

Tijdschrift van het NERG

Correspondentie-adres: postbus 39, 2260 AA Leidschendam. Internet: www.nerg.nl, secretariaat@nerg.nl Gironummer 94746 t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

DE VERENIGING NERG

Het NERG is een wetenschappelijke vereniging die zich ten doel stelt de kennis en het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica, signaalbewerking, communicatie- en informatietechnologie te bevorderen en de verbreiding en toepassing van die kennis te stimuleren.

BESTUUR

prof.dr.ir. W.C. van Etten, voorzitter
prof.dr.ir. P. Regtien,
vice-voorzitter
dr. M.J.C. van den Homberg,
secretaris
ir. A.A. Dogterom, penningmeester
dr.ir. T.J.J. Tjalkens,
programma-manager
G. van der Schouw,
voorzitter onderwijscommissie
dr.ir. A.B. Smolders,
tijdschrift-manager
ir. R.J. Kopmeiners,
web-site beheerder
dr.ir. W.M.C. Dolmans

LIDMAATSCHAP

Voor het lidmaatschap wende men zich via het correspondentie-adres tot de secretaris of via de NERG website: <http://www.nerg.nl>. Het lidmaatschap van het NERG staat open voor hen, die aan een universiteit of hogeschool zijn afgestudeerd en die door hun kennis en ervaring bij kunnen dragen aan het NERG. De contributie wordt geheven per kalenderjaar en is inclusief abonnement op het Tijdschrift van het NERG en deelname aan vergaderingen, lezingen en excursies. De jaarlijkse contributie bedraagt voor gewone leden € 43,- en voor

studentleden € 21,50. Bij automatische incasso wordt € 2,- korting verleend. Gevorderde studenten aan een universiteit of hogeschool komen in aanmerking voor het studentlidmaatschap. In bepaalde gevallen kunnen ook andere leden, na overleg met de penningmeester voor een gereduceerde contributie in aanmerking komen.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt vijf maal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica, signaalbewerking, communicatie- en informatietechnologie. Auteurs, die publicatie van hun onderzoek in het tijdschrift overwegen, wordt verzocht vroegtijdig contact op te nemen met de hoofdredacteur of een lid van de Tijdschriftcommissie.

Toestemming tot overnemen van artikelen of delen daarvan kan uitsluitend worden gegeven door de tijdschriftcommissie. Alle rechten worden voorbehouden.

TIJDSCHRIFTCOMMISSIE

dr. ir. A.B. Smolders, voorzitter.
Philips Semiconductors,
DSC-N, Nijmegen,
E-mail: Smolders@ieee.org
ir. H.J. Visser, hoofdredacteur.
TNO-IND, Postbus 6235,
5600 HE Eindhoven,
E-mail: Visser@ieee.org
ir. G.W. Kant, redactielid.
ASTRON, Dwingeloo,
E-mail: kant@nfra.nl
dr. ir. C.J.M. Verhoeven, redactielid
ITS, TU Delft, Mekelweg 4,
2628 CD Delft, E-mail:
C.J.M.Verhoeven@et.tudelft.nl

Deze uitgave van het NERG wordt geheel verzorgd door:
Henk Visscher, Zutphen

ISSN 03743853



INHOUD

Van de redactie	34
<i>Bart Smolders</i>	
Vederprijs 2001	35
<i>dr. ir. Bart Smolders</i>	
Rectificatie	37
Het Wetenschappelijk Radio- fonds Veder	38
<i>Dick Rollema</i>	
Wireless LAN Standards . .	44
<i>Richard van Nee</i>	
Integrated Lens Antennas for (Sub)- millimeter-wave Applications (30-3000 GHz)	52
<i>Maarten J.M. van der Vorst</i>	
NERG, Verslag van de Alge- mene Ledenvergadering dd. 27 maart 2002.	67
De condensator is al bijna ontladen	72
<i>Ferd van Odenhoven</i>	
Aankondigingen & Oproepen.	74



Advertenties: Henk Visscher
tel: (0575) 542380
E-mail: henk.v@wxs.nl

Van de redactie

Bart Smolders
Voorzitter redactie NERG
e-mail: redactie@nerg.nl



In de afgelopen jaren is het binnen het NERG steeds moeilijker gebleken om onder de NERG-leden vrijwilligers te vinden die zich willen inzetten voor het organiseren van themabijeenkomsten of die willen meewerken aan de uitgave van het Tijdschrift. Verder zien we dat het ook steeds moeilijker is om sprekers en/of auteurs te vinden. Bovendien hebben onze NERG leden geen tijd of zin meer om themabijeenkomsten te bezoeken, gezien de sterk teruglopende opkomst in de afgelopen jaren. Binnen de redactie, maar breder ook binnen het bestuur, zijn hierover lange discussies gevoerd. Deze ontwikkeling lijkt samen te hangen met een trend die in de gehele samenleving waarneembaar is, met name onder de jongere generaties, laten we zeggen mensen tussen de 25 en 45 jaar. Enerzijds hebben de meeste werknemers minder vrijheden dan vroeger, juist als het gaat om deel te nemen aan congressen en themabijeenkomsten. Vaak eisen werkgevers dat een congres alleen bezocht mag worden als er ook een bijdrage is van de werknemer in kwestie.

Anderzijds is de vrije tijd ook schaarser geworden, of in ieder geval volgeboekt met allerlei sociale verplichtingen. Het opvoeden van kinderen vergt tegenwoordig vaak een veel intensievere bijdrage van de vader. Immers, in veel gezinnen werkt de vrouw tegenwoordig ook, hetgeen uiteraard een goede ontwikkeling is! Ik zal dan ook de laatste zijn om voor te stellen dat we terug moeten naar de situatie van 30 jaar geleden. Maar het betekent wel dat met name jongere NERG leden zeer selectief moeten omgaan met hun vrije tijd. Als ik naar mezelf kijk (3 kinderen, werkende vrouw en redelijk drukke baan) kan ik ook niet aan alle NERG themabijeenkomsten of andere activiteiten meedoen.

Niettemin is het natuurlijk ook een kwestie van prioriteiten stellen. Het NERG moet concurreren met andere organisaties (zoals IEEE) die vele tientallen workshops en conferenties per jaar organiseren over de gehele wereld. De vraag is dan ook of de kwaliteit van hetgeen het NERG aanbiedt, met name wat betreft de themabijeenkomsten en het Tijdschrift, nog wel voldoende is

om te kunnen blijven concurreren. Wat voegt het NERG toe aan al het andere dat er al is. Ik denk dat deze toegevoegde waarde vroeger (20-30 jaar geleden) makkelijker te definiëren was. Immers, het aantal informatiebronnen voor ingenieurs uit ons vakgebied was veel beperkter. Tegenwoordig is veel informatie on-line te verkrijgen (bijv. via de IEEE web-site) en verder is er een overdaad aan workshops/congressen. Graag zou ik via het Tijdschrift een discussie hierover willen opstarten met meningen van zowel de oudere als de jongere generatie NERG-leden. Uw bijdrage kunt U opsturen naar: redactie@nerg.nl.

In dit nummer veel aandacht voor de Vederprijs-winnaars van het afgelopen jaar. Onder andere is er van de beide prijswinnaars een artikel omgenomen met daarin meer informatie over de inhoud van hun werk. Verder zijn de concept-notulen van de ALV van 27 maart opgenomen in dit nummer. Ik wens U veel leesplezier en alvast een prettige vakantie toe.



Vederprijs 2001

dr. ir. Bart Smolders



Op woensdag 27 maart 2002 werd de jaarlijks terugkerende NERG themabijeenkomst gehouden rondom de Vederprijs. De Vederprijs wordt jaarlijks toegekend door het bestuur van het Wetenschappelijk Radiofonds Veder. Verderop in dit nummer vindt U een artikel over het Wetenschappelijk Radiofonds Veder geschreven door Dick Rollema. Er zijn ditmaal weer twee prijswinnaars, te weten:

dr.ir. Richard van Nee

Vanwege zijn bepalende bijdrage in de ontwikkeling van een internationale standaard voor snelle, draadloze communicatienetwerken.

dr.ir. Maarten J.M. van der Vorst

Vanwege zijn succesvolle ontwerpmethoden voor geïntegreerde lensantennes voor submillimetergolven.

Hieronder volgen de consideransen zoals uitgesproken tijdens de NERG themabijeenkomst.

Considerans Maarten van der Vorst

Maarten van der Vorst studeerde in 1995 af aan de Technische Universiteit Eindhoven bij de leerstoel Radiocommunicatie van prof. Gert Brussaard. Zijn afstudeerwerk betrof de analyse van lensantennes. Hij zette het onderzoek op dit gebied voort tijdens de post-doctorale ontwerpopleiding aan het Stan Ackermans Instituut van TU/e. De projectstudie voor het ontwerpen en optimaliseren van geïntegreerde lensantennes werd mede gefinancierd door ESTEC, het technische centrum van de European Space Agency te Noordwijk Voor zijn publicatie "The influence of internal reflections on the far-field pattern of integrated lens antennas" werd hij in 1996 op de ISAP conferentie in Chiba, Japan, onderscheiden met de Young Scientist Award. Tevens ontving hij in 1996 de prof. Bähler-

Uitreiking van de Vederprijs aan dr.ir. Maarten van der Vorst door prof. ir. Leo Coolen



Uitreiking van de Vederprijs aan dr.ir. Richard van Nee door prof. ir. Leo Coolen



prijs voor het beste afstudeerwerk in 1995. In april 1997 onving hij het ontwerpersdiploma, waarna hij het onderzoek voortzette als promotiestudie. Op 15 april 1999 promoveerde hij aan de TU/e onder verantwoordelijkheid van de promotoren prof. Brussaard (TU/e) en prof. van de Capelle (Katholieke Universiteit Leuven) en co-promotor dr. Matti Herben (TU/e).

Wereldwijd worden momenteel diverse studies uitgevoerd naar nieuwe generaties van meetinstrumenten die werken in de submillimeterbanden, voor toepassingen in aardobservatie en radioastronomie vanuit satellieten. We moeten dan denken aan frequenties van 100 tot 3000 GHz. Voor de antennes van deze instrumenten gelden zeer strenge specificaties waaraan met traditionele ontwerpstechnieken niet kan worden voldaan vanwege de kleine afmetingen van de klassieke antennecomponenten, zoals golfpijpen en hoornantennes, bij deze frequenties.

Van der Vorst heeft een complete studie uitgevoerd naar een nieuwe, alternatieve, antenneconfiguratie waarbij de golfgeleiders worden vervangen door 'microstriplines' en de hoornantennes door 'patch antennas' die geïntegreerd zijn met een focusserende diëlektrische lens. Hij heeft daarvoor eerst een fundamentele beschouwing gegeven van de stralingseigenschappen en de impedantie van dit nieuwe antennetype; vervolgens heeft hij de theoretisch voorspelde antennekarakteristieken geverifieerd met metingen aan een prototype bij 500 GHz.

Op basis van de resultaten van zijn studie heeft van der Vorst een softwarepakket ontwikkeld voor het ontwerpen van geïntegreerde lensantennes. Dit pakket is door de stichting SRON gebruikt voor het ontwerpen van de antenne voor de spectrometer HIFI, een van de astronomische instrumenten voor de ESA satelliet FIRST (Far Infrared and Submillimetre Telescope), die in 2007 gelanceerd moet worden. Ook heeft ESA besloten verder onderzoek te doen naar het toepassen van deze antennes.

Het is vooral de toepassing en opvolging van zijn werk in de ruimtevaart dat het bestuur van het Wetenschappelijk Radiofonds Veder heeft doen besluiten om de Vederprijs 2001 mede toe te kennen aan dr.ir. Maarten van der Vorst.

Considerans Richard van Nee

In zijn vergadering van 25 januari 2002 heeft het bestuur van het Wetenschappelijk Radio Fonds Veder besloten de Veder-prijs 2001 mede toe te kennen dr. ir. R. van Nee voor zijn bepalende bijdrage in de ontwikkeling van een internationale standaard voor snelle, draadloze communicatienetwerken. Richard van Nee behaalde het ir.-diploma cum laude in de Elektrotechniek aan de Universiteit Twente in 1990. De doctorstitel verwierf hij in 1995 aan de Technische Universiteit Delft. Hij heeft enige tijd in Canada gewerkt als consultant, op het gebied van GPS-ontvangers met hoge precisie. In 1995 trad hij in dienst bij Lucent in Nieuwegein. Daar werkte hij aan de ontwikkeling van draadloze netwerken voor hoge snelheid, toe te passen in LANs. Hij richtte zich daarbij op de implementatie van OFDM. Sinds 2000 is hij mede-eigenaar van Woodside Networks, een Nederlandse vestiging van een Amerikaanse start-up, die zich toelegt op draadloze toegang tot Internet.

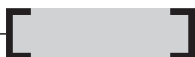
Van Nee heeft zijn sporen verdiend op het gebied van draadloze netwerken in het algemeen en draadloze communicatie tussen elementen in een draadloos LAN in het bijzonder. Zijn bijdragen betreffen met name de fysische laag en worden gekarakteriseerd door een aantal facetten.

Zo heeft hij technisch inhoudelijk fundamentele bijdragen geleverd aan de basistechnieken, speciaal voor de breedbandige toepassingen, lopende van 6 tot 54 Mb/s. Bedacht moet worden dat deze toepassingen veelal gebruik maken van ongelicentieerde frequentie-banden. Hij heeft het gebruik van OFDM voor deze toepassingen geïntroduceerd, waardoor flexibel kan worden ingespeeld op de wisselende propagatiecondities en interferentie. OFDM biedt onder andere de mogelijkheden tot aanpassing van de data-rate aan de omstandigheden. Bovendien heeft hij een robuuste spreiding-, annex coderings- en modulatietechniek uitgevonden, Complementary Code Keying genaamd, die nu zeer succesvol in de IEEE 802.11b standaard wordt toegepast. Zijn resultaten van dit onderzoek heeft hij vastgelegd in een aantal publicaties en een boek, dat in 1999 is verschenen en als standaardwerk gezien mag worden op het gebied van OFDM in draadloze netwerken.

Naast de genoemde inhoudelijke bijdrage aan het vakgebied, heeft hij een voortrekkersrol gespeeld om die ideeën bij zijn toenmalige werkgever tot

product te doen uitontwikkelen. Voorts heeft hij dat geheel ook nog verbreed door samen met andere bedrijven en instituten die concepten en prototypes uit te werken in het kader van enkele Europese projecten. Daarbij gaf hij er blijk van, dat hij een uitstekend ingenieur is, doordat hij bestaande concepten verenigde met zijn eigen ideeën en denkbeelden en dat geheel wist uit te werken tot een bruikbaar, geavanceerd ontwerp. Ten derde, is hij leidinggevend geweest bij het tot stand brengen van standaardisatie van genoemde concepten en ontwerpen in internationale gremia, zoals IEEE 802.11 en ETSI BRAN.

Een geheel van fundamenteel originele bijdragen, via realisatie in het laboratorium tot een internationaal geaccepteerde standaard, mag met reden een unieke prestatie genoemd worden, een Vederprijs waard en waardig. Het bestuur van het Wetenschappelijk Radio Fonds Veder feliciteert de heer van Nee van harte met de toekenning van deze Vederprijs.



Rectificatie

In het "proefschriftnummer" van 2001 (Tijdschrift van het NERG, deel 65-nr.4/5-2001) zijn fouten opgetreden in de vermelding van promotors en copromotors behorend bij de proefschriften van de Universiteit Twente. Hieronder treft u het gecorrigeerde overzicht aan.

De redactie

Telecommunicatie

THE DESIGN OF LOW-COST ONE-CHIP TV SYSTEMS

J.P.M. van Lammeren

15 september 2000

Promotor: prof.dr.ir. B. Nauta

ARCHITECTURES FOR RF FREQUENCY SYTHESIZERS

C.S. Vaucher

30 augustus 2001

Promotor: prof.dr.ir. B. Nauta

Digitale systemen en digitale schakelingen

LINKING MIXED-SIGNAL DESIGN AND TEST GENERATION AND EVALUATION OF SPECIFICATION-BASED TESTS

N. Engin

29 september 2000

Promotors: prof.dr. H. Wallinga
dr.ir. H.G. Kerkhoff

Meet- en regelsystemen

AGENT-BASED MULTI-CONTROLLER SYSTEMS: A DESIGN FRAMEWORK FOR COMPLEX CONTROL PROBLEMS

A.J.N. Breemen

18 mei 2001

Promotors: prof.dr.ir. J. van Amerongen
dr.ir. T.J.A. de Vries

voor vervolg zie pagina 43

Het Wetenschappelijk Radiofonds Veder

Dick Rollema

Als lid van het NERG kent u het WERA Fonds Veder van de prijsuitreikingen die meestal plaatsvinden tijdens een themabijeenkomst van het NERG. Maar voor het overige genieten het Fonds en zijn oprichter A. Veder weinig bekendheid. Met deze bijdrage hopen we daar verandering in te brengen. Maar eerst het een en ander over de gebeurtenissen die tot de oprichting van het Fonds hebben geleid.

Radioamateur A. Veder

Anton Veder was bankier te Rotterdam en tevens een fervent radioamateur. Wanneer hij met die hobby is begonnen, weten we niet maar het was in ieder geval voor de Eerste Wereldoorlog. Hij had een ontvangstation ingericht met de modernste middelen die toen beschikbaar waren. Het enige waarnaar kon worden geluisterd waren morsetelegrafiesignalen.

Figuur 1: Anton Veder.



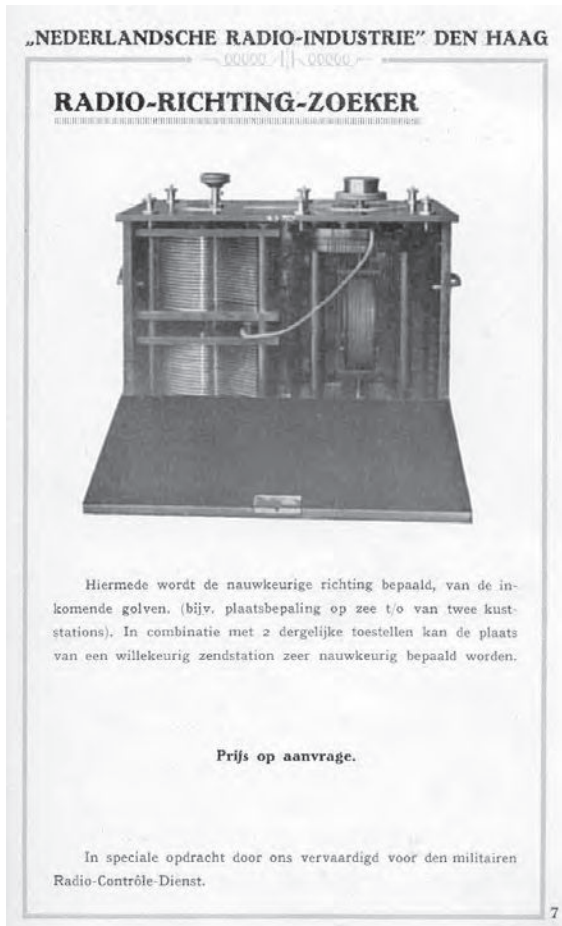
Veder maakte zich de kennis van morse eigen en ging zelfs zover dat hij zijn echtgenote en dochter eveneens verplichtte het morsealfabet te leren! Ook werden ze belast met het knippen van micaplaatjes die hij wel nodig zal hebben gehad voor het maken van condensatoren. Voor het leren van morse nam Veder contact op met L.F. Steehouwer; die leidde aan de Rotterdamse Zeevaartschool radiotelegrafisten op. En er meldde zich nog een belangstellende: P.C. Tolk, later omroeper bij de NCRV. Steehouwer gaf aan de beide heren zelfs een radiostationnetje mee waarmee vergeefs werd getracht een verbinding tot stand te brengen. Dat was clandestien. Maar dat veranderde toen hun door inspecteur Van 't Sant van de rivierpolitie een zendvergunning werd verleend. Of Van 't Sant daar inderdaad de bevoegdheid toe bezat of het in overleg met "Den Haag" heeft gedaan, valt niet meer na te gaan. (Van 't Sant werd later hoofdcommissaris van politie in Den Haag en tijdens de Tweede Wereldoorlog "secretaris" van Koningin Wilhelmina te Londen.)

Met het uitbreken van de Eerste Wereldoorlog in 1914 wordt elke activiteit op radiogebied verboden; apparatuur moet worden ingeleverd of verzegeld. Het station van Veder ontkomt aan dit lot. Er doen zich namelijk spoedig geruchten voor, dat in het neutrale Nederland subversieve elementen actief zijn die per radio contact onderhouden met de oorlogvoerende landen. Om hieraan paal en perk te stellen, wordt een militaire radiocontrole-dienst opgericht die onder leiding staat van de kapitein Kniphorst. Maar de dienst beschikt aanvankelijk niet of nauwelijks over apparatuur. Anton Veder is als dienstplichtig militair opgeroepen en hij stelt grootmoedig zijn radiostation ter beschikking aan de dienst. De inmiddels tot sergeant opgeklommen Veder wordt ingekwartierd in zijn eigen woning en mariniers bewaken de

zo gecreëerde post van de militaire radiocontrole-dienst te Rotterdam. Maar kunnen luisteren is niet genoeg; voor het lokaliseren van de staatsgevaarlijke zenders zijn radiatorichtingzoekers nodig. Het *Technisch Bureau Wireless* van H.H.S. à Stéringa Idzerda krijgt opdracht tot het leveren van dergelijke radiopeilstations. Idzerda had nog nooit zoiets gemaakt, maar na enige mislukte pogingen lukt het hem een goed werkende peiler volgens het systeem Bellini-Tosi te construeren. Idzerda toont de peiler in de in 1918 uitgebrachte catalogus van zijn inmiddels in "Nederlandsche Radio-Industrie" omgedoopte fabriek; zie figuur 2. De plaatsing van de eerste peiler, "ergens in Nederland", zoals geheimzinnig aangeduid, is vlak bij Rotterdam.

Voor de officiële afname door de dienst heeft kapitein Kniphorst een commissie gevormd en Idzerda krijgt het recht zijnerzijds ook iemand toe te voegen. Hij nodigt J. Corver uit; over hem later meer. Veder is gastheer voor de commissie die de peiler van Idzerda zal afnemen en vóór de plechtigheid biedt hij de commissie een diner aan. Daarna gaat het naar het peilstation in de automobiel van

Figuur 2: Radio-richting-zoeker van Idzerda.



de heer Veder, een Hansa. De apparatuur blijkt aan alle eisen te voldoen. De afname verloopt dan ook zonder problemen. De enige die een slechte beurt maakt, is één van de soldaten die in het station had behoren te zitten om waarnemingen te doen. Die heeft elders een meer "geestrijke" omgeving opgezocht en daarom zijn rapport al enige uren tevoren ingevuld met gefantaseerde peilingen, die overigens op intelligente schattingen blijken te berusten. De "douw" die hij krijgt zal hij niet gauw zijn vergeten.

Van Corver verneemt Veder, dat er ook in Den Haag een groep radioamateurs actief is. Dat zal leiden tot de oprichting van de *Nederlandsche Vereeniging voor Radiotelegrafie*, NVVR, waarover straks meer. Maar eerst wat meer over die Haagse amateurs.

Radioamateurs te 's Gravenhage

Spil van die groep is Jan Corver (1878 - 1956), "JC" voor zijn vrienden. Van oorsprong journalist bij de Leeuwarder Courant treedt hij in 1908 in dienst van de "Tachygrafische Inrichting", de steno-afdeling van de Tweede Kamer der Staten-Generaal. Zijn belangstelling voor de radio wordt gewekt door een bezoek aan het luisterstation van de Amsterdammer A.H. de Voogt, begin 1913. Dit bezoek, en ook eigen experimenten, leiden tot een publicatie in *Panorama* van december 1913: "Het wonder der draadlooze telegrafie - kijkjes in de Nederlandsche amateurswereld". Het artikel is geïllustreerd met foto's van o.a. een radio-ontvanger in een sigarenkistje, een elektrolytische- en een kristaldetector en een experimentele ontvanger op een plank met verwisselbare detectoren en spoel met glijcontacten. Helaas zijn ontvangexperimenten clandestien, want in Nederland is een ontvangverbod voor particulieren van kracht. De luisteramateurs zorgden er dan ook voor, dat hun antennes vanaf de straat niet zichtbaar waren, of ze luisterden alleen 's nachts en lieten overdag de antenne plat op het dak zakken.

Voor de Vereeniging voor Weer- en Sterrenkunde te Den Haag had A.H. de Voogt, de man waaraan Corver een bezoek bracht, na een lezing over sterrenkundige tijdsbepaling iets verteld over de mogelijkheid van ontvangst van de precisietijdseinen van de Eiffeltoren. In januari 1913 zorgt hij naar aanleiding hiervan voor een demonstratie voor een paar belangstellenden. De politie, waarvoor De Voogt na vroegere ervaringen een hartgrondig respect koestert, moet men volgens hem

bij zulke experimenten liever niet prikkelen met het gebruik van al te opvallende antenndraden. Het telegraafmonopolie van Vadertje Staat kan in vrijheid slechts overtreden worden als het clandestien gebeurt. Als goede burgers vinden de zich nu tot een groepje vormende amateurs dit toch maar onbevredigend. Zij beginnen zich op de hoogte te stellen van buitenlandse literatuur, zoals het Franse boekje van dr. Pierre Corret dat een uittreksel was van artikelen van deze auteur in *Cosmos* van oktober en november 1912: *Reception à domicile des signaux horaires*. In 1913 gaat de Eiffeltoren naast het tijdsein ook weerberichten uitzenden, dit met name ten behoeve van de militaire luchtvaart. Dr. van Gulik, hoogleraar te Wageningen, ziet hiervan ook het belang voor de landbouw in en geeft daaraan uiting in de *Mededelingen* van de Wageningse hogeschool. Gezamenlijk met dr. van Gulik, de Haagse afdeling der Nederlandse Vereeniging voor Weer- en Sterrekunde, alsmede de heer Lugard, als vertegenwoordiger van de ANWB, wordt door het groepje amateurs dat zich had gevormd, te Den Haag een vergadering belegd, waar besloten wordt tot het uitoefenen van aandrang op de Minister van Waterstaat om radio-ontvangst door particulieren vrij te geven.

Die minister is Lely, de grote man van het plan tot het leggen van de Afsluitdijk. Corver, eveneens lid van de Haagse Vereeniging voor Weer- en Sterrekunde, wordt erop af gestuurd; daarbij zal mede een rol hebben gespeeld, dat hij als stenograaf bij de Tweede Kamer de weg weet. Hij maakt gebruik van de gewone audiëntiedag van een minister, waarop de deuren van het kabinet open staan voor een ieder die een redelijk onderwerp kan opgeven, waarover hij iets heeft te verzoeken. Zo is dan in 1913 een eenzaam amateur geheel op eigen houtje bij minister Lely binnengelaten, nadat hij als onderwerp voor de auditie heeft opgegeven: het vrijlaten van radio-ontvangst. "Excellentie", zegt Corver, "het is duidelijk dat het grootste bezwaar zal zijn gelegen in de mogelijkheid, dat telegrammen door anderen worden afgeluisterd. Dat zal dan speciaal gelden voor telegrammen van Scheveningen-Haven (Nederland bezat feitelijk slechts dat station). Mag ik u dan hier in uw eigen kamer aantonen, dat zonder enige voorbereiding nu op dit moment elk woord dat Scheveningen-Haven seint, kan worden opgenomen met hulpmiddelen die ik in mijn zak heb en waarvan het bezit mij door niemand zal worden verboden?". De demonstratie wordt door de minister, die dit vermakelijk en interessant begint te vinden, welwillend toegestaan. Er

komen een paar snoertjes met klemmen te voorschijn, een kristaldetector van Huth en een telefoonschelp. Zijne Excellentie verleent medewerking door SCH op te bellen met verzoek om enige woorden te seinen en vijf minuten later staat de tekst op een vel papier dat op de ministertafel ligt. Lely barst in lachen uit. "Ik ben geen jurist", zegt hij, "en misschien is dat de reden, dat ik het aanvoel als absurd, dat de wetgever iets wil verbieden dat door technische oorzaak niet is te beletten en niet te controleren. ""Maar", zo vervolgt hij, "door mijn ambtenaren is mij nooit verteld, dat deze mogelijkheid bestaat.

De Directeur-Generaal van de PTT zal het zelf ook eerlijk niet geweten hebben. Kunt u dit niet eens aan hem gaan vertellen, voor mijn part in het bijzijn van zijn gehele juridische en technische staf?". Nadat Corver heeft opgemerkt dat het veel gemakkelijker was de minister van Waterstaat te benaderen dan het Hoofdbestuur van de PTT te mobiliseren voor zo'n wissewasje, neemt de minister op zich, dit persoonlijk te arrangeren. En dat gebeurt. Het resultaat is heel gunstig voor de zaak van de amateurs: begin 1914 wordt een regeling ingevoerd waarbij op aanvraag gratis een officiële vergunning wordt verstrekt tot het bezitten en gebruiken van een radio-ontvangtoestel. Wanneer na enkele maanden ongeveer 400 vergunningen zijn aangevraagd en verleend, wordt op initiatief van minister Lely zelfs een grote stap verder gegaan door de uitvaardiging van het Koninklijk Besluit van 11 juli 1914 dat de ontvangst geheel vrij geeft, zonder dat men een vergunning behoeft aan te vragen. Een korte vreugde, want eind augustus 1914 breekt de Eerste Wereldoorlog uit; het Ministerie van Oorlog neemt ten aanzien van de radio het heft in handen en vaardigt op 5 september 1914 kortweg een algeheel verbod uit voor particulieren. De gevolgen zijn voor sommigen persoonlijk onaangenaam, omdat men hier en daar de zelf geknutselde apparaten laat inleveren. Het zijn in die Wereldoorlog echter geen Duitse, maar heel gemoedelijke Nederlandse militairen die het toezicht houden op de inlevering. Van "in bewaring" genomen spullen heeft nagenoeg niemand iets teruggezien.

Op het artikel in *Panorama* van 17 december 1913 zijn zoveel reacties gekomen dat Corver besluit een boekje te schrijven. Het *Draadloos ontvangstation* is het eerste zuiver, voor amateurs geschreven boek over de liefhebberij in ons land. Het manuscript ligt juist gereed ter verzending aan de drukkerij als de

oorlog uitbreekt. Corver en de uitgever vragen zich af of de publicatie onder deze omstandigheden niet als een aansporing tot ongehoorzaamheid aan de wet is te beschouwen. Om dit verwijt te ontgaan, wordt een naschrift toegevoegd waarin op het verbod, om praktisch iets aan radio te doen, wordt gewezen. Wanneer het boek in 1915 verschijnt, gaat de oplage zo snel weg, dat van hetzelfde zetsel nog een herdruk wordt gemaakt, waarin verder een lijstje met verbeteringen wordt opgenomen.

De oprichting van de NVVR

Tijdens de overname van het peilstation, geleverd door Idzerda, kwam Veder in contact met Corver. Hij bleek zeer geïnteresseerd in het leggen van een band met leden van het Haagse amateurclubje. Samen zal men wellicht tot een landelijke vereniging kunnen komen. Dat zo'n vereniging in een behoefte zal voorzien, blijkt ook uit de uitvoerige correspondentie met amateurs waarin Corver na het verschijnen van zijn eerste boek verwickeld is geraakt. In het voorjaar van 1916 wordt dan ook in het radiostation van Veder een voorvergadering belegd, waar behalve Veder aanwezig zijn: J. Corver, A.H. de Voogd, O.P. Koch en F.A. Koch. Na nog enige besprekingen wordt de "Nederlandsche Vereeniging voor Radiotelegrafie", NVVR, op 10 maart 1916 officieel opgericht, waarbij verschillende vooraanstaande personen hun medewerking verlenen. We noemen prof. C.L. v.d. Bilt, dr. N. Koomans, dr. D. van Gulik, dr. G. van Dijk (van het KNMI), dr. A.H. Borgesius, H.J. Nierstrasz (station Scheveningen-Haven), L.A. Bakhuis, A. Spanjaard (ANWB) en prof. A.J. Mulder. Veder wordt voorzitter en Corver secretaris.

Hoewel dus ontstaan in een tijd dat luisteren naar radio-uitzendingen bij de wet is verboden, is de NVVR een serieuze vereniging onder leiding van een van alle wetsovertreding afkerige voorzitter. Zij is daarom door minder rechtzinnige groepen wel eens als de "hoge-hoeden-vereniging" bestempeld. Maar de NVVR wenst zich beslist niet als een elitevereniging te profileren. De circulaire die tot lidmaatschap uitnodigt, stelt heel duidelijk dat de NVVR open staat voor *iedereen* die in de radio belang stelt, zowel beroepsman als amateur.

De vereniging stelt zich tot eerste taak opheffing van het luisterverbod te verkrijgen. Een aantal amateurs is al voorwaardelijk veroordeeld voor de overtreding ervan. Ook wordt een ambtenaar van PTT vervolgd die door een controlerende collega

"erbij is gelapt". Tot voor de Hoge Raad wordt deze zaak bevochten. Het komt tenslotte tot een voorwaardelijke veroordeling. Intussen heeft de NVVR een uitvoerig adres aan de minister van Oorlog ter hand gesteld met een voorstel voor een bepaling waardoor bonafide luisteraars niet gehinderd zullen worden en toch een goede controle, met name op clandestiene zenders, mogelijk is. De minister neemt dit voorstel nagenoeg letterlijk over en het ministerie van Oorlog vaardigt op 12 september 1917 een nieuwe bepaling uit die als opheffing van het luisterverbod met vreugde en voldoening wordt begroet.

De vooruitstrevende voorzitter van de NVVR, A. Veder, neemt in 1918 een bijzonder initiatief: hij bereidt een door de NVVR te organiseren tentoonstelling voor. Deze eerste Nederlandse radiotentoonstelling heeft plaats in de Dierentuin te Den Haag in maart 1918, dus nog tijdens de Eerste Wereldoorlog. Een tiental firma's op radiogebied exposeert er, terwijl ook van tien verschillende rijksinstellingen prachtige inzendingen zijn verkregen. Toch is de tentoonstelling in hoofdzaak een typische amateurexpositie, want er zijn maar liefst 55 inzendingen van particulieren! De belangstelling voor de tentoonstelling is groot - ruim 7500 personen - en dat is heel wat voor die tijd en gezien het onderwerp van de tentoonstelling. Officiële bezoekers zijn H.M. Koningin Emma, Koningin Wilhelmina en Prins Hendrik, de ministers van Oorlog, Marine, Koloniën en Waterstaat. De NVVR ziet haar ledental van 500 in het tentoonstellingsjaar verdubbelen!

De grootste opschudding veroorzaakt de inzending van het elektrotechnisch bureau van Leonard Bal te Breda. Dat komt met een ontvanger met een *radiolamp*. Het is een sensatie!

Van belang is ook dat op 1 januari 1918 de NVVR met een eigen maandblad komt: *Radio-Nieuws*, onder de meer dan voortreffelijke redactie van J. Corver. Hoewel *Radio-Nieuws* open staat voor amateur en vakman, is het toch vaak wat te "zwaar" voor de amateur. Op 1 maart 1923 verschijnt dan ook naast het maandblad *Radio-Nieuws* een weekblad dat zich typisch op de amateur richt: *Radio-Expres*, eveneens onder redactie van Corver.

Oprichting van het Wetenschappelijk Radiofonds Veder

In 1926 bestaat de NVVR tien jaar en dat wordt op waardige wijze gevierd. Voorzitter Veder biedt de

leden een fraai cadeau aan: *GEDENKBOEK TER HERINNERING AAN HET TIENJARIG BESTAAN VAN DE NEDERLANDSCHE VEREENIGING VOOR RADIOTELEGRAFIE 1916 - 1926*.

Op ruim 400 bladzijden van fraai, zwaar papier bevat het, na een voorwoord in het Frans van redacteur J. Corver, bijdragen van prominente radiomannen uit die tijd in binnen- en buitenland, zoals Marconi, Alexanderson, prof. van der Bilt, dr. Coret, Corver, Eckersley, Dubois (directeur NSF), prof. Elias, prof. Esau, generaal Ferrié, dr. de Groot, Jenkins, dr. Balth. van der Pol, ir. J.M. Verff, dr. Koomans en vele anderen; niet minder dan 51 auteurs. Op de jaarvergadering 1926 van de NVVR biedt feestredenaar Koomans de voorzitter een uitgave van het Gedenkboek in luxe band aan, vergezeld van een gekalligrafeerde opdracht. Dat mag dan ook wel, want Veder heeft de uitgave van het boek in zijn prachtige band, dat alle leden ontvangen, geheel zelf bekostigd!

Het boek geeft een goed beeld van de stand van de radio- en televisietechniek in diverse landen rond het midden van de jaren twintig.

Enige maanden later neemt Veder afscheid als voorzitter; hij heeft de NVVR van de oprichting af geleid. We citeren thans Radio-Expres No. 24 van 17 juni 1927: "De benoeming van den Oud-Voorzitter der N.V.V.R., den heer A. Veder, tot Eere-Voorzitter onzer Vereeniging, heeft hem aanleiding gegeven op de laatste algemeene ledenvergadering ter kennis te brengen van de Leden en het Hoofdbestuur, dat hij besloten heeft in nader te bepalen vorm de rente van een kapitaal ad *f* 100.000, hetwelk daartoe door hem bij een bankinstelling gedeponneerd zal worden, jaarlijks ter beschikking te stellen, teneinde daaruit, indien daartoe aanleiding bestaat een of meerdere prijzen uit te keeren aan dien Nederlander of Nederlandsche vrouw, die in het jaar, waarover de prijs uitgereikt wordt, hetzij door een uitvinding of werkwijze, hetzij in het algemeen door eenige werkzaamheid, het meeste bijgedragen heeft tot de bevordering van de ontwikkeling der radiowetenschap of radiotechniek in de ruimsten zin des woords, met dien verstande, dat voor een zoodanige prijs uitsluitend in aanmerking kunnen komen personen, die bij den aanvang van het jaar, waarover de prijs uitgedeeld wordt, reeds lid der N.V.V.R. waren. Bovendien zal van elken toegekenden prijs slechts 90% aan de bekroonde uitgekeerd worden, terwijl de resteerende 10% in de kas

der Vereeniging gestort wordt met uitsluitende bestemming, om daaruit propaganda voor de N.V.V.R. in den ruimsten zin des woords, te bekostigen".

Eén ander wordt geregeld door de oprichting van de "Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder". Het WERA Fonds Veder keert nog steeds prijzen of beloningen uit, soms ook aan amateurs. Sedert 1963 wordt jaarlijks een wisselbeker, oorkonde en een geldbedrag uitgereikt aan de "Amateur van het Jaar", welke amateur door het Hoofdbestuur van de "Vereniging voor experimenteel radio-onderzoek in Nederland", VERON, wordt voorgedragen.

De bepaling dat alleen leden van de NVVR in aanmerking komen voor een prijs is later kennelijk vervallen. De NVVR is in 1945 opgegaan in de toen opgerichte VERON. De 10% van de in een jaar uitgekeerde prijzen komt thans ten goede van het VERON-fonds, dat hulp biedt aan gehandicapte amateurs.

Bij de oprichting van het WERA Fonds Veder was het bestuur als volgt samengesteld: voorzitter A. Veder en als leden dr. A.H. Borgesius, J. Corver, prof. jhr. dr. G.J. Elias, dr. ir. N. Koomans, mr. J.H. Stam en mr. A.F. Poggenbeek. Helaas heeft de oprichter de werkzaamheid van het Fonds niet meer kunnen beleven want hij overleed onverwacht op 21 augustus 1928, slechts 48 jaar oud. Conform de statuten werd hij als voorzitter opgevolgd door zijn dochter, toen mej. C.E. Veder; zij heeft het voorzitterschap bekleed tot 1978! Als meisje van negentien had zij dus tot taak de vergaderingen te leiden, temidden van de veel oudere en deftige heren die het Bestuur vormden. Dat viel niet mee, zoals zij in 1990 tegenover schrijver verklaarde.

In de eerste vergadering op 30 januari 1929 wordt een prijs uitgereikt aan de groep-Koomans "*terzake van hun belangrijke werkzaamheden in verband met de telefonische verbinding tussen Nederland en Nederlands-Indië*". De heren dr. ir. N. Koomans, ir. A.D. Roosenstein en ir. J.C. Verton ontvangen *f* 500; de heer W.A. Revallier *f* 250. Koomans heeft er kennelijk geen bezwaar tegen om als bestuurslid zelf ook een prijs in ontvangst te nemen! De groep-Philips ontvangt eveneens een prijs "*terzake van hun belangrijke werkzaamheden ten opzichte van de telefoniezender te Eindhoven*". De heren dr. Balthasar van der Pol en J. Numans ontvangen ieder *f* 500. Het waren forse bedragen, waarbij we dienen te bedenken, dat er

sedertdien een forse geldontwaarding heeft plaatsgevonden. De waarde van de prijzen kunnen we in euro's van 2002 uitdrukken door de bedragen in guldens uit 1929 met een factor van circa 6,4 te vermenigvuldigen.

Voorzitter van het bestuur van de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder is een lid uit het nageslacht van oprichter Anton Veder. Naast een secretaris zijn de bestuursleden verbonden aan een van de Nederlandse universiteiten of werkzaam bij een instelling of industrie die zich met de radio-techniek of aanverwante wetenschap bezighoudt. Het was de wens van radioamateur Anton Veder, dat ook het radioamateurisme in het bestuur van de stichting vertegenwoordigd zou zijn. Het is in zijn hoedanigheid van radiozendamateur (roepletters PA0SE) dat schrijver zeventien jaar lid van het bestuur is geweest. Thans wordt deze functie vervuld door Klaas Robers.

Het huidige bestuur is als volgt samengesteld:

Voorzitter: mevr. F. Olthof-Kosters (achterkleindochter van Anton Veder).
Secretaris: dhr. C. de Hoog.
Leden: ir. A. van Ardenne,
prof.dr.J.C. Arnbak,
prof.dr.ir. G. Brussaard,
drs. M.G. Carasso,
prof.ir. L.A.A.M. Coolen;
prof.dr.ir. W. van Etten,
prof.ir. K.H.J. Robers,
prof.dr.ir. A.H.M. van Roermund.



vervolg van de rectificatie op pagina 37

BATTERY MANAGEMENT SYSTEMS - DESIGN BY MODELLING

H.J. Bergveld
28 juni 2001

Promotor: prof.dr.ir. P.P.L. Regtien
Copromotor: P.H.L. Notten

Halfgeleidertechnology

ANISOTROPIC WET-CHEMICAL ETCHING OF SILICON: PITS, PEAKS, PRINCIPLES, PYRAMIDS AND PARTICLES

A.J. Nijdam
18 januari 2001

Promotors: prof.dr. M.C. Elwenspoek
dr. J.G.E. Gardeniers
Copromotor: E. Vlieg

ON HIGH INJECTION MECHANISMS IN SEMICONDUCTOR DEVICES UNDER ESD CONDITIONS

G. Bosseli
6 april 2001

Promotors: prof.dr.ir. F.G. Kuper
prof.dr.ir. A.J. Mouthaan

HOT-ELECTRON TRANSPORT IN THE SPIN-VALVE TRANSISTOR

R. Vlutters
18 mei 2001

Promotors: dr. J.C. Lodder
prof.dr. T.J.A. Popma

voor vervolg zie pagina 51

Wireless LAN Standards

Richard van Nee
Woodside Networks
Breukelen, The Netherlands



Introduction

Since the beginning of the nineties, Wireless Local Area Networks (WLANs) for the 900 MHz, 2.4 GHz and 5 GHz ISM (Industrial, Scientific & Medical) bands have been available based on a range of proprietary products. In June 1997, the Institute of Electrical and Electronics Engineers approved an international interoperability standard (IEEE 802.11 [1]). The standard specifies both medium access control (MAC) procedures and three different physical layers (PHY). There are 2 radio-based PHYs using the 2.4 GHz band. The third PHY uses infrared light. All PHYs support a data rate of 1 Mbit/s and optionally 2 Mbit/s. The 2.4 - GHz frequency band is available for license exempt use in Europe, the United States and Japan. Table 1 lists the available frequency bands and the restrictions to devices which use this band for communications.

User demand for higher bit rates and the international availability of the 2.4-GHz band has spurred the development of a higher speed extension to the 802.11 standard. In 1999, the IEEE 802.11b standard was finished, which describes a PHY providing

rates of 5.5 and 11 Mbps [2]. IEEE 802.11b is an extension to the direct-sequence 802.11 standard, using the same 11 MHz chip rate, such that the same bandwidth and channelization can be used.

In parallel to IEEE 802.11b, the IEEE 802.11a standard was developed to provide high bit rates in the 5 GHz band. This development was motivated by the January 1997, by the U.S. Federal Communications Commission, of an amendment to Part 15 of its rules. The amendment made available 300 MegaHertz of spectrum in the 5.2 GHz band, intended for use by a new category of unlicensed equipment called "Unlicensed National Information Infrastructure" (UNII) devices. Table 1 lists the frequency bands and the corresponding power restrictions.

In July 1998, the IEEE 802.11 standardization group decided to select Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) [3] as the basis for their new 5 GHz standard, targeting a range of data rates from 6 up to 54 Mbps. This standard is the first one to use OFDM in packet based communications, while the use of OFDM till then was limited to

Table 1: 2.4 and 5 GHz bands.

Location	Regulatory Range	Maximum Output Power
North America	2.400-2.4835 GHz	1000 mW
Europe	2.400-2.4835 GHz	100 mW (EIRP*)
Japan	2.400-2.497 GHz	10 mW/MHz
US (UNII lower band)	5.150-5.250 GHz	Minimum of 50 mW or $4 \text{ dBm} + 10 \log_{10} B^{**}$
US (UNII middle band)	5.250-5.350 GHz	Minimum of 250 mW or $11 \text{ dBm} + 10 \log_{10} B$
US (UNII upper band)	5.725-5.825 GHz	Minimum of 1000 mW or $17 \text{ dBm} + 10 \log_{10} B$

*) EIRP= Effective Isotropic Radiated Power.

**) B is the -26dB emission bandwidth in MHz.

continuous transmission systems like Digital Audio Broadcasting (DAB) and Digital Video Broadcasting (DVB). Following the IEEE 802.11 decision, the European HIPERLAN type 2 [4] standard and the Japanese Multimedia Mobile Access Communication (MMAC) standard also adopted OFDM. The three bodies have worked in close co-operation since then to minimize differences between the various standards, thereby enabling the manufacturing of equipment that can be used world-wide.

Regulatory issues played an important role in the development of wireless LAN standards. One of the key factors in the choice of modulation schemes for the 2.4 GHz band has been the FCC spreading requirement for unlicensed devices in the ISM bands, where wireless LANs are dominantly used. According to the FCC spreading rules, transmission in the ISM bands have to use either direct-sequence spread-spectrum or frequency hopping. Frequency hopping devices have to use at least 75 hopping channels with a maximum dwell time of 400 ms. Direct-sequence devices have to demonstrate at least 10 dB processing gain in a narrowband jammer test, which basically shows that there is a gap of at least 10 dB between signal-to-noise ratio and signal-to-interference ratio requirements for a certain bit error ratio. In the early days of wireless LAN, many people interpreted the spreading rule as requirement to have at least 10 chips per symbol, hence the 11 chips spreading sequence in the 802.11 standard. Later, a less strict interpretation was adopted, purely based on meeting the narrowband jammer test. This is clearly visible in the IEEE 802.11b standard. The 802.11b standard uses complementary code keying (CCK), which can be viewed as direct-sequence spread-spectrum modulation with multiple spreading codes with a length of 8 chips. Despite the less strict interpretation, the spreading rule formed a barrier for really high data rates. It blocked the use, for instance, of OFDM in the 2.4 GHz band. In order not to block further technological progress in the 2.4 GHz band, in May 2001 the FCC decided to allow digital transmissions without any spreading

requirement [5]. This opened the way to higher data rates using OFDM in the 2.4 GHz band. The 802.11 committee took advantage of this rule change by selecting the OFDM based 802.11a standard as basis for the 802.11g standard, extending the data rates in the 2.4 GHz band up to 54 Mbps.

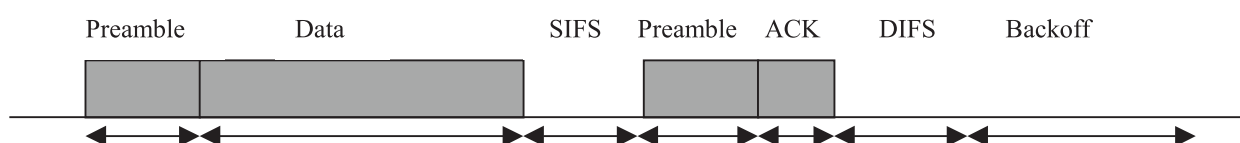
The next sections describe the various IEEE wireless LAN standards, and mention the differences with HIPERLAN and MMAC. Because of length limitations, the scope of this article is restricted to the most dominantly used parts of the standards. More details can be found in the references.

IEEE 802.11 MAC

The IEEE 802.11 MAC standard consists of one mandatory and two optional modes [1]. All modes use Time Division Duplex (TDD), so the medium is shared in time between different users and/or access points. The mandatory part is the Distributed Co-ordination Function (DCF), which uses Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA/CA). Figure shows the timing diagram of a DCF packet transmission. Before starting a transmission, the channel is sensed to see if it is available. If no other signal is received above a certain defer threshold, a packet is send. After successful reception, the recipient sends an acknowledgement back. After receiving the acknowledgement, the first user has to wait for a time DIFS plus a random backoff time before transmitting another packet. DIFS is the Distributed Inter Frame Spacing, which is equal to the Short Inter Frame Spacing between packet and acknowledgement plus 2 slot times.

Optional modes in the 802.11 MAC are the Request-To-Send / Clear-To-Send (RTS/CTS) protocol, and the Point Co-ordination Function (PCF). PCF is a centralized MAC, where an access point polls stations to see if they have packets to transmit. PCF can be used to guarantee a minimum packet delay, but it can only do this in the absence of interference from other cells. With the RTS/CTS protocol, prior to a data packet, first a short request

Fig. 1: Timing diagram of a single packet transmission using DCF.



packet is sent. The receiver answers with a CTS packet, which contains a net allocation vector (NAV) that tells all users how long the current RTS/CTS cycle will take. The effect of this is that all users that can receive the CTS packet will not try to try to compete for the channel for the duration indicated by the NAV. This solves the hidden node problem of DCF without RTS/CTS, because in that case, only users that can receive the transmitter will stop competing for the channel. So, it can happen that a packet from user A to B is interfered by user C, who does not have a good link to A, but it does have a good link to B. With RTS/CTS, this situation is avoided, because user C will hear the CTS coming from B.

IEEE 802.11 DSSS

The IEEE 802.11 Direct-Sequence Spread-Spectrum standard is based on the transmission of 11-chips Barker codes at a 11 MHz chip rate. Data rates of 1 and 2 Mbps are achieved using BPSK or QPSK modulation of the Barker codes, respectively. The 11-chip Barker code is defined as: {1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, -1}. Its primary use is to satisfy the FCC spreading requirements, as well as providing robustness against multipath propagation and narrowband interferers. Robustness against multipath is obtained by the ideal aperiodic autocorrelation properties that define a Barker code: a Barker code is a code for which the absolute autocorrelation sidelobes are equal to or less than one for all non-zero delays, compared to L for a zero delay, where L is the code length. Because of the low autocorrelation sidelobes, effects of intersymbol interference are greatly suppressed, while a simple RAKE receiver is able to significantly benefit from multipath diversity in frequency selective channels.

The 802.11 packet structure is shown in Figure 1. The complete packet (PPDU) is comprised of three segments. The first segment is the preamble, which is used for signal detection and synchronization. The second segment is the header, which contains data-rate and packet-length information. The third segment (MPDU) contains the information bits. The preamble and header are transmitted at 1 Mbps, while the data portion is sent at one out of four possible rates.

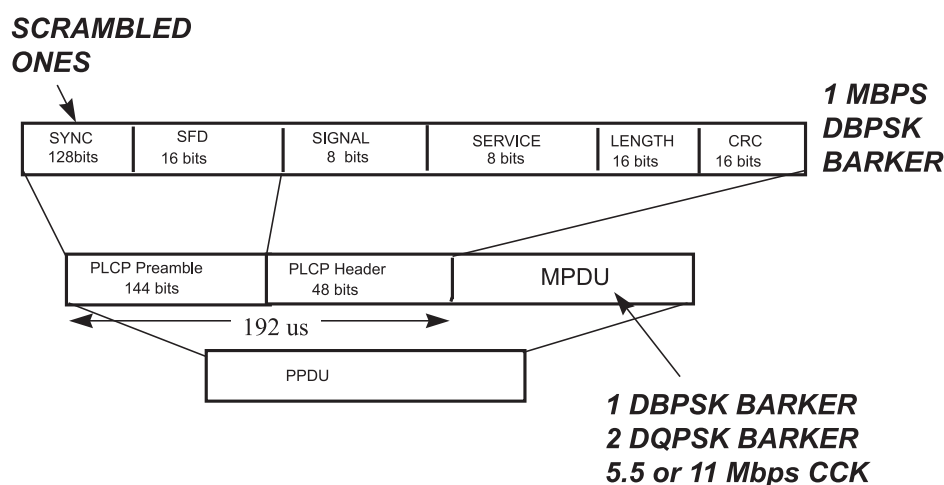
The preamble is formed from a SYNC field and a sync field delimiter (SFD). The SYNC field is generated using 128 scrambled ones. The SYNC field is used for clear channel assessment, signal detection, timing acquisition, frequency acquisition, multipath estimation and descrambler synchronization.

IEEE 802.11B

In July 1998, the IEEE 802.11b working group adopted Complementary Code Keying (CCK) as the basis for the high-rate physical layer extension to deliver data rates of 5.5 and 11 Mbps [6]. This high rate extension was adopted, in part, because it provided an easy path for interoperability with the existing 1-and-2 Mbps networks by maintaining the same bandwidth and utilizing the same preamble and header as shown in Figure 1. An optional short preamble with a 56 bit SYNC field is specified to increase the net data throughput.

Complementary codes were originally conceived by M. J. E. Golay for infrared multislit spectrometry [7]. However, their properties also make them useful in radar applications and more recently for discrete multitone communications and OFDM [8]. The original publication [7] defines

Fig. 2: The packet structure used for 802.11 DSSS 1-and-2 Mbps, with the extension to 5.5-and-11 Mbps shown.



a complementary series as a pair of equally long sequences composed of two types of elements which have the property that the number of pairs of like elements with any given separation in one series is equal to the number of pairs of unlike elements with the same separation in the other series. Another way to define a pair of complementary codes is to say that the sum of their aperiodic autocorrelation functions is zero for all delays except for a zero delay.

The CCK codes that were selected as the basis for IEEE 802.11b were first published in [8]. More background information on these codes can be found in [9]. The following equation represents the 8 complex chip values for the CCK code set, with the phase variables being QPSK phases.

$$c = \{e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_2)}, e^{j(\varphi_1)}\}$$

Basically, the three phases φ_2 , φ_3 and φ_4 define 64 different codes of 8 chips, with φ_1 giving an extra phase rotation to the entire code word. Actually, the latter phase is differentially encoded across successive codewords, equivalent to the 1-and-2 Mbps DSSS differential-phase encoding. This feature allows the receiver to use differential phase decoding, eliminating a carrier-tracking PLL, if desired. Each of the four phases φ_1 to φ_4 represents 2 bits of information, so a total of 8 bits is encoded per 8-chip CCK code word.

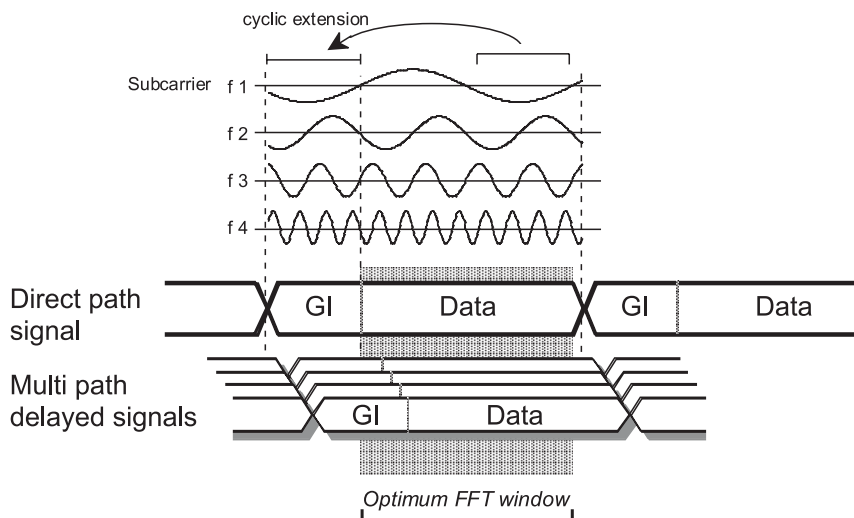
At 5.5 Mbps, the processing is similar. Four information bits are consumed per 8 chip CCK code-

word transmission. The codeword rate is still 1.375 MHz, since the chip rate is 11 Mchips/sec. Two bits select 1-of-4 CCK subcodes. The other two information bits quadrature modulate (rotate) the whole codeword. The 4 CCK subcodes are contained in the larger 64 subcode set of 11 Mbps. At the receiver, the CCK codes can be decoded by using a modified fast Walsh transform like described in [10].

IEEE 802.11a

IEEE 802.11a provides data rates of 6 to 54 Mbps in the 5 GHz band using Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). The basic principle of OFDM is to split a high rate data stream into a number of lower rate streams which are transmitted simultaneously over a number of subcarriers. Since the symbol duration increases for the lower rate parallel subcarriers, the relative amount of time dispersion caused by multipath delay spread is decreased. Intersymbol interference is eliminated almost completely by introducing a guard time in every OFDM symbol. In the guard time, the OFDM symbol is cyclically extended to avoid inter carrier interference. Figure shows an example of 4 subcarriers from one OFDM symbol. In practice, the most efficient way to generate the sum of a large number of subcarriers is by using the Inverse Fast Fourier Transform (IFFT). At the receiver side, the FFT can be used to demodulate all subcarriers. It can be seen in figure that all subcarriers differ by an integer number of cycles within the FFT integration time, which ensures the orthogonality between the different subcarriers. This orthogonality is maintained in the presence of multipath delay spread, as illustrated by figure . Because of

Fig. 3: OFDM symbol with cyclic extension.



multipath, the receiver sees a summation of time-shifted replicas of each OFDM symbol. As long as the delay spread is smaller than the guard time, there is no intersymbol interference nor inter-carrier interference within the FFT interval of an OFDM symbol. The only remaining effect of multipath is a random phase and amplitude of each sub-carrier, which has to be estimated in order to do coherent detection. In order to deal with weak sub-carriers in deep fades, forward error correction across the subcarriers is applied.

OFDM Parameters

Table 2 lists the main parameters of the IEEE 802.11a OFDM standard. A key parameter which largely determines the choice of the other parameters is the guard interval of 800 ns. This guard interval provides robustness to root-mean-squared delay spreads up to several hundreds of nanoseconds, depending on the coding rate and modulation used. In practice, this means that the modulation is robust enough to be used in any indoor environment, including large factory buildings. It can also be used in outdoor environments, although directional antennas may be needed in this case to reduce the delay spread to an acceptable amount and to increase the range.

Data rate	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbit/s
Modulation	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Coding rate	1/2, 2/3, 3/4
Number of subcarriers	52
Number of pilots	4
OFDM symbol duration	4 μ s
Guard interval	800 ns
Subcarrier spacing	312.5 kHz
-3 dB Bandwidth	16.56 MHz
Channel spacing	20 MHz

Table 2: Main Parameters of the OFDM standard.

In order to limit the relative amount of power and time spent on the guard time to 1 dB, the symbol duration was chosen to be 4 μ s. This also determined the subcarrier spacing to be 312.5 kHz, which is the inverse of the symbol duration minus the guard time. By using 48 data subcarriers,

uncoded data rates of 12 to 72 Mbps can be achieved by using variable modulation types from BPSK to 64-QAM. In addition to the 48 data subcarriers, each OFDM symbol contains an additional 4 pilot subcarriers, which can be used to track the residual carrier frequency offset which remains after an initial frequency correction during the training phase of the packet.

In order to correct for subcarriers in deep fades, forward error correction across the subcarriers is used with variable coding rates, giving coded data rates from 6 up to 54 Mbps. Convolutional coding is used with the industry standard rate 1/2, constraint length 7 code with generator polynomials (133,171). Higher coding rates of 2/3 and 3/4 are obtained by puncturing the rate 1/2 code.

Channelization

For the 200 MHz wide spectrum in the lower and middle UNII bands, eight OFDM channels are available with a channel spacing of 20 MHz. The outermost channels are spaced 30 MHz from the band edges in order to meet the stringent FCC restricted band spectral density requirements. The FCC also defined an upper UNII band from 5.725 to 5.825 GHz, which carries another 4 OFDM channels. For this upper band, the guard spacing from the band edges is only 20 MHz, since the out-of-band spectral requirements for the upper band are less severe as those of the lower and middle UNII bands. In Europe, the same spectrum as the lower and middle UNII band is available, plus an extra band from 5.470 to 5.725 GHz. In Japan, a 100 MHz wide band from 5.15 to 5.25 is available. This band contains 4 OFDM channels with 20 MHz guard spacings from both band edges.

OFDM Signal Processing

The general block diagram of the baseband processing of an OFDM transceiver is shown in figure . In the transmitter path, binary input data is encoded by a standard rate 1/2 convolutional encoder. The rate may be increased to 2/3 or 3/4 by puncturing the coded output bits. After interleaving, the binary values are converted into QAM values. To facilitate coherent reception, 4 pilot values are added to each 48 data values, so a total of 52 QAM values is reached per OFDM symbol, which are modulated onto 52 subcarriers by applying the Inverse Fast Fourier Transform (IFFT). To make the system robust to multipath propagation, a cyclic

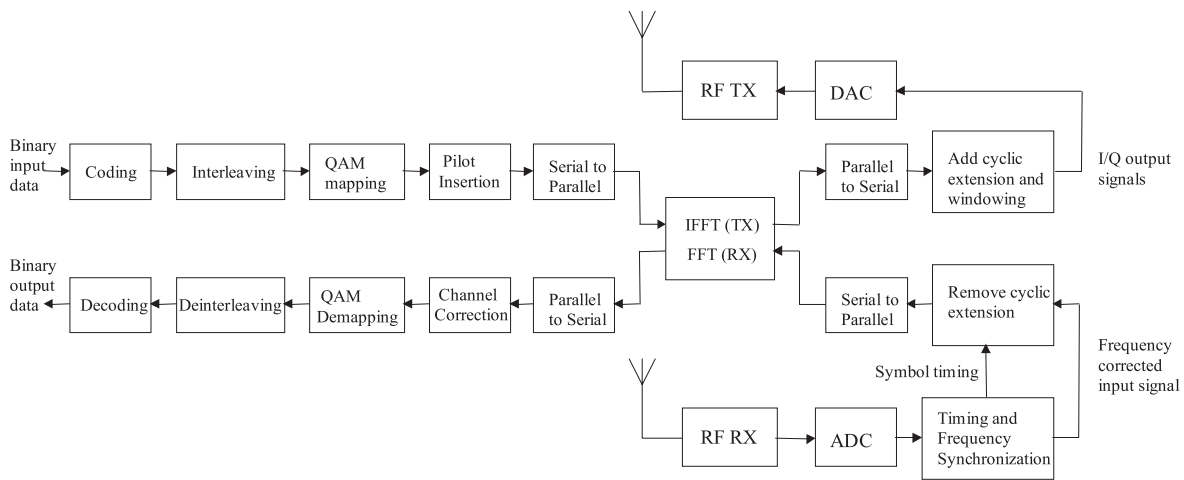


Fig. 4: Block diagram of OFDM transceiver.

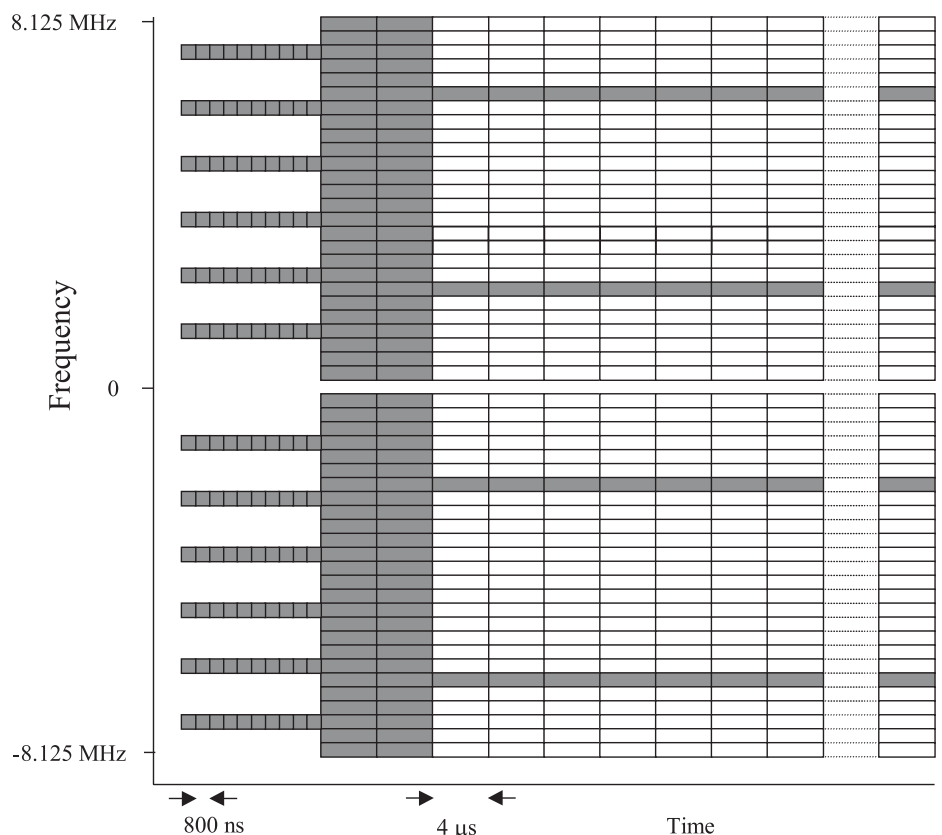
prefix is added. Further, windowing is applied to get a narrower output spectrum. After this step, the digital output signals can be converted to analog signals, which are then upconverted to the 5 GHz band, amplified and transmitted through an antenna.

The OFDM receiver basically performs the reverse operations of the transmitter, together with additional training tasks. First, the receiver has to estimate frequency offset and symbol timing, using special training symbols in the preamble. Then, it can do a Fast Fourier Transform for every symbol to recover the 52 QAM values of all subcarriers. The training symbols and pilot subcarriers are used to correct for the channel response as well as remaining phase drift. The QAM values are then demapped into binary values, after which a Viterbi decoder can decode the information bits.

Figure 5 shows the time-frequency structure of an OFDM packet, where all known training values are marked gray. It illustrates how the packet starts with 10 short training symbols, using only 12 subcarriers, followed by a long training symbol and data symbols, with each data symbol containing 4 known pilot subcarriers which are used

for estimating the reference phase. The preamble, which is contained in the first 16 μ s of each packet, is essential to perform start-of-packet detection, automatic gain control, symbol timing, frequency estimation and channel estimation. All of these training tasks have to be performed before the actual data bits can be successfully decoded. More detailed information on OFDM signal processing as well as performance results can be found in [11].

Fig. 5: Time-frequency structure of an OFDM packet. Gray subcarriers contain known training values.



Differences between IEEE, ETSI and MMAC

The main differences between IEEE 802.11 and HIPERLAN type 2 - which is standardized by ETSI BRAN - are in the Medium Access Control (MAC). IEEE 802.11 uses a distributed MAC based on Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance, (CSMA/CA), while HIPERLAN type 2 uses a centralized and scheduled MAC, based on wireless ATM. MMAC supports both of these MACs. As far as the physical layer is concerned, there are only a few minor differences which are summarized below:

- HIPERLAN uses extra puncturing to accommodate the tail bits in order to keep an integer number of OFDM symbols in 54 byte packets [12].
- In the case of 16-QAM, HIPERLAN uses rate 9/16 instead of rate 1/2 - giving a bit rate of 27 instead of 24 Mbps - in order to get an integer number of OFDM symbols for packets of 54 bytes. The rate 9/16 is made by puncturing 2 out of every 18 coded bits.
- HIPERLAN uses different training sequences. The long training symbol is the same as for IEEE 802.11, but the preceding sequence of short training symbols is different. A downlink transmission starts with 10 short symbols as IEEE 802.11, but the first 5 symbols are different in order to detect the start of the downlink frame. Uplink packets may use 5 or 10 identical short symbols, with the last short symbol being inverted.

IEEE 802.11G

The IEEE 802.11g standard extends the 802.11b standard with higher data rates for the 2.4 GHz band [13]. It achieves this by simply allowing IEEE 802.11a OFDM transmissions in the 2.4 GHz band, while 802.11a was originally targeted at the 5 GHz band. To remain coexistent with legacy 802.11b devices, the 802.11 RTS-CTS mechanism can be used to claim air-time for high rate OFDM packets. If no legacy devices are present in a network, it is possible to transmit 802.11a packets without the RTS-CTS mechanism to maximize user throughput. The IEEE 802.11g standard also defines two optional modulation schemes. The first is CCK-OFDM, where each OFDM packet is preceded by an 802.11b header to provide full coexistence with legacy 802.11b devices without the need to use RTS-CTS. The second option is Packet Binary Convolutional Coding (PBCC), which provides a

22 Mbps raw data rate using coded 8-PSK together with a standard 802.11b header.

With the advent of IEEE802.11g, OFDM has become the single solution for high data rates in both the 2.4 and 5 GHz bands, thereby facilitating the production of dual-band devices. While OFDM is ideal for high data rates, it is expected that the old 1 and 2 Mbps 802.11 rates in the 2.4 GHz band will remain important for providing the largest possible coverage range.

References

- [1] IEEE, "802.11, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications," November 1997.
- [2] IEEE 802.11, "Supplement to IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN Specific Requirements - Part 11: Wireless MAC and PHY Specifications: Higher Speed Physical Layer in the 2.4 GHz Band," IEEE Std 802.11b, January 2000.
- [3] IEEE 802.11, "Supplement to IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN Specific Requirements - Part 11: Wireless MAC and PHY Specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band," IEEE Std 802.11a, December 1999.
- [4] ETSI, "Radio Equipment and Systems, High Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 1," European Telecommunication Standard, ETS 300-652, October 1996.
- [5] Federal Communications Commission Notice of Proposed Rulemaking and Order, FCC 01-158, ET Docket No. 99-231, May 11, 2001.
- [6] M. Webster, C. Andren, J. Boer, R. Van Nee, "Harris/Lucent TGb Compromise CCK (11 Mbps) Proposal," doc.:IEEE P802.11-98/246, July 1998.
- [7] M.J.E. Golay, "Complementary Series," *IRE Transactions on Information Theory*, April 1961, pp. 82-87.
- [8] R. van Nee, "OFDM Codes for Peak-to-Average Power Reduction and Error Correction," *IEEE Global Telecommunications Conference*, November 18-22, 1996, pp. 740-744.
- [9] K. Halford et. al., "Complementary Code Keying for Rake-Based Indoor Wireless Communication," to be published at IEEE ISCAS '99, Orlando, Florida.

- [10] A. Grant and R. van Nee, "Efficient maximum likelihood decoding of Q-ary modulated Reed-Muller codes," *IEEE Communications Letters*, Vol. 2, No. 5, pp. 134-136, May 1998.
- [11] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Mobile Multimedia Communications*. Boston, Artech House, to appear December 1999.

- [12] ETSI BRAN, "HIPERLAN Type 2 Functional Specification Part 1 - Physical Layer," DTS/BRAN030003-1, June 1999.
- [13] S. Halford et al., "Proposed Draft Text: B+A=G High Rate Extension to the 802.11b Standard," draft IEEE 802.11G standard, doc.: IEEE 802.11-01/644r0, November 2001.



vervolg van de rectificatie op pagina 43

MAFIAS: AN INTEGRATED LAB-ON-A-CHIP FOR AMMONIUM MEASUREMENT

T.T. Veenstra
22 juni 2001

Promotors: prof.dr.ir. A. van den Berg
prof.dr. M.C. Elwenspoek

TE/TM BASED INTEGRATED OPTICAL SENSING PLATFORMS

T.M. Koster
8 december 2000

Promotors: prof.dr. T.J.A. Popma
dr. P.V. Lambeck

Overige onderwerpen

ISO-SURFACE VOLUME RENDERING: SPEED AND ACCURACY FOR MEDICAL APPLICATIONS

M.K. Bosma
20 oktober 2000

Promotors: prof.dr.ing. O.E. Herrmann
ir. J. Smit

MUSCLE, THE BIOLOGICAL ACTUATOR IN FES-LENGTH DEPENDENT PROPERTIES

P. Mela
13 juni 2001

Promotors: prof.dr. P.A.J.B.M. Huijting
prof.dr.ir. P.H. Veltink

MICRO-MACHINED HIGH CAPACITY SILICON LOAD CELLS

A.F. Zwijze
27 oktober 2000

Promotors: prof.dr. M.C. Elwenspoek
prof.dr.ir. H. Tijdeman

Integrated Lens Antennas for (Sub)-millimeter-wave Applications (30-3000 GHz)

Maarten J.M. van der Vorst



Abstract

This paper treats the design and analysis of integrated lens antennas operating at (sub)millimeter-wave frequencies. A typical application is the study of the ozone layer by using satelliteborne remote-sensing techniques. The existing electromagnetic model for the analysis of integrated lens antennas, where the fields inside the lens are represented by Geometrical Optics (GO) and outside by Physical Optics (PO), is extended. Two extensions to this model are presented and discussed: the inclusion of internal reflections and the application of a matching layer.

First the influence of the first-order internal reflections on the beam pattern and input impedance is treated by using a combination of GO, PO and the Method of Moments (MoM) inside the lens. These reflections (typically 20-30%) can degrade the performance of the lens antenna and should therefore be included. Results are presented for a double-slot feed and various dielectric constants of the lens material. To decrease the reflected power, a matching layer is applied and the modeling of two types of layers is described. The commonly used matching layer is the quarter-wavelength layer, but to further decrease the reflection losses also an optimum-thickness matching layer is analysed. For both options results are given of the beam patterns and for the quarter-wavelength layer also its influence on the input impedance is shown.

The extended electromagnetic model is then applied to the design of an integrated lens antenna as feed for a limb sounder operating in the submillimeter-wave frequency band. One of the objectives is to compare the performance of an optimised lens antenna with the performance of a Potter horn. Measurements of the beam pattern (500 GHz) and the input impedance (100 GHz) are used to verify the new model.

1 Introduction

MILLIMETER-WAVE and submillimeter-wave frequencies are becoming increasingly important in various applications. For example, in imaging, remote-sensing, radio-astronomy and radar there is a high demand for low-noise receivers operating at frequencies between 30 GHz and 3 THz [1-4]. There are several very important processes taking place in the atmosphere that deserve our attention, such as the greenhouse effect and ozone depletion. There is an ever-growing awareness on the possible detrimental effects of man's activities on climate. (Sub)millimeter-wave frequencies can be used to obtain data for studies on ozone depletion mechanisms. Millimeter-wave frequencies can focus on exchanges between troposphere and stratosphere, bringing complementary information useful for studies on global changes. Space astronomy observations at submillimeter wavelengths will also open up a virtually unexplored part of the spectrum which cannot be observed well from the ground.

Several Earth observation instruments (MASTER and ACECHAM) and astronomical missions (HERSCHEL and PLANCK), which use millimeter and submillimeter wavebands, are being planned by the European Space Agency (ESA). These instruments have many commonalities in their design and construction techniques. They require state-of-the-art technology to achieve their ambitious goals; the highest resolution, sensitivity and frequency of operation.

Most of the above mentioned instruments have receivers that work with horn antennas as receiving elements. They have traditionally been the most common microwave antenna feed types and although the attenuation of waves inside fundamental-mode waveguides at higher frequencies is high and both the effect of metal tolerances and misalignments become more severe, horns and waveguides have been produced for these wavelengths [5]. In view of the cited difficulties, there is

a need for alternative technologies and planar integrated technology is expected to offer a good solution.

In recent years the advancement of photolithographic and micro-machining techniques has resulted in very reliable and repeatable processes for creating planar structures on dielectric substrates. The fabrication of very complex electronic structures with a high yield is now possible. Within the field of (sub)millimeter-waves (30 GHz - 3 THz), antenna and other high-frequency component manufacturing has been limited both by the complexity of fabricating small accurate structures and the expense thereof. However, the progress in planar technology now allows these components to be accurately produced in much larger numbers at far lower costs.

However, there might be some problems related to planar antennas because of the reduced efficiency associated with the dielectric substrates on which these antennas are fabricated. If the dielectric is thick in terms of a wavelength, surface waves can be excited. Two basic approaches have been used to increase the efficiency; dielectric lenses or photonic bandgap (PBG) crystals. The photonic bandgap antenna is still a relatively new concept and with respect to the antenna performance the PBG technology is still in an experimental stage. Conversely, research on integrated lens antennas and designs has already reached some level of maturity and very promising radiation characteristics have been demonstrated.

In this paper the electromagnetic model for the analysis of integrated lens antennas is extended with the contribution of the internal reflections inside the lens. To reduce these reflections a so-called matching layer is applied to the surface of the lens. The model for the matching layer, either a quarter-wave or an optimum-thickness layer, is described in Section IV. In Section VI the beam pattern measurement are discussed, while the input impedance measurement results are compared to theoretical results in Section VII. Finally, conclusions are drawn in Section VIII.

2 Integrated Lens Antenna

2-A Design

First of all it is good to visualise the (sub)millimeter-wave integrated lens antenna, which consists of a dielectric slab, a lens and a planar feed followed by the active circuitry: detecting diode, mixer, local oscillator and feeding lines. A two-dimensional cross-section of the

integrated lens antenna is depicted in Fig. 1, which also shows the optional matching layer (Stycast coating). The lens is necessary to prevent the excitation of surface-wave modes [6] and to focus the incoming radiation to the planar feed. Detailed analyses of the surface-wave losses have been carried out by Pozar [7], Alexopoulos and others [8, 9, 10, 11], and Rutledge [6]. From their results it is found that for elementary planar feed antennas these losses can be as high as 90%, if no substrate lens is included.

The most relevant issue for the antenna performance is the planar feed that illuminates the lens. Many different printed-circuit antennas, both broadband and narrowband, have found their use in integrated antenna technology at (sub)millimeter-wave frequencies. For example, the log-periodic [12], the spiral [13], the Vivaldi [14], the double dipole [15], the double slot [3], the annular slot [16] and the double dipole with backing reflector [17] have been successfully applied on quartz and silicon dielectrics. The differences between these planar antennas are mainly in the side-lobes, the cross-polar level and the bandwidth. In this paper the broadband feeds, i.e. log-periodic and spiral antenna, are not considered.

2-B Electromagnetic Modeling

The theoretical analysis of the integrated lens antenna, as described by Filipovic et al. [3], applies Geometrical Optics (GO) for the fields inside the lens and Physical Optics (PO) to obtain the near-field and far-field patterns outside the lens antenna. For the GO fields inside the lens the far-field pattern of the planar feed is needed. This pattern can be determined by using the Method of Moments (MoM), if the current (or voltage) distribution on the planar feed has to be known very accurately. However, for the calculation of the far-field pattern of certain feeds, an approximate sinusoidal current distribution can also be chosen, which (nearly) gives the same results for the radiation properties of the complete lens antenna.

A disadvantage of all lens antenna designs is that they suffer from reflection 'losses', which may strongly affect the far-field radiation properties and the input impedance of integrated lens antennas. Therefore, the next section starts with the modeling of these reflected waves followed by an analysis of their effect on the co-polar and cross-polar far-field beam patterns. Subsequently, two types of matching layers are investigated to reduce the unwanted internal reflections. The performance of the lens antennas with these matching layers are

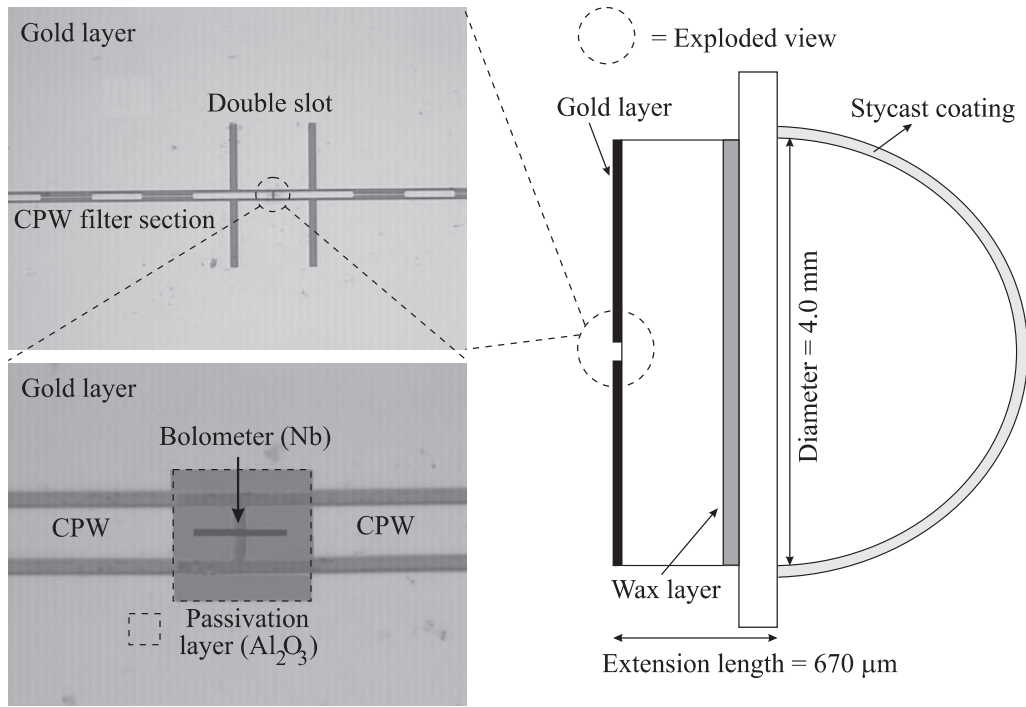


Figure 1: Integrated lens antenna design with expanded view of double slot and bolometer detector (dimensions not to scale). This antenna design is a result of an optimization routine for the limb-sounder feed operating at 500 GHz.

compared on the basis of co-polar and cross-polar patterns and beam efficiency, which are generally considered to be the prime antenna properties for the previously mentioned applications.

3 Internal Reflections

3-A Geometry and Types of Rays

The general geometry of an integrated lens antenna is depicted by its two-dimensional cross-section in Fig. 2. As can be seen from this figure, the antenna consists of a planar radiating element, a dielectric slab and a focusing lens, whose center is chosen to lie on top of the slab. It is assumed that the lens has the same dielectric constant as the slab, and that its shape is either ellipsoidal or hemispherical. The short- and long-axis of the ellipsoid are chosen in such a way that a point source in the antenna feed position produces a planar phase front (refractive rays are parallel) in the aperture of the lens. In order to calculate the far-field radiation patterns (co-polar and cross-polar) of this antenna a GO approach is applied inside the lens and PO outside the lens [3].

In Silver [18] the Fresnel field and the far field at observation point P is described in terms of the PO

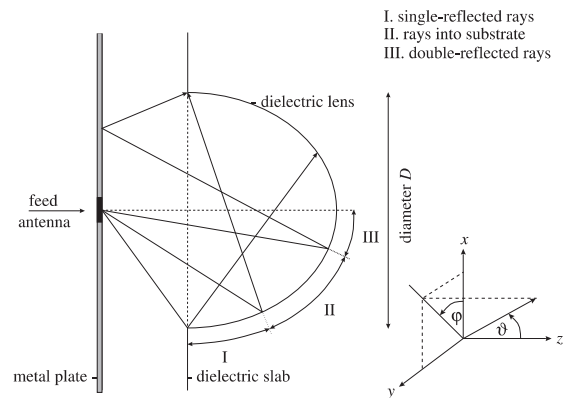


Figure 2: Antenna geometry and angular domain of three types of reflected rays.

integral as

$$\underline{E}(P) = \frac{-j}{4\pi\omega\epsilon_0} \iint_S \left[(\underline{J}_s \cdot \nabla) \nabla + k_0^2 \underline{J}_s - j\omega\epsilon_0 (\underline{M}_s \times \nabla) \right] \frac{e^{-jk_0 r}}{r} dS \quad (1)$$

and

$$\underline{H}(P) = \frac{-j}{4\pi\omega\mu_0} \iint_S \left[(\underline{M}_s \cdot \nabla) \nabla + k_0^2 \underline{M}_s + j\omega\mu_0 (\underline{J}_s \times \nabla) \right] \frac{e^{-jk_0 r}}{r} dS \quad (2)$$

where S is the lens surface and r the distance between P and a point on S . The equivalent electric and magnetic current densities are denoted by \underline{J}_s and \underline{M}_s , respectively. To justify the use of GO inside the lens, the diameter of the lens should be large compared to the wavelength in the dielectric. This also justifies the assumption that all rays originate from the center of the feed antenna. A common problem arising in these lens antennas is that the incident wave is partly reflected at the lens-air interface. Of course the corresponding reflected power should not really be treated as loss but as interference, because part of the reflected wave can leave the lens after one or more internal reflections and therefore affect the radiation pattern.

Examination of Fig. 2 reveals three different angular domains inside the lens of which domains I and III actually contribute to the field outside the dielectric lens. The first group of internal reflected rays, the so-called single-reflected rays (angular domain I), have been reflected once at the surface of the lens before they contribute to the far-field radiation pattern. For rays having an angle of propagation within angular domain II it can be seen that after reflection at the lens surface they propagate directly into the substrate and there they will most likely be trapped as substrate modes. If the infinitely extended substrate is replaced by a finite substrate under the lens, the extra reflected fields can be included in a similar way as the single-reflected and double-reflected fields. However, the influence of this extra surface will not be significant, because the incident power from the feed is low and the reflection coefficients are small (smaller angle of incidence). Finally, angular domain III consists of rays which hit the lens for a second time after complete reflection at the metal plate. It is worth noting that this metal plate is present if the feed is either a (double) slot or a (double) dipole with backing reflector [4], but it is not a limitation of this model. The double dipole with backing reflector consists of a two single dipole elements on a dielectric lens with a metallic reflector behind them. In between the dipoles and the metal plane the same dielectric is used as for the lens. Without metal plate there are still double-reflected rays, although their contribution will be smaller.

Both above-mentioned internally reflected field

contributions can be treated as follows. Via a ray-tracing technique inside the lens, the induced equivalent magnetic and electric current densities just outside the lens can be found. In order to account for the divergence losses of the reflected waves a (divergence) factor is included, which describes the amplitude variation along a reflected ray [19]. Once the separate equivalent current density contributions \underline{J}_s and \underline{M}_s just outside the lens are determined, Eqs. (1) and (2) are applied to calculate each far-field contribution, decomposed into its co-polar and cross-polar components. The co-polar and cross-polar components are according to Ludwig's third definition [20].

It is noted that the dielectric losses are assumed to be zero in this paper, but of course they can be included very easily into the ray-tracing procedure. The loss tangent of the dielectric materials studied is in the order of 1 to 5×10^{-4} [21], resulting in dielectric losses of less than 1% for the direct incident rays and less than 2% for the internally reflected rays. Therefore, by taking the dielectric losses into account, the results will not change noticeably.

3-B Numerical Results

By including the previously-described internal reflected field contributions, the impact of the reflected waves on the antenna performance can now be determined. As an example, a planar double-dipole with backing reflector will be used in combination with an ellipsoidal lens (designed to produce a focused beam). The dielectric material is selected to be high-density polyethylene (HDP), quartz, alumina or silicon with an ϵ_r of 2.31, 4.0, 9.8 and 11.7, respectively. The dimensions of the planar feed are $0.5\lambda_d$ for the length and $0.4\lambda_d$ for the distance between the elements. The metallic backing reflector is placed at a distance of $0.25\lambda_d$ behind the array. This configuration results in good rotationally symmetric feed patterns into the dielectric. To determine the significance and the completeness of the single-reflected and double-reflected fields for different dielectric materials, Table 1 shows the relative powers of the different types of reflected waves. The diameter of the lens is not relevant here, as the power values only depend on the lens shape and thus on the dielectric lens material. All power values are given in percentages of the total power incident on the lens.

From Table 1 it can be seen that the reflection 'losses' (P_{refl}) increase only slightly when HDP is replaced by quartz, thus increasing the dielectric constant. The reason for this is that, although the feed patterns in the dielectric are equal, the

Table 1: Power distribution (in %) of an elliptical lens illuminated by a double-dipole feed with backing reflector

ε_r	P_{trans}	P_{refl}	P_I	P_{III}	P_{II}
2.31	76.9	23.1	22.8	0.2	0.1
4.00	76.6	23.4	20.8	0.8	1.8
9.80	67.8	32.2	13.4	7.9	10.9
11.7	65.1	34.9	11.8	11.3	11.8

ε_r	P_I^l	P_I^r	P_{III}^l	P_{III}^r	P_{naf}
2.31	22.0	0.8	0.1	0.1	0.9
4.00	14.7	6.1	0.1	0.7	6.8
9.80	4.2	9.2	0.8	7.1	16.3
11.7	3.1	8.7	0.9	10.4	19.1

lens illuminations are quite different for the two antenna designs due to the different lens shapes. By selecting a higher dielectric-constant material as quartz, the feed location shifts towards the center of the elliptical lens, which results in smaller angles of incidence and thus lower reflection coefficients at the lens surface. Furthermore, the distribution of the reflected power shows that this power is mainly contained within the single-reflected fields (P_I), whereas the double-reflected field contribution is negligible for both materials (HDP and quartz). Another observation that can be made is that for these two antenna designs just a small amount of power goes directly into the substrate (P_{II}). These findings together with the higher dielectric constant of quartz compared with HDP result in less internal reflected power ($P_I^l + P_{III}^l$) that is contributing to the far-field radiation pattern for quartz. The amount of the internal reflected power that is reflected for a second time at the lens surface ($P_I^r + P_{III}^r$) is denoted by P_{naf} and stands for the power that is *not accounted for* in the present model. In fact this reflected power belongs to the higher-order internal reflected fields and in Table 1 it is shown that for the higher dielectric constant material, more power is not taken into account. This means that the accuracy of the radiation patterns obtained with the inclusion of the single-reflected and double-reflected fields is higher for HDP than for quartz (e.g. for quartz P_{naf} is 6.8%).

Additional computations for hyperhemispherical lenses, made of various materials, demonstrate that they suffer from less reflection ‘losses’ than do ellipsoidal lenses and that for these special extended hemispherical lenses as well, a larger part of the reflected power is propagating into the substrate. This proves once again that in addition to the relative dielectric constant, the shape of the lens

is an important parameter in relation to the influence of the internally reflected waves on the vectorial far-field pattern.

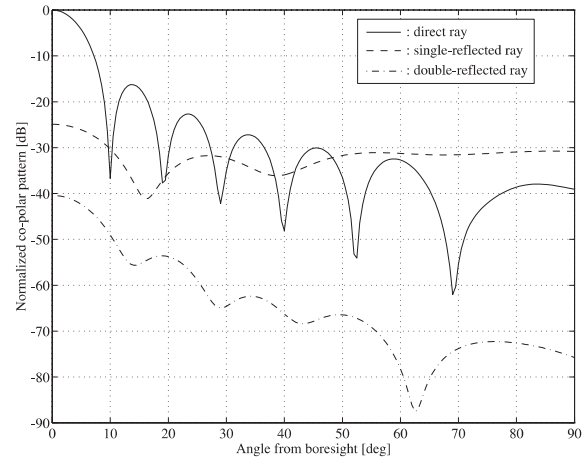


Figure 3: Normalized co-polar patterns, in the diagonal plane, of a 4.0 mm diameter elliptical HDP lens antenna illuminated by a double-dipole antenna with backing reflector at 500 GHz.

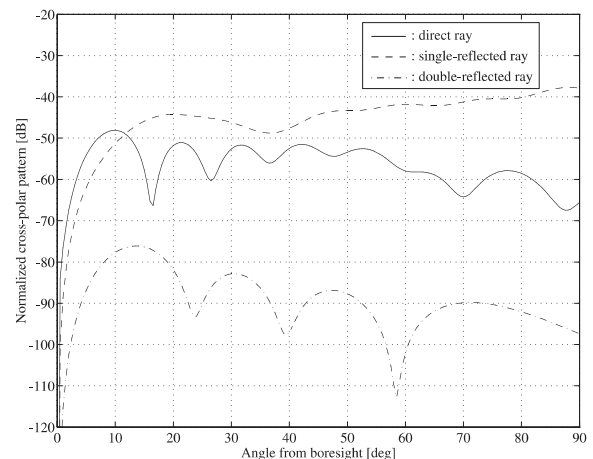


Figure 4: Normalized cross-polar pattern, in the diagonal plane, of a 4.0 mm diameter elliptical HDP lens antenna illuminated by a double-dipole antenna with backing reflector at 500 GHz.

As an example the co-polar and cross-polar patterns of a 4.0 mm diameter elliptical HDP lens antenna, which is illuminated by the double-dipole antenna with backing reflector, are calculated in the diagonal plane ($\varphi = 45^\circ$) at 500 GHz. The three separate normalized pattern contributions are depicted in Figs. 3 and 4, which reveal that the single-reflected ray contribution is the most important contribution, as can also be observed from the

power distribution given in Table 1. Nevertheless, for the co-polar radiation the influence of the internal reflections is expected only to appear for larger angles from boresight. To get a better idea of the lens effect, the overall radiation patterns are depicted in Figs. 5 and 6, where the three contributions are added with their appropriate phases.

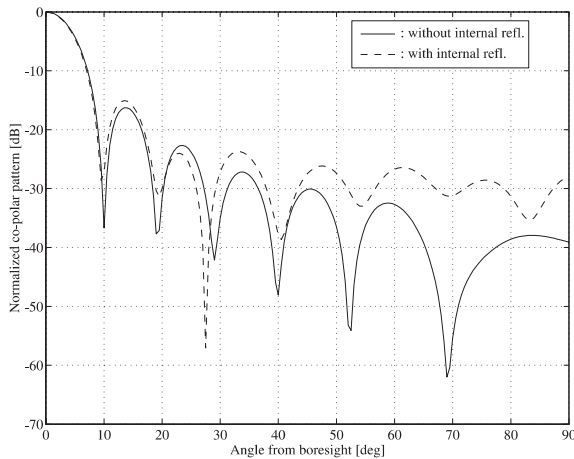


Figure 5: Normalized overall co-polar patterns, in the diagonal plane, of a 4.0 mm diameter elliptical HDP lens antenna illuminated by a double-dipole antenna with backing reflector at 500 GHz.

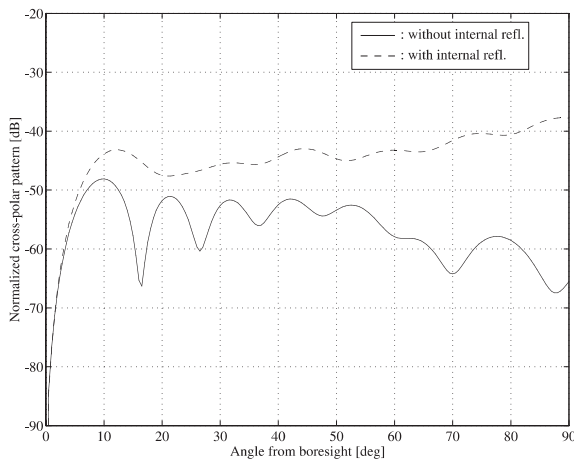


Figure 6: Normalized overall cross-polar pattern, in the diagonal plane, of a 4.0 mm diameter elliptical HDP lens antenna illuminated by a double-dipole antenna with backing reflector at 500 GHz.

The overall far-field radiation patterns show that for small angles from boresight mainly the cross-polar pattern is affected by the internal reflection contributions. However, by looking at the the patterns for larger far-field angles, one observes that

both the co-polar and cross-polar radiation patterns change significantly. The increase of the antenna sidelobes will result in an overestimation of the beam efficiency if the internally reflected field contributions are not taken into account. Table 1 shows that for HDP the overestimate is greater than 10%. The degradation of the radiation properties of integrated lens antennas due to the mismatch at the lens-air interface can be reduced by placing a matching layer at the interface. Therefore, the next section deals with the design and performance of matching layers for integrated lens antennas.

4 Matching Layer

4-A Design and Modeling

For the analysis of the matching layer, two assumptions are made. First, both the incident wave and the shape of the matching layer are assumed to be locally plane. Second, the matching layer is theoretically modeled using an infinite number of internal reflections. In order to comply with the first assumption, it should be possible to approximate the 'infinite' reflection and transmission coefficients by a finite series of internal reflections, and it was found that this can be done to sufficient accuracy by taking into account four to five different ray contributions.

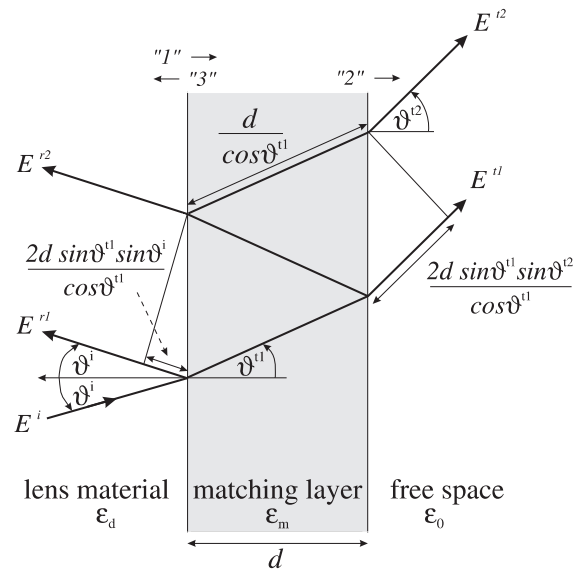


Figure 7: Ray-tracing of a plane wave through a lossless dielectric matching layer.

In this section the following notation is adopted (see Fig. 7): subscript "1" refers to the crossing of the lens to the matching layer, subscript "2" denotes the crossing of the matching layer to free

space and finally subscript “3” is used for the crossing of the matching layer back to the lens material.

For the derivation of the ‘infinite’ reflection and transmission coefficients, the configuration of Fig. 7 and the dielectric layer model described in Ref. [22] are used. This leads to the following equation for the ‘infinite’ reflection coefficient:

$$\begin{aligned} R_\infty &= R_1 + T_1 T_3 R_2 P_d^2 P_a \sum_{m=0}^{\infty} (R_2 R_3 P_d^2 P_a)^m \\ &= R_1 + \frac{T_1 T_3 R_2 P_d^2 P_a}{1 + R_1 R_2 P_d^2 P_a} \end{aligned} \quad (3)$$

while for the ‘infinite’ transmission coefficient it is possible to write

$$\begin{aligned} T_\infty &= T_1 T_2 P_d \sum_{m=0}^{\infty} (R_2 R_3 P_d^2 P_a)^m \\ &= \frac{T_1 T_2 P_d}{1 + R_1 R_2 P_d^2 P_a} \end{aligned} \quad (4)$$

where the relation $R_3 = -R_1$ is substituted. In (3) and (4) two phase terms are introduced of which P_d describes the phase shift that results from the propagation of a ray through the matching layer. The second phase shift P_a describes the phase shift that is due to the path length difference between subsequent rays in a far-field observation point, which is caused by the fact that the rays leave the slab at different points. The corresponding path lengths are depicted in Fig. 7.

Equations (3) and (4) can be used for both perpendicular and parallel polarization, if the appropriate Fresnel reflection (R_i) and transmission (T_i) coefficients are substituted. These Fresnel coefficients are functions of the refractive indices and the angle of incidence.

It is well known that the choice of a quarter-wavelength matching layer ($d = \lambda_m/4$ and $\varepsilon_m = \sqrt{\varepsilon_d \varepsilon_0}$) together with a normal incident field at the lens to matching layer boundary, will result in a zero reflected field. However, in the integrated lens antenna design shown in Fig. 2, the incident wave has an angle of incidence that is changing over the lens surface. Therefore, for this application the quarter-wavelength layer does not reduce the reflections to a minimum. An optimum-thickness matching layer for this case will be designed in the next section.

It should be noted that the phase of the ‘infinite’ transmission coefficient changes over the lens surface because the angle of incidence changes, and therefore the matching layer can affect the focusing property of the elliptical lens.

4-B Optimum-thickness Layer

For the specific application of a matching layer in combination with integrated lens antennas, an optimum design can be found which reduces the reflected power at the lens-air interface to a minimum. In this section it is assumed that the matching layer is made of a homogeneous material with a fixed dielectric constant. Without this constraint the reflection losses could in principle be reduced to zero, but such a layer is very difficult (or impossible) to make. In defining the optimum-thickness matching layer for a specific lens antenna design, it is important to determine the thickness as a function of the angle of incidence, at which the ‘infinite’ transmission coefficient is maximum. By substitution of $P_d^2 P_a = \exp(j\xi)$ into (4) and by taking the derivative of $|T_\infty|$ with respect to ξ the maximum and minimum values of the ‘infinite’ transmission coefficient can be found. First the modulus of the complex variable T_∞ is calculated as

$$|T_\infty| = \frac{T_1 T_2}{\sqrt{1 + (R_1 R_2)^2 + 2R_1 R_2 \cos \xi}} \quad (5)$$

where the Fresnel transmission coefficients T_1 and T_2 both have real values, because only lossless dielectric materials are considered and the lens design is such that the angle of incidence never exceeds the critical angle. For the derivative of T_∞ the following equation is obtained:

$$\frac{d|T_\infty|}{d\xi} = \frac{R_1 R_2 T_1 T_2 \sin \xi}{(1 + (R_1 R_2)^2 + 2R_1 R_2 \cos \xi)^{3/2}}. \quad (6)$$

Next, the maxima of T_∞ can be found by taking into account that T_1 and T_2 both are positive numbers and that the product $R_1 R_2$ is always positive in the case of perpendicular polarization and positive in the case of parallel polarization if the angle of incidence is smaller than the Brewster angle ($R_{2,par} = 0$). With this knowledge and (6), the maxima of the ‘infinite’ transmission coefficient appear for $\xi = \pm\pi$. Only those solutions that correspond to the thinnest matching layer structure are considered here.

The following step is to calculate the optimum thickness d_{opt} of the matching layer as a function of the angle of incidence. Equating the combination of the phase factors $P_d^2 P_a$ and the previous result obtained for ξ yields

$$\frac{-2jk_m d_{opt} + 2jk_0 d_{opt} \sin \vartheta^{t1} \sin \vartheta^{t2}}{\cos \vartheta^{t1}} = \pm j\pi \quad (7)$$

where k_m denotes the wavenumber in the matching layer. Taking into account that the left-hand side of (7) is negative, the final result for the

thickness profile of the matching layer is found as

$$\frac{d_{opt}}{\lambda_m} = \frac{1}{4 \cos \vartheta^{t1}} = \frac{1}{4\sqrt{1 - n_d \sin^2 \vartheta^i}}. \quad (8)$$

This equation is applicable for both perpendicular and parallel polarization. Furthermore, it can be proven that for this optimum-thickness matching layer design, the ‘infinite’ reflection and transmission coefficients for both polarizations are equal and they are depicted in Fig. 8.

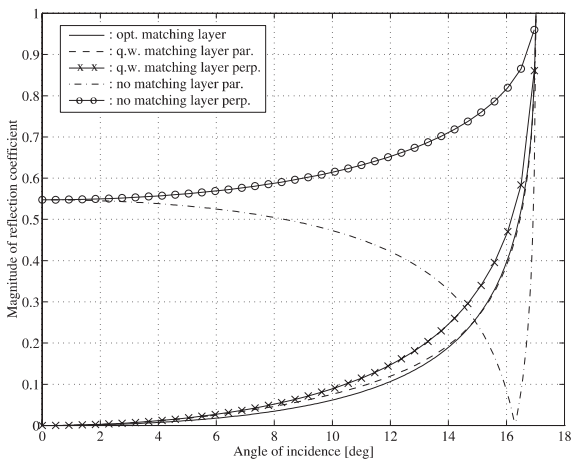


Figure 8: Magnitude of reflection coefficients for a silicon substrate.

For angles of incidence larger than the Brewster angle (at which $R_{2,par} = 0$) the optimum-thickness matching layer no longer has the highest transmission coefficient, for parallel polarization. This can be seen from Fig. 8, where it appears that the no matching layer design (for parallel polarization) results in the lowest reflection coefficient.

4-C Effect on beam pattern

In this section the influence of the matching layer, either an optimum-thickness (opt.) or a quarter-wavelength (q.w.) layer, on the co-polar and cross-polar radiation patterns will be determined. In the examples three different cases will be compared with each other. Initially no matching layer is used and as a consequence the internal reflections have to be included. In the second case a matching layer is applied, which has a constant thickness of a quarter wavelength across the surface of the lens. However, if one is interested in a matching layer with very low reflection ‘losses’ at the lens surface, then the matching layer should be shaped according to the optimum-thickness profile of (8), and the third case treats this matching layer

type. Two planar feeds will be used, both with a silicon ($\varepsilon_r = 11.7$) elliptical lens.

The lens diameter and the frequency are chosen as 4.0 mm and 500 GHz, respectively. In the first example a silicon lens is used, which is illuminated by a double-dipole feed with backing reflector. As in Section III.B, the dimensions of this feed antenna design are: $l = 0.5\lambda_d$ and $\Delta d = 0.4\lambda_d$, where l is the length of the antenna and Δd is the distance between the elements. Again the backing reflector is placed a quarter wavelength behind the feed. The co-polar and cross-polar radiation pattern are calculated and depicted in Figs. 9 and 10, respectively. As a second example a silicon dielectric lens is used, which is illuminated by a double-slot feed antenna. For this planar feed, the choice of $l = 0.35\lambda_0$ and $\Delta d = 0.185\lambda_0$ result in a good rotationally symmetric pattern into the dielectric. Figs. 11 and 12 show the co-polar and cross-polar radiation pattern of this antenna.

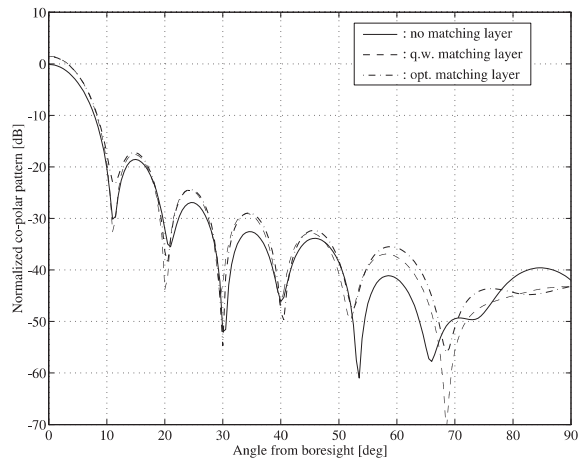


Figure 9: Normalized co-polar patterns in the diagonal plane of a 4.0 mm diameter elliptical silicon lens antenna, illuminated by a double-dipole feed with backing reflector at 500 GHz.

Comparing the radiation patterns of the integrated lens antennas with and without a matching layer reveals that both the directivity and the sidelobes are increased when a quarter-wavelength or an optimum-thickness layer is applied. Furthermore, the shape of the main lobe and the first few sidelobes (co-polar pattern) does not seem to change significantly, but the cross-polar patterns within this angular region are strongly affected by the matching layers. It is also clear from these figures that the radiation patterns of the antenna with an optimum matching layer design almost coincide with those of an antenna with a quarter-

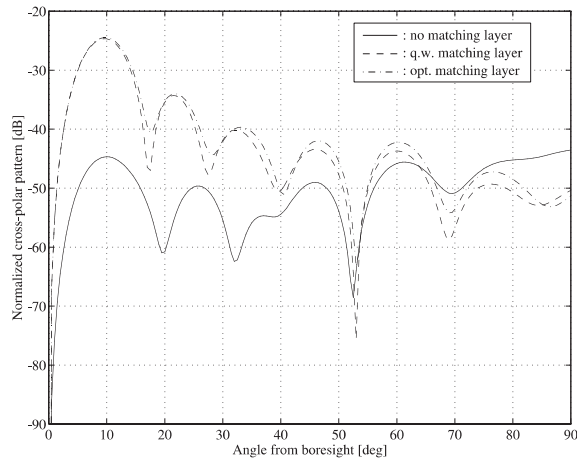


Figure 10: Normalized cross-polar patterns in the diagonal plane of a 4.0 mm diameter elliptical silicon lens antenna, illuminated by a double-dipole feed with backing reflector at 500 GHz.

wavelength matching layer.

In case of the double-dipole feed with backing reflector the cross-polar level increases when a matching layer is used, while for the double-slot feed it decreases. The explanation for this is the polarization dependency of the reflection coefficients for the different matching layer designs. For every design the polarization of the incident field at the lens is modified differently (see Fig. 8). In case of the double-dipole feed with backing reflector, a matching layer on top of the lens can only worsen the cross-polar performance, because the polarization efficiency is close to unity for the uncoated lens. For the double-slot feed on the other hand, the application of a matching layer increases the cross-polar performance.

5 Limb-sounder Feed

A limb sounder [23] is used as a remote-sensing device to observe the Earth's atmosphere. The limb-sounding instrument (see Fig. 13) considered operates at five frequency bands ranging from 200 to 500 GHz. As frequencies increase, it becomes more expensive and difficult to manufacture the waveguide-based horns and metal surface tolerances and misalignments can have deteriorating effects on the performance of these antennas. Therefore, it is considered a challenge to replace one of the Potter horns of the limb sounder by an integrated lens antenna with a competitive performance.

Because of the small bandwidth (498.5 to 505 GHz) of channel V of the limb sounder, it is al-

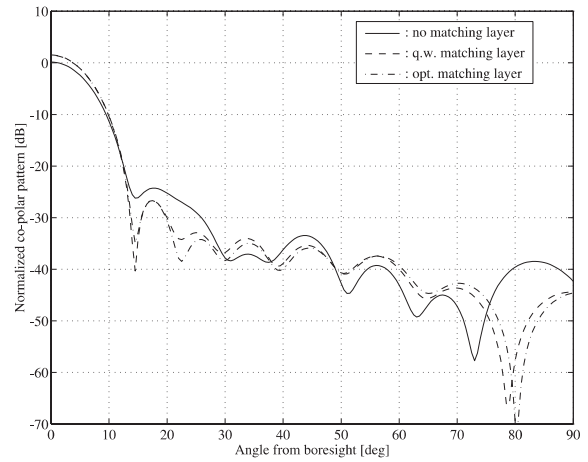


Figure 11: Normalized co-polar patterns in the diagonal plane of a 4.0 mm diameter elliptical silicon lens antenna, illuminated by a double-slot feed at 500 GHz.

lowed to consider only 500 GHz for the design of the integrated lens antenna. As the feed is used in a quasi-optical system, a high Gaussian beam efficiency (similar to the beam coming from a laser) is required to make the system as small as possible. Of course this is usually the case for a spaceborne system, because volume and weight are limited on board of a satellite. Secondly, to successfully replace the horn feed in the limb sounder, the beam width of the integrated lens antenna has to be equal to the beam width of the horn antenna. In addition to these two criteria, it is also important that most of the power be captured within the main beam (high beam efficiency), so that the quasi-optical system contains almost all radiated power. The resulting design coming from an optimization procedure is depicted in Fig. 1.

6 Beam Pattern Measurements

6-A Bolometer detector

To detect the incoming power from the RF source (carcinotron) with the integrated lens antenna, a microbolometer placed between the two planar slots is used at room temperature. In Fig. 14 the planar feed structure is shown containing the double-slot feed, the bolometer detector and the filter section. The low-pass filters are needed to ensure that the RF currents cannot flow in the direction of the DC current source.

For the optimum integrated lens antenna design silicon is selected. Although the conductivity of silicon is somewhat higher than for example the conductivity of GaAs, the main contribution of the

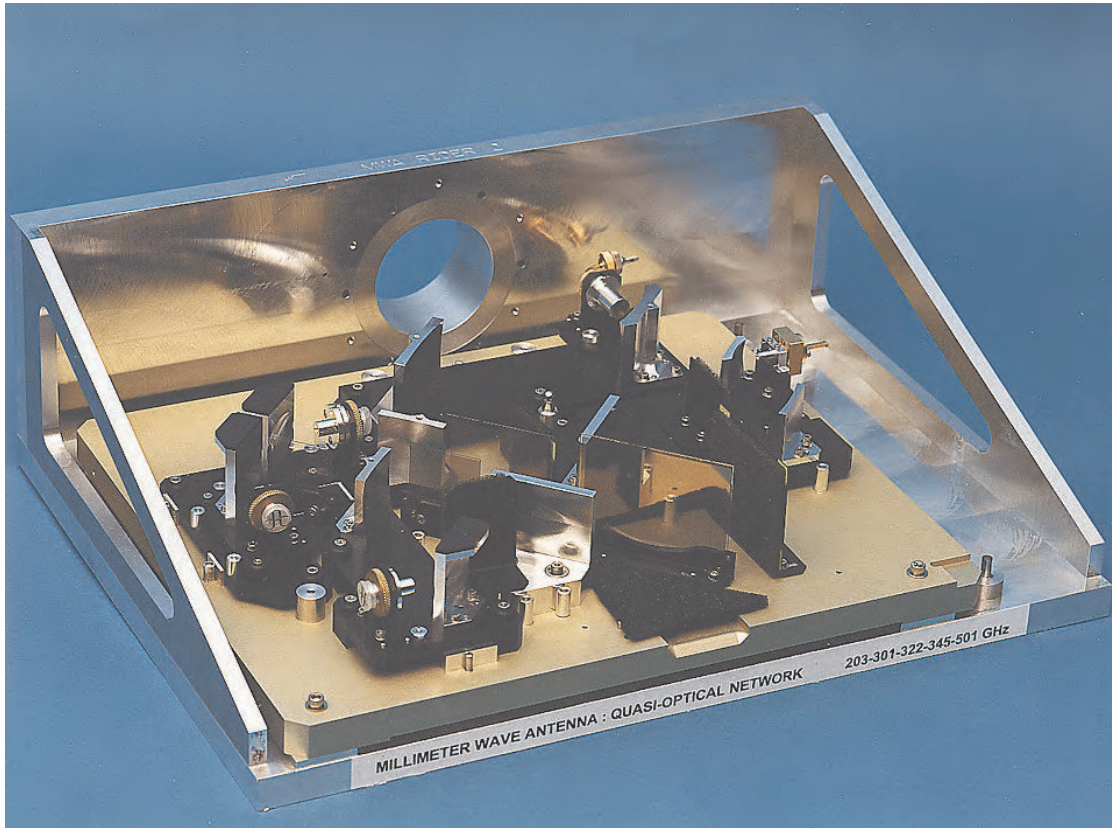


Figure 13: Photograph of the limb-sounder feed box (Matra Marconi Space / ESA).

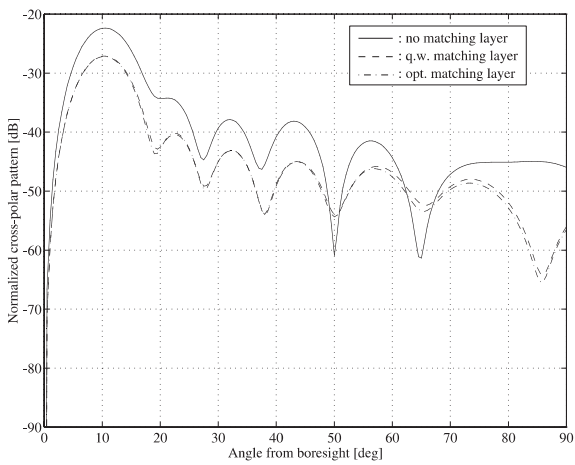


Figure 12: Normalized cross-polar patterns in the diagonal plane of a 4.0 mm diameter elliptical silicon lens antenna, illuminated by a double-slot feed at 500 GHz.

dielectric losses will come from impurities of the dielectric. Therefore, expensive and pure silicon lenses were used to minimize these losses. To increase the thermal isolation of the bolometer, a 250 nm thick film of SiO_2 is thermally grown on top of the silicon slab.

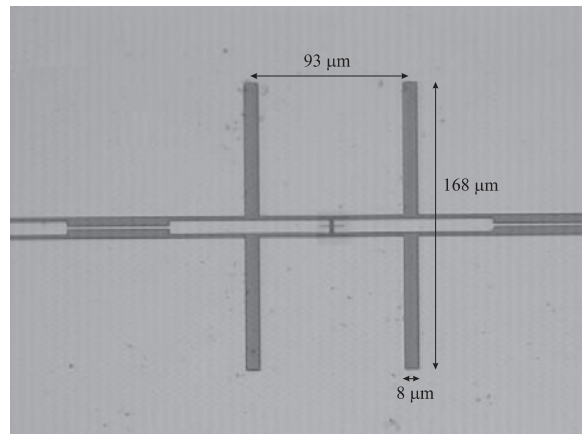


Figure 14: Photo of double slot plus bolometer detector and filter.

The microbolometers used for the actual designs were made of niobium (Nb). One good reason for choosing Nb above the widely used bismuth (Bi) is that according to Ref. [24] the $1/f$ noise level of Nb is a factor of seven lower than the one of Bi. Further, covering the bolometer device with a 10-20 nm thick layer of aluminum oxide reduced the oxidation of Nb by air and consequently increased the reproducibility and accuracy of the measurements.

6-B Results for lens without matching layer

The first measurements were conducted on a silicon extended hemispherical lens of 4.0 mm diameter. The output frequency of the carcinotron was measured to be 497 GHz and both the co-polar and cross-polar beam patterns were measured in the E-plane, H-plane and D-plane. In Figs. 15 through 17 the measured and theoretical results are depicted. It should be noted that the cross-polar radiation in the E-plane and the H-plane was lower than the noise floor (dynamic range of about 40 dB).

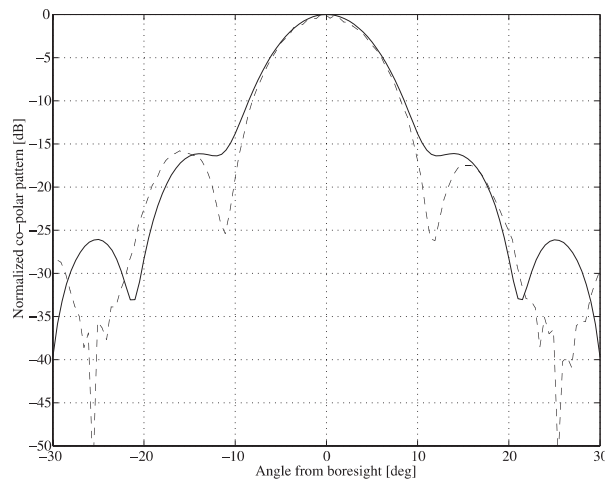


Figure 15: Computed (—) and measured (---) E-plane beam patterns at 497 GHz, of a 4.0 mm diameter silicon hemispherical lens with an extension length of 670 micron.

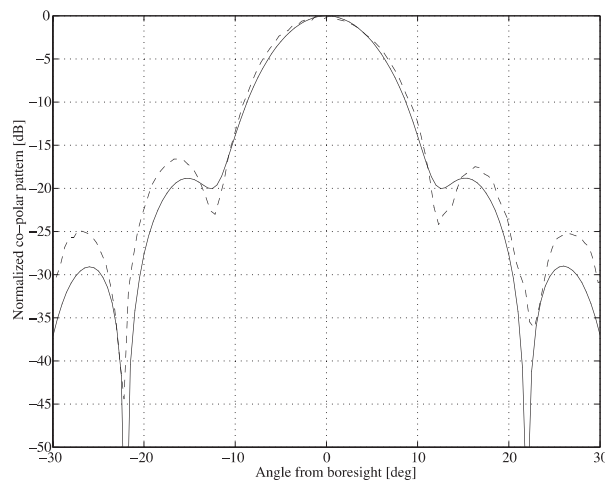


Figure 16: Computed (—) and measured (---) H-plane beam patterns at 497 GHz, of a 4.0 mm diameter silicon hemispherical lens with an extension length of 670 micron.

Comparing the measurements and the predictions in Figs. 15 through 17 shows that the agreement is very good for the main beam and also for

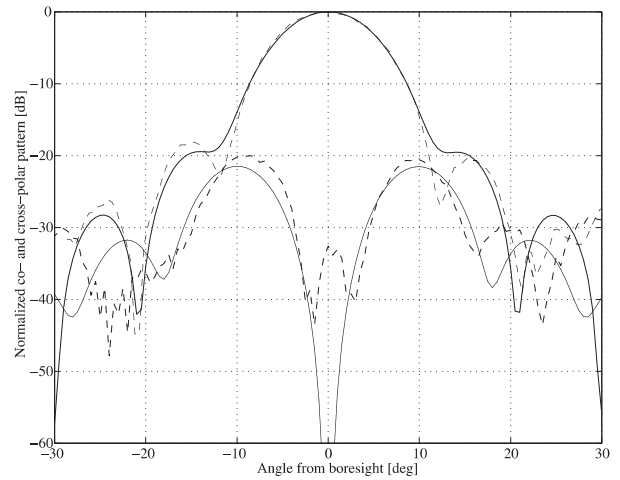


Figure 17: Computed (—) and measured (---) D-plane beam patterns at 497 GHz, of a 4.0 mm diameter silicon hemispherical lens with an extension length of 670 micron.

the sidelobes. Another observation is that for the measured beams the nulls are deeper. A possible explanation is the effect of internally reflected field contributions that may interfere with the direct contribution. For a more detailed discussion on the internal reflections the reader is referred to Ref. [25] and Section III. Finally, the differences for larger angles from boresight may be due to a combination of double-slot feed misalignment, the presence of the CPW feeding structure and the measurement setup.

6-C Results for lens with matching layer

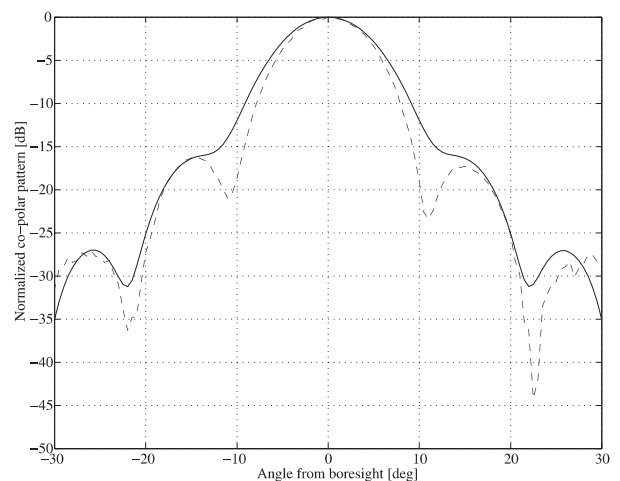


Figure 18: Computed (—) and measured (---) E-plane beam patterns at 497 GHz, of a 4.0 mm diameter coated silicon hemispherical lens with an extension length of 670 micron.

The silicon lens coated with the Stycast 1264 ma-

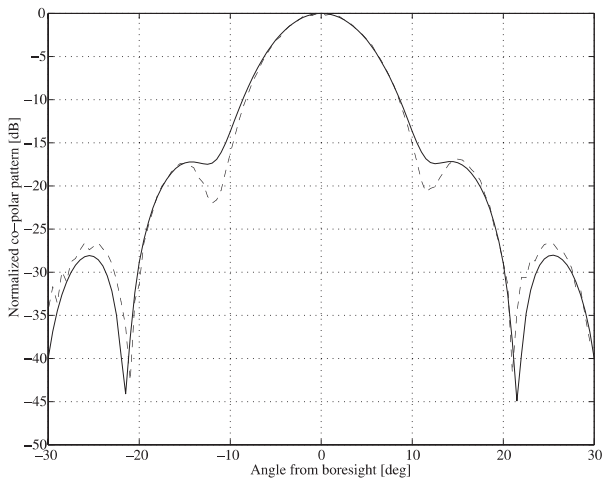


Figure 19: Computed (—) and measured (---) H-plane beam patterns at 497 GHz, of a 4.0 mm diameter coated silicon hemispherical lens with an extension length of 670 micron.

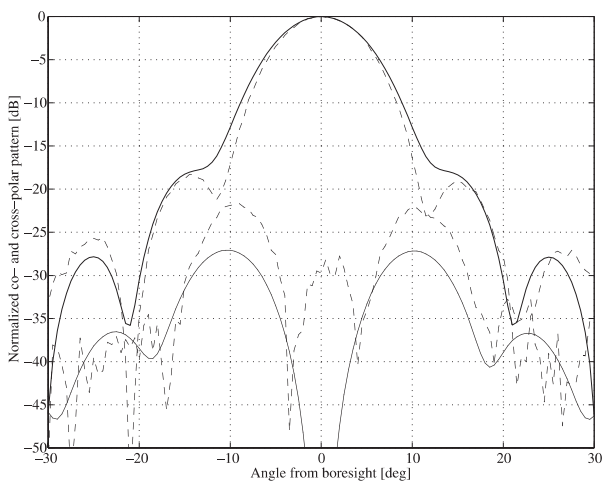


Figure 20: Computed (—) and measured (---) D-plane beam patterns at 497 GHz, of a 4.0 mm diameter coated silicon hemispherical lens with an extension length of 670 micron.

material was also measured. The same operating frequency of 497 GHz was used for the measurements and the results for the E-plane, H-plane and D-plane are shown in Figs. 18 through 20, respectively. The agreement between measurements and predictions for the lens with matching layer is as good as for the lens without matching layer. It should be noted that the differences in cross-polar levels is entirely due to the misalignment of the double-slot feed. A slightly placed off-axis feed will generate a non-zero cross-polar field in the boresight direction and simultaneously decrease the cross-polar discrimination (XPD).

7 Input Impedance Measurements

7-A Description of setup

The setup for the on-wafer S-parameter measurements of the double-slot feed is depicted in Fig. 21. In this figure it can be seen that the CPW lines between the slots have been placed on the outside of the feed instead of on the inner side, as it was in the original double-slot design. The reason for this is that it is not possible to put the measurement probes on the wafer between the slots. It is therefore assumed that the S-parameters obtained in this way represent the S-parameters of the double-slot feed with two CPW transformers at the inner side of the double slot. An extra length (1200 micron) of transmission line is also added on both sides to prevent the on-wafer probes from influencing the measurements [26].

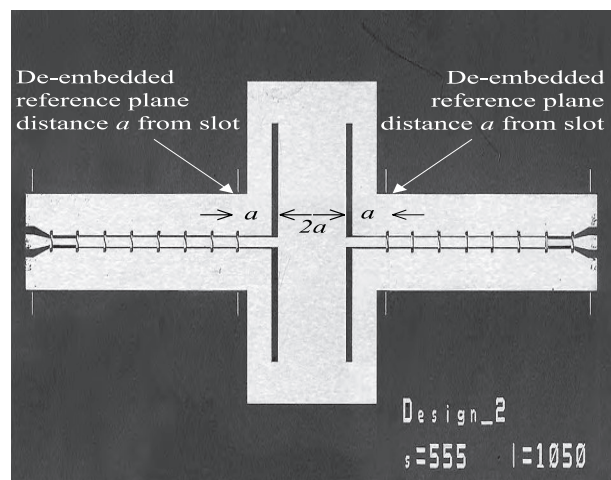


Figure 21: Setup for the S-parameter measurements of the double-slot feed.

7-B Results for the planar feed

For the double-slot feed configuration with the extra CPW line, as depicted in Fig. 21, the impedance seen at the input port of one slot element is determined. Because the lens is present in the integrated lens antenna design used for the impedance measurements, its influence on this impedance can be predicted with the theoretical model described in [27]. Due to the lower frequency used for the input impedance measurements, the lens is a scaled version of the original lens and had a diameter of 20.0 mm instead of 4.0 mm.

The model of Ref. [27] was based on the assumption that all internally reflected waves would add up constructively only in the surrounding of the focal zone of the extended hemispherical lens.

In view of this, it would not describe the input impedance alteration caused by the lens if the source is displaced with respect to the focus.

In order to verify the validity of this assumption, two different configurations of double slots on an extended hemispherical lens have been measured. First the double-slot feed is placed at 5.5 mm off-axis and secondly the double slot is placed in the focus itself. In the first case (Fig. 22) good agreement is found between the model and the measured impedances, neglecting the lens effect. In the second case (Fig. 23) also a good agreement is found, but this time by including the lens effect on the input impedance. The agreement between the predicted and observed oscillation is remarkable. This proves that the internally reflected waves are the main reason for the input impedance variations caused by the lens [25].

In the measured data of Fig. 22 however, small oscillations in the impedance can be observed as a function of frequency. These oscillations are certainly due to internal reflections, but the error that is introduced by neglecting them in the modeling is in the same order as the design of the double slot with the external CPW instead of the internal CPW.

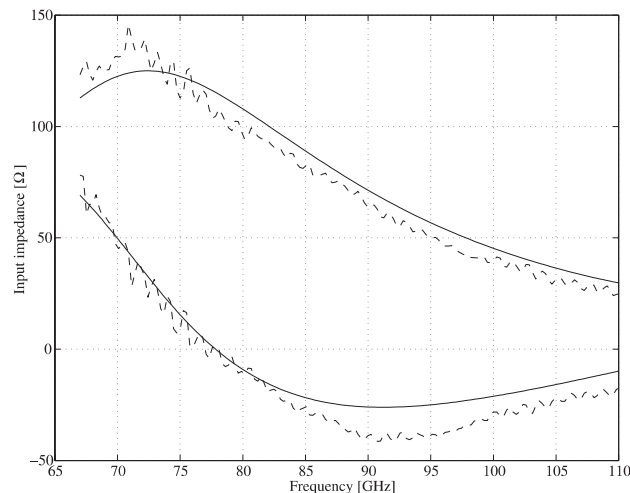


Figure 22: Computed (—) and measured (---) slot input impedance (in a double-slot configuration) for an off-axis feed displacement of 5.5 mm. The double slot is placed on a 20.0 mm diameter silicon hemispherical lens with an extension of 3.35 mm.

8 Conclusions

In this paper the modeling of integrated lens antennas has been extended by including the internal reflections and the use of a matching layer. For the matching layer (lens coating) two different types have been analyzed: a standard quarter-wave length and an optimum-thickness layer. The

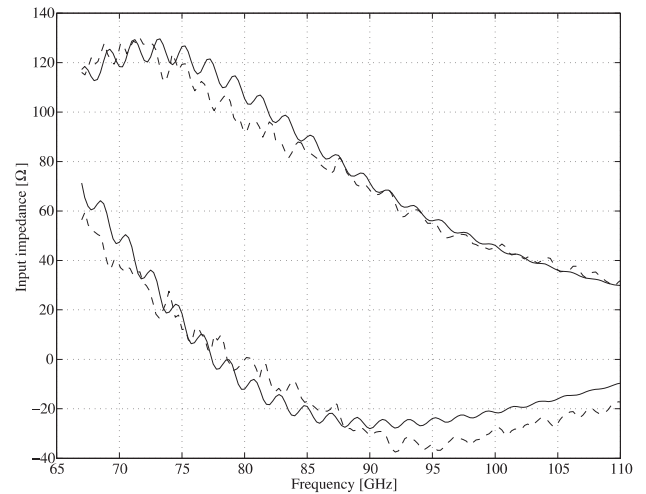


Figure 23: Computed (—) and measured (---) slot input impedance (in a double-slot configuration). The double slot is placed on a 20.0 mm diameter silicon hemispherical lens with an extension of 3.35 mm.

differences in performance between the two types of layers, when put on a silicon lens, was not significant. Therefore, from a manufacturing point of view the quarter-wave length matching layer appears to be the best option in many practical designs. An integrated lens antenna was designed and showed equal performance to a Potter horn currently used in a limb-sounder receiver around 500 GHz. To verify the electromagnetic prediction models, measurements were conducted of the beam patterns around 500 GHz and scale model measurements of the input impedance at 100 GHz. The co- and cross-polar beam pattern measurements showed that, for a silicon lens with and without a Stycast ($\epsilon_r = 2.9$) anti-reflection coating, the predicted patterns were comparable with the measured ones at 497 GHz. Further, the predictions for the input impedance (between 67 and 110 GHz) agreed very well with the measured input impedances. Even the same oscillation with frequency, due to the lens effect, was observed for the input impedance of a single slot in a double-slot configuration.

9 Acknowledgements

Part of the work presented in this paper was supported by the European Space Agency (ESA) under contract number 11653/95/NL/PB. The author wants to thank both supervisors, dr.ir. P.J.I. de Maagt (ESA/ESTEC) and dr.ir. M.H.A.J. Herben (Eindhoven University of Technology), for their support and helpful discussions on the topic. Also the people from Space Research Organization Netherlands (SRON) are acknowledged for their

contribution to the beam pattern measurements, and I. Thayne (University of Glasgow) for doing the actual input impedance measurements.

References

- [1] J. Zmuidzinas and H.G. LeDuc, "Quasi-optical slot antenna SIS mixers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 40, pp. 1797-1804, 1992.
- [2] S.S. Gearhart and G.M. Rebeiz, "A monolithic 250 GHz Schottky-diode receiver," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 42, pp. 2504-2511, 1994.
- [3] D.F. Filipovic, S.S. Gearhart and G.M. Rebeiz, "Double-slot antennas on extended hemispherical and elliptical silicon dielectric lenses," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 41, pp. 1738-1749, 1993.
- [4] M.J.M. van der Vorst, *Integrated Lens Antennas for Submillimetre-wave Applications*, Ph.D. thesis, Fac. of Electrical Engineering, Eindhoven University of Technology, 1999.
- [5] B.N. Ellison, M.L. Oldfield, D.N. Matheson, B.J. Maddison, C.M. Mann and A.F. Smith, "Corrugated feedhorns at terahertz frequencies-preliminary results," *5th Int. Symp. Space Terahertz Technology*, Ann Arbor, USA, pp. 851-860, 1994.
- [6] D.B. Rutledge, D.P. Neikirk and D.P. Kasilingam, *Integrated circuit antennas, Infrared and Millimeter-Waves*, vol. 10, pp. 1-90, K.J. Button, Ed. New York: Academic Press, 1983.
- [7] D.M. Pozar, "Considerations for millimeter wave printed antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 31, pp. 740-747, 1983.
- [8] N.G. Alexopoulos, P.B. Katehi and D.B. Rutledge, "Substrate optimization for integrated circuit antennas," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 31, pp. 550-557, 1983.
- [9] P.B. Katehi and N.G. Alexopoulos, "On the effect of substrate thickness and permittivity on printed circuit dipole properties," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 31, pp. 34-38, 1983.
- [10] D.R. Jackson and N.G. Alexopoulos, "Gain enhancement methods for printed circuit antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 33, pp. 976-987, 1985.
- [11] D.R. Jackson and N.G. Alexopoulos, "Microstrip dipoles on electrically thick substrates," *Int. J. of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 7, pp. 1-26, 1987.
- [12] T.H. Büttgenbach, "A fixed tuned broadband matching structure for submillimeter SIS receivers," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 2, pp. 165-175, 1992.
- [13] Q. Hu et al., "Millimeter-wave quasi-optical SIS mixers," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 25, pp. 1380-1383, 1989.
- [14] P.J. Gibson, "The Vivaldi aerial," *Proceedings of the 9th European Microwave Conference*, pp. 101-105, 1979.
- [15] A. Skalare et al., "Double-dipole antenna SIS receivers at 100 and 400 GHz," *Proceedings 3rd International Conference Space Terahertz Technology*, pp. 222-233, Ann Arbor, Michigan, 1992.
- [16] S. Raman and G.M. Rebeiz, "Single- and dual-polarized millimeter-wave slot-ring antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 44, pp. 1438-1444, 1996.
- [17] A. Skalare, Th. de Graauw and H. van de Stadt, "A planar dipole array antenna with an elliptical lens," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 4, pp. 9-12, 1991.
- [18] S. Silver (Ed), *Microwave antenna theory and design*, McGraw-Hill, 1949.
- [19] S. Lee et al., "Refraction at a curved dielectric interface: Geometrical Optics solution," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 30, pp. 12-19, 1993.
- [20] A.C. Ludwig, "The definition of cross polarization," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 21, pp. 116-119, 1973.
- [21] J.W. Lamb, "Miscellaneous data on materials for millimetre and submillimetre optics," *Int. J. of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 17, pp. 1997-2034, 1997.
- [22] J.M. van Houten and M.H.A.J. Herben, "Analysis of a phase-correcting Fresnel-zone plate antenna with dielectric/transparent zones," *J. of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 8, pp. 847-858, 1994.
- [23] R. Jorgensen, G. Padovan, P. de Maagt, D. Lamarre and L. Costes, "A 5 Frequency Millimetre Wave Antenna for a Spaceborne Limb

Sounding Instrument," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 49, pp. 703-714, 2001.

- [24] M.E. MacDonald and E.N. Grossman, "Niobium microbolometers for far-infrared detection," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 43, pp. 893-896, 1995.
- [25] M.J.M. van der Vorst, P.J.I. de Maagt and M.H.A.J. Herben, "Effect of internal reflections on the radiation properties and input admittance of integrated lens antennas," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 47, pp. 1696-1704, 1999.
- [26] I.G. Thayne, D.L. Edgar, K. Elgaid, H. McLelland, S. Ferguson, A. Ross, J.M. Arnold, R.M. Heeres, N. Whyborn, W. Luinge, M.J.M. van der Vorst, A. Neto and P.J.I. de Maagt, "On-wafer determination of the impedance of a planar 100 GHz double slot antenna," *Elec. Let.*, vol. 35, pp. 1291-1292, 1999.
- [27] A. Neto, S. Maci and P.J.I. de Maagt, "Reflections inside an elliptical dielectric lens antenna," *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagat.*, vol. 145, pp. 243-247, 1998.

CV

Maarten J. M. van der Vorst was born in Oudenbosch, The Netherlands, on November 12, 1970. He received the M.Sc. and the Ph.D. degrees from Eindhoven University of Technology, Eindhoven, The Netherlands, in 1995 and 1999, respectively, both in electrical engineering.

He is currently with the European Space Research and Technology Centre (ESTEC), European Space Agency, Noordwijk, The Netherlands. His research interests include millimeter-wave and submillimeter-wave integrated antennas, design and analysis of lens and reflector antennas and radar cross section modeling.





Aanwezigen conform getekende presentielijst:

Leden:

J. A. Aarsen, W. van der Bijl, T. Borst, E. Bottelier, P. A. de Bruijn, J. Dijk, A. J. G. Dorgelo, J. van Egmond, M. W. A. Groenewegen, M. Herben, L. J. W. van Loon, P. Maartense, J. Noordanus, A. A. J. Otten, dhr. Peters (VEV), O. B. P. Rikkert de Koe, J. B. F. Tasche, H. Tattje.

Bestuur:

W. van Etten (voorzitter), A. A. Dogterom, W. M. C. Dolmans, R. J. Kopmeiners, P. P. L. Regtien, G. van der Schouw, Tj. J. Tjalens.

Opening

Om 10.09 uur opent de voorzitter de vergadering en heet de aanwezigen welkom. Hij kondigt aan dat omstreeks 11:00 uur een kofiepauze zal worden ingelast.

Mededelingen

De voorzitter vraagt excuses wegens het foutieve convocatie en de mogelijke verwarring en irritatie die daaruit is ontstaan.

De voorzitter vraagt enige ogenblikken stilte voor de NERG-leden die sinds de vorige ALV zijn overleden, te weten: ir. L. R. M. Vos de Wael (erelid), dr. ir. E. Kleihorst, ing. G. J. Rotgans, M. A. Vellekoop.

De voorzitter vraagt ook een ogenblik stilte voor de voormalig administrateur van het NERG, A. van der Zwan.

Verslag van de vorige Algemene Ledenvergadering d.d. 3 april 2001.

Rikkert de Koe meldt dat het verslag van de vorige vergadering niet is meegestuurd met het jaarverslag 2001 en het jaarplan 2002. Deze is ook niet in het Tijdschrift afgedrukt.

De voorzitter stelt voor de afhandeling van de notulen, die voor de pauze gekopieerd worden, uit te stellen tot na de pauze van 11:00.

Na de pauze wordt het verslag van de ALV van 3 april 2001 behandeld:

- Pagina 4, punt 6: hier mist de ballotagecommissie. Correctie: dhr. J. A. Aarsen is in 2001 gevraagd in de ballotagecommissie zitting te nemen.
- Pagina 4: dhr. van Duuren is foutief met slechts één "u" geschreven.
- Pagina 4: § 5d: "Het studentlidmaatschap wordt 11,50 Euro." moet zijn: "Het studentlidmaatschap wordt 21,50 Euro."

Met inachtneming van bovengenoemde punten worden de notulen goedgekeurd.

Jaarverslag van het NERG en aanverwante organisaties over 2001.

Algemeen

Het stuk algemeen omvat de bladzijden 1 tot en met 11.

§ 1.1 (Samenstelling bestuur en commissies)

J. A. Aarsen is in 2001 gevraagd zitting te nemen in de ballotagecommissie, dit is alleen niet vermeld in het jaarverslag 2001, en ook niet in het verslag van de ledenvergadering 2001.

De voorzitter licht toe, dat dit mede veroorzaakt wordt door de vacante positie van secretaris. Door middel van de vermelding in deze notulen is deze situatie gecorrigeerd.

§ 1.4 (Donateurs)

Het genoemde "Philips Electronics Nederland" is eigenlijk Philips Research. Om de betaling uit te kunnen voeren (wegens de tenaamstelling van de rekening), wordt de naam Philips Electronics Nederland gebruikt. Deze opmerking zal in het Tijdschrift worden verwerkt.

Thales (voormalig HSA) is in de donateurslijst niet vermeld, want had nog niet betaald op 31-12-2001. (Thales heeft overigens intussen wel betaald.)

§ 2.1 (Themabijeenkomsten / programmacommissie)

Van der Bijl meldt dat de in § 2.1 genoemde 4 personen niet overeenstemmen met de vermelding in hoofdstuk 1.

De voorzitter licht toe, dat het beoogd lid vlak na de ALV 2001 zich toch wegens prive-omstandigheden af heeft gemeld voor deze positie. Vandaar dat de vermelding in het jaarverslag 2001 achterwege is gebleven. Een tweede lid (W. M. C. Dolmans) is in de loop van 2001 afgemeld, maar heeft in 2001 wel actief bijgedragen.

Correctie voor het jaarverslag § 2.1: "De programmacommissie, die na de ALV uit drie personen bestond, [...]".

In 2001 zijn slechts 2 themabijeenkomsten georganiseerd. De voorzitter licht toe, dat dit mede veroorzaakt wordt door bestuurlijke onderbezetting (opzeggingen en moeite met opvullen van deze vacatures (onder andere secretaris, programmacommissie, manager ledenwerving)). Mede ook doordat de werkgevers van de beoogde opvolgers soms niet toestaan dat -onder werktijd- capaciteit hieraan wordt gespendeerd.

De programmamanager licht toe, dat organisatorische problemen en vervolgens corrigerende maatregelen veel tijd hebben gekost, dit is ten koste gegaan van activiteiten. Hij licht toe dat binnen afzienbare tijd zijn positie vrijkomt.

De eerste geplande themabijeenkomst is vooralsnog op 13 mei 2002. Het is lastig hiervoor sprekers te vinden. Voor de zomer hoopt programmamanager nog een bedrijfsbezoek te kunnen plannen.

De voorzitter voegt toe, dat recentelijk 2 nieuwe leden toege-

voegd zijn aan de programmacommissie, een 3^e lid is in onderhandeling. De voorzitter stelt voor om als alternatief een (mid)dag met 3 à 4 sprekers of een avondbijeenkomst met 1 spreker met discussiemogelijkheid te organiseren.

Tjalkens licht toe dat dit tijdens de ALV van afgelopen jaar ook aan de orde is geweest, alsmede andere ideeën, zoals een afstudeerwedstrijd/lezing. Dit laatste is ook met IEEE overlegd (helaas werd er slechts 1 kandidaat gevonden).

De programma-manager belooft dit jaar meer (alternatieve) activiteiten te organiseren, alsook 1 grote bijeenkomst in herfst 2002. (Het is niet zeker of de organisatie hiervan lukt.)

Administratie (Rikkert de Koe): stelt de (nagenoeg onwerkbare) situatie bij KPN voor de administratie ter discussie en vraagt toelichting.

KPN stelde ruimte ter beschikking. Tot grote verrassing trok KPN deze medio 2001 informeel in. Reclamatie bij bestuur KPN bleek niet aan te komen wegens woelig jaar voor KPN en vele personele wisselingen. Definitief uitsluitsel is er niet gekomen.

Begin 2002 werd aankondiging door KPN gestand gedaan, zonder voormelding: de telefoon werd afgekapt. Vervolgens reclamierde de voorzitter opnieuw: een persoonlijk onderhoud is gepland (dhr. Elzendoorn), een brief is verstuurd (waarop geen reactie). Ook het gebruik van e-mail lukt niet meer, omdat de modem nog via de telefoonlijn loopt.

Bovendien gaat het gerucht dat KPN Research mogelijk gaat verhuizen.

Rikkert de Koe vraagt de voorzitter met hoge prioriteit na het

gesprek met KPN knopen door te hakken, ook t.a.v. lange termijn (behoud archief, huisvesting en communicatie).

De heer van Egmond meldt ten aanzien van Close the Gap dat dit bedrijf op dit moment de aansluitingen van het glasvezelnetwerk van en naar de woning voor haar rekening neemt. Van Egmond stelt voor in relatie hiermee een excursie te organiseren en biedt medewerking aan. Van de Bijl stelt aanvullend voor 2 sprekers van het congres FITCE, wat ook over glasvezelaansluiting naar het huis gaat, hiervoor uit te nodigen.

Financiële verslagen

Rikkert de Koe meldt een tikfoutje op bladzijde 13: de daar genoemde verwijzing naar § 4.4 is foutief, dit moet verwijzen naar § 4.2.

Rikkert de Koe vraagt uitleg over het URSI-fonds: er is hfl 3.100 ingeteerd (de uitleg is gegeven op bladzijde 15). De stichting is opgericht maart 2001; tot maart heeft NERG eenmalig kosten ten behoeve van het congresbureau en notaris gedragen (buitengewone lasten dus).

In het URSI-fonds is voor dit doel een reserve opgebouwd in vorig jaren door een overschot aan donaties.

Van der Bijl vraagt uitleg over de post van hfl 5.709 voor themabijeenkomsten, dit is wel erg duur. Dogterom licht toe dat een nieuw model convocaat ontworpen is, wat niet in een enveloppe hoeft. De afschrijving van de bestaande voorraad voorgedrukte enveloppen en uitnodigingen is de belangrijkste bijdrage in deze hoge post. (Zie ook de reductie in de post "voorraden").

De afschrijvingen omvatten ook propagandamateriaal, geen briefpapier. Rikkert de Koe stelt voor het huidige propagandamateriaal in de kamer van de Bruijn te gebruiken voor bijvoorbeeld bijlage bij convocaten. Het is zonde dat nu te laten verstoffen. Voor themabijeenkomsten heeft dit geen zin: hier komen alleen leden.

Voor grotere bijeenkomsten onderkent de programmanager deze opmerking. Tjalikens en Rikker de Koe spreken af, dat hier meer bekendheid aan gegeven zal worden.

Bladzijde 17 (SVEN-fonds): de totaal optelling moet hfl 155.662 zijn. Dogterom licht toe dat de balans van midden 2001 is, toen hield de NERG-verantwoordelijkheid op. Het nieuwe bestuur van het SVEN-fonds heeft voor deze overdracht nog geen interesse en activiteit getoond. SVEN is verplicht te rapporteren aan het NERG.

Tenslotte een typefout op bladzijde 18 betreffend inkomsten- en uitgavenoverzicht. Het totaal van de kolom uitgaven moet hfl 4046,68 zijn.

Het exploitatie-overschot van 2001 (hfl 23.308) kan worden gebruikt voor tekorten dit jaar. Bovendien blijkt het voor sommige ex-leden onmogelijk automatische overboekingen te stoppen.

Het NERG is juridisch aansprakelijk voor de URSI-kas, dit zou daarom een NERG-comité moeten zijn. De voorzitter van het Nederlandse URSI-comité moet dus ook bestuurslid NERG zijn.

De voorzitter stelt voor, dat een en ander opgenomen zal worden in het Huishoudelijk Reglement.

Het bestuur stelt hiertoe voor de ALV 2003 een wijzigingsvoorstel in het Huishoudelijk Reglement op.

Voorzitter van het Nederlandse URSI-comité is Van Ardenne. Het NERG vindt dat de bijdrage aan URSI eigenlijk terug moet naar klasse 3, de klasse-2 bijdrage is te hoog.

Verantwoordelijkheden ten aanzien van de URSI General Assembly, Maastricht 2002: hiervoor is een aparte stichting opgericht heeft dus eigen aansprakelijkheid.

Verslag van de kascommissie

Van Egmond leest de verklaring van de kascommissie voor. Samenvatting is dat de boekhouding is gecontroleerd en in orde bevonden, en voorgesteld wordt decharge te verlenen voor boekjaar 2001. Er is ook gekeken naar het financiële verslag, dit werd accoord bevonden.

Verslag van de ballotagecommissie

Door de wijziging in de statuten behoeft er minder geballoteerd te worden. Er is niets te melden.

Decharge van de bestuursleden voor het gevoerde beleid

De vergadering verleent de bestuursleden decharge van het in 2001 gevoerde beleid.

Jaarplan van het NERG en aanverwante organisaties voor 2002.

Algemeen

Zie onder.

Beleid

Van der Bijl: stelt de strekking van het jaarplan "als het bestuur weer gecompleteerd wordt, trekt

het NERG weer aan" ter discussie. Is deze aanname gerechtvaardigd?

Voorzitter licht toe dat er alweer enige tijd geleden in het bestuur lang is gediscussieerd of er geen extra impulsen nodig zijn. Resultaat hiervan was een bestuursnota. Gevolg was nieuwe statuten, nieuwe huishoudelijk reglement, een moderner imago (PR), lagere toelatingseisen ten aanzien van HBO-ers en concludeert tenslotte dat de voorwaarden en condities er zijn. Het ontbreekt dus alleen aan de maninzet om dit te benutten.

Van Egmond oppert om in verenigingsland eens te inventariseren "waarheen met het NERG", bijvoorbeeld door een commissie van wijze mannen. Onderwerpen onder andere: parttime werknemers, tijdsbesteding jongere werknemers. Van Egmond wil hieraan bijdragen, de voorzitter stelt dat jong gepensioneerden hier de juiste personen zijn om zulks op te starten.

De voorzitter stelt ook dat:

- NERG redelijk algemeen is, terwijl andere verenigingen specialistischer zijn.
- Andere verenigingen pakken, dat wat NERG kent als themabijeenkomsten, anders aan. De toegangsprijzen zijn hoger en er worden gespecialiseerde onderwerpen behandeld. De zalen zitten dan wel vol.

Van Egmond antwoordt dat juist de club van wijze mannen hier richting aan zou kunnen geven. Voorgesteld worden de heren van Egmond, Noordanus, van der Bijl en Tasche. Hun scope is om met een voorstel over ongeveer een half jaar te rapporteren aan het bestuur (september 2002). De commissie mag zelf medewerking aantrekken indien

nodig. Contactpersoon is van Egmond.

Tasche voegt toe dat het ene niet gelaten moet worden, terwijl het andere gedaan wordt: laat deze commissie van wijze mannen de huidige activiteiten van het NERG niet belemmeren.

Samenvattend:

- zijn voor de korte termijn de juiste voorwaarden voor continuïteit geschapen (dit is verwoord in het jaarplan),
- is op langere termijn de richting goed?

Ten aanzien van a: voorzitter is bezig het bestuur aan te vullen. De programmacommissie heeft grote aandacht (2 leden zijn aangetrokken, 2 overige leden (inclusief voorzitter) worden binnen ongeveer 2 weken hoopelijk ook aangetrokken).

Tasche licht toe: de laatste jaren lag er een grote nadruk op de juridische structuur (Huishoudelijk Reglement), een naar binnen kijkend bestuur. "Maar het functioneren van dingen heeft maar matig te maken met de mate van organisatorische perfectie". Essentie is het probleem oppakken en oplossen.

Bijvoorbeeld: stel jezelf het doel 8 themabijeenkomsten door het hele jaar te verzorgen.

Kopmeiners stelt aanvullend dat er de laatste jaren teveel geleund is op KPN en jonge (maar drukke) werknemers in de commissie. Dat principe is nu losgelaten en verwacht mag worden dat het beter gaat. Tasche merkt op dat juist deze opmerking in het jaarplan mist.

De focus dat er meer activiteiten komen (een 8-tal bijeenkomsten, bijvoorbeeld), moet juist in het jaarplan. Het leeft niet als de NERG geen convocaten stuurt,

erger nog, dat leidt tot meer opzeggingen.

De voorzitter benadrukt nogmaals, dat tot voor kort er geen menskracht was om deze doelstelling te organiseren.

Voorzitter stelt voor dat de beoogd nieuwe voorzitter programmacommissie al aan het werk wordt gezet, zonder formele bekrachtiging van de algemene ledenvergadering.

Van Egmond voegt toe dat activiteiten wellicht wat smeùiger mogen: bijvoorbeeld een gratis lunch. De financiële ruimte hiervoor is er. Rikkert de Koe en voorzitter stellen dat dit voorbeeld niet aanslaat. Tjalkens merkt op dat de laatste tijd het NERG zich meer gefocused heeft op de richting telecommunicatie. De andere interesse-gebieden verdienen ook hun aandacht. Wellicht is de hele doelstelling van het NERG aan te pakken: meer jongere leden, actievere leden. Het organiseren van alleen meer bijeenkomsten waarbij vervolgens geen deelnemers komen, kan ook niet de bedoeling zijn.

Begroting 2002

Rikkert de Koe: voor de post PR en ledenwerving is € 200 wel erg weinig. Antwoord: aangezien promotiemateriaal al bestaat, omvat de € 200 alleen reiskosten, porto, etc.

Rikkert de Koe: bestuursuitgaven gaan dalen, hoe komt dat? Dogterom kan op dit moment geen toelichting geven waarom uitgaven vorig jaar zo hoog waren.

De administrateur merkt op, dat voor Administratie wellicht meer begroot moet worden,

gezien de problemen ten aanzien van de huisvesting.

Verkiezingen

Bestuur

Bij acclamatie worden de volgende bestuurswijzigingen goedgekeurd:

Statutair aftredend en herkiesbaar is: ir. R. J. Kopmeiners

Statutair aftredend en niet herkiesbaar zijn: ir. A. A. Dogterom, G. van der Schouw.

Voorgesteld voor herbenoeming wordt: ir. R. J. Kopmeiners

Voorgesteld voor benoeming worden: ir. E. Bottelier (secretaris) en P. Maartense (penningmeester)

Terugtreidend: dr. ir. W. M. C. Dolmans

Dhr. P. de Bruin heeft vanaf mei 2001 de administratie gedaan en wordt geprezen voor zijn inzet onder moeilijke omstandigheden.

Voorzitter kijkt situatie van de heer Dolmans na: is deze vorig jaar nu herkozen of? En betekent dat dit jaar terugtreidend is dan wel statutair aftredend?

De bestuursvoorzitter bedankt de aftredende bestuursleden Dolmans (3 jaar), Dogterom (2 jaar) en van der Schouw (6 jaar) voor hun werk gedurende hun bestuursjaren.

Kascommissie voor het boekjaar 2002

De heer Dogterom licht toe: zittend waren de heer Groenewegen, van der Bijl en Tasche (beide laatsten als plaatsvervangend lid). De heer de Jong zat in Canada En kon zijn toezegging niet gestand doen.

- Statutair aftredend en niet herkiesbaar is: Noordanus.
- Ir. W.F.M. Groenewegen wordt –volgens de methodiek van opschuiving– gekozen in de Kascommissie voor het boekjaar 2002.
- van Egmond wordt toegevoegd als 2^e plaatsvervangend lid.

P.S.: de kascommissie en ballotagecommissie worden door de algemene ledenvergadering benoemd.

Rondvraag

Rikkert de Koe heeft een aanvullende opmerking op de prijs voor studentleden (zie punt).

Hoe de korting (50%) voor studenten per automatische machtiging inclusief afronding wordt berekend wordt nagezocht.

Van Loon: inhakend op de rondvraag van de ALV van 2001 wordt opnieuw aandacht gevraagd voor het verkrijgen van bijdragen ten behoeve van de proceedings van de IEEE, alsmede de redactie (ondanks publicatie in het Tijdschrift). Een eerste publicatie is geweest over lange golf radioverbindingen en over de werking van de TOR. Momenteel wordt er over pentode van Tellegen geschreven. Van Loon merkt op dat in het algemeen steeds minder historische gegevens bewaard worden en dat archivering bovendien slecht gecoördineerd uitgevoerd wordt. Van Loon vraagt bestuur meer aandacht hieraan te besteden.

Tasche noemt ook dat er special interest groups bestaan (zie bovengenoemd groepje) en vermeldt, dat zulks ook in het Tijd-

schrift (of op het internet) geplaatst kan worden. Van Loon levert stukje tekst toe. Volgende bestuursvergadering geeft aandacht hieraan.

De voorzitter vermeldt dat wellicht aankondigingen veel meer via internet moet verlopen en wellicht minder via papier. Dorgelo protesteert hier heftig tegen: een papieren convocaat leest veel prettiger dan één (uit vaak honderden) e-mails. Kortom: het ene hoeft niet onder het ander te lijden (dit is conform huidige gang van zaken).

Sluiting

De voorzitter sluit de vergadering om 12.35 uur.



Bliksem

Honderd kilowatt-uur
Van plots oplichtend vuur
Paukenslagen en donder
Verkonden dit waar wonder

WALTER SCHONGS
WERKGROEP GESCHIEDENIS DER ELEKTROTECHNIEK TUD

De condensator is al bijna ontladen

Ferd van Odenhoven

e-mail: f.vanodenhoven@fontys.nl

1 Inleiding

Na een jaar is er een reactie [1] verschenen op mijn bijdrage [2] aan de discussie omtrent de impedantie van de condensator. De schrijvers daarvan zouden beslist een andere reactie hebben geschreven als ze mijn bijdrage beter hadden bestudeerd. De discussie is gestart in 1999 met een artikel van Peter van der Wurf [3] over ongerijmdheden bij de impedantie van de condensator als deze wordt gebruikt in berekeningen met behulp van de Fourier-Transformatie (FT).

Kort samengevat komt de ongerijmdheid er op neer dat de impedantie van de condensator niet eenduidig gedefinieerd lijkt. Terwijl we altijd met $Z_c = \frac{1}{j\omega C}$ werkten, wisten we ook dat, omdat de ideale condensator een ideale integrator is en dus de eenheidsstapfunctie als impulsresponsie heeft, de impedantie eigenlijk moet luiden: $Z_c = \frac{1}{C} \left\{ \frac{1}{j\omega} + \pi\delta(\omega) \right\}$.

Eerstgenoemde impedantie wordt gebruikt in de complexe rekenwijze; het ligt voor de hand dat we bij algemenere excitaties moeten kiezen voor de uitdrukking met de delta-functie.

De genoemde ongerijmdheden doen zich bijvoorbeeld voor indien men alsingangssignaal voor de ideale condensator de eenheidsstapfunctie kiest. De responsie is dan gelijk aan de taludfunctie: $\frac{t}{C}u(t)$, waarin $u(t)$ de eenheidsstapfunctie is. De FT van deze uitkomst is echter niet gelijk aan het product van de Fourier-getransformeerden van hetingangssignaal $u(t)$ en de impulsresponsie $h(t) = C^{-1}u(t)$, oftewel het rechterlid van:

$$\frac{t}{C}u(t) \leftrightarrow \frac{1}{C} \left\{ \left(\frac{1}{j\omega} \right)^2 + j\pi\delta'(\omega) \right\} \quad (1)$$

is niet gelijk is aan:

$$\frac{1}{C} \left\{ \frac{1}{j\omega} + \pi\delta(\omega) \right\} \left\{ \frac{1}{j\omega} + \pi\delta(\omega) \right\} \quad (2)$$

Het product van twee identieke delta-functies is niet gedefinieerd, dus de convolutie eigenschap mag hier blijkbaar niet toegepast worden. Door voor de impedantie de uitdrukking: $Z_c = \frac{1}{j\omega C}$ te nemen krijgen we in plaats van uitdrukking (2):

$$\frac{1}{j\omega C} \left\{ \frac{1}{j\omega} + \pi\delta(\omega) \right\} \quad (3)$$

hetgeen geen echte verbetering is daar hier bij verdere uitwerking de uitdrukking $\frac{\delta(\omega)}{\omega}$ in voorkomt, die zich niet laat terugtransformeren en ook niet gedefinieerd is in distributie-zin.

2 Reactie op "De condensator is nog steeds niet ontladen"

In paragraaf 3 schrijven BEH (=Brink, van Etten & van der Heiden) [1] dat ik in mijn redenering de vergelijking: $\frac{\delta(t)}{t} = -\delta'(t)$ gebruik. Dat doe ik echter niet: de relatie wordt juist getest door deze aan het eind toe te passen en het resultaat te beoordelen. Vervolgens wordt wederom ten overvloede door BEH uitgelegd dat $\frac{1}{t}$ geen multiplicator van de δ -distributie is, dat werd namelijk door hen ook al in paragraaf 2 gedaan.

Onder 3-A laten BEH zien dat zij mijn artikel niet goed bestudeerd hebben: het probleem is namelijk het vóórkomen van het product van twee delta-functies als deze hun singulariteiten op dezelfde plaats hebben. Daartoe moet volgens mijn betoog in dat voorbeeld éénmaal een factor $\frac{1}{j\omega}$ buiten haakjes gehaald worden, naar keuze uit een van beide factoren, ook ingeval deze factoren ongelijk zijn. Voorbeelden (9) - (11) in [1] zijn dus niet in verband te brengen met mijn artikel.

Onder 3-B merken BEH op dat ik de argeloze lezer op het idee zou brengen dat de limiet: $Y(j\omega) = \lim_{s \rightarrow j\omega} Y(s)$ uitgevoerd dient te worden door het invullen van $j\omega$ op plaatsen waar s staat: dat zou een wel zeer argeloze lezer, zijn want meteen daarna verschijnen er allerlei delta-functies ten tonele. Bovendien blijkt vanaf het begin al dat het daar nu juist om gaat. Ik gebruik dus wel degelijk:

$$\lim_{s \rightarrow j\omega} \frac{1}{s} = \frac{1}{j\omega} + \pi\delta(\omega). \quad (4)$$

en varianten hiervan met hogere afgeleiden van de delta-functie. Het 'ε-verhaal' van BEH in hun vergelijkingen (14)-(20) is dus impliciet verwerkt in mijn artikel. Het gehele deel 3-B is daarom ongegronde kritiek.

3 De pragmatische oplossing

Hier wil ik nogmaals de pragmatische oplossing formuleren zoals ik die in [2] heb voorgesteld. Ze bestaat uit twee stappen en ik zal dit aan de hand van een voorbeeld doen. Stel men wil de responsie van een ideale condensator (voor het gemak met $C = 1F$) op een talud-vormige excitatie: $tu(t)$ bepalen. Toepassen van de Fourier-Transformatie leidt dan tot het onhandelbare product:

$$\left[\frac{1}{j\omega} + \pi\delta(\omega) \right] \left[\left(\frac{1}{j\omega} \right)^2 + j\pi\delta'(\omega) \right] \quad (5)$$

Stap 1: haal uit één van beide factoren de eerste term buiten haakjes. Bijvoorbeeld:

$$\left[\frac{1}{j\omega} + \pi\delta(\omega) \right] \left(\frac{1}{j\omega} \right)^2 [1 - j\pi\omega^2\delta'(\omega)] \quad (6)$$

In de rechter factor is nu het product: $\omega^2\delta'(\omega)$ gelijk aan nul. Vereenvoudiging van (6) leidt tot:

$$\left(\frac{1}{j\omega} \right)^3 - \pi \frac{\delta(\omega)}{\omega^2} \quad (7)$$

Stap 2: neem de volgende relatie uit [4]:

$$\frac{\delta(\omega)}{\omega^n} = (-1)^n \frac{\delta^{(n)}(\omega)}{n!} \quad (8)$$

Pas deze relatie voor $n = 2$ toe in (7) en er ontstaat:

$$\left(\frac{1}{j\omega} \right)^3 - \pi \frac{\delta^{(2)}(\omega)}{2!} \quad (9)$$

Dit is een valide Fourier-getransformeerde die als tijd-functie heeft:

$$\frac{1}{2}t^2u(t) \quad (10)$$

hetgeen de juiste responsie is. Dit is te verifiëren middels de Laplace-Transformatie.

Men kan zelf nagaan dat door in uitdrukking (5) in stap 1 de eerste factor te kiezen ook tot het juiste resultaat komt. De uitdrukkingen voor het algemene geval heb ik gegeven in mijn vorige bijdrage, zie: [2].

4 Conclusie

De schrijvers van [1] komen niet verder dan de door hen al eerder gebrachte stelling dat men om uitdrukkingen als $\frac{\delta(t)}{t}$ met een grote boog heen dient te lopen. Ik ben het met BEH eens dat dit soort uitdrukkingen problemen met zich meebrengt. Ook producten van delta-functies kunnen ongedefinieerde uitdrukkingen opleveren en ik ben het eens met hun advies daar beter niet aan te beginnen en andere alternatieven zoals de

Laplace-Transformatie te kiezen. Dergelijke uitdrukkingen dienen met grote omzichtigheid te worden behandeld, zoniet vermeden. Hun kritiek op mijn artikel snijdt echter in het geheel geen hout en zij laten zelfs zien dat zij mijn artikel niet goed gelezen hebben.

Mijn oplossing, die pragmatisch is, roept wellicht nog vragen van wiskundige aard op, maar is m.i. bruikbaar. Natuurlijk is het gebruik van de Laplace-Transformatie veel comfortabeler voor het oplossen van problemen van deze soort. De probleemstelling, opgeworpen door Peter van der Wurf [3], handelde echter over de vraag welke impedantie formule we nu moeten gebruiken voor de ideale condensator in berekeningen met behulp van de Fourier-Transformatie.

Referenties

- [1] R. Brink, W. van Etten en G. Heideman: *De condensator is nog steeds niet ontladen*, Tijdschr. v.h. NERG, Vol. 67, nr.1 (2002), p.10-13.
- [2] F. van Odenhoven: *Impedantie van de ideale condensator*, Tijdschr. v.h. NERG, Vol. 66, nr.2 (2001), p.44-46.
- [3] P. van der Wurf: *Over condensator-impedanties en andere ongerijmdheden*, Tijdschr. v.h. NERG, Vol. 64, nr.2 (1999), p.82-83.
- [4] B.v.d.Pol en H. Bremmer: *Operational Calculus, pagina 84*, Cambridge at the University Press, 1950.

Aankondigingen & Oproepen



De hieronder aangekondigde ESA Workshop zal tevens een NERG Themabijeenkomst zijn.

25th ESA Antenna Workshop on

Satellite Antenna Technology

Status in a strategical topic area and the way forward with creativity

18-20 September 2002

ESTEC, Noordwijk, The Netherlands

Organised by the European Space Agency (ESA) in association with specialists from industries, institutes and agencies.

The Antenna Section of the Electro-Magnetics Division and the Structures Section of the Thermal and Structures Division, both in the Directorate of Technical and Operational Support at Estec organise jointly the 25th Antenna Technology Workshop. The workshop will be held from September 18th to 20th, 2002, at the European Space Research and Technology Centre (ESTEC) in Noordwijk, The Netherlands.

Objectives

The aim of this Workshop is to foster and exchange ideas between mechanical and electrical specialists, from European and non-European companies, organisations, universities and institutions. This is done by providing an open forum to specialists involved and people interested in satellite antenna

technology and associated developments.

The 25th Antenna Technology Workshop should provide an overview of the current status in satellite antenna technologies, in particular in the frame of current research and developments programmes. Participants will have the opportunity to share their technical expertise and experiences by formal presentations, both in oral and in poster format, informal discussions and round tables.

Two main objectives of the 25th Antenna Workshop are:

- To present status information and to explore innovative approaches and new technology trends in the area of satellite antenna technologies that will permit to satisfy the needs of future applications.
- To explore and elaborate on satellite applications for different antenna technologies in telecommunications, remote sensing and scientific applications.

Topics of interest

Abstracts of original papers are solicited for inclusion in the workshop programme. The

papers should describe recent status and/or new developments.

Antenna systems concepts, innovative technology designs and developments, as well as testing/validation procedures are suggested, addressing, but not limited to, the following classes of topics:

1. Advanced Reflector Antenna Technologies (unfurlables, solid and deployable reflectors, thin shell reflectors, polarisation and frequency sensitive reflectors, multifeed components).
2. Advanced Array Antenna Technologies (passive and active antennas, adaptive arrays, beamforming networks).
3. Application of Smart Structures
4. Manufacturing Technologies,
5. Technologies for up to 3000 GHz, Electrical or Mechanical
6. Hybrid Antennas, Combinations of Arrays and Reflectors
7. Synergies between Satellite Antenna Technologies for Space and for Terrestrial Applications

8. Materials, RF Transparent or Reflective
9. Dedicated Telecommunication Antennas Systems
10. Dedicated Instrument or Remote Sensing Antenna Systems, Polarimeters
11. Antenna Testing - Electrical and Mechanical
12. Digital Beamforming, Rx-only and/or Rx/Tx
13. Groundstation Antennas
14. Arraying of Antennas, in Space and/or on the Ground
15. Other Issues

Abstract submission

Papers will be selected on the basis of 1 page abstracts. Abstracts should contain the following information:

- Name and proposed topic/subtopic for the paper
- Title of paper
- Authors full name
- Name and affiliation of author(s)
- Addresses, e-mail, telephone and fax numbers
- Name of the prime author or contact person
- Summary of the paper

The author(s) should also indicate whether the paper is proposed for an oral or poster presentation.

The abstract should outline clearly and precisely the major interests and novelty of the paper.

Abstracts should be submitted by 22 March 2002 to ESTEC Conference Bureau and may be submitted either:

- By using the online form (preferred method of submission)

Calendar of events

22 March 2002	Deadline for submission of abstracts
15 May 2002	Authors Notification
30 May 2002	Issue Preliminary Programme
15 July 2002	Deadline submission final papers
23 August 2002	Deadline for hotel reservation and pre-registration
18-20 Sept. 2002	25th Antenna Technology Workshop

- By e-mail to the address: confburo@esa.int

Authors will be notified of the decision of the programme committee by 15 May 2002. 15 July 2002. The proceedings will be distributed during the Workshop.

Registration and hotel reservation

A registration form will be included in the preliminary programme.

The ESTEC Hotel Reservation Service will arrange all hotel bookings. A hotel reservation form will be included in the preliminary programme.

Registration fee

The registration fee for the workshop will be 100 Euro and covers:

- Access to all sessions
- 1 copy of the proceedings and CD ROM
- Refreshments during the breaks
- Workshop Dinner
- Bus transport between hotels and ESTEC

Organisation of the workshop

The Workshop will be organised around a single plenary stream of sessions with oral presentations and round table discussions.

A dedicated area will also be provided for poster presentations.

Intention to exhibit or demonstrate softwares, technologies or other can be indicated to ESTEC Conference Bureau with a preliminary description of the equipment to be exhibited and logistic requirements not later than **1st of September 2002**.

Further contacts

Should you have any questions, you can contact:

Technical Matters

Kees van 't Klooster, D-TOS- EEA

Tel.: +31-71-565-3940

Fax : +31-71-565-4999

e-mail:

Kees.van.t.Klooster@esa.int

Luigi Fanchi, D-TOS- MCS

Tel.: +31-71-565-4022

Fax: +31-71-565-6064

e-mail: Luigi.Fanchi@esa.int

Local Arrangements

ESTEC Conference Bureau

ESA - ESTEC

PO Box 299

2200 AG Noordwijk

The Netherlands

Tel.: +31-71-565-5005

Fax: +31-71-565-5658

e-mail: confburo@esa.int



URSI in Maastricht 17-24 Augustus 2002

Frans W. Sluijter, voorzitter Local Organizing Committee
(door de redactie ingekort)

In augustus 2002 zal voor de tweede maal in de geschiedenis van URSI, de General Assembly in Nederland gehouden worden. De eerste keer was in 1954 in Den Haag.

De Union Radio-Scientifique Internationale heeft zijn oorsprong in België waar dan ook het secretariaat-generaal is gevestigd. Sinds de eerste radiotelegrafische experimenten rond 1900, was België geïnteresseerd in de realisatie van radiografische verbindingen tussen het moederland en de kolonie Kongo. Ook in Nederland had men behoefte aan een verbinding met de kolonieën. De behoefte deed zich ook nog gelden tijdens de Boerenoorlog, waarin Engeland telegrammen censureerde. De snelle ontwikkeling van het radiotelegrafieverkeer stelde eisen aan de internationale organisatie. Tijdens de Conference Internationale de l'Heure in Parijs in 1912 deden de Belgische hoogleraar Goldschmidt en zijn Duitse collega Schmidt een voorstel tot onderzoek van voortplanting van radiogolven met speciale nadruk op het domein van de radiotelegrafie en aanverwante onderwerpen. In 1913 werd de International Commission on Scientific Wireless Telegraphy (Télégraphie sans Fils Scientifique) opgericht in Brussel en in de vergadering van 1914 werden de eerste Nationale commissies, die van België, Frankrijk en Groot Brittanië, erkend. Ook afgevaardigden van Oostenrijk, Duitsland en Nederland namen deel aan deze opbloeiende inter-

nationale samenwerking, welke abrupt beëindigd werd door het uitbreken van de eerste wereldoorlog. Na de oorlog werd de commissie heropgericht onder de naam Union Radio-Scientifique Internationale (URSI), met als eerste leden de nationale commissies van België, Frankrijk, Groot Brittanië en de Verenigde Staten en Goldschmidt als eerste president. In 1922 vond de eerste General Assembly plaats in Brussel en in datzelfde jaar werden de nationale comités van Australië, Spanje, Italië, Japan en Nederland officieel opgericht. Twee wetenschappers uit Noorwegen namen deel aan de Assembly, Duitsland en Oostenrijk werden uitgesloten. De tweede General Assembly vond plaats in 1927 in Washington. Onder de deelnemers Balthasar van der Pol.

Van het begin af aan was URSI georganiseerd in de vorm van een aantal commissies.

Tijdens de tweede General Assembly pleitte van der Pol voor de vorming van een nieuwe commissie die zich zou bezighouden met onderwerpen als triodes, de theorie van complexe functies, modulatietheorie en de theorie van oscillaties van lineaire en niet-lineaire systemen. Dit resulteerde in de commissie Radio Fysica. In de eerste General Assembly na de tweede wereldoorlog in 1946 bleek dat in de tussenliggende periode de bestudering van de onderwerpen van URSI niet had stilgelegen. Nieuwe commissies werden gevormd en oude gedeeld, een ontwikkeling welke zich in de voorbije halve eeuw heeft voortgezet. Thans kent URSI tien commissies:

A. Elektromagnetische Metrologie

- B. Velden en golven
- C. Signalen en systemen
- D. Electronica en Fotonica
- E. Elektromagnetische ruis en interferentie
- F. Golfvoortplanting en aardobservatie
- G. Interactie van radiogolven met de ionosfeer
- H. Golven in plasma's
- J. Radioastronomie
- H. Elektromagnetisme in biologie en geneeskunde

Daarnaast bestaat er ook een commissie die zich speciaal bezighoudt met telecommunicatieproblemen. Alle hierboven genoemde commissies hebben een afgevaardigde in deze commissie terwijl ook een afgevaardigde van het Radiotelecommunicatie Bureau van de International Telecommunication Union er zitting in heeft.

Op dit moment kent URSI 46 nationale comités die zijn vertegenwoordigd in de Council van de Union. Daarnaast hebben de voorzitters van de wetenschappelijke commissies zitting in de Council. De Council stelt tijdens de General Assembly de verschillende organen vast en kiest de leden daarvan, telkens voor een periode van drie jaar. Al deze zaken zullen dus nu plaatsvinden in Maastricht. De commissies organiseren alleen of in samenwerking wetenschappelijke zittingen. Al meer dan 1500 bijdragen zijn aangemeld. De General Assembly belooft een uiterst boeiende bijeenkomst te worden die alle leidende persoonlijkheden uit de wereld van de Radio Science bij elkaar zal brengen in een historische en inspirerende omgeving. Details vindt u op de website www.ursiga2002.nl