

## Elektro-magnetische compatibiliteit (EMC)

**Citation for published version (APA):**

Maanders, E. J. (1992). *Elektro-magnetische compatibiliteit (EMC)*. (9e redactie) PATO.

**Document status and date:**

Gepubliceerd: 01/01/1992

**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](http://www.tue.nl/taverne)

**Take down policy**

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

[openaccess@tue.nl](mailto:openaccess@tue.nl)

providing details and we will investigate your claim.

LLS  
92  
PAT

Postacademische cursus

Electromagnetische Compatibiliteit

negende druk

Een 6-daagse cursus  
op 19,20,26,27 november en 3,4 december 1992  
te Eindhoven

Cursusleider: Dr.ir.E.J.Maanders, Eindhoven

Deel 1

PATO Stichting voor Postacademisch onderwijs  
in de technische wetenschappen

Sectie Electrotechniek

Copyright Het copyright van alle in dit cursusboek opgenomen  
teksten blijft bij de auteurs, ook als dit niet  
expliciet vermeld is bij het betreffende hoofdstuk.  
Reproductie is toegestaan met bronvermelding.

Printed by Print-In, Eindhoven



## VOORWOORD

De toenemende concentratie en complexiteit van elektrische en elektronische systemen maakt tegenwoordig de kans dat deze systemen elkaar op ongewenste wijze beïnvloeden (Elektromagnetische Interferentie, EMI) dermate groot, dat preventie van EMI noodzakelijk is. Het vakgebied Elektromagnetische Compatibiliteit, EMC, bestudeert de genoemde ongewenste beïnvloeding, teneinde te komen tot systemen met een voldoende graad van compatibiliteit of verenigbaarheid.

In het EMC-vakgebied wordt studie gemaakt van de emissie en propagatie van interferentiesignalen, de susceptibiliteit of vatbaarheid van systemen voor interferentiesignalen en economisch verantwoorde maatregelen ter beperking of onderdrukking van interferenties, zonder dat dit de gewenste werking van de systemen aantast.

Vooraf de complexiteit van de systemen en de kosten aspecten eisen dat al vanaf het ontwerpstadium aan het EMC zijn van een systeem aandacht besteed moet worden. Doch niet alleen daar. EMC-aspecten zijn ook belangrijk bij de definitieve vormgeving van een systeem, bij de installatie van dat systeem en het gebruik daarvan.

Kennis op het gebied van EMC is heden ten dage onmisbaar voor ontwerpers, fabrikanten, installateurs en gebruikers van elektrische en elektronische systemen.

## VERLEDEN EN TOEKOMST

Aanvankelijk waren het vooral de radiostoringen (RFI) die het vakgebied bepaalden. Uitbreidingen kwamen er eerst toen de elektronica op uitgebreide schaal op militair terrein toepassing vond en daarna toen het ruimtevaart-tijdperk begon. Waren (en zijn) de EMC-studies op militair- en ruimtevaart-gebied nog vaak met geheimhouding omgeven, het vakgebied EMC trad duidelijk naar buiten toen de elektronica uitgebreid zijn intrede deed in de civiele sector: automatisering, steeds gevoeliger schakelingen als gevolg van vorderingen in de halfgeleidertechniek, digitalisering, elektronica in consumententoepassingen, elektriciteitsvoorziening, medische elektronica, robotisering, enz.

Thans is het voldoende EMC zijn van systemen in alle toepassingsgebieden een harde noodzaak geworden. Het steeds verder doordringen van digitalisering in systemen bestemd voor de data- en informatiesector, maar zeker ook de consumentensector, staat of valt met een grote betrouwbaarheid van die systemen, dus ook met het EMC zijn daarvan.

Overigens zorgt die digitalisering voor een nieuwe reeks van radio- en TV-storingen. Te verwachten is dat in de naaste toekomst in een toenemend aantal landen de wetgever grenzen zal stellen aan de emissie van stoorsignalen door digitale apparatuur, zodat een nog groter deel van alle elektrische en elektronische systemen onder de radiostoringswetgeving valt. Voorts zijn in tal van landen de wetgevers bezig om ook grenzen voor de susceptibiliteit op te stellen, daar waar het apparatuur betreft die, in ruime zin, te maken heeft met radio en televisie.

Bij bovengenoemde grenzen wordt er steeds naar gestreefd dat 'buren elkaar niet storen'. De toenemende concentratie van systemen maakt echter dat in een toenemend aantal gevallen de feitelijke grenzen veel strenger moeten zijn, om het 'bevuilden van het eigen nest' te voorkomen. Hierbij gaat het dan om meer dan alleen maar radiostoringen.

## OPZET VAN DE CURSUS

De EMC cursus is in 1984 van start gegaan doordat het Nederlandse Onderwijs tot op dat moment weinig of geen aandacht schonk aan EMI problemen. deze situatie is inmiddels belangrijk verbeterd zodat een flink aantal van de huidige studenten in de vakrichting Elektrotechniek zowel aan universiteiten als hogescholen onderwezen worden in deze materie. EMI problemen zijn er nog steeds in overvloed zodat de vraag naar oplossingen voor allerlei specifieke praktijkproblemen groot is. Aan die vraag zal in de cursus zeker tegemoet worden gekomen doch, even zeker, slechts in beperkte mate: het mag geen cursus symptoombestrijding worden. De cursus bevat dan ook redelijk wat theorie; waaruit onder meer blijkt dat uiterlijk van elkaar verschillende stoorproblemen in wezen identiek kunnen zijn. Vanuit deze theorie kan de cursist dan gaandeweg zijn eigen ervaringspakket opbouwen. Er is dan ook naar een evenwichtige verdeling van theorie en praktijk gezocht, zowel per cursusdag als voor de gehele cursus, zoals blijkt uit het volgende cursusprogramma:

### DEEL 1 INLEIDENDE LESSEN EN BASISTHEORIE

Terminologie, EM velden, EMI-eigenschappen van passieve componenten, overspraak, EMC problemen bij transmissielijnen, Signaalanalyse, Niet-lineaire verschijnselen, EMC management, Aarding, Afscherming.

### DEEL 2 EM MILIEU EN STOORBRONNEN

Transienten, Bliksem en EMP, ESD, Digitale Elektronica, Vermogenselektronica, Geschakelde voedingen.

### DEEL 3 KOPPELWEGEN

Aarding, Afscherming, Netfilters, Galvanische scheiding, Printplaten, Kabels, Bescherming elektronische apparatuur, Aspecten van de mechanische constructie

### DEEL 4 EISEN EN METHODEN

Wettelijke en wenselijke eisen, Emissiemetingen, Susceptibiliteitsmetingen, Conducted immunity testing

### DEEL 5 ANALYSE EN OPLOSSINGEN

Digitale elektronica, Analyse, Printplaten, EMC en Systeemopbouw, Transienten onderdrukking, Reductie susceptibiliteit, Praktische probleemaanpak.

De cursus biedt een goede basis om te komen tot het EMC zijn van systemen, om bestaande EMI-problemen op te lossen en tot een technisch en economisch verantwoorde keuze van beschermende maatregelen te komen.

## INHOUDSOPGAVE EMC CURSUS 1992

	<b>pagina</b>
1. Inleiding Dr.J.J.Goedbloed, Philips Nat.Lab., Eindhoven	1.1
2. Electromagnetic Interference and shielding; an introduction Prof.dr.ir.A.T.de Hoop	2.1
3. EMI-eigenschappen van passieve componenten Dr.J.J.Goedbloed	3.1
4. Overspraak Ir.G.Ver Kroost, TU Eindhoven	4.1
5. EMC problemen bij transmissielijnen Dr.ir.W.van Etten, TU Eindhoven	5.1
6. Signaalanalyse Ir.G.Ver kroost	6.1
7. Niet-lineaire verschijnselen Dr.ir.E.J.Maanders, Eindhoven	7.1
8. EMC Management Ing.M.J.Coenen, Philips Eindhoven, Elcoma	8.1
9. Transienten en pulsvormige signalen Ir.W.Pasmooij, PTT Research Neherlab, Leidschendam	9.1
10. Bliksem en EMP Ing.P.A.A.Sevat, Zoeterwoude	10.1
11. ESD Ing.P.A.A.Sevat	11.1
12. Digitale elektronica Ing.L.P.Janssen, Philips Nat. Lab., Eindhoven	12.1
13. Vermogenselektronica Ir.W.J.de Zeeuw, Nuenen	13.1
14. Geschakelde voedingen Ing.M.J.Coenen	14.1
15. Aarding Prof.dr.ir.P.C.T.van der Laan, TU Eindhoven	15.1
16. Afscherming Prof.dr.ir.P.C.T.van der Laan	16.1

17	Netfilters Ing.H.D.W.Regtop, Philips CFT, Eindhoven	17.1
18.	Galvanische scheiding Ing.M.J.Coenen	18.1
19.	EMC ontwerpen van printplaten B.Danker, Nuenen	19.1
20.	Kabels Dr.J.J.Goedbloed	20.1
21.	Bescherming elektronische apparatuur Prof.dr.ir.P.C.T.van der Laan	21.1
22.	Aspecten van de mechanische constructie Ing.M.J.Coenen	22.1
23.	Wettelijke en wenselijke eisen Dr.J.J.Goedbloed	23.1
24.	Emissie metingen Drs.C.J.M.van Eekelen, PTT Research Lab, Leidschendam en ir.V.H.A.E.Verhagen, PTT Telecom BV, den Haag	24.1
25.	Methoden voor het genereren van stoorsignalen bij susceptibiliteitsmetingen Ir.O.B.M.Pietersen, NLR, Marknesse	25.1
26.	Conducted Immunity Testing Ing.M.J.Coenen	26.1
27.	Analyse methode EMI probleem I Dr.J.J.Goedbloed	27.1
28.	Analyse methode EMI probleem II Dr.J.J.Goedbloed	28.1
29.	EMC en systeemopbouw Drs.D.S.J.Schuuring, Delden	29.1
30.	Transientenonderdrukking Ing.P.A.A.Sevat	30.1
31.	Reductie susceptibiliteit halfgeleiderschakelingen Dr.J.J.Goedbloed	31.1
32.	Praktische probleemaanpak Dr.J.J.Goedbloed	32.1

# 1. INLEIDING EMC

Dr.J.J.Goedbloed  
Philips Natuurkundig Laboratorium  
Eindhoven

## 1. Inleiding

Elektro-Magnetische Compatibiliteit (EMC) kan worden gezien als het ongestoord in elkaars omgeving functioneren van elektrische en elektronische systemen, die op zich goed functioneren. Zijn de systemen niet compatibel (verenigbaar) dan ontstaat er een ongewenste wisselwerking, dus een stoor- of interferentie-probleem.

Een cursus EMC zou dus niet nodig zijn als er geen Elektro-Magnetische Interferentie (EMI) problemen waren. Deze problemen zijn er wel degelijk en door de steeds toenemende dichtheid van elektrische en elektronische apparaten en de toenemende snelheid van digitale schakelingen is de kans op wederzijdse, ongewenste beïnvloeding zo groot geworden dat preventie noodzakelijk is. Het EM compatibel ontwerpen, construeren en installeren van systemen is daarom een harde noodzaak geworden.

Het vakgebied EMC kent vele facetten: vrijwel ieder elektrisch of elektronisch apparaat of combinatie van apparaten, plus de verbindingen naar en tussen die apparaten kunnen aan de orde komen. In het algemeen is de frequentieband waarover de problemen bekeken moeten worden veel groter dan de frequentieband van de gewenste signalen van de afzonderlijke apparaten. Voorts komen signaalniveaus van zeer hoog tot zeer laag, gewenst en ongewenst, naast elkaar voor. Het onvermijdelijke gevolg is dat de cursus breed van opzet moet zijn.

Anderzijds hopen de samenstellers van deze cursus aan te tonen dat het met die breedte best meevalt. Ook al zijn de verschijningsvormen van de stoorproblemen zeer talrijk, het aantal basisvormen is gelukkig beperkt. Om die reden wordt dan ook veel aandacht geschonken aan het begrijpen der verschijnselen, zodat de cursist(e) -die in zijn/haar eigen werkgebied de specialist(e) is- de eigen specifieke problemen kan herkennen en aanpakken. We vinden dit belangrijker dan het geven van een aantal recepten waarmee mogelijk een aantal symptomen kunnen worden bestreden, al is er veel vraag naar recepten. Men moet dan echter wel in staat zijn het juiste recept te kiezen.

In dit inleidende hoofdstuk komen in §2 eerst een paar definities en begrippen in hun onderlinge samenhang aan de orde. Daarna volgt in §3 een korte bespreking van het basismodel van een EMI-probleem. Tot slot in §4 aandacht voor wat speciale EMC-literatuur.

Daar het boek Elektromagnetische Compatibiliteit [1] ook tot het cursusmateriaal behoort zal dit inleidende hoofdstuk vrij beknopt zijn. Een meer uitgebreide inleiding is in Hoofdstuk 1 en 2 van [1] te vinden.

Ervaring leert dat veel studenten na afloop van de cursus zeggen: "In principe hadden we de kennis in huis om stoorproblemen te lijf te gaan, doch we wisten niet welke kennis we moesten toepassen." Een van de doelen van de cursus is dus aan te geven dat EMC problemen met het gewone kennispakket zijn aan te pakken: we hoeven geen magiër te zijn om succes te hebben. Een ander doel van de cursus is gevestigde ideeën, zoals: "storing bestrijdt je door de aardlussen te onderbreken, kabels te twisten, af te schermen en voor equipotentiaalvlakken te zorgen" op de ontleedtafel te leggen. De werkelijkheid is namelijk dat deze ideeën vaak leiden tot het blijven of creëren van stoorproblemen. Het onderbreken van aardlussen helpt alleen in specifieke gevallen,

evenals het twisten van kabels slechts een enkele keer helpt. Afschermen werkt alleen als we uiterst EMC-streng zijn ten aanzien van het doorvoeren van kabels door die afscherming, het maken van gaten daarin (bij voorbeeld i.v.m. koeling) en de toelaatbaarheid van kieren tussen samenstellende metaaldelen. Het denken in equipotentiaalvlakken heeft nog nooit de oplossing van een EMC-probleem naderbij gebracht.

Belangrijke aspecten zullen onder meer zijn:

- a) Bij elke stroom, bij welke frequentie dan ook, hoort een EM-veld en het is vooral het verwaarlozen van die velden waarvoor een EMC-probleem ons straft.
- b) In het algemeen zijn de stromen veel belangrijker dan de spanningen: door de stroomwegen te bestuderen kunnen veel stoorproblemen worden opgelost/voorkomen.
- c) Stromen lopen altijd in kringen: ze verdwijnen dus niet zomaar, dus ook niet in de aarde.
- d) EMC-ontwerpen is meestal het aanbieden van stroomkringen waar de stroom doorheen gaat zonder een stoorprobleem te veroorzaken.
- e) De veiligheidsaarde is alleen interessant voor de veiligheid.
- f) Coaxiale kabels zijn geen afgeschermd kabels.

## 2. Enkele definities en begrippen

Een overzicht van termen en hun definities op EMC-gebied is te vinden in Hoofdstuk 161 van de IEC (International Electrotechnical Vocabulary), uitgegeven door de IEC (International Electrotechnical Commission) te Genève [2]. Het doel van dit IEC-hoofdstuk is twee-ledig: ten eerste om tot eenheid in taalgebruik te komen (wat zelfs in 1991 nog niet overal het geval is) en, ten tweede, om duidelijk vast te leggen wat er met een term wordt bedoeld, omdat deze termen worden gebruikt in (wettelijke) EMC specificaties, die natuurlijk éénduidig moeten zijn.

De IEC-definitie van EMC luidt:

*EMC is het vermogen van een device, apparaat of systeem om in zij elektromagnetisch milieu bevredigend te kunnen functioneren, zonder zelf ontoelaatbare stoorsignalen voor iets in dat milieu toe te voegen.*

De opsomming device/apparaat/systeem zullen we niet steeds maken, we moeten echter wel onthouden dat steeds deze drie niveaus moeten worden beschouwd.

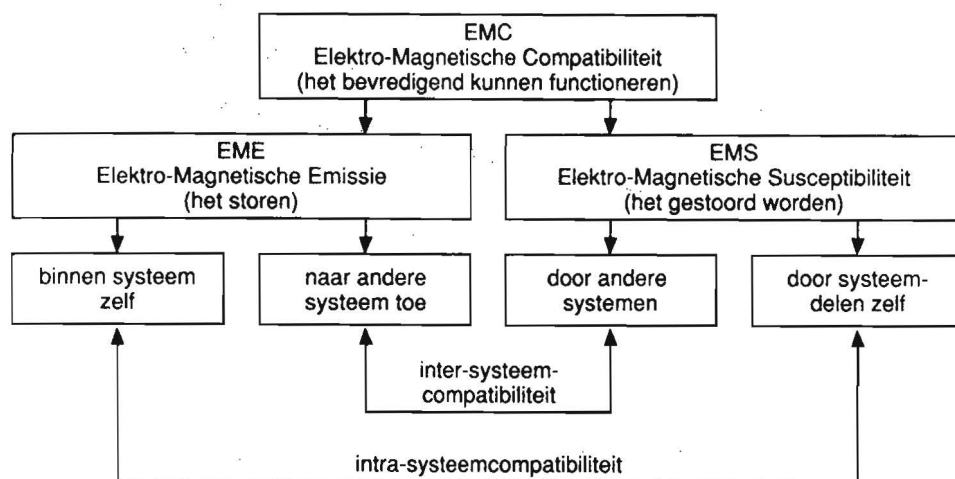


Fig.1 Samenhang tussen een aantal EMC-termen

We merken op dat EMC twee hoofd-aspecten heeft:

- 1) *'bevredigend functioneren'*, wat inhoudt dat het apparaat niet vatbaar is voor EM-signalen die andere apparaten in het EM-milieu hebben gebracht. Dat wil zeggen: er is het hoofd-aspect EM-susceptibiliteit, zie Fig. 1.
- 2) *'zonder zelf ontoelaatbare stoorsignalen toe te voegen'*, wat inhoudt dat het apparaat andere apparaten niet stoort. Dat wil zeggen: er is het hoofd-aspect EM-emissie, zie Fig. 1. Emissie heeft steeds betrekking op signalen die door andere apparaten als storend kunnen worden ervaren, hoewel ze voor het emitterende apparaat een gewenst signaal kunnen zijn (bij voorbeeld een zender-sigitaal).

EM-emissie kan zowel via geleiders die met het apparaat zijn verbonden als via directe straling negatieve gevolgen hebben, zowel binnen het apparaat als naar andere apparaten toe. Is er *geen* stoorprobleem binnen een apparaat dan spreekt men van 'intra-systeem-compatibiliteit'. Is er *geen* probleem tussen apparaten, dan spreekt men van 'inter-systeem-compatibiliteit', zie Fig. 1.

In het Nederlands kan men in plaats van het woord 'compatibiliteit' ook het woord 'verenigbaar' kiezen. In het Duits spreekt men, naast EMC, ook van EMV: Elektro-Magnetische Verträglichkeit" (waarbij het onjuist is Verträglichkeit te vertalen door verdraagzaamheid, want dat laatste woord dekt slecht één van de hoofdaspecten van EMC). Merk verder op dat in Fig.1 wordt gesproken van EM-emissie en niet van EMI, iets dat nog velen doen doch onjuist is: zie §3.

Het EM-milieu, dat wil zeggen "de totaliteit van alle EM-verschijnselen op een bepaalde lokatie [2]" is geen constante in de tijd. Het hangt af van de apparaten en systemen die daadwerkelijk op en om die lokatie werkend of niet-werkend zijn. Het EM milieu is daarom meestal alleen maar met een zekere waarschijnlijkheid bekend (statistiek toepassen op waarnemingen [3]). Wil men dus enige zekerheid hebben dat een apparaat op de gebruikslokatie EM compatibel is dan zal men zekere marges moeten aanhouden [4]. Ten behoeve van het schrijven van EMC-specificaties wordt de definitie van EMC daarom wel uitgebreid met

- a) 'vooraf gegeven' bij elektromagnetisch milieu, en
- b) 'met een afgesproken marge' bij bevredigend functioneren.

Een aantal termen die met het opstellen van specificaties heeft te maken, zoals emissie-limiet, ontwerp-marge, immuniteit-limiet, komen in het hoofdstuk "Wettelijke en Wenselijke Eisen" aan de orde.

Susceptibiliteit is te vertalen door 'vatbaarheid'. Het woord 'vatbaarheid' is te prefereren boven het woord 'gevoeligheid', omdat vatbaarheid duidelijk een ongewenste eigenschap aanduidt. Gevoeligheid is meestal iets dat betrekking heeft op een gewenste eigenschap.

De begrippen susceptibiliteit en immuniteit staan diametraal tegenover elkaar: een apparaat is immuun als het niet vatbaar is. Toch is het verschil tussen die twee termen meer dan alleen 'het teken'. Susceptibiliteit is een basis-eigenschap van een apparaat. Er is altijd wel een stoorsigitaal te vinden dat in staat is een stoorprobleem te veroorzaken. Bij immuniteit moeten we altijd aangeven 'voor wat immuun'. Het is dus een eigenschap die we slechts kunnen realiseren voor vooraf gegeven stoorsignalen. In EMC-specificaties zal men het daarom vrijwel altijd hebben over immuniteit. Even een vergelijking met de mens: door middel van inentingen kan de mens immuun worden gemaakt voor de mazelen. Is dat gebeurt, dan weten we nog niets omtrent de immuniteit van die mens voor malaria.



In deze cursus zullen de termen common-mode (of asymmetrische) spanning/stroom, differential-mode (of symmetrische) spanning/stroom, niet-symmetrische spanning/stroom, laagfrequentbenadering, nabije veld en verre veld veelvuldig worden gebruikt. We lichten deze termen kort toe.

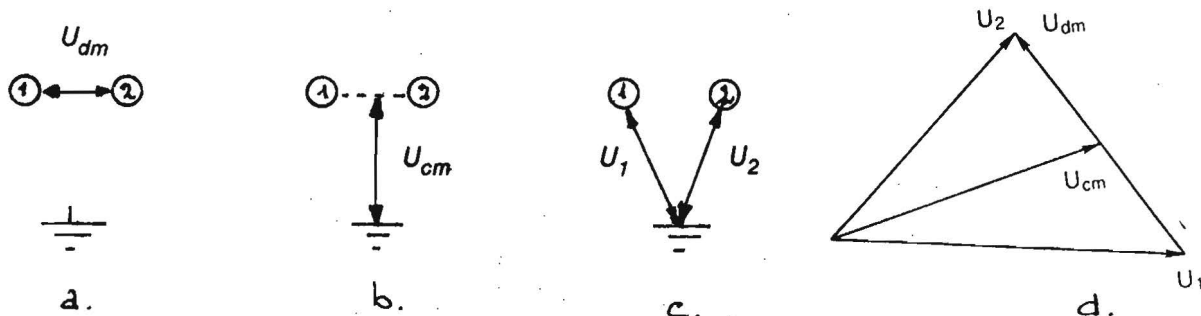


Fig.2 Diverse 'soorten' spanningen bij een systeem bestaande uit twee geleiders en een referentie. a) Differential-mode spanning  $U_{dm}$ , b) Common-mode spanning  $U_{cm}$ , c) Niet-symmetrische spanningen  $U_1$  en  $U_2$ , d) Onderlinge samenhang van de spanningen.

Diverse 'soorten' spanningen zijn in Fig.2 aangegeven. Het gemakkelijkst te meten zijn de niet-symmetrische spanningen  $U_1$  en  $U_2$  (in het Engels ook wel 'V-terminal voltages' genoemd naar aanleiding van de V-vorm die de twee vectoren maken). Het vectoriële verschil tussen die spanningen is de differential-mode (DM) spanning, Fig. 2a. Deze spanning, ook wel de symmetrische spanning genoemd, is alleen bij relatief lage frequenties (bijv. tot 10 MHz) goed meetbaar. Bij hogere frequenties worden hoge eisen gesteld aan de Common-mode Rejection Ratio, zie het hoofdstuk "Galvanische Scheiding". De halve vector-som is de common-mode (CM) spanning, die in wezen de spanning is tussen de referentie en het elektrisch midden van de twee andere geleiders. Deze spanning, ook wel de asymmetrische spanning genoemd, is niet rechtstreeks meetbaar.

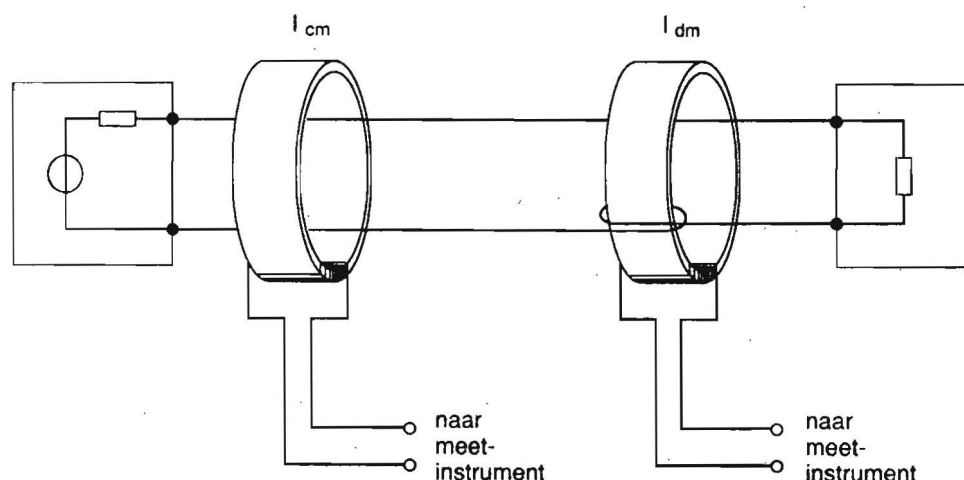


Fig.3 Het meten van de common-mode stroom  $I_{cm}$  en de differential-mode stroom  $I_{dm}$  met behulp van een stroomtang.  $I_1$  en  $I_2$  zijn de niet-symmetrische stromen.

De opdeling in deze spanningen is zinvol omdat, zoals in de verdere cursus zal blijken, diverse



ontstoormaategelen vaak specifiek òf voor CM òf voor DM stoorsignalen werkzaam zijn. De DM spanning geldt steeds tussen twee geleiders, de CM kan ook voor meer dan twee geleiders ten opzichte van een referentie gelden. In het hoofdstuk "EMI-eigenschappen van passieve componenten" komen we op de diverse spanningen terug.

In het EMC-vak worden de stromen meestal gemeten met behulp van een stroomtang. Een stroomtang kan worden vergeleken met een transformator, zie Fig.3. De stromen door de geleiders 1 en 2 wekken magnetische velden op in de kern van de tang. Op hun beurt wekken die velden spanningen op in de spoel die op het meetinstrument is aangesloten. Gaan de geleiders in dezelfde richting door de tang, dan wordt de CM-stroom  $I_{cm}$  gemeten, omdat de velden van de DM-stroom elkaar opheffen. Wordt één van de geleiders een keer om de kern geslagen, dan wordt dus de DM-stroom  $I_{dm}$  gemeten.

In de meeste EMI-problemen is de rol van de stromen dominant, waarbij de CM-stroom, vooral die op alle aangesloten kabels, meestal de belangrijkste is. In tegenstelling tot CM-spanningen, zijn CM-stromen in kabels zeer gemakkelijk te meten door een stroomtang om die kabels te klippen (zie ook Afb.2.11 in [1]).

In deze cursus zullen we ook vaak spreken over grote en kleine systemen, over hoge en lage frequenties, over lang en kort en over dichtbij en veraf. Dit zijn allemaal relatieve begrippen. De maatstaf is daarbij de golflengte  $\lambda$  van het stoorsignaal (of van de component uit het spectrum van het stoorsignaal) dat aan de orde is waarmee naar de afmetingen van het apparaat (en/of de daarop aangesloten kabels) wordt gekeken [1]. Afhankelijk van de nauwkeurigheid/zekerheid waarmee men wil werken, loopt de beoordelingsgrens van  $\lambda/10$  (vrij nauwkeurig/zeker) tot  $\lambda/4$  (alleen maar zeker bij bepaalde problemen).

Een systeem, apparaat, printplaat, kabel is groot (lang) als de afmetingen groot zijn t.o.v.  $\lambda/10$  en klein (kort) als het omgekeerde het geval is. Omdat golflengte en frequentie met elkaar omgekeerd evenredig zijn is een hoge frequentie een frequentie waarvan de golflengte klein is ten opzichte van de systeemafmetingen, etc. Het kan dus zijn dat een en dezelfde stoorcomponent nog een lage frequentie heeft voor beschouwingen op een printplaat en een hoge voor de aangesloten kabels.

Wanneer een systeem groot is of een frequentie hoog moet men altijd rekening houden met de mogelijke invloed van looptijdverschillen binnen het systeem, met staande golven en reflecties. Is het systeem klein of de frequentie laag dan heeft men van dit soort zaken geen last en kan het probleem meestal worden beschreven met een equivalent netwerk bestaande uit weerstanden, capaciteiten, zelfinducties enz. In dit laatste geval zegt men dat de 'laagfrequentbenadering' (of quasi-stationaire benadering) geldt. Zie verder [1].

Eenzelfde uitleg geldt ook voor dichtbij en veraf. Deze aanduidingen gebruikt men vaak wanneer het over de afstand tot een bron van EM-velden gaat. Zijn we dicht bij die bron, dan spreken we wat de velden betreft ook wel van het 'nabije veld' (Engels: near-field) en zijn we er ver vandaan dan spreken we van het 'verre veld' (Engels: farfield). Bij velden wordt de beoordelingsgrens nog al een op  $\lambda/2\pi$  gezet, omdat in de formules voor elektrische kleine dipolen het produkt van golfgetal en afstand  $r$  tot de bron precies gelijk is aan 1. Over het nabije veld ( $r \ll \lambda/2\pi$ ) kan men overigens pas spreken als  $r$  groter is dan de afmeting van de bron.

Tot slot van deze paragraaf nog een paar opmerkingen over dB's en veelgebruikte eenheden. In het EMC-vak wordt veelvuldig gebruik gemaakt van de logaritmische grootheid dB (decibel). Vermenigvuldigen wordt dan optellen, delen wordt aftrekken. Oorspronkelijk was de dB een logaritmische grootheid waarin de verhouding werd uitgedrukt van twee vermogens bepaald over dezelfde

weerstand. In het EMC-vak gebruikt men de dB gewoon als een afgesproken manier van logaritmisch rekenen en hanteert het volgende recept:

$$X \text{ (dBy)} = 20 \log_{10} \{ X \text{ (y)} \} \quad (1.1)$$

dat wil zeggen: de grootheid X wordt eerst in de eenheid y uitgedrukt, waarna 20 keer de '10-logaritme' van dat bedrag wordt genomen, zodat X in dBy volgt. (In plaats van dBy schrijft men ook wel dB(y).)

Een spanning wordt meestal uitgedrukt in dB $\mu$ V. U = 120 dB $\mu$ V wil dus zeggen U = 10<sup>6</sup>  $\mu$ V ofwel U = 1 V. De elektrische veldsterkte E wordt meestal uitgedrukt in dB $\mu$ V/m. In de wettelijke eisen komt E = 30 dB $\mu$ V/m nog al eens voor, wat dus overeenkomt met E = 30  $\mu$ V/m.

Nog steeds komt men in internationale en wettelijke voorschriften over het meten van de *magnetische* veldsterkte H bij frequenties lager dan 30 MHz tegen dat H wordt uitgedrukt in de elektrische eenheid dB $\mu$ V/m terwijl een magnetische eenheid, zoals dB $\mu$ A/m, moet worden gebruikt. In deze gevallen geldt de volgende relatie tussen H in dB $\mu$ A/m en H in dB $\mu$ V/m:

$$H(\text{dB}\mu\text{A/m}) = H(\text{dB}\mu\text{V/m}) - 51,5 \text{ (dB}\Omega) \quad (1.2)$$

waarbij 51,5 dB $\Omega$  = 20log<sub>10</sub>(Z<sub>0</sub>) met Z<sub>0</sub> = 377  $\Omega$ , de impedantie van een vlakke EM-golf in het verre veld. Nu worden metingen in het frequentiegebied <30 MHz steeds in het nabije veld van de bron uitgevoerd en daar geldt de golfimpedantie 377 $\Omega$  niet. Ontstaat er nu een probleem? Het antwoord is: Nee er ontstaat geen probleem! Vergelijking (1.2) blijft in dit geval steeds geldig want: In het wettelijk voorschrift wordt de veldsterkte gemeten met een antenne voor *magnetische* velden. De magnetische velden induceren in die antenne een spanning die door het meetinstrument dat met de antenne is verbonden wordt *geïnterpreteerd* als een signaal dat afkomstig is van een elektrisch veld in de verre-veld situatie. Het gaat dus om een ijking van het meetinstrument die een constante factor afwijkt, n.l. 51,5 dB $\Omega$ . Gelukkig heeft het IEC Comité voor Radiostoringen (CISPR, zie het hoofdstuk 'Wettelijke en Wenselijke Eisen') in 1990 (!) besloten het onjuiste gebruik van dB $\mu$ V/m te staken, doch het zal nog wel even duren voordat alle voorschriften zijn aangepast.

### 3. Het EMI-probleem

Elektromagnetische Interferentie (EMI) is door IEC [2] gedefinieerd als 'de degradatie van de werking van een device, apparaat of systeem als gevolg van een stoorsignaal'. Daarbij is degradatie apart gedefinieerd en wel: 'degradatie is een ontoelaatbare afwijking van het gewenste gedrag'. Dat laatste is zeer belangrijk wanneer het om immuniteit-specificaties gaat: het degradatie-criterium moet altijd worden opgegeven. Even een voorbeeldje: als gevolg van een pulsvormig stoorsignaal kan het best toelaatbaar zijn dat het beeld op de computer-monitor even een sprongetje maakt, terwijl het ontoelaatbaar is dat hetzelfde stoorsignaal de computer laat 'vast lopen'.

Uit de gegeven definitie van EMI volgt direct dat het onjuist is over EMI te spreken als het over emissie gaat (wat nog relatief veel mensen doen). Men spreekt ook over RFI (Radio Frequency Interference). Het gaat dan over een deelgebied van EMI, namelijk dat deel van de stoorproblemen waarbij minimaal één apparaat is betrokken dat met communicatie via radiogolven heeft te maken. Wat het Engels betreft: er is in IEC-verband afgesproken dat 'interference' wordt gebruikt om het stoorprobleem aan te duiden en 'disturbance' te gebruiken voor het *signaal* dat een stoorprobleem kan veroorzaken.



Fig.4 Basis-vorm van een stoorprobleem

De basisvorm van een EMI-probleem (stoorprobleem) is weergegeven in Fig.4. We onderscheiden in dit 'drieluik':

- 1) iets dat stoorsignaal produceert (de stoorbron),
- 2) iets dat vatbaar is voor een stoorsignaal (de gestoorde),
- 3) een koppelweg tussen stoorbron en gestoorde.

In een praktische situatie kan natuurlijk één stoorbron verschillende apparaten storen, verschillende stoorbronnen één systeem storen, en kunnen er verschillende koppelwegen zijn, zie hierna bij Fig.6. De basisvorm blijft echter steeds het drieluik, dat bij de probleemoplossing dan verschillende keren moet worden toegepast. Merk op dat als één van de drie luiken ontbreekt het stoorprobleem niet meer bestaat. In specifieke omstandigheden kan men het probleem zo aanpakken: 'stoorbron weg' (wat wil zeggen dat de koppelweg alleen dicht bij de stoorbron wordt onderbroken) of 'gestoorde weg' (wat wil zeggen dat de koppelweg alleen dicht bij de gestoorde wordt onderbroken). In het algemeen zal men aan alle drie de luiken aandacht besteden, al heeft men soms geen keus: het voorstel een omroepzender af te schermen zal meestal niet worden overgenomen. Het zal duidelijk zijn dat 'aandacht besteden' hier steeds betekent: de koppelweg aanpakken. Veel in deze cursus gaat daarom over het aanpakken van die koppelweg.

In Fig.5 is het drieluik in een iets andere vorm gegeven [1]. Bovenaan staan de emitterende devices die via allerlei koppelwegen het EM-milieu bepalen waarin de mogelijk vatbare devices bevinden. Een opdeling als in Fig.5 is noodzakelijk omdat de technische mogelijkheden ten aanzien van preventie/aanpak van stoorproblemen worden bepaald door de aspecten die in deze opdeling zijn aangegeven. We geven een korte toelichting. De zendantenne van een of andere zender is een bedoelde koppelweg voor het gewenste zendersignaal. Komt door overspraak binnen de zender een deel van het zendersignaal via de net-aansluiting naar buiten dan komt een gewenst signaal via een onbedoelde koppelweg naar buiten. In die laatste koppelweg is gemakkelijk het zendersignaal weg te filteren, omdat het netsnoer alleen maar een gewenste weg is voor de 50 Hz krachtstroom. Een voorbeeld van een ongewenst signaal dat naar buiten kan komen is het kHz-bloksignaal van een geschakelde voeding, aangezien de schakelende voeding alleen maar een zekere DC-spanningsbron binnen het apparaat vormt. Enzovoorts, enzovoorts.

Via bedoelde en onbedoelde koppelwegen kan het stoorsignaal vanuit het EM-milieu doordringen naar de vatbare devices. Een voorbeeld van een onbedoelde koppelweg is de telefoonlijn die een uitstekende antenne is voor radiosignalen [3], waarbij de in die 'antenne' geïnduceerde signalen ongewenst (zie het hoofdstuk over "Niet-lineaire effecten") kunnen inwerken op de halfgeleiderschakelingen in de aangesloten telefoons, waardoor het radiosignaal hoorbaar wordt.

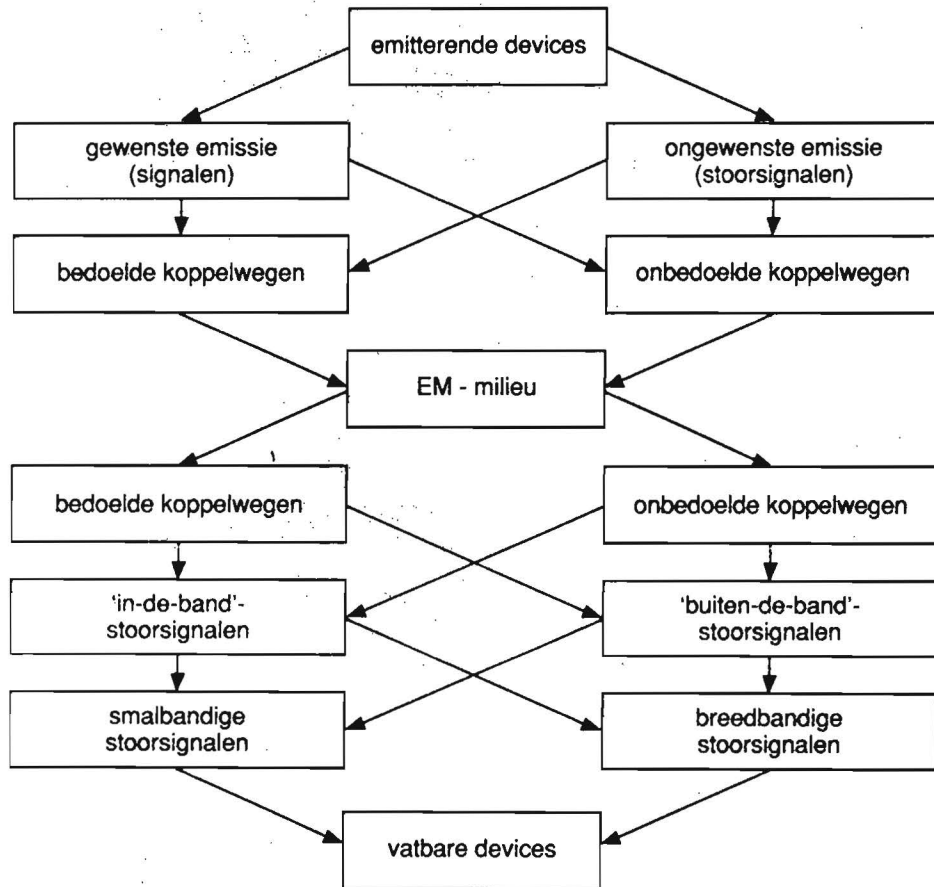


Fig.5 Het EMI-drieluik: emitterende devices bepalen het EM-milieu waarin de vatbare devices zich bevinden.

We dienen verder onderscheid te maken tussen 'in-de-band' en 'buiten-de-band' stoorsignalen. In-de-band wil zeggen: de frequentiecomponenten van het stoorsignaal liggen in de band van werkfrequenties van het gewenste signaal, bij buiten-de-band liggen die er natuurlijk buiten. Een probleem met in-de-band stoorsignalen is dat, als ze eenmaal in het systeem zijn doorgedrongen, het niet meer mogelijk is ze weg te filteren zonder het gewenste signaalgedrag van de schakeling te beïnvloeden.

Tot slot maken we onderscheid tussen smalbandige en breedbandige stoorsignalen. Of een signaal smalbandig of breedbandig is wordt door het vatbare systeem, apparaat of device bepaald. De stoorsignalen afkomstig van de genoemde geschakelde voeding zijn te vinden op de grondfrequentie, bijvoorbeeld 40 kHz, en de harmonischen daarvan (tot in het MHz-gebied). Een AM radio met een ontvanger-bandbreedte van 9 kHz ervaart deze storingen als smalband-storingen omdat er steeds maar één frequentie-component van het stoorsignaal in de ontvangerband past. Voor een video recorder met een bandbreedte van 5 MHz is dit stoorsignaal breedbandig omdat vrijwel het gehele relevante spectrum in de videoband valt. 'Waait' het stoorveld van de geschakelde voeding bij de video-leeskop 'naar binnen', dan hebben we dus met een breedbandig in-de-band stoorprobleem te doen.

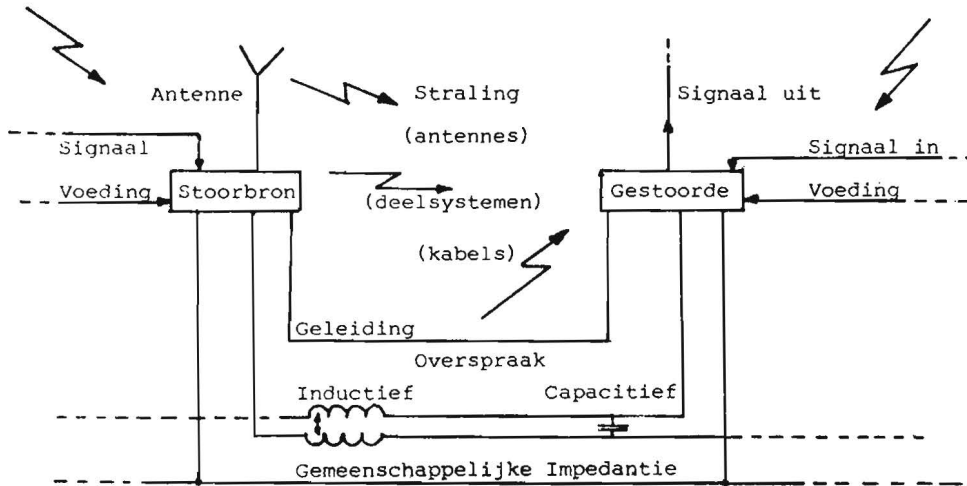


Fig.6 Het EMI-drieliuk met diverse koppelwegen

Aan het eind van deze paragraaf geven we het EMI-drieliuk in nog een andere vorm, zie Fig.6. We zien hier weer de stoorbron en de gestoorde, terwijl er tal van koppelwegen zijn aangegeven. De diverse koppelwegen komen in deze cursus aan de orde: overspraak (capacitief en inductief), overspraak via een gemeenschappelijke impedantie (zeer belangrijk bij o.m. printplaat-ontwerp), keuze van kabels om ongewenste koppeling te voorkomen, en afscherming. Verder hebben we het over beïnvloeding van de koppelweg door middel van speciale componenten als filters, galvanische scheiders, stoorpuls-onderdrukkers, enz. Kortom, ook hier zien we dat een groot deel van de cursus betrekking heeft op de koppelweg.

#### 4. EMC-literatuur

In deze paragraaf wordt wat informatie over speciale EMC-literatuur gegeven. Deze informatie is zeker niet compleet en het niet noemen van een boek houdt geen kwaliteitsoordeel in.

Er is een toenemend aantal studieboeken op het gebied van EMC. In de Nederlandse taal is dat referentie 1. In dit boek is vooral een poging gedaan de basis-concepten voor het vakgebied EMC aan te geven, zodat bij meer diepgaande studies die concepten alleen maar een uitbreiding krijgen (dus geen herziening behoeven). Verder is in dit boek getracht aan te tonen dat het met de breedte van het vakgebied best meevalt, zoals al in de inleiding van dit hoofdstuk werd opgemerkt. Een van de doelstellingen van het boek is dan ook het bevorderen van de introductie van EMC in het reguliere Nederlandse onderwijs (HBO, top MBO).

In de Engelse taal is het boek van Ott [5] zeer aan te bevelen. Het is een nuttig en goed leesbaar boek voor ontwerpers, terwijl er ook duidelijk aandacht is besteed aan het 'waarom'. Verder geeft het boek van Keiser [6] ook een goed leesbaar overzicht.

In de Duitse taal hebben de boeken van Stoll [7] (samenvatting van een aantal zaken voor ontwerpers) en Wilhelm [8] bekendheid. Het laatstgenoemde boek is het cursusboek van de EMC-cursus aan de Technische Akademie in Esslingen.

Er zijn hele series boeken uitgegeven door ICT [9, 10]. Op zich bevatten veel van deze, vaak typisch Amerikaanse boeken nuttige informatie, doch het 'waarom' komt vaak niet aan de orde en te vaak ontbreekt een aanduiding van het geldigheidsgebied van gebruikte modellen. Het geheel komt

nogal eens recept-achtig over. Deze opmerkingen over ICT-boeken zijn hier bedoeld als waarschuwing, niet als afkeuring. Goede uitzonderingen vormen bijvoorbeeld de boeken over Electro-Static Discharge (ESD) [11] en de koppeling van EM-velden naar kabels [12].

Er zijn een drietal tijdschriften die geheel aan EMC zijn gewijd. Een van de EMC Society van de IEEE [13], wat vooral interessant is voor mensen die een 100% EMC-baan hebben waarin ook theorie een belangrijke rol speelt. Een voor 'EMC gebruikers' in het Engels taal [14] en een in het Duits [15]. Eenmaal per jaar verschijnt ITEM (Interference Technology Engineers' Master) met heel veel advertenties op EMC-gebied en korte samenvattende artikelen over EMC onderwerpen als 'shielding, filters, lightning, cables & connectors', etc. [16].

Er is een groeiend aantal conferenties op het gebied van EMC. De grootste en bekendste in Europa is wel het EMC Symposium in Zurich (twee-jaarlijks, oneven jaren). Er is een toenemende belangstelling voor het EMC Symposium van de IEE (Verenigd Koninkrijk, twee-jaarlijks, even jaren). Verder zijn er steeds meer landelijke EMC Symposia (o.m. in Duitsland, Spanje, Frankrijk), die soms jaarlijks zijn soms twee-jaarlijks. In Oost-Europa is het twee-jaarlijkse EMC Symposium in Wroclaw (Polen, oneven jaren) bekend. In de USA zijn er jaarlijks de EMC Conferenties georganiseerd door de EMC Society van de IEEE.

## 5. Referenties

1. *Electromagnetische Compatibiliteit*, J.J. Goedbloed, Kluwer, Deventer, 2e oplage 1991.
2. *Electromagnetic Compatibility*, International Electrotechnical Vocabulary (IEV), Chapter 161, IEC Publication 50(161), IEC, Geneva, 1989.
3. *Characterization of transient and CW disturbances induced in telephone-subscriber lines*, J.J. Goedbloed and W. Pasmooij, 7th Intern. Conf. on EMC, York, UK, pp 211-218, August 1990.
4. *System EMC. Application and interpretation of EMC terms*, 77(Secretariat)87, January 1990, IEC Geneva (verschijnt in 1992 als een IEC Report).
5. *Noise reduction techniques in electronic systems*, H.W. Ott, J. Wiley, New York, 2nd Edition 1988.
6. *Principles of electromagnetic compatibility*, B. Keiser, Artech House, 3rd Edition 1987.
7. *EMC*, D. Stoll, Elitera Verlag, Berlijn, 1976
8. *Elektromagnetische Verträglichkeit*, J. Wilhelm et al., Expert Verlag, Grafenau, 1981.
9. *The EMC 12-Volume Handbook Series*, Interference Control Technology (ICT), Gainesville, USA.
10. *EMI control in the design of printed circuit boards and backplanes*, D.R.J. White, ICT, Gainesville, USA.
11. *Electrostatic Discharge*, M. Mardiguian, ICT, Gainesville, USA, 1986
12. *Coupling of external electromagnetic fields to transmission lines*, A.A. Smith, ICT, Gainesville, USA, 2nd Edition 1987.
13. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Tijdschrift van de EMC Society van de IEEE, New York, USA.
14. *EMC Technology*, Publisher Don White, ICT, Gainesville, USA.
15. *EMV Journal*, Sprechsaal Publishing Group, Coburg, Germany.
16. *ITEM, Interference Technology Engineers' Master*, R&B Enterprises, West Conshohocken, USA.



# Electromagnetic Interference and Shielding

## - An Introduction<sup>1</sup>

Adrianus T. de Hoop

and

Dirk Quak

Laboratory of Electromagnetic Research  
Faculty of Electrical Engineering  
Delft University of Technology  
P.O. Box 5031  
2600 GA Delft, The Netherlands  
Telephone: + 31 (0)15-785203/+ 31 (0)15-786620  
Telefax: + 31 (0)15-783622  
E-mail: IN%"A.T.DEHOOP@ET.TUDELFT.NL"

Copyright ©1992

*All rights reserved.*

*No parts of this publication may be reproduced, stored in a retrieval system, or transmitted, in any form of by any means, electronic, mechanical, photocopying, recording, or otherwise, without the prior permission of the*

---

<sup>1</sup>Lecture delivered at the Post-Graduate Course on Electromagnetic Compatibility of the Organization of Continuing Engineering Education, organized by Dr. Ir. E.J. Maanders at the Eindhoven University of Technology, Eindhoven, The Netherlands, on 19-20, 26-27 November 1992, 3-4 December 1992. (Revised version.)

## Contents

1	Introduction and terminology	1
2	Transient fields in time-invariant configurations and their frequency-domain representations	3
3	Basic electromagnetic field relations	5
4	The planar electric-current sheet as an emitter (Radiation of one-dimensional electromagnetic waves)	10
5	One-sided shielding of a planar electric-current emitter	16
6	Shielding performance of a parallel-plate box	18
7	Interference analysis of multiconductor transmission lines	21
8	Symmetric system of two transmission lines - Common-mode and differential-mode operation	25
9	Induced voltage and electric current in a single transmission line due to external sources	28
10	Electromagnetic radiation from sources in an unbounded medium	30
11	The electromagnetic field radiated by a current-carrying straight wire segment	33
12	The electromagnetic field radiated by a current-carrying loop	34
13	The shielding effectiveness of a spherical shield for a radiating electric dipole placed at its center ( $s$ -domain analysis)	35
14	The shielding effectiveness of a spherical shield for a radiating magnetic dipole placed at its center ( $s$ -domain analysis)	37
15	Conclusion	38
16	Acknowledgement	38



### Abstract

The basic equations of the electromagnetic field are summarized as far as they are needed in the theory of ElectroMagnetic Interference and Shielding. Through the analysis of the planar electric-current emitter, the quantities: propagation coefficient, attenuation coefficient, phase coefficient, wavespeed, wavelength, wave impedance, wave admittance, and power flow density of a wave are introduced. Next, the shielding effectiveness of a shielding plate and the shielding effectiveness of a shielding parallel-plate box are determined. In the latter, particular attention is given to the occurrence of internal resonance effects, which may degrade the shielding effectiveness.

Further, a survey of some fundamental properties of a system of low-frequency, multiconductor transmission lines is given. For a three-conductor system with a plane of symmetry, the decomposition into the common-mode and the differential-mode of operation is discussed. Finally, expressions for the voltages and electric currents induced by external sources along a single transmission line are derived.

## 1 Introduction and terminology

*ElectroMagnetic Compatibility* (EMC) has as its subject

"The ability of (a device), (an) equipment or system to function satisfactorily in its electromagnetic (EM) environment without introducing intolerable electromagnetic disturbance to anything in that environment".

Here, *Electromagnetic Environment* means

"The totality of electromagnetic (EM) phenomena existing at a given location (and at a particular time)".

EMC is necessitated because of the existence of *ElectroMagnetic Interference* (EMI), i.e., the

"Degradation of the performance of a device, equipment or system caused by an electromagnetic disturbance",

and the presence of an *Electromagnetic Disturbance*, i.e.,

"Any electromagnetic phenomenon which may degrade the performance of a device, equipment or system, or adversely affect living or inert matter".

Here, *Degradation* means

"An undesired departure in the operational performance of any device, equipment or system from its intended performance".

The occurrence of these phenomena is a consequence of the presence of both an *Emitter*, i.e.,

"A device, equipment or system which emits an EM disturbance"

and a *Susceptor*, i.e.,

"A device, equipment or system whose operation may be degraded by an EM disturbance".

As far as the latter is concerned, we distinguish its *Susceptibility*, i.e.,

"The inability of a device, equipment or system to perform without degradation in the presence of an electromagnetic disturbance",

as opposed to its *Immunity*, i.e.,

"The ability of a device, equipment or system to perform without degradation in the presence of an electromagnetic disturbance".

With regard to the former, we observe that the phenomenon of *Electromagnetic Emission*, i.e.,

”The phenomenon by which electromagnetic energy emanates from a source”,

is one of the two key aspects of EMC and EMI (the susceptibility of a device being the other). The pertaining *Level*, i.e.,

”The magnitude of a quantity evaluated in a specified manner”,

at the emitter’s site, is denoted as the *Electromagnetic Emission Level* (of the disturbing source). Correspondingly, there is an *Electromagnetic Disturbance Level* at the susceptor’s site.

For further information about EMC-terminology, see the DRAFT INTERNATIONAL STANDARD 77 (Secretariat) 87 of the International Electrotechnical Commission (IEC), Geneva, Switzerland, and GOEDBLOED, J.J., *Elektromagnetische compatibiliteit*, Deventer, Kluwer, 1990 (in Dutch).

In its basic form an *EMI problem* consists of three ingredients: (1) an emitter, (2) a susceptor, and (3) a medium in between, which is denoted as the *Coupling Path* (Figure 1). The coupling path may be composed of a material medium (electrically conducting, dielectric and/or magnetic matter), but is often an electromagnetic radiation path in vacuum (or in the atmosphere, whose properties in large frequency bands are close to those of vacuum). Due to this latter fact, EMI-problems can only be thoroughly understood if the *electromagnetic field concept* is used to analyze the situation at hand. In this concept, the *electric field strength* and the *magnetic field strength* are the fundamental state quantities that characterize the field. Further, the product of their values describes quantitatively the transfer of electromagnetic power through radiation. Only *at the terminals* of an electric or electronic device, equipment or system, which are usually so close together that the travel time for electromagnetic waves to traverse their mutual distance is negligible on the scale at which the electromagnetic phenomena change in time (e.g., the pulse duration of the latter) can the low-frequency counterparts *voltage* and *electric current* of electric and magnetic field strength, respectively, to a sufficient degree of approximation be employed.

Now, the electric and the magnetic field strengths are *vectorial quantities* in three-dimensional space. (Note that they are defined through the basic experiment of measuring the force (a vectorial quantity introduced in Newtonian mechanics) on a moving electric point charge.) Because of this, an observer needs a reference frame in which he or she can express the numerical values of the three components of a vector. It is standard practice that the observer uses for this purpose the same reference frame as that is needed to specify the position in space where his or her measurement is carried out. We shall use the simplest reference frame in this category, i.e., the *orthogonal Cartesian reference frame*. This is specified by its origin  $\mathcal{O}$  and the three mutually perpendicular base vectors  $\{\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \mathbf{i}_3\}$  of unit length each. In the indicated order, the base vectors form a *right-handed*

system (Figure 2). The observer's position is then specified by the linear combination

$$\mathbf{x} = x_1\mathbf{i}_1 + x_2\mathbf{i}_2 + x_3\mathbf{i}_3, \quad (1.1)$$

which is denoted as the *position vector* and where the ordered sequence of real numbers  $\{x_1, x_2, x_3\}$  is representative of the three (orthogonal) Cartesian coordinates of the point of observation. Further, the time coordinate  $t$ , where  $t$  is a real number, is used to specify the *instant* at which the observation is made.

**Note:** The reason for indicating the spatial coordinates by  $\{x_1, x_2, x_3\}$  rather than by  $\{x, y, z\}$  (a, from our point of view, obsolete notation) is that, through the numbering system, all vectorial quantities can be regarded as subscripted variables and, hence, can almost effortlessly be programmed as *arrays* in any of the high-level programming languages (such as Fortran 77). Further details on the use of the subscript notation and the accompanying summation convention can be found in: DE HOOP, A.T., "Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves", Lecture Notes Course L12, Laboratory of Electromagnetic Research, Faculty of Electrical Engineering, Delft University of Technology, 1991.

The electromagnetic behavior of a system is governed by the electromagnetic field equations that have been formulated by James Clerk Maxwell and can be found in his famous book *A treatise on electricity and magnetism* (Oxford, Clarendon Press, 1873). As in any branch of classical physics (acoustics, electromagnetics, elastodynamics), these equations mutually couple, in a characteristic fashion that ensures the possibility of a wave motion (a phenomenon in space and time) and the transfer of energy to take place, the changes of the electromagnetic field quantities in space and time through their first-order (partial) derivatives with respect to  $x_1, x_2, x_3$  and  $t$ . Notationally, we shall indicate the operation of (partial) differentiation by  $\partial$ ; correspondingly,  $\{\partial_1, \partial_2, \partial_3\}$  will indicate (partial) differentiation with respect to  $x_1, x_2, x_3$ , and  $\partial_t$  (partial) differentiation with respect to  $t$ .

As the system of units in which the values of the different electromagnetic quantities are quantitatively expressed, we use, in accordance with international conventions, the International System of Units (SI).

## 2 Transient fields in time-invariant configurations and their frequency-domain representations

In reality, any electromagnetic field is transient in nature: it is generated by a source that has been switched on at some instant  $t = t_0$  in the finite past and decays in magnitude as  $t \rightarrow \infty$ . An essential feature is further the physical condition of *causality* that requires that an effect (the presence of an electromagnetic field) is causally related to its cause (the action of the source). This implies that the field that is causally related to the action

of a source that is switched on at the instant  $t = t_0$ , necessarily vanishes prior to this instant, i.e., for  $t < t_0$ , at any point in space. In *time-invariant configurations* the behavior of such transient fields can advantageously be described via their (complex) frequency-domain representations. Through these representations the principle of causality can automatically be taken into account, while the dependence on  $t$  (the fourth coordinate in space-time) is replaced by the dependence on a (transform) parameter; the resulting reduction in dimensionality of the problem is often computationally advantageous. The *Laplace transformation* combines the two features.

Let  $f = f(\mathbf{x}, t)$  denote an electromagnetic field quantity that is causally related to the action of a source that has been switched on at the instant  $t = t_0$ , then its Laplace transform (with respect to time) is defined as

$$\hat{f}(\mathbf{x}, s) = \int_{t=t_0}^{\infty} \exp(-st) f(\mathbf{x}, t) dt \quad \text{for } \text{Re}(s) > s_0, \quad (2.1)$$

where  $s$  is the complex Laplace transform parameter and  $\hat{f}$  is analytic (i.e., differentiable with respect to  $s$ ) in the right half of the complex  $s$ -plane  $\text{Re}(s) > s_0$  (Figure 3).

Once  $\hat{f} = \hat{f}(\mathbf{x}, s)$  has been evaluated,  $f = f(\mathbf{x}, t)$  can be recovered by the application of the Bromwich inversion integral

$$f(\mathbf{x}, t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{s=s_0-j\infty}^{s_0+j\infty} \exp(st) \hat{f}(\mathbf{x}, s) ds \quad \text{for all } t, \quad (2.2)$$

that automatically yields the value zero for  $t < t_0$  and for which numerical (Fast Fourier Transform) routines are available (Figure 4). In Equation (2.2),  $j$  is the imaginary unit ( $j^2 = -1$ ).

In a number of cases one can take  $s_0 = 0$  and consider  $\hat{f} = \hat{f}(\mathbf{x}, s)$  for imaginary values  $s = j\omega$ , where  $\omega$  is the (real) *angular frequency*. Then, Equation (2.1) can be rewritten as

$$\hat{f}(\mathbf{x}, j\omega) = \int_{t=t_0}^{\infty} \exp(-j\omega t) f(\mathbf{x}, t) dt \quad \text{for all real } \omega, \quad (2.3)$$

and Equation (2.2) as

$$f(\mathbf{x}, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega=-\infty}^{\infty} \exp(j\omega t) \hat{f}(\mathbf{x}, j\omega) d\omega \quad \text{for all } t. \quad (2.4)$$

Equations (2.3) and (2.4) express the *Fourier transformation*.

Important properties of the Laplace transformation are:

- the Laplace transform of  $\partial_t f(\mathbf{x}, t)$  is  $s\hat{f}(\mathbf{x}, s)$  if  $f$  is causal,
- the Laplace transform of the time convolution of  $f = f(\mathbf{x}, t)$  and  $g = g(\mathbf{x}, t)$  is  $\hat{f}(\mathbf{x}, s)\hat{g}(\mathbf{x}, s)$ .

Two examples of transient time functions and their Laplace transforms are given below.

### Dirac delta function

Let

$$f(t) = \delta(t - t_0), \quad (2.5)$$

where  $\delta(t)$  denotes the unit impulse (Dirac delta function), then

$$\hat{f}(s) = \exp(-st_0) \quad \text{for all } s. \quad (2.6)$$

### Pulse with initial power growth and exponential late behavior

Let

$$f(t) = \begin{cases} 0 & \text{for } t < t_0, \\ \frac{(t - t_0)^n}{n!} \exp[-\gamma(t - t_0)] & \text{for } t > t_0, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \end{cases} \quad (2.7)$$

then

$$\hat{f}(s) = (s + \gamma)^{-n-1} \exp(-st_0) \quad \text{for } \text{Re}(s) > -\text{Re}(\gamma). \quad (2.8)$$

## 3 Basic electromagnetic field relations

Let the subscripts  $\{1, 2, 3\}$  denote the components of a vector along the  $\{i_1, i_2, i_3\}$ -axes of the chosen reference frame, respectively. Then the electromagnetic field is governed by the two vectorial *Maxwell equations*

$$-(\partial_2 H_3 - \partial_3 H_2) + J_1 + \partial_t D_1 = -J_1^e, \quad (3.1)$$

$$-(\partial_3 H_1 - \partial_1 H_3) + J_2 + \partial_t D_2 = -J_2^e, \quad (3.2)$$

$$-(\partial_1 H_2 - \partial_2 H_1) + J_3 + \partial_t D_3 = -J_3^e, \quad (3.3)$$

which is denoted as *Maxwell's first equation*, and

$$\partial_2 E_3 - \partial_3 E_2 + \partial_t B_1 = -K_1^e, \quad (3.4)$$

$$\partial_3 E_1 - \partial_1 E_3 + \partial_t B_2 = -K_2^e, \quad (3.5)$$

$$\partial_1 E_2 - \partial_2 E_1 + \partial_t B_3 = -K_3^e, \quad (3.6)$$

which is denoted as *Maxwell's second equation*. In these equations

$$E = \text{electric field strength (V/m)},$$

- $H$  = magnetic field strength (A/m),  
 $J$  = volume density of electric current (A/m<sup>2</sup>),  
 $D$  = electric flux density (C/m<sup>2</sup>),  
 $B$  = magnetic flux density (T),  
 $J^e$  = volume source density of electric current (A/m<sup>2</sup>),  
 $K^e$  = volume source density of magnetic current (V/m<sup>2</sup>).

Equations (3.1) - (3.3) and (3.4) - (3.6) constitute an incomplete system of equations since the number of equations (six) is less than the number of unknown quantities (fifteen), assuming that the right-hand sides, which are representative of the action of external sources, are known. The supplementing (nine) equations are furnished by the *constitutive relations* that describe the reaction of passive matter to the penetration of an electromagnetic field. For materials that are linear, time invariant, locally reacting, instantaneously reacting, and isotropic in their electromagnetic behavior, these are

$$J_1(\mathbf{x}, t) = \sigma(\mathbf{x})E_1(\mathbf{x}, t), \quad (3.7)$$

$$J_2(\mathbf{x}, t) = \sigma(\mathbf{x})E_2(\mathbf{x}, t), \quad (3.8)$$

$$J_3(\mathbf{x}, t) = \sigma(\mathbf{x})E_3(\mathbf{x}, t), \quad (3.9)$$

for the relation between the volume density of (induced) electric current and the electric field strength that describes the *electric conduction properties of the medium*,

$$D_1(\mathbf{x}, t) = \epsilon(\mathbf{x})E_1(\mathbf{x}, t), \quad (3.10)$$

$$D_2(\mathbf{x}, t) = \epsilon(\mathbf{x})E_2(\mathbf{x}, t), \quad (3.11)$$

$$D_3(\mathbf{x}, t) = \epsilon(\mathbf{x})E_3(\mathbf{x}, t), \quad (3.12)$$

for the relation between the electric flux density and the electric field strength that describes the *dielectric properties of the medium*, and

$$B_1(\mathbf{x}, t) = \mu(\mathbf{x})H_1(\mathbf{x}, t), \quad (3.13)$$

$$B_2(\mathbf{x}, t) = \mu(\mathbf{x})H_2(\mathbf{x}, t), \quad (3.14)$$

$$B_3(\mathbf{x}, t) = \mu(\mathbf{x})H_3(\mathbf{x}, t), \quad (3.15)$$

for the relation between the magnetic flux density and the magnetic field strength that describes the *magnetic properties of the medium*. In Equations (3.7) - (3.15),

$$\sigma = \text{(electric) conductivity (S/m)},$$

$$\epsilon = \text{(absolute) permittivity (F/m)},$$

$$\mu = \text{(absolute) permeability (H/m)}.$$

In *vacuum* we have

$$\begin{aligned}\sigma &= 0, \\ \epsilon &= \epsilon_0 = 1/\mu_0 c_0^2 \simeq 8.8541878 * 10^{-12} \text{F/m}, \\ \mu &= \mu_0 = 4\pi * 10^{-7} \text{H/m},\end{aligned}$$

where the value of  $\mu_0$ , the *permeability in vacuo*, is fixed by the system of units (the given value is the one for SI), while the value of  $\epsilon_0$ , the *permittivity in vacuo*, follows from the value of  $\mu_0$  and the value  $c_0 = 299792458$  m/s (exactly) for the *electromagnetic wave speed* (speed of light) *in vacuo*. In the tables of physical constants one customarily specifies the dielectric properties of a material through

$$\epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0 = \text{relative permittivity}$$

and its magnetic properties through

$$\mu_r = \mu/\mu_0 = \text{relative permeability};$$

$\epsilon_r$  and  $\mu_r$  are dimensionless.

In a (sub)domain of the configuration where  $\sigma = \sigma(\mathbf{x})$ ,  $\epsilon = \epsilon(\mathbf{x})$  and  $\mu = \mu(\mathbf{x})$  indeed vary with position, the medium is denoted as *inhomogeneous*; in a domain where  $\sigma$ ,  $\epsilon$  and  $\mu$  are constant, the medium is denoted as *homogeneous*.

Substitution of the constitutive relations in Maxwell's field equations yields a system of two vectorial equations (with three components each) in two vectorial unknowns, viz. the electric field strength and the magnetic field strength (with three components each) that is amenable to a mathematical solution procedure, either analytically or numerically. The corresponding equations are

$$-(\partial_2 H_3 - \partial_3 H_2) + \sigma E_1 + \epsilon \partial_t E_1 = -J_1^e, \quad (3.16)$$

$$-(\partial_3 H_1 - \partial_1 H_3) + \sigma E_2 + \epsilon \partial_t E_2 = -J_2^e, \quad (3.17)$$

$$-(\partial_1 H_2 - \partial_2 H_1) + \sigma E_3 + \epsilon \partial_t E_3 = -J_3^e, \quad (3.18)$$

and

$$\partial_2 E_3 - \partial_3 E_2 + \mu \partial_t H_1 = -K_1^e, \quad (3.19)$$

$$\partial_3 E_1 - \partial_1 E_3 + \mu \partial_t H_2 = -K_2^e, \quad (3.20)$$

$$\partial_1 E_2 - \partial_2 E_1 + \mu \partial_t H_3 = -K_3^e. \quad (3.21)$$

In the *low-frequency approximation* that can usually be employed in the neighborhood of the terminals of an electric or electronic device, equipment or system, one can write

$$E_1 \simeq -\partial_1 \Phi, \quad (3.22)$$

$$E_2 \simeq -\partial_2 \Phi, \quad (3.23)$$

$$E_3 \simeq -\partial_3 \Phi, \quad (3.24)$$



where

$$\Phi = \text{electric scalar potential (V)}.$$

Since in the right-hand side of Equations (3.22)-(3.24) only (spatial) derivatives occur, the electric scalar potential is not uniquely related to the electric field strength. The relationship is made unique by specifying the (time-independent) *reference value*  $\Phi_0 = \Phi(\mathbf{x}_0)$  (often the value zero) at a suitably chosen *reference point*  $\mathbf{x} = \mathbf{x}_0$ . The difference

$$V(\mathbf{x}, t) = \Phi(\mathbf{x}, t) - \Phi_0 \quad (3.25)$$

is then denoted as the *voltage*. In the low-frequency approximation,  $J^e$  in the right-hand side of Equations (3.16) - (3.18) is representative of the action of impressed electric current sources and  $K^e$  in the right-hand side of Equations (3.19) - (3.21) is representative of the action of impressed voltage sources.

Across interfaces between two different media, finite jumps in the field quantities occur and the differential equations (3.1) - (3.3) or (3.4) - (3.6) are strictly no longer valid. At such positions they are supplemented by *boundary conditions*. For a sourcefree (passive) interface, the relevant conditions are

$$\text{tangential components of } E = \text{continuous across boundary,} \quad (3.26)$$

and

$$\text{tangential components of } H = \text{continuous across boundary.} \quad (3.27)$$

The transfer of electromagnetic power is governed by the *Poynting vector*

$$S = \text{Poynting vector (W/m}^2\text{)},$$

whose three components are defined as

$$S_1 = E_2 H_3 - E_3 H_2, \quad (3.28)$$

$$S_2 = E_3 H_1 - E_1 H_3, \quad (3.29)$$

$$S_3 = E_1 H_2 - E_2 H_1. \quad (3.30)$$

The Poynting vector quantifies the amount of electromagnetic power flow per area. In view of the continuity of the tangential components of  $E$  and  $H$  across a sourcefree (passive) interface, the normal component of  $S$  is continuous across such an interface, as it should be on physical grounds.

Finally, we give the equations that correspond to Equations (3.16) - (3.18) and (3.19) - (3.21) in the time Laplace-transform domain. In their standard form they are written as

$$-(\partial_2 \hat{H}_3 - \partial_3 \hat{H}_2) + \eta \hat{E}_1 = -\hat{J}_1^e, \quad (3.31)$$

$$-(\partial_3 \hat{H}_1 - \partial_1 \hat{H}_3) + \eta \hat{E}_2 = -\hat{J}_2^e, \quad (3.32)$$

$$-(\partial_1 \hat{H}_2 - \partial_2 \hat{H}_1) + \eta \hat{E}_3 = -\hat{J}_3^e, \quad (3.33)$$

and

$$\partial_2 \hat{E}_3 - \partial_3 \hat{E}_2 + \zeta \hat{H}_1 = -\hat{K}_1^e, \quad (3.34)$$

$$\partial_3 \hat{E}_1 - \partial_1 \hat{E}_3 + \zeta \hat{H}_2 = -\hat{K}_2^e, \quad (3.35)$$

$$\partial_1 \hat{E}_2 - \partial_2 \hat{E}_1 + \zeta \hat{H}_3 = -\hat{K}_3^e, \quad (3.36)$$

in which

$$\eta = \sigma + s\epsilon \quad (3.37)$$

is the medium's *transverse admittance per length* and

$$\zeta = s\mu \quad (3.38)$$

is the medium's *longitudinal impedance per length*. The latter terminology is borrowed from one-dimensional transmission-line theory, where the equations coupling the voltage across and the electric current along the line at position  $z$  are given by

$$\partial_z \hat{I} + Y_T \hat{V} = \hat{I}^e, \quad (3.39)$$

$$\partial_z \hat{V} + Z_L \hat{I} = \hat{V}^e. \quad (3.40)$$

In these equations

$\hat{V}$  = voltage across the line (V),

$\hat{I}$  = electric current along the line (A),

$Y_T$  = transverse admittance per length of the line (S/m),

$Z_L$  = longitudinal impedance per length of the line ( $\Omega$ /m)

$\hat{I}^e$  = impressed electric current per length of the line (A/m),

$\hat{V}^e$  = impressed voltage per length of the line (V/m),

$z$  = coordinate along the line (m).

In the low-frequency regime

$$Y_T = G + sC, \quad (3.41)$$

$$Z_L = R + sL, \quad (3.42)$$

where

$G$  = conductance per length of the line (S/m),

$C$  = capacity per length of the line (F/m),

$R$  = (two - way) resistance per length of the line ( $\Omega$ /m),

$L$  = inductance per length of the line (H/m).

A section of length  $\Delta z$  of the transmission line is shown in Figure 5.

Upon comparing Equations (3.31) - (3.33) and (3.34) - (3.36) with Equations (3.39) and (3.40), respectively, the analogy is clear and one can say that the field version is a three-dimensional counterpart of the (one-dimensional) transmission-line version with the proper interrelations (through permutation) of the components of the field.

#### 4 The planar electric-current sheet as an emitter (Radiation of one-dimensional electromagnetic waves)

The simplest model for an emitter that generates an electromagnetic disturbance is the planar electric-current sheet with a uniform (but time-varying) impressed electric current distribution. Such a current sheet acts as an active device and emits in a homogenous medium one-dimensional electromagnetic waves. A reference frame is introduced such that the sheet coincides with the plane  $x_3 = 0$ . Let the impressed electric current be flowing in the direction of decreasing  $x_1$ , then (Figure 6)

$$\hat{J}_1^e = -\hat{I}_\Delta(s)\delta(x_3), \quad (4.1)$$

$$\hat{J}_2^e = 0, \quad (4.2)$$

$$\hat{J}_3^e = 0, \quad (4.3)$$

where  $\delta(x_3)$  denotes the one-dimensional unit impulse (Dirac distribution). Since the electric-current sheet carries no magnetic current, we have

$$\hat{K}_1^e = 0, \quad (4.4)$$

$$\hat{K}_2^e = 0, \quad (4.5)$$

$$\hat{K}_3^e = 0. \quad (4.6)$$

Because the exciting electric current is independent of  $x_1$  and  $x_2$ , also the generated electromagnetic field will be independent of  $x_1$  and  $x_2$  and, hence,  $\partial_1 = 0$  and  $\partial_2 = 0$ . With this, Equations (3.31) - (3.33) and (3.34) - (3.36) can be satisfied with

$$\hat{E}_1 \neq 0, \quad (4.7)$$

$$\hat{E}_2 = 0, \quad (4.8)$$

$$\hat{E}_3 = 0, \quad (4.9)$$

and

$$\hat{H}_1 = 0, \quad (4.10)$$

$$\hat{H}_2 \neq 0, \quad (4.11)$$

$$\hat{H}_3 = 0. \quad (4.12)$$

The remaining equations for  $\hat{E}_1$  and  $\hat{H}_2$  are

$$\partial_3 \hat{H}_2 + \eta \hat{E}_1 = \hat{I}_\Delta(s)\delta(x_3), \quad (4.13)$$

and

$$\partial_3 \hat{E}_1 + \zeta \hat{H}_2 = 0, \quad (4.14)$$

where  $\eta$  and  $\zeta$  are constants, since the medium is assumed to be homogeneous. In the domain outside the source distribution, i.e., for  $x_3 \neq 0$ , Equations (4.13) and (4.14) have zero right-hand sides and admit exponential functions of the type  $\exp(-\Gamma x_3)$  as their solutions, where substitution leads to the relation  $\Gamma = \pm\gamma$ , in which

$$\gamma = (\eta\zeta)^{1/2} = [(\sigma + s\epsilon)s\mu]^{1/2} \quad \text{with } \text{Re}(\gamma) > 0. \quad (4.15)$$

The quantity of  $\gamma$  is the ( $s$ -domain) *propagation coefficient*. With the chosen value of the square root in the right-hand side,  $\exp(-\gamma x_3)$  is bounded as  $x_3 \rightarrow \infty$  and unbounded as  $x_3 \rightarrow -\infty$ , while  $\exp(\gamma x_3)$  is bounded as  $x_3 \rightarrow -\infty$  and unbounded as  $x_3 \rightarrow \infty$ . Since, due to causality, the electromagnetic field in the half-space  $x_3 < 0$  must remain bounded as  $x_3 \rightarrow -\infty$  and the electromagnetic field in the half-space  $x_3 > 0$  must remain bounded as  $x_3 \rightarrow \infty$ , we write

$$\hat{E}_1 = \hat{E}^-(0) \exp(\gamma x_3) \quad \text{for } x_3 < 0, \quad (4.16)$$

$$\hat{H}_2 = \hat{H}^-(0) \exp(\gamma x_3) \quad \text{for } x_3 < 0, \quad (4.17)$$

and

$$\hat{E}_1 = \hat{E}^+(0) \exp(-\gamma x_3) \quad \text{for } x_3 > 0, \quad (4.18)$$

$$\hat{H}_2 = \hat{H}^+(0) \exp(-\gamma x_3) \quad \text{for } x_3 > 0. \quad (4.19)$$

Substitution of Equations (4.16) - (4.19) in Equations (4.13) and (4.14) leads to

$$\hat{H}^-(0) = -Y E^-(0) \quad (4.20)$$

and

$$\hat{H}^+(0) = Y E^+(0), \quad (4.21)$$

where

$$Y = (\eta/\zeta)^{1/2} = [(\sigma + s\epsilon)/s\mu]^{1/2} \quad (4.22)$$

is the *wave admittance*. One can also write

$$\hat{E}^-(0) = -Z \hat{H}^-(0) \quad (4.23)$$

and

$$\hat{E}^+(0) = Z \hat{H}^+(0), \quad (4.24)$$

where

$$Z = (\zeta/\eta)^{1/2} = [s\mu/(\sigma + s\epsilon)]^{1/2} \quad (4.25)$$

is the *wave impedance*. Obviously, we have

$$YZ = 1. \quad (4.26)$$

The values of the as yet undetermined coefficients in Equations (4.16) - (4.19) follow from the application of the *excitation conditions*

$$\lim_{x_3 \downarrow 0} \hat{H}_2 - \lim_{x_3 \uparrow 0} \hat{H}_2 = \hat{I}_\Delta, \quad (4.27)$$

which is a consequence of Equation (4.13) and

$$\lim_{x_3 \downarrow 0} \hat{E}_1 - \lim_{x_3 \uparrow 0} \hat{E}_1 = 0, \quad (4.28)$$

which is a consequence of Equation (4.14). Substitution of Equations (4.16) - (4.19) in Equations (4.27) and (4.28) leads to

$$\hat{H}^+(0) - \hat{H}^-(0) = \hat{I}_\Delta \quad (4.29)$$

and

$$\hat{E}^+(0) - \hat{E}^-(0) = 0. \quad (4.30)$$

Combining Equations (4.29) and (4.30) with Equations (4.23) and (4.24), we arrive at

$$\hat{E}^-(0) = Z\hat{I}_\Delta/2, \quad (4.31)$$

$$\hat{E}^+(0) = Z\hat{I}_\Delta/2, \quad (4.32)$$

$$\hat{H}^-(0) = -\hat{I}_\Delta/2, \quad (4.33)$$

$$\hat{H}^+(0) = \hat{I}_\Delta/2. \quad (4.34)$$

Summarizing the results, we have shown that the planar electric-current sheet emits one-dimensional electromagnetic waves propagating perpendicularly away from it. Its electric field has only a component parallel to the direction of the exciting current, the magnetic field has only a component perpendicular to the direction of the exciting current. Both fields are perpendicular to the direction of propagation, while the orientations of the electric field and the magnetic field, and the direction of propagation form a mutually perpendicular, right-handed triad (Figure 6).

The (time-domain) Poynting vector of the one-dimensional wave is given by

$$S_1 = 0, \quad (4.35)$$

$$S_2 = 0, \quad (4.36)$$

$$S_3 = E_1 H_2, \quad (4.37)$$

and has only a component in the direction of propagation of the emitted wave.

### Single frequency component

For a single frequency component of angular frequency

$$\omega = 2\pi f, \quad (4.38)$$

where

$$\begin{aligned}\omega &= \text{angular frequency (rad/s),} \\ f &= \text{frequency (Hz),}\end{aligned}$$

it is customary to separate the propagation coefficient into its real and imaginary parts according to

$$\gamma(j\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega), \quad (4.39)$$

where

$$\begin{aligned}\alpha &= \text{attenuation coefficient (Np/m),} \\ \beta &= \text{phase coefficient (rad/m).}\end{aligned}$$

Substitution of Equation (4.15) in Equation (4.39) leads to

$$[(\sigma + j\omega\epsilon)j\omega\mu]^{1/2} = \alpha + j\beta. \quad (4.40)$$

Upon squaring this equation and solving for  $\alpha$  and  $\beta$  it is found that

$$\alpha = \omega(\epsilon\mu)^{1/2}\{(1/2)[(\sigma/\omega\epsilon)^2 + 1]^{1/2} - (1/2)\}^{1/2}, \quad (4.41)$$

$$\beta = \omega(\epsilon\mu)^{1/2}\{(1/2)[(\sigma/\omega\epsilon)^2 + 1]^{1/2} + (1/2)\}^{1/2}. \quad (4.42)$$

Figure 7 shows the normalized attenuation coefficient and the normalized phase coefficient as a function of the normalized frequency. The normalized values  $\bar{\alpha}$ ,  $\bar{\beta}$  and  $\bar{\omega}$  of  $\alpha$ ,  $\beta$  and  $\omega$ , respectively, are for  $\sigma > 0$  (lossy medium) defined through

$$\alpha = \sigma(\mu/\epsilon)^{1/2}\bar{\alpha}, \quad (4.43)$$

$$\beta = \sigma(\mu/\epsilon)^{1/2}\bar{\beta}, \quad (4.44)$$

$$\bar{\omega} = (\epsilon/\sigma)\omega. \quad (4.45)$$

Substitution of Equation (4.39) in the propagation factor  $\exp(-\gamma x_3)$  leads to

$$\exp(-\gamma x_3) = \exp(-\alpha x_3) \exp(-j\beta x_3). \quad (4.46)$$

Since  $|\exp(-\gamma x_3)| = \exp(-\alpha x_3)$  and  $\arg[\exp(-\gamma x_3)] = -\beta x_3$ , the first factor on the right-hand side determines the amplitude of the propagation factor and is denoted as the *attenuation factor*, while the second factor on the right-hand side determines the phase of the propagation factor and is denoted as the *phase factor*.

### Lossless medium (single frequency component)

For a *lossless medium* we have

$$\sigma = 0 \quad (4.47)$$

and, hence,

$$\alpha = 0, \quad (4.48)$$

$$\beta = \omega(\epsilon\mu)^{1/2}. \quad (4.49)$$

Consequently,

$$\exp(-\alpha x_3) = 1. \quad (4.50)$$

Then, the propagation factor is periodic in  $x_3$ , with the period,

$$\lambda = 2\pi/\beta = 2\pi/\omega(\epsilon\mu)^{1/2}. \quad (4.51)$$

The spatial period  $\lambda$  is denoted as the *wavelength* (m) of the one-dimensional wave.

### Highly conducting medium (single frequency component)

The medium in which the wave propagates is, at the frequency of operation, considered to be highly conductive if

$$\sigma \gg \omega\epsilon. \quad (4.52)$$

In this case, Equation (4.40) is approximated by

$$(j\omega\mu\sigma)^{1/2} \simeq \alpha + j\beta, \quad (4.53)$$

which leads to

$$\alpha = \beta = (\omega\mu\sigma/2)^{1/2}. \quad (4.54)$$

In such a medium, the distance over which the wave has to progress to reduce to  $\exp(-1) = 1/e$  of its value, is denoted as the *skin depth* (m) of the medium. This quantity follows from Equation (4.54) as

$$\delta = (2/\omega\mu\sigma)^{1/2}. \quad (4.55)$$

### Transient emission into a lossless medium

To reconstruct the transient time behavior of the emitted electromagnetic field, the  $s$ -domain Equations (4.16) - (4.19) with Equations (4.31) - (4.34), have to be transformed back to the time domain. This transformation is most easily carried out for a lossless medium, i.e., if  $\sigma = 0$ . Then, the  $s$ -domain propagation coefficient can be written as

$$\gamma = s/c, \quad (4.56)$$

where

$$c = (\epsilon\mu)^{-1/2} > 0, \quad (4.57)$$

while

$$Y = (\varepsilon/\mu)^{1/2} \quad (4.58)$$

and

$$Z = (\mu/\varepsilon)^{1/2} \quad (4.59)$$

are independent of  $s$ .

We start with the expression for the non-zero component of the electric field strength in the half-space  $x_3 > 0$ . From Equations (4.18) and (4.32) it follows as

$$\hat{E}_1 = [Z\hat{I}_\Delta(s)/2] \exp(-sx_3/c) \quad \text{for } x_3 > 0. \quad (4.60)$$

Applying the shift rule of the Laplace transformation, the corresponding time-domain result is

$$E_1(x_3, t) = (Z/2)I_\Delta(t - x_3/c) \quad \text{for } x_3 > 0. \quad (4.61)$$

In a similar manner, the expression for the non-zero component of the magnetic field strength in the half-space  $x_3 > 0$  is found as

$$H_2(x_3, t) = (1/2)I_\Delta(t - x_3/c) \quad \text{for } x_3 > 0. \quad (4.62)$$

Equations (4.61) and (4.62) show that the electromagnetic field in the half-space  $x_3 > 0$  consists of a one-dimensional wave that propagates in the direction of increasing  $x_3$ , i.e., away from the generating source, with the wave speed  $c$  that is related to the medium properties via Equation (4.57) and with the pulse shape of generating transient electric current. The corresponding Poynting vector is given by (cf. Equation (4.37))

$$S_3(x_3, t) = (Z/4)I_\Delta^2(t - x_3/c) \quad \text{for } x_3 > 0. \quad (4.63)$$

In the half-space  $x_3 < 0$  the results follow from Equations (4.16) - (4.19) and Equations (4.31) and (4.33) as

$$\begin{aligned} E_1(x_3, t) &= (Z/2)I_\Delta(t + x_3/c) \\ &= (Z/2)I_\Delta(t - |x_3|/c) \quad \text{for } x_3 < 0 \end{aligned} \quad (4.64)$$

and

$$\begin{aligned} H_2(x_3, t) &= -(1/2)I_\Delta(t + x_3/c) \\ &= -(1/2)I_\Delta(t - |x_3|/c) \quad \text{for } x_3 < 0, \end{aligned} \quad (4.65)$$

while

$$\begin{aligned} S_3(x_3, t) &= -(Z/4)I_\Delta^2(t + x_3/c) \\ &= -(Z/4)I_\Delta^2(t - |x_3|/c) \quad \text{for } x_3 < 0. \end{aligned} \quad (4.66)$$

In this half-space, the one-dimensional wave propagates in the direction of decreasing  $x_3$ , i.e., again away from the generating source, with the wave speed  $c$  and again with the pulse shape of the generating transient electric current.



## 5 One-sided shielding of a planar electric-current emitter

To investigate the fundamental shielding properties of a single shielding plate, we consider the one-dimensional wave propagation in the configuration shown in Figure 8. An electric-current emitter of the type considered in Section 4 is present in an unbounded medium with conductivity  $\sigma$ , permittivity  $\epsilon$  and permeability  $\mu$ . At a distance  $L > 0$  from the emitter, a shielding plate of thickness  $d > 0$  is placed parallel to the plane of the electric-current emitter. The shielding plate has a conductivity  $\sigma_{sh}$ , permittivity  $\epsilon_{sh}$  and permeability  $\mu_{sh}$ . The presence of the shielding plate causes the electromagnetic field incident upon it, and emitted by the electric-current emitter, to be partially reflected against it and partially transmitted across it.

To characterize the performance of the shield, the *shielding effectiveness* is introduced. This quantity is defined as follows (cf. JAY, F., Ed., *IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronic Terms*, New York, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 3rd ed., 1984):

**SHIELDING EFFECTIVENESS ( $S$ ):** For a given external source, the ratio of electric or magnetic field strength at a point before and after placement of the shield.

Customarily, the shielding effectiveness is expressed in decibel (dB), i.e., the value of  $S_{dB} = 20 \log |S|$  is taken (and usually considered as a function of frequency).

To determine the value of the shielding effectiveness in the configuration under consideration, the following expressions for the (one-dimensional) electromagnetic field in the different subdomains of the configuration are used. Again, only  $E_1$  and  $H_2$  differ from zero. In the half-space to the left of the shield we write

$$\hat{E}_1 = \hat{E}_1^e + \hat{E}_1^r \quad \text{for } x_3 < L, \quad (5.1)$$

$$\hat{H}_2 = \hat{H}_2^e + \hat{H}_2^r \quad \text{for } x_3 < L, \quad (5.2)$$

in which  $\{\hat{E}_1^e, \hat{H}_2^e\} = \{\hat{E}_1^e, \hat{H}_2^e\}(x_3, s)$  is the *emitted field* that has been determined in Section 4 and which is defined as the field in all space in the absence of the shield, while  $\{\hat{E}_1^r, \hat{H}_2^r\} = \{\hat{E}_1^r, \hat{H}_2^r\}(x_3, s)$  is the *reflected field* in the half-space  $x_3 < L$ . From the results in Section 4 we have

$$\hat{E}_1^e = \begin{cases} (Z\hat{I}_\Delta/2) \exp(\gamma x_3) & \text{for } x_3 < 0, \\ (Z\hat{I}_\Delta/2) \exp(-\gamma x_3) & \text{for } x_3 > 0, \end{cases} \quad (5.3)$$

and

$$\hat{H}_2^e = \begin{cases} -(Z\hat{I}_\Delta/2)Y \exp(\gamma x_3) & \text{for } x_3 < 0, \\ (Z\hat{I}_\Delta/2)Y \exp(-\gamma x_3) & \text{for } x_3 > 0, \end{cases} \quad (5.4)$$

where  $\gamma = [(\sigma + s\varepsilon)s\mu]^{1/2}$ . For the reflected field, which propagates from the plane  $x_3 = L$  in the direction of decreasing  $x_3$ , we write the expressions

$$\hat{E}_1^r = (Z\hat{I}_\Delta/2)R \exp[-\gamma(L - x_3)] \quad \text{for } x_3 < L, \quad (5.5)$$

$$\hat{H}_2^r = -(Z\hat{I}_\Delta/2)RY \exp[-\gamma(L - x_3)] \quad \text{for } x_3 < L, \quad (5.6)$$

in which  $R$  is the (electric-field) *reflection coefficient*. Note that in Equations (5.5) and (5.6), we have  $L - x_3 > 0$ .

In the half-space to the right of the shield we write

$$\hat{E}_1 = \hat{E}_1^t \quad \text{for } x_3 > L + d, \quad (5.7)$$

$$\hat{H}_2 = \hat{H}_2^t \quad \text{for } x_3 > L + d, \quad (5.8)$$

in which  $\{\hat{E}_1^t, \hat{H}_2^t\} = \{\hat{E}_1^t, \hat{H}_2^t\}(x_3, s)$  is the *transmitted field*. For the transmitted field, which propagates from the plane  $x_3 = L + d$  in the direction of increasing  $x_3$ , we write the expressions

$$\hat{E}_1^t = (Z\hat{I}_\Delta/2)T \exp[-\gamma(x_3 - L - d)] \quad \text{for } x_3 > L + d, \quad (5.9)$$

$$\hat{H}_2^t = (Z\hat{I}_\Delta/2)TY \exp[-\gamma(x_3 - L - d)] \quad \text{for } x_3 > L + d, \quad (5.10)$$

in which  $T$  is the (electric-field) *transmission coefficient*. Note that in Equations (5.9) and (5.10), we have  $x_3 - L - d > 0$ .

For the internal field in the shielding plate, which consists of the superposition of a wave that originates at the left endface of the plate and propagates in the direction of increasing  $x_3$ , and a wave that originates at the right endface of the plate and propagates in the direction of decreasing  $x_3$ , we write

$$\hat{E}_1^{sh} = (Z\hat{I}_\Delta/2)\{A^+ \exp[-\gamma_{sh}(x_3 - L)] + A^- \exp[-\gamma_{sh}(L + d - x_3)]\} \\ \text{for } L < x_3 < L + d, \quad (5.11)$$

$$\hat{H}_2^{sh} = (Z\hat{I}_\Delta/2)\{A^+ Y_{sh} \exp[-\gamma_{sh}(x_3 - L)] - A^- Y_{sh} \exp[-\gamma_{sh}(L + d - x_3)]\} \\ \text{for } L < x_3 < L + d, \quad (5.12)$$

where

$$\gamma_{sh} = [(\sigma_{sh} + s\varepsilon_{sh})s\mu_{sh}]^{1/2}, \quad (5.13)$$

$$Y_{sh} = [(\sigma_{sh} + s\varepsilon_{sh})/s\mu_{sh}]^{1/2}, \quad (5.14)$$

and  $A^+$  and  $A^-$  are the (electric-field) amplitudes of the waves propagating in the directions of increasing and decreasing  $x_3$ , respectively. Note that in Equations (5.11) and (5.12)  $x_3 - L > 0$  and  $L + d - x_3 > 0$ .

The four as yet undetermined coefficients  $R, T, A^+$  and  $A^-$  follow from the application of the boundary conditions at the two endfaces of the shielding plate, where the tangential

components of the electric and magnetic field strengths are to be continuous. On account of Equations (3.26) and (3.27) the boundary conditions at  $x_3 = L$  lead to

$$\exp(-\gamma L) + R = A^+ + A^- \exp(-\gamma_{sh}d), \quad (5.15)$$

and

$$Y \exp(-\gamma L) - RY = A^+ Y_{sh} - A^- Y_{sh} \exp(-\gamma_{sh}d), \quad (5.16)$$

while the boundary conditions at  $x_3 = L + d$  lead to

$$A^+ \exp(-\gamma_{sh}d) + A^- = T, \quad (5.17)$$

and

$$A^+ Y_{sh} \exp(-\gamma_{sh}d) - A^- Y_{sh} = TY. \quad (5.18)$$

Equations (5.15) - (5.18) form a system of four linear, algebraic equations from which the four coefficients  $R, A^+, A^-$  and  $T$  can be solved. This is done by employing standard procedures from linear algebra.

### Single frequency component

For a single frequency component with angular frequency  $\omega = 2\pi f$ , the shielding performance of the plate is characterized by the shielding effectiveness. For the case where the emitter and the shielding plate are placed in a lossless medium, the shielding effectiveness is found to be  $S = |T|^{-1}$  and, hence,

$$S_{dB} = -20 \log |T| \quad \text{decibel.} \quad (5.19)$$

Figure 9 shows  $S$  as a function of  $f$  for copper, aluminum and steel plates of a given thickness.

## 6 Shielding performance of a parallel-plate box

In this section we investigate the shielding performance of a box surrounding an emitter for the one-dimensional model of the planar electric-current sheet emitter that has been considered in Section 4, placed in a parallel-plate box. The configuration is shown in Figure 10. The electromagnetic field generated by the emitter is partially reflected against and partially transmitted across each of the two faces of the two electrically conducting shielding plates. The electromagnetic field consists of one-dimensional waves propagating in the directions of increasing and decreasing  $x_3$ . Again, only  $E_1$  and  $H_2$  differ from zero. Their representations are taken as given below.

In the interior of the box the medium has a conductivity  $\sigma$ , permittivity  $\epsilon$  and permeability  $\mu$ . The field radiated by the emitter is reflected against the interfaces at  $x_3 = -L_1$  and  $x_3 = L_2$ , and we write

$$\hat{E}_1 = \hat{E}_1^e + (Z\hat{I}_\Delta/2)\{R_1 \exp[-\gamma(x_3 + L_1)] + R_2 \exp[-\gamma(L_2 - x_3)]\} \\ \text{for } -L_1 < x_3 < L_2, \quad (6.1)$$

$$\hat{H}_2 = \hat{H}_2^e + (Z\hat{I}_\Delta/2)\{R_1 Y \exp[-\gamma(x_3 + L_1)] - R_2 Y \exp[-\gamma(L_2 - x_3)]\} \\ \text{for } -L_1 < x_3 < L_2, \quad (6.2)$$

in which the field  $\{\hat{E}_1^e, \hat{H}_2^e\}$  radiated by the emitter is given by (cf. Section 4)

$$\hat{E}_1^e = (Z\hat{I}_\Delta/2) \exp(\gamma x_3) \quad \text{for } -L_1 < x_3 < 0, \quad (6.3)$$

$$\hat{H}_2^e = -(Z\hat{I}_\Delta/2) Y \exp(\gamma x_3) \quad \text{for } -L_1 < x_3 < 0, \quad (6.4)$$

and

$$\hat{E}_1^e = (Z\hat{I}_\Delta/2) \exp(-\gamma x_3) \quad \text{for } 0 < x_3 < L_2, \quad (6.5)$$

$$\hat{H}_2^e = (Z\hat{I}_\Delta/2) Y \exp(-\gamma x_3) \quad \text{for } 0 < x_3 < L_2. \quad (6.6)$$

In these expressions,

$$\gamma = [(\sigma + s\epsilon)s\mu]^{1/2}, \quad (6.7)$$

$$Z = [s\mu/(\sigma + s\epsilon)]^{1/2}, \quad (6.8)$$

$$Y = [(\sigma + s\epsilon)/s\mu]^{1/2}. \quad (6.9)$$

In the left shielding plate, whose conductivity is  $\sigma_1$ , permittivity  $\epsilon_1$  and permeability  $\mu_1$ , we write

$$\hat{E}_1 = (Z\hat{I}_\Delta/2)\{A_1^+ \exp[-\gamma_1(x_3 + L_1 + d_1)] + A_1^- \exp[+\gamma_1(L_1 + x_3)]\} \\ \text{for } -(L_1 + d_1) < x_3 < -L_1, \quad (6.10)$$

$$\hat{H}_2 = (Z\hat{I}_\Delta/2)\{A_1^+ Y_1 \exp[-\gamma_1(x_3 + L_1 + d_1)] - A_1^- Y_1 \exp[+\gamma_1(L_1 + x_3)]\} \\ \text{for } -(L_1 + d_1) < x_3 < -L_1, \quad (6.11)$$

in which

$$\gamma_1 = [(\sigma_1 + s\epsilon_1)s\mu_1]^{1/2}, \quad (6.12)$$

$$Y_1 = [(\sigma_1 + s\epsilon_1)/s\mu_1]^{1/2}. \quad (6.13)$$

In the right shielding plate, whose conductivity is  $\sigma_2$ , permittivity  $\epsilon_2$  and permeability  $\mu_2$ , we write

$$\hat{E}_1 = (Z\hat{I}_\Delta/2)\{A_2^+ \exp[-\gamma_2(x_3 - L_2)] + A_2^- \exp[-\gamma_2(L_2 + d_2 - x_3)]\} \\ \text{for } L_2 < x_3 < L_2 + d_2, \quad (6.14)$$

$$\hat{H}_2 = (Z\hat{I}_\Delta/2)\{A_2^+ Y_2 \exp[-\gamma_2(x_3 - L_2)] - A_2^- Y_2 \exp[-\gamma_2(L_2 + d_2 - x_3)]\} \\ \text{for } L_2 < x_3 < L_2 + d_2, \quad (6.15)$$

in which

$$\gamma_2 = [(\sigma_2 + s\epsilon_2)s\mu_2]^{1/2}, \quad (6.16)$$

$$Y_2 = [(\sigma_2 + s\epsilon_2)/s\mu_2]^{1/2}. \quad (6.17)$$

In the exterior of the box the medium has the same properties as in the interior. In the left half-space outside the shielding box we write

$$\hat{E}_1 = (Z\hat{I}_\Delta/2)T_1 \exp[\gamma(L_1 + d_1 + x_3)] \quad \text{for } x_3 < -(L_1 + d_1), \quad (6.18)$$

$$\hat{H}_2 = -(Z\hat{I}_\Delta/2)T_1 Y \exp[\gamma(L_1 + d_1 + x_3)] \quad \text{for } x_3 < -(L_1 + d_1). \quad (6.19)$$

In the right half-space outside the shielding box we write

$$\hat{E}_1 = (Z\hat{I}_\Delta/2)T_2 \exp[-\gamma(x_3 - L_2 - d_2)] \quad \text{for } x_3 > L_2 + d_2, \quad (6.20)$$

$$\hat{H}_2 = (Z\hat{I}_\Delta/2)T_2 Y \exp[-\gamma(x_3 - L_2 - d_2)] \quad \text{for } x_3 > L_2 + d_2. \quad (6.21)$$

The eight as yet unknown coefficients  $R_1, R_2, A_1^+, A_1^-, A_2^+, A_2^-, T_1$  and  $T_2$  follow from the application of the boundary conditions at the planes  $x_3 = -L_1 - d_1, x_3 = -L_1, x_3 = L_2$ , and  $x_3 = L_2 + d_2$ , where the tangential components of the electric and magnetic field strengths, i.e.,  $\hat{E}_1$  and  $\hat{H}_2$ , are to be continuous. This condition leads to the relations given below.

The boundary conditions at  $x_3 = -L_1 - d_1$  yield

$$T_1 = A_1^+ + A_1^- \exp(-\gamma_1 d_1) \quad (6.22)$$

and

$$-T_1 Y = A_1^+ Y_1 - A_1^- Y_1 \exp(-\gamma_1 d_1). \quad (6.23)$$

The boundary conditions at  $x_3 = -L_1$  yield

$$A_1^+ \exp(-\gamma_1 d_1) + A_2^- = \exp(-\gamma L_1) + R_1 + R_2 \exp[-\gamma(L_1 + L_2)] \quad (6.24)$$

and

$$A_1^+ Y_1 \exp(-\gamma_1 d_1) - A_1^- Y_1 = -Y \exp(-\gamma L_1) + R_1 Y - R_2 Y \exp[-\gamma(L_1 + L_2)]. \quad (6.25)$$

The boundary conditions at  $x_3 = L_2$  yield

$$\exp(-\gamma L_2) + R_1 \exp[-\gamma(L_1 + L_2)] + R_2 = A_2^+ + A_2^- \exp(-\gamma_2 d_2) \quad (6.26)$$

and

$$Y \exp(-\gamma L_2) + R_1 Y \exp[-\gamma(L_1 + L_2)] - R_2 Y = A_2^+ Y_2 - A_2^- Y_2 \exp(-\gamma_2 d_2). \quad (6.27)$$

The boundary conditions at  $x_3 = L_2 + d_2$  yield

$$A_2^+ \exp(-\gamma_2 d_2) + A_2^- = T_2 \quad (6.28)$$

and

$$A_2^+ Y_2 \exp(-\gamma_2 d_2) - A_2^- Y_2 = T_2 Y. \quad (6.29)$$

Equations (6.22) - (6.29) form a system of eight linear algebraic equations from which the eight unknown coefficients can be solved by using standard procedures from linear algebra.

### Single frequency component

For a single frequency component with angular frequency  $\omega = 2\pi f$ , the shielding performance of the box is characterized by the shielding effectiveness. For the case which we shall consider where the media inside and outside the box are same and lossless, the shielding effectivenesses to the left and to the right are given by

$$S_{dB;1,2} = -20 \log |T_{1,2}| \quad \text{decibel.} \quad (6.30)$$

Figure 11 and Figure 12 show, respectively,  $S_{dB;1}$  and  $S_{dB;2}$  as a function of frequency for a box with copper, aluminum and steel plates of a given thickness with an asymmetrically placed emitter within the box.

## 7 Interference analysis of multiconductor transmission lines

A configuration that is cylindrical in space is capable of transmitting or guiding electromagnetic waves in its direction of cylindricity. For this reason, such a structure in an electromagnetic system is commonly denoted as a (uniform) *transmission line* or a (uniform) *waveguide*. In case electrical conductors constitute the guiding structure, the low-frequency behavior can adequately be described by *voltages between* and *electric currents along* the conductors; in this case it is standard practice to use the term *transmission line*. In the high-frequency regime and in the case where dielectrics constitute the guiding structure, a full electromagnetic field analysis is required; in this case it is standard practice to use the term *waveguide*. In the present section we give a survey of how low-frequency electromagnetic interference phenomena along multi-conductor transmission lines are analyzed. Here, "low-frequency" means that the cross-sectional extent of the guiding structure is small compared to the wavelength of the pertaining field; the extent in the longitudinal direction is not subject to such a restriction. The analysis will be carried out in the time Laplace-transform domain or  $s$ -domain. The spatial coordinate along the transmission line will be denoted by  $z$ .

Let a system of  $N + 1$  labeled conductors ( $N \geq 1$ ) be parallel to the  $z$ -axis of a chosen orthogonal, Cartesian reference frame. The conductor with label (0) is used as a reference conductor for defining the voltages of the remaining  $N$  conductors in a particular cross-section of the system. (For a shielded cable, usually the mantle is taken as the reference conductor.) In any section of the transmission-line system, its behavior is governed by the coupled system of differential equations

$$\partial_z \hat{V}_m + \sum_{n=1}^N Z_{m,n}^L \hat{I}_n = \hat{V}_m^e \quad \text{for } m = 1, \dots, N, \quad (7.1)$$

$$\partial_z \hat{I}_n + \sum_{p=1}^N Y_{n,p}^T \hat{V}_p = \hat{I}_n^e \quad \text{for } n = 1, \dots, N, \quad (7.2)$$

in which

- $\hat{V}_m$  = voltage of  $m$ -th conductor (V),
- $\hat{I}_n$  = electric current along  $n$ -th conductor (A),
- $Z_{m,n}^L$  = longitudinal impedance between  $m$ -th and  $n$ -th conductor per length of the system ( $\Omega/\text{m}$ ),
- $Y_{n,p}^T$  = transverse admittance between  $n$ -th and  $p$ -th conductor per length of the system (S/m),
- $\hat{V}_m^e$  = externally induced source voltage at  $m$ -th conductor per length of the system (V/m),
- $\hat{I}_n^e$  = externally induced source electric current along  $n$ -th conductor per length of the system (A/m).

Since the system is assumed to be *uniform*,  $Z_{m,n}^L$  and  $Y_{n,p}^T$  are independent of  $z$ . In view of *reciprocity*, they satisfy the relations

$$Z_{m,n}^L = Z_{n,m}^L \quad (7.3)$$

and

$$Y_{n,p}^T = Y_{p,n}^T. \quad (7.4)$$

In the low-frequency regime we have

$$Z_{m,n}^L = R_{m,n} + sL_{m,n}, \quad (7.5)$$

$$Y_{n,p}^T = G_{n,p} + sC_{n,p}, \quad (7.6)$$

where

$R_{m,n}$  = (two-way) resistance of  $m$ -th and  $n$ -th conductor per length of the line ( $\Omega/\text{m}$ ),

$L_{m,n}$  = inductance of  $m$ -th and  $n$ -th conductor per length of the line (H/m),

$G_{n,p}$  = conductance between  $n$ -th and  $p$ -th conductor per length of the line (S/m),

$C_{n,p}$  = capacitance between  $n$ -th and  $p$ -th conductor per length of the line (F/m),

The sequences of voltages  $\{\hat{V}_1, \dots, \hat{V}_N\}$  and electric currents  $\{\hat{I}_1, \dots, \hat{I}_N\}$  are not uniquely determined by Equations (7.1) - (7.2). To make them unique, one must specify how a particular section of the transmission line is terminated. This is done by specifying  $N$  linear relations between the voltages and the electric currents at the near and the far ends of the section, usually through either the relevant *impedance matrices* (i.e., expressing the terminal voltages in terms of the terminal electric currents) or the relevant *admittance matrices* (i.e., expressing the terminal electric currents in terms of the terminal voltages).

### Modal analysis of the system

The actual voltages and electric currents in the transmission-line system that arise from given excitations in the presence of known terminations at the near and far ends and that are, for our specific case, influenced by the interfering externally induced source voltages and electric currents can conveniently be expressed in terms of the voltage and electric current distributions that can exist in a sourcefree section of the transmission line, the so-called *modal voltages* and *electric currents*. In such a section, the voltages and electric currents satisfy a system of linear differential equations with constant coefficients and zero right-hand sides. A system of this kind has exponential functions of the type  $\exp(-\Gamma z)$  as its possible solutions. Substituting such a functional dependence in the sourcefree counterpart of Equations (7.1) - (7.2), and denoting the corresponding voltages by  $\{\hat{v}_1, \dots, \hat{v}_N\}$  and electric currents by  $\{\hat{i}_1, \dots, \hat{i}_N\}$ , we obtain under replacing  $\partial_z$  by  $-\Gamma$ ,

$$-\Gamma \hat{v}_m + \sum_{n=1}^N Z_{m,n}^L \hat{i}_n = 0 \quad \text{for } m = 1, \dots, N, \quad (7.7)$$

$$-\Gamma \hat{i}_n + \sum_{p=1}^N Y_{n,p}^T \hat{v}_p = 0 \quad \text{for } n = 1, \dots, N. \quad (7.8)$$

Non-zero solutions of this system of  $2N$  linear algebraic equations with zero right-hand sides only exist if  $\Gamma$  is such that the determinant of the system vanishes. Such a value of  $\Gamma$  is denoted as an *eigenvalue*. To investigate this further, we eliminate the electric currents from Equations (7.7) - (7.8). This leads to

$$-\Gamma^2 \hat{v}_m + \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^N Z_{m,n}^L Y_{n,p}^T \hat{v}_p = 0, \quad (7.9)$$

which, upon interchanging the two summations, shows that  $\Gamma^2$  has to satisfy the determinantal equation

$$\det\left(\sum_{n=1}^N Z_{m,n}^L Y_{n,p}^T - \Gamma^2 \delta_{m,p}\right) = 0, \quad (7.10)$$

where  $\delta_{m,p}$  is the Kronecker symbol:  $\delta_{m,p} = 1$  if  $m = p$  and  $\delta_{m,p} = 0$  if  $m \neq p$ . Now, in view of the *passivity* of the transmission-line system, the matrices  $Z_{m,n}^L$  and  $Y_{n,p}^T$  are



positive definite for  $\text{Re}(s) > 0$ . Therefore, also their matrix product is positive definite, which entails the property that  $\text{Re}(\Gamma^2) > 0$  for  $\text{Re}(s) > 0$ . Equation (7.8) is an algebraic equation of degree  $N$  in  $\Gamma^2$  and has therefore  $N$  solutions, which are denoted by  $\{\Gamma^{[1]^2}, \dots, \Gamma^{[N]^2}\}$ . Let now  $\gamma^{[q]}$  denote the square root of  $\Gamma^{[q]^2}$  with the property  $\text{Re}(\gamma^{[q]}) > 0$  for  $\text{Re}(s) > 0$ , then the modal voltage and electric current distributions along the system are given by  $\{\exp(-\gamma^{[q]}z); q = 1, \dots, N\}$  and  $\{\exp(\gamma^{[q]}z); q = 1, \dots, N\}$ ;  $\gamma^{[q]}$  is denoted as the *propagation coefficient* of the  $q$ -th mode. The first sequence is bounded as  $z \rightarrow \infty$  and represents, in view of the condition of causality, a mode travelling in the direction of increasing  $z$ ; the second sequence is bounded as  $z \rightarrow -\infty$  and represents, in view of the condition of causality, a mode travelling in the direction of decreasing  $z$ . The corresponding, properly normalized, modal voltages are denoted by  $\{v_1^{[q]}, \dots, v_N^{[q]}; q = 1, \dots, N\}$  and the corresponding normalized modal electric currents follow from Equation (7.8) as

$$\hat{i}_n^{[q]} = \pm[\gamma^{[q]}]^{-1} \sum_{p=1}^N Y_{n,p}^T \hat{v}_p^{[q]} \quad \text{for } n = 1, \dots, N \text{ and } q = 1, \dots, N. \quad (7.11)$$

In Equation (7.11), the upper and lower sign correspond to modes travelling in the directions of increasing and decreasing  $z$ , respectively.

### Modes along a single transmission line

For a single transmission line, we have  $N = 1$  and omitting the now superfluous subscript, and replacing the superscripts "L" and "T" by their subscript counterparts for easier legibility, the system (7.7) - (7.8) reduces to

$$-\Gamma \hat{v} + Y_T \hat{v} = 0, \quad (7.12)$$

$$-\Gamma \hat{i} + Z_L \hat{i} = 0, \quad (7.13)$$

and Equation (7.9) to

$$-\Gamma^2 \hat{v} + Z_L Y_T \hat{v} = 0. \quad (7.14)$$

From the latter equation it follows that

$$\Gamma^2 = Z_L Y_T. \quad (7.15)$$

Denoting the square root of  $Z_L Y_T$  that has a positive real part for  $\text{Re}(s) > 0$  by  $\gamma$ , we have  $\Gamma = \pm \gamma$ , in which

$$\gamma = (Z_L Y_T)^{1/2} \quad \text{with } \text{Re}(\gamma) > 0 \text{ for } \text{Re}(s) > 0. \quad (7.16)$$

Let  $\hat{v}$  be the normalized modal voltage, then the normalized modal electric current follows (cf. Equation (7.11)) as

$$\hat{i} = \pm(Y_T/\gamma)\hat{v}. \quad (7.17)$$

### Crosstalk

A  $(N + 1)$ -conductor transmission line is often intended to be used for communication via the  $N$  transmission circuits that are formed by the conductors labeled from 1 to  $N$ , and the reference conductor (with label (0)). From this point of view, each of these transmission circuits is envisaged as a single transmission line with which the other transmission circuits interfere. The latter (unavoidable) interference is also denoted as *crosstalk*. In Equations (7.1) - (7.2) this view can be made explicit by rewriting the system as

$$\partial_z \hat{V}_m + Z_{m,m}^L \hat{I}_m = \hat{V}_m^e - \left( \sum_{n=1}^{m-1} Z_{m,n}^L \hat{I}_n + \sum_{n=m+1}^N Z_{m,n}^L \hat{I}_n \right) \quad \text{for } m = 1, \dots, N \quad (7.18)$$

and

$$\partial_z \hat{I}_n + Y_{n,n}^T \hat{V}_n = \hat{I}_n^e - \left( \sum_{p=1}^{n-1} Y_{n,p}^T \hat{V}_p + \sum_{p=n+1}^N Y_{n,p}^T \hat{V}_p \right) \quad \text{for } n = 1, \dots, N. \quad (7.19)$$

If the summations in the right-hand sides were absent, Equations (7.18) - (7.19) would describe the properties of  $N$  uncoupled single transmission lines. The summations in the right-hand side therefore represent the crosstalk, i.e., the induced source distributions originating from the presence of the other transmission circuits. For low-loss transmission lines, the coefficients  $Z_{m,n}^L$  are predominantly inductances; for this reason, the summations in the right-hand side of Equation (7.18) are representative of so-called *inductive crosstalk*. Similarly, for low-loss transmission lines, the coefficient  $Y_{n,p}^T$  are predominantly capacitances; for this reason, the summations in the right-hand side of Equation (7.19) are representative of so-called *capacitive crosstalk*.

## 8 Symmetric system of two transmission lines - Common-mode and differential-mode operation

For a system of two transmission lines (i.e., three conductors) Equations (7.1) and (7.2) with  $N = 2$  become

$$\partial_z \hat{V}_1 + Z_{1,1}^L \hat{I}_1 + Z_{1,2}^L \hat{I}_2 = \hat{V}_1^e, \quad (8.1)$$

$$\partial_z \hat{V}_2 + Z_{2,1}^L \hat{I}_1 + Z_{2,2}^L \hat{I}_2 = \hat{V}_2^e, \quad (8.2)$$

and

$$\partial_z \hat{I}_1 + Y_{1,1}^T \hat{V}_1 + Y_{1,2}^T \hat{V}_2 = \hat{I}_1^e, \quad (8.3)$$

$$\partial_z \hat{I}_2 + Y_{2,1}^T \hat{V}_1 + Y_{2,2}^T \hat{V}_2 = \hat{I}_2^e, \quad (8.4)$$

in which, in view of reciprocity

$$Z_{1,2}^L = Z_{2,1}^L \quad (8.5)$$

and

$$Y_{1,2}^T = Y_{2,1}^T. \quad (8.6)$$

If, now, the configuration of the three conductors has a *plane of symmetry*, such that the conductors with labels (1) and (2) and the reference conductor with label (0) have this plane of symmetry in common, we also have

$$Z_{1,1}^L = Z_{2,2}^L \quad (8.7)$$

and

$$Y_{1,1}^T = Y_{2,2}^T. \quad (8.8)$$

In this case, it is advantageous to decompose the two voltages  $\hat{V}_1$  and  $\hat{V}_2$  and the two electric currents  $\hat{I}_1$  and  $\hat{I}_2$  into a *symmetric* or *common-mode* part according to

$$\hat{V}^c = (1/2)(\hat{V}_1 + \hat{V}_2), \quad (8.9)$$

$$\hat{I}^c = (1/2)(\hat{I}_1 + \hat{I}_2), \quad (8.10)$$

and an *anti-symmetric* or *differential-mode* part according to

$$\hat{V}^d = (1/2)(\hat{V}_1 - \hat{V}_2), \quad (8.11)$$

$$\hat{I}^d = (1/2)(\hat{I}_1 - \hat{I}_2). \quad (8.12)$$

Obviously, the actual voltages and electric currents can be composed out of their common-mode and differential-mode parts according to

$$\hat{V}_1 = \hat{V}^c + \hat{V}^d, \quad (8.13)$$

$$\hat{V}_2 = \hat{V}^c - \hat{V}^d, \quad (8.14)$$

and

$$\hat{I}_1 = \hat{I}^c + \hat{I}^d, \quad (8.15)$$

$$\hat{I}_2 = \hat{I}^c - \hat{I}^d. \quad (8.16)$$

Under these conditions, summation of Equations (8.1) and (8.2) leads to

$$\partial_z \hat{V}^c + (Z_{1,1}^L + Z_{1,2}^L) \hat{I}^c = (1/2)(\hat{V}_1^e + \hat{V}_2^e), \quad (8.17)$$

and summation of Equations (8.3) and (8.4) to

$$\partial_z \hat{I}^c + (Y_{1,1}^T + Y_{1,2}^T) \hat{V}^c = (1/2)(\hat{I}_1^e + \hat{I}_2^e), \quad (8.18)$$

while subtraction of Equations (8.1) and (8.2) leads to

$$\partial_z \hat{V}^d + (Z_{1,1}^L - Z_{1,2}^L) \hat{I}^d = (1/2)(\hat{V}_1^e - \hat{V}_2^e), \quad (8.19)$$

and subtraction of Equations (8.3) and (8.4) to

$$\partial_z \hat{I}^d + (Y_{1,1}^T - Y_{1,2}^T) \hat{V}^d = (1/2)(\hat{I}_1^e - \hat{I}_2^e), \quad (8.20)$$

where Equations (8.5) - (8.8) have been used.

Whereas the total system of voltages and electric currents satisfies a system of four coupled differential equations, the common-mode and differential-mode voltages and electric currents satisfy each a system of two coupled differential equations. Although the two types of description lead, for given excitations, plus specified terminations at the near and far ends, and known externally induced source distributions, to the same results, the decomposition into common-mode and differential-mode parts has both conceptual and computational advantages. For example, the propagation coefficients of the common mode follows from Equations (8.17) and (8.18) as

$$\gamma^c = [(Z_{1,1}^L + Z_{1,2}^L)(Y_{1,1}^T + Y_{1,2}^T)]^{1/2} \quad \text{with } \text{Re}(\gamma^c) > 0 \text{ for } \text{Re}(s) > 0, \quad (8.21)$$

and the propagation coefficient of the differential mode from Equations (8.19) and (8.20) as

$$\gamma^d = [(Z_{1,1}^L - Z_{1,2}^L)(Y_{1,1}^T - Y_{1,2}^T)]^{1/2} \quad \text{with } \text{Re}(\gamma^d) > 0 \text{ for } \text{Re}(s) > 0. \quad (8.22)$$

### Unbalance and crosstalk

If in the three-conductor system under consideration either an unbalance due to the termination impedances or admittances or a defect in the designed symmetry occurs, the common-mode and the differential-mode operations are no longer independent of each other and couple. This phenomenon, too, can be considered as crosstalk (in this case due to an unbalance in the transmission system). We shall investigate in more detail the unbalance due to a deviation from the symmetry. Then,  $Z_{1,1}^L \neq Z_{2,2}^L$  and  $Y_{1,1}^T \neq Y_{2,2}^T$ . To see how in this case the common mode and the differential mode couple, Equations (8.1) - (8.4) are, with the aid of Equations (8.9) - (8.12) rewritten as

$$\begin{aligned} & \partial_z \hat{V}^c + (1/2)(Z_{1,1}^L + Z_{1,2}^L + Z_{2,1}^L + Z_{2,2}^L) \hat{I}^c \\ &= (1/2)(\hat{V}_1^e + \hat{V}_2^e) - (1/2)(Z_{1,1}^L - Z_{2,2}^L) \hat{I}^d, \end{aligned} \quad (8.23)$$

$$\begin{aligned} & \partial_z \hat{V}^d + (1/2)(Z_{1,1}^L - Z_{1,2}^L - Z_{2,1}^L + Z_{2,2}^L) \hat{I}^d \\ &= (1/2)(\hat{V}_1^e - \hat{V}_2^e) - (1/2)(Z_{1,1}^L - Z_{2,2}^L) \hat{I}^c, \end{aligned} \quad (8.24)$$

and

$$\begin{aligned} & \partial_z \hat{I}^c + (1/2)(Y_{1,1}^T + Y_{1,2}^T + Y_{2,1}^T + Y_{2,2}^T) \hat{V}^c \\ &= (1/2)(\hat{I}_1^e + \hat{I}_2^e) - (1/2)(Y_{1,1}^T - Y_{2,2}^T) \hat{V}^d, \end{aligned} \quad (8.25)$$

$$\begin{aligned} & \partial_z \hat{I}^d + (1/2)(Y_{1,1}^T - Y_{1,2}^T - Y_{2,1}^T + Y_{2,2}^T) \hat{V}^d \\ &= (1/2)(\hat{I}_1^e - \hat{I}_2^e) - (1/2)(Y_{1,1}^T - Y_{2,2}^T) \hat{V}^c, \end{aligned} \quad (8.26)$$

where Equations (8.5) and (8.6) have been used. Equations (8.23) - (8.26) reduce to Equations (8.17) - (8.20) in case  $Z_{1,1}^L = Z_{2,2}^L$  and  $Y_{1,1}^T = Y_{2,2}^T$ .

## 9 Induced voltage and electric current in a single transmission line due to external sources

In this section we determine the voltage and the electric current along a single transmission line due to external sources. To construct the actual voltages and electric currents along a finite section of the transmission line, the reflections against the near- and far-end terminations must be taken into account. Since this is not the topic of the present section, we neglect such end effects and take the transmission line infinitely long. The equations to be solved follow from Equations (7.1) - (7.2) as

$$\partial_z \hat{V} + Z_L \hat{I} = \hat{V}^e, \quad (9.1)$$

$$\partial_z \hat{I} + Y_T \hat{V} = \hat{I}^e. \quad (9.2)$$

The solution is obtained by carrying out a Fourier transformation with respect to  $z$  according to

$$\{\tilde{V}, \tilde{I}\}(k, s) = \int_{z=-\infty}^{\infty} \exp(jkz) \{\hat{V}, \hat{I}\}(z, s) dz \quad \text{with } k \text{ real}, \quad (9.3)$$

with similar definitions for  $\{\tilde{V}^e, \tilde{I}^e\}$ . Under this transformation, we have  $\partial_z \rightarrow -jk$  and, hence, Equations (9.1) - (9.2) transform into

$$-jk\tilde{V} + Z_L \tilde{I} = \tilde{V}^e, \quad (9.4)$$

$$-jk\tilde{I} + Y_T \tilde{V} = \tilde{I}^e. \quad (9.5)$$

Solving these equations for  $\tilde{V}$  and  $\tilde{I}$ , we obtain

$$\tilde{V} = jk\tilde{G}\tilde{V}^e + Z_L\tilde{G}\tilde{I}^e, \quad (9.6)$$

$$\tilde{I} = jk\tilde{G}\tilde{I}^e + Y_T\tilde{G}\tilde{V}^e, \quad (9.7)$$

in which

$$\tilde{G} = \frac{1}{k^2 + \gamma^2}, \quad (9.8)$$

and

$$\gamma = (Z_L Y_T)^{1/2} \quad \text{with } \text{Re}(\gamma) > 0 \text{ for } \text{Re}(s) > 0. \quad (9.9)$$

Using the rules that  $jk \rightarrow -\partial_z$  and that the product of two Fourier transforms corresponds to a convolution in configuration space, the  $s$ -domain voltage and electric current follow from Equations (9.6) and (9.7) as

$$\begin{aligned} \hat{V}(z, s) = & -\partial_z \int_{z'=-\infty}^{\infty} \hat{G}(z-z', s) \hat{V}^e(z', s) dz' \\ & + Z_L \int_{z'=-\infty}^{\infty} \hat{G}(z-z', s) \hat{I}^e(z', s) dz', \end{aligned} \quad (9.10)$$

and

$$\begin{aligned} \hat{I}(z, s) = & -\partial_z \int_{z'=-\infty}^{\infty} \hat{G}(z-z', s) \hat{I}^e(z', s) dz' \\ & + Y_T \int_{z'=-\infty}^{\infty} \hat{G}(z-z', s) \hat{V}^e(z', s) dz'. \end{aligned} \quad (9.11)$$

In these expressions, the function  $\hat{G}$ , which in view of the relation (cf. Equation (9.8))

$$(-k^2 - \gamma^2)\tilde{G} = -1 \quad (9.12)$$

satisfies the one-dimensional modified Helmholtz equation

$$\partial_z^2 \hat{G} - \gamma^2 \hat{G} = -\delta(z), \quad (9.13)$$

remains still to be determined. Now, for  $|z| > 0$ , the right-hand side of Equation (9.13) vanishes. Further, the source condition at  $z = 0$  entails the jump conditions

$$\lim_{z \downarrow 0} \hat{G} - \lim_{z \uparrow 0} \hat{G} = 0 \quad (9.14)$$

and

$$\lim_{z \downarrow 0} \partial_z \hat{G} - \lim_{z \uparrow 0} \partial_z \hat{G} = -1. \quad (9.15)$$

From this, and the condition of causality,  $\hat{G}$  can easily be constructed as

$$\hat{G} = \frac{\exp(-\gamma|z|)}{2\gamma}. \quad (9.16)$$

Note that, indeed,  $\hat{G}$  remains bounded as  $|z| \rightarrow \infty$ . With this, Equations (9.10) and (9.11) yield explicit expressions for the induced voltages and electric currents once the external source distributions along the line are given.

## 10 Electromagnetic radiation from sources in an unbounded medium

Any part of an electrical or electronic device that is not perfectly shielded from its surroundings radiates electromagnetic energy and is, hence, a potential source of unwanted electromagnetic interference. For this reason, the properties of the electromagnetic field radiated by simple structures are a fundamental building block in the study of electromagnetic compatibility. In this respect, any electric or electronic circuit consists topologically of two elementary configurations: the current-carrying (open, straight) *wire segment* and the current-carrying (closed) *loop*. In the present section the electromagnetic radiation from these two elementary structures will be investigated. Before this is done, the general field radiated by arbitrary sources of bounded extent will be determined. The medium into which the radiation takes place will be taken to be homogeneous and isotropic, and of unbounded extent.

We start from the electromagnetic field equations in the complex frequency domain (cf. Equations (3.31) - (3.36))

$$-\partial_2 \hat{H}_3 + \partial_3 \hat{H}_2 + \eta \hat{E}_1 = -\hat{J}_1^e, \quad (10.1)$$

$$-\partial_3 \hat{H}_1 + \partial_1 \hat{H}_3 + \eta \hat{E}_2 = -\hat{J}_2^e, \quad (10.2)$$

$$-\partial_1 \hat{H}_2 + \partial_2 \hat{H}_1 + \eta \hat{E}_3 = -\hat{J}_3^e, \quad (10.3)$$

$$\partial_2 \hat{E}_3 - \partial_3 \hat{E}_2 + \zeta \hat{H}_1 = -\hat{K}_1^e, \quad (10.4)$$

$$\partial_3 \hat{E}_1 - \partial_1 \hat{E}_3 + \zeta \hat{H}_2 = -\hat{K}_2^e, \quad (10.5)$$

$$\partial_1 \hat{E}_2 - \partial_2 \hat{E}_1 + \zeta \hat{H}_3 = -\hat{K}_3^e. \quad (10.6)$$

In view of the principle of superposition, the field can be written as a part  $\{\hat{E}^J, \hat{H}^J\}$  that is generated by the external electric current  $\hat{J}^e$  and a part  $\{\hat{E}^K, \hat{H}^K\}$  that is generated by the external magnetic current  $\hat{K}^e$ . Then,

$$\hat{E}_{1,2,3} = \hat{E}_{1,2,3}^J + \hat{E}_{1,2,3}^K \quad (10.7)$$

and

$$\hat{H}_{1,2,3} = \hat{H}_{1,2,3}^J + \hat{H}_{1,2,3}^K. \quad (10.8)$$

In the part radiated by the external electric currents we regard the electric field as the fundamental quantity and express the magnetic field in terms of it via (cf. Equations (10.4) - (10.6) with zero right-hand sides)

$$\hat{H}_1^J = -\zeta^{-1}(\partial_2 \hat{E}_3^J - \partial_3 \hat{E}_2^J), \quad (10.9)$$

$$\hat{H}_2^J = -\zeta^{-1}(\partial_3 \hat{E}_1^J - \partial_1 \hat{E}_3^J), \quad (10.10)$$

$$\hat{H}_3^J = -\zeta^{-1}(\partial_1 \hat{E}_2^J - \partial_2 \hat{E}_1^J). \quad (10.11)$$

Substitution of these expression in Equations (10.1) - (10.3) leads to

$$\partial_1(\partial_1 \hat{E}_1^J + \partial_2 \hat{E}_2^J + \partial_3 \hat{E}_3^J) - (\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3) \hat{E}_1^J + \eta \zeta \hat{E}_1^J = -\zeta \hat{J}_1^e, \quad (10.12)$$

$$\partial_2(\partial_1 \hat{E}_1^J + \partial_2 \hat{E}_2^J + \partial_3 \hat{E}_3^J) - (\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3) \hat{E}_2^J + \eta \zeta \hat{E}_2^J = -\zeta \hat{J}_2^e, \quad (10.13)$$

$$\partial_3(\partial_1 \hat{E}_1^J + \partial_2 \hat{E}_2^J + \partial_3 \hat{E}_3^J) - (\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3) \hat{E}_3^J + \eta \zeta \hat{E}_3^J = -\zeta \hat{J}_3^e. \quad (10.14)$$

Now, these equations would yield three identical simple equations for the components  $E_1^J, E_2^J, E_3^J$  separately if we had an expression for  $\partial_1 \hat{E}_1^J + \partial_2 \hat{E}_2^J + \partial_3 \hat{E}_3^J$ . However, such an expression is furnished by differentiating Equation (10.1) with respect to  $x_1$ , Equation (10.2) with respect to  $x_2$  and Equation (10.3) with respect to  $x_3$ , and adding the results. In this procedure, the terms containing the magnetic field strength cancel and we obtain

$$\eta(\partial_1 \hat{E}_1^J + \partial_2 \hat{E}_2^J + \partial_3 \hat{E}_3^J) = -(\partial_1 \hat{J}_1^e + \partial_2 \hat{J}_2^e + \partial_3 \hat{J}_3^e). \quad (10.15)$$

Using this result in Equations (10.12) - (10.14) we arrive at

$$(\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3 - \eta \zeta) \hat{E}_1^J = \zeta \hat{J}_1^e - \eta^{-1} \partial_1(\partial_1 \hat{J}_1^e + \partial_2 \hat{J}_2^e + \partial_3 \hat{J}_3^e), \quad (10.16)$$

$$(\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3 - \eta \zeta) \hat{E}_2^J = \zeta \hat{J}_2^e - \eta^{-1} \partial_2(\partial_1 \hat{J}_1^e + \partial_2 \hat{J}_2^e + \partial_3 \hat{J}_3^e), \quad (10.17)$$

$$(\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3 - \eta \zeta) \hat{E}_3^J = \zeta \hat{J}_3^e - \eta^{-1} \partial_3(\partial_1 \hat{J}_1^e + \partial_2 \hat{J}_2^e + \partial_3 \hat{J}_3^e). \quad (10.18)$$

Let, now,  $\hat{A}_{1,2,3}$  be the solution to the equation

$$(\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3 - \eta \zeta) \hat{A}_{1,2,3} = -\hat{J}_{1,2,3}^e, \quad (10.19)$$

then, by inspection of Equations (10.16) - (10.18), we have

$$\hat{E}_1^J = -\zeta \hat{A}_1 + \eta^{-1} \partial_1(\partial_1 \hat{A}_1 + \partial_2 \hat{A}_2 + \partial_3 \hat{A}_3), \quad (10.20)$$

$$\hat{E}_2^J = -\zeta \hat{A}_2 + \eta^{-1} \partial_2(\partial_1 \hat{A}_1 + \partial_2 \hat{A}_2 + \partial_3 \hat{A}_3), \quad (10.21)$$

$$\hat{E}_3^J = -\zeta \hat{A}_3 + \eta^{-1} \partial_3(\partial_1 \hat{A}_1 + \partial_2 \hat{A}_2 + \partial_3 \hat{A}_3). \quad (10.22)$$

Substitution of Equations (10.20) - (10.22) in Equations (10.9) - (10.11) yields

$$\hat{H}_1^J = \partial_2 \hat{A}_3 - \partial_3 \hat{A}_2, \quad (10.23)$$

$$\hat{H}_2^J = \partial_3 \hat{A}_1 - \partial_1 \hat{A}_3, \quad (10.24)$$

$$\hat{H}_3^J = \partial_1 \hat{A}_2 - \partial_2 \hat{A}_1. \quad (10.25)$$

The only thing left now is to express  $\hat{A}_{1,2,3}$  in terms of  $\hat{J}_{1,2,3}^e$ . For this we use the result that the right-hand side of Equation (10.19) can be regarded as a superposition of point sources and that the scalar field  $\hat{G} = \hat{G}(\mathbf{x}, \mathbf{x}', s)$  radiated by a scalar point source at position  $\mathbf{x}'$  satisfies the equation  $(\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3 - \eta \zeta) \hat{G} = -\delta(\mathbf{x} - \mathbf{x}')$  and is given by the spherical wave

$$\hat{G} = \frac{\exp(-\gamma|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|)}{4\pi|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|} \quad \text{for } \mathbf{x} \neq \mathbf{x}', \quad (10.26)$$



in which

$$\gamma = (\eta\zeta)^{\frac{1}{2}} \quad (10.27)$$

is the propagation coefficient and  $|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|$  is the distance from the source point  $\mathbf{x}'$  to the point of observation  $\mathbf{x}$ . Then, again by superposition

$$\hat{A}_{1,2,3}(\mathbf{x}, s) = \int_{\mathbf{x}' \in D^T} \hat{G}(\mathbf{x}, \mathbf{x}', s) \hat{J}_{1,2,3}^e(\mathbf{x}', s) dV, \quad (10.28)$$

where  $D^T$  is the domain occupied by the sources.

In a similar manner, the expressions for the part of the radiated field due to the external magnetic currents are derived. In this part, we regard the magnetic field as the fundamental quantity. Via Equations (10.1) - (10.3) with zero right-hand sides we express the electric field in terms of the magnetic fields, viz.

$$\hat{E}_1^K = \eta^{-1}(\partial_2 \hat{H}_3^K - \partial_3 \hat{H}_2^K), \quad (10.29)$$

$$\hat{E}_2^K = \eta^{-1}(\partial_3 \hat{H}_1^K - \partial_1 \hat{H}_3^K), \quad (10.30)$$

$$\hat{E}_3^K = \eta^{-1}(\partial_1 \hat{H}_2^K - \partial_2 \hat{H}_1^K). \quad (10.31)$$

Substitution of these expression in Equations (10.4) - (10.6) leads to

$$\partial_1(\partial_1 \hat{H}_1^K + \partial_2 \hat{H}_2^K + \partial_3 \hat{H}_3^K) - (\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3) \hat{H}_1^K + \zeta \eta \hat{H}_1^K = -\eta \hat{K}_1^e, \quad (10.32)$$

$$\partial_2(\partial_1 \hat{H}_1^K + \partial_2 \hat{H}_2^K + \partial_3 \hat{H}_3^K) - (\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3) \hat{H}_2^K + \zeta \eta \hat{H}_2^K = -\eta \hat{K}_2^e, \quad (10.33)$$

$$\partial_3(\partial_1 \hat{H}_1^K + \partial_2 \hat{H}_2^K + \partial_3 \hat{H}_3^K) - (\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3) \hat{H}_3^K + \zeta \eta \hat{H}_3^K = -\eta \hat{K}_3^e. \quad (10.34)$$

Now, these equations would yield three identical simple equations for the components  $\hat{H}_1^K, \hat{H}_2^K, \hat{H}_3^K$  separately if we had an expression for  $\partial_1 \hat{H}_1^K + \partial_2 \hat{H}_2^K + \partial_3 \hat{H}_3^K$ . However, such an expression is furnished by differentiating Equation (10.4) with respect to  $x_1$ , Equation (10.5) with respect to  $x_2$  and Equation (10.6) with respect to  $x_3$ , and adding the results. In this procedure, the terms containing the magnetic field strength cancel and we obtain

$$\zeta(\partial_1 \hat{H}_1^K + \partial_2 \hat{H}_2^K + \partial_3 \hat{H}_3^K) = -(\partial_1 \hat{K}_1^e + \partial_2 \hat{K}_2^e + \partial_3 \hat{K}_3^e). \quad (10.35)$$

Using this result in Equations (10.32) - (10.34) we arrive at

$$(\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3 - \zeta \eta) \hat{H}_1^K = \eta \hat{K}_1^e - \zeta^{-1} \partial_1(\partial_1 \hat{K}_1^e + \partial_2 \hat{K}_2^e + \partial_3 \hat{K}_3^e), \quad (10.36)$$

$$(\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3 - \zeta \eta) \hat{H}_2^K = \eta \hat{K}_2^e - \zeta^{-1} \partial_2(\partial_1 \hat{K}_1^e + \partial_2 \hat{K}_2^e + \partial_3 \hat{K}_3^e), \quad (10.37)$$

$$(\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3 - \zeta \eta) \hat{H}_3^K = \eta \hat{K}_3^e - \zeta^{-1} \partial_3(\partial_1 \hat{K}_1^e + \partial_2 \hat{K}_2^e + \partial_3 \hat{K}_3^e). \quad (10.38)$$

Let, now,  $\hat{F}_{1,2,3}$  be the solution to the equation

$$(\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3 - \zeta \eta) \hat{F}_{1,2,3} = -\hat{K}_{1,2,3}, \quad (10.39)$$

then, by inspection of Equations (10.36) - (10.38), we have

$$\hat{H}_1^K = -\eta \hat{F}_1 + \zeta^{-1} \partial_1 (\partial_1 \hat{F}_1 + \partial_2 \hat{F}_2 + \partial_3 \hat{F}_3), \quad (10.40)$$

$$\hat{H}_2^K = -\eta \hat{F}_1 + \zeta^{-1} \partial_2 (\partial_1 \hat{F}_2 + \partial_2 \hat{F}_2 + \partial_3 \hat{F}_3), \quad (10.41)$$

$$\hat{H}_3^K = -\eta \hat{F}_1 + \zeta^{-1} \partial_3 (\partial_1 \hat{F}_3 + \partial_2 \hat{F}_2 + \partial_3 \hat{F}_3). \quad (10.42)$$

Substitution of Equations (10.40) - (10.42) in Equations (10.29) - (10.31) yields

$$\hat{E}_1^K = -\partial_2 \hat{F}_3 + \partial_3 \hat{F}_2, \quad (10.43)$$

$$\hat{E}_2^K = -\partial_3 \hat{F}_1 + \partial_1 \hat{F}_3, \quad (10.44)$$

$$\hat{E}_3^K = -\partial_1 \hat{F}_2 + \partial_2 \hat{F}_1. \quad (10.45)$$

The only thing left now is to express  $\hat{F}_{1,2,3}$  in terms of  $\hat{K}_{1,2,3}^e$ . For this we use the result that the right-hand side of Equation (10.39) can be regarded as a superposition of point sources and that the scalar field  $\hat{G} = \hat{G}(\mathbf{x}, \mathbf{x}', s)$  radiated by a point source at position  $\mathbf{x}'$  satisfies the equation  $(\partial_1 \partial_1 + \partial_2 \partial_2 + \partial_3 \partial_3 - \zeta \eta) \hat{G} = -\delta(\mathbf{x} - \mathbf{x}')$  and is given by Equation (10.26) Then, again by superposition

$$\hat{F}_{1,2,3}(\mathbf{x}, s) = \int_{\mathbf{x}' \in D^T} \hat{G}(\mathbf{x}, \mathbf{x}', s) \hat{K}_{1,2,3}^e(\mathbf{x}', s) dV, \quad (10.46)$$

where  $D^T$  is the domain occupied by the sources.

The expressions derived in this section will be used to construct the expressions for the fields radiated by a current-carrying straight wire segment and a current-carrying loop.

## 11 The electromagnetic field radiated by a current-carrying straight wire segment

The straight wire segment will be taken to be oriented along the  $x_3$ -axis of our reference frame. To specify the dependence of the field on the distance from the source and its angular pattern, we introduce the spherical polar coordinates with  $r$  as the distance from the radiating wire segment,  $\theta$  as the angle between the direction of observation and the line along which the wire segment is oriented and  $\varphi$  as the azimuthal angle in the plane perpendicular to the orientation of the wire segment (Figure 13).

Let  $\boldsymbol{\xi}$  be the unit vector in the direction of observation, then we have

$$\mathbf{x} = |\mathbf{x}| \boldsymbol{\xi} = r \boldsymbol{\xi} \quad (11.1)$$

with

$$\xi_1 = \sin(\theta) \cos(\varphi), \quad (11.2)$$

$$\xi_2 = \sin(\theta) \sin(\varphi), \quad (11.3)$$

$$\xi_3 = \cos(\theta). \quad (11.4)$$

In Equations (11.1) - (11.4),  $0 \leq r < \infty, 0 \leq \theta \leq \pi, 0 \leq \varphi < 2\pi$ . Let  $\hat{I} = \hat{I}(s)$  be the electric current flowing in the wire segment, then Equation (10.28) leads to

$$\hat{A}_1 = 0, \quad \hat{A}_2 = 0, \quad \hat{A}_3 = \hat{I}L\hat{G}, \quad (11.5)$$

in which  $L$  is the length of the wire segment, while  $\hat{F}_{1,2,3} = 0$ . The resulting electric field has a radial component  $\hat{E}_r^J$  and a component  $\hat{E}_3^J$  along the orientation of the wire segment; the resulting magnetic field has only an azimuthal component  $\hat{H}_\varphi^J$  in the plane perpendicular to the orientation of the wire segment. Carrying out the differentiations we obtain

$$\hat{E}_r^J = \eta^{-1} \hat{I}L \cos(\theta) \left( \frac{3}{r^3} + \frac{3\gamma}{r^2} + \frac{\gamma^2}{r} \right) \exp(-\gamma r), \quad (11.6)$$

$$\hat{E}_3^J = -\eta^{-1} \hat{I}L \left( \frac{1}{r^3} + \frac{\gamma}{r^2} + \frac{\gamma^2}{r} \right) \exp(-\gamma r), \quad (11.7)$$

$$\hat{H}_\varphi^J = \hat{I}L \sin(\theta) \left( \frac{1}{r^2} + \frac{\gamma}{r} \right) \exp(-\gamma r). \quad (11.8)$$

For small values of  $r$  the *near-field* terms (i.e., the terms containing  $r^{-3}$ ) are predominant, for large values of  $r$  the *far-field* terms (i.e., the terms containing  $r^{-1}$ ) are predominant. Note that only the electric field has near-field terms, while both the electric and the magnetic field have far-field terms. In Figures 14 - 16 the pertaining directional patterns are shown. In view of the structure of Equations (11.6) - (11.8) the current-carrying short straight wire segment is also denoted as an *electric dipole*.

## 12 The electromagnetic field radiated by a current-carrying loop

The loop will be taken to lie in the  $x_1, x_2$ -plane, i.e., the  $x_3$ -axis is perpendicular to it. To specify the dependence of the field on the distance from the source and its angular pattern, we again introduce the spherical polar coordinates with  $r$  as the distance from the radiating loop,  $\theta$  as the angle between the direction of observation and the normal to the plane of the loop and  $\varphi$  as the azimuthal angle in the plane of the loop. (Figure 17). Then, Equations (11.1) - (11.4) apply.

Let  $\hat{I} = \hat{I}(s)$  be the electric current flowing in the loop, then Equation (10.46) leads after some manipulation to

$$\hat{F}_1 = 0, \quad \hat{F}_2 = 0, \quad \hat{F}_3 = \zeta \hat{I}(\text{AREA})\hat{G} \quad (12.1)$$

in which AREA is the area of the loop, while  $\hat{A}_{1,2,3} = 0$ . The resulting magnetic field has a radial component  $\hat{H}_r^K$  and a component  $\hat{H}_3^K$  along the normal to the loop; the resulting

electric field has only an azimuthal component  $\hat{E}_\varphi^K$  in the plane of the loop. Carrying out the differentiations we obtain

$$\hat{H}_r^K = \hat{I}(\text{AREA}) \cos(\theta) \left( \frac{3}{r^3} + \frac{3\gamma}{r^2} + \frac{\gamma^2}{r} \right) \exp(-\gamma r), \quad (12.2)$$

$$\hat{H}_3^K = -\hat{I}(\text{AREA}) \left( \frac{1}{r^3} + \frac{\gamma}{r^2} + \frac{\gamma^2}{r} \right) \exp(-\gamma r), \quad (12.3)$$

$$\hat{E}_\varphi^K = \hat{I}(\text{AREA}) \sin(\theta) \left( \frac{1}{r^2} + \frac{\gamma}{r} \right) \exp(-\gamma r). \quad (12.4)$$

For small values of  $r$  the *near-field* terms (i.e., the terms containing  $r^{-3}$ ) are predominant, for large values of  $r$  the *far-field* terms (i.e., the terms containing  $r^{-1}$ ) are predominant. Note that only the magnetic field has near-field terms, while both the electric and the magnetic field have far-field terms. In Figures 14 - 16 the pertaining directional patterns are shown. In view of the structure of Equations (12.2) - (12.4), the small current-carrying loop is also denoted as a *magnetic dipole*.

### 13 The shielding effectiveness of a spherical shield for a radiating electric dipole placed at its center (*s-domain analysis*)

In case the radiation level of an electromagnetic system is too high, shielding measures have to be taken. Now, one of the shielding problems that can be solved by rather elementary means is the determination of the shielding effectiveness of a spherical shield for either an electric dipole (short segment of current-carrying wire) or a magnetic dipole (small current-carrying loop) placed at its center. In the present section we analyze the case of an electric dipole; the case of a magnetic dipole is investigated in Section 14. A Cartesian reference frame is chosen, the origin of which coincides with the center of the spherical shield. The configuration is shown in Figure 18. As a consequence of the fact that the emitting electric dipole is placed at the center of the spherical shield and is oriented along the  $x_3$ -axis, its electromagnetic field in the absence of the shield is fully specified by an electric-current vector potential  $\hat{A}_1 = 0, \hat{A}_2 = 0, \hat{A}_3 = \hat{I}L\hat{G}$ , that depends on the spatial coordinates only via  $|\mathbf{x}|$ , i.e., the distance from the origin to the point of observation. The scalar wave function  $\hat{G}$  multiplying  $\hat{I}L$  is the point source solution to the modified Helmholtz equation and is bounded as  $|\mathbf{x}| \rightarrow \infty$  (cf. Equation (10.26)). Under these circumstances the total electromagnetic field in the presence of the shield can be constructed by superimposing on the already existing electric-current vector potential appropriate terms that are also oriented along the  $x_3$ -axis, also depend on the spatial coordinates only via  $|\mathbf{x}|$ , while the scalar wave functions multiplying  $\hat{I}L$  satisfy the sourcefree modified Helmholtz equation in the pertaining domain.

In the shielded configuration under consideration we distinguish the domain  $D_1 = \{\mathbf{x} \in \mathbb{R}^3; 0 \leq |\mathbf{x}| < r_1\}$  interior to the shield (where the emitting dipole is placed), the shielding domain  $D_2 = \{\mathbf{x} \in \mathbb{R}^3; r_1 < |\mathbf{x}| < r_2\}$ , and the domain  $D_3 = \{\mathbf{x} \in \mathbb{R}^3; r_2 < |\mathbf{x}| < \infty\}$  exterior to the shield. The scalar wave functions that occur in the terms that represent the electric vector potential in the domains  $D_1, D_2$  and  $D_3$  are denoted by  $\hat{U}_1, \hat{U}_2$  and  $\hat{U}_3$ , respectively. In  $D_1$ , the wave function that must be superimposed on the one of the transmitting dipole to account for the presence of the shield must be bounded at  $|\mathbf{x}| = 0$ . This is accomplished by taking

$$\begin{aligned} \hat{U}_1 &= \frac{\exp(-\gamma_1|\mathbf{x}|)}{4\pi|\mathbf{x}|} + 2R \exp(-\gamma_1 r_1) \frac{\sinh(\gamma_1|\mathbf{x}|)}{4\pi|\mathbf{x}|} \\ &= [1 - R \exp(-\gamma_1 r_1)] \frac{\exp(-\gamma_1|\mathbf{x}|)}{4\pi|\mathbf{x}|} + R \frac{\exp[-\gamma_1(r_1 - |\mathbf{x}|)]}{4\pi|\mathbf{x}|} \\ &\text{for } 0 \leq |\mathbf{x}| < r_1. \end{aligned} \tag{13.1}$$

In  $D_2$ , we take

$$\hat{U}_2 = \hat{U}_2^+ \frac{\exp[-\gamma_2(|\mathbf{x}| - r_1)]}{4\pi|\mathbf{x}|} + \hat{U}_2^- \frac{\exp[-\gamma_2(r_2 - |\mathbf{x}|)]}{4\pi|\mathbf{x}|} \quad \text{for } r_1 < |\mathbf{x}| < r_2. \tag{13.2}$$

In  $D_3$ , the wave function must remain bounded as  $|\mathbf{x}| \rightarrow \infty$ ; accordingly, we take

$$\hat{U}_3 = T \frac{\exp[-\gamma_3(|\mathbf{x}| - r_2)]}{4\pi|\mathbf{x}|} \quad \text{for } r_2 < |\mathbf{x}| < \infty. \tag{13.3}$$

The application of the requirement of the continuity of the tangential components of the electric and the magnetic field strengths across the interfaces  $|\mathbf{x}| = r_1$  and  $|\mathbf{x}| = r_2$  results into an inhomogeneous system of four linear, algebraic equations from which the four unknown coefficients  $R, \hat{U}_2^+, \hat{U}_2^-$  and  $T$  are to be solved. For each particular case this is done numerically.

To characterize the performance of the shield, the shielding effectiveness  $S$  is introduced. This quantity is defined as follows (JAY, F., Ed., IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronic Terms, New York, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 3rd ed., 1984):

**SHIELDING EFFECTIVENESS:** For a given external source, the ratio of electric or magnetic field strength at a point before and after the placement of the shield.

To apply this definition, we take  $\eta_3 = \eta_1, \zeta_3 = \zeta_1$ , and hence  $\gamma_3 = \gamma_1$ . Then, for any point  $\mathbf{x} \in D_3$  in the exterior of the shield we have

$$S = T^{-1}. \tag{13.4}$$

Figure 19 shows  $^{20} \log |S|$  as a function of normalized frequency for a sinusoidally in time, with angular frequency  $\omega$ , oscillating dipole (hence,  $s = j\omega$ ), for a copper shield placed in air (vacuum). The dips in shielding effectiveness occur at frequencies that correspond to a resonant frequency of the innermost spherical domain.

## 14 The shielding effectiveness of a spherical shield for a radiating magnetic dipole placed at its center (s-domain analysis)

In this section we investigate the shielding properties of a spherical shield for a magnetic dipole (small current-carrying loop) placed at its center. The configuration is shown in Figure 20. The analysis runs parallel to the one for the electric dipole considered in Section 13. Therefore, we confine ourselves to presenting the major steps.

With the origin of the Cartesian reference frame at the center of the shield, the electromagnetic field of the magnetic dipole in the absence of the shield is fully specified by a magnetic-current vector potential that is oriented along the  $x_3$ -axis, depends on the spatial coordinates only via  $|\mathbf{x}|$ , i.e., the distance from the origin to the point of observation. The magnetic vector potential is given by  $\hat{F}_3 = \zeta \hat{I}(AREA)\hat{G}$  (cf. Equation (12.1)). As in Section 13, the total electromagnetic field in the presence of the shield can be constructed by superimposing on the already existing magnetic-current vector potential appropriate terms that are also oriented along the  $x_3$ -axis, also depend on the spatial coordinates only via  $|\mathbf{x}|$ , while the scalar wave functions multiplying  $\zeta \hat{I}(AREA)$  satisfy the sourcefree modified Helmholtz equation in the pertaining domain.

In the shielded configuration under consideration we distinguish the domain  $D_1 = \{\mathbf{x} \in \mathbb{R}^3; 0 \leq |\mathbf{x}| < r_1\}$  interior to the shield (where the emitting dipole is placed), the shielding domain  $D_2 = \{\mathbf{x} \in \mathbb{R}^3; r_1 < |\mathbf{x}| < r_2\}$ , and the domain  $D_3 = \{\mathbf{x} \in \mathbb{R}^3; r_2 < |\mathbf{x}| < \infty\}$  exterior to the shield. The scalar wave functions that occur in the terms that represent the electric vector potential in the domains  $D_1, D_2$  and  $D_3$  are denoted by  $\hat{V}_1, \hat{V}_2$  and  $\hat{V}_3$ , respectively. In  $D_1$ , the wave function that must be superimposed on the one of the transmitting dipole to account for the presence of the shield must be bounded at  $|\mathbf{x}| = 0$ . This is accomplished by taking

$$\begin{aligned} \hat{V}_1 &= \frac{\exp(-\gamma_1|\mathbf{x}|)}{4\pi|\mathbf{x}|} + 2R \exp(-\gamma_1 r_1) \frac{\sinh(\gamma_1|\mathbf{x}|)}{4\pi|\mathbf{x}|} \\ &= [1 - R \exp(-\gamma_1 r_1)] \frac{\exp -\gamma_1|\mathbf{x}|}{4\pi|\mathbf{x}|} + R \frac{\exp[-\gamma_1(r_1 - |\mathbf{x}|)]}{4\pi|\mathbf{x}|} \\ &\quad \text{for } 0 \leq |\mathbf{x}| < r_1. \end{aligned} \tag{14.1}$$

In  $D_2$ , we take

$$\hat{V}_2 = \hat{V}_2^+ \frac{\exp[-\gamma_2(|\mathbf{x}| - r_1)]}{4\pi|\mathbf{x}|} + \hat{V}_2^- \frac{\exp[-\gamma_2(r_2 - |\mathbf{x}|)]}{4\pi|\mathbf{x}|} \quad \text{for } r_1 < |\mathbf{x}| < r_2. \tag{14.2}$$

In  $D_3$ , the wave function must remain bounded as  $|\mathbf{x}| \rightarrow \infty$ ; accordingly, we take

$$\hat{V}_3 = T \frac{\exp[-\gamma_3(|\mathbf{x}| - r_2)]}{4\pi|\mathbf{x}|} \quad \text{for } r_2 < |\mathbf{x}| < \infty. \tag{14.3}$$

The application of the requirement of the continuity of the tangential components of the electric and the magnetic field strengths across the interface  $|\mathbf{x}| = r_1$  and  $|\mathbf{x}| = r_2$  results into an inhomogeneous system of four linear, algebraic equations from which the four unknown coefficients  $R$ ,  $\hat{V}_2^+$ ,  $\hat{V}_2^-$  and  $T$  are to be solved. For each particular case this is done numerically.

Again, we take  $\eta_3 = \eta_1$ ,  $\zeta_3 = \zeta_1$ , and hence  $\gamma_3 = \gamma_1$ . Then, for any point  $\mathbf{x} \in D_3$  in the exterior of the shield we have

$$S = T^{-1}. \quad (14.4)$$

Figure 21 shows  $^{20} \log |S|$  as a function of normalized frequency for a sinusoidally in time, with angular frequency  $\omega$ , oscillating dipole (hence,  $s = j\omega$ ), for a copper shield placed in air (vacuum). The dips in shielding effectiveness occur at frequencies that correspond to a resonant frequency of the innermost spherical domain.

Note that the resonant frequencies for magnetic-dipole excitation differ from the ones for electric-dipole excitation. Also, the low frequency behaviors are significantly different for the two cases.

## 15 Conclusion

Within the setting of the general framework of the basic equations of electromagnetic theory and the theory of low-frequency multiconductor transmission lines, some simple configurations have been analyzed as to their electromagnetic interference and shielding properties. More advanced applications can be found in: DE HOOP, A.T., *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves*, Lecture Notes Course L12, Laboratory of Electromagnetic Research, Faculty of Electrical Engineering, Delft University of Technology, 1991.

The leading international journal on the subject is: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*.

The Delft University of Technology's Laboratory of Electromagnetic Research has a Research Program on the Fundamental and Computational Aspects of ElectroMagnetic Compatibility.

## 16 Acknowledgement

Thanks are due to Mrs. Janine van den Nouweland of the Secretarial Staff of the Laboratory of Electromagnetic Research, Faculty of Electrical Engineering, for her expertly preparing the present document and to Mr. W.J.P. van Nimwegen of the Drafting Office, Faculty of Electrical Engineering, for the preparation of the figures.

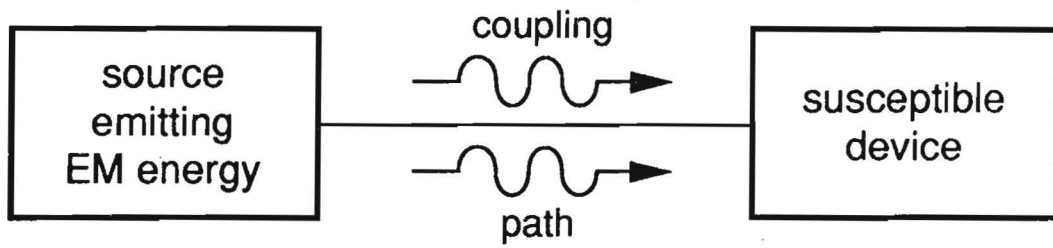


Figure 1: Basic ingredients in an ElectroMagnetic Interference problem.



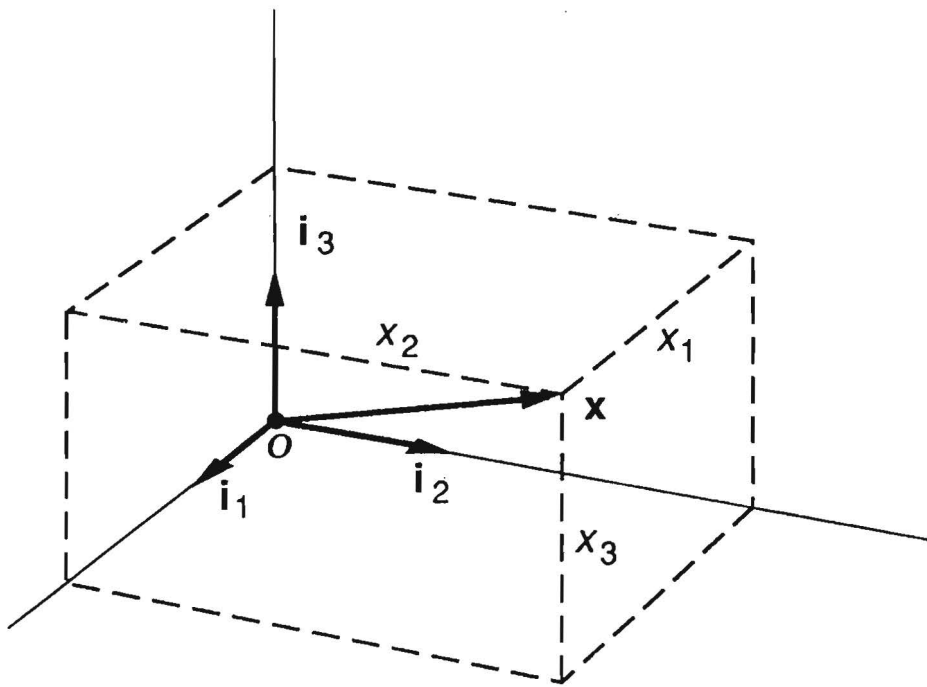
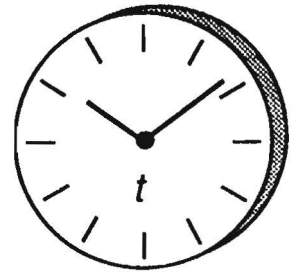


Figure 2: Orthogonal Cartesian reference frame with the origin  $\mathcal{O}$  and the three mutually perpendicular base vectors  $\{\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \mathbf{i}_3\}$ , the position vector  $\mathbf{x}$  and the Cartesian coordinates  $\{x_1, x_2, x_3\}$  of a point of observation, and the time coordinate  $t$ .

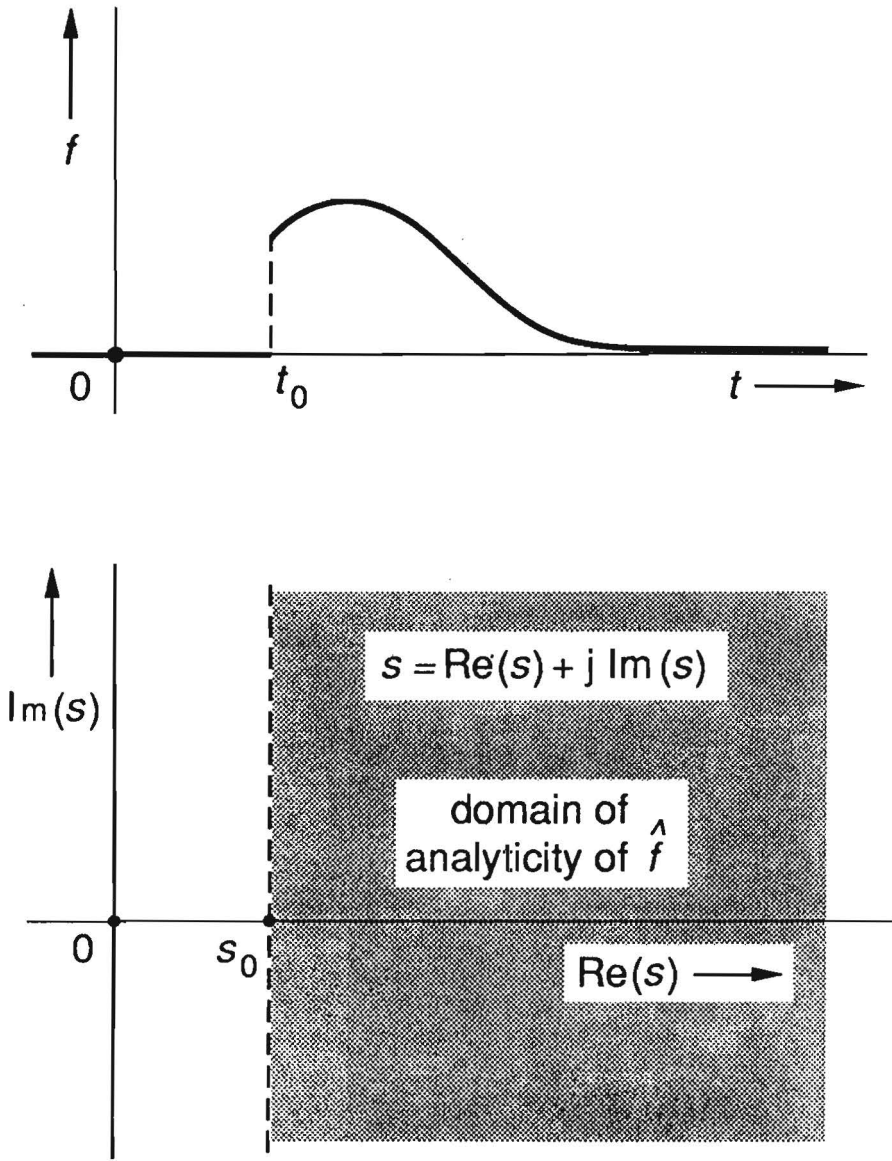


Figure 3: (a) Transient field quantity and (b) its time Laplace transform, analytic in  $\text{Re}(s) > s_0$ .

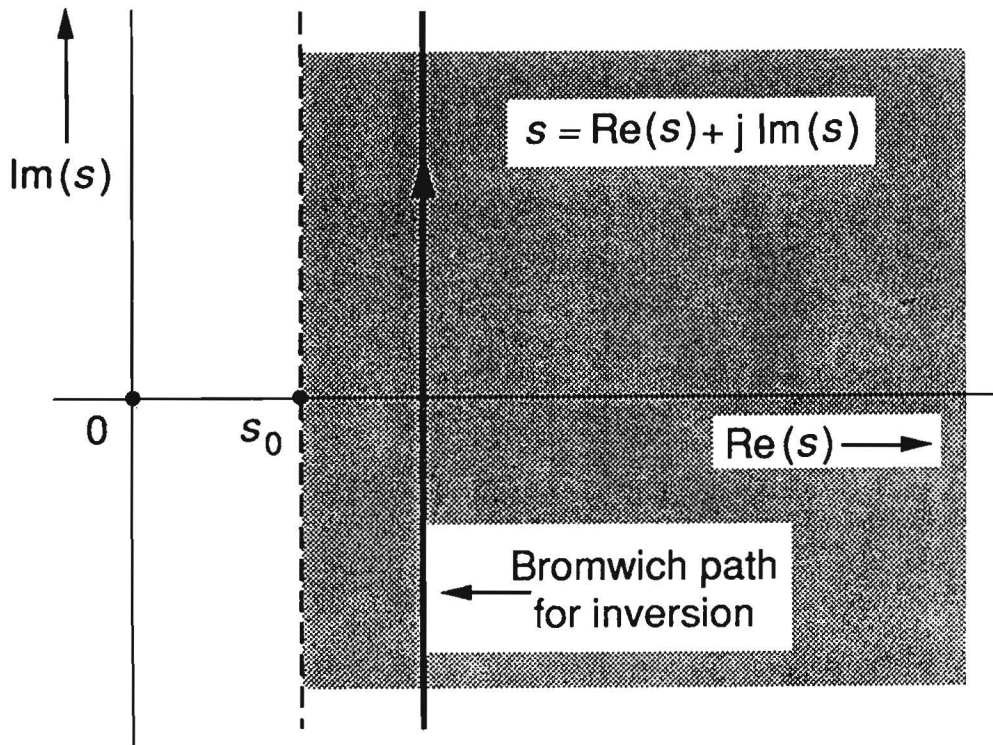


Figure 4: Bromwich path for inversion of a time Laplace transform.

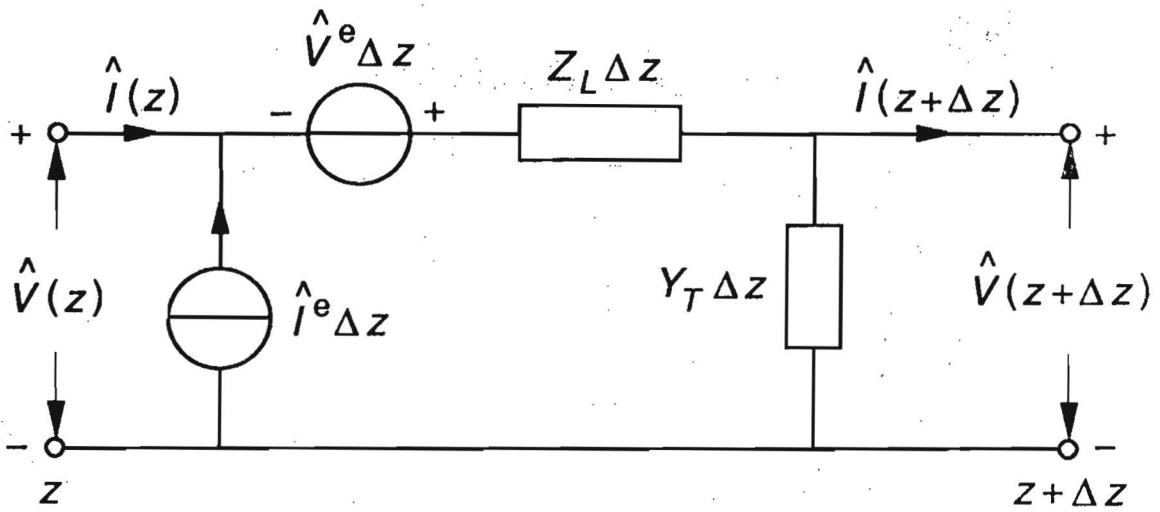


Figure 5: Section of length  $\Delta z$  of a one-dimensional transmission line.

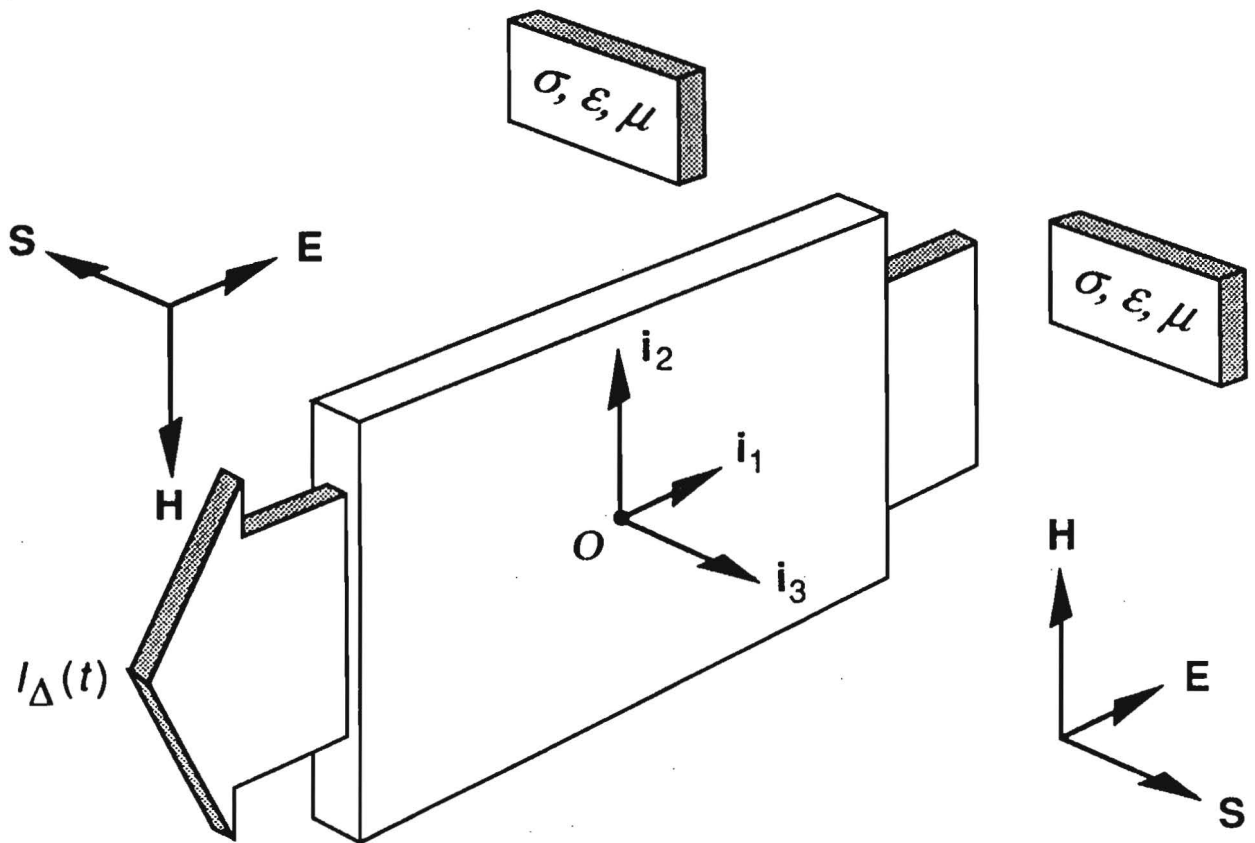


Figure 6: Electric-current sheet with impressed current as an emitter of one-dimensional electromagnetic waves.

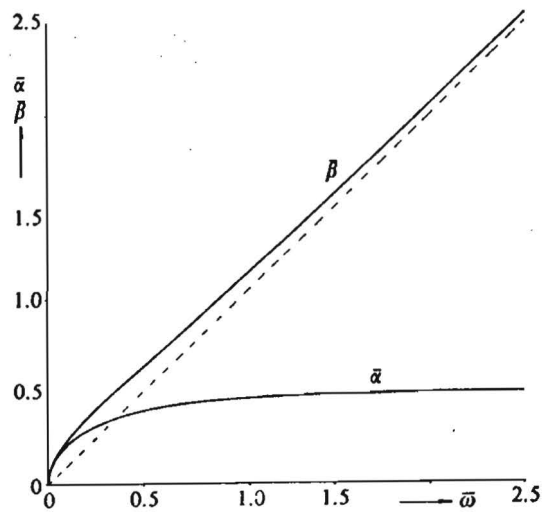


Figure 7: Normalized attenuation coefficient  $\bar{\alpha}$  and normalized phase coefficient  $\bar{\beta}$  as a function of normalized frequency  $\bar{\omega}$ .

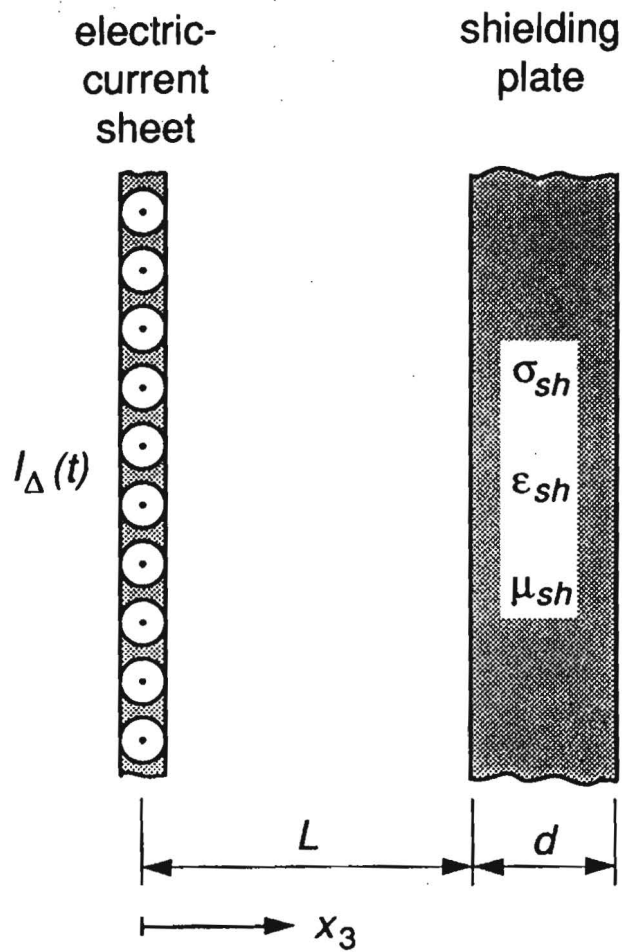


Figure 8: Electric-current sheet emitter with one-sided shield.

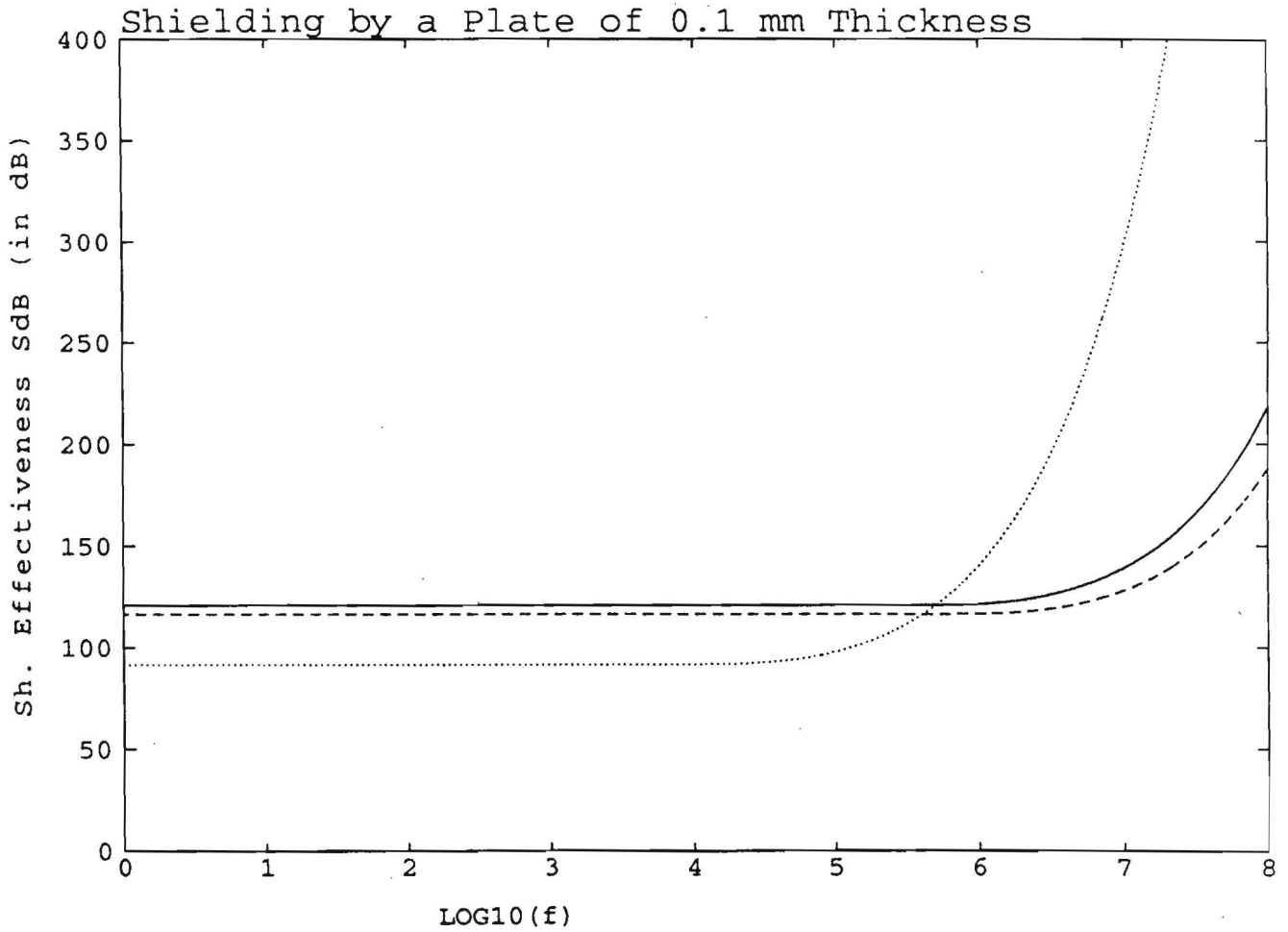


Figure 9: Shielding effectiveness of an electrically conducting plate as a function of frequency; ..... steel ( $\sigma = 2.0 * 10^6\text{S/m}$ ,  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 1000$ ), \_\_\_\_ copper ( $\sigma = 5.7 * 10^7\text{S/m}$ ,  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 1$ ), - - - - - aluminum ( $\sigma = 3.5 * 10^7\text{S/m}$ ,  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 1$ ).



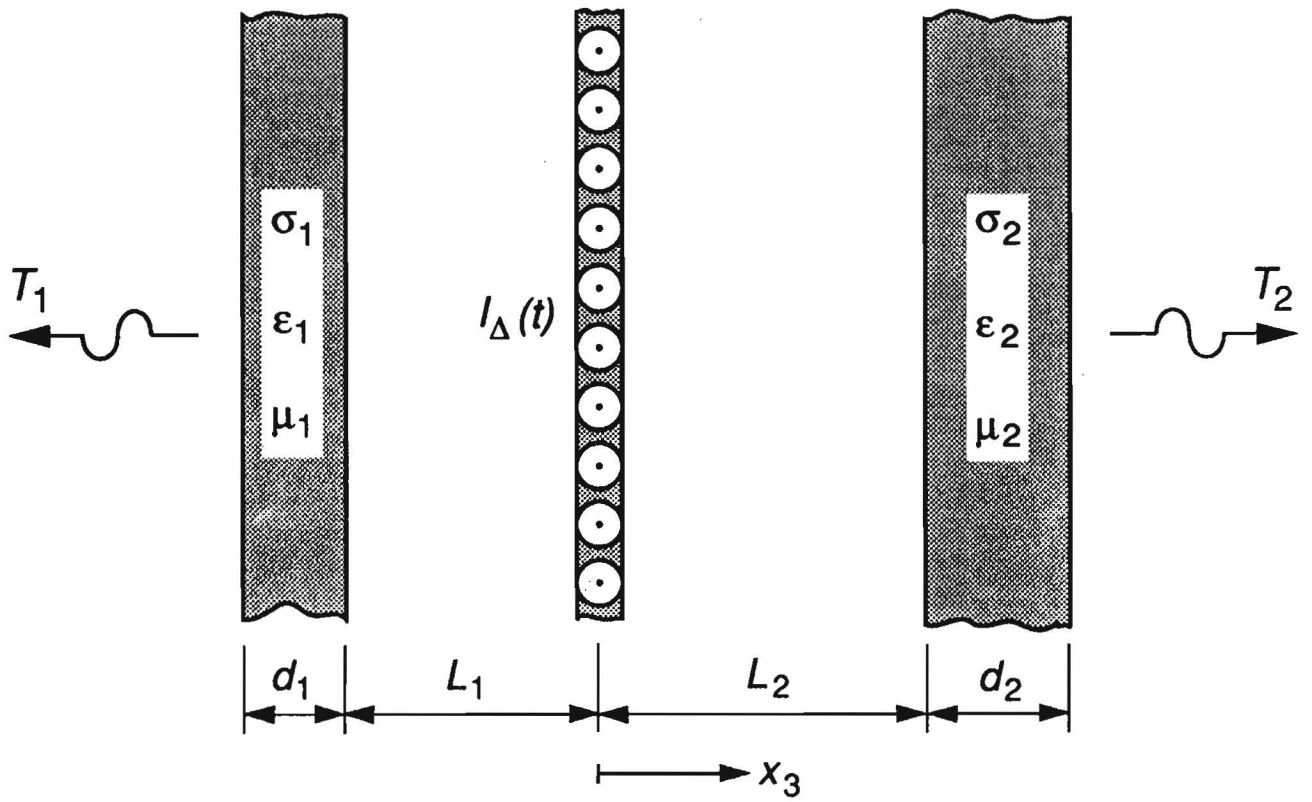


Figure 10: Electric-current sheet emitter in shielding parallel-plate box.

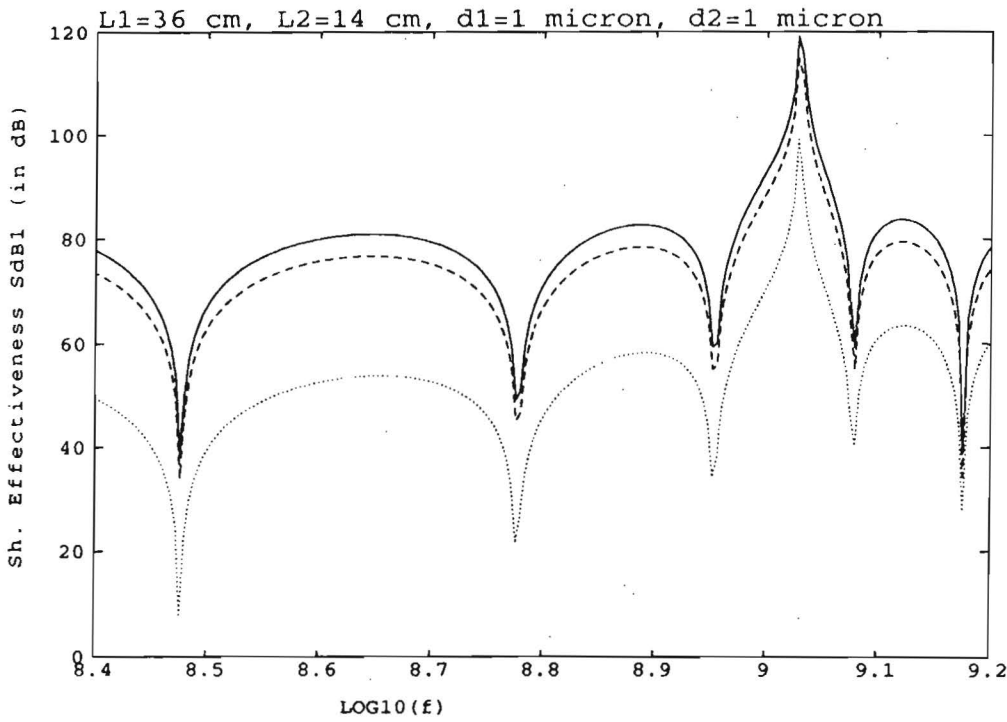
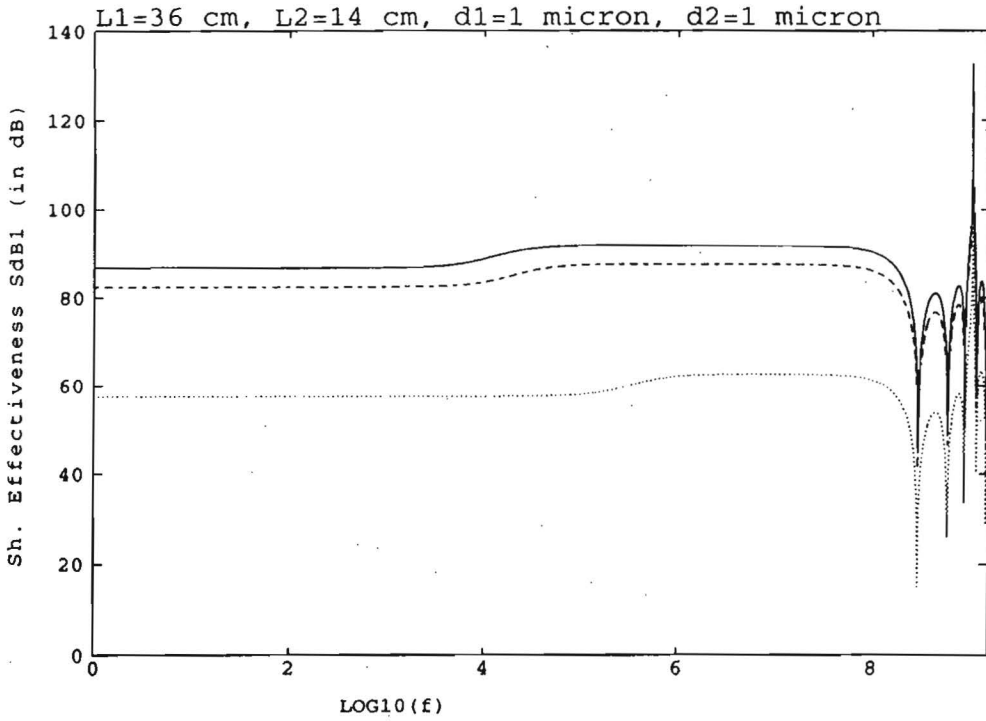


Figure 11: Shielding effectiveness  $S_{dB1}$  of the left plate of a parallel-plate box with an asymmetrically placed electric-current sheet emitter in its interior as a function of frequency: ..... steel ( $\sigma = 2.0 \cdot 10^6 \text{S/m}$ ,  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 1000$ ), \_\_\_\_ copper ( $\sigma = 5.7 \cdot 10^7 \text{S/m}$ ,  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 1$ ), - - - - - aluminum ( $\sigma = 3.5 \cdot 10^7 \text{S/m}$ ,  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 1$ ).

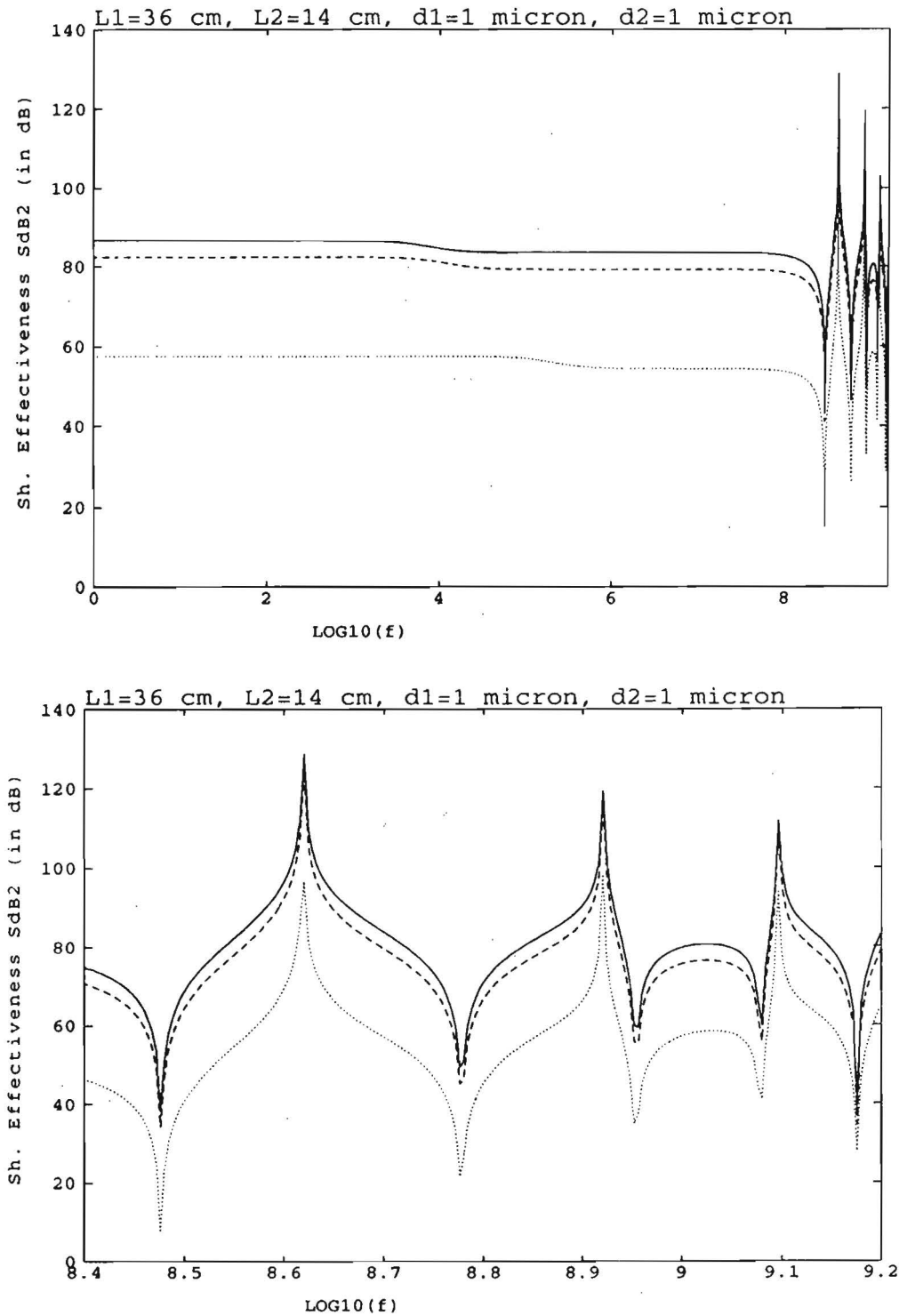


Figure 12: Shielding effectiveness  $S_{dB2}$  of the right plate of a parallel-plate box with an asymmetrically placed electric-current sheet emitter in its interior as a function of frequency:..... steel ( $\sigma = 2.0 \cdot 10^6 \text{S/m}$ ,  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 1000$ ), \_\_\_ copper ( $\sigma = 5.7 \cdot 10^7 \text{S/m}$ ,  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 1$ ), - - - - - aluminum ( $\sigma = 3.5 \cdot 10^7 \text{S/m}$ ,  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 1$ ).

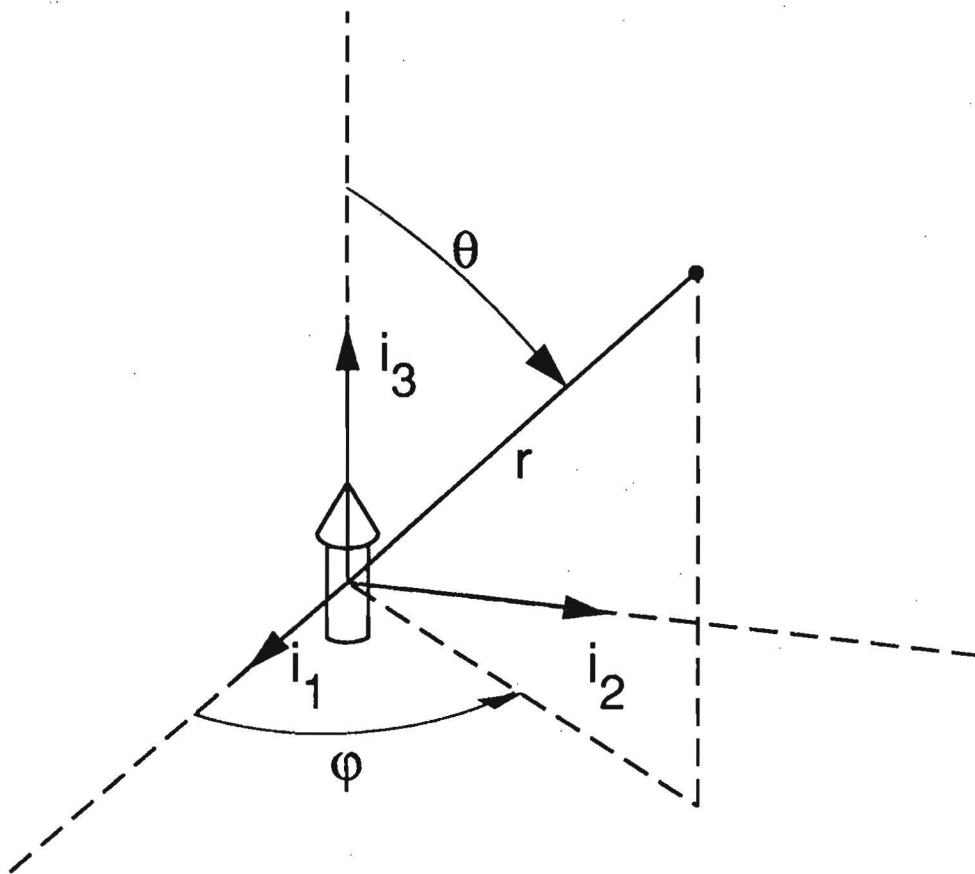


Figure 13: Current-carrying wire segment and associated spherical coordinate system.

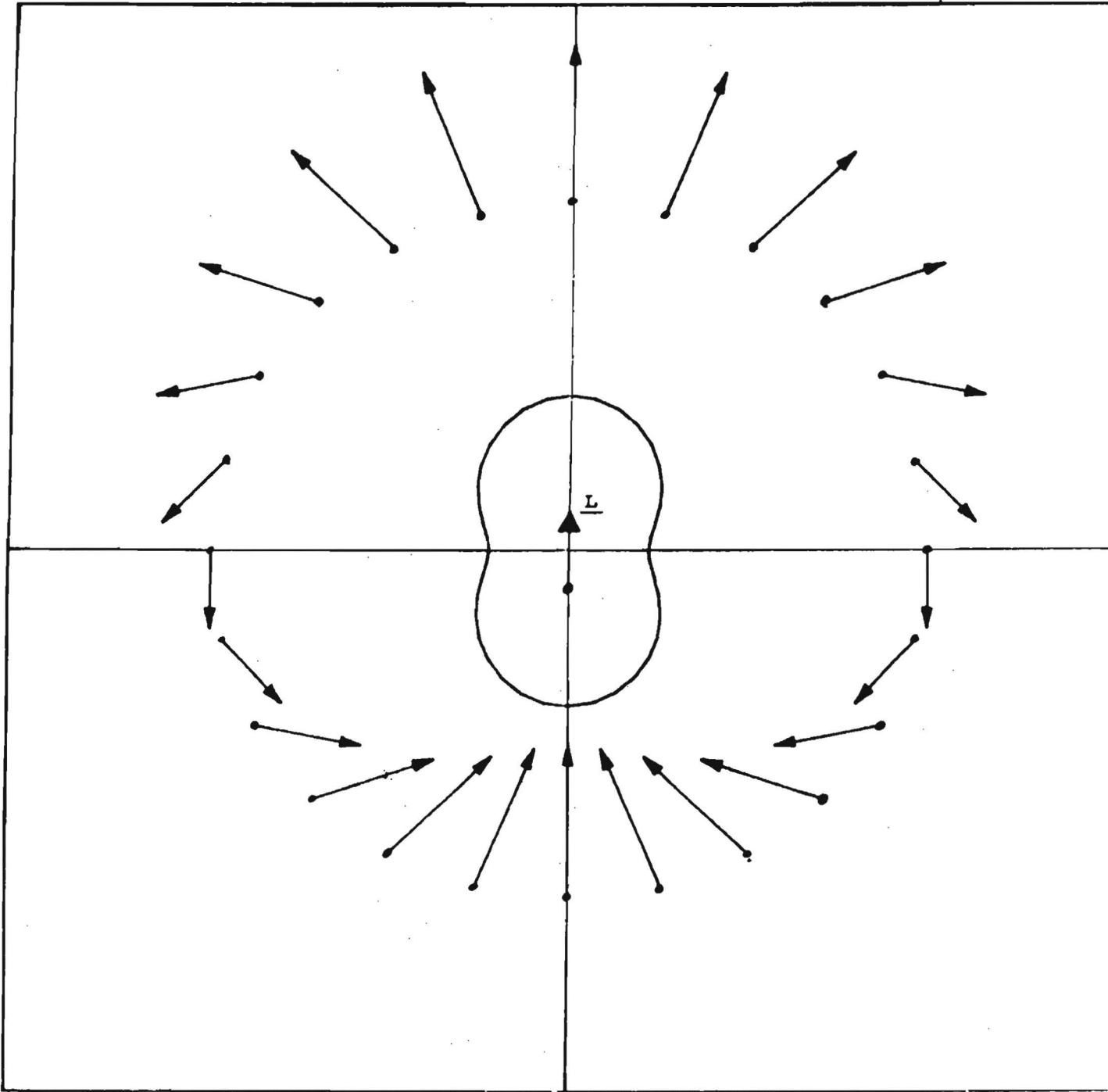


Figure 14: Near-field and induction-field polar radiation characteristic  $[3 \cos(\theta)\xi - i_3]L$ .

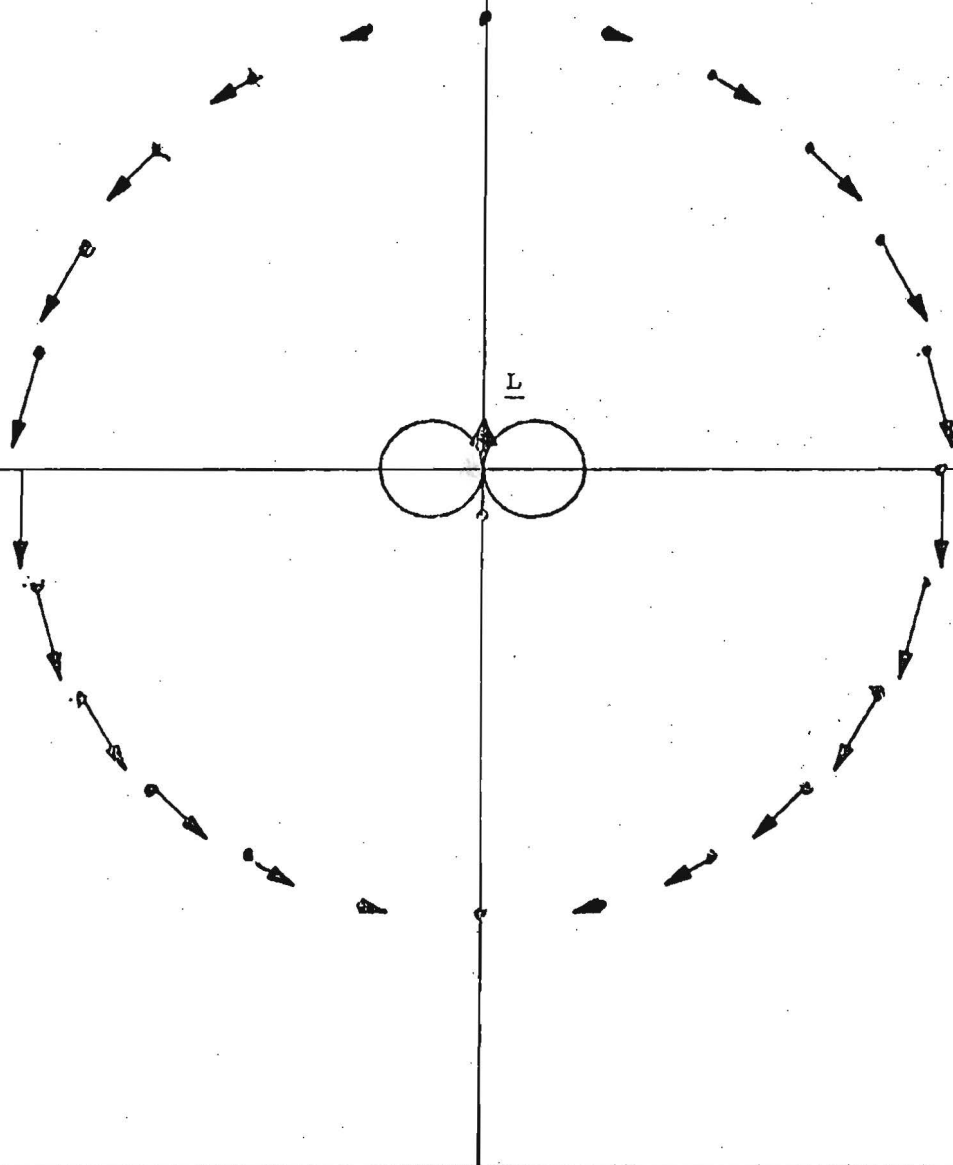


Figure 15: Far-field polar radiation characteristic  $[\cos(\theta)\xi - i_3]L$ .

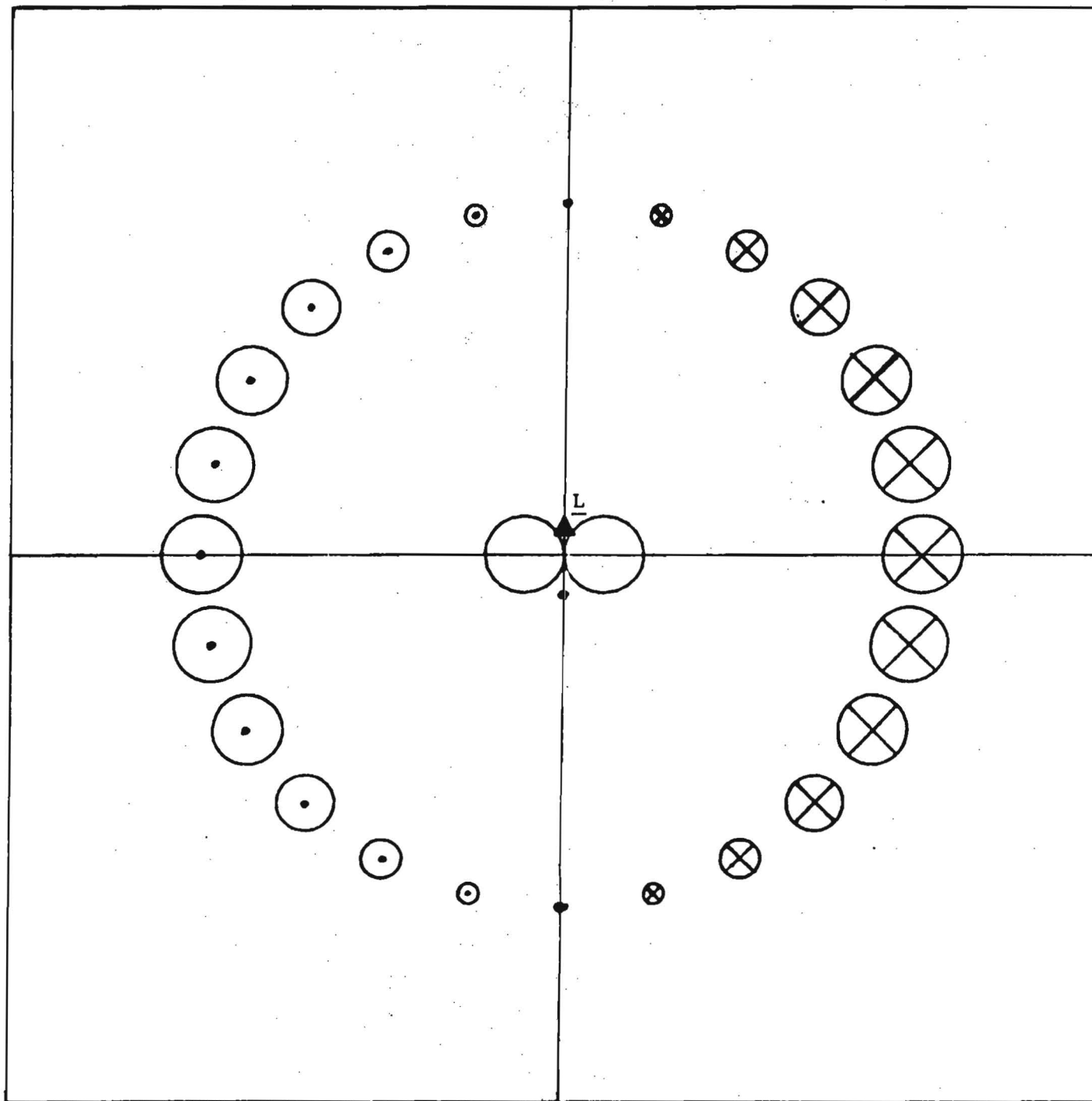


Figure 16: Induction-field and far-field axial radiation characteristic  $L \sin(\theta)$ .

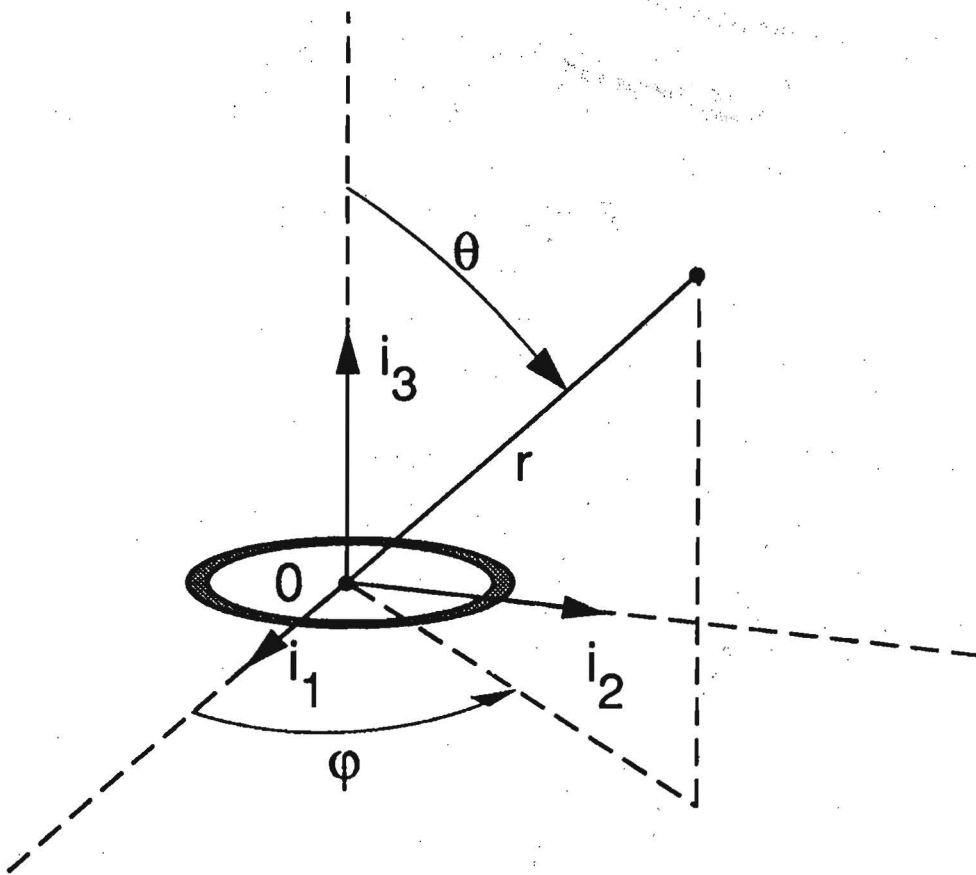


Figure 17: Current-carrying loop and associated spherical coordinate system.



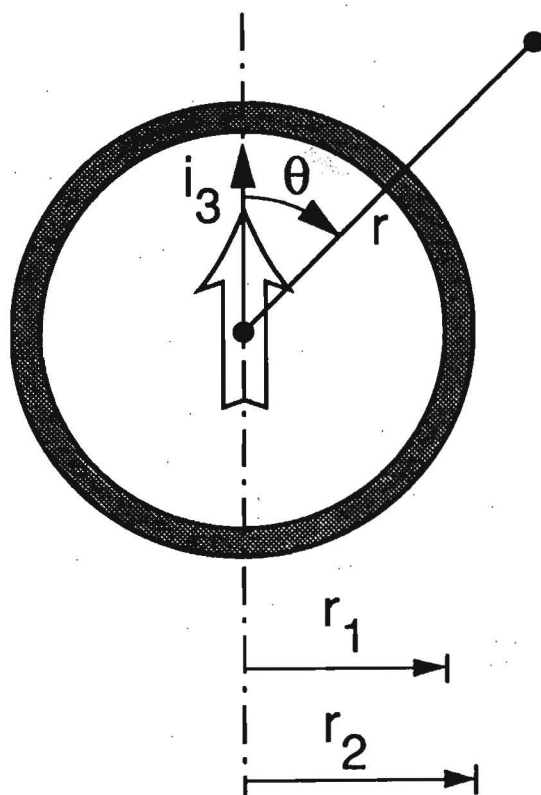


Figure 18: Current-carrying wire segment in a spherical shielding enclosure: domain  $D_1$   $0 \leq r < r_1$ , domain  $D_2$   $r_1 < r < r_2$ , and domain  $D_3$   $r_2 < r < \infty$ .

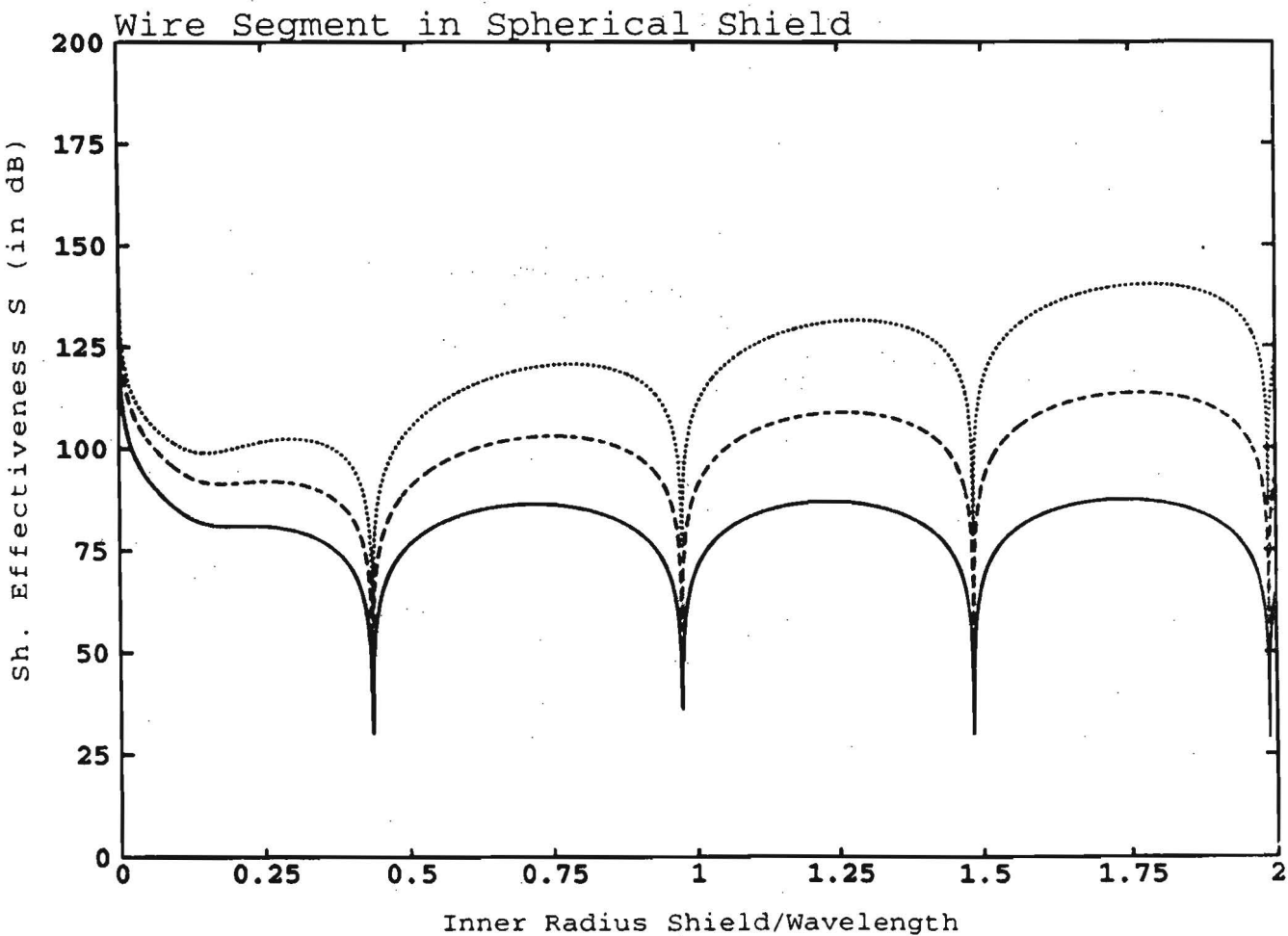


Figure 19: Shielding effectiveness  $S$  of a spherical copper shield ( $\sigma = 5.7 \cdot 10^7 \text{S/m}$ ,  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 1$ ,) with a current-carrying wire segment at its center as a function of frequency. Inner radius shield  $5 \cdot 10^{-2} \text{m}$ , thickness shield: \_\_\_\_\_  $1\ \mu\text{m}$ , - - - - -  $3\ \mu\text{m}$ , .....  $5\ \mu\text{m}$ .

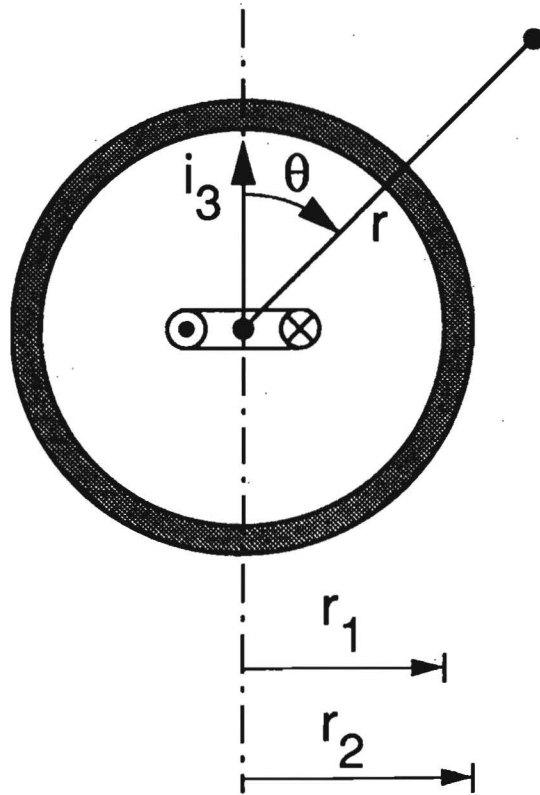


Figure 20: Current-carrying loop in a spherical shielding enclosure: domain  $D_1$   $0 \leq r < r_1$ , domain  $D_2$   $r_1 < r < r_2$ , and domain  $D_3$   $r_2 < r < \infty$ .

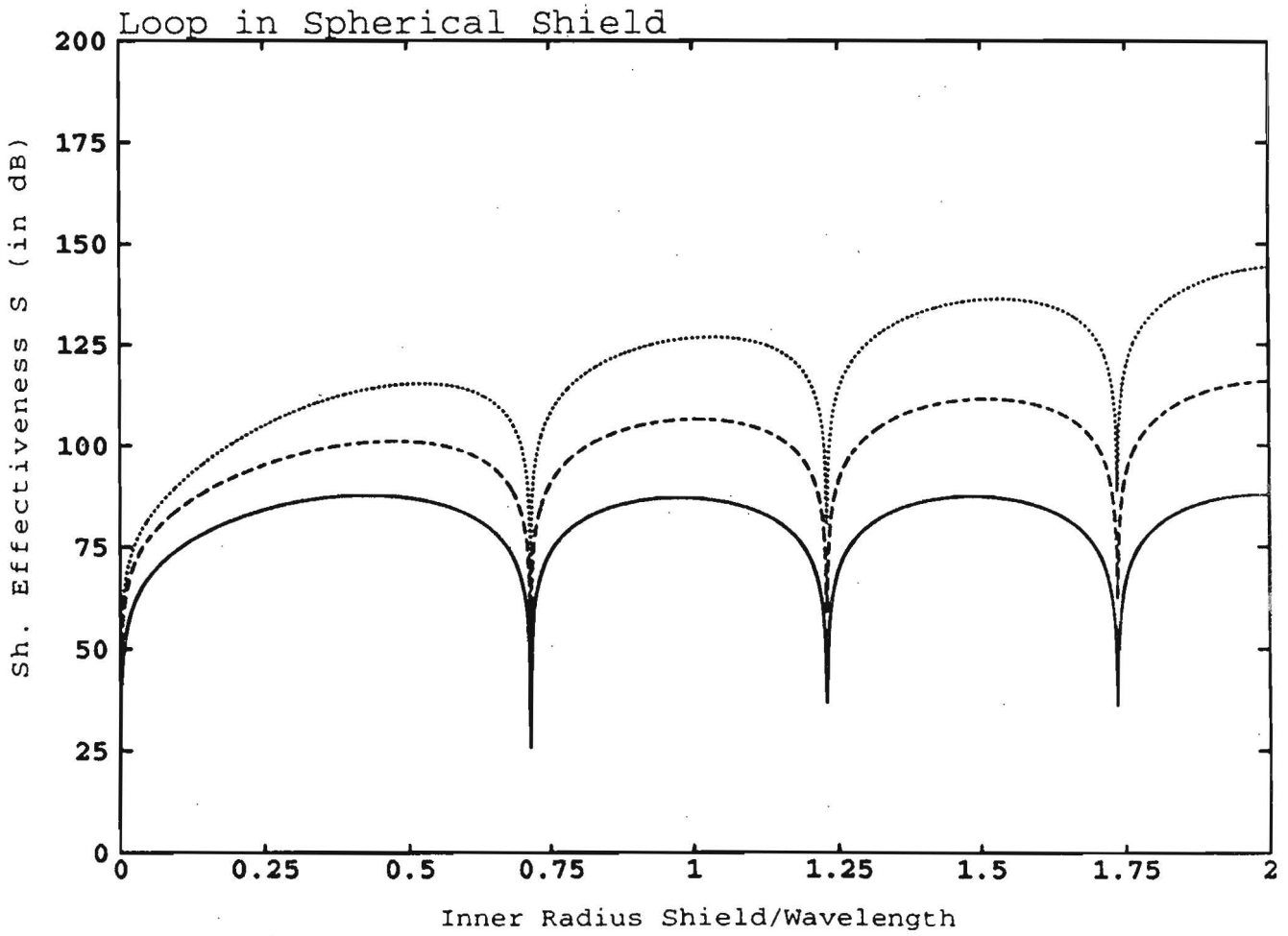


Figure 21: Shielding effectiveness  $S$  of a spherical copper shield ( $\sigma = 5.7 * 10^7 \text{S/m}$ ,  $\epsilon_r = 1$ ,  $\mu_r = 1$ ,) with a current-carrying loop at its center as a function of frequency. Inner radius shield  $5 * 10^{-2} \text{m}$ , thickness shield: \_\_\_\_\_  $1 \mu\text{m}$ , - - - - -  $3 \mu\text{m}$ , .....  $5 \mu\text{m}$ .

### 3 EMI-eigenschappen van passieve componenten

Docent: Dr. J.J. Goedbloed, Natuurkundig Laboratorium Philips.

#### 1. Inleiding

Electromagnetische interferentie (EMI) problemen kunnen ontstaan doordat allerlei componenten in een circuit "zich anders gedragen dan men gewend was of verwacht had". Om dezelfde reden lukt het niet altijd EMI-problemen met die componenten op te lossen.

In dit hoofdstuk beschouwen we achtereenvolgens de passieve componenten: Geleiders (§2), Condensatoren (§3), spoelen (§4) en transformatoren (§5). De meeste aandacht zal uitgaan naar de component waarmee de meeste fouten gemaakt worden nl. de geleider. Op transformatoren wordt slechts zeer kort ingegaan omdat deze in het hoofdstuk over galvanische scheiding uitgebreider behandeld worden.

Het "zich anders gedragen" kan men het "parasitaire gedrag" van de componenten noemen. In het algemeen betreft het dan het gedrag van een component buiten het frequentiegebied waarvoor deze is ontworpen (bewust of onbewust). Kortom het gaat om dié eigenschappen van een component die men nooit in een schakelingsschema tekent.

#### 2. Geleiders

Bij geleiders kan men onderscheid maken tussen de 'inwendige' en de 'uitwendige' impedantie van die geleider. De inwendige impedantie, § 2.1., hangt samen met de verliezen en met de magnetische en elektrische velden binnen de geleider. De uitwendige impedantie § 2.2. hangt samen met de magnetische en elektrische velden buiten de geleider, als gevolg van stromen door die geleider en ladingen op die geleider. In de meeste EMI-problemen overheerst de uitwendige impedantie. De beschouwing over de inwendige impedantie geeft onder meer aan waarom dikke geleiders zelden noodzakelijk zijn, doch dat hun oppervlak belangrijk is bij EMI-problematieken.

### 2.1. De inwendige impedantie

De gelijkstroomweerstand  $R_{DC}$  van een geleider volgt uit de bekende formule

$$R_{DC} = \frac{\ell}{\sigma A} \quad (\Omega) \quad (1)$$

waarin  $\ell$  de lengte van de geleider is,  $\sigma$  de geleidbaarheid en  $A$  het oppervlak van de dwarsdoorsnede.

In geval van wisselstroom bepaalt het skin-effect [1] de stroomverdeling in de dwarsdoorsnede. Bij toenemende frequentie wordt de stroom steeds meer naar het oppervlak van de geleider gedreven. De effectieve doorsnede neemt af, dus de verliesweerstand  $R_{AC}$  neemt toe. Een karakteristieke grootte is daarbij de skindiepte  $\delta$ , [1]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (m) \quad (2)$$

waarbij  $\omega$  de hoekfrequentie van de stroom is en  $\mu = \mu_r \mu_0$  de permeabiliteit van het materiaal. Voor een ronde, rechte geleider met dikte  $d$  geldt in eerste orde benadering als  $\delta < d$ , [2-5]:

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} \approx \frac{d}{4\delta} \quad (3)$$

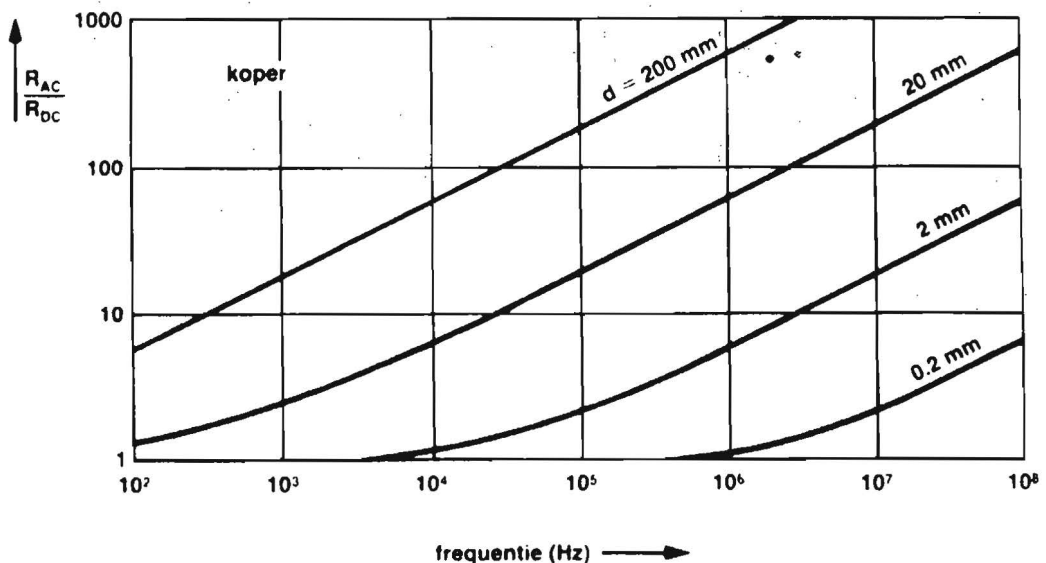


Fig. 1

Het Ohmse deel van de (inwendige) impedantie is dus frequentieafhankelijk. Voorbeelden voor  $R_{AC}/R_{DC}$  [2] zijn gegeven in Fig. 1. Belangrijkste conclusie daarbij is: het skin-effect is bij dikke geleiders eerder merkbaar dan bij dunne. Doordat het skin-effect de stroom naar het oppervlak duwt kan een lage  $R_{AC}$  alleen maar bereikt worden door veel oppervlak aan te bieden. Het heeft dus weinig zin een (zeer) dikke geleider als referentie-geleider (aardleiding) te kiezen als hoge frequenties in het EMI-probleem een rol spelen. Een dunne folie werkt dan zeker zo goed. Een folie (strip) is ook interessant voor het bereiken van een lage uitwendige impedantie, zie § 2.2. en Fig. 2 aldaar.

Het reactieve deel van de inwendige impedantie,  $X_{AC}$ , als gevolg van de velden binnen de geleider neemt als gevolg van het skin-effect af met de frequentie. In de meeste gevallen is deze term verwaarloosbaar [2,3], zeker in vergelijking tot het reactieve deel van de uitwendige impedantie.

Nog een voorbeeld om wat gevoel voor getallen te krijgen: Stellen we  $Z_{AC} = R_{AC} + jX_{AC}$ , dan geldt in eerste benadering voor een strip met lengte  $l$ , breedte  $b$  en dikte  $d$ ,  $d \ll b, l$ , terwijl  $\delta \ll d$ , [5]:

$$Z_{AC} = (1+j) \frac{l}{2b\delta\sigma} \quad (4)$$

Met  $l = 1$  m,  $b = 0.05$  m,  $d = 0.001$  m,  $f = 100$  MHz en  $\sigma = 3.55 \cdot 10^7$  mho/m (aluminium), volgt:

$$\begin{aligned} |R_{AC}| &= |X_{AC}| \approx 33 \text{ m}\Omega \\ R_{AC}/R_{DC} &\approx 20, \text{ en als} \\ X_{AC} &= \omega L_{AC} \text{ dan is } L_{AC} \approx 53 \text{ pH} \end{aligned}$$

## 2.2. De uitwendige impedantie

De uitwendige geleiderimpedantie bestaat uit een inductief deel,  $L$ , samenhangend met de magnetische velden buiten de geleider en veroorzaakt door de stroom door de geleider, en uit een capacitief deel,  $C$ , samenhangend met de elektrische velden als gevolg van de ladingen op de geleider.  $L$  en  $C$  zijn daarbij afhankelijk van:

- a) de vorm van de geleider
- b) de vorm van de stroomvoerende lus
- c) de oplossing van de stroomvoerende lus

We beschouwen eerst de zelfinductie  $L$ . Voor een ronde rechte geleider met lengte  $l$  en dikte  $d$ , op een afstand  $\gg d$  ten opzichte van de geleider die de stroomkring sluit, is af te leiden [1] dat:

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left\{ \ln\left(\frac{4l}{d}\right) - 1 \right\} \quad (\text{H}) \quad (5)$$

als tevens  $\delta \ll d$ . Voor een stripvormige geleider met lengte  $l$ , breedte  $b$  en dikte  $d$ ,  $l > (b, d)$ ,  $\delta \ll d$  en weer op grote afstand t.o.v. de retourgeleider, geldt [4]:

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left\{ \ln\left(\frac{2l}{b+t}\right) + \frac{1}{2} + 0,22 \frac{b+t}{l} \right\} \quad (\text{H}) \quad (6)$$

Vgl. (5) en (6) vormen slechts 2 voorbeelden voor  $L$ . Voor tal van configuraties is  $L$  uit te rekenen, zie onder meer [6].

Passen we vgl. (5) toe op een koperen draad met dikte  $d = 3$  mm en lengte  $l = 1$  m, dan volgt  $L = 1.2 \mu\text{H}$ . Passen we vgl. (6) toe op de strip uit het voorbeeld in § 2.1, dan volgt voor de 1 m lange strip  $L = 0.84 \mu\text{H}$ . De uitwendige zelfinductie  $L$  van de strip is dus veel groter dan de inwendige zelfinductie  $L_{AC}$ . Verder is na te gaan dat al bij relatief lage frequenties steeds  $\omega L \gg R_{AC}$ , zodat al snel de uitwendige zelfinductie de totale impedantie van de geleider bepaald (even afgezien van de invloed van  $C$ , zie hier onder).

Voeren we in de verschillende formules voor  $L$  realistische waarden in voor de geleiderafmetingen, dan komen we al snel tot de zeer bruikbare vuistregel dat

$$L = 1 \mu\text{H}/\text{m} = 1 \text{ nH}/\text{mm} \quad (7)$$

Wil men EMC-technisch goed ontwerpen en construeren, dan dient men elke geleider in eerste instantie te zien als een zelfin-



ductie met de volgens vgl. (7) gegeven waarde. De mededeling van een Technische Dienst dat de weerstand van de veiligheidsaarde  $< 1\Omega$  is, is alleen voor de veiligheid interessant. In vrijwel alle EMI-problemen bepaalt  $\omega L$  of de aardleiding laag-impedant is of niet (Bij 100 MHz, een frequentie uit de FM-band, is  $L \approx 628 \Omega/m!$ ).

In § 2.1 is reeds opgemerkt dat een stripvormige geleider met veel oppervlak mee stal bruikbaar is dan een dikke geleider. Voor de zelfinductie  $L$  is dit geïllustreerd in Fig. 2. Daar is  $L$  voor 1 m strip met een dikte van 1 mm en een breedte  $b$  variërend van 1 tot 1000 mm gegeven en is  $L$  gegeven voor 1 m ronde draad met diameter  $d$ , waarbij  $d$  zo gekozen is

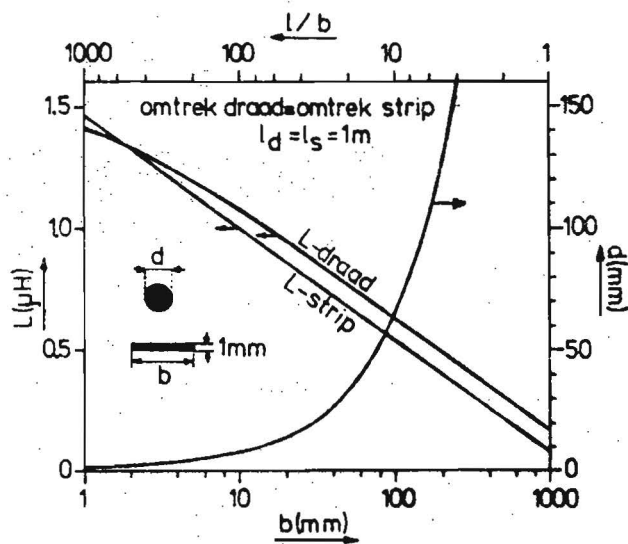


Fig. 2

dat strip en draad dezelfde omtrek hebben. We concluderen dat de beide zelfinducties slechts weinig van elkaar verschillen, doch dat de diameter  $d$  van de draad, eveneens in Fig. 2 gegeven, al snel tot onhandelbare waardes groeit terwijl de strip hanteerbaar blijft. In militaire voorschriften wordt vaak een strip als referentiegeleider voorgeschreven, waarbij  $l/b \leq 5$  moet zijn. Men kan zelf nagaan dat de dikte van de strip een ondergeschikte rol speelt. Merk voorts op dat "een grote plaat" een zeer lage  $L$  heeft. Dit is van belang bij allerlei EMC test-opstellingen, die elders in de cursus behandeld worden.

Een vuistregel, die uit het voorgaande volgt is: "Een laag-impedante geleider is een geleider met veel oppervlak".

Vervolgens de capaciteit  $C$  van een geleider naar zijn omgeving. We geven hier direct wat resultaten, de formules zijn in de Referenties terug te vinden, bij voorbeeld in [3], [6] en [8]. Curve 1 in Fig. 3 geeft de capaciteit tussen twee rechte ronde geleiders per eenheid van lengte als functie van de hart-

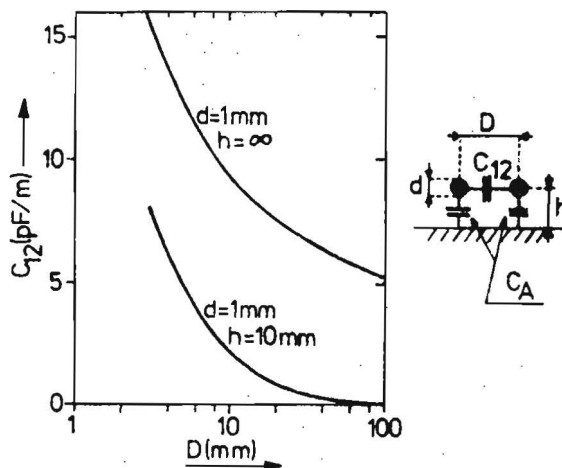


Fig. 3

afstand tussen de geleiders die een dikte van 1 mm hebben. Curve 2 geeft diezelfde capaciteit, maar nu in aanwezigheid van een metalen vlak op een afstand  $h = 10$  mm. De hier aangegeven capaciteit is bij voorbeeld van groot belang bij capacitieve overspraak tussen geleiders, [8] en Hoofdstuk 4 van deze cursus. Uit Fig. 3 concluderen we duidelijk de reeds eerder genoemde afhankelijkheid van  $C$  (en eenzelfde geldt voor  $L$ ) van de vorm van de stroomkring: curve 1 en de afhankelijkheid van de stroomkring t.o.v. de omgeving: curve 2. Ook volgt dat een lagere waarde van  $C$  bereikt wordt door de geleiders van elkaar te verwijderen, doch dat wanneer  $D/d > 10$  wordt levert dat weinig winst op. Veel meer winst wordt dan verkregen door de geleiders dicht bij een geleidend vlak te brengen (curve 2). Natuurlijk hebben de geleiders in de situatie 2 ook een capaciteit naar de plaat toe. Indien  $D \gg (d, h)$  geldt voor deze capaciteit  $C_A$ :

$$C_A = \pi \epsilon / \ln (4h/d) \quad (\text{F/m}) \quad (8)$$

Conclusies als bovenstaanden zijn van groot belang bij het bepalen van de samenstelling van kabelbomen, de layout van kabels en bij het ontwerpen van PC-boards.

Tot slot van deze paragraaf nog een paar opmerkingen over de combinatie van L en C. Zelfinductie en capaciteit zijn in een transmissiesysteem gekoppelde grootheden, die de karakteristieke impedantie  $Z_0$  bepalen, volgens

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\Omega) \quad (9)$$

Voorbeelden zijn gegeven in Fig. 4. Formules en andere voorbeelden zijn weer in de Referenties te vinden. We gebruiken het tweede voorbeeld in Fig. 4 om nog iets over een referentiegeleider (aardleiding) te zeggen.

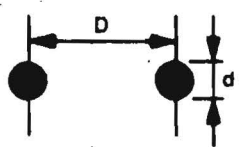
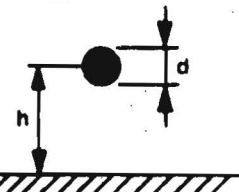
Configuration	$Z_0 (\Omega)$	D/d of h/d
	83 166 359	1 2 10
	83 125 221	1 2 10

Fig.4

Stel de geleider in Fig. 4 is een aardleiding en het metaal vlak de kabelgoot waarin deze aardleiding gelegd is. Het systeem aardleidingkabelgoot vormt dan een transmissiesysteem

met een zekere karakteristieke impedantie  $Z_0$ . Stel de aardleiding ligt overal op dezelfde plaats in deze goot dan is  $Z_0$  overal hetzelfde. Om veiligheidsredenen zijn aardleiding en goot ter plaatse van de stroomaansluiting in het gebouw (of op een verdieping) met elkaar doorverbonden. We hebben dan een transmissiesysteem met karakteristieke impedantie  $Z_0$  dat aan het eind is kortgesloten. Als gevolg daarvan ontstaan reflecties (theorie lange-leidingen), zodat de impedantie aan de systeemkant van de aardleiding "alle waarden in het complexe vlak kan doorlopen", dus ook "oneindig" groot kan worden. Bij 10 m leiding is dat bij een frequentie van 7.5 MHz ( $\lambda/4 = 10$  m). In de werkelijke situatie zal  $Z_0$  niet constant zijn langs de leiding doch variëren, hetgeen ook reflecties oplevert. Uit de voorgaande beschouwing volgt weer dat veiligheidsaardsystemen slechts zelden zullen meewerken aan het oplossen van EMI-problemen.

### 3. Condensatoren

Een condensator wordt in de praktijk meestal als kortsluitelement gebruikt (vanaf een zekere frequentie). Voor een goede kortsluitwerking moet de condensator in een EMI-probleem een lage impedantie hebben bij de frequenties van dat EMI-probleem.

In § 3.1 volgt een korte beschrijving van het vervangingschema van een condensator en enkele getallenvoorbeelden, in § 3.2 komen een aantal aspecten van ontstoor-condensatoren aan de orde.

Kennis van het werkelijke gedrag van condensatoren is o.m. van essentieel belang bij filters.

#### 3.1. Vervangingschema van de condensator

Het algemene vervangingschema van een condensator is gegeven in Fig. 5, waarin:

$L_{du}$  = zelfinductie van de uitwendige aansluitdraad,

$L_{di}$  = zelfinductie van de inwendige aansluitdraad,

$L_c$  = zelfinductie als gevolg van de constructie van de condensator (denk b.v. aan een gewikkelde condensator),

$R_s$  = verliesweerstand, en

$C$  = de door de fabrikant opgegeven capaciteit

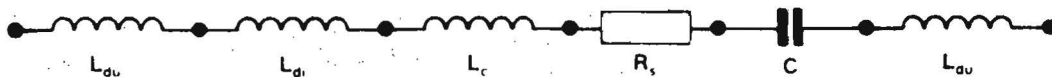


Fig.5

Uit Fig. 5 volgt dus dat een condensator zich als een serie-resonantiekring gedraagt. Beneden de resonantiefrequentie ( $f_R$ ) gedraagt de condensator zich inderdaad als een capaciteit. Bij frequenties  $f \gg f_R$  gedraagt de condensator zich dus als een zelfinductie. De bijbehorende fazedraaiing van

$-\pi/2$  tot  $+\pi/2$  die er als functie  $V$  plaats vindt, kan aanleiding geven tot ongewenste situaties. De belangrijkste conclusie is hier:

"Een verkeerd gekozen of onjuist gemonteerde (te grote  $L_{du}$ ) condensator zal de kans op EMI-problemen aanzienlijk vergroten, resp. lost een EMI-probleem niet op".

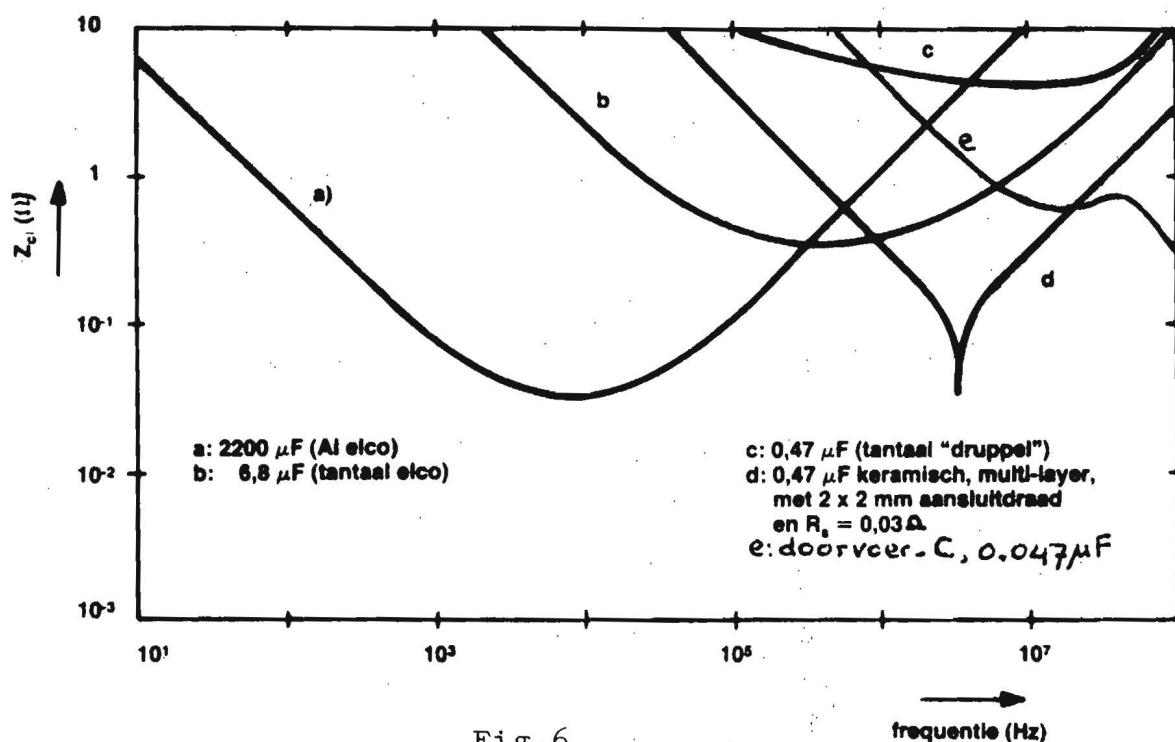
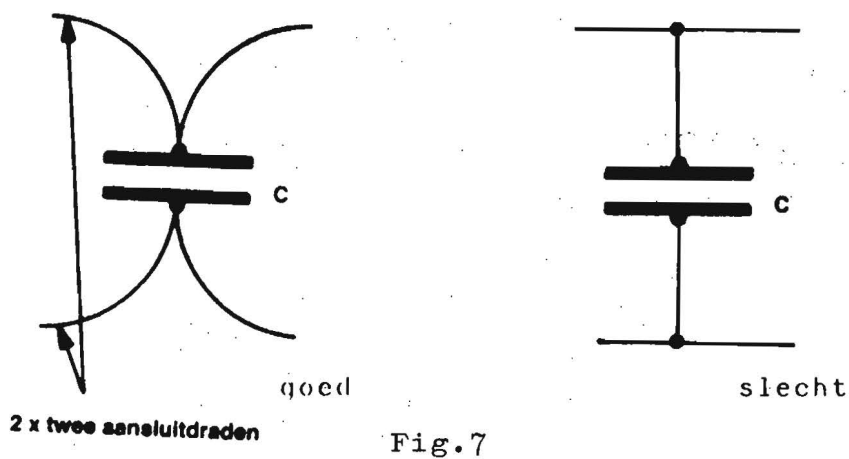


Fig. 6

In Fig. 6 is een aantal voorbeelden gegeven van de impedantie van een condensator als functie van de frequentie. Merk op dat de 2200  $\mu F$  condensator al boven de 10 kHz een zelfinductie wordt, dat de tantaaldruppel een zeer hoge verliesweerstand heeft en dat een goed gemonteerde doorvoercondensator de ideale capaciteit het dichtst benadert. Hebben we met een stoorsignaal met slechts één frequentie,  $f_{st}$ , (b.v. een zender) dan kan men vaak met succes  $f_{st} = f_R$  maken, dus gebruik maken van de serie-resonantie.

In het algemeen worden de parasitaire eigenschappen van de condensatoren door de fabrikanten opgegeven [9], [10].

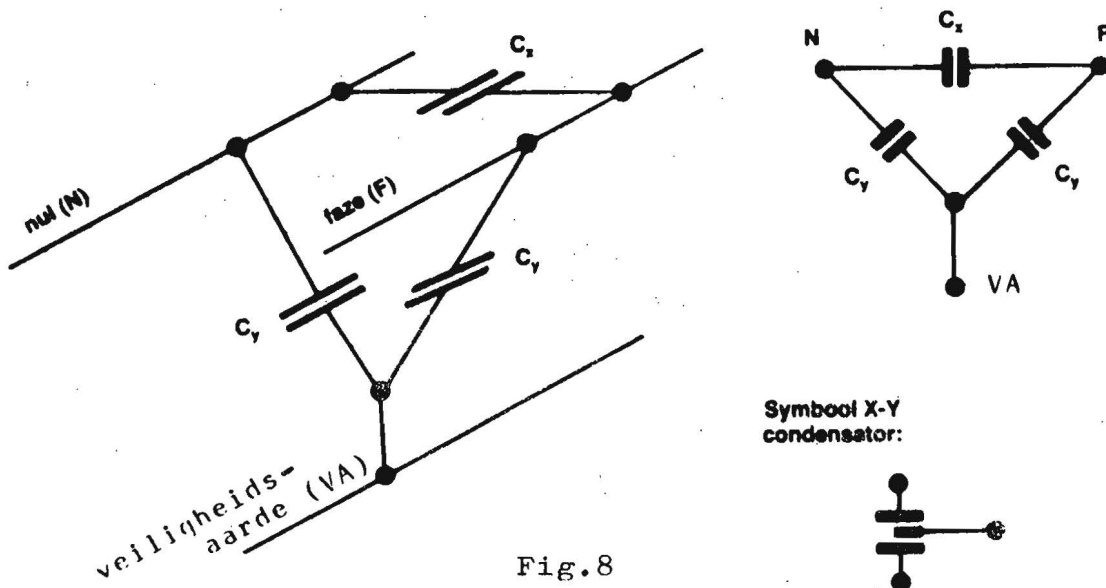
Een lage waarde van de impedantie is te bereiken door het parallelschakelen van de juiste condensatoren. Een deel kan soms opgevangen worden door het gebruik van 4-draadscondensatoren, zie Fig. 7.



### 3.2. Ontstoorcondensatoren

Voor het gebruik van ontstoorcondensatoren die rechtstreeks met het 220V-net zijn verbonden, kent men twee soorten: de z.g. X- en Y condensatoren. Zij danken hun naam aan de gebruikelijke manier van tekenen, zie Fig. 8 en [11].

De X-condensatoren zijn normale condensatoren, die alleen tussen een nul en een fase aangesloten mogen worden (of tussen 2 fazes). Dus nooit tussen een nul of een fase en de veiligheidsaarde. In de toegestane situatie is er geen gevaar voor de mens in geval van kortsluiting of doorslag. De capaciteitswaarden zijn niet door veiligheidsvoorschriften begrensd.



Y-condensatoren zijn speciale, voor wat betreft de veiligheid overgedimensioneerde, condensatoren die wel tussen de nul of een fase en de veiligheidsaarde aangesloten mogen worden. Y-condensatoren veroorzaken een stroom door de veiligheidsaarde. Daarom is aan de capaciteitswaarde een maximum gesteld, zodat bij onverhoopt verbreken van de veiligheidsaarde het systeem aanrakingsveilig blijft. Bij verplaatsbare apparaten wordt  $C_{\max} = 2.2 \text{ nF}$  aangehouden, bij vast-opgestelde apparaten  $C_{\max} = 22 \text{ nF}$  [11]. Y-condensatoren worden toegepast voor de onderdrukking van common-mode stoorsignalen. De 50 Hz-stromen door de veiligheidsaarde, afkomstig van meerdere systemen kunnen bij elkaar optellen, zodat aardlekschakelaars aanspreken. Y-condensatoren zijn ook aan de secundaire zijde van een voedingstrap met succes toe te passen.



#### 4. Spoelen

Een spoel wordt in EMC-toepassingen meestal gebruikt als een component die 'vanaf een zekere frequentie', een hoge impedantie heeft. Evenals bij de condensator moet men er rekening mee houden dat het EMI-frequentiegebied zeer uitgebreid kan zijn. De kennis van het gedrag van spoelen over een groot frequentiegebied is onmisbaar bij het gebruik van filters. Zie ook [10] en [12].

In § 4.1 geven we het vervangingschema van de spoel en in § 4.2 komen enkele aspecten van spoelen met kernmateriaal aan de orde.

##### 4.1. Vervangingschema van een spoel

Het vervangingschema van een spoel is gegeven in Fig. 9, waar  $L$  de gewenste zelfinductie is,  $R_s$  een serieverliesweerstand en  $C_p$  de totale parasitaire capaciteit voorstelt, die opgebouwd is uit tal van deelcapaciteiten, waarvan die tussen de wikkelingen in Fig. 9 zijn geschetst. De spoel gedraagt zich in de praktijk dus als een parallel-resonantiekring.

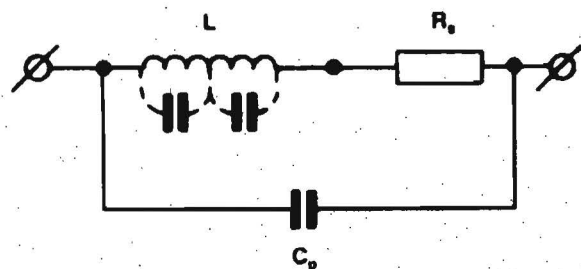


Fig.9

Beneden de resonantiefrequentie inductief, daarboven capacitef. Het is dus zaak  $C_p$  zo laag mogelijk te houden. Dit is onder meer te bereiken door de wikkelingen niet over elkaar doch naast elkaar te leggen. Fig. 10 toont enkele resultaten, als aangegeven door Siemens [10]. Vooral bij inbouwen in een metalen omhulling, zoals bij filters gebruikelijk is, dient men met de invloed van de omhulling op  $C_p$  rekening te houden.

SIEMENS

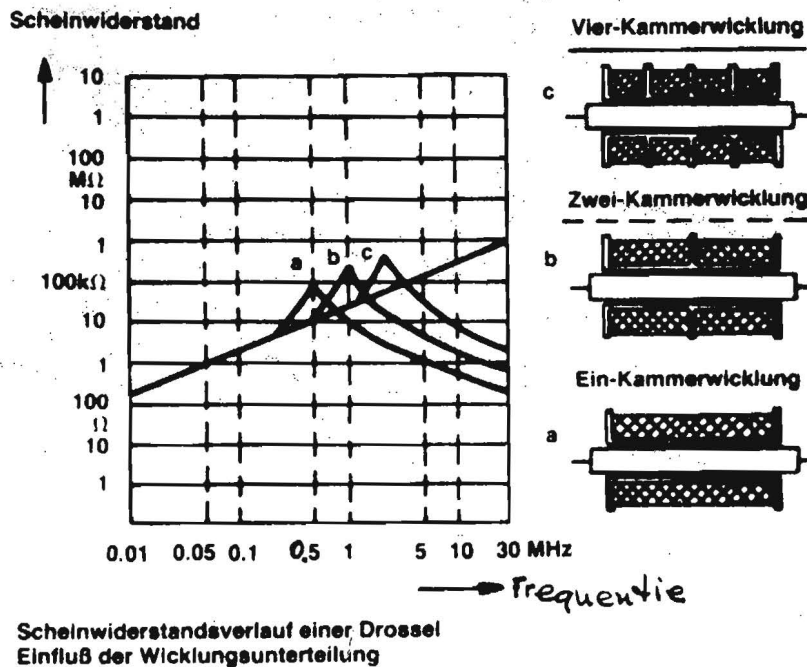


Fig. 10

#### 4.2. Spoelen met kernmateriaal

Is de spoel van een kern (bv. ferriet, ijzer) voorzien, dan kan het zijn dat voor de gewenste signalen van het systeem waarin de spoel wordt toegepast de verhoging van de verliesweerstand  $R_S$ , als gevolg van het gebruikte kernmateriaal, niet gewenst is. Bij storingsonderdrukking bij butjen-de-band frequenties (zie 1) is daarentegen een grote verliesweerstand interessant, omdat dan een groot deel van het stoorsignaal wordt geabsorbeerd, en de storingsonderdrukking niet meer uitsluitend door reflectie bepaald wordt. De laatste tijd is er een toenemende belangstelling voor het gebruik van zachtmagnetische materialen, zoals 80% NiFe, die over een relatief breed (t.o.v. ferriet) frequentiegebied werkzaam zijn en relatief veel verliezen veroorzaken [13].

Wordt kernmateriaal gebruikt dan heeft het alleen zijn nuttige werking zolang het materiaal niet in de verzadiging komt. Nadelige gevolgen van het in verzadiging raken zijn :

- a) Verminderde zelf-inductie als gevolg van de afname van de permeabiliteit.

- b) Zelfinductie wordt afhankelijk van de stroom door de spoel, en
- c) De straling van de spoel met kernmateriaal gaat weer lijken op die van een luchtspoel.

Punt a) spreekt voor zich. Punt b) is zeer belangrijk omdat als gevolg van de ontstane niet-lineaire zelfinductie harmonischen van het stoorsignaal gegenereerd kunnen worden, waarvoor de spoel minder effectief werkt (invloed  $C_p$ , zie Fig. 9), of waarvoor het filter waarin de spoel wordt gebruikt minder effectief werkt. (Zie het hoofdstuk over netfilters). Bij het gebruik van het z.g. kunstnet (zie het hoofdstuk over emissie) dient men er op te letten dat de in dat net gebruikte spoelen niet in verzadiging komen omdat dan de meetresultaten negatief beïnvloed kunnen worden (vooral van belang bij het meten van thyristorregelingen).

In netfilters worden vaak gekoppelde spoelen toegepast d.w.z. beide netgeleiders worden in dezelfde richting om de kern gewikkeld. De differentiaal-mode (symmetrische) 50 Hz stromen veroorzaken velden die elkaar in eerste benadering opheffen, zodat er geen verzadiging optreedt, maar ook nauwelijks een zelfinductie voor de differential-mode signalen aanwezig is. Voor de common-mode (asymmetrische) signalen is echter een hoge zelfinductie aanwezig, omdat de 'common-mode-velden' elkaar niet opheffen, waardoor er hier weer wel kans is op verzadiging. Zie verder ook het hoofdstuk over filters.

Gekoppelde spoelen kunnen ook met succes gebruikt worden bij de onderdrukking van common-mode stromen in meetsnoeren, signaalkabels, netsnoeren, etc. Voorwaarde is daarbij dat steeds alle geleiders in dezelfde richting om de kern worden gewikkeld.

Een spoel kan niet alleen magneetvelden in zijn omgeving veroorzaken, maar ook oppikken. Open magnetische systemen (luchtspoel, staafkernspoel) storen het meest en zijn ook het meest gevoelig voor externe velden (denk aan de ferriet-antenne in een AM-radio). Gezien de richting-afhankelijkheid is dat probleem bij intra-systeem compatibiliteit (zie Fig. 1 van

Hoofdstuk 1 ) vaak oplosbaar, bij inter-systeem compatibiliteit is het meestal niet oplosbaar. Gesloten magnetische systemen (ringkern, potkern) hebben slechts een geringe stoorproductie en stoorgevoeligheid, mits het kernmateriaal niet in de verza-diging komt en het hierbovengenoemde punt c) 'in werking treedt'.

## 5. Transformatoren

Om aan te geven dat parasitaire effecten niet beperkt zijn tot 2-polen, zoals tot hiertoe behandeld, een voorbeeld van parasitaire effecten bij een passieve 4-pool : een transformator. De transformator komt uitgebreid ter sprake in het hoofdstuk over galvanische scheiding. In deze paragraaf geven we uitsluitend wat resultaten, omdat in de tussenliggende hoofdstukken al enige bekendheid met de parasitaire eigenschappen van de transformator bekend wordt verondersteld. In onderstaande wordt gekeken naar een gewone 50 Hz-voedingstransformator en common-mode (CM) stoorsignalen met een frequentie  $f \gg 50$  Hz.

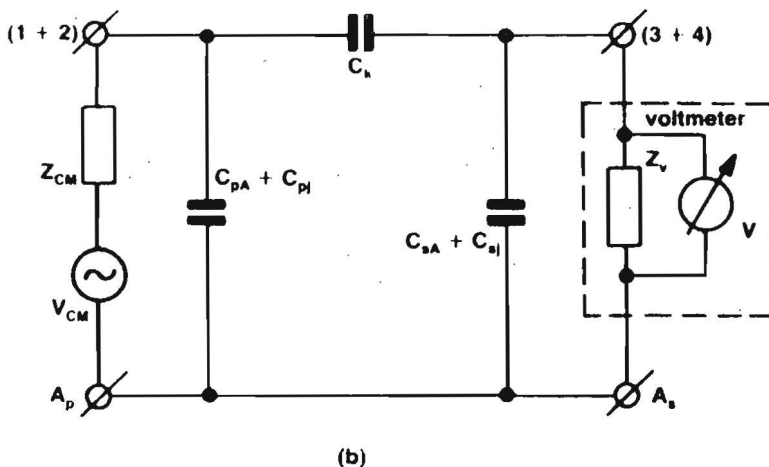
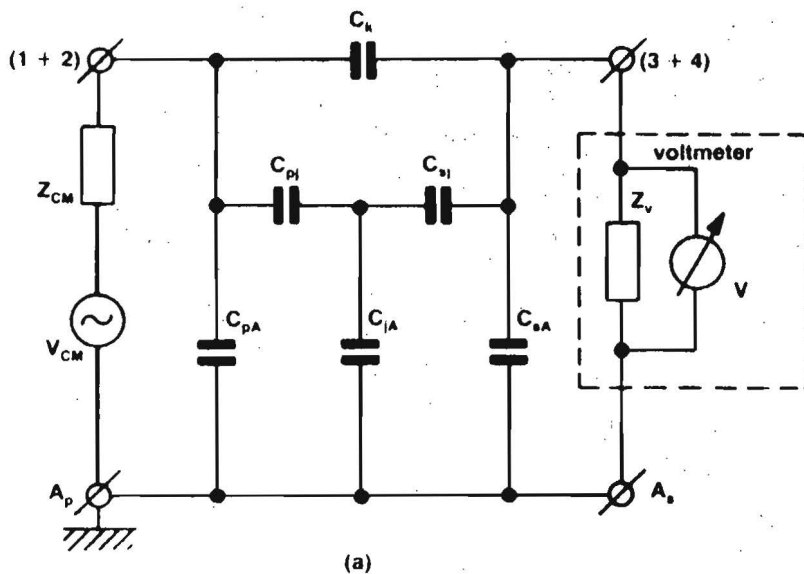


Fig. 11

Fig. 11-a toont voor CM-signalen, gekarakteriseerd door  $V_{CM}$  en  $Z_{CM}$ , het vervangingsschema van de trafo (primaire aansluitpunt 1 en 2 'doorverbonden', evenals de secundaire aansluitpunten 3 en 4) in het geval het transformatorjuk niet galvanisch met de referentie is doorverbonden en Fig. 11-b wanneer dat wel het geval is. In Fig. 11 wordt aan de secundaire zijde met een voltmeter nagegaan hoeveel de overdracht bij een belasting  $Z_v$  bedraagt. In die figuur geeft de onderindex 'p' primaire aan, 's' secundair, 'j' juk, en 'A' referentie (aarde). Merk op dat dit vervangingsschema van de transformator uitsluitend uit capaciteiten bestaat. De belangrijkste capaciteit is meestal de koppel-capaciteit  $C_k$  tussen de primaire en secundaire aansluitpunten. Voor gewone voedingstransformatoren bedraagt  $C_k$  al gauw 70-100 pF. We constateren verder dat het zinvol is het juk met de referentie te verbinden (mits dit voor de EMI-frequenties laag-impedant gebeurt) omdat dan de overdracht via  $C_{pj}$  en  $C_{sj}$  vervalt.

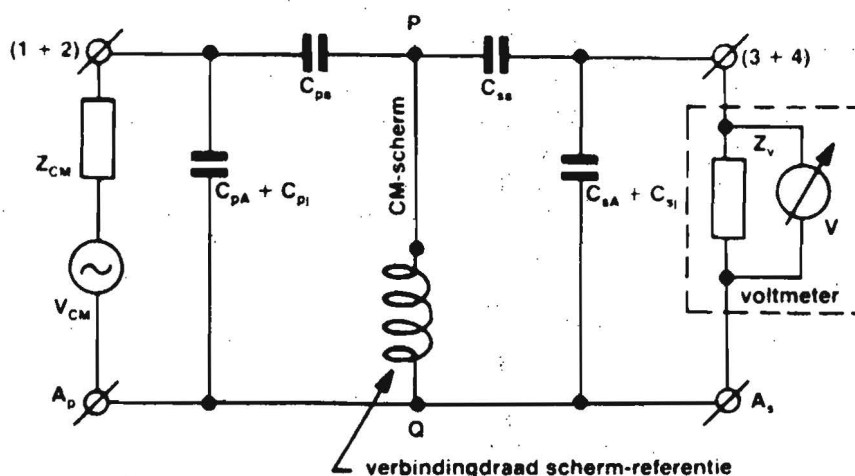


Fig. 12

De werking van  $C_k$  kan sterk worden gereduceerd door tussen primaire en secundaire wikkeling een scherm aan te brengen [14], waardoor  $C_k$  in de orde van grootte van duizendsten van een pF komt te liggen. Deze extreem lage waarde wordt in de praktijk vaak volledig teniet gedaan door de koppelcapaciteiten

tussen de foutief gelegde aansluitdraden aan primaire en secundaire zijde. De werking van het scherm is geïllustreerd in Fig. 12. Het scherm deelt  $C_k$  op in een  $C_{ps}$  (primair-scherm) en een  $C_{ss}$  (secundair-scherm). Vervolgens zorgt het scherm voor een kortsluiting tussen de punten P en Q, waardoor geen stoor-signaal meer aan de secundaire zijde kan komen. Let wel : de kortsluiting moet een kortsluiting zijn bij de EMI-frequenties ! Denk dus aan de impedantie ( $L=1 \mu\text{H/m}$ ) van de verbindingsdraad tussen scherm en referentiepunt.

## 6. Referenties

1. Nagenoeg ieder studieboek over Electro-Magnetisme of Electriciteitsleer.
2. 'EMC', D. Stoll, Elitera Verlag, Berlin, 1976, pp 15-16.
3. 'Noise reduction techniques in electronic systems', H.W. Ott, J. Wiley & Sons, New York, 1976, pp 127-130.
4. 'Grounding, bonding and shielding practices and procedures for electronic equipment and facilities', Vol I, U.S. Dept. of Transportation, F.A.A., Washington, 1975, pp. 2.19-2.20, pp 4.20-4.24, pp. 7.1-7.17.
5. 'Electromagnetic shielding materials and performance', D. White, DWCI, Gainesville, 1975, pp. 1.8-1.14.
6. 'Taschenbuch der Hochfrequenztechnik', H. Meinke und F.W. Gundlach, Springer Verlag, 1968, pp. 13-16.
7. 'Electromagnetic Fields, Theory and Applications', Vol. I, 'Mapping of Fields', E. Weber, J. Wiley & Sons, New York, 1950. Hoofdstuk 4.
8. Ref. 3, pp. 22-25.
9. Philips Data Handbook, Components and Materials, Part 14, Electrolytic and Solid Capacitors, 1982.
10. Siemens Data Handbook, RFI Suppression Components.
11. VDE-Bestimmung VDE-0565, VDE-Verlag Berlin.
12. Ref. 2 - Hoofdstuk 5.
13. 'The HF-properties of RFI suppression chokes with soft magnetic tape-wound cores as compared with ferrite cores', I. Muellenheim, EMC-Symposium Zürich, 1983, pp. 213-217.
14. 'Noise suppression reference manual', Topaz Electronics Div., San Diego, U.S.A. 1979.



Vervangingschema voor een stoorbron

Appendix bij het hoofdstuk 3 "EMI-eigenschappen van passieve componenten", Dr. J.J. Goedbloed, Natuurkundig Laboratorium Philips.

A1. Inleiding

In deze Appendix wordt gekeken naar de emissie, via geleiding, van stoorsignalen afkomstig van een bron met twee aansluitpunten voor het gewenste signaal (1 en 2 in Fig. A1) terwijl de bron zich ten opzichte van een referentie (3) bevindt.

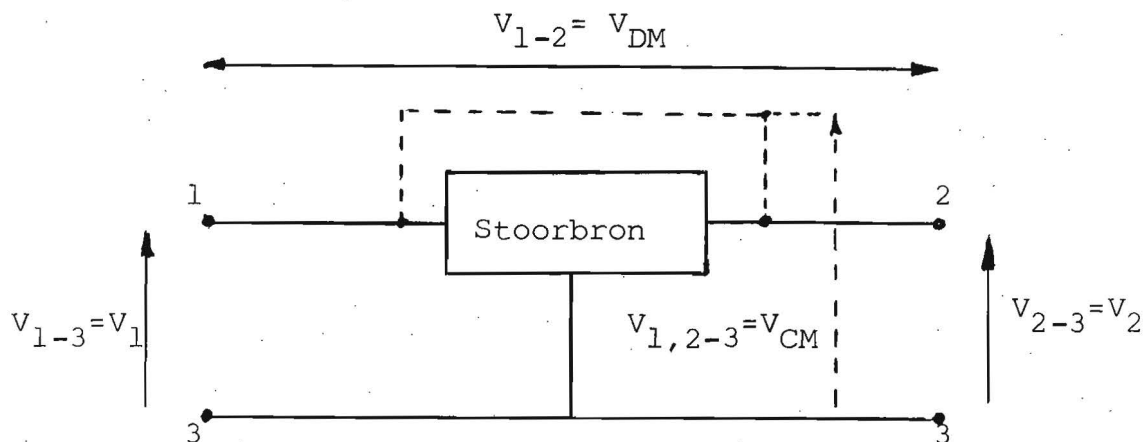


Fig. A-1

In Fig. A1 zijn de volgende spanningen te onderscheiden:

- 1)  $V_{1-2}$ : het spanningsverschil tussen de punten 1 en 2; de z.g. differential mode of symmetrische spanning. Wij kiezen hier voor differential mode, dus  $V_{1-2} = V_{DM}$ .
- 2)  $V_{1,2-3}$ : het spanningsverschil tussen de schijnbaar doorverbonden punten 1 en 2 en de referentie; de z.g. common-mode of asymmetrische spanning. Wij kiezen hier voor common-mode, dus  $V_{1,2-3} = V_{CM}$ .
- 3)  $V_{1-3}$  en  $V_{2-3}$ : de spanningen tussen de aansluitpunten van het gewenste signaal en de referentie. Deze spanningen zijn een mengsel van common-mode en differential mode en worden meestal aangeduid als de niet-symmetrische spanningen, hier aan te geven met  $V_1$  en  $V_2$ .

In §A2 zal worden aangegeven hoe al deze spanningen bij een willekeurig bron naar voren komen, waarbij tevens aandacht wordt geschonken aan de bijbehorende inwendige impedanties. In §A3 volgt tenslotte een korte discussie van de gevonden resultaten.

A2. Het vervangingschema

Een tweepoort als in Fig. A-1 kan wat betreft de impedanties bij iedere frequentie door een bijbehorend  $\pi$ -netwerk of door een T-netwerk worden gerepresenteerd, zie Fig. A-2a. De stoor-

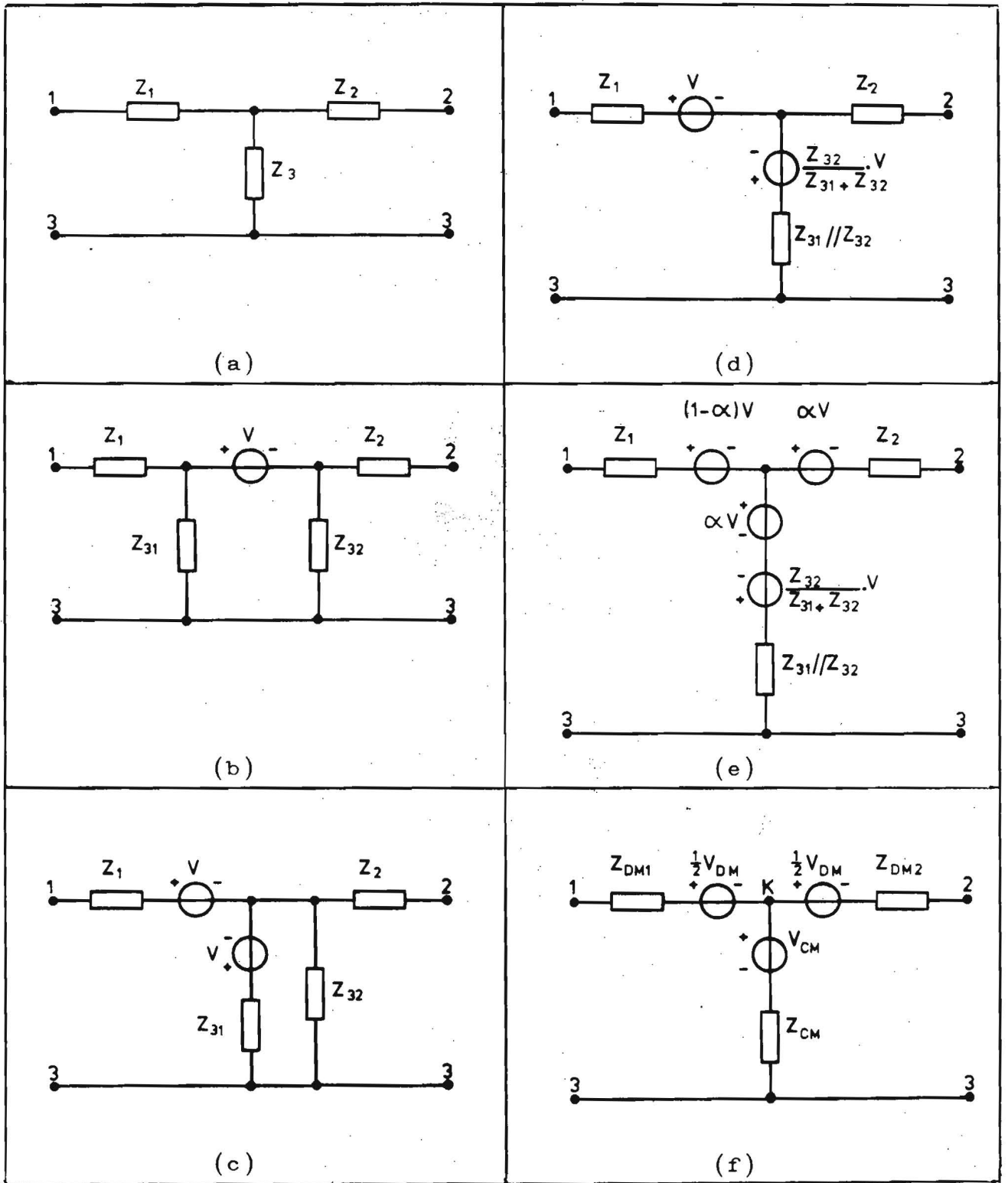


Fig. A-2.

bron, met bronsterkte  $V$ , wordt nu toegevoegd als aangegeven in Fig. A-2b. Hierbij geldt dat de parallelschakeling van  $Z_{31}$  en  $Z_{32}$  weer  $Z_3$  oplevert.  $Z_{31}$  en  $Z_{32}$  behoeven in een praktische situatie niet aan elkaar gelijk te zijn. Voor de impedanties is er nu niets veranderd, terwijl de bron  $V$  aan ieder "aansluitpunt" zowel een impedantie naar de referentie heeft als naar de aansluitpunten voor het gewenste signaal.

Het schema van Fig. A-2b wordt nu in een aantal stappen omgewerkt tot dat van Fig. A-2e. Men kan zelf nagaan dat deze stappen geen invloed hebben op de grootheden die tussen de toegankelijke punten 1, 2 en 3 van de tweepoort kunnen worden gemeten. Om symmetrie-redenen wordt de fractie  $\alpha$ ,  $0 \leq \alpha \leq 1$ , meestal  $1/2$  gekozen. Dit is gedaan in Fig. A-2f, zodat daar voor de onbelaste stoorbron het knooppunt  $K$  "electrisch in het midden ligt". Voor Fig. A-2f geldt:

$$V_{CM} = \frac{Z_{31} - Z_{32}}{2(Z_{31} + Z_{32})} \cdot V \quad (A1)$$

$$Z_{CM} = \frac{Z_{31} Z_{32}}{Z_{31} + Z_{32}} = Z_3 \quad (A2)$$

$$V_{DM} = V \quad (A3)$$

$$Z_{DM1} = Z_1 \quad (A4)$$

$$Z_{DM2} = Z_2 \quad (A5)$$

Het schema van Fig. A-2f is natuurlijk ook direct uit de vierpoolsvergelijkingen af te leiden. De hier gevolgde weg geeft mogelijk wat meer inzicht, zie §A3.

De vraag kan worden gesteld: "Zijn de parameters in het schema van Fig. A-2f eenvoudig te bepalen?" Het antwoord is helaas nee. Voor een goede bepaling is het noodzakelijk de z.g. scattering-parameters te bepalen [A1], waarmee de parameters van Fig. A-2f kunnen worden berekend. Onder de voorwaarde  $Z_{CM} \rightarrow \infty$  (in de praktische zin) is  $V_{DM}$  direct te meten.  $Z_{CM}$  kan in veel gevallen groot gemaakt worden door de bron ver van een referentie te houden en niet met die referentie door te verbinden.  $Z_{CM}$  wordt in dat geval door een kleine capaciteit bepaald. Bij hoge frequenties is een hoge waarde van  $Z_{CM}$  veelal moeilijk te realiseren, omdat het apparaat waarmee  $V_{DM}$  wordt gemeten de waarde van  $Z_{CM}$  merkbaar beïnvloedt. Bij hoge  $Z_{CM}$  is de som ( $Z_{DM1} + Z_{DM2}$ ) direct te meten, dus  $Z_{DM1}$  en  $Z_{DM2}$  afzonderlijk niet. In het algemeen zal, zonder speciale aandacht bij het ontwerpen van een systeem,  $Z_{DM1} \neq Z_{DM2}$  zijn. De grootheden  $V_{CM}$  en  $Z_{CM}$  zijn eveneens niet direct meetbaar.

Wanneer de stoorbron wordt belast is de common-mode stroom,  $I_{CM}$ , wel direct meetbaar door een stroomtang te plaatsen om de aansluiting aan de referentie of, indien die aansluiting er niet is, door die stroomtang te plaatsen om beide aansluitingen voor het gewenste signaal. Let wel: zoals in §3 nog nader wordt uiteengezet, wordt  $I_{CM}$  zowel door  $V_{CM}$  als door  $V_{DM}$  bepaald!

### A3. Discussie

Uit vgl. (A1) volgt dat  $V_{CM} = 0$  als  $Z_{31} = Z_{32}$ , dus als er een hoge mate van symmetrie is in de impedanties tussen stoorbron en referentie, zie Fig. A-2b. De constatering is bij voorbeeld van belang bij het onderdrukken van de ongewenste signalen van een geschakelde voeding naar het net toe, als de net-aansluiting zonder randaarde geschied. In dat geval werkt een filter "met C's naar aarde" niet, doch kunnen belangrijke frequentiecomponenten van  $V_{CM}$  door het aanbrengen van symmetrie sterk worden onderdrukt, zodat  $V_{DM}$  bepalend wordt.  $V_{DM}$  is dan weer gemakkelijker "weg te werken".

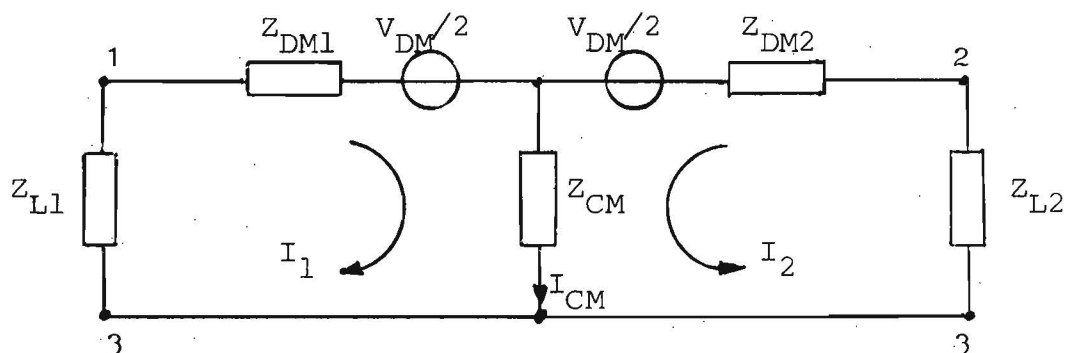


Fig. A-3

In het voorgaande is gezegd dat  $V_{CM} = 0$  mogelijk is. Dat wil niet zeggen dat  $I_{CM}$  op dat moment ook nul is! In Fig. A-3 is  $V_{CM} = 0$  en vormen  $Z_{L1}$  en  $Z_{L2}$  de belasting van de stoorbron\*). Er geldt dan:

$$I_{CM} = \frac{V_{DM}/2}{Z_{CM} + Z_{L2} + Z_{DM2}} - \frac{V_{DM}/2}{Z_{CM} + Z_{L1} + Z_{DM1}}, \quad (A6)$$

zodat  $I_{CM} = 0$ , terwijl  $V_{CM} = 0$ , geldt als

$$Z_{DM2} + Z_{L2} = Z_{DM1} + Z_{L1}. \quad (A7)$$

$I_{CM} = 0$  geldt dus als er volledige symmetrie is voor zowel bron als belasting. Zou men  $Z_{DM1} = Z_{DM2}$  realiseren (bij bepaalde frequenties, omdat het nagenoeg onmogelijk is dat bij "alle" frequenties te doen) dan is bij een officiële emissietest, waarbij  $Z_{L1} = Z_{L2}$ , de common-mode stroom inderdaad nul, doch in de daarop volgende praktijk-situatie geldt meestal  $Z_{L1} \neq Z_{L2}$ , dus  $I_{CM} \neq 0$ .

\*) In een algemene beschouwing wordt de belasting van de stoorbron natuurlijk ook door een - of een T-netwerk gevormd. In deze paragraaf is de  $Z_L$  tussen de punten 1 en 2 weggelaten, om de relevante beschouwing zo eenvoudig mogelijk te houden.

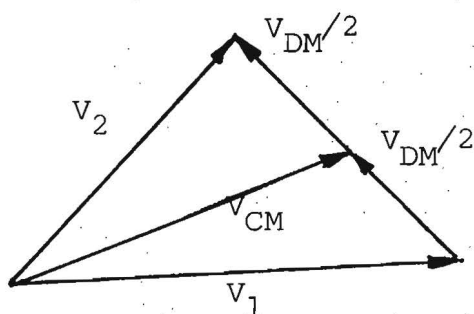


Fig. A-4

Een voorbeeld van de onderlinge relatie tussen de in de Inleiding genoemde spanningen  $V_{CM}$ ,  $V_{DM}$ ,  $V_1$  en  $V_2$ , zie ook Fig. A-2f, is gegeven in Fig. A-4.

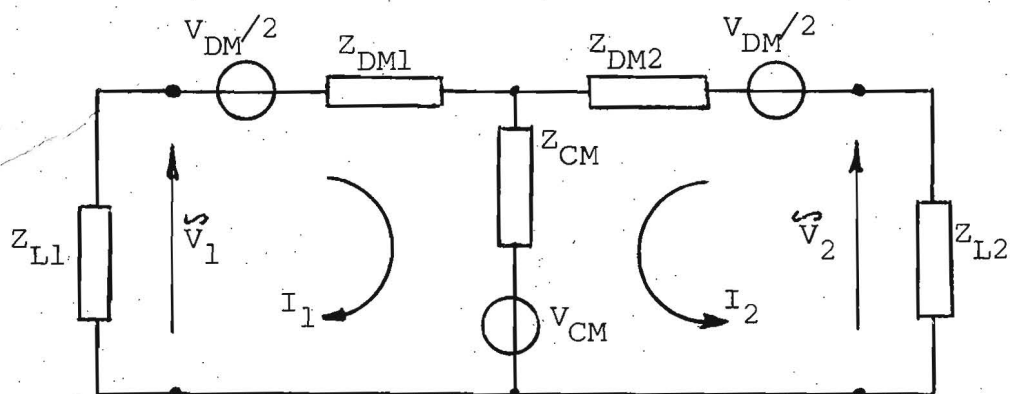


Fig. A-5

Hierbij is verondersteld dat de stoorbron onbelast is. Wordt de bron belast, Fig. A-5, dan gaat  $V_1$  naar  $\hat{V}_1$  en  $V_2$  naar  $\hat{V}_2$ . Ook dan zijn weer de differentiaal- en common-mode spanningen te bepalen, nu aan de aansluitpunten van de bron. Een voorbeeld hiervan is gegeven in Fig. A-6, waarin tevens het diagram van Fig. A-4 gestreept is weergegeven (Voor  $I_1 = I_2 = 0$  vallen de twee diagrammen samen). Wanneer in

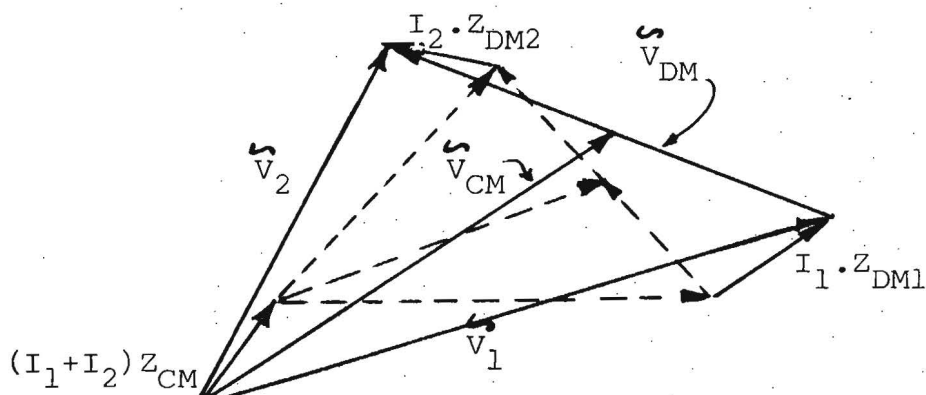


Fig. A-6

CISPR-publicaties [A2] sprake is van de relatie tussen de 3 soorten spanningen, worden de spanningen  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_{DM}$  en  $V_{CM}$  bedoeld, dus niet de bronsterktes  $V_{DM}$  en  $V_{CM}$  die de open spanningen  $V_1$  en  $V_2$  bepalen. In de praktijk wil men deze zaken nogal eens door elkaar halen.

#### 4. Referenties

- A1: Diverse studieboeken over hoogfrequent- en microgolf-technieken.
- A2: CISPR Publicatie 16: "CISPR specification for radio interference measuring apparatus and measuring methods".

4. Overspraak1. Inleiding

We spreken van overspraak indien een systeem door ongewenste koppeling een signaal opwekt in een ander systeem. In dit hoofdstuk gaan we in op drie vormen van ongewenste koppeling nl. de capacitieve koppeling, de inductieve koppeling en de koppeling door een gemeenschappelijke geleider.

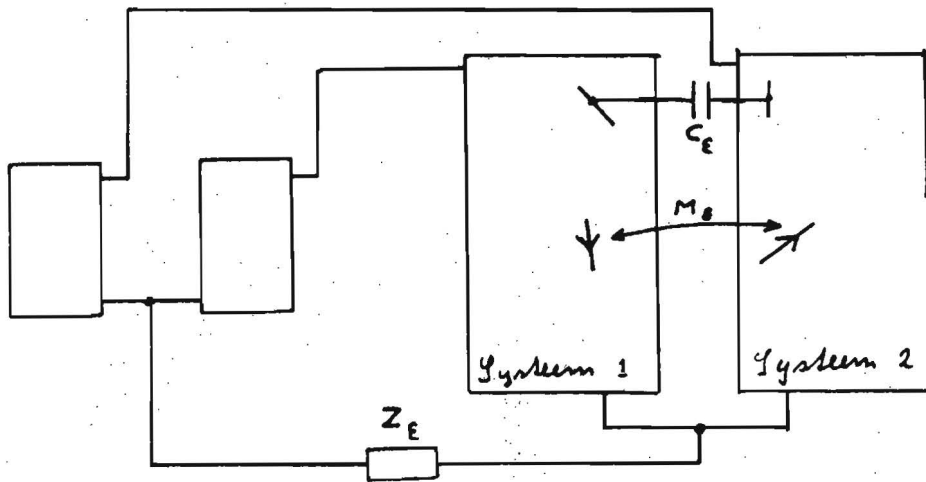


Fig. 1

In Fig. 1 is schematisch aangeduid hoe deze koppelingen ontstaan. Hierbij is verondersteld dat de afstand tussen beide systemen klein is t.o.v. de golflengte zodat we geen golfverschijnselen in rekening hoeven te brengen.

De hier beschouwde koppelingen ontstaan als volgt :

- In principe wordt iedere geleider van systeem 1 via een parasitaire capaciteit verbonden met iedere geleider in systeem 2. Zo ontstaat capacitieve koppeling, aangeduid met  $C_E$  in Fig. 1.
- Iedere stroom in een systeem veroorzaakt een magneetveld en een magneetveld veroorzaakt inductie in iedere lus. Zo ontstaat magnetische koppeling, aangeduid met  $M_E$  in Fig. 1.

c. Beide systemen kunnen verbonden zijn met andere systemen. In dat geval wordt veelal een gemeenschappelijke (aard-)leiding gebruikt. De gemeenschappelijke leiding heeft een impedantie, aangeduid met  $Z_{\epsilon}$  in Fig. 1. Deze gemeenschappelijke impedantie veroorzaakt koppeling. In het algemeen treden deze koppelingen gelijktijdig op; we kunnen de aard van de koppelingen echter beter begrijpen indien we ze afzonderlijk beschouwen.

## 2. Capacitieve overspraak

Om een inzicht te krijgen in het gedrag van deze overspraak beschouwen we de koppeling tussen één geleider in systeem 1 met één geleider in systeem 2 via een parasitieve capaciteit  $C_{\epsilon}$ . De waarde van  $C_{\epsilon}$  hangt af van de afstand tussen beide geleiders, de dikte van de geleiders en van de invloed van andere geleidende oppervlakken. We beschouwen de overspraak van systeem 1 náár systeem 2, d.w.z. systeem 1 is de "stoorder" en systeem 2 de "gestoorde". Aannemende dat systeem 1 niet noemenswaardig belast wordt door  $C_{\epsilon}$  kunnen we dit systeem vervangen door een spanningsbron  $V_1$ , waarbij  $V_1$  de potentiaal is van de beschouwde geleider indien  $C_{\epsilon}$  niet aanwezig zou zijn.

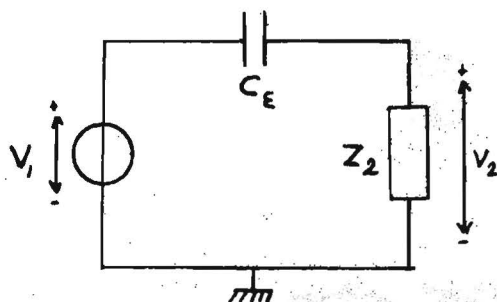


Fig. 2

Het gestoorde systeem 2 kan vervangen worden door de impedantie  $Z_2$  tussen de beschouwde geleider en aarde. Uit het voorgaande volgt een vervangschema zoals in Fig. 2 geschetst is, waarin  $V_2$  de spanning is die parasitair wordt overgebracht op systeem 2. Voor  $V_2$  geldt :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_2}{Z_2 + 1/j\omega C_{\epsilon}} = \frac{j\omega C_{\epsilon} Z_2}{1 + j\omega C_{\epsilon} Z_2} \quad (1)$$



Daar  $Z_2$  in het algemeen een ingewikkelde impedantie is kan vergelijking (1) meestal niet expliciet worden berekend. Wel zien we dat voor zeer kleine waarden van  $\omega$  geldt :  $V_2 = j\omega C_\epsilon Z_2$ . Hieruit volgt dat de capacitieve koppeling pas boven een bepaalde frequentie een echte rol gaat spelen.

Als illustratief voorbeeld beschouwen we nu de koppeling tussen twee geleiders zoals geschetst in Fig.3. Hierbij bestaat systeem 1 uit de spanningsbron  $V_1$  die via een geleider 1 de weerstand  $R_1$  "voedt". Naast systeem 1 ligt systeem 2 dat in dit verband vervangen gedacht is door de weerstanden  $R_{2a}$  en  $R_{2b}$  en geleider 2.

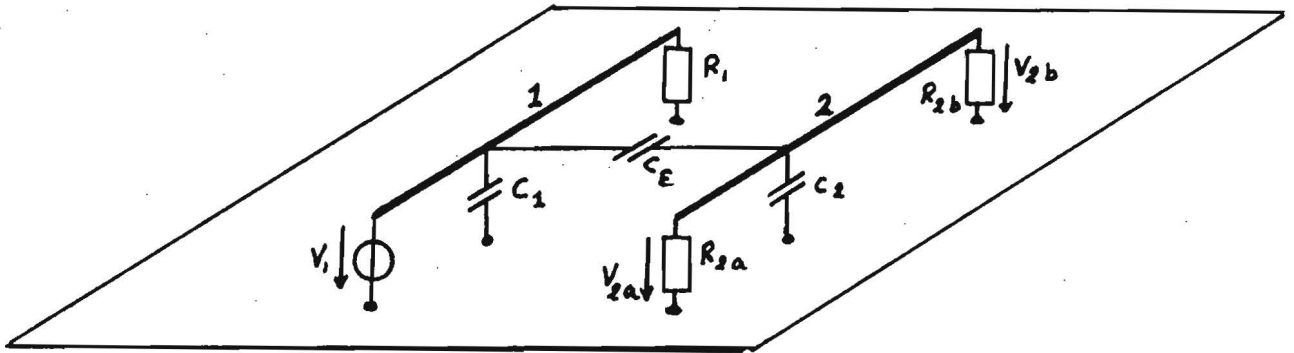


Fig. 3

De circuits hebben een gemeenschappelijke retourleiding met verwaarloosbaar kleine impedantie. De capacitieve koppeling is voorgesteld door  $C_\epsilon$ . De (parasitaire) capaciteiten tussen geleider 1 respectievelijk geleider 2, en de gemeenschappelijke retourleiding zijn met  $C_1$  resp.  $C_2$  aangegeven. We zien dat het vervangingsschema van Fig. 2 opgaat, waarbij  $Z_2$  bestaat uit de parallelschakeling van  $R_{2a}$ ,  $R_{2b}$  en  $C_2$ . Indien we de parallelschakeling van  $R_{2a}$  en  $R_{2b}$  aanduiden met :

$$R_2 = \frac{R_{2a} R_{2b}}{R_{2a} + R_{2b}} \quad \text{dan volgt met vergelijking (1) :}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{j\omega C_\epsilon R_2}{1 + j\omega R_2 (C_2 + C_\epsilon)} \quad , \text{ met } V_2 = V_{2a} = V_{2b} \quad (2)$$

Indien we met  $\omega_c = \frac{1}{R_2 (C_2 + C_\epsilon)}$  de overgangsfrequentie aangeven geldt voor  $\omega < \omega_c$

$$\frac{V_2}{V_1} \approx j\omega C_\epsilon R_2 \quad (3)$$

en voor  $\omega > \omega_c$

$$\frac{V_2}{V_1} \approx \frac{C_\epsilon}{C_2 + C_\epsilon} \quad (4)$$

Het verloop van  $\left| \frac{V_2}{V_1} \right|$  is in Fig. 4 geschetst.

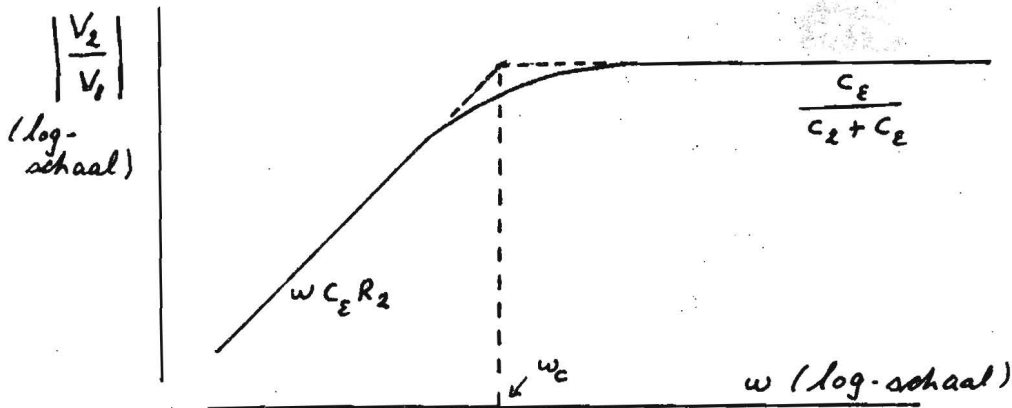


Fig. 4

Uit dit voorbeeld en ook uit de algemene vergelijking (1) blijkt dat capacatieve overspraak een hoog-doorlaat karakter vertoont hetgeen ook betekent dat naarmate  $dv_1/dt$  toeneemt meer storing te verwachten is (denk aan digitale schakelingen).

## 2.1 Reductie van capacatieve overspraak

Uit het voorgaande volgt dat de overspraak minder wordt indien de koppelcapaciteit  $C_\epsilon$  kleiner is. Ter illustratie van de mogelijkheid om  $C_\epsilon$  te beïnvloeden beschouwen we de capaciteit tussen twee parallelle draden. De koppelcapaciteit tussen twee parallelle draden is evenredig met de lengte van de draden, neemt toe met de diameter van de draden, neemt af met de afstand tussen de draden en hangt verder nog af van de aanwezigheid van geleidende objecten in de omgeving van de draden.

In Fig. 5 is de koppelcapaciteit per meter tussen twee parallelle draden met een diameter  $d$ , van 1 mm als functie van de afstand  $D$ , aangegeven. De bovenste kromme geldt voor draden zonder een geleidend object in de

omgeving terwijl de onderste kromme geldt wanneer de draden boven een goed geleidende plaat zijn aangebracht. We zien dus dat reductie van de koppelcapaciteit mogelijk is door een goede lay-out van de draden te kiezen (vuistregel :  $D/d > 10$ ). We zien ook dat het aanbrengen van een geleidende plaat gunstig kan zijn.

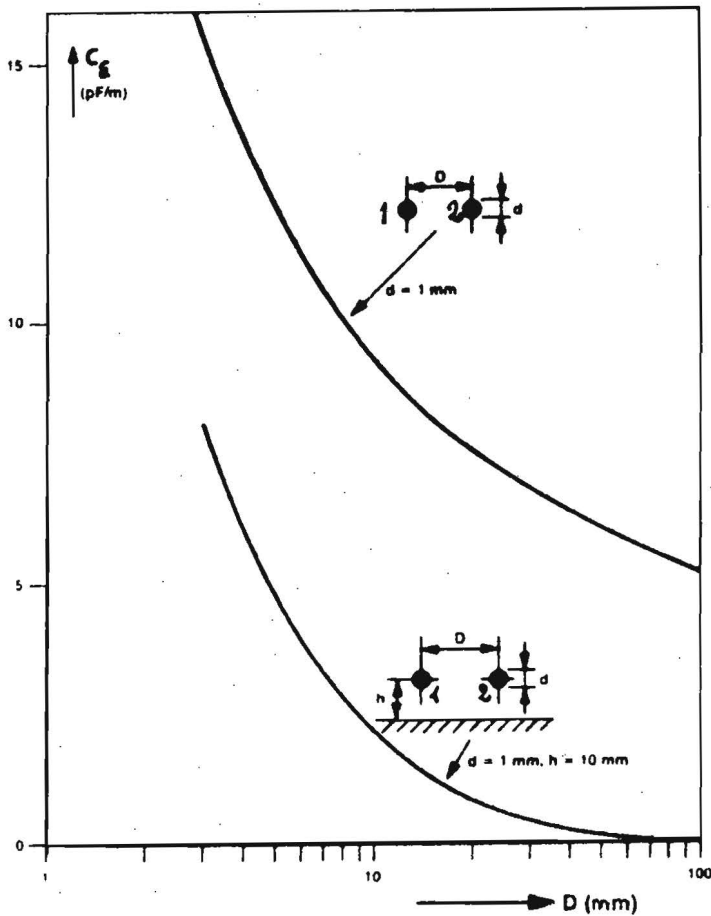


Fig. 5

De capacitive overspraak is echter niet alleen afhankelijk van de waarde van de koppelcapaciteit maar ook van  $C_2$  (zie Fig. 3) waarbij uit vergelijking (4) volgt dat niet de waarde van  $C_E$  zelf interessant is maar dat het zaak is te voldoen aan  $C_E \ll C_2$ . Ook de grootte van de andere impedanties tussen de geleiders en aarde doet mee in de overspraak (zie Fig. 2 en vergelijking (1)); hieruit kunnen we concluderen : werk niet "hoog-ohmiger" dan strikt noodzakelijk is.

Zoals eerder opgemerkt heeft de capacitieve overspraak een hoog-doorlaat karakter en het is dus van belang niet meer hoog-frequent signaal-komponenten toe te laten dan strikt noodzakelijk is. Dit geldt speciaal bij het ontwerpen van digitale schakelingen waar de flanksteilheden van de signalen soms hoger zijn dan noodzakelijk is terwijl een verlaging van deze flanksteilheden de storingskans verlaagt.

### 3. Inductieve overspraak

In een systeem lopen stromen altijd in gesloten lussen. Een stroom in een lus veroorzaakt een magnetisch veld en dit magnetisch veld induceert spanningen in iedere lus. Zo ontstaat een magnetische koppeling die aanleiding is tot overspraak. Om inzicht te krijgen in het karakter van deze koppeling is in Fig. 6 de situatie uit Fig. 3 opnieuw geschetst maar nu met het accent op de magnetische eigenschappen.

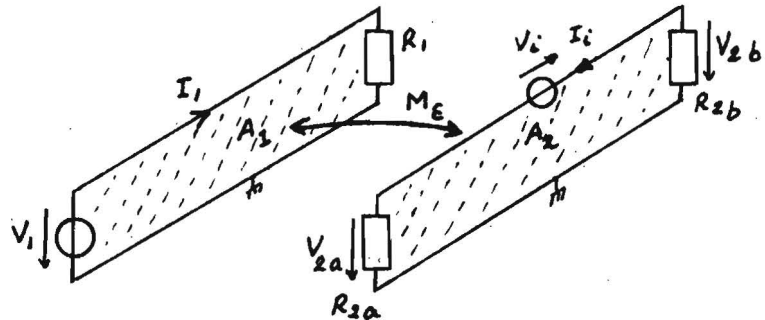


Fig. 6

In Fig. 6 is  $I_1$  een stroom in het "storende" systeem. Deze stroom veroorzaakt een magnetische flux en deze flux wordt voor een gedeelte omvat door het oppervlak  $A_2$  van een lus in het "gestoorde" systeem. Deze "omvatte" flux induceert een spanning  $V_i$  in de lus die evenredig is met deze flux. In feite zijn de lussen twee gekoppelde spoelen zoals in Fig. 7 is aangegeven. We maken nu, net als bij de capacitieve koppeling, een praktische verwaarlozing n.l.  $\omega L_1 \ll R_1$  en  $\omega M_E \ll R_1$ . (5) hetgeen betekent dat het parasitaire inducties de stroom  $I_1$  niet beïnvloeden.

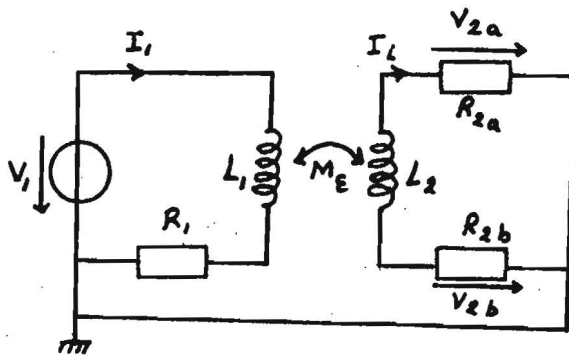


Fig. 7

In dat geval geldt :

$$V_i = j\omega M_\epsilon I_1 \quad \text{en} \quad I_2 = \frac{j\omega M_\epsilon I_1}{R_{2a} + R_{2b} + j\omega L_2} \quad (6)$$

Voor de spanningen over  $R_{2a}$  en  $R_{2b}$  volgt dan :

$$V_{2a} = \frac{R_{2a} j\omega M_\epsilon I_1}{R_{2a} + R_{2b} + j\omega L_2} \quad \text{en} \quad V_{2b} = - \frac{R_{2b} j\omega M_\epsilon I_1}{R_{2a} + R_{2b} + j\omega L_2} \quad (7)$$

Merk op dat  $V_{2a}$  en  $V_{2b}$  in tegenfase zijn.

Uit vergelijking (7) zien we dat de inductieve overspraak net als de capacitieve overspraak (vergelijking (2)) een hoogdoorlaat karakter heeft.

We kunnen ook nu weer een overgangsfrequentie  $\omega_c$  definiëren met :

$$\omega_c = \frac{R_{2a} + R_{2b}}{L_2} \quad (8)$$

Voor  $V_{2a}$  en  $V_{2b}$  volgt dan :

$$\text{indien } \omega < \omega_c : V_{2a} \approx \frac{R_{2a}}{R_{2a} + R_{2b}} j\omega M_\epsilon I_1 \quad \text{en} \quad V_{2b} \approx - \frac{R_{2b}}{R_{2a} + R_{2b}} j\omega M_\epsilon I_1 \quad (9)$$

en indien  $\omega > \omega_c$  :

$$V_{2a} \approx \frac{R_{2a} M_\epsilon}{L_2} I_1 \quad \text{en} \quad V_{2b} \approx - \frac{R_{2b} M_\epsilon}{L_2} I_1 \quad (10)$$

Het verloop van  $|V_{2a}|$  en  $|V_{2b}|$  als functie van  $\omega$  is dan ook analoog aan het in Fig. 4 geschetste.

### 3.1 Reductie van inductieve overspraak

Daar de overspraak evenredig is met  $M_\epsilon$  is het van belang deze waarde zo klein mogelijk te maken. Anders gezegd : we moeten de koppeling tussen lus 1 en lus 2 (fig. 6) zo klein mogelijk maken. Deze koppeling wordt b.v. kleiner door :

- verkleining van het oppervlak  $A_1$  van lus 1
- verkleining van het oppervlak  $A_2$  van lus 2
- vergroting van de afstand tussen lus 1 en lus 2
- het minder parallel laten lopen van oppervlak  $A_1$  en  $A_2$ .

Hieruit volgen dus een aantal mogelijke maatregelen.

Een bekende maatregel tegen inductieve koppeling is het "twisten" van lus 1 en lus 2; hiermede wordt aan de zojuist genoemde mogelijkheden a, b en d gelijktijdig voldaan. Bij dit "twisten" is het wel van belang het aantal twists/meter voor beide lussen ongelijk te nemen.

Op PC boards is twisten niet mogelijk. Het is echter wel mogelijk de oppervlaktes  $A_1$  en  $A_2$  te verkleinen door de heen- en terugleider zo dicht mogelijk bij elkaar te leggen.

Evenals bij de capacitieve koppeling geldt ook hier : vermijdt onnodig hoge frequenties.

### 4. Capacitieve plus inductieve overspraak

Indien beide koppelingen gelijktijdig optreden kunnen we uitgaande van het in par. 2 en 3 gebruikte model de stoorspanningen  $V_{2a}$  en  $V_{2b}$  berekenen met vergelijkingen (2) en (7).

Dit leidt tot :

$$V_{2a} = j\omega \left\{ \frac{R_{2a} R_{2b} C_\epsilon}{R_{2a} + R_{2b} + j\omega R_{2a} R_{2b} (C_2 + C_\epsilon)} + \frac{R_{2a} M_\epsilon / R_1}{R_{2a} + R_{2b} + j\omega L_2} \right\} V_1 \quad (11.a)$$

$$\text{en} \quad V_{2b} = j\omega \left\{ \frac{R_{2a} R_{2b} C_\epsilon}{R_{2a} + R_{2b} + j\omega R_{2a} R_{2b} (C_2 + C_\epsilon)} - \frac{R_{2b} M_\epsilon / R_1}{R_{2a} + R_{2b} + j\omega L_2} \right\} V_1 \quad (11.b)$$

Uit deze (ingewikkelde) vergelijkingen is te zien dat, grofweg gezegd, bij  $V_{2a}$  inductieve en capacitieve overspraak elkaar versterken terwijl bij  $V_{2b}$  ze elkaar in bepaalde mate compenseren. Het is zelfs zo dat onder bepaalde omstandigheden  $V_{2b}$  gelijk aan nul is. Wanneer nl. geldt

$$R_{2a} C_{\epsilon} = \frac{M_{\epsilon}}{R_1} \quad \text{en} \quad R_{2a} R_{2b} (C_2 + C_{\epsilon}) = L_2 \quad (12)$$

$$\text{volgt } V_{2a} = \frac{j\omega M_{\epsilon} / R_1}{1 + j\omega \tau} \quad \text{en} \quad V_{2b} = 0 \quad (12.a)$$

$$\text{met } \tau = \frac{R_{2a} R_{2b} (C_2 + C_{\epsilon})}{R_{2a} + R_{2b}} = \frac{L_2}{R_{2a} + R_{2b}} \quad (12.b)$$

In dit geval treedt dus slechts overspraak op aan de "bron-zijde" in  $V_{2a}$  en niet in  $V_{2b}$ . Dit speciale geval kan optreden wanneer leidingen die "karakteristiek" zijn afgesloten op de beschreven wijze gekoppeld zijn.

## 5. Overspraak via een gemeenschappelijke impedantie

In een ontwerpschema van een elektrische schakeling komen op vele plaatsen aardpunten, aangeduid met  $\perp$ ,  $\text{///}$  of  $\frac{1}{\perp}$ , voor. Bedoeld is dat deze punten allen een gelijke potentiaal hebben die als referentie dient voor alle andere potentialen. Bij het bouwen van de schakeling worden al deze aardpunten via draden verbonden en er wordt gehoopt dat inderdaad alle potentialen gelijk zijn. Daar deze verbindingsdraden stroomvoerend zijn en geen verwaarloosbare impedantie hebben treden over deze draden echter spanningen op die problemen kunnen veroorzaken. We beschouwen dit probleem aan de hand van fig. 8 waarin twee zeer eenvoudige stroomcircuits met een gemeenschappelijke geleider A-B geschetst zijn. De twee circuits bestaan uit een signaalgever ( $E_1$  resp.  $E_2$ ) en een belasting ( $R_1$  resp.  $R_2$ ). De gemeenschappelijke geleider A-B heeft een (ongewenste) impedantie  $Z_{\epsilon}$ . Voor de spanning  $V_2$  volgt :

$$V_2 = \alpha E_2 + \beta E_1 \quad (13)$$

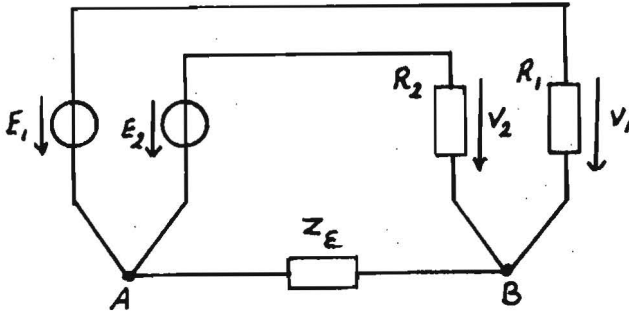


Fig. 8

In (13) is  $\alpha$  een maat voor de gewenste overdracht ( $E_2 + V_2$ ) en  $\beta$  geeft aan hoeveel storing  $E_1$  in  $V_2$  veroorzaakt. Bedenk hierbij dat uit  $Z_E = 0$  volgt:  $\alpha = 1$  en  $\beta = 0$ .

Voor  $\beta$  volgt 
$$\beta = \frac{R_2 Z_E}{R_1 R_2 + (R_1 + R_2) Z_E} \quad (14)$$

Indien mogelijk, kan deze overspraak voorkomen worden door geen gemeenschappelijke aardgeleider te gebruiken maar slechts gebruik te maken van een gemeenschappelijk aardpunt zoals in Fig. 9 is geschetst.

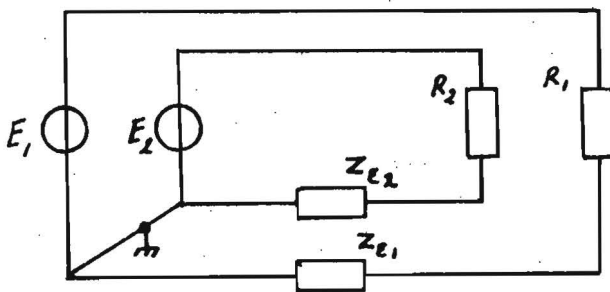


Fig. 9

Daar het echter niet altijd mogelijk is gemeenschappelijke geleiders te vermijden gaan we nu aan de hand van twee voorbeelden na hoe we de mate van overspraak kunnen afschatten. In deze voorbeelden is verondersteld dat de draaddikte van de gemeenschappelijke geleider voldoende groot gekozen is zodat de gelijkstroomweerstand verwaarloosbaar is. De inductiviteit van de geleider kan dan echter, bij hoge frequenties, overspraak veroorzaken.



Voorbeeld 1

We beschouwen de situatie van Fig. 8 en veronderstellen dat de lengte van de verbinding A-B gelijk is aan 1 meter. Als vuistregel geldt dat de inductiviteit van een draad  $1 \mu\text{H}/\text{m}$  is, zodat geldt :

$$Z_{\epsilon} = j\omega L_{\epsilon} \text{ met } L_{\epsilon} = 1\mu\text{H}.$$

Met vergelijking 14 volgt dan :

$$\beta = \frac{R_2}{R_1+R_2} \frac{\frac{R_1+R_2}{R_1 R_2} j\omega L_{\epsilon}}{1 + \frac{R_1+R_2}{R_1 R_2} j\omega L_{\epsilon}} \quad (15)$$

Hieruit volgt dat de koppeling,  $\beta$ , een hoogdoorlaat karakter heeft en  $|\beta| = \left| \frac{V_2}{E_1} \right|_{E_2=0}$  zal als functie van  $\omega$  verlopen zoals in Fig. 4 is geschetst, waarbij hier geldt :

$$\omega_c = \frac{R_1 R_2}{(R_1+R_2)L_{\epsilon}} \quad (16a)$$

$$\text{Verder geldt voor } \omega < \omega_c : \beta \approx j\omega \frac{L_{\epsilon}}{R_1} \quad (16b)$$

$$\text{en voor } \omega > \omega_c : \beta \approx \frac{R_2}{R_1+R_2} \quad (16c)$$

Voor het geval dat  $R_1 = R_2 = 50\Omega$  en  $L = 1 \mu\text{H}$  zien we uit 16a en 16c dat voor storende frequenties boven

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = 4 \text{ MHz de koppeling } \beta \text{ gelijk is aan } \frac{1}{2}.$$

Voorbeeld 2

In het vorige voorbeeld hebben we de koppeling door een inductieve geleider als functie van de frequentie bekeken. In digitale circuits kunnen we de koppeling soms beter in het "tijd domein" beschouwen. Indien b.v. een gemeenschappelijke geleider een lengte heeft van 25 cm ( $L_{\epsilon} \approx 250 \text{ nH}$ )

en er loopt een geschakelde stroom,  $i$ , doorheen met een flanksnelheid van  $2\text{mA/ns}$ , ontstaat over deze geleider een spanningspuls met de grootte :

$$v_{AB} = L_{\epsilon} \frac{\Delta i}{\Delta t} = 250 \cdot 10^{-9} \frac{2 \cdot 10^{-3}}{10^{-9}} \text{ V} = 0,5\text{V}.$$

Deze spanningspuls kan gevaarlijk zijn in digitale circuits.

### 5.1 Reductie van de overspraak

- a. Houdt gemeenschappelijke impedanties zo klein mogelijk. Gebruik voldoende dikke geleiders. In P.C. ontwerp is het gebruik van dubbelzijdige printplaat waarbij één koperzijde als een referentievlak dient van voordeel (dit vermindert ook de capacitieve en inductieve koppeling).
- b. Vermijdt, indien mogelijk, gemeenschappelijk geleiders. Pas afzonderlijke retourgeleiders toe en gebruik voor de (aard-)referentie een puntkoppeling (zie Fig. 9).
- c. Pas, zo nodig, galvanische scheiding tussen subsystemen toe; bijv. met transformatoren of opto-coaplers.

## Samenvatting Hoofdstuk 5 "EMC-problemen bij transmissielijnen"

In het hoofdstuk "EMC-problemen bij transmissielijnen" wordt de overspraak behandeld die optreedt tussen circuits in een meervoudig lijnenstelsel, zoals een meeraderige kabel, een lintkabel of een stelsel striplijnen. Er wordt voor deze stelsels een veralgemening gegeven van de telegraafvergelijkingen, die bekend zijn uit de "lange leidingen"-techniek. Op basis van deze vergelijkingen worden karakteristieke (afsluit)netwerken gedefinieerd, die bestaan uit een stelsel systematisch gerangschikte weerstanden, althans voor verliesvrije leidingen. Tevens worden zogenaamde transmissiemodi geïntroduceerd, waarvan voor een tweeleidingen-stelsel de "common mode" en de "differential mode" bekende voorbeelden zijn.

Vervolgens wordt aandacht besteed aan de bestrijding van de overspraak. De belangrijkste technieken die hiervoor ten dienste staan, zijn:

- a/ juiste aansturing en afsluiting van het lijnenstelsel;
- b/ gebruikmaking van de orthogonale transmissiemodi.

Tot slot wordt nog aandacht besteed aan het juist en het foutief gebruik van lintkabels.

## 5 . EMC-problemen bij transmissielijnen

### 5.1. Inleiding

Bij (meervoudige) verbindingen tussen apparaten of delen van apparaten, kunnen zich EMC-problemen voordoen. Deze meervoudige verbindingen kunnen bestaan uit lintkabels, meerdere striplijnen naast elkaar, maar ook coaxiale kabels. De problemen zijn tweeledig:

1. Wisselwerking tussen de verbindinglijnen onderling. Een signaal op één lijn gaat gepaard met een EM-veld in de omgeving van die lijn. De overige lijnen bevinden zich in dit veld, waardoor stromen en spanningen worden geïnduceerd in die lijnen. Op deze manier ontstaat "overspraak" tussen de verschillende verbindingen.
2. In het lijnenstelsel geïnduceerde signalen door van buitenaf invallende EM-velden.

In dit hoofdstuk zullen we alleen het eerste probleem beschouwen. Hierbij worden de meervoudige verbindingen bekeken als een samenhangend (gekoppeld) stelsel lijnen, dat ook als één stelsel beschreven wordt door middel van vektor- en matrixnotatie van de stromen, de spanningen en de impedanties. Hierbij veronderstellen we het lijnenstelsel en het bijbehorende, omringende diëlectricum uniform in de lengterichting.

### 5.2. Verliesvrije transmissielijnen

#### 5.2.1. Homogeen diëlectricum

Beschouw een stelsel van  $n$  transmissielijnen met een aarde (zie Fig. 1). Het diëlectricum veronderstellen we isotroop en homogeen.

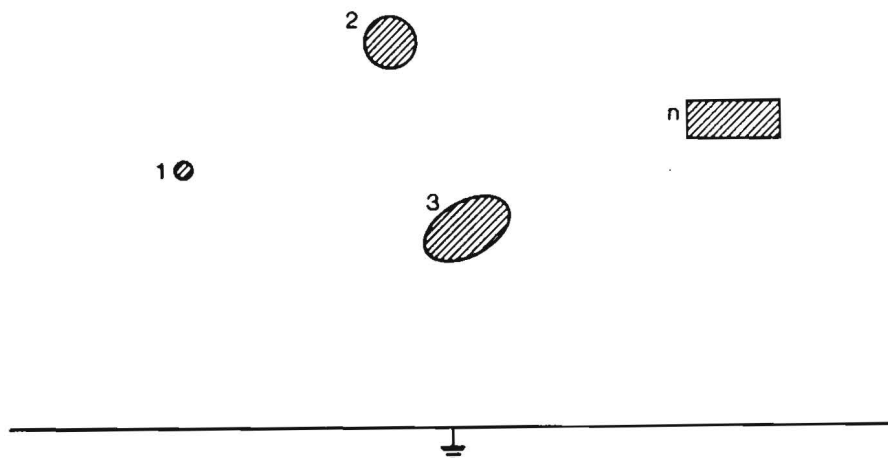


Fig. 1. Dwarsdoorsnede van een stelsel van  $n$  transmissielijnen met een aarde.

Wanneer de geleiders verliesvrij zijn, zal het EM-veld tussen de geleiders bestaan uit een TEM-golf. Indien bovendien het diëlectricum verliesvrij is, kunnen de relaties tussen de spanningen op de geleiders en de stromen door de geleiders beschreven worden door middel van de capaciteits- en inductiecoëfficiënten van het stelsel. Hiertoe definiëren we de stroomvektor

$$I \triangleq \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_i \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix}, \tag{1}$$

met  $I_i$  de stroom door geleider  $i$ . Bovendien stellen we

$$V \triangleq \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_i \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix}, \tag{2}$$

met  $V_i$  de spanning tussen geleider  $i$  en aarde. Analoog aan de eenvoudige transmissielijn kunnen we de (symbolische) voorstelling van Fig. 2a) benutten om de golfvergelijking voor het stelsel af te leiden. Fig. 2b) laat de configuratie van de verschillende kabelparameters zien voor  $n = 2$ .

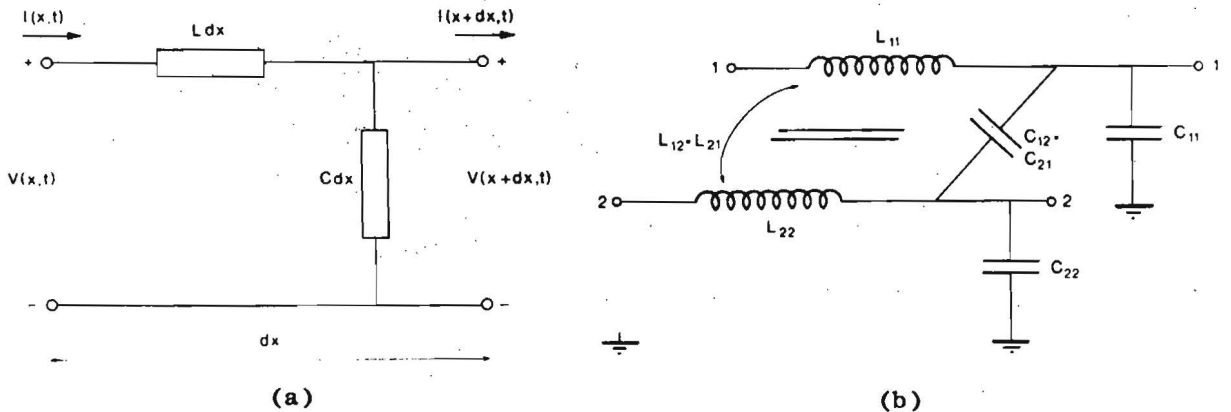


Fig. 2a) Een infinitesimaal kleine sectie van een meervoudig lijnenstelsel.

b) De kabelparameters en -configuratie voor  $n = 2$ .

$I(x, t)$  en  $V(x, t)$  zijn respectievelijk de stroom- en spanningsvektor ter plaatse  $x$  en op tijdstip  $t$ , zoals ze gedefinieerd zijn door de vergelijkingen (1) en (2). Verder is  $C$  de capaciteitsmatrix

$$C \triangleq \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n C_{1i} & -C_{12} & \dots & -C_{1n} \\ -C_{21} & \sum_{i=1}^n C_{2i} & \dots & -C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{n1} & \dots & \dots & \sum_{i=1}^n C_{ni} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

met  $C_{ij}$  de capaciteit per eenheid van lengte tussen geleider  $i$  en geleider  $j$ , en  $C_{ii}$  de capaciteit tussen geleider  $i$  en aarde.  $L$  is de induktiematrix

$$L \triangleq \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \dots & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & \dots & L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1} & \dots & \dots & L_{nn} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

met  $L_{ij}$  de wederzijdse inductie tussen geleider  $i$  en geleider  $j$  en  $L_{ii}$  de zelfinductie van geleider  $i$ , alles per eenheid van lengte. De matrices  $C$  en  $L$  zijn symmetrisch [1].

Stellen we verder

$$I(x, t) = I \exp(j\omega t - \gamma x) \quad (5)$$

$$V(x, t) = V \exp(j\omega t - \gamma x), \quad (6)$$

dan volgt uit Fig. 2

$$\frac{\partial V}{\partial x} = -j\omega LI \quad (7)$$

en

$$\frac{\partial I}{\partial x} = -j\omega CV. \quad (8)$$

Deze vergelijkingen (7) en (8) vormen een veralgemening van de telegraafvergelijkingen.

Substitutie van (8) in (7) geeft

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = -\omega^2_{LC} V . \quad (9)$$

en met behulp van (6) volgt hieruit

$$(\gamma^2 U + \omega^2_{LC}) V = 0 . \quad (10)$$

Hierin is  $U$  de eenheidsmatrix.

Uit (5) en (6) volgt dat  $\gamma$  de voortplantingsexponent is. Aangezien we ervan uitgegaan zijn dat zowel de geleiders als het diëlectricum verliesvrij zijn, zal  $\gamma$  zuiver imaginair zijn:

$$\gamma = j\beta . \quad (11)$$

Bovendien geldt

$$\beta = \pm \frac{\omega}{v} , \quad (12)$$

met  $v$  de fasesnelheid van de EM-golf. Uit (10) volgt nu

$$LC = \frac{1}{v^2} U . \quad (13)$$

Met behulp van (7) en (13) vinden we

$$I = \frac{-1}{j\omega} L^{-1} \frac{\partial V}{\partial x} = L^{-1} V \frac{1}{v} = CVv . \quad (14)$$

Vergelijking (14) geeft de relatie tussen de stromen en de spanningen. Deze relatie wordt in het algemeen beschreven door middel van de karakteristieke afsluitconductantiematrix, gedefinieerd door

$$I \stackrel{\Delta}{=} GV , \quad (15)$$

met

$$G = Z^{-1} , \quad (16)$$

waarbij  $Z$  het karakteristieke afsluitnetwerk beschrijft. Met andere woorden, indien het lijnenstelsel afgesloten wordt met dit netwerk, dan zullen er geen reflecties optreden.

Uit (14) en (15) volgt

$$G = vC . \quad (17)$$

Het karakteristieke afsluitnetwerk kan dus gevonden worden uit de capaciteitsmatrix  $C$ . Voor  $G$  vinden we dan

$$G = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{1i}} & -\frac{1}{R_{12}} & \cdots & -\frac{1}{R_{1n}} \\ -\frac{1}{R_{21}} & \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{2i}} & \cdots & -\frac{1}{R_{2n}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{1}{R_{n1}} & \cdots & \cdots & \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{ni}} \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Hierbij is  $R_{ij}$  de weerstand die aangesloten dient te worden tussen geleider  $i$  en geleider  $j$  en bovendien geldt met behulp van (3)

$$R_{ij} = \frac{1}{vC_{ij}}. \quad (19)$$

De eigenschappen van de matrix  $C$  zorgen ervoor, dat het karakteristieke netwerk realiseerbaar is. Fig. 3 geeft een voorbeeld van een stelsel dat bestaat uit twee lijnen en een aarde. In deze figuur

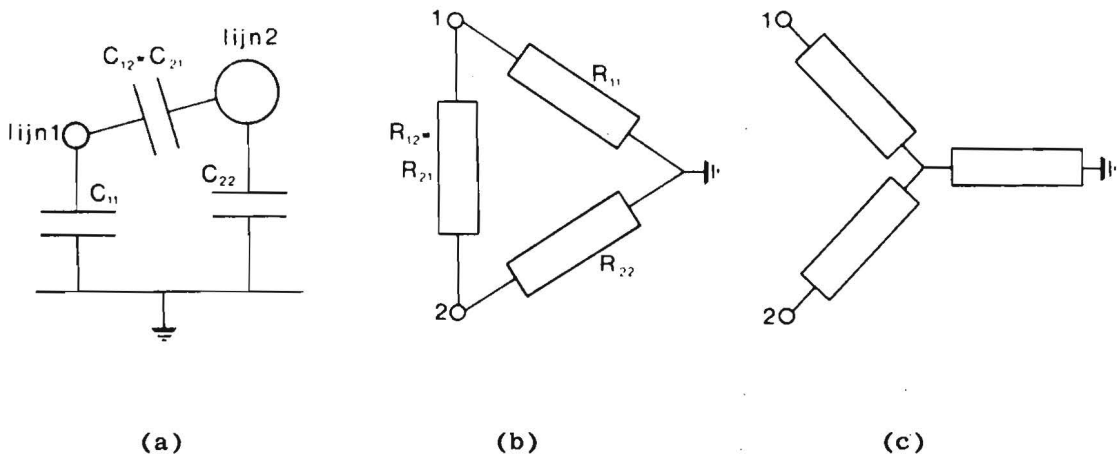


Fig. 3. Voorbeeld van twee transmissielijnen:

- a) capaciteiten;
- b) karakteristiek afsluitnetwerk in de vorm van een driehoek;
- c) karakteristiek afsluitnetwerk in de vorm van een ster.



zijn de capaciteitscoëfficiënten aangegeven (Fig. 3a) en de bijbehorende weerstanden van het karakteristieke afsluitnetwerk (Fig. 3b). Dit afsluitnetwerk heeft de vorm van een driehoek. Onder bepaalde voorwaarden kan hierop de driehoek-stertransformatie worden toegepast [2] (zie Fig. 3c). Bij dit voorbeeld van twee lijnen biedt dit geen voordelen. In het geval van  $n$  lijnen bestaat de driehoekschakeling uit  $n(n+1)/2$  weerstanden en de stersschakeling uit  $(n+1)$  weerstanden, zodat deze transformatie tot vereenvoudiging van het netwerk leidt voor  $n > 2$ .

Indien het onderhavige lijnenstelsel wordt aangestuurd, dan zal er bij transmissie geen overspraak optreden indien het stelsel karakteristiek wordt afgesloten. Immers, bij transmissie langs de lijnen blijven de stromen en spanningen volkomen identiek. Hierbij dient er echter nadrukkelijk op gewezen te worden, dat dan ook de aansturing moet geschieden vanuit een karakteristiek impedantienetwerk. Voor het zojuist gegeven voorbeeld van twee lijnen betekent dit, dat vanuit de kabel gezien in de richting van de aansturende bronnen ook het netwerk van Fig. 3b of 3c gezien moet worden. Dit wordt nog wel eens vergeten en is vaak ook niet eenvoudig te realiseren. We zullen later nog terugkomen op dit probleem.

### 5.2.2. Inhomogeen diëlectricum

In deze paragraaf zullen we het verliesvrije geval uitbreiden naar een inhomogeen diëlectricum. Het stelsel wordt nog steeds uniform beschouwd in de lengterichting, doch in transversale richting kunnen er in de structuur verschillende diëlectrica voorkomen. Uit de continuïteitsvoorwaarden, waaraan voldaan moet zijn op de scheidingsvlakken tussen twee diëlectrica, volgt dat de golf geen TEM-golf kan zijn. Het blijkt echter dat de golf nagenoeg TEM is, ofwel "quasi-TEM". We kunnen dan ook voor dit geval met goede benadering werken met de veralgemeende telegraafvergelijkingen (7) en (8), die uiteindelijk resulteren in vergelijking (10). Deze laatste vergelijking zullen we als volgt herschrijven

$$\left( \frac{\beta^2}{\omega^2} U - LC \right) V = 0. \quad (20)$$

Dit is een eigenwaarde-probleem en aangezien  $LC$  een matrix is van de orde  $n$  worden er in het algemeen ook  $n$  eigenwaarden voor  $1/v^2 = \beta^2/\omega^2$  gevonden, met bijbehorende eigenvektoren. Elke eigenwaarde met eigenvektor noemen we een transmissiemodus. Zo'n transmissiemodus heeft zijn eigen fasesnelheid

$$v = \pm \frac{\omega}{\beta}. \quad (21)$$

Het plusteken is voor golven in de positieve  $x$ -richting en het min-teken is voor golven in de negatieve  $x$ -richting. De afleiding voor het karakteristieke afsluitnetwerk in de vorige paragraaf is gebaseerd op de aanname dat er zich slechts een golf in één richting beweegt. In die paragraaf is in feite het geval beschouwd waarin alle  $n$  eigenwaarden identiek zijn. Hier is dat niet meer het geval en de karakteristieke impedantiematrix kan niet eenvoudigweg beschreven worden met behulp van vergelijking (17). Dit is meteen duidelijk omdat  $v$  hier niet eenduidig is, maar  $n$  verschillende waarden kan hebben voor een golf in elke richting. We kunnen vergelijking (14) wel toepassen per modus. Immers, voor een bepaalde modus is  $v$  wel eenduidig. Elimineren we uit (7) en (8) nu  $V$  dan krijgen we analoog aan (10)

$$(\gamma^2 U + \omega^2 CL) I = 0. \quad (22)$$

$I$  is dus een eigenvektor van de matrix  $CL$  en men kan aantonen, dat de bijbehorende eigenwaarden dezelfde zijn als die van de matrix  $LC$  en dus die voor de eigenvektoren  $V$  [3]. Vergelijking (14) kan toegepast worden op bij elkaar horende eigenvektoren van  $I$  en  $V$ , d.w.z.  $I$  en  $V$  met dezelfde eigenwaarde. Indien we deze eigenvektoren systematisch rangschikken in een matrix, waarbij elke kolom bestaat uit een eigenvektor, dan kunnen we (14) in matrixvorm als volgt noteren

$$I_m = L^{-1} V_m \left[ \frac{1}{v} \right] = C V_m [v]. \quad (23)$$

In deze vergelijking is  $I_m$  de matrix van eigenvektoren van  $CL$  en  $V_m$  de matrix van eigenvektoren van  $LC$ .  $I_m$  wordt de modale stroommatrix en  $V_m$  de modale spanningsmatrix genoemd.  $[v]$  is een diagonaalmatrix, waarbij op de diagonaal de overeenkomstige  $n$  waarden staan van  $v$ , zoals die gevonden worden uit de  $n$  eigenwaarden volgens vergelijking (21). Alle elementen buiten de diagonaal zijn nul.  $[1/v]$  is eveneens

een diagonaalmatrix, met als diagonaalelementen  $1/v$  en buiten de diagonaal allemaal nullen.

De karakteristieke conductantiematrix is gedefinieerd door middel van de vergelijking

$$I_m = GV_m \rightarrow G = I_m V_m^{-1}. \quad (24)$$

Uit vergelijking (24) en (23) volgt

$$G = CV_m [v] V_m^{-1} = L^{-1} V_m \left[ \frac{1}{v} \right] V_m^{-1}. \quad (25)$$

Aan de hand van deze vergelijking kan dus weer het karakteristieke afsluitnetwerk bepaald worden. Wat de overspraak betreft zijn er verschillen met het vorige geval; hierop komen we later terug.

### 5.3. Transmissielijnen met verliezen

In deze paragraaf zullen we de beschouwingen uit de vorige paragrafen uitbreiden met verliezen. Drie soorten verliezen kunnen een rol spelen: diëlectrische verliezen, koperverliezen en stralingsverliezen. We zullen er steeds van uitgaan, dat de verliezen klein zijn. Stralingsverliezen, zo die er al zijn, verwaarlozen we.

Diëlectrische verliezen alleen tasten het TEM-karakter van een golf niet aan. Dat wil zeggen dat de afleidingen die tot nu toe zijn gegeven slechts een kleine modificatie ondergaan. Alle voorgaande resultaten blijven geldig, met dien verstande, dat de reële diëlectrische constante  $\epsilon$  vervangen moet worden door een complexe constante

$$\epsilon' = \epsilon (1 - j \tan \delta), \quad (26)$$

waarin  $\delta$  de verlieshoek is van het diëlectricum. Dit betekent dat de capaciteitsmatrix vermenigvuldigd moet worden met  $(1 - j \tan \delta)$  en de voortplantingsexponent  $\gamma$  met  $(1 - j \tan \delta)^{\frac{1}{2}}$ . Voor kleine verlieshoek betekent dit volgens (10) en (12)

$$\begin{aligned} \gamma &= \alpha + j\beta = j\beta(1 - j \tan \delta)^{\frac{1}{2}} \approx j\beta + \frac{\beta}{2} \tan \delta \\ &= j \frac{\omega}{v} + \frac{\omega}{2v} \tan \delta. \end{aligned} \quad (27)$$

De demping per lengte-eenheid wordt dus

$$\alpha = \frac{\omega}{2v} \tan \delta. \quad (28)$$

Uit (14) volgt dat de elementen van de karakteristieke admittantiematrix als volgt gaan luiden

$$G_{ij}' = G_{ij} (1 - j \tan \delta)^{\frac{1}{2}}. \quad (29)$$

We zien dat het karakteristieke afsluitnetwerk complex wordt.

In het geval we te maken krijgen met koperverliezen worden de zaken zeer gecompliceerd [4]. Een mogelijke, benaderde oplossing kan gevonden worden door middel van perturbatie. D.w.z. we veronderstellen in eerste instantie een verliesvrije situatie en berekenen daarvoor de stroomverdeling in de geleiders. Aan de hand van deze stroomverdeling kunnen de verliezen berekend worden en hiermee wordt een correctie aangebracht op de voortplantingsexponent. Vervolgens berekenen we hierop gebaseerd een karakteristiek afsluitnetwerk. Hiermee bepalen we dan een nieuwe stroomverdeling, enz. Bij kleine verliezen (d.w.z. de soortelijke weerstand van het koper klein) zal dit proces tamelijk snel convergeren.

#### 5.4. Equivalent netwerkmodel voor meervoudige transmissielijnen

De afsluitcondities van een enkelvoudige transmissielijn kan men analyseren aan de hand van een equivalent netwerkmodel volgens Fig. 4.

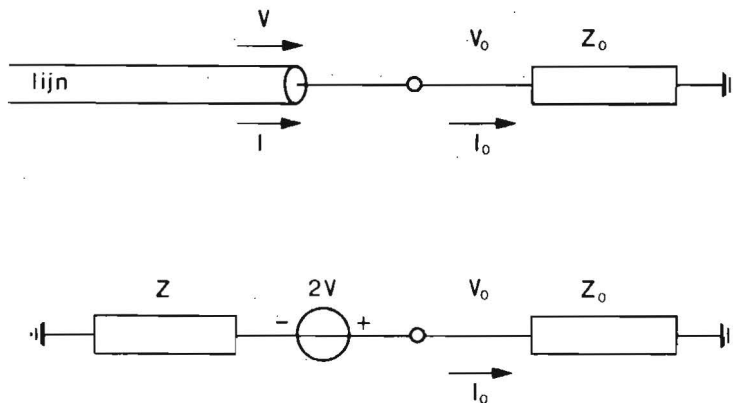


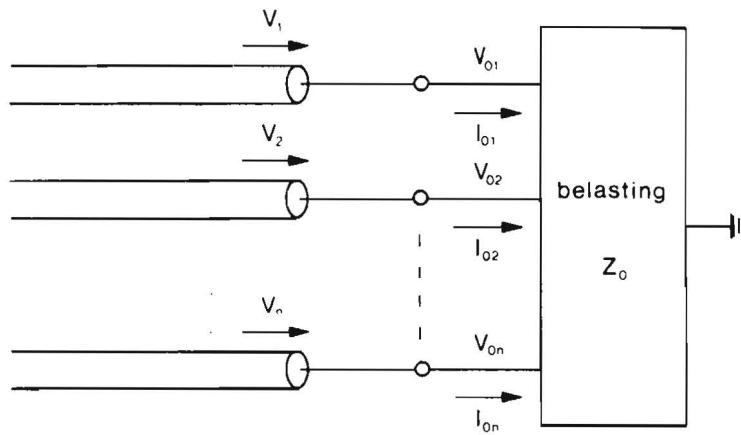
Fig. 4. Enkelvoudige transmissielijn :

- a) de lijn afgesloten met belasting  $Z_0$  ;
- b) equivalent netwerkmodel.

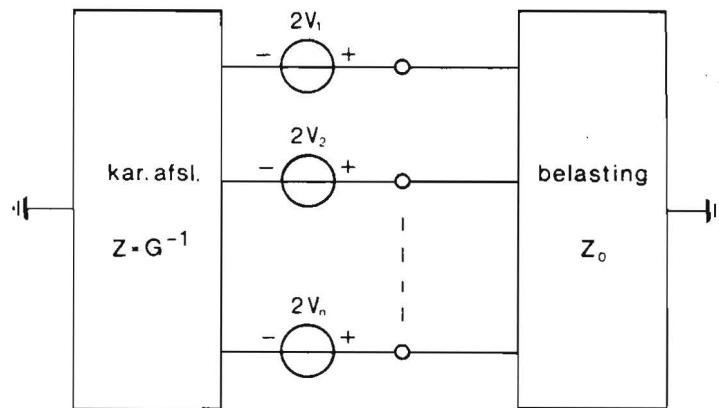
Stel dat zich over de lijn een spanning golf  $V$  met een bijbehorende stroom golf  $I$  voortplant in de aangegeven richting (Fig. 4a). De verhouding tussen  $V$  en  $I$  wordt bepaald door de karakteristieke impedantie  $Z$ . Vanuit de belasting gezien, gedraagt de kabel zich dus als een bron

met inwendige impedantie  $Z$ . Wordt de kabel niet afgesloten, maar loopt hij oneindig ver door dan staat op het beschouwde punt de spanning  $V$  en bedraagt de belasting  $Z$ . De bronsterkte van het equivalente netwerkmodel moet dan  $2V$  zijn. Zo komen we op het model van Fig. 4b.

Dit concept van het equivalente netwerkmodel kan ook toegepast worden op meervoudige transmissielijnen. In Fig. 5a is een systeem getekend van  $n$  transmissielijnen en een aarde met spanninggolven  $V_1, V_2, \dots, V_n$ , afgesloten met een willekeurige belasting (beschreven door middel van de matrix  $Z_0$ ). Fig. 5b geeft het equivalente netwerkmodel voor deze situatie. Dit model bestaat uit een karakteristiek afsluitnetwerk als bronimpedantie en bronspanningen die de dubbele



(a)



(b)

Fig. 5. a) Meervoudige transmissielijn met een belasting.  
b) Equivalent netwerkmodel.

waarde hebben van de spanningsgolven. In het geval dat de belasting gelijk is aan het karakteristieke netwerk zullen er geen reflecties optreden.

Stel dat we aan het eind van de kabel wel te maken hebben met reflecties. De spannings- en stroomvektor op de belasting kunnen dan beschreven worden als de som van een voorwaartse en een gereflekteerde golf

$$\begin{aligned} V_0 &= V_v + V_r, \\ I_0 &= I_v + I_r. \end{aligned} \tag{30}$$

Voor de voorwaartse golf geldt de relatie (15) en voor de gereflekteerde golf dezelfde vergelijking met een minteken. Substitueren we deze relaties in (30) en elimineren we  $V_r$  en  $I_r$  dan vinden we

$$V_0 + ZI_0 = 2V. \tag{31}$$

Deze vergelijking volgt ook uit Fig. 5b met behulp van de wet van Kirchoff, waaruit nog eens de correctheid van dit schema blijkt.

### 5.5. Overspraakvrije afsluiting van meervoudige transmissielijnen

Uit het voorgaande blijkt, dat overspraak tussen lijnen ontstaat ten gevolge van de koppeling tussen de lijnen. Deze koppeling vindt zijn oorsprong in de elementen  $R_{ij}$  ( $i \neq j$ ) in de karakteristieke impedantiematrix. Het lijnenstelsel wordt ontkoppeld als  $1/R_{ij} = 0$  voor  $i \neq j$ . De meeste verhandelingen over overspraak (een vorm van EMC) in kabels zijn er dan ook op gericht de zogenaamde koppelimpedanties  $R_{ij}$  ( $i \neq j$ ) zo hoog mogelijk te maken. Hoewel dit een goede benadering is, wordt vaak over het hoofd gezien, dat overspraak ook bestreden kan worden door het lijnenstelsel op adequate wijze aan te sturen, c.q. af te sluiten [5]. We zullen deze oplossing hier verder expliciet maken.

Beschouw daartoe Fig. 6, waarin het equivalent netwerkmodel is gehanteerd voor de aansturing van het lijnenstelsel vanuit de bronnen. De kabel is voorgesteld door zijn karakteristieke impedantiematrix  $Z$ . Dit is alleen juist indien de kabel ook karakteristiek is afgesloten, of voor stapvormige aansturing (transiënten). Dit laatste is van belang

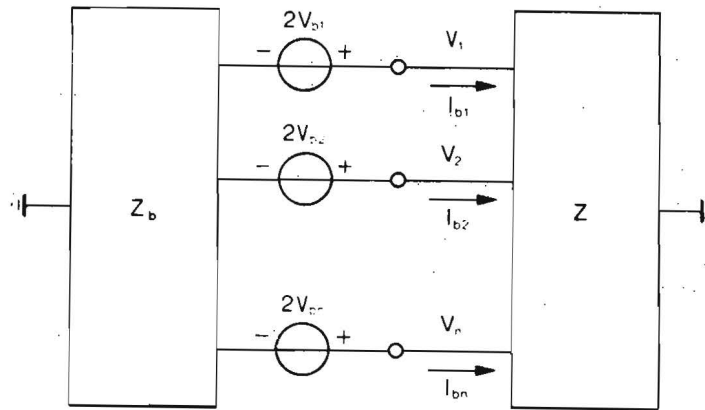


Fig. 6. Aansturing van de kabel vanuit de bronnen.

bij transmissie van digitale signalen. Uit de spanningswet van Kirchoff volgt uit deze figuur

$$Z_b I_b - 2V_b + V = 0. \quad (32)$$

Dit kunnen we ook schrijven als

$$2V_b = (Z_b G + U)V. \quad (33)$$

Als we aannemen dat de golven niet vervormd worden bij transmissie over de lijnen (d.w.z. homogeen diëlectricum en geen verliezen, of een kort lijnenstelsel), dan komt de golf beschreven door (33) ook bij de afsluiting aan, zij het met enige vertraging. Bij de afsluiting geldt vergelijking (31). Eliminatie van  $V$  uit (31) en (33) geeft

$$4 (Z_b G + U)^{-1} V_b = V_0 + Z I_0 = (U + Z Z_0^{-1}) V_0. \quad (34)$$

De overdracht van bron naar belasting zal overspraakvrij zijn als geldt

$$V_0 = V_b. \quad (35)$$

Met deze voorwaarde kunnen we (33) als volgt herschrijven

$$Z_0^{-1} = G \{4 (Z_b G + U)^{-1} - U\}. \quad (36)$$

Indien we bij gegeven bronimpedantiematrix  $Z_b$  het stelsel afsluiten met de admittantiematrix volgens (36), dan treedt er dus geen overspraak op.

We zullen nu twee speciale gevallen bekijken.

$$1) \quad Z_b = Z \quad (37)$$

De oplossing van (36) luidt nu  $Z_0^{-1} = G$ . Dit is dus het karakteristiek afsluitnetwerk. Aansturing vanuit een karakteristiek bronnetwerk heeft dus de eigenschap, dat er geen reflectie optreedt en dat er geen overspraak plaatsvindt; dit laatste uitsluitend onder de beperkende voorwaarden die zijn gesteld.

Aangezien de voorwaarde (37) in de praktijk vaak moeilijk te verwezenlijken is, zullen we nog een ander geval beschouwen.

$$2) \quad Z_b = rU, \quad (38)$$

met  $r$  een scalar.

Deze afsluiting aan de bronzijde bestaat uit een enkele weerstand per ader naar aarde. Dit ingevuld in (36) geeft voor de afsluiting

$$Z_0^{-1} = G (rG + U)^{-1} (3U - G). \quad (39)$$

Geval 2) is echter toch minder elegant dan geval 1). Immers, omdat de afsluiting niet karakteristiek is, zal er reflectie optreden aan het eind van de lijnen. Deze gereflekteerde golf stoot dan de kabel aan vanuit een niet-karakteristiek bronnetwerk, waardoor overspraak optreedt in deze gereflekteerde golf. Deze reflectie loopt over de kabel terug naar het begin, waar weer reflectie optreedt en deze laatste reflectie loopt weer naar het eind van de kabel. Aan dit eind zal nu alsnog overspraak te zien zijn. Deze overspraak is dan echter tot stand gekomen via twee reflecties, zodat de overspraak in praktische situaties klein zal zijn, zoals uit experimenten blijkt [5].

Een andere methode om overspraak te voorkomen bij een meervoudig lijnenstelsel, bestaat uit het aansturen van het stelsel in zijn transmissiemodi. Mathematisch blijken namelijk de eigenvektoren van een matrix orthogonaal te zijn. Fysisch betekent dit, dat de transmissie bij aansturing die overeenkomt met een eigenvektor, onafhankelijk is van die via een andere eigenvektor (transmissiemodus). Bij telefoniekabels o.a. wordt hiervan gebruik gemaakt. Toch kan in het algemeen een dergelijke aansturing op praktische problemen stuiten, die van dezelfde aard zijn als genoemd onder 1), bij overspraakbestrijding door middel van het afsluitnetwerk.



## 5.6. Conclusies en resumé

Uitgaande van de concepten zoals die in de voorgaande paragrafen zijn ontwikkeld, kunnen we een aantal conclusies trekken die van praktisch belang zijn. Hierbij moeten we wel bedenken dat er een aantal aannamen zijn gedaan.

Ten eerste hebben we de lijnstelsels uniform in lengterichting verondersteld. Discontinuïteiten, zoals die bijvoorbeeld ontstaan bij het aan elkaar verbinden van kabels met een verschillende dwarsconfiguratie, is geen wezenlijk probleem. We moeten dan elk stuk kabel vervangen door zijn eigen karakteristieke netwerk. Continue variatie van de dwarsdoorsnede vormt wel een probleem.

Ten tweede hebben we steeds aangenomen, dat zich langs het stelsel een (quasi-) TEM-golf voortplant. Hoewel voor een willekeurige situatie dit moeilijk precies is aan te geven, geldt in het algemeen dat deze aanname correct is voor golflengten die groter zijn dan de totale dwarsafmeting van de kabel [6]. Dat wil zeggen, hebben we een kabel met een diameter van 1 cm, dan is de aanname correct voor golflengten groter dan enkele centimeters; en dit komt overeen met zulke hoge frequenties dat een kabel als transmissiemedium ongeschikt is.

Ten derde hebben we kleine verliezen verondersteld. Dit geldt vrijwel altijd voor niet al te lange kabels (d.w.z. zeker tot enkele meters). Gebaseerd op het equivalent netwerkmodel en het karakteristieke netwerk kan geconcludeerd worden, dat een meeraderige, uniforme kabel zich gedraagt als een weerstandsnetwerk, zoals dat bijv. in Fig. 3b en 3c getekend is. Dit vervangingsnetwerk geldt bij hoge frequenties en karakteristieke afsluiting. Verder kan dit model ook gebruikt worden bij transiënten, zoals die ook voorkomen in digitale signalen; hierbij mag verder de afsluiting willekeurig zijn. Hieruit volgt dat, bij korte kabels, overspraak kan ontstaan ten gevolge van aansturing c.q. afsluiting. Met andere woorden, de overspraak ontstaat niet in de kabel zoals vaak wordt gedacht, maar ontstaat door verkeerde aanpassing. Dit impliceert dat overspraak dan ook vaak bestreden kan worden door maatregelen te treffen aan de bronkant of de afsluiting. Hiervoor zijn een drietal mogelijkheden:

1. Aansturing vanuit een karakteristiek netwerk en afsluiting met het karakteristieke netwerk, conform vergelijking (37).

Fig. 7a laat zien hoe dat moet voor twee aders met een aarde. De

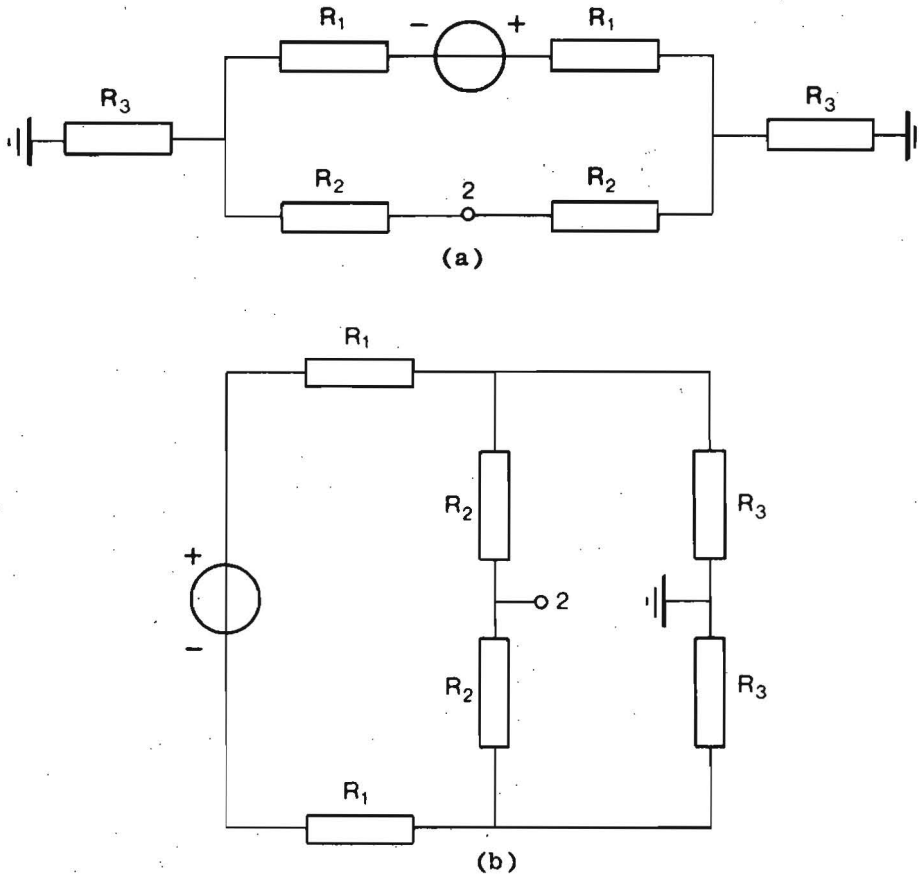


Fig. 7a) Een twee-aderige kabel aangestuurd vanuit het karakteristieke bronnetwerk.

7b) Als Fig. 7a doch getekend in de vorm van een brug.

linker drie weerstanden representeren het bronnetwerk en de rechter drie stellen de karakteristieke impedantie van de kabel voor. Denken we de bron kortgesloten, dan wordt vanuit de kabel een karakteristiek netwerk gezien. Als we nu Fig. 7a wat anders tekenen (zie Fig. 7b), dan zien we dat ingangssader 2 en aarde balanspunten vormen in een brug die in evenwicht is. Tussen deze punten staat geen spanning en ader 2 wordt niet aangestoten. De kabel zelf geeft geen overspraak, dus ook aan het eind van de lijn is op ader 2 geen spanning te zien. De aansluiting conform Fig. 7a kan op praktische bezwaren stuiten. Meestal gedragen bronnen zich als een spanningsbron met een impedantie naar aarde. Een mogelijkheid is om via een transformator in te koppelen; dit heeft echter ook zijn beperkingen.

2. Aansturing vanuit bronweerstand naar aarde (vergelijking (38)) en adequate afsluiting (vergelijking (39)) die overspraak elimineert.

In deze situatie zal er meteen aan het begin van de kabel overspraak optreden, immers er wordt niet karakteristiek aangestuurd. De afsluiting is echter ook niet karakteristiek. Hierdoor ontstaat reflectie. De afsluiting is in dit geval echter zo gekozen, dat de reflectie de overspraak opheft.

3. Aansturing in transmissiemodi.

In Fig. 8 zijn twee voorbeelden gegeven van meeraderige kabels. De aders zijn steeds symmetrisch gesitueerd in een cilindrische (aard)-mantel.

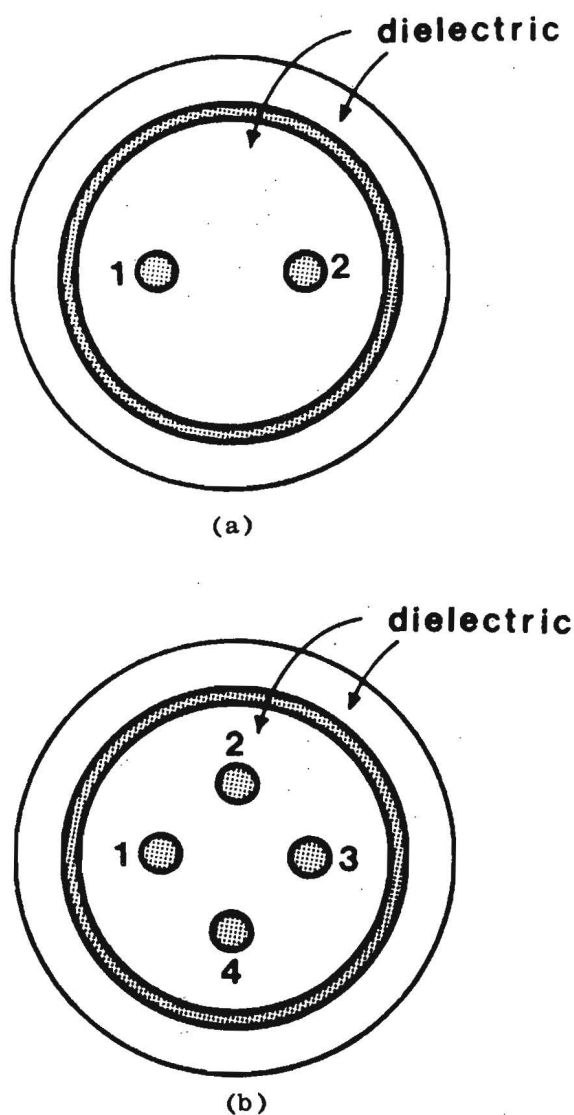


Fig. 8a) Twee-aderige kabel met aardmantel.

8b) Vieraderige kabel met aardmantel.

Voor de gegeven voorbeelden zijn de transmissiemodi als volgt:

Tabel 1: De transmissiemodi voor een symmetrische 2-aderige kabel.

		modus	
		1	2
ader	1	1	1
	2	-1	1

Tabel 2: De transmissiemodi voor een symmetrische 4-aderige kabel.

		modus			
		1	2	3	4
1		1	0	1	1
2		0	1	-1	1
ader	3	-1	0	1	1
	4	0	-1	-1	1

De getallen in de tabel geven de relatieve waarden aan van de spanningen op de diverse aders voor de betrokken modus. Men kan gemakkelijk nagaan dat alle modi orthogonale stelsels vormen, d.w.z. er zal geen overspraak optreden.

Voor het 2-aderige geval herkennen we in modus 1 de "differential"-mode en in modus 2 de "common"-mode. Behalve dat de aders conform de tabel moeten worden aangestoten, moet ook aan het einde de spanning op dezelfde wijze worden afgenomen. Voor de "differential"-mode betekent dat dus het verschil tussen de spanning op ader 1 en die op ader 2. Indien elke modus met zijn eigen karakteristieke impedantie wordt afgesloten, is de kabel als geheel karakteristiek afgesloten. Kijken we nog eens naar Fig. 7a, dan betekent dit dat de karakteristieke impedantie voor de "common"-mode gelijk is aan  $R_3 + \frac{1}{2}R_1$  en voor de "differential"-mode  $2R_1$ . Hierbij is verondersteld dat  $R_1 = R_2$ . Een handige manier om het karakteristieke netwerk te meten is dan ook via het meten van de afzonderlijke impedanties van de verschillende modi.

Het voorbeeld van de 4-aderige kabel vindt uitgebreid toepassing in de telefonie (zie Fig. 9). In de modi 1 en 2 herkennen we de stamcircuits  $S_1$  en  $S_2$ . (In Fig. 9 zijn tussen haakjes de modusnummers

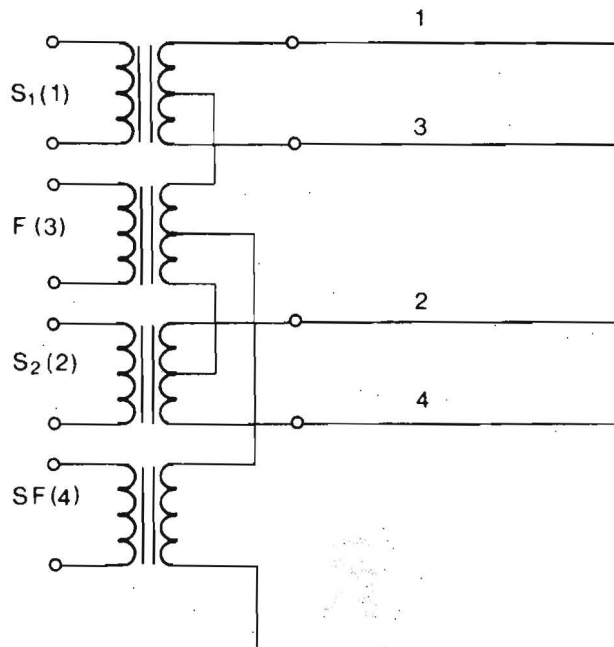


Fig. 9: Een 4-aderige kabel aangestuurd in zijn transmissie-modi, zoals dat gebeurt in de telefonie.

conform Tabel 2 gegeven). Modus 3 vormt het fantoomcircuit  $F$ , terwijl modus 4 overeenkomt met het superfantoomcircuit  $SF$ . De vrijhangende kant van de secundaire trafo-wikkeling komt in Fig. 8b aan de mantel te liggen. In de telefonie komt deze verbinding aan de middenaftakking van de  $F$ -trafo van een andere "quad" (een stelsel van 4 samengeslagen aders). Een probleem bij deze aansturing kan ook weer bestaan uit het gebruik van transformatoren.

Tot slot de aansluiting van meeraderige lintkabels, zoals die veel voorkomen, o.a. in bussystemen. Veelal worden deze kabels als volgt gebruikt: één draad wordt als aarddraad aangesloten en de overige als signaaldraden (zie Fig. 10). Twee naburige draden hebben onderling een relatief grote capaciteit en dus een kleine koppelimpedantie in het karakteristieke netwerk. De draden die niet vlak naast de aarddraad liggen, hebben een relatief kleine (en overigens slecht gedefinieerde)

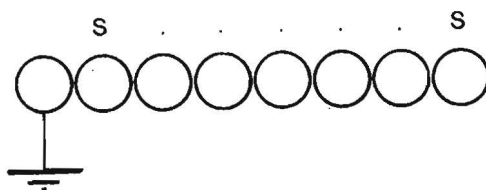


Fig. 10: Foutief gebruik van lintkabel.  $S$  = signaaldraad.

capaciteit naar aarde en dus een grote weerstand naar aarde in het karakteristieke netwerk. We krijgen nu de (vereenvoudigde) situatie van Fig. 11. Het zal duidelijk zijn dat op de naastliggende draad, als de

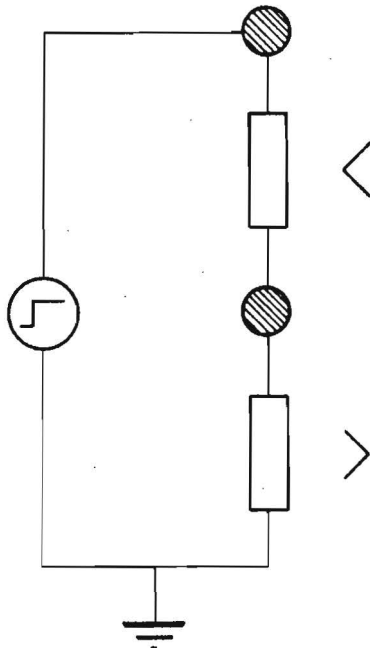


Fig. 11: Vereenvoudigd schema van Fig. 10.

afsluiting niet laag is, een groot overspraaksignaal zal optreden. De oplossing voor dit probleem is tweeledig:

1. Tussen twee signaaldraden steeds een aarddraad aanbrengen (zie Fig. 12).

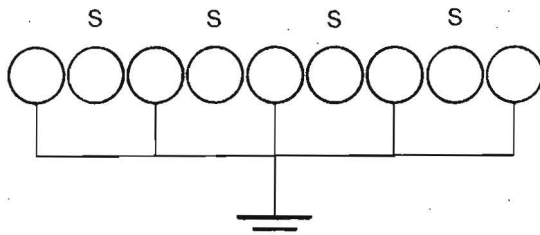


Fig. 12: Juist gebruik van lintkabel. S = signaaldraad.

2. De kabel afsluiten met een weerstandsnetwerk dat zo dicht mogelijk het karakteristiek netwerk benaderd. Hierbij hoeft men niet bevreesd te zijn voor ingewikkelde netwerken. In Fig. 12 kan volstaan worden met elke signaaldraad van een weerstand naar aarde te voorzien. Twee opeenvolgende signaaldraden zijn nl. niet sterk gekoppeld.

De situatie van Fig. 12 kan nog verder verbeterd worden door de gehele

lintkabel te omwikkelen met een geaarde mantel [7]. Hierdoor wordt tevens de interactie met de buitenwereld gereduceerd.

Referenties

- [1] H. Amemiya,  
"Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines",  
*RCA-Review*, June 1967, pp. 241-276.
  
- [2] L. Versfeld,  
"Remarks on star-mesh transformation of electrical networks",  
*Electronics Letters*, Vol. 6, no. 19, 17th September, 1970,  
pp. 597-599.
  
- [3] K.D. Marx,  
"Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics",  
*IEEE Trans. on Microwave Th. and Techn.*, Vol. MTT-21, no. 7,  
July 1973, pp. 450-457.
  
- [4] S. Frankel,  
*Multiconductor transmission line analysis*,  
Artech House, Inc., 1977.
  
- [5] W. van Etten,  
"Crosstalkless termination of multiwire cables",  
*Electronics Letters*, Vol. 11, no. 21, 16th October, 1975,  
pp. 505-506.
  
- [6] S. Ramo, J. Whinnery en T. van Duzer,  
*Fields and waves in communication electronics*, second edition,  
Wiley, 1984.
  
- [7] C. Palmgren,  
"Shielded flat cables for EMI and ESD reduction",  
Proceedings of the 1981 *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Boulder, Colorado, August 18-20, 1981,  
pp. 281-288.



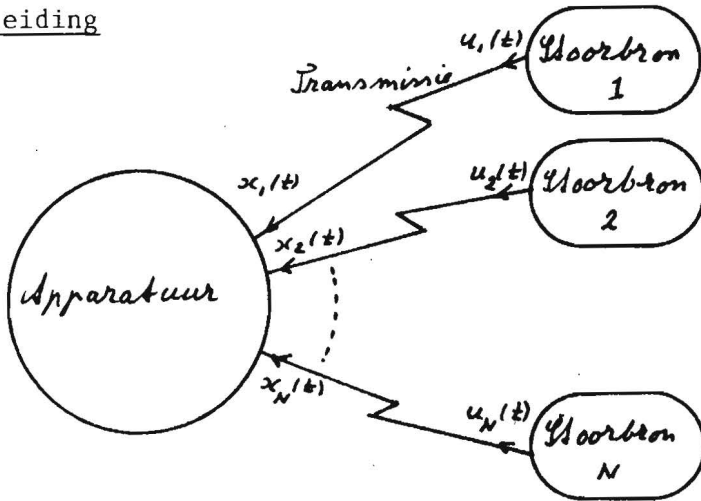
6. Signaalanalyse1. Inleiding

Fig. 1 : Het storingsmilieu

$x_1(t)$ ,  $x_2(t)$  ... zijn ongewenste spanningen of stromen die het gevolg zijn van stoorbronnen  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ .... Voor de apparatuur zijn het ongewenste ingangssignalen. Het analyseren van deze signalen is nodig om de mate van schadelijkheid vast te kunnen stellen.

We beperken ons hier tot deterministische signalen; dit zijn signalen waarvan het verloop als functie van de tijd volledig bekend is.

2. Fouriertransformatie

Signalen kunnen beschreven worden in het tijd domein of in het frequentiedomein. We kiezen steeds die beschrijving die tot het eenvoudigste rekenwerk en inzicht leidt.

2.1 Fourierreeksen van periodieke signalen

Een belangrijke klasse van signalen zijn de periodieke signalen; dit zijn signalen die zich steeds herhalen :

$$x(t) = x(t+T_0) \quad (1)$$

Hierin is  $T_0$  de periodeduur.

Zo'n periodiek signaal kan met behulp van een Fourierreeks als een som van harmonische tijdfuncties (sinussen en cosinussen) geschreven worden :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t}, \text{ met } \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}. \quad (2)$$

Omgekeerd geldt :

$$a_k = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} x(t) e^{-jk\omega_0 t} \quad (3)$$

waarbij met  $\int_{T_0}$  bedoeld wordt dat over één periode van  $x(t)$  geïntegreerd wordt.

Vergelijking (2) beschrijft het signaal  $x(t)$  als een superpositie van spectrale componenten  $e^{jk\omega_0 t}$  met een (komplexe) amplitude  $a_k$  terwijl vergelijking (3) aangeeft hoe deze amplitudes uit  $x(t)$  volgen.

Indien  $x(t)$  een reëel signaal is volgt uit (3)

$$a_{-k} = a_k^* \quad (4)$$

en (2) kan dan geschreven worden als

$$\begin{aligned} x(t) &= a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t} + a_k^* e^{-jk\omega_0 t} = \\ &= a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} 2 \operatorname{Re} \{ a_k e^{jk\omega_0 t} \} = \\ &= a_0 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} |a_k| \cos(k\omega_0 t + \arg(a_k)) \end{aligned} \quad (5)$$

In (5) herkennen we eenvoudig een "gelijkstroomcomponent"  $a_0$ , een fundamentele trilling ( $k=1$ ) en de harmonischen ervan ( $k > 1$ ).

#### De relatie van Parseval

$$P = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} |x(t)|^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |a_k|^2 \quad (6)$$

Deze relatie zegt dat het gemiddelde vermogen van  $x(t)$  gelijk is aan de som van de spektrale componenten.

Voorbeeld :

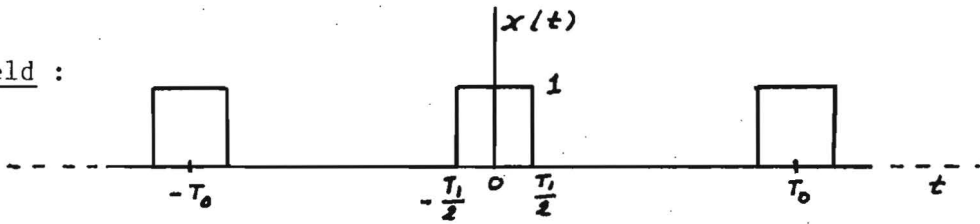


Fig. 2a

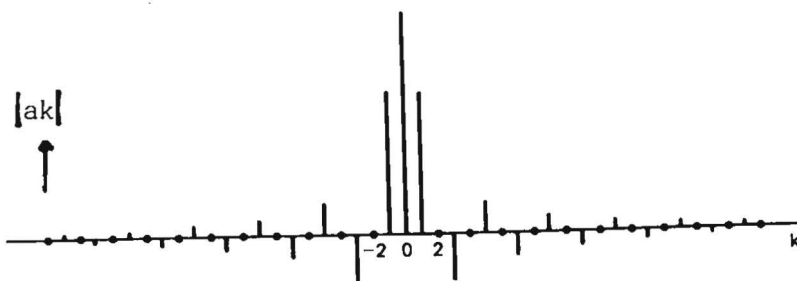
Uit (3) volgt dan :

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_1}{2}}^{\frac{T_1}{2}} dt = \frac{T_1}{T_0} \text{ en voor } k \neq 0 \text{ geldt :}$$

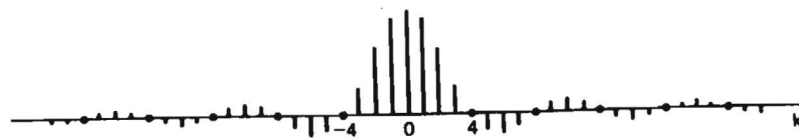
$$a_k = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_1}{2}}^{\frac{T_1}{2}} e^{-jk\omega_0 t} dt = \frac{-1}{jk\omega_0 T_0} \left\{ e^{-jk\omega_0 \frac{T_1}{2}} - e^{jk\omega_0 \frac{T_1}{2}} \right\} =$$

$$= \frac{\sin\left(\pi k \frac{T_1}{T_0}\right)}{k\pi}$$

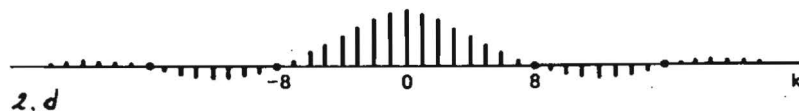
In Fig. 2b, c en d zijn deze Fouriercoëfficiënten geschetst voor  $T_1 = \frac{T_0}{2}$ ,  $T_1 = \frac{T_0}{4}$  en  $T_1 = \frac{T_0}{8}$



2. b



2. c



2. d

Fig. 2b, c, d.

Beschouw nu twee periodieke funkties  $f(t)$  en  $g(t)$  met dezelfde periode  $T_0$ . Dan geldt :

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t} \text{ en } g(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k e^{jk\omega_0 t}$$

$$\text{met } \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} .$$

#### Lineariteit-eigenschap

Voor  $r(t) = f(t) + g(t)$  geldt :

$$r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega_0 t} \text{ met } c_k = a_k + b_k .$$

#### Produkt-eigenschap

Voor  $r(t) = f(t) \cdot g(t)$  geldt:

$$r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega_0 t} \text{ met } c_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{k-n} b_n = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n b_{k-n}$$

De coëfficiënten  $c_k$  zijn een "diskrete convolutie" van de coëfficiënten  $a_k$  en  $b_k$ .

#### Convolutie-eigenschap

Voor  $r(t) = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} f(\tau) g(t - \tau) d\tau$  geldt :

$$r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega_0 t} \text{ met } c_k = a_k \cdot b_k$$

Dus : convolutie in het tijddomein komt overeen met vermenigvuldiging in het frequentiedomein.

Toepassing 1

In Fig. 3 zijn twee signalen  $f(t)$  en  $g(t)$  geschetst met hun convolutie

$$r(t) = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} f(\tau)g(t-\tau)d\tau$$

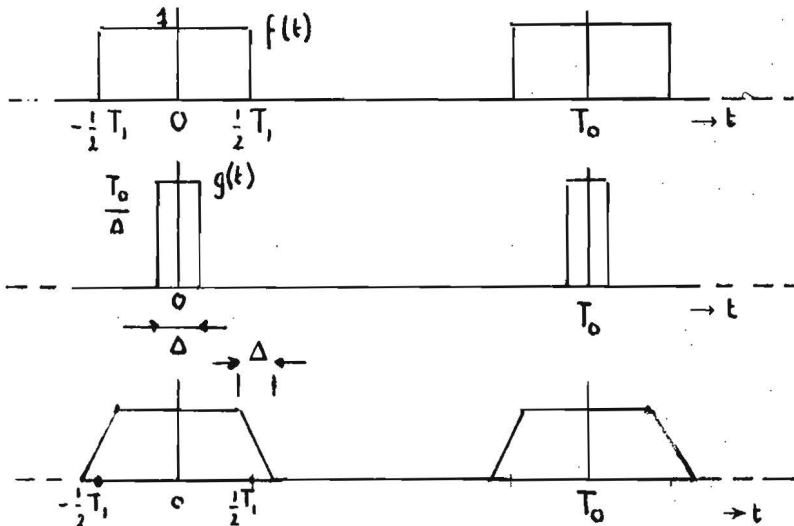


Fig. 3 - Convolutie

$$a_k = \frac{\sin(\pi k \frac{T_1}{T_0})}{k\pi}$$

$$b_k = \frac{T_0}{\Delta} \frac{\sin(\pi k \frac{\Delta}{T_0})}{k\pi}$$

De coëfficiënten  $a_k$  en  $b_k$ , behorende bij  $f(t)$  resp.  $g(t)$ , volgen uit het eerder beschreven voorbeeld.

We zien dat  $r(t)$  een blokvormig signaal is met een eindige flanksteilheid.

Zo'n signaal is, in de praktijk, van meer belang dan een signaal met oneindige flanksteilheid. Voor de fouriercoëfficiënten van  $r(t)$  volgt nu uit de convolutie-eigenschap :

$$c_k = a_k \cdot b_k = \frac{\sin(\pi k \frac{T_1}{T_0})}{k\pi} \cdot \frac{T_0}{\Delta} \frac{\sin(\pi k \frac{\Delta}{T_0})}{k\pi}$$

Opmerking : De "hoogte" van  $g(t)$  is gelijk aan  $T_0/\Delta$  gekozen om de gelijkstroomcomponent  $b_0$  gelijk aan één te maken.

Indien een signaal als "stoorbron" werkt en we de mate van storing, als functie van de frequentie, willen kennen werken we veelal met een "omhullende" van de

amplituden van de spektrale componenten. Beschouw b.v. de hiervoor beschreven tijdfunctie  $f(t)$  met spektrale componenten  $a_k$ . Indien we  $k$  als een continue variabele beschouwen geldt voor klein waarden van  $\pi k \frac{T_1}{T_0}$ :  $\sin(\pi k \frac{T_1}{T_0}) \approx \pi k \frac{T_1}{T_0}$  en  $a_k \approx \frac{T_1}{T_0}$ ; hier is dus  $a_k$  frequentieonafhankelijk. Voor  $k$  zeer groot volgt met  $|\sin(\alpha)| \leq 1$ :  $|a_k| \leq \frac{1}{k\pi}$ . De gezochte omhullende voor  $|a_k|$  is in Fig. 4 geschetst.

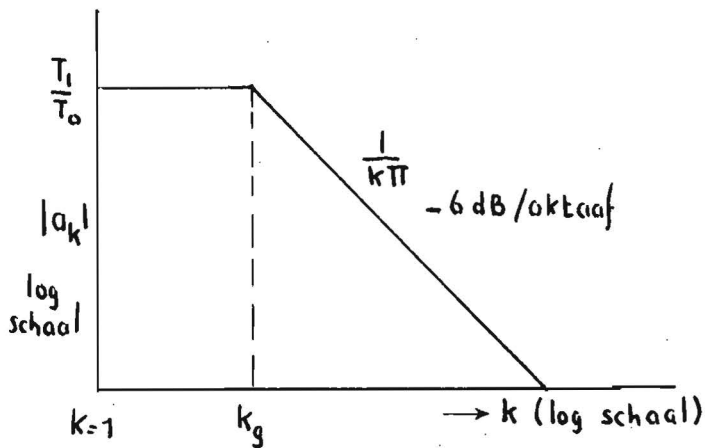


Fig. 4 - Omhullende afnemende 6 dB/octaaf

Hierbij is  $k_g$  de waarde van  $k$  waarbij de horizontale karakteristiek overgaat in een 6 dB/octaaf afnemende. Voor  $k_g$  geldt dan  $k_g = \frac{T_0}{T_1\pi}$ . Bij  $k_g$  hoort een "grensfrequentie"  $\omega_g = k_g \omega_0$ .

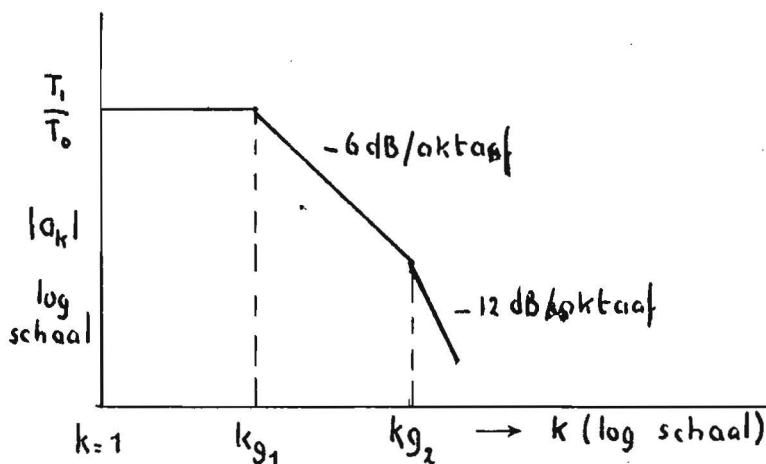


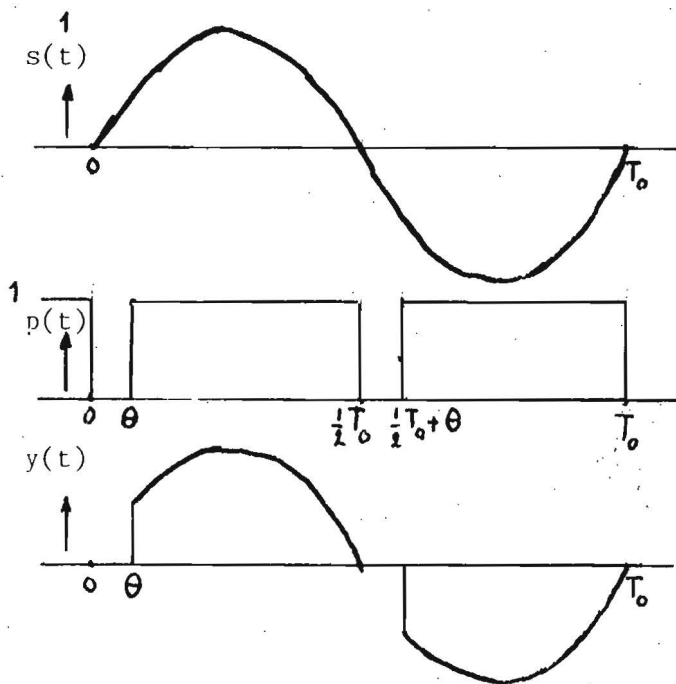
Fig. 5 - Omhullende afnemende 6 en 12 dB/octaaf

Indien we het eerder genoemde tijdsignaal  $r(t)$  beschouwen kunnen we op analoge wijze een omhullende vinden, die in Fig. 5 is geschetst. Hierbij geldt dan:

$$K_{g1} = \frac{T_0}{T_1\pi} \quad \text{en} \quad K_{g2} = \frac{T_0}{\Delta\pi}$$

Merk op dat een grotere overgangstijd  $\Delta$  leidt tot een lagere  $K_{g2}$  en daarmee tot kleinere amplituden van de spektrale componenten bij hogere frequenties. Anders gezegd : een lagere flanksteilheid zorgt voor minder storende hoogfrequent-komponenten.

### Toepassing 2



$$s(t) = \sin(\omega_0 t) \quad \text{met} \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$$

$$\begin{aligned} s(t) &= \frac{j}{2} e^{-j\omega_0 t} - \frac{j}{2} e^{j\omega_0 t} \\ &= c_{-1} e^{-j\omega_0 t} + c_1 e^{j\omega_0 t} \end{aligned}$$

$$p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k e^{jk\omega_0 t}$$

$$y(t) = s(t) \cdot p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e_k e^{jk\omega_0 t}$$

Fig. 6 - Sinusvormig signaal met fase aansnijding

In Fig. 6 is  $y(t)$  een sinusvormig signaal waarop "fase aansnijding" is toegepast. We zien dat  $y(t)$  kan worden beschouwd als het produkt van de signalen  $s(t)$  en  $p(t)$  waarbij  $s(t)$  een sinus en  $p(t)$  een periodiek blokvormig signaal is. We wensen de Fouriercoëfficiënten  $e_k$  van  $y(t)$  te bepalen. Met de produktie-eigenschap volgt

$$e_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_{k-n} d_n.$$

Daar alleen  $c_{-1}$  en  $c_1$  ongelijk aan nul zijn volgt :

$$e_k = c_{-1} d_{k+1} + c_1 d_{k-1} = \frac{j}{2} (d_{k+1} - d_{k-1})$$

We hoeven dus slechts de coëfficiënten  $d_k$  te bepalen en deze zijn eenvoudig te berekenen. Ook de omhullende van  $|e_k|$  volgt eenvoudig uit die voor  $|d_k|$ .

Indien we een fase aansnijding met eindige flanksteilheid beschouwen kan  $p(t)$  via een convolutie, zoals in toepassing 1, aangepast worden.



## 2.2 De fouriertransformatie van niet-periodieke signalen

De fouriergetransformeerde  $X(\omega)$  van een signaal  $x(t)$  en het signaal  $x(t)$  zelf vormen een "Fourier-paar" volgens :

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \text{ en} \quad (7a)$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (7b)$$

Vergelijking (7b) kan weer gezien worden als een superpositie van signalen  $e^{j\omega t}$  met amplitude  $\frac{X(\omega)}{2\pi} d\omega$ .

De getransformeerde  $X(\omega)$  wordt ook het spektrum van het signaal  $x(t)$  genoemd.

Het is gebruikelijk om een tijdsignaal met een kleine letter en zijn Fouriergetransformeerde met de bijbehorende hoofdletter aan te duiden.

Het belang van de Fouriertransformatie vindt zijn oorsprong voornamelijk in de aantrekkelijke eigenschappen ervan. Daarom volgt hier een opsomming van de belangrijkste eigenschappen. Hierbij wordt de Fouriergetransformeerde van een signaal  $x(t)$  ook aangeduid met  $F\{x(t)\}$ .

Lineariteit :  $F\{ax_1(t) + bx_2(t)\} = a X_1(\omega) + b X_2(\omega)$  (8)

Dualiteit : Indien  $X(\omega) = F\{x(t)\}$  dan is  $x(-\omega) = \frac{1}{2\pi} F\{X(t)\}$  (9)

Deze eigenschap volgt uit het feit dat de formules voor de Fouriertransformatie (7a) en die voor de "terugtransformatie" (7b) slechts verschillen wat betreft het teken van  $\omega$  en een faktor  $2\pi$ . De dualiteit houdt in dat indien een bewerking in het tijddomein bepaalde gevolgen heeft in het frequentiedomein eenzelfde bewerking in het frequentiedomein duale gevolgen heeft in het tijddomein.

Tijdverschuiving :  $F\{x(t+t_0)\} = e^{j\omega t_0} X(\omega)$  (10)

Frequentieverschuiving :  $F\{e^{j\omega_0 t} x(t)\} = X(\omega - \omega_0)$  (11)

Deze eigenschap is de duale van de tijdverschuiving.

Modulatie :  $F\{x(t)\cos(\omega_0 t)\} = \frac{1}{2}\{X(\omega-\omega_0) + X(\omega+\omega_0)\}$  (12)

$$F\{x(t)\sin(\omega_0 t)\} = \frac{1}{2j} \{X(\omega-\omega_0) - X(\omega+\omega_0)\} \quad (13)$$

Deze eigenschap volgt uit de frequentieverschuiving-eigenschap door de cosinus of sinus als som van e-machten te schrijven. De modulatie-eigenschap is van fundamenteel belang in het gebied van de telecommunicatie.

Schaalverandering :  $F\{x(at)\} = \frac{1}{|a|} X\left(\frac{\omega}{a}\right)$  (14)

Hieruit volgt o.a.  $F\{x(-t)\} = X(-\omega)$

Reëel signaal : Indien het signaal  $x(t)$  reëel is geldt :

$$X(-\omega) = X^*(\omega) \text{ en het spektrum } X(\omega) \text{ heeft dan een symmetrie t.o.v. } \omega = 0; \text{ zo volgt b.v. } |X(-\omega)| = |X(\omega)|.$$

Differentiatie :  $F\left\{\frac{d^n x(t)}{dt^n}\right\} = (j\omega)^n X(\omega)$  (15)

Deze eigenschap maakt het mogelijk een differentiaalvergelijking in het tijd-domein om te zetten in een algebraïsche vergelijking in het frequentiedomein. Een lineair, tijdonafhankelijk overdrachtssysteem met een ingangssignaal  $x(t)$  en een uitgangssignaal  $y(t)$  kan veelal beschreven worden met de differentiaalvergelijking :

$$\sum_{n=0}^N a_n \frac{d^n x(t)}{dt^n} = \sum_{m=0}^M b_m \frac{d^m y(t)}{dt^m} \quad (16)$$

Met (15) en (8) volgt dan :

$$\sum_{n=0}^N a_n (j\omega)^n X(\omega) = \sum_{m=0}^M b_m (j\omega)^m Y(\omega) \quad (16a)$$

en  $Y(\omega) = H(\omega) X(\omega)$  (17)

met  $H(\omega) = \frac{\sum_{n=0}^N a_n (j\omega)^n}{\sum_{m=0}^M b_m (j\omega)^m}$  . (18)

Vergelijking (17) is fundamenteel voor de theorie van de overdrachtsystemen en zegt dat het spektrum van het uitgangssignaal  $Y(\omega)$  gelijk is aan het spektrum van het ingangssignaal  $X(\omega)$  vermenigvuldigd met de "overdrachtsfunctie"  $H(\omega)$ .

$$\text{Tijdconvolutie } \mathcal{F}\{x(t) * h(t)\} = X(\omega) H(\omega) \quad (19)$$

Vergelijking (19) zegt : convolutie in het tijddomein komt overeen met een produkt in het frequentiedomein. Voor een lineair tijdonafhankelijk systeem met ingangssignaal  $x(t)$  en impulsresponsie  $h(t)$  volgt voor het uitgangssignaal  $y(t)$  :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t-\tau) d\tau = x(t) * h(t) \quad (20)$$

$$\text{en met (19) : } Y(\omega) = H(\omega) X(\omega) \quad (21)$$

Evenals in (18) is  $H(\omega)$  de overdrachtsfunctie van het systeem. Merk op dat in (19)  $H(\omega)$  uitgedrukt is in de coëfficiënten van de differentiaalvergelijking terwijl uit (19) volgt dat  $H(\omega)$  ook de Fouriergetransformeerde van de impulsresponsie  $h(t)$  is. De overdrachtseigenschappen van een systeem zijn dus volledig bekend indien òf de differentiaalvergelijking òf de impulsresponsie  $h(t)$  òf de overdrachtsfunctie  $H(\omega)$  bekend is. Veelal is het het eenvoudigste om het systeem met  $H(\omega)$  te beschrijven en hiermede te rekenen.

$$\text{Frequentieconvolutie } \mathcal{F}\{x_1(t) \cdot x_2(t)\} = \frac{1}{2\pi} X_1(\omega) * X_2(\omega) \quad (22)$$

Vergelijking (22) is dual aan (19) en zegt : vermenigvuldiging in het tijddomein komt overeen met convolutie in het frequentiedomein.

$$\text{Parseval's theorema } E = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |X(\omega)|^2 d\omega \quad (23)$$

Deze relatie zegt : de energie van een tijdsignaal is gelijk aan de energie in het frequentiedomein. Veelal is het zinnig om over de spectrale

"energie-dichtheid",  $W(\omega)$ , te spreken. Deze is gedefinieerd met :

$$W(\omega) = \frac{1}{2\pi} |X(\omega)|^2 \quad (24)$$

en de energie van het signaal in de infinitesimale frequentieband  $d\omega$  is  $W(\omega)d\omega$ . In een frequentieband  $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$  is dan de energie

$$\Delta E = \int_{\omega_1}^{\omega_2} W(\omega)d\omega = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{2\pi} |X(\omega)|^2 d\omega \quad (25)$$

aanwezig. De interpretatie van energie en vermogen op deze wijze is mogelijk omdat  $x(t)$  b.v. een spanning kan zijn die over een weerstand staat. Dan is  $x^2(t)$ , in (23), evenredig met het in de weerstand opgenomen vermogen.

In het geval dat  $x(t)$  een storende bron is geeft vergelijking (25) de energie aan die storend werkt op een ontvangend apparaat dat slechts gevoelig is voor de frequentieband tussen  $\omega_1$  en  $\omega_2$ .

Wanneer we de invloed van een overdrachtssysteem op de spectrale vermogensdichtheid beschouwen dan volgt met  $Y(\omega) = H(\omega).X(\omega)$ :

$$|Y(\omega)|^2 = |H(\omega)|^2 \cdot |X(\omega)|^2 \quad (26)$$

en we zien dat de vermogensdichtheid van het uitgangssignaal gelijk is aan die van het ingangssignaal vermenigvuldigd met de kwadratische modulus van de overdrachtsfunctie. De fasekarakteristiek van de overdracht is hierbij dus niet van belang.

## 7. Niet lineaire verschijnselen

### 1. Inleiding

Een ieder die dichtbij een sterke zender woont, bijvoorbeeld de zender van een radioamateur, fysiotherapeut of van de omroep, heeft bij het gebruik van audio en videoapparatuur wel eens last van storing ondervonden. De oorzaak van dit euvel moet gezocht worden in de combinatie van de sterke zender en de niet-lineaire karakteristiek van halfgeleiders die gebruikt worden in de eigen apparatuur. Wij zullen dit in de komende hoofdstukken nader toelichten en enkele voorbeelden vermelden. Allereerst moet het gedrag van niet lineaire elementen zelf nader worden onderzocht.

### 2. Het niet lineaire element

Een typisch voorbeeld van een niet lineair element is de diode. Het zal bekend zijn dat de stroom door een diode een exponentiele relatie heeft met de spanning en geschreven kan worden in de vorm van

$$I = I_s e^{V/V_T} \quad (1)$$

waarbij  $I_s$  de verzadigingsstroom voorstelt,  $V$  de aangelegde spanning en  $V_T$  een spanningsmaat, die de z.g. elektronentemperatuur aangeeft, met

$$V_T = kT/e, \quad T \text{ in Kelvin met}$$

$e$  de lading van een elektron =  $1,6 \cdot 10^{-19}$  Coulomb  
 $k$  is de constante van Boltzmann =  $1,38 \cdot 10^{-23}$  Joule K  
Bij kamertemperatuur  $T = 290$  K bedraagt  $V_T \approx 25$  mV

Stel de aangelegde spanning  $V$  bedraagt

$$V = V_0 + V_1 \sin \omega t, \quad \text{dan is}$$

$$I = I_s \exp(V_0/V_T) \cdot \exp\left(\frac{V_1 \sin \omega t}{V_T}\right) \quad (2)$$

Noemen we  $I_0 = I_s \exp(V_0/V_T)$ , de stroom in de ongestoorde toestand, en gebruiken we de reeksontwikkeling

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \dots \quad (3)$$

dan wordt het niet-lineaire verband tussen stroom en aangelegde spanning voorgesteld door de polynoom

$$I = I_0 \left( 1 + \frac{V_1 \sin \omega t}{V_T} + \frac{V_2^2 \sin^2 \omega t}{2V_T^2} + \dots \right) \quad (4)$$

Een typische niet-lineaire karakteristiek vindt men in Fig.1.

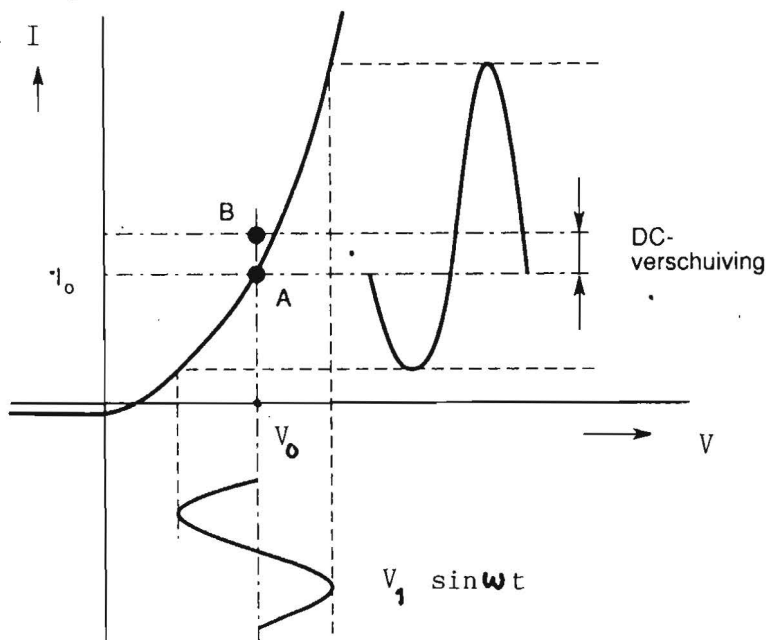


Fig.1 Niet lineaire karakteristiek

In het algemeen kunnen we het verband tussen ingang en uitgang van een niet-lineair element voorstellen door een polynoom in de vorm van

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) \quad (5)$$

of in het frequentiedomein

$$Y(f) = a_1 X(f) + a_2 X^*X(f) + a_3 X^*X^*X(f) \quad (6)$$

In veel gevallen is het voldoende om slechts 3 termen van de reeks (5) mee te nemen in onze beschouwingen over niet-lineaire verschijnselen.

We zullen in het volgende hoofdstuk eerst een algemene indruk proberen te krijgen over het gedrag van een niet lineair element en in het bijzonder die met een kwadratische karakteristiek. Hiertoe wordt de reeks (5) na de tweede term afgebroken.

Aan dit niet-lineaire element zullen we een signaal toevoeren en daarna het resultaat analyseren.

## 2. Kwadratische karakteristieken

Voor onze analyses zullen we gebruik maken van de schakeling in Fig.2. Deze schakeling staat bekend als een schakeling voor het creëren van een amplitude-gemoduleerd signaal en is bijzonder instructief voor de veranderingen die het niet-lineair element veroorzaakt in het frequentiespectrum van het uitgangssignaal  $v_u$  vergeleken met het ingangssignaal  $v_i$ .

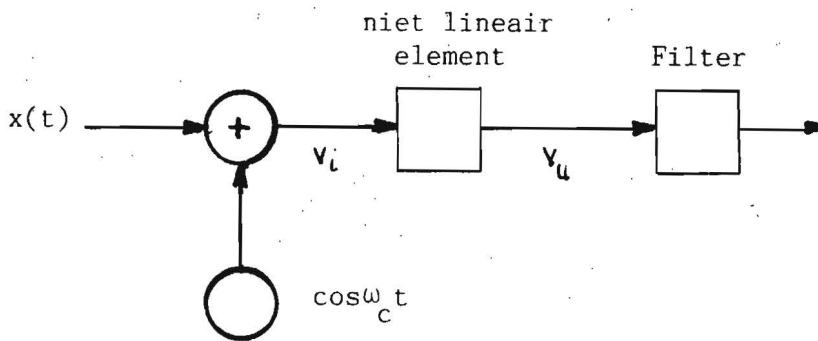


Fig. 2 : AM modulator met niet lineair element

Het niet lineaire element in Fig. 2 heeft als transfer functie

$$v_u = a_1 v_i + a_2 v_i^2 \quad (7)$$

Laat nu

$$v_i = x(t) + \cos \omega_c t \quad (8)$$

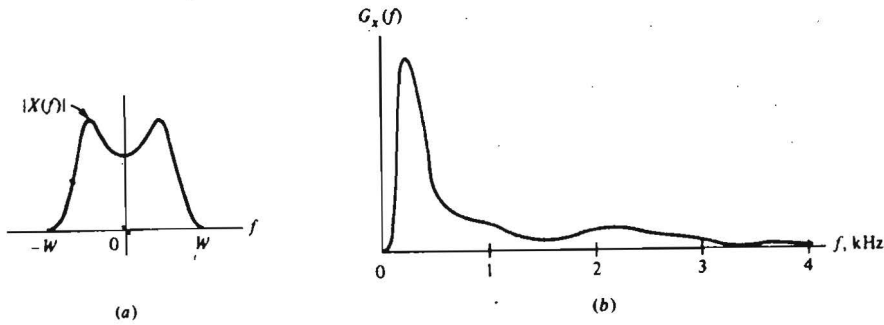


Fig. 3 a) Representatief basisbandsignaal  
 b) Spectrale energiedichtheid  $G_x(f)$  voor spraaksignalen

met  $\omega_c$  de draaggolffrequentie en  $\hat{X}(f) \leftrightarrow x(t)$  de Fouriergetransformeerde van een basisbandsignaal met bandbreedte  $W$  Hertz, bijv. spraak of muziek, (Fig.3), dan wordt de spanning aan de uitgang

$$v_u = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_2 \cos^2 \omega_c t + a_1 \left\{ 1 + \frac{2a_2}{a_1} x(t) \right\} \cos \omega_c t \quad (9)$$

terwijl  $a_2 \cos^2 \omega_c t = a_2 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t \right)$

Men zal in (9) tussen de accolades een AM gemoduleerde draaggolf herkennen met  $m = 2a_2/a_1$  als modulatie-index.

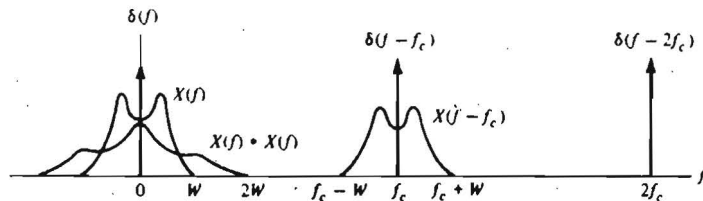


Fig.4  
 Frequentiespectrum van (9)

In Fig. 4 ziet men het frequentiespectrum van dit signaal aan de uitgang van het niet-lineaire element met

$$x(t) \leftrightarrow X(f)$$

$$x^2(t) \leftrightarrow X(f) * X(f), \text{ waarbij de bandbreedte } 2W \text{ wordt.}$$



Uit (9) volgt voorts dat de term  $a_2 \cos^2 \omega_c t$  een signaal levert met de dubbele frequentie,  $2f_c$ , en een gelijkspanningsterm  $\frac{1}{2}a_2$ .

Men mag hieraan de conclusie binden dat voor het creëren van nieuwe frequenties elementen met een niet-lineaire karakteristiek een vereiste zijn.

Van de EMC kant uit geredeneerd kan men dus ook stellen dat in vele gevallen, zoals boven omschreven, ongewenste frequenties ontstaan door niet lineaire elementen, waarbij aan de ingang van het niet-lineaire element combinaties kunnen ontstaan van gewenste en ongewenste signalen. Wij zullen nu een voorbeeld geven wat er gebeurt indien een ongewenst signaal een schakeling (device) bereikt met een kwadratische karakteristiek. Stel dat alleen draaggolf  $\cos \omega_c t$  aangeboden wordt aan de kwadratische detector, dus  $x(t) = 0$ . Er ontstaat dus term met dubbele draaggolffrequentie en een gelijkspanningsterm (DC Shift). In de audiowereld veroorzaakt een ongemoduleerde draaggolf meestal weinig problemen, wel in allerlei dc-schakelingen. In de procesindustrie bijvoorbeeld kan deze DC shift aanleiding geven tot verkeerde temperatuurmetingen. Een thermokoppel kan een RF signaal oppikken en doorgeven aan de ingangstrap van een analoog-digitaal convertor. De DC shift zal worden uitgelegd als een temperatuur drift, de procescomputer zal de temperatuur bijregelen tot de ingestelde waarde, doch de werkelijke temperatuur zal afwijken van de ingestelde waarde.

Zie Bijlage A : Experiment Temperatuur meten.

Indien de draaggolf informatie met zich mee draagt, bijvoorbeeld in de vorm van amplitude modulatie, zodat het signaal de vorm heeft van

$$b_1 (1 + m x(t)) \cos \omega_c t \quad (10)$$

waarbij  $x(t)$  de informatie voorstelt en  $m$  de modulatie-index, dan vindt men achter de detector

$$b_1^2 (1 + m x(t))^2 \cos^2 \omega_c t \text{ of}$$

$$b_1^2 (1 + 2m x(t) + m^2 x^2(t)) \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t\right) \quad (11)$$

We vinden nu het gedemoduleerde signaal  $2m_x(t)$  terug achter onze detector wat een willekeurig ongewenst signaal kan zijn dat aan de detector naast het gewenste signaal wordt aangeboden en zeer hinderlijk kan zijn. Hiernaast komt weer een gelijkspanningsterm  $\frac{1}{2}b^2$  te voorschijn, afgezien van de gelijkspanning die volgt uit de term  $m^2x^2(t)$ .

Bij FM signalen ligt de situatie enigszins anders, hiertoe dienen we eerst het frequentiespectrum van een dergelijk signaal nader te bezien. We zullen hierbij uitgaan van een draaggolf die frequentie-gemoduleerd wordt met het toonfrequente signaal  $x(t) = A_m \cos \omega_m t$ . Het FM spectrum blijkt dan te bestaan uit een draaggolf plus een oneindig aantal zijbandlijnen op frequenties  $f_c \pm n f_m$  ( Fig. 5).

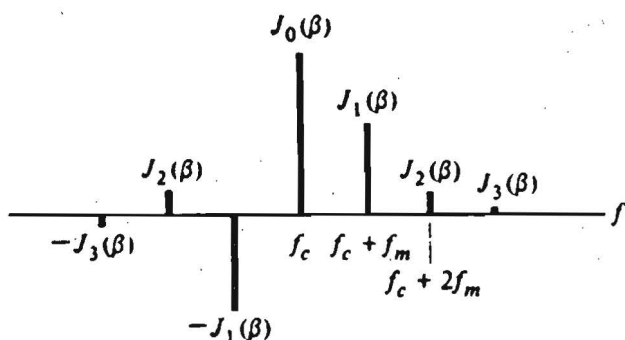


Fig.5  
FM frequentiespectrum  
met toonmodulatie

Het zijn nu evenals bij AM signalen de draaggolven die weer een DC shift kunnen veroorzaken. Om dit aan te tonen gaan we uit van een algemene uitdrukking voor FM:

$$x_c(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t), \quad (12)$$

waarbij  $\beta = A_m f_\Delta / f_m$ , met  $f_\Delta$  de frequentie deviatie constante. Als de draaggolf van dit signaal door een detector gaat met een kwadratische karakteristiek dan ontstaat er een term met  $\cos^2$  die weer geschreven kan worden als  $\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega t$  met  $\frac{1}{2}$  als gelijkspanningsterm.

Het FM gemoduleerde signaal veroorzaakt in het algemeen dezelfde problemen als een niet gemoduleerde draaggolf.

We doen nu een experiment waarbij een mengtrap wordt overstuurd door een stoorbron met impulsvormig stoorsignaal en we met behulp van een spectrumanalyser het frequentiespectrum meten. Het blijkt dat te hoge waarden worden gemeten door de invloed van hogere harmonischen.

Zie bijlage B.

#### 4. Frequentie conversie

Frequentie conversie kan, althans analytisch verkregen worden door vermenigvuldiging met een sinusvormige tijd functie.

Nemen we bijvoorbeeld het signaal  $x(t)\cos\omega_1 t$  (dit is een AM signaal zonder draaggolf) en vermenigvuldigen wij dit met  $\cos\omega_2 t$  dan krijgen we

$$x(t)\cos\omega_1 t\cos\omega_2 t = \frac{1}{2}x(t)\cos(\omega_1+\omega_2)t + \frac{1}{2}x(t)\cos(\omega_1-\omega_2)t \quad (14)$$

Er ontstaan dus som en verschil frequenties  $f_1 + f_2$  en  $f_1 - f_2$  ieder gemoduleerd met  $x(t)$ .

Als wij ervan uitgaan dat  $f_2 \neq f_1$  dan heeft deze vermenigvuldiging ervoor gezorgd dat het signaal spectrum verplaatst wordt naar twee nieuwe frequenties, men noemt dit ook wel frequentie conversie; schakelingen die dit kunnen bewerkstelligen zijn frequentie convertors of mengtrappen.

Een blokschema van een frequentie convertor wordt gegeven in Fig.6..

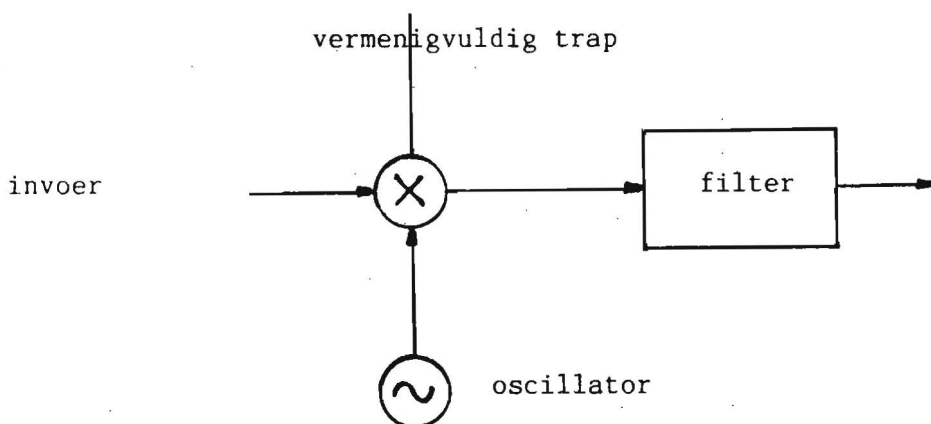


Fig. 6 : Frequentie conversie

De vermenigvuldigtrap wordt meestal opgebouwd met behulp van niet-lineaire elementen zoals ook bij modulatoren het geval was.

Er zijn vele toepassingen voor frequentieconvertors zoals heterodyneontvangst, beat frequency oscillatoren, frequency dividers, spraak codering, spectrum analyse.

In het kader van de EMC probematiek zal het duidelijk zijn dat het verschijnsel van de frequentieconversie ook aanleiding kan geven tot ernstige storingen. Een voorbeeld hiervan vindt u in par.5.

### Oefening

Teken het spectrum van (14) voor  $f_2 < f_1$ ,  $f_2 = f_1$  en  $f_2 > f_1$  met  $X(f)$  als getekend in Fig. 3.

Wat gebeurt er bij  $f_2 = f_1$

De oplossing vindt u in Bijlage C.

## 5. Enkele voorbeelden

In het eerste voorbeeld komt naar voren dat een niet-lineairiteit (die van een mixer bij heterodyne-ontvangst) plus een ongewenst signaal, dat een subharmonische is van het gewenste signaal, tot stoorproblemen kan leiden.

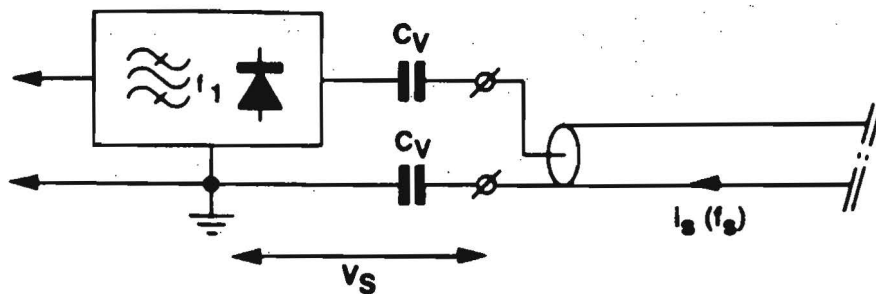


Fig.7

In Fig.7 is een TV-antennekabel via de voorgeschreven veiligheidscondensatoren,  $C_v$ , aan een TV-tuner aangesloten. Stel de tuner is afgestemd op een frequentie  $f_1$ . Een stoorbron met frequentie  $f_s$  veroorzaakt op die frequentie een stroom  $i_s$  door antennemantel.

Er ontstaat een differentiaal-mode stoorsignaal  $v_s$  op de tuner-ingang, waarbij

$$v_s = i_s / j\omega C_v$$

Deze spanning  $v_s$  zorgt samen met de niet-lineairiteit van de tuner voor een reeks van harmonischen van  $v_s$ . Is  $f_s < f_1$  dan kan het voorkomen dat

$$nf_s = f_1 \quad \text{of} \quad f_s = f_1/n \quad (n = 2, 3, \dots)$$

en we hebben een verstoord TV-beeld op de afstemfrequentie  $f_1$  als  $f_s$  een subharmonische is van  $f_1$ , veroorzaakt (uiteindelijk) door de wettelijk voorgeschreven veiligheidscondensatoren.

Het volgende beeld komt weer uit de TV-wereld. Men mag hieruit echter niet

concluderen dat niet-lineaire problemen uitsluitend in dit TV-wereldje optreden. (Integendeel!). Het voorbeeld geeft aan het zeer onverstandig kan zijn breedbandiger te versterken dan noodzakelijk.

We bespreken het voorbeeld aan de hand van Fig.8 .

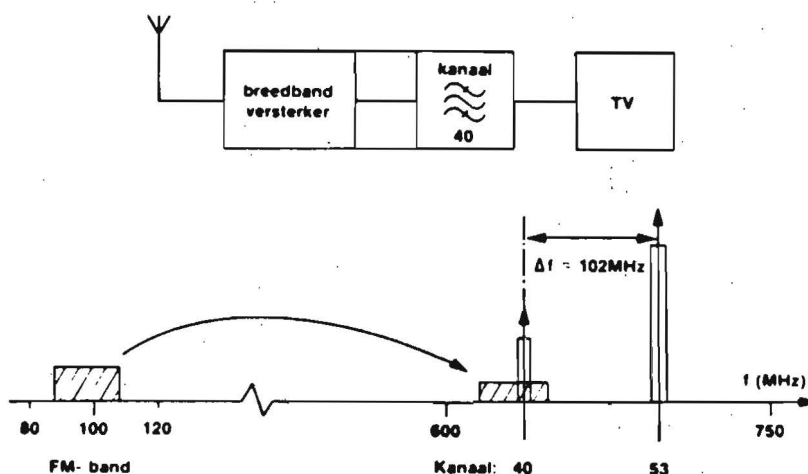


Fig.8

In de gegeven situatie ging het om goede ontvangst van een relatief zwak signaal in kanaal 40. Teneinde een sterker signaal te verkrijgen werd een kanaalversterker toegepast. Het bleek toen dat de kleurcarrier in kanaal 40 aangetast werd door een stoorsignaal. Vraag van de installateur : "Waar komt dat stoorsignaal vandaan?". Hij had immers selectief versterkt en kon zelf in kanaal 40 geen stoorbron vinden. Het antwoord was : het stoorsignaal komt uit de kanaalversterker! Het bleek namelijk zo te zijn dat de kanaalversterker een breedband ingangsversterker had en dat pas daarna(!) aandacht geschonken werd aan de selectiviteit. De selectiviteit had vóór de versterking moeten zitten, zoals zal blijken. De boosdoener in dit EMI-probleem was een sterk signaal in kanaal 53, zo sterk dat de breedbandversterker niet meer in zijn lineaire gebied werkte. De frequentie-afstand tussen kanaal 40 en 53 is 102 MHz, een frequentie uit de FM-band. Door het gehele gebeuren van som- en verschilfrequenties werd door het sterke signaal in kanaal 53 de FM-band "over kanaal 40 gelegd" en werd de kleurencarrier in dat kanaal door een FM zender gestoord. Een bandfilter voor kanaal 53 in de antenneleiding loste alles op.

7. Aanbevolen literatuur

1. A.B. Carlson: "Communication Systems" 3rd edition, Mc Graw Hill, New York, 1986.
2. M. Schwartz: "Information transmission, modulation and noise, 3rd edition, Mc Graw Hill, New York, 1982.
3. J.J. Goedbloed: "Electromagnetic Compatibility", Physics in Technology, Vol.18 nr.2, pp 61-68, maart 1987.
4. G. Sorger: "Taking the Guesswork out of RFI Measurements" MSN Magazine 1980.

Bijlage A

**Invloed HF op temperatuurmeting.**

*Interferentie veroorzaakt door smalbandige, continue signalen.*

- 1) Schets opstellingen: Fig. 1a en 1b
- 2) Te storen systeem: thermokoppel verbonden met een analoog-digitaal omzetter (Merk Analogic, Type AN2576) die zodanig is gecalibreerd dat op een display de temperatuur in graden Celcius is af te lezen.
- 3) Stoorbron: Hoogfrequent-generator (zender)
- 4) Koppelweg:
  - i) Zie Fig. 1a.  
De zender wordt op een antenne aangesloten. Op enige afstand van de zender staat de temperatuur-meter. Bij deze meter wordt de veldsterkte m.b.v. een sonde gemeten. Een veld van enkele V/m wordt ter plaatse van de temperatuurmeter opgewekt.
  - ii) Zie Fig. 1b.  
De zender wordt op een kunstnet (zie hoofdstuk over emissie) aangesloten, waardoor injectie van het zendersignaal op 220V aansluiting van de temperatuur-meter mogelijk wordt. Een signaal van enkele volts wordt op de 220V gesuperponeerd. Dit representeert in zekere mate de inductie van een zendersignaal in het 220V-net, dat in het algemeen uit zeer grote lussen bestaat en daardoor veel kan 'oppikken'.
- 5) Waarneming: Het HF-signaal veroorzaakt een wijziging in de temperatuur-aflezing.
- 6) Oorzaak: Het HF-signaal wordt bij de analoog-digitaal omzetter gedetecteerd ("gelijkgericht") en de dc-component wordt door de schakeling geïnterpreteerd als een thermo-spanning, ook wordt de referentie-spanning (calibratie) van een dc-shift voorzien. De gebruikte stoorsignaalniveaus zijn zo laag dat het puur digitale deel van de temperatuurmeter goed blijft functioneren.



## Metten van impulsvormige signalen met een spectrum-analyser.

### Oversturen van de mixer.

- 1) Schets opstelling: Fig. 2.
- 2) Beschrijving: Van een stoorbron met impulsvormig stoor-sig-naal wordt het frequentiespectrum bepaald met behulp van een spectrum-analyser zonder pre-selection. Een CISPR stoormeetontvanger staat eveneens opgesteld om ook daarmee het frequentiespectrum van de stoorbron te bepalen.
- 3) Stoorbron: Schwarzbeck Impulsgenerator (IGUF 2910), welke impulsen produceert met een duur van 0.5 ns en een herhalingsfrequentie van ca 400 Hz. Deze bron geeft een vlak spectrum in het frequentiegebied 1-300 MHz. De amplitude van de impulsen is 300V, gemeten over een belastingweerstand van 50 Ohm. Het resultaat is dat wanneer deze bron met behulp van een CISPR-ontvanger in het frequentiegebied tot 30 MHz wordt gemeten (bandbreedte 9 kHz, quasi-piek detector) dat instrument een waarde van 60 dBuV (1 mV) aangeeft. Deze impulsgenerator is dan ook een test-generator voor CISPR-ontvangers. De waarde 300 V is niet een extreem hoge waarde, als we bedenken dat de amplitude van het 220V-net gelijk is aan 300V. De waarde 60dBuV is een limiet-waarde in veel emissie-voorschriften.
- 4) Waarneming: Op de spectrum-analyser wordt een hogere waarde gemeten dan verwacht, ook als men er rekening mee houdt dat de spectrum-analyser geen quasi-piek weging heeft. Verder blijkt dat een verandering van de ingangs-verzwakker, met 10 dB, geen 10 dB verandering van de meetwaarde op de spectrum-analyser tot gevolg heeft. Wanneer een 10 dB stap wordt gemaakt in het midden-frequent gedeelte van de spectrum-analyser volgt wel een 10 dB verandering van de meetwaarde, doch nooit de goede meetwaarde.
- 5) Oorzaak: De toegestane spanning op de mixer bedraagt slechts ca 0.5 volt. De aangeboden pulsen hebben een amplitude van ca 300 V, zodat de mixer in het niet-lineaire gebied komt en harmonischen aan het te meten signaal toevoegt, waardoor te veel wordt gemeten. Toevoegen van verzwakking lost het oversturingsprobleem van de mixer op, doch de frequentieinhoud van de zeer korte impulsen heeft zo'n lage amplitude dat dan niets meer door de spectrum-analyser wordt gemeten, d.w.z. het te meten signaal verdwijnt in de ruis van de analyser. De midden-frequentverzwakker van de analyser levert wel 10dB stappen omdat "de ellende daarvoor al is geschied".
- 6) Remedie: Pas pre-selection toe zodat alleen dat gedeelte van het te meten signaal op de mixer komt, dat frequentiecomponenten heeft in een band om de meetfrequentie die aan de orde is.

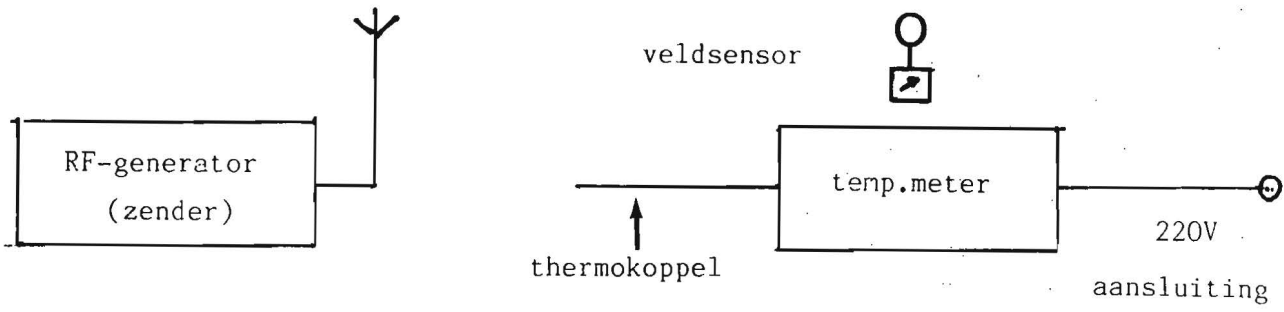


Fig.1a

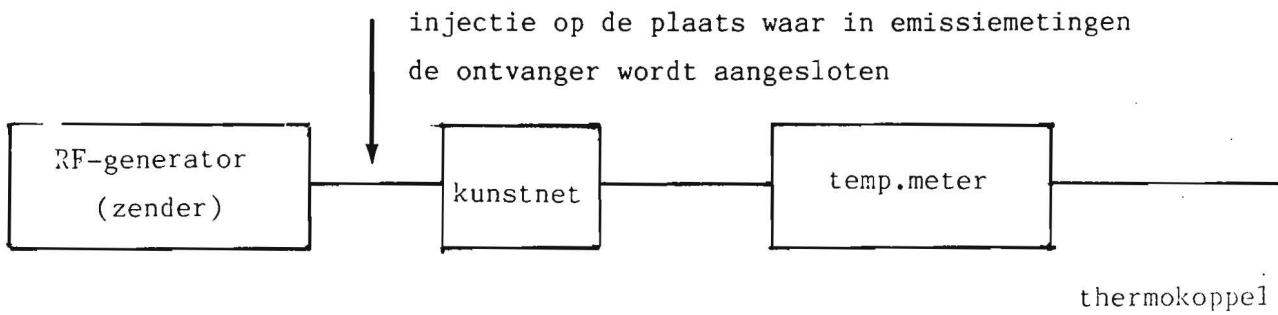


Fig.1b

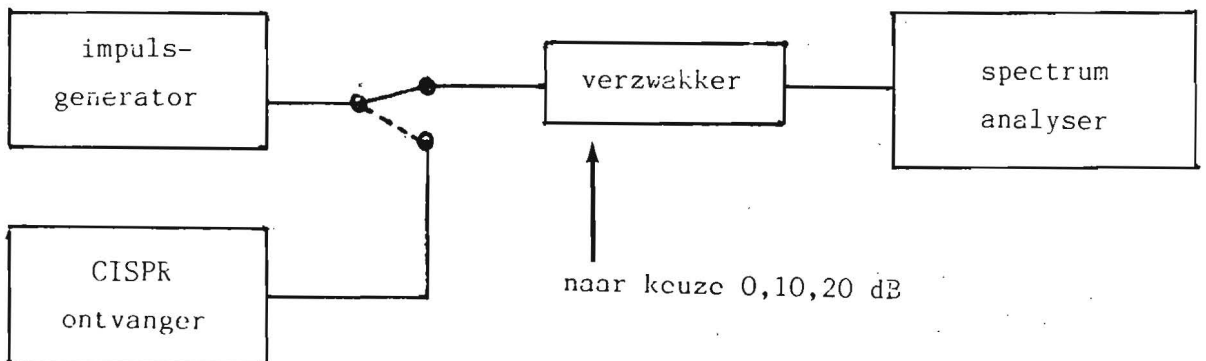
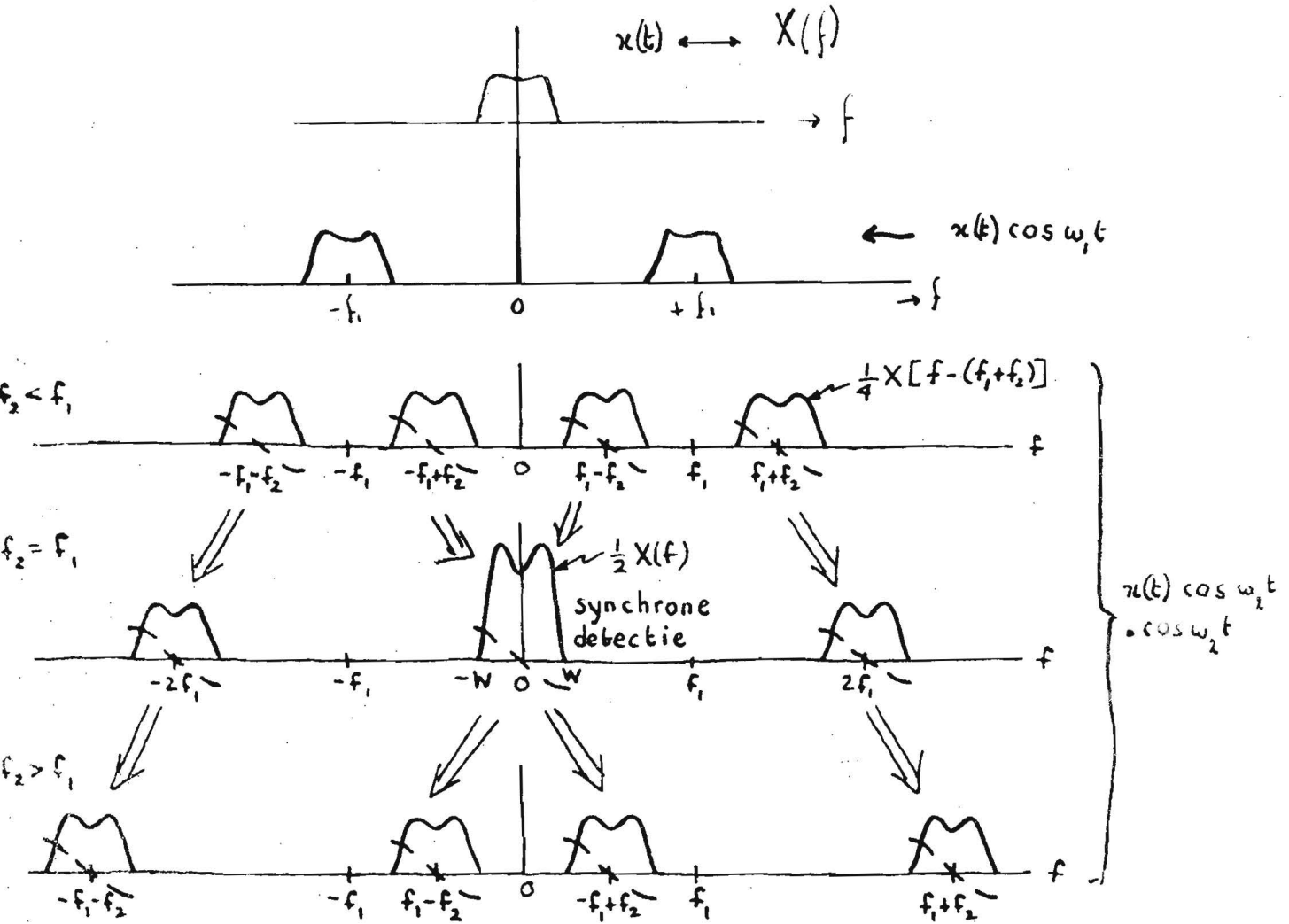


Fig.2

Bijlage C

Oplossing oefening pagina 13.8



# EMC-MANAGEMENT

Mart Coenen

PCALE, Philips Semiconductors

oktober 1991

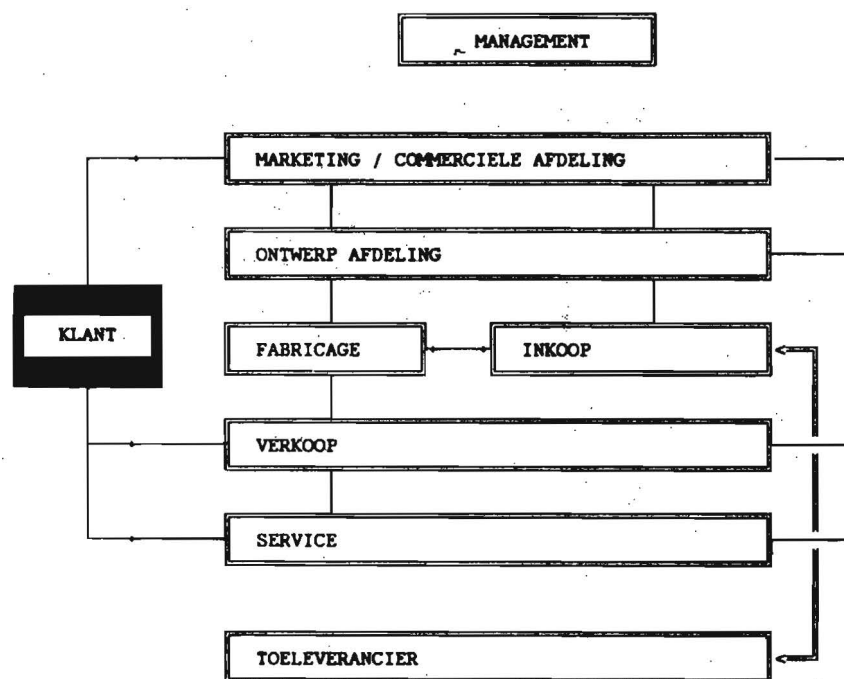
## 8.1 Inleiding

Electro Magnetische Compatibiliteit is slechts een aspect van de totale product-specificatie. Het behoort tot de specificatie punten zoals: veiligheid, betrouwbaarheid en andere "environmental requirements".

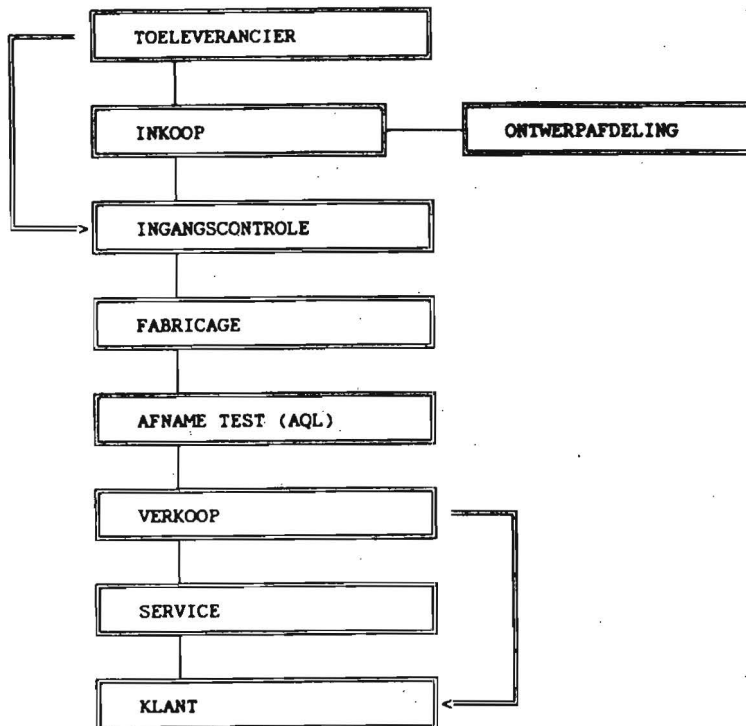
Het is echter ook een aspect dat niet wordt opgelost vanuit een discipline, maar wat ontstaat uit een integrale aanpak binnen een bedrijf en vaak zelfs in samenwerking met klanten of toeleveranciers.

Bij het analyseren van een produkt of systeem komen we tot inzicht wie er allemaal betrokken zijn bij de "EMC-eigenschappen" van dat produkt. Deze analyse kan plaatsvinden via twee invalshoeken namelijk;

1. de informatieve lijn, waarbij het vooral gaat om de systeem EMC-definitie en de EMC-definitie van de sub-systemen, zie figuur 8.1,
2. de logistieke lijn, waarbij het voornamelijk gaat om de "hardware" van de systemen of sub-systemen, zie figuur 8.2.



Figuur 8.1. Informatieve lijnen t.a.v. EMC binnen een organisatie.



Figuur 8.2. Logistieke lijnen t.a.v. EMC.

Het zal duidelijk zijn dat bij deze twee analyses een aantal disciplines herhaald zullen worden. In de het nu volgende hoofdstuk zal eerst een analyse worden gegeven van een "praktisch" probleem en in de volgende hoofdstukken zullen de taken en verantwoordelijkheden verder worden toegelicht.

## 8.2. EMC Systeem analyse

Bij de definitie van het produkt, systeem of dienst dient men een aantal zaken te overwegen. Deze overwegingen zijn afhankelijk van de plaats die het produkt, systeem of dienst inneemt in het totale project. Een aantal voorbeelden zijn: materiaal fabrikant; b.v. 19"-rekken, installateur van elektrische systemen, component; IC, of module leverancier; PC-kaart, of de leverancier van een "eindprodukt".

Zelfs de "eindprodukt" leverancier zal ook zijn produkt weer toegepast zien in een groter geheel, bijvoorbeeld: de tuner in een audio-systeem of een Voltmeter in een meetsysteem of een interface kaart voor een Personal Computer.

Bij al deze mogelijkheden zal het duidelijk worden dat elke organisatie een afbakening dient te maken van zijn doelgroep in de markt, en wat daarin de EMC-specificaties moeten zijn voor zijn "produkt" bijdrage.

Wanneer de totale verantwoordelijkheid bij één projectgroep ligt, dan zal deze groep de systeem specificaties moeten vertalen naar afgeleide op het sub-systeem niveau. Tevens zal de balans opgemaakt moeten worden over de kunde van de "deel"-verantwoordelijke t.a.v., in dit geval, EMC. Dit soort EMC- specificatie bomen worden reeds gebruikt bij diverse grote ondernemingen en een voorbeeld hiervan kunt U vinden in [6].

Uit een analyse van diverse projecten is vast komen te staan dat (uit-) lever-termijn en budget overschrijdingen in grote mate bepaald worden door het niet voldoen aan de "elementaire" EMC specificaties (60 - 80 %). Voor de eindgebruiker levert dit vaak onacceptabele vertragingen op (te laat of te onbetrouwbaar opstarten van een geautomatiseerd productie proces of administratie-systeem waardoor vaak twee systemen parallel in stand gehouden moeten worden), zonder een concreet aanwijsbare dader. Indien een project slechts door één projectburo wordt uitgevoerd, dan bedragen de extra EMC-kosten (doordat deze gemaakt moeten worden gedurende de installatie van het systeem, bij slecht gedefinieerde sub-producten) 2 à 3 % van de totale project kosten. De kosten voor de klant liggen in het algemeen veel hoger.

Juist met de huidige systemen, waarbij de complexiteit in software en hardware toenemen, zal het steeds moeilijker worden om de "sub-dader" van de termijns-en/of budget-overschrijding aan te wijzen. Immers, sporadisch optredende fouten leiden niet een aanwijsbare oorzaak en gedegen EMC-kennis en EMC-specificaties zijn daarom noodzakelijk en even vaak niet aanwezig.

Voor een meer concrete analyse zullen we aannemen dat we te maken hebben met een automatisch productie machine die gebruikt wordt bij de fabricage van een ....., zie voor andere analyses ook de hoofdstukken van deze syllabus.

#### 8.2.1. Voorbeeld EMC analyse.

Uit capaciteitsoverwegingen heeft de fabrikant van de ..... slechts een zo'n machine binnen zijn bereik die voldoende is voor de benodigde productie-capaciteit. In zijn fabriekshal staan een aantal machines welke sequentieel een bijdrage leveren aan het eindproduct. Het eindproduct is naar de "state of the art" en bezit dus intelligentie in de vorm van enige IC's. Tijdens de fabricage komen er een aantal nauwkeurige mechanische en elektrische metingen voor, welke i.v.m. de loonkosten automatisch moeten worden uitgevoerd. Aan het eind van de produktielijn wordt het product verpakt en de doos wordt middels een plastic folie hoogfrequent (13.5 MHz) ge-seald.

Daar de fabrikant van huis uit een mechanicus was, koopt hij de elektronika in bij toeleverancier X en laat de software schrijven bij buro Y. Voor de bediening van de eindcontrole heeft hij een eigen medewerker in dienst.

De keuze van de automatische productie machine zal deze primair hebben plaats-gevonden op grond van de functionele specificaties, bedrijfszekerheid (slechts één machine in zijn productie keten), de prijs en mogelijk de service- en installatie-voorwaarden die gegeven zijn bij die machine.

Of het systeem überhaupt bij hem in de fabriek zal functioneren is een vraag want de machines worden "customer dedicated" ge-assembleerd.

Indien er een electromagnetisch in-compatibiliteitsprobleem optreedt rijst de vraag:

Wie zou er fout geweest kunnen zijn ??

a) de machine leverancier,

- voldeed hij wel aan de internationaal geldende normen betreffende emissie en immuniteit ?
- zouden deze normen toereikend zijn geweest voor deze applicatie ?
- is zijn kwaliteits-borgingssysteem (b.v. ISO 9000) wel dekkend voor de productie van "customer dedicated" machines ?

b) de installateur,

- zijn er door de machine leverancier wel voldoende instructies bijgeleverd voor de plaatsing en bekabeling ?
- is de installateur wel geïnformeerd over de mogelijke installatie problemen ?
- is de installateur wel bekwaam t.a.v. EMC ?

c) de fabrikant c.q. klant, die

- op dit punt geen specificaties had gesteld,
- zijn productie apparaat te dicht bij het seal-apparaat heeft geplaatst of

d) de fabrikant van het seal-apparaat, dat wel voldoet aan de veiligheidsnormen t.a.v. straling echter niet EMC is binnen aanvaardbare normen.

Stel a). De machine leverancier in kwestie levert een "customer dedicated" versie en heeft deze combinatie van accessoires nog nooit geleverd en dus nog nooit uitgeprobeerd bij gebrek aan een EMC ingangscntrole .

Stel b). De installateur heeft, of gehandeld naar beste kunnen bij gebrek aan EMC-installatie voorschriften of zich niet (uit onwetendheid) gehouden aan de voorschriften.

Voor het veilig stellen van de positie van de "klant", in dit geval de ..... fabrikant, bestaat er binnen de Europese Gemeenschap een EMC-Directieve. Deze Directieve eist van een toeleverancier van goederen geproduceerd binnen de EEG of importeur van buiten de Europese Gemeenschap geproduceerde goederen dat zij voldoen aan de emissie en immuniteits-normen welke van toepassing zijn voor die categorie van produkten. In het geval er geen Europese of internationale normen voor het desbetreffende produkt beschikbaar zijn, dan dient men minimaal de EMC-resultaten beschikbaar te hebben in geval van onenigheid.

Zoals al aangegeven bij de beschrijving van het produkt van de fabrikant, bestaat dit uit een mechanisch en een elektronisch deel. OOK zijn eindprodukt zal aan deze EMC-Directieve moeten voldoen. Hij is wettelijk gezien geheel verantwoordelijk voor het eindprodukt ondanks het feit dat hij het gehele elektrische ontwerp en productie hiervan heeft uitbesteed bij derden. Hij kan natuurlijk op basis van een "goed" contract zijn specificaties t.a.v. EMC en andere punten hebben gedelegeerd aan zijn toeleverancier. Hiervoor dient de fabrikant dan wel op de hoogte te zijn van de Europese en Internationale normen die voor zijn eindprodukt van toepassing zijn EN hij moet deze

specificatie zien te herschrijven tot een bruikbare eenduidige EMC-spec. voor zijn toeleverancier om deze verantwoordelijkheid te kunnen doorschuiven. De vraag die hieruit naar voren komt is:

- Heeft de fabrikant hiervoor zelf de kennis en de kunde in huis of besteedt hij deze opdracht uit ?

Voor de verdere evaluatie gaan we er van uit dat het hier gaat om een eindprodukt welke een klein  $\mu$ P-systeem bevat dat gebruikt wordt voor de besturing van de mechanische functies.

Voor deze toeleverancier van het  $\mu$ P-board is intussen een even groot probleem gerezen want:

- wat kan hij doen met deze EMC-specificatie van de klant en
- welke consequenties heeft dit voor de kostprijs en de ontwikkeltijd van het eindprodukt en
- wie verifieert het eindprodukt ?

Voor de ontwikkeling van een  $\mu$ P-board spelen een aantal problemen weer langs elkaar, want de  $\mu$ P-board toeleverancier is een kei in het definiëren van een hardware systeem, maar laat de implementatie van de componenten op de printplaat over een printpanelen fabriekje, waar zijn hardware ontwerp middels een CAD (Computer Aided Design) wordt omgezet in een printpaneel.

Daar er voor het printpaneel layout programma (nog) geen EMC-algoritmen geïntegreerd zijn, ontstaat er een layout met 100 % routing voor een minimale kostprijs (ontwikkel hulpmiddelen en materiaal) en minimale ontwikkeltijd.

Indien de hardware ontwerper geen EMC-richtlijnen heeft meegegeven aan de print-layouther, ontstaat er een ontwerp dat niet door de EMC-beugel kan.

Deze hardware ontwerper kan door de componenten leverancier voorzien zijn van applicatie notes, waarin wordt aangegeven wat de optimale of noodzakelijke maatregelen zijn rondom de  $\mu$ P om te voldoen aan de EMC-eisen. Deze kennis is bij sommige componenten leveranciers wel beschikbaar maar wordt niet ge-etaleerd. Dus ook hier weer geldt:

- kan de  $\mu$ P-board leverancier zijn verantwoordelijkheid weer doorschuiven of zijn er andere bronnen of middelen waar hij zijn kennis vandaan kan halen ?
- en moet de  $\mu$ P-board leverancier zijn klant (de machine bouwer) in kennis stellen van de applicatie voorwaarden voor een storingvrij gebruik ?



Het moge duidelijk geworden zijn uit deze analyse dat het voor een kleine firma erg moeilijk wordt om aan dit soort eisen tegemoet te komen. Wat nog moeilijker wordt is of een "kleine" firma de risico's kan overzien en zich een fout kan permitteren aan een "grotere" klant. Telkens geldt de situatie zoals deze is weergegeven in figuur 8.3:

Hoe eerder de maatregelen genomen kunnen worden in het ontwerp, des te minder ze kosten (zelfs al zijn het te veel maatregelen en dit geldt zeker bij kleinere series).

Een uitsplitsing van de verantwoordelijkheden is met behulp van de figuren 8.1 en 8.2 gegeven in de volgende hoofdstukken.

### 8.3. Informatieve lijn

#### 8.3.1. Management

Het management is verantwoordelijk voor het (EMC-) beleid en de keuze van de markt doelgroepen. Hij dient hiervoor in mancapaciteit en meetapparatuur te investeringen of een strategie te bepalen waarbij deze EMC-taken worden uitbesteed (vaak ook tegen hoge kosten) aan "derden".

#### 8.3.2. Marketing/ commerciële afdeling

Zij zijn verantwoordelijk voor de produkt definitie met inbegrip van de EMC-eisen die gelden voor de markt doelgroepen zoals deze zijn vastgesteld.

Binnen de EEG zullen uniforme EMC-eisen van kracht worden (1990-1992) welke bindend zijn voor alle lidstaten en de aangesloten EFTA-landen.

Voor Europa en andere landen kan informatie worden verkregen via het Nederlands Normalisatie Instituut (NNI) te Delft.

Bij grote klanten kunnen vaak nog aanvullende eisen worden gesteld opdat deze apparaten dan voldoen aan de gewenste hardware infra-structuur binnen het bedrijf.

Vaak ziet deze afdeling EMC-eisen als een onnodige last, die de kosten verhoogd en de ontwikkeling vertraagd. In het kader van de Europese EMC Directieve zal er echter geen ontkomen meer zijn, voor zowel zijn eigen organisatie als die van de concurrentie.

#### 8.3.3. Ontwerpafdeling

Op basis van de commerciële specificatie, dient men (samen met service en marketing, fabricage en inkoop) een plan op te stellen hoe men de gewenste EMC-specificaties kan realiseren binnen een economisch verantwoord kader. Hierbij zullen zaken zoals uitbesteden van ontwerp of het inkopen van sub-units uitgebreid aan de orde moeten komen.

Verder is men verantwoordelijk voor de vrijgave van het eindprodukt met inbegrip van de EMC-specificaties. Afhankelijk van de grote van het bedrijf kan men dit zelf doen (manufacturers declaration of conformity), deels of geheel uitbesteden bij derden (KEMA, TNO, AKZO).

Er komen ook steeds meer bedrijven die consultancy verlenen bij de EMC-evaluatie van Uw produkt (AKZO, Koning en Hartman e.a.).

Op basis van kosten overwegingen zal men moeten beslissen welke ontwikkelings-strategie men gaat volgen en welke investeringen er noodzakelijk zijn binnen het eigen bedrijf in zowel opleiding als meetapparatuur. Deze investering in meetapparatuur kan dan mogelijk

ook gebruikt worden t.b.v. de afnametest, zie 8.4.2.

Bij het uitbesteden van werk of het inkopen van sub-units is men ook verantwoordelijk voor de EMC-specificaties !!!

#### 8.3.4. Fabricage

Het ontwerp dat de vrijgave heeft gepasseerd, moet uiteindelijk fabrieksmatig worden geproduceerd. Dit betekent dat het aantal EMC-maatregelen in het ontwerp goed moeten zijn vastgelegd zoals b.v.: contacten tussen kastdelen en connectoren, plaatsing en aarding van filters, kabelbomen, enz. in de vorm van montage voorschriften en eventuele controle procedures. Hier geldt:

kleinere series → hoog specialisme → hoge verantwoordelijkheid

#### 8.3.5. Inkoop

Deze afdeling heeft tot taak een goed contract op te stellen met de toeleveranciers t.a.v. de EMC-specificaties en wie voor de evaluatie verantwoordelijk is. Ook een kwaliteitsborging, b.v. met ISO 9000, is op dit punt geen overdreven luxe (dit geldt nog meer voor productveiligheid).

Het zal duidelijk zijn dat het ingekochte deel nimmer mag leiden tot een degradatie van de EMC-specificaties van het eindproduct !

#### 8.3.6. Verkoop

Het eindproduct dient bij voorkeur alleen verkocht te worden aan die klanten waarbij het ook EMC-toepasbaar is. Zoals gebleken uit het voorbeeld gelden er nog al wat randvoorwaarden voor een bedrijfszekere toepassing.

Indien het apparaat EMC-specifieke installatie voorschriften kent dient hij zijn klant daarvan op de hoogte te brengen, gecombineerd met een voorkeur voor de installateur (indien noodzakelijk).

Hij dient dus op de hoogte te zijn wat zijn produkt EMC-technisch kan en dient inzichten te hebben in de mogelijkheden van de installateur en de situatie bij de klant.

#### 8.3.7. Service

De service afdeling heeft het directe contact met de klant en zal direct geconfronteerd worden met de mogelijke aan NIET EMC-spec. voldoende produkten. Ter reductie van de service kosten is de service handeling al gauw gereduceerd tot "board swoppen" (het uitwisselen van PCB's) zonder te analyseren wat het werkelijke probleem is.

Helaas is voor het evalueren van problemen in het veld de nodige apparatuur en expertise vereist en vaak leidt dit dan tot jaren aanmodderen. Het inhuren van derden is vaak alleen voor grotere firma's weggelegd en men leert naar verloop van tijd leven met de klachten.

Indien een evolutie van het produkt gewenst is voor een bepaalde markt doelgroep en een specifieke applicatie, dan zal een lokale evaluatie moeten plaatsvinden welke dan als data teruggekoppeld moet worden naar de ontwerpafdelingen.

#### 8.3.8. De klant

De klant dient geïnformeerd te worden over de EMC-randvoorwaarden noodzakelijk voor een betrouwbare applicatie van het produkt. Tesaamen met de klant zal verkoop en service moeten vaststellen of er EMC gegarandeerd kan worden en zo niet, welke maatregelen er getroffen dienen te worden. Het is de verantwoording van de klant of hij gebruik maakt van deze informatie.

#### 8.4. Logistieke lijn

In het logistieke traject komen er nog 2 specifieke afdelingen bij namelijk; ingangscontrole en afnametest (AQL) welke een garantie (borging) van de eindprodukten die naar de klanten gaan..

##### 8.4.1. Ingangscontrole

Vaak kan men niet alle inkomende sub-units, filters en kasten testen op hun EMC-specificatie, echter indien het gaat om kritische onderdelen dan is een steekproef toch gewenst.

Ook hier weer kan men slechts men eenvoudige middelen een snelle controle uitvoeren om economische redenen. De toeleverancier zal dus contractueel verantwoordelijk gesteld moeten worden voor de kwaliteit van de levering.

##### 8.4.2. Afnametest (AQL)

Tijdens de afname test dient men met 80 % zekerheid te kunnen garanderen dat 80 % van de geproduceerde apparaten aan de gestelde EMC-eisen voldoen. Ook nu geldt weer dat een steekproef op deze specificatie punten voldoende kan zijn, mits er voldoende reproduceerbaar gefabriceerd wordt met een constante kwaliteit van de componenten. Het is nu wettelijk vereist dat deze apparaten aan de norm voldoen, dus of men meet ze zelf of men laat ze meten door derden.

Indien men zelf de metingen uitvoert, dan dient de meetapparatuur wel aan bepaalde eisen te voldoen.

#### 8.5. Infra-structuur

Om te komen tot een goede infra-structuur zijn opleiding en training onontbeerlijk. Dit geldt dus voor alle niveau's in de organisatie, van management tot fabricage. Men dient zich te realiseren dat:

Het alleen opleiden van hardware ontwerpers geen zin heeft !, en:

Zij die opgeleid zijn en weten hoe ze moeten vissen, hebben daarbij ook een hengel met de garnituren nodig.

Er zullen dus diverse informatie- en opleidings-modulen moeten komen voor de verschillende niveau's in de organisatie. Voor een aantal disciplines kan worden volstaan met richtlijnen en meetaanwijzingen. Tevens zal men deze kennis op pijl dienen te houden m.b.v. trainingen voor nieuwe medewerkers en herhalingen voor de overige medewerkers.

Men zal deze informatie of kennis, maar beter betrokkenheid, in stand moeten houden door de gehele organisatie, vaak met inbegrip van toeleveranciers en **klanten**. De volgende groepen dienen te worden betrokken:

- A. Management,
- B. Marketing/ Commerciële afdeling,
- C. Ontwerpers (elektrische hardware),
- D. Ontwerpers (mechanisch),
- E. Inkoop/ Toeleveranciers,
- F. Verkoop,
- G. Service,

H. DE KLANT

Op dit moment is er een groot aanbod van cursus modulen, seminars en informatie bijeenkomsten, waarvan er een aantal hieronder zijn weergegeven. Deze cursussen voorzien voornamelijk in de technische en standaardisatie informatie behoefte van een onderneming en bieden zelden een volledig aanbod hetgeen, m.i., noodzakelijk is voor een organisatie.

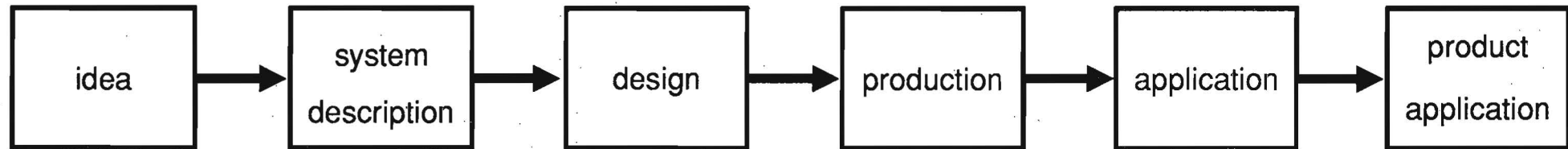
- [I] Electro-Magnetische Compatibiliteit, PATO, Postbus 30324, 2500 GK, s'Gravenhage, tel. 070-644957.
- [II] Electromagnetische Vertragelijkheid, (EMV), Technische Akademie Esslingen, Postfach 1269, D-7302 Ostfildern (Nellingen), tel. 0711-3400823.
- [III] Interference Control Training, Interference Control Technologies Inc./ Don White Consultants. Rep: Comtest Instrumentation b.v., Industrieweg 12, 2382 NV Zoeterwoude, tel. 071-417531.
- [IV] Electromagnetic Interference and Control, Frost and Sullivan Ltd, 4 Grosvenor Gardens, London SW1W 0DH, tel. 01-730-3438.
- [V] Electromagnetic Compatibility, University of York, The Institution of Electronic and Radio Engineers, IERE, 99 Gower Street, London WC1E 6AZ, tel. 01-388-3071
- [VI] Electro Magnetische Compatibiliteit, Koning en Hartman, Energieweg 1, Postbus 125, 2600 AC Delft, tel. 015-609906.
- [VII] Electro Magnetische Compatibiliteit, AKZO-Services, Smidshornerweg 18, Postbus 15, 9822 ZC Niekerk, tel. 05940-5005.
- [VIII] Electromagnetic Compatibility Engineering, The center for professional advancement, Palestrinastraat 1, 1017 LC Amsterdam.

Voor zover op dit moment bekend wordt alleen in [I, III, VI] aandacht besteed aan de totale EMC informatie behoefte voor een organisatie. De hierboven gegeven lijst zal gezinszins compleet zijn, doch kan voor een ieder die verdere informatie wil vergaren een aanzet zijn.

#### 8.6. Referenties

- [1] A guideline for reducing EMI in the design of electronic products, R.J.Steinfeld, Apple Computer Inc., pg 5-21/5-30, Proceedings EMC Colloquium 1986, Santa Clara, California, USA.
- [2] Some Notes on EMC management, A. Hurlimann, Contraves AG, pg 251-254, Proceedings EMC symposium Zurich 1987.
- [3] Some EMC management problems: Authority, responsibility, planning and costs, E.T. Chesworth, EMC Technology, jan 1984.
- [4] Electromagnetische Vertraglichkeit in der Automatisierungstechnik - Ein Ubersicht, E. Habiger, MSR, Berlin, 1984.
- [5] The IBM-microbus II architecture, PC-Magazine, april 1987.
- [6] An evaluation method to characterize the EMC performance of PCBs containing ICs, M.J.Coenen, ESG 8801, Philips Components, 1988.
- [7] Electro Magnetic Compatibility and Printed Circuit Board (PCB) constraints, M.J.Coenen, ESG 89001, Philips Components, 1989.
- [8] Good business sense, Videotape, Philips I&E, 1987, AudioVisual Services, PO Box 218, 5600 MD, Eindhoven.

## Development process:



Moment of EMC evaluation determines:

- > Costs
  - > Delay
- } re-design and corrective measures
- > Suitable measuring method required at reasonable costs

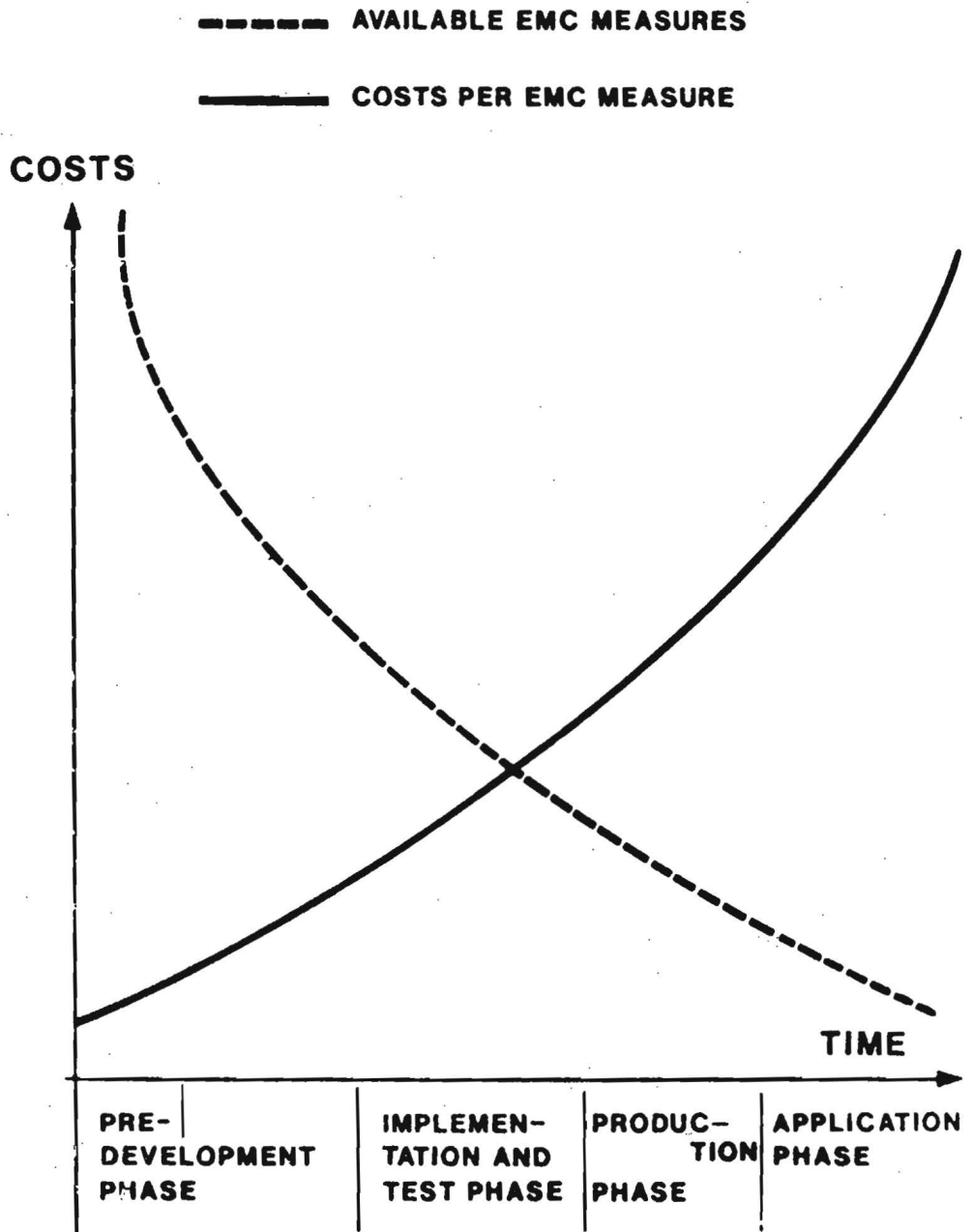


Fig. 4 EMC-kosten

## HOOFDSTUK 9

### TRANSIENTEN

ir. W.A. Pasmooij, PTT Research



## 9.1 INLEIDING

Bekend is dat stoorsignalen qua verschijningsvorm een zeer uiteenlopend karakter hebben. Dit is enerzijds inherent aan de aard van de stoorbron, anderzijds is uiteraard de koppelweg van stoorbron naar 'slachtoffer' hierop van invloed.

Daar met name de overdrachtseigenschappen hiervan vaak onbekend zijn, ligt het voor de hand een onderscheid tussen stoorsignalen te baseren op de eigenschappen van hun bron. We onderscheiden:

- 1) smalbandige sinusvormige continue signalen (stationair), bijvoorbeeld radiozender;
- 2) breedbandige continue signalen (zwak stationair), bijvoorbeeld thyristoren, corona;
- 3) pulsvormige enkelvoudig voorkomende signalen (niet-stationair), zoals bliksemontlading, ESD, kortsluitingen en schakelhandelingen.

Dit hoofdstuk van de PATO-cursus is bedoeld om nader kennis te maken met deze laatste categorie signalen. In een vorig hoofdstuk zijn stoorsignalen als gevolg van bliksem, EMP en ESD aan de orde geweest. Daarom zal hier aandacht worden besteed aan de stoorsignalen die optreden op voedingsleidingen en signaalkabels van apparatuur die met het laagspanningsnet is verbonden.

Achtereenvolgens zullen worden behandeld:

- het ontstaan van transiënten;
- het onderdrukken aan de bron;
- immuniteitstoetsen met simulatiepulsen.

Kenmerkend voor transiënte en niet-sinusvormige signalen is, zoals gezegd, hun onvoorspelbare karakter, namelijk:

- onbekende amplitude;
- sporadisch optreden;
- onbekende tijdsduur.

Een en ander betekent dat een aantal meetmethoden, zoals die in het hoofdstuk 'EMC-metingen' worden behandeld, niet kunnen worden toegepast. Metingen in het frequentiedomein zijn bij deze signaalvormen moeilijk uitvoerbaar, zodat

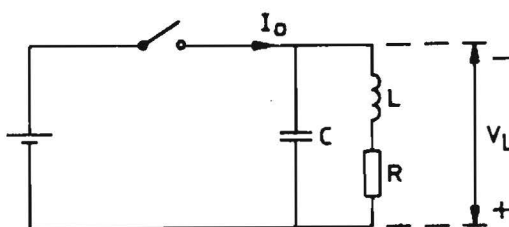
we voor een registratie van niet-stationaire signalen zijn aangewezen op metingen in het tijddomein. Vrijwel alle technieken die worden toegepast om een gewenst niveau van EMC te bereiken, zijn (met uitzondering van overspanningsbeveiligingen) gebaseerd op een ingreep op de spectrale inhoud van het stoorsignaal.

Het is daarom juist bij niet-stationaire signalen van belang te beschikken over gereedschap om de parameters van het stoorsignaal in het tijddomein te evalueren in het frequentiedomein en zo mogelijk ook andersom.

## 9.2 : EMISSIE VAN SCHAKELSTORING

### 9.2.1 Het ontstaan van pulsvormige storing als gevolg van het schakelen van inductieve belastingen

Het is een bekend EMC-verschijnsel dat het abrupt onderbreken van een stroom door een inductieve belasting tot forse overspanningen kan leiden. Het mechanisme dat hieraan ten grondslag ligt wordt aan de hand van figuur 1 toegelicht.



Figuur 1. Het schakelen van een inductieve belasting

$I_0$  is hierbij de stroom die door de spoel  $L$  loopt voordat de schakelaar  $S$  op  $t=0$  geopend wordt.  $C$  is de strooicapaciteit die altijd over een praktische spoel aanwezig is.

Er is ook een (verlies)weerstand  $R$  toegekend aan de spoel, er wordt echter vanuit gegaan dat deze klein is en dus de  $Q$ -factor van de kring hoog. De spoelspanning voor  $t > 0$  kunnen we dan schrijven als:

$$V_L = I_0 \cdot Z_0 \cdot \exp(-\alpha t) \sin(\omega_0 t)$$

waarbij:  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$

$$Z_0 = \sqrt{L/C}$$

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

Het volgende voorbeeld illustreert tot welke spanning  $V_L$  (theoretisch) kan oplopen.

Stel:  $L = 1 \text{ H}$  (b.v. een relais)  
 $C = 80 \text{ pF}$   
 $I_0 = 70 \text{ mA}$

Er zou dan gelden:  $f_0 = 17.8 \text{ kHz}$   
 $U_{\max} = 7.88 \text{ kV}$

Deze inductiespanning komt in serie met de voedingsspanning over de geopende schakelaar te staan.

Er zullen echter maar weinig schakelaars in staat zijn om deze hoge spanning probleemloos te schakelen. In de meeste gevallen zal het contact na even geopend te zijn geweest, via doorslag direct weer sluiten, vervolgens weer openen, enzovoorts. Dit instabiele proces zet zich voort tot de spanning over de schakelcontacten een waarde heeft bereikt die niet meer tot doorslag kan leiden. Dit "doorslaan" van de schakelcontacten wordt beheerst door twee processen:

#### 1. GLOWDISCHARGE

Voor spanningen  $> 300 \text{ V}$  kan ionisatie van het gas tussen de schakelcontacten optreden. De benodigde spanning om dit geleidende kanaal in stand te houden bedraagt ongeveer  $300 \text{ V}$ , en is vrijwel onafhankelijk van de lengte van het kanaal. De benodigde stroom is vrij laag, in de orde van enkele mA's. Het vermijden van glowdischarge kan gerealiseerd worden door:

- de spanning over de schakelaar  $< 300 \text{ V}$  te houden;
- geen ioniseerbaar gas te gebruiken maar vacuüm of olie.

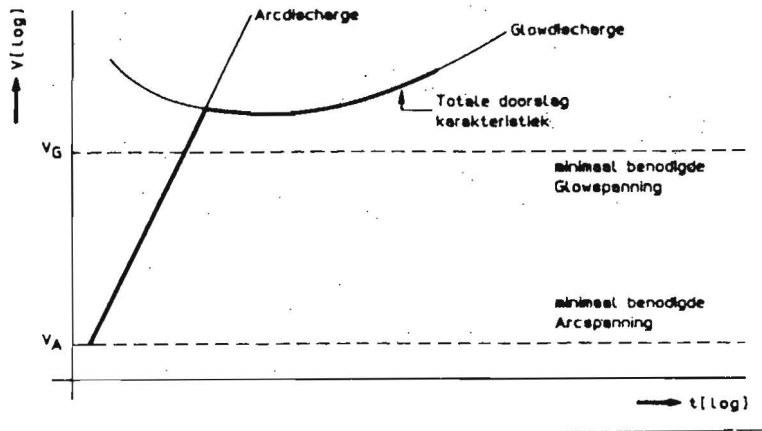
#### 2. ARCDISCHARGE

Bij het openen van de schakelaar loopt de te schakelen stroom heel even door een klein contactoppervlak. Het metaaloppervlak kan daardoor smelten aangezien de stroomdichtheid lokaal zeer groot wordt. Dit vloeibare metaal is vervolgens in staat om over enige afstand een geleidende brug ("arc") te vormen. De spanning die nodig is om deze brug in stand te houden is vrij laag (typisch  $20 \text{ V}$ ). De benodigde stroom is groter dan bij glowdischarge.

**Remedie:**

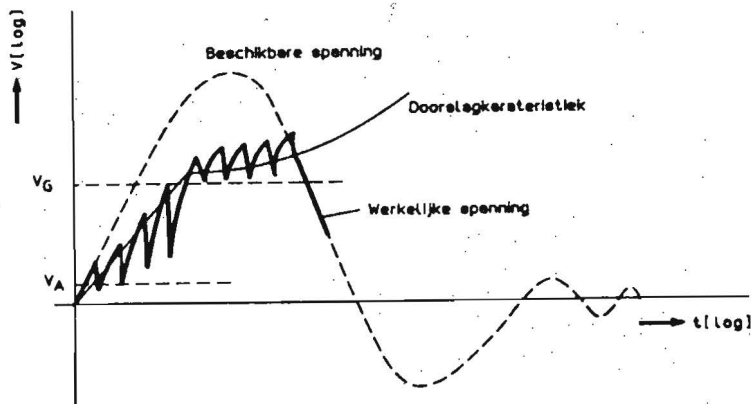
- Kies een schakelaar waarvan de contacten bij het openen met grote snelheid van elkaar verwijderen. De schakelcontacten dienen groot en vlak te zijn. Hierbij dient te worden bedacht dat de contacten van een schakelaar die éénmaal Arcdischarge heeft vertoont permanent beschadigd zijn en door het aldus ontstane ruwe oppervlak gemakkelijker tot Arcdischarge zal leiden dan een gaaf type.
- Zorg er voor dat de 'beschikbare' stroom onder de waarde ligt die nodig is om Arcdischarge in stand te houden.

Deze twee processen kunnen ook gecombineerd in een 'doorslagkarakteristiek' getekend worden.



*Figuur 2. De doorslagkarakteristiek van een schakelaar*

Samen met de 'beschikbare' schakelspanning welke door de formule op blz. 3 beschreven wordt valt dan vervolgens eenvoudig te construeren hoe de werkelijke schakelspanning er uit gaat zien. Deze probeert de beschikbare spanning te volgen, maar stort telkens in elkaar wanneer het boven de doorslagkarakteristiek uit komt, zie figuur 3.



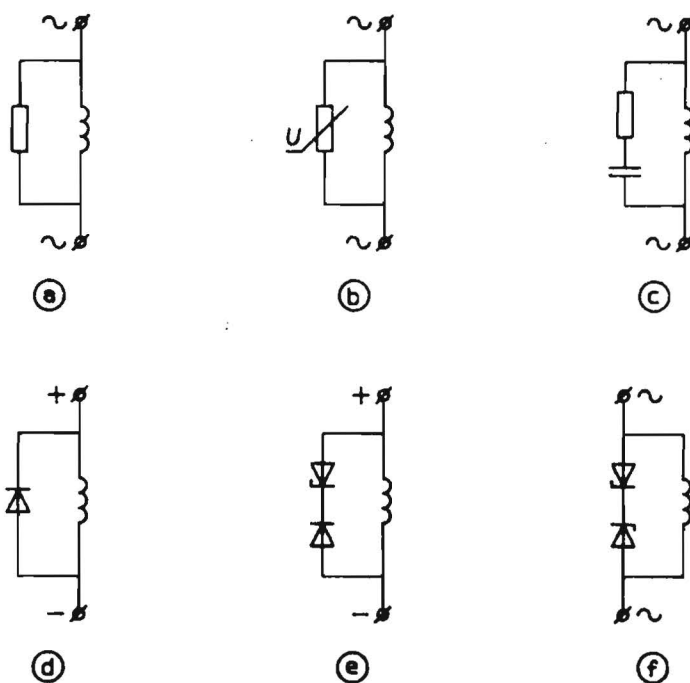
*Figuur 3. De werkelijke schakelspanning*

Juist dit, door doorslag veroorzaakte, in elkaar storten van de spanning over de schakelaar geeft aanleiding tot de steilste flanken en dus de hoogste frequentiecomponenten. Bij overspraak op naburige signaal- of voedingsleidingen zijn het dan ook juist deze flanken die het sterkst doorkoppelen. Dit type stoorsignalen wordt daarom ook wel aangeduid als "showering noise".

### 9.2.2 Maatregelen om schakelstoring te onderdrukken

Naast de eerder genoemde kwestie van de juiste schakelaar zijn er ook technieken om dit soort schakelpulsen in de kiem te smoren. Het streven is er hierbij op gericht de beschikbare spanning over en de stroom door de schakelaar te limiteren tot een waarde die noch tot Arc-, noch tot glowdischarge kan leiden.

Bij de belasting:



Figuur 4

Toelichting:

4a. De parallelweerstand R reduceert de spoelspanning tot maximaal  $I_0 R$  en dempt tevens de beschikbare stroom uit.

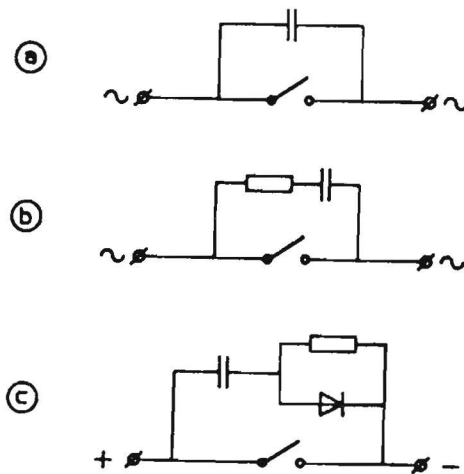
Nadeel: bij gesloten schakelaar onttrekt de weerstand een aanzienlijke stroom uit de voeding, dit leidt tot onnodige dissipatie.

- 4b. Aan het nadeel van la. wordt met de varistor tegemoet gekomen, R wordt alleen (even) laagohmig bij een overspanning.
- 4c. De schakelpuls is veel hoogfrequentier als de voedingsspanning (meestal 50 Hz of DC). De condensator wordt zo gedimensioneerd dat een schakelpuls wel en de voedingsspanning niet met R wordt belast.
- 4d. De opgaande flank van de schakelpuls heeft, in relatie tot de voedingsspanning, een negatieve polariteit. De puls wordt dus kortgesloten zonder dat dit de voedingsspanning overkomt.

Nadelen:

- werkt alleen bij DC;
  - omdat de dynamische weerstand van de diode in doorlaat zeer laag is duurt het lang voordat de onderbroken stroom uitdempt. Indien deze beveiliging over een relais wordt aangebracht moet rekening worden gehouden met een lange afvaltijd.
- 4e. Dit laatste euvel wordt verholpen door een zenerdiode in serie met de diode op te nemen. Dit heeft echter als nadeel dat de resterende spoelspanning weer groter wordt.
- 4f. Deze schakeling voldoet ook bij een DC-voedingsspanning.

Bij de schakelaar:



Figuur 5

- 5a. De onderbroken spoelstroom wordt door de condensator omgeleid.  
Nadeel: Bij geopende schakelaar laadt de condensator zich tot de voedingsspanning op. Bij het sluiten ervan ontladde deze zich over het schakelcontact. De grote stroom die hiervan het gevolg is kan de schakelaar beschadigen.
- 5b. De schakelaar laadt zich ditmaal op tot een deel van de voedingsspanning. De ontladstroom blijft verder beperkt.  
Nadeel: De condensator zal niet de gehele schakelstroom omleiden, een gedeelte gaat door de schakelaar.
- 5c. Dit circuit verdient daarom de voorkeur maar is alleen toepasbaar bij DC). De werking is analoog aan 2d).

Ott [5] vermeldt hoe deze circuits optimaal gedimensioneerd kunnen worden. Tot slot kan nog vermeld worden dat maatregelen die alleen over de schakelaar worden getroffen geen garantie hoeven te bieden voor het achterwege blijven van schakelstoring; het is namelijk denkbaar dat een inductieve stroom onbewust wordt verbroken, bijvoorbeeld door een stekker die wordt losgetrokken of een kortsluiting. Het verdient dus aanbeveling om te allen tijde een inductieve belasting met één van de boven beschreven circuits te overbruggen.

## 9.3 SUSCEPTIBILITEIT VOOR SCHAKELSTORINGEN

### 9.3.1 Inleiding

In het vorige hoofdstuk werden technieken besproken waarmee de emissie van schakelpulsen kan worden beperkt.

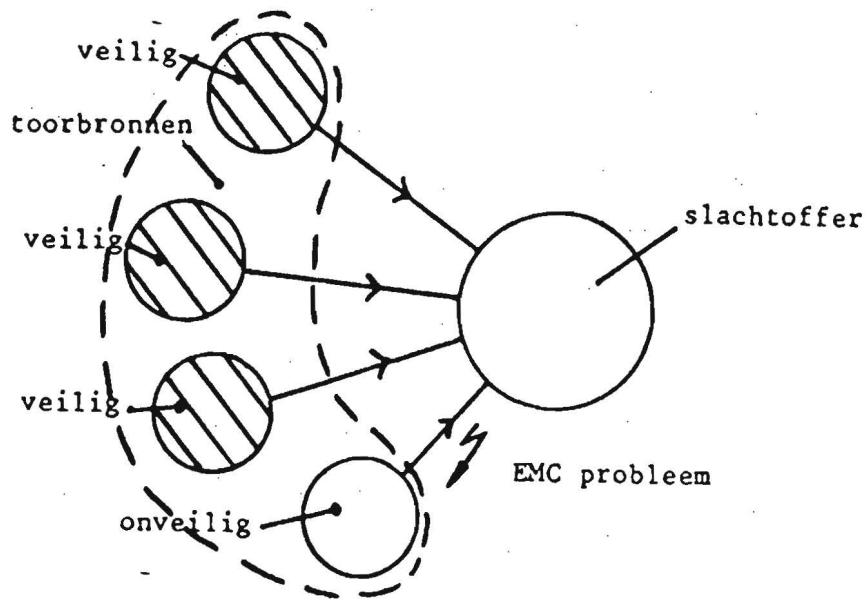
In de praktijk zijn de mogelijkheden echter vrij beperkt omdat:

- de herkomst van veel storing onbekend is;
- ingrepen aan bestaande apparatuur veelal niet uitvoerbaar zijn;
- het verwijderen van reeds geïnstalleerde apparatuur op weerstand kan stuiten.

Het is daarom een goed gebruik om de immuniteit van een potentieel 'slachtoffer' met een zekere marge te waarborgen.

Het valt echter moeilijk vast te stellen naar welk immuniteitsniveau een slachtoffer gebracht moet worden als niet bekend is wat de aard is van het transiënte stoormilieu.

Het gegeven dat eventuele stoorbronnen voldoen aan CISPR-eisen biedt wat dit betreft geen garantie. Deze eisen zijn namelijk gebaseerd op de bescherming van radio- en TV-ontvangst, waar enige 'hinder' toelaatbaar is. Bij digitale apparatuur kan een enkele stoerpuls er al toe leiden dat de hele werking verstoord wordt. Het spreekt dus vanzelf dat naast het emissieniveau van de stoorbron de susceptibiliteit (ontvankelijkheid) van het 'slachtoffer' bepalend is voor de mate van EMC in een omgeving. Uit risico-overwegingen is het daarbij vaak verstandiger te kiezen voor een 'veilige' susceptibiliteitsmarge dan aan te nemen dat in een omgeving alle stoorbronnen veilig zijn, zie figuur 6.



*Figuur 6. Risico bij onveilige susceptibiliteitsmarge*

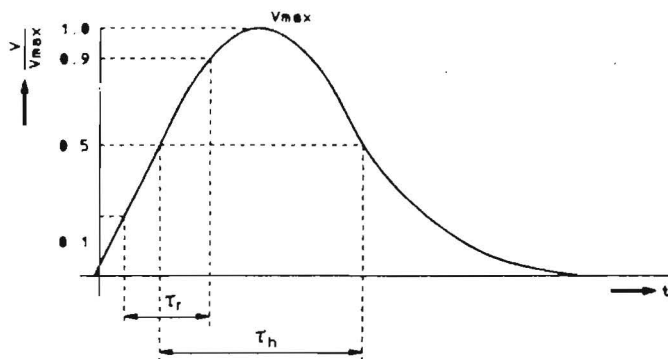
In principe komt het bepalen van het susceptibiliteitsniveau van de EUT (Equipment Under Test) neer op een substitutie van het werkelijk aanwezige stoormilieu door reproduceerbare stoorsignalen uit een pulsgenerator (met een zekere marge). Het probleem hierbij is echter hoe de juiste (representatieve) pulsform kan worden afgeleid uit de grote verscheidenheid aan stoorsignalen waaraan de EUT in een omgeving wordt blootgesteld. Zonder volledigheid na te streven, zal in de volgende paragrafen een aantal gestandaardiseerde susceptibiliteitstoetsen beschreven worden.



### 9.3.2 : Karakterisering van simulatiepulsen

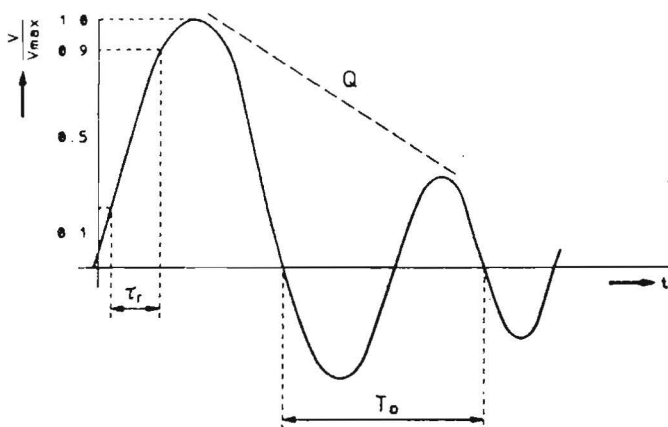
Om beter te kunnen communiceren over simulatiepulsen, zonder deze met wiskundige formules te hoeven beschrijven, wordt er vaak gebruik gemaakt van de volgende kenmerken.

Voor niet oscillerende pulsen:



Pulsvormbeschrijving:  $\tau_r \times \tau_h$

Voor oscillerende pulsen:



Beschrijving volgens:  $\tau_r/f_o/Q$ .

De Q-factor bepaalt de mate waarin de puls uitdempt.

Voor  $Q = 3$  geldt bijvoorbeeld dat ieder maximum 50% van het daaraan voorafgaande maximum is.

### 9.3.3 Immunitiestesten met 'langzame' pulsen

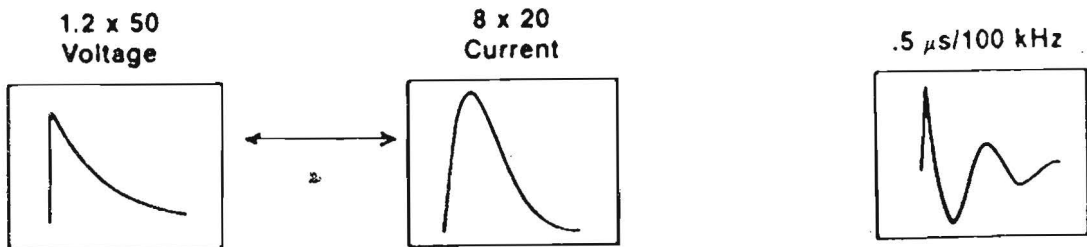
In deze paragraaf wordt de simulatie van stoorpulsen beschreven die:

- 'langzaam' (en dus vrij laagfrequent) en bovendien
- energierijk zijn.

Naar men aanneemt zijn vooral indirecte blikseminslag en schakelhandelingen aan de primaire kant van het GEB-transformatorhuisje verantwoordelijk voor dit type stoorpulsen op het lichtnet.

De "IEEE-guide for Surge Voltages in Low-voltage AC Power Circuits" (voorheen IEEE-standard 587-1980) vermeldt met welke pulsen deze fenomenen gerepresenteerd kunnen worden. Hoewel deze gids voornamelijk is opgesteld met als doel een statistische beschrijving te geven van het transiënte stoormilieu op AC-voedingsleidingen, wordt deze publikatie ook wel gebruikt (of misbruikt) om er een susceptibiliteitstoets voor transiënten uit af te leiden. Enige voorzichtigheid is echter wel geboden om een verkeerde interpretatie van de uitkomst van een dergelijke toets te voorkomen.

De pulsvormen (zowel spanning als stroom) die volgens de IEEE-standaard karakteristiek zijn voor transiënten op AC-voedingsleidingen, zien er uit als geschetst in de figuren 9a en 9b.

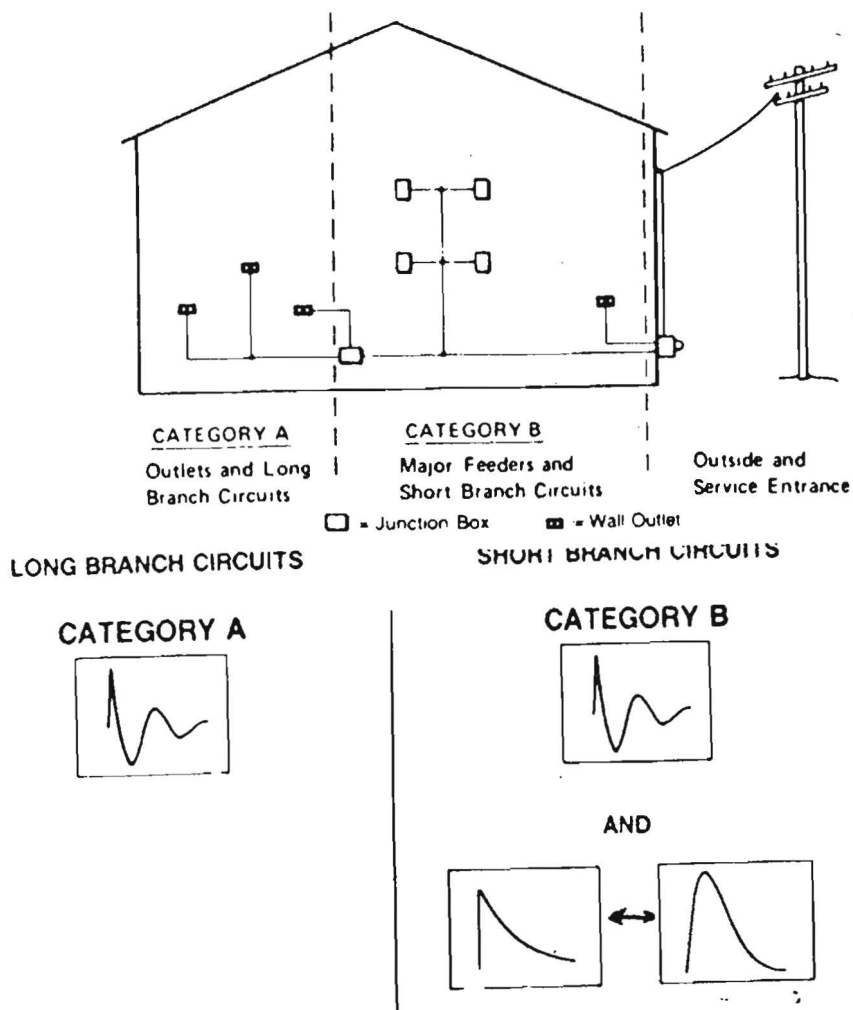


Figuur 9a

Figuur 9b

Pulskarakterisering volgens IEEE-587

De milieus waar deze stoorsignalen deel van uitmaken worden daarbij in drie categorieën onderverdeeld. In figuur 10 zijn deze categorieën schematisch weergegeven, onder vermelding van de IEEE-587 standaard-pulsen die er op van toepassing zijn.



Figuur 10. Milieubeschrijving volgens IEEE-587

Categorie A wordt gevormd door circuits die binnen een gebouw op minimaal 10 meter van de centrale hoofdverdeler gelegen zijn. Circuits die zich op een afstand kleiner dan 10 meter van dit centrale verdeelpunt bevinden, maken deel uit van categorie B.

Voor de volledigheid is er ook nog een categorie C aan te wijzen; de toevoeringen buitenshuis. Dit deel van het milieu is echter in dit kader oninteressant, aangezien dit een typisch Amerikaanse situatie is.

Naast de karakterisering van een "gemiddelde" stoorspulsgedraging, is het vooral interessant om iets te kunnen zeggen over de bijbehorende amplitude. Met het oog op het ontwikkelen van een susceptibiliteitstoets is het ditmaal niet de representatieve of gemiddelde amplitude die van belang is, maar meer de extreme waarde ervan in een zeker tijdsbestek. Deze grootte is echter afhankelijk van veel omstandigheden en moeilijk voorspelbaar zonder statistische voorkennis over het aantal blikseminslagen en schakelhandelingen in de omgeving van een bepaalde lokatie. Een bovengrens voor de spanningsamplitude is echter zeker de doorslagspanning van het stopcontact, die circa 6 kV bedraagt.

Voor wat betreft de amplitude van de bijbehorende stroom vermeldt de IEEE-standaard dat rekening moet worden gehouden met de volgende waarden:

categorie A	0,5/100 kHz: 200 A
categorie B	0,5/100 kHz: 500 A
	8 x 20 $\mu$ : 3 kA

Deze stroom- en spanningspulsen worden wel uitgekozen om geïnjecteerd te worden op voedingsspanningsleidingen teneinde te verifiëren of de daarop aangesloten apparatuur het predicaat "meets the requirement of IEEE-standard 587" meegegeven kan worden. Op zich is dit een zeer zware test, aangezien de situatie die hierbij gesimuleerd wordt in de praktijk hoogstwaarschijnlijk nooit bereikt zal worden in een EMC-rustig milieu.

Bovendien wordt niet vermeld hoe een immuniteitstest praktisch moet worden uitgevoerd. De volgende test is wat dat betreft duidelijker:

IEC 801-5 (Draft)

"Surge Voltage Immunity Requirements" [3]

Alhoewel er nog slechts een voorlopige uitgave beschikbaar is van deze publikatie (een zogenaamde "draft"), biedt deze in sommige opzichten al veel meer aanknopingspunten om er een susceptibiliteitstoets mee uit te voeren, dan de daarvoor wel gebruikte IEEE-standard 587. Er wordt namelijk aangegeven welke amplitudes voor de te injecteren stroom-/spanningspulsen gekozen moeten worden in een aantal gedifferentieerde en vrij nauwkeurig omschreven milieus. Er zijn hiertoe vijf "levels" gedefinieerd met betrekking tot de mate van transiënte vervuiling van het milieu waarin een te testen apparaat moet kunnen functioneren. Bij ieder niveau wordt gespecificeerd welke amplitude aan de 1,2 x 50 en 8 x 20 spannings-/stroompuls moet worden toegekend voor een realistische immuniteitstest.

vervuiling*	level	1,2 x 50 spanning [V]	8 x 20 stroom [A]
gering	1	500	250
	2	1000	500
	3	2000	1000
	4	3000	2000
ernstig	5	in overleg te bepalen tussen leverancier en afnemer	

\* Voor een exactere omschrijving van de niveaus wordt verwezen naar IEC 801-5.

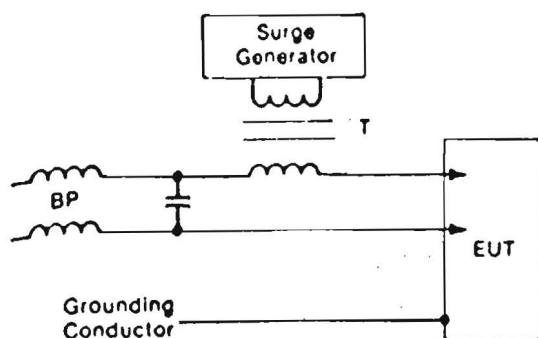
Het zou nog beter zijn om behalve de mate waarin een milieu met transiënten is vervuild, ook de volgende factoren mee te laten wegen bij de vaststelling van de testniveaus:

- economische of financiële consequenties van een eventueel falen van de te testen apparatuur;
- testcriterium (grens tussen af- of goedkeuren).

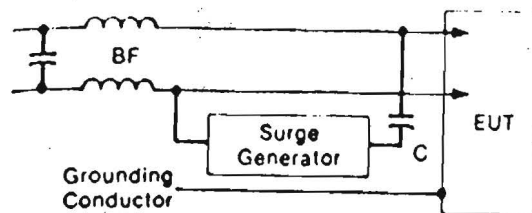
Helaas is dit uitgangspunt nog niet verwerkt in de bestaande toetsen. In CEPT-verband (samenwerking van Europese PTT's) wordt getracht dit idee verder uit te werken.

De inkoppeling van de testpuls kan op twee manieren tot stand worden gebracht:

- serieel;
- parallel (zie figuur 11).



Figuur 11a



Figuur 11b

Methoden van inkoppelen

De serie-inkoppeling vindt inductief plaats en is daarom het meest geschikt voor de lage frequentiecomponenten, de parallelle capacitieve koppeling daarentegen, biedt meer mogelijkheden bij hogere frequenties.

Het "backfilter" wordt om de volgende twee redenen gebruikt:

- mede-netgebruikers mogen geen hinder ondervinden van de geïnjecteerde pulsen;
- om het inkoppelverlies te minimaliseren.

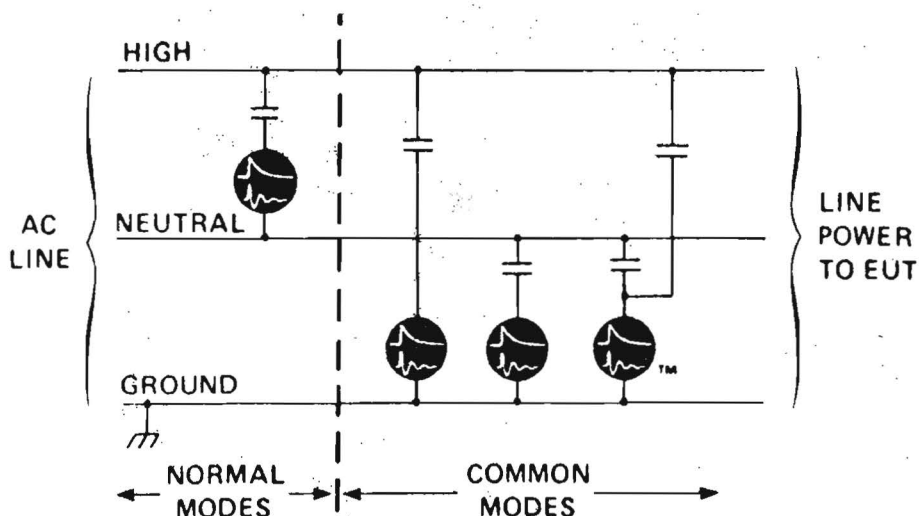
Het tweede punt verdient nog enige toelichting:

Bij het parallelle inkoppelen streven we naar een zo hoog mogelijke circuit-impedantie. Deze impedantie is de parallelschakeling van de ingangsimpedantie van het EUT en de impedantie van de toevoerdraden. Deze laatste wordt hoog gemaakt door de aanwezigheid van de spoelen.

Bij het seriële inkoppelen gaat het er echter om de impedantie van de toevoerdraden zo klein mogelijk te maken, teneinde een zo groot mogelijk deel van de generatorspanning over de ingangsklemmen van het EUT over te houden. De condensator in het backfilter moet daarom ditmaal aan de EUT-kant geplaatst zijn. Uit praktische overwegingen wordt veelal de voorkeur gegeven aan capacitieve inkoppeling. Een belangrijke vraag bij het uitvoeren van een susceptibiliteitstoets is dan de volgende:

"Tussen welke draden moet ik de pulsgenerator aansluiten?"

In figuur 12 is een aantal mogelijke uitvoeringen van parallelle inkoppeling geschetst:

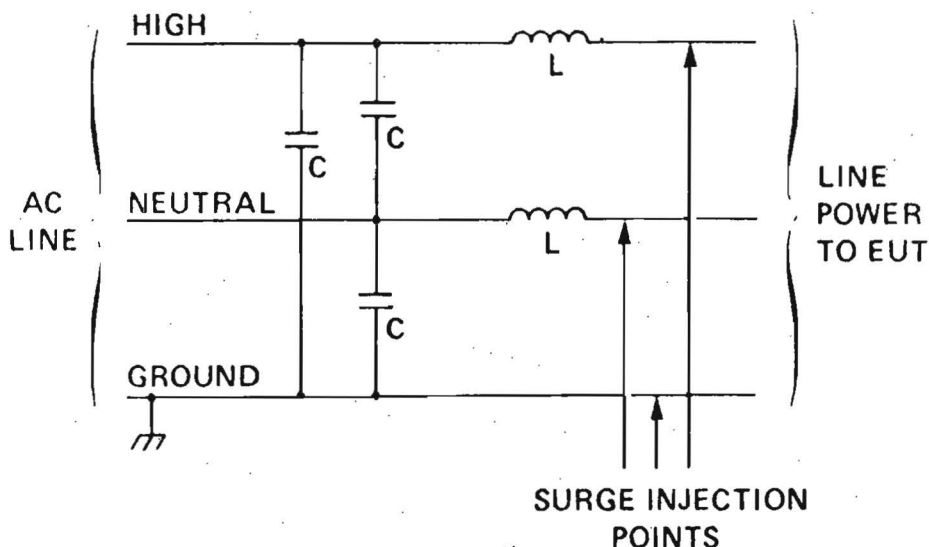


Figuur 12. Parallel (capacitief) inkoppelen in verschillende modes

Er wordt ingekoppeld tussen:

- 1a. fase en nul (normal- of differential mode);
- 2a. fase en randaarde;
- 2b. nul en randaarde
- 2c. (fase en nul) en randaarde.

Strikt genomen is alleen 2c common-mode (CM), 2a en 2b worden echter ook wel als zodanig aangeduid, hoewel de term "onsymmetrisch" beter is. Het is gebruikelijk om alleen in twee modes te testen, bijvoorbeeld 1 en 2c. Het noodzakelijke backfilter is geschetst in figuur 13. Bij inductieve koppeling moet het backfilter omgedraaid worden.



Figuur 13. Uitvoering backfilter bij parallel inkoppelen

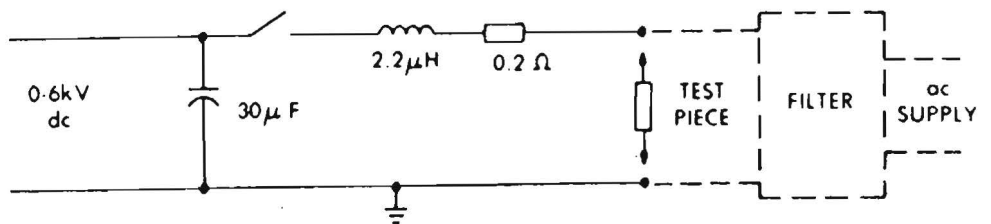
Bij het uitvoeren van deze test dienen we in principe te beschikken over een pulsgenerator die hoogohmig belast, een spanningspuls van enige kV's kan leveren en tevens kortgesloten een stroompuls van enkele kA's. We weten immers a priori niet of de belasting die door het EUT gevormd wordt hoog-, danwel laagohmig is.

Het beschikbare momentane vermogen dat hiermee gepaard gaat, is in de orde van enige MegaWatts! Op zich zijn zulke krachtige "hybride" generatoren in de handel, maar ze zijn uiteraard nogal prijzig.

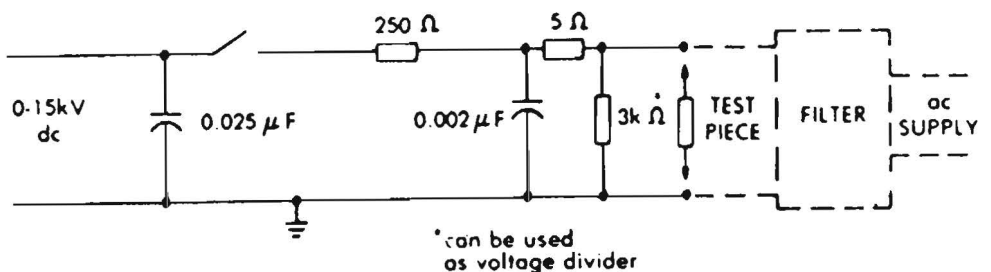
Er is echter een alternatieve test mogelijk, waarbij gebruik gemaakt wordt van twee generatoren die beide een veel kleinere vermogenscapaciteit kunnen hebben en dus ook veel goedkoper kunnen zijn.

Allereerst wordt geïnjecteerd met een generator, waarvan de bronspanning overeenstemt met de 1 x 50 spanningspuls. De bronimpedantie ervan is echter dusdanig hoog (en dus het beschikbare vermogen vrij laag), dat deze test alleen met succes op hoogohmige belastingen kan worden uitgevoerd. Vervolgens wordt ook een duale test uitgevoerd met een generator waarvan de bronstroom is gebaseerd op de 8 x 20 stroompuls. Deze poging is juist bedoeld te mislukken als de belasting hoogohmig zou zijn. Met deze gecombineerde toets zijn we als het ware zowel ingedeckt tegen lage, als tegen hoge EUT-belastingsimpedanties. In figuur 14 zijn twee schema's gegeven (ontleend aan de IEEE-standard 587), waarmee de 8 x 20 stroom- en 1 x 50 spanningspuls gescheiden kunnen worden opgewekt.

Current into Low-Impedance Test Piece; 8 X 20  $\mu$ s, 10 kA Maximum



Voltage into High-Impedance Test Piece; 1.2 X 50  $\mu$ s, 10 kV Maximum



Figuur 14. Principeschema's voor IEC-5 pulsgeneratoren



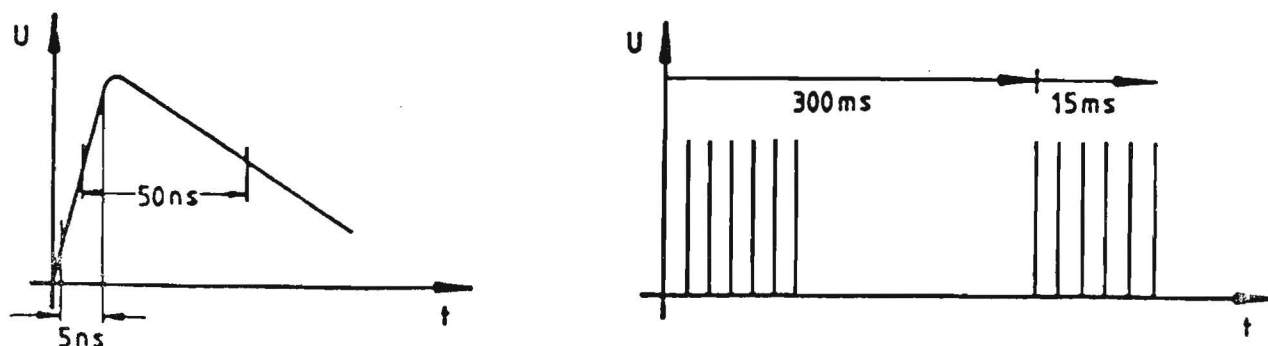
Hoewel de 1 x 50 / 8 x 20 pulsen uit de IEEE-standard 587 vrij algemeen geaccepteerd zijn als "representatief" voor bliksem- en schakeltransiënten, is het geenszins zo dat een susceptibiliteitstoets hiermee afdoende is om in elk milieu EMC te waarborgen. In de praktijk wordt namelijk melding gemaakt van schakelpulsen met veel kortere stijgtijden. Deze transiënten resulteren uit schakelhandelingen in het laagspanningsnet, zijn laag-energetisch en komen vaak in bursts voor als gevolg van contactdender en reflecties op niet-karakteristiek afgesloten kabels. Dit heeft er toe geleid een immuniteitstoets te ontwikkelen met de volgende burst van snelle pulsen.

### 9.3.4 Een immuniteitstoets voor 'snelle' schakelpulsen

IEC 801-4 (Draft)

"Electrical Fast Transient Requirements" [2]

De te injecteren pulstrein ziet er als volgt uit:



Figuur 15. IEC 801-4 Pulskarakteristieken

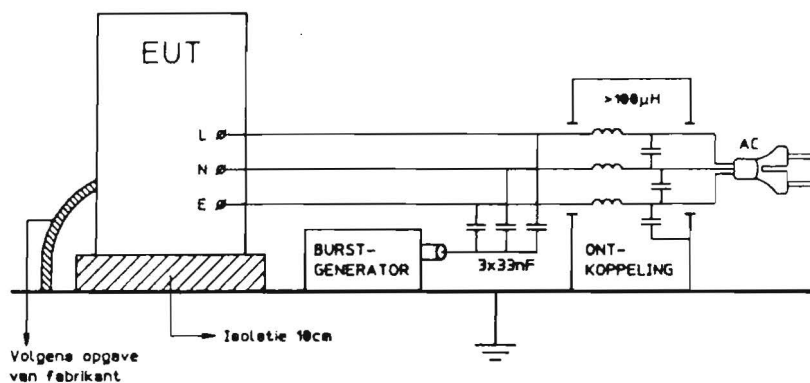
Wederom is de amplitude van de pulsen gerelateerd aan het milieu van installatie van het EUT.

level	open klemspanning [V]
1	500
2	1000
3	2000
4	4000
5	in overleg

De bronimpedantie van de generator die deze pulsen moet leveren, bedraagt 50  $\Omega$ . Dit is waarschijnlijk zo gekozen om reflecties op een 50  $\Omega$  kabel tussen generator en injectieprobe te voorkomen. Een nadeel van deze keuze is echter, dat deze pulsen slecht injecteerbaar zijn op laagohmige belastingen. We kunnen hierbij denken aan een overspanningsbeveiliging die aanspreekt.

Bij deze snelle transiënten is de aanname dat de randaarde schoon blijft en dus als Common Mode-referentie kan dienen niet gerechtvaardigd. Het is in de praktijk eerder aannemelijk dat de geel/groene draad van het lichtnetsnoer "meespringt" met onsymmetrische stoorpulsen op de naastliggende stroomvoerende aders.

In susceptibiliteitstoetsen met snelle pulsen dient deze situatie opgenomen te worden in het testprogramma. De referentie voor CM-pulsen is ditmaal het retourpad met de laagste impedantie, hetgeen niet persé een galvanische verbinding hoeft te zijn. Het reproduceerbaar uitvoeren van dergelijke testen vraagt echter om een goed gedefinieerd en zo laag-impedant mogelijk retourpad. Een grote metalen plaat waarop het EUT, het koppelnetwerk en de pulsgenerator worden geplaatst, is hiervoor heel geschikt. Tevens dienen daarbij vastomlijnde afspraken te worden gemaakt met betrekking tot de layout van de gehele opstelling. Een mogelijke opzet is geschetst in figuur 16.



Figuur 16. Een mogelijke test set-up voor snelle transiënten

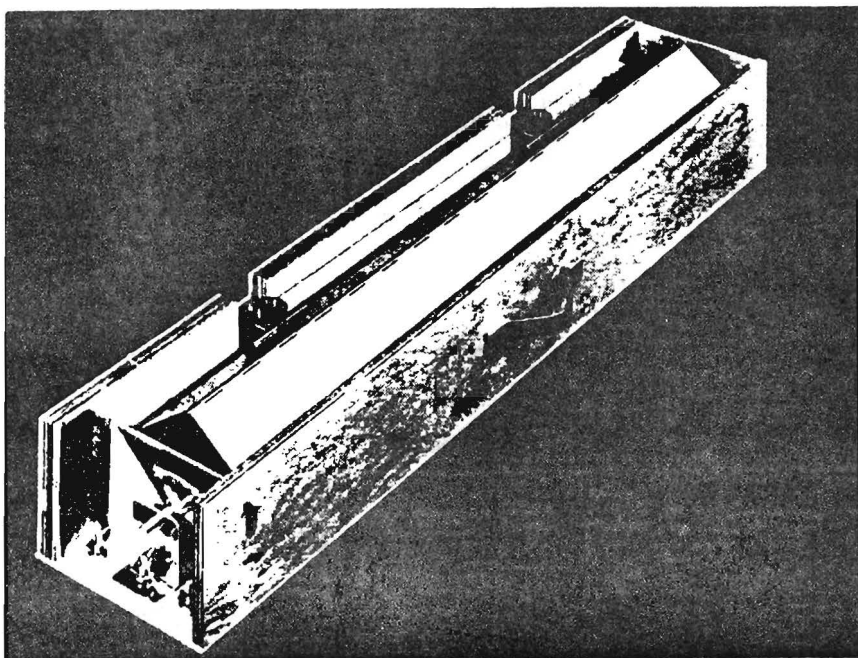
De in figuur 16 weergegeven en nauwkeurig omschreven opstelling is typisch gebaseerd op laboratorium-omstandigheden.

Bij het In-Situ testen van grote EUT's kan dit om praktische redenen onuitvoerbaar zijn (bijvoorbeeld doordat het onmogelijk is om een grote metalen plaat aan te brengen). In dergelijke gevallen is het beter om uit te gaan van

een opstelling die overeenkomt met de uiteindelijke gebruikerssituatie. Aangezien het referentiepunt voor CM-storing ditmaal niet bekend is, dienen de testpulsen ten opzichte van verschillende "referenties" aangebracht te worden, bijvoorbeeld de GEB-aarde, de systeemaarde of de centrale verwarming, teneinde de meest storingsgevoelige situatie op te zoeken.

Door de hoogfrequente inhoud van dit soort schakelpulsen spreken ze ook over op signaalleidingen (zie hoofdstuk 2).

Het is dus ook raadzaam om, behalve op het lichtnet, ook met Common Mode pulsen te injecteren op andere leidingen. Dit kan eenvoudig met een 'capacitieve clamp' gedaan worden, zie onderstaande figuur.



*Figuur 17. De IEC 801-4 clamp*

Deze is openklapbaar waardoor op meerdere signaalleidingen tegelijk geïnjecteerd kan worden.

De capaciteit tussen de clamp en de omsloten draden is ongeveer 200 pF. Deze koppelcapaciteit kan ook bereikt worden met behulp van enige wikkelingen geleidende tape rond de aders.

Aangezien de koppelcapaciteit vrij gering is, werken deze laatste testen alleen goed indien de signaaladers hoogohmig ten opzichte van aarde zijn.

## 9.4 HET ONTWIKKELEN VAN SUSCEPTIBILITEITSTOETSEN

### 9.4.1 Inleiding

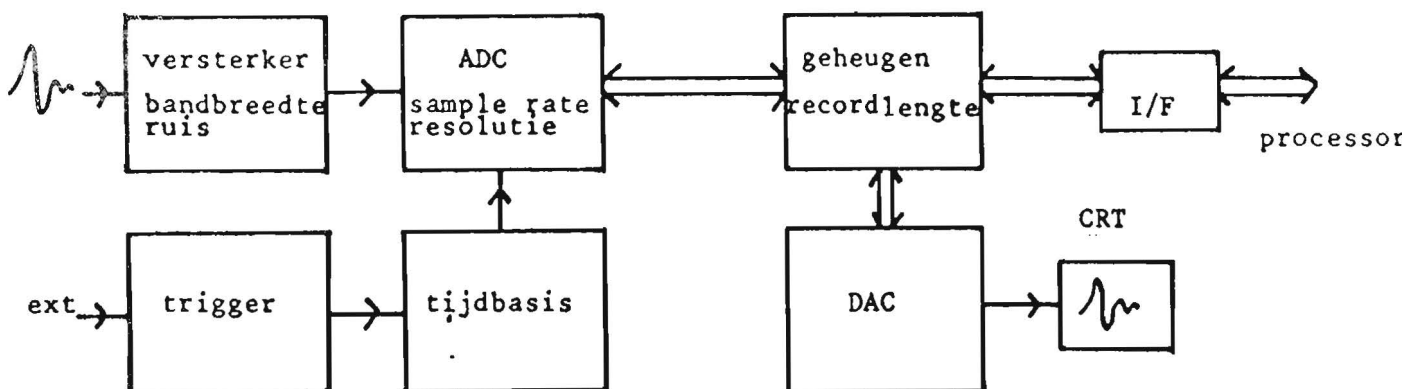
In het vorige hoofdstuk zijn twee gestandaardiseerde immuniteitstoetsen beschreven. Het is echter maar de vraag in hoeverre deze toetsen aansluiten bij specifieke stoormilieus uit de praktijk.

Om onder- of overspecificatie van de immuniteitseisen te voorkomen, dient een uit te voeren toets als het ware een zo goed mogelijke simulatie of 'stand-in' te vormen van een echt stoormilieu. Door het onvoorspelbare karakter van transiënten is het alleen zinvol om een dergelijk stoormilieu in statistische zin te beschrijven.

Een noodzakelijke fase bij het statistisch beschrijven van een stoormilieu is het verzamelen van echte transiënten gedurende langere tijd. Een 'wave-form-digitizer' of digitale scoop is hierbij onontbeerlijk.

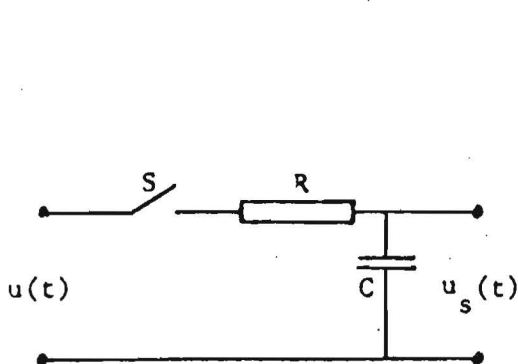
### 9.4.2 Puls-/transiëntmeting met een digitizer

In het bijzonder bij niet-periodieke pulsvormige signalen en transiënten is het noodzakelijk het tijdsignaal 'single shot' vast te leggen. Naast het gebruik van een snelle storage oscilloscoop komen hiervoor toepassingen met snelle AnalooG Digitaal Convertors in aanmerking. Zowel de Digitale Oscilloscoop als de Digitale Waveform Analyzer (Digitizer) zijn opgebouwd rond zo'n snelle AD-converter en beschikken over een geheugen, zodat de gedigitaliseerde signalen voor verdere bewerking beschikbaar zijn (zie figuur 18).

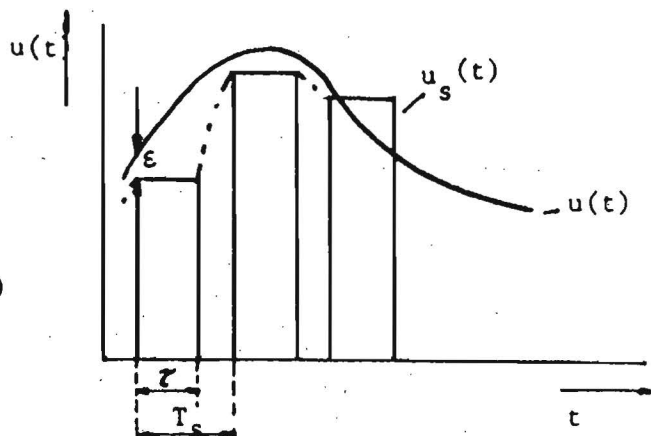


Figuur 18: Blokschema snelle AD-converter

In het hoofdstuk 'Signaalanalyse' is het principe van het bemonsteringsproces behandeld. Bij een AD-convertor wordt dit principe toegepast, meestal in de vorm van een sample-and-hold (s-and-h-)-schakeling (zie figuur 19).



Figuur 19a: Principe sample-and-hold-schakeling



Figuur 19b: Bemonsterd signaal

In hoeverre het gedigitaliseerde signaal  $U_d(t)$  nog representatief is voor het ingangssignaal  $U(t)$ , met name voor een analyse in het frequentiedomein, hangt af van de 'fouten' die bij de conversie worden gemaakt. Een aantal van deze beperkingen zal hier worden aangestipt, waarbij we fouten onderscheiden ten gevolge van:

- |  |   |
|--|---|
| <p>1) het bemonsteringsproces</p> <p>2) AD-conversie</p> | <p>a) benadering</p> <p>b) aliasing</p> <p>c) tijdvenster</p> |
|--|---|

Ad 1) Bemonstering:

a) De s-and-h-schakeling benadert de ingangsspanning  $U(t)$  op tijdstip  $t = nT_s$  na integratie over  $(T_s - \tau)$ , waarin  $\tau$  de apertuur wordt genoemd,  $\tau < T_s$ . De fout  $\epsilon = RC \frac{dU}{dt}$  (zie figuur 19) die hierbij ontstaat, evenals onnauwkeurigheden door ruis en jitter, worden buiten beschouwing gelaten.

We definiëren de blokspanning met breedte  $\Delta$  en amplitude 1 als  $\pi(t/\Delta)$ .

Nu kan het bemonsterde signaal  $u_s(t)$  worden voorgesteld door de convolutie van de ideaal bemonsterde pulsreeks:

$$U_i(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} u(nT_s) \delta(t - nT_s)$$

en de blok:  $\pi(t/\tau)$ , zodat

$$u_s(T) = u_i(T) \otimes \pi(t/\tau)$$

Dit leidt ertoe dat  $U_s(f)$  wordt vermenigvuldigd met de Fourier-getransformeerde van de blok; de sinc-functie:

$$\tau \frac{\sin(\pi r f)}{\pi r f}$$

Voor  $f = \frac{1}{2\tau}$  is de fout reeds  $20 \log \frac{2}{\pi} = 4$  dB. Willen we deze apertuurfout klein houden, dan moet  $\tau \ll \frac{1}{B}$ , waarin B de systeembandbreedte voorstelt.

b) Een ander verschijnsel dat tot een onjuiste interpretatie van de spectrale inhoud van het bemonsterde signaal kan leiden, is het vouweffect (aliasing). Dit ontstaat indien ten gevolge van de bemonstering de zich herhalende spectra van het ingangssignaal elkaar overlappen.

Bij N samples van tijdsduur T 'vouwt' het frequentiespectrum zich rond de frequentie  $F = \frac{N}{2} \frac{1}{T}$ .

Uit de paragraaf 'sampling' in het hoofdstuk 'karakterisering EM-milieu' blijkt hiervoor als criterium te gelden  $T_s \ll \frac{1}{2B}$ .

Daar pulsformige signalen in principe niet bandbegrensd zijn (B wordt voornamelijk bepaald door de overdrachtsfunctie van de propagatieweg en het meetsysteem), is het vouweffect vaak aanwezig. Na het bemonsteren is hieraan weinig meer te doen. De enige remedie is:

- 1) een voldoende klein bemonsteringsinterval, of
- 2) analoog filteren met speciale functies (zie hiervoor de literatuur) met als nadeel dat het spectrum wordt beïnvloed.

c) Tijdvenster:

Praktisch zal men bij data-acquisitie geen oneindig aantal bemonsterde waarden kunnen meenemen., doch slechts een beperkt aantal N. Dit wordt voorgesteld als het tijdvenster  $V(t)$  met breedte

$$T_o = N T_s :$$

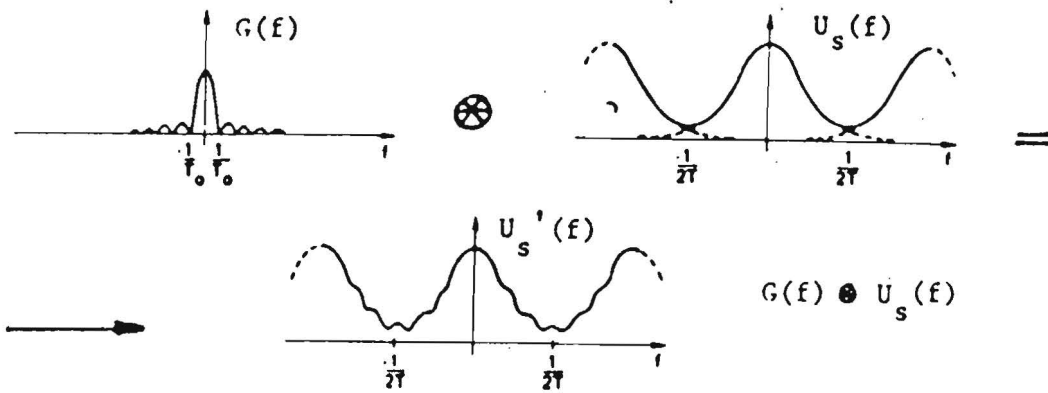
$$V(t) = 1 \quad \frac{T_s}{2} < t < T_o - \frac{T_s}{2}$$
$$V(t) = 0 \quad \text{elders.}$$

Met behulp van het venster verkrijgt men voor de bemonsterde tijdfunctie:

$$u_s(t) = \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(nT_s) \delta(t - nT_s) \right] \cdot V(t)$$

$$u_s(t) = \sum_{n=0}^{n-1} u(nT_s) \delta(t - nT_s).$$

Dit leidt weer tot een convolutie met een sinc-functie (de getransformeerde van het tijdvenster) die in het spectrum als rimpel naar voren kan komen (zie figuur 20).



Figuur 20: Invloed van het tijdvenster  $g(t)$  op het spectrum

Een mogelijkheid om aan deze rimpel te ontkomen, is om in het frequentiedomein te bemonsteren met een sample-afstand  $1/T_s$ , zodat op nulpunten van de 'storende' sinc wordt bemonsterd. Het zal duidelijk zijn dat het aanleggen van het tijdvenster, door zijn stap, aanleiding geeft tot aliasing. Bij periodieke signalen kan men dit probleem omzeilen door de breedte van het tijdvenster gelijk te kiezen aan een geheel aantal malen van de periodeduur. Bij niet-periodieke signalen zal men zijn toevlucht moeten nemen tot een gemodificeerd tijdvenster dat aan de rand geleidelijk naar nul gaat.

Ad 2) AD-conversie:

Bij AD-conversie is altijd één of andere vorm van kwantisering noodzakelijk, al dan niet voorafgegaan door een bemonsteringsproces. Het niet-lineaire gedrag dat inherent is aan het kwantiseringsproces introduceert een meetfout, de zogenaamde kwantiseringsfout. Definiëren we de kwantiseringsfout  $\epsilon$  als het verschil tussen het ingangskanaal  $x(t)$  en het gekwantiseerde uitgangskanaal  $y(t)$ , dan is:

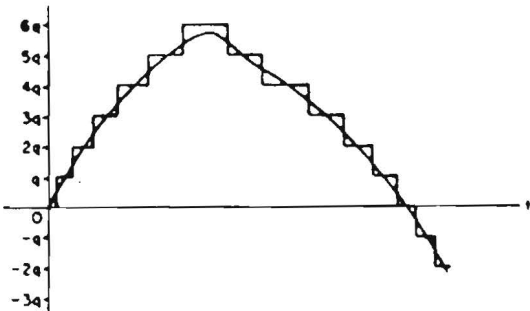
$$\epsilon(q, x, t) = x(t) - y(t), \text{ waarbij:}$$

$$0 \leq \epsilon(q, x, t) \leq q.$$

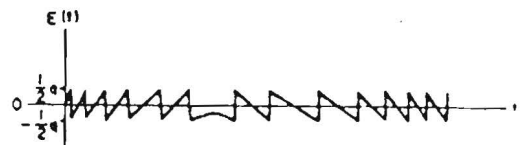
Voor een analoog ingangssignaal kan de kwantiseringsfout worden opgevat als een ruissignaal met een top-top waarde van  $q$  en met frequentiecomponenten die boven die van het ingangssignaal liggen. Is de kwantiseringsstap klein, dan kan het ingangssignaal worden gelineariseerd, zodat het ruissignaal kan worden benaderd door een reeks lijnsegmenten met variabele helling volgens:

$$\epsilon = mt \quad - \frac{q}{2m} < t < \frac{q}{2m}$$

Hierin is  $m$  de helling (zie figuur 21).



Figuur 21a: Gekwantiseerd signaal



Figuur 21b: Kwantiseringsfout  $\epsilon$

De variantie van  $\epsilon$  kan dan worden bepaald uit:

$$\overline{\epsilon^2} = \frac{1}{q/m} \int_{-q/2m}^{q/2m} (mt)^2 dt$$

$$\overline{\epsilon^2} = q^2/12$$

Deze variantie kunnen we ook interpreteren als het ruisvermogen dat aan een  $1\Omega$  weerstand wordt geleverd.

Veronderstellen we dat het te kwantiseren signaal geheel uitgestuurd wordt over de  $n$ - bits van de AD-converter en dat de verdeling ervan uniform over dit bereik is, dan geldt voor de variantie (het genormeerde vermogen)

$$P_s = \frac{1}{12} (2^n \cdot q)^2$$



De signaal-ruisverhouding volgt blijkbaar uit:

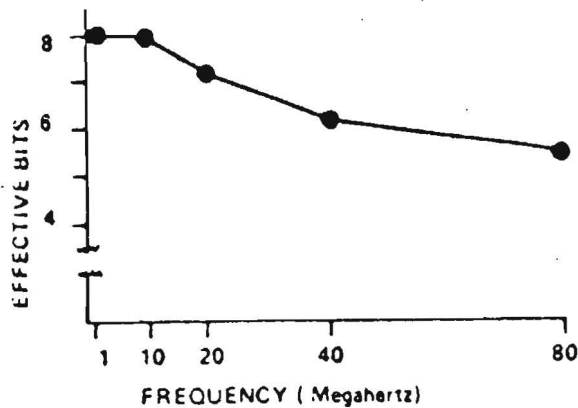
$$S/N = \frac{\overline{\epsilon^2}}{P} = 2^{2n} = 6.n \text{ dB}$$

In praktische AD-convertors blijkt de werkelijke S/N alleen bij lage frequenties in de buurt te komen van dit theoretische maximum. Het lijkt alsof het 'effectieve' aantal bits afneemt met toenemende frequentie.

De relatie tussen de 'werkelijke' S/N en het effectieve aantal bits volgt uit:

$$S/N = 6 n_{\text{eff}} \text{ dB}$$

waarbij  $N_{\text{eff}}$  frequentie-afhankelijk is en bijvoorbeeld het volgende verloop kan hebben:



*Figuur 22. Het effectieve aantal bits*

Ook in het frequentiedomein dient men er op verdacht te zijn dat het niveau van de achtergrondruis toe kan nemen bij hogere frequenties. Deze frequentiebijdragen van het oorspronkelijke signaal worden boven een zekere frequentie geheel gedomineerd door deze AD-ruiscomponenten. Dit kan ertoe leiden dat de theoretische Nyquist-frequentie  $f_n = f_s/2$  niet als bovengrens gezien mag worden voor het frequentiebereik waarover de AD-convertor te gebruiken is. Het is over het algemeen reëler om rekening te houden met een frequentiegebied dat circa 1/4 van de sample-frequentie bedraagt.

### 9.4.3 Een alternatieve susceptibiliteitstoets

Wanneer standaardpuls en meetmethode eenmaal zijn vastgesteld, blijft uiteraard de vraag bestaan of apparatuur die de toets in de praktijk heeft doorstaan, wat dit aspect betreft, storingsvrij blijft. Eventuele twijfel hieraan wordt voornamelijk ingegeven door het feit dat standaardtoetsen als IEC 801-4 en -5 weliswaar gebruik maken van gedifferentieerde 'worst case' amplitudes voor de te injecteren pulsen, maar zeker niet voor de vorm (en dus de spectrale verdeling) ervan. Het is maar de vraag of de combinatie van de langzame  $1,2 \times 50 / 8 \times 20 \mu\text{s}$  spannings-/stroompuls (welke voornamelijk laagfrequent van inhoud is) met de snelle  $5 \times 50 \text{ ns}$  burst (verantwoordelijk voor hogere frequenties) dekkend is voor de spectrale inhoud van breedbandige transiënten in praktijksituaties.

Om een indruk te krijgen van het frequentiegebied dat door de combinatie van IEC 801-4 en -5 omvat wordt, berekenen we de Fourier-spectra  $U(f)$  van de bijbehorende spanningspulsen  $u(t)$ .

Indien we voor beide pulsen schrijven:

$$u(t) = A(\exp(-\alpha t) - \exp(-\beta t)) \cdot \epsilon(t), \text{ waarbij}$$

$$\begin{aligned} \epsilon(t) &= 1 & \text{als } t > 0 \\ &= 0 & \text{als } t < 0 \end{aligned}$$

dan volgt het spectrum  $U(f)$  uit:

$$U(f) = \frac{A}{\alpha + j\omega} - \frac{A}{\beta + j\omega} = A \cdot \frac{\beta - \alpha}{\alpha\beta} \cdot \frac{1}{(1 + j\omega/\alpha)(1 + j\omega/\beta)}$$

We kunnen  $|U(f)|$  in een dubbel-logaritmische grafiek asymptotisch benaderen door drie rechte segmenten, waarvan de hellingen respectievelijk 0, -20 en -40 dB/decade bedragen.

De 3 dB breekpunten volgen uit:

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \alpha \\ \omega_2 &= \beta \end{aligned}$$

De DC-component  $U(0)$  vinden we door ( $\omega = 0$ ) te substitueren, hetgeen oplevert:

$$U(0) = A \cdot \frac{\beta - \alpha}{\alpha\beta}$$

Omdat de stijgtijd van de dubbel-exponentiële IEC 801-pulsen klein is ten opzichte van de pulsduur (en dus  $\beta \gg \alpha$ ), kunnen we  $u(t)$  als volgt benaderen:

$$\begin{aligned} U(t) &= A(1 - \exp(-\beta t)) && \text{tijdens opgaande flank;} \\ U(t) &= A \exp(-\alpha t) && \text{tijdens neergaande flank.} \end{aligned}$$

$\beta$  volgt bij deze benadering rechtstreeks uit de 10-90% stijgtijd  $\tau_r$ ,  $\alpha$  valt te berekenen uit de 50% pulsduur  $\tau_h$ :

$$\beta = \frac{2,2}{\tau_r} \quad \alpha = \frac{0,69}{\tau_h}$$

De kantelfrequenties

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} \text{ en } f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}$$

volgen aldus uit  $\tau_r$  en  $\tau_h$

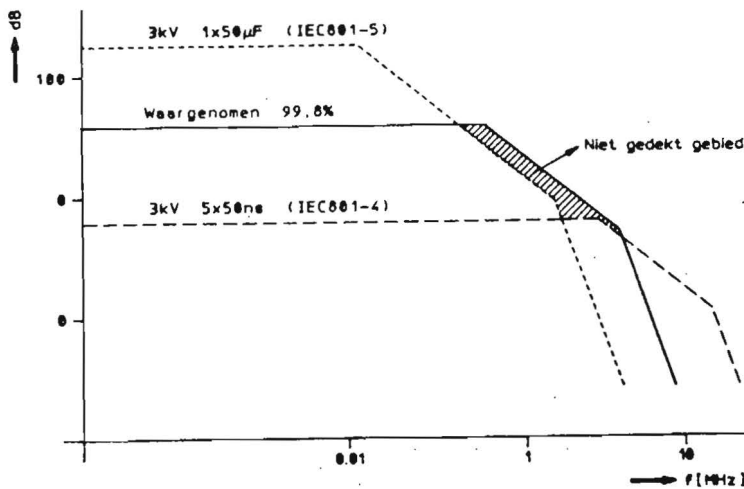
$$f_1 = \frac{0.11}{\tau_h} \tag{1}$$

$$f_2 = \frac{0.35}{\tau_r} \tag{2}$$

Een andere implicatie van  $\beta \gg \alpha$  is dat  $U_{\max}(t) \approx A$ . De DC-component volgt daarmee uit:

$$U(0) \approx 1.45 U_{\max}(t) \cdot \tau_h \tag{3}$$

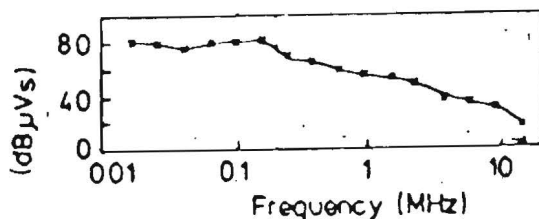
Dit resultaat is weergegeven in figuur 23.



Figuur 23: Omhullend frequentiespectrum van een dubbel-exponentiële puls

Om te verifiëren of de gecombineerde spectra van de IEC 801-4 en -5 pulsen een 'worst-case' benadering van de spectra van echte transiënten op het laagspanningsnet rechtvaardigen, maken we gebruik van de resultaten van een onderzoek waarbij gedurende een jaar  $\pm 28.000$  transiënten digitaal geregistreerd en statisch uitgewerkt zijn wat betreft onder andere amplitude en spectrale verdeling [4].

Een derde van deze transiënten is onderworpen aan een Fast Fourier Transform. Deze frequentiedomeindata worden onder meer gepresenteerd in een statische vorm door een omhullend spectrum dat 99.8% van alle berekende frequentiedichtheden omvat. Het is interessant om dit zogenaamde 99.8% spectrum te vergelijken met de spectra van de IEC 801-pulsen. We zullen aan deze pulsen in eerste instantie een amplitude toekennen van 3000 V. Het 99.8% spectrum van de waargenomen transiënten heeft het volgende verloop:



Figuur 24: Het 99.8% spectrum van waargenomen onsymmetrische transiënten op het laagspanningsnet [4]

Met behulp van 3 lineaire segmenten (0, -20, -40 dB/decade) kan dit spectrum benaderd worden door te kiezen:

$$\begin{aligned} U(o) &= 79 \text{ dB } V\mu\text{s} \\ f_1 &= 87 \text{ kHz} \\ f_2 &= 3 \text{ MHz} \end{aligned} \tag{4}$$

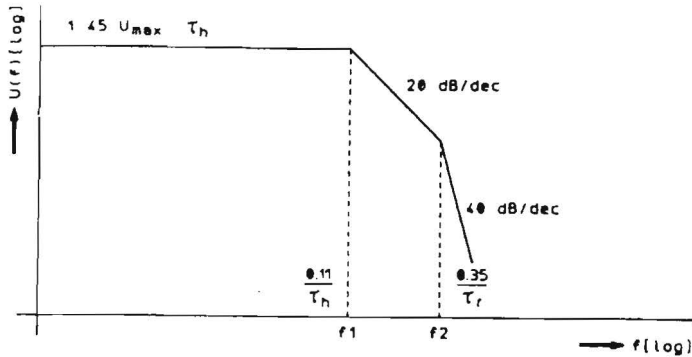
Het asymptotisch benaderde spectrum van een 3 KV 1,2 x 50  $\mu\text{s}$  IEC 801-5 puls kan met behulp van de formules (1) t/m (3) berekend worden:

$$\begin{aligned} U(o) &= 106 \text{ dB } V\mu\text{s} \\ f_1 &= 2.2 \text{ kHz} \\ f_2 &= 292 \text{ kHz} \end{aligned} \tag{5}$$

Evenzo voor een 3 KV 5 x 50 ns IEC 801-4 puls:

$$\begin{aligned} U(0) &= 46 \text{ dB } V\mu s \\ f_1 &= 2.2 \text{ MHz} \\ f_2 &= 70 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (6)$$

In figuur 25 zijn deze drie spectra geschetst.



Figuur 25: Vergelijking tussen spectrum van waargenomen transiënten en spectra van IEC 801 simulatiepulsen

Van DC tot circa 50 kHz overschrijdt de spectrale verdeling van de  $1,2 \times 50 \mu s$  IEC 801-5 puls die van de gemeten transiënten. Hetzelfde kan boven 5 MHz gesteld worden voor een  $5 \times 50 \text{ ns}$  IEC 801-4 puls. In het tussenliggende frequentiegebied blijkt echter dat praktijktransiënten spectraal gezien meer inhoud kunnen hebben. Dit kan eventueel rechtgezet worden door behalve de amplitude, ook de vorm van de testpuls af te stemmen op de stoorpotentie van een specifiek milieu. Deze aanpak kan het eenvoudigst worden gerealiseerd door uit te gaan van het omhullende frequentiespectrum.

We zullen dit weer toepassen op de data uit figuur 18, waarvan de asymptotische benadering door (4) gegeven wordt.

De formules (1) t/m (3) worden hierbij omgekeerd gebruikt om frequentie-domeinparameters terug te vertalen naar parameters in het tijddomein van een dubbel-exponentiële puls. We vinden hiermee de volgende simulatiepuls:

$$\begin{aligned}t_r &= 116 \text{ ns (10 - 90\% stijgtijd)} \\t_h &= 1.3 \text{ } \mu\text{s (50\% daaltijd)} \\u_{\text{max}} &= 4.7 \text{ KV (max. amplitude)}\end{aligned}$$

## **9.5 WETTELIJKE EISEN**

### **9.5.1 Inleiding**

In de vorige paragrafen werden verschillende overwegingen gegeven waarom immuniteitstesten met transiënten noodzakelijk zijn. Een nog niet genoemde reden is echter dat het, in het kader van de Europese EMC-richtlijn, voor het onbeperkt op de markt mogen brengen van apparatuur in het Europa zonder binnengrenzen een 'must' wordt. De hieronder gegeven schema's geven daarom een overzicht hoe immuniteit tegen transiënten aangetoond kan worden, gebruik makend van 'generic standards'.

### **9.5.2 Achtergrond.**

CENELEC heeft het mandaat meegekregen om tijdig en op adequate wijze met alle noodzakelijke Europese EMC-normen te komen welke voor de EMC-richtlijn gebruikt kunnen worden. De betreffende normen kunnen in drie groepen onderverdeeld worden:

- Basic standards
- Generic standards
- Product standards

In eerste instantie zullen specifieke 'product standards', voor zover beschikbaar, de voorkeur genieten.

Het is echter onmogelijk om voor iedere produktgroep een aparte EMC norm op te stellen. Bovendien, op het moment dat deze na jaren standaardisatiewerk is uitgebracht is deze wellicht al achterhaald doordat de produkten in technische zin belangrijke wijzigingen hebben ondergaan.

Daarom zullen voor het testen van veel produkten 'generic standards' geraadpleegd moeten worden. Deze zijn opgesteld om voor een breed scala aan apparatuur een essentiële basishoeveelheid aan EMC voor te schrijven. Generic standards zijn summier in de technische details, maar verwijzen hiervoor naar zogenaamde 'basic standards'. Op immuniteitsgebied zijn dit met name de publicaties uit de IEC 801 reeks. CENELEC zal echter zelf, inhoudelijk vrijwel identieke, basic standards uitgeven. Deze zijn te herkennen als EN 55101-..... Het daaraan toe te voegen cijfer is, niet toevallig, gelijk aan dat van de overeenkomstige IEC 801 publikatie.

### **9.5.3 Overzicht van testen met transiënten uit 'generic standard'.**

Voor dit hoofdstuk zijn IEC 801-4 ('electrical fast transients' (EFT)) en IEC 801-5 ('surges') van belang. Omdat deze standards 'basic' zijn, geven zij een diversiteit aan testniveaus, koppelnetwerken en faalcriteria, zonder gerichte keuzes te maken. Deze keuzes kunnen wel in de 'generic standards' gevonden worden. De op 10-12-'91 goedgekeurde immuniteitsstandaard voor 'domestic, commercial and light industrial locations' is nader bekeken. Deze gaat door het leven als: EN 50082-1'. De volgende EFT-vereisten staan vermeld, refererend aan IEC801-4:

Poort	Eenheid	Specificatie	Set-up	Faalcriterium
AC-voeding	ns KV	5/50 1	Koppelnetwork	B
I/O en data (voor kabels > 3 m)	ns KV	5/50 0.5	Capacitieve clamp	B
DC-voeding	ns KV	5/50 0.5	Capacitieve clamp	B

De 'faalcriteria' kunnen als volgt worden samengevat:

A: Geen enkele merkbare degradatie in functie of performance toegestaan.

B: Essentiële functies mogen niet verloren gaan. Tijdens het testen mag een lichte degradatie in performance getolereerd worden, mits deze zelfherstellend is.

C: Fout opereren is niet toegestaan. Tijdelijk verlies van functies tijdens testen toegestaan, mits zelfherstellend na de test (eventueel door toedoen van de operator)

In de definitief uitgegeven editie van EN50082-1 staan, itt eerdere uitgaven, geen verplichte vereisten meer voor immuniteit tegen surges (IEC801-5). Dit heeft alles te maken met het compromis-karakter van deze norm. Hij moet namelijk een leemte opvullen die ontstaat tot het moment dat er voldoende 'product standards' beschikbaar zijn.

In de ontwikkeling zijnde produktstandards voor informatieverwerkende apparatuur (ITE) staat IEC801-5 in het geheel niet ter discussie, maar is men eerder geneigd om IEC801-4 als min of min overbodig naast een ESD-test op te vatten. Kortom, het is verstandig om beide testen toe te passen, indien men produkten op de markt wil brengen die over een paar jaar nog steeds aan de relevante normen kunnen voldoen.

Degenen die er meer van willen weten wordt aangeraden het normalisatiewerk van CENELEC TC110 en het voor zijn product relevante subcommittee van CISPR te volgen.

Tot slot mag niet onvermeld blijven dat er ook wordt gewerkt aan een speciale generic immuniteitsstandard voor apparatuur welke is bedoeld voor 'industrial locations' [6]. De hierin geformuleerde eisen zijn aanzienlijk strenger.



REFERENTIES

- [1] Guide on Surge Voltages in Low Voltage AC Power Circuits  
IEEE 587 - 1980
- [2] Electrical Fast Transient Requirements  
EMC for Industrial Process Measurement and Control Equipment  
IEC 801-4 (draft)
- [3] Surge Voltage Immunity Requirements  
EMC for Industrial Process Measurement and Control Equipment  
IEC 801-5 (draft)
- [4] Goedbloed, J.J.  
Transients in Low Voltage Supply Networks  
IEEE Transactions on EMC, Vol. EMC-29, May 1987
- [5] H.W. Ott  
Noise Reduction Techniques in Electronic Systems
- [6] CENELEC TC110, generic immunity standard class 2: industrial  
Draft EN 50 082-2

### SAMENVATTING

In dit hoofdstuk worden van beide verschijnselen zeer globaal het ontstaan, de eigenschappen, de effecten en de bestrijding van de effecten besproken.

Directe blikseminslag op elektronische systemen wordt hier buiten beschouwing gelaten, omdat dit zelden voorkomt en bestrijding hiervan meestal onpraktische vormen aanneemt. Indirecte effecten, zoals inductie en koppeling via het lichtnet of aardsysteem worden wel beschouwd.

De effecten van EMP en bliksem zijn enigszins vergelijkbaar. In beide gevallen worden sterke transiënten op geleiders geïnduceerd. De transiënten van de EMP hebben echter een kortere stijgtijd en grotere piekwaarde dan die van blikseminductie. De EMP heeft op uitgebreide kabelsystemen meer effect vanwege de veel grotere reikwijdte van de EMP. De bliksem heeft daarentegen een langere pulsduur en bevat daardoor meer energie bij lage frequenties. Maatregelen die voldoende bescherming bieden tegen bliksem, kunnen te kort schieten tegen EMP (te traag reageren vanwege de grotere flanksnelheid  $dV/dt$  van de EMP) en suppressors tegen EMP kunnen defect raken door de grotere energie-inhoud van de bliksem. Van zowel de EMP als de bliksem worden eenvoudige modellen gegeven, waarmee globaal de effecten op elektronische systemen berekend kunnen worden. De koppeling van velden met geleiders wordt in hoofdstuk 2 behandeld. Afscherming tegen transiëntvormige velden komt in hoofdstuk 16 aan de orde. Maatregelen en methoden ter bescherming van de apparatuur tegen transiënten die via geleiders worden aangevoerd worden in hoofdstuk 30 besproken.

EMP EN BLIKSEM

INHOUDSOPGAVE

10

1

2

3

4

INLEIDING . . . . .	2
EMP . . . . .	2
2.1 De oorzaak van het ontstaan van de EMP . . . . .	3
2.2 De invloed van de explosiehoogte . . . . .	3
2.3 Een standaard EMP-model . . . . .	4
2.4 De effecten van de EMP . . . . .	7
2.5 Bescherming tegen EMP . . . . .	8
BLIKSEM . . . . .	9
3.1 Het ontstaan van onweer . . . . .	10
3.2 De eigenschappen van de verschillende elektromagnetische verschijnselen . . . . .	12
3.2.1 Het elektrostatische veld . . . . .	12
3.2.2 Het dynamische elektrische veld . . . . .	13
3.2.3 Het dynamische magnetische veld . . . . .	14
3.2.4 De hoefdontlading . . . . .	14
3.2.5 Het elektrische veld in de grond . . . . .	16
3.3 Bescherming tegen bliksem . . . . .	17
LITERATUUR . . . . .	19

1

INLEIDING

In dit hoofdstuk en in de hoofdstukken "ESD" en "Bescherming tegen transiënten" worden enkele verschijnselen besproken die behalve versterking van de goede werking van apparatuur, tevens beschadiging van gevoelige componenten zoals halfgeleiders tot gevolg kunnen hebben.

Het zijn achtereenvolgens:

- EMP, electromagnetic pulse; een sterk impulsvormig elektromagnetisch veld, dat door een nucleaire explosie wordt opgewekt en over een zeer uitgestrekt gebied worden uitgestraald.
- BLIKSEM, een atmosferische ontlading, met zijn directe en indirecte werking.
- ESD, electrostatic discharge; een verschijnsel waarbij een object dat elektrisch geladen is, door aanraking of inductie naar de omgeving wordt ontladen.
- INDUCTIVE SWITCHING, een verschijnsel waarbij door het afschakelen van inductieve stromen, hoge spanningspieken in bijv. het lichtnet worden opgewekt.

Deze impulsvormige verschijnselen hebben gemeen dat ze van zeer korte duur zijn en met een grote stroom- of spanningspiek gepaard gaan. De gevolgen voor gevoelige apparatuur worden in de vakliteratuur met EOS (electrical overstress) aangeduid.

Een andere vorm van elektrische overbelasting kan in de buurt van sterke radiozenders en radarstations ontstaan. Hierbij vindt de overdracht van energie via een continu of repeterend proces plaats. In de hoofdstukken 10, 11 en 30 worden alleen de eerder genoemde éénmalige, transiëntvormige verschijnselen besproken.

2

EMP

De EMP, ook wel NEMP (nuclear electromagnetic pulse) genoemd, is een zeer kort durend, doch sterk elektromagnetisch veld, dat door nucleaire explosies wordt opgewekt. Dit impulsvormige veld kan in minder dan 10 ns een piekwaarde van 50 kV/m bereiken. De totale duur varieert tussen 1  $\mu$ s en 1 ms.

Door de grote en tegelijk zeer snelle veldsterkteveranderingen kunnen grote stroom- en spanningspieken in elektrische geleiders worden opgewekt. Wanneer deze geleiders met gevoelige componenten zoals halfgeleiders zijn verbonden, kan hierin schade worden veroorzaakt.

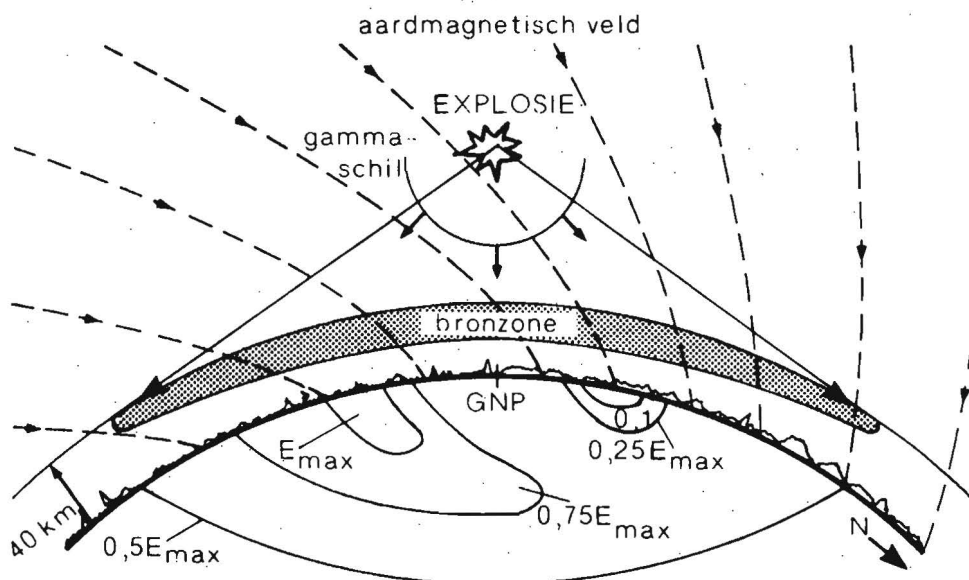
## 2.1 De oorzaak van het ontstaan van de EMP

Een van de vormen waarin energie bij kernexplosies vrijkomt is gammastraling. De initiële  $\gamma$ -straling, die als een impuls met een duur van enkele tientallen nanoseconden vrijkomt ( $1 \text{ ns} = 10^{-9} \text{ sec}$ ), plant zich met de snelheid van het licht vanuit het explosiecentrum naar buiten voort. De duur van de  $\gamma$ -impuls en de snelheid waarmee deze zich verplaatst, bepaalt de dikte van de naar buiten expanderende  $\gamma$ -schil. Deze bedraagt niet meer dan ongeveer 10 m.

Bij het passeren van de  $\gamma$ -schil door een medium als lucht worden elektronen uit de luchtmoleculen losgestoten. Deze negatief geladen compton-elektronen verwijderen zich met ongeveer dezelfde snelheid en richting als de  $\gamma$ -impuls van de achterblijvende positief geladen luchtionen (molecuulrestanten). De verplaatsing van de comptonelektronen en de scheiding van ladingen hebben een magnetisch, resp. elektrisch veld tot gevolg [1, 2, 3, 4].

## 2.2 De invloed van de explosiehoogte

De vorm en omvang van het gebied waarin de lucht geïoniseerd wordt, is sterk afhankelijk van de hoogte waarop de explosie plaatsvindt. Bij explosies in de atmosfeer, vlak boven de grond, heeft het geïoniseerde gebied (bronzone genoemd), de vorm van een halve bol met een straal van enkele kilometers. Vanuit deze bronzone wordt een impulsvormig elektromagnetisch veld uitgestraald, waarvan de stijgtijd met de afstand toeneemt en de piekwaarde afneemt. De afstand waarop schade aan gevoelige elektronische apparatuur mogelijk is, wordt geschat op enkele tientallen kilometers.



Figuur 1: Het ontstaan van EMP bij een explosie buiten de atmosfeer.

Explosies die boven de atmosfeer plaatsvinden, veroorzaken op een hoogte waar de lucht voldoende dichtheid heeft, een bronzone die de vorm heeft van een enorme pannekoek, zie fig. 1.

Deze laag van geïoniseerde lucht heeft in het midden een dikte van ca 20 km. De diameter is afhankelijk van de explosiehoogte en kan een waarde van enkele duizenden kilometers bereiken. De gemiddelde hoogte van de geïoniseerde luchtlag ligt op ongeveer 30 km boven het aardoppervlak.

De compton-elektronen die tijdens het passeren van de  $\gamma$ -schil in de bronzone ontstaan, worden door het aardmagnetisch veld afgebogen, waarbij een sterk elektromagnetisch veld wordt uitgestraald. Dit veld is over het gehele aardoppervlak onder de bronzone aanwezig.

Wanneer de eigenschappen van de EMP van oppervlakte-explosies, op afstanden waar huizen en dergelijke nog net overeind blijven, worden vergeleken met die van explosies boven de atmosfeer, blijkt dat de EMP van deze laatste een kortere stijgtijd heeft, een grotere piekwaarde en een veel groter bereik; terwijl de overige nucleaire effecten, zoals nucleaire straling, hittestraaling, windstoot en schokgolf te verwaarlozen zijn. De aandacht van civiele instanties is daarom in de eerste plaats gericht op de EMP van hoge explosies (buiten de dampkring) [2, 3].

## 2.3

Een standaard EMP-model

Het is voor de berekening van de effecten op elektronische systemen van belang de eigenschappen van de EMP te kennen. In het volgende wordt een model gegeven, waarin de ongunstigste eigenschappen van de EMP van hoge explosies zijn gecombineerd.

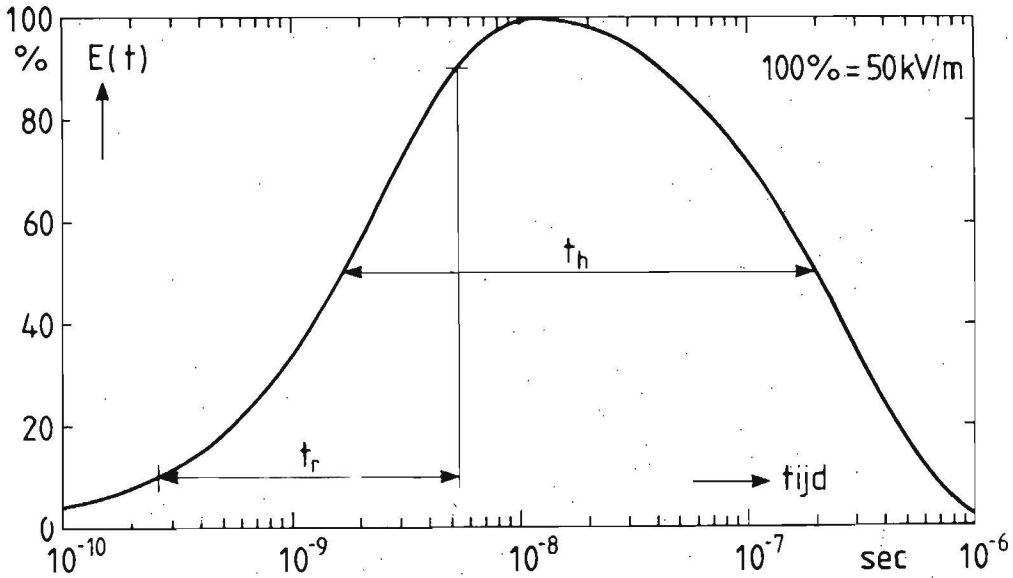
$$E(t) = E_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad (1)$$

waarin  $E_0 = 5,3 \times 10^4$  V/m

$$\alpha = 3,7 \times 10^6 \text{ s}^{-1}$$

$$\beta = 3,9 \times 10^8 \text{ s}^{-1}$$

$\beta$  is een maat voor de stijgtijd,  $\alpha$  voor de duur en  $E_0$  voor de piekwaarde. In figuur 2 is dit model met een logaritmische schaal weergegeven, waarin de stijgtijd  $t_r$  (10% - 90%) 5 ns en de halfwaardetijd  $t_h$  (50% - 50%) 200 ns bedraagt.



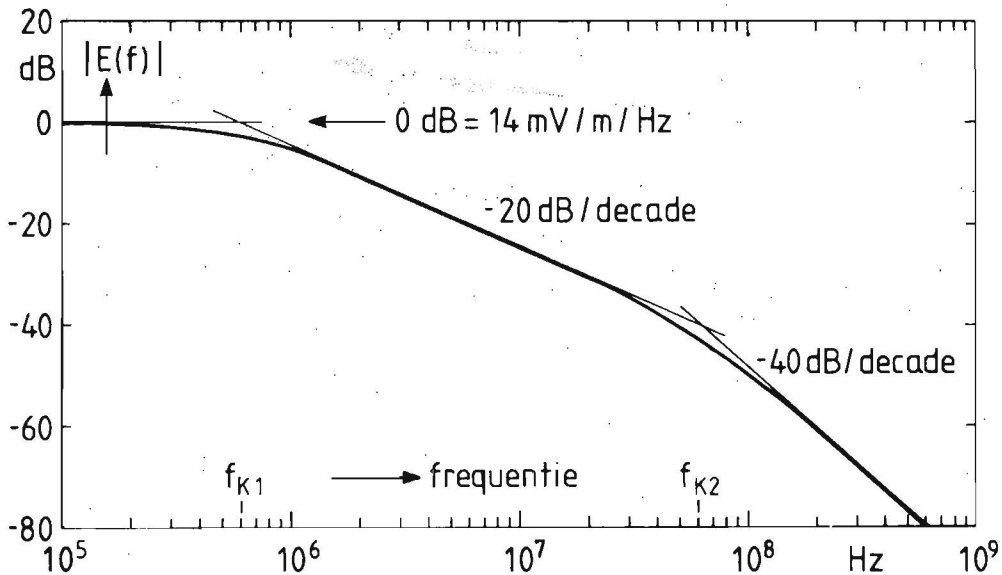
Figuur 2: Een EMP-model voor exo-atmosferische explosies.

Vanwege de grote hoogte waarop de EMP ontstaat, kan het invallende veld als een vlakke golf in de vrije ruimte worden beschouwd, waarvoor geldt:

$$E/H = 377 \text{ ohm} \quad (2)$$

De omhullende van het amplitudespectrum is in fig. 3 gegeven.

$$E(\omega) = E_o \left( \frac{1}{\alpha + j\omega} - \frac{1}{\beta + j\omega} \right) \quad (3)$$



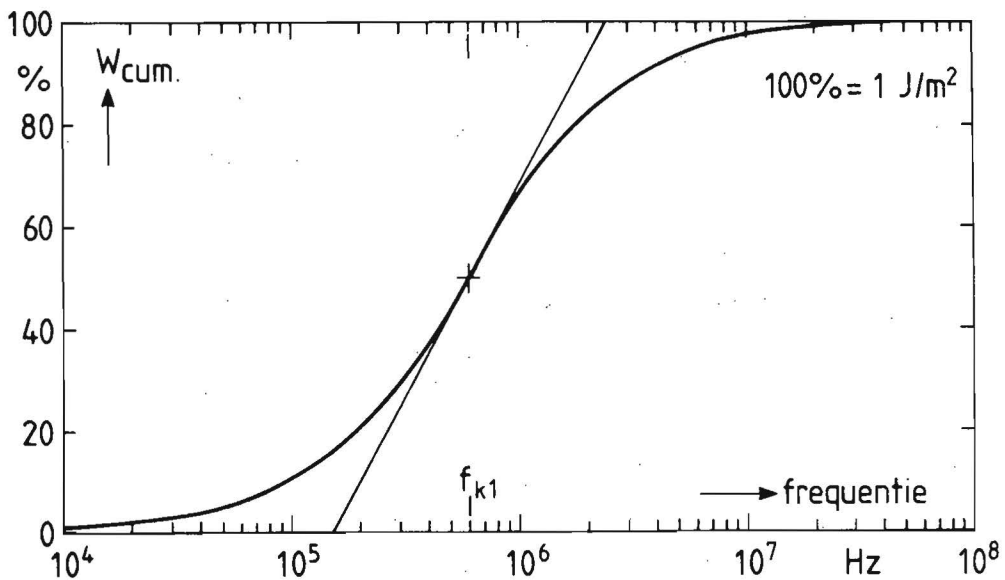
Figuur 3: Het amplitudespectrum van het model in fig. 2.

De energiedichtheid in een bepaalde frequentieband kan worden berekend met:

$$S = \frac{1}{120\pi^2} \int_{\omega_1}^{\omega_2} |E(\omega)|^2 d\omega \quad (4)$$

De totale energiedichtheid is ca 1 J/m<sup>2</sup>.

De cumulatieve energiedichtheid is in fig. 4 gegeven.



Figuur 4: De cumulatieve energiedichtheid van het model in fig. 2.

De polarisatierichting van het veld is overwegend horizontaal. Het invallende veld zal in de regel aan het aardoppervlak worden gereflecteerd.

De impulsduur van de EMP van lage explosies is ongeveer een factor 1000 groter dan de impulsduur van het gegeven model, waardoor meer energie in het gebied tot aan de eerste kantel-frequentie  $f_{k1}$  aanwezig is, zie fig. 3. De koppeling met dit deel van het spectrum is bij objecten en kabelsystemen met beperkte afmetingen,  $l \ll \lambda/4$ , dermate slecht dat het effect van de langere impulsduur in de meeste gevallen te verwaarlozen is.



2.4 De effecten van de EMP

De effecten van de EMP op elektrische en elektronische systemen zijn afhankelijk van:

- de koppeling van de geleiders met de EMP (vooral de kabels),
- de overdracht van de geïnduceerde responsies op deze kabels naar de aangesloten componenten,
- de gevoeligheid en kwetsbaarheid van deze componenten.

De piekwaarde van de geïnduceerde stromen en spanningen blijkt in veel gevallen evenredig te zijn met de eerste afgeleide van het veld, dus met  $dE/dt$  en  $dH/dt$ . De dreiging die van de EMP uitgaat schuilt in de extreem hoge waarden hiervan.

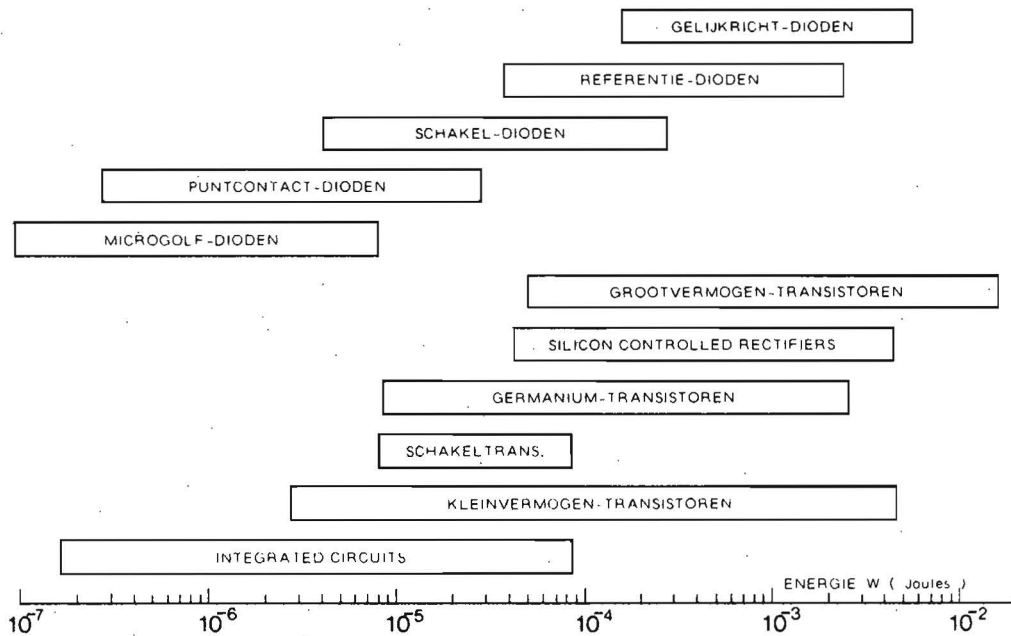
Verder zijn de afmetingen van de opvangende geleiders van groot belang. Voor afmetingen van draden en lussen die klein zijn t.o.v. de golflengte van het beschouwde frequentiegebied is de piekstroom in de geleiders ongeveer evenredig met het kwadraat van de afmetingen. Dit betekent dat de energie die in de aangesloten componenten wordt gedissipieerd aanvankelijk met de vierde macht van de afmetingen toeneemt.

De kwetsbaarheid van een elektronisch systeem is in sterke mate afhankelijk van de overdracht van de geïnduceerde responsie in de opvangende geleiders naar de aangesloten componenten. Bij optimale overdracht kan reeds schade in gevoelige halfgeleiders ontstaan bij een draadlengte of lusdiameter van enkele decimeters. In EMP-simulatoren is aangetoond dat een draagbare batterij-ontvanger met uitgeschoven staafantenne en afgestemd in het FM-bereik door eerder genoemd EMP-model beschadigd kan worden!

Van de componenten die in elektrische en elektronische systemen worden toegepast zijn de halfgeleiders het meest kwetsbaar voor EMP. Er zijn verschillende mechanismen bekend waardoor halfgeleiders defect raken. De belangrijkste zijn (onvertaald):

- dielectric breakdown,
- thermal secondary breakdown,
- metallization melt,
- gaseous arc breakdown.

In het eerste en vierde geval is de piekspanning maatgevend, voor de andere twee de energie. Deze mechanismen worden in hoofdstuk 30, "Bescherming tegen transiënten" kort besproken.



Figuur 5: Vergelijking van het kwetsbaarheidsniveau van enkele soorten halfgeleiders.

- \* De dielectric breakdown voltage van een oxydelaagje in moderne IC's ligt bij enkele tientallen volts.
- \* Het energieniveau waarbij defecten aan bijv. IC's te verwachten zijn, ligt globaal tussen  $10^{-4}$  en  $10^{-7}$ J, zie fig. 5.
- \* Voor versterking van bepaalde computergeheugens is  $10^{-7}$  tot  $10^{-9}$ J reeds voldoende.

## 2.5

### Bescherming tegen EMP

De mate van bescherming is behalve van de gevoeligheid van de gebruikte schakelingen en de kwetsbaarheid van de toegepaste componenten sterk afhankelijk van de afmetingen van de apparatuur en van de lengte van de hiermee verbonden uitwendige geleiders.

Bij kleine apparatuur, zoals een TV-toestel kan meestal worden volstaan met het aanbrengen van spanningsbegrenzers of stroomafleiders op de plaatsen waar de geleiders zoals het netsnoer en de antenne het apparaat binnenkomen.

Bij grotere apparatuur moet ook aandacht aan de afscherming van het apparaat worden besteed. In veel gevallen kan hiervoor de reeds aanwezige metalen kast worden gebruikt.

Bij complexe systemen zoals grote computers met omvangrijke randapparatuur kan het voordeel hebben om de ruimte waarin de apparatuur is opgesteld van een afschermende omhulling te voorzien en alleen de kabels die de afgeschermd ruimte in- en uitgaan van

begrenzers te voorzien.

De algemene beschermingstechnieken, die bij de bestrijding van EMI toegepast worden (zoals het verminderen van de inkoppeling via de bedrading, de bekabeling of het aardingsysteem), zijn ook voor EMP toepasbaar. De begrenzers komen in hoofdstuk 30, "Bescherming tegen transiënten" uitgebreid aan de orde.

Voor het ontwerpen van een kosten-effectieve afscherming van bijv. een computerruimte, kan het beste een methode worden gebruikt waarmee het tijdsverloop van het veld binnen de afschermdende omhulling wordt berekend, zie bijv. [5]. Met behulp van dit veld kunnen vervolgens de effecten op de apparatuur in de afgeschermdede ruimte worden berekend. Voor de beproeving van het afschermdende effect kunnen EMP-simulators worden gebruikt, waarmee een veld wordt opgewekt zoals aangegeven in fig. 2. Het afschermdende effect wordt dan in het tijddomein gemeten [2].

In Nederland is de stand van zaken m.b.t. de bescherming tegen EMP ongeveer als volgt. Aan militaire apparatuur en systemen worden EMP-eisen gesteld. De industrie die deze apparatuur vervaardigt en installeert moet aantonen dat aan deze eisen is voldaan. In de civiele sector wordt betrekkelijk weinig aandacht aan EMP besteed. Alleen bij enkele overheidsinstellingen zoals de P.T.T., politie en brandweer wordt op beperkte schaal met EMP rekening gehouden.

### BLIKSEM

De bliksem is een krachtige ontlading van statische elektriciteit tussen 2 delen van een wolk, tussen 2 wolken of tussen een wolk en de aarde. Een bliksemstraal bestaat uit een aantal elkaar snel opvolgende deelontladingen, die worden voorafgegaan door een zwakke voorontlading.

Het gevaar dat de bliksem voor mens en dier, gebouwen, objecten e.d. oplevert is algemeen bekend. De verstoring en beschadiging van elektrische en elektronische apparatuur als gevolg van onweer zijn minder goed bekend. Men denkt hierbij alleen aan bliksem-inslag. Er zijn echter meer elektromagnetische verschijnselen waarmee tijdens een onweer rekening moet worden gehouden. Deze zijn:

- het elektrostatische veld dat aan een bliksem voorafgaat,
- het dynamische elektrische veld tijdens de ontlading,
- het dynamische magnetische veld tijdens de ontlading,
- de directe geleiding van stroom tijdens bliksem-inslag,
- het elektrische veld in de grond rondom het inslagpunt.

In dit hoofdstuk wordt kort ingegaan op het ontstaan van onweer. Aan de hand hiervan worden de eigenschappen van de bliksem bestudeerd. Tot slot worden enkele maatregelen voor de bescherming tegen bliksem besproken.

### 3.1 Het ontstaan van onweer

De bliksem vindt zijn oorsprong in het ontstaan van onweerswolken. Wolken ontstaan door condensatie van waterdamp in de lucht. De typische vorm van onweerswolken ontstaat door zeer krachtig opstijgende luchtstromen.

Warmere (soortelijk lichtere) lucht tracht steeds boven de koudere lucht uit te komen. Deze beweging kan door verschillende processen worden versneld, bijv. door een snelle afkoeling van de lucht met toenemende hoogte, (onstabiele opbouw als gevolg van toevoer van koude lucht in de hogere niveaus) of doordat een aankomende koufront onder de warme lucht schuift, waardoor deze een extra opwaartse beweging krijgt.

In het eerste geval spreekt men van warmte onweders. Deze hebben een lokaal en gematigd karakter en zijn meestal van korte duur. In Nederland hebben we meer met de tweede soort, de frontale onweders te maken. Per regio zijn er 25 à 35 ontweersdagen per jaar [7]. Dit type onweer kan zeer krachtig en omvangrijk zijn en enkele uren aanhouden.

Er bestaan nog steeds, met elkaar in strijd zijnde opvattingen over het ontstaan van elektrische ladingsconcentraties in onweerswolken. Een van de theorieën waarmee het ontstaan van potentiaalverschillen in een onweerswolk wordt verklaard, is de veronderstelling dat de krachtig opstijgende luchtstroom de lichtere deeltjes van een wolk meer meeneemt dan de zwaardere deeltjes, waarvan de lading een tegengesteld teken heeft aan die van de lichtere deeltjes. De elektrische lading is aan deze deeltjes gebonden. De wolk zelf gedraagt zich niet als een geladen geleider, maar als een geladen isolator.

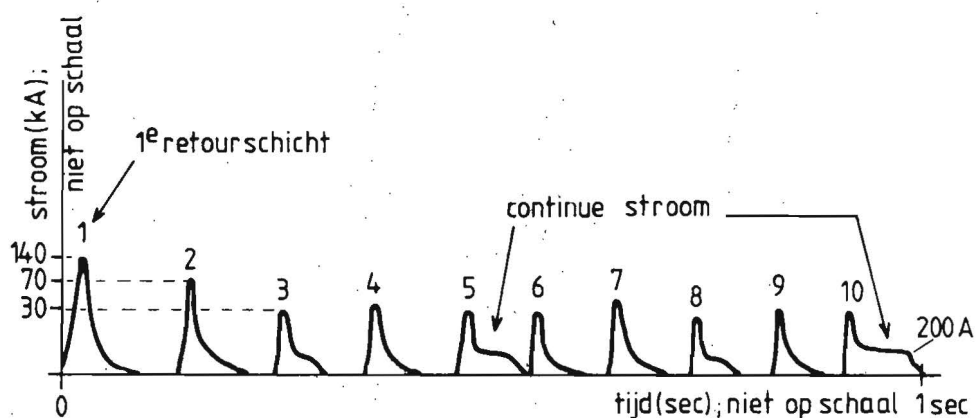
Onweerswolken hebben aan de basis een overwegend negatieve lading, waardoor het gedeelte van het aardoppervlak dat zich onder de wolken bevindt een positieve lading krijgt. Het grootste deel van de positieve lading is in het bovenste deel van de wolk geconcentreerd. Bij een bliksemontlading tussen wolk en aarde wordt in 90% van de gevallen negatieve elektriciteit naar de aarde gevoerd. In het volgende wordt de aandacht hierop geconcentreerd.

In onweerswolken kunnen geïsoleerde positieve en negatieve ladingen van tientallen Coulomb worden opgebouwd, die in 't algemeen kilometers ver van elkaar verwijderd zijn. De hierbij aanwezige veldsterkte is veel te gering voor het ontstaan van een directe vonkontlading. Het ontladingsmechanisme moet dus veel ingewikkelder zijn.

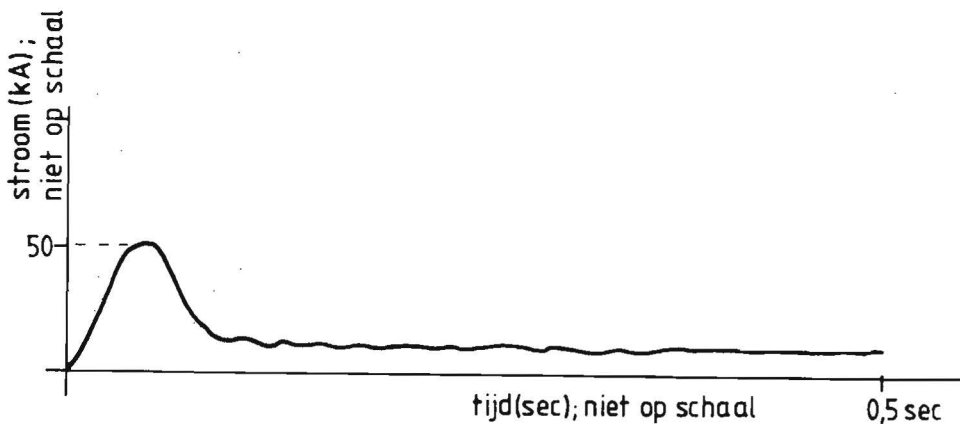
Door turbulenties in de onweerswolk kunnen concentraties van positieve en negatieve ladingen dicht bij elkaar worden gebracht, waardoor plaatselijk over een afstand van enige tientallen meters de doorslagveldsterkte wordt bereikt. Er volgt een ontlading van beperk-

te afmetingen, waarbij negatieve lading in de richting van de aarde wordt gevoerd. Aan de uiteinden van het ontladingskanaal heerst een zeer hoge potentiaal, waardoor de lucht wordt geïoniseerd en geleidend wordt. Door deze stootionisatie kan de negatieve lading iets verder in de richting van de aarde doordringen. Dit proces herhaalt zich, totdat de voorontlading stapsgewijs de aarde tot op enkele tientallen meters genaderd is. Eerst dan wordt de veldsterkte aan uitstekende delen van het aardoppervlak zó groot dat ook hieraan een voorontlading ontstaat, die het neerwaartse ontladingskanaal tegemoet komt. Zodra de voorontlading uit de wolk contact heeft gemaakt met die vanaf de aarde volgt een zeer krachtige ontlading. Deze dooft na verloop van tijd. Hierop volgen in de regel met tussnpozen méér ontladingen. Deze worden voorafgegaan door een voorontlading die zich niet stapsgewijs, doch met eenparige snelheid voortplant. De hoofd-ontlading bestaat dus uit een aantal deelontladingen, die elkaar door hetzelfde ontladingskanaal opvolgen.

De snelheid waarmee de stappen van de voorontlading zich voortbewegen bedraagt  $1/20\%$  van de lichtsnelheid  $v$ , van de continue voorontlading  $1\%$  van  $v$  en van de hoofdontlading  $10\%$  van  $v$ . [6]. De voorontlading wordt vergezeld door een zwak lichtverschijnsel dat zich van de wolk naar de aarde beweegt, de hoofdontlading door een felle flits die zich van de aarde naar de wolk beweegt. In beide gevallen is de stroomrichting hetzelfde, n.l. van de aarde naar de wolk. De deelontladingen veroorzaken het flikkerend effect.



Figuur 6: Het verloop van een negatieve bliksemontlading tussen wolk en aarde



Figuur 7: Het verloop van een positieve bliksemontlading tussen wolk en aarde

Positieve bliksemontladingen treden veel minder vaak op, n.l. in slechts 10% van de gevallen. Deze worden eveneens ingeleid door een voorontlading, doch er is slechts één retourontlading. Er zijn geen deelontladingen. De ladingsoverdracht geschiedt hier in één klap, waardoor de aangerichte schade veel groter is. Dit type bliksemontlading treedt vooral 's-winters op. In fig. 6 en 7 is het verloop van een negatieve en een positieve ontlading tussen wolk en aarde schematisch weergegeven [9]. Bij positieve ontladingen is de duur van de hoofdontlading langer dan bij negatieve ontladingen, doch het front is minder steil.

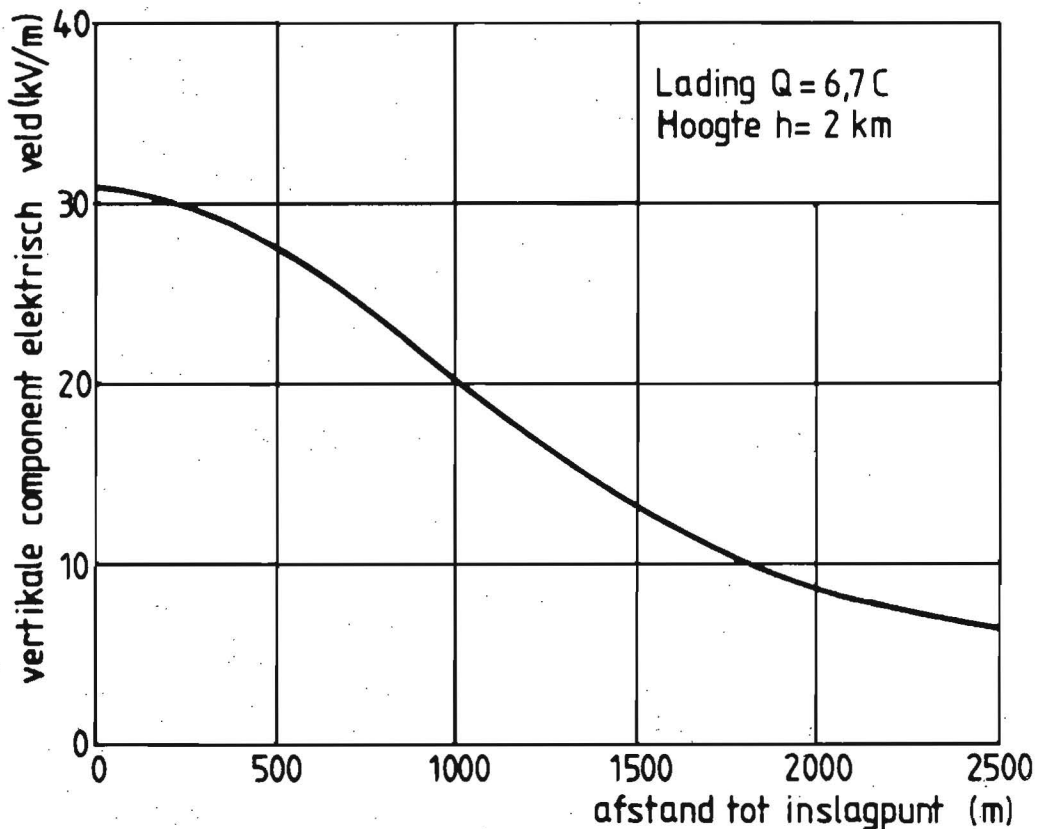
Het meest voorkomende type bliksemontlading is die tussen twee wolken. Deze komt in 50 tot 90% van alle gevallen voor. Alle in deze paragraaf genoemde waarden zijn zeer globaal.

### 3.2 De eigenschappen van de verschillende elektromagnetische verschijnselen

#### 3.2.1 Het elektrostatische veld

De aarde kan worden opgevat als een bolvormige condensator, waarbij de aardbol als negatieve en de ionosfeer als positieve geleider fungeert. Daarbij ligt de potentiaal van de ionosfeer  $3 \times 10^5$  à  $4 \times 10^5$  V boven die van de aarde. Door de aanwezigheid van ionen in de atmosfeer ontstaat een elektrische stroom, de z.g. "mooiweerstroom", die positieve lading naar het aardoppervlak voert. De condensator zou worden ontladen, wanneer geen negatieve lading naar de aarde zou

worden gevoerd. Dit gebeurt voor een groot deel door bliksemontladingen; verspreid over het aardoppervlak zo'n 100 per seconde. Bij helder weer is het statische elektrische veld op het aardoppervlak ongeveer 120 V/m, afnemend met de hoogte tot 2 V/m op 10 km boven het aardoppervlak.



Figuur 8: Statisch elektrisch veld dat aan een onweer voorafgaat.

Deze situatie verandert sterk bij het passeren van een onweersbui. Figuur 8 geeft een voorbeeld, waarin de verticale component van het veld op het aardoppervlak, vlak vòòr de hoofdontlading is gegeven bij een gemiddelde hoogte en lading van de wolk ( $h = 2$  km,  $Q = 6,7$  C) [6]. Dit veld kan worden gemeten en gebruikt om bepaalde voorzorgsmaatregelen te nemen.

De effecten van een elektrostatisch veld op o.a. halfgeleiders worden in het hoofdstuk ESD behandeld.

### 3.2.2 Het dynamische elektrische veld

Binnen een cirkel met een straal van 100 m tot het inslagpunt moet onmiddellijk vòòr de hoofdontlading rekening gehouden worden met de doorslagveldsterkte van de lucht, die op ongeveer 500 kV/m wordt

geschat [10]. Dit veld wordt tijdens de ontlading in een tijdsbestek van ca 1  $\mu\text{s}$  afgebroken. Men moet dus rekening houden met een maximale veldsterkteverandering  $dE/dt$  van 500 kV/m per  $\mu\text{s}$ . Hieruit blijkt dat de  $dE/dt$  van een bliksemontlading ongeveer een factor 10 kleiner is dan die van de EMP. Zowel bij bliksem als bij EMP wordt momenteel rekening gehouden met nog hogere waarden van  $dE/dt$ . De inductievervalsingen in naburige geleiders zijn in vele gevallen evenredig met  $dE/dt$ .

### 3.2.3 Het dynamische magnetische veld

Een verticale hoofdontlading heeft een horizontaal magnetisch veld tot gevolg dat loodrecht op de straal naar het trefpunt of het ontladingskanaal is gericht. Het magnetische veld heeft evenals de stroom in de hoofdontlading een impulsvormig verloop. Voor afstanden  $r > 100$  m geldt:

$$H(t) = \frac{i(t)}{2\pi r} \quad (5)$$

Met een maximale piekstroom van 200 kA en een stijgtijd van 10  $\mu\text{s}$  bedraagt de maximale  $dH/dt$  op 100 m afstand ongeveer 32 A/m per  $\mu\text{s}$ . Dat is veel minder dan in het geval van de EMP.

Hieruit blijkt dat bijv. vonkbruggen die voor bescherming tegen bliksem worden gebruikt niet altijd even efficiënt zullen werken voor het veel steilere front van de EMP.

### 3.2.4 De hoofdontlading

Bliksemontladingen zijn uniek, d.w.z. er zijn geen twee ontladingen aan elkaar gelijk. De eigenschappen zijn alleen op statistische wijze te kwantificeren. In tabel 1 en 2 zijn gemiddelde waarden gegeven van de belangrijkste eigenschappen [9]. Zij zijn afgeleid van metingen die op de grond en op verschillende geografische plaatsen zijn uitgevoerd. De parameters kunnen op grotere hoogte andere waarden hebben.

In figuur 6 en 7 is een voorbeeld gegeven van het verloop van een negatieve en van een positieve bliksemontlading. Bij de eerste soort kan bij sommige van de deelontladingen in het laatste deel van de staart een relatief lage stroom van enkele kilo-ampères met een duur van enkele milliseconden voorkomen. Ook tussen twee deelontladingen, maar meer nog aan het eind van de ontladingen kan een continue stroom van 200 à 800 A gedurende relatief lange tijd worden



waargenomen. Het is meestal in deze fase dat de grootste ladingsoverdracht plaatsvindt.

Het ontladingskanaal kan als een hoogohmige bron, dus als een stroombron worden gezien. De energie  $i^2 R t$  die per ohm weerstand in het getroffen object wordt gedissipieerd, wordt actie-integraal genoemd.

De gevolgen van een directe blikseminslag kunnen desastreus zijn. De piekstroom heeft een destructief karakter en kan een explosieve werking tot gevolg hebben. De continue stroom is meestal de oorzaak van brand. De beste remedie tegen de gevolgen van een direkte blikseminslag is het aanbrengen van een goede bliksemafleiderinstallatie op het gebouw waarin kwetsbare apparatuur is opgesteld. Voor de toepassing hiervan wordt naar de bestaande literatuur verwezen [7].

Voor het berekenen van de effecten worden verschillende modellen voor de stroomvorm gebruikt. Een simpele, doch geen exacte is de volgende:

$$i(t) = i_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad (6)$$

waarin

$$\alpha = 0,7/t_h \text{ en } \beta = 2,2/t_r, \text{ zie figuur 2}$$

Veel gebruikte waarden voor  $t_r$  en  $t_h$  zijn 1,2 resp. 50  $\mu s$  voor (open) spanningen en 8 resp. 20  $\mu s$  voor kortsluitstromen. Door eerst  $i_0 = 1$  te stellen en  $i(t)$  op het moment

$$t_{pk} = \frac{\ln(\beta/\alpha)}{\beta - \alpha} \quad (7)$$

te vergelijken met  $i_{pk}$  kan  $i_0$  worden berekend.

Het amplitude spectrum  $i(\omega)$  heeft dezelfde vorm als (3), met de kantelfrequenties,

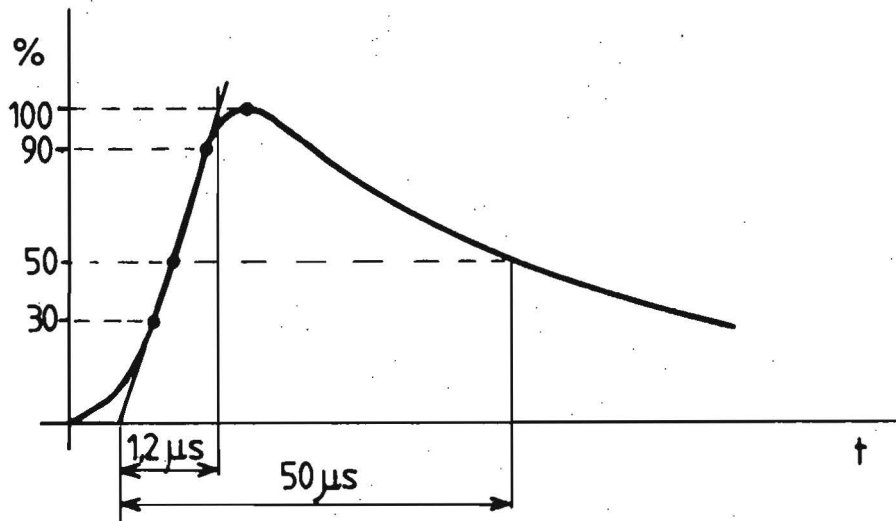
$$f_{k1} = \frac{\alpha}{2\pi} \text{ en } f_{k2} = \frac{\beta}{2\pi}$$

De spectrale amplitude bij  $\omega = 0$  is,

$$i(\omega) = i_0 \left( \frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\beta} \right) \quad (8)$$

Voor impulsen met een lange staart of met een continue volgstroom worden modellen met 4 of meer e-machten gebruikt [11].

Voor het testen van isolatoren en overspanningsafleiders worden spannings- en stroomvormen gedefinieerd, bijv.  $1,2/50 \mu\text{s}$ , resp.  $8/20 \mu\text{s}$ , zie figuur 9 [12].



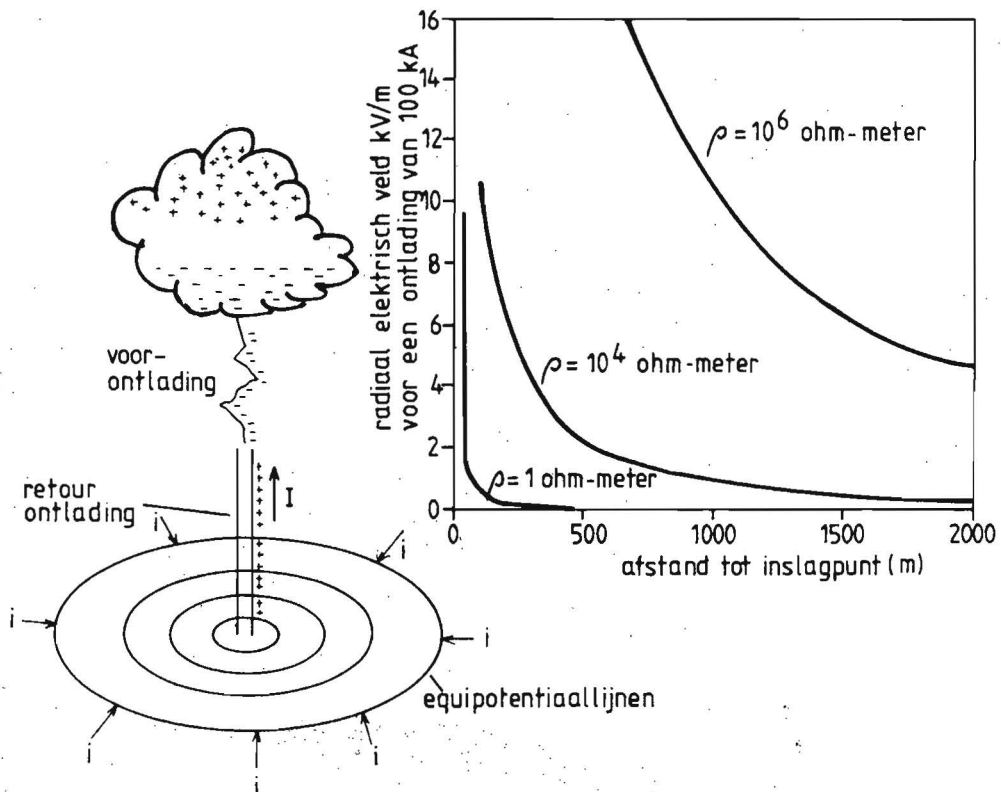
Figuur 9: Model voor een spanningsimpuls [12].

### 3.2.5 Het elektrische veld in de grond

In 90% van de ontladingen tussen een wolk en de aarde wordt negatieve elektriciteit vanuit de wolk naar de aarde gebracht. Dit betekent dat de stroom van de hoofdontlading vanaf de aarde, door het ontladingskanaal, naar de wolk loopt. Wanneer de grond een gelijkmatig verdeelde weerstand heeft, ontstaan equipotentiaallijnen die als concentrische cirkels rondom het inslagpunt liggen. Hierdoor ontstaat een radiaal elektrisch veld in de grond. In figuur 10 is dit veld voor een stroom van 100 kA en twee extreme waarden van de grondweerstand als functie van de afstand gegeven. Dit veld is evenredig met  $I/\rho$  en kan dus gemakkelijk voor andere waarden van de stroom of grondweerstand worden afgeleid.

Wanneer voor de aarding van elektrische installaties twee op afstand van elkaar liggende aardpunten worden gebruikt, kunnen in de buurt van een blikseminslag grote piekspanningen in het aardsysteem worden geïnjecteerd.

De stroom in de grond kiest bij voorkeur de weg van de minste weerstand. Kabels zijn goede geleiders!



Figuur 10. Radiaal elektrisch veld in de grond rondom een blikseminslag.

3.3

### Bescherming tegen bliksem

Blikseminslag direct op de apparatuur zélf, of op de hiermee verbonden bekabeling zal niet veel voorkomen. Daar zou ook weinig tegen te doen zijn. Bescherming hiertegen zou zeer kostbaar en onpraktisch worden. Veel beter is het gebouw waarin de apparatuur is ondergebracht van een goede bliksemafleiderinstallatie te voorzien [7].

De bliksem zoekt bij inslag een weg naar aarde. Het is van essentieel belang de impedantie in deze weg zo laag mogelijk te houden. De verspreidingsweerstand van het aardingsstelsel is meestal kleiner dan  $2,5 \Omega$ . Voor hoge frequenties (steil front) moet met de impedantie  $Z = \sqrt{L/C}$  van de transmissielijn, die de leidingen van de bliksemafleiderinstallatie met het gebouw vormen, rekening worden gehouden. Bij een piekstrom van 50 kA en een  $Z = 100 \Omega$  ontstaat een piekspanning van 5 MV t.o.v. aarde en geaarde constructiedelen, die gemakkelijk tot afslag (vonkoverslag) kan leiden.

Het is vooral bij hoge gebouwen van belang metalen delen in de buurt van de afleiderinstallatie hiermee te verbinden, bijv. de wapening van beton. Afslag naar geleiders van gevoelige apparatuur,

bijv. de netvoeding, kan worden voorkomen door de afstand tussen de afleiderinstallatie en de geleiders voldoende groot te houden.

Het is niet aan te bevelen en meestal ook niet toegestaan de aarde van de elektrische installatie (veiligheidsaarde) of delen van telecommunicatie-installaties met de aarde van de afleiderinstallatie te verbinden. In de praktijk is een scheiding van aardingsystemen soms onuitvoerbaar.

Het gebruik van twee of meer aardpunten op enige afstand van elkaar, voor één elektrisch of elektronisch systeem, kan problemen veroorzaken. In figuur 10 is af te lezen dat bijv. op 500 m afstand van een blikseminslag een veldsterkte van 2 kV/m in de grond aanwezig is ( $i_{pk} = 100$  kA en  $\rho = 10^4$   $\Omega$ m). Met twee aardelektroden op 20 m afstand wordt dan 40 kV piekspanning in het aardingsstelsel geïnjecteerd.

Geïnduceerde stromen en spanningen in geleiders van gevoelige apparatuur, afkomstig van een nabije blikseminslag, van het bliksem-afleidersysteem of geïnjecteerd in het aardingsstelsel (de indirecte effecten) kunnen op de gebruikelijke wijze met overspanningsafleiders en stroombeperkers worden beperkt. Voor de berekening van de geïnduceerde transiënten zijn  $dE/dt$  en  $dH/dt$  van belang, zie 3.2.2 en 3.2.3.

De onderdrukking van transiënten wordt in hoofdstuk 30 besproken.

LITERATUUREMP

- [1] Longmire, C.L., On the Electromagnetic Pulse Produced by Nuclear Explosions: IEEE, vol. AP-26, no. 1, Jan. 1978.
- [2] Sevat, P.A.A., De elektromagnetische puls, Onderzoek onder hoogspanning: Natuur en Techniek, jaargang 50, nr. 8, aug. 1982.
- [3] Sevat, P.A.A., De effecten van EMP op elektronische systemen: NERG, deel 48, nr. 2, 1983.
- [4] EMP Engineering and Design Principles: Bell Laboratories, Whippany, New Jersey, 1975, TDCK 77282.
- [5] Sevat, P.A.A., Design of a shield based on time domain analysis: Phys. Lab. TNO, Dec. 1982, TDCK 77399.
- \* Nuklear-elektromagnetischer Puls (NEMP), Entstehung, Schutzmaßnahmen, Messtechnik, Expert Verlag, 1985, ISBN 3-88508-929-7.
- \* EMP Environment and System Hardness Design.  
R.N. Ghose, Don White Consultants, Inc., Jan. 1984.

BLIKSEM

- [6] Engineering Design Handbook, Hardening Weapon Systems against RF Energy: Headquarters US Army Material Command, AMCP 706-235, Febr. 1972.
- [7] NEN 1014, Bliksemafleiderinstallaties.
- [8] Lightning Technology; NASA Conference Publication 2128, FAA-RD-80-30, 1980, p. 29 t/m 59.
- [9] STANAG 4236, 8th Draft, Febr. 1987 Lightning environmental conditions, affecting the design of materiel, for use by the NATO Forces.
- [10] VG 96901, Teil 1 und 4, Okt. 1985  
Schutz gegen Nuklear-Elektromagnetischen Impuls (NEMP) und Blitzschlag.
- [11] Lightning and lightning protection, W.C. Hart and E.W. Malone, Don White Consultants Inc., vol. IV, 1979.
- [12] IEC 60-2, High Voltage Test Techniques.
- \* Lightning Phenomenology Notes. Note 12, AFWL, 17 Aug. 1984.  
Comparison of published HEMP and natural lightning on the surface of an aircraft, R.L. Gardner, et al.
- \* Draft of part 5 of IEC standards 801, Surge Immunity Requirements, IEC-TC 65 (secr.) 137, Jan. 1990.
- \* Lightning, Volume 1, Physics of Lightning, R.H. Golde, Academic Press, London.
- \* MIL-STD-1757, Lightning Qualification Test Techniques for Aerospace Vehicles and Hardware, 17 June 1980.
- \* DOD-STD-1795, Lightning Protection of Aerospace Vehicles and Hardware, 30 May 1986.

Tabel 1. Eigenschappen negatieve bliksemontlading

parameters	eenheid	gem.	max.
aantal deelontladingen		3	11
tijd tussen deelontladingen	ms	60	320
piekstroom 1e ontlading	kA	20	200
max. steilheid 1e ontlading	A/ns	22	30
tijd tot piekwaarde (alle ontladingen)	$\mu$ s	1.8	1.2
halfwaarde tijd (alle ontladingen)	$\mu$ s	45	170
piekstroom volgontladingen	kA	10	100
max. steilheid volgontladingen	A/ns	22	100
ampl. continue stroom	A	140	500
duur continue stroom	s	0.16	0.5
lading in continue stroom	C	26	110
aktie integraal (energie in 1 $\Omega$ )	A <sup>2</sup> s	2x10 <sup>4</sup>	10 <sup>6</sup>
lading per deelontlading	C	5	20
totale lading	C	45	200
totale duur	s	0.18	1

De vermelde gegevens zijn globaal en gebaseerd op metingen op grondniveau. Zij behoeven niet tezamen in één bliksemontlading voor te komen (gem. is in 50% en max. in 98% van de gevallen).

Tabel 2. Eigenschappen positieve bliksemontlading

parameters	eenheid	gem.	max.
piekstroom	kA	25	170
max. steilheid	A/ns	2.5	17
tijd tot piekwaarde	$\mu$ s	20	120
totale lading	C	70	300
aktie integraal (energie in 1 $\Omega$ )	A <sup>2</sup> s	5x10 <sup>5</sup>	8x10 <sup>6</sup>
totale duur	s	0.1	0.4

De vermelde gegevens zijn globaal en gebaseerd op metingen op grondniveau. Zij behoeven niet tezamen in één bliksemontlading voor te komen (gem. is in 50% en max. in 90% van de gevallen).

## 11. ESD

### SAMENVATTING

ESD = Electrostatistische ontlading is allesbehalve een statisch verschijnsel. In dit hoofdstuk wordt ingegaan op het ontstaan en de ontlading van statische electriciteit.

Voor het opwekken van statische electriciteit, bijv. wrijving tussen 2 verschillende materialen, is minstens één niet-geleidend materiaal nodig. Plastic materialen zijn slechte geleiders. Zij zijn gemakkelijk tot een hoge potentiaal op te laden, doch zeer moeilijk te ontladen. Zij kunnen hun lading door inductie aan de geleiders afgeven.

Voor het ontladen zijn twee geleiders nodig. De menselijke huid is als geleider te beschouwen. De ontlading geschiedt meestal via een vonk. Dit soort abrupte ontladingen kunnen funeste gevolgen hebben o.a. voor halfgeleiders.

In dit hoofdstuk wordt de aandacht geconcentreerd op ESD door aanraking. Hierbij worden elektrische vervangingsschema's gebruikt en modellen voor de ontlaadstroom. Vervolgens worden de eigenschappen en de effecten van ESD bestudeerd.

De bescherming tegen ESD concentreert zich op het voorkomen van vonkontladingen. Hierbij worden anti-statische materialen gebruikt. Dit zijn materialen, die een oppervlakteweerstand hebben die voldoende laag is om het opwekken van statische ladingen tegen te gaan en voldoende hoog is om ontladingen via een vonk te voorkomen. Overdracht van lading via inductie kan worden vermindert door afscherming.

Tenslotte worden algemene maatregelen besproken zoals verpakking, opslaan en vervoer van ESD-gevoelige componenten, een ESD-veilige werkplek en het testen van de immuniteit voor ESD.

11. ESD

	INHOUDSOPGAVE .....	1
1	INLEIDING .....	2
2	HET ONTSTAAN VAN STATISCHE ELEKTRICITEIT .....	3
2.1	Wrijvingselektriciteit .....	4
2.2	Geleiding van materialen .....	5
2.3	Voorbeelden van ESD door wrijving .....	6
2.4	Inductie .....	8
3	DE ONTLADING VAN STATISCHE ELEKTRICITEIT .....	9
3.1	Vonkontlading door aanraking .....	9
3.2	Elektrisch vervangingschema .....	10
3.3	De steilheid van de ontlading .....	12
3.4	Vonkontlading door scheiding .....	14
4	DE EFFECTEN VAN ESD .....	15
4.1	Explosies .....	16
4.2	Verstoring .....	16
4.3	Beschadiging .....	18
5	DE BESCHERMING TEGEN ESD .....	20
5.1	Het verpakken, opslaan, vervoeren .....	20
5.2	Het afschermen tegen inductievelden .....	21
5.3	De ESD-veilige werkplek .....	22
5.4	Opvoeren van de geleidbaarheid van de lucht .....	22
5.5	Het opsporen van gevaarlijke situaties .....	23
	HET TESTEN VAN DE IMMUNITEIT VOOR ESD .....	23
	LITERATUUR .....	24



## ESD

### 1 INLEIDING

Onder ESD (electrostatic discharge) verstaat men de overdracht van elektrostatische lading tussen lichamen met verschillende elektrostatische potentiaal, veroorzaakt door direct contact of geïnduceerd door een elektrostatisch veld [1].

Een voorbeeld van ESD, veroorzaakt door direct contact, is het vonkje dat men voelt, wanneer men over een tapijt of kled loopt en vervolgens een metalen voorwerp zoals een deurknop aanraakt. Tijdens het lopen wordt de capaciteit die men t.o.v. de omgeving heeft, door wrijving tussen de schoenen en de vloerbedekking opgeladen (zie fig. 1). Dit effect wordt sterker naarmate de lucht en de vloerbedekking minder geleidend zijn [2]. Tijdens vriezend (droog) weer kan genoemde capaciteit tot meer dan 15 kV worden opgeladen. Deze spanning is hoog genoeg om bij nadering van een metalen voorwerp, vlak voor aanraking, een vonkje tussen vinger en voorwerp te laten overspringen.

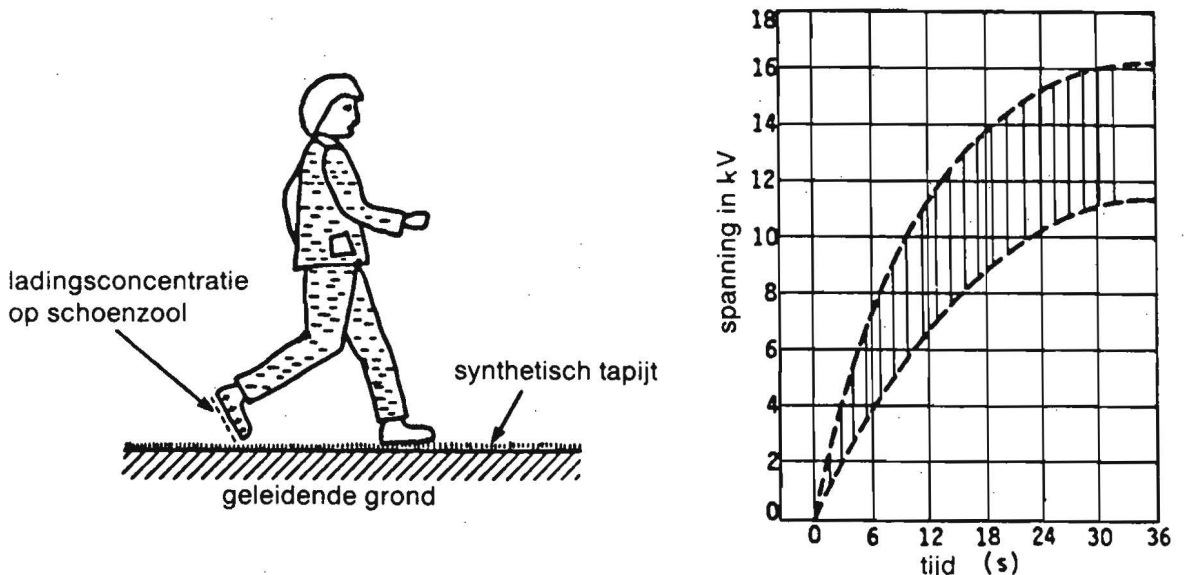


Fig. 1 Het opladen gedurende het lopen over een tapijt.

De capaciteit van de mens naar zijn omgeving is gering, bijv. 150 pF en zijn inwendige weerstand klein, bijv. 1000  $\Omega$ . De ontlading vindt plaats met een tijdconstante  $\tau = RC$ , in dit geval 150 ns.

Een dergelijke ontlading van statische elektriciteit kenmerkt zich daarom door een hoge piekspanning, een korte duur en een zeer korte stijgtijd (enkele nanoseconden). Het verloop met de tijd lijkt veel op dat van de EMP (zie fig. 2 van hoofdstuk 10).

De ESD is dus alles behalve een statisch verschijnsel. Het is in tegendeel zeer dynamisch en heeft een zeer breed spectrum. Behalve een pulsvormige stroominjectie ontstaan er in de directe omgeving van de ontlading dynamische elektrische en magnetische velden die worden voorafgegaan door corona verschijnselen. De vonkontlading van ESD kan worden gezien als een miniatuur-bliksem. Een betere benaming voor ESD zou zijn DSE (ontlading van statische elektriciteit). De effecten van ESD zijn zeer verwant aan die van EMP. De hoog-frequente componenten in het spectrum zijn meestal bepalend voor de gevolgen van ESD. Daarom moet met begrippen als "aarden", bij het bestuderen van de ontlading, voorzichtig worden omgegaan. Parasitaire capaciteiten en serie-inducties zijn niet te verwaarlozen.

Statische elektrische ladingen kunnen ook door inductie op andere voorwerpen worden overgedragen, dus zonder deze aan te raken. Het dynamische karakter hiervan wordt bepaald door het tijdsverloop van de elektrostatische inductie, bijv. de naderingssnelheid. Alhoewel deze vorm van ESD veel minder dynamisch is, kunnen zowel het elektrische veld als de verplaatsing van ladingen (stroom) voor de nodige problemen in halfgeleiders zorgen.

ESD is zowel door de toename van het gebruik van kunststoffen, als door de toenemende automatisering en miniaturisering van de elektronica (grotere gevoeligheid en kwetsbaarheid), een steeds groter probleem aan het worden. ESD behoeft daarom speciale aandacht.

## HET ONTSTAAN VAN STATISCHE ELEKTRICITEIT

Elk materiaal is opgebouwd uit atomen, die een kern bevatten waaromheen elektronen cirkelen. De hoeveelheid negatieve lading vertegenwoordigd door de aanwezige elektronen wordt geneutraliseerd door een gelijke hoeveelheid positieve lading in de kern. Naar buiten toe gedraagt het atoom zich als een neutraal, ongeladen element.

## 2.1 Wrijvingselektriciteit

Door toevoer van energie (bijv. warmte door wrijving) kunnen elektronen uit hun omwentelingsbaan treden en overgaan in een baan van atomen in een ander materiaal. Dit materiaal krijgt dan een teveel aan elektronen en wordt negatief geladen. Het andere materiaal heeft een tekort en vertoont een positieve lading. Atomen met een tekort aan elektronen worden positieve ionen genoemd, de andere negatieve ionen.

Ladingen met gelijk teken stoten elkaar af, die met tegengesteld teken trekken elkaar aan. In metalen kunnen de elektronen zich vrij gemakkelijk verplaatsen. Elke onbalans in de lading van de atomen wordt daardoor onmiddellijk geneutraliseerd. Er kunnen zich geen statische velden tussen delen van één stuk metaal vormen. Geïsoleerde metalen delen kunnen wel als geheel een lading t.o.v. hun omgeving hebben.

Bij niet-geleidende materialen ligt de zaak anders. De elektronen kunnen zich in deze materialen zeer moeilijk verplaatsen. Door wrijving tegen een ander materiaal worden echter wél elektronen afgegeven of opgenomen. Op deze plaatsen ontstaan concentraties met positieve of negatieve ladingen. Door de slechte geleiding van deze materialen kunnen de ladingen niet of slechts zeer langzaam worden geneutraliseerd. Vandaar dat men dit statische ladingen noemt.

Het opwekken van statische elektriciteit door wrijving wordt het "tribo-electric effect" genoemd. In tabel 1 is de wrijvings-elektriciteitsreeks van een aantal materialen gegeven. Wanneer twee voorwerpen van verschillend materiaal, waarvan er tenminste één niet-geleidend is, tegen elkaar worden gewreven, verplaatsen elektronen zich van het ene naar het andere materiaal. Er ontstaan twee gelijke, doch tegengestelde ladingen. Het materiaal boven in de reeks wordt positief geladen t.o.v. het materiaal lager in de reeks.

De grootte van de lading is afhankelijk van de afstand en de plaats in de reeks, de snelheid en de kracht waarmee gewreven wordt en de oppervlaktegeleiding van het niet-geleidende materiaal (door recombinate lekt de lading weg).



zijn niet op gewone manier te ontladen. Zij induceren hun lading op geleiders die op hun beurt voor de vonken zorgen.

### 2.3 Voorbeelden van ESD door wrijving

Een persoon die met rubber zolen over een wollen tapijt loopt, neemt bij elke stap elektronen uit het tapijt op (zie figuur 1). De zolen die negatief geladen worden, zijn niet-geleidend en kunnen niet tegen een metalen voorwerp -"de deurknop"- ontladen worden. Zij induceren hun lading, ietwat gematigd, op het oppervlak van de dichtstbij zijnde geleider, de huid van de schoendrager. Deze geleider ontladst zich via een vonk op een andere geleider, bijv. bij het geven van een hand, op de huid van een andere persoon.

Andere voorbeelden waarmee statische elektriciteit wordt opgewekt is het schuiven met bijv. nylon kleding over de zitting van een houten stoel, het kammen van het haar en het aan- of uittrekken van bijv. een nylon sweater over een rayon blouse. Tijdens vriezend weer is een licht geknetter hoorbaar.

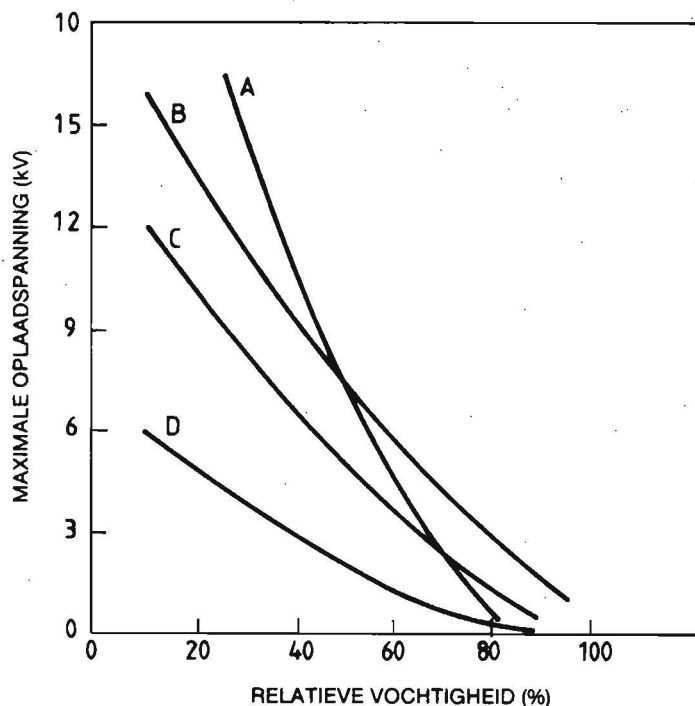


Fig. 2 Maximale oplaadspanningen als functie van de relatieve vochtigheid van de lucht.

Voorbeelden van maximaal haalbare oplaadspanningen als functie van de relatieve vochtigheid RV zijn in fig. 2 gegeven. [2].

A - 6 m lopen over rubber mat

B - plastic zak van werktafel nemen

C - 6 m lopen over vinyl vloer

D - opstaan vanuit zittende positie.

Niet alleen bewegingen van de mens, maar ook van objecten zoals voertuigen en vliegtuigen kunnen statische elektriciteit opwekken. Een bekend voorbeeld is de wrijving van de rubber banden van een auto over een asfaltweg. Bij helder, koud winterweer kan bij het uitstappen een vonk worden waargenomen. In dit geval is de auto opgeladen.

Een vliegtuig kan door wrijving met de lucht een groot potentiaalverschil opbouwen, evenals de roterende bladen van een heli-copter. Bij heli-copters houdt men tijdens het vertikaal bijvullen van wapensystemen met munitie rekening met een laadspanning van 300 kV, een capaciteit van 1000 pF, een contactweerstand van  $0 \Omega$  en een ontladinductie van max. 20  $\mu$ H. [3,4]. Ter ver-mijding van gevaarlijke ontladingen worden in dergelijke gevallen z.g. "static-dissipators" toegepast. Dit zijn elementen met een spitse vorm, waarmee de plaatselijke elektrische veldsterkte zó groot wordt, dat de lucht geïoniseerd raakt en de lading in de lucht kan afvloeien. Dit sproeien, weglekken van lading, wordt het corona-effect genoemd.

Een ander voorbeeld is het afrollen van plastic kleefband. Het afgerolde stuk met de kleeflaag krijgt meestal een positieve en de rol een negatieve lading. Het potentiaalverschil loopt hierbij zo hoog op dat er corona optreedt. Met een zak-radiotje afgestemd in het MG-gebied kan dit afrollen als een luid geknetter hoorbaar worden gemaakt.

Ook zonder kleeflaag wordt bij het afrollen van "plastic" materialen een statische lading opgebouwd. De ene laag "plukt" als het ware elektronen uit de andere laag. Hoe hoger de snelheid waarmee wordt afgerold, hoe sterker het effect.

Een van de meest voorkomende oorzaken voor het ontstaan van statische elektriciteit is het gebruik van gewone "plastic" materialen, zoals het openen van een plastic zakje, het met de hand vegen over een plastic werkorderomslag of het schuiven met een plastic koffiebekertje over de tafel, enz.

2.4 Inductie

Een statische lading kan ook zonder aanraking op een ander object worden overgedragen. Dit is in fig. 3 aangegeven. In A beïnvloeden het geladen en ongeladen voorwerp elkaar niet. In B is het rechter (geleidende) object zo dicht bij A gebracht, dat het een positief en negatief geladen deel verkrijgt. Het is gepolariseerd. Bij het verwijderen van elkaar keert de oude toestand terug. In C wordt het rechter object geaard, waardoor elektronen naar aarde afvloeien. Bij D wordt de aardverbinding losgenomen en de objecten van elkaar verwijderd. Het rechter object blijft positief geladen. Dit kan zich voordoen bij het overdrijven van onweerswolken, zie fig. 8 van hoofdstuk 10.

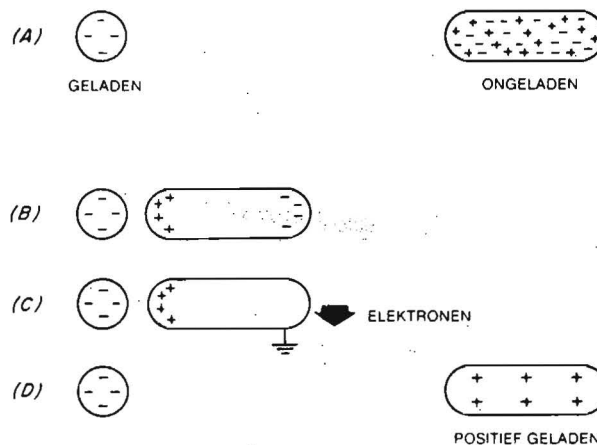


Fig. 3. Inductieve oplading

Tijdens het polarisatieproces (situatie B) kan de stroom die het gevolg is van de verplaatsing van ladingen  $i(t) = dQ/dt$ , defecten in gevoelige componenten veroorzaken. Dit kan zich voordoen in geleidende delen van gevoelige componenten bij nadering van geladen objecten, zoals bijv. gewone plastic zakjes of geladen personen. Dit inductieverschijnsel dient niet verward te worden met het tribo-electric effect, waarbij met het inschuiven van een component in een gewoon plastic zakje de isolerende omhulling van de component door wrijving wordt opgeladen. Het polarisatie-effect treedt alleen in geleiders op.

## DE ONTLADING VAN STATISCHE ELEKTRICITEIT

Een ontlading van statische elektriciteit kan op een geleidelijke en op een abrupte wijze plaatsvinden, afhankelijk van de weerstand in het ontlaadcircuit. Plastic materialen zijn slechte geleiders. Zij zijn gemakkelijk tot een hoge potentiaal op te laden doch zeer moeilijk te ontladen. Samenvattend kan gezegd worden dat minstens één niet-geleidend materiaal nodig is om een statische lading op te wekken en dat er twee geleiders nodig zijn om een ontlading via een vonk te veroorzaken. De geleider die zijn lading door wrijving of via inductie van een niet-geleider ontvangt, blijft deze alleen behouden wanneer hij geïsoleerd is t.o.v. zijn omgeving.

Daar abrupte ontladingen via een vonk het gevaarlijkst zijn en deze meestal door de mens veroorzaakt worden, zullen we onze aandacht hierop concentreren.

### 3.1 Vonkontlading door aanraking

Een persoon die over een synthetische vloerbedekking loopt, wordt langzaam opgeladen met een laadstroom die varieert van enkele nA tot enkele  $\mu\text{A}$ . Na ca. 30 sec is een maximale lading opgebouwd  $Q = i \cdot t$  van 0,1 à 5  $\mu\text{C}$ . Wanneer een lading van bijv. 3  $\mu\text{C}$  geconcentreerd is in een capaciteit van 150 pF is de laadspanning  $V = Q/C = 20 \text{ kV}$ .

De maximum op te bouwen lading is gebonden aan grenzen. Wanneer de laadspanning van C te hoog wordt, zal de lading op plaatsen van het menselijk lichaam waar het elektrische veld de hoogste waarde heeft (op uitstekende delen zoals de handen of de vingers) door het corona-effect in de lucht weglekken. De ladingen zijn meestal geconcentreerd op de voetzolen, het hoofd en de handen. Er zijn extreme gevallen bekend, waarbij in zeer droge lucht een laadspanning van 40 kV werd waargenomen. De relatieve vochtigheid (RV) van lucht is ook bepalend voor de snelheid van weglekken van de lading. Door vochtaanslag op het oppervlak wordt de oppervlakteweerstand verlaagd. Dit principe wordt gebruikt bij de vervaardiging van anti-statische materialen.



### 3.2 Elektrisch vervangingsschema

Statische ladingen kunnen via relatief lange leidingen naar aarde worden afgevoerd. Hierdoor is het mogelijk potentiaalverschillen op de werkplek te vereffenen. Heel anders gesteld is het met de super snelle vonkontladingen. Het elektrische vervangingsschema van de mens, voorgesteld door een serieschakeling van een R en C, is voor hoge frequenties veel ingewikkelder.

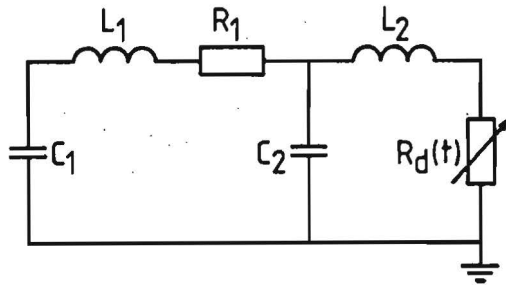
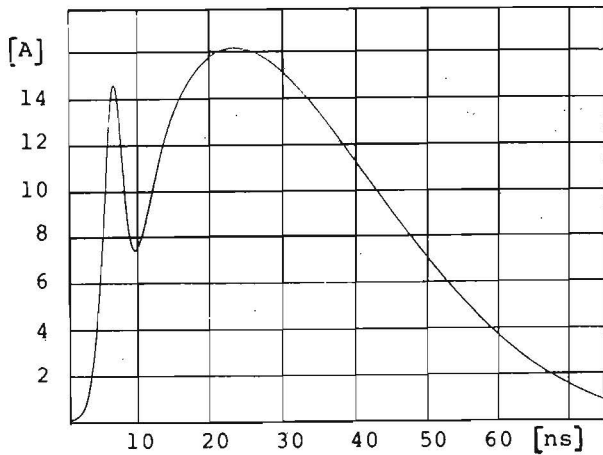


Fig. 4. Simulatie-netwerk van Daout en Ryser.

Een betere voorstelling is aangegeven in fig. 4, opgesteld door Daout en Ryser. Hierin zijn  $C_1$  de opgeladen capaciteit en  $R_1$  de ontladweerstand van de mens.  $L_1$  is toegevoegd om de zelfinductie in het ontlaadcircuit tot uitdrukking te brengen.  $C_2$  is de parasitaire capaciteit die aanwezig is tussen de uitgestoken hand of vinger en het aan te raken voorwerp.  $L_2$  is de zelfinductie en  $R_d(t)$  is de tijdsafhankelijke weerstand van de vonk.

$$R_d(t) = \frac{K \cdot d}{\int_0^t i(\tau) d\tau} \quad (1)$$

$d$  is de booglengte en  $K$  de Toepler-constante [5,6]



$C_1 = 150 \text{ pF}$   
 $R_1 = 150 \Omega$   
 $L_1 = 1,5 \mu\text{H}$   
 $C_2 = 13,6 \text{ pF}$   
 $L_2 = 0$   
 $K^2 = 3,7 \times 10^{-3} \text{ Vs/m}$   
 $U_0 = 4 \text{ kV}$

Fig. 5. Ontlaad-curve van fig. 4.

In fig. 5 is de ontlaadcurve van het Daout en Ryser circuit gegeven. Hij bestaat uit een zeer snelle puls, afkomstig van  $C_2$  en  $L_2$  en een iets langzamere puls geleverd door  $C_1 - L_1$  en  $R_1$ . De ontlaad-curve, zie fig. 5, kan m.b.v. een som van twee dubbele e-machten een analytische vorm worden gegeven. Hij benadert de ontlaadstroom, die in praktische situaties gemeten is, redelijk goed.

In het spectrum van de puls in fig. 5 zijn de hoge frequenties sterker vertegenwoordigd dan in het model met één dubbele e-macht. Dit heeft consequenties voor de effecten van de ESD en voor het testen van de immuniteit voor ESD.

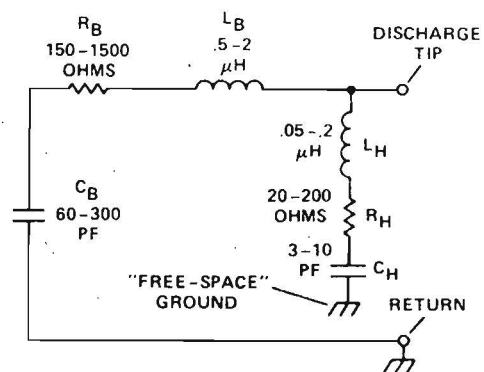
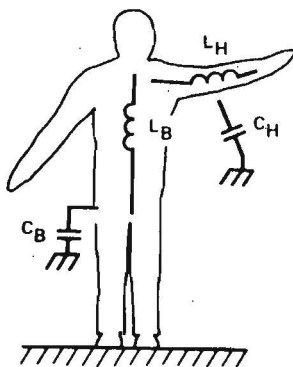


Fig. 6. Simulatie-netwerk van Richman (de weerstanden zijn in de linker figuur voor de eenvoud weggelaten).

In fig. 6 is een netwerk gegeven afkomstig van Richman [8]. De index B heeft betrekking op het lichaam, H op de hand. De opgegeven waarden liggen tussen ruime grenzen. Dit betekent dat de ontlaadcurve vele vormen kan aannemen, variërend van de curve van fig. 5 tot een dubbele e-macht.

ESD komt soms ook voor als een serie van korte pulsen kort achter elkaar, met tussenpozen variërend van 10  $\mu$ s tot 100 ms. Dit effect is enigszins te vergelijken met dat van een negatieve bliksemontlading, zie fig. 6 van hoofdstuk 10. Een netwerk voor het simuleren van deze miniatuur-bliksem is o.a. door Hyatt en Melberg opgesteld [9].

### 3.3 De steilheid van de ontlading

Voor het berekenen van de effecten van een vonkontlading is niet alleen de piekwaarde en de duur van de stroom van belang, maar vooral ook de snelheid van de stroomtoename, de steilheid  $S = di/dt$  in A/ns. Deze is van een aantal factoren afhankelijk.

De steilheid  $S$  neemt aanvankelijk met de spanning toe, zie fig. 7 [10]. Boven een waarde van 6 à 8 kV gaan twee factoren een rol spelen, n.l. de zelfinductie van de grotere booglengte wordt belangrijk en er treedt voorontlading op als gevolg van corona. Hierdoor wordt  $S$  kleiner. Dit kan betekenen dat ESD bij een ontlaadspanning van bijv. 6 kV meer effect heeft dan bij 10 kV ! De voorontlading is behalve van de spanning ook afhankelijk van de RV van de lucht. Bij toename van de RV, neemt  $S$  af.

Het corona-effect wordt beïnvloed door de naderingssnelheid. Hoe groter de snelheid, hoe groter  $S$ . Tenslotte neemt de ontlaadstroom toe en nemen  $S$  en de pulsduur af, naarmate het voorwerp waarmee contact gemaakt wordt een meer spitse vorm heeft, bijv. een stuk gereedschap, zie fig. 8 en 9 [10].

Fig. 7 geeft een voorbeeld van de spreiding in  $S$  als gevolg van variatie in de naderingssnelheid met een ESD-probe [10]. Ook de RV en de ionisatiegraad van de lucht zijn verantwoordelijk voor de grote verschillen tussen  $S_{\min}$  en  $S_{\max}$ . Ter vergelijking:  $S_{\max}$  bij een bliksemontlading is 30 A/ns (zie tabel 1 van hoofdstuk 10).

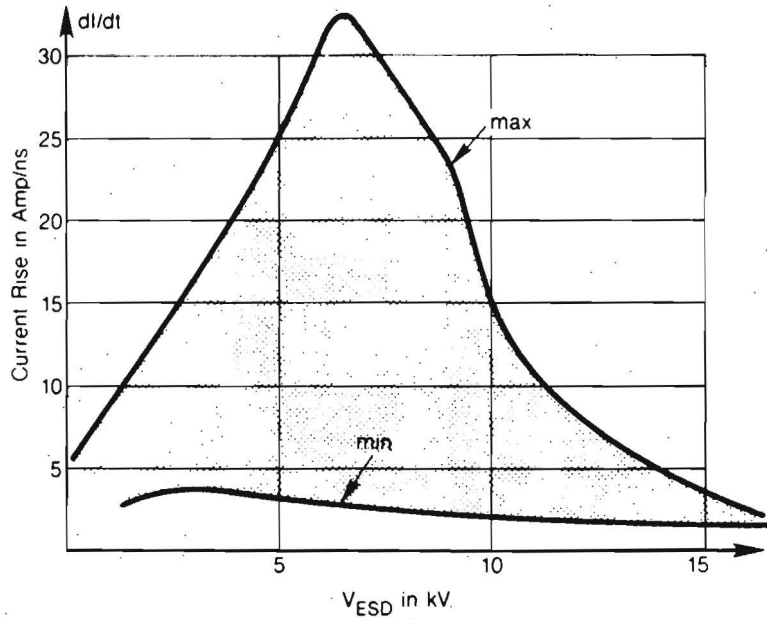


Fig. 7. De spreiding in  $di/dt$  in afhankelijkheid van de naderings-snelheid van een ESD-probe.

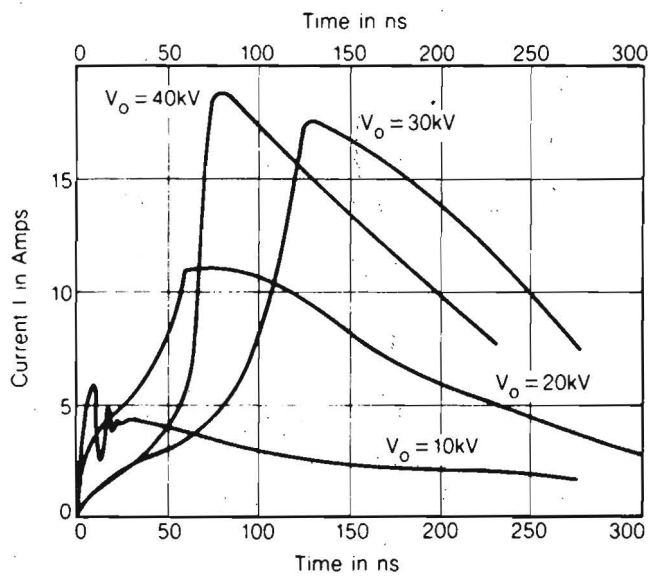


Fig. 8. Ontlaadstroom bij aanraking met een vinger.

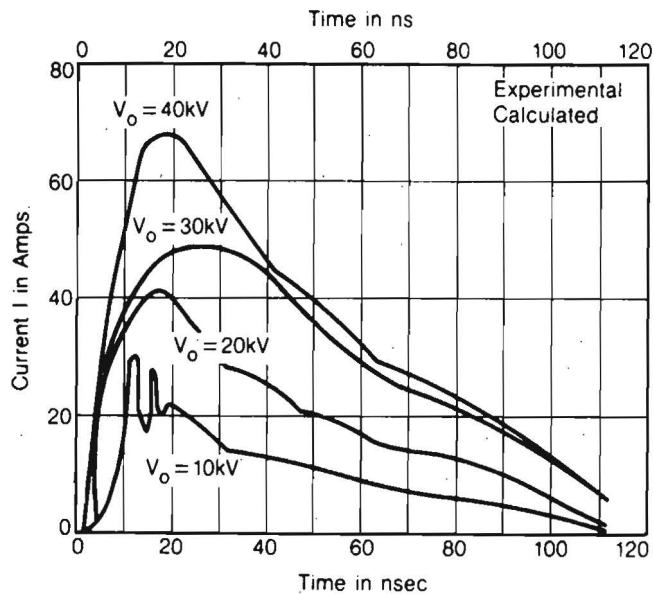


Fig. 9. Ontlaadstroom bij aanraking met een scherp voorwerp.

### 3.4 Vonkontlading door scheiding

Ontladingen via vonken kunnen ook nog op de volgende wijze ontstaan. Wanneer de capaciteit van een metalen voorwerp bij gelijk blijvende lading  $Q = C.V$  plotseling vermindert, neemt de spanning met dezelfde snelheid toe. Een vonk naar een ander geleidend voorwerp kan het gevolg zijn. Dit zou zich bijv. kunnen voordoen bij het afstoten van een metalen omhulling tijdens het lanceren van een raket [4].

Ook bij het afrollen van plastic folie worden ladingen opgebouwd, zie het voorbeeld gegeven in 2.3. Dit is een scheiding van twee gelijke materialen, waarbij met droog weer, corona verschijnselen kunnen optreden. Bij het openen van een plastic zakje gebeurt hetzelfde.

## DE EFFECTEN VAN ESD

De effecten van ESD kunnen in drie soorten worden onderverdeeld, n.l.:

- explosies van gasmengsels als gevolg van een vonk
- tijdelijke of blijvende verstoring van apparatuur
- beschadiging van componenten, direct of latent.

De berekening van de effecten van ESD wordt op de gebruikelijke wijze uitgevoerd. Uitgangspunt is bijv. de ontladstroom  $i(t)$ ; voor velden  $E(t)$  of  $H(t)$ .

Als eerste benadering kan hiervoor de som van één of meer dubbele e-machten worden genomen, zie formule 6 van hoofdstuk 10. Met deze analytische vormgeving kan het spectrum  $i(\omega)$  worden berekend,

$$i(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} i(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2)$$

Vervolgens wordt de overdrachtsfunctie  $T(\omega)$  berekend of benaderd. Voor een eenvoudige capacitieve of inductieve koppeling met bijv.  $1/\omega C_k$  of  $\omega M_k$ , voor een gemeenschappelijke impedantie met  $\omega L$  en voor meer ingewikkelde koppelingen met een combinatie hiervan.

Wanneer men de spanning op een bepaald punt wil weten wordt

$$T(\omega) = \frac{u(\omega)}{i(\omega)} \quad (3)$$

Door terugtransformatie naar het tijddomein wordt  $u(t)$  berekend,

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} T(\omega) i(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (4)$$

waarmee de effecten op het betreffende deel van bijv. een PCB bestudeerd kunnen worden.

#### 4.1 Explosies

Bekende voorbeelden van explosies die (waarschijnlijk) door ESD veroorzaakt zijn:

- het uitwerpen van het anker van het luchtschip Hindenburg in New Jersey in 1937,
- het vullen met brandstof van de draagraket van een ruimtevaartuig in de VS
- de explosie van een Pershing raket in Heilbron 1985.

In het laatste geval botste de Kevlar omhulling van de motor tegen de kussenvormige bescherming van zijn container [10].

Andere potentiële slachtoffers zijn bijv. munitiefabrieken en plaatsen met lucht-stof mengsels, zoals in meelfabrieken.

De ontstekingsenergie van bijv. een propaan-luchtmengsel is bij een vonkafstand van 1,75 mm ca 3 mJ [12]. De energie die beschikbaar is bij aanraking door de mens  $W = \frac{1}{2} CV^2$ ; met 150 pF en 20 kV dus 30 mJ.

Explosiegevaar veroorzaakt door de mens is dus niet denkbeeldig. Opgeladen voorwerpen met grotere afmetingen kunnen meer energie bevatten, zie het voorbeeld van de helicopter in 2.3, waar 45 J beschikbaar is.

#### 4.2 Verstoring

De verstoring van analoge apparatuur heeft een tijdelijk karakter, n.l. de duur van de ESD. Bij digitale apparatuur kan een logische 0 worden omgezet in een logische 1, of omgekeerd. Dit heeft een blijvend karakter, totdat door de apparatuur zélf of met de hand wordt ingegrepen.

Voor de verstoring van digitale circuits is de geïnduceerde piekspanning in de bedrading naar de componenten een maat. Deze is meestal evenredig met  $dE/dt$  of  $dH/dt$ .

Een persoon die tot 15 kV is opgeladen en een inwendige weerstand heeft van 1 k $\Omega$ , veroorzaakt bij aanraking van een metalen voorwerp een piekstroom van ca 15 A. De veldsterkte op 10 cm afstand bedraagt dan  $H = i/2\pi r = 24$  A/m. Met een stijgtijd van 10 ns bedraagt de geïnduceerde spanning in een lusje van 10 x 10 cm<sup>2</sup> ongeveer  $\mu O dH/dt = 30$  V.

Bij een doorslagveldsterkte van 30 kV/cm in de lucht, moet op 20 cm afstand met een veldsterkte van minstens 8 V/cm rekening worden

gehouden. De geïnduceerde spanning in een draadje met een lengte  $l = 10$  cm is op deze afstand  $10/2 \times E = 40$  V. Verder kunnen piekspanningen in de bedrading van de circuits worden geïnjecteerd door een gemeenschappelijke impedantie, bijv. in de ontlaadketen en in een deel van een circuit. De ohmse weerstand van de sporen op PCB's speelt hierbij geen rol. De spanning wordt gevormd door

$$u(t) = L \frac{di}{dt} \quad (5)$$

Voor  $L$  kan ca  $1$  nH/mm worden aangenomen. Met een  $S = 1$  A/ns en een spoorlengte van  $10$  cm resulteert dit in  $100$  V.

Deze eenvoudige voorbeeldjes gelden slechts ter illustratie en pretenderen geen nauwkeurigheid.

De niveau's waarbij componenten in digitale circuits van de ene naar de andere logische toestand omschakelen, worden door de fabrikant opgegeven. Het niveau waarbij dit nog net niet gebeurt, wordt stoormarge genoemd.

In fig. 10 zijn deze voor een aantal soorten van componenten als functie van de pulsduur aangegeven [10]. Hieruit blijkt dat de stoormarge voor kort durende pulsen groter is, zie ook hoofdstuk 12. Men noemt dit de dynamische stoormarge in tegenstelling tot de statische stoormarge bij relatief lange stoorpulsen.

De geïnduceerde stoorspanningen zijn evenredig met de eerste afgeleide van de ESD en hebben daardoor een kortere duur  $\tau$  dan die van de ESD, zie het linker gedeelte van fig. 10. Ondanks de grotere dynamische stoormarge leert de vergelijking met de hierboven berekende stoorpieken dat verstoring van digitale circuits door ESD zeer wel mogelijk is.



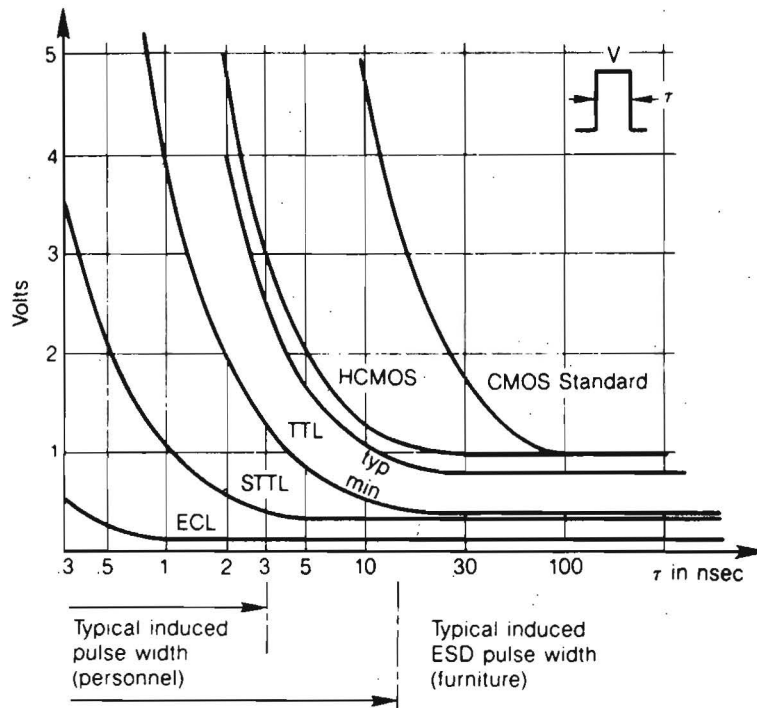


Fig. 10. Stoormarges als functie van de pulslengte voor enkele soorten logica.

#### 4.3 Beschadiging

De beschadiging van componenten in de geïntegreerde micro-elektronica vormt al vele jaren een groot probleem. De defecten in deze componenten kunnen in elke fase van de lange weg die zij volgen ontstaan. Dit kan gebeuren tijdens de fabricage, de controle, verpakking, opslag, verzending, ontvangst, inspectie, opslag, verwerking, enz.

Behalve deze directe defecten kunnen ook latente (slapende) defecten door ESD worden veroorzaakt. Deze ontstaan bij lagere niveau's op bijv. 20% van die van de directe defecten en worden pas later merkbaar. Sommige bronnen melden dat de meeste van door ESD beschadigde componenten op deze manier zijn ontstaan [11]. Zij kunnen bijv. bij de fabrikant ontstaan en daar ongemerkt de eindcontrole passeren. Over deze verborgen gebreken bestaat al heel lang verschil van mening tussen fabrikant en afnemer.

Bij aanraking van halfgeleider componenten kunnen de piekspanningen en de toegevoerde energie zo groot zijn dat defecten kunnen ontstaan. De twee belangrijkste mechanismen waardoor deze

componenten defect raken, zijn dielectric breakdown en junction burnout, resp. veroorzaakt door de piekspanning en energie-inhoud van de ESD [12]. Welke van de twee overheerst is afhankelijk van de toegepaste IC-technologie. MOS IC's zijn het meest kwetsbaar voor piekspanningen, bipolaire IC's voor stromen, zie hoofdstuk 30. Een derde mechanisme, metallization burnout, komt ook vaak voor, doch is meestal het gevolg van een kortsluiting veroorzaakt door dielectric breakdown.

Voor MOS-componenten is de dikte van de isolerende silicium laagjes 1000 Å (0,1 µm), met lokale zwakke plekken van 0,07 µm. De doorslagspanning is 400 à 1000 V/µm. Hierdoor kunnen reeds bij 30 à 70 V defecten ontstaan [13,14].

In tabel 2 is een globaal overzicht van het kwetsbaarheidsniveau voor piekspanningen gegeven [10].

Device Type	Range of ESD Susceptibility (Volts)
VMOS	30 to 1800
MOSFET	100 to 200
GaAsFET	100 to 300
EPROM	100
JFET	140 to 7000
SAW	150 to 500
OP AMP	190 to 2500
CMOS	250 to 3000
Schottky Diodes	300 to 2500
Film Resistors (Thick, Thin)	300 to 3000
Bipolar Transistors	380 to 7000
ECL (PC Board Level)	500 to 1500
SCR	680 to 1000
Schottky TTL	1000 to 2500

Tabel 2. De kwetsbaarheid voor piekspanningen

Een ESD-vonkje is voor de mens pas voelbaar vanaf 3 à 4 kV, hoorbaar vanaf ca 5 kV en zichtbaar vanaf ca 10 kV. Het is mogelijk halfgeleiders te beschadigen met spanningen vanaf een paar honderd volt, dus zonder dat men hier iets van merkt!

De spanningspuls kan zowel een positieve als een negatieve polariteit hebben. Bipolaire halfgeleiders zijn in sperrichting meer kwetsbaar dan in doorlaatricting, soms wel een factor 10.

Voor de energie-niveau's waarbij defecten te verwachten zijn, wordt naar fig. 5 van hoofdstuk 10 verwezen. De energie die bij menselijke aanraking ter beschikking staat, bedraagt bij een laadspanning van 15 kV en een capaciteit van 150 pF ongeveer  $1/2 CV^2 = 17$  mJ. Zomaar beetpakken van IC's is dus onverantwoord.

DE BESCHERMING TEGEN ESD

Bij de bescherming tegen ESD kan onderscheid gemaakt worden tussen de bescherming van apparatuur tegen verstoringen en bescherming van halfgeleider componenten tegen defecten.

Voor de eerste categorie kunnen dezelfde maatregelen worden genomen die gelden voor het bestrijden van RFI. Extra aandacht verdient het afschermen tegen elektrische velden bij hoge frequenties (tot ca 300 MHz). Kleine kieren en spleten in de afschermende omhulling kunnen sterk inkoppelen. Alle aanraakbare delen, zoals knoppen, lampjes, schakelaars, e.d. behoren via een zeer lage HF-impedantie met de referentie-aarde verbonden te zijn of geïsoleerd te worden.

Bij moderne home computers is de buitenkant geïsoleerd, waardoor geen metalen delen aangeraakt kunnen worden en dus ook geen vonken door aanraking met geladen personen kunnen ontstaan. De afschermende laag zit in of achter de kunststof omhulling.

Voor de bescherming van losse halfgeleider componenten, of PCB's met deze elementen kunnen speciale diodes worden aangebracht, zie hoofdstuk 15 (PCB ontwerp) en gelden verder de volgende regels.

### 5.1 Het verpakken, opslaan en vervoeren

- Gebruik voor het verpakken, opslaan en vervoeren van ESD-gevoelige componenten en printed circuits met deze elementen, zakjes, dozen, rails, enz. van anti-statisch materiaal, géén geleidend materiaal. Dit voorkomt aanraking met geladen geleiders. Merk deze voorwerpen met de bekende ESD sticker om het personeel te waarschuwen.

Anti-statisch materiaal heeft een oppervlakteweerstand van gemiddeld  $10^9 \Omega/\text{square}$ . De diverse soorten die in de handel gebracht worden, schommelen drie ordes van grootte hieromheen. Volgens de testmethode in diverse standards omschreven, behoort dit materiaal een ladingsverval te hebben van 5 kV tot 1% hiervan, bij 20°C en 15% RV in minder dan 2 sec. [15,16,17]. Anti-statische materialen hebben een oppervlakteweerstand die voldoende laag is om het opwekken van statische ladingen tegen te gaan en die voldoende hoog is om ontladingen via een vonk te voorkomen.

De werking berust volgens de fabrikant op het volgende. Het basismateriaal wordt door een organische toevoeging aan het granulaat

voorzien van een "geleidende" oppervlaktelaag die zich voortdurend vernieuwt. De effectiviteit van deze oppervlaktegeleidbaarheid is in sterke mate afhankelijk van de RV, omdat het materiaal de watermoleculen in de lucht gebruikt om een microscopisch dun vochtlaagje op het isolerende materiaal te vormen. Er is ook antistatisch rose shuntfoam in de handel, waarmee de pootjes van een IC veilig kunnen worden kortgesloten. Dit materiaal bouwt geen ladingen op, houdt het niet vast, geeft het niet af en veroorzaakt geen elektrolytische corrosie, in tegenstelling tot het koolstof bevattende shuntfoam.

## 5.2 Het afschermen tegen inductievelden

- Wanneer sterk geladen objecten in de buurt kunnen komen van ESD-gevoelige elementen die in antistatische zakjes zijn verpakt, kan inductie worden verminderd door anti-statische zakjes te gebruiken, die bovendien tegen elektrostatische en elektrische velden afschermen [18].

De beste en veiligste soorten zijn die, waarvan het metalen afschermlaagje niet kan worden aangeraakt. (vonkvorming, aanrakingsgevaar met lichtnet, kortsluitingen veroorzakend). Het metalen laagje is als een sandwich tussen twee anti-statische laagjes ingesloten. Dit materiaal is niet geschikt voor afscherming tegen magnetische velden.

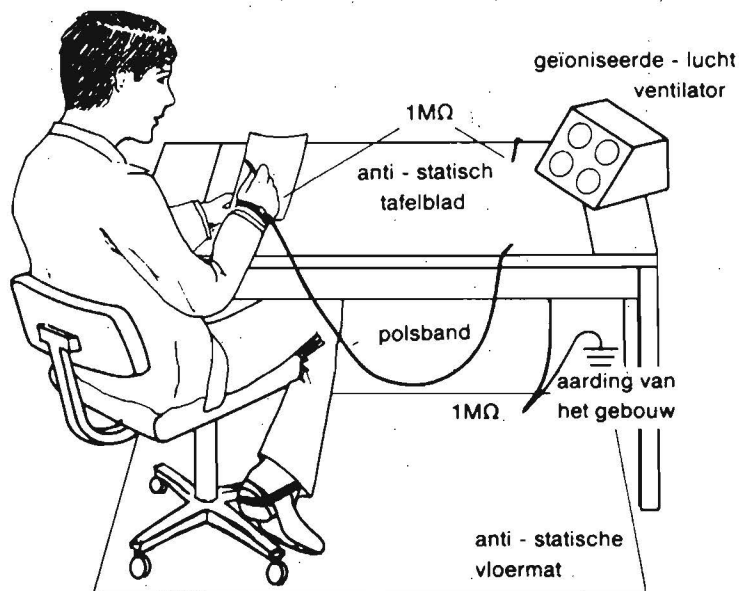


Fig. 11. Een ESD-veilige werkplek.

### 5.3 De ESD-veilige werkplek

- Wanneer ESD-gevoelige elementen verwerkt moeten worden, behoort dit op een ESD-veilige werkplek te gebeuren, zie fig. 11. De anti-statische verpakking mag hier pas geopend worden en dient hier weer aangebracht te worden.

Een metalen tafelblad is sterk af te raden, omdat dan toch weer een mogelijkheid tot vonkvorming aanwezig is, bijv. bij het arriveren op de werkplek.

De werkplek heeft een anti-statisch tafelblad met een onderliggende geleidende laag, die met aarde verbonden is. Het personeel aan de tafel is via een polsbandje met aarde verbonden. In beide aardverbindingen is een weerstand opgenomen van 1 M $\Omega$  ter vermindering van aanrakingsgevaar met het lichtnet. De buitenkant van het polsbandje is om dezelfde reden geïsoleerd. Geen enkel oppervlak op de werkplek mag vonk-gevaarlijk geleidend zijn en er mogen geen gewone plastic voorwerpen aanwezig zijn, zoals boterhamzakjes, shagpakjes, koffiebekertjes, werkordermapjes, soldeerzuigers, enz. Soldeerbouten dienen via 1 M $\Omega$  geaard te worden of van een scheidingstrafo te worden voorzien.

### 5.4 Opvoeren van de geleidbaarheid van de lucht

- Niet-geleidende materialen die statisch geladen zijn, kunnen (veilig) worden ontladen door de geleidbaarheid van de lucht op te voeren. Dit kan worden bereikt met het verhogen van de RV, of het opvoeren van de ionisatiegraad. Ladingen trekken n.l. ionen van tegengestelde polariteit aan en worden daardoor geneutraliseerd.

Er is speciale ionisatie-apparatuur in de handel, die positieve of negatieve ionen produceren. Soms worden staven met een beetje licht radio-actief materiaal gebruikt, die over het geladen object worden bewogen. Verhitting van de lucht onder het object met een sigaretten-aansteker helpt ook prima.

## 5.5 Het opsporen van gevaarlijke situaties

- Vonk-gevaarlijke oppervlakken kunnen worden opgespoord met kleine handzame apparaatjes die men op het betreffende oppervlak legt. Deze geven in stappen van 20 dB d.m.v. het oplichten van LED's de oppervlakteweerstand in  $\Omega/\text{square}$  aan. Er is een potlood uitvoering waarbij een rood lampje oplicht wanneer er een vonk-gevaarlijk oppervlak mee wordt aangeraakt [18]. Verder zijn er kleine handzame metertjes in de handel waarmee de polariteit en intensiteit van statische elektriciteit in volts wordt aangegeven.

Door met een dergelijk metertje in de hand uw omgeving te inspecteren, kunt u statische ladingen opsporen, meten en demonstreren en met het apparaatje voor het vaststellen van de oppervlakteweerstand kunt u vaststellen welke van de niet-oplaadbare materialen zo geleidend is dat hiermee vonken kunnen worden geproduceerd.

## 6 HET TESTEN VAN DE IMMUNITEIT VOOR ESD

Voor het beproeven van de immuniteit voor ESD worden voor componenten ESD-testers en voor apparatuur zgn. testpistolen gebruikt. De ontlading kan zowel door direct contact (via een speciaal relais) of door een vonk plaatsvinden.

Met de boogontlading wordt geprobeerd de omstandigheden van de werkelijke situatie zo getrouw mogelijk na te bootsen, zoals aanraking door de mens. Met de relaisontlading worden de effecten van de vonk opgeofferd aan een gecalibreerde en beter reproduceerbare golfvorm. Beide methoden hebben hun voor- en nadelen.

Met een vonkontlading (lees miniaturbliksem) worden evenals bij een bliksem de volgende effecten meegenomen:

- het elektrostatische veld dat aan de vonk voorafgaat
- de voorontlading als gevolg van corona
- het dynamische elektrische en magnetische veld van de (eventueel repeterende) vonkontlading
- de stroominjectie

De eigenschappen hiervan zijn echter van een aantal niet altijd controleerbare parameters afhankelijk, zoals:

- de (lokale) RV en ionisatiegraad van de lucht
- de ontladspanning en vonkafstand
- de polariteit
- de vorm van de ontladelektrode
- de naderingssnelheid

Met de relaismethode zijn de voorschriften van bijv. het IEC 801/2 model beter en eenvoudiger te controleren met minder discussies achteraf. Met de vonkontlading kan beter en meer onderzoek worden uitgevoerd, doch zijn afspraken vooraf over de uitvoering en de interpretatie van de resultaten zeer wenselijk [19].

## 7

### LITERATUUR

- [1] EOS/ESD Glossary of Terms, EOS/ESD Association, Draft July 1984.
- [2] Human ESD, the phenomena, their reproduction and some associated problems, M. Lutz et al., IEEE Symp. on EMC, San Diego, Sept. 1986.
- [3] Electrostatic environmental conditions affecting the design of materiel for use by NATO Forces, Draft STANAG 4235, Jan. 1986.
- [4] Engineering Design Handbook, Hardening Weapon Systems against RF Energy; HQ US Army Material Command, AMCP 706-235, Febr. 1962.
- [5] Fast Discharge Mode in ESD-testing, B. Daout, H. Ryser, Proc. EMC Symp. Zürich, March 1985.
- [6] The correlation of rising slope and speed of approach in ESD tests, D. Daout et al, Proc. EMC Symp. Zürich, March 1987.
- [7] Electromagnetic compatibility for industrial-process measurement and control equipment, Part 2: Electrostatic discharge requirements, IEC Publ. 801-2.
- [8] ESD Testing: The interface between simulator and equipment under test, P. Richman and A. Tasker, Proc. EMC Symp. Zürich, March 1985.
- [9] Bringing ESD testing into the 20th century, H. Hyatt and H. Melberg, IEEE Symp. EMC, Santa Clara, Sept. 1982.
- [10] Electrostatic Discharge: Understand, Simulate and Fix ESD Problems, M. Mardiguian, ICT, Inc. Dec. 1985, ISBN 0-932263-27-5.

- [11] ESD protection test handbook, Key Tek Instrument Corp., Burlington, MA 011803, USA, 1986.
- [12] Electrostatic Discharge (ESD), Susceptibility of Electronic Devices; Rome Air Development Center, Reliability Analysis Center, VZAP-1, 1983.
- [13] Electrostatic sensitive devices, Guidline for handling, Philips Publ. UT-D1614(10), Dec. 1981, UDC 621-3-77.
- [14] Prevention of ESD damage of MOS IC's, Philips Techn. Publ. 100, 6 May 1983.
- [15] Mil STD 883C, Test Methods and Procedures for Micro Electronics.
- [16] DOD STD 1686, ESD control program for protection of electrical and electronic parts, assemblies and equipment.
- [17] DOD HDBK-263, ESD control handbook for protection of electrical and electronic parts, assemblies and equipment.
- [18] Making ESD Damage Prevention Simple: make no sparks, Dan. C. Anderson, Microelectronics Manufacturing and Testing, March 1986.
- [19] Beïnvloeding van elektronische schakelingen door elektrostatische ontladingen, Dr. J.J. Goedbloed, EMI/EMC Seminar K&H, mei 1987.
- [20] Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium Proceedings, EOS 1 t/m 9, 1979 t/m 1987, IIT Research Institute.
- [21] Electromagnetic Compatibility, A:Electrostatic discharges, B:Printed wiring boards, B.Danker, APL, Consumer Electronics.
- [22] Revision of IEC Publication 801-2, Electrostatic discharge requirements (Draft), IEC-TC 65 (seccr.) 136, Aug.1989.
- [23] EOS/ESD Technology, Europe. Magazine for ESD-Control Professionals in the Electronics Industry, Spring 1990.
- [24] Handbook of ESD Control: The Comprehensive and Sensible Approach, Practical Technologies Inc., Clearwater, Fl. 34620.
- [25] Enkele aspecten van "Electrostatic Discharge"(ESD), J.J.Goedbloed, Philips Research Laboratories, Eindhoven.



## HOOFDSTUK 12. DIGITALE ELECTRONICA.

Door: L.P.Jaanssen, Philips Natuurkundig Laboratorium.

### 1. Inleiding.

In professionele en consumenten electronica wordt op steeds grotere schaal digitale electronica gebruikt. Het succes van deze digitalisering is mede afhankelijk van het feit of de EMC problemen van digitale electronica opgelost kunnen worden. Problemen met betrekking tot susceptibiliteit kunnen ontstaan door pulsvormige storingen zoals ESD en netstoringpulsen. Ook de emissie van digitale electronica geeft een EMC probleem, dat samenhangt met de grote bandbreedte van digitale circuits (denk aan de Fourier-getransformeerde van pulsvormige signalen).

Het is van groot belang dat de EMC problemen op een eenvoudige en goedkope manier worden opgelost. De meeste EMC problemen zijn eenvoudig en goedkoop op te lossen wanneer men in het ontwerpstadium rekening houdt met de mogelijke EMC problemen. Daarom zal in dit hoofdstuk ingegaan worden op enige aspecten van de digitale EMC problematiek, waar men in de ontwerpfase rekening mee moet houden. In paragraaf 2 zal de stoormarge van digitale componenten behandeld worden. In tegenstelling tot wat men vaak denkt zijn digitale schakelingen namelijk niet ongevoelig voor storingen. Ze zijn wel minder gevoelig dan analoge schakelingen, maar een verstoring van een digitale schakeling kan veel grotere gevolgen hebben. Wat in het analoge deel van een CD-speler ervaren wordt als een 'piepje' of een 'krakje', kan in het digitale deel van het circuit leiden tot het volledig fout functioneren van het systeem doordat er een bit van niveau verandert. Als voorbeeld kan men ook denken aan een robot. Door een verstoring in het analoge deel van de sturing van de arm zal de plaatsing iets af kunnen wijken. Treedt er echter een fout op in de digitale sturing, dan kan het gebeuren dat de robot levensgevaarlijke maaibewegingen gaat maken. Aangezien de stoormarge een vast gegeven is bij een bepaalde logica familie, kan men beïnvloeding van de schakeling alleen beperken door een goed printontwerp (zie hoofdstuk 19) of door toepassing van softwarematige oplossingen, wanneer men met microprocessors werkt. Aan de software-matige oplossing van stoorproblemen zal in paragraaf 3 aandacht besteed worden. Hoewel het gebruik van software niet direct

verbonden lijkt te zijn met EMC is het toch een belangrijk onderdeel van een 'EMC-vriendelijk' digitaal ontwerp in micoprocessorsystemen. In paragraaf 3 zal eerst ingegaan worden op de detectie van fouten in het systeem en vervolgens zal er kort worden ingegaan op de te nemen maatregelen wanneer er een fout ontdekt is.

Door de toenemende bandbreedte van digitale logica, moet men over de problemen van het verzenden van signalen over een leiding na gaan denken. Men moet de signaalleidingen gaan beschouwen als lange leidingen, wat leidt tot het gebruik van transmissielijn-theorie. Op dit probleem zal in paragraaf 4 worden ingegaan.

Ook een gevolg van de grote bandbreedte van digitale logica is de emissie van storingen. Hoe deze problemen ontstaan en hoe ze door het gebruik van een andere logica-familie gereduceerd kunnen worden is aangegeven in paragraaf 5.

Tot slot van dit hoofdstuk zal kort ingegaan worden op de interfacing tussen twee systemen. Hier worden de transmissielijn, de zender en de ontvanger behandeld.

Een laatste algemene opmerking die in de inleiding thuis hoort is dat de digitale schakeling is opgebouwd uit analoge componenten. De stoorproblemen die bij digitale systemen optreden zijn dus allen analoge problemen. Dit betekent dat een digitaal electronicus van deze tijd niet kan zonder een goede kennis van de analoge electronica.

## 2. Stoormarge; analyse.

### 2.1 Inleiding.

Zoals in de inleiding is vermeld zijn digitale schakelingen niet ongevoelig voor (meestal pulsvormige) storingen. Om aan te geven wat de storingsgevoeligheid van de schakeling is, is de term stoormarge ingevoerd.

Onder de stoormarge wordt in het algemeen verstaan: de maximale grootte van een pulsvormig stoorsignaal dat in het circuit aanwezig is, waarbij de werking van het digitale circuit nog net niet verstoord wordt.

Om tot een getalswaarde van de stoormarge te komen, moeten enige stooromstandigheden vastgelegd worden.

- Staat de stoorspanning in serie met het signaal, is het een CM-storing of staat de storing op de voeding.
- Staat de stoorspanning op één knooppunt (we spreken dan van een enkelvoudige stoormarge) of op meerdere knooppunten (we spreken dan van een worst-case stoormarge).
- Op welke knooppunten vindt de storing plaats en bij welke logische toestand.
- Wat is de voedingsspanning, temperatuur en belasting van het systeem.
- Wat is de tijdsduur van de storing.

Over de duur van de storing is nog het volgende te zeggen. De stoormarge wordt meestal bepaald met een pulsformig signaal. Is de pulsbreedte,  $\tau_H$ , van de stoorpuls groot vergeleken met de stijgtijd,  $\tau_R$ , van de logica familie, dan spreekt men over de statische stoormarge, zie par.2.2. Is  $\tau_H$  van de stoorpuls kleiner dan de  $\tau_R$  van de logica familie, dan spreekt men over de dynamische stoormarge, zie par.2.3.

Wanneer men stoormarges beschouwt, dient men steeds in gedachten te houden dat de digitale schakeling opgebouwd is uit analoge componenten en zich zodoende analoog zal gedragen.

## 2.2 Statische stoormarge.

### 2.2.1 Enkelvoudige statische stoormarge.

In Fig.2.1 is de transferkarakteristiek van een ideale inverterende bouwsteen gegeven.

Als men aanneemt dat  $V_L$  en  $V_H$  even ver van het omschakelpunt  $V_T$  liggen, dan is de stoormarge  $V_{Nmax}$  te definiëren als:

$$V_{Nmax} = V_T - V_L - V_H - V_T$$

Zolang bijvoorbeeld op de ingang van de schakeling  $V_L + V_{st}$  lager is dan  $V_L + V_{Nmax}$ , dus zolang de stoorspanning  $V_{st} < V_{Nmax}$  is, zal de uitgang van de schakeling altijd hoog blijven.

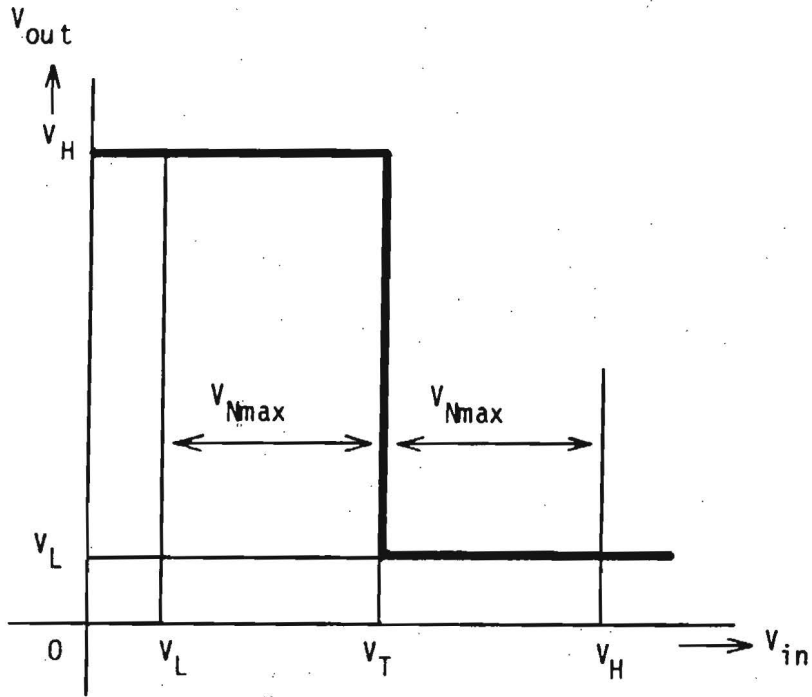


Fig.2.1 Transferkarakteristiek van een ideale inverterende bouwsteen.

De transferkarakteristiek uit Fig.2.1 is voor sommige C-MOS schakelingen wel geldig, maar bij TTL en ECL logica is het overgangspunt  $v_T$  niet eenduidig. Men heeft hier meer te maken met een overgangstraject, zoals in Fig.2.2 is aangegeven.

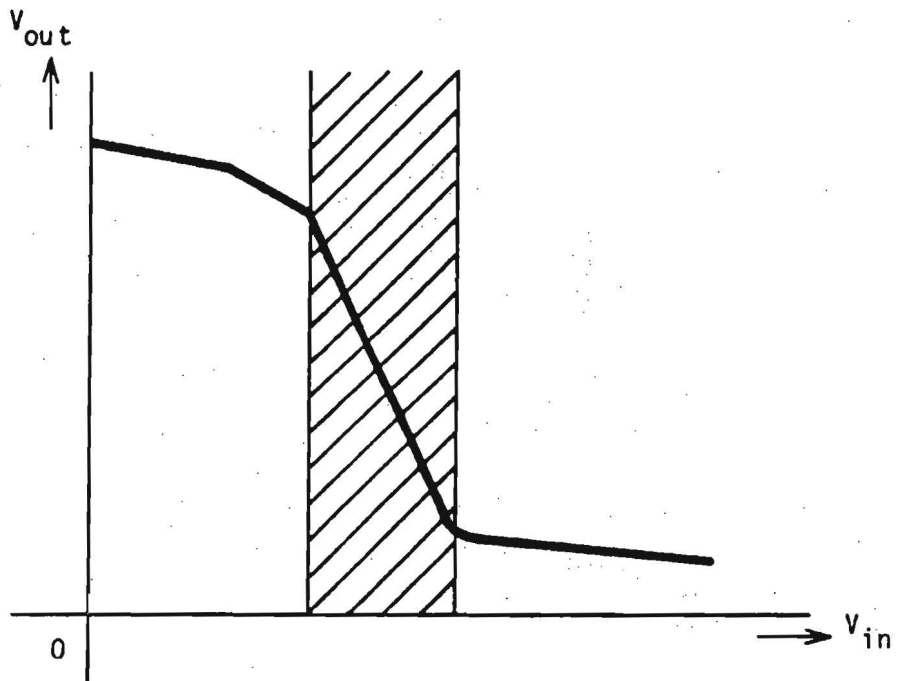


Fig.2.2 Realistische transferkarakteristiek van een inverterende bouwsteen.

In deze figuur ziet men dat  $V_T$ ,  $V_L$  en  $V_H$  niet meer eenduidig zijn te bepalen. Hierdoor is de bovenstaande definitie van  $V_{Nmax}$  niet te handhaven. Er zal dus naar een andere manier gezocht moeten worden om de stoormarge te bepalen.

Een manier om een indruk van de stoormarge te krijgen is het beschouwen van de overdrachtskarakteristieken van de bouwsteen. In Fig.2.3 [1] is een voorbeeld van een overdrachtskarakteristiek van een normale TTL bouwsteen gegeven. Men kan hier zien dat de gegarandeerde uitgangsspanning voor een logische 'nul',  $V_{OLmax}$ , kleiner dan 0.5 V is. De maximale ingangsspanning die nog als een logische 'nul' door de poort gezien wordt,  $V_{ILmax}$ , is 0.8 V. Dit betekent dat de stoormarge voor een 'nul' niveau in het slechtste geval 0.3 V is.

Een zelfde redenering kan gehouden worden voor het 'één' niveau; de minimale stoormarge is dan 0.5 V. Aangezien men niet weet wanneer de storing optreedt, moet men de laagste waarde, 0.3 V, aanhouden. In tabel 2.1 zijn voor diverse soorten logica de op deze manier bepaalde stoormarges gegeven. Hierin is  $V_{NOmax}$  de minimale stoormarge voor het 'nul' niveau en  $V_{NLmax}$  de minimale stoormarge voor het 'één' niveau. De logische slag is gegeven door  $V_{LH}$ .

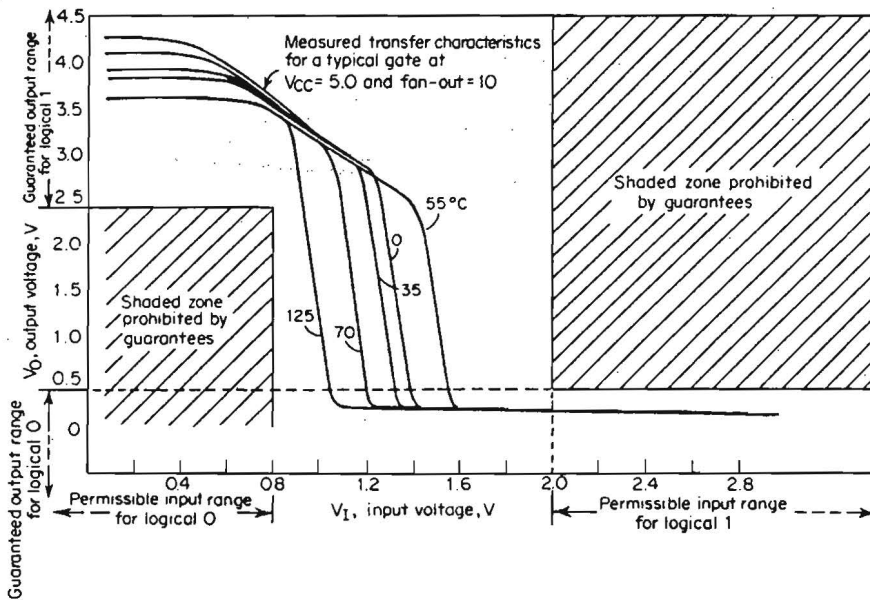


Fig.2.3 Transferkarakteristiek van een TTL bouwsteen.

In een omgeving waar stoorspanningen door de circuits zelf worden opgewekt en optreden ten gevolge van overspraak tussen geleiders, bijvoorbeeld overspraak op een print, zijn de stoorspanningen evenredig met de logische slag  $V_{LH} = V_H - V_L$ . Men kan hier het begrip relatieve stoormarge hanteren. De relatieve stoormarge is dus gedefinieerd als de stoormarge gedeeld door de logische slag. In tabel 2.1 is dit aangegeven in procenten achter de  $V_{NOmax}$  en de  $V_{NImax}$ .

Logica	$V_{LHtyp}$ (V)	$V_{NOmax}$ (V) (%)	$V_{NImax}$ (V) (%)
CMOS	4,9	0,95 (19%)	0,95 (19%)
LS-TTL	3,1	0,4 (13%)	0,7 (23%)
F-TTL	3,0	0,5 (16%)	0,7 (23%)
HC-MOS	4,1	1,25 (30%)	1,25 (30%)
HCT-MOS	4,1	0,7 (17%)	2,4 (59%)
ECL-10k	0,76	0,135 (18%)	0,130 (17%)
ECL-100k	0,76	0,155 (20%)	0,125 (16%)
ACL (AC)	3,6	1,0 (27%)	0,8 (22%)
ACL (ACT)	3,6	0,44 (12%)	1,9 (52%)
ABT	3,0	0,25 (8%)	1,0 (33%)

Tabel 2.1 Minimale statische stoormarge.

Hoewel op deze manier wel een indruk is te krijgen van de minimale stoormarge van diverse soorten logica, is de stoormarge in de praktijk groter; men ziet dat in Fig.2.3 de 'typical' overdrachtskarakteristieken ver binnen de door de fabrikant gegarandeerde stoormarge ligt.

Met behulp van de 'typical' overdrachtskarakteristieken kan de 'typical' enkelvoudige statische stoormarge van de logica bepaald worden.

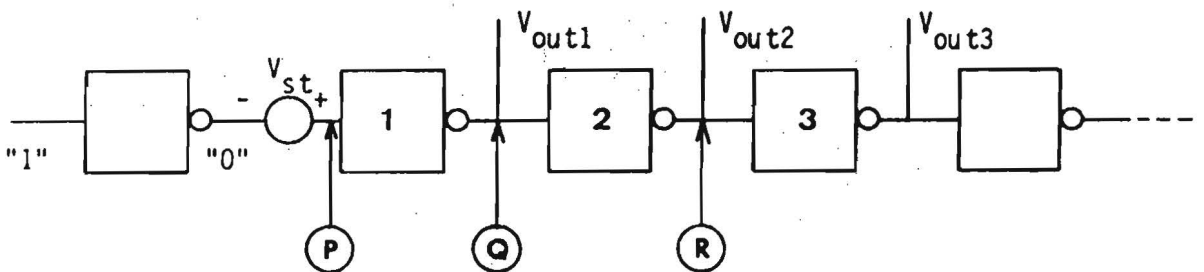


Fig.2.4 Schema ter bepaling van de enkelvoudige statische stoormarge.

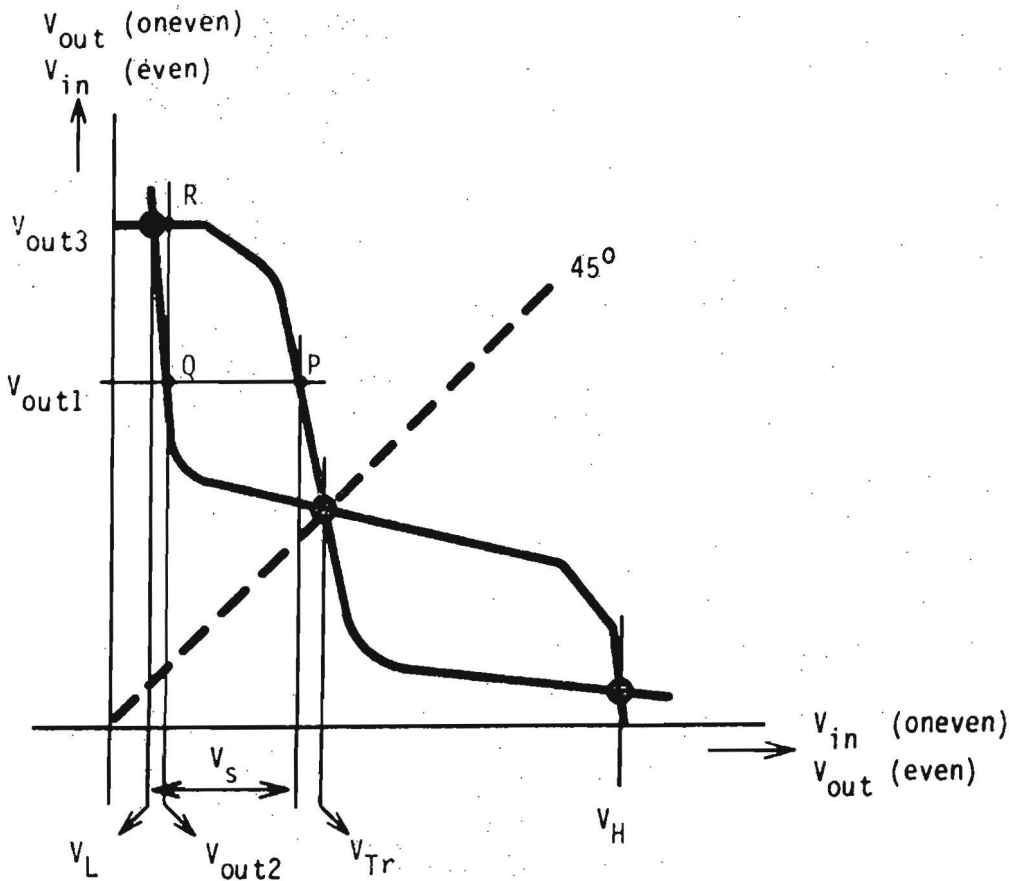


Fig.2.5 Grafische bepaling van de enkelvoudige statische stoormarge.

Men gaat hierbij uit van een keten van identieke bouwstenen als in Fig.2.4. De enkelvoudige statische stoormarge kan men nu definiëren als die maximale stoorspanning die aan het begin van de keten mag optreden, opdat de verstoring van de uitgangsspanningen in de keten naar rechts toe convergeert naar logische niveau's die de uitgangen al hadden voordat de storing optrad. Er wordt dus wel een verstoring van de uitgang toegelaten; zolang de verstoring in absolute waarde afneemt en nergens leidt tot een logische polariteit tegengesteld aan de oorspronkelijke polariteit. Hier ziet men ook het analoge karakter van digitale schakelingen weer terug.

Grafisch kan men de enkelvoudige statische stoormarge bepalen door bijvoorbeeld de 'typical' overdrachtskarakteristiek van een inverterende bouwsteen te beschouwen. Men moet de transferkarakteristiek spiegelen om de 45°-as (lijn  $V_{in} - V_{out}$ ) en beide karakteristieken in één figuur zetten, zie Fig.2.5. Men heeft nu de oorspronkelijke

transferkarakteristiek voor de oneven bouwstenen, met  $V_{in}$  langs de horizontale en  $V_{out}$  langs de verticale as. Voor de even bouwstenen heeft men de gespiegelde karakteristiek, met  $V_{in}$  langs de verticale en  $V_{out}$  langs de horizontale as. De snijpunten van de karakteristiek en zijn gespiegelde vormen nu de punten  $V_L$ ,  $V_H$  en  $V_T$ . De enkelvoudige statische stoormarges voor het 'nul' en 'één' niveau zijn nu:

$$V_{NOmax} = V_T - V_L \quad \text{en} \quad V_{NImax} = V_H - V_T$$

Omdat  $V_{NOmax}$  meestal ongelijk is aan  $V_{NImax}$ , wordt de de kleinste van de twee waarden de enkelvoudige statische stoormarge van de bouwsteen genoemd.

2.2.2 Worst-case stoormarge.

In de vorige paragraaf is er van uitgegaan dat de storing maar op één plaats in het circuit optreedt. In de praktijk zal de storing echter op meerdere plaatsen in het systeem optreden. Het worst-case geval treedt op wanneer deze storing op alle plaatsen even groot is. Daarom is er nog een tweede definitie van de stoormarge, namelijk de worst-case stoormarge. Hierbij wordt verondersteld dat een reeks gelijke stoorbronnen op alle knooppunten aanwezig is. De polariteit van de stoorbron is zodanig dat de reeds aanwezige verstoring wordt versterkt en niet gecompenseerd (let op de tekens in Fig.2.6).

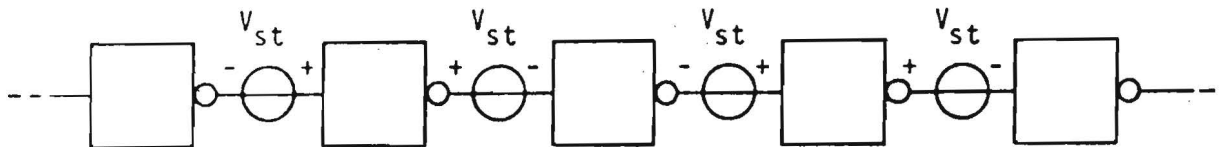


Fig.2.6 Schema ter bepaling van de worst-case statische stoormarge.

In dit geval wordt de stoormarge bepaald door het maximale vierkant dat men in de oorspronkelijke en de gespiegelde transferkarakteristieken kan tekenen, zie Fig.2.7.



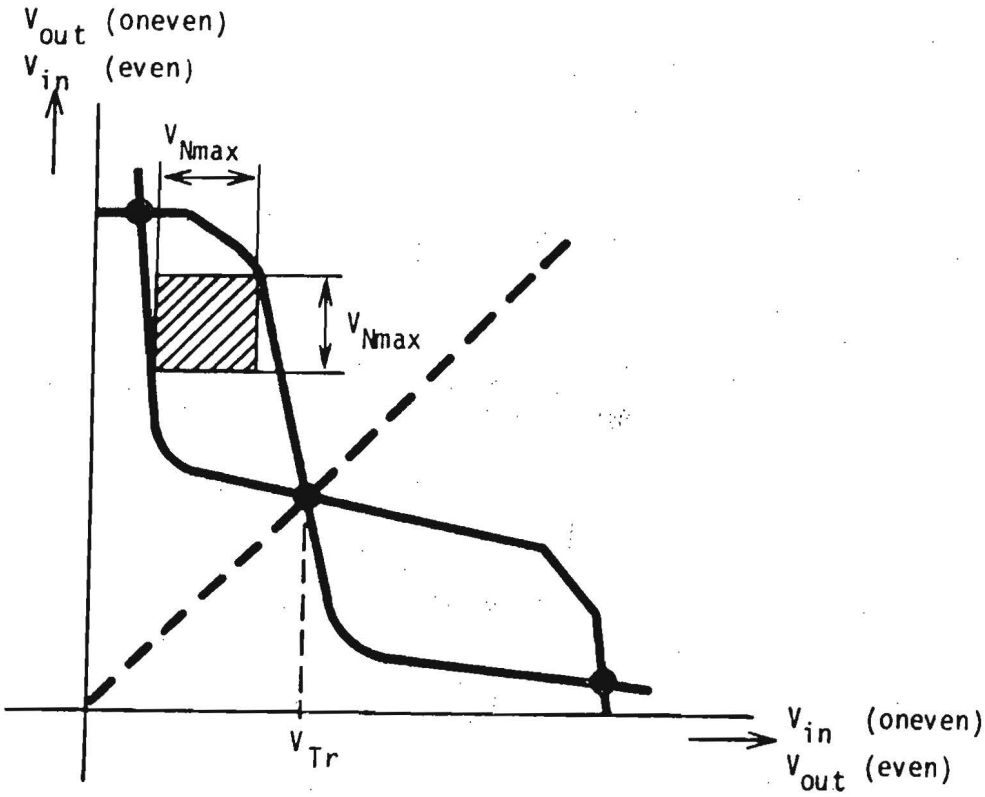


Fig.2.7 Grafische bepaling van de worst-case statische stoormarge, bij een inverterende bouwsteen.

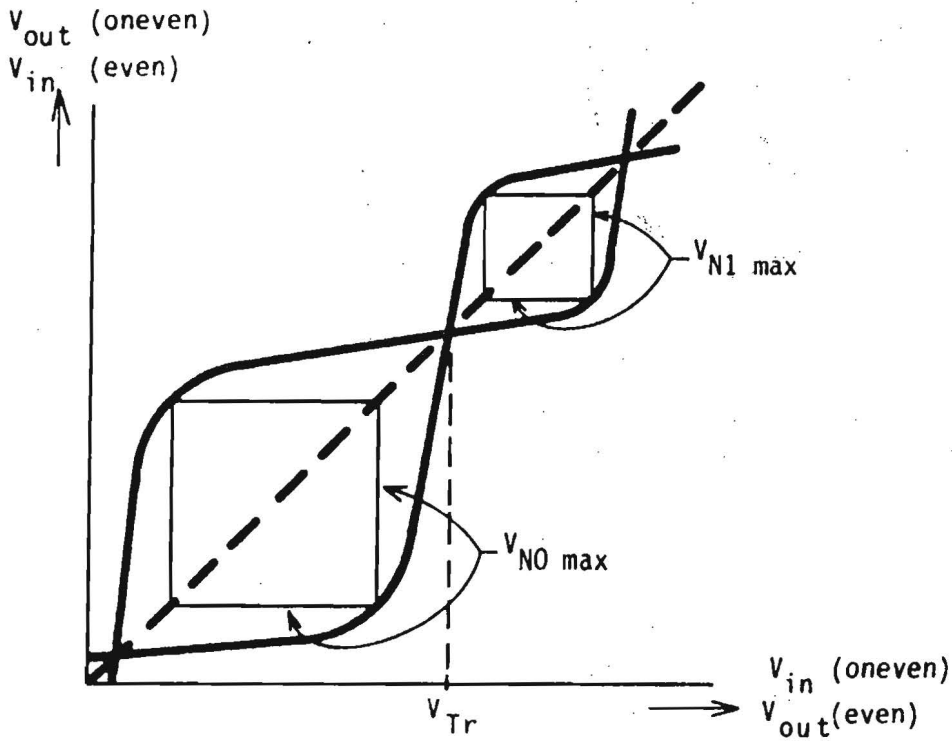


Fig.2.8 Grafische bepaling van de worst-case statische stoormarge, bij een niet-inverterende bouwsteen.

Bij een inverterende bouwsteen zijn de beide vierkanten gelijk. Echter, bij een niet inverterende bouwsteen kan men weer een aparte  $V_{NOmax}$  en een  $V_{Nlmax}$  definiëren, zie Fig.2.8. Ook hier geldt weer dat de kleinste van de twee spanningen de worst-case stoormarge bepaalt.

### 2.3 Dynamische stoormarge.

Bij de dynamische stoormarge gaat het om storingspulsen die korter duren dan de stijgtijd,  $\tau_R$ , van de betreffende logica.

In de praktijk is de dynamische stoormarge van belang bij transientvormige signalen. Men dient er echter rekening mee te houden, dat door de steeds sneller wordende logica de stoorpulsen meestal nog in het gebied van de statische stoormarge vallen.

Zoals reeds vermeld is een digitaal circuit opgebouwd uit analoge componenten. Bij analoge versterkerschakelingen, die buiten de band werken, moet men, bij het verhogen van de frequentie, de amplitude van hetingangssignaal verhogen om dezelfde uitgangsspanning te krijgen; dus de versterking neemt af bij toenemende frequentie.

Bij digitale schakelingen treedt eenzelfde effect op. Wanneer men de pulsduur van hetingangssignaal steeds kleiner maakt, m.a.w. de frequentieinhoud laat toenemen, zal de schakeling nog steeds werken, mits de spanning van de ingang maar vergroot wordt.

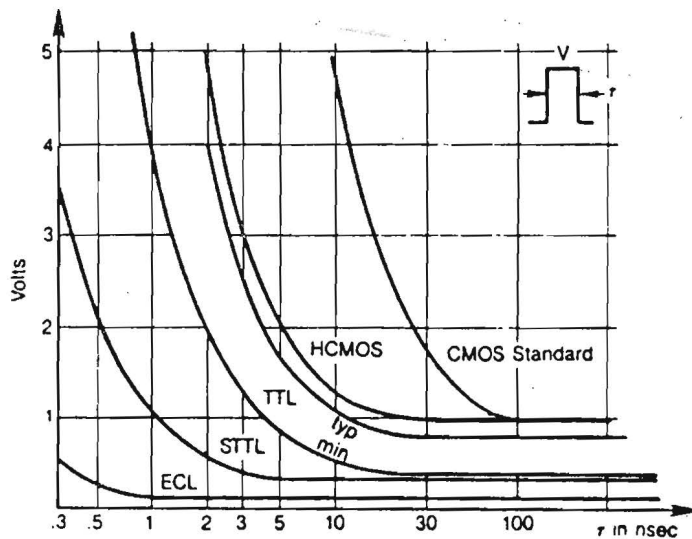


Fig.2.9 Dynamische stoormarge van diverse logica families.

In Fig.2.9 [2] zijn enige voorbeelden gegeven van enkele logica families. Men kan in deze grafiek zien dat een tragere logica minder snel verstoord zal worden door korte pulsen, dan een snellere logica. Echter, voor alle logica families geldt dat een stoorpuls van enkele Volts al voldoende is om de logica te verstoren (ESD pulsen en transiënten hebben meestal veel hogere spanningen). Tenslotte volgt uit de grafiek dat voor storingspulsen die langer zijn dan  $\tau_R$  van de logica, de statische stoormarge weer geldt.

Tot slot van deze paragraaf dient nog opgemerkt te worden dat er bij een te grote energie van de stoorpuls (laterale) beschadiging van de circuits kan optreden.

#### 2.4 Storingen op voedingsleidingen.

In de vorige paragrafen is gesproken over stoorpulsen die op de signaalleidingen staan. Wat gebeurt er nu als er storingspulsen op de voeding staan. Dit is te zien aan de hand van Fig.2.10. Hier zijn uitgangscircuits van een TTL en een C-MOS circuit gegeven.

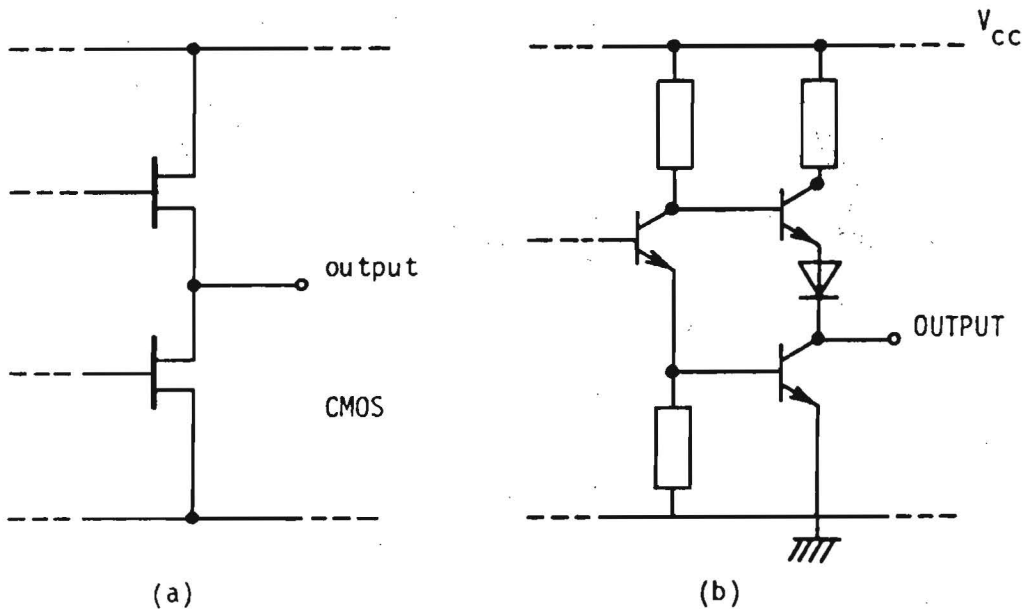


Fig.2.10 Uitgangscircuits van een C-MOS (a) en een TTL (b) circuit.

Men ziet direct dat storingen op de voeding of de GND direct in serie komen te staan met de uitgang. Dat betekent dat in een eerste orde benadering de stoormarge voor de voeding gelijk is aan de stoormarges op de signaalleidingen, zoals die in de vorige paragrafen behandeld zijn. Verderop in dit hoofdstuk zal nog blijken dat een deel van de stoormarge van de logica 'verbruikt' wordt ten gevolge van het functioneren van de logica zelf, zie paragraaf 4.6.

### 3. Foutdetectie en correctie; analyse en oplossingen.

#### 3.1 Inleiding.

Ondanks alle externe maatregelen (juiste print lay-out, ontkoppelcondensatoren, afscherming, filtering etc.) die genomen kunnen worden ter voorkoming van storingen, kan het toch voorkomen dat een storing die de stoormarge overschrijdt het systeem beïnvloedt. In microprocessorsystemen kan dit leiden tot programmafouten. De software kan in een oneindig durende lus terecht komen of het programma kan voortgezet worden met fouten die kunnen leiden tot gevaarlijke acties. Men kan maatregelen nemen die ervoor zorgen dat een inwendige storing uitwendig geen blijvend effect te zien geeft. Men spreekt in dat geval van 'fault-tolerant' systemen.

Men kan de maatregelen echter ook zodanig kiezen, dat bij een verstoring het systeem in een voorgeschreven toestand komt, en vervolgens de voortgang van het proces stopt. Men spreekt in dat geval van een 'fail-safe' systeem.

Als voorbeeld van een 'fault-tolerant' systeem kan men een local area network beschouwen. Bij het optreden van een storing kan het voorkomen dat de verzonden data verminkt is. Het systeem is echter zo ontworpen dat de verbinding tussen zender en ontvanger niet verbroken zal worden door de verstoring, maar dat de ontvanger aan de zender vraagt om hertransmissie van de data. Voor de gebruiker is de opgetreden verstoring niet merkbaar.

Als voorbeeld van een 'fail-safe' systeem kan men de besturing van een robot-arm beschouwen. Bij het optreden van een fout zal de robot stoppen met functioneren en in een veilige rusttoestand terecht komen. Hierdoor

zullen levensgevaarlijke bewegingen van een robot niet voor kunnen komen.

Men dient er rekening mee te houden dat een verstoring van het systeem overal voor kan komen. De verstoring kan in de RAM, CPU-registers, perifere IC's en op bussen plaats vinden en variëren van één enkele bitfout tot totale verminking van RAM data. Als de programmateller bijvoorbeeld verstoord wordt, kan dit ertoe leiden dat de processor data uit het geheugen als 'op-codes' gaat behandelen, met alle gevolgen van dien.

In de volgende paragrafen zullen enige oplossingen behandeld worden die toegepast kunnen worden om te voorkomen dat systemen verstoord worden. Natuurlijk zijn er nog vele andere mogelijkheden, maar daarvoor wordt verwezen naar de literatuur [6,7,8,9,10].

### 3.2 Foutdetectie.

De eerste stap in het optreden tegen fouten is de detectie van die fouten. Er moeten dus speciale tests in het systeem ingebouwd worden, die bij een fout aan de bel trekken. Hieronder zijn er een aantal vermeld.

- Detectie van fouten in de 'program-flow'
  - Software controle punten
  - Hardware timers
  - Software tekens
  - 'No-op' codes
- Detectie van fouten in IO
  - Type en range controle
  - Software filtering
  - Hercontrole van outputs
- Detectie van fouten in het geheugen
  - Pariteitsbit
  - Checksums

In de volgende paragrafen zullen alle bovenstaande detectiemethoden nader worden beschreven.

### 3.2.1 Detectie van fouten in de 'program-flow'.

#### - Software controle punten.

Deze techniek is goed bruikbaar wanneer de fout optreedt dat de software in een oneindig durende lus terecht komt. Hierbij onderbreekt een apart programma regelmatig het functionele programma en controleert of er bepaalde controlepunten gepasseerd zijn. Zo niet, dan wordt aangenomen dat het functionele programma in een oneindige lus is geraakt en wordt naar een foutmeldings- of fouterstellende routine gesprongen.

#### - Hardware timers.

Wanneer de 'interrupts' van de processor gedeactiveerd zijn, en het programma is in een oneindig durende lus terecht gekomen, zal de software het proces niet kunnen onderbreken. Men heeft dan een extern circuit nodig dat de oneindige lus onderbreekt; een zogenaamde 'watch-dog timer'. Deze timer wordt bij het normaal doorlopen van het programma elke keer door de processor 'gereset'. Wanneer de 'reset' door een fout niet plaats vindt, zal de timer een niet gemaskeerde 'interrupt' of een 'reset' aan de processor geven.

#### - Software tekens.

Een eenvoudige software techniek is het meegeven van een bepaald karakter bij het aanroepen van een subroutine. Bij het terugkeren van de routine naar het hoofdprogramma moet hetzelfde karakter weer terugkomen. Is dit niet het geval, dan is het programma van een verkeerde locatie teruggesprongen en kunnen er maatregelen genomen worden.

#### - 'No-op' codes.

Door niet gebruikte geheugencellen te vullen met 'no-op' codes (meestal hex 00), zal de processor geen probleem ondervinden bij het fout springen naar een dergelijke geheugenlocatie. Door aan het eind van een 'no-op' code blok een sprong naar een foutroutine te maken, heeft men de mogelijkheid om fouten te detecteren.

### 3.2.2 Detectie van fouten in IO.

#### - Type en range controle.

Men kan de inkomende data van bijvoorbeeld sensoren controleren op hun waarde. Is de ingekomen waarde onmogelijk (bijvoorbeeld een te hoge temperatuur), dan weet men dat er een fout is opgetreden en kan er naar een foutroutine gesprongen worden. Data die door mensen ingegeven wordt kan gecontroleerd worden op syntax en geldigheid.

#### - Software filtering.

Een eenvoudige software filtertechniek is het meerdere keren inlezen van dezelfde data, en deze data met elkaar vergelijken. Is er door een kortstondige puls (b.v. een transient) een stuk data verminkt, dan kan deze informatie uit het systeem verwijderd worden en treedt geen fout op.

#### - Hercontrole van outputs.

Een goede methode om uitgaande signalen te controleren is het opnieuw inlezen van de data, maar nu op de werkelijke uitgangen van het systeem. Deze data zal dan vergeleken moeten worden met de oorspronkelijk verstuurde data die in het geheugen bewaard is. Is er een verschil, dan kan men besluiten tot het opnieuw verzenden van de output data vanuit het geheugen.

### 3.2.3 Detectie van fouten in het geheugen.

#### - Pariteitsbit.

Een eenvoudige controle van gegevens in het geheugen is de toevoeging van een pariteitsbit. Het pariteitsbit wordt zodanig gezet, dat het aantal 'éénen' in een locatie altijd even is. Als er een bit ongewenst verandert, zal het pariteitsbit niet meer kloppen en is dus een foutmelding mogelijk. Fouten van meer dan één bit kunnen niet door het pariteitsbit herkend worden.

- Checksums.

Checksums, de rekenkundige som van data in een tabel, moeten bij de data opgeslagen worden en kunnen fouten van meerdere bits wel ontdekken. Als de opgeslagen data vervolgens ingelezen wordt, moet men opnieuw de checksum bepalen en vergelijken met de oorspronkelijk opgeslagen waarde. Is de waarde hetzelfde, dan kan men aannemen dat de opgeslagen data niet van waarde veranderd is. Is de checksum niet gelijk, dan heeft U een probleem, dat misschien met een foutcorrectie op te lossen is.

### 3.3 Fout correctie.

Wanneer een fout gedetecteerd is moet er actie ondernomen worden. Dit hoeft niet altijd een actieve actie te zijn.

Voor data fouten in bijvoorbeeld geheugens kan men in plaats van foutdetecterende codes, zoals pariteitsbit en checksums, ook foutcorrigerende codes gebruiken. Door het toevoegen van extra bits aan de weg te schrijven data, kunnen bepaalde codes fouten in data corrigeren. In [7] is een code beschreven, die door toevoeging van 6 bits aan een 16 bits woord één fout bit in dat woord kan corrigeren. Wanneer er 2 bitfouten in een woord voorkomen kan de fout niet gecorrigeerd, maar wel gedetecteerd worden. Zeker in een tijd dat geheugens goedkoop zijn is dit een zeer elegante oplossing.

Een eenvoudige actie bij de detectie van een fout is een 'reset' van de processor. In bepaalde systemen is het geven van een 'reset' niet mogelijk (denk aan een 'flight control computer' in een vliegtuig). In dat geval zal men naast de toepassing van foutcorrigerende codes andere criteria moeten gebruiken om fouten te herstellen. Het voert voor deze cursus te ver om daar dieper op in te gaan. In [8,10] worden enkele van dit soort systemen beschreven.

Tenslotte dient nog opgemerkt te worden dat door toepassing van allerlei foutcorrigerende middelen, fouten ten gevolge van een verkeerd ontwerp van het systeem onopgemerkt blijven. Het is dus aan te bevelen dat foutdetectie en foutcorrectie systemen, zeker in de testfase, aan- en uitgeschakeld kunnen worden. Het herstellen van systeemfouten door de foutcorrectie routines zal namelijk de foutcorrigerende kracht van het systeem verminderen.



4. Lange leidingen: analyse en oplossingen.

4.1 Inleiding.

Met het sneller worden van de digitale schakelingen worden zaken als looptijd op kabels en printsporen steeds belangrijker. Wanneer de looptijd van de signalen in de orde grootte van de stijgtijd,  $\tau_R$ , of afvaltijd,  $\tau_H$ , van de te verzenden pulsen komen te liggen, worden reflecties van niet karakteristiek afgesloten leidingen ook van belang. Aan de hand van de transmissielijn in Fig.4.1 zal bekeken worden wat voor gevolgen reflecties aan afsluitingen van leidingen hebben.

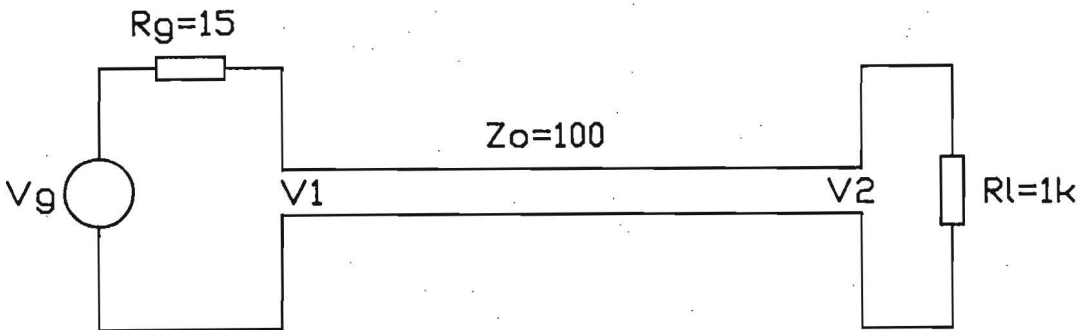


Fig.4.1 Schema van een eenvoudige transmissielijn.

Stel de karakteristieke impedantie van de lijn is  $Z_o = 100 \Omega$ . De generator heeft een inwendige impedantie  $R_g = 15 \Omega$  en de ontvanger heeft een impedantie van  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ . De waarden  $Z_o$ ,  $R_g$  en  $R_1$  zijn benaderingen van respectievelijk de karakteristieke impedantie van een transmissielijn op een PCB en van de in- en uitgangsimpedanties van LS-TTL schakelingen. De looptijd van de lijn is T sec. De bron,  $V_g$ , schakelt in een tijd  $t \rightarrow 0 \text{ s}$  van 0 V naar 5 V.

Met behulp van enige transmissielijn formules [3,4] is het verloop van de spanningen  $V_1$  en  $V_2$  in de tijd te berekenen. Het zal duidelijk zijn dat de spanning  $V_1$ , na het schakelen van de bron, in eerste instantie bepaald wordt door de spanningsdeler van de generatorimpedantie en de karakteristieke impedantie van de transmissielijn:

$$V_1 = V_g \cdot \frac{Z_o}{Z_o + R_g}$$

Om het verloop van  $V_1$  en  $V_2$  duidelijk in één diagram uit te kunnen zetten wordt gebruik gemaakt van het zogenaamde 'lattice diagram'. De verticale lijnen representeren de reflectiepunten. Er is een tijdschaal uitgezet langs iedere lijn met stappen van  $2T$  seconden.  $V_1$  start bij  $t = 0$  en  $V_2$  bij  $t = T$ . De diagonale lijnen representeren de vermeerdering van de spanning die over de lijn loopt; getrokken lijnen voor positieve en gestippelde lijnen voor negatieve veranderingen. Verder staan de reflectiecoëfficiënten,  $R$ , van de uitgang en de ingang gegeven in het diagram.

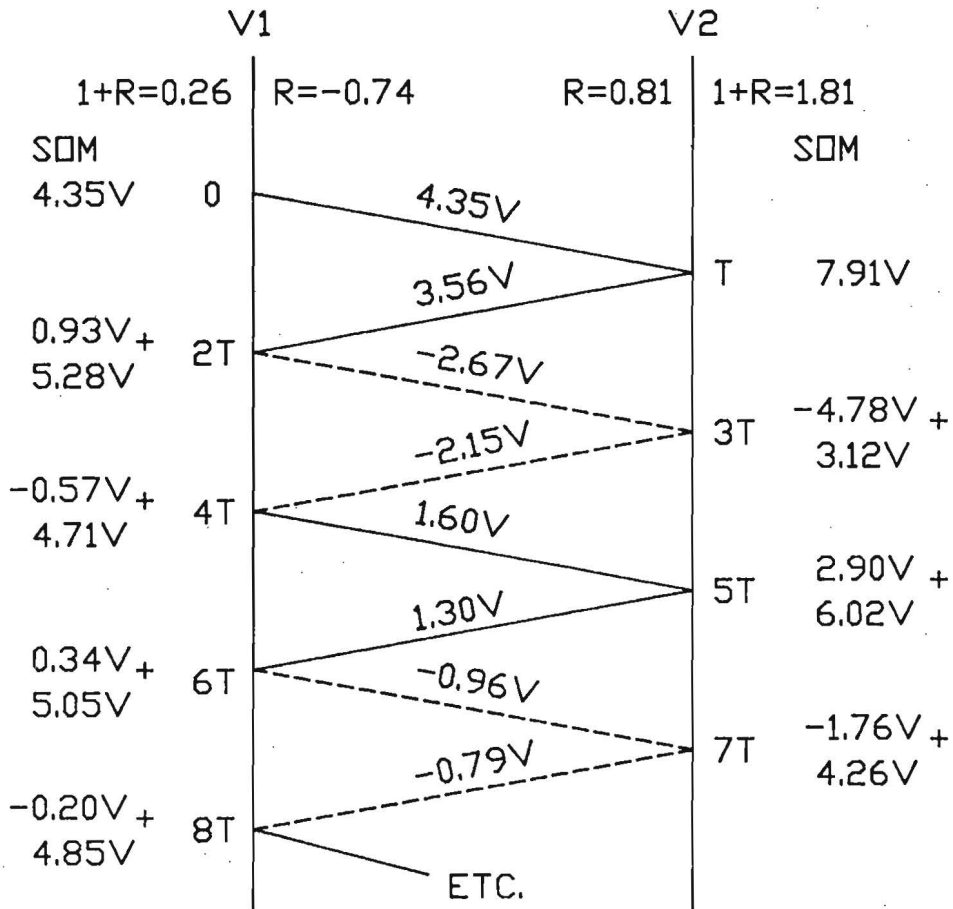


Fig.4.2 Lattice diagram behorend bij Fig.4.1.

In Fig.4.2 is het 'lattice diagram' van de configuratie uit Fig.4.1 weergegeven. In Fig.4.3 staat het verloop van de spanningen  $V_1$  en  $V_2$  in de tijd uitgezet.

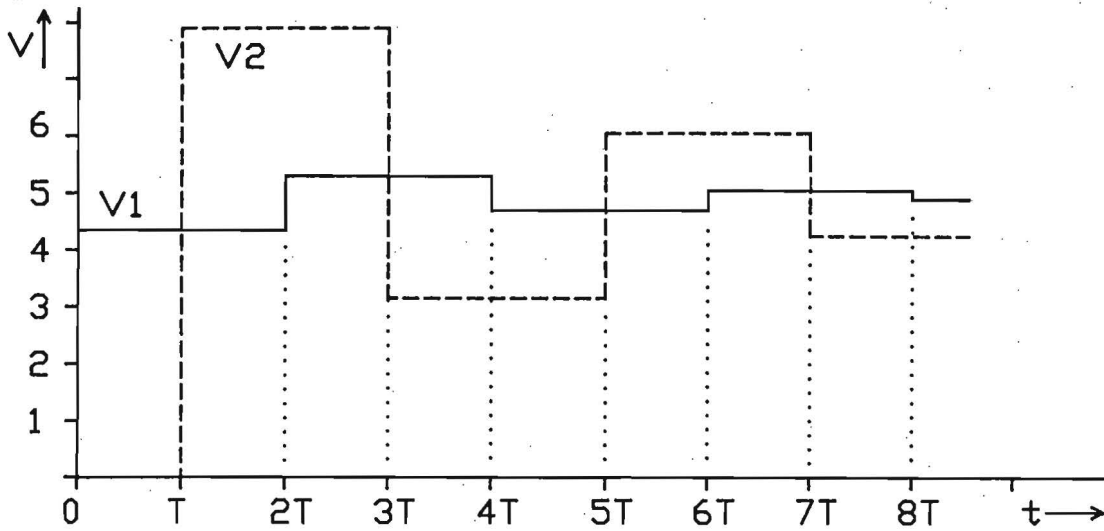


Fig.4.3 Verloop van de spanningen  $V_1$  en  $V_2$  in de tijd.

Uit de figuur blijkt duidelijk dat deingangsspanning,  $V_2$ , van het ontvangende circuit nogal varieert. Men dient zich te realiseren dat de stroommarge gedurende deze variaties niet meer gelijk is aan de eerder bepaalde waarde.

In bovenstaand voorbeeld zijn de ingang en uitgang van een digitale bouwsteen benaderd met een constante impedantie. In werkelijkheid echter zijn de stroom-spanningskarakteristieken van een device niet-lineair, zodat een vereenvoudiging tot  $R_g$  en  $R_l$  een nogal grove benadering is. Een exacte methode om in een bepaalde applicatie inzicht te verkrijgen in het verloop van de spanningen  $V_1$  en  $V_2$  is de grafische methode van Bergeron [3].

#### 4.2 Stroom-spanningskarakteristieken.

Om enig inzicht in het gebruik van stroom-spanningsgrafieken te verkrijgen volgt hier eerst een eenvoudig voorbeeld. Er wordt uitgegaan van de configuratie in Fig.4.4.

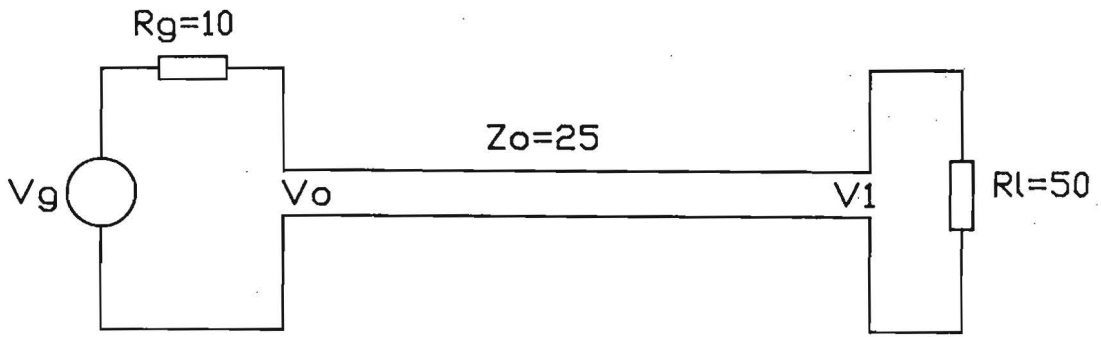


Fig.4.4 Schema van een eenvoudige transmissielijn.

De verbinding tussen  $R_g$  en  $R_l$  wordt gevormd door een transmissielijn met een inwendige impedantie  $Z_o$  en een looptijd  $t = T$ . De bron kan in een tijd  $t \rightarrow 0s$  schakelen van 0 V naar 10 V.

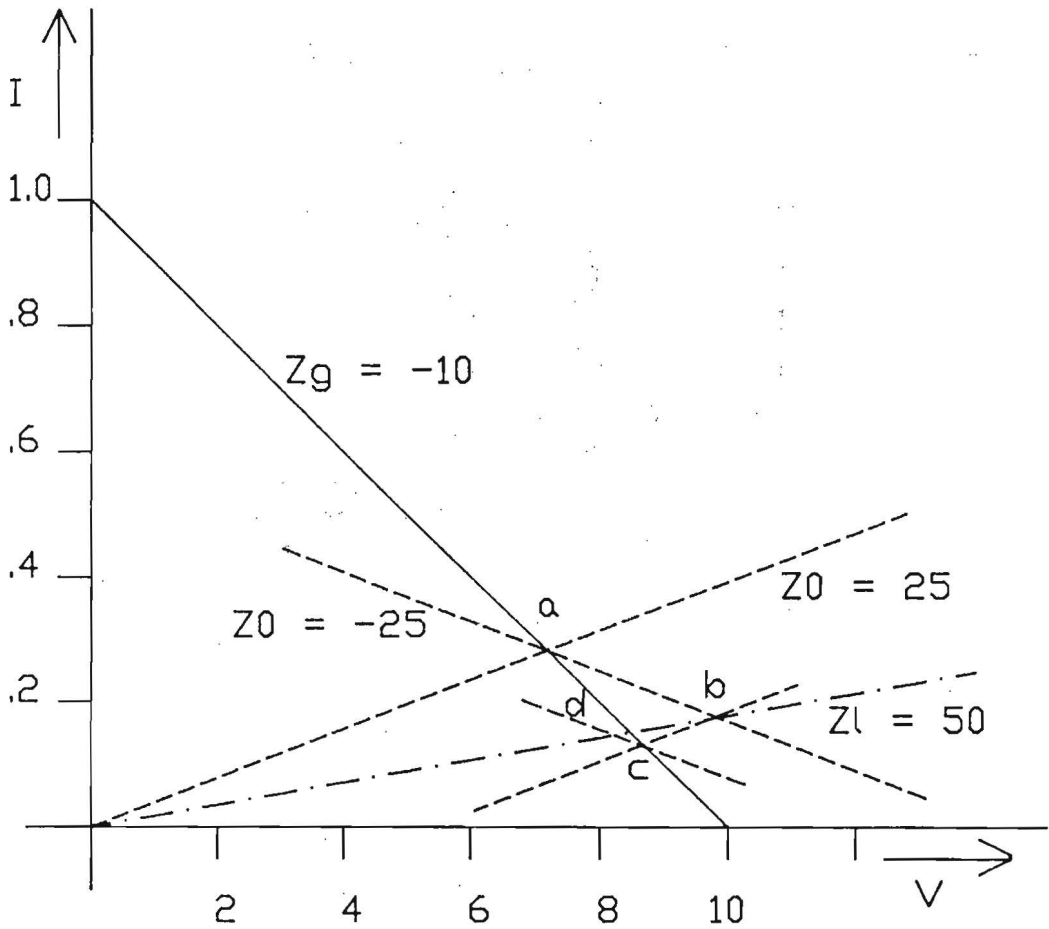


Fig.4.5 Stroom-spanningskarakteristiek behorend bij Fig.4.4.

De stroom-spanningskarakteristiek van de bron is in Fig.4.5 weergegeven als een doorgetrokken lijn. De open-klemspanning van de bron is  $V_0 = V_g$ , met  $I = 0$  A. De kortsluitstroom is gegeven door  $I_k = V_g / R_g$ , met  $V_0 = 0$  V. Alle andere mogelijke instellingen moeten liggen op de lijn met helling  $-R_g$  tussen deze twee punten. Op het tijdstip  $t = 0$  schakelt de bron van 0 V naar 10 V. De belasting die de bron met de inwendige impedantie 'ziet' is de  $Z_o$  van de transmissielijn. De stroom-spanningsverhouding voor  $Z_o = 25 \Omega$  is in Fig.4.5 gegeven door de stippellijn. De waarde waarop  $V_0$  zich instelt moet liggen op het snijpunt van de lijnen die de bron respectievelijk de impedantie van de lijn voorstellen.

De bron wordt voorgesteld door de lijn:

$$V_0 = -R_g \cdot I + V_g$$

De belasting (karakteristieke impedantie van de lijn) wordt voorgesteld door de lijn:

$$V_0 = Z_o \cdot I \rightarrow I = V_0 / Z_o$$

Als men nu uit deze meetkundige representatie van de bron en de belasting het snijpunt berekent volgt:

$$V_0 = -R_g \cdot V_0 / Z_o + V_g$$

Dus:

$$V_0 = V_g \cdot \frac{Z_o}{Z_o + R_g}$$

Dit resultaat had natuurlijk eenvoudig direct uitgerekend kunnen worden, maar is hier ter illustratie met de meetkundige representaties van de bron en de belasting bepaald. De spanning  $V_0$  staat in Fig.4.5 gegeven bij punt a.

De puls  $V_0$  loopt nu over de transmissielijn richting belasting. De stroom spanningsverhouding van de transmissielijn wordt bepaald door  $Z_o$ .

Op analoge wijze als voor de bron  $V_g$  met inwendige impedantie  $R_g$  gedaan is kan men ook nu weer een grafische representatie maken van de spanningspuls  $V_0$  die over de transmissielijn met impedantie  $Z_0$  loopt. In Fig.4.5 is dit de stippellijn met richting  $-Z_0$ . De belasting die de transmissielijn 'ziet' op tijdstip  $t = T$  is gegeven door de lijn  $R_1$ ; de gestreep-stippelde lijn in Fig.4.5. Om nu de spanning  $V_1$  te vinden moet men het snijpunt bepalen van de lijnen  $-Z_0$  en  $R_1$ , dit is punt b in Fig.4.5. Grafisch komt het erop neer dat men een lijn met helling  $-Z_0$  door punt a, moet laten snijden met de lijn  $R_1 = 50 \Omega$  om het punt b te vinden en dus om  $V_1$  te vinden.

Vervolgens reflecteert een deel van de puls op de belasting  $R_1$  en de gereflecteerde puls loopt weer terug over de lijn. Omdat de stroom fysisch gezien nu de andere kant op loopt, heeft de grafische representatie van de gereflecteerde puls een helling tegengesteld aan de vorige puls, dus de helling is  $Z_0$ . Als de gereflecteerde puls op tijdstip  $t = 2T$  bij de bron aankomt is zodoende de waarde van  $V_0$  weer te vinden door het snijpunt te bepalen van de lijnen  $Z_0$  en  $R_g$ ; punt c in Fig.4.5.

Als men dit proces laat doorlopen tot  $t \rightarrow \infty$  dan vindt men voor de spanningen  $V_0$  en  $V_1$ :

$$V_0 = V_1 = V_g \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_g}$$

#### 4.3 Bergeron diagrammen.

Eenzelfde redenering kan nu ook gehouden worden voor de stroom-spanningskarakteristieken van een digitale bouwsteen. Fig.4.6 toont de stroom-spanningskarakteristiek van de ingang  $(V_i, I_i)$  en de uitgang in de 'één' en de 'nul' toestand  $(V_{u1}, I_{u1})$  resp.  $(V_{u0}, I_{u0})$  van een LS-TTL circuit.  $P_0$  en  $P_1$  zijn de instelpunten voor het 'één' en het 'nul' niveau; de snijpunten  $(V_{u1}, I_{u1})$  respectievelijk  $(V_{u0}, I_{u0})$  met  $(V_i, I_i)$ .

Stel dat er tussen de zender en de ontvanger een lange leiding ligt met een impedantie  $Z_0$  en dat de zender op tijdstip  $t = 0$  oneindig snel van het 'één' naar het 'nul' niveau schakelt (dus van  $P_1$  naar  $P_0$ ).

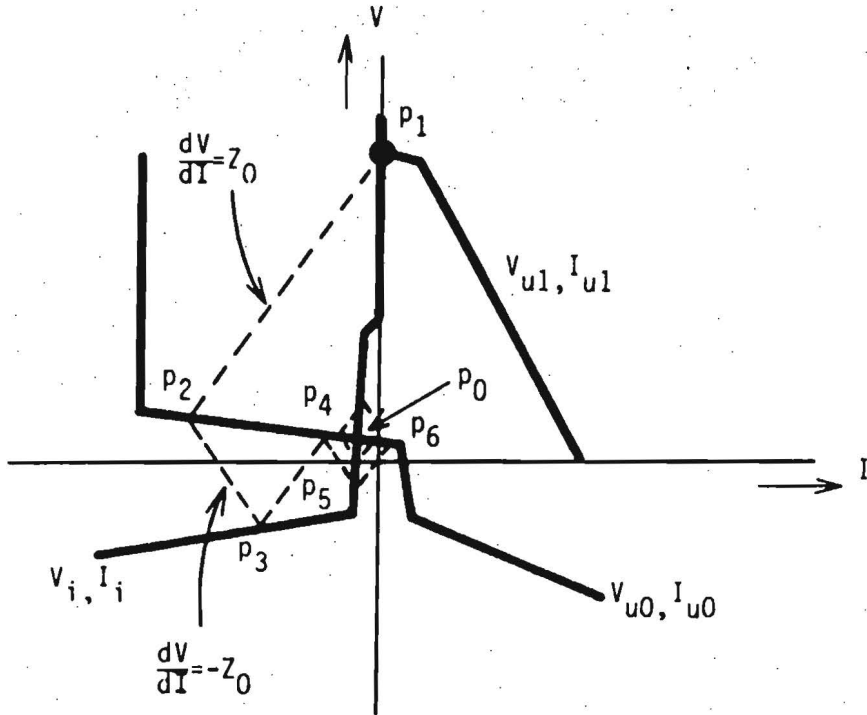


Fig.4.6 Stroom-spanningskarakteristiek van een LS-TTL poort.

Na het voorgaande voorbeeld zal het duidelijk zijn dat de puls aan het begin van de lijn bepaald wordt door de stroom-spanningskarakteristiek van de bouwsteen in het 'nul' niveau en de lijn  $Z_0$  van de transmissielijn. Men komt dan uit in punt  $P_2$ , zie Fig.4.6. Als de puls op tijdstip  $t = T$  aan het einde van de lijn komt, wordt de belasting bepaald door de stroom-spanningskarakteristiek van de ingang van de tweede bouwsteen. De spanning aan de ingang van de tweede bouwsteen wordt nu verkregen door het snijpunt te bepalen van de lijn  $-Z_0$  vanuit het punt  $P_2$  en de lijn  $(V_i, I_i)$ , dit is punt  $P_3$  in Fig.4.6. Op tijdstip  $t = 2T$  komt de gedeeltelijk op de ingang gereflecteerde puls weer bij de uitgang aan. Het nieuwe instelpunt voor de spanning aan de uitgang wordt gevonden door vanaf punt  $P_3$  een lijn met helling  $Z_0$  naar de lijn  $(V_{u0}, I_{u0})$  te trekken. Het snijpunt,  $P_4$  in Fig.4.6 geeft de nieuwe waarde voor de spanning aan de uitgang aan. Dit proces gaat zo door, totdat uiteindelijk het punt  $P_0$  bereikt wordt.

In Fig.4.7 is het tijddiagram van de spanningen  $V_0$  en  $V_1$  weergegeven.

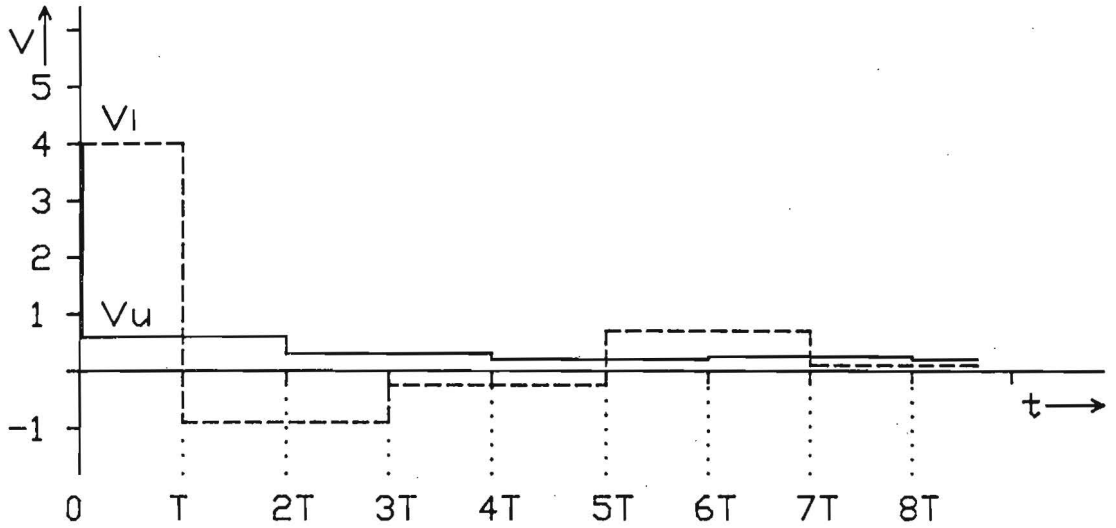


Fig.4.7 Verloop van de spanningen  $V_u$  en  $V_i$  in de tijd.

Om de reflecties te voorkomen, en dus de stoormarges te behouden, moet men de transmissielijn afsluiten met de karakteristieke impedantie van die transmissielijn. Wanneer dat grafisch in een Bergeron diagram wordt weergegeven ziet dit eruit als in Fig.4.8. Men ziet nu in Fig.4.9 dat de spanningsvariaties op de lijn en aan de ingang van de tweede bouwsteen veel kleiner zijn geworden.

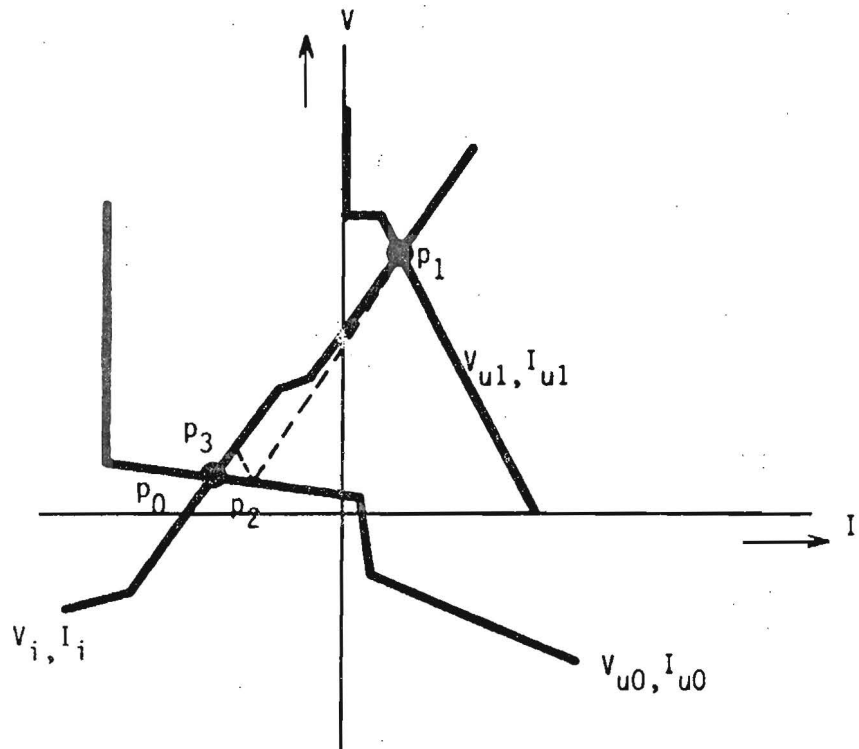


Fig.4.8 Stroom-spanningskarakteristiek van een LS-TTL poort bij een afgesloten transmissielijn.



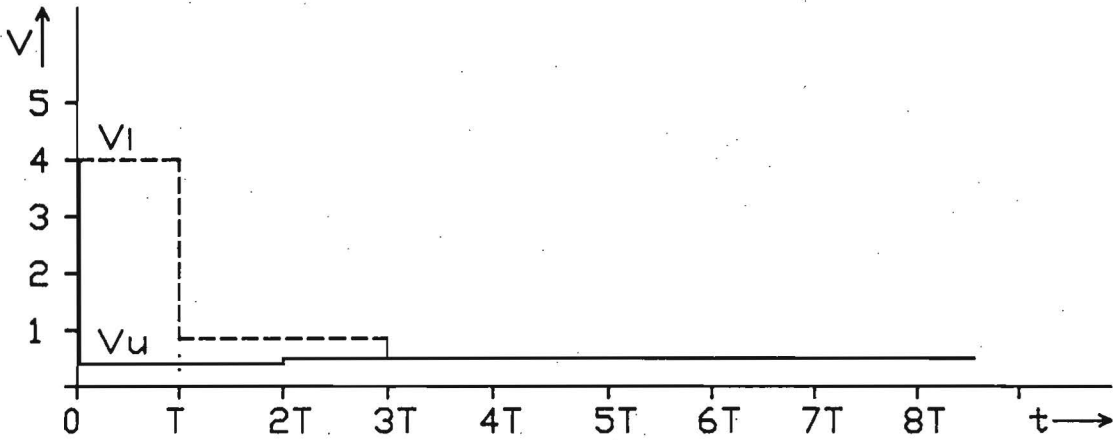


Fig.4.9 Verloop van de spanningen  $V_u$  en  $V_l$  in de tijd bij een afgesloten transmissielijn.

De methode van Bergeron is alleen bruikbaar wanneer de gereflecteerde signalen niet in de flank van het uitgezonden signaal vallen, dus wanneer  $2T > \tau_R$  en  $2T > \tau_F$ .

4.4 Looptijden op transmissielijnen.

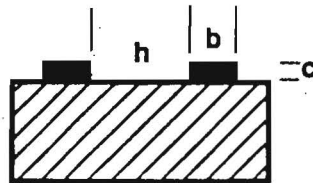
Voor het bepalen van de looptijd van een signaal zijn een tweetal gegevens nodig, namelijk de lengte van de lijn en de voortplantingssnelheid van signalen op die lijn. In Fig.4.10 zijn van een tweetal lijnen voorbeelden gegeven [4].



$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left( \frac{5.98h}{0.8(b+c)} \right) \Omega$$

$$t_{PD} = 1.017 \sqrt{0.475 \epsilon_r + 0.67} \text{ ns/ft.}$$

(a)



$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left( \frac{\pi h}{b+c} \right) \Omega$$

$$t_{PD} = 1.017 \sqrt{0.475 \epsilon_r + 0.67} \text{ ns/ft.}$$

(b)

Fig.4.10 Transmissietijd van signalen in een transmissielijn. Spoor boven aardvlak (a) en sporen naast elkaar (b).

Voor epoxyglas printen is de permittiviteit  $\epsilon_r = 4.7$ . Dit betekent dat voor een print (met aardvlak) de transmissietijd gegeven wordt door  $t_p = 5.7$  ns/m. Wanneer  $\tau_R < 2T$  en  $\tau_F < 2T$  zijn de problemen van reflecties op lange leidingen niet meer zo belangrijk.

Dit betekent voor een print met aardvlak dat een spoor van 9 cm lengte voor ECL logica met een stijgtijd van 1 ns lang is. Is de stijgtijd 3 ns, zoals bij F-TTL, dan is een spoor van 26 cm lang. Bij benadering kan men zeggen dat problemen met lange leidingen optreden als de lengte van een spoor in cm groter is dan 9 maal de stijgtijd van de logica in ns.

Samenvattend kan men zeggen dat het signaaltransport van (snelle) logica steeds met transmissielijn theorie beschouwd moet worden. Dit betekent dat men voor het signaaltransport dan ook een transmissielijn moet gebruiken. Dus niet alleen het signaallijntje op de tekening op een print lay-out leggen, maar ook rekening houden met de retourleiding. De signaalleiding en de retourleiding (meestal één van de voedingsleidingen) vormen dan samen de transmissielijn.

#### 4.5 Afsluiten van transmissielijnen.

Over het afsluiten van transmissielijnen is in de literatuur en diverse databoeken al het een en ander geschreven. De meest gebruikte zijn de serieafsluiting (Fig.4.11a) en de parallelafsluiting (Fig.4.11b).

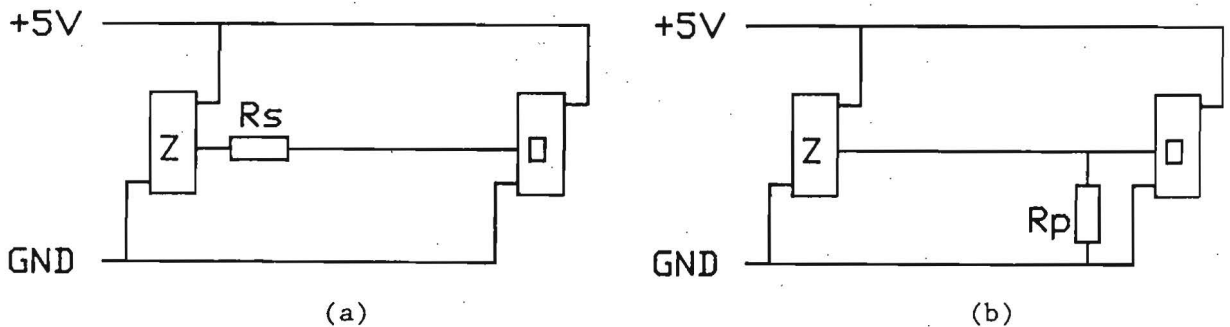


Fig.4.11 Serieafsluiting (a) en parallelafsluiting (b) van een transmissielijn.

Een nadeel van serieafsluiting is dat de signaalniveau's lager kunnen komen te liggen, bij een lage ingangsimpedantie van het te sturen circuit. Een tweede nadeel is dat bij het 'sinken' van de stroom in het

'nul' niveau de spanningsval over de serieafsluiter zo groot kan worden, dat het 'nul' niveau niet meer bereikt wordt.

Een nadeel van parallelafsluiting is dat er een grote stroom door de sturende poort geleverd moet worden, wat weer nadelig is voor de fan-out. Bij de keuze van afsluiting dient men dus de circuit eigenschappen in ogenschouw te nemen. Men dient er echter altijd rekening mee te houden dat door variaties van de in- en uitgangsimpedantie van de niet-lineaire digitale logica, de reflecties nooit nul zullen worden.

Tot slot van deze paragraaf nog de opmerking dat ten gevolge van de stoormarges van de bouwstenen het mogelijk is dat een systeem goed functioneert, zonder dat daarbij de signaalniveau's ten gevolge van reflecties, ringing, voedingsspanningsvariaties etc. aan de eisen voldoen. Het zal echter duidelijk zijn dat juist deze systemen erg storingsvatbaar zijn voor (externe) storingen, omdat het grootste deel van de stoormarge al verbruikt is om het systeem zelf goed te laten functioneren.

#### 4.6 Het voedingscircuit.

Een belangrijk aspect van digitale schakelingen is het voedingscircuit. Uit de schema's van digitale schakelingen volgt dit echter niet. De voedingslijnen zijn normaal gesproken niet getekend, zie Fig.4.12a.

Echter, zoals uit het werkelijke circuit van Fig.4.12b volgt, lopen er door de voedingslijnen  $P_1$  en  $P_2$  dezelfde stromen als door de signaallijnen. We kunnen in dit schema nu ook zien dat het mogelijk is om transmissielijnen te vormen om de signalen over te versturen.

Aan de andere kant vormen  $P_1$  en  $P_2$  zelf ook weer een transmissielijn, met een karakteristieke impedantie  $Z_0$ , tussen het IC en de voeding.

Wanneer het IC schakelt kan men opnieuw een beschouwing met een Bergeron diagram houden, zie Fig.4.13. In de 'één' situatie is het instelpunt het snijpunt van de  $(V_{u1}, I_{u1})$ -karakteristiek van de bouwsteen en de

$(V_i, I_i)$ -karakteristiek van de voeding (impedantie  $0 \Omega$  verondersteld).

Voor de 'nul' situatie geldt het punt  $P_0$ . Zoals men in het bijbehorende tijddiagram in Fig.4.14 ziet, varieert de voedinsspanning gedurende een aantal perioden  $T$  van reflecties. Dit heeft tot gevolg dat de stoormarge gedurende deze tijd niet dezelfde is als eerder besproken.

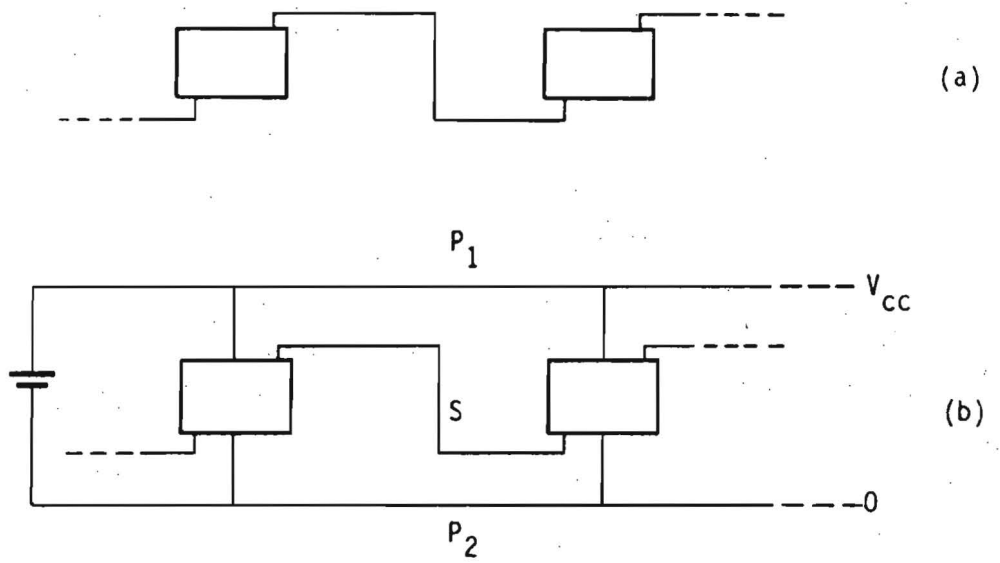


Fig.4.12 Schematische voorstelling van een digitaal circuit (a), en de werkelijke situatie (b).

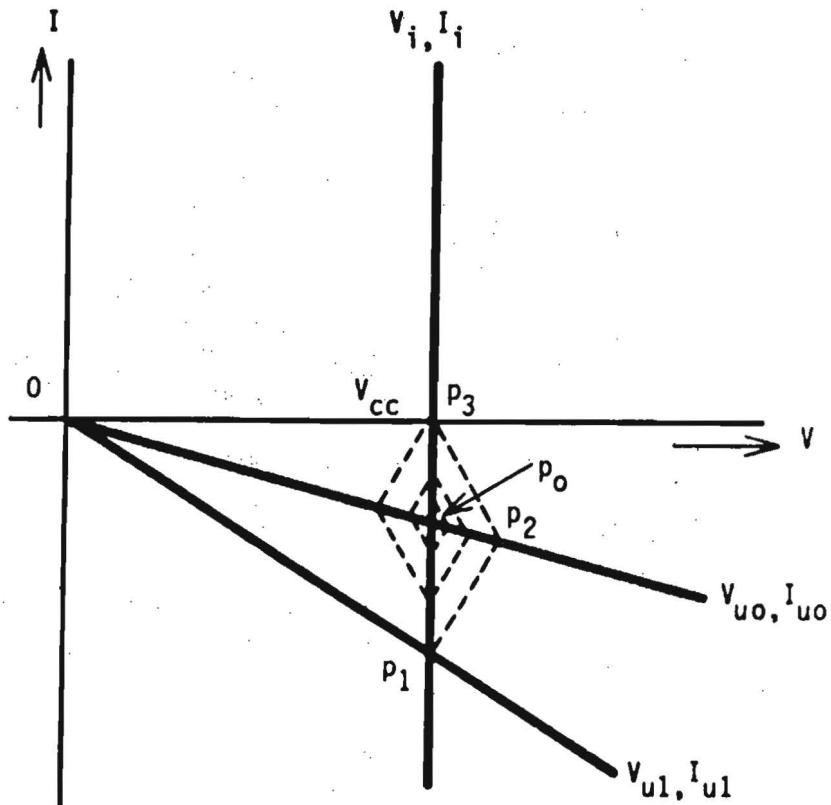


Fig.4.13 Bergeron diagram voor de voeding.

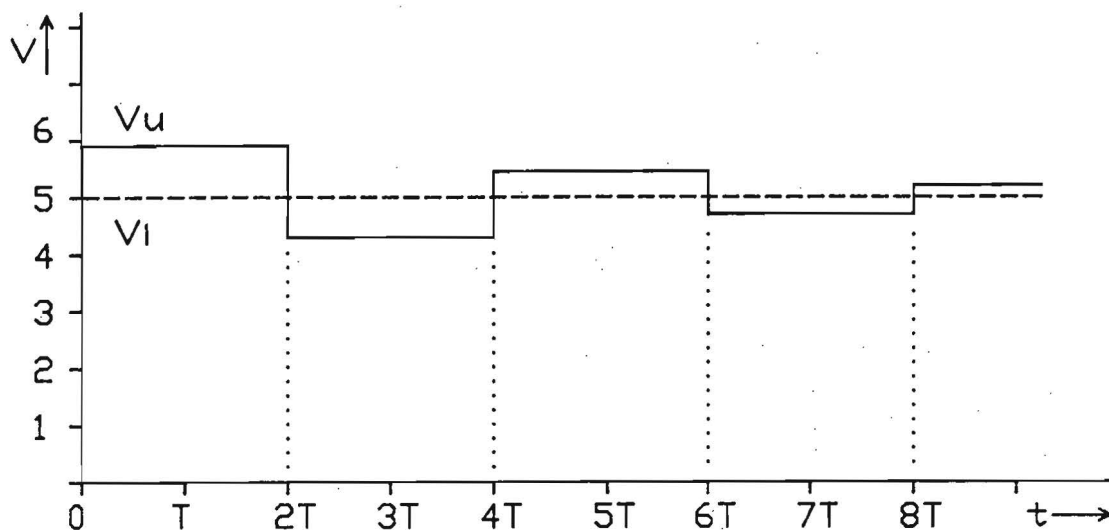


Fig.4.14 Variatie van de voedingsspanning in de tijd.

Men kan dit probleem aanpakken door vlak bij de bouwsteen een zogenaamde ont-koppelcondensator te plaatsen. Deze wordt dicht bij de bouwsteen geplaatst, waardoor de looptijd verwaarloosbaar klein wordt.

Als men de schakeltijd  $T = 10 \text{ ns}$  van een LS-TTL circuit neemt, met een stroom  $\Delta I = 50 \text{ mA}$ , dan geldt:

$$\Delta I = C \cdot \frac{\Delta V}{\Delta T}$$

Hierin is  $\Delta V$  de toegelaten variatie van de voedingsspanning van het IC. Deze wordt meestal als een kwart van de stoormarge gekozen [1,5]. Voor een LS-TTL is dit dan 0.1 V. Dit levert dan een ont-koppel condensator op van 5 nF, indien slechts één poort schakelt.

Er treedt echter een probleem op dat niet te voorkomen is. Bij een 14-pins DIL, met de pennen 7 en 14 als voedingsaansluiting, is de lengte van de draden van de chip naar de print ca. 20 mm. Met de vuistregel 1 nH/mm zelfinductie van een spoor (zie ook Hoofdstuk 19) is dit 20 nH zelfinductie. Hieruit volgt met:

$$\Delta V = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta T}$$

een spanning van 0.1 V over de aansluitdraden. Dat betekent dat de bouwsteen eigenlijk niet goed te ont-koppelen is. Door de bouw van het IC is hier echter niets aan te doen.

De zelfinductie L is echter niet altijd ongewenst; ten gevolge van de zelfinductie neemt de steilheid van de flanken van het signaal af. Daardoor neemt de hoogfrequente inhoud van het signaal af (volgens Fourier theorie), wat weer gunstig is voor de emissie van stoorsignalen van digitale logica, zoals in de volgende paragraaf zal blijken.

## 5. Emissie. Digitale electronica als stoorbron; analyse en oplossingen.

### 5.1 Inleiding.

Hoewel digitale schakelingen vele voordelen hebben, kleeft er één groot nadeel aan: de emissie van stoorsignalen.

Dit probleem is al zo belangrijk geworden, dat de wetgever al emissie eisen heeft opgesteld, die speciaal voor digitale apparatuur gelden. In hoofdstuk 23 over wettelijke en wenselijke eisen wordt hierop nader ingegaan.

Maar ook binnen systemen kan de emissie van digitale schakelingen een probleem zijn. Denk maar aan een teletekst decoder nabij een uiterst gevoelige TV-tuner met antennekabel.

### 5.2 Spectrum.

Het hoofdprobleem van de emissie van digitale electronica is gelegen in de breedbandigheid van de systemen. Zoals eerder behandeld bij signaalanalyse, kan men met Fourier-analyse het spectrum van trapeziumvormige pulsen bepalen. Als men de omhullende van het spectrum beschouwt, krijgt men een benadering van het spectrum als in Fig.5.1.b. In deze figuur staat het '3-lijnen spectrum' getekend van de trapeziumvormige puls uit Fig.5.1.a. Hierin is  $\tau_H$  de tijdsduur van de puls en  $\tau_R$  de stijgtijd van de puls.

De beide kantelpunten  $1/\pi\tau_H$  en  $1/\pi\tau_R$  worden bepaald door de soort logica.

Voor het bepalen van het E-veld van kleine lussen (zie ook hoofdstuk 19) in het verre veld geldt de volgende formule [12,14,16]:

$$E_{\text{lus}} = \frac{377 \cdot \pi \cdot A \cdot I}{r \cdot \lambda^2}$$

- Met A - oppervlakte van de lus  
 I - stroom door de lus  
 r - de afstand tot de lus  
 $\lambda$  - golflengte =  $c_0 / f$   
 $c_0$  - lichtsnelheid =  $3 \cdot 10^8$  m/s  
 f - frequentie

Uit de formule blijkt dat voor de emissie van kleine lussen een beschouwing van de STROOM van belang is; het E-veld is lineair afhankelijk van de stroom door de lus.

Tevens volgt uit de formule dat het E-veld van een kleine lus kwadratisch met de frequentie toeneemt. In Fig.5.1.c is dit geïllustreerd door de veldsterkte van een stralende kleine lus met stroom I genormeerd op de stroom tegen de frequentie uit te zetten.

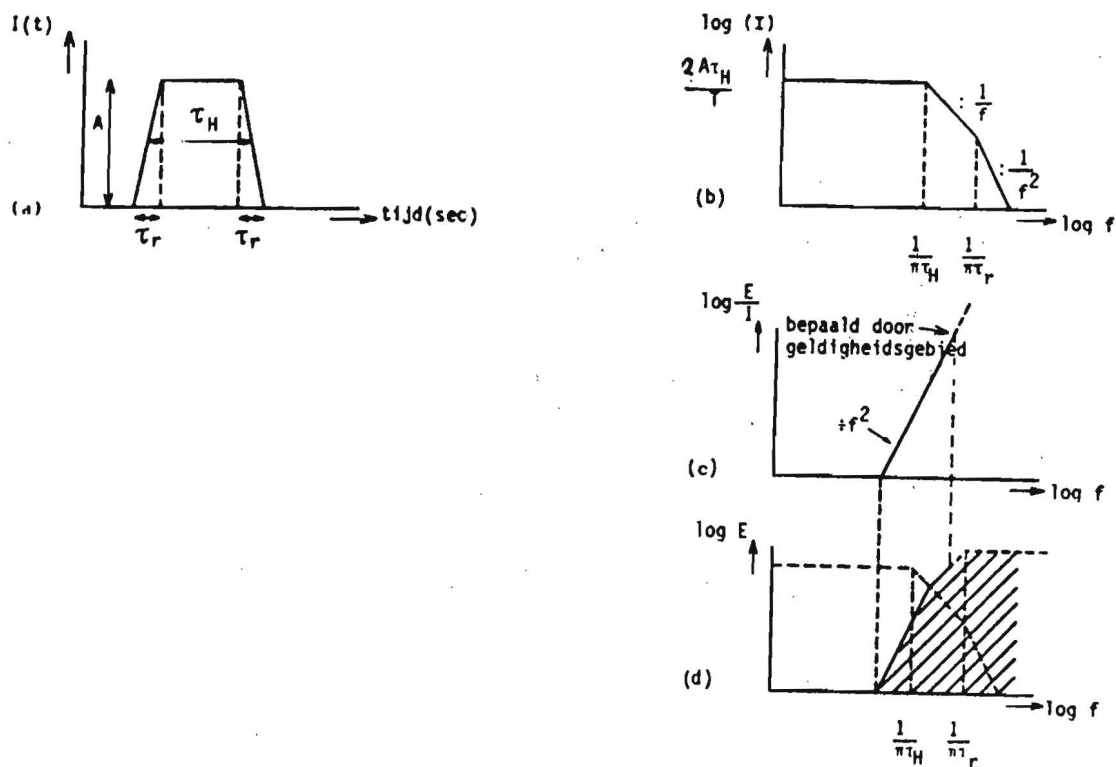


Fig.5.1. a) Pulsvorm van de stroom in een digitaal circuit.  
 b) Spectrum van de puls uit Fig.a.  
 c) Genormaliseerd E-veld van een kleine lus.  
 d) E-veld van een kleine lus die de stroom uit Fig.a voert.

Als men de resultaten uit Fig.5.1.b en Fig.5.1.c met elkaar vermenigvuldigt, dan vindt men het E-veld dat door een kleine lus wordt uitgestraald, als er door die lus een pulsvormige stroom loopt, zie Fig.5.1.d. In de log-log grafieken betekent vermenigvuldigen van b en c optellen van b en c. In hoofdstuk 19 zal dieper op de uitstraling van lussen worden ingegaan.

In de databoeken zijn helaas alleen de stijg- en/of afvaltijden van de spanning aangegeven terwijl men die van de stroom wil weten. Dat de stijg- en afvaltijden van de stroom een fractie zijn van de waarden van de spanning is als volgt in te zien.

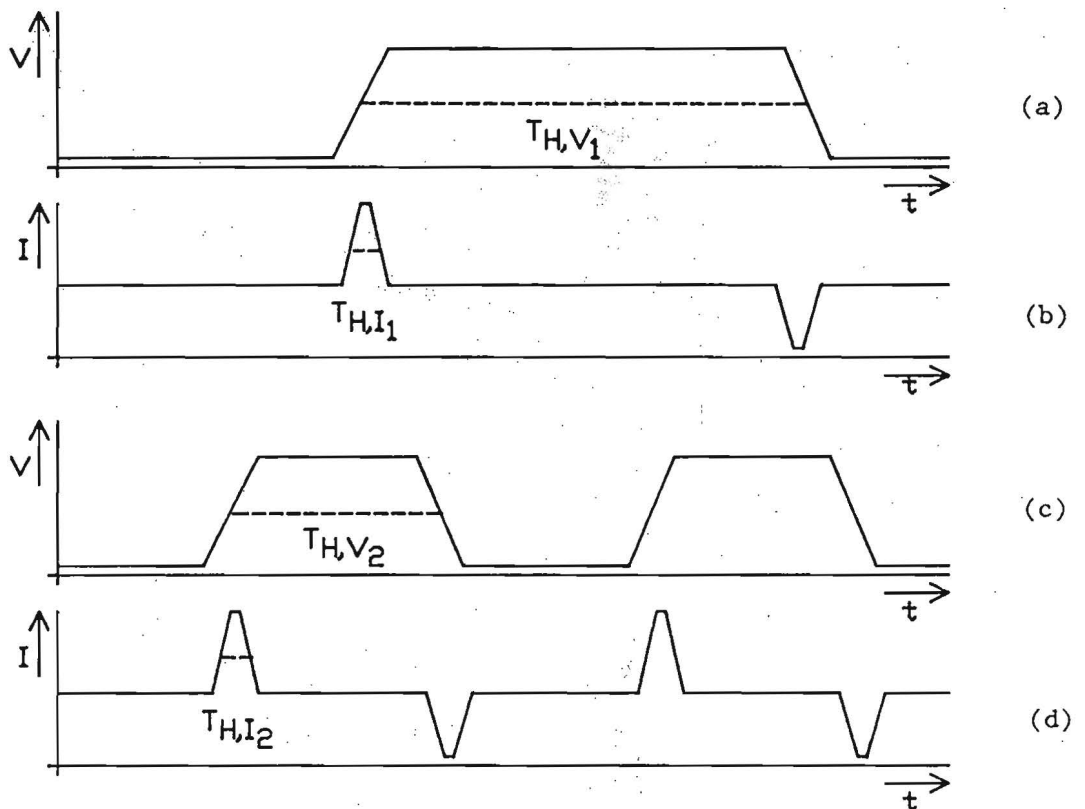


Fig.5.2 Gevolgen van variaties in de herhalingsfrequentie.

In Fig.5.2.a is het verloop van de spanning van de uitgang van een digitaal circuit gegeven. De stroom die door de signaalgeleiders (en eventueel de voeding) loopt, is gegeven in Fig.5.2.b. Men kan zien dat de stroom maar gedurende een korte tijd loopt, met de bijbehorende kleine waarde van  $\tau_H$  en  $\tau_R$ . Dit komt doordat de ingangen van digitale schakelingen niet resistief maar hoofdzakelijk capacitief zijn.



Als de frequentie wordt verlaagd, dan wordt de  $\tau_H$  van de spanning groter, zie Fig.5.2.c. Voor de stroom blijft  $\tau_H$  echter gelijk, zie Fig.5.2.d, dus in het stroomspectrum veranderen de kantelpunten  $1/\pi\tau_H$  en  $1/\pi\tau_R$  niet bij een verlaging van de klokfrequentie  $f = 1/T$ . Het enige dat in het frequentiespectrum verandert is de frequentie onafhankelijke voorfactor  $2A\tau_H/T$  van de amplitude, waarbij dus alleen de T verandert en de  $\tau_H$  van de stroom gelijk blijft, zoals aangegeven in Fig.5.3.

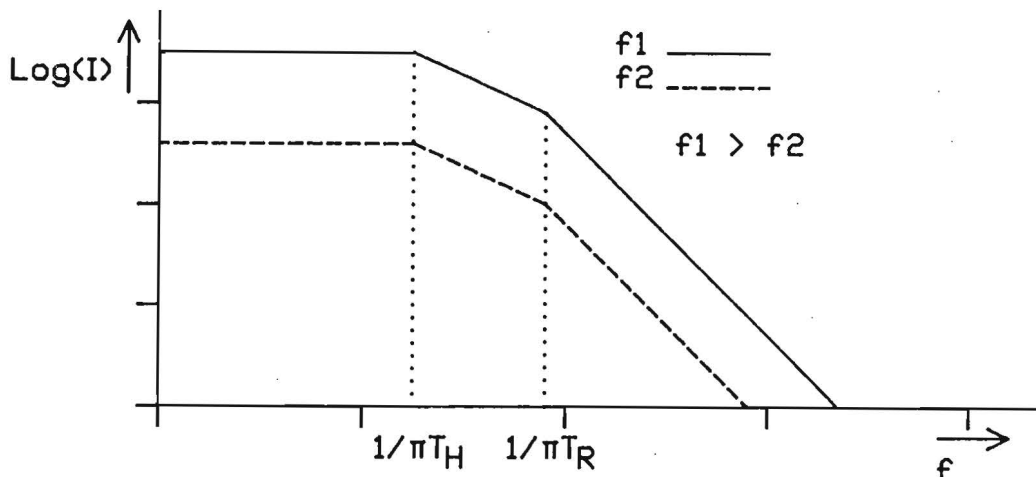


Fig.5.3 Verandering van het stroomspectrum t.g.v. variaties in de herhalingsfrequentie.

Men kan dus de vorm van het stroomspectrum als een door de logica soort bepaalde grootte aannemen, met vaste kantelpunten  $1/\pi\tau_H$  en  $1/\pi\tau_R$ .

Wat men uit bovenstaande beschouwing leert is dat men een logica soort kiezen moet die niet te snel is voor een bepaalde toepassing. Bij een klokfrequentie van 8 MHz is het, afgezien van timing problemen, onzin om F-TTL logica te gebruiken.

De vraag rijst nu hoe we de stroomvorm van de logica familie kunnen bepalen. In een eerste orde benadering geldt het volgende.

Eerst zullen we een schatting maken van de amplitude van de stroom. We nemen hierbij aan dat de belasting van het digitale circuit capacitief is. Voor de amplitude van de stroom geldt dan:

$$I = C \frac{dV}{dt}$$

Met  $I$  - de amplitude van de stroom.

$C$  - de belastings capaciteit aan de uitgang van het digitale circuit b.v. ingang van het volgende circuit, capaciteit van de printsporen, connectors, kabels, etc.

$dV$  - de voedingsspanning van het digitale circuit.

$dt$  - the transitie tijd van de spanning van de logica familie.

Naast de amplitude van de stroom is natuurlijk ook de vorm van de stroompuls van belang. De vorm kan benaderd worden door een driehoek-vormige puls. Dat betekent dat  $\tau_H$  en  $\tau_R$  beide dezelfde waarde hebben. De tijdconstante van de stroom,  $\tau_I$ , volgt nu uit:

$$\tau_I = \tau_H = \tau_R = 0.5 \cdot dt$$

Met  $\tau_I$  - de tijdconstante van de stroompuls.

$dt$  - de transitie tijd van de spanning van de logica familie.

Met behulp van de bovenstaande formules kunnen we nu voor enkele veel gebruikte logica families de stroomvormen bepalen. De gegevens hiervan staan in tabel 5.1.

Logica	dV (V)	dt (ns)	I (mA) $C_L=50pF$	$\tau_I$ (ns)
CMOS	5	100	2,5	25
LS-TTL	5	6	42	3
F-TTL	5	2,5	100	1,25
HCT-MOS	5	4	62,5	2
ACL	5	2	125	1
ABT	5	1,5	167	0,75

Tabel 5.1. Stroomvormen van enkele logica families.

### 5.3 LS-TTL, HCT-MOS en F-TTL met elkaar vergeleken.

In Fig.5.4 is het uitgestraalde E-veld in het frequentiegebied van 30 - 300 MHz van een klein digitaal circuit gegeven voor LS-TTL, HCT-MOS en F-TTL.

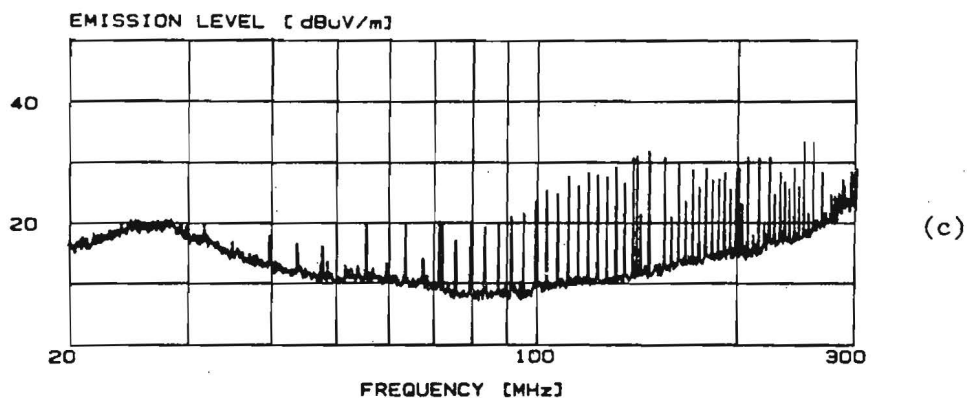
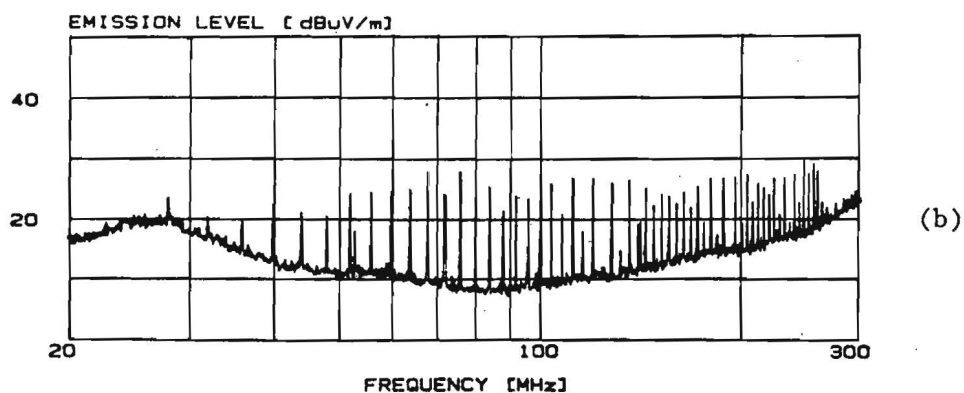
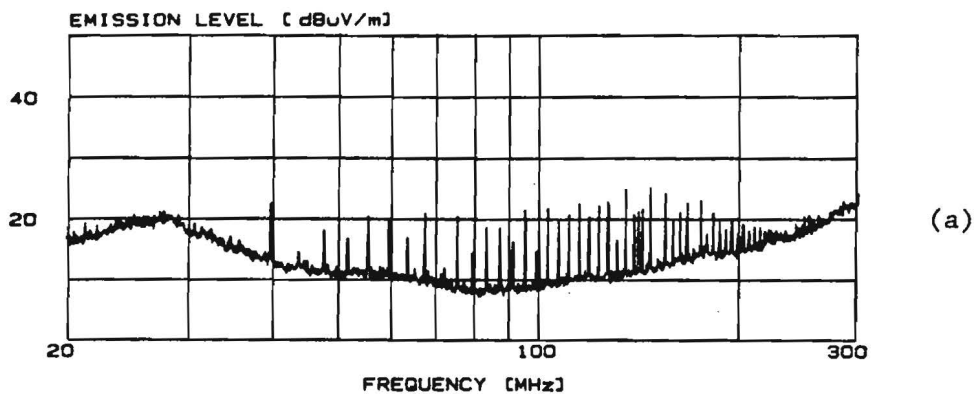


Fig.5.4 Uitstraling van 20 - 300 MHz van LS-TTL (a), HCT-MOS (b) en F-TTL (c) logica.

Hoewel de drie schakelingen wat opbouw en functionaliteit betreft identiek zijn, blijkt dat men met LS-TTL de minste en met F-TTL de meeste stralingsproblemen heeft. Dit leidt tot de volgende conclusie:

Werk niet breedbandiger dan strikt noodzakelijk.

Dit heeft dan ook nog als bijkomend voordeel dat de dynamische stoormarge bij trage logica groter is dan bij snelle logica.

In de databoeken wordt de HCT-MOS logica nog al eens vergeleken met LS-TTL logica. Dit omdat de logica soorten van ongeveer gelijke snelheid zijn en pin-compatibel zijn.

Wat men echter ziet uit Fig.5.4 is dat de straling van het HCT-MOS circuit groter is dan van het LS-TTL circuit. Dit betekent dat HCT-MOS in de praktijk meer emissieproblemen zal geven dan LS-TTL.

De meeste ontwerpers gebruiken HCT-MOS vanwege de lagere vermogensdissipatie vergeleken met LS-TTL. Uit Fig.5.5 blijkt echter dat de dissipatie van HCT-MOS en LS-TTL bij frequenties boven ca. 10 MHz gelijk is. Wanneer men bij dat soort frequenties werkt is dat geen reden om HCT-MOS te gebruiken.

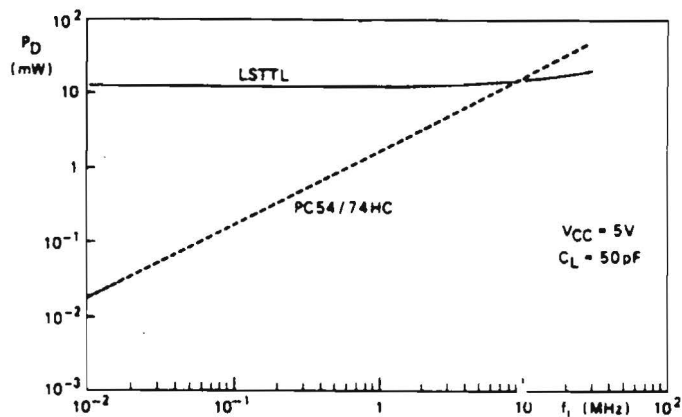


Fig.5.5 Vermogensdissipatie van een LS-TTL en een HCT-MOS circuit.

Men dient dus altijd een bewuste logica keuze te maken aan de hand van specificaties en niet een IC te gebruiken omdat het toevallig in voorraad is. Er zijn wel gevallen bekend van systemen die met LS-TTL wel goed functioneerden, maar bij het veranderen van de logica naar F-TTL niet meer functioneerden. Dit is het gevolg van de grotere stromen en het bredere spectrum van F-TTL logica, wat z'n weerslag op de interne overspraak had.

Voor het ontwerpen van printen in relatie tot overspraak, emissie, immuniteit etc. en de gevolgen van aan te sluiten kabels, wordt verwezen naar hoofdstuk 19 van de cursus. Hierin wordt ruimschoots aandacht aan deze onderwerpen besteedt en de meeste problemen die op dit gebied met digitale electronica kunnen ontstaan worden daarin beschreven.

## 6. Digitale interfacing: analyse en oplossingen.

### 6.1 Inleiding.

Wanneer twee of meer digitale systemen met elkaar communiceren geschiedt dit meestal via een interface. In Fig.6.1 bestaat de interface tussen de systemen A en B uit een aantal transmissielijnen en een zend- en ontvangstgedeelte bij de systemen A en B.

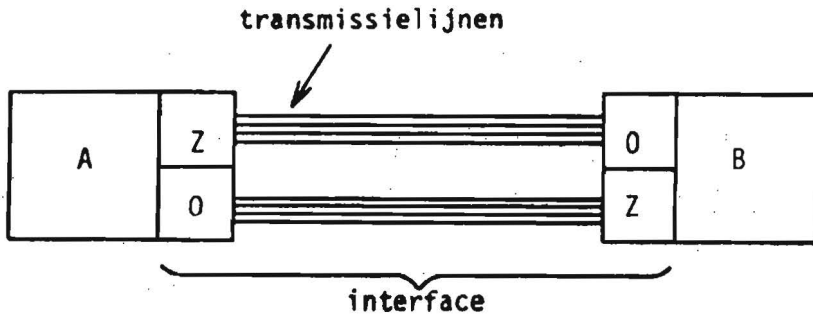


Fig.6.1 Interface tussen twee systemen.

Men dient bij het ontwerpen van een digitaal systeem terdege rekening te houden met de interface, omdat deze de immuniteit van het systeem kan verlagen en de emissie verhogen.

### 6.2 Transmissielijnen bij interfaces.

Men kan voor de communicatie tussen twee systemen kiezen voor een optische of een galvanische verbinding.

Wat de optische verbinding in het algemeen betreft wordt verwezen naar hoofdstuk 18 van de cursus. Voor digitale systemen geldt dat een aantal stoorproblemen wel opgelost kunnen worden met een optische verbinding (uitstraling is nihil, geen (aard)lussen). Uit hoofdstuk 18 volgt echter dat men ook met een optische verbinding niet direct van alle problemen verlost zal zijn. Men dient hier dus een afweging te maken tussen een optische verbinding en een galvanische verbinding met filters.

Voor de galvanische verbinding wordt vaak een flat cable (al dan niet afgeschermd) gebruikt. Een drietal populaire uitvoeringsvormen zijn:

- a. Normale flat-cable met parallele geleiders,
- b. Flat-cable met getwiste geleiderparen,
- c. Afgeschermd flat-cable met parallele geleiders.

Wat de emissie van storingen betreft zal model a de grootste velden uitstralen en model c de kleinste.

Bij al deze kabels moet men een juiste keuze van geleiders maken, om een transmissielijn voor de signalen te realiseren. Dat betekent dat men niet slechts één retourgeleider (meestal GND) voor alle signaalgeleiders moet gebruiken en ook niet een willekeurige verdeling van signaal en retour geleiders moet kiezen. Men moet ervoor zorgen dat men voor elke signaalgeleider een transmissielijn realiseert, gevormd door de signaalgeleider en de ernaast liggende retourgeleider.

Dit levert de volgende voordelen:

- Een goed gedefinieerde karakteristieke impedantie om een zo snel mogelijke bit-rate te kunnen halen (dit is geen EMC eis!). Kabel 1 is zodoende bruikbaar tot 10 Mb/s, kabel 2 tot 1 Mb/s en kabel 3 tot 1 Gb/s.

De oorzaak van de lage waarde van kabel 2 is dan ook het gevolg van het twisten van de aderpennen, wat leidt tot variaties in de karakteristieke impedantie.

- Minimale emissie en receptie van stoorsignalen.

Door naast elkaar liggende geleiders voor het signaaltransport te gebruiken, wordt het lusoppervlak van de transmissielijn minimaal.

- Een maximale koppelfactor tussen de geleiders.

Hierdoor ontstaat een gunstige waarde van de transferimpedantie van de transmissielijn, zie hoofdstuk 20.

### 6.3 Zend- en ontvangstgedeelte bij interfaces.

Bij het versturen van signalen over kabels moet men rekening houden met de breedbandigheid van digitale signalen. In eerste orde benadering geldt voor de E-velden van een kabel een dipool benadering (zie ook hoofdstuk 19) die gegeven wordt door [12,14,16]:

$$E_{\text{kabel}} = \frac{\mu \cdot f \cdot I \cdot l}{2 \cdot r}$$

Met  $\mu$  - permeabiliteit  
 $f$  - frequentie  
 $I$  - (CM-)stroom op de kabel  
 $l$  - lengte van de kabel  
 $r$  - afstand tot de kabel

Uit bovenstaande formule blijkt dat de straling evenredig is met de frequentie. Het is dus zaak de frequenties op de kabels zo laag mogelijk te houden.

Neem als voorbeeld een RS-232 verbinding met een baud-rate van 9600 baud. De minimaal benodigde bandbreedte  $B$  is dan slechts:

$$B = \frac{1}{2 \cdot \text{bit-tijd}} \approx \frac{1}{2 \cdot 10^{-4}} = 5 \text{ kHz}$$

Afhankelijk van de ontvanger hoeft deze bandbreedte in de praktijk niet veel groter te zijn. Stuurt men echter direct uit een LS-TTL circuit, dan is de bandbreedte circa 50 MHz!, dus 10.000 keer groter dan noodzakelijk!

Men moet dus de bandbreedte van de zender begrenzen om de emissie van signalen zo klein mogelijk te houden. Bij de zender kan men volstaan met een RC-netwerk, dat dan wel voldoende demping moet hebben tot frequenties  $> 50 \text{ MHz}$ .

Ook de bandbreedte van de ontvanger moet begrensd worden, om de storgevoeligheid van de interface te beperken. Ter illustratie zullen hier twee typen ontvangers behandeld worden; één enkele Schmitt-trigger en een combinatie van een low-pass filter en een Schmitt-trigger, zie Fig.6.2.

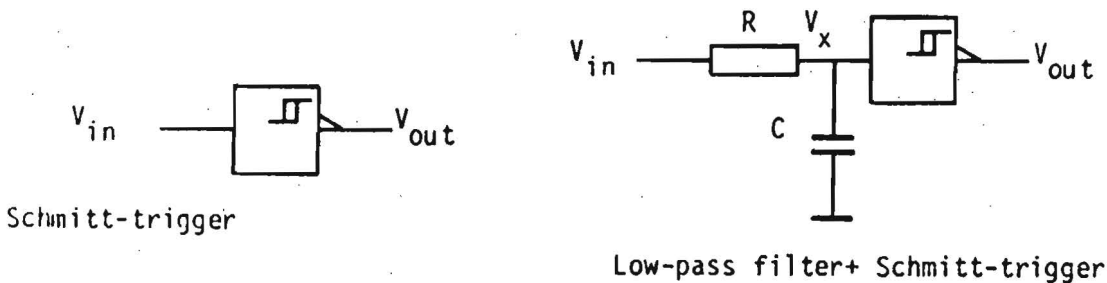


Fig.6.2 Twee mogelijkheden van ontvangers bij een interface.

Om de beide ontvangers te kunnen beoordelen op hun storgevoeligheid wordt uitgegaan van eeningangssignaal als in Fig.6.3.a. Dit signaal bestaat uit een datasignaal, een stoorsignaal die de stoormarge overschrijdt, gesuperponeerd op een storing met een lage amplitude  $V_{st}$ , waarop de bouwsteen normaal gesproken niet reageert.

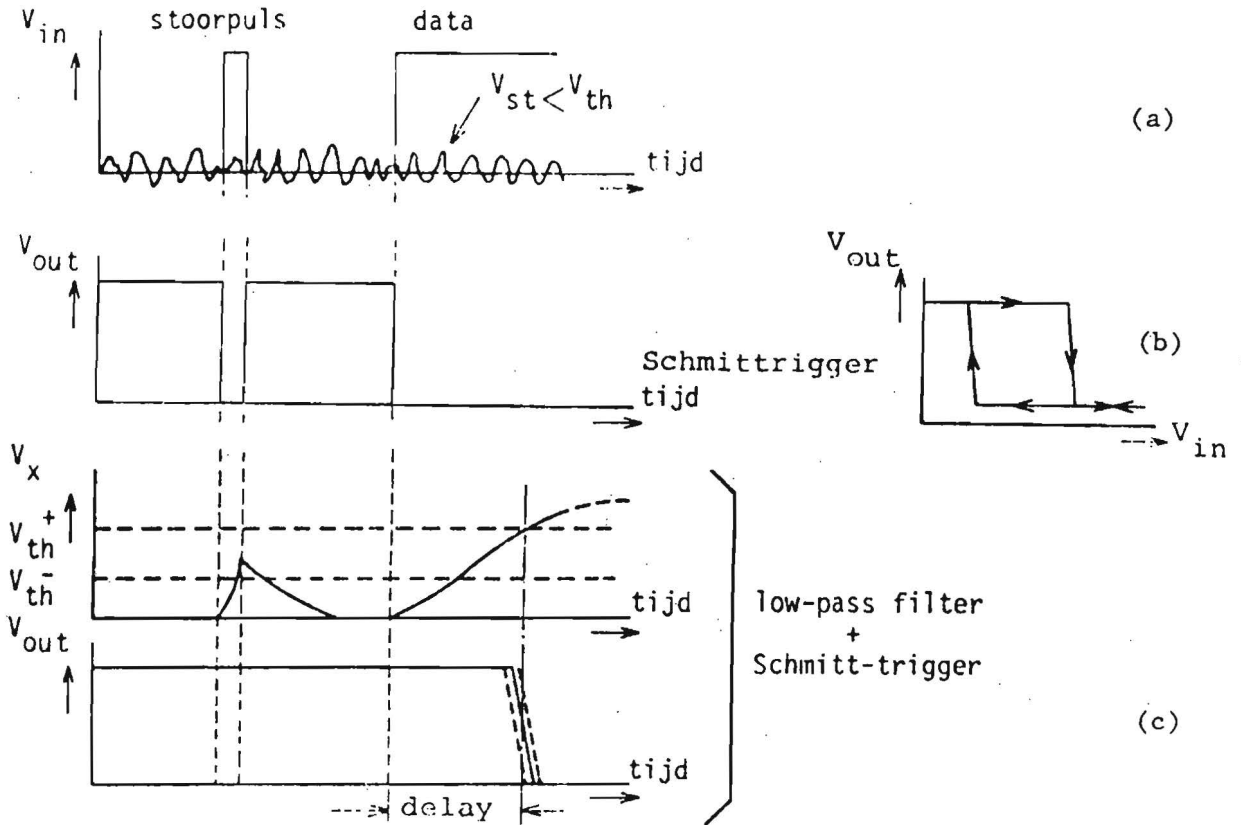


Fig.6.3 Stoorsignaal op de interface (a) en de reactie van beide ontvangers uit Fig.6.2 (b,c).

De Schmitt-trigger is op zich een logische keuze, omdat het ingangssignaal met de storing  $V_{st}$  in tegenstelling tot een normale inverter niet kan leiden tot snelle fluctuaties van de uitgang van de ontvanger. De stoorsignaal die boven de stoormarge uitkomt zal echter wel door de Schmitt-trigger doorgegeven worden, zie Fig.6.3.b. Dit is dus geen goede oplossing.

Een betere oplossing is om een low-pass filter te gebruiken gevolgd door een Schmitt-trigger. Het low-pass filter filtert de stoorsignaal uit en de Schmitt-trigger zorgt ervoor dat men geen hinder ondervindt van de trage flank van het gefilterde signaal en van het kleine stoorsignaal  $V_{st}$ , zie Fig.6.3.c.



Tot slot van deze paragraaf nog een opmerking.

Het voorkomen van storingen door het gebruik van goede filters op het printed circuit board, is veel beter dan genezen (door b.v. het gebruik van achteraf geplaatste dure connectoren met ingebouwde filters).

#### Referenties.

- [1] R.L.Morris, J.R.Miller; Designing with TTL integrated circuits; McGraw-Hill; 1971.
- [2] M.Mardiguan; ESD-testing, the need for a personal and material discharge solution; 7th intern. Zürich symp. on EMC; 1987; pp. 473-476.
- [3] D.Stoll; EMC; Elitera-Verlag; 1976.
- [4] Fairchild Fast-TTL data book; 1988.
- [5] R.F.Gruman; Use of ground grid to reduce PCB radiation; EMC symp. Zürich; 1985; pp.133-138.
- [6] D.Gerke, W.Kimmel; Designing noise tolerance into uP systems; EMC-Technology; march-april 1986.
- [7] W.Kimmel, D.Gerke; Designing computer memories for noise tolerance; EMC-Technology; july-august 1986.
- [8] D.Jarret; Software fault tolerance staves of the errors that besiege uP systems; Electronic Design; august 1984.
- [9] B.Yarkoni, J.Wharton; Designing reliable software for automotive applications; Society of Automotive Engineers; 1980.
- [10] M.Ahmad, D.Poornaiah; Design of a logic circuit for uP recovery from a power failure and a transient fault; IEEE Trans. on Circuits and Systems; vol cas-34; no.4 april 1987.
- [11] R.K.Keenan; Digital design for interference specifications; T.K.C.; Vienna U.S.A; 1983.
- [12] J.D.Kraus; Antennas; McGraw-Hill; 1950.
- [13] H.W.Ott; Noise reduction techniques in electronic systems, second edition; John wiley & Sons; 1988.
- [14] J.J.Goedbloed; EMC-syllabus; Interne Philips cursus; 1988.
- [15] J.P.L.Lagerberg; PATO/EMC-syllabus, hoofdstuk 4; 1987.
- [16] B.Danker; PATO/EMC-syllabus, hoofdstuk 15; 1987.

Reflectiecoefficient	12.18
Schmitt-trigger	12.39
Serie zelfinductie	12.29
Stoormarge	12.2 e.v.
- dynamische	12.10
- relatieve	12.6
- statische	12.3, 12.8
Stoorpulsen	12.10, 12.11
Stroom-spannings- karakteristiek	12.19 e.v.
Transferkarakteristiek	12.3, 12.7
Transmissielijnen	12.17 e.v., 12.37
- looptijd signalen	12.25
- karakteristieke impedantie	12.25
Voedingslijnen	12.11, 12.27

## Samenvatting van het onderwerp 'digitale electronica' in de PATO EMC-cursus.

In het hoofdstuk Digitale Electronica worden problemen en oplossingen geschetst t.b.v. digitale electronica.

In paragraaf 2 worden de statische en dynamische stoormarges van diverse soorten logica families beschreven. Tevens wordt een vergelijking gemaakt tussen de statische en dynamische stoormarge. De conclusie luidt: hoe trager de logica, des te hoger is de dynamische stoormarge.

In de derde paragraaf worden software matige oplossingen voor stoorproblemen met digitale apparatuur gegeven. Dit betekent een beschrijving van software detectie mogelijkheden en het aangeven van mogelijkheden van foutcorrectie m.b.v. software.

In paragraaf 4 worden de transmissie eigenschappen van digitale signalen beschreven. Er worden methoden aangegeven om de problemen van reflecties op voorhand te voorspellen en om de problemen op te lossen d.m.v. seriële of parallelle afsluiting van transmissielijnen. Ook worden de effecten van ontkoppelcondensatoren beschreven.

In de vijfde paragraaf wordt de emissie van storingen van digitale electronica beschreven. Tevens wordt het belang van de stromen beschreven en een methode gegeven om de stromen van digitale circuits te berekenen. Tenslotte worden hier drie verschillende logica families vergeleken m.b.t. hun emissieniveaus. De conclusie hier luidt ook: hoe trager de logica, de te kleiner de emissie niveaus en de problemen.

In de laatste paragraaf wordt de interfacing tussen digitale systemen behandeld. Dat betekent: filtering van de uitgangen en ingangen van digitale systemen.

Trefwoordenlijst van het onderwerp 'digitale electronica' in de PATO EMC-cursus.

<u>Onderwerp</u>	<u>Pagina</u>
Afsluiten transmissielijn	12.26
Bandbreedte	12.39
Bergeron diagram	12.22 e.v.
Digitale electronica	12.1 e.v.
- dissipatie	12.36
- stroom amplitude / vorm	12.34
E-velden	12.30 e.v.
- lus	12.30
- draad	12.38
Emissie	12.30
Fail-safe	12.12
Fault-tolerant	12.12
Flat cable	12.37, 12.38
Foutcorrectie	12.16
Foutdetectie	12.12 e.v.
- program flow	12.14
- I/O	12.15
- geheugen	12.15
Frequentie spectrum	12.30
Interfacing	12.37 e.v.
- ontvanger / zender	12.39
Klokfrequentie	12.31
Lange leidingen	12.17 e.v.
Lattice diagram	12.18
Logica familie	
- ABT	12.6, 12.34
- ACL	12.6, 12.34
- C-MOS	12.6, 12.11
- ECL	12.4, 12.6
- F-TTL	12.6, 12.33, 12.34, 12.35
- HC(T)-MOS	12.6, 12.34, 12.35, 12.36
- LS-TTL	12.4, 12.5, 12.11, 12.17, 12.23
	12.29, 12.34, 12.35, 12.39
- impedanties	12.17
Low-pass filter	12.39
Ontkoppel condensator	12.29

Samenvatting hoofdstuk 13 VERMOGENSELEKTRONICA  
van cursus EMC

Na een korte uiteenzetting betreffende het principe volgens welke de vermogens-elektronische schakelingen werken worden de verschillende hoofdgroepen van schakelingen kort besproken. Dit betreft de volgende omzetters: chopper, wisselspanningsinsteller met spanningsaansnijding of met periodenregeling, mutator, stroominverter en spanningsinverter.

De hierbij optredende typische stroom- en spanningsvormen worden genoemd, terwijl in verband hiermee de arbeidsfactor, de harmonische vervorming en het flikkereffect worden beschouwd. De harmonischen, die ontstaan tengevolge van het niet ideaal zijn van de schakeling komen vervolgens ter sprake.

Besloten wordt met enkele voorbeelden van normen en aanbevelingen, die opgesteld zijn in verband met de stoorstromen en -spanningen, die in het elektriciteitsnet hinder kunnen veroorzaken of in verband met storingen, die door de systemen en/of het net worden uitgestraald.

PATO CURSUS EMC  
VERMOGENSELEKTRONICA

13.

Inleiding

Tot de vermogenslektronika kunnen die systemen worden gerekend die, gebruikmakend van meestal vermogenshalfgeleiders, de aanpassing verzorgen tussen een beschikbare elektrische voedingsbron en een gegeven elektrische belasting.

Omzetteren voor laag vermogen, zoals analoge versterkers, werken wegens de keuze van de instelpunten van de elektronische componenten binnen het lineaire gebied meestal met een laag tot zeer laag rendement.

Bij het omzetten van grote vermogens zijn grote verliezen niet economisch verantwoord, maar vooral zijn de grote hoeveelheden verlieswarmte niet goed af te voeren.

Het is daarom noodzakelijk de verliezen tot het uiterste minimum te beperken, opdat bij deze vermogensomzetteren rendementen boven 95% kunnen worden gerealiseerd. Daartoe worden deze omzetteren voorzien van schakelende componenten, die de verbinding tussen de voeding en de belasting verzorgen, waarbij de toepassing van dissipatieve elementen in deze verbinding principiëel wordt vermeden. De verliezen zijn dus uitsluitend van parasitaire aard.

Teneinde een uitgangsspanning te verkrijgen met het gewenste spanning-tijdverloop wordt deze opgebouwd uit een aaneenschakeling van "repen" van de spanning-tijd functie(s) van de voedingsspanning(en), eventueel onder tussenvoeging van tijdsintervallen met spanning nul. In verband met de maximaal toelaatbare schakelfrequentie zal de gewenste uitgangsspanning in het algemeen niet precies kunnen worden verkregen. Er treden spanningsverschillen op tussen de door schakelen verkregen uitgangsspanning en de gewenste, die tot grote vereffeningstromen zouden leiden indien geen - liefst dissipatiearme - impedanties in serie zouden worden opgenomen. Smoorspoelen beperken meestal deze "hoogfrequente" stromen, zodat nagenoeg alleen de voor het energietransport gewenste stromen zullen vloeien.

De omzetter kunnen in een aantal groepen worden verdeeld.

### Typen omzetter

- Gelijkspanning-gelijkspanningsomzetter. Deze omzetter, die een direkte koppeling verzorgt tussen twee gelijkspanningssystemen met verschillende spanningen wordt hakker of chopper genoemd.

Uit de ene gelijkspanning ( $U_1$ ) worden gelijkspanningspulsen gemaakt waarvan de tijdsduur en de herhalingsfrequentie de grootte van de gemiddelde gelijkspanning, die overeen moet komen met die van de andere spanningsbron ( $U_2$ ), bepalen (fig. 1).

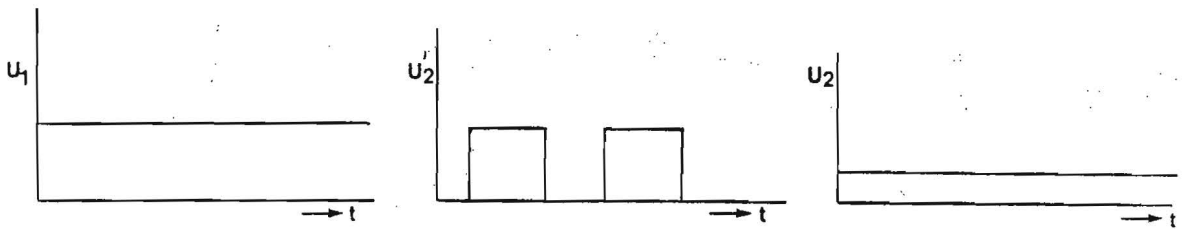


fig. 1

Sommige gelijkspanning-gelijkspanningsomzetter hebben een meer complexe opbouw en bestaan bijvoorbeeld uit een gelijkspanning-wisselspanningsomzetter en een wisselspanning-gelijkspanningsomzetter in serie.

- Wisselspanning-wisselspanningsomzetter. Deze omzetter komen voor in een viertal uitvoeringsvormen.

- Uitgaande van een wisselspanning met meestal constante frequentie wordt steeds binnen iedere halve periode gedurende een meestal instelbaar tijdsinterval deze wisselspanning gekoppeld aan de belasting, waarbij genoemde tijdsintervallen zodanig moeten worden gekozen dat geen gelijkstroomcomponenten ontstaan (fig. 2). Men spreekt nu van spanningaansnijding ("dimmer").

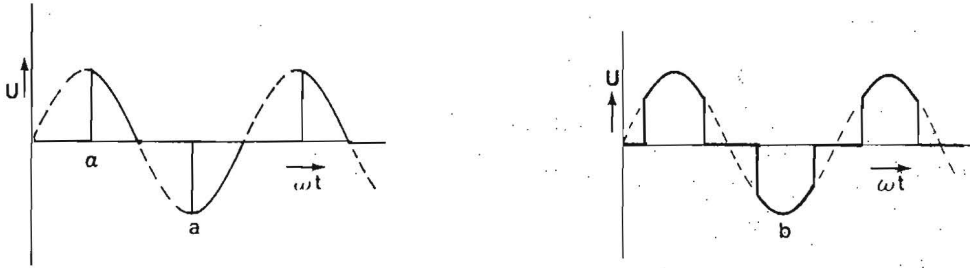


fig. 2

Bij deze omzetting wordt de frequentie niet gewijzigd; wel de amplitude van de grondgolf van de wisselspanning en de arbeidsfactor.

- Uitgaande van een wisselspanning met meestal constante frequentie wordt deze periodiek gedurende een instelbaar aantal volledige perioden van de wisselspanning gekoppeld aan de belasting (fig. 3); er ontstaan geen gelijkstroomcomponenten. Men noemt dit periodenregeling.

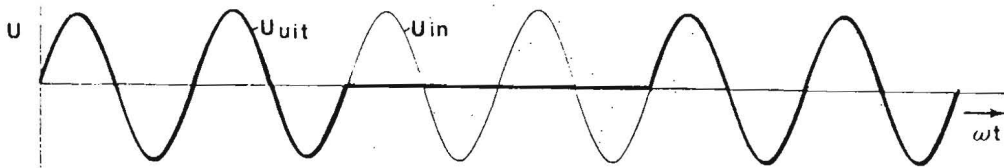


fig. 3

Bij deze omzetting komen aan de uitgang ook lagere frequenties dan de ingangsfrequentie voor.

- Bouwt men een wisselspanning op met halve perioden of delen van halve perioden van de ingangswisselspanning, dan heeft eerstgenoemde een lagere frequentie dan de ingangswisselspanning, terwijl ook de amplitude instelbaar is. Een dergelijke omzetter is per fase van de uitgangsspanning opgebouwd uit twee anti-parallelle mutatoren (zie later). Men verkrijgt zo een cycloconvector. In fig. 4 is één van de vele mogelijke uitgangsspanningen geschetst.



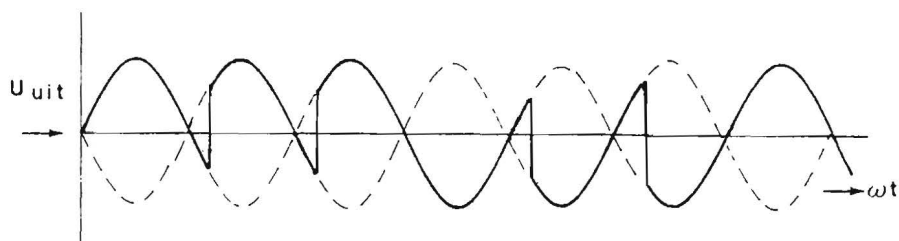


fig. 4

- Veel wisselspanning-wisselspanningsomzeters zijn opgebouwd uit een al dan niet regelbare wisselspanning-gelijkspanningsomzetter in serie met een gelijkspanning-wisselspanningsomzetter (zie later).

#### Wisselspanning-gelijkspanningsomzeters en gelijkspanning-wisselspanningsomzeters.

Deze omzeters verzorgen de koppeling tussen een wisselspannings- en een gelijkspanningssysteem en komen in vele uitvoeringsvormen voor. Ze hebben echter alle gemeen dat tijdens een zeker tijdsinterval de met elkaar gekoppelde ingangs- en uitgangsspanningen een gelijke gemiddelde waarde hebben doch zonder hetzelfde spanningsverloop te hebben. Zoals reeds vermeld, moeten er - teneinde aanzienlijke "hoogfrequente" vereffeningstromen tussen beide spanningsystemen te voorkomen - smoorspoelen in serie met de schakelaars worden opgenomen. De omzeters kunnen nu worden onderscheiden naar de plaats waar de smoorspoelen worden geplaatst, n.l. aan de gelijkspanningszijde of aan de wisselspanningszijde. Wordt in het gelijkstroomcircuit een smoorspoel opgenomen van voldoende grootte om de rimpelstroom enkele procenten van de gemiddelde waarde van de nominale gelijkstroom te doen zijn, zodat in de meeste bedrijfstoestanden in het gelijkstroomcircuit de stroom zonder onderbreking vloeit (geen leemtebedrijf), dan heeft het gelijkstroomcircuit een zeker stroombronkarakter. Tot deze groep omzeters behoren de mutatoren en de stroominvertoren. Mutatoren zijn omzeters, die in het algemeen energie zowel van de wisselspanningszijde naar de gelijkspanningszijde (gelijkrichter) als van de gelijkspanningszijde naar de wisselspanningszijde (wisselrichter) kunnen transporteren, doch die aan de wisselspanningszijde aan een bestaand en

uit een andere bron gevoed net zijn gekoppeld.

Het wisselspanningsnet verzorgt nu de zgn. commutatiespanning. Dit is een spanning die de stroom in een (parasitair) inductief circuit, waarin bij de overgang naar een nieuwe schakelconfiguratie zowel het juist ingeschakelde schakelelement (thyristor of diode) als het uit te schakelen schakelelement (de te sperren thyristor of diode) zijn opgenomen, zodanig doet veranderen dat de stroom door de juist gemaakte verbinding toeneemt en in de te onderbreken verbinding afneemt.

Is een dergelijke omzetter niet gekoppeld aan een bestaand net, doch moet hij bijvoorbeeld een draaistroommachine voeden, dan spreekt men van een stroominvertor. De synchrone machine kan boven zeker toerental zelf de commutatiespanning leveren (natuurlijke commutatie). Beneden genoemd toerental bij de synchrone machine en steeds bij de inductiemachine moet de commutatiespanning geleverd worden door hulpspanningsbronnen, meestal in de vorm van geladen condensatoren, de zgn. commutatiecondensatoren (gedwongen commutatie).

Het verloop van de stromen aan de wisselspanningszijde als functie van de tijd is voor deze omzeters met "opgedrukte" stroom aan de gelijkspanningszijde steeds blokvormig.

In fig. 5 wordt dit geschetst voor de éénfase-brugmutator en in fig. 6 voor een fase van de driefasen-brugmutator.

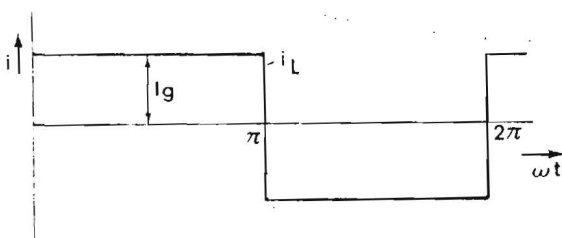


fig. 5

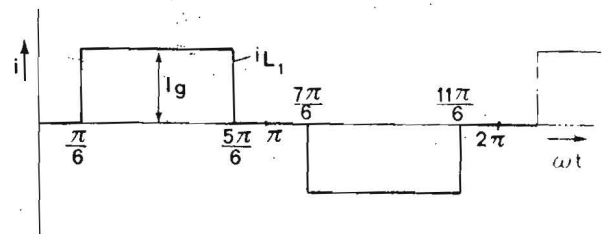


fig. 6

Hierin is  $I_g$  de opgedrukte gelijkstroom en  $i_L$  resp.  $i_{L1}$  de stroom aan de wisselspanningszijde.

Worden aan de wisselspanningszijde de begrenzingssmoorspoelen tegen de "hoogfrequente" vereffeningstromen aangebracht, dan moeten deze smoorspoelen in grootte beperkt zijn, daar ze anders een te grote impedantie

vormen voor de voor het energietransport noodzakelijke grondharmonische stromen. Het stroomverloop zal daarom vaak zeer grillig (fig. 7) zijn aan de wisselspanningszijde.

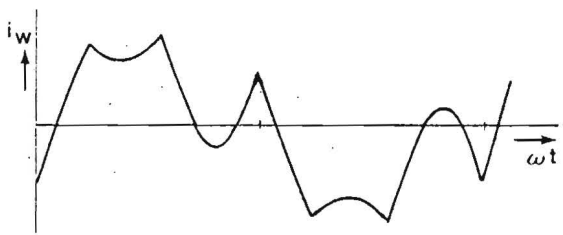


fig. 7

De spanningsvorm aan de wisselspanningszijde direct aan de uitgangsklemmen van de elektronische schakelaars is bij voeding aan de gelijkstroomzijde met een zuivere gelijkspanning blokvormig (fig. 8). Men spreekt hier daarom van een spanningsinverter. Deze omzeters worden hoofdzakelijk gebruikt voor de voeding van draaistroommotoren vanuit een gelijkspanningsbron, waarbij ze tijdens rembedrijf ook kunnen gelijkrichten en de remenergie terugleveren aan de gelijkspanningsbron.

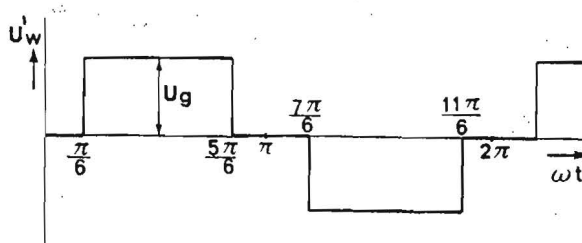


fig. 8

$U_g$  is de voedende gelijkspanning en  $U_w$  de wisselspanning direct aan de uitgangsklemmen van de schakelaar.

De commutatie in deze omzeters wordt steeds door commutatiecircuits met condensatoren verzorgd.

In tegenstelling tot bij de stroominverter en de mutator, waar de stroom door de schakelementen slechts in één richting kan vloeien, moet hij in de spanningsinverter in verband met het mogelijk voorkomen van blindvermogen in beide richtingen door de schakelaars kunnen vloeien. Dit betekent dat stroominvertoren en mutatoren kunnen worden uitgevoerd met

één thyristor (of diode) per schakelaar, doch dat in spanningsinvertoren steeds een thyristor en een anti-parallelle diode per schakelement moet worden gebruikt.

Sommige fabrikanten gebruiken in hun apparaten, zoals audio-apparatuur, televisie of zelfs voedingen voor spanningsinvertoren tot enkele kVA gelijkrichters, die noch aan de wisselspannings- noch aan de gelijkspanningszijde voorzien zijn van smoorspoelen. Voorts worden deze gelijkrichters aan de gelijkspanningszijde voorzien van een zo grote buffercondensator dat "topgelijkrichting" ontstaat. De netstromen verlopen dan sterk piekvormig (fig. 9).

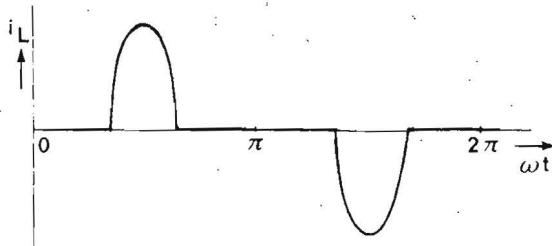


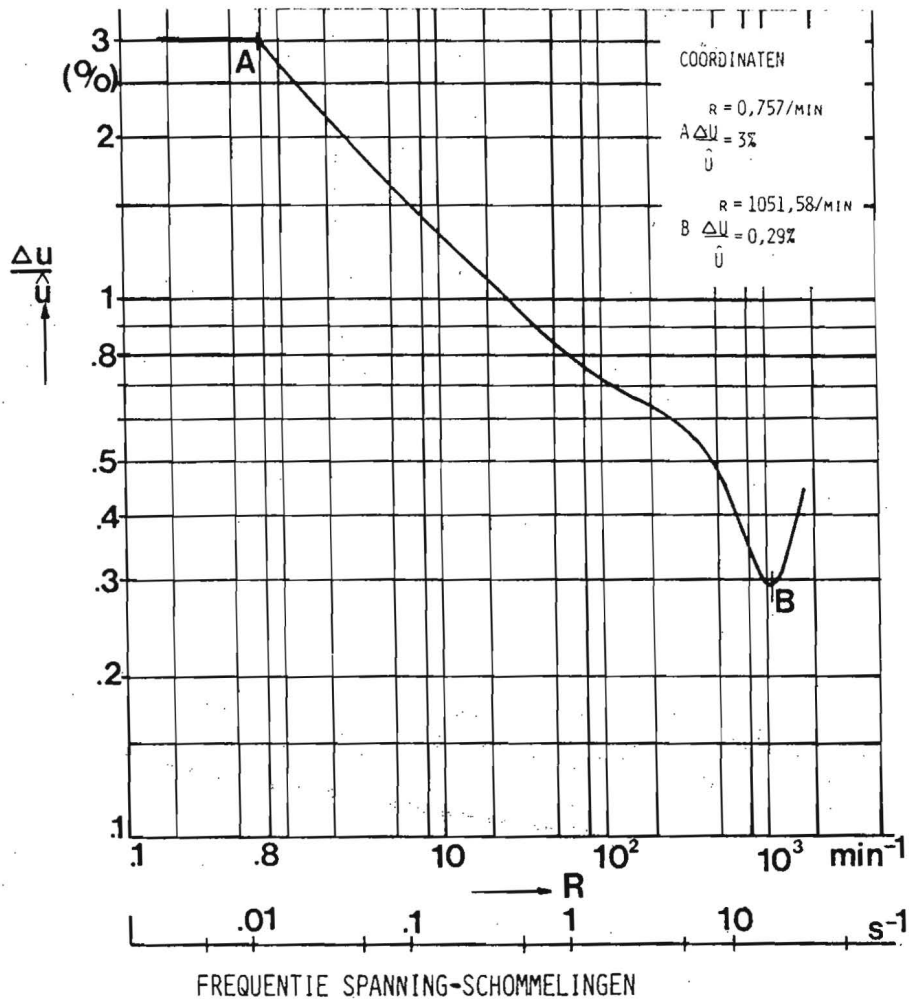
fig. 9

#### Vervuiling afkomstig van omzetter

De vervuiling, die vermogenselektronische omzetter teweeg brengen, kan optreden in een groot frequentiegebied. Ze kan worden voortgeplant door geleiding en door straling en hinder veroorzaken op verschillende wijzen, waarvan er enkele worden opgesomd.

#### Generatie van harmonischen als gevolg van de fundamentele werking.

Stoornfrequenties lager dan de netfrequentie kunnen ontstaan in *omzetter met periodenregeling* (fig. 3) en zijn aanleiding tot lichtfluctuaties (flickereffect) bij op het net aangesloten verlichting. De energiebedrijven hebben daarom een zgn. flikkercurve opgesteld (fig. 10). Hierin is aangegeven de maximale spanningsfluctuatie  $\Delta U$ , die op het net kan worden toegelaten. Deze spanningsfluctuaties ontstaan tengevolge van de inwerking van de stroomfluctuaties op de impedantie van het net.



FLIKKERCURVE

fig. 10

Voor de  $n^e$  stroomharmonische of  $\left(\frac{n}{p}\right)^e$  netstroomharmonische kunnen we schrijven

$$I_n = \frac{2p U_L}{\pi(p^2 - n^2)R} \sin \frac{kn}{p} \pi \cdot \sin n \frac{\omega}{p} t, \text{ waarin}$$

$U_L$  = effectieve waarde van de netspanning

$R$  = weerstand van de ohmse belasting

$\omega_n$  = hoekfrequentie van de netspanning

$p$  = aantal perioden van de netfrequentie, waarin het patroon periodiek is

$k$  = aantal netperioden, gedurende welke de belasting binnen een patroonsperiode is ingeschakeld

$n$  = rangorde van de stroomharmonische, waarbij  $n=1$  behoort bij de patroonfrequentie

Stoorfrequenties lager dan de netfrequentie kunnen ook voorkomen bij cycloconvertoren (fig. 4) en bij snelheidsregeling van inductiemachines met gewikkelde rotor door middel van een cascadeschakeling. Bij gebruik van choppers, spannings- en stroominvertoren voor lage frequenties treden weliswaar in de gelijkstroom- of gelijkspannings-tussentrap wel frequenties op lager dan de netfrequentie, doch deze bereiken meestal niet het net wegens de "isolerende" werking van de voorgeschakelde gelijkrichter en de filterwerking van de tussentrap. De hinder, veroorzaakt door deze spannings- en stroominvertoren is vaak alleen van lokaal belang. Bij choppers in trams en treinen moeten in verband met het vermijden van instabiliteiten in het voedingssysteem (bovenleiding etc.) reeds aanzienlijke filters op het voertuig worden aangebracht. De hinder is daarom zeer beperkt.

Stoorfrequenties boven de netfrequentie worden opgewekt door alle typen omzeters. Zoals reeds vermeld, bereiken hogere harmonischen, opgewekt in stroom- en spannings-invertoren, die zoals gebruikelijk gevoed worden via mutatoren, niet of slechts in geringe mate het net.

De belangrijkste omzeters, die direct aan het net zijn aangesloten, worden nu besproken.

De *wisselspanningsinsteller* ("dimmer") is een zeer verbreid toestel. Bij ohmse belasting, zoals bij verlichting met gloeilampen, geeft fig. 2a de stroomvorm weer.

Ontbindt men deze vorm volgens

$$f(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

dan geeft dit voor de watt- resp. blindstroomcomponent van de netfrequentie als  $U_L$  is de netspanning en  $R$  de ohmse belasting

$$I_{1W} = \frac{U_L}{R} \left[ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha \right] \text{ en } I_{1Q} = \frac{U_c}{R} \left[ \cos^2 \alpha - 1 \right]$$

Deze blindstroomcomponent vormt dus een extra stroombelasting voor het net. Deze blindstroomcomponent vervalt bij symmetrische aansnijding (fig. 2b).

Voor de fourier-coëfficiënten van de stroomvorm volgens fig. 2a, waarbij slechts oneven harmonischen voorkomen ( $n = \text{oneven}$ ), geldt:

$$a_n = \frac{2}{\pi(n^2-1)} \left[ 1 - n \sin \alpha \sin n\alpha - \cos \alpha \cos n\alpha \right]$$

$$b_n = \frac{2}{\pi(n^2-1)} \left[ n \sin \alpha \cos n\alpha - \cos \alpha \sin n\alpha \right]$$

Fig. 11 illustreert bovenstaande.

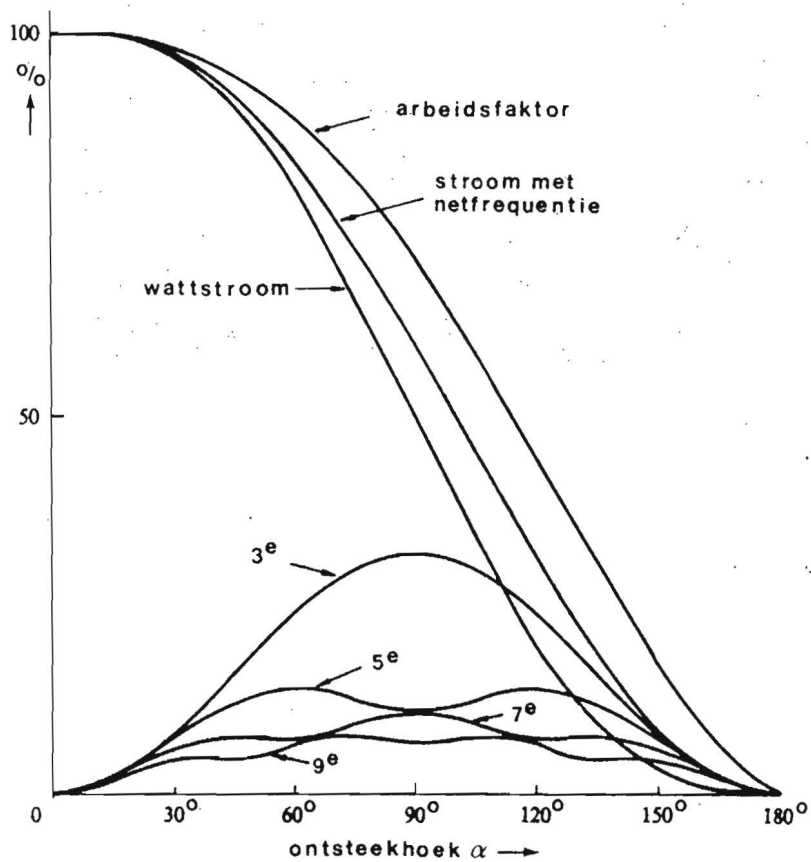


fig. 11

*Mutatoren* voeren, indien ze voorzien zijn van de gebruikelijke smoorspoel aan de gelijkstroomzijde, bij benadering blokvormige netstromen, zoals in fig. 5 en fig. 6 is geschetst. De blokvormige stroom volgens fig. 5 voor de éénfase-brugmutator kan ontbonden worden in uitsluitend oneven harmonische sinustermen, waarbij de effectieve waarde van de  $n^e$  harmonische netstroom bedraagt  $I_{Ln} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi n} I_g$  en de netstroom  $I_L = I_g$ . De volledig bestuurbare driefasen-brugmutator met symmetrische sturing heeft slechts oneven harmonische "sinus"-termen, waarbij echter harmonischen met een door 3 deelbare rangorde niet voorkomen. Voor de  $n^e$  harmonische netstromen

in een fase geldt  $I_{Ln} = \frac{\sqrt{5}}{\pi n} I_g$  en voor de totale netstroom  $I_L = \sqrt{\frac{2}{3}} I_g$ . Naast de grondharmonischen treden dus op: de  $5^e$ ,  $7^e$ ,  $11^e$ ,  $13^e$ ,  $17^e$ ,  $19^e$  etc. Teneinde de  $5^e$  en  $7^e$  harmonischen te elimineren worden mutatoren

met een vermogen groter dan ca. 100 kW vaak uitgevoerd met twee gelijkspanningszijdig in serie geschakelde driefasen-bruggen, waarbij aan de wisselspanningszijde de ene brug op een stergeschakelde secundaire wikkeling van de voedingstransformator en de andere op een in driehoek geschakelde wikkeling van dezelfde transformator is geschakeld. Nu resteren slechts de  $11^e$ ,  $13^e$ ,  $23^e$ ,  $25^e$ ,  $35^e$ ,  $37^e$  etc. harmonischen.

Ook hier kan men schrijven voor de  $n^e$  harmonische in de netstroom

$$I_{Ln} = \frac{1}{n} I_{L_1} \quad \text{met } I_{L_1} \text{ is de netstroomcomponent met netfrequentie.}$$

Bij deze geïdealiseerde stroomvormen geldt steeds dat de grootte van deze harmonische componenten onafhankelijk zijn van de ontsteekhoek  $\alpha$ . Bij halfstuurbare mutatoren en volledig stuurbare mutatoren met vrijlooptioden vermindert voor vele harmonischen de amplitude ten opzichte van die voor de hierboven genoemden volgens min of meer ingewikkelde "cosinus"-functies, waarin de rangorde van de harmonischen  $n$  en de ontsteekhoek  $\alpha$  voorkomen. Over het gehele frequentiegebied zijn er harmonischen die voldoen aan  $I_{Ln} = \frac{1}{n} I_{L_1}$ .

*Gelijkrichters met "topgelijkrichting"* (fig. 9), waarbij geen smoorspoelen in het circuit aanwezig zijn behoudens parasitaire en die aan de gelijkspanningszijde belast zijn met grote buffercondensatoren, hebben een condensatorspanning die de topwaarde van de netspanning nadert. Hierdoor zal de netstroom slechts gedurende korte tijd vloeien.



Stel dat deze stroomlevering geschiedt gedurende 1/5 deel van de tijd, dan moet de netstroom gedurende de geleidingsintervallen gemiddeld 5x zo groot zijn als bij gebruik van een voldoende grote smoorspoel en een zelfde stroomverbruik. Fig. 12 geeft een gestyleerde vorm. Nu geldt voor de  $n^e$  harmonische stroom  $I_{L_n} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} \frac{T}{2t_1} I_g \sin n \pi \frac{t_1}{T}$  of voor het onderhavige geval  $I_{L_n} = \frac{1}{n} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 5 I_g \sin n \frac{\pi}{10}$ .

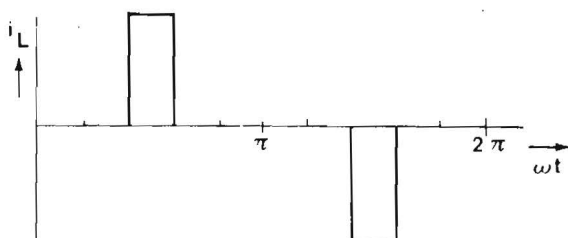


fig. 12

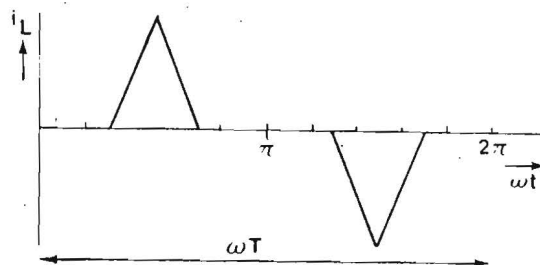


fig. 13

Bij het verkrijgen van eenzelfde gelijkstroomvermogen als bij gebruik van de schakeling met een grote smoorspoel aan de gelijkstroomzijde - dus rekening houdend met het feit dat eenzelfde wisselspanning nu een hogere gelijkspanning (tot max. 1,55x) geeft - blijkt de  $(10k+3)^e$ ,  $(10k+5)^e$  en de  $(10k+7)^e$  harmonische in de netstroom resp. 2,7x, 3,3x, 2,7x zo groot als bij de schakeling met smoorspoel. De  $(10k+9)^e$  en de  $(10k+11)^e$  harmonischen zijn praktisch gelijk in beide systemen.  $k$  is een geheel getal.

Worden de netstroompulsen gestyleerd als driehoeken met een hoogte  $\frac{T}{2t_1} I_g$ , waarbij  $\omega t_1$  de breedte van de driehoek is op halve hoogte (fig. 13), dan zullen in dit geval de harmonischen met een rangorde groter dan 5 ongeveer een factor  $n$  extra kleiner zijn. Slechts de  $3^e$  en  $5^e$  harmonischen treden nu sterk geaccentueerd op. In de praktische schakelingen zullen de uitkomsten tussen de laatste twee uitkomsten liggen. Aan de verandering van de hoeveelheid  $3^e$  en  $5^e$  netharmonischen is het inschakeltijdstip van een groot aantal televisietoestellen goed waar te nemen. Voor de  $3^e$  en  $5^e$  harmonischen van de netstromen komen waarden van 90%, resp. 70% van de 50 Hz stroomcomponent hierbij voor. Tot zover een globaal overzicht van het voorkomen van harmonischen tengevolge van de fundamentele werking van de schakelingen en voor zover

ze in het net of via het net hinder kunnen veroorzaken.

Generatie van harmonischen als gevolg van het niet ideaal zijn van de schakeling.

In praktische schakelingen komen nog de volgende effecten voor.

- Tengevolge van de commutatie van de stroom tussen twee halfgeleidercomponenten treedt er tijdens het commutatie-interval kortsluiting op tussen twee wisselspanningsklemmen. Als voorbeeld een éénfase-bruggelijkrichter (fig. 14).

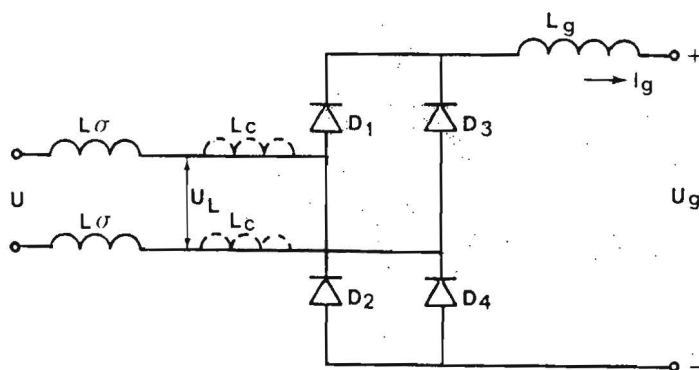


fig. 14

Bij een voldoende grote smoorspoel  $L_g$  zijn de stromen opgedrukt. De netstroom zou dan zuiver blokvormig moeten verlopen, indien het net geen inductiviteiten zou bezitten. Wegens de aanwezige inductiviteiten (spreidingsinductiviteit  $L_\sigma$  van de distributietransformatoren etc.) zal de stroom door bijv. de dioden  $D_1$  en  $D_4$  "langzaam" afnemen, terwijl gelijktijdig die door  $D_2$  en  $D_3$  "langzaam" zal toenemen.  $I_g$  blijft intussen constant. In fig. 14 is  $U$  de harde spanning in de centrale en  $U_L$  de netspanning ter plaatse van de verbruiker.

Indien geen passende maatregelen genomen worden, zullen deze kortsluitingen spanningsdeuken (tot max. 20 el. graden) veroorzaken met hinder voor andere verbruikers door de optredende lagere spanning ter plaatse. Teneinde dit te voorkomen worden commutatiesmoorspoelen  $L_c$  aangebracht. Met  $L_c$  veel groter dan  $L_\sigma$  zal de vervorming van de netspanning  $U_L$  sterk verminderen. Voor driefasen-mutatoren gelden soortgelijke beschouwingen.

De netstromen verlopen door dit commutatie-effect nu bij benadering trapeziumvormig (fig. 15).

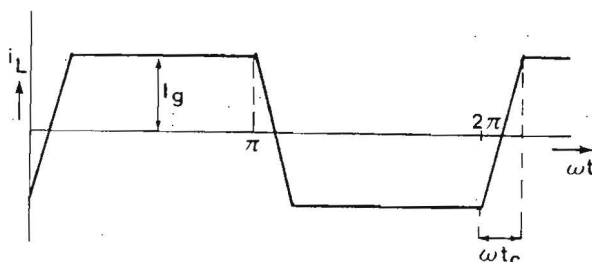


fig. 15

Dit heeft tot gevolg dat de in het net geïnjecteerde stroomharmonischen boven een zekere grensfrequentie  $\nu_g$  afnemen met de factor  $\frac{1}{2}x$  in plaats van met  $\frac{1}{n}x$ . Voor deze grensfrequentie geldt:  $\nu_g = \frac{1}{\pi t_c}$ .

- Tijdens het commuteren van de stroom tussen bijv. twee thyristoren zal, wanneer dit proces snel verloopt, de overmaat aan ladingsdragers in het dovende element niet snel genoeg kunnen worden afgevoerd, zodat er een piekvormige stroom in de sperrichting kan vloeien. Deze stroom breekt bij het ontstaan van de sperrende werking van de sperlaag plotseling af en zal over de netinductiviteiten zeer grote spanningspieken kunnen geven. Teneinde het gevaar voor de thyristoren tengevolge hiervan te beperken wordt meestal parallel aan iedere thyristor een R.C serie demplid geplaatst. Dit demplid tezamen met de netinductiviteiten kan leiden tot gedempte trillingen met frequenties tot ca. 100 kHz. Het gebruik van commutatiesmoorpoelen doet vaak de stroomvermindering in de sperrende thyristor zo langzaam verlopen dat er nauwelijks piekspanningen tengevolge van dit ladingsdragerstuwefect zullen optreden.

#### Gevolgen van de ontstane vervuiling en haar bestrijding.

De harmonische stromen geven met de netimpedanties hogerharmonische spanningen, die het functioneren van apparaten in het net kunnen benadelen. Door de aanwezigheid van inductiviteiten en capaciteiten kunnen er in het net resonantieverschijnselen optreden, die spanningsopslingeringen kunnen geven. De Watt-component van de belasting (weerstand) zorgt voor demping. Het steeds meer toepassen van geregelde omzeters, waar-

onder schakelende voedingen, die netzijdig een negatieve dynamische weerstand kunnen vertonen en dus ontdempend werken op de resonantieverschijnselen, kan in de toekomst wellicht het probleem van de spanningsopslingering doen toenemen.

Allereerst de frequenties lager dan ca. 5000 Hz. Problemen kunnen er ontstaan door: extra verwarming in motoren, transformatoren en condensatoren voor arbeidsfactorverbetering en voorts door overspraak naar telefoonsystemen, door storingen in de signalering bij bijv. de spoorwegen en toonfrequent-apparatuur, zoals gebruikt voor het schakelen van straatverlichting, boilers, tariefschakelingen etc. Teneinde het net te beschermen heeft de VDEN aanbevelingen gedaan voor toelaatbare harmonische stromen bij niet-huishoudelijke toestellen (CHC 75/10). Deze aanbeveling is gebaseerd op de Europese norm EN 50.006, die door CENELEC is ontwikkeld en die betrekking heeft op door huishoudelijke apparatuur veroorzaakte harmonische componenten in de netspanning. In deze norm voor laagspanningsnetten wordt gebruik gemaakt van een vervangingsnet, dat als volgt wordt omschreven.

Het draaistroomvervangingsnet met nulleider wordt gevoed door spanningsbronnen met inwendige weerstand gelijk aan nul. De spanningen zijn symmetrisch en enkelvoudig harmonisch. De som van de impedanties van fase- en nulleider bedraagt voor alle fasen

$$Z_1 = (0,40 + j 0,25) \Omega \text{ bij } 50 \text{ Hz.}$$

De impedantie van een faseleider bedraagt

$$Z_3 = 0,6 Z_1 = (0,24 + j 0,15) \Omega \text{ bij } 50 \text{ Hz.}$$

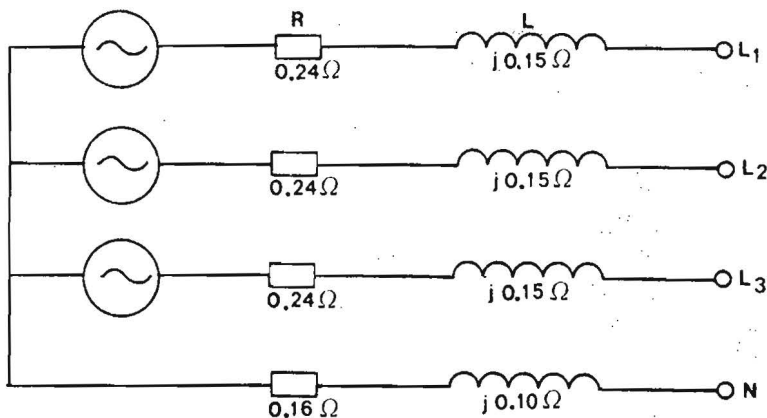


fig. 16

Wordt een toestel aangesloten op dit net, dan mogen bij nominale spanning de harmonische componenten in de spanning tussen fase en nul de in tabel 1 vermelde waarden niet overschrijden.

Rangnummer harmonische	Maximaal toelaatbare harmonische componenten in de spanning van het vervangingsnet bij belasting met het te onderzoeken toestel in % van de grondharmonische
2	0.2
3	0.85
4	0.2
5	0.65
6	0.2
7	0.6
8	0.2
9	0.4
10	0.2
11	0.4
12	0.2
13	0.3
14	0.2
15	0.25
16	0.2
17	0.25
18	0.2
etc.	etc.

tabel 1

Ook voor netten met een ander spanningsniveau wordt nu uitgegaan van deze tabel.

Tevens is aangegeven dat frequenties, die geen geheel veelvoud zijn van de netfrequentie, slechts een grootte mogen hebben van 0,2% van de nominale netspanning. Om aan deze aanbevelingen te kunnen voldoen moet de impedantie van het net voor de harmonischen voldoende klein zijn. Teneinde dit te bereiken worden voor de 5<sup>e</sup>, 7<sup>e</sup>, 11<sup>e</sup> en 13<sup>e</sup> net-harmonischen meestal afgestemde zuigketens gebruikt, parallel aan de aansluitklemmen. Verder worden de hogere frequenties door niet afgestemde ketens kortgesloten. Deze ketens mogen noch de distributie van toonfrequente signalen voor het schakelen van apparatuur noch

de arbeidsfactor van het net nadelig beïnvloeden. Het gebruik van uitsluitend condensatoren moet om deze redenen dus sterk worden afgeraden. Frequenties boven 5000 Hz hinderen de energievoorziening meestal niet doch kunnen wel hinder veroorzaken in aangesloten apparatuur, zoals radio, televisie, rekentuig etc. Daar de stoofrequenties van de omzeters meestal beneden 30 MHz liggen, komt de vervuiling voornamelijk door geleiding en niet door straling naar buiten; dit vooral bij omzeters gemonteerd in gesloten metalen kasten. De stoorsignalen kunnen voorkomen:

- a) uitsluitend tussen de stroomgeleiders en dus symmetrisch t.o.v. aardpotentiaal;
- b) asymmetrisch, waarbij tussen de stroomgeleiders geen stoorsignalen optreden;
- c) als combinatie van a) en b).

Symmetrische stoorspanningen kunnen worden gefilterd met smoorspoelen in serie tussen het apparaat en het net in combinatie met een condensator parallel over de netaansluiting. De wikkelingscapaciteit van de smoorspoelen geeft bij hoge frequenties complicaties. Asymmetrische stoorspanningen moeten worden afgeleid via condensatoren naar "aardpotentiaal" of behuizing. De netstromen hebben meestal zodanig grote waarden dat ze verzadigingsverschijnselen in het magnetisch materiaal van de H.F. smoorspoelen geven. Teneinde dit te voorkomen worden alle netstromen, waarvan de som nul is, gezamenlijk op één kern via wikkelingen gevoerd. Dit geeft vooral voor asymmetrische stoorspanning een goed resultaat. Fig. 17 geeft een schema van een dergelijk éénfasefilter.

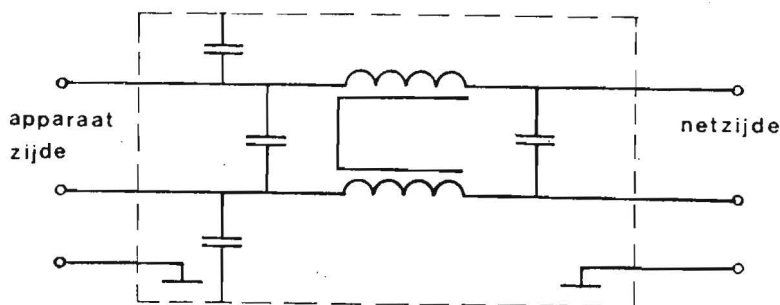


Fig. 17

Als controle van de kwaliteit van de ontstoring wordt vaak de VDE-norm 0875 of VDE 0838 gehanteerd. Deze onderscheidt drie klassen van ontstoring, n.l.

G = Grobstörgrad, meestal voor industrienetten,

N = Normalstörgrad,

K = Kleinstörgrad.

In fig. 18 is dit verduidelijkt, waarbij 0dB overeenkomt met een spanning van  $1\mu\text{V}$  op de ingangsklemmen van de meetontvanger. Deze meetontvanger moet in verband met de juiste aanpassing via een speciaal netwerk aan het te meten net worden aangesloten.

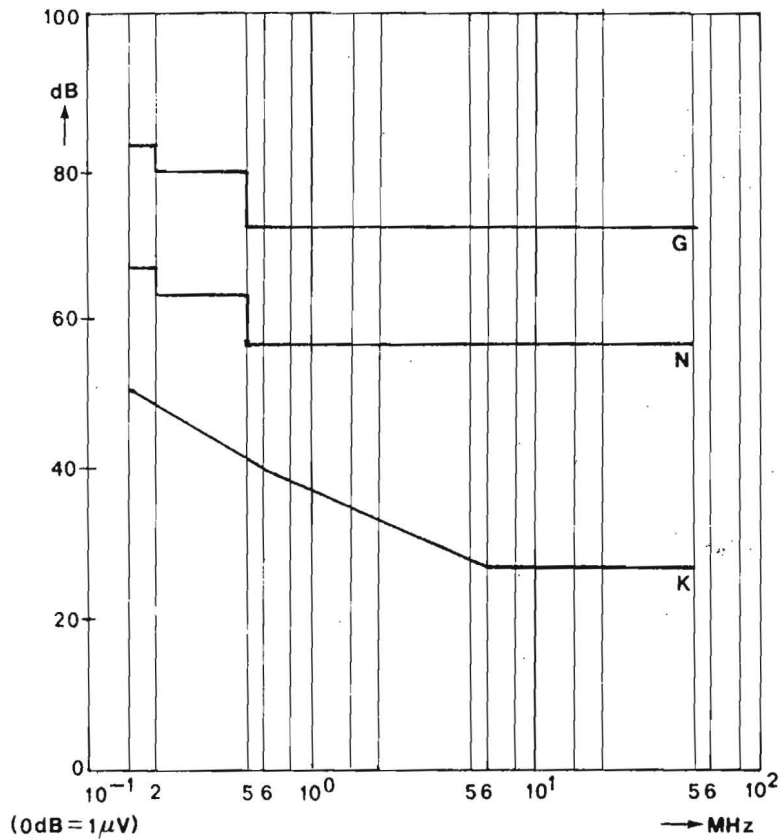


fig. 18

Litteratuur:

J.J. Schrage en W.J. de Zeeuw, Vermogenselektronica, Culemborg, Educaboek 1980.

K. Pasel, Oberschwingungsbelastbarkeit der öffentlichen Niederspannungsnetzen, ETZ Bd 107(1986)H2, p 56-59.

## **Geschakelde voedingen**

**Mart Coenen**

**PCALE, Philips Semiconductors**

Oktober 1991

### 14.1 Algemeen

Een voeding heeft in zijn algemeenheid slechts een primaire functie, namelijk het omzetten van energie van de primaire zijde naar de secundaire zijde. Andere zaken zoals energie-reserve, uitgangsstabiliteit, impuls onderdrukking, etc. zijn secundaire voorwaarden. Nog "lagere" voorwaarden zijn vaak randvoorwaarden zoals:

- geleide storingen naar net "net"
- geleide storingen naar de "last" en de
- elektromagnetische velden van deze voeding.

Dit terwijl deze de functionaliteit van het apparaat, waarin een voeding wordt toegepast, nadelig kunnen beïnvloeden!

### 14.2 Conducted interference

Een switched mode power supply (verder genoemd SMPS) is opgebouwd volgens het principe dat er in een spoel, of transformator, energie wordt opgeslagen, gedurende de korte tijd dat de schakelaar dicht is. zie figuur 1, en dat deze energie vrijkomt als de schakelaar weer wordt geopend.

De globale opbouw is, volgens figuur 14.1:

- een netwerkfilter
- een gelijkrichtbrug met buffercapaciteit aan primaire zijde
- de schakelaar(s) met spoel(en) of transformator(en)
- de gelijkrichting met afvlak/buffercapaciteit(en) aan secundaire zijde
- de elektronica die de terugmelding moet leveren van stroom en spanning van de secundaire en primaire zijde naar de schakelaar.

De schakelfrequentie wordt bepaald door het vermogen van de voeding, de configuratie en de componenten en ligt meestal in het frequentiebereik van een aantal kilohertzen tot enige Megahertzen.

Het principe van de SMPS kan zijn een:

- Flyback convertor
- Forward convertor
- Push-Pull convertor



Verder kan er een onderscheid gemaakt worden in:

- Fixed frequency, variable pulswidth
- Fixed pulswidth, variable frequency
- Eigen resonante systemen

Al de uitvoeringen hebben hun specifieke kenmerken en dus hun specifieke voor- en nadelen. In de volgende paragrafen zullen de globale EMC-problemen worden behandeld. Op basis van het feit dat de elektronica, die gevoed wordt vanuit een voeding, zelf stoort, wordt aangenomen dat een netfilter altijd noodzakelijk is. Daarom zijn SMPS units vaak niet uitgevoerd met afdoende filtermaatregelen, dit op economische gronden.

In principe moet de voeding zo compact mogelijk zijn. De interne dissipatie in de voeding moet worden geminimaliseerd. Voor de schakelaar heeft dit tot gevolg dat hij zo snel mogelijk moet schakelen. Gedurende het schakelen functioneert deze als een weerstand en dissipeert hij dus vermogen.

Afhankelijk van het device, vindt men schakeltijden. De veel voorkomende typen zijn:

TYPE	SCHAKELTIJD us.
- transistor	1-10
- thyristor	20-50
- Gate Turn Off	5-20
- MOS-FET	.01-.5

#### 14.2.1 Common-mode

Een spoel staat op, in het geval van 220 Volt netspanning, op 310 Volt en wordt aan een zijde nu naar 0 Volt potentiaal gebracht en er gaat een stroom lopen door de spoel (integrator). Dit proces duurt totdat het gewenste niveau is bereikt. Daarna wordt in korte tijd de spoel, transformator, primair stroomloos gemaakt, en ontstaat er dus geïnduceerde spanningen die er voor zorgen dat dit energieproces op correcte wijze wordt gecontinueerd. Met andere woorden, er gaat een stroom lopen in het secundaire circuit, maar aan de primaire zijde vinden aanzienlijke  $dv/dt$ 's plaats. Door het niet symmetrisch zijn van de voeding, met uitzondering van de Push-Pull, zijn er dus een aantal asymmetrische parasitaire capaciteiten in de voedingsconfiguratie, welke ten gevolge van de  $dv/dt$  aanleiding zijn tot het genereren van stroomstootjes, zowel bij het in- als het uitschakelen. Door het intelligent wikkelen van de transformator kunnen deze koppelcapaciteiten worden beheerst.

Op basis van de gegevens zoals: herhalingsfrequentie, pulsbreedte en schakeltijden, kan men bepalen hoe het amplitude-spectrum er uit zal zien, zie hoofdstuk 6, Signaalanalyse, zie figuur 14.2.

De parasitaire grootheden bestaan hoofdzakelijk uit wikkelcapaciteiten in de transformator, zie figuur 14.3a, en de capaciteit van de collector (met koelplaat) naar zijn omgeving. Dit laatste geldt alleen indien de emitter direct aan de 0 Volt ligt, en niet via een stuk circuit, zie figuur 14.3b. Talloze compensatie-methoden zijn bekend om al deze parasitaire capaciteiten te reduceren of te compenseren. Voorbeelden zijn:

- scherm tussen transistor e.d. en het koelblok
- capacitief-arm ontwikkelen
- schermen in trafo (let op wervelstromen: dissipatie!)
- compensatiewikkelingen in trafo

Andere oplossingen zijn om via niet dissiperende elementen de  $dV/dt$  of  $dI/dt$  te beperken want:

$$I(\text{cap}) = C * dV/dt \text{ en } U(\text{ind}) = L * dI/dt.$$

#### 14.2.2 Differential-mode

Ook de gelijkrichter en zijn buffercapaciteit zijn aanleiding tot geleide storingen in het laagfrequente gebied. De capaciteit, meestal enkele tientallen  $\mu F$ 's wordt alleen op de top van de sinus geladen, dus twee maal per netcyclus. De effectieve stroom is gering, echter de maximale stroomamplitude is vaak een factor 5-20 maal de effectieve waarde. Ook hiervan kan men op basis van de schakeleigenschappen van de dioden en de stroompulsbreedte en de herhalingsfrequentie bepalen hoe hoog de harmonischen zijn. Hiervoor geldt inderdaad, overeenkomstig hoofdstuk 13 Vermogenselectronica, dat alleen inductiviteiten hiervoor een oplossing bieden. Voor kleine voedingen bestaat er ook een elektronische oplossing, zie figuur 14.3c. Deze is speciaal gecreëerd voor elektronische ballasten van TL- armaturen om te voldoen aan de strenge internationale geldende emissie normen.

Ten gevolge van de stroomfluctuaties, door het aan en uitschakelen, zal de stroom uit de buffercapaciteit niet constant zijn. Deze stroomfluctuatie tezamen met de impedantie van deze buffercapaciteit zal bepalend zijn voor de differential-mode storing. De HF-eigenschappen van deze component is dan ook kritisch, zie hoofdstuk 3, EMI-eigenschappen van passieve componenten. Daarnaast kan men bepalen of additionele filtering nog noodzakelijk is.

Ook is het mogelijk, via elektronische weg, deze stroomfluctuatie te compenseren, waardoor vooral korte snelle impulsen kunnen worden gecorrigeerd. Dit reduceert de robuustheid waarmee het filter anders moet worden uitgevoerd (grote spoelen en condensatoren).

Vaak blijken ook spoelen, welke worden toegepast voor filtering van de differential-mode, uitgevoerd te worden als open spoel. Dit om verzadiging van de kern te voorkomen. Echter deze spoelen werken als ferroceptor, waardoor juist magnetische velden, van de SMPS zelf of van deflectie-units VDU e.d., als stoorspanning weer ingekoppeld kunnen worden in het circuit. Deze eigenschap van dit soort spoelen geldt ook voor alle andere applicaties. Zie verder de paragraaf radiated interference.

## 14.3 Radiated interference

### 14.3.1 Direct

(Electro-) magnetische straling van een SMPS kan ontstaan vanuit:

- de spoel of transformator, of
- de lay-out van het circuit.

De straling van de kern van de spoel wordt bepaald door zijn geometrie en de materiaalsoort (dit i.v.m. verzadiging). In volgorde van de stralingseigenschappen, van hoog naar laag:

- open spoel
- gesloten spoel:
  - 2 C-kernen met luchtspleet
  - 2 C-kernen zonder luchtspleet
  - 2 E-kernen met luchtspleet
  - 2 E-kernen met alleen luchtspleet in het middelste been
  - Potkern met inwendige luchtspleet

Met deze tabel gaan de prijzen voor de gekozen oplossing evenredig mee.

Door verzadiging daalt de permeabiliteitsfactor van het kernmateriaal, waardoor schijnbaar een open- of lucht-spoel ontstaat. Door een luchtspleet ontstaat juist, door de hoge magnetische weerstand, een magnetisch strooiveld. Ook door onzorgvuldig wikkelen kan een ongewenst hoge strooiflux ontstaan, zie figuur 14.4a. De flux hoeft slechts lokaal aanwezig te zijn en niet uit de transformator te komen. Men kan dus de gehele transformator, buiten zijn functionele geometrie, afschermen. Dit kan dan gebeuren met koperfolie, waarbij in deze folie stromen ontstaan die het strooiveld compenseren. Het gebruik van goed geleidend materiaal is noodzakelijk om het faseverschil tussen het oorspronkelijke veld en het compenserende veld zo goed mogelijk in tegenfase te krijgen.

De open spoelen, welke gebruikt worden als  $dV/dt$  en  $dI/dt$  begrenzer zullen aanleiding zijn tot hoge magnetische velden. Dit geldt hier met name voor de hoge frequenties, daar deze circuitdelen alleen tijdens het af- en aanschakelen actief zijn.

Ook de lay-out kan aanleiding zijn tot het emitteren van EM-velden. Door het primaire stroomcircuit: buffercapaciteit, schakelaar en transformator gaan forse stromen, welke tezamen met het lusoppervlak op het printed circuit board zullen bijdragen tot de straling. Dit zelfde geldt voor het secundaire circuit: transformator, diode(n) en buffercapaciteit, zie figuur 14.4b. Het gaat bij straling om het magnetisch dipoolmoment,  $P_m$ :

$P_m = \text{stroom} * \text{oppervlak} * \text{rel. permeabiliteit}$ ,

rel. permeabiliteit van lucht, epoxy = 1.

rel. permeabiliteit van kernmateriaal = 100-10000

Dus een hoge stroom aan secundaire zijde met een klein lusoppervlak kan erger zijn dan een lagere stroom bij een klein lusoppervlak in een kern aan primaire zijde.

(\*) In het frequentiegebied van 10 kHz tot 30 MHz wordt, overeenkomstig de norm, slechts de magnetische veldcomponent gemeten. Allerlei induceerde spanningen in circuits naast de SMPS zijn hoofdzakelijk veroorzaakt door magnetische velden.

Elektrische velden van een SMPS ontstaan vaak doordat het koelblok in potentiaal varieert.

#### 14.3.2 Indirect

Andere emissie bronnen ontstaan omdat de secundaire, galvanisch gescheiden uitgangen in potentiaal variëren t.o.v. de referentie, veiligheidsaarde. Dit geldt vooral wanneer het secundaire circuit niet wordt omsloten door een afscherming. Vaak wordt dit verholpen door een forse capaciteit aan te brengen tussen de referentie en het secundaire circuit. Hierdoor ontstaat een capacatieve deling t.o.v. de parasitaire capaciteit in de transformator. Voor hogere frequenties blijkt deze capaciteit, vanwege zijn parasitaire zelfinductie, vaak niet afdoende.

Ook het netsnoer, of andere controlekabels; sense-draden, kunnen een potentiaal hebben t.o.v. de referentie. Dit geldt in het bijzonder wanneer het apparaat is uitgevoerd als klasse II apparaat, d.w.z. zonder randaarde. Nu wordt ergens een referentiepunt gedefinieerd, ten op zichte waarvan alle kabels HF- gedefinieerd moeten worden d.w.z. gefilterd of ontkoppeld. zie verder hoofdstuk 19, EMC ontwerpen printplaten.

#### 14.4 Susceptibiliteit.

De SMPS schakelt met een specifieke frequentie. De uitgang kan dus niet eerder gecorrigeerd worden dan bij de eerst volgende slag. Bij een schakelfrequentie van 25 kHz betekent dit een delay van minimaal 40  $\mu$ s, terwijl een lineaire voeding, beperkt door de bandbreedte van het regelsysteem, al in enkele microseconden zou kunnen reageren en corrigeren.

De SMPS moet functioneel een signaal overdragen van primair naar secundair met een forse bandbreedte, er wordt een impuls; lees blokgolf, overgedragen van primair naar secundair. Deze overdracht moet plaatsvinden met minimale energieverliezen, dus maximale bandbreedte. Allerlei niet functionele signalen, voor de voeding, zullen als gewenst signaal worden overgedragen van primair naar secundair en visa versa. Hiervoor dient men maatregelen te treffen m.b.v. filtering aan primaire en secundaire zijde om dit tot een minimum te beperken.

Vanwege zijn compactheid zullen de buffercapaciteiten ook vaak niet groter zijn dan strikt noodzakelijk. Dit heeft tot gevolg dat bij een kortstondige netonderbreking de energiereserve niet toereikend kan zijn. Additionele toevoegingen, aan de secundaire zijde, van buffercapaciteiten door de applicant zijn vaak noodzakelijk.

## 14.5 Conclusie

Bij het toepassen van een SMPS, dient men zich vooraf te realiseren welke voorwaarden men moet stellen aan de circuits waarbij deze voeding geïntegreerd wordt, dan wel aan welke voorwaarden de voeding moet voldoen wil hij compatibel zijn met het circuit. Zie voor een evaluatieboom figuur 14.5. Voor hen die zelf een voeding gaan ontwerpen liggen er mogelijkheden te over om de ideale voeding te bouwen. Vele oplossingen zijn kosteloos en andere bieden vooral bij kleine series, waarbij de meeste kosten gaan zitten in het design zelf, een goed alternatief.

## 14.6 Referenties

- [1.] IEC publicatie 478, Stabilized Power Supplies, D.C. output, part 3, Radio frequency interference, 1986.
- [2.] Power Supplies Application Data, Electromagnetic interference and switched mode, Philips I&E, Wavre, Belgium.
- [3.] High-frequency ferrite power transformer and choke design,
  - part 1, Switched-mode power supply magnetic component requirements,
  - part 2, Switched-mode power supply magnetic considerations and core selection,
  - part 3, Transformer winding design,
  - part 4, Improved method of power -choke design, Philips Elcoma, 1982.
- [4.] Verschillende interne Philips notes and reports en werk groep documenten.
- [5.] Electro- magnetische Compatibiliteit, PATO, derde druk 1986.

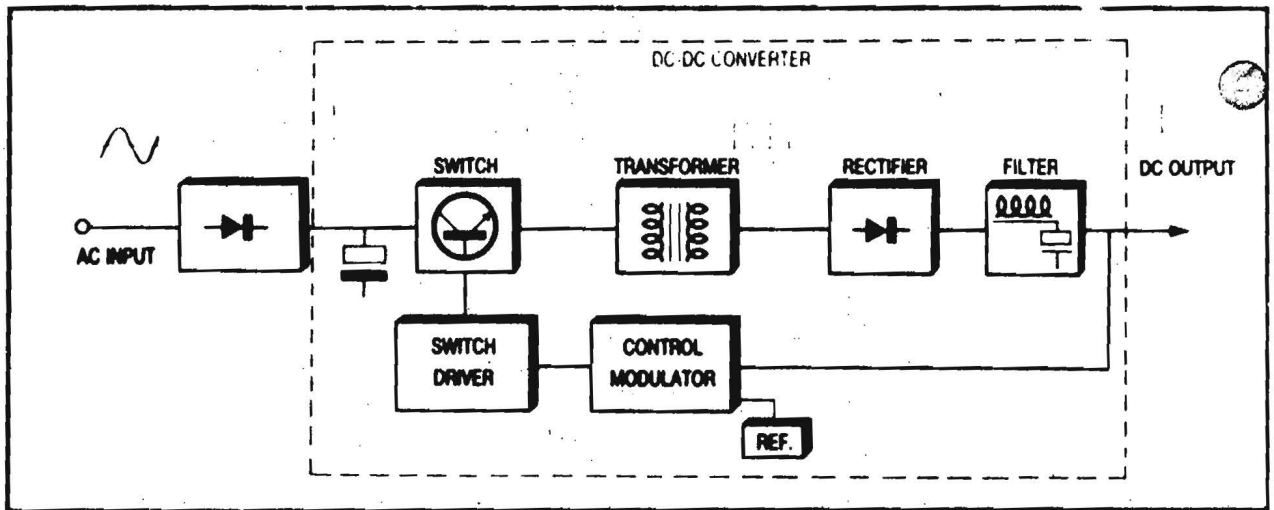
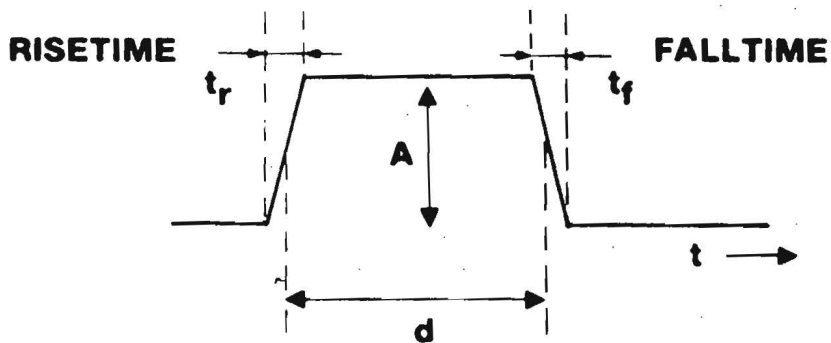


Fig. 14.1 Algemene SMPS opbouw



**RISE AND FALL SWITCHING EDGES  
GENERATE HIGH HARMONICS**

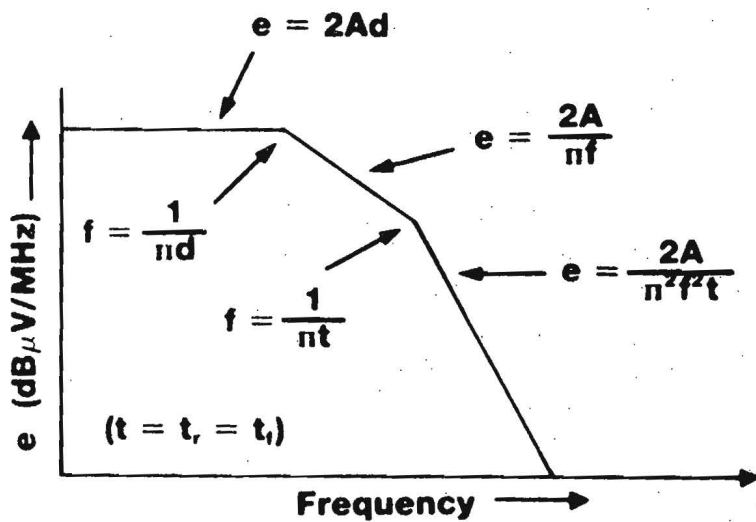


Fig. 14.2

**SPECTRUM OF HARMONIC AMPLITUDES IN SWITCHING WAVEFORM**

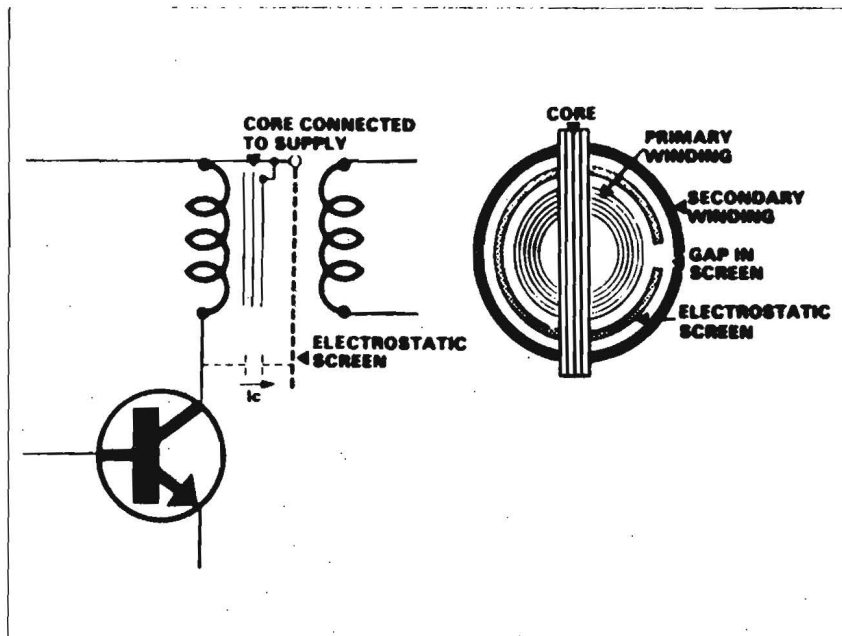


Fig. 14.3a REDUCING EMI COUPLING IN OUTPUT TRANSFORMER

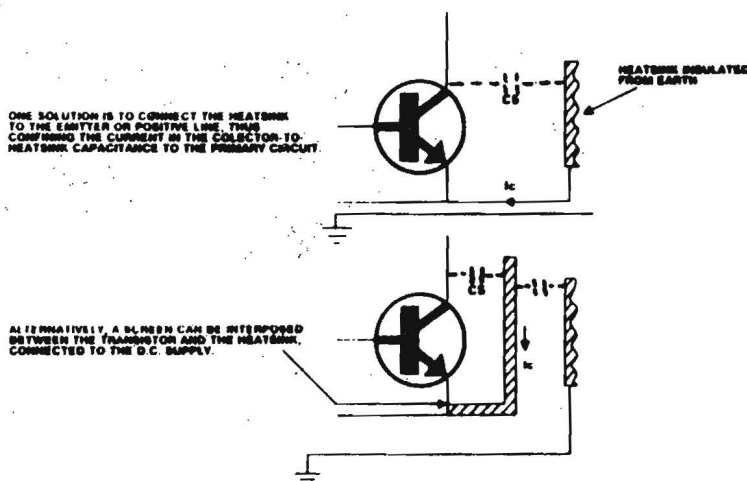


Fig. 14.3b REDUCING HEATSINK CAPACITIVE COUPLING PATHS FOR EMI

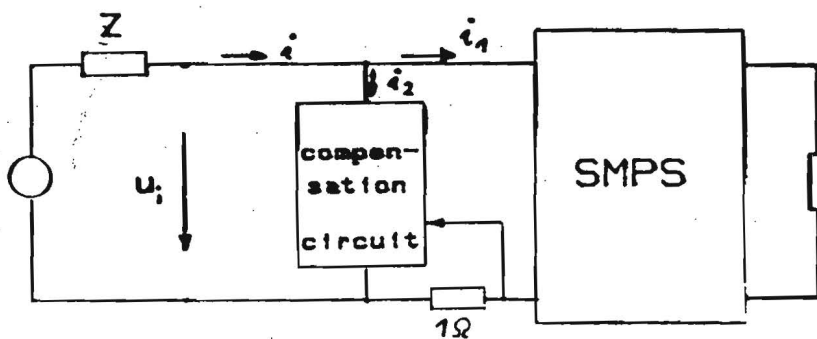
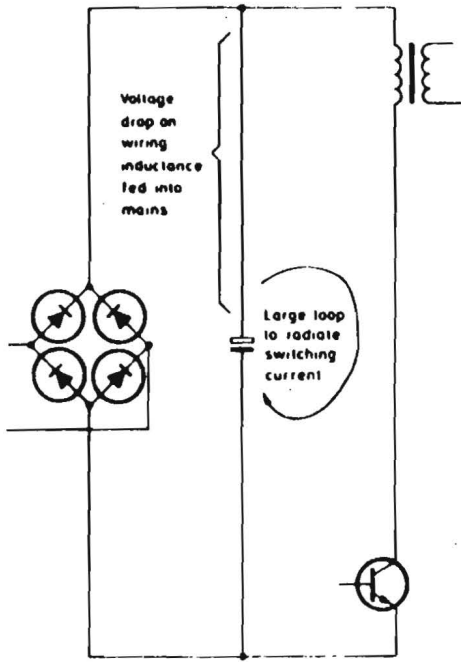
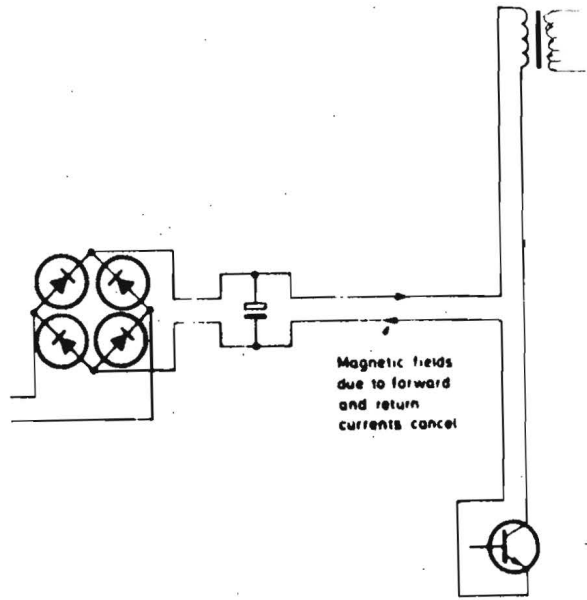


Fig. 14.3c Active compensation

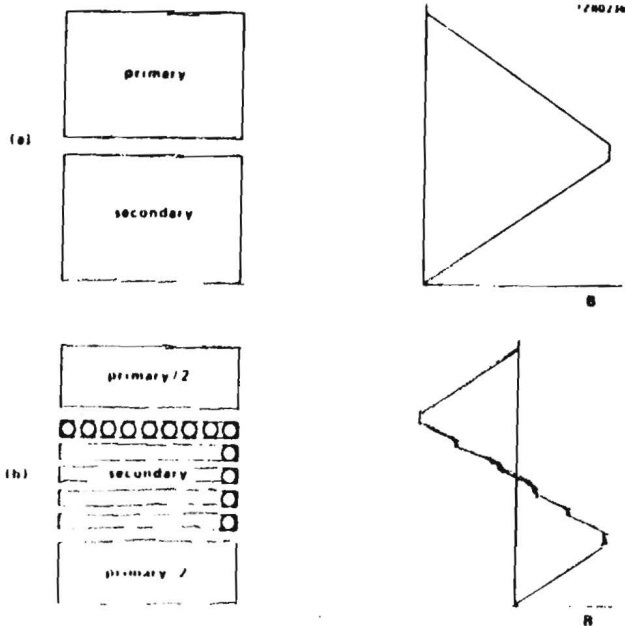


Bad layout



Good layout

Fig. /4.4a Radiation reduction



Fig/4b The effect of splitting a transformer primary into two portions either side of the secondary is to halve the peak leakage flux and, consequently, the eddy currents.



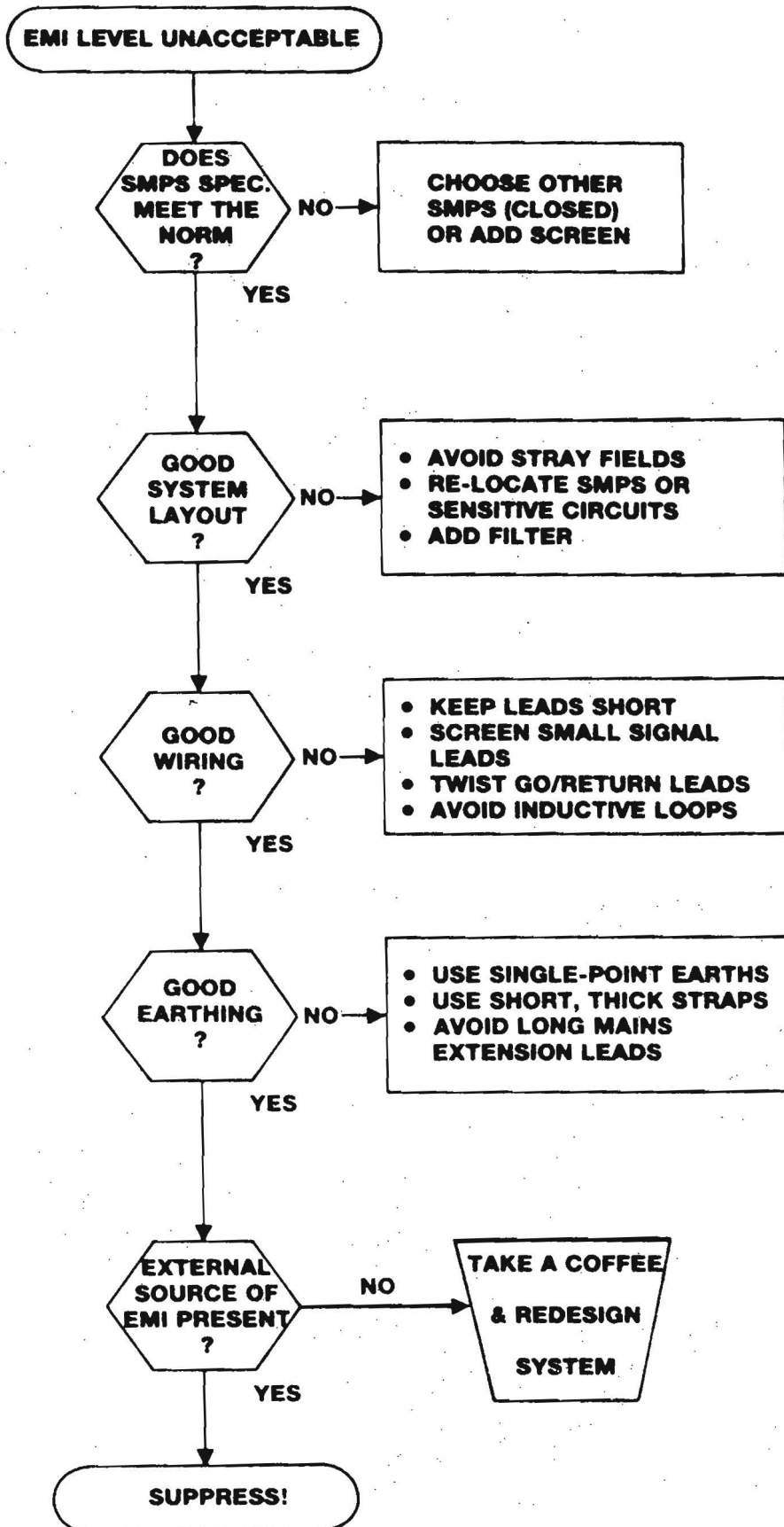


Fig. 14.5 Analysis tree from SMPS suppliers point of view