWh
RUIJM ÉÉN PROCENT VAN 68.876 GWh

Top 5 van de generatoronderdelen in ONB

1 Statorwikkeling	10,4 procent
2 Overige rotoronderdelen	9,5
3 Hoofdopwekker	9,2
4 Veldspoel rotor	6,8
5 Sleepringen	6,7

Overzicht generatorstoringen over de periode 1976-1992.

Aantal storingen, totale storingsduur en het aantal Onvoorzien Niet Beschikbare GWh.

STATOR

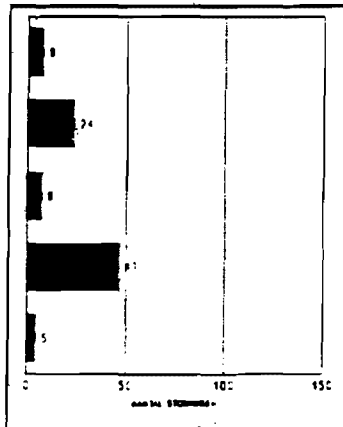
WIKKELING / ISOLATIE

BLIKPAKKET

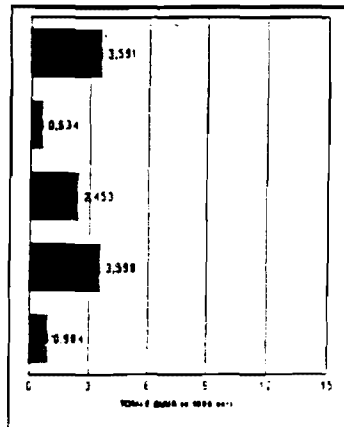
STROOMDOORVOER

HUIS

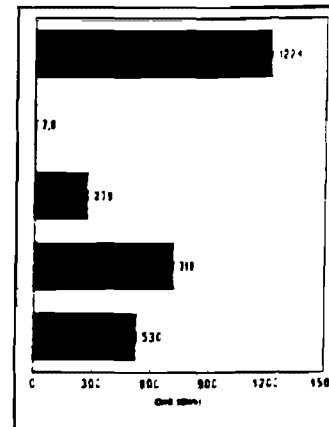
OVERIGE



Aantal storingen



Totale storingsduur



ONB (GWh)

ROTOR

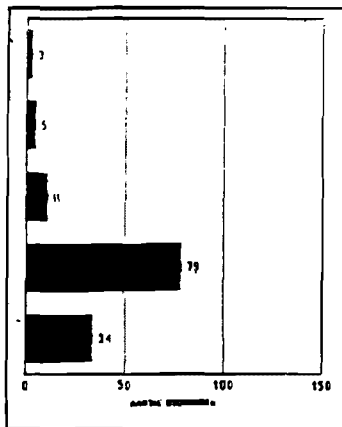
ROTOR-AS

VELDSPOEL

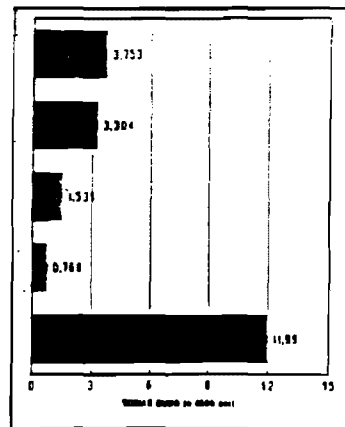
SLEEPRINGEN

BORSTELS

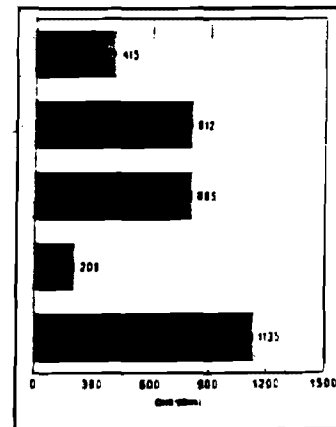
OVERIGE



Aantal storingen



Totale storingsduur



ONB (GWh)

BEKRACHTIGING

HOOFDOPWEKKER

GELJKRICHTER

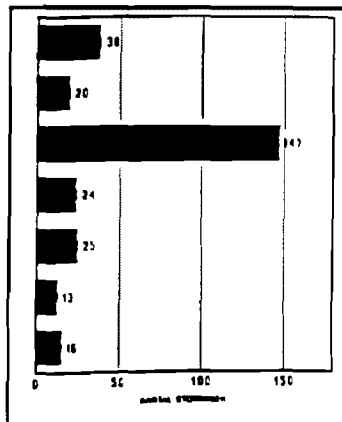
COLLECTOR HOOFD.

HULPOPWEKKER

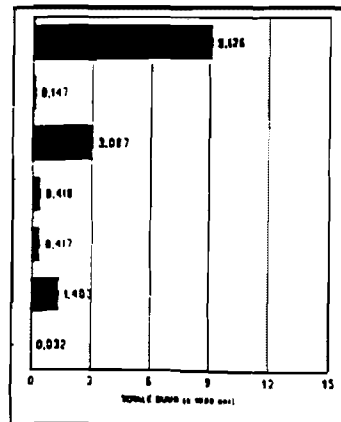
ELEKTR. INSTALLATIE

TANDWIELEN

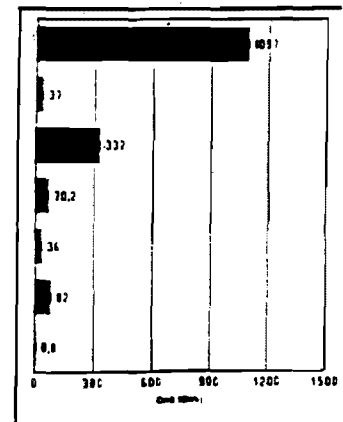
OVERIGE



Aantal storingen



Totale storingsduur



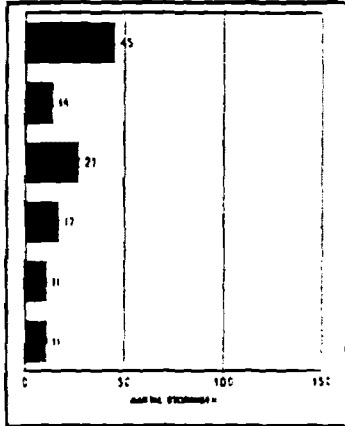
ONB (GWh)

Overzicht generatorstoringen over de periode 1976-1992.

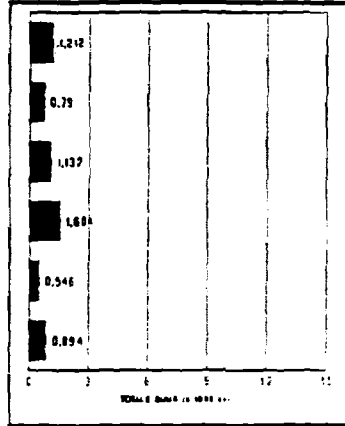
Aantal storingen, totale storingsduur en het aantal Onvoorzien Niet Beschikbare GWh.

KOELING

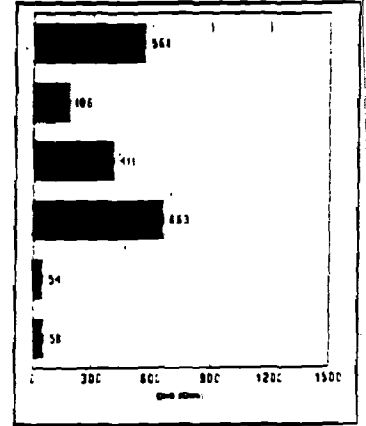
- GASKOELER
- KOELGAS INSTALLATIE
- AFDICHTINGSOLIE
- STATOR H₂O
- TEMP. REGELING
- OVERIGE



Aantal storingen



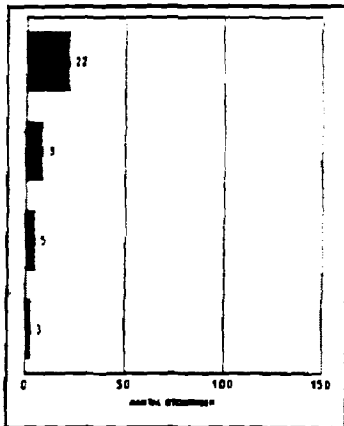
Totale storingsduur



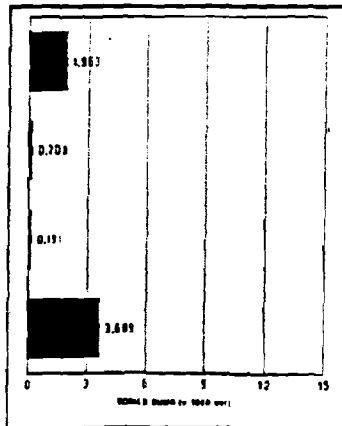
ONB (GWh)

LAGERING

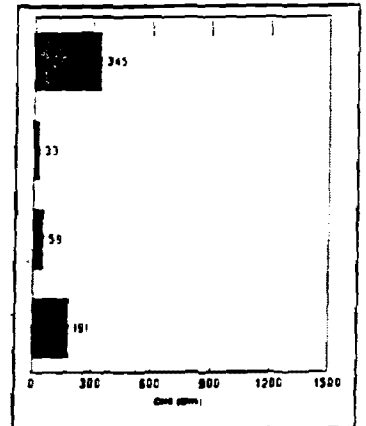
- GENERATOR
- OPWEKKER
- OLIEVOORZIENING
- OVERIGE



Aantal storingen



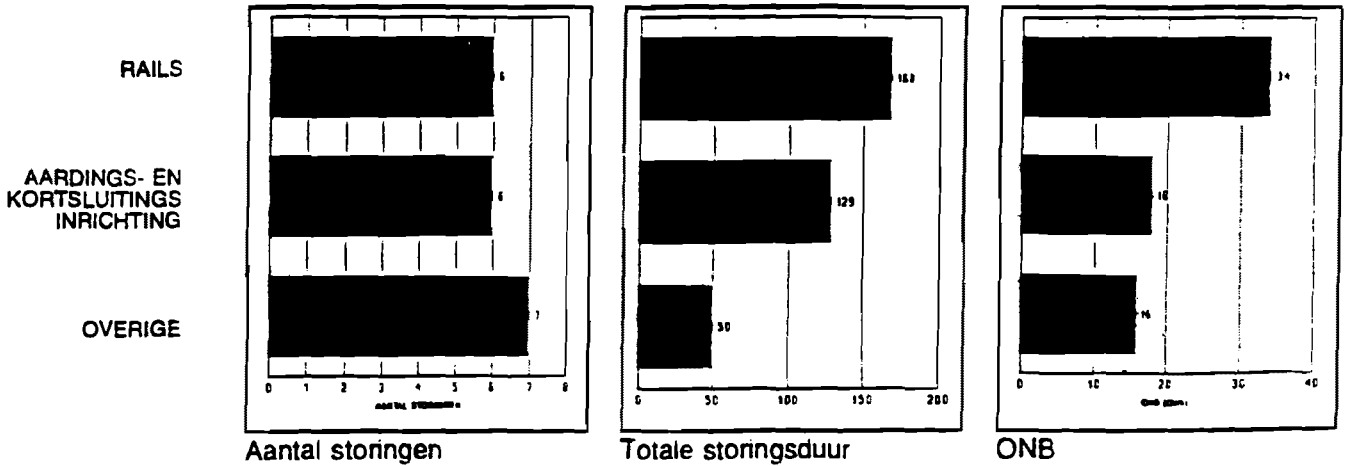
Totale storingsduur



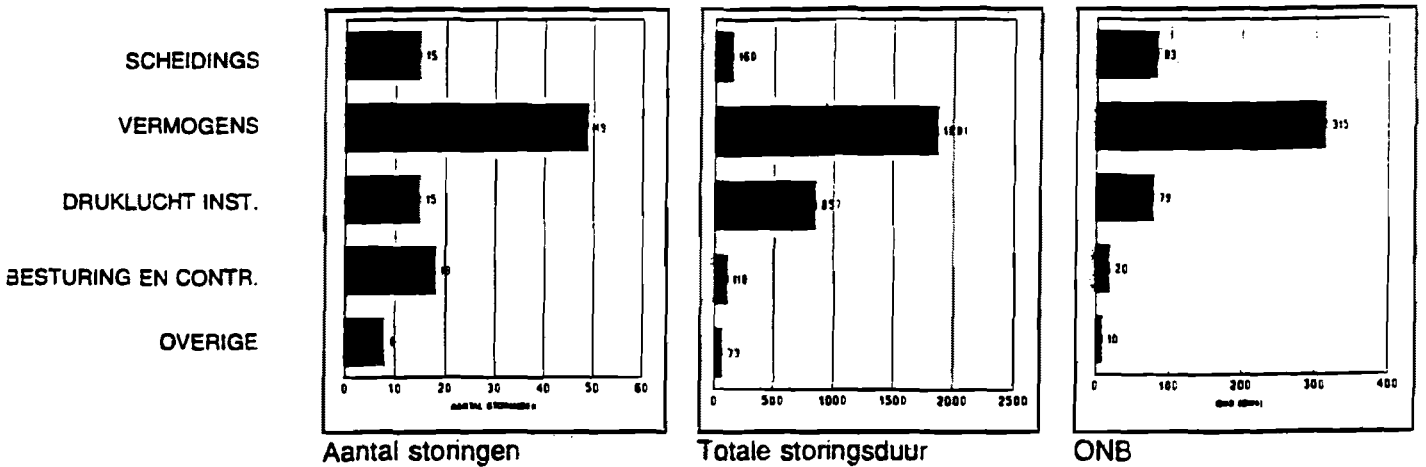
ONB (GWh)

Overzicht storingen hulpapparatuur van de generator over de periode 1976-1992.
 Aantal storingen, totale storingsduur en het aantal Onvoorziene Niet Beschikbare GWh.

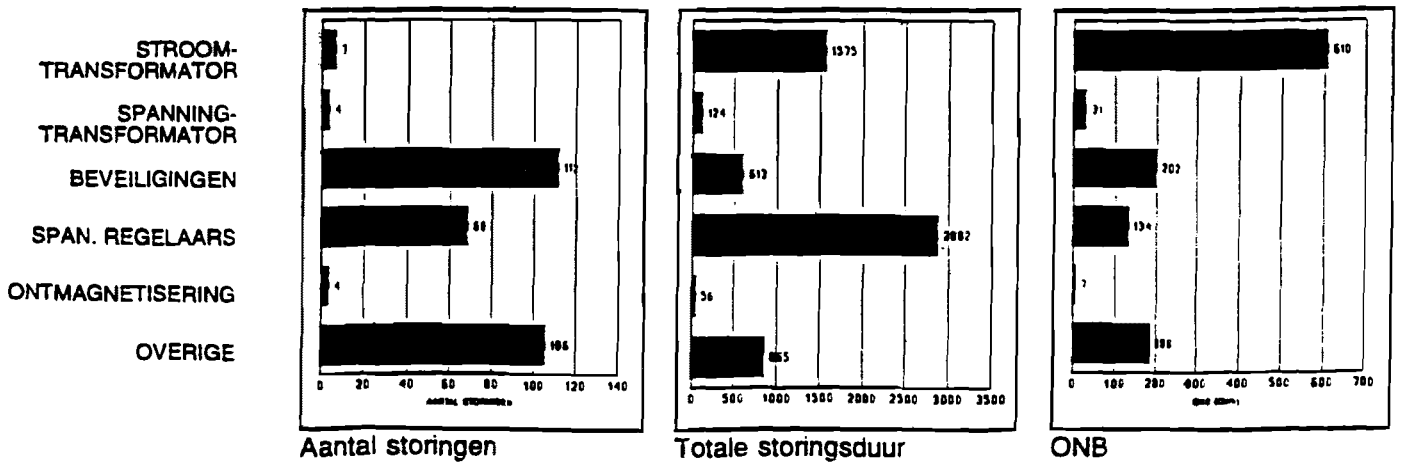
AFGAANDE LEIDINGEN



GENERATOR SCHAKELAARS



MEET-, REGEL- EN BEVEILIGINGSAPPARATUUR



BIJLAGE 3

Specificaties van de 6N139 Optocoupler

Low input current, high-gain optocouplers

6N138/6N139

FEATURES

- High current transfer ratio
- Short propagation delay times
- TTL compatible
- Low saturation voltage/low input current
- High transient immunity
- High degree of AC and DC insulation (2500 V (RMS) and 3000 V (DC)).



APPROVALS

STANDARD	REFERENCE
UL	covered under UL component recognition FILE E90700

DESCRIPTION

The 6N138 and 6N139 are low input current, high-gain optocouplers, comprising an infrared emitting GaAlAs diode, optically coupled to a silicon photodetector in an 8-pin dual-in-line (DIL) SOT97F plastic envelope.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	not connected
2	anode
3	cathode
4	not connected
5	ground
6	V_O
7	V_B
8	V_{CC}

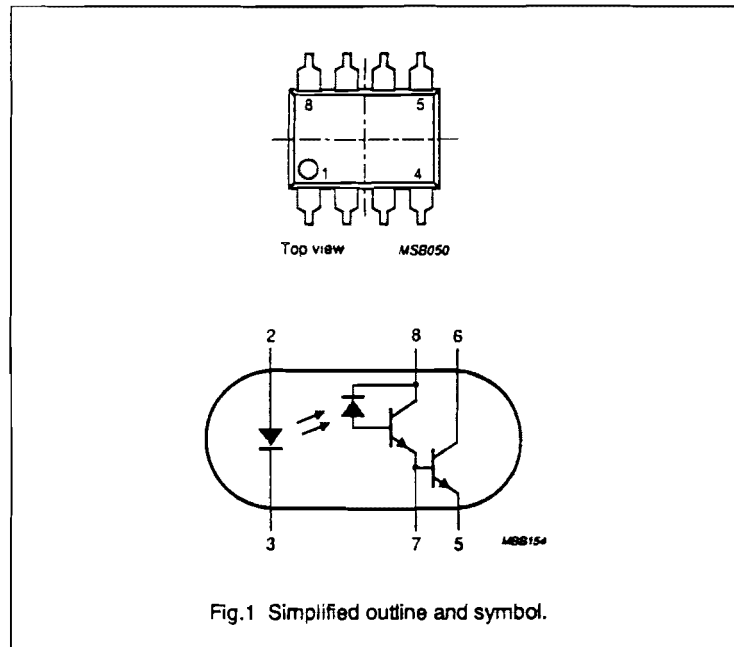
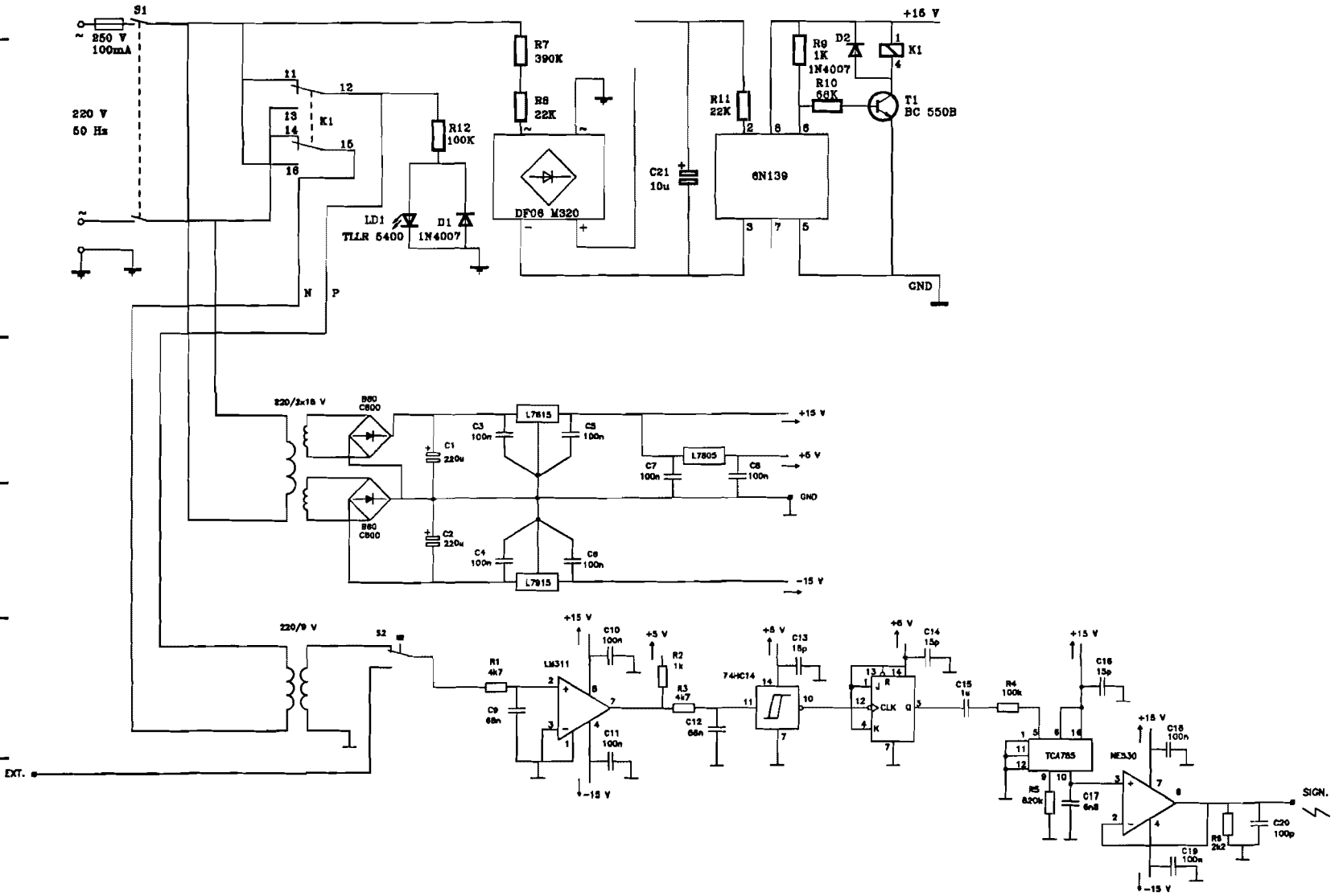


Fig.1 Simplified outline and symbol.

BIJLAGE 4

Schema referentiebron met fase detectie



BENAMING
REFERENTIEBRON

MATERIAAL
AANTAL

TEKENINGNR.

tue
Technische Universiteit Eindhoven

Faculteit: E
Groep: EHC

ONTW.: J. Bogerd
GET: W. de Poorter
GEC: J. v. Tilburg

DATUM
4/93
10/93

WUZIGING

PROJECTIE
AM

A4

MATERIAALLIJST:

Weerstanden:		Herkomst	Bestelnummer
R1, R3	4k7	voorraad vakgroep	
R2, R9	1k	voorraad vakgroep	
R4, R12	100k	voorraad vakgroep	
R5	820k	voorraad vakgroep	
R6	2k2	voorraad vakgroep	
R7	390k	voorraad vakgroep	
R8, R11	22k	voorraad vakgroep	
R10	68k	voorraad vakgroep	

Condensatoren:		Herkomst	Bestelnummer
C1, C2	220 μ	voorraad vakgroep	
C3, C4, C5	100n	voorraad vakgroep	
C6, C7, C8	100n	voorraad vakgroep	
C9, C12	68n	voorraad vakgroep	
C10, C11	100n	voorraad vakgroep	
C13, C14, C16	15p	voorraad vakgroep	
C15	1 μ	voorraad vakgroep	
C17	6n8	voorraad vakgroep	
C18, C19	100n	voorraad vakgroep	
C20	100p	voorraad vakgroep	
C21	10 μ	voorraad vakgroep	

IC's:		Herkomst	Bestelnummer
L7815	spanningsregelaar	voorraad vakgroep	
L7915	spanningsregelaar	voorraad vakgroep	
L7805	spanningsregelaar	voorraad vakgroep	
LM311	comparator	Telec	120.3115
74HC14	smitt-trigger	elektro magazijn TU	
74HC107	JK-flipflop	elektro magazijn TU	
TCA785	(Siemens)		
NE530	buffer	Telec	120.5302
B80/C800	diodebrug (2x)	voorraad vakgroep	
DF06 M320	diodebrug	elektro magazijn TU	
6N139	opto-coupler	Telec	145.0590

Overig:		Herkomst	Bestelnummer
voedingstrafo	220V/2x15V 100mA	elektro magazijn TU	
trafo	220V/9V	elektro magazijn TU	
zekering	250 V/100 mA	elektro magazijn TU	
D1, D2	diode 1N4007	voorraad vakgroep	
LD1	Low current led 2mA	Telec	140.3210
T1	transistor BC 550B	voorraad vakgroep	
K1	Relais Simens V23030-A	elektro magazijn TU	

BIJLAGE 5

Foto's van in het verslag besproken onderdelen

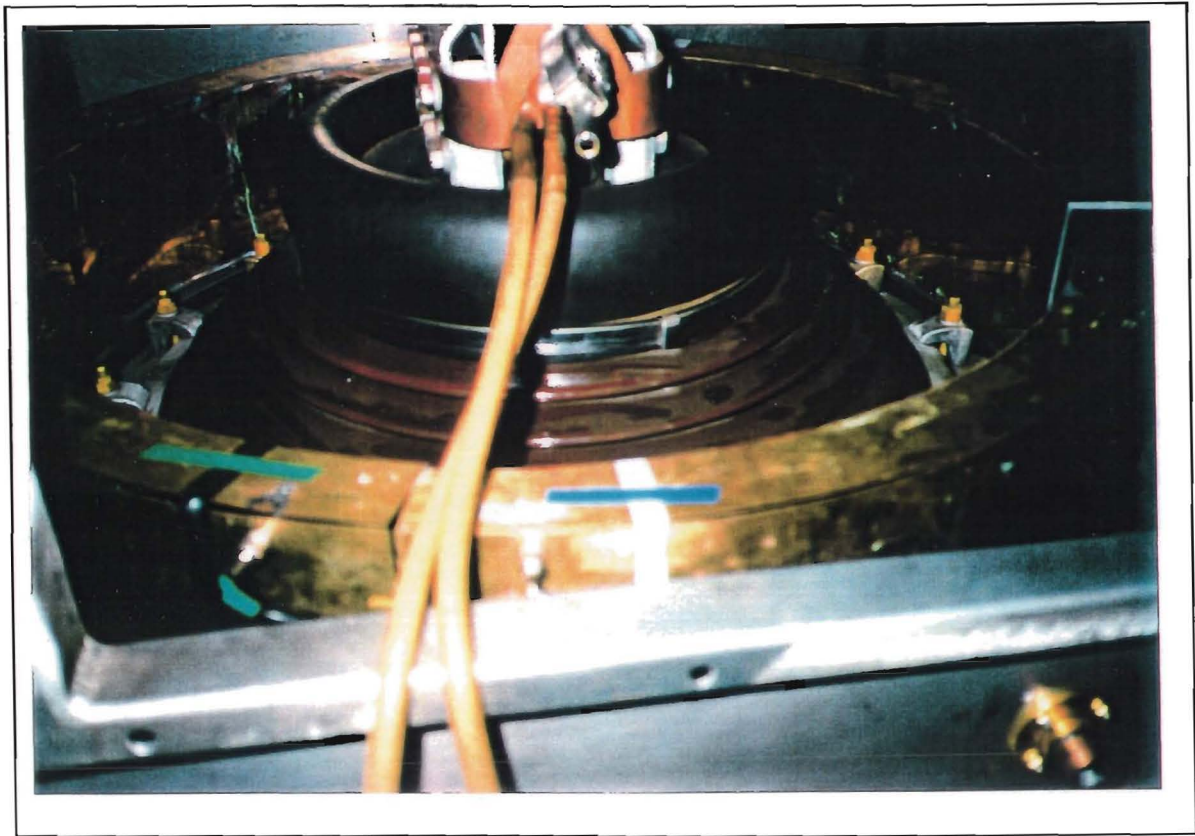


Foto 1: Rogowskispoel aan hoogspanningszijde van Generator Hemweg 6

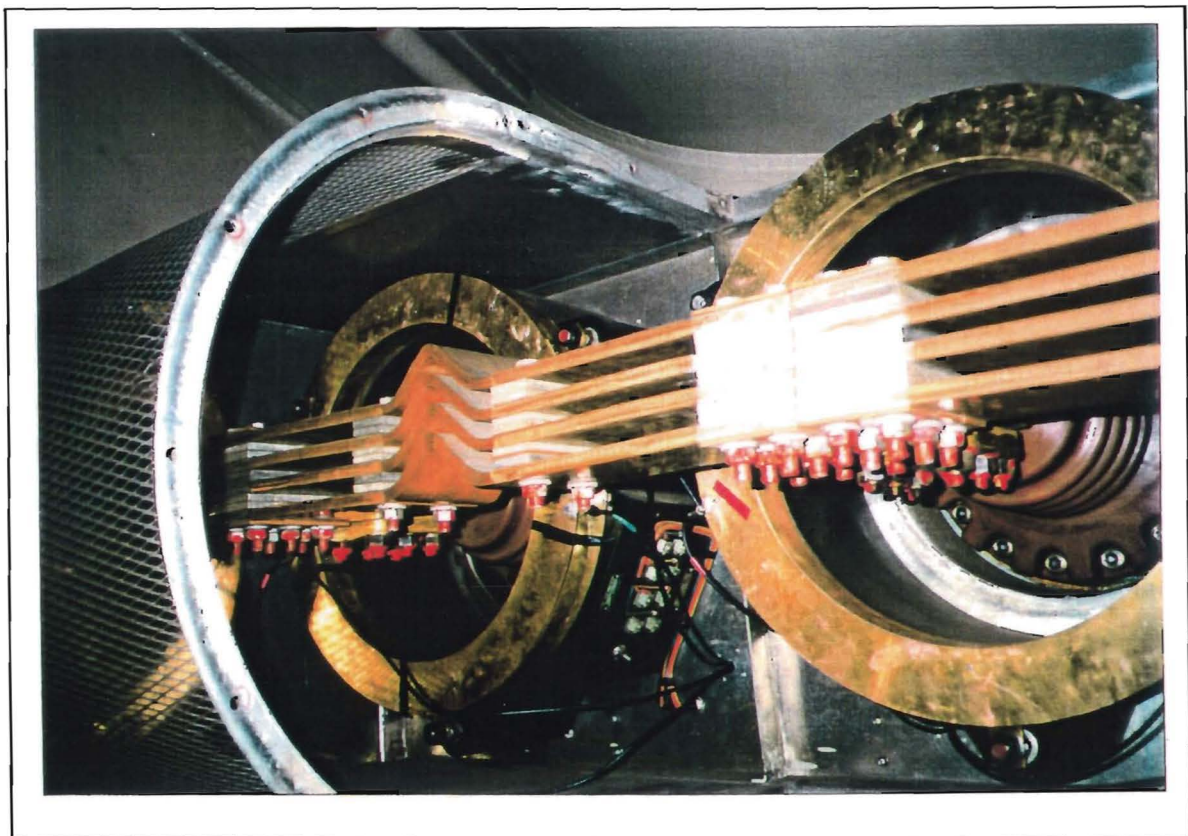


Foto 2: Rogowskispoel aan sterpuntszijde Hemweg 6



Foto 3: Meetlus tussen railkokers Hemweg 6

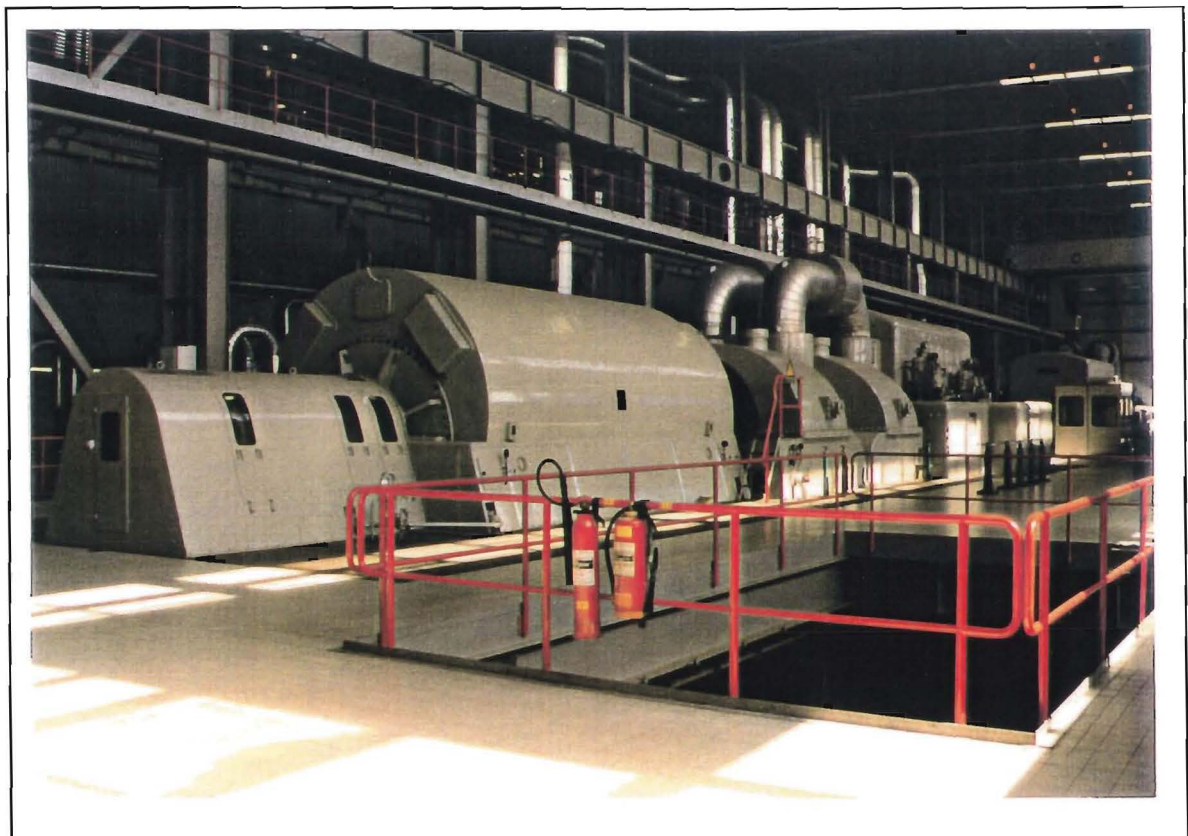


Foto 4: Eenheid 6 van de Hemwegcentrale te Amsterdam

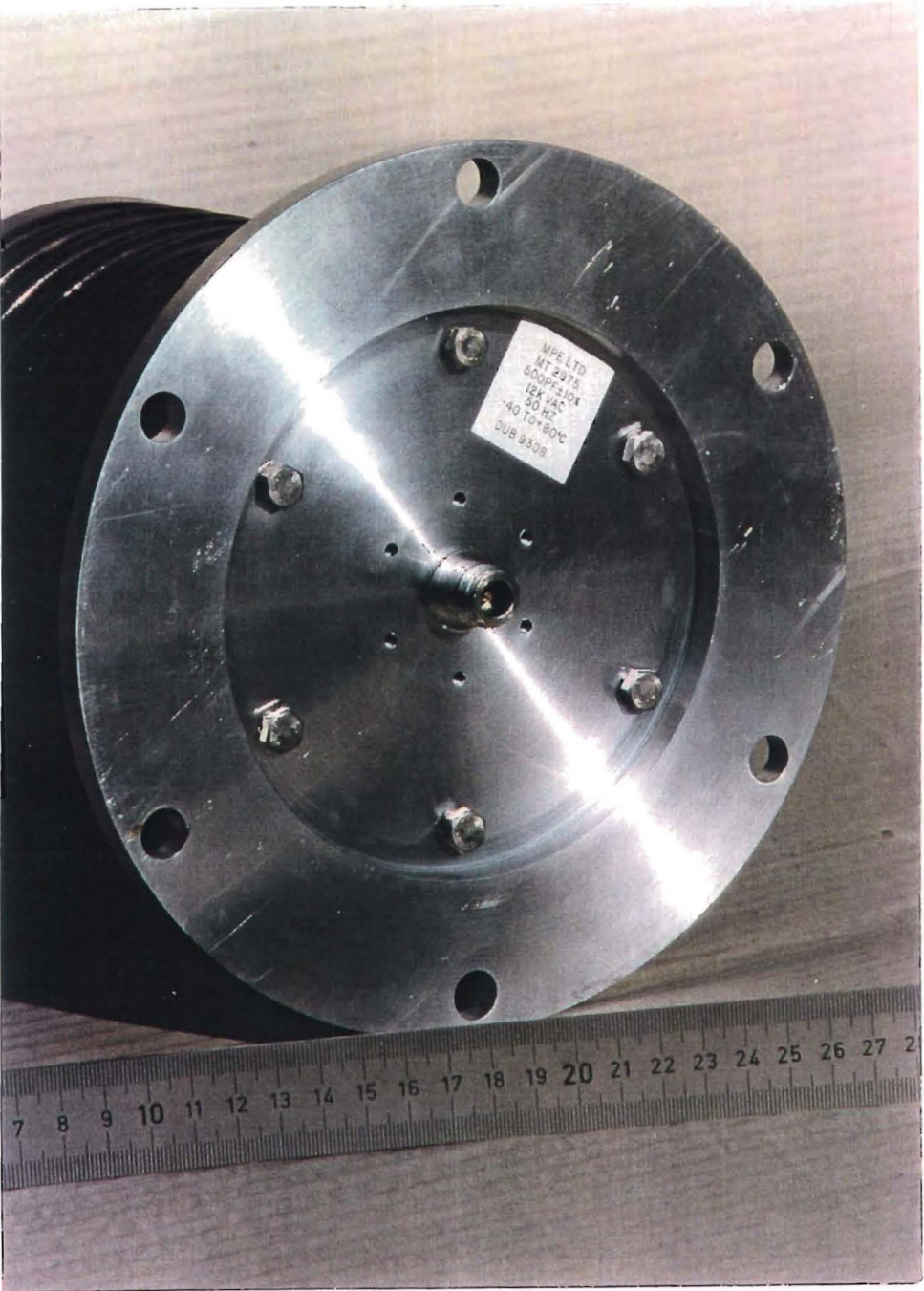


Foto 5: De capacitieve sensor voor de Herweg 6



Foto 6: De BALUN



Foto 7: Binnenwerk van de BALUN

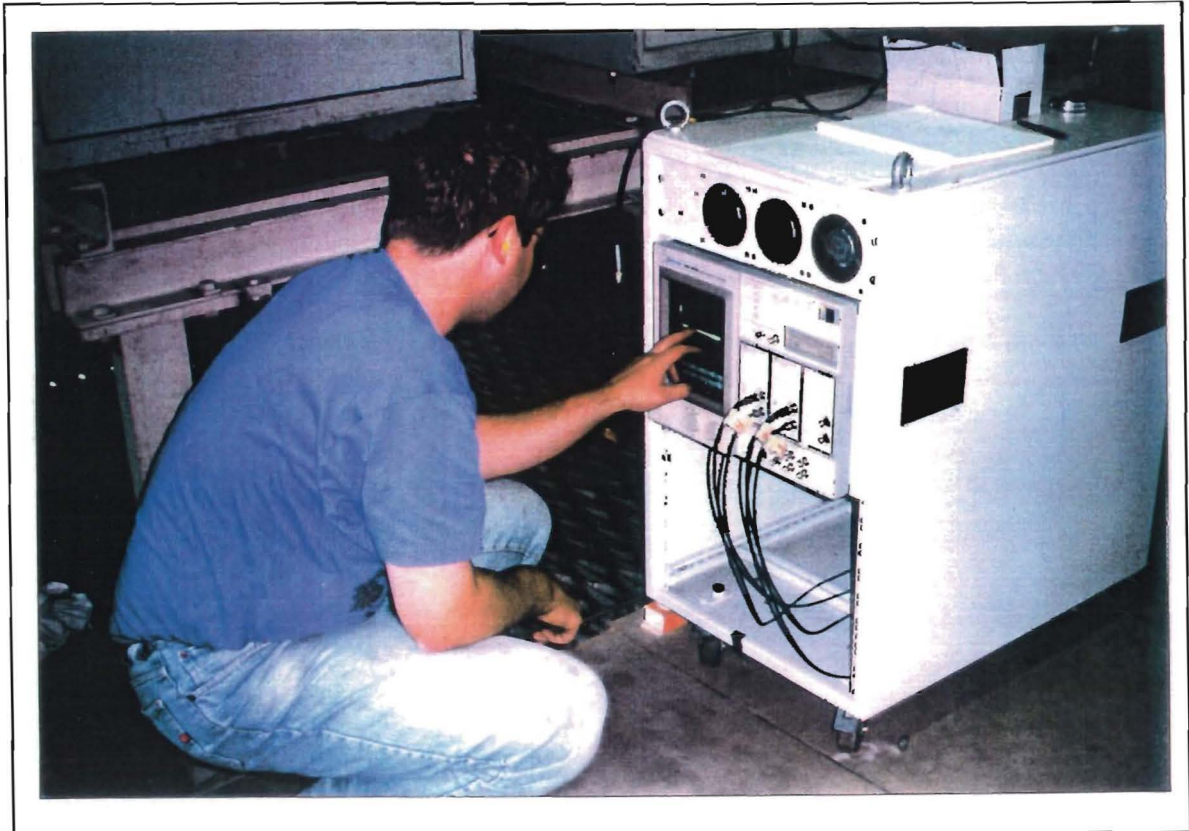


Foto 8: EMC kast met de oscilloscoop

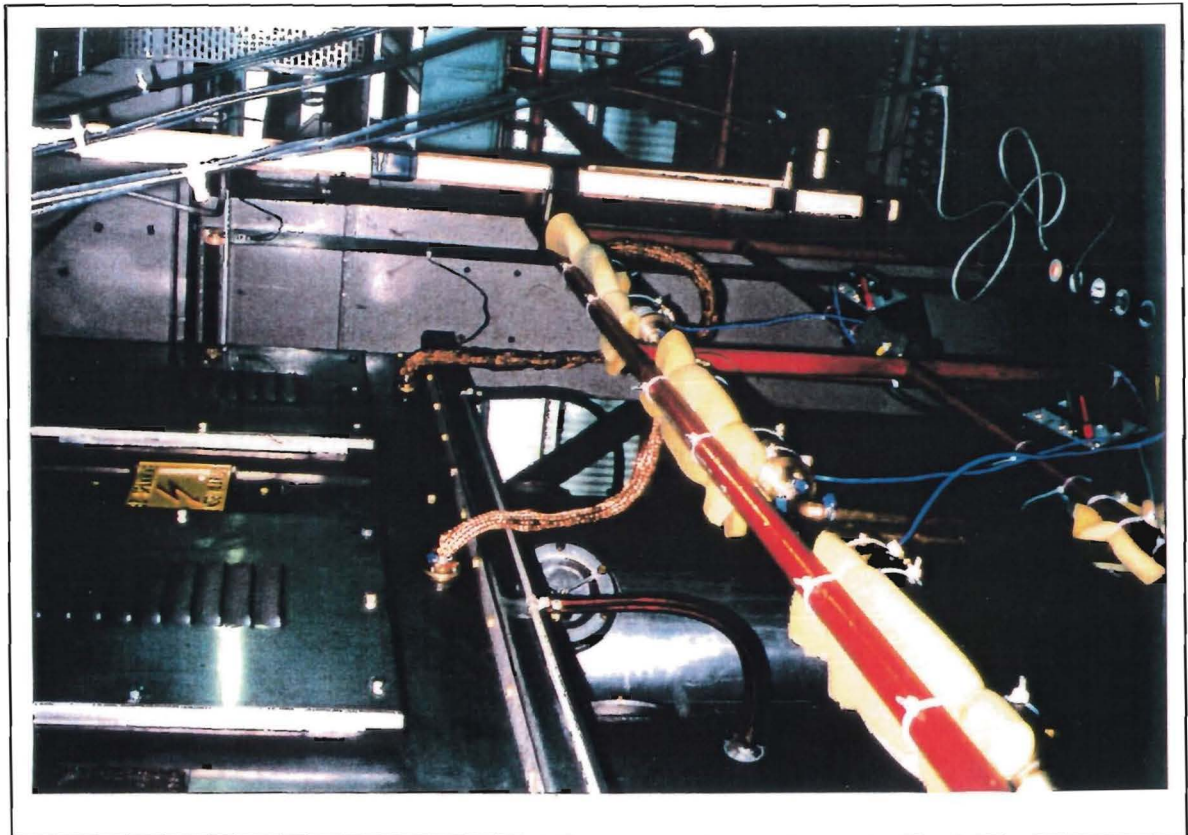


Foto 9: Afscherming van meetkabels met koperpijp en litze