

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 f 95,- en voor

studentleden f 50,-. Bij automatische incasso wordt f 3,- 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	98
Reconfigurable radio receiver front ends for mobile communications	99
<i>ir. C. van den Bos en dr. ir. C.J.M. Verhoeven</i>	
Meteosat antenna sub system: modeling tools and needs .	105
<i>Kees van 't Klooster</i>	
Complexe Rekenwijze in de Elektrotechniek Een struikelblok voor studenten	114
<i>ir. P. van der Wurff</i>	
Proefschriften	120
"De echte AIO-dip heb ik nog niet gehad"	123
<i>Interview met ir. Marino de Block door Huib Visser</i>	
"Design of Antenna-Diversity Transceivers for Wireless Consumer Products" . . .	125
<i>Interview met dr. ir. Lukas Leyten door Dion Kant</i>	
Conferenties en symposia .	128
Ledenmutaties NERG . . .	130
In Memoriam ir. L.R.M. Vos de Wael	131



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

Van de redactie

Huib Visser
Hoofredacteur
visser@ieee.org



December is bij uitstek de maand om terug te kijken en om maar direct met een tweede cliché te vervolgen: "Wat kan er veel gebeuren in een jaar." Kon ik vorig jaar nog met trots melden dat we meer kopij hadden dan we nummers van het Tijdschrift konden uitbrengen in een jaar - als redactie speelden we zelfs met de gedachte om zes nummers van het Tijdschrift per jaar uit te brengen - nu ziet die situatie er toch wel enigszins anders uit. Ik zal niet beweren dat de situatie volledig is omgedraaid, maar wel moet ik constateren dat het de redactie steeds meer moeite kost om nummers van het Tijdschrift te vullen met als consequentie dat het ons ook steeds meer moeite kost om het Tijdschrift op tijd bij u in de bus te krijgen.

Als één van de belangrijkste oorzaken kan ik het nu toch al weer lange tijd uitblijven van NERG themabijeenkomsten noemen. Vroeger, en daarmee bedoel ik tot vorig jaar, zorgden de themabijeenkomsten voor een min of meer continue bron van kopij. Sprekers van de bijeenkomsten waren in het algemeen makkelijk te overreden een artikel voor het Tijdschrift van het NERG te schrijven. Daarnaast was er de redactie (of tijdschriftcommissie) die kon putten uit het eigen netwerk om naast deze kopij extra artikelen te genereren. Dit

tezamen maakte dat we al vrij snel in de riantie positie kwamen te verkeren als hierboven beschreven.

Nu echter de eerste bron van kopij in minder dan een jaar tijd is opgedroogd, zien we ons als redactie geplaatst voor de moeilijke opgave om de continuïteit van het Tijdschrift te waarborgen, slechts gebruikmakend van de persoonlijke netwerken van de redactieleden. Ik denk dat we redelijk slagen in deze opgave, maar het zal de lezer zeker niet ontgaan zijn dat de afleveringen van het Tijdschrift minder dik zijn dan vorig jaar en op minder regelmatige tijdstippen uitkomen. Vanaf deze plaats spreek ik dan ook de hoop uit dat de NERG themabijeenkomsten op korte termijn weer in hun volle luister hersteld worden.

Terwijl ik deze "van de redactie" aan het schrijven ben, tikken de laatste uren van de deadline weg. Zoals ik in nummer 3 heb aangekondigd is dit een gecombineerd nummer 4 en nummer 5. Deze actie is enerzijds ingegeven door het dit jaar niet doorgaan van de PTO-dag (ook een belangrijke bron van kopij), anderzijds door het verlangen van de redactie om het laatste nummer van het jaar ook voor de jaarwisseling bij u afgeleverd te krijgen. Dit betekent dat na inlevering van deze pagina bij onze "opmaker" - Henk Visscher - we

nog ongeveer een dag hebben om te corrigeren en dat dan het Tijdschrift gedrukt en gedistribueerd moet worden. Het is nu 3 december.

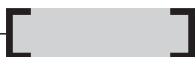
In dit laatste nummer van het Tijdschrift van dit jaar treft u traditiegetrouw een overzicht aan van de proefschriften behorend bij de promoties aan de technische universiteiten in Nederland. Helaas ontbreekt dit jaar het overzicht van de Technische Universiteit Delft. Het is dit jaar niet mogelijk gebleken dit overzicht digitaal ter beschikking te krijgen, zoals dat wel gelukt is voor de TU/e en de UT. Het niet kunnen realiseren van het Delftse overzicht is ook een indirect gevolg van de verzwaring van de taak van de redactie. Naast het proefschriftenoverzicht vindt u een tweetal interviews. Eén met een AIO welke net begonnen is met zijn promotie onderzoek, één met een net gepromoveerde. Naast deze promotiegerelateerde artikelen treft u voorts artikelen aan over front-ends, Meteosat antennesystemen, en de complexe rekenwijze in de elektrotechniek.

Namens de redactie van het Tijdschrift van het NERG wens ik u en de uwen prettige kerstdagen en een gelukkig nieuwjaar toe.

Reconfigurable radio receiver front ends for mobile communications

Chris van den Bos and Chris Verhoeven

e-mail: c.vandenbos@its.tudelft.nl, c.j.m.verhoeven@its.tudelft.nl



Abstract

In modern mobile communications, the number of users and their demands on the data rates and the quality are highly dependent on time and place. Consequently, the signal received by a mobile receiver can vary from (nearly) just the desired signal to a clutter of signals from which the desired one must be extracted. Contemporary radio front end designs are made assuming worst-case (clutter) conditions, leading to excessive power consumption in the more common situation of non-worst-case conditions. To solve this problem, it is proposed to change the radio front end architecture to provide only the required signal processing capability, thereby saving power which is especially relevant for mobile receivers.

1 Introduction

For many decades, the standard topology for a consumer radio-system (broadcast) consisted of one large static transmitter and many simple receivers in an environment in which changing atmospheric conditions formed the main reason for adaptivity. This implied that the use of an automatic gain control (AGC) solved most of the problems caused by the unpredictability of the radio link and the implementation of a sufficiently high dynamic range the rest.

Since the introduction of cheap and therefore widely spread personal communication systems, this situation has changed dramatically. Receivers have become *transceivers* and the data rates are increasing with each generation of communication systems and are also becoming more and more dependent on the demands of the users at that time so they may very well change regularly during one communication session.

Currently, a shift towards mobile e-mail and internet communications is observed, e.g. in WAP [1] and UMTS [2] thereby making the nature of the in-

formation that passes through the radio link variable, and therefore less predictable during radio system design. Each type of information that is passed through the link has its own sensitivity to particular errors that are made by the radio hardware, which results in a different set of specifications for each. On top of that, systems like Bluetooth [3] are devised to enable *ad-hoc networking* between devices performing different functions at high data rates, a situation that was not encountered in the old "broadcast topologies". Finally, the demands on the radio depends on the number of users sharing the same radio channel, and the user positions.

Although these major changes in demands on the radio have occurred, one can observe that the design of contemporary radio systems in general, and the analog signal processing part (the front end) in particular, is still done much like it was done in the days of the dominance of broadcast radio. To make the front end able to cope with the new problems described above, without allowing it to adapt to changing conditions, it must be designed to provide proper signal processing under worst-case conditions, even when these worst case conditions hardly ever occur. The main price to pay for this is an excessive use of power. The power consumption for reception under worst-case conditions already goes up due to the increased demands on the signal processing; in fact, as the transmit powers decrease, it can be expected that the power consumption of receivers will surpass that of transmitters in the near future, at this rate.

While the design of a single-optimum radio receiver front end for base station applications may be justifiable—power is not a real problem there—this is certainly not the way to come to attractive mobile sets. This problem becomes worse when the data rates go up, and becomes painfully visible as the power consumption of *digital* radio processing

decreases due to rapid technological and architectural advances.

In this paper, a solution to the problems of the analog receiver front end is presented in the form of a radio which can be adapted in real time to the changing environment. It can still deal with worst-case conditions but will only do so when this is necessary. Under more relaxed conditions, it will behave as a low-power, lower performance radio. Ideally, this receiver front end will always use the minimum amount of power in order to deliver just the required quality as a function of system or user requirements and environmental conditions.

In order to be able to adapt a front end in real time, it is necessary to determine the environmental conditions and evaluate them during operation to provide information on what should be changed. The environmental conditions can partly be predicted and partly be measured by the radio receiver. Since the evaluation of all these conditions may be too involved to be handled by the mobile station, it is proposed to offload these to the base station, which then tells the radio how to adapt. The mobile radio passes information to the base station, that probably “knows” more about the environment since it has contact with more than one mobile radio and that certainly has more processing power and “back ground knowledge”, and asks for advice like a patient consults a physician. It can be expected that this “consulting” radio will perform better for less power compared to the existing worst-case designs.

The organization of this paper is as follows. In section 2 the usefulness of an adaptive mobile radio front end for application in an augmented reality project (UbiCom) is shown. In section 3, the mobile radio environment is discussed to unveil the main properties of its varying nature. In section 4, methods to determine the actual behaviour of this environment for a particular radio channel are discussed. In section 5, several contemporary radio front end architectures are presented and an extension to reconfigurable radios is made. Further a generic scheme for control is presented. In section 6 the conclusions are presented.

2 Case: the UbiCom mobile unit front end

In this section, a short description is given of a project at Delft University of Technology, The Netherlands, which is aiming at augmented reality applications [4]. The challenges posed by this project have led to the concepts of on-line reconfiguration and adaptivity. The problems posed are

considered to be representative for those occurring in future communication systems.

In augmented reality, sound and particularly images are *added* to the sound and view naturally perceived by a mobile user. To add images, e.g. see-through wearable displays can be used which are already commercially available (see e.g. [5]). In this way, it is possible to see for example Roger Rabbit in the street in 3D and not just in the movies. To provide a natural image (the rabbit on the ground and not floating in mid-air), the compute station calculating the projection must know what the user sees and therefore the mobile user’s view must be communicated. Thus, a bidirectional data-link for each user is required.

The demands on the data-link vary with the particular application providing the images. If a particularly complicated video is to be displayed and the user is moving, e.g. while playing a 3D adventure game, the data rates in both directions will be high. If only arrows are to be displayed to the user to show the way, the data rates can be fairly low.

The demands on the link not only vary with the application, but also with the environment:

1. The user is playing an indoor adventure game. Close to him/her are other users hooked up to the same wireless network to play the same game.
2. The same user is outside and uses the glasses for direction-finding. His/her environment is less dynamic and the people in his vicinity are the occasional persons passing by.

Finally, it is foreseen that the same network is also used for less demanding applications such as mobile internet or email. Thus, the demands on the link quality and therefore on the signal processing can vary greatly; data rates can be as low as a few kb/s and as high as several Mb/s, while the user shares the radio channel with a varying number of other users.

3 Mobile radio environment

In this section, a characterization of the mobile radio environment is made. By “radio environment” is meant a description of the radio receiver input signal as a function of geometrical position, number of other users, their positions, modulation schemes, transmit powers, and base stations. Throughout this paper it is assumed that the receiver has a single antenna, and that the signal re-

function or parameter	factors
N	number of transmitting mobile users and of base stations
$h_i(t, \tau)$ or impulse response	radio frequency cell size antenna technique atmospheric conditions
$n(t)$ or thermal noise	temperature radio receiver
$s_i(t)$ or user signal	modulation scheme data rate transmit power

Table 1: Dependence of components of the signal model on conditions

ceived at this antenna can be described as:

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} h_n(t, \tau) * s_n(t) + n(t) \quad (1)$$

where $r(t)$ is the received signal, $s_i(t)$ is the signal due to the i -th user, $h_i(t, \tau)$ is the time-varying impulse response of the channel from user i to the receiver antenna, $n(t)$ is additive white gaussian noise, and “*” denotes continuous-time convolution. In this description, there are four terms, which depend on the conditions mentioned in table 1.

It is clear that a wide variety of channel realizations is possible, leading to a equally wide variety of received signal conditions.

The main characteristic of a radio receiver front end is its dynamic range, defined as the ratio of the largest and smallest signal that can be reliably processed *simultaneously*. It can be shown that this dynamic range, for linear (state-of-the-art) circuits, is proportional to their power consumption [6], i.e. increasing the power consumption by a factor of 2 leads to an increase in dynamic range of 3dB ($=10 \log(2)$). Thus, a reduction of the desired dynamic range leads to a direct reduction in power consumption and *the dynamic range should be as small as allowable*. In the examples above, the indoor environment would require a high dynamic range front end, whereas the outdoor application could do with a low dynamic range front end. Present day handsets are designed for the “indoor” conditions described and would consume the power necessary for this even during the “outside” conditions. The only adaptivity available tends to be the optimization of the transmit power level of the

hand set. There is no power optimization of the receiver part.

The required dynamic range can be estimated using the approximate position of the user and the other users by the base station and the “experience” the base station has with this position. But since a part of the transmission characteristics are random, part of the estimation has to be done by the mobile receiver. In the following section, the estimation of the channel conditions is treated in more detail.

4 Identification of changing radio environment

In this section is described how the channel conditions can be estimated (identified). First of all, during the planning and design of a network, information concerning the terrain on which the network is located is collected. This is used to divide it into cells, and allows a description of the channel as far as the deterministic part of the system is concerned. Second, during operation, more and more detail on this can be collected by the system using feedback from the user terminals and adaptations can be made for slowly varying conditions. This leads to a location-parameterized description of the system. Thirdly, as many factors are subject to random change, such as the weather (misty morning or sunny afternoon), vegetation, location of users and the terrain itself (think of cars), on-line estimation of the channel quality is necessary to refine the deterministic channel model. Thus, there is *a priori* information and information only available through measurement at the mobile receiver.

To make measurement at the mobile an attractive option, it is required that the mobile station does not have to demodulate the signals of all users to give an indication of the channel conditions. This would be extremely computation-intensive which is a situation that was to be avoided. Fortunately this is not necessary.

Earlier, the dynamic range of a receiver has been identified as its main characteristic. To deal with unpredictable changes in the channel, the base station therefore has to decide what dynamic range a particular receiver requires. The smallest signal which can be processed is directly related to the receiver noise level, which is known. Thus, only the level of strong input signals at the receiver has to be determined and communicated to the base station. The measure can be e.g. input spectral analysis or determination of total input signal power. In general, this requires extra signal processing. However, it can be optimized for just the monitoring

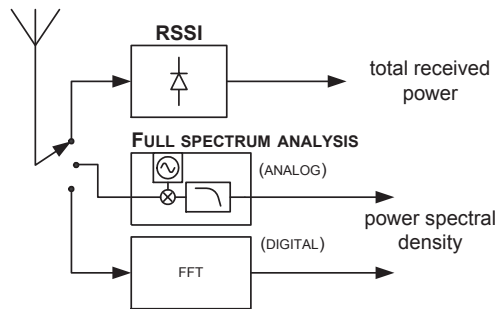


Figure 1: Monitoring the radio channel by the mobile receiver. The switch indicates that more options exist and can be chosen on-line if desired.

task and therefore be low-power. In figure 1, two possible channel monitoring configurations are depicted.

Changing the dynamic range of the receiver can be done in two ways. For some front end architectures, it is possible to do so by changing e.g. biasing parameters of one or more of the electronic building blocks. But of course, the ultimate freedom for the system to optimize its performance with respect to the actual environmental conditions is when the mobile set is able to change its complete front end architecture. The question to be answered is how this can be done, so how to know which architecture matches best to the actual environmental conditions.

In the next section, a number of common front end architectures are discussed and their dynamic range versus power consumption are compared.

5 Front end architectures and reconfiguration control

In radio front ends, the basic signal processing functions are (1) frequency selectivity and (2) frequency down-conversion. For mobile communications, there are a number of "popular" architectures, each having their typical advantages and disadvantages. Depending on the models used for the environmental conditions and the models used for productions costs each manufacturer tends to single out one of them as optimal. Some of these front ends are compared in table 2.

As an example, it is seen that the superhetrodyne has better signal processing capabilities at the expense of a higher power consumption, whereas the direct-conversion receiver is worse concerning signal processing but has a lower power consumption. Just a (bandpass) demodulator, i.e. no front end, is the worst at all specs except for power consumption, which is extremely good. It will never

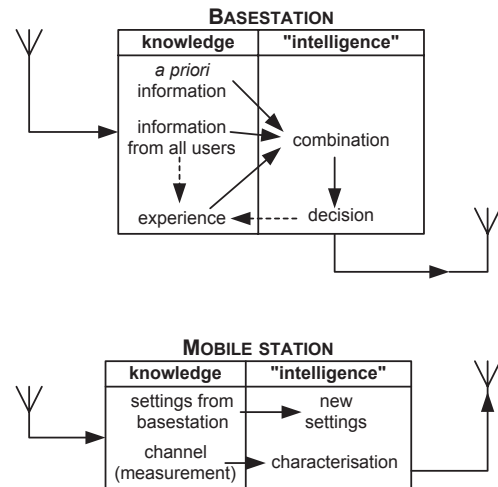


Figure 2: The radio scenario showing only the control information.

be used in a single architecture situation, but in a consulting front end may very well be a very attractive alternative that is frequently used in the vicinity of base stations. The processing capabilities of the front ends can be varied by choosing different system blocks which consume more or less power.

From this it is clear that, to obtain a truly optimal front end for all practical situations, both the decision and the reconfiguration should occur in execution time and not during design time.

At this point, all the ingredients for the design of a control system for reconfiguration have been discussed. The scenario showing the control part of mobile and base station is shown in fig. 2.

The mobile receiver configuration is set by the base station. It characterizes the channel and passes this information back to the base station.

The base station has (1) *a priori* information, on the cell and on the possible configurations of the mobile receiver and its properties for a particular setting. Further, it receives (2) information from all users, and has (3) "experience", i.e. it has learned from the past. Using this, a new decision on settings is formed, which is then implemented. The results of this decision are evaluated and are added to the experience.

6 Conclusions

In this paper, the use of reconfigurable radio receiver front ends for mobile radio communication has been proposed. It was observed that the properties of the signals received by the radio receiver depend on both the (intended) user demands and on the signals intended for other users. As these are variable, the characteristics of the received sig-

name	selectivity	dynamic range	power	size	cost	flexibility	niche app.
superheterodyne [7, 8, 9]	4	4	1	2	2	4	crowded radio channel
superheterodyne up-conversion [10]	4	5	1	1	1	4	good image rejection
direct detection	1	1	5	5	5	1	clear channels, very low-power
low IF [11]	5	3	3	5	5	3	complete IC integration
direct-conversion [12, 13]	5	4	4	5	5	3	strong carrier reception

Table 2: Comparison of front end architectures. 1 means poor, 5 means excellent.

nal change through time. A “robust” receiver capable of dealing with all these conditions uses an excess amount of power in most circumstances. Consequently, it is not desirable to design one fixed radio front end, and the front end should be reconfigured in reaction to the received signal.

To reconfigure the front end, knowledge about the environment of the receiver is required. Part of this knowledge is acquired through measurement of the received signal by the radio front end itself. The base station, which has more knowledge, then can use this information to determine the optimum receiver settings. By doing this for all mobile receivers in a cell, significant power savings in the mobile units can be achieved.

References

- [1] WAP forum, “WAP specification.” <http://www.wapforum.org>, 2001.
- [2] UMTS forum, “UMTS specification.” <http://umts-forum.org/>, 2001.
- [3] Bluetooth SIG, “Specification of the Bluetooth system, v 1.0b.” <http://www.bluetooth.com>, 1999.
- [4] “Ubiquitous Communications website.” <http://www.ubicom.tudelft.nl>.
- [5] I. Underwood, “A review of microdisplay technologies,” in *Digest of The Annual Conference of the UK and Ireland Chapter of the SID*, November 2000.
- [6] W. A. Serdijn *et al*, *Analog IC Techniques for Low-Power, Low-Voltage Design*. Delft, The Netherlands: Delft University Press, 1996.
- [7] J. R. Long and M. A. Copeland, “A 1.9 GHz low-voltage silicon bipolar receiver front-end for wireless personal communications systems,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1438–1448, December 1995.
- [8] Jaques C. Rudell *et al*, “A 1.9 GHz wide-band IF double conversion CMOS receiver for cordless telephone applications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 2071–2087, December 1997.
- [9] Trudy D. Stetzler *et al*, “A 2.4-4.5V single chip GSM transceiver RF integrated circuit,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1421–1429, December 1995.
- [10] Ernst H. Nordholt *et al*, “A high-dynamic-range front end for an upconversion car-radio receiver,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-20, pp. 688–696, June 1985.
- [11] J. Crols and M. S. J. Steyaert, “Low-IF topologies for high-performance analog front ends of fully integrated receivers,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, vol. 45, pp. 269–282, March 1998.
- [12] A. A. Abidi, “Direct-conversion radio transceivers for digital communications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1399–1410, December 1995.
- [13] C. D. Hull, J. L. Tham, and R. R. Chu, “A direct-conversion receiver for 900MHz (ISM band) spread-spectrum digital cordless telephone,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 31, pp. 1955–1963, December 1996.

CV's:

Chris van den Bos presently is a PhD student working in the Ubicom project at the Delft University of Technology. His research concentrates on reconfigurable RF-transceivers. Before that he worked as an RF-designer at CATENA for nearly two years after receiving his masters degree at the Delft University of Technology.



Chris Verhoeven is an associate professor working at the Electronics lab of the Delft University of Technology since 1996. His research involves analog design methodology, RF and radio circuits and oscillators.



Wervelstromen

Die speelse fantomen
Zijn niet te voorkomen
doch met blik-pakketten
Wel buiten spel te zetten

WALTER SCHONGS
WERKGROEP GESCHIEDENIS DER ELEKTROTECHNIEK TUD

Meteosat antenna sub system: modeling tools and needs

Kees van 't Klooster

ESA/ESTEC, Netherlands, e-mail: kvtkloos@estec.esa.nl

Massimo Di Fausto, I. Florio, Alenio Spazio, Italy

Alessandro Rosa, Space Engineering, Italy

Bernard Rober, Alcatel Space Industries, France



Bijschrift redactie: Het onderstaande artikel is gebaseerd op een presentatie gehouden tijdens de VIIth International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, Kharkov, Ukraine.

Abstract

The Meteosat Second Generation (MSG) program concerns a launch and operation of three new satellites in the coming years. MSG continues meteorological services, which are currently provided by the very successful first generation of satellites in the Meteosat Operational Program (MOP), operated by Eumetsat. MSG expands on services offered by MOP by providing more frequently data in more observation bands, with higher resolution. A telecommunication system on-board the MSG satellite transmits the measured data to the primary ground station and receives and re-transmits pre-processed images and meteorological data from the latter station. Meteorological data are collected from data collection platforms. The MSG satellite carries also a Search and Rescue transponder. The antenna sub-system has been specifically designed for the telecommunication functions and permits appropriate data throughput with the satellite spinning at a rate of 100 revolutions per minute. The antenna sub-system for MSG is explained, after a short general description.

Background

The first pre-operational Meteosat satellite was launched in 1977. Meteosat Operational Program was started in 1983 after this 'pre-operational' period with an agreement to launch three operational satellites. A prototype pre-operational satellite called P2, was prepared and launched with an

ARIANE 4 launcher in 1988. The last MOP satellite was launched in 1997, it continues service today (Meteosat Transitional Program or MTP). ESA [1] carried out operations of Meteosat satellites ([1] data collection, pre-processing and redistribution of meteorological information), until the new European organisation Eumetsat [2] took over these tasks in 1995. Eumetsat operates the MOP satellites and MTP [2] today. Services continue until 2001 after which MSG satellites shall take over. ESA and Eumetsat are preparing this MSG program, with ESA responsible for procurement of the satellites. First some descriptive information is given for both MOP and MSG satellites. It is followed by the main subject of this paper: a description of the MSG antenna system. Modelling, optimisations and associated tools are outlined, with decisions made. Realised performances of this specific antenna sub-system, functioning on a spinning satellite, are shown.

MOP and MSG satellites

A MOP-type satellite orbits the Earth at an altitude of 35.800 km, in geostationary orbit, thus leading to a satellite position above the equator on a fixed meridian. MOP is positioned above the Greenwich meridian. It is a spin-stabilised spacecraft, rotating at a speed of 100 revolutions per minute (100 RPM) and has its spin-axis perpendicular to the orbital plane. The primary payload for MOP is a high resolution three channel radiometer instrument, which images the Earth in less than half an hour in the

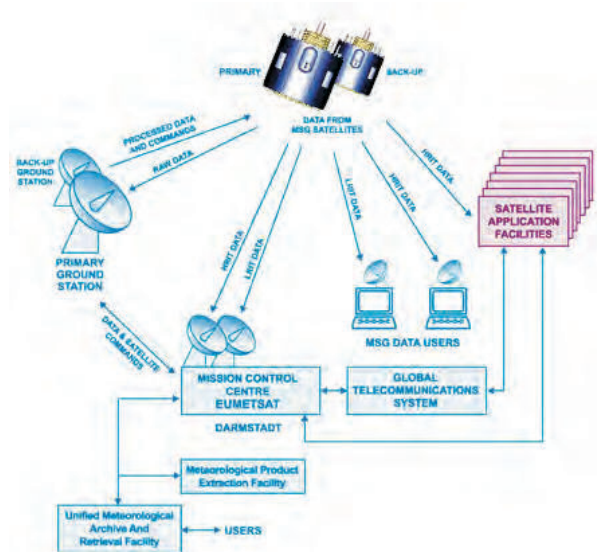


Figure 1: MSG Mission Scenario with RF links for the raw radiometer data to the primary ground station (with back-up) and the up- and downlinks for the processed data to primary and secondary users

three spectral bands (wavelength: 0.5 - 0.9 μm , 10.5 - 12.5 μm and 5.7 - 7.1 μm). One image line is taken over the Earth disc over a part of the revolution from $+10^\circ$ to -10° (as seen from the geostationary orbit). An image composed out of 2500 scan-lines results after 2500 revolutions, so 25 minutes.

The stored image line data are re-sampled and transmitted down to the Earth during the remainder part of the 360° arc outside this $\pm 10^\circ$ interval.

The data are processed on the ground at a dedicated location (at Eumetsat in Darmstadt), where also other meteorological products are derived. Processed images with additional data are sent up again towards the satellite, which in turn redistributes data to users within the coverage zone. Much more info is found in [1] and [2]. Some data products are received in the Ukraine [3].

The satellite collects also meteorological data from remote (automatic) platforms within its coverage zone and relays this information to the central ground station (this is the so-called DCP mission). A very broad basis has been created of experiences with the satellite, with its operations, with data processing and data utilisation, after more than 25 year. It provided a very good starting point for a configuration of a new satellite, the Meteosat Second Generation satellite.

MSG satellite will also be a spin-stabilised spacecraft, operating from a geo-stationary location. A

number of enhanced capabilities are foreseen. The radiometer will generate images at double the speed, every 15 minutes, and will do this in 12 spectral bands, with a much better resolution (1 km for the visible channel, 3 km for other spectral channels). This permits to extract three-dimensional data about the atmospheric composition.

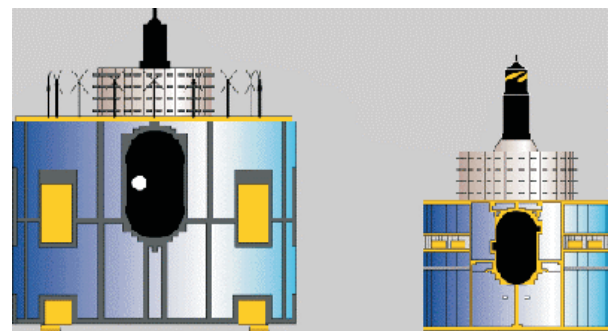
The reader is invited to estimate the pointing and localisation accuracy (1 km from 35800 km). The larger amount of data is also transmitted to the primary ground station of Eumetsat (in Usingen in Germany), from where processed data is transmitted up to the satellite again for re-distribution to primary and secondary users within the coverage [2]. Fig.1 shows the link schema. MSG provides the data collection mission (DCP) with a larger number of channels than available on the MOP satellite. A Search and Rescue transponder is carried. It makes use of the UHF and L-band antenna for respectively reception (up) and transmission (down).

MSG is a much larger spacecraft than MOP, due to the enhanced capabilities with the much larger radiometer, the need for a longer lifetime and the associated supporting equipment. Fig. 2 shows the MOP spacecraft and the MSG spacecraft (left) with relative dimensions.

Fig.2 indicates also already a very important constraint for the antenna farm, located on top of the spacecraft. The height permitted for the antenna farm of MSG is relatively small, much less than the height available on top of the MOP satellite body. This is very important; it has led to many calculations to optimise the antennas for MSG in the presence of the satellite structure, as indicated below.

Conversion of the transfer orbit to the geostationary orbit is also different: MOP uses a solid fuel apogee boost motor to change from the transfer orbit to the geostationary orbit with one motor firing. MSG will use a set of two apogee boost

Figure 2: MSG satellite (left) and MOP satellite at a similar scale



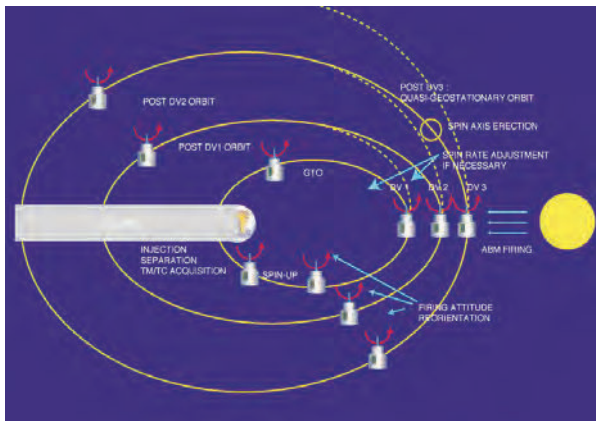


Figure 3: From a high elliptic transfer orbit to a geostationary orbit. MSG will use three motor firings

motors, which use bi-propellant fuel. Three motor firings are planned to convert the transfer orbit to geostationary orbit (fig.3).

Antennas used for the telecommunication system

The telecommunication system of MSG has a number of tasks, each of which requires a particular antenna:

- Reception of telecommands and transmission of house keeping data. A dedicated (redundant) S-band transponder is used for this task, connected to a dedicated telemetry and telecommand antenna, (TT&C antenna), the antenna is not redundant
- Transmission of the measured radiometry data, coming from the data handling subsystem to the primary ground-station. The electronically despun antenna (EDA) is used for this task in L-band.
- Reception of pre-processed images with associated data. A toroidal pattern antenna is used, operating in S-band.
- Transmission to users, using the L-band EDA antenna for low resolution and high-resolution data.
- Receiving data from Data Collection Platforms (DCP). The Electronically Switched Circular array antenna is used (UHF-EDA at 402 MHz).
- Transmission of the DCP data, using the L-band EDA antenna.
- Receiving emergency messages (S&R or Search and Rescue). The UHF - EDA is used at 406 MHz.
- Transmission of S&R messages, using the L-band EDA antenna.

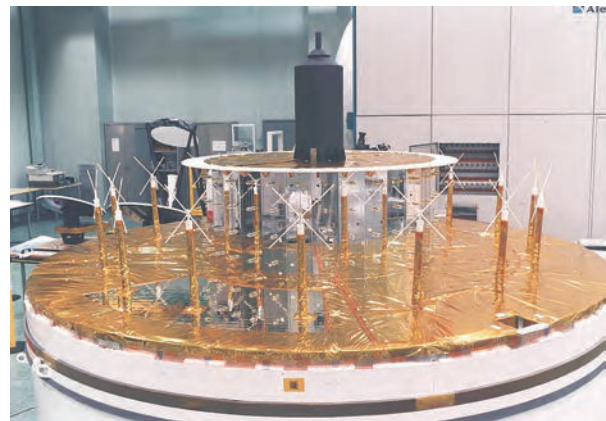


Figure 4: MSG Antenna Farm, Engineering Model, (courtesy Alenia Spazio)

Alenia Spazio is responsible for design, manufacture and test of the MSG antenna sub-system.

The Engineering Model antenna sub-system was completed early 1999 and the first Flight Model antenna sub-system has been tested this summer on a dedicated antenna test range at Alenia. Fig.4 shows the flight model with the different antennas from top to bottom:

- 1 TT&C antenna on top,
- 2 S and L-band toroidal pattern antennas inside the black cylindrical radome,
- 3 L-band Electronically Despuned Antenna, using 32 columns, 4 dipole radiators in each column.
- 4 UHF Electronically Despuned Array, using 16 crossed dipole radiators, positioned in front of the L-Band EDA.

See also other references for more details on design and analyses references [5] (MOP), [6,7] (MSG).

Fig.5 shows the qualification (thermal/mechanical) model of the satellite with the antenna platform on top, just before the spin test at Alcatel in Cannes.

The TT&C antenna

A low-gain wide-coverage antenna, mounted on top is used for the link for telemetry and telecommanding of the satellite. During the launch and early orbit phase (LEOP, fig.3) a more wide coverage is needed than when MSG is in the operational phase (on-station).

MOP type satellites use such type of antenna, although of an older design (quadri-filar helix). Relative pattern information for the MOP antenna was derived at the time during the LEOP phase [4]and

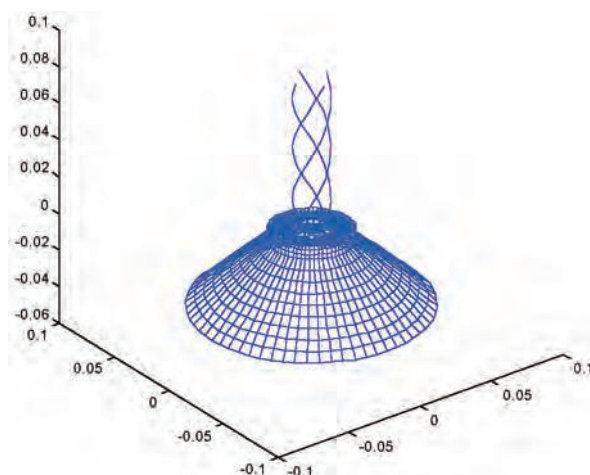


Figure 5: MSG Satellite with Antenna Farm on top (Qualification Model, courtesy Alcatel)

compared with tests before launch. But the MOP design is not directly applicable due to its much smaller satellite geometry, compared to MSG (fig.2). The detailed design and optimisation had to be carried out with the much larger MSG geometry taken into account. The antenna uses four spiral conductors printed on a cylinder and fed in phase quadrature. The antenna has a mass below 200 gram and operates in S-band (2000 MHz band for telecommand and 2200 MHz band for telemetry).

The coverage from the spinning MSG satellite is within an angular volume from $\theta = 0^\circ$ (satellite

Figure 6: TT&C antenna for MSG, wiregrid model for design calculations

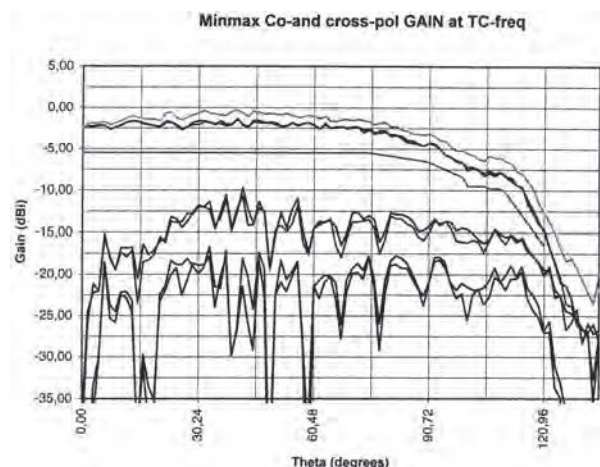


spin-axis, North) to $\theta = 120^\circ$ for all azimuth angles in right hand circular polarisation. Optimisation of the antenna was done in a sequence of steps. First at antenna level alone and then the effects of the complete satellite body have been taken into account to determine the optimum antenna. For the antenna alone, the associated electrical field integral equation has been solved using Method of Moments. Various parameter settings have been explored to optimise gain and axial ratio for a maximum coverage. Fig.6 shows a wire grid model, used in such type of calculations. Software like NEC or derivatives is readily available for such analyses.

The presence of the satellite body and the part of the antenna farm below the TT&C antenna must be taken into account, which is possible with GTD analyses. The number of segments required in the model to represent the antenna with also the satellite-body (very big in terms of wavelength), leads to too big sizes for the matrix to be inverted. This prevents the use of MoM. The main scattering elements are a few wavelengths away, so geometrical theory of diffraction can be used, taking MoM pattern results as input to the calculations. The satellite has a nearly rotational configuration, the effects due to the spacecraft structure are predominantly effecting the visibility region for larger theta angles, as is visible from test results shown below. For angles larger than $\theta = 120^\circ$, the pattern level drops fast. The axial ratio is obviously influenced by the satellite body, the effects of which are found by these calculations.

Fig. 7 shows radiation patterns for antenna (measured with a mock-up for the satellite). The antenna has been designed, manufactured and tested by

Figure 7: TT&C antenna for MSG. Min and max level for co-polar pattern with spec (upper two curves) and cross-polar pattern (any azimuth) evaluated using a S/C mock-up (courtesy SaabEricsson)



SAAB Ericsson, in the past also responsible for TTC antennas for MOP.

Extensive supportive calculations have been carried out in the design phase especially by Estec and by Space Engineering.

Toroidal pattern antennas in S- and L-band

Two toroidal pattern antennas (TPA) are used, operating in S-band (2101-2107 MHz) and L-band (1684- 1690 MHz), respectively. These antennas are narrow band resonant slotted waveguide antennas and provide a toroidal pattern in the plane perpendicular to the spin-axis. Each slotted waveguide has three slots on each broad-wall side of its (reduced height) waveguide. The antennas are mounted side-by-side inside a black painted radome. The S/L TPA is also used for MOP.

Geometric constraints for MSG led to a need for a position more near to the upper platform (compared to the previous relative location on MOP). Such a lower position combined with the larger diameter of the satellite (fig.2) has clear effect, as is observed in the radiation pattern. Analyses and tests showed that the TPA could be used to cover Europe as required (the S-band uplink will be from a dedicated groundstation in Usingen - Germany). The use of narrow bandwidth resonant slots implies a low coupling between respective S and L-band Rx- and Tx channels.

It is an interesting feature of the configuration with the antennas side-by-side, that a remarkably good (toroidal) antenna pattern is provided in the azimuth plane, even in the azimuth direction, where there is the neighbouring L-band antenna. The far-field phase behaves cosine-like, as expected due to the offset of the wave-guide axis from the spin-axis. The L-band toroidal pattern antenna functions as a back up transmit antenna for a highly unlikely situation of failure of the L-band Electronically Despuned Antenna.

The L-band eda antenna

The L-band Electronically Despuned Antenna (EDA) is a transmission-only antenna, used to send data to the primary groundstation and to re-transmit processed images to the users. Also DCP messages and Search and Rescue messages are transmitted with this antenna.

A toroidal pattern antenna can not achieve the necessary gain and with the limited volume available for the antenna, one or another despun antenna is a natural choice. Mechanical despun

antennas are used in several telecommunication (spinning) satellites and have been used for meteorological satellites. A mechanical despun antenna has a disadvantage, that it may give potential disturbances due to micro-vibrations, which can lead to a degraded image quality. This is especially the case for MSG (the reader can estimate pointing requirements, for 1 km resolution in the image and localisation requirements for MSG at 35800 km).

The advantage of an electronically despun antenna (EDA) was already recognised in the early seventies for the first Meteosat satellite [5]. The EDA concept has demonstrated itself very well as a very robust and elegant concept. Therefore it has been selected also for the MSG antenna subsystem. Fig 4 shows the EDA cylindrical array, just below the black radome for the toroidal antennas. The circular array of crossed UHF dipoles is located around the EDA. Fig 8 shows the L-band EDA antenna with TPA and TTC antenna on top.



Figure 8: L-Band EDA with S/L TPA and TTC antenna on top, before environmental testing (courtesy Alenia)

The antenna consists of a cylindrical array with 32 columns with four dipole elements in each column. The radiating columns are connected to pin-diode switches, which regulate the actual number of 4 or 5 active radiating columns out of the 32 columns. Fig.9 gives a schematic representation [5] for the feeding network. The incoming transmit-signal is split in 4 equi-phase and equi-amplitude signals by means of a four-way power divider (4WPDV). Each of the four branches is connected to a variable power divider (VPD). Each VPD has two outputs,

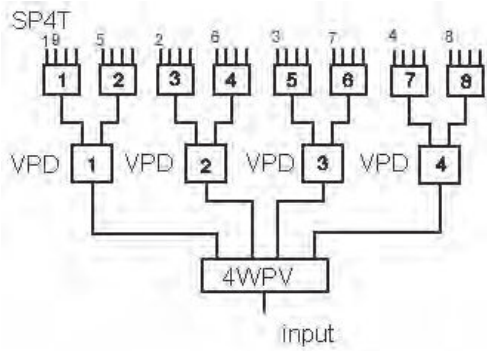


Figure 9: Schematic representation L-band EDA beam-forming network [5]

each connected to pin-diode switches (single-pole, 4-through - SP4T). The SP4T routes the power to one of four radiating columns, as selected to form a radiating set of columns.

The 4WPDV consists of 3 Wilkinson-type 2-way power dividers. The VPD uses a power division scheme in which an input hybrid divides the power into two channels. In one of the channels a phase-shift ϕ between 0° to -90° is provided, synchronously with a phase shift ϕ between 0° to $+90^\circ$ phase-shift in the other branch. Then the two channels are combined again using a 3-dB hybrid circuit. The two output ports of the latter hybrid provide a power level as a function of this phase shift ϕ :

$$P_{\text{out}-1} = \frac{1}{2} (\cos \phi + \sin \phi)^2$$

$$P_{\text{out}-2} = \frac{1}{2} (\cos \phi - \sin \phi)^2$$

Seven pre-selected phase settings for ϕ lead to seven distinct power division steps, between 1 and 0, respectively 0 and 1 in complement for the two VPD-output power levels.

With this scheme, the incoming power is routed to four adjacent columns (step '1'). One out of the four VPD's switches gradually (in the 7 steps) the power from the first column to the fifth column, after which the next VPD switches over from column 2 to column 6, after which the next VPD takes over (column 3 and 7) etc.

In this way a set of 4 (step '1' and step '7') or 5 adjacent radiating columns (step '2' through step '6') out of the 32 available is provided, by an appropriate VPD and SP4T control. A logical circuitry, which is synchronised with the spinrate, provides the actual control signals for VPD and SP4T. Earth-sensors are used to provide the correct angular reference to this logical circuitry. In this way the active set of radiating columns can be kept automatically pointed towards the Earth, while the satellite is

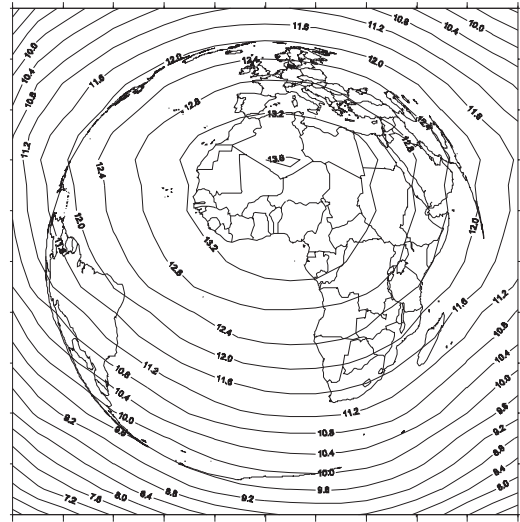


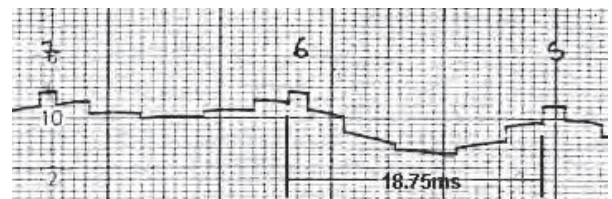
Figure 10: Typical L-band EDA antenna pattern for a fixed beam for VPD setting in step '4', derived from tests on the EM model on Alenia's far-field test range. Courtesy Alenia/Space Engineering

spinning. The antenna operates between 1670 and 1695 MHz and provides a link also for the Search and Rescue downlink (1544.5 MHz).

The switching scheme for the VPD is such, that the resulting amplitude and phase ripples are minimum. The resulting pattern is very characteristic for the EDA and is in fact its 'fingerprint'. An example of one out of the seven switching states is the EDA beam for a VPD step 4 setting (the lowest gain is obtained for step '4') as given in fig.10. There are 32 of such VPD '4' beams in one revolution.

The larger diameter of the MSG platform (compared to MOP) causes obviously an impact on the EDA antenna pattern. This was carefully analysed and precautions were taken. The large platform leads to a slight more northward pointing of the EDA beam. The installation of the UHF electronically despun array in front of the L-band EDA causes obviously an impact, which was also thoroughly analysed and checked by experiment. A characteristic fragment of a dynamic diagram over a small azimuth interval (22.5°) is shown in Fig.11. The switching sequencing (7 steps during 11.25°) is noticed.

Figure 11: Typical L-band EDA dynamic antenna pattern fragment, taken on the Alenia far-field test range (2 dB/div vertical, $10^\circ/\text{div}$ horizontal)



The UHF-band electronically despun antenna

The data collection task (DCP) in the UHF band (402.1 MHz) could be handled for MOP with an antenna with -0.5 dBi gain over the coverage. For MSG, with the increased number of DCP channels, a higher gain has been desirable. Furthermore, the installed Search & Rescue transponder uses this antenna for its receiver at 406 MHz and requires higher gain. Moreover, with the geometry constraints for the satellite, the height available to accommodate the antenna farm has been reduced compared to MOP. It led after many analyses of performances to the choice of an electronically switched antenna. Some antenna elements are needed to provide some gain and then smooth switching at this frequency ($\lambda = 75$ cm) requires a relative large diameter. With the available L-band EDA antenna drum, with a diameter of 1.30 meter, the UHF antenna has been designed with 16 elements, at a distance of about $\frac{3}{4}\lambda$ around the L-band EDA. The L-band EDA drum is used as reflecting surface. There are 4 out of 16 dipoles actively used for a beam. The other elements are switched to a load. Every 22.5° , the next UHF dipole is actively connected to this group of four, while one dipole at the other side of the group of 4 is switched off. In this way an active set of 4 dipoles is switched around, thus creating an antenna with a rotating switched beam.

The beamforming circuitry for this receive-only antenna is more simple than for the L-band EDA. One 4-way power divider connects to four 4-way switches, thus switching in the active elements. The control of the latter switches is also synchronised with the spin-rate.

The antenna elements are crossed dipoles, installed on a mast above the satellite platform. Fig. 4 shows the dipoles. More directive elements could have been used, but at a cost of mass and also increased blockage of the L-band EDA performances. Alenia Spazio, responsible for the antenna design, has been supported by Space Engineering for analysis and optimisation work. Also several calculations have been carried out at ESA-Estec. At this frequency the satellite is only a few wavelength in size and the configuration is rotationally symmetric. This permits to handle the analysis work by using Method of Moment approaches, in which the rotational symmetry is exploited. It is observed, that the current distributions on the antenna elements and on the scattering satellite structure contribute to the pattern (the whole satellite acts as antenna).

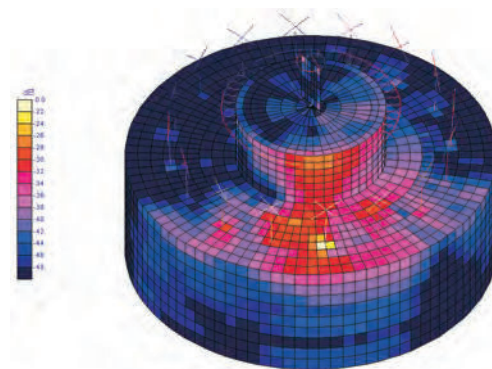


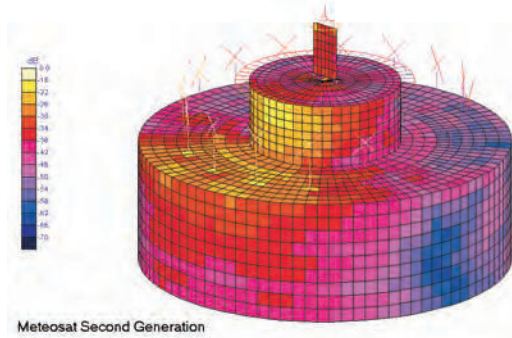
Figure 12: UHF antenna element in presence of the structure and 15 terminated elements (Courtesy: Space Engineering)

The current representation on the structure elements of the model can be derived and an example of such a result is shown in fig. 12, where one dipole as active element is located in the 16-element UHF array.

The current distribution (and - note - its asymmetry) is clearly observed. Fig.13 shows the relative current distribution for the full array. Interesting perceptions are made: the bottom locations of the UHF dipoles are important. One notes also the secondary excitation of dipoles not actively used in the array of 4 elements, but switched in the line to a load (in the 4way switch).

It has been proved useful to add a scattering structure on top of the L-band EDA (fig.4). This structure has been designed, such, that it is scattering at UHF, but nearly transparent in L-band. The latter structure is noticed in the models in fig.12 and 13 and the relative current level indicates, that it is functional for the UHF radiation pattern (it has led to a gain improvement of about 0.3 dB). The blockage effect of the UHF antenna for the L-band EDA has been analysed and led to the geometry as used. Indeed, there is an impact of about 0.2 a 0.3 dB, but

Figure 13: Four UHF antenna elements in the presence of the structure and the other 12 terminated elements (Courtesy Space Engineering)



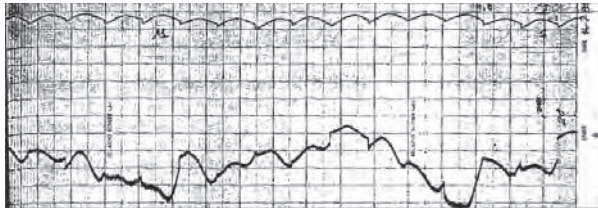


Figure 14: UHF dynamical pattern over 360° (2 dB/div vertical, 10°/div horizontal). The periodicity related to the switching every 22.5° is observed, co and cross polarisation levels are shown, measured for 5° elevation South (406 MHz)
(Courtesy Alenia Spazio)

this has to be allowed for. Fig.14 shows a dynamical pattern for a UHF EDA measured on Alenia's test range over 360° in azimuth at a frequency of 406 MHz.

Concluding remarks

The specific antenna sub-system for the spinning Meteosat Second Generation satellite was discussed. An initial description of the satellite tasks was given. Differences between the MOP and the MSG antenna systems were highlighted. Modelling aspects and decisions, based on modelling, for antenna configuration selections were indicated, like for instance the location of the UHF array in front of the L-band array. The available analysis tools provided a possibility to take such design decisions. The impact of scattering by the spacecraft has been an important issue for all antennas.

The resulting configuration as designed, built and tested by Alenia is very interesting both in theoretical and experimental sense. Currently, the first flight Model Antenna sub-system has been fully tested at Alenia Spazio and it has also been checked out, after installation on the complete satellite.

References

- [1] <http://www.esa.int/>, also under remote sensing, /msg
- [2] <http://www.eumetsat.de/>
- [3] <http://www.cri.chernigov.ua/>
- [4] 'Antennas for Scientific and Remote Sensing Satellites', C.G.M.van 't Klooster, N.E.Jensen, Invited paper JINA Antenna Conference, Nice, 1990.
- [5] 'Meteosat Antenna System' Nicolai, Alenia Spazio, Alenia Revista, 1976.
- [6] 'The Antenna Subsystem for the New Earth Weather Observation Satellites Meteosat Second Generation.' P.Carati, M.Di Fausto, V.Santachiara, A.Rosa, P.Russo, JINA Antenna Conference Nice, Nov. 1998.
- [7] 'EMC Aspects in Meteosat Second Generation Antenna Subsystem', G. Di Benardo, P.Russo, L.Di Cecca, V.Santachiara, G.A.J. van Dooren, C.G.M. van 't Klooster, Partnership for Peace Symposium on EMC, San Miniato, 1996, Italy.

CV

Kees van 't Klooster is in 1952 geboren in Eemnes. Na het behalen van het gymnasium diploma, studeerde hij elektrotechniek in Eindhoven, waar hij afstudeerde bij Dr. M.E.J. Jeuken en Dr. V. Vokurka. Hij is als dienstplichtig marine-officier gedetacheerd geweest bij het toenmalig Fysisch Laboratorium TNO, het huidige TNO-FEL en heeft vervolgens bij TNO-FEL gewerkt tot 1984 aan phased array antennes en planaire nabije veld antenne metingen - zie hierover een artikel in het NERG blad van Nov 1982. In 1984 is hij in dienst getreden bij het technische centrum ESTEC van de Europese Ruimtevaart Organisatie ESA, waar hij tot op heden werkzaam is als Senior Antenne Engineer in het Technische Directoraat van ESA. De antenne activiteiten bij ESA zijn erg variërend en aldoo noodzakelijk voor de satelliet projecten. Ook komen er veel nieuwe technologieën naar voren, die ook "aardse" toepassingen vinden, zoals bijvoorbeeld recent de fabricage van uiterst nauwkeurige reflectorpanelen als mogelijke toepassing voor de ALMA radiotelescoopantennes (www.eso.org).

De multiculturele aspecten spelen binnen dit werk ook een belangrijke rol. Kees van 't Klooster is bij ESTEC met name belast met antenne studies en ontwikkelingen voor remote sensing satellieten, zoals ERS en Meteosat en nu dus Meteosat Second Generation en ook een aantal antenne toepassingen voor wetenschappelijke satellieten, zoals studies voor radio astronomie satellieten (met een 17 of 25 m reflector antenne).



In 1993 ontving hij van ESA een beurs voor een sabbatical jaar, welk hij in Moskou doorbracht en recent nam hij deel aan een Spacetechn Master Study in Delft.

De bijgaande paper schreef hij voor een conferentie in de Oekraïne en de lanceerdatum voor Meteosat Second Generation is nu gepland in de zomer van 2002.

Alenia in Rome is verantwoordelijk voor de levering van het antenne sub-systeem voor MSG, dat vervolgens bij Alcatel geïntegreerd wordt in de satelliet. Space Engineering geeft elektromagnetische support aan Alenia.

De co-auteurs zijn de mensen die het eigenlijke antenne werk doen voor MSG in de industrie.

Massimo di Fausto is sinds ongeveer 20 jaar werkzaam in de antenne groep in Alenia en heeft betrokkenheid gehad bij diverse projecten als projectleider, zo ook voor MSG.

Ivo Florio is verantwoordelijk voor de integratie en test van het antenne sub-systeem.

Bernard Robert volgt de antenne-activiteiten als verantwoordelijke vanuit Alcatel (de prime-contractor).

Alessandro Rosa heeft nogal wat elektromagnetische berekeningen verzorgd alsook data analyses van metingen voor het MSG antenne project voor Alenia.

Kees van 't Klooster, ESA/ESTEC, Postbus22, Keplerlaan, 2200 AG Noordwijk, The Netherlands, kvtkloos@estec.esa.nl

Massimo Di Fausto en I. Florio, Alenia Spazio, Spa. Via Saccomuro 24, 00131 Roma, Italy, fax +39-06-4151-2389,

Alessandro Rosa, Space Engineering, Via Berio 91, 00131 Roma, Italy, fax +39-06-2280739,

Bernard Robert, Alcatel Space Industries, 100 Boulevard du Midi, 06156 Cannes la Bocca, France, fax +33-49292-3470



Respons

Er was eens een heeroom in Boom
Die vroom praktiseerde met stroom
Bezorgd zei de heer
Volg Mij liever weer
En mis maar die roeping van Ohm

WALTER SCHONGS
WERKGROEP GESCHIEDENIS DER ELEKTROTECHNIEK TUD

Complexe Rekenwijze in de Elektrotechniek

Een struikelblok voor studenten

ir. P. van der Wurf
e-mail: p.v.d.wurf@planet.nl



Veel studenten in de elektrotechniek vinden de complexe rekenwijze erg moeilijk. Deze stelling is niet wetenschappelijk onderbouwd met een enquête onder studenten en docenten, maar wordt gepresenteerd als de opinie van een ervaren docent, die bovendien weet dat hij met deze opvatting niet alleen staat. Nu wordt het de studenten ook niet gemakkelijk gemaakt door de auteurs van studieboeken over netwerktheorie, met hun complexe stromen en spanningen, hun draaiende wijzers of vectoren en het stilzetten daarvan. In dit artikel laat ik de lezer meekijken in een aantal gangbare studieboeken om te laten zien dat het daarin best wel ingewikkeld wordt gemaakt. Ik laat ook zien dat het voor de eerste stappen in de netwerktheorie toereikend is om te volstaan met de simpele definitie van de fasor, een complex getal dat informatie over amplitude en fase van een sinusvormig signaal herbergt. Daarmee kunnen de studenten meteen aan de slag bij het rekenen aan wisselstroomnetwerken. Complexe signalen kunnen beter later aan de orde komen, want als dat abstracte concept te vroeg wordt gebracht, dan zal dat veel studenten nodeloos afschrikken.

Inleiding

Elk jaar wordt het diploma "Elektrotechnisch Ingenieur" uitgereikt aan afgestudeerden, waarvan een verontrustend groot aantal (te) weinig kennis heeft van de achtergronden en toepassingen van de complexe rekenwijze in de elektrotechniek. Voordat we studenten de schuld geven van deze ongewenste situatie, dienen we ons af te vragen of de oorzaak niet gezocht moet worden in de wijze waarop de complexe rekenwijze wordt gepresenteerd.

De complexe rekenwijze is een belangrijk stuk wiskundig gereedschap, dat studenten in de elektrotechniek moeten leren hanteren om vorderingen te

kunnen maken bij het bestuderen van de theorie van wisselstromen, netwerken, signalen en systemen. In de meeste gevallen vindt de eerste kennismaking met de complexe rekenwijze plaats bij het vak netwerktheorie. Aangenomen mag worden dat studenten dan al van hun wiskunde-docent hebben leren werken met complexe getallen.

We moeten niet onderschatten welk schokeffect bij de studenten teweeggebracht wordt door de formule van Euler. Zelfs als de docent met behulp van machtreeksen een verbluffend eenvoudig bewijs van deze formule levert, gaat de formule zelf het voorstellingsvermogen te boven. Opeens worden vertrouwde sinus- en cosinusfuncties uitgedrukt in het grondtal van de natuurlijke logaritmen, verheven tot - nota bene! - een imaginaire macht.

De (mij onbekende) reviewer van dit artikel merkte op dat de kracht van het rekenen met formules juist daarin is gelegen dat het beroep op het voorstellingsvermogen overbodig wordt gemaakt en wijst daarbij op de relativiteitstheorie en de quantummechanica. Daarin heeft hij natuurlijk gelijk, maar zijn opmerking kan nauwelijks betrekking hebben op de realiteit, dat theoretische elektrotechniek gedoceerd moet worden aan grote groepen jongens en meisjes, die met zesjes voor wiskunde en natuurkunde hun havo-diploma hebben verworven.

Na de introductie van de formule van Euler bij de complexe rekenwijze in de wisselstroom- en/of netwerktheorie wordt theoretische elektrotechniek een wiskundig en abstract vak, dat voor teveel jongerejaars een onoverkomelijk struikelblok vormt. De vraag is of daar iets aan valt te doen.

Studieboeken

Wanneer we een aantal studieboeken over netwerktheorie voor jongerejaars inzien, dan valt op

dat hoofdstukken over complexe rekenwijze openen met de invoering van complexe stromen en spanningen. Studenten ervaren dat als een tamelijk kunstmatige truuk. Ze zullen zich inspannen om deze trukendoos te leren hanteren bij het maken van opgaven, maar velen houden er een duurzame fobie voor de uitdrukking $e^{j\omega t}$ van over. Wie, zoals ik, veel ervaring heeft met het corrigeren van eind-examenwerk of het beoordelen van afstudeerverslagen, zal beamen dat daarin veel fout gaat als de complexe rekenwijze gehanteerd wordt.

Ter illustratie van wat hierboven een trukendoos genoemd wordt, kijken we even in een paar gangbare leerboeken over netwerktheorie. [1], [2], [3] en [4]

(Omdat in elk van deze vier boeken een andere notatie wordt gebruikt, heb ik in mijn weergave van de teksten over de complexe rekenwijze de notatie aangepast: \hat{u} = reële amplitude, α is fasehoek en complexe getallen en functies worden onderstreept. Vette cursiveringen zijn van mij.)

De auteurs van [1] spreken over een *transformatie* van de reële, tijdsafhankelijk functie $u(t)$ naar de complexe, tijdsafhankelijke functie $\underline{u}(t)$. Is de reële functie van de vorm $u(t) = \hat{u} \sin(\omega t + \alpha)$, dan levert de transformatie op: $\underline{u}(t) = \hat{u} \cos(\omega t + \alpha) + j\hat{u} \sin(\omega t + \alpha)$. De *terugtransformatie* bestaat uit het nemen van het *imaginaire* deel van $\underline{u}(t)$.

Is echter de reële functie van de vorm $u(t) = \hat{u} \cos(\omega t + \alpha)$, dan geldt: $\underline{u}(t) = \hat{u} \cos(\omega t + \alpha) + j\hat{u} \sin(\omega t + \alpha)$ en bestaat de terugtransformatie uit het nemen van het *reële* deel van $\underline{u}(t)$.

Met de formule van Euler wordt gevonden $\underline{u}(t) = \hat{u}e^{j\alpha} e^{j\omega t} = \underline{U}e^{j\omega t}$ met $\underline{U} = \hat{u}e^{j\alpha}$. In [1] wordt $\underline{U} = \hat{u}e^{j\alpha}$ de "vereenvoudigde voorstelling" genoemd, maar de auteurs wijzen er op dat de normalisatie spreekt van "complexe amplitude".

De auteur van [2] stelt de lezers voor om een sinusvormige spanning op te vatten als het reële deel van een complexe spanning: $u(t) = \hat{u} \cos(\omega t + \alpha) = \text{Re } \hat{u}e^{j(\omega t + \alpha)}$. De complexe functie $\underline{u}(t) = \hat{u}e^{j(\omega t + \alpha)}$ is een complexe grootte als functie van de tijd. In het complexe vlak is dat een linksom draaiende wijzer met hoeksnelheid ω .

Als $\underline{u}(t)$ door $e^{j\omega t}$ wordt gedeeld, verdwijnt de draaiing. Er ontstaat een complex getal dat niet afhankelijk is van de tijd: $\underline{U} = \hat{u}e^{j\alpha}$. De auteur vat het nog eens als volgt samen: Uit de fysische spanning $u(t)$ hebben we een mathematische complexe spanning $\underline{u}(t)$ geformuleerd. Deze $\underline{u}(t)$ is niet fysisch. Anders gezegd: we hebben een *transformatie* uit-

gevoerd van het (reële) tijdsgebied naar het (mathematische) complexe vlak. Nog weer anders geformuleerd: we hebben aan de fysische spanning $u(t)$ de complexe spanning \underline{u} *toegevoegd*. Uit \underline{u} kunnen we weer de juiste fysische spanning verkrijgen met de volgende transformatie:

$$u(t) = \text{Re}(\underline{U}e^{j\omega t}) = \text{Re}\{\underline{u}(t)\}.$$

In [3] wordt uitgegaan van een vectordiagram met roterende beeldvectoren. "Maar (schrijven de auteurs) een *echt* roterende beeldvector is natuurlijk niet te tekenen. Daarom tekenden we slechts een *momentopname* meestal 'genomen' op $t = t_1$. Maar eigenlijk hadden we aan die momentopname genoeg, want het ging ons steeds om de samenhang tussen stromen; met name ging het ons en zal het ons steeds gaan, om *grootten (amplituden)* en *fasehoeken*. Dat *alle* stromen en spanningen in een lineair netwerk sinusvormig verlopen met hoekfrequentie ω (als er uitsluitend zodanige bronnen werkzaam zijn en daar gaan we vanuit!) weten we bij voorbaat; de daarbij behorende rompslomp (het roteren) hoeven we dus eigenlijk in onze berekeningen niet mee te nemen, liever niet zelfs!

De vraag is dus *hoe we wiskundig het roteren kunnen stoppen*, of anders gezegd: wat is de wiskundige vertaling van het maken van een momentopname. Het antwoord op die vraag is verrassend eenvoudig: delen door $e^{j\omega t}$."

De auteur van [4] schrijft: "Om de complexe weergave van een signaal te vinden wordt bij de oorspronkelijke reële tijdsfunctie $u(t) = \hat{u} \cos(\omega t + \alpha)$ een *niet-bestaande* imaginaire tijdsfunctie $j\hat{u} \sin(\omega t + \alpha)$ opgeteld. Optellen levert de complexe tijdsfunctie

$\underline{u}(t) = \hat{u} [\cos(\omega t + \alpha) + j \sin(\omega t + \alpha)]$, die we schrijven als een e-macht: $\hat{u}e^{j(\omega t + \alpha)}$. Uitsplitsen in twee e-machten, $\hat{u}e^{j\alpha} e^{j\omega t}$, en $t = 0$ stellen, zodat $e^{j\omega t} = 1$, levert de "complexe weergave" $\hat{u}e^{j\alpha}$ van het signaal op. Het verband tussen een reëel harmonisch signaal en het bijbehorend complex getal, de complexe weergave, is dus:

$$\hat{u} \cos(\omega t + \alpha) \Leftrightarrow \hat{u}e^{j\alpha}."$$

Het zal duidelijk zijn dat in alle vier genoemde studieboeken een soort transformatie op reële tijdsfuncties wordt toegepast om tijdsafhankelijke complexe functies te krijgen. Vervolgens wordt uit deze functies een complex getal gedestilleerd door het roteren in het complexe vlak stil te zetten, het-

geen bereikt wordt door t gelijk aan nul te stellen of door $e^{j\omega t}$ te delen. Dit is wel een zeer omslachtige methode om een complex getal te definiëren dat informatie herbergt over amplitude en fase van een stroom of spanning van de vorm $\hat{i} \cos(\omega t + \alpha)$ of $\hat{u} \cos(\omega t + \alpha)$.

Bovendien is het storend dat dit belangrijke complexe getal in de verschillende boeken met andere benamingen wordt aangeduid: "vereenvoudigde voorstelling" en "complexe amplitude" in [1], "complexe spanning" in [2] en "complexe weergave" in [4]. Bij de behandeling van het onderwerp, zoals dat in [1] gebeurt, zullen de studenten nodeloos blijven tobben over het feit dat er kennelijk twee verschillende paren transformaties en terugtransformaties zijn en dat de keuze daarvan afhangt of het signaal, waarvan is uitgegaan, een sinus of een cosinus is.

Ik ben van mening dat deze methoden om de complexe rekenwijze te introduceren nodeloos ingewikkeld en in hoge mate abstract zijn. Mijn ervaringen met studenten hebben mij geleerd dat die er ook zo over denken. Door in dit stadium van de studie te spreken over complexe spanningen en stromen, schieten de auteurs hun doel voorbij. Het gaat immers om te leren rekenen aan netwerken met spoelen en condensatoren, waarin uitsluitend wisselspanningen en stromen van de vorm

$$\hat{u} \cos(\omega t + \alpha) \quad \text{en} \quad \hat{i} \cos(\omega t + \alpha) \quad (1)$$

voorkomen. De hoekfrequentie ω heeft daarbij slechts één waarde. Om die berekeningen efficiënt uit te voeren, moet wel met complexe getallen gerekend worden, maar de begrippen complexe stroom en complexe spanning kunnen in dit stadium van de studie vooralsnog vermeden worden. Die komen aan de orde in een latere fase, als de studenten zich met behulp van toegepaste Fourierwiskunde gaan verdiepen in de signaal- en systeemtheorie.

Ik wil nu laten zien hoe het complexe getal, dat ik (complexe) fasor wil noemen, aan de studenten voorgesteld kan worden, zonder de noodzaak transformaties van reële naar complexe tijdsfuncties te behandelen.

Fasoren

Als de frequentie ω van een cosinusvormige wisselstroom vast ligt, dan zijn er slechts twee getallen nodig om de stroom te beschrijven: de amplitude \hat{i} en de fase α . Die twee getallen kunnen we nu 'opbergen' in een complex getal \underline{I} en wel als volgt:

$$\underline{I} = \hat{i} e^{j\alpha} \quad (2)$$

\underline{I} wordt de (complexe) fasor van de wisselstroom $i(t) = \hat{i} \cos(\omega t + \alpha)$ genoemd.

We hebben hier gekozen voor de modulus/argument-notatie van een complex getal. We hadden bijvoorbeeld ook kunnen kiezen voor $\underline{I} = \hat{i} + j\alpha$, maar we moeten praktisch zijn. Stel dat de stroom $i(t)$ de som is van twee deelstromen $i_1(t)$ en $i_2(t)$. Dan willen we graag dat de fasor \underline{I} van $i(t)$ gelijk is aan de som van de fasoren \underline{I}_1 en \underline{I}_2 . Het is niet moeilijk na te gaan dat dit met de modulus/argument-notatie daadwerkelijk het geval is. Een docent, die dit onderwerp behandelt, kan daarbij een beroep doen op de grafische voorstelling van een complex getal in het complexe vlak en wijzen op de overeenkomst daarvan met de wijzervoorstelling van amplitude en fase van een sinusvormig signaal. De hierboven genoemde sommatie-eigenschap van fasoren wordt daarmee direct duidelijk. Het gebruik van hoofdletters voor de complexe fasoren heeft niets te maken met de effectieve waarde van de stromen of spanningen, zoals dat in sommige leerboeken het geval is. Er is gekozen voor hoofdletters, omdat fasoren functies blijken te zijn van een discrete frequentie-variabele $k\omega$, maar daarover later.

Impedanties

We beschouwen een tak in een netwerk waarover een wisselspanning $u(t)$ met fasor \underline{U} staat. Door de tak loopt een stroom $i(t)$ met fasor \underline{I} . Het verband tussen de fasoren \underline{U} en \underline{I} kan worden aangegeven met een complex getal \underline{Z} , waarvoor geldt: $\underline{Z} = \underline{U}/\underline{I}$. Dus als $\underline{U} = \hat{u} e^{j\beta}$ en $\underline{I} = \hat{i} e^{j\alpha}$ vinden we voor \underline{Z} :

$$\underline{Z} = (\hat{u}/\hat{i}) e^{j(\beta-\alpha)} \quad (3)$$

\underline{Z} wordt de (complexe) impedantie van de netwerktak genoemd.

Bij serieschakeling van twee elektrische schakelingen met impedanties \underline{Z}_1 en \underline{Z}_2 profiteren we van het feit dat we de fasoren zo gedefinieerd hebben dat de optelling van twee spanningsfasoren gelijk is aan de fasor van de somspanning. Staat over de ene schakeling een spanning $u_1(t)$ met fasor \underline{U}_1 en over de andere schakeling een spanning $u_2(t)$ met fasor \underline{U}_2 , dan is de totale spanning over de serieschakeling $u(t) = u_1(t) + u_2(t)$ met fasor $\underline{U} = \underline{U}_1 + \underline{U}_2$. Daaruit is eenvoudig af te leiden dat bij serieschakeling geldt:

$$\underline{Z}_s = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2. \quad (4)$$

Omdat bij parallelschakeling de fasor van de totale stroom gelijk is aan de som van de fasoren van de twee deelstromen, is eenvoudig aan te tonen dat bij parallelschakeling geldt:

$$1/Z_p = 1/Z_1 + 1/Z_2. \quad (5)$$

Omdat we ervan uitgaan dat de te bestuderen netwerken uitsluitend zijn opgebouwd uit weerstanden, condensatoren en spoelen, is het voldoende om van deze drie netwerkelementen de impedantie te weten. Met de formules (4) en (5) kunnen we dan voor elke schakeling de impedantie berekenen.

Weerstand

Bij een spanning $u(t) = \hat{u} \cos(\omega t + \beta)$ loopt door de weerstand met weerstandswaarde R een stroom $i(t) = (\hat{u}/R) \cos(\omega t + \beta)$. De spanningsfasor is $\underline{U} = \hat{u}e^{j\beta}$ en de stroomfasor is $\underline{I} = (\hat{u}/R)e^{j\beta}$. Voor de impedantie van een weerstand vinden we dus:

$$Z_R = \underline{U}/\underline{I} = R. \quad (6)$$

Spoel

Bij een spanning $u(t) = \hat{u} \cos(\omega t + \beta)$ loopt door een spoel met zelfinductie L een stroom $i(t) = (\hat{u}/\omega L) \cos(\omega t + \beta - \pi/2)$. (Deze kennis doen studenten op in de eerste hoofdstukken over netwerktheorie, voordat de complexe rekenwijze wordt behandeld. Daartoe moeten zij de differentiaalvergelijking van de spoel in een netwerktaak uitwerken voor sinusvormige stromen en spanningen.)

Er geldt dus: $\underline{U} = \hat{u}e^{j\beta}$ en $\underline{I} = (\hat{u}/\omega L)e^{j(\beta-\pi/2)}$, zodat

$$Z_L = \underline{U}/\underline{I} = \omega L e^{j\pi/2} = j\omega L \quad (7)$$

Condensator

Bij een spanning $u(t) = \hat{u} \cos(\omega t + \beta)$ loopt door de condensator een stroom

$i(t) = (\hat{u}\omega C) \cos(\omega t + \beta + \pi/2)$. Er geldt dus $\underline{U} = \hat{u}e^{j\beta}$ en $\underline{I} = (\hat{u}\omega C)e^{j(\beta+\pi/2)}$, zodat

$$Z_C = \underline{U}/\underline{I} = (1/\omega C)e^{-j\pi/2} = 1/(j\omega C) \quad (8)$$

Spanningsoverdracht

Een tweepoort met een schakeling opgebouwd uit weerstanden, condensatoren en spoelen heeft een ingangsspanning $u_1(t)$ en aan de uitgangspoort een spanning $u_2(t)$. Het verband tussen de fasor \underline{U}_2 van de uitgangsspanning en de fasor \underline{U}_1 van de in-

gangsspanning wordt bepaald door het complexe getal \underline{H} met:

$$\underline{H} = \underline{U}_2/\underline{U}_1 \quad (9)$$

We noemen \underline{H} de (complexe) spanningsoverdracht van het netwerk. Als de schakeling van het netwerk bekend is, dan kan m.b.v. de formules (4) t/m (8) het complexe getal \underline{H} berekend worden.

Complexe spanningen en stromen

Uit het voorgaande moge blijken, dat we met studenten van het eerste studiejaar berekeningen aan wisselstroomnetwerken kunnen uitvoeren, waarbij we alleen maar met complexe fasoren werken. Complexe fasoren van wisselspanningen en stromen zijn op uiterst eenvoudige manier te definiëren. We kunnen in dit stadium van de studie (en m.i. is dat wenselijk) het gebruik van complexe spanningen en complexe stromen geheel achterwege laten.

Dat is natuurlijk niet vol te houden gedurende de gehele studie. Bij de verkenningen van de signaal- en systeemtheorie is kennis van het begrip 'complex signaal' absoluut noodzakelijk, maar de plaats van dit onderwerp in het curriculum hangt natuurlijk af van de gekozen didactische opbouw van de leerstof. Als we op zeker moment bijvoorbeeld complexe stromen moeten invoeren, laten we dat dan niet doen op de gekunstelde wijze die we hebben aangetroffen in gangbare studieboeken.

Ik stel voor om complexe stromen te introduceren met de volgende relatie, die eenvoudig met de formule van Euler is af te leiden:

$$i(t) = \hat{i} \cos(\omega t + \alpha) = 0,5\hat{i}e^{j\alpha}e^{j\omega t} + 0,5\hat{i}e^{-j\alpha}e^{-j\omega t} \quad (10)$$

Hier is geen sprake van een *transformatie* van $i(t)$ naar een complexe stroom (zie [1]) en al helemaal niet van de optelling bij $i(t)$ van een *niet-bestaande* imaginaire stroom. [4]

Met formule (10) is de periodieke stroom $i(t)$ uitgeschreven in de complexe reeks van Fourier. We herkennen in de eerste term van (10) de complexe fasor \underline{I} van $i(t)$. In de tweede term vinden we de toegevoegd complexe waarde daarvan: \underline{I}^* . Formule (10) laat zich dus ook schrijven als:

$$i(t) = \hat{i} \cos(\omega t + \alpha) = 0,5\underline{I}e^{j\omega t} + 0,5\underline{I}^*e^{-j\omega t} \quad (11)$$

Wie met deze formule differentiaalvergelijkingen van netwerken gaat doorrekenen, komt terecht bij algebraïsche vergelijkingen van fasoren en impe-

danties. Daarbij zal, na het opdoen van enige routine bij het rekenen aan netwerken, de overbodigheid van de tweede term blijken. Op een factor 0,5 na, rekenen we dan met de complexe stroom, die de meeste auteurs al laten optreden in hun eerste hoofdstuk over de complexe rekenwijze. Die tweede term is uiteraard wel van belang in de signaal- en systeemtheorie, die later in het curriculum aan de orde komen.

Negatieve frequenties

Met (10) en (11) komen we in aanraking met het verschijnsel van negatieve frequenties. Dat levert begripsmoeilijkheden op. Het begrip 'frequentie' wordt gebruikt voor het aantal gebeurtenissen per tijdseenheid. Als we dat begrip toepassen op een wisselstroom, dan gaat het om het aantal perioden dat per seconde wordt doorlopen. Als we zouden horen dat een wisselstroom -375 perioden per seconde doorloopt, dan zou dat terecht aanleiding zijn tot gefronste wenkbrauwen. Bij 'snelheid' is een negatieve waarde van de snelheid geen probleem, omdat het minteken aangeeft dat het voorwerp zich beweegt tegen de positieve referentierichting in. Bij (10) en (11) bedoelen we met de hoekfrequentie ω het aantal omwentelingen per seconde van een wijzer in het complexe vlak. Men spreekt ook wel van 'hoeksnelheid'. Daarbij is sprake van een richting: de wijzer kan immers rechtsom of linksom draaien. Bij afspraak noemen we bij linksom draaien (tegen de klok in) de hoekfrequentie positief. (Dit pleit overigens ook voor het gebruik van ω in plaats van de notatie $2\pi f$, die we bij sommige auteurs aantreffen.)

Uit (11) blijkt dat de fasor \underline{I}^* , die bij de term met de negatieve hoekfrequentie behoort, een andere waarde heeft dan \underline{I} in de eerste term. Het kan nuttig zijn die frequentie-afhankelijkheid in de notatie tot uiting te laten komen:

$$i(t) = 0,5 \underline{I}[\omega] e^{j\omega t} + 0,5 \underline{I}[-\omega] e^{-j\omega t} \quad (12)$$

met $\underline{I}[-\omega] = \underline{I}^*[\omega]$. Het gebruik van rechthoekige haakjes hangt samen met het feit dat ω en $-\omega$ discrete frequenties zijn. Dit loopt vooruit op de notatie van de complexe Fourierreeks van een willekeurige periodieke stroom:

$$i(t) = \sum_k 0,5 \underline{I}[k\omega] e^{jk\omega t}, \quad (13)$$

waarin ω de grondfrequentie van de periodieke stroom is. (Rechthoekige haken worden bijvoorbeeld ook gebruikt in publicaties over tijddiscrete

signalen en systemen om aan te geven dat een bepaalde grootte een functie is van een discrete tijdsvariabele, zoals bijvoorbeeld het tijddiscrete signaal $x[kT]$.)

Impedantiefuncties

In uitdrukkingen voor de impedanties van spoelen en condensatoren komt de hoekfrequentie ω voor. Bij negatieve waarden van ω , zoals voorkomt in (10) en (11), krijgen deze impedanties andere waarden, die toegevoegd complex zijn aan de waarden die in (7) en (8) zijn gevonden. Het kan daarom nuttig zijn deze frequentie-afhankelijkheid van de impedanties in de notatie tot uiting te laten komen. We krijgen dan:

$$Z_L(\omega) = j\omega L; \quad Z_L(-\omega) = -j\omega L \quad (14a)$$

$$Z_C(\omega) = 1/(j\omega C); \quad Z_C(-\omega) = -1/(j\omega C) \quad (14b)$$

$Z(\omega)$ noemen we de impedantie-functie. Hier worden ronde haken gebruikt, omdat de impedantie een waarde heeft voor elke willekeurige keuze van ω , die hier beschouwd wordt als een continue variabele.

Overdrachtsfuncties

Ook de spanningsoverdracht van een netwerk is afhankelijk van de frequentie van de wisselspanning op de ingangspoort. Die afhankelijkheid van ω leidt tot de notatie $H(\omega)$. Deze functie van ω wordt de (complexe) overdrachtsfunctie van het netwerk genoemd.

In dit stadium van de studie dienen we de notatie $H(j\omega)$ te vermijden. Deze is afkomstig uit de Laplace-theorie en studenten krijgen ermee te maken bij regeltechniek en bij het ontwerpen van filters. Overigens, de docent die de moeite neemt studenten uit te leggen wat het verschil is tussen de frequentiefuncties $H(\omega)$ en $H(j\omega)$, wordt beloond met een opgelucht "Oh, is dat nou alles?" Studenten kunnen er gemakkelijk teveel achter zoeken en er over gaan tobben.

Samenvatting

1. Cosinusvormige wisselstromen en spanningen met een vaste frequentie ω worden volledig beschreven door de fasor, een complex getal waarvan de modulus de amplitude en het argument de fase weergeeft.
2. Impedantie wordt bij vaste frequentie ω gedefinieerd als het complexe getal \underline{Z} , dat het quotiënt

is van de fasor van de spanning en de fasor van de stroom.

3. Het is slechts nodig de impedantie te bepalen van een weerstand, een condensator en een spoel. Met de formules voor serie- en parallel-schakeling van impedanties, kan de vervangimpedantie van elke schakeling worden uitgerekend.
4. Spanningsoverdracht van een tweepoort wordt bij vaste frequentie ω gedefinieerd als het complexe getal H , dat het quotiënt is van de spanningsfasor op de uitgangspoort en de spanningsfasor op de ingangspoort.
5. Met *fasor*, *impedantie* en *spanningsoverdracht* kunnen alle netwerkberekeningen worden gemaakt zonder complexe stromen en complexe spanningen van stal te halen.
6. Als het voor de verdere studie nodig is complexe signalen te introduceren, dan kan dat het beste gebeuren door cosinusvormige signalen uit te schrijven als een complexe reeks van Fou-

rier. Deze reeks bestaat uit twee termen, waarvan de term met positieve hoekfrequentie, op een factor 0,5 na, gelijk is aan de complexe stroom, zoals die voorkomt in studieboeken over netwerktheorie.

7. De frequentie-afhankelijkheid van impedantie en spanningsoverdracht leidt tot de begrippen *impedantiefunctie* en *overdrachtsfunctie*, genoemd als $Z(\omega)$ en $H(\omega)$.

Referenties

- [1] C.A.R. van den Eijnden en C.J.G. Spoorenberg. Elektrische netwerken (3e druk). Nijgh&Van Ditmar Educatief (1999)
- [2] A. Henderson, Elektrische netwerken, theorie (6e druk). Delftse Uitgevers Maatschappij (1990)
- [3] G. Van der Zee en H. Zoete. Netwerktheorie, deel I, Educaboek (1992)
- [4] P. Holmes, Elektrische netwerken. Addison-Wesley Publishing Company (1993).

CV

Peter van der Wurf (1940) studeerde elektrotechniek aan de HTS "Amsterdam" en aan de Technische Hogeschool te Delft, waar hij afstudeerde op het Laboratorium voor Transmissie van Informatie bij professor Bordewijk. Na zijn afstuderen en het vervullen van de militaire dienstplicht is hij in dienst getreden van het Natuurkundig Laboratorium van Philips. Daar heeft hij zeven jaar gewerkt aan de problemen die zich voordeden bij het verzenden van digitale signalen over telefoonlijnen. Hij publiceerde -alleen of als medeauteur - artikelen over o.a. datatransmissie, frequency-shift keying en cyclostationaire processen. Van 1975 tot 1985 is hij docent geweest aan de Hogeschool Eindhoven (thans Fontys Hogescholen). In deze periode heeft hij lessen verzorgd die o.a. lagen op het terrein van de theoretische elektrotechniek en de telecommunicatie. Gedurende drie jaren heeft hij als studierichtingsleider leiding gegeven aan veranderingsprocessen op de snelgroeijende afdeling elektrotechniek. In 1985 is hij als stafdocent gaan werken op het Philips International Institute (PII). Op dit instituut studeerden elk jaar zo'n 25 studenten uit ontwikkelingslanden. Veel van deze studenten verwierven met hun studie op het PII een master degree in Electronics Engineering. Toen het instituut in 1994 definitief zou worden opgedoekt heeft hij tot 1999 als part-timer gewerkt op de afdeling elektrotechniek van Fontys Hogescholen. Daar verzorgde hij o.a. lessen in tijddiscrete signaalbewerking. Naast genoemde werkkzaamheden heeft hij gedurende vele jaren lessen signaal- en systeemtheorie verzorgd op het Philips Centre for Technical Training. Van der Wurf heeft voor het jubileumnummer van het NERG-Tijdschrift in 1985 (nr.6) een artikel geschreven over de zijbandtheorie-discussies, die zich in de jaren '30 van de vorige eeuw afspeelden in het tijdschrift Nature. Recentelijk slingerde hij met een artikel in het NERG-tijdschrift een discussie aan over de juiste expressie voor de impedantie van een condensator en de problemen die zich voordoen met de Dirac deltafunctie, als die in de uitdrukking voor de condensatorimpedantie wordt opgenomen.



Proefschriften



Voorwoord van de redactie

Hieronder treft u een overzicht aan van de proefschriften behorende bij de promoties in 2000 en 2001 aan de Technische Universiteit Eindhoven en de Universiteit Twente. Een overzicht van de proefschriften aan de Technische Universiteit Delft ontbreekt helaas. Het bleek dit jaar wederom moeilijker te zijn dan in het voorgaande jaar om de gewenste informatie boven tafel te krijgen. Voor verdere informatie verwijzen wij u door naar de bibliotheek van de universiteit waar de promotie heeft plaatsgevonden.

Centrale Bibliotheek TUE
Postbus 513
5600 MB Eindhoven
<http://vubisweb.tue.nl/N/scripts/mgwms32.dll?TS=ID&LOC=BSE>

Bureau Universiteitsbibliotheek Twente
Postbus 217
7500 AE Enschede
<http://www.el.utwente.nl/onderzoek/promoties.shtml>

Technische Universiteit Eindhoven

Telecommunicatie

THE DEVELOPMENT OF EUROPEAN MOBILE
TELECOMMUNICATIONS STANDARDS : AN
ASSESSMENT OF THE SUCCESS OF GSM,
TETRA, ERMES AND UMTS

R.N.A. Bekkers
15 juni 2001
Promotors: prof. mr. dr. J.M. Smits
prof. mr. A. Prechal

CROSSTALK MITIGATION TECHNIQUES IN
MULTI-WAVELENGTH NETWORKS
COMPRISING PHOTONIC INTEGRATED
CIRCUITS

E. Tangdionga
18 juni 2001
Promotors: prof. ir. G.D. Khoe
prof. dr. A.G. Tjhuis

MEASUREMENT AND MODELLING OF
RADIOWAVE PROPAGATION IN URBAN
MICROCELLS

Y.L.C. de Jong
21 juni 2001
Promotors: prof. dr. ir. G. Brussaard
prof. dr. R.J.C. Bultitude
Copromotor: dr. ir. M.H.A.J. Herben

Digitale systemen en digitale schakelingen

POWER DISSIPATION AND TIMING IN CMOS
CIRCUITS

E.T.A.F. Jacobs
9 april 2001
Promotors: prof. Dr. -Ing. J.A.G. Jess
prof. dr. ir. R.J.H.M. Otten

AUTOMATIC SYNTHESIS OF
RECONFIGURABLE INSTRUCTION SET
ACCELERATORS

Bernardo de Oliveira Kastrup Pereira

22 mei 2001

Promotors: prof. Dr. -Ing. J.A.G. Jess
prof. dr. ir. J. van Meerbergen

CONSTRAINT ANALYSIS FOR DSP CODE
GENERATION

B. Mesman

23 mei 2001

Promotors: prof. Dr. -Ing. J.A.G. Jess
prof. dr. ir. J. van Meerbergen

Meet- en regelsystemen

MODELLING, CONTROL AND FAULT
DETECTION OF DISCRETELY-OBSERVED
SYSTEMS

P.P.H.H. Philips

23 april 2001

Promotors: prof. dr. dipl-ing. H.A. Preisig
prof. dr. ir. P.P.J. van den Bosch
Copromotor: dr. ir. W.P.M.H. Heemels

LATERAL GUIDANCE OF ALL-WHEEL
STEERED MULTIPLE-ARTICULATED
VEHICLES

D. de Bruin

6 juni 2001

Promotors: prof. dr. ir. P.P.J. van den Bosch
prof. dr. ir. J.P. Pauwelussen

Halfgeleidertechnology

1/f NOISE IN PERMALLOY

J. Briaire

5 oktober 2000

Promotors: prof. dr. ir. W.M.G. van Bokhoven
prof. dr. M.A..M. Gijs
Copromotor: dr. ir. L.K.J. Vandamme

NON-SEPARABLE GABOR SCHEMES THEIR
DESIGN AND IMPLEMENTATION

A.J. van Leest

17 januari 2001

Promotors: prof. dr. ir. J.W.M. Bergmans
prof. dr. H.G. Feichtinger
Copromotor: dr. ir. M.J. Bastiaans

SIGNAL ANALYSIS REPRESENTATION TOOLS

B.E. Sarroukh

15 februari 2001

Promotors: prof. dr. ir. M.L.J. Hautus
prof. dr. ir. J.W.M. Bergmans
Copromotor: dr. ir. A.C. den Brinker

Overige onderwerpen

DISSIPATION AND RINGING OF CRT
DEFLECTION COILS

D.W. Harberts

7 maart 2001

Promotors: prof. dr. ir. P.C.T. van der Laan
prof. dr. ir. A.J.A. Vandenput

DESIGN AND DEVELOPMENT OF A
HIGH-SPEED AXIAL-FLUX
PERMANENT-MAGNET MACHINE

F. Sahin

16 mei 2001

Promotors: prof. dr. ir. A.J.A. Vandenput
prof. dr. ir. J.C. Compter

Technische Universiteit Twente

Telecommunicatie

THE DESIGN OF LOW-COST ONE-CHIP TV
SYSTEMS

J.P.M. van Lammeren

15 september 2000

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

ARCHITECTURES FOR RF FREQUENCY
SYNTHESIZERS

C.S. Vaucher

30 augustus 2001

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

Digitale systemen en digitale schakelingen

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

N. Engin

29 september 2000

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

Meet- en regelsystemen

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

A.J.N. Breemen

18 mei 2001

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

BATTERY MANAGEMENT SYSTEMS -DESIGN
BY MODELLING

H.J. Bergveld

28 juni 2001

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

Halfgeleidertechnology

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

A.J. Nijdam

18 januari 2001

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

ON HIGH INJECTION MECHANISMS IN
SEMICONDUCTOR DEVICES UNDER ESD
CONDITIONS

G. Bosseli

6 april 2001

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

HOT-ELECTRON TRANSPORT IN THE
SPIN-VALVE TRANSISTOR

R. Vlutters

18 mei 2001

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

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

T.T. Veenstra

22 juni 2001

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

Overige onderwerpen

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

M.K. Bosma

20 oktober 2000

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

MICRO-MACHINED HIGH CAPACITY SILICON
LOAD CELLS

A.F. Zijlstra

27 oktober 2000

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

TE/TM BASED INTEGRATED OPTICAL
SENSING PLATFORMS

T.M. Koster

8 december 2000

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

MUSCLE, THE BIOLOGICAL ACTUATOR IN
FES-LENGTH DEPENDENT PROPERTIES

P. Mela

13 juni 2001

Promotor: prof. dr. M.C. Elwenspoek

"De echte AIO-dip heb ik nog niet gehad"

*Interview met ir. Marino de Block, Technische Universiteit Eindhoven
Door Huib Visser*



Marino de Block werd op 8 maart 1974 geboren te Hulst in Zeeuws Vlaanderen. Na het doorlopen van de HAVO volgde hij - afgeschrikt door de negatieve verhalen over de slechte aansluiting tussen HAVO en HTS - twee jaar de MTS, waarna hij alsnog de stap ondernam naar de HTS. Na het afronden van het eerste jaar HTS te Breda vervolgde hij zijn studie aan de Technische Universiteit Eindhoven, faculteit Elektrotechniek. In 2000 studeerde hij af in de vakgroep Elektromagnetisme met een afstudeerwerk dat beoordeeld werd met een negen. Sinds september van datzelfde jaar werkt Marino - in dezelfde vakgroep en in samenwerking

met Philips Research - aan zijn promotie op het onderwerp met de Engelse titel: "Optimisation of RF interconnect and passive devices", waarover later meer.

De elektromagnetisme is voor Marino als een soort van late roeping gekomen. Aanvankelijk lag zijn interesse op het gebied van de meet- en regeltechniek. Vrij laat in de studie besloot hij dat hij toe was aan iets anders. Omdat natuurkunde altijd zijn interesse heeft gehad, maar hij de voorkeur geeft aan toegepaste boven beschrijvende wetenschap, bleek elektromagnetisme een uitstekende invulling van dat "iets anders" te zijn.

Gevraagd naar de reden waarom hij begonnen is aan een vierjarig promotieonderzoek wordt geantwoord dat het voornamelijk is vanwege de uitdagingen. Allereerst is er de uitdaging van de grootte van het probleem. Die is omvangrijker dan bijvoorbeeld een afstudeeropdracht, waar doel, aanpak en tijdsindeling al bij begin bijna geheel zijn gedefinieerd. Dan is er de uitdaging om iets voor elkaar te krijgen wat je als moeilijk ervaart. En, zeker niet op de laatste plaats, is er de uitdaging een stuk gereedschap te maken waarop gewacht wordt.

Deze overweging brengt ons weer tot het onderwerp van het promotieonderzoek: "Optimisation of RF interconnect and passive devices". De vraag om dit kort en bondig in "lekentaal" te vertalen wordt aanvankelijk met een vragende blik beantwoord. Maar na een nadere specificatie, waarin wordt duidelijk gemaakt dat met leken niet-gespecialiseerde lezers van het Tijdschrift van het NERG bedoeld worden, verdwijnt het vraagteken van het gezicht en wordt het onderwerp toegelicht.

In geïntegreerde circuits (IC's) worden diverse passieve structuren, zoals spoelen condensatoren, weerstanden en transmissielijnen, toegepast. In de ont-

ir. M.W.F. de Block



werpfase van een IC worden deze passieve structuren gesimuleerd met elektromagnetische modellen. Het blijkt nu dat de simulatieresultaten op basis van de bestaande modellen in bepaalde gevallen niet goed overeenstemmen met de werkelijkheid. Daarom is men soms genooddaakt een hele reeks van structuren, bijvoorbeeld spoelen, te maken, vervolgens te bemeten en de beste te verheffen tot standaard, waardoor een parameter in het ontwerpproces wordt bevroren. Het onderzoek van Marino is gericht op de ontwikkeling van modellen waarmee de werkelijkheid beter gesimuleerd kan worden, teneinde passieve structuren reeds in de ontwerp-fase te optimaliseren, waarmee de verloren vrijheid in het ontwerpproces teruggewonnen wordt. Na het eerste jaar van zijn onderzoek, dat in het teken heeft gestaan van het literatuuronderzoek en de kennisvergaring, is Marino nu aanbeld bij de analyse van transmissielijnen. Om de werkelijkheid beter te benaderen, worden in het model dat hij ontwikkelt eindige geleiding en eindige dikte van de geleiders alsmede verliezen van de substraten in rekening gebracht.

De vraag of het promotiewerk hem bevalt wordt met een vol-

mondig ja beantwoord; Marino gaat nog elke dag met plezier naar het werk. Het werk is leuk, maar moeilijk. Soms is er het gevoel van vertwijfeling, het gevoel dat het niet opschiet en dat maakt dat hij zich afvraagt: "Ga ik het ooit voor elkaar krijgen?" Maar hij wist van tevoren, uit gesprekken met andere promovendi, dat deze gevoelens erbij horen. De gevreesde "AIO-dip", de motivatiecrisis waar elke promovendus ongeveer halverwege het promotietraject doorheen schijnt te moeten gaan, heeft hij nog niet gehad.

Hij prijst zich gelukkig met zijn begeleiders Anton Tijhuis van de TU/e en Guido Dolmans van Philips Research.

Volgens Marino zijn de begeleiders heel belangrijk, "Zonder hen zou het onmogelijk zijn in vier jaar te promoveren". Ook het feit dat hij ieder moment bij TU/e collega's Bas de Hon en Martijn van Beurden te rade kan gaan ervaart hij als een waardevol gegeven.

Dat hij wel eens 's avonds en in het weekend werkt vindt hij niet inherent aan het AIO-schap. "Elk beroep kent zijn drukke tijden en deadlines. De juiste balans vinden tussen werk en gezins-

leven is niet een specifiek probleem voor AIO's".

De mooie kant van het promoveren, hoewel in het begin wel overweldigend, is de grote vrijheid; het zelf kunnen kiezen van de richting. Dit betekent dat het na het promoveren wel eens moeilijk zou kunnen zijn om te werken in een bedrijf met een strak regiem. Voor wat betreft de toekomst na de promotie denkt Marino aan of verder gaan in het vakgebied of iets totaal anders. Bij dat iets totaal anders moet dan niet gedacht worden aan het runnen van een camping in Zuid Frankrijk, maar aan bijvoorbeeld een eigen bedrijf, niet noodzakelijkerwijs opererend in het EM vakgebied. Alle mogelijkheden worden echter opgehouden.

Maar voor het zover is heeft Marino nog een kleine drie jaar voor de boeg welke in het teken staan van het ontwikkelen van modellen welke beter overeenstemmen met hetgeen gemeten wordt. Hij voelt zich daarbij gesterkt door de wetenschap dat zijn modellen ook daadwerkelijk toegepast gaan worden.



Theorie

Zoals Marx al eerder verklaarde
Alles is materie op aarde
En Maxwell's theori-verhaal?
Elektro-technisch materiaal!

WALTER SCHONGS
WERKGROEP GESCHIEDENIS DER ELEKTROTECHNIEK TUD

"Design of Antenna-Diversity Transceivers for Wireless Consumer Products"

*Interview met dr. ir. Lukas Leyten
Door Dion Kant*



Lukas Leyten is gepromoveerd aan de TU Eindhoven tijdens zijn werk bij Philips Research.

"Ik denk dat mijn interesse voor techniek vooral door mijn opvoeding is ontstaan. Mijn vader is elektrotechnisch ingenieur en veel van mijn speelgoed was technisch, zoals Meccano, Lego en Fischer Technik. Het leukst vond ik het om te knutselen. Op het VWO heb ik getwijfeld tussen een opleiding voor chirurg of voor ingenieur. Ik had het idee dat je bij beide opleidingen veel met je handen bezig was. Uiteindelijk heb ik voor elektrotechniek gekozen omdat ik elektronika leuk vond. Ik bouwde kleine schakelingen, waarbij ik gewoon karton als printplaat gebruikte. Hierin prikte ik gaatjes en stak daar de componenten door.

Het eerste jaar elektrotechniek viel dus enorm tegen. In plaats van te solderen was de opleiding erg theoretisch. In het begin ging mijn interesse vooral uit naar de grote computer van het Rekencentrum (een Burroughs). In de eerste inhaalweek moest ik dan ook veel vakken overdoen. Hierna besloot ik om toch serieuzer te studeren, het hobbyen deed ik thuis. Tot mijn eigen verbazing ging mijn interesse steeds meer uit naar de theoretische kant van de elektro-

techniek. In 1989 studeerde ik af op de analyse van elektromagnetische absorbers m.b.v. een eindige elementen methode.

Hierna besloot ik om de tweede fase te gaan doen. Ik had daarvoor meerdere redenen: ik had mijn studie nominaal gedaan en was pas 22 jaar, ik had vrijstelling van dienstplicht wegens broederdienst, ik was nog niet uitgestudeerd en, ten slotte, wilde ik onderzoeker worden en daarvoor waren mensen met alleen een eerste fase niet in trek omdat er nog veel 'oude-stijl' studenten waren en de eerste fase nog niet lang bestond. Tijdens mijn tweede fase, Informatie en Communicatietechniek, vulde ik mijn theoretische kennis aan met vakken als Toegepaste Analyse, Functietheorie en Netwerk Analyse en Synthese. De ontwerpopdracht ging over golfvoortplanting tussen een grondstation en een satelliet. Door dit onderwerp kreeg ik interesse voor de radiocommunicatie. Na mijn tweede fase ging ik met dit onderwerp door bij Philips Research in 1991.

Mijn onderzoek bij Philips Research was gericht op de volgende onderwerpen:

- Hoogfrequent ontwerp, karakterisering en modellering van actieve en

passieve schakelingen (tot 26 GHz).

- Simulatie en ontwerp van passieve structuren (spoelen, resonatoren, antennes etc.) met zeer weinig verliezen (hoge kwaliteitsfactor).
- Simulatie, karakterisering en modellering van het radiokanaal.
- Optimalisatie van communicatiesystemen (GSM, DECT, Bluetooth, etc.) d.m.v. meerdere antennes.

Tijdens mijn werk heb ik altijd met veel plezier samengewerkt met de vakgroep Elektromagnetisme en de vakgroep Telecommunicatie van de Technische Universiteit Eindhoven. Het idee om te gaan promoveren onstond toen ik samenwerkte met Guido Dolmans. Guido was een promovendus bij prof. Anton Tijhuis. In 1998 ging ik met mijn onderzoeksresultaten naar prof. Gert Brussaard. Hij vond het werk een voldoende basis om te promoveren. Matti Herben werd mijn copromotor. Ik mocht van Philips een deel van mijn werktijd besteden aan de promotie. Maar het viel niet mee om naast het werk tijd vrij te maken. Het duurde dan ook tot 2001 voordat het proefschrift af was. Het meeste werk zat in de (theoretische) onderbouwing van mijn werk. Om de complexiteit van het onderzoek te reduceren en

om voldoende snel tot resultaat te komen had ik een pragmatische en praktische aanpak gevolgd. In de discussie met mijn promotoren werd ik gedwongen deze aanpak te onderbouwen. Dit heeft me veel inzicht opgeleverd plus een aantal nieuwe onderzoeksresultaten.

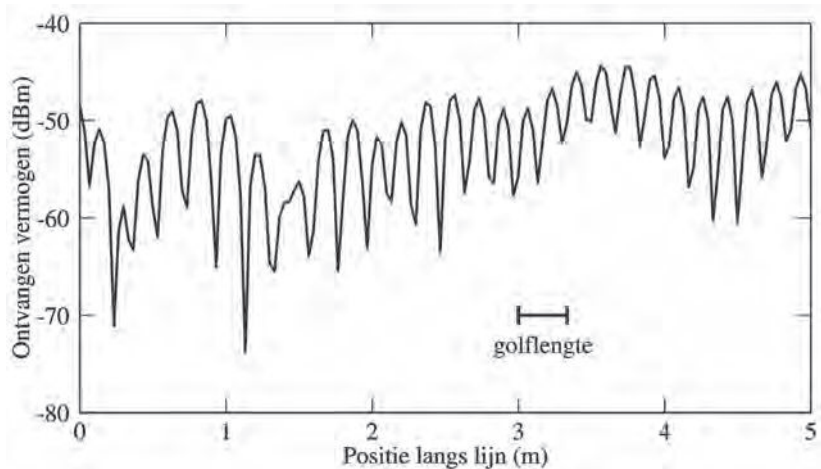
Het moeilijkste van het promoveren vond ik het inleveren van mijn proefschrift bij de drukker. Ik realiseerde me dat hiermee mijn werk definitief werd en dat eventuele blunders in grote kring verspreid zouden worden. De verdediging had ik goed voorbereid en het uur was eigenlijk snel om. Ik kan me herinneren dat ik intens geconcentreerd was en dat ik op een aantal momenten gewoon vergat dat ik voor een zaal met publiek stond.

Ik wil hier nogmaals vermelden dat mijn promotiewerk niet tot stand zou zijn gekomen zonder de hulp en bijdragen van mijn collega's, studenten en de promotiecommissie.

Het proefschrift beschrijft een procedure voor het ontwerpen van antenna-diversity transceivers voor draadloze consumentenproducten.

Antenne-diversity implementaties bestaan uit twee of meer antennes en een schakeling om de signalen van de antennes optimaal te combineren. De kwaliteit van een antenne-diversity transceiver is beter dan een standaard transceiver met een enkele antenne. Deze verbetering kan niet gemakkelijk en niet goedkoop met andere technieken behaald worden.

Antenne-diversity is daarom een belangrijk principe, dat veel toegepast kan worden in draadloze consumentenproducten, zoals



Figuur 1: Ontvangen vermogen als functie van de positie langs een lijn in een kamer. Het staande golf patroon is duidelijk herkenbaar.

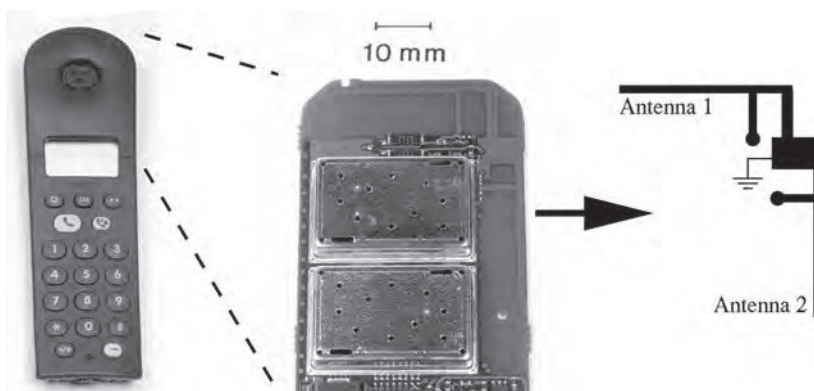
mobiele telefoons en draadloze netwerken. Het principe van antenne-diversity is relatief eenvoudig. Het signaal van een basisstation wordt meestal in meerdere richtingen uitgezonden. Dit gebeurt om in, bijvoorbeeld, een huis overal goede ontvangst te hebben. Het signaal wordt echter door objecten, zoals muren, kasten en mensen, gereflecteerd. De reflecties komen ook aan bij de ontvanger. Deze ontvanger, bijvoorbeeld een draadloze telefoon, ontvangt dus niet alleen het gewenste signaal maar ook een aantal reflecties van dit signaal.

Als je het ontvangen signaal in een vlak in een kamer tekent dan zie je een staande golf patroon, zie figuur 1. Er zijn plaatsen waar het signaal zwak is omdat de signalen destructief interfereren en plaatsen waar het signaal sterk is omdat de signalen constructief interfereren. Als twee signalen destructief interfereren dan hebben ze een faseverschil van een geheel veelvoud van 180 graden. Dit faseverschil wordt door looptijd-verschillen tussen de verschillende signalen veroorzaakt.

Als je nu twee antennes op een ontvanger zet, dan is er een grote kans dat als de ene antenne door interferentie weinig ontvangt de ander juist een sterk genoeg signaal ontvangt. Hierdoor wordt de verbinding beter.

In 1999 introduceert Philips een DECT telefoon, de Kala, waarin twee antennes zitten, zie figuur 2. De verbeteringen ten opzichte van een eerder product met maar één antenne, de Onis, is bepaald door met de twee soorten telefoons hetzelfde traject in een kantoorgebouw af te leggen. Het resultaat is: het bereik is vergroot van 40 naar 50 meter (30% verbetering), de tijd dat het signaal wegvalt is gereduceerd van 2.2% van de totale spreektijd tot 0.25% (90% verbetering) en de hoorbare clicks zijn gereduceerd van 4 naar 0.

Antenne-diversity is een bekend principe. In het proefschrift wordt veel aandacht besteed aan een implementatie voor een draagbaar consumentenproduct. Het gaat niet om de meest ideale diversity implementatie maar om een implementatie die optimaal is met betrekking tot de complexiteit van de totale schakeling, het vermogensgebruik,



Figuur 2: De Philips Kala met een uitvergroting van het binnenwerk en een tekening van de twee antennes.

de grootte, de kosten en andere relevante aspecten. Hiervoor is een simulatieprogramma geselecteerd en een meetopstelling samengesteld. Het simulatieprogramma is gebaseerd op de Finite

Difference Time Domain (FDTD) methode. Met de meetopstelling wordt de frequentieresponsie van het radiokanaal met inbegrip van de antenne karakteristieken verkregen.

Figuur 3: De meetopstelling in gebruik, een prototype van een diversity ontvanger wordt geevalueerd.



Bovendien kunnen antenne-diversity transceivers opgenomen worden in de meetopstelling om de kwaliteit te beoordelen en ze op een quantitative manier met elkaar te vergelijken, zie figuur 3.

Met de beschreven procedure is een antenne-diversity transceiver ontworpen volgens de laatste stand der techniek voor implementatie in een draagbaar consumentenproduct.

Vooraf door het gebruik van geavanceerde simulatiemethoden en door het bouwen van de meetopstelling heb ik veel geleerd. Een van mijn stellingen is op die ervaring gebaseerd:

'Het zijn vaak de kleinste details van complexe meet-opstellingen of software die het uiteindelijke resultaat het meest beïnvloeden'.

Een andere stelling is gebaseerd op het feit dat er steeds meer belang wordt gehecht aan resultaten, die door computers zijn gegenereerd, dan aan resultaten, die verkregen zijn door metingen:

'Virtual reality en werkelijkheid worden omgedraaid; men gelooft steeds meer in computer-modellen.'

Ik ben Philips Research dankbaar dat ik op diverse manieren ondersteuning heb gekregen voor het schrijven van het proefschrift. Met dit proefschrift sluit ik voor mezelf het onderwerp 'antennes en propagatie' af."



Conferenties en symposia



*Electronics - Telecom & Applications
Laboratory Physics Department
University of Ioannina*

Biological Effects of Electromagnetic Fields

2nd International workshop
7 - 11 October 2002, Rhodes, Greece



*Institute of Informatics &
Telecommunication NCSR
"Demokritos"*

CALL FOR PAPERS

You are invited to submit papers or posters for the 2nd Workshop on Biological Effects of EMFs, to be held in Rhodes, Greece. Potential topics include, but are not limited to, the technical subject categories listed below:

Workshop topics

Sources of Fields and Radiation
Fields and Radiation Management
Risk Assessment and Management
Regulatory Policy
Electromagnetic compatibility
Antennas in matter
Microwave-induced Hearing Sensations
Laboratory Investigations
Biological Effects and Health Implications
Absorption Mechanisms
Dosimetry and Health Safety Standards
Modeling Human Body for Irradiation Studies
Exposure measurement & instrumentation
Biophysical Chemical Basis of EMFs Interaction
Coherent Phonons and Excitons in Biological Systems
Transductive Coupling

Effects of EMFs on the Central Nervous System
Behavior Sensitivity to EMFs
Pathophysiologic Aspects of EMFs
Neuroendocrine Effects/Stress
Immune Response to EMFs
Exposure and Cancer
Occupational, Environmental, Public & Clinical Exposure
Therapeutic and Clinical Applications of Radiation
Epidemiological Studies
Medical applications

Authors

Authors wishing to present papers or poster should submit by e-mail a half page abstract, including the title of the paper, full name, address, fax, telephone and electronic mail, before April 15th 2002 to:
Email: conf2002@im.ariadne-t.gr
For more details please visit our web:
<http://imm.ariadne-t.gr/bioeffects>
http://www.uoi.gr/conf_sem/bioeffects

Program Chair:

P. Kostarakis, Greece

Co-chair:

A. Drigas, Greece

International Advisory Committee Chair:

A. Liboff, USA

Co-chairs:

W. Chang, Taiwan
B. Siskin, USA

Members:

J. L. Bardasano, Spain
B. Bianco, Italy
C. Capsalis, Greece
C.K. Chou, USA
G. D' Ambrosio, Italy
G. D' Inzeo, Italy
R. Glaser, Germany
E.B. Joffe, Israel
J. Juutilainen, Finland
L. Kheifets, Switzerland
J. Male, U.K.
C. McCaig, Scotland
B. Persson, Sweden
M.H. Repacholi, Switzerland
A. Sheppard, USA
E.G. Sideris, Greece
P. Vecchia, Italy

Technical Committee:**Chair:**

S. Ueno, Japan

Co-chairs:

T. Kalkan, Turkey

Y. Touitou, France

Members:

A. Alexandridis, Greece

N. Alexandropoulos, Greece

Ph. Chadwick, U.K

K. Dangakis, Greece

J. Eberhardt, Sweden

N. Kuster, Switzerland

I. Lagroye, France

D. Leszczynski, Finland

M.S. Markov, USA

M.Z. Netzer, Israel

N. Ptitsyna, Russia

E. van Rongen, The Netherlands

H. Terio, Sweden

A. Vander Vorst, Belgium

J. Vrettaros, Greece

Th. Xenos, Greece

Organizing Committee:

K. Apostolou, Greece

C. Angelis, Greece

V. Christofilakis, Greece

D. Kouremenos, Greece

D. Papadimitriou, Greece

Sponsored by:

**XXVIIth GENERAL ASSEMBLY**

17-24 August 2002,

Maastricht Exhibition and Congress Centre, The Netherlands

**Invitation and Second Call for Papers**

Every three years the International Union of Radio Science URSI brings together all radio scientists in the world for the General Assembly, where the developments in radio science and radio engineering as well as the roadmap to the future are discussed. Latest scientific results are presented in 10 parallel symposium sessions including general lectures, tutorial lectures, invited papers and contributed papers, both in oral and in poster presentations. Coordination of research activities for the next three years is discussed in the open business sessions of the 10 Commissions responsible for various work areas.

The year 2002 will bring the General Assembly of URSI back to The Netherlands after more than half a century. The Local Organising Committee takes great pleasure in inviting you to attend this General Assembly, which will take place in Maastricht in the Maastricht Exhibition & Congress Centre (MECC), August 17 - 24, 2002. An industrial exhibition will be held August 20 - 22, 2002 on the conference premises.

All detailed information on the 2002 General Assembly of URSI including the full programme of sessions and information on the *Young Scientists Program* for sponsored attendance is made

available through the conference website, i.e.

<http://www.URSI-GA2002.nl>

Abstracts of contributed papers can be submitted through web forms that can be accessed through this website. The deadline for abstract submission is *January 15, 2002*. Proceedings with 4-page conference papers of all sessions will be made available to all participants on CD-ROM.

We sincerely hope that the many members of the radio science community will get together in the summer of 2002 and enjoy the inspiration of interaction

with colleagues from all over the world and of the setting provided by the historic city of Maastricht.

Please feel free to contact the URSI GA 2002 Management Office for any questions you may have that are not answered by our website.

URSI 2002 Management Office /
Dr.ir. Leon P. J. Kamp
Department of Applied Physics,
Eindhoven University of Technology,
PO Box 513
NL-5600 MB Eindhoven
The Netherlands
Tel: +31 40 2474292;
Fax: + 31 40 2445253;
E-mail: URSI2002@tue.nl



Ledenmutaties NERG



Nieuwe leden:

Gouder de Beauregard,
E.V.A.Acaciastraat 6,
6163 MG GELEEN
Groot, Ing. F. de
Houttuinen 2,
2611 AH DELFT
Janssen, Y.E.M
Acaciastraat 6,
6163 MG GELEEN
Schiltmans, Ing. R.P.A.
Garnstr. 87,
D-47918 TOENISVORST,
Germany
Tan, ir. G.H.
De Drift 108,
7908 NP HOOGEVEEN
Zevenberg, Ing. R.W.
Glenn Millerweg 106,
1311 RW ALMERE

Nieuwe adressen:

Dijk, ir. J.H.
Hendrik Werkmanstraat 7,
1328 AP ALMERE
Engelen, T.H. van
Leliestraat 42c,
8012 BC ZWOLLE
Frensch, ir. A.J.
Thomas Moredreef 9,
5645 KE EINDHOVEN
Heuvel, ir. E.T.A.L. van den
Valkenkamp 609,
3607 MN MAARSEN
Kaper N.C.E., K.
P.O. Box 581,
BEISEKER ALBERTA,
Canada Tomogo
Leferink, ir. F.B.J.
Pastoor Rudingpad 10,
7587 AP DE LUTTE

Louwsma, S.M.
Matemweg 2-102,
7522 LG ENSCHEDE
Perry, dr. M.A.
Vliedbergstraat 79,
4471 CE WOLPHAARTSDIJK
Plaats, ir. J.C. van der
Buitenweg 126,
3602 PV MAARSEN
Roks, dr.ir. E.
Annie Romeinplein 17,
5122 BT RIJEN
Slokker, drs.ir. R.
Zr. J.H.D. Vermeulenstraat 9,
3774 JW KOOTWIJKERBROEK
Sluijs, ir. F.J.
Hegdambroek 2212,
6546 WG NIJMEGEN
Verkooijen, ir. C.J.
Fuut 6,
1261 RM BLARICUM
Woude, W. van der
Belgenhoek 9,
5985 NJ GRASHOEK

In Memoriam ir. L.R.M. Vos de Wael



Onlangs vernamen we dat ons erelid Louis Vos de Wael op 17 juli 2001 is overleden. We willen hem in dankbaarheid gedenken door zijn verdiensten voor het NERG nog eens in gedachten te nemen, tegen de achtergrond van de historie van de Examencommissie en de rol die Louis daarbij heeft vervuld.

Eén van de doelstellingen van het NERG is thans geformuleerd als de verbreiding en toepassing van de kennis op het gebied van de elektronica, signaalbewerking, communicatie- en informatietechnologie. Bij de oprichting werd dit gebied gewoonweg aangeduid als radio, later als elektronica en radio. De verbreiding en toepassing van deze kennis bleven niet tot het wetenschappelijk niveau beperkt, want het Nederlands Radio Genootschap richtte zich in de jaren twintig ook op de kwalificatie van radiomonteurs en -technici, door examens in te stellen van goed niveau en die als richtpunt dienden voor de toen slechts in beperkte mate bestaande particuliere opleidingsinstituten en bedrijfsscholen. Tot ruim in de jaren zeventig hield het onderwijs van de overheid zich op enkele uitzonderingen na vrijwel geheel afzijdig van het onderwijs op elektronica- en radiogebied voor deze belangrijke groep vakgenoten.

De examens werden tweemaal per jaar afgenomen. Ze hadden een schriftelijk deel waaraan telkens vele honderden kandidaten deelnamen. Het percentage geslaagden daarvan was zeer laag, met als gevolg dat voor het mondeling en praktisch deel veel minder kandidaten in aanmerking kwamen. De gediplomeerden werden zeer gewaardeerd door werkgevers in het bedrijfsleven en de overheid.

De uitvoering van de examens werd opgedragen aan een Examencommissie van drie leden. Uit de hier beschikbare archiefstukken blijkt dat ir. L.R.M. Vos de Wael vanaf 1963 tot 1975 wordt vermeld als secretarispenningsmeester van deze commissie. Aannemelijk is dat hij die functie al sinds de jaren vijftig heeft vervuld. Hij heeft de grote bloeitijd van de examens meegeemaakt, met ir. P.H. Boukema als voorzitter tot 1969 en ondergetekende daarna. Zijn belangrijkste taak was de organisatie van de examens, daarin bijgestaan door een zeer goede administrateur in deeltijd. Een voortdurende zorg daarbij was, om de nodige vrijwilligers te vinden die bereid waren om op te treden als redacteurs voor examenopgaven, correctoren voor examenwerk en examinatoren voor de mondelinge en praktische examenvakken.

Louis Vos de Wael toonde zich een nauwgezette en onkreukbare bewaker van de kwaliteit van de diploma's door strikte toepassing van de exameneisen en reglementen en verificatie van de geadministreerde resultaten. Hij zette zijn handtekening slechts als hij volkomen zeker van de zaak was. Zijn oordeel hield ons op de rechte weg als we bijwijze van uitzondering op grond van bijzondere omstandigheden geneigd waren om wat door de vingers te zien.

Louis Vos de Wael heeft ook als secretaris deelgenomen aan de inhoudelijke vernieuwing van exameneisen en reglementen. Zijn inbreng was vooral gebaseerd op zijn ruime ervaring, daarbij de vernieuwers een spiegel voorhoudend van wat de gevolgen van hun ideeën zouden kunnen zijn, zowel in gunstige als ongunstige zin voor opleiders, kandidaten en examinatoren.

Op 13 april 1978 werd ir. L.R.M. Vos de Wael op grond van zijn belangrijke verdiensten voor de Examencommissie benoemd tot erelid van het NERG.

Wij herdenken hem in dankbaarheid.

Prof. Ir. J.H. Geels