

Versterker tussen DBM en Xtal-filter

H.L. Rutgers PAoSU en Anton Tombeur ON7TI

In een ontvanger is er, tussen een dubbel gebalanceerde mengtrap (DBM) met dioden en het daarop volgende kristalfilter, behoefte aan een versterker die de aanpassing tussen de $50\ \Omega$ voor de DBM en de $500\ \Omega$ voor het filter verzorgt. Daarbij is het zaak dat de grillige ingangsimpedantie van het filter niet zichtbaar is aan de ingang van de versterker, zodat de DBM over een groot frequentiegebied keurig $50\ \Omega$ ziet. Bovendien is enige versterking op zijn plaats omdat de DBM ongeveer 6 dB conversieverlies heeft. Het ruisgetal (F) van de versterker bepaalt het ruisgetal aan de ingang van de DBM, namelijk $F + 6\ \text{dB}$. Het derde orde interceptpunt (IP3) aan de ingang van de versterker moet ongeveer 5 dB hoger zijn dan die aan de uitgang van de DBM, anders gaat het totale IP3 te veel achteruit. In dat geval wordt het IP3 van de ontvanger bepaald door de DBM.

Met een low level mixer is de versterker te verwezenlijken met een enkele J310 in geaarde gate schakeling. Het IP3 is groter dan 18 dBm bij geselecteerde exemplaren.

Sinds wij (ON7TI en PAoSU) een high level mixer (SRA1H) als eerste mengtrap in de ontvanger gebruiken worden er hogere eisen gesteld. De SRA1H heeft een uitgangs-IP3 van + 27 dBm.

Met vier van de vijf stuks P8002 bereiken wij een ingangs-IP3 van > 32 dBm bij 32 mA. Het ruisgetal daarbij was 2 dB.

Het IP3 van het totaal (DBM, versterker met P8002 en XF9B-filter) is groter dan 32 dBm bij een ruisgetal van 8 dB, zodat het dynamische bereik 110 dB wordt.

Een variabele impedantie aan de ingang van de DBM heeft geen invloed op het IP3 zodat rechtstreeks (passief) bandfilters aangekoppeld kunnen worden.

Inleiding

Alweer dit onderwerp? Dit is toch jaren geleden al uitgekauwd? Ik heb echter gemerkt dat er nogal wat onzin over is gepubliceerd en dat de metingen er niet zo betrouwbaar uitzagen. De versterker tussen de double balanced mixer (DBM) en het Xtal-filter is zo cruciaal voor het dynamisch bereik van de ontvanger dat er nog wel een publicatie aan gewijd mag worden, vind ik. Sinds enige tijd heb ik een professional als "maatje" bij het zelfbouwen gevonden: Anton Tombeur, ON7TI, die ook op het Nat-Lab bij Philips werkt. Hij belde mij eens op met vragen en opmerkingen over de synthesizer-artikelen van februari en maart 1990. Hij blijkt verwoed bezig met, jawel, het bouwen van een vijfbanden transceiver en bouwde mijn synthesizer na. Het ding blijkt reproduceerbaar en Anton bereikte zelfs betere resultaten! Daar ko-

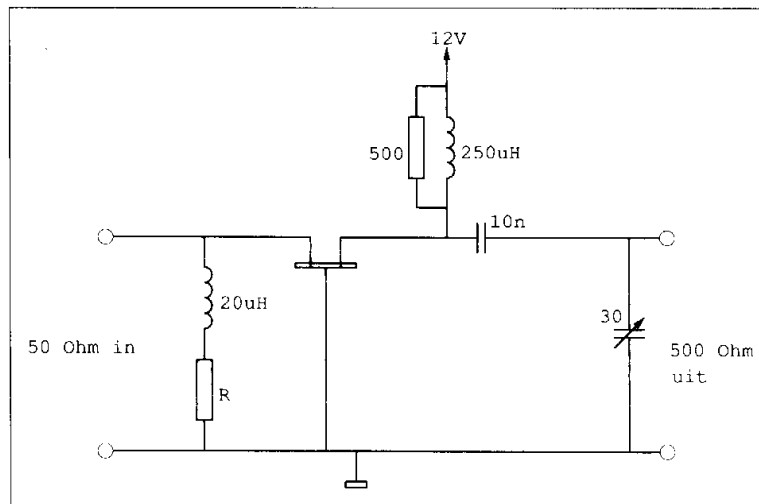


Fig. 1 Het schema van de onderzochte versterker. Afhankelijk van de gebruikte FET is het ruisgetal < 2 dB. Het ingangs derde orde Interceptpunt is > 32 dBm, zodat de volle dynamiek van een high level mixer tot zijn recht komt. De weerstand R moet zo gekozen worden dat de ingangsimpedantie $50\ \Omega$ is (FET-afhankelijk). De versterking is dan 10 dB tot en met het XF9B-filter.

men we nog wel eens op terug. Hij is even fanatiek als ik als het om kwaliteit gaat, dus... In dit artikel word je niet vermoeid met ingewikkelde meetopstellingen van peperdure apparatuur. Die is wel gebruikt, maak je geen zorgen, maar het heeft geen enkele zin om die op te noemen en om schema's te tekenen. Thuis kunnen we het niet nabouwen en de professionals onder ons weten wel hoe het moet. Het enige wat ik er over zeg is dat het IP3 met "het tweeton systeem" is gemeten, zoals gedefinieerd (zie figuur 2). Het ruisgetal is met een ruisgenerator gemeten en de impedanties door de schakeling op een speciale adaptor te solderen die op het front van de analyser wordt bevestigd. Zoals bekend ben ik nogal weg van de tweetrapsversterker van N6RY. Het ding heeft de plezierige eigenschap dat de $50\ \Omega$ in- en uitgang elkaar nauwelijks zien. De uitgangsimpedantie kan bovendien eenvoudig aangepast worden door de uitgangsweerstand te veranderen. Het ruisgetal is 4 dB, de versterking is 17 dB en het ingangs-IP3 is 14 dBm bij een bandbreedte van ruim 100 MHz. Daar kan geen MAR-versterker tegenop! Achter een low level mixer zoals de SBL1 voldoet hij. Achter de high level mixer SRA1H van MCL is de N6RY-versterker echter niet goed genoeg. Het uitgangs-IP3 daarvan is: het ingangs-IP3 min het conversieverlies. Dat is hier $33 - 6 = 27\ \text{dBm}$. Bovendien wordt het ruisgetal op deze frequenties bepaald door het ruisgetal van de versterker achter de DBM. De 4 dB van de N6RY is dan aan de hoge kant. Immers, aan de ingang van de DBM wordt het ruisgetal die 4 plus het conversieverlies van de DBM, dus: $4 + 6 = 10\ \text{dB}$.

In de toepassing tussen mixer (DBM) en Xtal-filter (XF9B) kun je in principe volstaan

met een enkele versterkertrap omdat de impedantie aan de ingang laag ($50\ \Omega$) en aan de uitgang hoog ($500\ \Omega$) is. De vraag is daarbij of de grillige ingangsimpedantie van het Xtal-filter (variërend van $300\ \Omega$ tot $12\ \text{k}\Omega$) niet aan de ingang zichtbaar wordt en zodoende roet in het eten gooit voor de afsluiting van de DBM die breedbandig $50\ \Omega$ moet zijn.

Welke versterker?

Je zou een enkele bipolaire transistor in "geaarde emitter schakeling" kunnen gebruiken. De aanpassing en de ruis blijven een probleem. Dat is alleen goed te maken met een trafo in de schakeling. Zo'n trafo beperkt al snel de bandbreedte van de ingangsimpedantie. In geaarde basisschakeling wordt de ingangsimpedantie te laag omdat de steilheid van een transistor te groot is. Bovendien varieert die te veel met de de grootte van ingangswisselspanning. Anton, ON7TI en ik zochten een eenvoudige oplossing. Oude Electrons napluizen met in het achterhoofd de oplossingen van Cor, PAoCHN, bracht mij via Reflecties van PAoSE zestien jaar terug bij M. Martin. Die gebruikte een enkele CP643 junction FET in geaarde gate schakeling en claimde goede resultaten, alhoewel ... (zie Internationale Elektronische Rundschau 4 - 1975 blz 73 ev.). Wij besloten om die versterker eens nader aan de tand te voelen en bouwden hem met een J310, een U310 en een P8002 (zie figuur 1). OM Martin duidde erop dat het ingangs-IP3 mede bepaald wordt door de impedantie die de versterker aan de uitgang te zien krijgt, namelijk die van het Xtal-filter. Klaas, PAoKSB, duidde daar in Electron van mei 1991 ook nog op. Een XF9B-filter geeft aan de ingang op 9 MHz

een ingangsimpedantie van gemiddeld 500 Ω te zien. Buiten de werkfrequentie is die veel hoger, tot 12 k Ω toe! Dat was voor ons een reden om het eens na te gaan.

Waarom geen balansversterkers?

In sommige jappendozen, zoals de ICOM IC720 en de Yaesu FT1000, zitten balansversterkers met FET's (4x 2SK126 twee aan twee parallel in balans). Waarom doen wij dat niet? Wel, van een balansversterker is in eerste instantie het IP3 niet hoger dan van een enkele klasse-A versterker. Let wel, het tweede orde interceptpunt van een balansversterker is veel groter. In de general coverage jappendozen zitten veel bredere preselektiefilters dan in onze transceivers voor uitsluitend de amateurbanden. Wij hebben totaal geen last van tweede orde vervormingsprodukten, vandaar. Je hoeft ook weer niet roomser te zijn dan de paus.

De versterking en het IP3

De versterking van sterk tegengekoppelde versterkers, zoals in ons geval, is van te voren te berekenen. De gebruikte halfgeleider is daarop nauwelijks van invloed. De impedanties bepalen de gain.

Hier is de versterking gelijk aan de drainimpedantie gedeeld door de ingangsimpedantie. In figuur 1 is dat dus 500/50 = 10 maal, ofte wel 20 dB *zonder Xtal-filter eraan!* Een XF9B-filter heeft naast de werkfrequentie van 9 MHz een zeer grote ingangsimpedantie. Daar zal de versterking dus inderdaad 20 dB zijn. Op de werkfrequentie is de ingangsimpedantie ongeveer 500 Ω . Op 9 MHz zal de versterking dus maximaal 5 keer (= 14 dB) zijn.

(Tussen twee haakjes, de versterking naast de doorlaatband van het Xtal-filter is een stuk groter dan binnen de doorlaat. Bovendien wordt de breedte van het signaal aan de ingang van het Xtal-filter bepaald door de breedte van de preselektiefilters. Als die breed zijn, zoals bij vele general coverage ontwerpen, is het om die reden zinnig om een afstemkring parallel aan de ingang van het filter te zetten. Het filter wil daar een capaciteit zien van rond 20 pF. Door de kring iets te laag af te stemmen is dat te regelen. De Q van de kring hoeft, door hem te tappen, helemaal niet zo slecht te zijn. Het maakt de kans op intermodulatie in de ingangstrafo van het Xtal-filter (Charles, PAoPUY, wijst daarop) door frequenties die ver van de 9 MHz af liggen, veel kleiner. De versterking neemt daar dan sterk af. Ook het uit de mixer resterende oscillatorsignaal (altijd nog -15 dBm bij een SRA1H!) wordt zodoende buiten het filter gehouden.)

De versterking die we hier nodig hebben hangt op haar beurt af van het ruisgetal die de middenfrequentieversterker achter het Xtal-filter heeft. We moeten niet meer versterken dan nodig is. Het Xtal-filter heeft een IP3 in de buurt van 40 dBm. Dat zegt PAoPUY. We zullen dat in de gaten houden!

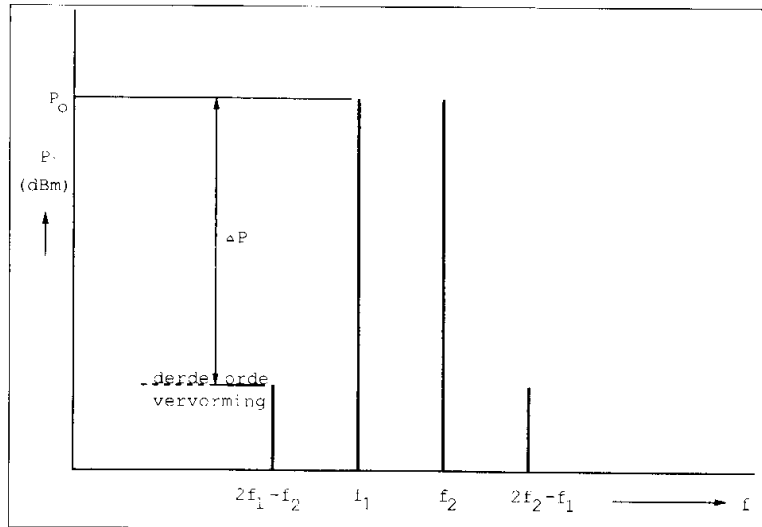


Fig. 2 De schematische voorstelling van wat er op de spectrum analyser te zien is bij de IP3-metingen. Het IP3 wordt berekend volgens: $IP3 = P_1 + \Delta P/2$ (dBm)

Resultaten met een J310

Wanneer er een low level mixer (zoals de SBL1) in een ontvanger gebruikt wordt kan een N6RY-versterker tussen die mixer en het Xtal-filter goede diensten bewijzen. De versterker is goed reproduceerbaar en de in- en uitgang zijn goed van elkaar geïsoleerd. Het uitgangs-IP3 van een SBL1 is 8 dBm. De N6RY zit daar aan de ingang dus 6 dB boven. Het ruisgetal blijft echter aan de hoge kant voor deze toepassing.

Cor, PAoCHN, gebruikt dan ook een J310 in gearde gate schakeling. In de drain zet hij een smoorspoeltje dat overbrugd is met een weerstand van 500 Ω . Samen met een trimmertje naar aarde krijg je zodoende de juiste impedantie voor het Xtal-filter. Hij verbindt de source via een smoorspoeltje aan aarde en stelt de drainspanning zo in dat 50 Ω ingangsimpedantie bereikt wordt. Er loopt dan volgens hem zo'n 18 mA door de FET.

Voor een hoog IP3 is het echter beter om 12 volt op de drain te zetten (via het smoorspoeltje in de drain-leiding, zie figuur 1) en *in serie met het smoorspoeltje in de source een weerstandje op te nemen* dat de juiste stroominstelling verzorgt. Het ingangs-IP3 wordt dan hoger. OM Martin doet dat ook zo. De grootte van het weerstandje is afhankelijk van het FET-exemplaar. Het zal in de buurt liggen van de 47 Ω .

Anton, ON7TI, zoekt, net als Cor, de FET's van te voren uit: de kale J310 moet, met de gate en de source doorverbonden en 12 volt op de drain, zo'n 30 tot 40 mA kunnen trekken. Dat kan hij kortstondig wel hebben.

Bij onze instelling staat er meer spanning over de FET tussen source en drain en wordt bovendien de stroom groter voor de juiste ingangsimpedantie dan op de manier van Cor, PAoCHN. We komen uit op zo'n 25 - 30 mA terwijl de drain-source-spanning ongeveer 10 volt is. Dat is wat veel voor een J310. De kristal-temperatuur wordt dan hoog. De FET gaat niet kapot

maar het ruisgetal neemt toe door de hoge temperatuur. Dat was voor ons een reden om toch maar eens op zoek te gaan naar "dikkere" FET's. Met de J310 in de schakeling van figuur 1 haalden we een ruisgetal van 2,5 dB en een ingangs-IP3 van minstens 18 dBm bij een versterking van 12 dB (met het filter er aan) op 9 MHz. De nodige stroom is exemplaar afhankelijk. Rond de 25 mA moet het lukken. Dat is uitstekend achter een SBL1.

De boven beschreven manier van schakelen door Cor, PAoCHN, is zo gek nog niet: de J310 dissipeert minder en haalt (voor een SBL1) waarschijnlijk een voldoende groot IP3. We hebben het echter niet gemeten. Een J310 is "te klein" om achter een SRA1H te zetten. Daar zijn grotere jongens voor nodig.

Eisen bij een high level mixer

De high level DBM van het type SRA1H van MCL heeft een ingangs-IP3 van +33 dBm als hij met een oscillatorspanning van +20 dBm³ gestuurd wordt. Dit betekent dat het uitgangs-IP3 dus 6 dB lager ligt omdat het conversieverlies van het ding 6 dB is. Het IP3 van de versterker moet een dB of vijf beter zijn dan de DBM omdat anders het IP3 van het geheel slechter wordt.

Het ruisgetal van een ontvanger voor kortegolf hoeft niet beter te zijn dan 10 dB (met een aangepaste buitenantenne op 10 meter). Als we preselektiefilters weten te maken die maar 2 dB doorlaatverlies hebben dan kunnen we vòòr de DBM zonder versterking toe, als op dat punt een ruisgetal van 8 dB gehaald wordt. Dat ruisgetal aan de ingang van de DBM wordt bepaald door de versterker erachter. Omdat een DBM een conversieverlies van 6 dB heeft kan dat dus nooit beter dan 6 dB worden. Als het ruisgetal van de ontvanger toch lager moet zijn (voor mobielgebruik met een kleine antenne bijvoorbeeld), dan zit er niets anders op dan een voorversterker toe te passen.

De eisen die we aan de versterker tussen een SRA1H en een XF9B-filter van KVG moeten stellen zijn:

- het ruisgetal < 2 dB,
- het ingangs-IP3 > 32 dBm,
- de spanningsversterking moet minstens 8 dB zijn, afhankelijk van het ruisgetal van de middenfrequentieversterker achter het filter en de doorlaatdemping van het filter,
- de ingangsimpedantie moet 50 Ω zijn over een frequentiegebied van 1 – 200 MHz.

Meetfouten

Bij dit soort eisen als boven gesteld moet je niet denken dat je wel "even" het IP3 meet. Twee generatoren op een ANZAC combiner aangesloten met niveaus van zo'n 0 dBm geven te veel vervorming. De isolatie tussen de beide generatoren was te klein. De opstelling bleek zelf een IP3 in de buurt van de 25 dBm te hebben. Daar kom je na een week hard werken in de avonduren pas achter.

Een super lineaire versterker achter de combiner bracht uitkomst. Toen bleek dat de hoogohmige probe (we maten op het 500 Ω aan de ingang van het Xtal-filter) ook niet veel beter was. Enfin, na veel omzwervingen met apparatuur die echt het neusje van de zalm is, zijn we er uitgekomen.

Ik dacht dat ik thuis wel even een opstelinkje kon maken: twee Xtal-oscillatoren op 100 kHz afstand in een amateurband met een (zelfgemaakte) combiner erachter... Ik geloof dat ik daar toch maar van af zie, althans ik moet niet verwachten dat daarmee IP3's in de buurt van 30 dBm te meten zijn.

Resultaten met een U310

Een U310 is volgens de boeken gelijk aan een J310 op de dissipatie na. Er zit echter een metalen huisje om zodat er ook nog een koelvinnetje opgezet kan worden om de kristal-temperatuur laag te houden. Het ding mag een keer of drie meer vermogen hebben. Bij metingen bleek dat ze veel steiler zijn dan de J310. Misschien zijn de steilere kristallen uitgezocht bij de productie om ze in de U310 te stoppen en zijn de minder steile in de J310's verwerkt. In ieder geval wilden de U310-en die wij binnenkregen wel 60 mA trekken bij 12 volt op de drain en de gate en source aan nul!

De ingangsimpedantie is bij een stroom van 15 mA al ongeveer 60 Ω . Bij grotere stromen daalt die verder tot ongeveer 50 Ω . Verder dalen doet die niet door onder andere de interne serieweerstanden. Het FET-je is aan de kleine kant.

Het IP3 bleek zeer afhankelijk van de stroom door de FET: tot zo'n 20 mA neemt het IP3 geleidelijk toe tot 17 dBm. Bij verder opvoeren van de stroom gaat de toename ineens veel sneller. Anton, die alle metingen deed, vond bij stromen van 30 tot 35 mA een ingangs-IP3 tussen de 30 en de 35 dBm. Met een U310 is het Xtal-filter aan de ingang nauwelijks zichtbaar. Geen zorgen dus.

De versterking, gemeten aan de ingang van het Xtal-filter, was 12 dB. Ook de

U310-en werden nogal heet, ondanks de koelvin. Wanneer hij met een natte vinger "afgekoeld werd" zag je de stroom oplopen. (Het is een gunstige eigenschap van FET's dat zij bij hogere temperaturen *minder* stroom gaan trekken, dit in tegenstelling tot bipolaire transistoren.) Als de U310 in een koelblokje wordt gemonteerd, is het dus een uitstekend ding. Het feit dat de uitgangsimpedantie vrijwel onzichtbaar blijft aan de ingang is te verklaren uit het feit dat de U310 toch een klein FET-je is. Een preciese verklaring voert nu te ver.

Resultaten met de P8002

Een "dikker" FET proberen dus. De P8000 is niet meer te koop, de P8002 wel. Het verschil tussen de P8000 en de P8002 is alleen de behuizing. De 8002 is nog forsier uitgevoerd en heeft een flinke flap met een bevestigingsgat als koellichaam. Een aardige bijkomstigheid is dat die flap intern verbonden is met de gate zodat hij rechtstreeks aan een schot of zo bevestigd kan worden. Die zal niet warm worden bij een paar honderd milliwatt dissipatie.

De resultaten waren zeer bemoedigend. De rare impedantie van het Xtal-filter is iets meer zichtbaar dan bij een U310 (zie de figuren). Bij ruim 30 mA was de ingangsimpedantie ongeveer 50 Ω en lag het IP3 van vier van de vijf P8002-en tussen de 32 en 35 dBm. Het ruisgetal was < 2dB. De versterking is naast de doorlaat (aan de ingang van het filter gemeten) inderdaad 20 dB. Op de werkfrequentie kwamen we niet verder dan ruim 12 dB. Als we achter het filter meten komen we op ruim 10 dB.

Het Xtal-filter krijgt dan grote signalen te verwerken. Wij hebben uitgebreid onderzocht "of dat kwaad kan". Er is echter geen spoor van intermodulatie ontdekt die de

kwaliteit van de onderzochte versterker nadelig zou beïnvloeden.

Spreiding

Op alle FET's die we gekocht hebben (vijf stuks van elk) zit een flinke spreiding! Niet alleen dat er grote verschillen waren in de stroom die ze wilden trekken maar ook in de gevonden waarden van het IP3! Dat is minder leuk. De reeds bekende truc werkt inderdaad: zoek de FET uit die bij 12 volt op de drain en de gate en source aan nul volt meer dan 40 mA (voor een P8002 meer dan 60 mA) wil trekken. De lage stroomtrekkers onder de FET's zijn inderdaad minder wat IP3 betreft.

De ingangsimpedantie

De ingangsimpedantie (1/S) is afhankelijk van de stroom door de FET. Bij kleine stromen is de ingangsimpedantie hoog en erg stroomafhankelijk. In de buurt van de 15 mA wordt dat veel minder kritisch. De steilheid (S) neemt namelijk met de stroom toe tot we in het rechte deel van de I-V_{GS}-karakteristiek komen. Boven 15 mA daalt de ingangsimpedantie geleidelijk tot 50 Ω (U310) of 40 Ω (P8002) bij 35 mA. Het IP3 neemt boven de 25 mA enorm toe! Die grote stromen zijn alleen voor een P8002 weggelegd. Bij 35 mA is de steilheid 20 – 25 mA/V zodat de ingangsimpedantie tussen de 40 en 50 Ω uitkomt, afhankelijk van het exemplaar. Het IP3 is daarbij zeer groot tot zelfs 40 dBm! Ik weet overigens niet of het erg is om een DBM met 40 Ω af te sluiten. Ik heb de indruk van niet. Daar kijken we straks nog even naar. Het lijkt mij belangrijker dat de afsluiting ohms is over een groot frequentiegebied.

Hoe staat het daarmee?

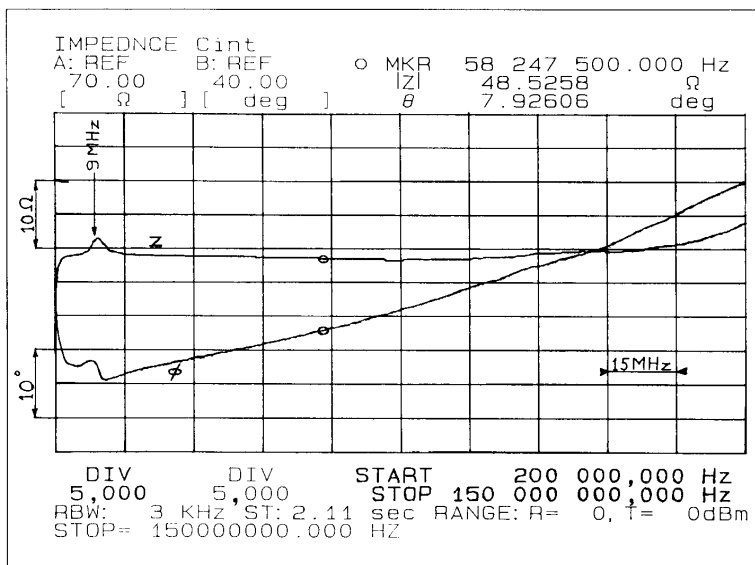


Fig. 3 De bovenste kromme geeft de ingangsimpedantie weer van een gearde gate schakeling met een P8002 van 200 kHz tot 150 MHz. De stroom door de FET was ingesteld op 32,5 mA waarbij een IP3 gevonden werd van 34 dBm. Boven de 100 MHz loopt de impedantie op door de te lange verbindingen. De impedantie blijft binnen een paar ohm constant op 48,5 Ω (bij 58 MHz). In de onderste grafiek is de fasehoek tussen stroom en spanning aan de ingang weergegeven. Ook die verloopt gelijkmatig binnen 20 graden. Het "pukeltje" links in de beide krommen wordt veroorzaakt door het Xtal-filter. In figuur 4 wordt een deel van dat pukeltje sterk vergroot weergegeven.

Anton heeft een aantal impedantiemetingen gedaan (zie figuur 3 en 4). De bandbreedte is geen probleem. In figuur 3 zien we aan de bovenste kromme dat er maar een paar ohm verschil is over een frequentiegebied van 1 – 150 MHz. De onderste kromme geeft de fasehoek tussen spanning en stroom aan de ingang weer. Ook die kromme verloopt rustig binnen een gebied van 20 graden. De fouten boven de 100 MHz liggen aan de toch nog te lange verbindingslijnen in de meetopstelling. Helemaal links, bij 200 kHz, zijn de gebruikte smoorspoeltjes in de resultaten terug te vinden. Het pukkelkje bij de pijl ontstaat door het Xtal-filter. In de flank van het pukkelkje zit nog een dip die daar niet te zien is. Als we daarop "inzoomen" krijgen we figuur 4. De ingangsimpedantievariatie door het filter blijft ook daar binnen de 2 Ω. Zelfs de fasefouten blijven binnen een paar graden. Dat ziet er erg hoopvol uit.

In de kleurenplotjes is het één en ander bijgeschreven voordat ze afgedrukt werden voor figuur 3 en 4. Bij het afdrucken gaan de kleuren verloren dus was ik bang dat er informatie verloren zou gaan.

Bij grotere stromen (35 mA) wordt de ingangsimpedantie zowiezo lager maar het Xtal-filter wordt ook iets meer zichtbaar aan de ingang. (Dat is met een U310 niet het geval. Ook niet bij 35 mA.) We moeten dus een compromis vinden: de stroom zo instellen dat het IP3 toch 32 dBm is bij een ingangsimpedantie rond de 50 Ω. "Knoop de hele handel achter elkaar en meet het IP3 van het totaal" zul je zeggen. Dat doen we natuurlijk ook, maar eerst nog even de mixer apart.

De SRA1H

De fabrikanten van DBM's geven op dat ze (aan alle poorten) afgesloten moeten worden met 50 Ω over een groot frequentiegebied om intermodulatie te minimaliseren. Waarom eigenlijk? Ik heb het idee dat het op alle andere frequenties, vooral de spiegel, belangrijker is dan bij de werkfrequentie. We hebben eerst eens gekeken of de uitgangsimpedantie nu echt 50 Ω moet zijn. Daartoe is de ingangs- (RF) en oscillatorpoort (LO) afgesloten met 50 Ω en de uitgangspoort (IF) gevarieerd afgesloten. Daarbij werd met verschillende oscillatorvermogens gemeten. Het blijkt dat een oscillatorvermogen van 20 dBm betere resultaten geeft dan 17 dBm. Het IP3 neemt nog wat toe (33 dBm) en het conversieverlies neemt wat af (6,2 dB). Dat bleek vooral bij afsluiting van de IF-poort met (breedbandig) 40 Ω. Daarbij haalden we (met 20 dBm LO-signaal) dezelfde resultaten als bij 50 Ω zodat we niet bang hoeven te zijn om de versterker achter de mixer wat meer stroom te laten trekken om het IP3 omhoog te krijgen. Dat werkt gelukkig dezelfde kant op!

Hoe staat het nu met de breedbandigheid? Zou de versterker met zijn (kleine) impedantievariatie aan de ingang nog invloed hebben? We hebben de schakeling van figuur 1 (met Xtal-filter) achter de SRA1H gehangen en de stroom door de versterker gevarieerd. Zoals te verwachten is er een

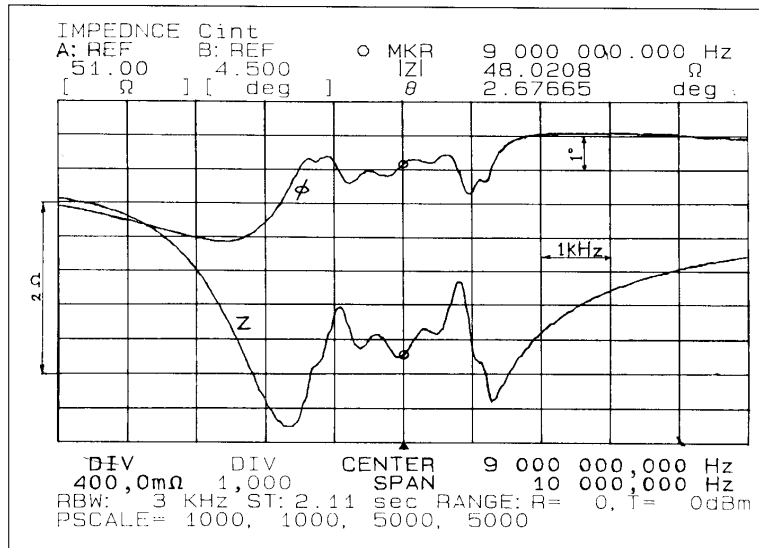


Fig. 4 De onderste grafiek is een plot van de ingangsimpedantie van een P8002 in gearde gate schakeling in het frequentiegebied van 8995 tot 9005 kHz. De stroom door de FET was ingesteld op 32,5 mA waarbij een IP3 gevonden werd van 34 dBm.

Hier is duidelijk te zien dat de grillige impedantie van het Xtal-filter slechts weinig invloed heeft op de ingangsimpedantie van de versterker. Op 9 MHz is de impedantie 48 Ω. De totale afwijking is slechts twee ohm. De bovenste kromme geeft de fasehoek weer. Binnen een paar graden vinden er wat fluctuaties plaats.

optimum. Dat is echter niet scherp. Bij 32 mA was het IP3 van het totaal > 32 dBm en bij 30 mA 32 dBm. Betrouwbare metingen bij zulke hoge niveaus zijn geen kattenpies, dat zal ik je vertellen. Anton heeft daar heel wat avonden voor op het lab doorgebracht. De bijgaande plotjes in de figuren geven aan hoe nauwkeurig hij gewerkt heeft. Ook nog interessant is of de impedantie die de DBM aan de ingang te zien krijgt zo belangrijk is als de fabrikanten specificeren. Stel dat die er niet toe doet, wat mij niet zou verbazen, dan kunnen we de preselector helemaal passief bouwen: domweg een paar bandfilters voor de mixer. Als de preselector niet meer doorlaatdemping heeft dan 2 dB zijn we het heertje.

Het dynamisch bereik van het geheel

Eerst werd een XF9B-filter achter de versterker gezet om te kijken of die combinatie goed werkte. De filter-ingangstrafo zou vervelend kunnen doen. Daar is totaal niets van gebleken. De prestatie van de combinatie versterker en filter was precies gelijk aan die van de losse versterker wat vervorming betreft. We hebben aan de ingang en aan de uitgang van het filter gemeten en de twee frequenties van de testsignalen overal neergelegd, binnen het filter, buiten het filter, de ene er boven de andere eronder etc. Het filter bleek duidelijk opgewassen tegen signalen van 40 dBm en meer! Na het achter elkaar knopen van de SRA1H, de versterker met een uitgezochte P8002 en het XF9B-filter bleek het ruisgetal inderdaad op 8 dB te liggen wat overeenkomt met -133 dBm bij 2,4 kHz bandbreedte. Het ingangs-IP3 kwam op > 32 dBm, zoals we boven zagen. Het dynamisch bereik is dan $(133 + 32) \times 2/3 = 110$ dB!!! Met preselect-

tiekringen smaller dan een megahertz hoeven we daar dus niets meer aan te verbeteren!

Het eerst volgende onderwerp dat voor verbetering in aanmerking komt is wederom de VCO. Volgens Plessey gaat dit hoge dynamische bereik ten onder aan de reciproke menging als de zijbandruis niet onder de -137 dBc/√Hz ligt. Ik haalde -100 dBc/√Hz op 500 Hz afstand (zie Electron van februari en maart 1990). In het gunstigste geval is de zijbandruis dus pas klein genoeg op 36 kHz van de ontvangsfrequentie.

Tenslotte

J-FET's hebben een grote spreiding in de afknijpspanning en dus ook in de stroom die ze willen trekken bij $V_{GS} = 0$ V. De J310-en hadden de meeste spreiding, gevolgd door de U310. De P8002 vertoonde de minste spreiding. Toen we de ene "rotte" uitgeselecteerd hadden bleken de andere P8002's allen een IP3 van ruim 30 dBm te halen. Deze conclusies worden getrokken uit een sample van vijf stuks elk dus statistisch gezien is dit een dubieuze uitspraak. Alleen de flinke stroomtrekkers komen in aanmerking. Met een U310 kun je bijna hetzelfde bereiken als met een P8002 mits ze goed gekoeld worden. De ingangsimpedantie blijft wat hoger door de inwendige serie weerstanden zodat ze ongeveer 2 dB slechter scoren in combinatie met de SRA1H. OM Martin kwam overigens met de CP643 niet verder dan 25 dBm, al beweerde hij dat die veel beter was dan een P8000. Na metingen met geavanceerde meetapparatuur kunnen we vaststellen dat de reproduceerbaarheid redelijk is, zodat het voor iedereen mogelijk wordt om een zeer goede schakeling te bouwen zonder ingewik-

kelde metingen. De FET's hoeven alleen op stroom geselecteerd te worden. We hoeven daarbij niet bang te zijn dat de ingangsimpedantie te laag wordt. De SRA1H vindt het niet erg.

Het ruisgetal van de middenfrequentversterker mag niet boven de 7 dB komen anders gaat die het ruisgetal van het geheel te veel beïnvloeden. Wij gebruiken een MC1350P als middenfrequentversterker. Dat is best een goed ding. Hij heeft twee tekortkomingen: het ruisgetal neemt toe bij het aangrijpen van de AVC en het totale regelbereik is "maar" 60 dB. Wij hebben een

dual gate MOS-FET (BFR 84) voor de MC1350P gezet en die iets later laten regelen door de avc. Het ruisgetal blijft dan < 3 dB bij een regelbereik van > 100 dB. Die schakeling publiceren we een andere keer.

73, Anton en Herbert.

¹ eigenlijk: two tone third order intercept point.

² in de literatuur is te vinden dat met twee precies gelijke FET's in balans opmerkelijk goede resultaten te bereiken zijn: de balansschakeling wordt "iets scheef gezet", waarmee de derde en vijfde orde en intermodulatieproducten (voor een bepaalde ingangsspanning) geminimaliseerd kunnen worden.

³ wij vonden bij +17 dBm een IP3 van krap 30 dBm