

# Noise Power Ratio (NPR) metingen

Robert Langenhuisen PA0RYL / W0SDR  
pa0ryl@amsat.org

Hebben IP3-metingen hun langste tijd gehad? Voor SDR hebben ze geen betekenis meer.

## Inleiding

Tijdens de RF-seminars die eens in de drie maanden plaatsvinden (de aankomende RF-seminars vinden op 10 juni in Dwingeloo en op 2 september in Eindhoven plaats) worden altijd onderwerpen uitgediept die op het Meetlab op de DvdRA ter sprake zijn gekomen. Het onderstaande verhaal gaat over Noise Power Ratio (NPR) bepaling. NPR is voor de meeste amateurs een nieuw begrip en een methode die een algemeen toepasbare indicatie geeft van de intermodulatie-eigenschappen van ontvangers. In tegenstelling tot wat men weleens denkt, zijn de ons bekende IP3-bepalingen bij SDR-ontvangers niet zinvol. Het is met de komst van SDR-technieken wel een stuk gemakkelijker geworden om ontvangereigenschappen te meten, doordat SDR-ontvangers ook prachtig gebruikt kunnen worden als meetinstrument. Het begrip dat amateurs hebben van belangrijke ontvangereigenschappen als intermodulatiegedrag is daarmee aanzienlijk gegroeid, doordat het vraagstuk door de weergave van het HF-spectrum in de panadapter van de SDR zo inzichtelijk geworden is. Het is daarbij duidelijk geworden dat de IP3-bepaling die al jaar en dag onze trouwe indicator is geweest voor het kwantificeren van intermodulatiegedrag van conventionele ontvangers, in het geval van SDR-ontvangers niet meer toepasbaar is. Ik kom hier later nog op terug. Een al langer bestaande techniek komt ons echter te hulp.

NPR is kort gezegd de verhouding uitgedrukt in dB tussen een breedbandig aangeboden ruisniveau en het ruisniveau op de ontvangfrequentie (waarop geen externe ruis toegevoerd wordt). NPR blijkt een prima kwantificeerbare indicator te zijn voor het intermodulatiegedrag voor alle typen ontvangers, zowel analoog als digitaal.

## Ontvangereigenschappen

Het meten van ontvangereigenschappen, dat wil zeggen het toekennen van een reproduceerbare getalwaarde die een maat is voor de betreffende eigenschap, is een dankbaar discussieonderwerp gebleken op het Meetlab. Hierbij kun je denken aan gevoeligheid, selectiviteit, intermodulatie, dynamisch bereik, blocking gain compression, frequentienauwkeurigheid, stabiliteit, vertraging, digitale signaalverwerking, et cetera. De meeste van deze eigenschappen zijn relatief gemakkelijk meetbaar en in een getalwaarde uit te drukken. Er bestaat brede overeenstemming over hoe ze gemeten kunnen worden. Dit geldt volgens mij echter nog niet voor een aantal digitale signaalverwerkingstechnieken, en dan denk ik in het bijzonder aan noise reduction en noise blanking.

SDR-ontvangers blijken hoe langer hoe meer geschikt te zijn als meetinstrument waarmee met behulp van simpele middelen, zoals kristaloscillatoren, veel van de eerdergenoemde eigenschappen gemeten kunnen worden. Dit is vaker op de RF-seminars ter sprake gekomen en Albert PA0A heeft hier een prachtige presentatie over gemaakt.

## Ontvangereigenschappen

Als je meer over het meten van ontvangereigenschappen wilt weten, kun je het beste op de Engelstalige termen zoeken; vandaar dat deze met opzet in die taal gegeven worden.

- Sensitivity, Noise Floor, MDS (Minimal Discernable Signal), Noise Figure
- Selectivity, Filter Form Factor
- Intermodulation Distortion, IP2, IP3
- Reciprocal Mixing Dynamic Range
- Spurious Free Dynamic Range
- Blocking Gain Compression
- Frequency Accuracy, Stability
- Image & IF rejection
- Latency
- DSP (Digital Signal Processing), NR (Noise Reduction), NB (Noise Blanking), ANF (Automatic Notch Filtering)

## Intermodulatie

Zoals we weten, wordt met intermodulatie het verschijnsel bedoeld dat mengproducten produceert in het geval dat je twee of meer signalen van ongelijke frequentie door een niet lineair systeem stuurt. Olof Bosma PA0ZOO heeft in het januarinummer 2015 van *Electron* [6] daar uitgebreid aandacht aan besteed. Deze intermodulatieproducten kunnen ingedeeld worden in producten van even orde en van oneven orde [1].

Als de twee signalen vlak bij elkaar liggen in de band waarin je geïnteresseerd bent, dan kun je stellen dat de helft van de 'oneven' intermodulatieproducten je aardig in de weg kan zitten doordat die producten kunnen opduiken op de frequentie waar je zit te luisteren, en dus met filters niet te verwijderen zijn. De 'even' intermodulatieproducten liggen buiten de band en zijn dus relatief gemakkelijk uit te filteren.

Als we bijvoorbeeld op 3700 kHz luisteren en op de frequenties  $F1 = 3720$  en  $F2 = 3740$  kHz bevinden zich twee zeer sterke signalen, dan mengen, door de niet lineaire componenten in de HF-keten, deze signalen en de harmonischen ervan met elkaar en ontstaat er een fiks aantal intermodulatiemengproducten.

Op de verschilfrequentie 20 kHz ( $F2 - F1$ ) en op de somfrequentie 7460 kHz ( $F1 + F2$ ) zien we tweedeorde mengproducten, met als eigenschap dat ze twee keer zo snel in sterkte toenemen als de originele signalen (in dB gemeten). Anders gezegd: met elke dB stijging van de originele signalen stijgen de tweedeorde mengproducten met 2 dB. De 'inband' derdeorde mengproducten op de frequenties 3700 kHz ( $2F1 - F2$ ) en 3760 kHz ( $2F2 - F1$ ) kunnen in de band waar we werken gemakkelijk storing veroorzaken. Met de in bijna elke SDR aanwezige panadapter kunnen we ze ook zien terwijl we ze niet horen, en dat beeld is voor sommige amateurs al storend!

De derdeorde mengproducten die buiten de band vallen, 11200 kHz ( $2F2 + F1$ ) en 11180 kHz ( $2F1 + F2$ ), zitten normaliter buiten het zicht van de panadapter. Als we even de zwakkere hogere-orde mengproducten en de vierde en hogere harmonischen vergeten, zien we dat de niet-lineariteiten in de HF-keten van de ontvanger aanleiding kunnen geven tot tien bijkomende 'spurious'-signalen ('spurs'), waarvan er twee in de band zitten waar we naar willen luisteren. De andere zijn letterlijk en figuurlijk minder storend doordat ze gemakkelijk weggefilterd kunnen worden. Zie figuur 1.

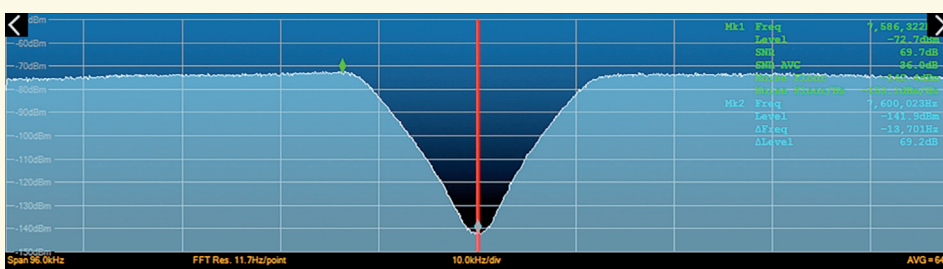


Foto 1 NPR-meting van mijn ELAD FDM-DUO. De NPR is het verschil tussen het ruisniveau buiten de notch en de IM binnen de notch. De twee markers staan op deze frequenties. De marker in de notch geeft een waarde die 3 dB hoger is dan de IM. Hier geldt dus  $NPR = 72$  dB (want  $69 + 3$  dB = 72 dB).

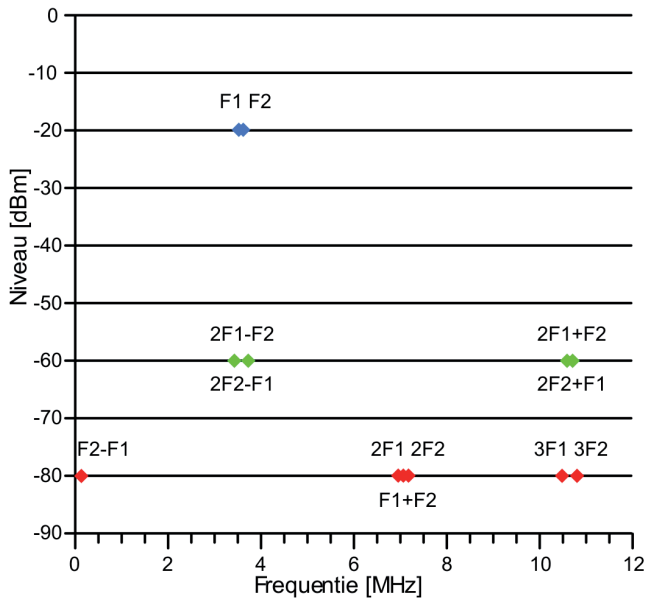


Fig. 1 Tien spuriussignalen veroorzaakt door twee  $-20\text{dBm}$ -signalen van een denkbeeldige ontvanger die last heeft van signaalvorming door niet-lineariteit. Horizontaal is de frequentie-as terwijl verticaal de sterkte van de signalen in de ontvanger weergegeven wordt. De twee bronsignalen zitten op  $3720\text{ kHz}$  en  $3740\text{ kHz}$  en zijn in blauw weergegeven. De derdeorde intermodulatieproducten hebben een sterkte van  $-60\text{ dBm}$  en zijn in groen weergegeven, terwijl de andere intermodulatieproducten en harmonischen hier een sterkte van  $-80\text{ dBm}$  hebben en in rood weergegeven zijn.

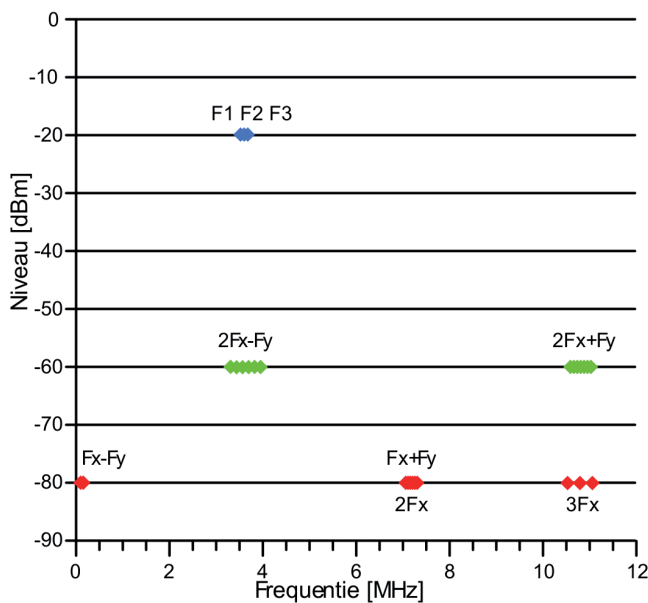


Fig. 2 Dezelfde weergave als in figuur 1, maar nu met drie signalen van  $-20\text{ dBm}$  naast elkaar in de  $80\text{m}$ -band. Het aantal spurs groeit naar 25 in onze denkbeeldige ontvanger.

Als we echter niet twee maar drie sterke signalen hebben dan groeit het aantal spurs al naar 25. Figuur 2 maakt dit zichtbaar. We kunnen ons nu gemakkelijk voorstellen wat er gebeurt als er niet drie, maar honderden of zelfs duizenden sterke signalen gelijktijdig en gelijkmatig verspreid over een breed frequentiegebied aanwezig zijn. Het aantal spurs neemt gigantisch toe en verspreidt zich over een breed frequentiegebied. Dit moeten we onthouden, want dat gaat ons straks helpen om de techniek van het bepalen van de Noise Power Ratio te begrijpen.

## De SDR als meetinstrument

De eerdergenoemde panadapter is in feite een HF-spectrumanalyser, die uitstekend gebruikt kan worden om ontvangeigenschappen van de SDR zelf te meten. In *Electron* is een aantal keren geschreven over het SDR1000-kloonproject dat een paar jaar geleden ontwikkeld is door een aantal amateurs, waaronder PA0GJH, ON9BOG, PA0WFO en PE2RID. Als bijvangst is toen door ON9BOG een  $0\text{dBm}$ -kristalgenerator ontworpen die met goede nauwkeurigheid een redelijk schoon en stabiel signaal produceert met een goed gedefinieerd vermogen ( $0\text{ dBm}$ ), dat met een goede verzwakker onder andere gebruikt kan worden om de S-meters van ontvangers te controleren en het niveau van het MDS (Minimal Discernable Signal, zie kadertekst 'MDS') van een ontvanger te bepalen. Heb je twee van deze of vergelijkbare oscil-

### MDS

Het Minimum Discernable Signal (MDS) is de sterkte van een signaal dat de RMS-waarde op de luidsprekeruitgang verhoogt tot  $3\text{ dB}$  boven de waarde veroorzaakt door alleen de ruisvloer. Het uitgangsniveau van de ruisvloer wordt gemeten met een  $50\Omega$ -dummy als ontvangantenne. Daarna wordt de dummy vervangen door een regelbare signaalbron (bijvoorbeeld de  $0\text{dBm}$ -generator van ON9BOG met een regelbare verzwakker, of een goede meetzender). De sterkte van het generatorsignaal dat het luidsprekersignaal  $3\text{ dB}$  sterker laat worden is het MDS. Het MDS is dus gelijk aan de ruisvloer en dat geeft samen het dubbele vermogen. Het MDS is afhankelijk van de ingestelde bandbreedte van de ontvanger.

latoren met frequenties vlak naast elkaar, met een combiner en een stappenverzwakker, dan heb je een meetopstelling om het derdeorde intermodulatiegedrag van een ontvanger te bepalen volgens de zo bekende IP3-meting; zie figuur 3.

Voor conventionele ontvangers wordt sinds jaar en dag de IP3-waarde gehanteerd als 'figure of merit'. De IP3-waarde bepaalt bij een conventionele ontvanger welk niveau van naburige signalen storende intermodula-

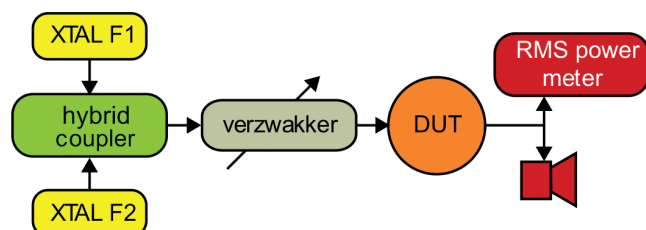


Fig. 3 IP3-meetopstelling voor intermodulatie testen

tieproducten kan veroorzaken [6]. Ter herinnering: de IP3-waarde is het denkbeeldige vermogen waarbij de sterkte van de twee bronsignalen de doorgetrokken lijn van de derdeorde intermodulatieproducten snijdt. Voor details zie [1]. Figuur 4 geeft hiervan een illustratie.

In het kort komt het bepalen van het IP3-punt op het volgende neer:

Met de in figuur 3 geschetste opstelling wordt het signaalniveau van de twee bronsignalen zover opgevoerd dat het derdeorde intermodulatieproduct even sterk is als het MDS (zie kadertekst 'MDS'). Als we dat niveau  $P_{IM3}$  noemen, en we noemen de sterkte aan de ontvangeringang van elk van de twee bronsignalen  $P_a$ , dan volgt uit de formules in de kadertekst 'IP3-meting' de gezochte IP3-waarde.

Deze IP3-waarde vertegenwoordigt in een enkel getal het derdeorde intermodulatiegedrag van een conventionele ontvanger en geeft ons een idee van de bestendigheid van de ontvanger tegen sterke signalen.

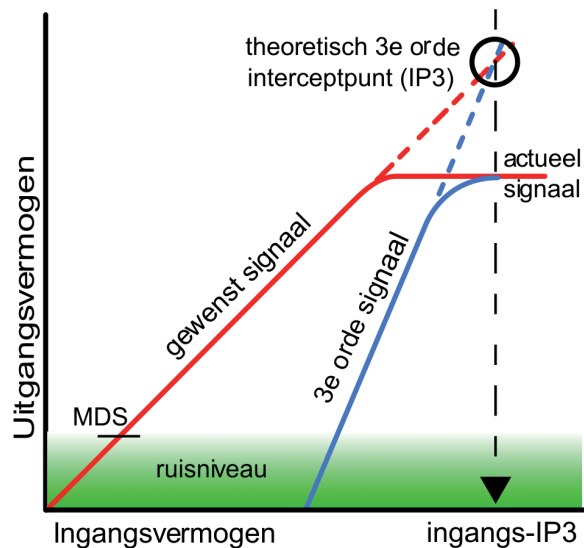


Fig. 4 Het IP3-punt (vrij naar 'Receiver Metrics: Theory and Practice', Carl Ferguson W4UOA)

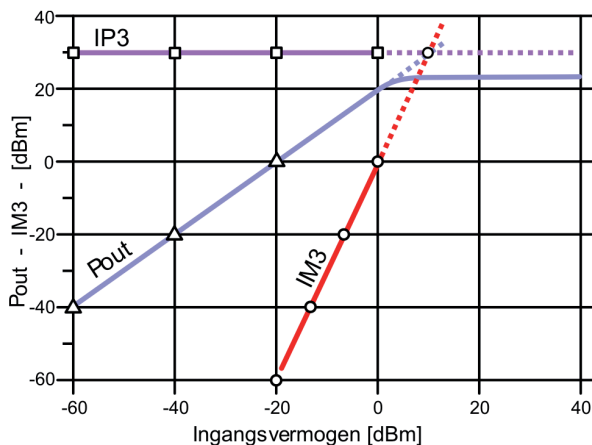


Fig. 5 In een klassieke ontvanger is de IP3-waarde onafhankelijk van de sterkte van de aangeboden signalen. Aangepaste grafiek uit 'Noise Power Ratio (NPR) Testing of HF Receivers', met toestemming overgenomen van Adam Farson VA7OJ.

Als we de meting herhalen met verschillende sterkten van de bronsignalen, blijkt dat bij conventionele ontvangers de IP3-waarde over een groot traject constant is, dus onafhankelijk is van de sterkte van de bronsignalen. Ook blijkt dat bij elke dB verhoging van de bronsignalen de sterkte van het intermodulatieproduct 3 dB omhoog gaat, en dat is een bewijs dat we inderdaad met een derdeorde intermodulatieproduct te maken hebben en we daarom terecht mogen spreken van een IP3-waarde. Zie ook figuur 5.

Wat nog weleens wordt vergeten is dat de IP3-waarde afhankelijk is van hoever de bronsignalen in frequentie uit elkaar liggen. In de literatuur werd in eerste instantie de afstand tussen de twee 'stimulus'-signalen op 20 kHz gehouden. Dit is de waarde die we vaak in de specificaties van ontvangers tegenkomen.

Het is zeer goed mogelijk dat we bij een afstand van 20 kHz tussen de bronsignalen bij

een conventionele ontvanger een prachtige IP3-waarde meten van +40 dBm, maar bij een afstand van een paar kilohertz een veel slechtere waarde van rond de 0 dBm. Dit is een van de oorzaken waardoor we veel meer last kunnen hebben van een station op een paar kHz afstand, dan van een identiek station op enkele tientallen kHz afstand. In zo'n geval weegt de IP3-waarde die bij een afstand van 2 kHz tussen de bronsignalen wordt gemeten zwaarder dan die gemeten bij een 20kHz-afstand. Figuur 6 laat dit verband zien.

Voor het meten van IP3 met een afstand van een paar kilohertz heb je signaalgeneratoren nodig die buitengewoon goede faseruiseigenschappen hebben. De meeste professionele signaalgeneratoren die ik ken hebben echter te veel faseruis om op een afstand van een paar kHz nog de IP3 te kunnen bepalen. Hier komen de 0dBm-generatoren van ON9BOG goed van pas. Intussen hebben

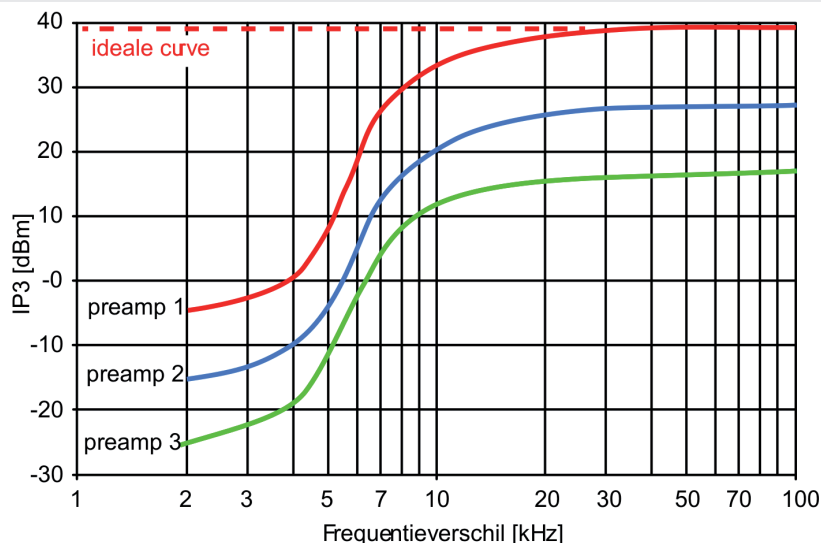


Fig. 6 De waarde van het derdeorde intermodulatiepunt IP3 is onder meer afhankelijk van de frequentieafstand tussen de twee in de meting gebruikte bronsignalen. Werner Schnorrenberg DC4KU [4].

George ON9BOG en Albert PA0A aange-  
toond dat veel aandacht besteden aan het  
voorkomen van faseruis de moeite loont bij  
het gebruik van kristaloscillatoren voor dit  
soort metingen.

### IP3-metingen bij SDR-ontvangers

En nu komt iets bijzonders: Bij SDR-  
ontvangers is er geen sprake van een  
constante IP3 over een breed vermogens-  
gebied. Analog Devices legt in een interes-  
sante en zeer leesbare publicatie [5] uit hoe  
dat zit.

Conventionele ontvangers worden gekarak-  
teriseerd door een geleidelijk toenemende  
compressie bij toenemende signaalsterkte,  
wat we meestal samenvatten met het  
1dB-compressiepunt. Echter ver voor het  
bereiken van dat compressiepunt treden er  
al ernstige vervormingen op met als gevolg  
intermodulatieproducten. SDR-ontvangers  
hebben meestal weinig last van een 1dB-  
compressiepunt, maar worden gekarakter-  
iseerd door een niet constante IP3-waarde  
door het stappengedrag van de ADC en de  
abrupte verandering bij oversturing. Tot en-  
kele dB voor het volledig benutten van het  
bereik van de ADC treedt, volgens het arti-  
kel, bij goed ontworpen ADC's weinig inter-  
modulatievervorming op. (Deze vervorming  
neemt wel toe bij kleinere signalen doordat  
dan de stappen relatief groter worden. Zie  
de kadertekst 'IP3-meting').

Als we al iets aantreffen op de plaats waar  
we een derdeorde intermodulatieproduct  
verwachten, dan vertoont dat vaak geen  
derdeorde-gedrag. Bepalen we over een  
groter traject de IP3-waarde, dan blijkt die  
bepaling dus geen constante waarde op te  
leveren. We zien dat de derdeorde intermo-  
dulatieproducten over een breed gebied niet  
met 3 dB per dB stijging van de bronsterkte  
oplopen, maar er bijvoorbeeld gelijke tred  
mee houden. Er is dus geen sprake meer  
van dat de formules uit het kader IP3-meting  
nog gelden, want die zijn gebaseerd op de

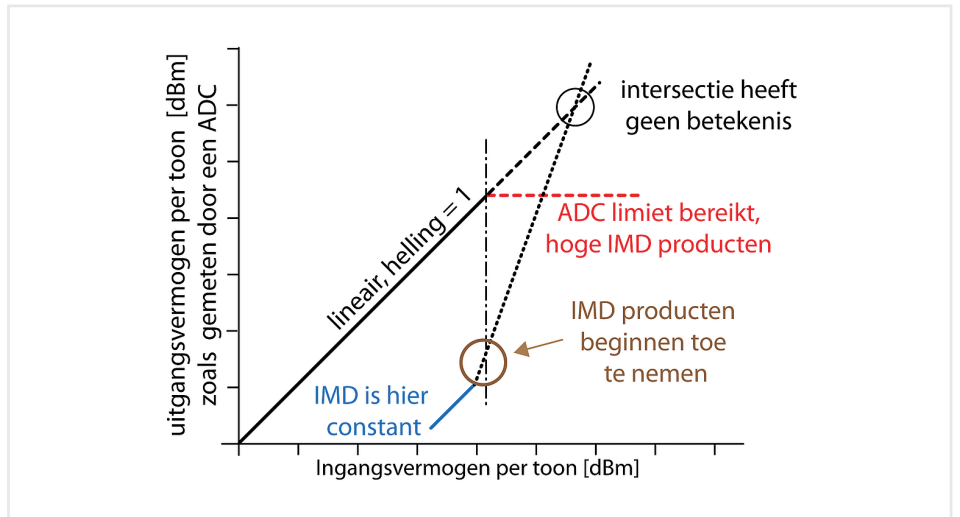


Fig. 7 Bij SDR-ontvangers is het onmogelijk om over een redelijk bereik een constante IP3 te bepalen. Uit de MT-012 Tutorial van Analog Devices [5].

veronderstelling dat er een snijpunt is van de  
twee lijnen, die het IP3-punt vastlegt.

Als de componenten die voorafgaan aan de  
ADC en de ADC zelf een niet ideaal lineair  
gedrag hebben, dan zien we hierdoor bij  
hoge uitsturing toch intermodulatieproduc-  
ten ontstaan die derdeorde-gedrag vertonen.  
Dit werd bevestigd door een meting door  
Albert PA0A aan zijn FLEX-6500. We zien  
daar maar een klein gebied waarin we kun-  
nen spreken van derdeorde-gedrag; in zijn  
grafiek op foto 2 speciaal aangegeven.

Wanneer de ADC met meer dan 0 dBm per  
signaal overstuurd wordt, ontstaat er een  
woud van intermodulatieproducten.

Kortom, de IP3-waarde verliest zijn beteke-  
nis bij SDR-ontvangers.

Hoe kunnen we dan een indruk krijgen  
van het intermodulatiegedrag van SDR-  
ontvangers? Hier komt een langer bestaande  
techniek uit de draaggolftechniek om de  
hoek kijken.

Toen ik als dienstplichtig militair bij de  
verbindingdienst een opleiding kreeg als

### IP3-meting

De IP3-meting is gebaseerd op de me-  
ting van het derdeorde intermodulatiege-  
drag. In [6] wordt uitgelegd hoe het komt  
dat derdeorde IM-producten driemaal  
zo snel stijgen als de signalen waardoor  
zij veroorzaakt zijn (gemeten in dB); en  
dat de voorwaarde voor dit gedrag is dat  
in de overdracht van het te meten syste-  
em geen discontinuïteiten voorkomen.  
Hierdoor kan IP3 met een enkele meting  
worden vastgesteld, aangezien bij alle  
sterkten van de meetsignalen dezelfde  
waarde voor IP3 wordt gevonden.

Hierbij is:

$$IP3 = (3 \cdot P_a - P_{IM3}) / 2$$

of (alternatief)

$$IP3 = P_a + (P_a - P_{IM3}) / 2$$

$P_a$  = Inputvermogen van een van de sti-  
mulussignalen

$P_{IM3}$  = Vermogen van derdeorde intermo-  
dulatieproducten

IP3 = Derdeorde interceptpunt

Aan de hiervoor genoemde voorwaarde  
dat in de overdracht geen disconti-  
nuïteiten mogen voorkomen wordt in  
SDR-ontvangers niet voldaan. Hierdoor  
werkt deze meetmethode niet voor  
SDR-ontvangers.

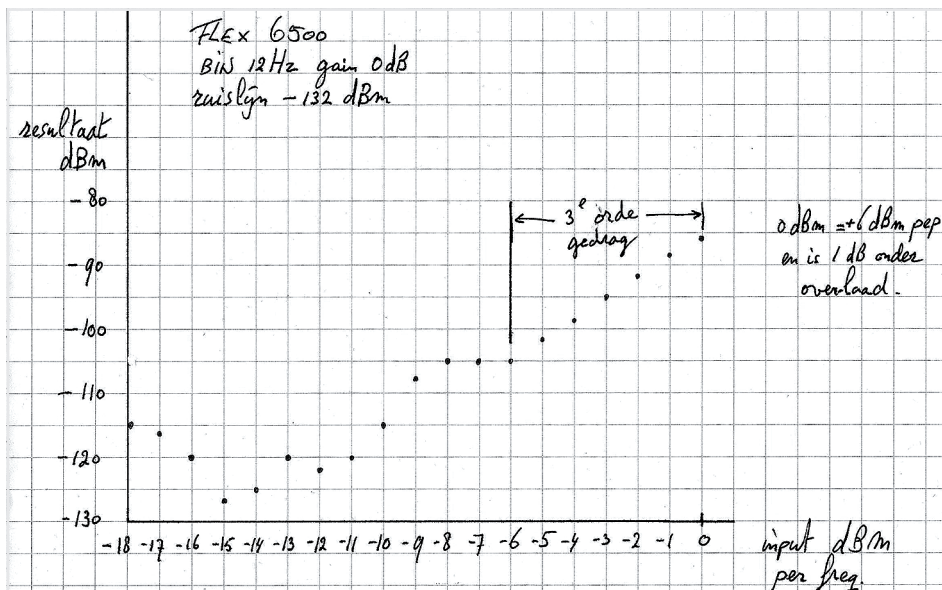


Foto 2 Intermodulatiegedrag van FLEX-6500 zoals gemeten door Albert PA0A

draaggolffmonteur, heb ik tijdens het verde-  
digen van ons land veel geleerd over inter-  
modulatie. Ook over de apparatuur waarmee  
het intermodulatiegedrag gemeten kon  
worden, want we waren daar goed uitgerust  
met uitstekende meetapparatuur. Hieronder  
vielen ook de bij amateurs welbekende  
Pegelmessers en gekoppelde Pegelzenders.  
Siemens en Wandel & Goltermann waren  
daarvan beroemde fabrikanten. Dankzij  
de Belgische Ontwikkelingshulp voor  
Nederlandse Zendamateurs van ON5MAR  
tref je deze nog weleens aan bij zendama-  
teurs. Met deze instrumenten zijn intermo-

dulatiemetingen aan amateurtransceivers nog steeds goed uit te voeren. De moderne amateur gebruikt er tegenwoordig natuurlijk zijn SDR voor.

## De theorie van NPR-metingen

Al decennia geleden is een intermodulatie-meettechniek ontstaan die gebruik maakt van breedbandruis waarin een notch zit op de frequentie waar je wilt meten. Zoals we in de inleiding gezien hebben staat deze techniek bekend onder de naam Noise Power Ratio (NPR)-bepaling. Hierbij wordt gekeken naar de verhouding van het ruisvermogen op de frequentie van de notch tot het ruisvermogen buiten de notch.

Om te snappen hoe deze techniek werkt, gaan we wat gedachte-experimenten doen en we bouwen voort op de denkbeeldige ontvanger eerder in dit stuk. Stel je hierbij dus voor dat je een ontvanger hebt die vanwege zijn niet-lineariteit intermodulatieproducten en harmonischen genereert. Als we het eerdere voorbeeld met de drie sterke signalen vervangen door 100 signalen van  $-20$  dBm, en deze regelmatig verspreiden over het frequentiegebied van 1 tot 6 MHz met uitzondering van een klein gebiedje in de 80m-band, dan ziet het plaatje eruit zoals in figuur 8 is weergegeven.

Belangrijk is je te realiseren dat in het gebied waar geen sterke ingangssignalen aanwezig zijn (in dit geval een geselecteerd stukje in de 80 meterband), er wél intermodulatieproducten ontstaan uit die 100 signalen.

We gaan nu in het gedachte-experiment de belasting aan de antenne-ingang van onze denkbeeldige ontvanger uitbreiden naar 10.000 signalen: om de 500 Hz een signaal, verspreid over een frequentiegebied van 1 tot 6 MHz met uitzondering van een klein gebiedje rond 3700 kHz. Van deze bronsignalen kunnen we in gedachten synchroon de sterkte opvoeren.

In ons gedachte-experiment gaan we nu met een denkbeeldige RMS-vermogensmeter aan de luidsprekeruitgang het vermogen meten dat uit onze denkbeeldige ontvanger komt, en wel in een bandje van 500 Hz rond 3700 kHz. Wat verwachten we nu?

Als de 10.000 signalen 'uit' staan, dan meten we aan de luidsprekeruitgang een vermogen dat evenredig is met de ruisvloer van de ontvanger. Als we de sterkte van de 10.000 signalen synchroon opvoeren, dan zien we dat bij een zekere signaalsterkte  $P_0$  van elk van de tienduizend signalen het uit de luidspreker komende vermogen met 3 dB toegenomen is. De in het ontvangkanaal optredende intermodulatie die hiervoor verantwoordelijk is, wordt veroorzaakt door de som van alle even en oneven intermodulatieproducten waarvan de frequentie in het 500Hz-venster rond 3700 kHz valt. Het niveau van dit minimum detecteerbare intermodulatiesignaal is dan gelijk aan het MDS (Minimum Discernable Signal). Zie hiervoor de kadertekst 'MDS'. De verhouding van het eerdergenoemde  $P_0$ -vermogen tot dit minimum detecteerbare intermodulatievermogen is wat we de Noise

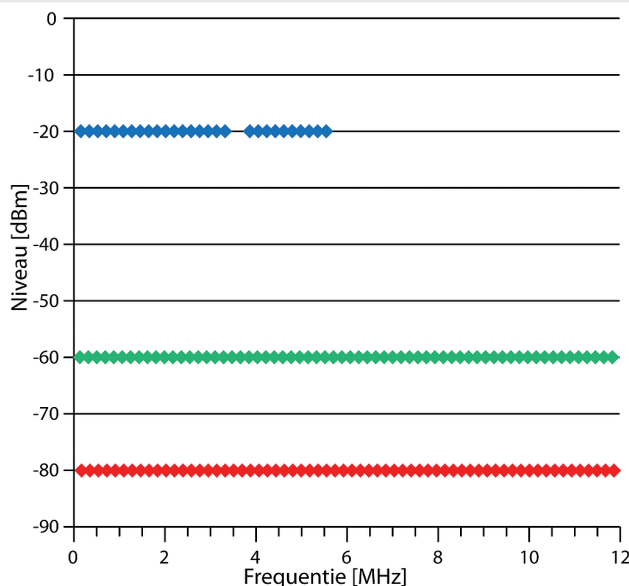


Fig. 8 Intermodulatiegedrag van onze denkbeeldige ontvanger, maar nu met 100 signalen van  $-20$  dBm, behalve in een klein gebied in de 80m-band

Power Ratio noemen. Deze getalwaarde is een maat voor de intermodulatie-eigenschappen van de ontvanger. Deze meting werkt niet alleen bij conventionele ontvangers, maar ook bij SDR-ontvangers. Het voordeel is dat we ons niet vastleggen op alleen de derdeorde intermodulatieproducten, maar alle vormen van intermodulatieproducten en faseruis meenemen.

## De praktijk van NPR-metingen

Natuurlijk is het onmogelijk om het bovengenoemde gedachte-experiment met tienduizend generatoren en de daarbij behorende apparatuur in het echt uit te voeren. De betekenis van de afkorting NPR verraadt al hoe dit in werkelijkheid gedaan wordt. Er wordt gebruik gemaakt van ruis. Er zijn hier zelfs speciale meetinstrumenten voor ontwikkeld, waaronder de RS-50 van Wandel & Goltermann. Dit apparaat kan een breedbandig ruissignaal aanbieden dat in sterkte geregeld kan worden van meer dan 15 dBm tot  $-50$  dBm. Dit totale vermogen waarmee de ontvanger belast wordt noemen we  $P_{tot}$ . Het toevoeren van een ruisvermogen van 0 dBm (dat is dus  $S_9+73$ dB) verspreid over

een bandbreedte van 5 MHz betekent dat er in elk 500 Hz breed segment een vermogen zit van  $S_9+33$  dB. (1 mW gedeeld door 10.000 is hetzelfde als 0 dBm  $-40$  dB, dus  $-40$  dBm en dat is weer gelijk aan  $S_9+33$  dB, want  $S_9$  is  $-73$  dBm). In termen van ons gedachte-experiment vertegenwoordigt deze breedbandruis hetzelfde vermogen als elk van de eerdergenoemde 10.000 generatoren van elk  $-40$  dBm.

Deze breedbandige ruis kan door een van de bandstopfilters gevoerd worden. De diepte hiervan is minimaal 90 dB. In het centrum van de notch van dat filter wordt dus geen noemenswaardige ruis door de generator geproduceerd. In de praktijk gaan we op de frequentie van deze notch meten, en vinden we daar dan toch ruis die sterker is dan de ruisvloer van de ontvanger, dan weten we dat die veroorzaakt wordt door intermodulatie. Amateurs die ervaring hebben met bouwen van ladderfilters kunnen zo'n diep filter ook zelf maken, zoals Kurt Hoffelner OE3HKL met een mooi voorbeeld van een 110 dB diep ladderfilter laat zien. Het bouwen van een ruisgenerator met een enkele megahertz breed bandpassfilter en een breedband-versterker is ook best te doen. Daarmee

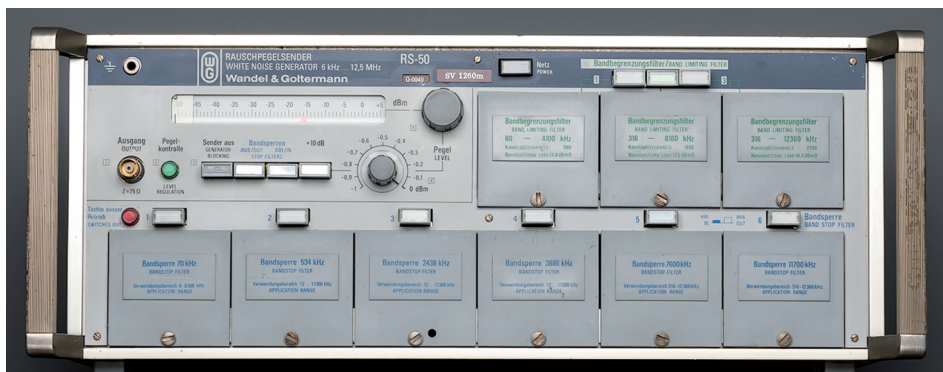


Foto 3 RS-50 ruisgenerator van Wandel & Goltermann. Dit apparaat heeft een uitgangsimpedantie van  $75 \Omega$ . Daarom is voor een  $50\Omega$ -ontvanger een aanpasser nodig. Zo'n aanpasser geeft meestal verzwakking maar dit heeft geen invloed op de meting. Het gaat daarbij om verhoudingen.

kan men die metingen ook doen zonder te beschikken over een RS-50, zoals ON9BOG heeft aangetoond met een door hemzelf gebouwd ladderfilter.

De meetprocedure voor conventionele ontvangers is relatief eenvoudig:

De ontvanger, ingesteld op een bepaalde bandbreedte (bijvoorbeeld 500 Hz), wordt aangesloten op de RS-50 met uitgeschakelde generator en afgestemd in het centrum van een van de bandstopfilters van de RS-50. Met een RMS-meter aan de luidsprekeruitgang bepalen we voor deze bandbreedte de ruisvloer en stellen die gelijk aan het MDS. Hierna wordt het ruisniveau  $P_{\text{tot}}$  zover opgedraaid dat het uitgangsniveau stijgt tot 3 dB boven het niveau van de ruisvloer. Dit betekent dat het niveau van de intermodulatie gelijk is aan het MDS. We noteren het hierbij behorende totaal aangeboden breedband ruisniveau  $P_{\text{tot}}$  van de RS-50. Als we dit vermogen delen door de verhouding van de totaal aangeboden ruisbandbreedte tot onze gekozen bandbreedte van 500 Hz, dan krijgen we het equivalente aangeboden ruisvermogen  $P_0$  in die bandbreedte. Bij het ruisniveau waarbij de intermodulatie even sterk is als het MDS, is de verhouding van het equivalente ruisvermogen  $P_0$  tot het MDS de NPR. Let op: NPR wordt uitgedrukt in dB, dus als we  $P_0$  en MDS in dBm uitdrukken dan is de NPR-waarde gelijk aan  $P_0 - \text{MDS}$ . Stel voor dat onze totale ruisbandbreedte 5 MHz is. We rekenen uit wat het equivalente ruisniveau  $P_0$  in een bandbreedte van 500 Hz is. Dat is gemakkelijk. We rekenen eerst uit hoeveel maal onze gekozen bandbreedte (500 Hz) in de met ruis bezaaide frequentieband van 5 MHz past. Dat is dus  $5.000.000 / 500 = 10.000$ . Het vermogen van het equivalente ruisniveau  $P_0$  is dan  $P_{\text{tot}} / 10.000$ . In dBm uitgedrukt is dit dus  $P_{\text{tot}} - 40$ .

De meetmethode met een SDR is nog eenvoudiger, want men kan de meetwaarden direct van het spectrum uit de panadapter aflezen. We voeren  $P_{\text{tot}}$  zover op, dat op de frequentie midden in de notch het niveau gestegen is tot 3 dB boven de waarde met een 50Ω-dummy aan de ingang van de ontvanger. Het absolute intermodulatie niveau dat hierbij hoort ligt dus, net zoals het geval is bij de MDS-bepaling, 3 dB lager dan het spectrum laat zien in de notch. De NPR is daarom het verschil tussen de ruisniveaus binnen en buiten de notch, vermeerderd met 3 dB (want de aanwijzing op de frequentie binnen de notch

is 3 dB hoger dan het intermodulatie niveau). Als we de verhouding tussen de aangeboden ruisbandbreedte en onze waarnemingsbandbreedte in een logaritmische vorm uitdrukken en dat BWR (voor Band Width Ratio) noemen, dan wordt de NPR-formule:  $\text{NPR} = (P_{\text{tot}} - \text{BWR}) - \text{MDS}$

$$\text{NPR} = P_0 - \text{MDS}$$

De Band Width Ratio vinden we dan met  $\text{BWR} = 10 \cdot \log(BW_{\text{ruis tot}} / BW_{\text{waarneming}})$

De oplettende lezer zal opgemerkt hebben dat bij het opvoeren van de ruisbelasting op de ontvanger het equivalente ruisvermogen  $P_0$  toeneemt, waarbij, zolang er geen intermodulatieproducten ontstaan met een niveau boven de ruisvloer van de ontvanger, de verhouding tussen het ruisniveau binnen en buiten de notch ook toeneemt. Neemt dan ook de NPR toe?

Het antwoord hierop moet 'nee' zijn, want zolang er geen intermodulatieproducten waargenomen worden kunnen we die ook niet meten, en kunnen we dus de verhouding van de intermodulatieproducten tot de equivalente ruisbelasting ook niet bepalen. Pas als het niveau van de intermodulatieproducten even sterk geworden is als het MDS kunnen we spreken van een echte NPR.

Voeren we de  $P_0$  verder op, dan stijgt het niveau van de intermodulatieproducten (vanwege de hogere ordes) sneller dan het equivalente ruisniveau en daarmee neemt de verhouding tussen de niveaus buiten en binnen de notch weer af. We moeten dus de grootste verhouding als NPR gebruiken, en dat is op het MDS-niveau. Zie Figuur 9.

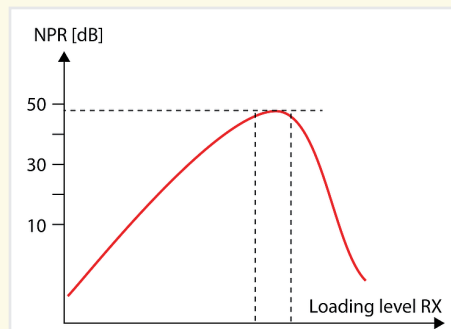


Fig. 9 Bij het meten van de NPR wordt bij een bepaalde waarde van het toegevoerde ruisvermogen een hoogste waarde voor de NPR gevonden. Deze waarde is de geldige.

Voor meer informatie over de NPR-methode wordt geadviseerd het uitstekende artikel 'Noise Power Ratio (NPR) Testing of HF receivers' van Adam Farson VA7OJ [2] te lezen. Daarin staan ook de meetresultaten van een groot aantal transceivers. Verder bevat zijn site veel interessante info voor hen die het leuk vinden de kwaliteit van hun eigen ontvanger te meten.

Voor een wat dieper op de theorie ingaand artikel met wat meer mathematische onderbouwing wordt verwezen naar Gianfranco Verbana I2VGO [3].

Ik ben nog dank verschuldigd aan George ON9BOG voor het beschikbaar stellen van zijn kristaloscillatoren en kennis, Albert PA0A voor zijn interessante experimenten en terugkoppeling, Bram PE2RID voor het verfraaien van het beeldmateriaal, Olof PA0ZOZ voor zijn inhoudelijke terugkoppeling en Adam VA7OJ voor de vele e-mails over dit onderwerp.

## Referenties

- [1] Een uitstekende presentatie hierover is 'Receiver Metrics: Theory and Practice' van Carl Ferguson W4UOA: <http://www.w4uoa.net/TARCPresentationv14.ppt>
- [2] 'Noise Power Ratio (NPR) Testing of HF Receivers' van Adam Farson VA7OJ/AB4OJ, te vinden op zijn website: [http://www.ab4oj.com/test/docs/npr\\_test.pdf](http://www.ab4oj.com/test/docs/npr_test.pdf)
- [3] 'Measurements of all products intermodulation on HF receivers, with 24000 telegraph channels', 11th convention – Cotalovara – 26/27 september 2009, Gianfranco Verbana I2VGO: [http://www.ab4oj.com/test/docs/test\\_npr.pdf](http://www.ab4oj.com/test/docs/test_npr.pdf)
- [4] 'Inband IMD Immunity Testing' door Werner Schnorrenberg DC4KU: <http://www.ab4oj.com/test/imdtest/main.html>
- [5] 'Intermodulation Distortion Considerations for ADCs' by Walt Kester, MT-012 Tutorial; Analog Devices: <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-012.pdf>
- [6] 'Intermodulatie', *Electron* januari 2015, pag 2-7, door Olof Bosma PA0ZOZ

advertentie



**COMMUNICATIE CENTRUM VENHORST**

Havenstraat 12a • 1211 KL Hilversum • Tel: 035 6215879 • [info@venhorst.nl](mailto:info@venhorst.nl)

[www.venhorst.nl](http://www.venhorst.nl)