

Richtingsgevoeligheid bij kortegolf-ontvangst door DSP (1)

Voor de gemiddelde radioamateur behoren digitale technieken niet tot de dagelijkse kost. Er is echter een aantal digitale toepassingen waarbij ook de 'analoge' zendamateur zeer gebaat kan zijn. Door toepassing van DSP-technieken kunnen signalen op basis van faseverschillen doorgelaten of juist tegengehouden worden.

Inleiding

In twee vorige artikelen [1] is beschreven hoe je in de stad met relatief eenvoudige analoge hulpmiddelen tot een betere kortegolfontvangst kunt komen. Hoe kan vervolgens 'Digital Signal Processing' (DSP) bijdragen tot een verdere verbetering, waarbij we ons niet alleen willen beperken tot het reduceren van lokale stoorbronnen? Het blijkt dat DSP, in combinatie met twee actieve loopantennes en twee gesynchroniseerde ontvangers, in staat is een effectieve richtingsgevoeligheid te creëren die vergelijkbaar is met die van grote richtantennes.

Tijddomein versus frequentiedomein

In principe is in het tijddomein met DSP dezelfde storingsreductie uit te voeren als die welke de MFJ-1025 uitvoert met de hoogfrequente signalen van de antenne. DSP kan dit met behulp van adaptieve filters veel beter en sneller. Hoewel er met adaptieve filters in het tijddomein veel mogelijk is, zijn er echter beperkingen in de mate waarin storingsonderdrukking met twee antennes haalbaar is. Er is maximaal maar één stoorbron(-richting) te onderdrukken en de haalbare richtingsgevoeligheid wordt op de kortegolf sterk beperkt door de grillige kortetermijnpropagatie van de gewenste signalen (richtingvariaties, multipad-ontvangst, enzovoort). Al met al blijkt het ook met DSP moeilijk om in het tijddomein met twee antennes effectieve onderdrukking van stoorsignalen te bereiken. We gaan daarom in dit artikel hier niet verder op in.

Processing in het frequentiedomein

Als voorbeeld nemen we de inhoud van een SSB-signaal onder de loep (figuur 1). De benodigde bandbreedte voor een spraakkanaal ligt rond de 3 kHz. Gedurende elke fractie van een seconde wordt echter maar een deel van dat kanaal benut. Er zijn steeds maar een beperkt aantal frequentiecomponenten aanwezig. Afhankelijk van de spraakinhoud van het signaal zal het kanaal elk volgend moment weer andere frequentiecomponenten bevatten. Zo bevat elke andere (stoor-)bron, al dan niet lokaal, op elk moment ook zijn eigen

frequentiecomponenten. De kans dat de frequentiecomponenten van verschillende bronnen elkaar overlappen is erg klein (figuur 2). Wanneer we in staat zijn alleen de gewenste frequentiecomponenten te selecteren, is dat vergelijkbaar met een reductie van de bandbreedte. Die delen van het spectrum waarin we niet zijn geïnteresseerd, worden eruit geknipt;

Jan Simons, PA0SIM
pa0sim@amsat.org

net als bij een CW-filter, maar dan binnen de ontvangstbandbreedte. Hierbij wordt aangenomen dat elke frequentiecomponent steeds maar van één bron afkomstig is. Dit is natuurlijk niet helemaal waar omdat de ruis van de antenneversterkers en de atmosferische ruis over de hele band met variabele amplitudes aanwezig zijn. Bovendien is er altijd een kleine kans dat er meer dan één bron aan een frequentiecomponent bijdraagt.

Onderscheid maken

Hoe kunnen we nu ten behoeve van de selectie in het frequentiedomein de gewenste frequentiecomponenten onderscheiden van de niet-gewenste frequentiecomponenten?

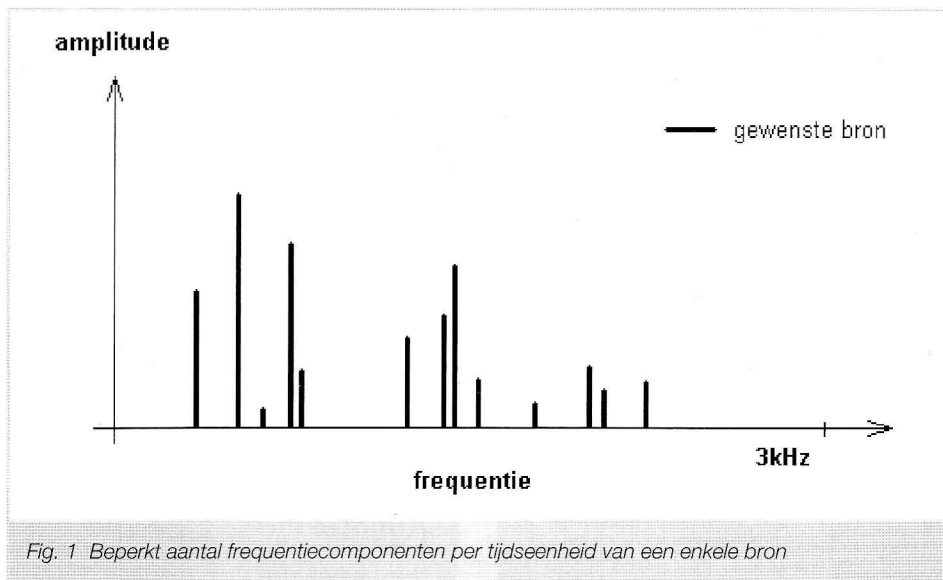


Fig. 1 Beperkt aantal frequentiecomponenten per tijdseenheid van een enkele bron

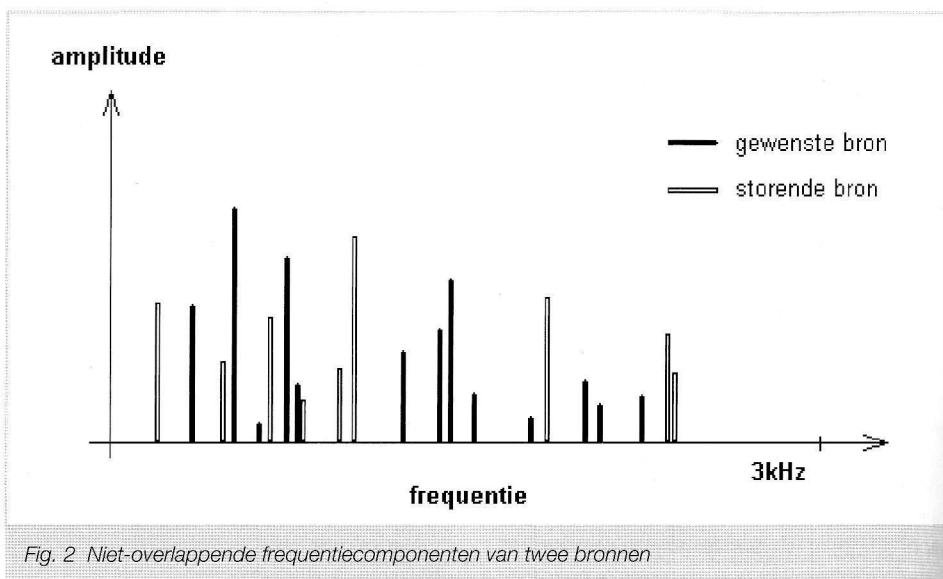


Fig. 2 Niet-overlappende frequentiecomponenten van twee bronnen

Waarin onderscheiden zich de gewenste en ongewenste signaalbronnen? We kunnen een onderscheid zoeken in de typische karakteristieken per soort signaalbron. CW, SSB en atmosferische ruis hebben verschillende karakteristieken. De aannames die je hiervoor moet doen, gaan helaas niet altijd op. Een stoorbron kan bijvoorbeeld de karakteristieken hebben van spraak. Een praktisch bruikbaar onderscheid vinden we in de richting (azimut en elevatie) van waaruit de signalen arriveren. Richting vertaalt zich bij gebruik van twee of meer antennes in faseverschillen (feitelijk verschillen in aankomsttijd) en in verhoudingen van amplitudes. Een net zo effectief onderscheid zien we in het al dan niet circulair gepolariseerd zijn van signalen en de richting van deze circulaire polarisatie. Dit zien we straks ook weer terug als een faseverschil.

We kunnen nu per frequentiecomponent op basis van faseverschil en/of amplitudeverhouding kiezen wat we ermee doen. We beperken ons tot discriminatie op basis van alleen het faseverschil. Dit heeft twee redenen. In de eerste plaats omdat het faseverschil primair

de informatie over de richting geeft. En in de tweede plaats omdat de processing op audiofrequenties en niet op de middenfrequentie uitgevoerd wordt. Door de AGC is de echte amplitudeverhouding dan niet meer te bepalen. Voornamelijk vanwege de AGC zou je deze processing het liefst op de middenfrequentie uitvoeren.

Van richting en polarisatie naar faseverschil

We hebben minimaal twee antennes nodig om een richtingsafhankelijk faseverschil te krijgen. Twee antennes die klein zijn ten opzichte van de te ontvangen golflengte, bijvoorbeeld kleine actieve loopantennes [1], vormen een goede keuze (figuur 3). Ze zijn breedbandig, optimaal gebalanceerd en er is een verwaarloosbare koppeling tussen beide antennes.

a) Loopantennes in dezelfde richting

Het ligt voor de hand dat we beide loopantennes als een array willen gaan gebruiken, omdat we primair geïnteresseerd zijn in de richting waaruit de signalen binnenkomen. In dit array

moeten alle antennes identieke stralingsdiagrammen hebben en ook de polarisatie moet in alle richtingen gelijk zijn. We beschouwen alleen het verre veld. Het resulterende stralingsdiagram van een array wordt bepaald door de velden van de antennes op te tellen met aangepaste amplitudeverhoudingen en faseverschillen. Maar in ons geval gaan we de velden niet optellen, maar een veld ontbinden in twee componenten (signalen) met een eigen amplitude en fase. In dit specifieke geval kijken we naar het verschil in fase tussen de signalen die beide antennes ontvangen. Feitelijk gaat het hier om looptijdverschillen. De ene antenne ontvangt het signaal iets eerder in de tijd dan de andere antenne. Dit mogen we omrekenen naar een fase, omdat de bandbreedte van het ontvangen signaal klein is ten opzichte van de draaggolffrequentie.

Dit faseverschil is eenvoudig te berekenen. De golflengte van de draaggolf kennen we al. We moeten nu nog uitrekenen wat voor de betreffende richting het verschil in afstand is tussen de beide antennes. De golflengte komt overeen met 360° (een volledige periode). Het faseverschil is dan 360° maal de verhouding van deze afstand en de golflengte. Afhankelijk van welke antenne het signaal het eerst ontvangt, is dit faseverschil positief of negatief. Bedenk dat de richting behalve azimut ook elevatie omvat. Hetzelfde faseverschil krijgen we voor een boog van richtingen (figuur 4). Elke boog wordt gevormd door alle richtingen die dezelfde hoek maken met de as waarop de beide antennes staan (X-as). We kunnen dus geen onderscheid maken tussen signalen die aan weerszijden van deze as zitten. Hiervoor hebben we meer antennes nodig. Alleen in het verlengde van deze as en bij 0° elevatie vinden we een enkel punt waarbij het faseverschil maximaal is. Grafiek 5 geeft voor elke band het faseverschil als functie van de azimutrichting voor een elevatiehoek van 0° en een antenneafstand van 7 m. Bij toenemende elevatiehoek worden deze faseverschillen kleiner. Behalve het faseverschil hebben we dus ook de elevatiehoek nodig om de azimutrichting te kunnen bepalen. Deze elevatiehoek kunnen we met twee antennes niet bepalen en slechts schatten aan de hand van de afstand tot de zender.

b) Loopantennes haaks op elkaar

Ook hier kijken we alleen naar het verre veld. Wanneer twee antennes op relatief korte afstand van elkaar staan, arriveert een golf bijna gelijktijdig op beide. Grondgolven en lokale stoorbronnen zijn lineair gepolariseerd en daarom vind je die bij kleine antennes terug rond een faseverschil van 0° of 180° . In de alinea 'nabije veld' ga ik hier verder op in. Je staat er als radioamateur normaal niet bij stil, maar ruimtegolven (skywaves) kunnen circulair (vaak elliptisch) gepolariseerd zijn. Op 160m en op 80m kan deze circulaire polarisatie zeer constant en voorspelbaar zijn. Dit geeft faseverschillen van rond -90° of $+90^\circ$. Op de hogere banden is de polarisatie meestal lineair en variërend in richting. Het faseverschil zwabbert dan onvoorspelbaar over de volle 360° . Van deze circulaire polarisatie kunnen we gebruikmaken. Op 160m en 80m geeft dit

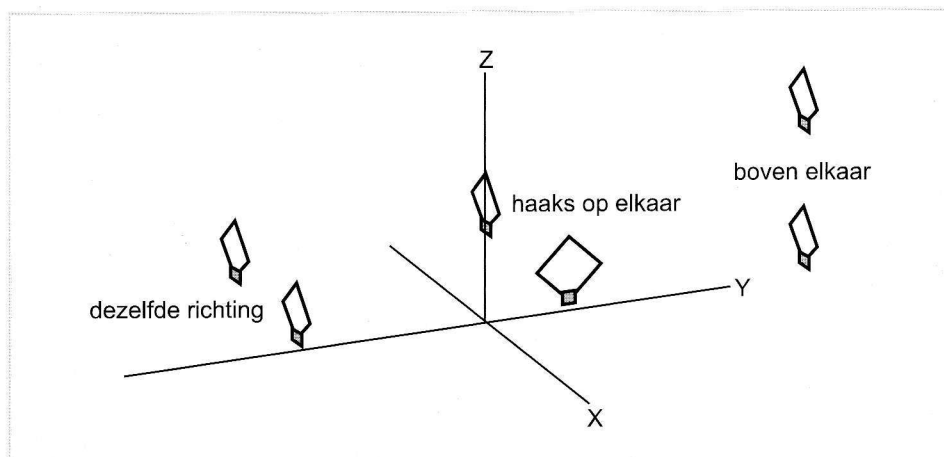


Fig. 3 Drie configuraties met de antennes a) in dezelfde richting b) haaks op elkaar en c) boven elkaar

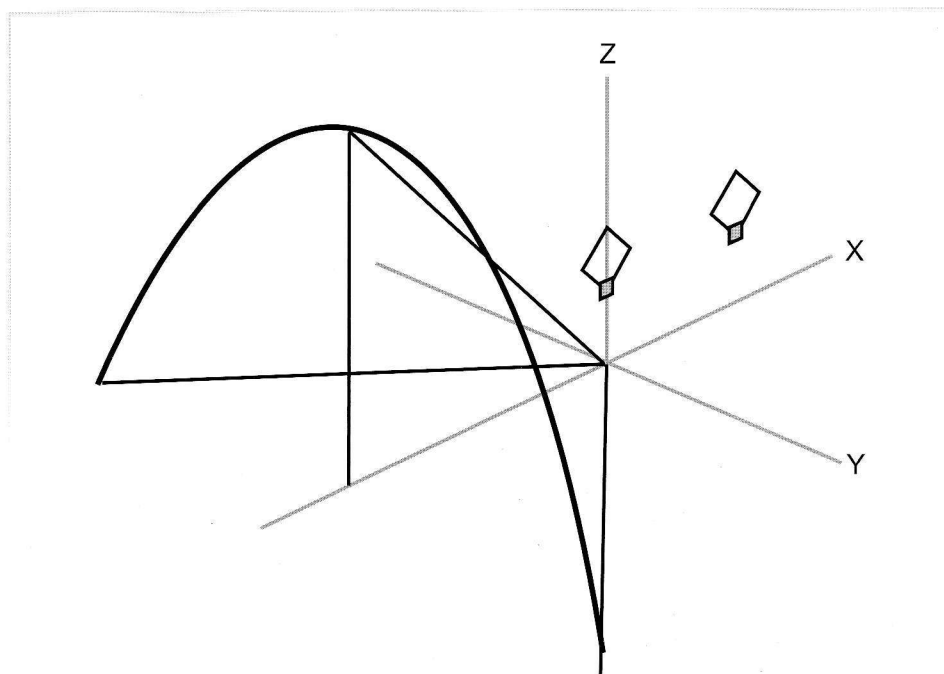


Fig. 4 Twee antennes geven een boog van richtingen met hetzelfde verschil in fase

Faseverschil bij een antennearfstand van 7 m

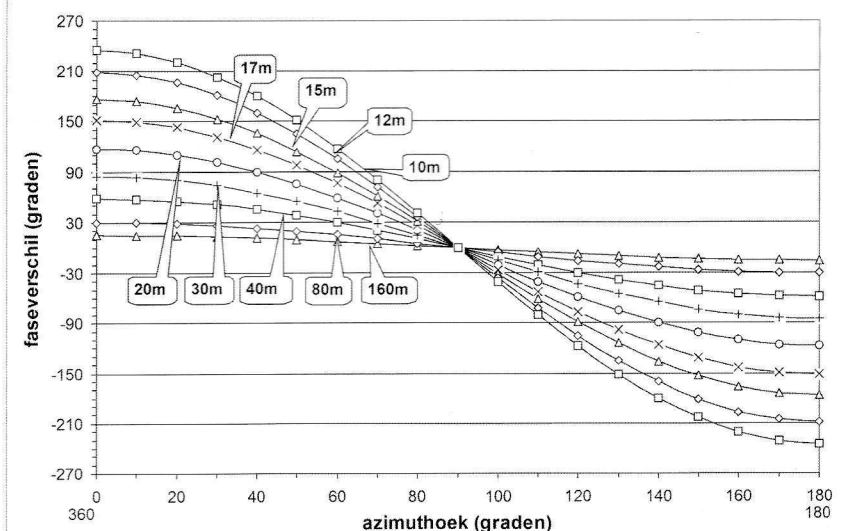


Fig. 5 Het faseverschil tussen twee antennesignalen als functie van de azimutrichting voor een elevatiehoek van 0° bij een antennearfstand van 7 m

onverwachte mogelijkheden, omdat het in de stad moeilijk is om voor die banden voldoende afstand tussen beide loopantennes te hebben. Met de loopantennes in dezelfde richting is het maximale faseverschil op die banden dan vrij klein. Dit wordt bij lokale stations nog eens extra verkleind door de grote elevatiehoeken [2]. Hoe kleiner het faseverschil, hoe moeilijker de signalen onderscheiden kunnen worden. Dankzij de circulaire polarisatie en met de loopantennes haaks op elkaar kunnen we toch lokale stoorbronnen en grondgolven goed onderscheiden van de gewenste ruimtegolven.

c) Loopantennes boven elkaar op verschillende hoogte

Het zou fijn zijn als we de signalen zouden kunnen kiezen aan de hand van de elevatiehoek. Lokale storingen komen binnen onder een zeer lage elevatie. Hetzelfde geldt helaas ook voor de echte DX-signalen. Maar veel andere signalen, zoals Europese signalen, komen onder een grotere elevatie (steiler) binnen. Die zou je dan kunnen scheiden van de lokale storingen. In de vrije ruimte is dit eenvoudig. Je plaatst de twee antennes op een afstand boven elkaar. Afhankelijk van de elevatiehoek meten we een faseverschil. In de praktijk worden de (loop-)antennes over het algemeen ten opzichte van de golflengte λ op geringe hoogte ($<0,25\lambda$) boven de grond geplaatst. Dan is met twee antennes de elevatiehoek niet goed te bepalen.

In figuur 6 is de bijdrage van de grondreflectie weergegeven. Dit plaatje vinden we in de meeste handboeken voor radioamateurs. De door de grond gereflecteerde golf lijkt te worden opgevangen dan wel uitgezonden door een spiegelantenne die in de grond zit. Als we aannemen dat de grond 100% reflecteert, dan ontvangt de spiegelantenne dezelfde signaalsterkte, maar met een tijdsverschil dat afhangt van de afstand BC. De echte antenne ontvangt de som van beide signalen, de directe en de gereflecteerde golf. De netto fase ligt dan precies tussen de fases in van de echte antenne

en de spiegelantenne. Dat is precies de fase die we ontvangen op een hoogte van nul meter (halverwege de afstand AB tussen de echte en de spiegelantenne). De fase die we meten is dus onafhankelijk van de hoogte waarop we de antenne zetten. In werkelijkheid is de grond niet ideaal en zullen we al eerder verschillen meten, maar die worden pas bruikbaar wanneer we een van de antennes op $\lambda/4$ of hoger plaatsen. In de stad kan een hoogte van 10 meter al door de buren te hoog gevonden worden. Deze optie zal daarom voornamelijk toepasbaar zijn voor de hogere banden vanaf 30 meter.

Nabije veld en het faseverschil

Tot nu toe hebben we het voornamelijk over het verre veld gehad. Maar in de stad kunnen stoorbronnen gemakkelijk in het nabije veld zitten. Voor de grens tussen het verre en het nabije veld mag een afstand van $\lambda/6$ aangehouden worden, maar dat is geen harde grens. Soms moet je deze grens leggen op $\lambda/1$ of meer. De afmetingen van de bron ten opzichte van de golflengte spelen daarbij een grote rol. Het veldverloop in het nabije veld ziet er heel anders uit dan in het verre veld. Daardoor is de relatie

tussen faseverschil en richting niet meer zo eenduidig. Er kunnen onverwachte faseverschillen optreden die in de tijd wel constant blijven. Met de loopantennes haaks op elkaar, uit zich dit in een faseverschil dat niet meer alleen rond 0° of 180° ligt. Het faseverschil kan voor een lokale bron met grote afmetingen elke waarde aannemen. Toevallige overlap in faseverschil van een lokale stoorbron en een gewenste bron kan dan optreden. Zetten we de loopantennes parallel in dezelfde richting, dan kunnen we iets soortgelijks zien. Het faseverschil kan groter zijn dan we op grond van de onderlinge antennearfstand verwachten. In dit geval is dat gunstig, omdat de lokale bron en een gewenste bron dan niet kunnen overlappen. In dit kader moet nog vermeld worden dat ook koppelingen met objecten (antennes) in de nabije omgeving het faseverschil kunnen beïnvloeden. Door de loopantenne(s) te draaien, is deze koppeling meestal te minimaliseren.

Overlap in faseverschil

Er is een kans dat een storende bron hetzelfde faseverschil geeft als een gewenste bron. Beide bronnen zijn dan op basis van faseverschil niet meer te scheiden. Een faseverschil gelijk aan nul heb je met de beide loopantennes in dezelfde richting in het verre veld bij een boog van richtingen (figuur 4). Daardoor is de kans hierop groter dan bij een sterke richtantenne (beam). Door de as waarop beide antennes staan azimuthaal een andere richting te geven, geven we ook deze boog een andere richting. Dit kan overlap in faseverschil oplossen. Een praktische oplossing hiervoor is een extra derde antenne op een andere asrichting. Bij stoorbronnen die in het nabije veld zitten en qua afmetingen relatief groot zijn ten opzichte van de golflengte, kunnen alle onverwachte faseverschillen optreden. Het draaien van beide loopantennes kan dan soms fase-overlap oplossen.

Circulaire polarisatie door propagatie

Circulaire polarisatie is het beste terug te vinden in ionogrammen. In figuur 7 is een ionogram van het Belgische Dourbes [3] te zien. De signalen die door de ionosfeer gereflecteerd worden, zijn in twee kleuren weergegeven. Een lineair gepolariseerd veld, zoals van een dipool, kunnen we opgebouwd denken uit rechtsom en

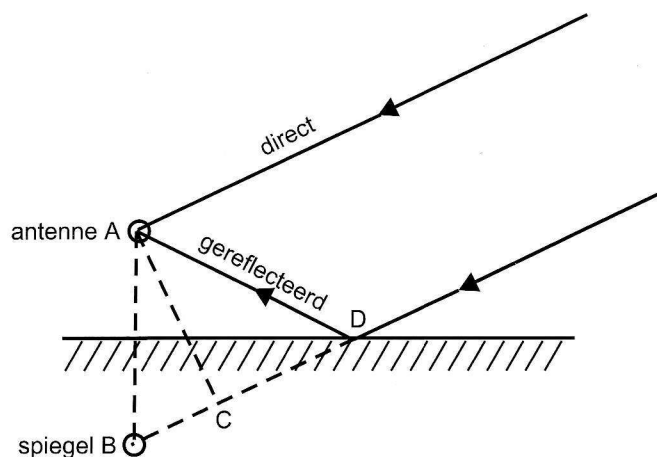


Fig. 6 De fase bij lage antennehogtes is door grondreflectie onafhankelijk van de hoogte

linksom circulair gepolariseerde componenten van gelijke grootte. Gesommeerd vormen ze het lineair gepolariseerde veld. In de ionogrammen zien we beide circulair gepolariseerde componenten terug als de 'ordinary' en de 'extra-ordinary wave'. Wanneer nu bij propagatie door de ionosfeer bijvoorbeeld de linksom gepolariseerde circulaire component verzwakt wordt, houden we een rechtsom gepolariseerd elliptisch veld over. Op de lagere banden blijkt dat meestal de 'extra-ordinary wave' (groen) een grotere verzwakking ondervindt. In die gevallen is de 'ordinary wave' (rood) dominant. We houden dan een min of meer elliptisch gepolariseerd veld over. Dit effect in de propagatie is natuurlijk niet constant en is, zoals algemeen bekend van propagatie, afhankelijk van het tijdstip van de dag, de tijd van het jaar en van de zonneactiviteit. In de gebruikelijke handboeken of op internet is hierover echter maar erg weinig te vinden. Duidelijk is wel dat op de 80m-band overdag de 'ordinary wave' overheerst (faseverschil rond de -90°) en de signalen meestal circulair gepolariseerd zijn. Naarmate het donker wordt, gaat dit over in lineaire polarisatie met een enkele keer een overheersende 'extra-ordinary wave' (faseverschil rond de $+90^\circ$). Op de 160m-band zien we vooral 's avonds circulaire polarisatie. Propagatie via de grondgolf is hoofdzakelijk verticaal gepolariseerd en dus niet circulair. Ik heb geen informatie gevonden over hoe dit voor DX-signalen is. Dit zal ongetwijfeld afhankelijk zijn van het al dan niet alleen in dag-

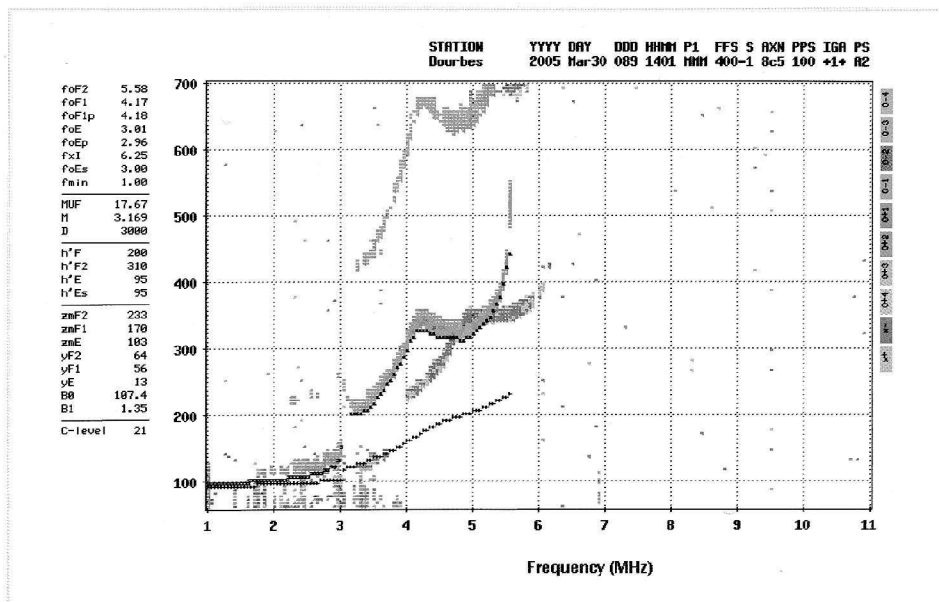


Fig. 7 Ionogram van Dourbes met ordinary (rood) en extra-ordinary (groen) reflecties

licht propageren. Het programma Proplab [4] maakt gebruik van deze opsplitsing in 'ordinary' en 'extra-ordinary wave' en zou dit voor DX moeten kunnen aangeven.

In deel 2 van deze serie zal worden beschreven hoe de theorie in de praktijk geïmplementeerd is en welke resultaten daarmee zijn behaald.

Referenties

- [1] HF-ontvanganten voor reductie van lokale QRM, PA0SIM, *Electron* februari en april 2004
- [2] Elevatiehoekmeting tijdens de PA-beker contest, PA3DES en PA5BW, *Electron* januari 2003
- [3] Dourbes: <http://digisonde.oma.be/>
- [4] Proplab: <http://www.spacew.com/www/proplab.html>

Redactie: W.J. van den Broek, PA0JEB
De Steenkamp 115, 3781 VV Voorthuizen
Fax. (0342) 47 8719, e-mail: pa0jeb@amsat.org

Agenda

Deze agenda verschijnt elke twee maanden in *Electron* en is bedoeld om activiteiten op landelijk niveau te coördineren. Gepubliceerd worden berichten over activiteiten die op een van de bovenstaande adressen uiterlijk op de 25^e van de maand voorafgaand aan de maand waarin die *Electron* verschijnt op het bovenstaande adres per post, fax of e-mail ontvangen zijn.

- | | |
|---------------------|--|
| *21 mei | Radio/elektronicafeurs in het Militair domein Depot Eksel / Vlasmeer te Eksel. Het ligt aan de weg Eindhoven – Valkenswaard – Hasselt. Volg de borden NLB. De beurs is open van 10.00 tot 16.00 uur. Standhouders kunnen om 08.00 uur terecht. Kom, in verband met de smalle toegangsweg, niet te vroeg! Inpraten mogelijk via ON4ANL op 145,775 MHz via ON0LB. Info bij Jozef Weijens, ON5JOS, Ruimevijverstraat 11, 3581 Beverlo. Tel. (0032) 1134 7347 na 18.00 uur, of met e-mail aan on1jdc@pandora.be |
| 27 mei | Friese Radio Markt in het Buurskip te Beetsterzwaag. |
| 2 tot en met 5 juni | 41 ^e VERON Pinksterkamp camping Het Vlintenholt te Odoorn. Voor inlichtingen e-mail naar pa6vpk@amsat.org of telefonisch via Benno Plantagie, PA3FBX, op (0521) 57 01 67. |
| *10 juni | Grote elektronicaavlooiemarkt bij Het Poshuis, Munnikenweg 58 in het centrum van 't Harde. De markt begint om 09.00 uur en duurt tot 15.00 uur. De entree bedraagt € 2,-. Er is voldoende gratis parkeerterrein in de omgeving. Info bij H.C. Klein, tel. (038) 376 33 31, e-mail radiomarkt@pi4nov.nl of op internet: http://www.pi4nov.nl/ |
| 24 augustus | DNAT Bad Bentheim. |
| 3 september | Jaarmarkt Maastrichtse RadioAmateurs in Berg en Terblijt. Nadere informatie op http://www.gsl.net/pi4mra |
| 4 november | Dag voor de RadioAmateur in de Americahal te Apeldoorn. Info bij de Evenementencommissie van de VERON. |
| *11 november | 23 ^e Radio Onderdelen Markt Assen in de Flowerdome (veilinghallen) te Eelde. Open van 09.30 tot 15.00 uur. Gratis parkeren. Info op http://www.pi9a.nl/ en aanmelden voor een standplaats via e-mail op info@pi9a.nl |

De met een * gemerkte evenementen worden in de agenda van dit nummer van *Electron* voor de eerste maal vermeld. Zie voor meer info over de genoemde en andere evenementen onze website <http://www.veron.nl/> en de vaste rubrieken in *Electron*.

Richtingsgevoeligheid bij kortegolf-ontvangst door DSP (2)

In deel 1 van deze serie is beschreven hoe het faseverschil tussen signalen van twee antennes afhangt van richting en polarisatie van de invallende golf. Daarna is de invloed van onderlinge antennenposities beschreven en de veranderingen in polarisatie veroorzaakt door propagatie. Dit tweede en tevens laatste deel gaat over de implementatie van DSP-technieken en resultaten.

Faseselectiviteit in DSP is richtingsgevoeligheid

Wat kunnen we met DSP op basis van het faseverschil doen met een frequentiecomponent? Het meest voor de hand liggend is het 100% doorlaten van alleen die frequentiecomponenten waarvan het faseverschil overeenkomt met de gewenste richting. Alle andere componenten worden niet doorgelaten en dus volledig onderdrukt. Hiermee creëer je een zeer effectieve richtingsgevoeligheid. In de praktijk moet je twee grenzen aangeven waartussen het faseverschil moet zitten om doorgelaten te worden. De breedte van dit fasevenster hangt onder meer af van de variatie van de richting waaruit het signaal komt. Hoe kleiner dit venster, hoe meer de ongewenste signalen worden onderdrukt en hoe groter de richtingsgevoeligheid is. Faseselectiviteit is gelijk aan richtingsgevoeligheid. Hebben we te maken met een of enkele storende bronnen, dan kunnen we er ook voor kiezen de signalen met de bijbehorende faseverschillen juist niet door te laten. In feite kunnen we dus meer dan één stoorbron volledig onderdrukken. Voor elke stoorbron dienen we ook een passend venster te kiezen. Hoe kleiner het venster, hoe kleiner de kans dat ook gewenste signalen worden onderdrukt. Alles wat buiten of juist binnen een venster valt, zouden we volledig kunnen onderdrukken. We hebben dan een oneindige voor-achter-verhouding. Dit kan wel eens te goed zijn. We horen dan signalen helemaal niet die we misschien wel zouden willen of zouden moeten horen. De onderdrukking kunnen we hiervoor instelbaar maken, afhankelijk van wat gewenst is. De vorm van het venster kunnen we vrij kiezen (figuur 8). Het is niet noodzakelijk alle frequentiecomponenten waarvan de fase binnen een venster valt, volledig door te laten of te onderdrukken. We kunnen dit afhankelijk maken van het faseverschil ten opzichte van het midden van het venster. Het venster hoeft niet per se continu te zijn. We mogen ook een notch in het venster aanbrengen tegen een storing die ongeveer hetzelfde faseverschil heeft als het gewenste signaal.

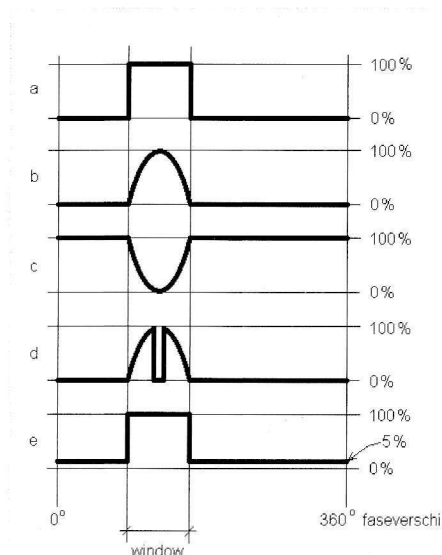


Fig. 8. In het venster a) 100% doorlaten b) doorlaten afhankelijk van faseverschil c) onderdrukken afhankelijk van faseverschil d) doorlaten met notch e) 100% doorlaten met 5% onderdrukking buiten het venster

Ruisbronnen

De aanname die we gedaan hebben, is dat elke frequentiecomponent van een enkele bron afkomstig is. Deze aanname wordt verstoord door ruis, want die is breedbandig aanwezig. We kunnen vier ruisbronnen onderscheiden: de 'man-made' ruis, de atmosferische ruis, de antenneversterkerruis en de ontvangerruis. Man-made ruis is door het grote aantal bronnen op te vatten als 'random' ruis, tenzij het een duidelijke dominante lokale bron betreft. De atmosferische ruis en de man-made ruis zijn moeilijk van elkaar te onderscheiden. De beide antennes vangen deze ruis op met een verschil in aankomsttijd ofwel een overeenkomstig faseverschil. Het maximaal mogelijke faseverschil is afhankelijk van de afstand tussen de antennes en van de golflengte, net zoals bij een normaal gewenst signaal. Elk

Jan Simons, PA0SIM
pa0sim@amsat.org

faseverschil hoort ook weer bij een boog van richtingen. Deze ruis zien we dus niet terug over de volle 360°, maar met een bepaalde verdeling over een deel daarvan (zie figuur 5 uit deel 1). Met de antennes haaks op elkaar zal de man-made ruis (grondgolf) rond de 0° en 180° faseverschil hebben. De atmosferische ruis kan circulair gepolariseerd zijn en een dominant faseverschil hebben rond -90°. Maar afhankelijk van de condities kan de atmosferische ruis ook over 360° verdeeld zijn (varierende lineaire polarisatie). De ruis van beide antenneversterkers en de ontvangerruis van beide ontvangers zijn onafhankelijk van elkaar en kunnen daarom elk willekeurig faseverschil hebben tussen 0° en 360°.

Gevolgen van ruis

Als er geen ruis zou zijn, konden we voor elke frequentiecomponent heel nauwkeurig het faseverschil bepalen. Maar in de praktijk is elke frequentiecomponent opgebouwd uit een bijdrage van het gewenste of ongewenste signaal en een bijdrage van de ruis. Deze ruis is merkbaar als faseruis. De maximale spreiding in het faseverschil tengevolge van de ruis neemt toe naarmate het signaal kleiner wordt ten opzichte van de ruis. Daarom vraagt het onderdrukken van een zwakker stoorsignaal om een breder fasevenster dan bij een sterk stoorsignaal. Is een stoorsignaal ongeveer even sterk als de ruis, dan is de behoefte aan onderdrukking ook minder. Daar staat tegenover dat een sterker stoorsignaal een steeds smaller venster nodig heeft om onderdrukt te worden. Dat werkt dus de goede kant op. De haalbare richtingsgevoeligheid wordt, naarmate de signaal-ruisverhouding afneemt, door het benodigde bredere fasevenster kleiner. Dat is jammer voor zwakkere gewenste signalen, omdat je daarvoor juist een hogere richtingsgevoeligheid zou willen hebben. Voor lokale (meestal zwakkere) storingen kan het gebeuren dat een van de antennes de stoorbron ontvangt beneden het ruisniveau. De ene ontvanger geeft dan wel frequentiecomponenten van deze stoorbron en de andere alleen maar ruiscomponenten. Het faseverschil wordt dan gedomineerd door deze ruiscomponenten. Het gevolg daarvan is dat de stoorcomponenten over 360° worden uitgesmeerd. Daarmee lijkt de stoorbron qua faseverschil op ruis.

Onderdrukking van ruis

De antenneversterkerruis en ontvangerruis vinden we terug over het volle 360° faseverschil en de atmosferische ruis en de man-made ruis over een kleiner gebied dat afhankelijk

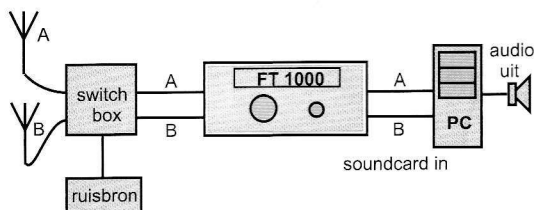


Fig. 9 Het totale systeem

is van de afstand tussen de antennes en de werkfrequentie. De hoeveelheid ruis die we doorlaten wordt bepaald door het deel dat we via het fasevenster doorlaten. De breedte en de vorm van dit venster bepalen hoeveel ruis effectief doorgelaten wordt. Maar ook de sterkteverhouding van de verschillende ruisbronnen onderling is van invloed, omdat die de verdeling bepaalt van het faseverschil over de 360° . Voor de antenneversterkerruis en de ontvangerruis kan de onderdrukking aardig oplopen. Een fasevenster van 45° geeft al een onderdrukking van 9 dB. Een vergelijkbare onderdrukking ondervindt ook een lokale stoorbron die maar door één van de loopantennes opgevangen wordt. De atmosferische ruis en man-made ruis worden iets minder sterk onderdrukt. Deze ruis verdeelt zich niet over de volle 360° maar is geconcentreerd binnen een kleiner gebied.

Overlap in frequentie

In het begin is aangenomen dat de frequentiecomponenten van verschillende bronnen elkaar niet overlappen. In feite bestaat er natuurlijk altijd een kans dat een of meer componenten wel overlappen. Deze kans is niet constant maar afhankelijk van de toevallige frequentie-inhoud van de bronnen en de frequentieresolutie in de digitale processing. De gevolgen zijn afhankelijk van de verhouding in amplitude. De bron die op dat moment de sterkste bijdrage levert, heeft de meeste invloed op het netto faseverschil van de som van beide overlappende componenten. Is de bijdrage van de gewenste bron het sterkst, dan zal de component als gewenst gezien worden. De bijdrage van de storende bron wordt dan op basis van het faseverschil onterecht doorgelaten. Dit uit zich in een lagere onderdrukking van de storende bron. Is de bijdrage van de storende bron het sterkst, dan zal de component gezien worden als storend. De bijdrage van de gewenste bron wordt dan op basis van het faseverschil onterecht onderdrukt. Wanneer we het venster heel klein maken, horen we dit bij spraak in combinatie met ruis als een verlies van de hoge tonen. De hoge tonen zijn meestal lager in amplitude. Bij de combinatie van veel overlappende frequentiecomponenten waarbij de bijdrage van de storende bron aan deze componenten sterker is dan die van de gewenste bron, gaan we veel van de gewenste bron missen. Afhankelijk van de toevallige overlap treden er fragmenten op waarbij het gewenste signaal gedeeltelijk tot volledig wegvalt.

Hardware

In figuur 9 is het totale systeem getekend. Het signaal van de beide antennes gaat naar de FT1000D die twee gesynchroniseerde ontvangers heeft: een main-receiver en een sub-receiver. Helaas zijn beide ontvangers niet identiek. In de DSP moeten we rekening houden met het feit dat de frequentie- en fasekarakteristieken verschillend zijn en dat het faseverschil tussen beide ontvangers in de tijd wel constant is maar niet bekend en reproduceerbaar. Om beide ontvangers via de main-afstemknop gekoppeld te kunnen afstemmen is een modificatie aangebracht [1]. Het audiosignaal van beide ontvangers wordt naar de geluidskaart van de pc gestuurd. Er worden geen extreme eigenschappen verlangd van de geluidskaart omdat de ontvangers al de AGC uitvoeren. Een nadeel is dat voor het ononderbroken binnenhalen van het signaal een softwarebuffer aan ingang en uitgang nodig is. Dit heeft een extra niet-functionele vertraging van 0,2 s tot gevolg. Behalve dat dit niet fijn is bij het afstemmen, kunnen we niet direct QSK-telegrafie bedrijven. Voor real-time verwerking is een pc met een Pentium 3 GHz processor nodig. De ruisbron wordt gebruikt om in de DSP de frequentiekarakteristiek van beide ontvangers gelijk te kunnen maken. We zetten daarvoor het ruissignaal gelijktijdig op beide ontvangers. Een adaptief filter corrigeert vervolgens het audiosignaal van de sub-receiver.

DSP-functionaliteit

De kern van de digitale signaalprocessing (figuur 10) zit in het algoritme dat 'Fast Fourier Transform' (FFT) heet. Een FFT is op te vatten als een groot aantal banddoorlaatfilters. De audioband van 0 Hz tot 4 kHz kunnen we daarmee opdelen in 256 bandjes van 15,625 Hz. Omdat die banddoorlaatfiltertjes elkaar enigszins overlappen ('spectral leakage') wordt

de netto frequentieresolutie dan ongeveer 30 Hz. Wanneer we bij de FFT de frequentieresolutie verhogen, gaat dat samen met een langer tijdvenster. De frequentie-inhoud van de bronnen varieert in de tijd en de kans op een bijdrage van een storende bron in een van deze bandjes blijft dan ongeveer gelijk. Winst wordt behaald omdat de gemiddelde amplitude van deze bijdrage per bandje lager is. Behalve de amplitude geeft de FFT ook de fase van elke frequentiecomponent, daarmee is eenvoudig het faseverschil uit te rekenen. In het blok 'windows' wordt bepaald of het faseverschil in een venster valt en hoe sterk de betreffende component, afhankelijk van de vorm en functie van een venster, doorgelaten of onderdrukt moet worden. Het blok 'select' berekent de uiteindelijke sterkte van de frequentiecomponenten. De blokken IFFT (inverse FFT) zetten de frequentiecomponenten om naar een signaal in het tijddomein. Met het blok 'equalize', links in het schema, kunnen we door middel van een adaptief filter corrigeren voor verschillen in de beide ontvangers. Met de ruisbron gelijktijdig op beide ontvangeringangen regelt een adaptief filter de frequentiekarakteristiek zodanig dat aan de uitgang ervan het sub-receiversignaal gelijk wordt aan het signaal van de main-receiver. Het CW-filter heeft een wat verborgen functie. We beslissen per tijdseenheid of een frequentiecomponent doorgelaten mag worden. Een doorgelaten frequentiecomponent is gedurende deze tijdseenheid met constante amplitude aan de uitgang aanwezig en wordt hard in- en uitgeschakeld. Dit geeft hetzelfde effect (key-clicks) als dat van een hard-geschakeld CW-signaal. Met dit CW-filter reduceren we deze 'clicks'. Bij de bandbreedtes die voor SSB gebruikt worden valt dit verschijnsel niet op.

Programmering in Matlab/Simulink

Matlab [2] is een heel geschikte programmeeromgeving om een DSP-toepassing te ontwikkelen maar het vraagt wel de nodige kennis op het gebied van DSP en wiskunde. Niet iets voor de beginner dus. Het blokschema van figuur 10 is met Simulink geprogrammeerd. Simulink maakt ook gebruik van kant-en-klare blokken waarin basisfuncties voorgeprogrammeerd zijn. Een ander niet onbelangrijk voordeel is dat Matlab in staat is een uitvoerbaar bestand ('executable') te maken, waardoor de processingsnelheid flink verhoogd wordt. Dat vertaalt zich weer in de mogelijkheid om

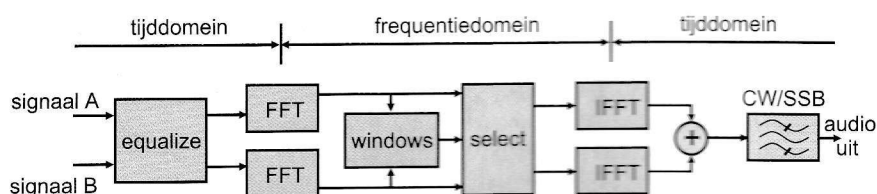


Fig. 10 Het blokschema van de digitale signaalbewerking

complexere processing 'real-time' te doen. Het gaat te ver om dit uitgebreid in dit artikel te beschrijven. Enkele getallen wil ik wel geven. In totaal worden er 4 FFT's en 4 IFFT's met een lengte van 512 samples uitgevoerd met een samplefrequentie van 8 kHz. Het adaptieve filter is van het 'LMS'-type.

In figuur 11 is een screenshot weergegeven. De bediening is in de onderste helft te vinden en is rechttoe-rechtaan opgezet. Er kunnen voor twee vensters de fase ($180^\circ/278^\circ$) en de vensterbreedte ($0^\circ/55^\circ$) ingesteld worden. Schakelaars zijn er voor het gelijk maken van beide ontvangers, voor een keuze tussen CW of SSB, voor main-receiver of DSP-uitgang, voor signalen in de vensters doorlaten of onderdrukken en voor wel of geen notch in het venster. Er zijn instellingen voor de diepte van onderdrukking van de ongewenste frequentiecomponenten en voor een amplitudeniveau waaronder frequentiecomponenten (van bijvoorbeeld ruis) niet doorgelaten worden. In twee grafische vensters wordt het faseverschil van de frequentiecomponenten (0-4 kHz) weergegeven en een cumulatief histogram van faseverschillen (rechtsboven). Het faseverschil dat hoort bij de piek in het histogram (277°) wordt apart numeriek weergegeven. Dit vergemakkelijkt het instellen van de vensters.

Beperkingen

De praktijk laat zien dat de kans klein is dat frequentiecomponenten van verschillende bronnen elkaar overlappen. De digitale signaalbewerking is op deze aanname gebaseerd maar dit vormt tegelijkertijd de belangrijkste beperking. Bij de combinatie van veel overlappende frequentiecomponenten waarbij de bijdrage van de storende bron aan deze componenten sterker is dan die van de gewenste bron, zijn de hierna beschreven resultaten niet haalbaar. In die gevallen kunnen we nog altijd teruggrijpen op de 'nulling'-eigenschappen van de loopantennes en op noise canceling met de MFJ-1025 [3]. Ondanks het feit dat de digitale signaalbewerking niet in het middenfrequentegedeelte uitgevoerd is, blijkt het zeer effectief te zijn. De behoefte aan processing op de middenfrequentie wordt pas merkbaar wanneer het storende signaal veel sterker is dan het gewenste signaal. Het gewenste signaal wordt dan door de AGC te sterk gemoduleerd. Deze laatste beperking is echter niet principieel.

Resultaten

De richtingsgevoeligheid die bereikt wordt met DSP en de twee loopantennes in dezelfde richting, is zeer overtuigend. Zwakke signalen worden beter leesbaar door de ruisreductie, ondanks dat de bruikbare richtingsgevoeligheid afneemt met afnemende signaal-ruisverhouding. Lokale en niet-lokale storende signalen zijn eenvoudig te onderdrukken. Zelfs op 80m en met een antenne-afstand van slechts 7 m zijn stations die uit verschillende richtingen komen soms nog goed te scheiden. Op 40m zijn bijvoorbeeld stations uit Engeland en Duitsland vaak goed te onderscheiden. De oriëntatie van de as waarop de beide antennes staan (voorkeursrichting) is bepalend voor hoe goed dit gaat. Op de hogere banden

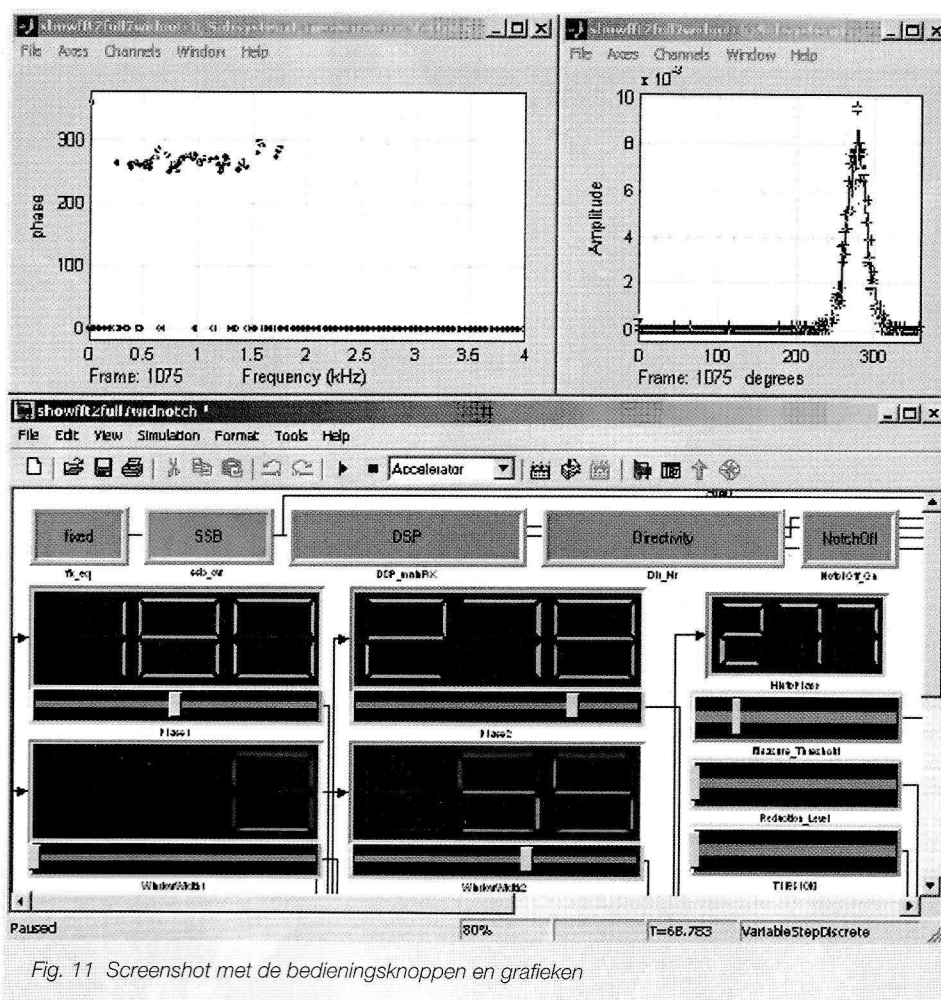


Fig. 11 Screenshot met de bedieningsknoppen en grafieken

gaat dit nog beter, omdat de afstand tussen de antennes groter is ten opzichte van de golfte. Voor 80m en 160m is het gebruikmaken van het circulair gepolariseerd zijn van de signalen erg effectief. De loopantennes worden hiervoor haaks op elkaar gezet. Is de circulaire polarisatie stabiel aanwezig, dan kunnen we de gewenste signalen via het bijbehorende faseverschil (-90°) selecteren met een erg rustige band als gevolg. Dit is op 80m meestal overdag het geval. Rond en na zonsondergang kan de polarisatie-richting in de 80m-band af en toe omkeren en zien we een faseverschil rond $+90^\circ$. In enkele gevallen onderscheiden PA-stations zich op 80m van DX-stations door de richting van deze circulaire polarisatie. De bijbehorende faseverschillen zijn dan tegengesteld en we kunnen deze stations dan ook heel goed scheiden. Wordt na zonsondergang de polarisatie op 80m lineair, dan wisselt het faseverschil tussen 0° en 180° . Alleen lokale stoorbronnen die toevallig een ander faseverschil geven, zijn dan nog te onderdrukken. Voor lineaire polarisatie is het beter de antennes in dezelfde richting te zetten en gebruik te maken van richtingsgevoeligheid. In hoeverre het plaatsen van de (loop)antennes boven elkaar bruikbaar is om hiermee te selecteren op elevatiehoek, is nog niet geprobeerd. De toegevoegde waarde zou moeten zijn dat er veel minder snel aan de DSP-instellingen gedraaid hoeft te worden. Geluidsfragmenten zeggen vaak meer dan woorden en getallen. Op [4] zijn daarom enkele geluidsfragmenten te vinden die een idee geven van de effectiviteit van deze toepassing van digitale signaalbewerking.

Nawoord

Op het gebied van DSP is zeker nog veel meer mogelijk. Ongetwijfeld zijn er radioamateurs die specialist zijn op dit gebied en nog meer ideeën hebben: deze zijn welkom. Een uitdaging is de uitvoering van deze processing op de middenfrequentie van twee gesynchroniseerde ontvangers. Met synchroon bedoel ik niet alleen exact dezelfde frequentie maar ook een vast faseverschil. Bij de FT1000D is het faseverschil na elke frequentieafstemming weer anders. Het Flexradio-concept [5] is misschien wel het meestbelovend. Een andere uitdaging is een uitbreiding naar meer antennes en meer ontvangers. Daarmee kunnen we nog beter alleen die richting kiezen die we wensen. In plaats van loopantennes zijn ook andere antennes, zoals groundplanes of dipolen, te gebruiken. De bijbehorende stralingskarakteristieken hebben elk hun voor- en nadelen. Denk bij de keuze ook aan de noodzaak voor een goede balancerings en aan de mate van koppeling tussen de antennes. Voor PLC is dit allemaal zeker geen oplossing. PLC vult het hele kanaal en komt, in geval van massaal gebruik, uit elke richting.

Referenties

- [1] Modificatie FT1000D: <http://www.angelfire.com/md/k3ky/page61.html>
- [2] Matlab/Simulink: <http://www.mathworks.com/>
- [3] HF-ontvangantennes voor reductie van lokale QRM, PAOSIM, *Electron* februari en april 2004
- [4] Geluidsfragmenten: <http://home.plex.nl/~jmsi/>
- [5] Flexradio: <http://www.flex-radio.com/>