

## Tijdschrift van het NERG

Correspondentie-adres: postbus 39, 2260 AA Leidschendam. Internet: [www.nerg.nl](http://www.nerg.nl), [secretariaat@nerg.nl](mailto: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. N.H.G. Baken, voorzitter  
prof.dr.ir. P. Regtien,  
vice-voorzitter  
ir. E. Bottelier, secretaris  
ir. J.G. van Hezewijk, penningmeester  
ir. H.J. Visser, tijdschrift-manager  
ir. B. Dunnebieer,  
programma-manager  
ir. R.J. Kopmeiners, web-beheer  
ir. F. Speelman,  
onderwijs-commissaris  
vacature, ledenwervings-manager

### LIDMAATSCHAP

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

De jaarlijkse contributie bedraagt voor gewone leden € 43,- en voor studentleden € 21,50. Bij automatische incasso wordt € 2,- korting verleend. Gevorderde studenten aan een

universiteit of hogeschool komen in aanmerking voor het studentlidmaatschap. In bepaalde gevallen kunnen ook andere leden, na overleg met de penningmeester voor een gereduceerde contributie in aanmerking komen.

### HET TIJDSCHRIFT

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

Voor toestemming tot overnemen van (delen van) artikelen dient men zich te wenden tot de tijdschriftcommissie. Alle rechten berusten bij de auteur tenzij anders vermeld.

### TIJDSCHRIFTCOMMISSIE

ir. H.J. Visser, voorzitter.  
TNO, Postbus 6235,  
5600 HE Eindhoven,  
E-mail: [Visser@ieee.org](mailto:Visser@ieee.org)  
ir. M. Arts, hoofdredacteur.  
ASTRON, Dwingeloo  
E-mail: [Arts@astron.nl](mailto:Arts@astron.nl)  
ir. G.W. Kant, redactielid.  
ASTRON, Dwingeloo,  
E-mail: [kant@astron.nl](mailto:kant@astron.nl)  
ir. W.C. de Waard, redactielid.  
TNO, Postbus 5050,  
2600 GB Delft,  
E-mail: [william.dewaard@tno.nl](mailto:william.dewaard@tno.nl)



## INHOUD

Van de redactie . . . . .	2
In memoriam C.A. Muller . . . . .	3
<i>Hugo van Woerden, Arie C. Hin, Ernst Raimond, Boudewijn A.P. Schipper.</i>	
Het LOFAR Concept, op weg naar een nieuwe generatie radio telescopen. . . . .	4
<i>Jaap D. Bregman</i>	
Bulk acoustic wave filters. . . . .	14
<i>H.P. Loebel, C. Metzmacher, R.F. Milsom, P.Lok, A. Tuinhout</i>	
Een andere kijk op magnetisch gekoppelde spoelen . . . . .	24
<i>ir. P. van der Wurff</i>	



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

Advertenties: Henk Visscher  
tel: (0575) 542380  
E-mail: [henk.v@wx.nl](mailto:henk.v@wx.nl)  
ISSN 03743853

# Van de redactie

Michel Arts

*E-mail: arts@astron.nl*



Voor U ligt het eerste nummer van het tijdschrift van het jaar 2005. Dit is tevens het eerste nummer dat onder mijn verantwoordelijkheid als hoofdredacteur wordt uitgebracht. Zoals U in het vorige nummer heeft kunnen lezen is Bart Smolders afgetreden als bestuurslid en lid van de tijdschriftcommissie. Huib Visser heeft de plaats van Bart ingenomen in het bestuur en is nu dus tijdschriftmanager.

Voor degenen die mij niet kennen. Mijn naam is Michel Arts en ik zit sinds ongeveer anderhalf jaar in de tijdschriftcommissie. In het dagelijks leven werk ik bij ASTRON in Dwingeloo als antenne ontwerper.

Helaas is het de laatste jaren niet meer altijd mogelijk om een nummer van het tijdschrift te wijden aan één themabijeenkomst. Dit nummer is daar een voorbeeld van. Het begint met een In Memoriam van prof. Muller. Hij was samen met prof. Oort uit Leiden één van de grondleggers van de radiotelescopen in Dwingeloo en Westerbork. Het eerste artikel blijft nog bij de radioastronomie. Het is de bijdrage van Jaap Bregman (winnaar van de Vederprijs 2004) naar aanleiding van de LOFAR themabijeenkomst van 16 december 2003. Hij beschrijft de systeemaspecten die ten grondslag liggen aan het ontwerp van de LOFAR

radiotelescoop. De volgende bijdrage gaat over een heel ander onderwerp. Het is de bijdrage van Peter LoebI naar aanleiding van de themabijeenkomst "BAW/MEMS/Ferrite Technologies for RF Applications" van 24 november 2004. In dit artikel worden de werking, fabricage en toepassingen van bulk acoustic wave filters beschreven. Dit type filter wordt ao. gebruikt in mobiele communicatiesystemen.

De laatste bijdrage is van Peter van der Wurff en beschrijft een alternatieve manier om naar gekoppelde spoelen te kijken.



# In memoriam C.A. Muller

Hugo van Woerden, Arie C. Hin,  
Ernst Raimond, Boudewijn A.P. Schipper.



Op 8 augustus 2004 overleed Prof. ir C.A. Muller, één van de pioniers van de Nederlandse radio-sterrenkunde. Lex Muller, geboren in 1923, speelde in de jaren '50-'70 een sleutelrol bij het onderzoek van waterstofgas in het Melkwegstelsel met de radiotelescopen in Kootwijk en Dwingeloo, waarmee Nederland wereldfaam verwierf.

De door waterstofatomen uitgezonden spectrale lijn op 21 cm golflengte, voorspeld door Henk van de Hulst in 1944, maakte het mogelijk de structuur van de melkweg in kaart te brengen. De sterren in het stelsel zijn grotendeels onzichtbaar vanwege de aanwezigheid van dichte stofwolken. Muller trad in dienst bij de Stichting Radiostraling van Zon en Melkweg in september 1950. Gebruikmakend van een 7,5 m Würzburg radarspiegel uit de oorlog, overgebracht naar Kootwijk, slaagde hij erin de 21 cm waterstoflijn te meten in mei 1951, zes weken na de eerste detectie door Ewen en Purcell te Harvard. Samen met Van de Hulst, Oort en enkele studenten (waaronder Gart Westerhout en Maarten Schmidt), wist Muller de rotatie van de Melkweg rond het centrum te meten en bracht de waterstofwolken in kaart, hierbij aantonend dat onze Melkweg een spiraalstructuur bezit, vergelijkbaar met vele andere melkwegstelsels (Proc. IEEE vol. 92 page 1006). Na 1956 maakte de nieuwe 25-meter radiotelescoop



Fig. 1. Prof. Ir. C.A. Muller (1923-2004).

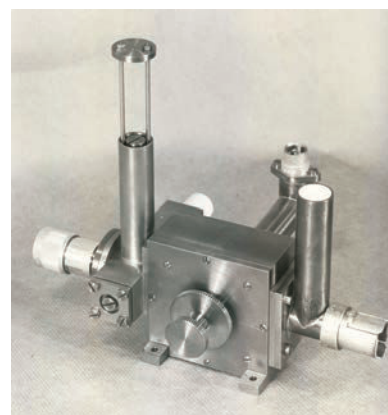
te Dwingeloo studies van de waterstofverdeling in de Andromedanevel mogelijk, en van radiostraling op verschillende golflengtes uitgezonden door hete gassen rond jonge sterren en door electronen op bijna-lichtsnelheid. Deze successen waren voor een groot deel te danken aan de excellente kwaliteit van de gebruikte ontvangers. Liever dan zich in te laten met experimentele technieken, wist Muller uitstekende stabiliteit en betrouwbaarheid te bereiken met beproefde technieken en verantwoorde ontwerpmethodes. Muller was eveneens de ontwerper van de eerste serie ontvangers voor de nieuwe apertuur-synthese telescoop te Westerbork. De grote gevoeligheid en stabiliteit van de ontvangers, gecombineerd met het oplossend vermogen van de telescoop, hadden tot gevolg dat Nederland een leidende rol kon spelen

bij studies van ver weg gelegen melkwegstelsels.

In 1960 werd Muller benoemd tot part-time hoogleraar aan de Universiteit Leiden. In 1971 verliet Muller de radioastronomie om hoogleraar te worden in de microgolftchniek aan de Technische Hogeschool Twente. Behalve als leider van de Sterrenwacht Dwingeloo van 1956 tot 1971, was hij een algemeen erkend expert op het gebied van microgolf apparatuur en ontvangers in gebruik te Kootwijk, Dwingeloo en Westerbork. Muller heeft veel bijgedragen aan de succesvolle carrière van vele jonge astronomen en ook aan de uitstekende faciliteiten en reputatie van de Nederlandse sterrenkunde tot op de dag van vandaag.

Achtergrondinformatie: Jubileumboek van de NVWS, "Evolutie in Weer- en Sterrenkunde".

Fig. 2. De in 1963 geïnstalleerde parametrische versterker.



# Het LOFAR Concept,

## op weg naar een nieuwe generatie radio telescopen

Jaap D. Bregman  
bregman@astron.nl

---



### NERG Themabijeenkomst 16 december 2003

#### Abstract

De Low Frequency Array (LOFAR) is de Digitale Software Radio Telescoop in aanbouw in het noordelijk deel van Nederland, waarmee de eerste reguliere waarnemingen in 2006 gepland zijn. We laten zien hoe een schaalbare architectuur geïmplementeerd met nieuwe technologie in staat is de gevoeligheidsgrens voor waarnemingen tussen 10 en 240 MHz een orde grootte te verleggen binnen een budget dat gebruikelijk is voor astronomische waarnemingsfaciliteiten. Met zijn effectieve oppervlak van een miljoen vierkante meter op de laagste frequentie kan LOFAR niet alleen qua gebruikte technologie, maar ook qua afmeting beschouwd worden als voorloper voor de Square Kilometer Array (SKA). Voortbouwend op het phased array concept wordt in Europees kader samengewerkt aan het verhogen van het frequentiebereik voor de antennestations. ASTRON heeft daarbij de leiding in het EMBRACE project dat in 2008 een prototype station in phased array technologie toevoegt aan de Westerbork Synthese Radio Telescoop (WSRT) voor waarnemingen tot boven 1.4 GHz.

#### Introductie

LOFAR en SKA zijn apertuur synthese radio telescopen waarvoor de basis afbeeldingsvergelijking reeds in de 19<sup>de</sup> eeuw door Kirchhof werd opgesteld. Verdere uitwerking door Zernike en de Cittert in het begin van de 20<sup>ste</sup> eeuw beschrijft deze vergelijking als een driedimensionale fouriertransformatie tussen de spatiotemporele covariantie functie van de elektromagnetisch veldsterkte in een apertuur en de helderheidsverdeling als functie van hoek en frequenties van de verzameling incoherente stralers op grote afstand van die apertuur. Voor een stationaire intensiteitsverdeling is geen instantane meting van de complete veldsterkteverdeling over de apertuur nodig maar kan

volstaan worden met het sequentieel bepalen van de covariantie als functie van de temporele en twee spatiale argumenten. Dit principe werd voor het eerst door Ryle gedemonstreerd in Cambridge met twee telescopen waarbij de rotatie van de aarde gebruikt werd om voor een gegeven afstand tussen de twee telescopen de verschillende richtingen van de basislijn vector op de hemel te verkrijgen.

ASTRON heeft met de WSRT de eerste grootschalige implementatie gerealiseerd die in 1970 operationeel werd met twaalf telescopen en een correlator in analoge elektronische technologie die over 4 MHz bandbreedte integreerde. In 1976 werd de array uitgebreid met een digitale spatio-temporele correlator en twee extra telescopen waarmee een maximale basislijn van 3 km verkregen werd. Hiermee werd de radio-astronomische wetenschap gedomineerd tot 1980 toen de Amerikaanse VLA operationeel werd met 27 telescopen eveneens met 25 m diameter maar een basislijn van maximaal ca. 30 km. Door toepassing van gekoelde ontvangers werd de gevoeligheid een factor vier groter. In 1990 kwam de GMRT in India gereed met 30 antennes van 45 m diameter en een langste basislijn van 30 km. Een tiental antennes is in het centrale deel geplaatst waardoor hoge helderheidsgevoeligheid is te bereiken. Helaas zijn er geen gekoelde ontvangers gebruikt maar door het grote ontvangend oppervlak wordt voor de frequenties lager dan 1.4 GHz toch een grotere gevoeligheid verkregen dan met de VLA.

Na de upgrade met gekoelde ultra lage ruis ontvangers en een digitale correlator met zeer hoge spectrale resolutie is de WSRT sedert 2000 opnieuw het leidende instrument voor spectrale helderheidsgevoeligheid voor de neutrale waterstoflijn op 1.4 GHz. Ook bij de VLA is recentelijk een upgrade begonnen waarmee tot na 2010 competitief astronomisch onderzoek gedaan kan worden. Voor de

periode daarna zijn instrumenten nodig die meer dan een orde groter gevoeliger zijn. Met een Square Kilometer Array en basislijnen tot orde 1000 km zijn alle objecten in ons eigen melkwegstelsel te zien en alle andere melkwegstelsels tot aan de rand van het "zichtbare" heelal.

We zullen in dit artikel het streven naar steeds betere gevoeligheid plaatsen in het licht van de beperkingen die de hemel zelf daaraan stelt en welke technologie daarop een passend antwoord heeft. Er zal ingegaan worden op het ontwikkelingspad naar de SKA en welke technologieën waar worden gedemonstreerd. Vervolgens zal een compact overzicht gegeven worden van het baanbrekende astronomische onderzoek dat met LOFAR gedaan kan worden. Hierbij moet gerealiseerd worden dat LOFAR in feite een technologie demonstrator is van laagfrequent antenne en digitale ontvanger technologie en van geavanceerde signaal en calibratie processing als voorloper van SKA. In de sectie over LOFAR zal na de basis specificatie ingegaan worden op de sleutel technologieën, de open ontwerp aanpak, de systeem architectuur, het systeem ontwerpen en de strategie voor storingsonderdrukking. We eindigen met enige resultaten van het Initial Test Station en tenslotte de conclusies.

## Hoe realiseren we gevoeligheid?

Om de randen van ons heelal te verkennen kijken we naar straling die van steeds verder weg tot ons komt. Dit betekent dat die straling ook langer onderweg is geweest en ons in feite vertelt hoe het er uitzag toen die straling lang geleden gegenereerd werd. Door de grote afstand neemt de signaalsterkte af en worden de objecten in hoekmaat gemeten ook steeds kleiner. Dit betekent dat een telescoop in twee opzichten groter moet worden. Enerzijds in effectief opvangend oppervlak  $A_e$  om voldoende energie naar de detector te brengen, anderzijds in effectieve diameter  $D$  om het scheidend vermogen in hoekmaat te vergroten.

In een synthese radiotelescoop worden de ontvangen signalen eerst versterkt vervolgens gedigitaliseerd en tenslotte gekruiscorreleerd en geïntegreerd. Helaas voegen de versterkers extra ruisvermogen aan het signaal toe. Aangezien het ruis signaal van de verschillende versterkers ongecorrleerd is geeft ze geen systematische bijdrage aan de genormaliseerde covariantie functie. De ruis fluctuatie in de correlatie coëfficiënten is gelijk aan

de wortel van het inverse aantal samples dat in de integratie gebruikt is. Om deze gevoeligheids beperkende ruis uit te drukken in vermogens-eenheden die relateren aan het opvangen vermogen van de telescoop en dus aan de sterkte van de objecten, vermenigvuldigen we de correlatie coëfficiënten met het totale vermogen dat het telescopon paar van een interferometer heeft afgegeven. Dit vermogen drukken we uit in equivalente ruistemperatuur aan de ingang van de antenne. De systeem temperatuur  $T_s$  bevat dus naast de bijdrage van de eerste versterker ook de bijdrage van de hemel zelf, van straling van atmosfeer en bodem rondom de antenne en van de verliezen in de antenne tot de versterker.

De sleutelparameter die de systeemgevoeligheid  $S_s$  voor een enkele polarisatie receptor uitdrukt in de equivalente fluxdichtheid van een ongepolariseerde bron wordt nu gegeven door

$$S_s = 2 \cdot k \cdot T_s \cdot A_e^{-1} \quad [\text{W m}^{-2} \text{ Hz}^{-1}]$$

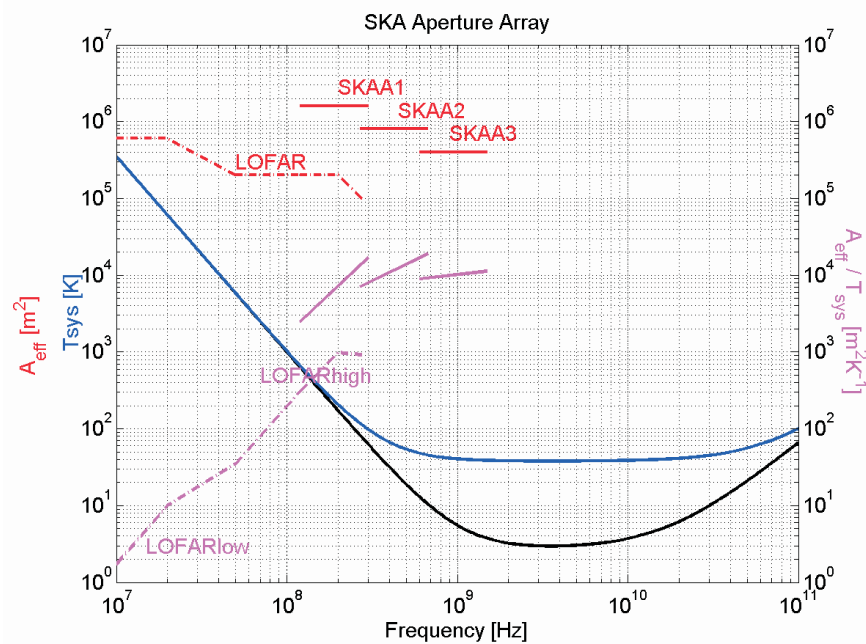
Waarin  $k$  de constante van Boltzmann is. In de astronomie is het gebruikelijk om de flux uit te drukken in eenheden van  $10^{-26} \text{ W m}^{-2} \text{ Hz}^{-1}$  die genoemd zijn naar Jansky.

De minimale bijdragen van de verschillende termen aan de systeem temperatuur zijn hemel  $\sim 3 \text{ K}$ , atmosfeer, bodem en verliezen  $\sim 10 \text{ K}$  en cryogeen gekoelde versterkers  $\sim 5 \text{ K}$ . Voor ongekoelde versterkers moeten we op  $\sim 20 \text{ K}$  rekenen afhankelijk van het frequentie bereik en ligt al vrij dicht bij het theoretische minimum.

In 1970 lag de ontvanger ruis nog op  $\sim 200 \text{ K}$  maar in 2010 zal het theoretische minimum praktisch bereikt zijn. Het zal duidelijk zijn dat gevoeligheid voor een SKA dus alleen gerealiseerd kan worden middels grote effectieve oppervlakten.

In figuur 1 is deze minimale systeem temperatuur uitgezet tegen de frequentie en we zien dat beneden 300 MHz de ruis van de hemel domineert en toeneemt met  $\lambda^{2.6}$

Het effectief oppervlak van een enkele dipool boven een reflecterend grondvlak is  $\sim \lambda^2/3$  en geeft beneden de 300 MHz dus een goede compensatie voor de toenemende hemel temperatuur. Daarvoor mogen zulke antennes niet te dicht op elkaar staan, maar moet er voldoende tussenruimte zijn om effectief te kunnen groeien in een beperkt fre-



Figuur 1: Gevoeligheid van verschillende SKA segmenten

quantie gebied. Dit is het basis principe van LOFAR en zal verder uitgewerkt worden. Op 30 MHz heeft zo een dipool dus  $30 \text{ m}^2$  en kan al gerealiseerd worden met een antenne bestaande uit een lage ruisversterker en enkele meters draad. Zo zijn in het verleden grote opvangende oppervlakken tot  $200.000 \text{ m}^2$  gerealiseerd voor frequenties beneden de 100 MHz.

Voor hogere frequenties zijn steeds meer lage ruisversterkers en combinatie netwerken nodig. Het wordt dan aantrekkelijker om met een reflector te werken met een enkele gekoelde ontvanger in het brandpunt.

Voor de WSRT hebben we 14 reflectors van 25 m diameter met een totaal effectief oppervlak van  $3500 \text{ m}^2$  en een systeem temperatuur van 25 K wat leidt tot een  $S_s \sim 20 \text{ [Jy]}$  op 1.4 GHz. Dit geeft een instantane SNR van 10 dB op de sterkste radio bron met een flux van de orde 2 kJy.

De meeste objecten zijn echter veel zwakker. Hier helpt ons de wortel uit het aantal samples. Als we met een bandbreedte van 160 MHz vier etmalen lang integreren winnen we een factor  $2.3 \cdot 10^7$  en vinden we een rms ruisvloer in onze synthese plaatjes van 1 Jy. Met SKA willen we zelfs naar 10 nJy.

## Op weg naar SKA

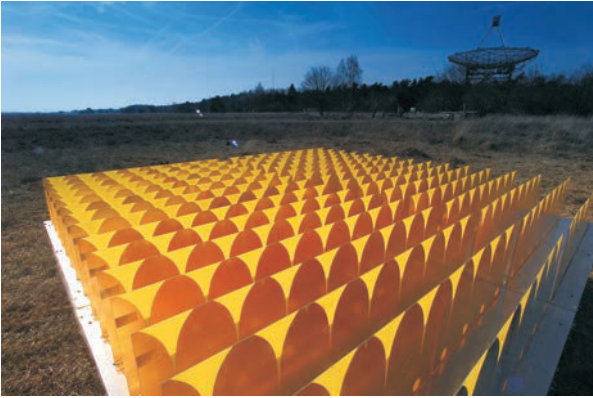
De basis specificaties voor een SKA spreken van een frequentiebereik van 10 MHz tot 24 GHz, een ontvanger bandbreedte tot 3 GHz en meer dan

honderd antenne stations met een effectieve openingshoek tot 200 vierkante graden bij 0.7 GHz. De maximale afstand tussen de telescopen zal meer dan 1000 km moeten bedragen. Het is duidelijk dat er niet een enkele antenne technologie is die dit kosteneffectief kan realiseren. Een recente analyse [6] laat zien dat een verdeling van het totale budget over drie aparte arrays voor 10 - 250 MHz, 0.3 - 1.6 GHz en 1.4 - 24 GHz een optimale signaal ruis verhouding voor waarnemingen in alle drie de banden geeft.

Bestaande grote telescopen hebben  $\sim 100 \text{ M\$}$  gekost en zijn uit nationale astronomische wetenschapsbudgetten gefinancierd. Voor een SKA moeten we toch aan een budget van  $\sim 1 \text{ G\$}$  denken, hetgeen alleen in internationaal verband gefinancierd kan worden.

De internationale radioastronomische gemeenschap kent nu een aantal gefinancierde demonstratie projecten die in 2008 de voldragenheid van verschillende technologieën moeten demonstreren.

De Allen Telescope Array (ATA) wordt door het SETI instituut gebouwd met private financiering. Er zijn  $\sim 350$  telescopen met spiegels van 6 m diameter, gekoelde ontvangers voor de 1 - 10 GHz band in een gebied van ca  $1 \text{ km}^2$  met een effectief oppervlak van ca  $7000 \text{ m}^2$ .

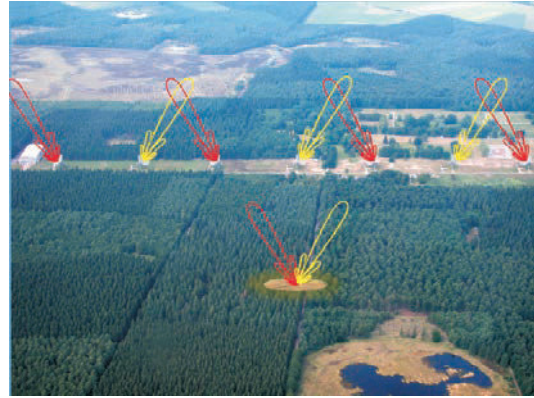


Figuur 2: Vier Vivadi tegels.

Er is een Amerikaans studie programma naar 12 m spiegels in ATA technologie en feedsysteem voor een frequentie bereik van 0.5 - 24 GHz.

In het Europese SKADS project participeren 21 instituten en worden deelstudies uitgevoerd. ASTRON leidt het EMBRACE subproject waarbinnen een 25 m test station in phased array technologie gebouwd zal worden gebaseerd op Vivaldi elementen voor het frequentie bereik 0.46 - 1.4 GHz

Het Nederlands LOFAR project is met 52 M€ gedoneerd en wordt door ASTRON uitgevoerd met industriële partners. Het frequentie gebied van 10 - 240 MHz wordt bestreken met ruim 100 stations elk met ca 100 dipolen voor de frequenties beneden 90 MHz en ca. 100 tiles met 16 antenne elementen voor frequenties boven 120 MHz. De totale diameter van de array wordt ca. 300 km



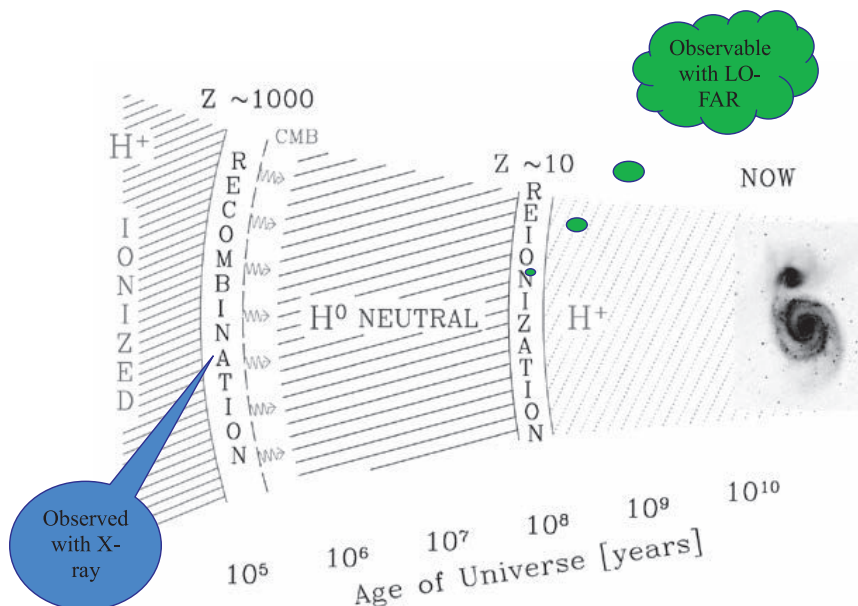
Figuur 3: EMBRACE dual-beam station.

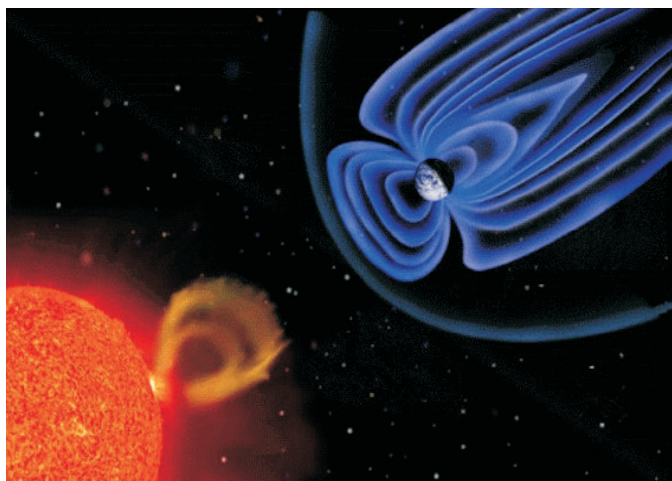
LOFAR is niet alleen een technologie demonstrator maar een volwaardig astronomisch waarnemingsinstrument dat eventueel uitgebouwd kan worden tot het laagfrequent SKA segment.

### Astronomische onderzoek op lage frequenties

Met LOFAR word onder anderen gepoogd de grootschalige structuur in kaart te brengen van de neutrale waterstof zoals die zich tijdens het afkoelproces na de big-bang heeft ontwikkeld tot het moment dat het gas opnieuw geïoniseerd werd door de eerste zich vormende melkwegstelsels. Dit moment correspondeert met een roodverschuivingsfactor waarbij de neutrale 1.4 GHz waterstoflijn verschoven is naar frequenties lager dan 180 MHz. Zo hoopt men tot beter begrip te komen van het proces dat leidt tot de vorming van melkwegstelsels.

Figuur 4: Een verkorte geschiedenis van het heelal.





*Figuur 5: Plasma uitbarsting op de Zon en vervorming aardmagnetisch veld.*

Dichter bij huis staat het onderzoek dat die kosmische straling in kaart wil brengen waarvan de oorsprong in ons eigen melkwegstelsel ligt. Alhoewel, de meest energetische neutrino's hebben een effectieve massa van een tennisbal en hun oorsprong is nog een volledig raadsel. In het zeer zeldzame geval dat zo'n neutrino interactie met de aardse atmosfeer heeft, ontstaat een grote lawine van elementaire deeltjes en bovendien een elektromagnetische puls met een duur van de orden tien nanoseconde die met een enkele LOFAR antenne eenvoudig gedetecteerd kan worden. Uit het verschil in aankomsttijd bij verschillende dipolen kan de richting bepaald worden.

Het onderzoek naar objecten met uitbarstingen vergt een groot beeldveld om zo'n uitbarsting niet te missen. In de lage frequentieband ziet een enkele dipool effectief een kwart van de hemel terwijl in de hoge band een tile een gezichtsveld van een kwart steradiaal heeft en een vijftigste van de hemel op volle sterkte ziet.

Een belangrijk element van onderzoek zijn de plasma uitbarstingen op de zon. Een stroom van geladen deeltjes bereikt de aarde en vervormt daar het magnetisch veld, wat in figuur 5 gevisualiseerd is. Door de sporadisch optredende extreme uitbarstingen kunnen satelliet systemen beschadigd worden en zelfs het grootschalige elektriciteitsnet van slag raken. LOFAR kan hier een rol spelen in het tijdig signalen en voorspellen wanneer de aarde bereikt zal worden.

## **LOFAR door ASTRON en Partners**

LOFAR is een sensor array met als hoofdtoepassing het bestuderen van de hemel met radiostraling in het frequentiebereik van 10 tot 240 MHz. Daarnaast worden de antennestations uitgerust met geofoons waarmee microbevingen in de lokale ondergrond gedetecteerd kunnen worden en de geologische structuur onder de detecterende stations in kaart gebracht kan worden. In het kader van de precisie landbouw worden extra sensoren aangebracht waarmee in eerste instantie meteorologische gegevens op kleine afstandsschalen gemonitord worden. Bij het opzetten van de specifieke waarneemprogramma's en de uitwerking daarvan zijn een groot aantal wetenschappelijke instituten in en buiten Nederland betrokken.

In de volgende secties zal een samenvatting van het LOFAR systeem met vooral aandacht voor die aspecten die voor het lezerspubliek van het Tijdschrift van het NERG interessant zijn.

### **De Basisspecificatie**

Het Nederlands LOFAR project is met 52 M€ gefinancierd en wordt door ASTRON uitgevoerd met industriële partners. Het frequentie gebied van 10 - 240 MHz wordt bestreken met ruim 100 stations van ca. 2 ha elk met ca 100 dipolen voor de frequenties beneden 90 MHz en ca. 100 tiles met 16 antenne elementen voor frequenties boven 120 MHz. De totale diameter van de array wordt ca. 300 km.

### **Sleutel Technologieën**

LOFAR is een apertuur synthese array met multi-beam antenne stations eveneens in phased array technologie. Er wordt gebruik gemaakt van actieve korte dipolen die slechts weinig materiaal bevatten en daardoor erg goedkoop zijn in verhouding tot hun grote effectief opvangend oppervlak.

De tweede technologie is het software radio concept waarbij de complete HF of VHF band wordt gedigitaliseerd en de storingsvrije gedeelten worden geselecteerd voor verdere verwerking. De derde sleutel technologie is het breedband fiberoptische netwerk dat de stations met de centrale processingfaciliteit verbindt.

Als laatste, maar in feite de belangrijkste noemen we de cluster computer technologie waarmee orde tienduizend zeer krachtige microprocessors en coprocessors tegen consumenten prijzen aaneengeschakeld kunnen worden en bij oplevering waarschijnlijk de grootste supercomputer ter wereld



vormen. Het zijn de coprocessors die een beperkt aantal sleutelfuncties, zoals de spectrale filtering en de bundelvorming in embedded software realiseren.

### **Waarom NU?**

Veertig jaar ontwikkeling van digitale processing elementen volgens Moore's law heeft er voor gezorgd dat de vereiste signaal en datacalibratie bewerkingen voor een array met de omvang van LOFAR net betaalbaar zijn in 2005. Het is niet alleen de signaal processing taak, maar veel meer de zelfcalibratie processing van enkele duizenden sterke bronnen verdeeld over de gehele hemel die de ionosferische verstoringen elimineert en daarmee het dynamisch bereik zodanig opvoert dat ook de allerzwakste objecten inderdaad zichtbaar gemaakt kunnen worden.

De voorlaatste laagfrequent synthese array dateerde uit het begin van de tachtiger jaren van de vorig eeuw en bestond uit een dertigtal stations met een enkele antenne met vrij grote openingshoek. Hiermee was wel de sterkste radiobron aan de hemel als calibrator beschikbaar, maar de zelfcalibratie techniek stond nog te veel in de kinderschoenen om de intrinsieke gevoeligheid van dat instrument inderdaad te realiseren. Met LOFAR moeten de stations dus orde honderd dipolen bevatten om een duizendtal calibratoren zichtbaar te maken, die een factor honderd zwakker zijn dan de sterkste in de hemel, waarna we een factor duizend gevoeliger kunnen waarnemen dan met de voorlaatste array mogelijk was.

Niet alleen is de zelfcalibratie techniek inmiddels voldoende ontwikkeld en is de vereiste processing power betaalbaar, ook het datatransport van de orde terabits per seconde is betaalbaar geworden door de breakthrough in fiberoptische datatransport technologie die niet langer door een telecommarkt maar door een PC markt met consumentenprijzen gedomineerd wordt.

Als laatste element noemen we de storingonderdrukking technieken die nu ook zover ontwikkeld zijn dat niet alleen de verstoringen door hemelse bronnen en ionosfeer effectief geëlimineerd kunnen worden in de "schone" delen van het spectrum, maar dat een groter deel van het spectrum effectief vrij is te krijgen van signalen ten gevolge van menselijke activiteit.

### **Open Ontwerp Aanpak**

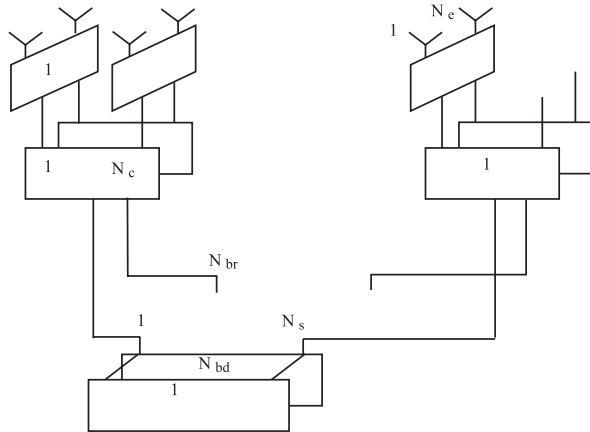
Conventioneel systeemontwerp gaat uit van deelsystemen uitgevoerd in een technologie die zichzelf bewezen heeft en staat toe dat een betrouwbare planning voor het detail ontwerptraject en realisering is te maken. Zoals in voorgaande secties duidelijk is gemaakt werd in het concept ontwerp [4] van voorjaar 2000 uitgegaan van een extrapolatie van toen bestaande technologie naar 2005 waarmee dan pas een LOFAR tegen een acceptabele prijs te bouwen zou zijn. Dit op basis van roadmaps van de halfgeleider industrie en op basis van de onderzoeksplanning voor geavanceerde zelfcalibratie en implementatie van geavanceerde spectrale filterbanken in embedded software.

De impliciete uitdaging om in 2005 het meest geavanceerde distributed computersysteem neer te zetten heeft niet allen de astronomische wetenschappers gemotiveerd hun onderzoeksplanning daarop af te stemmen maar ook ontwikkelaars en geldschietters. Met deze insteek zijn wetenschappelijke en industriële partners gezocht en gevonden die de uitdaging zijn aangegaan en hun ontwikkelingsinspanning hebben gebaseerd op een stuk eigen onderzoek en eigen marktverkenning. Wetenschappers uit andere disciplines hebben LOFAR als sensor array herkend, we noemen de geofysica, deeltjes fysica en landbouw.

Ook de verschillende subsidiërende partijen hebben het geschetste perspectief op waarde weten te schatten en hun verantwoordelijkheid genomen om daarmee technologische ontwikkeling in noord Nederland te stimuleren. Dit heeft niet alleen geleid tot geavanceerd technisch onderzoek zoals blijkt uit de publicaties in wetenschappelijke tijdschriften maar ook tot synergie met de industrie en waarmee de beoogde maatschappelijke spinoff is gerealiseerd. Bij dit laatste moeten we niet allen aan het breedband fiber netwerk denken maar ook aan de verspreiding van de gegenereerde wetenschappelijke kennis.

Sleutelement in dit geheel is het uitdagende open concept ontwerp dat door zijn schaalbaarheid voldoende ruimte laat voor gedetailleerd ontwerp van de subsystemen waarin de subsysteemontwerpers zich kunnen herkennen.





Figuur 6: Basis Synthesis Array Architectuur

### Systeme Architectuur

In figuur 6. schetsen we de basis architectuur voor een synthese array zoals die voor de hoge band van LOFAR en in EMBRACE, als eerste grootschalige stap naar een phased array antennestation voor SKA, gebruikt wordt. We onderscheiden drie fysieke lagen waar de bewerking van de antennesignalen plaats vindt.

De eerste laag wordt gevormd door de tegels waar de receptor antennes zijn gegroepeerd in aantallen van 16 (LOFAR) tot orde 100 (EMBRACE) elementen en waar de signalen op RF nivo gecombineerd worden tot een enkele (LOFAR) of meerdere bundels (SKA, twee voor EMBRACE).

De tweede laag is de bundelvormer per antenne station, waarbij de signalen van orde honderd tot enkele duizenden tegels digitaal gecombineerd worden. Deze digitale bundelvorming is essentieel om een groot aantal smalle stationsbundels binnen de tegel bundel te maken waarmee voldoende openingshoek op de hemel verkregen wordt. We moeten hierbij denken aan orde tien tot enkele honderden bundels. In deze tweede laag vinden we de meer of minder complexe ontvanger systemen.

De derde laag is de centrale processing faciliteit waar de kruiscorrelatie tussen alle stations plaats vindt van de overeenkomende digitale bundels per RF bundel. Na correlatie worden de signalen geïntegreerd waarmee de datasnelheid wordt teruggebracht waarna het zelfcalibratie proces wordt uitgevoerd.

### Systeme Ontwerp

Het systeemontwerp van LOFAR is uitvoerig beschreven [5] in het vorige nummer van dit tijdschrift.

In deze sectie wordt een samenvatting gegeven van een aantal signaal bewerkingsaspecten zoals die in een synthese array met phased array antennestations plaats vinden. De situatie voor de LOFAR High Band met tegels is dus een praktische uitwerking van een generieke oplossing die later ook voor SKA toegepast kan worden met enige schaling in aantallen en bandbreedte. EMBRACE is een prototype station met beperkte instantane bandbreedte en zal in combinatie met de WSRT gebruikt worden. De aandacht ligt daarbij vooral op lage kosten voor een tegel met minimale effectieve systeemtemperatuur en RF uitgang.

Bij de bespreking van het systeemontwerp volgen we de drie lagen van de systeem architectuur.

In de eerste laag, gelokaliseerd in de tegel, bevinden zich de antennes, lage ruis voorversterkers en vindt de RF bundelvorming plaats. Dit laatste gebeurt in twee stappen om de totale lengte van het aantal verbindingen tot de signaaluitgang te reduceren. In de eerste stap worden 4 tot 16 elementen met een RF-IC in fase gedraaid en opgeteld. Om voldoende bandbreedte voor de resulterende tegelbundel te verkrijgen worden de signalen van de verschillende chips in een tweede stap via schakelbare vertraginglijnen opgeteld. Voor de lage band van LOFAR levert een enkele actieve antenne twee signalen die de complete polarisatie inhoud bevatten. Op 30 MHz heeft zo'n antenne een effectief oppervlak van ca. 30 m<sup>2</sup> en is dus "groter" dan de 16 element tegel van ca. 16 m<sup>2</sup>.

In de tweede laag worden de tegelsignalen gedigitaliseerd en door een spectrale filterbank opgedeeld in enkele honderden subbanden [1] van elk ca. 200 kHz. De stations bundelvormer maakt per subband geen of meerdere bundels, zodanig dat de totale geaggregeerde uitgangsbreedte ongeveer 30 MHz is.

Voor LOFAR is gekozen om per tegelsignaal een ontvanger te hebben die het signaal digitaliseert. Bandselectie vindt plaats door een Nyquist filter met beperkte flanksteilheid voor de 1<sup>ste</sup>, 2<sup>de</sup> of 3<sup>de</sup> Nyquist zone in te schakelen gevolgd door directe conversie met een 12-bit Analogue naar Digitaal Converter (ADC) met een klok van 160 of 200 MHz. Het aantal effectieve bits bedraagt dan ongeveer

12, 11 of 10 en is adequaat voor de band die geconverteerd moet worden om zowel de hemelruis in de laagste 2 bits te bemonsteren als ook de sterkste signalen correct te bemeten.

Voor SKA op een locatie met lage stoorniveaus zou ditzelfde principe met 8-bits ADC chips uitgevoerd kunnen worden waarmee na 2010 probleemloos een klok van de orde 1 GHz gebruikt kan worden. Voor EMBRACE in noord Nederland moet eerder aan een trap met frequentie verschuiving en bandbreedte beperking gedacht worden, alvorens te digitaliseren. Een alternatieve uitvoering die de kosten van de breedbandverbinding vanaf de tegels reduceert is een RF optische verbinding naar een hiërarchische bundelvormer met geschakelde vertraging in fiberlijnen, waarna gefilterd, in frequentie verschoven en gedigitaliseerd kan worden, voor elk van beide RF bundels.

In de derde laag vindt de kruiscorrelatie plaats waar elk complex signaal van een telescoop gecombineerd wordt met de signalen van alle andere telescopen. Daartoe wordt elke subband van het stationssignaal eerst met een digitale filterbank opgesplitst in enkele honderden spectrale kanalen met een breedte kleiner dan 1 kHz. Met name voor waarnemingen beneden 30 MHz hebben we dan slechts een of geen sterk stoorsignaal per kanaal, hetgeen de nulling algoritmes vereenvoudigt. Met  $N$  telescopen hebben we  $N(N-1)/2$  complexe kruiscorrelaties met een geïntegreerde complexe uitgangswaarde plus  $N$  autocorrelaties met een geïntegreerde reële waarde. Als we  $N^2$  correlatoren met een reële of imaginaire uitgang zouden hebben zou elk twee complexe ingangen met de volle bandbreedte  $B$  moeten hebben. Een implementatie die het signaal in elk station  $N$  keer dupliceert en naar de  $N$  correlatoren voert is in principe mogelijk maar niet efficiënt. Door met  $M$  complete kruiscorrelatoren te werken die ieder  $N$  ingangen en een ingangsbreedte van  $B/M$  per ingang hebben, kunnen we het signaalverdelingsprobleem binnen een correlator node opbergen, b.v. in een chip of in een coprocessor en/of graphicsboard. De node zelf heeft dan een totale ingangsbreedte van  $N \cdot B/M$ . De bandbreedte aanpassing kan gerealiseerd worden door tijd en/of frequentie multiplexing over de nodes plaats te laten vinden, waarbij een signaal routing probleem opgelost moet worden van  $N$  kanalen met bandbreedte  $B$  naar  $M$  nodes met bandbreedte  $N \cdot B/M$ .

Voor LOFAR zal de correlatie op een Blue Gene (trademark van IBM) supercomputer gerealiseerd worden. Enkele duizenden dubbele microprocessors krijgen gegevens toegevoerd via enkele honderden 1-Gbit Ethernet links. De honderd stations bieden elk signalen aan over een 10-Gbit Ethernet fiber link. Een cluster van krachtige server PC's, onderling verbonden met Infiniband ring links, vormt een effectief routing systeem tussen de stations en de processing nodes in het Blue Gene cluster. Dit routing systeem [8] staat toe dat elk deelsignaal van een telescoop naar een bepaalde deelcorrelator node gestuurd wordt totdat de overeenkomende deelsignalen van alle andere telescopen eveneens in de correlator node verzameld zijn waarna de corresponderende signalen gecorreleerd en geïntegreerd worden. Dit vergt voldoende geheugen in de correlatie nodes en in het routing netwerk om efficiënte processing van de streaming data te verkrijgen.

In de vierde laag vindt de zelfcalibratie [7] en snapshot imaging plaats door het spatiëel transformeren van de geïntegreerde correlaties. Dit is gelocaliseerd in een grote computercluster met orde duizend zeer krachtige nodes. Een deel fungeert als data opslag nodes en het grootste deel als processing nodes. Ook hier speelt het netwerk tussen de Blue Gene correlator en de post processing cluster een sleutelrol in het sorteren van de gegevens [9] zodat de processing in een quasi streaming mode kan plaatsvinden.

### **Storingsonderdrukings Strategie**

Storingsonderdrukking gebeurt in het spectrale en in het spatiale domein. Primair doel is het beperken van het dynamisch bereik in de ontvanger keten tot de digitalisatie en is een kosten argument. Secundair doel is het beperken van de effectieve woordlengte in het datatransport tussen bundelvormers en kruiscorrelator en is eveneens een kosten argument.

Elk elektronisch systeem is niet perfect lineair, waardoor aan de uitgang intermodulatie producten ontstaan op andere frequenties dan aan de ingang worden aangeboden. Zolang deze signalen aan de doorlaatband niet meer vermogen toevoegen dan 10% van de hemelruis zijn ze net zo "erg" als de hemelbronnen die toch al in kaart gebracht moeten worden. Essentieel is dat de residuele en in de ontvanger gegenereerde stoorsignalen net zoals de hemelbronnen netjes in kaart

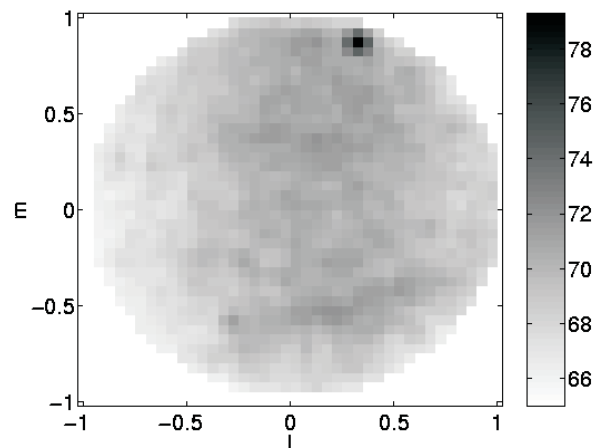
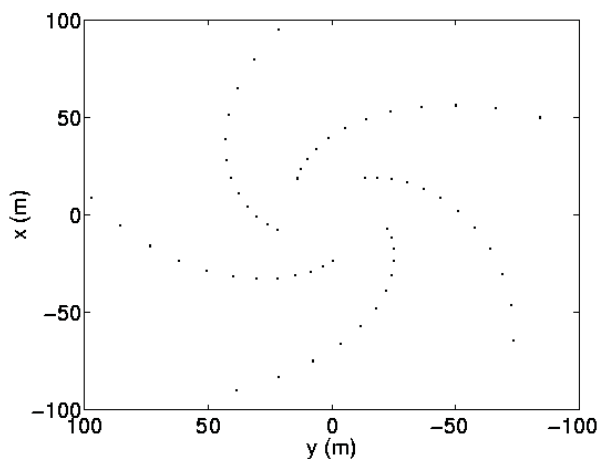
gebracht kunnen worden. Dit blijkt inderdaad het geval te zijn. [3]

Storingsonderdrukking vindt plaats op vier niveaus in het beeldvormingsproces van een apertuur synthese array

- Op tegel niveau
  - Spatueel in de RF bundelvormer door het leggen van nullen in de richting van de sterkste stoorde(s)
  - Spectraal door na de digitale spectrale filterbank de subbanden met de sterkste signalen weg te laten
- Op stationsniveau door spatiele nulling in de richting van de sterkste stoorde(s) per subband.
- Op array niveau door spatiele nulling per snapshot per frequentie kanaal.
- Op aardrotatie synthese niveau door wegmiddelen storing residuen.

In feite is effectieve storingsonderdrukking een dynamisch bereik probleem waarvoor een nauwkeurige relatieve complexe gaincalibratie noodzakelijk is tussen de elementen die in het bundelvormingsproces gebruikt worden. In de praktijk kunnen al die objecten "weggecalibreerd" worden als hun signaal ruisverhouding per correlatie groter is dan drie [2]. Hebben we orde honderd correlaties in een snapshot met een object dat een SNR van één per correlatie heeft dan vinden we in het snapshot plaatje een SNR van tien voor dit object, maar het is niet weg te calibreren. Is het een stoorobject dat niet met de hemel over de telescoop meedraait, dan treedt effectieve versmering tot onder het ruisniveau in de synthesekaart op als vele snapshots na de-rotatie gecombineerd worden om een gevoelig beeld van de hemel te verkrijgen.

Figuur 7: Antenne configuratie ITS



Figuur 8: Hemelplaatje van Melkweg en CAS-A na verwijderen 2000 keer sterkere stoorbron

### Initial Test Station & Resultaten

Het Initial Test Station is het eerste prototype LOFAR station op volle schaal. De antenne array werkt in de band van 10-40 MHz en bestaat uit met 60 dipool elementen die in een vijfarmige spiraalconfiguratie geplaatst zijn waarmee een apertuur met bijna 200 m diameter gesynthetiseerd wordt (zie figuur 7). Aan de hand van een snapshot plaatje laten we zien [10] dat er in de aanwezigheid van een Radio Frequentie Stoorbron (RFI) die 500 keer sterker is dan de totale hemelruis er toch een beeld gesynthetiseerd kan worden dat alleen beperkt wordt door de fluctuatie in het gemeten hemelruisniveau. Dit resultaat is bereikt door een zelfcalibratie procedure in twee stappen. De RFI bron vlak bij de horizon is eerst als calibrator gebruikt en toen afgetrokken, waarna de sterkste radiobron Cassiopeia-A, die 2000 keer zwakker is het beeld domineert met z'n zijlobben. Een tweede zelfcalibratie, nu op Cas-A, laat een plaatje (figuur 8) zien dat dezelfde uitgebreide melkweg emissie heeft als gevonden wordt in naastliggende spectrale kanalen die geheel vrij zijn van storing. Dit laat zien dat met een enkel kanaal van 10 kHz bandbreedte en 6.7 seconde integratietijd met een enkel LOFAR station een dynamisch bereik van meer dan  $10^4$  te halen is.

### Conclusies

Het uitdagende en innovatieve technische concept ontwerp met schaalbare architectuur heeft velen geïnspireerd en heeft de basis gelegd voor het LOFAR project. Het open ontwerp heeft maximale ruimte geboden voor de specifieke inbreng van de ontwerpers van de deelsystemen binnen en buiten ASTRON. Het perspectief van een sensor array gekoppeld aan een van de grootste supercompu-

ters heeft bijgedragen aan het creëren van een breder wetenschappelijk en voldoende maatschappelijk draagvlak om LOFAR in noord Nederland te realiseren. De te verwachten maatschappelijke spinoff in termen van infrastructuur, werkgelegenheid en zichtbaarheid is hierbij essentieel gebleken. De resultaten van het Initial Test Station hebben laten zien dat alle gepresenteerde concepten in de praktijk functioneren. Het ontwikkelen van het prototype instrument, en de daarbijbehorende besturing, processing en calibratie software heeft inmiddels tot een grote stroom technisch wetenschappelijke publicaties geleid.

Noord Nederland gaat met LOFAR over een hightech waarneemfaciliteit van wereldklasse beschikken, waarmee vanaf 2006 het venster op de laagste frequenties die door de ionosfeer tot ons komen wordt geopend en ons een blik gunt op de fase van het ontstaan van de melkwegstelsels wanneer het licht begint te schijnen.

## Referenties

- [1] Alliot, S., Soudani, M., Bregman, J.D., "Comparison of filters with polyphase structure applied to large embedded systems for telescopes", Proc. IEEE Benelux Signal Processing Symposium, March 2002.
- [2] Boonstra, A.J., Veen, A.J. van der, "Gain calibration methods for radio telescope arrays", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 51, pp. 25-38, January 2003.
- [3] Boonstra, A.J., Tol, S. van der, "Spatial filtering of interfering signals at the initial LOFAR phased array test station", Radio Science, special issue on interference mitigation in radio astronomy, to appear in 2005.
- [4] Bregman, "Concept design for a Low Frequency Array", Proc. SPIE conf. 4015, 2000
- [5] Bregman, J.D., "Designing of LOFAR a HF-VHF Radio Telescope", Tijdschrift van het NERG No. 2, 2004.
- [6] Bregman, "Cost Effective Frequency Ranges for Multibeam Dishes, Cylinders, Aperture Arrays and Hybrids", Experimental Astronomy, special SKA issue, to appear in 2005.
- [7] Noordam, J.E., "Selfcalibration of radio astronomical observations", Proc. of NFRA Conf. Technologies for Large Antenna Arrays, Dwingeloo, April 1999
- [8] Schaaf, K.S. van der, "Correlation, selfcalibration and allsky imaging integrated on the LOFAR processing platform", Experimental Astronomy, special SKA issue, to appear in 2005.
- [9] Vos, C.M. de, Schaaf, K.S. van der, Bregman, J.D., "Cluster Computers and Grid Processing in the First Radio-Telescope of a New Generation", Proc. IEEE Conference CCGrid 2001, Brisbane, May 2001.
- [10] Wijnholds, S.J., Bregman, J.D., Boonstra, A.J., "Sky Noise Limited Snapshot Imaging in the Presence of RFI with LOFAR's Initial Test Station", Experimental Astronomy, special issue on SKA conference, to appear 2005.

## Curriculum vitae

Jaap D. Bregman ('46) studeerde Technische Natuurkunde in Delft ('70) Vanaf '72 als systeem fysicus bij de Radio Sterrenwacht in Westerbork verantwoordelijk voor de techniek, waarneem-



planning en liaison naar de astronomische eindgebruikers. De speciale aandacht voor alle calibratie aspecten heeft geresulteerd in bijdragen op het gebied van polarisatie en dynamisch bereik in een aantal astronomische publicaties. Na integratie van een groot aantal uitbreidingen van het telescopsysteem in '83 overgestapt naar de R&D divisie van ASTRON in Dwingeloo. Als projectleider deelsystemen ontwikkeld voor radio en optische telescopen, en als systeem ontwerper verantwoordelijk voor thermische en cryogene aspecten die hebben geleid tot enkele publicaties. Met een apertuur converterende shearing interferometer is het apertuur synthese principe voor een optische telescoop gedemonstreerd. Daarmee is de seeing van de William Herschel Telescoop op La Palma onderzocht en zijn optische waarnemingen met 0.03 bgsec scheidend vermogen gedaan. Vanaf '96 actief bij het ontwikkelen van concepten voor de Square Kilometer Array (SKA) op basis van Technology Assessment wat heeft geleid tot een concept systeemontwerp voor LOFAR in '99. Betrokken bij de prototypeontwikkeling van de LOFAR subsystemen en de demonstratie waarnemingen resulterend in een groot aantal publicaties waarmee de sleutel concepten voor het wetenschappelijk forum gebracht zijn. Sinds '04 als senior systems scientist betrokken bij publicatie planning en Emerging Technologies & Technology Mapping.

# Bulk acoustic wave filters

H.P. Loeb, C. Metzmacher, R.F. Milsom,  
P.Lok, A. Tuinhout

**Keywords:** bulk acoustic wave resonator, RF filter.

## Abstract

Small sized, highly selective solidly mounted bulk acoustic wave (BAW) band pass filters are of great interest for mobile and wireless systems operating in the frequency range of 0.8 GHz up to more than 10 GHz. Applications for BAW filters include front-end filters for USPCS, UMTS, GSM, bluetooth and other standards. BAW filters are fabricated on silicon wafers using standard semiconductor production techniques. On-wafer packaging techniques allow to fabricate small, flip chip mountable BAW filter devices suited for System in Package (SiP) solutions.

In this paper we describe the physics of BAW filters, their manufacturing and discuss a few applications.

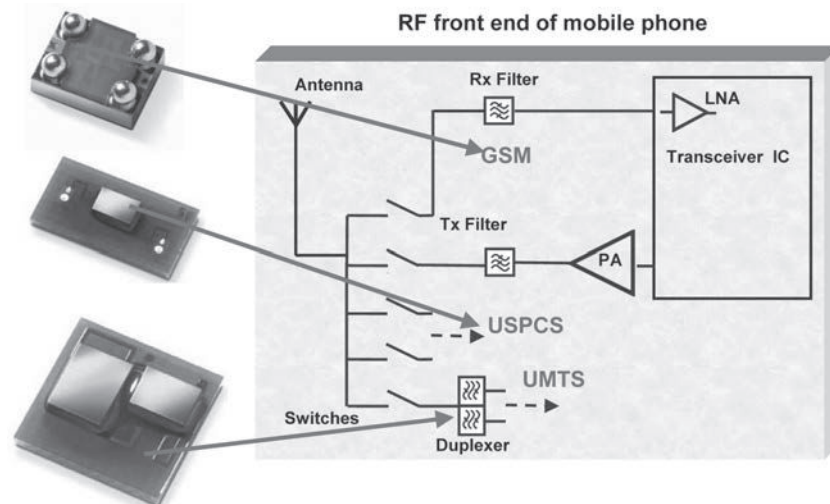
## Introduction

Filtering of signals, which are closely separated in the frequency domain, is a key function in mobile radio front-ends (see Figure 1). The performance requirement means that this function must be implemented in a passive technology. 3G mobile

standards like UMTS, where transmission and reception of signals is done simultaneously require narrow band filters (duplexers), which have flat pass-band with steep skirts and high out-of-band rejection. For that reason thin-film bulk acoustic wave (BAW) resonators, BAW ladder and lattice filters and acoustically coupled BAW filters have been studied intensively over the past 20 years for RF applications in the frequency range of 800 MHz to 12 GHz [1-6, 14, 16, 20].

The use of BAW filters for radio front ends of mobile phones, in particular, has attracted a lot of interest, since surface acoustic wave (SAW) filters, which are well established at frequencies up to approx. 2 GHz, have considerable drawbacks at higher frequencies: sub-micron lithography, dedicated small wafer-size expensive non silicon substrates such as  $\text{LiNbO}_3$  or  $\text{LiTaO}_3$ , and poor power handling characteristics [27]. Ceramic resonator filters, which are also used in this frequency range, on the other hand, suffer from their relatively large size and low integration potential. BAW filters are remarkably small in size, can be processed on silicon or glass using standard silicon integration

Figure 1: Schematics of a mobile phone front end. Stand-alone or duplex filters are required in e.g. GSM (900 MHz, 1800 MHz), USPCS and UMTS bands. On the left side BAW filter chips or modules are shown.



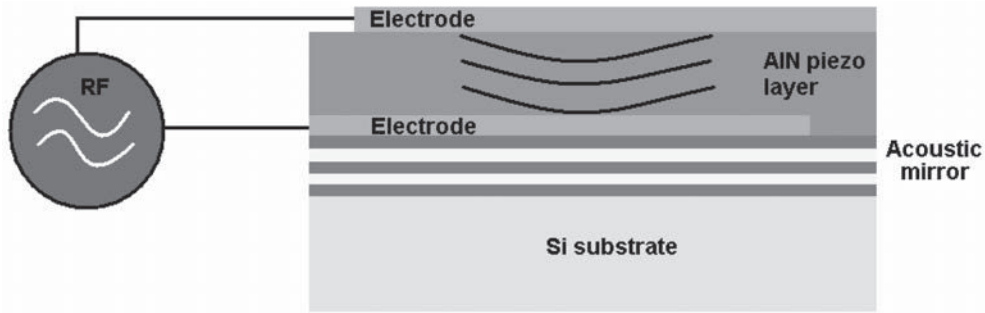


Figure 2: Bulk acoustic wave resonator. Schematic picture showing acoustic Bragg reflector (acoustic mirror consisting of  $\lambda/4$  layers  $\text{SiO}_2$  and  $\text{Ta}_2\text{O}_5$ ), electrodes consisting of Pt or Mo, and the piezoelectric AlN layer. With an RF source the resonator is excited to vibrate in the thickness extensional mode.

techniques. Furthermore, they can be designed with a low temperature coefficient of frequency (TCF), which is a very important requirement for accurate narrow band filters [24, 25, 31]. This all makes BAW filters very attractive for today's semiconductor industry. The essential building blocks of these BAW filters are small sized BAW resonators (see Figure 2), which, in the technology of interest here, exploit the thickness extensional vibration mode of a thin piezoelectric film.

The resonance frequency  $f_r$  is determined approximately by the thickness  $t$  of the piezoelectric film:

$$f_r = v_1 / \lambda \approx v_1 / 2t \quad (1)$$

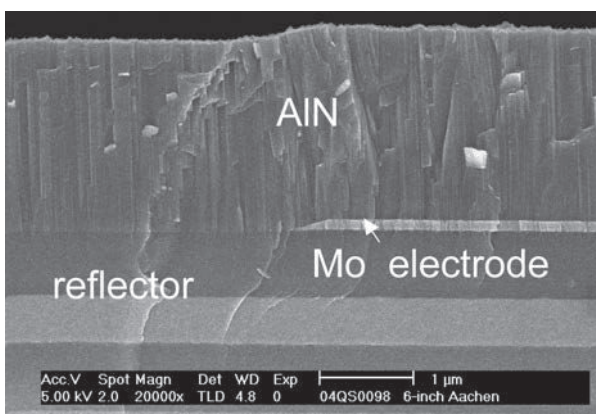
where  $v_1$  is the longitudinal velocity of sound in the normal direction in the piezoelectric layer,  $t$  is the thickness of the piezoelectric film, and  $\lambda$  is the acoustic wavelength. In a real resonator device, of course, the frequency  $f_r$  is different from eq. (1), since the acoustic properties of all other layers influence the resonator performance e.g. by the mass-loading effect of the resonator's electrodes. Despite the fact that equation (1) is only a crude

approximation one can draw two important conclusions:

1. Since the velocity of sound is typically in the range between 3000-11000 m/s for most materials, we need a thickness of the piezo layer in the order of a micrometer.
2. The frequency of a resonator and thus the center frequency of a filter are mainly determined by the thickness  $t$  of the piezo layer. This poses also a strong challenge on the accuracy of thin film deposition. Despite the fact that the idea for high frequency BAW filters is already quite old, only the large improvements in the field of sputter deposition techniques over the past few years has made thin-film BAW resonators and filters technologically feasible.

For low loss BAW filters the acoustic energy has to be confined within the resonator. This is done by using an acoustic reflector, which reflects the energy back into the resonator (see figures 2 and 3). One implementation of such a reflector is realized using etching techniques adapted from micro electro mechanical systems (MEMS) technology. Here the thin film BAW resonator (TFBAR) is formed on a thin membrane of Si,  $\text{SiO}_2$ , or  $\text{Si}_3\text{N}_4$ . Since the acoustic impedance of air is negligible compared to the acoustic impedance of solids, almost all the energy is reflected back from the resonator / air interface. The TFBAR technology is applied industrially for PCS band duplex filters [15]. Another approach is the solidly mounted BAW resonator (SBAR). This reflector technique utilizes so-called Bragg mirrors consisting of a stack of thin layers of materials with alternate high and low acoustic impedance (acoustic impedance =  $\rho v_1$ , where  $\rho$  is the density). Various material combinations exist for such acoustic interference coatings e.g.  $\text{SiO}_2/\text{AlN}$  [1, 2, 4, 25],  $\text{SiO}_2/\text{W}$  [20],

Figure 3: SEM cross-section of BAW resonator with Bragg reflector.



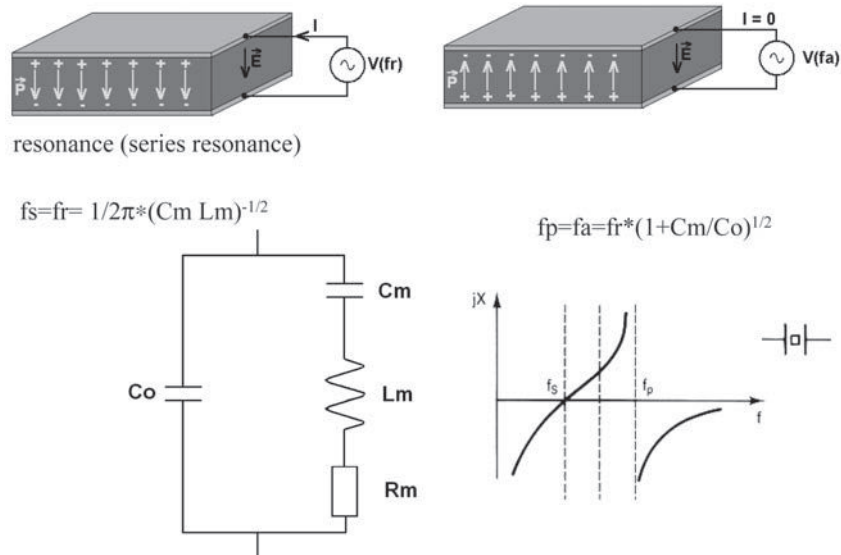


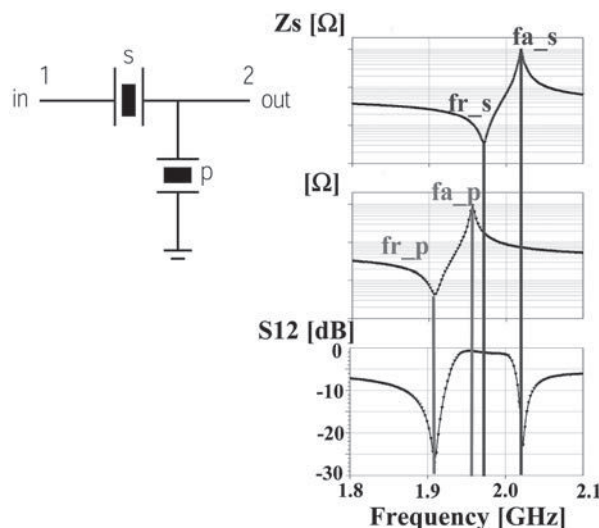
Figure 4: BAW resonator. At resonance  $f_r (=f_s)$  high current is flowing, at anti-resonance  $f_a (=f_p)$  the current is zero. Below the equivalent circuit representation and the imaginary part  $X$  of the impedance  $Z$  is shown.

SiO<sub>2</sub>/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> [29]. Depending on the difference in acoustic impedance an effective reflector typically requires up to 5 pairs of layers. The bottom electrode is made of a high conductivity material such as Al, Mo, W, or Pt. For the piezoelectric layer either AlN [1, 2, 4, 14], or ZnO [20, 22] is commonly used. Alternative materials including ferroelectrics are presently under discussion [7,8,9, 21]. Both AlN and ZnO have the hexagonal wurtzite type structure, i.e. in order to get a working device, the material has to be grown with the polar c-axis perpendicular to the substrate surface. Additionally the polarity may not change across the BAW

resonator. The top electrode is again made of a high conductivity material.

Figure 4 shows how a BAW resonator works. Far away from the resonance, the resonator behaves like a capacitor with the static capacity  $C_0$ , which can be calculated from the geometrical dimensions of the resonator. The mechanical vibrating system can be represented in an equivalent circuit by  $C_m$ ,  $L_m$  and  $R_m$  (motional capacitance, inductance and resistance respectively). The circuit has two characteristic frequencies: at the series resonance frequency  $f_s$  (also frequently called resonance frequency  $f_r$ ) the imaginary part  $X$  of  $Z$  is zero (see fig.4). At the parallel resonance frequency  $f_p$  (also frequently called anti-resonance frequency  $f_a$ ) the imaginary part of  $Z$  is infinity (assumed there are no losses). Note that the BAW resonator is inductive between  $f_s$  and  $f_p$ .

Figure 5: Single section BAW filter consisting of one series and one parallel resonator. Right: Electrical impedance of series and parallel resonator. The bottom curve shows the transmitted signal  $S_{21}$  revealing a band-pass filter characteristic.



In figure 5 we show again the electrical impedance of a BAW resonator with its two characteristic frequencies. At the resonance frequency  $f_r$  the electrical impedance  $|Z|$  is very small (electrical field parallel to polarization, high current flowing) whereas at the anti-resonance frequency  $f_a$   $|Z|$  is very large (electrical field anti-parallel to polarization, no current flowing). As mentioned above, filters are made by combining several resonators. Figure 5 shows a simple one-section ladder filter comprising a series and a parallel resonator (s, p). The parallel resonator p is shifted in frequency with respect to the series resonator s. Technologically this is achieved by 'mass-loading' of the parallel resonator



i.e. adding a thin layer on top of the parallel resonator which shifts its frequency. When the resonance frequency  $f_{r,s}$  of the series resonator equals the anti-resonance frequency  $f_{a,p}$  of the parallel resonator, maximum signal is transmitted from input to output of the device. At the anti-resonance frequency  $f_{a,s}$  of the series resonator filter transmission is blocked, and at the resonance frequency of the parallel resonator  $f_{r,p}$  the filter input is connected to ground, so that the BAW filter also blocks signal transmission at this frequency. This results in the band-pass filter characteristic  $S_{21}$  shown in figure 5. The out-of-band rejection is typically 6 dB for a single filter section. The bandwidth of the filter is determined by the separation of  $f_r$  and  $f_a$  and is therefore proportional to the square of the electromechanical coupling coefficient  $k_t^2$  (see eq.2). Pulling the resonance frequency of the series resonator  $f_{r,s}$  and the anti-resonance frequency of the parallel resonator  $f_{a,p}$  apart, as shown in figure 5, increases the bandwidth slightly. The dip in the center of the pass-band (see figure 5) can be recovered partially by adding small inductors at the filter ports.

$$k_t^2 = \frac{\pi^2}{4} \left( \frac{f_a - f_r}{f_a} \right) \quad (2)$$

$k_t^2$  is approximately 6.25% - 7 % for AlN and 8.5 % for ZnO. This appears to be sufficient for many mobile and wireless filter applications. Certainly ZnO would be preferable because it could offer a wider bandwidth. However, we have to consider the temperature dependence of the elastic, piezoelectric and dielectric constants and thermal expansion coefficient, which together result in a temperature coefficient of the resonance frequency TCF. For AlN and ZnO reported values are -25 ppm/K and -60 ppm/K respectively [22]. For the temperature dependence of the whole device the other layers (mass-loading layer, electrodes) also have to be considered. Reported values of TCF are -19 to -21 ppm/K for AlN SBAR filters, 0 ppm/K for compensated AlN TFBAR resonators [25], -4 ppm/K for compensated SBAR resonators [31] and -31 ppm /K for ZnO based SBAR filters [20]. The higher TCF for ZnO compared to AlN appears to be a drawback.

### Experimental:

In the following we describe typical experimental techniques for the fabrication of solidly mounted SBAR devices. Resonators and filters were fabricated on 6" silicon wafers. [7, 8, 9, 11]. The acoustic

reflector consisted  $\lambda/4$  layers of high and low acoustic impedance materials ( $Ta_2O_5$  and  $SiO_2$  respectively). The thickness of the reflector layers was controlled optically by spectral ellipsometry. Electrode materials were Al, Mo and Pt. The piezoelectric layer was c-axis oriented AlN, which was deposited by pulsed reactive DC magnetron sputtering in a Unaxis CL200-cluster tool. Since the orientation of the films is of crucial importance for achieving the maximum piezo coefficient, we checked routinely the quality of the AlN films by X-ray diffraction  $\theta/2\theta$  scans (Philips Fine Focus PW2213/20) and by measuring the full width at half maximum (FWHM) of the rocking curve of the AlN 0002 peak. The quality of the AlN films was excellent. A FWHM of 1.2-1.5° was achieved on Si substrates; approximately 1.5° was achieved on Pt electrodes. The AlN properties varied only slightly with the deposition conditions [9, 11]. Resonators and filters were measured electrically (one and two port measurements) on wafer level using wafer microprobes. The measurements were done with an R&S vector network analyzer in a frequency range between 10 MHz and 20 GHz with increased resolution in the vicinity of the resonance.

### Microstructure of AlN

As mentioned before, the operation of a BAW filter requires excellent oriented films. Therefore, we spend a few words on the microstructure of the piezoelectric films. AlN and also ZnO both have a hexagonal (6mm) wurtzite type structure (see figure 6). When an electric field is applied along the polar c-axis, atoms and consequently the center of charge are displaced and the unit cell is strained. This effect represents the so-called inverse piezoelectric effect and is exploited in BAW resonators and filters. By applying an alternating RF field along the c-axis the BAW resonator is excited in its thickness extensional mode. Figure 6 reveals that the AlN film has to be grown c-axis oriented and that the a-axis is hereby randomly oriented in the substrate plane. The AlN film is a columnar grown and textured poly-crystal with a grain size (column width) of typically 35 nm.

C-axis oriented growth of AlN appears to be the naturally supported orientation, because it comes along with a with the hexagonal-closed packed (hcp) arrangement of N and Al atoms in the sequence of a double layer stacking according to ..AA'BB'AA'... As long the growth of the AlN film is not disturbed by surface roughness, luckily

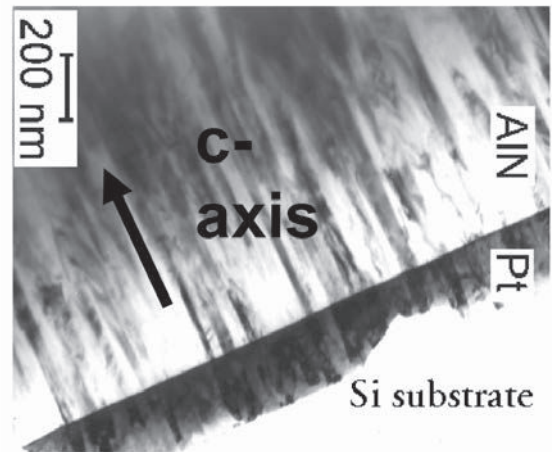
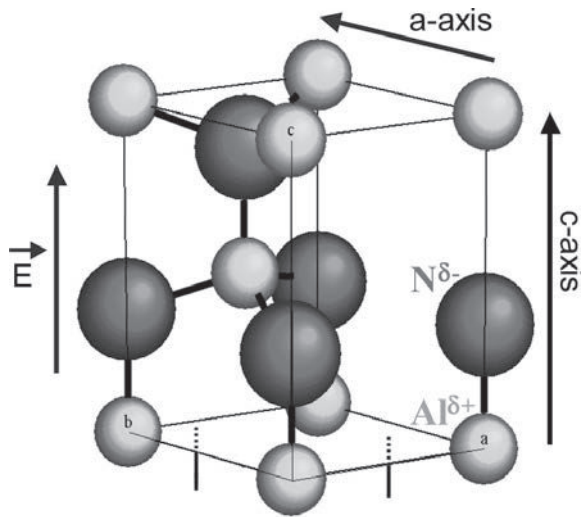


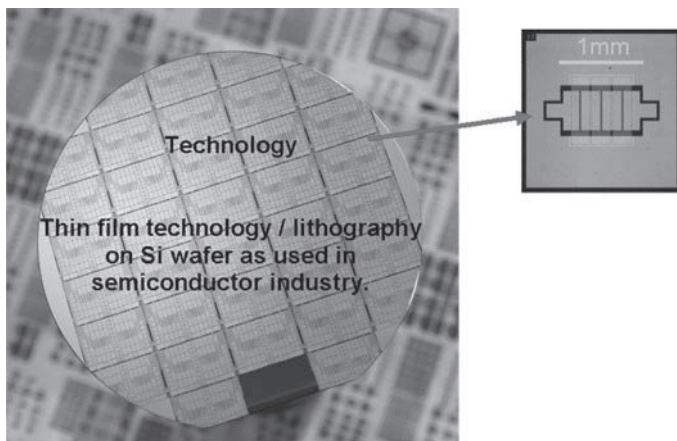
Figure 6: Left: Schematic view of an AlN unit cell showing polar character. Right: TEM cross-section of a c-axis oriented polycrystalline AlN film on a Pt (111) electrode.

c-axis orientation will be the preferred orientation. Furthermore, the use of polycrystalline, textured electrodes may support c-axis oriented growth [8, 19]. In figure 6 a TEM bright field cross-section of a Pt electrode with (111) orientation is shown. The TEM image indicates that the AlN growth occurs quasi-epitaxially and the Pt grain size and AlN grain-size match quite distinctly.

## Technology

In the following we briefly describe the BAW filter technology. BAW filters are made by standard thin film deposition techniques such as sputtering or PVCD coating and by lithography as used in Si semiconductor industry. Since the feature size of BAW filters is well above a micron, standard contact exposure can be used. This is an advantage compared to SAW filters where sub-micron lithography is required. Figure 7 shows a 6" Si wafer

Figure 7: 6" Si wafer made with standard semiconductor technology. Close-up on the right: small sized 3-T-section BAW filter chip for 1.95 GHz.



with several blocks of test resonators and filters. The close-up shows a 3-T-section BAW ladder filter for 1.95 GHz. The size of the area actually covered by BAW resonators is 0.5 mm<sup>2</sup> surrounded by interconnect and a ground plane. The whole device is thus very small in size and thin (thickness determined by the wafer thickness) and can be flip chip mounted or wire bonded.

Since the BAW resonator executes a mechanical thickness vibration, contamination of the surface would shift the resonance frequency. Packaging of the BAW resonator area is therefore necessary. For cost reasons an on-wafer package solution is preferred as shown in figure 8.

In the following we want to discuss the integration of BAW filters into active Si processes. There is an ongoing discussion whether this is a promising opportunity. For BAW filters based on AlN films integration into standard CMOS processes is certainly an option, since most processing steps are compatible with standard semiconductor production. From yield and performance considerations, however, stand-alone flip chip mountable BAW filters are also attractive (figure 8 and figure 9).

As with SAW filters, there is clearly a trend to a wafer scale packages (figure 8 and figure 9), which allows cost effective fabrication of BAW devices packaged on wafer level, which are small in area and height. In a System in Package (SiP) concept, which makes use of the optimal technology for each RF-function, these tiny BAW filter devices can be flip chip soldered on any carrier (e.g. on a lami-

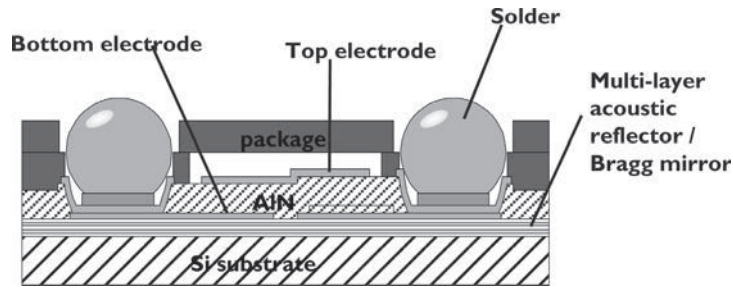


Figure 8: Schematic picture of BAW filter showing on-wafer package and solder bumps for flip chip mounting.

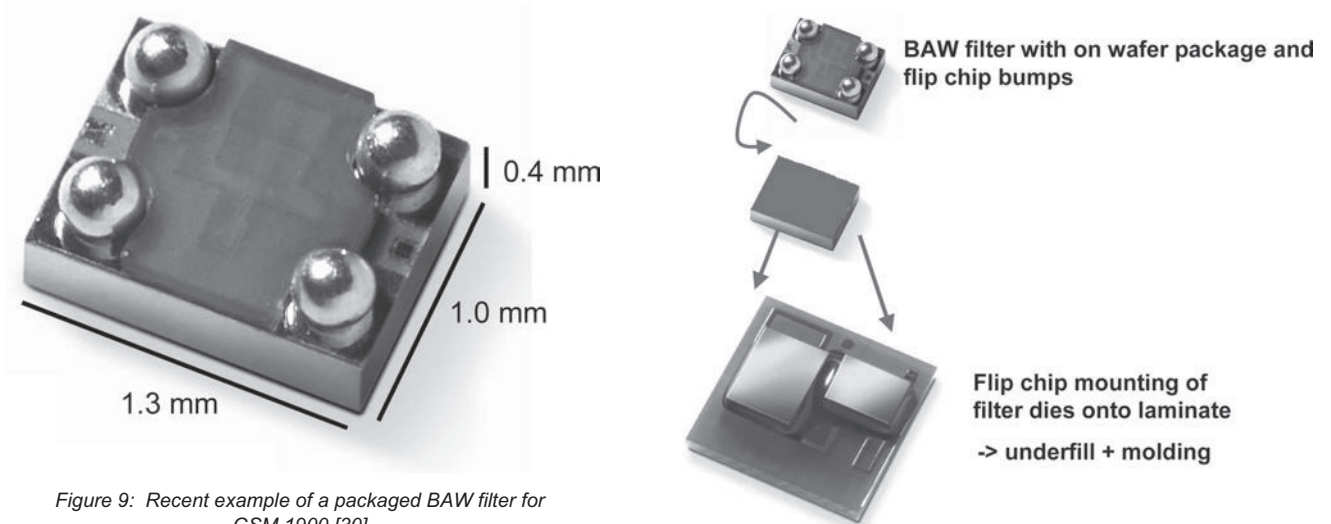


Figure 9: Recent example of a packaged BAW filter for GSM 1900 [30].

nate) and eventually molded into a RF front-end module (figure 10 and figure 11) [30].

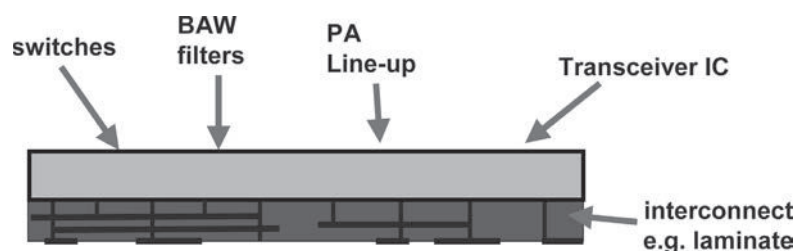
In the following figure 12 we show a few examples of ladder-type BAW filters, which have been realized using high Q BAW resonators with Bragg reflector. All these filters were made on silicon substrates. All filters reveal a clean stop band, which is due to the additional selectivity provided by the acoustic Bragg reflector (limited bandwidth of the reflector). Higher harmonics and spurious modes are therefore very effectively suppressed. The dips in the pass-band of the filters were made intentionally by pulling the resonance frequency of the non-mass-loaded resonators and the anti-resonance frequency of the mass-loaded resonators apart. Including small series inductors at the filter ports flattens this dip. Figure 12 shows a 4-section

Figure 10: BAW filter chips are flip chip mounted onto laminate to realize e.g. duplex function for a radio front end module.

ladder filter for 1.95 GHz, a 2-section ladder filter for 3 GHz, and a 3-section ladder filter for 7.9 GHz. The broad dip in the stop-band at 4.5, 6.5 and 12.5 GHz respectively is due to an LC resonance that depends on the details of the filter and package design.

Beside wide band filters for mobile applications which have typically 3.5% relative bandwidth, also extremely narrow band channel filters can be realized using our BAW technology. In some applications IF filters are required which have a relative bandwidth of only 0.5%. Figure 13 shows an example of a filter with a 3 dB bandwidth of 8 MHz, an insertion loss of 5 dB, and a high close-in rejec-

Figure 11: System in package (SiP) concept of a radio front end module containing switches for band selection, BAW filters, power amplifiers, and the transceiver IC.



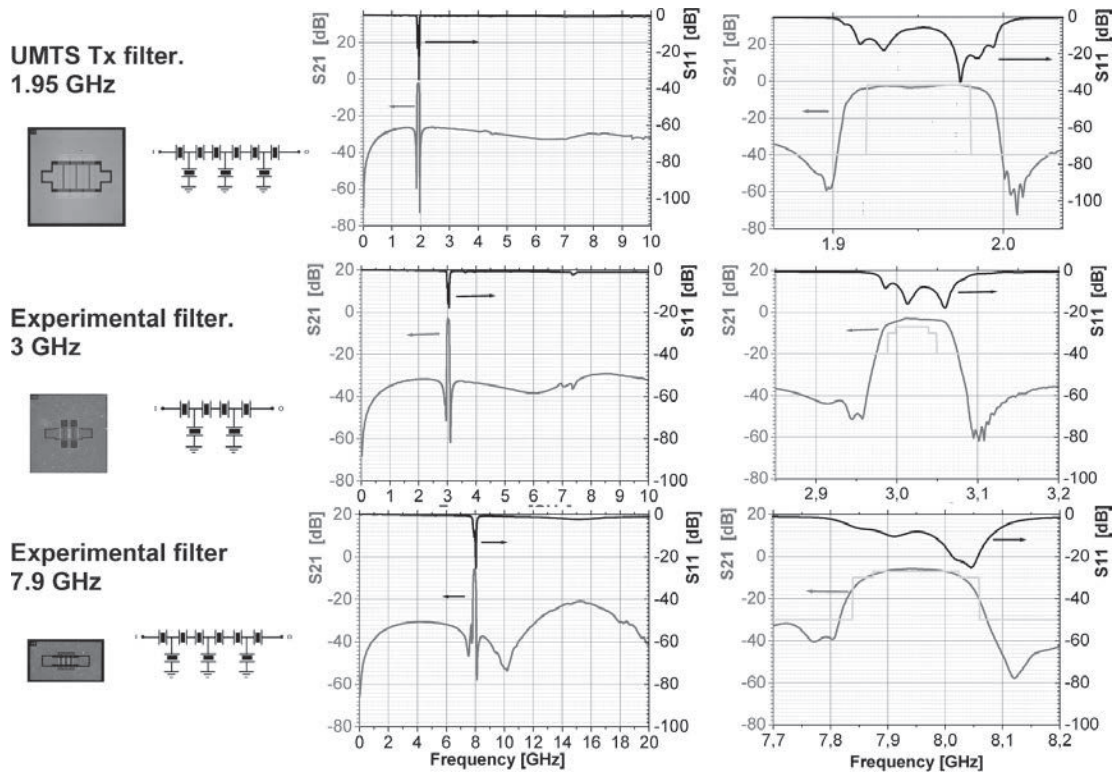


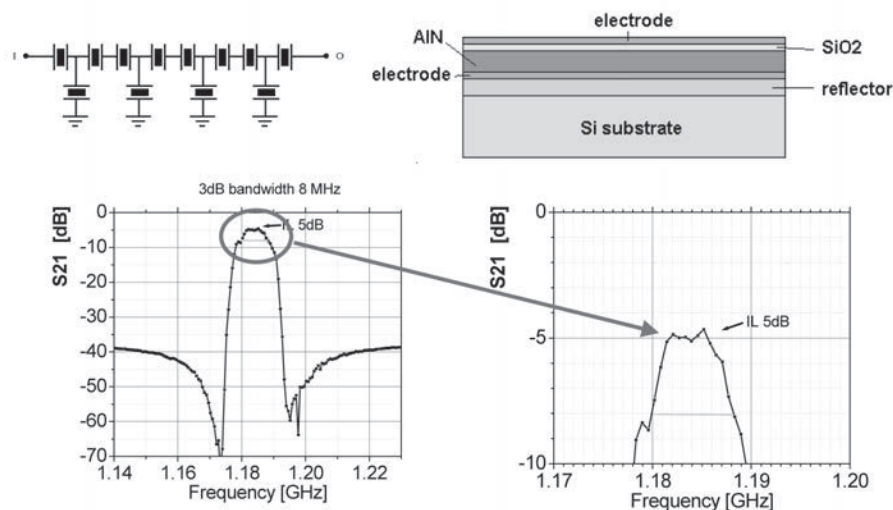
Figure 12: 4-section, 2-section and 3-section BAW ladder-type band-pass filters for 1.95, 3, and 7.9 GHz. Left: typical layout; right: Filter curves depicting transmission  $S_{21}$  and reflection  $S_{11}$  in dB. Insertion loss is 1.9, 2.9 and 5.9 dB respectively. Bandwidth is 60 MHz, 79 MHz, and 105 MHz respectively.

tion. Such narrow band filters can be realized adding an amorphous  $\text{SiO}_2$  layer on top of the piezo-electric  $\text{AlN}$  layer. This lowers the electro-acoustic coupling coefficient  $kt$  and reduces the bandwidth of the filter according to eq. (2). Additionally the temperature coefficient of frequency (TCF) of such a filter is lowered from  $-19\text{ppm/K}$  to  $-4\text{ppm/K}$ . Figure 13 shows the performance of such a narrow band BAW filter. The penalty one

has to pay for lowering  $kt$  and bandwidth is an increased insertion loss of 5dB [31].

Next we want to discuss the simulation of BAW resonators and filters, which is crucial for designing a BAW filter into a RF system for mobile applications.

Figure 13: 4-T-section BAW narrow band ladder filter. An additional  $\text{SiO}_2$  layer on top of the  $\text{AlN}$  reduces  $kt$  and bandwidth and lowers TCF to  $-4\text{ppm/K}$ . The graphs showing the filter performance reveal a very flat pass-band [31].



## Simulation

BAW resonators and filters can be simulated e.g. using a physical model developed by Novotny and Benes [10]. The model is one-dimensional, which is justified, since the lateral dimensions of a BAW resonator are far larger than its thickness. The model is based on the piezo-electric equations, Maxwell's equations and acoustic wave equations. The solution is analytical and has been implemented into Agilent's Advanced Design System (ADS) [13, 14]. The filter designer has access to the relevant manufacturing parameters like layer thickness, sequence of layers and can optimize his filter design. The prediction of the model is already very accurate as can be seen from figure 14.

As can be seen in figure 14, nearly all the fine details of the BAW resonator's response can be explained. Therefore, we can use the model also for diagnosis when new materials or layer stacks are tested to extract their electro acoustic parameters. It should be mentioned, however, that not all acoustic losses could be described satisfactory within a 1D model. Describing losses, which come from acoustic radiation losses and mode conversion loss from the thickness extensional mode to other spurious modes, a 2D or even 3D modeling will be required [28, 29].

## Conclusion

Accurate BAW resonators and band-pass filters are made today for frequencies between 900 MHz and 12 GHz both in SBAR and TFBAR technology using either AlN or ZnO. In this paper we described bulk acoustic wave resonators and filters for frequencies between 2-8 GHz on silicon wafers using c-axis

oriented AlN and a Bragg acoustic interference reflector consisting of Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> and SiO<sub>2</sub>. The technique is capable to realize BAW filters for front end modules of mobile phones for all major standards as well as narrow band channel filters with low temperature drift. On-wafer packaging solutions allow to make small flip chip mountable BAW filters, which can be integrated into a System in Package (SiP) concept.

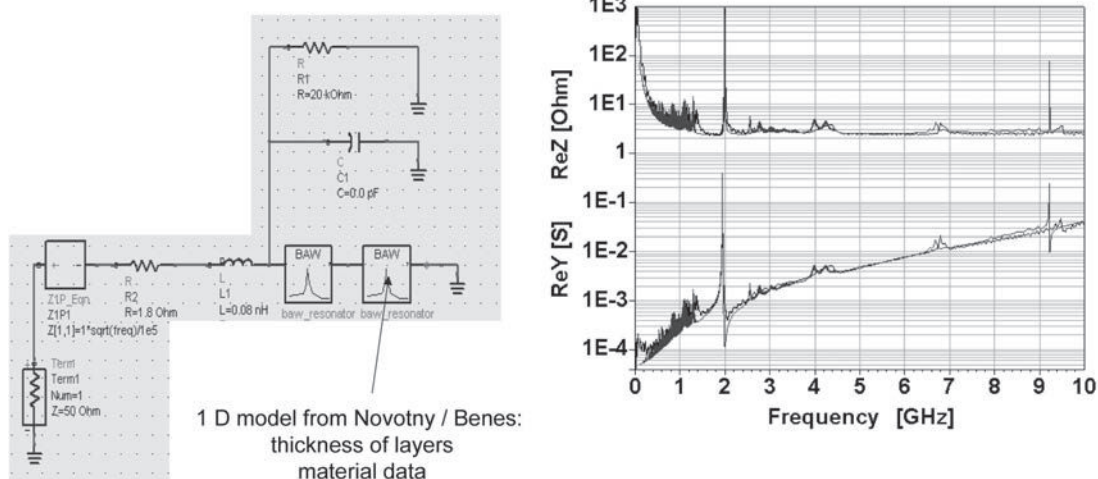
## Acknowledgement

We would like to thank our colleagues R.Kiewitt, W.Brand, R.Mauczok, H.D.Bausen, H.Nulens, G.Much, D.Wiechert, at the Philips Research Laboratories in Aachen and Eindhoven. This work was partially supported by the European Commission within the Project 'Microwave Electro-Acoustic Devices for Mobile and Land based Applications (MEDCOM, IST-1999-11411)'.

## References

- [1] K.M.Lakin, G.R.Kline, K.T.McCarron, High Q microwave acoustic resonators and filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 41, 2139 (1993).
- [2] K.M. Lakin, J. Belsick, J.F. McDonald, and K.T. McCarron, High Performance Stacked Crystal Filters for GPS and Wide Bandwidth Applications, 2001 IEEE Ultrasonics Symposium Atlanta, p.833, 2001.
- [3] R.C. Ruby, P. Bradley (SM), Y. Oshmyansky, A. Chien, Thin Film Bulk Wave Acoustic Resonators (FBAR) for Wireless Applications, 2001 IEEE Ultrasonics Symposium Atlanta, p.833, 2001.

Figure 14: Simulation of a BAW resonator operating at 1.95 GHz. Left side: schematics showing the BAW model implemented into ADS. Right side: Real part of impedance Z and admittance Y respectively. Measurement black curve, simulation blue curve.



- [4] K.M. Lakin, G.R. Kline, K.T. McCarron, Development of miniature filters for wireless applications, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43, 2933 (1995).
- [5] J.D. Larson III, R. Ruby, P. Bradley, Y. Oshmyansky, A BAW antenna duplexer for the 1900 MHz PCS band. 1999 IEEE Ultrasonics Symposium Lake Tahoe, p.887, 1999.
- [6] K.M. Lakin, K.T. McCarron, J. Belsick, R. Rose, Filter Banks Implemented with Integrated Thin Film Resonators, 2000 IEEE Ultrasonics Symposium, Puerto Rico, p.851, 2000.
- [7] H.P. Löbl, M. Klee, R. Milsom, R. Dekker, C. Metzmacher, W. Brand, P. Lok, Materials for bulk acoustic wave (BAW) resonators and filters, Conference on Microwave Materials and their Applications MMA2000, Bled, Slovenia, September 2000, *Journal of the European Ceramic Society*, 21, 2633, (2001).
- [8] H.P. Löbl, M. Klee, O. Wunnicke, R. Kiewitt, R. Dekker, E.v. Pelt, Piezoelectric AlN and PZT films for micro-electronic applications. 1999 IEEE Ultrasonics Symposium Lake Tahoe, p.1031, 1999.
- [9] Piezoelectric Materials for BAW Resonators and Filters, H.P. Löbl, M. Klee, C. Metzmacher, W. Brand, R. Milsom, P. Lok, F. van Straten 2001 IEEE Ultrasonics Symposium Atlanta, p.807, 2001.
- [10] H. Nowotny, E. Benes, General one-dimensional treatment of the layered piezoelectric resonator with two electrodes, *J. Acoust. Soc. Am.*, 82, 513 (1987).
- [11] H.P. Löbl, M. Klee, C. Metzmacher, W. Brand, R. Milsom, P. Lok, Piezoelectric Thin AlN Films for Bulk Acoustic Wave (BAW) Resonators, in Proceedings (SSMM) of the Asia Pacific Microwave Conference APMC 2001, Taipei, p. 37-42, 2001 and in *Materials Science and Engineering* 9532, 1 (2002).
- [13] R.F. Milsom, H.P. Löbl, D.N. Peligrad, J.W. Lobeek, A. Tuinhout, H.J. ten Dolle, Combined Acoustic Electromagnetic Simulation of Thin Film Bulk Acoustic Wave Filters, 2002 IEEE Ultrasonics Symposium Munich, proceedings, p.963, 2002.
- [14] H.P. Löbl, C. Metzmacher, D.N. Peligrad, R. Mauczok, M. Klee, W. Brand, R.F. Milsom, P. Lok, F. van Straten, A. Tuinhout, J.W. Lobeek, Solidly Mounted Bulk Acoustic Wave Filters for the GHz Frequency Range, 2002 IEEE Ultrasonics Symposium Munich, proceedings, p.897, 2002.
- [15] P.D. Bradley, S.M. R. Ruby, A. Barfknecht, F. Geefay, C. Han, G. Gan, Y. Oshmyansky, A 5 mm x 5 mm x 1.37 mm Hermetic FBAR Duplexer for PCS Handsets with Wafer-Scale Packaging, 2002 IEEE Ultrasonics Symposium Munich, proceedings, p.907, 2002.
- [16] K.M. Lakin, Coupled Resonator Filters, 2002 IEEE Ultrasonics Symposium Munich, proceedings, p.879, 2002.
- [19] G. F. Iriarte, J. Bjurström, J. Westlinder, F. Engelmark, I.V. Katardjiev, Synthesis of c-Axis Oriented AlN Thin Films on Metal Layers: Al, Mo, Ti, TiN and Ni, 2002 IEEE Ultrasonics Symposium Munich, proceedings, p.300, 2002.
- [20] J. Kaitila, M. Yililammi, J. Molaris, J. Ellä, T. Makkonen, ZnO base thin film bulk acoustic wave filters for EGSM band, 2001 IEEE Ultrasonics Symposium Atlanta, p.803, 2001.
- [21] Q.X. Su, P. Kirby, E. Komoro, M. Imura, Q. Zang, R.W. Whatmore, Thin film bulk acoustic resonators using ZnO and lead zirconium titanate thin films, *IEEE Trans. MMT-49*, 749 (2001).
- [22] S.L. Pinkett, W.D. Hunt, B.P. Barber, P.L. Gammel, Temperature characteristics of ZnO based thin film bulk acoustic wave resonators, 2001 IEEE Ultrasonics Symposium Atlanta, p.823, 2001.
- [23] K.M. Lakin, J. Belsick, J.F. McDonald, K.T. McCarron, Improved bulk wave resonator coupling coefficient for wide band width filters, 2001 IEEE Ultrasonics Symposium Atlanta, p.827, 2001.
- [24] K.M. Lakin, J.F. McDonald, K.T. McCarron, Temperature compensated bulk acoustic thin film resonators, 2000 IEEE Ultrasonics Symposium Puerto Rico, p.855, 2000.
- [25] M.A. Dubois, P. Muralt, V. Plesky, BAW resonators based on aluminium nitride thin films, 1999 IEEE Ultrasonics Symposium, p.907, 1999.
- [27] J. D. Larson III, R. C. Ruby, P. D. Bradley, J. Wen, S. Kok, A. Chien, Power handling and temperature coefficient studies in FBAR duplexers for the 1900 MHz PCS band, 2000 IEEE Ultrasonics Symposium Puerto Rico, proceedings, p. 869, 2000.
- [28] R.F. Milsom, H.P. Löbl, C. Metzmacher, P. Lok, A. Tuinhout, F.v. Straten, 2D Model of Solidly-Mounted and Membrane BAW Devices, 2003 IEEE Ultrasonics Symposium Honolulu, Hawaii, p. 1802, 2003.

- [29] H.P. Loeb1, R.F. Milsom, C. Metzmacher, A. Tuinhout, P. Lok, F.v. Straten, Low Level Effects in SBARS and their Application to Device Optimization, 2003 IEEE Ultrasonics Symposium Honolulu, Hawaii, p.182, 2003.
- [30] H.K.J. ten Dolle, J.W. Lobeek, A. Tuinhout, J. Foekema, Balanced Lattice-Ladder Band-pass Filter in Bulk Acoustic Wave Technology, International Microwave Symposium IMS, Fort Worth, TX, paper TU5D-6, 2004.

- [31] H.P. Loeb1, C. Metzmacher, R.F. Milsom, R. Mauczok, W. Brand, P. Lok, A. Tuinhout, F. Vanhelmont, Narrow Band Bulk Acoustic Wave Filters, 2004 IEEE Ultrasonics Symposium Montreal, p. 411, 2004

### Curriculum vitae

Born in 1956 in Regensburg (Germany) Peter Loeb1 studied physics at the Technical University Munich and made there his PhD in solid state physics on metal insulator transition in platinum silicides. Peter Loeb1 joined Philips Research in 1989, where he worked in the field of storage media, displays and passive components (capacitors, couplers and filters). In 1999 he initiated the interest of Philips in Bulk Acoustic Wave (BAW) filters for mobile and wireless applications, worked in this field since 2000



and has a considerable number of publications and patents on BAW filters and BAW technology.

H.P. Loeb1, Philips Research Laboratories, Weiss-  
shausstr. 2, D-52066 Aachen, Germany  
C. Metzmacher, Philips Research Laboratories,  
Weissshausstr. 2, D-52066 Aachen, Germany  
R.F. Milsom, Philips Research Laboratories, Cross  
Oak Lane; Redhill; Surrey, RH1 5HA, UK  
P.Lok, Philips Semiconductors, BL RF products,  
Gerstweg 2, NL-6534 AE Nijmegen, The Nether-  
lands  
A. Tuinhout, Philips Semiconductors, BL RF pro-  
ducts, Gerstweg 2, NL-6534 AE Nijmegen, The  
Netherlands



# Een andere kijk op magnetisch gekoppelde spoelen

ir. P. van der Wurff  
e-mail: p.v.d.wurff@planet.nl

Het magnetisch circuit, dat de koppeling verzorgt tussen twee spoelen, kan beschreven worden met een elektrisch model, dat bestaat uit een eenvoudig weerstandsnetwerk en twee spanningsbronnen. Daarmee kan op een heldere manier het verband gelegd worden tussen primaire en secundaire zelf-inductie, de koppelfactor en de coëfficiënt van wederkerige inductie. De in dit artikel besproken methode om gekoppelde spoelen te behandelen wijkt nogal af van wat we op dit terrein aantreffen in de gangbare leerboeken. Welke methode de voorkeur verdient hangt af van de plaats die het onderwerp heeft gekregen in het curriculum en ook van de didactische opvattingen van de docent.

## Inleiding

Het magnetisch circuit, dat de koppeling verzorgt tussen twee spoelen, kan beschreven worden met behulp van een elektrisch model. Een dergelijk model kennen we van de Wet van Hopkinson, waarbij magnetische grootheden als het aantal ampère-windingen, de magnetische flux en de magnetische weerstand worden voorgesteld als elektrische grootheden zoals bronspanning, stroom en weerstand. Om het gedrag van twee magnetisch gekoppelde spoelen te bestuderen, moeten we een elektrisch model maken waarin twee spanningsbronnen voorkomen, die gekoppeld zijn via een weerstandsnetwerk. Tamelijk voordehand liggend is de omzetting van een uit ijzer opgebouwd magnetisch circuit naar het uit drie weerstanden opgebouwde elektrische model. Deze omzetting is niet zo voordehand liggend als het gaat om de magnetische koppeling van twee luchtspoelen. Nadat echter onderzocht is aan welke eisen het elektrische model moet voldoen, blijkt dat ook bij luchtspoelen volstaan kan worden met een eenvoudig T-netwerk, opgebouwd uit drie weerstanden.

## De Wet van Hopkinson

In het magnetisch circuit van Fig.1 wordt een magnetische flux  $\Phi(t)$  opgewekt door de stroom  $i(t)$  door de spoel.

Volgens de Wet van Hopkinson geldt nu:

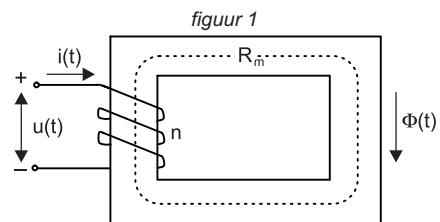
$$\phi(t) = \frac{n \cdot i(t)}{R_m} \quad (1)$$

In (1) is  $n$  het aantal windingen van de spoel en  $R_m$  is de magnetische weerstand van het ijzercircuit. Voor deze magnetische weerstand geldt:

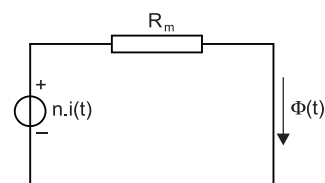
$$R_m = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A} \quad (2)$$

$l$  is de lengte van het ijzercircuit;  $A$  is het oppervlak van de doorsnede (waarbij verondersteld is dat die overall even groot is),  $\mu_0$  is een natuurconstante en  $\mu_r$  is een materiaaleigenschap.

De Wet van Hopkinson doet denken aan de Wet van Ohm en wordt daarom ook wel de Magnetische Wet van Ohm genoemd. Men kan een elektrisch model maken van het magnetisch circuit van fig.1. Het aantal ampère-windingen  $n \cdot i(t)$  wordt daarin voorgesteld door een ideale spanningsbron en de flux wordt voorgesteld door een elektrische stroom, die door een elektrische weerstand vloeit. Dit model is in fig.2 weergegeven.



figuur 2





Het model houdt geen rekening met magnetisch flux die uit het ijzercircuit treedt en negeert ook de niet-lineariteit van het ijzercircuit.

### Zelfinductie

De zelfinductie van de spoel, die in Fig.1 is afgebeeld, is de verhouding tussen de spanning  $u(t)$  over de spoel en de eerste afgeleide  $i'(t)$  van de stroom.

$$L = \frac{u(t)}{i'(t)} \quad (3)$$

Vanwege de Wet van Hopkinson (1) kunnen we ook schrijven:

$$L = \frac{n \cdot u(t)}{\phi'(t) R_m} \quad (4)$$

Voor de spanning  $u(t)$ , die in de spoel wordt geïnduceerd door de fluxveranderingen, geldt:

$$u(t) = n \cdot \phi'(t) \quad (5)$$

Er volgt dat de zelfinductie van de spoel kan worden uitgedrukt in het aantal windingen en de magnetische weerstand volgens:

$$L = \frac{n^2}{R_m} \quad (6)$$

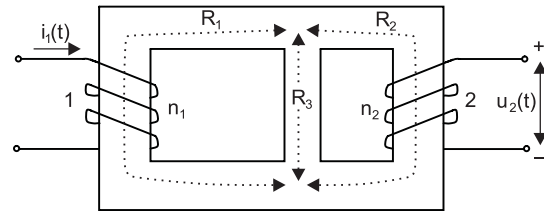
### Luchtspoel

Geldt de Wet van Hopkinson, en daarmee het elektrisch model van Fig.2, ook voor luchtspoelen? Hier ontbreekt het ijzercircuit dat de magnetische flux geleidt en waarvan de magnetische weerstand berekend kan worden. Bij luchtspoelen waaiert de flux wijd uit. Als bovendien de windingen niet dicht op elkaar liggen, dan zijn deze windingen zwak gekoppeld. Dat wil zeggen dat de flux, die door een bepaalde winding wordt opgewekt, niet volledig door het oppervlak van de andere windingen stroomt. Een deel van de flux stroomt dan namelijk zijwaarts uit de spoel.

Toch, omdat we de zelfinductie van zo'n spoel kunnen meten en omdat we het aantal windingen weten, kunnen we met (6) een waarde voor de magnetische weerstand bepalen.

$$R_m = \frac{n^2}{L} \quad (7)$$

De effecten van onvolledige koppeling van de windingen, waarbij flux zijwaarts uit de spoel treedt, wordt dan verdisconteerd in de waarde van  $R_m$ . Zo kunnen we het elektrische model van Fig.2 hand-



figuur 3

haven, waarbij de flux  $\Phi(t)$  bepaald wordt door het aantal ampère-windingen  $n \cdot i(t)$  en de waarde van de magnetische weerstand  $R_m$ .

### Magnetisch gekoppelde spoelen

Men noemt twee spoelen magnetisch gekoppeld wanneer de flux, die door de wisselstroom in de ene spoel wordt opgewekt, een spanning induceert in de andere spoel. We bekijken eerst de situatie van fig.3, waarbij twee spoelen magnetisch gekoppeld zijn d.m.v. een ijzercircuit.

$R_1$ ,  $R_2$  en  $R_3$  zijn de magnetische weerstanden van delen van het ijzercircuit. Er is een 'middenpoot' aangebracht met magnetische weerstand  $R_3$ , die er verantwoordelijk voor is dat niet alle flux, die in spoel 1 wordt opgewekt, de windingen van spoel 2 bereikt. Dat is namelijk in de praktijk altijd in mindere of meerdere mate het geval.

Er kan nu een coëfficiënt van wederkerige inductie  $M_1$  gedefinieerd worden.

$$M_1 = \frac{u_2(t)}{i_1'(t)} \quad (8)$$

Vergelijk deze definitie met die van de zelfinductie (3).

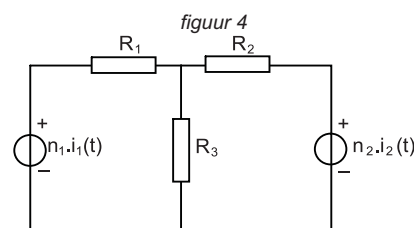
De schakeling van Fig.3 werkt ook in de andere richting en dan vinden we een coëfficiënt van wederkerige inductie  $M_2$ , die gedefinieerd is als:

$$M_2 = \frac{u_1(t)}{i_2'(t)} \quad (9)$$

Later zullen we zien dat  $M_1$  en  $M_2$  aan elkaar gelijk zijn.

### Een elektrisch model

We presenteren in fig.4 een elektrisch model dat ongeveer op dezelfde manier van de schakeling



figuur 4

van fig.3 is afgeleid als het elektrische model van fig.2 van het magnetische circuit van fig.1.

Met behulp van het elektrische model van fig.4 zullen we op eenvoudige wijze de koppelfactor bepalen en laten zien dat  $M_1$  gelijk is aan  $M_2$ . Ook kunnen we het verband vinden dat bestaat tussen de coëfficiënt van wederkerige inductie, de koppelfactor en de zelfinducties van de spoelen 1 en 2.

Geldt het elektrische model van fig.4 ook voor twee luchtspoelen, die in elkaars nabijheid staan opgesteld en elkaar magnetisch beïnvloeden? Omdat een fluxgeleidend ijzercircuit ontbreekt, hebben we geen idee hoe de uitwaaiende flux van de ene spoel, de windingen van de andere spoel bereikt. We hebben te maken met een onbekend magnetisch circuit. Als we daarvoor een elektrisch model willen opstellen, dan is dat eveneens een onbekend elektrisch netwerk (Fig.5).

Aan welke voorwaarden moet het elektrische netwerk van Fig.5 voldoen? De zelfinductie  $L_1$  van spoel 1 kan gemeten worden. Het aantal windingen  $n_1$  mag bekend verondersteld worden en daaruit volgt een waarde voor de magnetische weerstand  $R_{m1}$  die de flux, die opgewekt wordt in spoel 1, in het magnetisch circuit ondervindt. Dit volgt uit (6). Deze magnetische weerstand  $R_{m1}$  wordt in het model van Fig.5 voorgesteld door de ingangsweerstand, gemeten tussen de klemmen 1 en 1' als de klemmen 2 en 2' kortgesloten zijn.

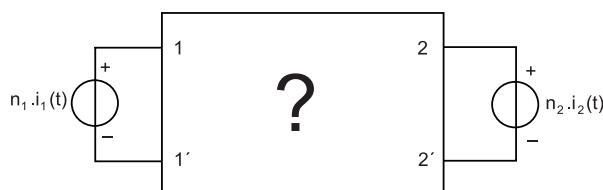
Op dezelfde wijze beredeneerd vinden we dat de magnetische weerstand  $R_{m2}$ , die naast het aantal windingen  $n_2$  de zelfinductie  $L_2$  van spoel 2 bepaalt, in het model terug te vinden is als de weerstand die gemeten wordt tussen de open klemmen 2 en 2' als de klemmen 1 en 1' kortgesloten zijn.

Een derde voorwaarde, waaraan het elektrische model moet voldoen, volgt uit de meting van de coëfficiënt van wederkerige inductie  $M_1$ .

$M_1$  is volgens (8) gedefinieerd als:

$$M_1 = \frac{u_2(t)}{i_1'(t)} \quad (10)$$

figuur 5



De spanning  $u_2(t)$  wordt door  $\Phi_2'(t)$  bepaald volgens:

$$u_2(t) = n_2 \cdot \phi_2'(t) \quad (11)$$

We kijken nu naar Fig.6. Daar geldt:

$$\phi_2(t) = Y_1 \cdot n_1 \cdot i_1(t) \quad (12)$$

waarin  $Y_1$  de voorwaartse overdrachts-admittantie van het netwerk voorstelt. Omdat in de fluxstromen geen faseverschuivingen optreden is  $Y_1$  reëel.

Uit (10), (11) en (12) volgt:

$$M_1 = n_1 \cdot n_2 \cdot Y_1 \quad (13)$$

De gemeten waarde van  $M_1$  en het gegeven van het aantal windingen  $n_1$  en  $n_2$  bepalen samen de waarde van  $Y_1$ .

Een netwerk, dat bij metingen aan de klemmen de weerstandswaarden  $R_{m1}$  en  $R_{m2}$  moet opleveren en ook de overdrachts-admittantie  $Y_1$ , mag vervangen worden door een equivalent T-netwerk bestaande uit drie netwerkelementen dat dezelfde resultaten geeft voor de metingen aan  $R_{m1}$  en  $R_{m2}$  en  $Y_1$ . Omdat geen faseverschuivingen optreden, zijn de netwerkelementen reëel, oftewel het zijn zuivere weerstanden en dat is precies wat we in het model van Fig.4 aantreffen.

### Primaire en secundaire zelfinducties

We passen formule (6) toe en bepalen aan de hand van het model van Fig.4 uitdrukkingen voor de zelfinducties van de spoelen 1 en 2.

Voor spoel 1 bestaat de magnetische weerstand  $R_{m1}$  uit  $R_1$  in serie met de parallelschakeling van  $R_2$  en  $R_3$ .

$$R_{m1} = R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} = \frac{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_3 \cdot R_1}{R_2 + R_3}$$

We noemen de cyclische veelterm van de teller N.

$$R_{m1} = \frac{N}{R_2 + R_3} \quad (14)$$

figuur 6



Met (6) vinden we nu voor de zelfinductie van spoel 1:

$$L_1 = n_1^2 \cdot \frac{(R_2 + R_3)}{N} \quad (15)$$

Op dezelfde manier vinden we voor de zelfinductie van spoel 2:

$$L_2 = n_2^2 \cdot \frac{(R_1 + R_3)}{N} \quad (16)$$

## De coëfficiënten van wederkerige inductie

We beschouwen Fig.7. Dat is het elektrische model voor de situatie dat door spoel 2 geen stroom vloeit.

We passen (13) toe om  $M_1$  uit te drukken in de weerstandswaarden  $R_1$ ,  $R_2$  en  $R_3$ . Daartoe moeten we de overdrachts-admittantie bepalen aan de hand van Fig.7. Uit (12) volgt:

$$Y_1 = \frac{\phi_2(t)}{n_1 \cdot i_1(t)} \quad (17)$$

De flux  $\Phi_1(t)$  wordt in fig. 7 bepaald door de bronspanning  $n_1 \cdot i_1(t)$  en de weerstand  $R_{m1}$ .

$$\phi_1(t) = \frac{n_1 \cdot i_1(t)}{R_{m1}} \quad (18)$$

of, met het resultaat van (14) voor  $R_{m1}$ ,

$$\phi_1(t) = n_1 \cdot i_1(t) \frac{R_2 + R_3}{N} \quad (19)$$

Van de flux  $\Phi_1(t)$  bereikt een fractie  $\Phi_2(t)$  de uitgangsklemmen. De grootte van deze fractie wordt bepaald door de stroomverdeling tussen  $R_2$  en  $R_3$ .

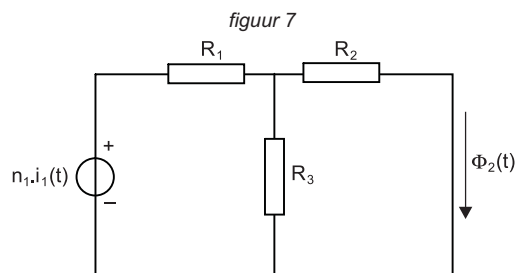
$$\phi_2(t) = \phi_1(t) \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (20)$$

Met (19) wordt dit

$$\phi_2(t) = n_1 \cdot i_1(t) \frac{R_3}{N} \quad (21)$$

Voor  $Y_1$  vinden we:

$$Y_1 = \frac{R_3}{N} \quad (22)$$



Dus

$$M_1 = n_1 \cdot n_2 \frac{R_3}{N} \quad (23)$$

Op dezelfde manier wordt voor  $M_2$  gevonden:

$$M_2 = n_2 \cdot n_1 \frac{R_3}{N} \quad (24)$$

Het verschil tussen  $M_1$  en  $M_2$  valt dus weg en we praten in het vervolg over  $M$ , de coëfficiënt van wederkerige inductie met

$$M = n_1 \cdot n_2 \frac{R_3}{N} \quad (25)$$

## De koppelfactor

Met een factor  $k_1$  geven we aan welke fractie van de flux  $\Phi_1(t)$  door spoel 2 vloeit. De factor  $k_1$  wordt dus bepaald door de stroomverdeling over  $R_2$  en  $R_3$ . Er geldt:

$$\phi_2(t) = \phi_1(t) \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

en daaruit volgt

$$k_1 = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (26)$$

Op dezelfde manier wordt gevonden:

$$k_2 = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \quad (27)$$

Uit (15) en (26) volgt

$$k_1 \cdot L_1 = n_1^2 \frac{R_3}{N} \quad (28)$$

en uit (16) en (27) volgt

$$k_2 \cdot L_2 = n_2^2 \frac{R_3}{N} \quad (29)$$

Het product van (28) en (29) blijkt  $M^2$  op te leveren (zie 25).

$$(k_1 \cdot L_1) \cdot (k_2 \cdot L_2) = n_1^2 \cdot n_2^2 \frac{R_3^2}{N^2}$$

We vinden dus

$$M = \sqrt{(k_1 \cdot k_2)} \cdot \sqrt{(L_1 \cdot L_2)} = k \sqrt{(L_1 \cdot L_2)} \quad (30)$$

men noemt in de literatuur de factor  $k = \sqrt{(k_1 \cdot k_2)}$  de koppelfactor van de twee magnetisch gekoppelde spoelen. De koppelfactor neemt, afhankelijk van de constructie en de opstelling van de spoelen, waarden aan, die liggen tussen 0 en 1.

## Het teken van M

We beschouwen het volgende geval. Op een ijzeren kern is een spoel gewikkeld met  $n_1$  windingen. De zelfinductie van deze spoel bedraagt  $L_1 = n_1^2 / R_m$ . Nu wikkelen we op dezelfde ijzeren kern een tweede spoel met  $n_2$  windingen. De koppeling tussen beide spoelen veronderstellen we zo sterk, dat de koppelfactor  $k$  gelijk is aan 1.

Als beide spoelen in serie worden geschakeld, dan zijn er twee mogelijkheden.

- a) De wikkelrichting van beide spoelen is hetzelfde. Als er stroom door de serieschakeling wordt gestuurd, dan versterken de magnetische velden van beide spoelen elkaar. Daarmee is een spoel gecreëerd met  $n_1 + n_2$  windingen, waarvan de zelfinductie

$$L_v = \frac{(n_1 + n_2)^2}{R_m}$$

bedraagt. Dit laat zich schrijven als:

$$L_v = \frac{n_1^2}{R_m} + \frac{n_2^2}{R_m} + \frac{2n_1 \cdot n_2}{R_m}$$

of

$$L_v = L_1 + L_2 + 2M$$

Als  $n_1 = n_2$  dan is  $L_1 = L_2 = L$  en vinden we voor  $L_v$

$$L_v = 2L + 2L = 4L$$

Verdubbeling van het aantal windingen verviervoudigt de zelfinductie.

- b) De wikkelrichting van beide spoelen is verschillend. Als ze in serie geschakeld zijn, dan heeft het veld van de ene spoel een richting, die tegengesteld is aan de veldrichting van de andere spoel. De velden verzwakken elkaar. De  $n_2$  windingen van de tweede spoel maken de werking van  $n_2$  windingen van de eerste spoel ongedaan. Effectief blijven er  $n_1 - n_2$  windingen over, Voor de zelfinductie geldt nu

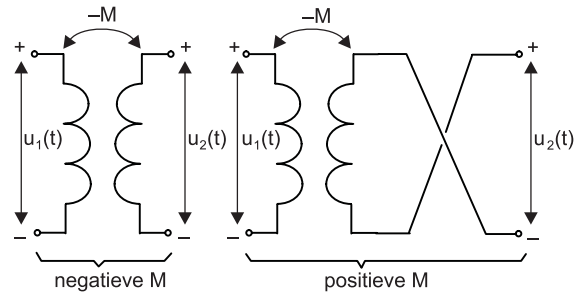
$$L_v = \frac{(n_1 - n_2)^2}{R_m}$$

of

$$L_v = L_1 + L_2 - 2M$$

Als  $L_1 = L_2$ , dan volgt:

$$L_v = L + L - 2L = 0$$



figuur 8

Dit is het principe van de bifilaire gewonden draadweerstand. Wanneer men weerstandsdraad op een keramische spoelkern wikkelt, dan heeft men niet alleen een weerstand voor grote vermogens gemaakt, maar tegelijkertijd een spoel met enige zelfinductie. Wanneer men dat een ongewenst effect vindt, dan moet men de weerstand wikkelen met twee draden en die zo aansluiten dat de stroom door de ene wikkeling tegengesteld is aan de stroom door de andere wikkeling.

Uit het voorgaande blijkt dat men, afhankelijk van de wikkelrichting of van de manier waarop de spoelen zijn aangesloten, te maken kan krijgen met een negatieve waarde van  $M$ . Wanneer dat ongewenst is, dan kan men volstaan met het omdraaien van de aansluitdraden van één van beide spoelen. (Fig.8)

## Tenslotte

De hier beschreven methode om magnetisch gekoppelde spoelen te behandelen heeft, vanuit didactisch gezichtspunt, voordelen, maar er zijn ook nadelen aan te wijzen. Voordeel is dat de berekeningen, die nodig zijn om de relatie te vinden tussen de coëfficiënt van wederkerige inductie enerzijds en de primaire en secundaire zelfinducties en de koppelfactor anderzijds, worden uitgevoerd aan een eenvoudig, ohms gelijkstroomnetwerk. Nadeel is misschien dat de stap om met een elektrisch model te werken ons tevens een stap verwijderd van de realiteit van het magnetisch circuit. Ook het feit dat met het gebruik van het begrip 'overdrachts-admittantie' een beetje vooruit gelopen wordt op de behandeling van vierpooltheorie, kan vanuit een bepaald didactisch standpunt wellicht als een bezwaar worden gezien.