

RAZZIES

Maandblad van de
Radio Amateurs
Zoetermeer



April 2021

Met in dit nummer:

- SSB fasemethode met moderne middelen
- Opa Vonk: Marconi antenne
- Metingen aan een Stockton bridge
- Mini Whip Antenne
- PA3CNO's Blog



Colofon

RAZZies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer.

Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

<http://www.pi4raz.nl>

Redactie:

Frank Waarsenburg
PA3CNO
pa3cno@pi4raz.nl

Eindredactie:

Robert de Kok
PA2RDK
pa2rdk@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of
aanmerkingen kunnen
verstuurd worden naar
razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

[http://pi4raz.nl/maillist/
subscribe.php](http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php)

Van de redactie

Laat ik beginnen met excuus voor de wat karige RAZZie deze maand (vind ik althans). De drukte op het QRL afgelopen tijd vanwege een aantal serieuze cyber bedreigingen, mijn studie voor het examen CEH (Certified Ethical Hacker) wat ik binnenkort moet afleggen, het afmaken van allerlei projecten in min of meer werkende staat en het ontwikkelen en bouwen van nieuwe projecten zorgden voor tijdnoed. Ik probeer altijd wat ik hier beschrijf zelf gebouwd te hebben. Dat kan niet altijd, maar is wel het streven. Het risico is dat als de elektronica eenmaal werkt, de afwerking er bij in schiet. De Paraset is half af, de Si473x radio ligt nog als stapeltje aan elkaar geknoopte

modules in een hoek en de in dit blad beschreven Mini Whip antenne is ook op die stapel terecht gekomen. Inmiddels ben ik begonnen aan een QRP FT8 transceiver en de eerste opzet werkt. Het eerste QSO op 40m met Italië is een feit en dat met slechts 2W dubbel sideband. Nota bene een nieuwe mode voor mij op 40m! Zo vaak gebruik ik dus FT8... Daarover waarschijnlijk wel meer in de volgende RAZZie, als het vervolg ook werkt zoals ik wil. Verder ligt er nog een regelbare schakelende voeding met een TL494 op de tekentafel. Met al die bezigheden schoot het schrijven van het blad er een beetje bij in. Gelukkig was er nog kopij van Chris PA0OKC zodat ik niet alles zelf hoefde te schrijven. Desondanks veel leesplezier!

De SSB fase methode met moderne middelen

Zoals jullie wellicht weten beschik ik over een QCX transceiver - een QRP CW transceiver die ontworpen is door Hans Summers G0UPL, welke hij verkoopt via zijn site qrp-labs.com. Voor wat het ding kost is het een wonder der techniek en ik ben nog steeds uitermate enthousiast over deze set. Nu zal je zeggen, wat heeft dat met SSB te maken: nou, de manier waarop deze transceiver werkt is ook de basis voor de QSX SSB transceiver die Hans aan het ontwikkelen is (gedurende de laatste twee jaar), en waarbij SSB op een bijzonder manier ge(de)codeerd wordt. Maar laten we eerst eens kijken naar welke manieren er

bestaan om SSB op te wekken en hoe een gebruikelijke amateur QRP transceiver opgebouwd is.

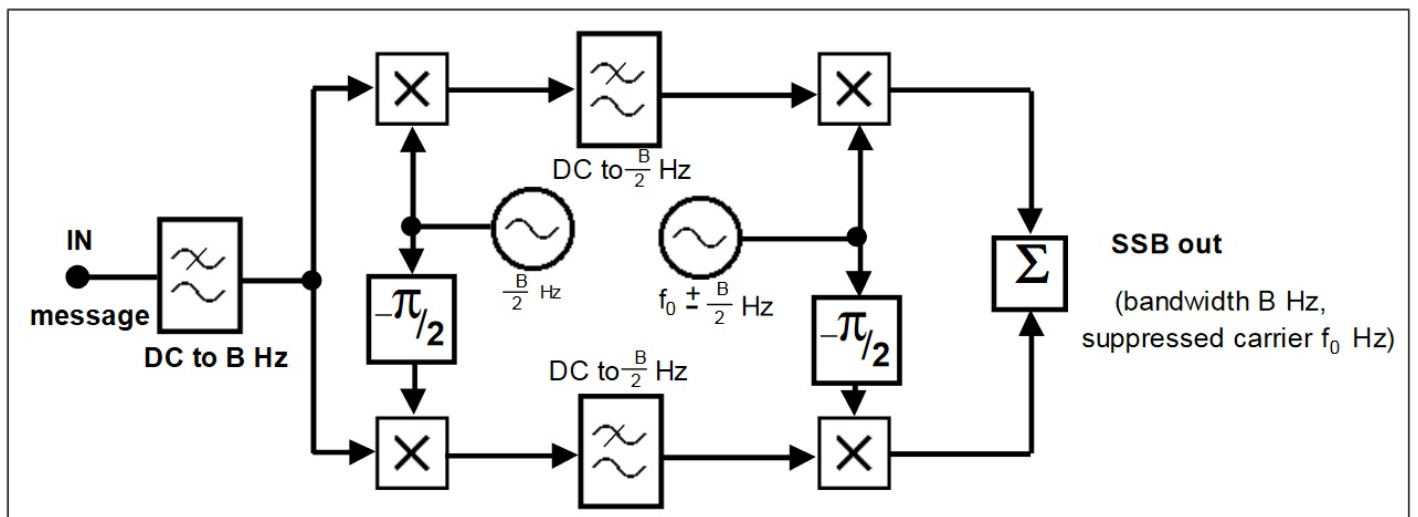
Er zijn feitelijk drie manieren om SSB op te wekken. De meest bekende is de filter methode: met een dubbelgebalanceerde mixer maak je een dubbelzijband signaal met onderdrukte draaggolf en al naar gelang de wens voor LSB of USB filter je één zijband weg door middel van een kristalfilter, meestal uitgevoerd als ladderfilter. Superheterodyne ontvangers kunnen over het algemeen vaak een wat misvormd geluid hebben; dit komt door de variabele groepsvertraging van het ladderfilter. Tenzij ze heel zorgvuldig zijn ontworpen, klinken kristalfilters niet

altijd goed. Kristalfilters (in ieder geval goede) kunnen erg duur worden. Goedkope kristallen kunnen ook de intermodulatieprestaties van de ontvanger beperken. Het afregelen is een ander probleem dat een beginnende bouwer kan ontmoedigen. De BFO moet zodanig worden afgeregeld dat de doorlaat van het kristalfilter correct wordt geplaatst ten opzichte van de gewenste zijband die wordt ontvangen. Het is een beste klus om de gewenste bandbreedte en de BFO-frequentie zodanig te krijgen dat de gewenste zijband precies doorgelaten wordt.

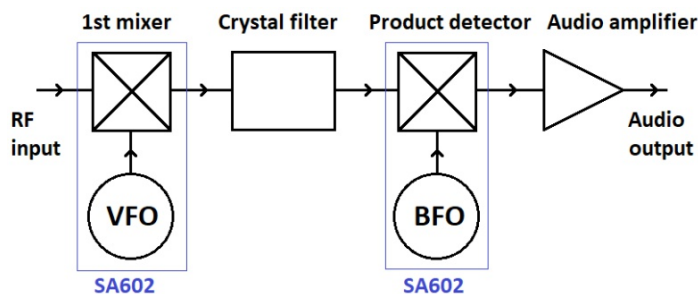
De tweede methode om SSB op te wekken of te decoderen is de fasemethode. Daarbij is geen duur filter nodig, maar een nauwkeurig fase-netwerk, ofwel Kwadratuur Fase splitter. Daar gaan we zo even naar kijken. Voor de volledigheid meld ik nog even de derde methode, ook wel de Weaver methode genoemd. Hoe die werkt, zie je hieronder. Met "message" aan de linkerkant wordt het audio signaal bedoeld, met maximale bandbreedte B. Daar wordt allereerst op gefilterd, om aliasing te voorkomen (waarbij "omklappen" van het signaal ontstaat in de mixers als deze boven de maximale bandbreedte uitkomt). Voor een SSB zender kan je daar 3kHz voor nemen. Vervolgens zie je dat het audio gemengd wordt met een signaal met de frequentie B/2, dus in dit voorbeeld 1,5kHz. De bovenste tak in fase, de onderste tak met een 90 graden gedraaid 1,5kHz signaal. Daarna worden de hoge mengproducten weer uitgefilterd in een laagdoorlaatfilter met in dit geval een afsnij-

frequentie van B/2, dus 1,5kHz. Deze signalen worden gemengd met de uiteindelijke draaggolf frequentie $f_0 \pm 1,5\text{kHz}$ die naar de onderste tak weer 90 graden in fase gedraaid worden. De plus of de min bepalen de uiteindelijke zijband na het optellen van de signalen aan het eind van deze twee takken. Het voordeel van deze methode is dat de 90 graden fasedraaiing op vaste frequenties plaatsvinden, en dat niet een heel frequentiegebied in fase gedraaid moet worden zoals bij de fasemethode. Het nadeel is dat de mengtrappen gelijkstroomgekoppeld moeten zijn en dat kan problemen geven met de DC offset. Gebruik je toch koppelcondensatoren, dan kan er een gat in de doorlaat optreden rond B/2, dus 1,5 kHz. Niet dat dat erg op zal vallen, maar toch.

Terug naar de fasemethode. En een paar andere zwakheden van zelfbouwontvangers. Regelmatige lezers van de RAZZies zullen wel gezien hebben dat veel (zend)ontvangers gebaseerd zijn op de NE602 en de vervangers daarvan, met aan het eind een LM386 voor de laagfrequent versterking. Dat is bijna standaard. En die 386 is ook al meer dan 30 jaar oud. De NE602 is ook bekend als NE612 en SA612, die feitelijk allemaal hetzelfde IC zijn maar een ander nummer hebben gekregen toen Signetics werd overgenomen door Philips (nu NXP Semiconductors). Dit kleine 8-pens chipje bevat een oscillator en een Gilbert Cell mixer. Hij heeft een lage eigen ruis, een versterking van zo'n 17-18dB en werkt tot 200MHz en hoger. Het derde orde intercept punt (IP3) van



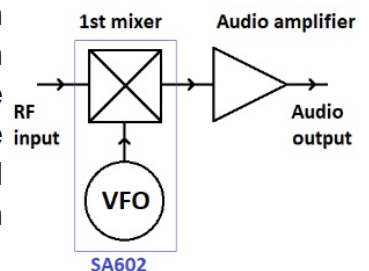
-13dBm is een stuk minder spectaculair, om het maar voorzichtig uit te drukken. De chip was bedoeld voor mobiele telefoon toepassingen, als de 45MHz MF en demodulator. Hij is beschikbaar in zowel SMD behuizing als een standaard 8-pens DIP behuizing. De chip werd al snel populair onder radio amateurs. Makkelijk te gebruiken, makkelijk te verkrijgen en handig: binnen een paar jaar was hij niet meer weg te denken binnen de zelfbouw cultuur. De typische ontvanger bestond uit een SA602 als de VFO en eerste mixer, kristal ladder filter voor de middenfrequent, een SA602 als BFO en product detector, en een laagfrequent versterker IC, zoals gezegd meestal een LM386.



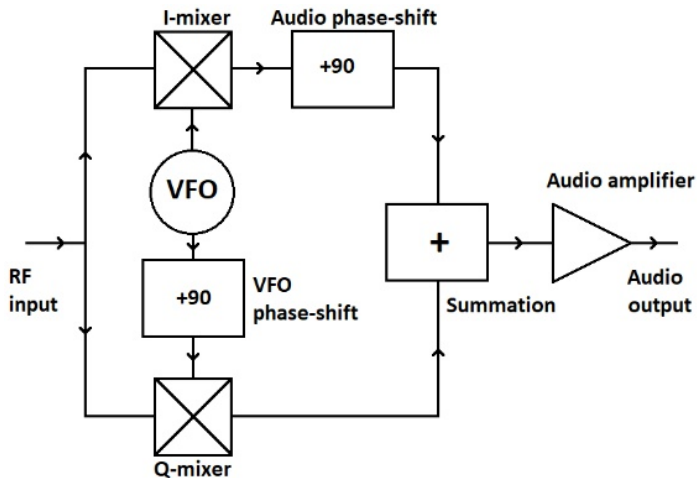
Je komt de NE602 niet alleen in grote getale in zelfbouw transceivers tegen, maar ook in commerciële ontwerpen. Is dat een probleem? Nou, het grootste probleem is dat de NE602 gebruikt wordt op een manier waar hij niet voor ontworpen is. Het is een laagvermogen Gilbert Cell mixer met een best wel slechte IP3 van -13dBm (volgens het datasheet), en een klein dynamisch bereik. Dat maakt 'm erg kwetsbaar voor oversturing door sterke signalen. Er zit nogal een verschil in signaal wat de mixer bereikt tussen een zwak QRP station aan de andere kant van de aarde en iemand binnen het dorp die met zijn conditieverbeteraar aan het contesten is. Als het ontvanger frontend een laag derde-order interceptpunt heeft, kunnen al die binnenkomende signalen met elkaar kruis-moduleren als gevolg van de slechte lineairiteit van de mixer. Het gevolg is storende signalen, en/of een verhoogde ruisvloer. Met de tegenwoordige staat van huishoudelijke apparaten die eveneens een shitload aan storing produceren, betekent het dat al deze rommel ook nog eens aan de ingang van de mixer toegevoegd wordt en gaat mengen.

En dan heeft een superheterodyne ontvanger ook nog wel eens last van "birdies". Harmonischen van de BFO kunnen mengen met harmonischen uit de VFO en dat veroorzaakt sterke "birdies" op bepaalde frequenties. Om dit te voorkomen moet je de MF zorgvuldig kiezen zodat geen van de harmonischen van de BFO mengt met harmonischen van de VFO en dat over het hele afstembereik, want anders hoor je die signalen in de ontvanger. Dat wordt moeilijker naarmate je meer banden toevoegt aan je radio project. Dat is wel op te lossen door alle modules zo goed mogelijk in te blikken, maar dat maakt het mechanisch weer complexer en daarbij ook nog eens veel duurder.

Een methode waarbij je daar geen last van hebt is directe conversie. Directe conversie gebruikt maar één mixer, meteen van HF naar baseband (audio). Dat lost een hoop van de superheterodyneproblemen op, zoals het afregelen op de flanken van het kristalfilter en de birdies, het kristalfilter zelf. Veel amateurs zijn verbaasd over het mooie heldere geluid van een directe conversie ontvanger, vergeleken met de superheterodyne ontvangers waar men aan gewend is. Het belangrijkste en grootste nadeel van een directe conversie ontvanger is dat de hoge en lage zijband tegelijkertijd ontvangen worden.



De ongewenste zijband kan worden geëlimineerd door een slimme wiskundige truc: door het signaal in twee paden te splitsen. Het binnenkomende signaal of het oscillatorsignaal moet een fase draaiing van 90 graden hebben. Het maakt niet uit of je de faseverschuiving van 90 graden toepast op het HF-signaal of op de VFO; maar op de VFO is normaal gesproken het gemakkelijkst. Het vervolgens toepassen van een faseverschuiving van 90 graden op de audio-uitgang produceert twee signalen die, wanneer ze worden opgeteld, op magische wijze de gewenste zijband versterken en de ongewenste uitdoven.



Deze opzet lost het belangrijkste nadeel van directe conversie-ontvangers op door de ongewenste zijband weg te filteren, waardoor een perfecte SSB-ontvanger overblijft. Het systeem kan ook omgekeerd worden gebruikt om zo een SSB-stuurtrap voor een zender te maken. De complexiteit die gepaard gaat met het afregelen van de amplitude van de twee paden en het genereren van een nauwkeurige faseverschuiving bij HF- en audiofrequenties, is niet te onderschatten.

Er zijn verschillende varianten van het implementeren van de audiofaseverschuiving, waaronder het gebruik van all-pass netwerken met operationele versterkers of het genereren van de faseverschuiving met een passief weerstand-condensatornetwerk dat bekend staat als een polyfase netwerk. Ik heb er wel eens mee geëxperimenteerd: zoek maar eens op "fasemethode" op onze website. Nieuw is de methode niet: deze werd al toegepast in het buizentijdperk.

Andere problemen van directe conversie ontvangers die vaak worden genoemd, zijn microfonie en gevoeligheid voor netbrom, aangezien veel (zometer alle) versterking van de ontvanger wordt verkregen door laagfrequent versterking. Het is ook moeilijker om een goede Automatic Gain Control (AGC) af te leiden uit het audio dan uit de middenfrequent.

Over het algemeen heeft de directe conversie-ontvanger vele voordelen en is hij zeer geschikt om te maken met de huidige beschikbare

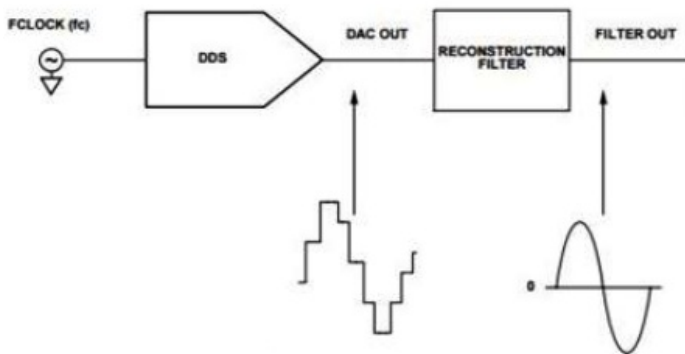
componenten, zodat de afgelopen decennia de meeste radio-ontvangertoepassingen deze techniek nu gebruiken, inclusief Software Defined Radios (SDR), UHF- en microgolf-ontvangers.

Vroeg of laat loop je tegen het probleem van de oscillator aan, die nodig is om het LF uit het HF te krijgen. In een superheterodyne ontvanger zal de BFO meestal een eenvoudige kristaloscillator zijn. Dan gebruik je vaak een kristal met dezelfde frequentie als die je voor het ladderfilter gebruikt en probeer je die naar de juiste frequentie te trekken om 'm op de filterdoorlaatband te krijgen. Het probleem is de LO (Lokale Oscillator). Vroeg of laat, tenzij je gebonden wilt blijven aan de frequentie van een bepaald kristal, of het smalle frequentiebereik waarover je 'm kunt verstemmen, zal je het probleem van de variabele frequentie oscillatoren (VFO) moeten aanpakken.

Voor de VFO gebruik je historisch waarschijnlijk een condensator-spoel combinatie. Hoogstwaarschijnlijk is de condensator variabel, hoewel variabele zelfinducties ook een mogelijkheid zijn. In beide gevallen zullen de meeste amateurs moeite hebben om de frequentiestabiliteit te bereiken die ze wensen. De waarden van de condensator en de spoel veranderen met de temperatuur. Tot op zekere hoogte kun je de temperatuurcoëfficiënt-eigenschappen van verschillende condensatormaterialen (keramisch, polyester, zilver-mica) gebruiken om te proberen de temperatuurcoëfficiënten van de variabele condensator en de spoel te compenseren. De gebruikte actieve componenten zullen echter ook temperatuurcoëfficiënten hebben, en met name in het geval van halfgeleiders zijn dit zulke niet-lineaire afhankelijkheden dat ze bijna niet kunnen worden gecompenseerd. Het bouwen van een VFO waarvan de frequentie niet alle kanten opgaat tijdens je QSO, is vaak een van de grootste uitdagingen bij het bouwen van je eigen radio!

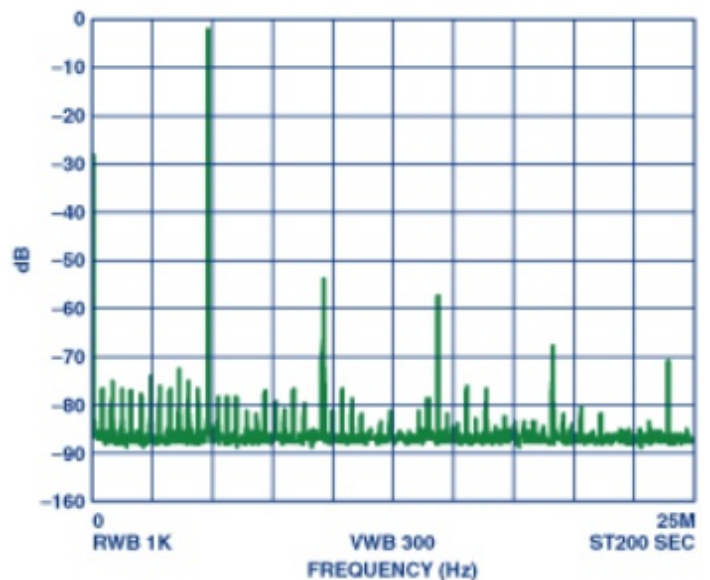
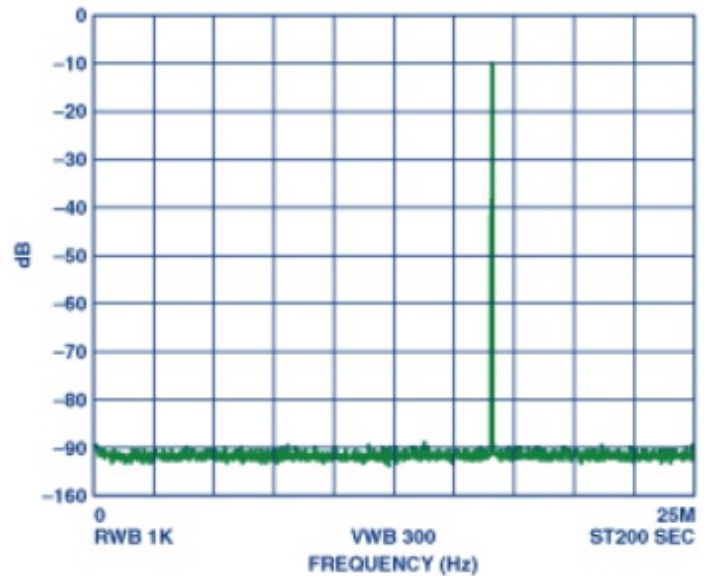
Enter het digitale tijdperk. Je moet wel, want afstemcondensatoren zijn met een lantaarntje te

zoeken tegenwoordig, en als je ze vindt kosten ze goud geld. In den beginne van het digitale tijdperk was daar de DDS: de Direct Digital Synthesizer. Dat was een gigantische verbetering ten opzichte van de loslopende VFO's. De DDS chip heeft een referentie oscillator nodig, meestal een kristal oscillator. Een fase accumulator voorziet in een digitale representatie van de gewenste sinus op de gewenste frequentie, die bij elke cyclus van de referentie oscillator bijgewerkt wordt. Dat wordt omgezet in een analoge waarde door een Digitaal naar AnalooG Converter(DAC).



De uitgang van een DDS heeft daardoor een "trapvorm" die ongeveer de gewenste sinusvorm benadert. Een "reconstruction filter", eigenlijk gewoon een laagdoorlaat filter, vind je altijd na de DDS chip om de trapvorm glad te strijken en er een mooie sinus van te maken. De afstemming van de DDS wordt meestal gerealiseerd met een microprocessor. De frequentiestabiliteit is gelijk aan die van de gebruikte kristal referentie oscillator.

DDS chips hebben één groot nadeel: spurious uitgangsfrequenties, die afhankelijk zijn van de relatie tussen de gewenste uitgangsfrequentie en de referentie klok ingang. Deze spurious frequenties kunnen niet weggefilterd worden. In een ontvanger mengen ze met ongewenste signalen en produceren "birdies" in het ontvangstsignaal. Rechtsboven zie je bijvoorbeeld de metingen van Analog Devices zelf aan de AD9834 DDS chip, die gebruik maakt van een 50MHz referentie klok. Bij het bovenste plaatje staat de uitgangsfrequentie op 16.6667MHz, dus op precies 1/3 van de referentie klok. In het tweede plaatje is de frequentie 4.8MHz, dat geen heel deeltal heeft



ten aanzien van de referentie klok. Je ziet het grote aantal spurious frequenties aan de uitgang. Dat is het gevolg van het feit dat twee opeenvolgende periodes van de trappetjes niet exact gelijk zijn, omdat het aantal stapjes niet precies past in één periode van het uitgangssignaal.

Het moge duidelijk zijn dat dit probleem kleiner wordt als de referentiefrequentie een groter veelvoud is van de uitgangsfrequentie; en ook als de DDS een Digitaal naar AnalooG Converter heeft met een hogere resolutie. Dientengevolge is er de laatste jaren heel veel moeite gestoken in het ontwikkelen van DDS chips met een steeds hogere referentiefrequentie, en in een steeds hogere resolutie van de Digitaal-AnalooG converters.

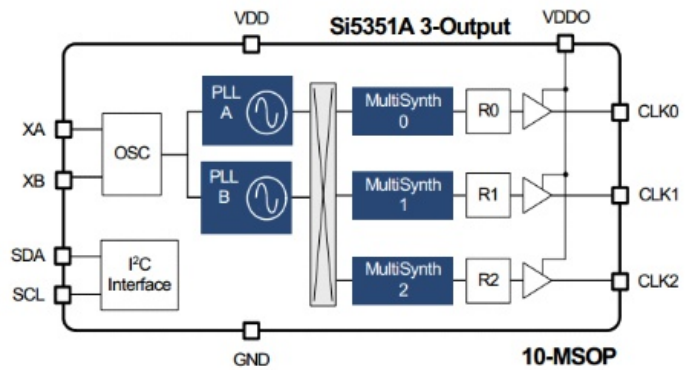
De AD9914 klok bijvoorbeeld loopt tot 3.5GHz en de DAC heeft een resolutie van 12-bits; of zie de AD9910 met 1GHz klok en 14-bit DAC. De bekende AD9850 heeft een 125MHz referentieklok en een 10-bit DAC. Dat is geen slecht compromis tussen prijs en prestaties.

En toen kwam de SiLabs Si570 Digital Phase Locked Loop. De SiLabs Si570 chip is een programmeerbare klokgenerator met een bereik van 10MHz tot 1.4GHz (afhankelijk van het exemplaar uit de familie). Het is een complete synthesizer, die ook de referentie oscillator bevat in een behuizing van 5 x 7mm. Phase Locked Loop (PLL) synthesizers vervuilen spurious signalen (zoals bij een DDS) voor fase ruis (jitter); maar deze chips zijn heel goed ontworpen en de jitter is extreem laag.

Het programmeren van deze chip vindt plaats via een standaard I²C seriële interface, aangesloten op een microcontroller. De configuratie is een beetje ingewikkeld (meer dan een DDS), maar er zijn genoeg slimme mensen op internet die het allemaal al hebben uitgezocht en hun broncode hebben gepubliceerd.

Een belangrijk verschil met de DDS is dat de Si570-uitgang een blokgolf is, geen sinusgolf. De eerste reactie van veel mensen is bezorgdheid, maar in feite werken de meeste mixertypes beter met een blokgolf aansturing van de LO-poort. Ja, een digitale busschakelaar zoals de FST3253 in een QSD (kwadratuur samplig detector) vereist zelfs een blokgolf als stuursignaal. Maar zelfs traditionele diode-ringmixers geven de voorkeur aan een blokgolf als aansturing. Goedkoop is-ie niet: er worden prijzen gevraagd tot €20 (nog altijd goedkoper dan een kristal laten slijpen).

Komen we op het punt waar het eigenlijk om gaat. Een aantal jaren geleden bracht SiLabs de Si5351A digitale fasevergrendelde lus (DPLL) uit: deze opmerkelijke kleine chip is een zeer goedkoop ding: je kunt de losse chip al kopen voor \$ 0,92.

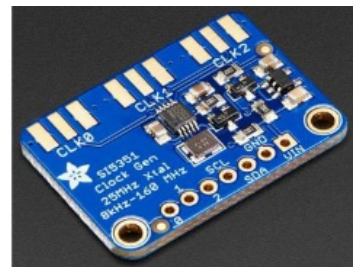


De chip bevat twee DPLL-blokken en drie output-synthesizerblokken; hij kan daarom drie onafhankelijke uitgangssignalen produceren. Het uitgangsfrequentiebereik is 3,5 kHz tot 200 MHz. In tegenstelling tot de Si570 heeft de Si5351A geen eigen referentieoscillator; maar het enige dat nodig is, is een kristal van 25-27 MHz aansluiten. Net als de Si570 wordt deze geprogrammeerd via I²C met behulp van een microcontroller.

De drie uitgangen kunnen voor meerdere doeleinden in een transceiver worden gebruikt; als je bijvoorbeeld een superheterodyne wilt ontwerpen, kun je één uitgang gebruiken voor de LO en één voor de BFO.

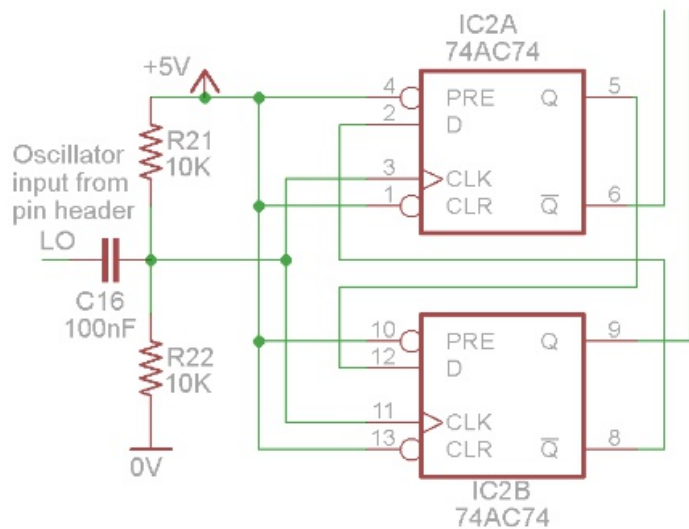
De faseruisprestaties (jitter) van de Si5351A zijn niet zo goed als die van de Si570, maar zijn nog steeds voldoende voor gebruik in een transceiver. Elecraft gebruikt de Si5351A zelfs als de synthesizer in hun beroemde en hoog aangeschreven KX2- en KX3-transceivers

De chip is lastig te solderen, maar gelukkig hoeft je dat niet te doen: er zijn veel modules op de markt waar alle SMD onderdelen al op gesoldeerd zijn, zoals die van Adafruit hier op de foto. Die heeft pads voor 3 SMD connectors en gaatjes voor een 7-pins pin header connector. Afhankelijk van de leverancier koop je deze modules voor rond de €8. Je hoeft niets meer toe te voegen: ook het kristal zit al op deze modules (meestal 25MHz).



Zoals ik net al schreef heeft de Si5351A drie onafhankelijke uitgangen. In de QCX CW transceiver hebben twee van deze uitgangen dezelfde frequentie maar een faseverschil van 90 graden, en die sturen direct de Quadrature Sampling Detector (ontvangstmixer) aan. De derde uitgang stuurt de zender aan en dient als signaalgenerator voor het afregelen van de ontvanger.

Hoe maak je een kwadratuur signaal met de Si5351. Conventioneel wordt dit kwadratuur LO signaal opgewekt met een dubbele flip-flop die die een enkelfase LO signaal op 4x de ontvangsfrequentie door 4 deelt, zie dit voorbeeld:



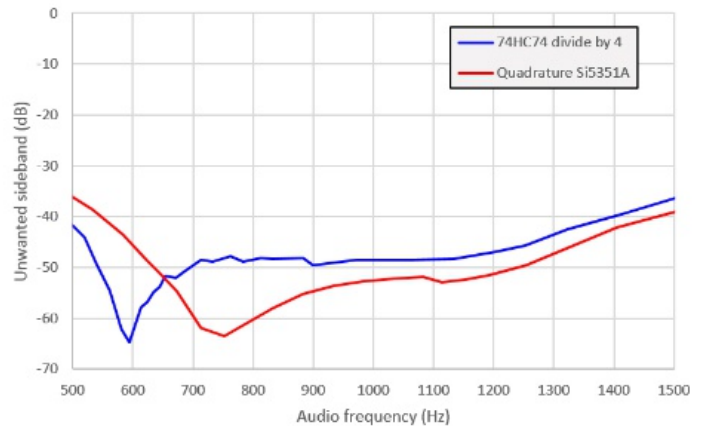
Zowel Elecraft's KX2, KX3 die de Si5351A gebruiken, als de Softrock, mcHF, etc transceivers (die de Si570 gebruiken), als transceivers die DDS chips gebruiken, werken allemaal volgens deze deel-door-4 methode. De nadelen zijn:

- Gebruik van een extra chip: meer printoppervlak en meer componenten betekenen meer kosten
- Een frequentie van 4x LO nodig
- Beperking door de maximum frequentie van de 4-deler chip

Zou het niet mooi zijn als we twee van de Si5351A uitgangen zo in konden stellen dat ze een 90-graden faseverschuiving hebben? Dat KAN dus ook en dat is precies wat toegepast wordt in de QCX transceiver kit.

Wat Hans G0UPL ook ontdekte tijdens metingen aan de ongewenste zijband onderdrukking, was

dat de directe Si5351A kwadratuur LO uitgang beter presteert dan een 74AC74 4-deler (In de grafiek staat deze onterecht als "74HC74" aangemerkt). Vermoedelijk is dat te wijten aan het feit dat de uitgangen van de Si5351A ontworpen zijn om te werken tot 200MHz, aanzienlijk sneller dan de maximum frequentie van 120MHz van een 74AC74; de flanken van de Si5351A zullen daardoor steiler zijn wat resulteert in een betere symmetrie van de kwadratuur LO golfvorm.



Nu volgt de beschrijving hoe je de Si5351 zover kunt krijgen dat hij een kwadratuursignaal produceert. De SiLabs documentatie is daar heel onduidelijk over, ook in de application notes. De configuratie van de Si5351A wordt uitgevoerd door met een microcontroller, via de I2C-bus, data naar een groot aantal interne 8-bits registers van de Si5351 te schrijven. Ik zal hier niet de hele configuratiemethode beschrijven. Een korte samenvatting is dat er een interne Voltage Controlled Oscillator (VCO) is, die moet worden geconfigureerd in het bereik van 600-900 MHz. De vermenigvuldiging (door middel van de PLL) vanaf de 27 MHz-referentie wordt geconfigureerd via een fractionele vermenigvuldigingswaarde (een geheel getal plus 20-bits teller en noemer). De VCO wordt dan gedeeld door de "MultiSynth"-delerblokken, eveneens door een waarde die fractioneel kan zijn. Er is nog een laatste deler die kan worden geconfigureerd om te delen door een macht van twee tot 128. Deze wordt gebruikt als je een uitgangsfrequentie van minder dan 1 MHz wil. Ik ben hier mee aan het stoeien geweest voor toepassing in de FT8 transceiver, en makkelijk is dat berekenen van al die delers niet, maar daar

zijn op internet hulpprogramma's voor te vinden, of je misbruikt een bestaand stukje code.

De Si5351A-datasheet beveelt voor de beste prestaties met lage jitter (faseruis) aan om een even geheel deelgetal te gebruiken voor het MultiSynth-delerblok. Deze aanbeveling is geïmplementeerd in alle QRP Labs-producten die de Si5351A gebruiken en in de door QRP Labs Si5351A gepubliceerde broncodevoorbeelden.

De nauwkeurigheid van de faseverschuiving (LO en audio faseverschuiving) in een directe conversieontvanger volgens de fasemethode beperkt de ongewenste zijbandonderdrukking die kan worden bereikt. Een faseverschuivingsfout van 1 graad beperkt bijvoorbeeld de ongewenste zijbandonderdrukking tot maximaal 40dB. Aangezien er in de praktijk faseverschuivingsfouten zijn op zowel LO als de audiofaseverschuiving, evenals amplitude-onbalans en imperfecte frequentierespons, wordt het niveau van ongewenste zijbandonderdrukking door al deze factoren nadelig beïnvloed. Het moge duidelijk zijn dat een nauwkeurige faseverschuiving cruciaal is voor de te bereiken resultaten.

Van bijzonder belang is een groep Si5351A-registers die de fase-offsets van de Si5351A-uitgangen definiëren. De datasheet specificeert (niet erg behulpzaam) een Output Phase Offset-parameter "PSTEP" van typisch 333 picoseconden/step (zonder opgegeven minimum of maximum). De op deze manier gespecificeerde parameter in het datasheet misleidde veel ontwerpers om dit zodanig te interpreteren dat de faseoffset alleen opgegeven kon worden in stappen van 333 picoseconden. Deze nogal grove instelling zou de nauwkeurigheid van het 90 graden faseverschil tussen de Si5351A-uitgangen ernstig beperken. Gelukkig is dit niet de manier waarop het werkt.

De echte werking van deze faseverschuivings-registers is te vinden in sectie 6 op pagina 10 van SiLabs Application Note AN619:

"Uitgangen 0-5 van de Si5351 kunnen worden geprogrammeerd met een onafhankelijke initiële fase-offset. De faseverschuivingsparameter is een geheel getal zonder teken waarbij elk LSB een faseverschil vertegenwoordigt van een kwart van de VCO-periode, $TVCO/4$. Gebruik de onderstaande vergelijking om de registerwaarde te bepalen."

$$\text{CLKx_PHOFF}[4:0] = \text{Round}(\text{DesiredOffset}_{(\text{sec})} \times 4 \times F_{\text{VCO}})$$

Tja, die vergelijking is alsnog niet erg makkelijk te begrijpen, en hij is ook nog eens FOUT.... Om te beginnen geeft het [4:0] deel aan dat de fase offset een 5-bits getal is waar het in werkelijkheid 7 bits is.

De beschrijving van Register 165 ("Clk0 Initial Phase Offset") op pagina 57 van AN619 geeft meer informatie en vertelt ons alles wat we moeten weten:

"CLK0_PHOFF[6:0] is een geheel getal zonder teken waarbij één LSB overeenkomt met een tijdsvertraging van $Tvco/4$, waarin $Tvco$ de periode van de VCO/PLL is die geassocieerd is met deze uitgang."

Dienovereenkomstig zijn er Register 166 en Register 167 voor de fase-offsets behorende bij de Clk1- en Clk2-uitgangen.

Hier zien we dus dat de fase offset een 7-bits getal is. En, heel simpel, dat getal geeft het aantal kwart-perioden aan van de interne VCO die je als fase-offset wil meegeven aan de gewenste uitgang. Niet meer en niet minder.

Dit voorbeeld is typerend voor hoe moeilijk het is om je weg te vinden in de SiLabs-documentatie. Twee documenten (datasheet, application-note) en drie verschillende beschrijvingen van de fase-offset; de eerste is dubbelzinnig, de tweede is fout en is het niet eens met de derde, later in hetzelfde document. Maar het goede nieuws is dat Hans na veel hoofdbreken en veel experimenten het geheim ontrafeld heeft, en ik

leg het hier uit.

De uitleg van Register 165 maakt het dan ook mogelijk om de beschrijving in het datasheet van die 333ps faseoffsetstap te begrijpen. Dit komt doordat de frequentie specificatie van de interne VCO (zoals beschreven in Application Note AN619, niet in de datasheet!) 600-900 MHz is. Als een "typische" VCO-frequentie kan dan het gemiddelde worden genomen, 750 MHz, en dan is de periode van een cyclus van 750 MHz $1/750.000.000$, wat overeenkomt met 1,3333 nano-seconden. Ha! Dus de 333ps is $\frac{1}{4}$ van een 750 MHz-cyclus van 1,333 nano-seconden! Het mysterie is opgelost.

Nu we het faseverschuivingsregister begrijpen, wordt het makkelijk. De fase-offset is configureerbaar van 0 tot 127 kwartcycli van de interne VCO. Bedenk dat de interne VCO omlaag gedeeld wordt om daarmee de uitgangsfrequentie voor het MultiSynth-blok te produceren. Als we een even geheel deeltal kiezen voor het MultiSynth-blok en het fase offset getal gelijk maken aan het deeltal, dan is dat de oplossing. We krijgen dan altijd een faseverschuiving van 90 graden aan de uitgang. Zo eenvoudig is het. Voor een kwadratuur (90-graden) LO uitgang configureer je één uitgang met een fase offset register van 0 (in andere woorden, laat deze op de default waarde 0); en configureer het andere uitgangs faseregister zodanig dat deze gelijk is aan het even gehele MultiSynth deeltal.

Het MultiSynth-deeltal heeft een minimum van 4 (voor uitgangsfrequenties boven 150 MHz). Het faseverschuivingsregister heeft een maximale waarde van 127. Aangezien we het faseverschuivingsregister instellen op dezelfde waarde als de deler, en de deler een even geheel getal is, beperkt dit de maximale waarde van de deler op 126. Het betekent ook een ondergrens voor de uitgangsfrequentie waarbij nog een faseverschuiving van 90 graden kan worden verkregen. Praktisch gesproken, met een 27 MHz referentie-oscillatorkristal, is de laagste frequentie waarop de Si5351A een 90

graden verschoven LO op twee uitgangen ondersteunt, 3,2 MHz. Dit betekent dat deze methode niet kan worden gebruikt voor het werken op 160 m. Dit is de reden waarom de QCX CW-transceiver alleen beschikbaar is voor banden 80m en hoger. En dat betekent ook dat als je deze techniek voor een eigen transceiver wil gebruiken, 160m op deze manier niet gaat werken.

Een laatste maar cruciaal belangrijke truc is vereist om een kwadratuur van 90 graden te verkrijgen. Zonder dit is de faseverschuiving gewoon willekeurig (hoewel stabiel) en zoek je je kleurenblind naar de oplossing. De laatste truc is om een "PLL Reset" uit te voeren met behulp van register 177, zoals beschreven in AN619 op pagina 60.

De naam "PLL Reset" is in feite erg slecht gekozen en uitgelegd. Het heeft veel ontwikkelaars misleid (en blijft dat doen) door te suggereren dat de werking van de Si5351A vergelijkbaar is met de Si570. In de Si570 kan de synthesizer slechts over een relatief kleine procentuele frequentieverandering worden verschoven, bij grotere frequentieverschuivingen is een "PLL Reset"-actie vereist. Mensen dachten (en denken nog steeds) dat de Si5351A zich op dezelfde manier gedraagt. Dat is niet zo.

Wanneer het PLL Reset-commando wordt gegeven (door register 177 bits 7 en 5 op 1 te zetten), veroorzaakt dit een onderbreking van de uitgangsfrequentie van de synthesizer die ongeveer 10 milliseconden duurt. Dit zorgt voor een harde KLIK in het audio van de ontvanger. Sommige Si5351A-bibliotheken gaven het reset-commando bij elke frequentiewijziging. Als je dan je ontvanger afstemt, krijgt je een irritant klik-klik-klik terwijl de frequentie wordt verstemd.

Het juiste gebruik van dit register is om een PLL-reset slechts eenmaal aan het begin uit te voeren, en daarna elke keer dat de MultiSynth "Divider" en faseoffsetparameters worden gewijzigd. De foute aanduiding "PLL Reset" stelt de MultiSynth-delers in en initialiseert de fase-

offset met de waarden in de offset-registers. Ze hadden het beter een "MultiSynth Reset" kunnen noemen.

Als je deze "Reset" eenmaal hebt gedaan, zijn de fase-offsets op wonderbaarlijke wijze precies zoals je gevraagd hebt. Je kunt nu de VFO afstemmen door nieuwe PLL-feedbackdeeltallen (de fractionele) te laden. Je kunt de frequentiewijziging net zo groot maken als je wil, zolang de PLL maar binnen het bereik van 600-900 MHz blijft. Kom je buiten dit bereik, dan moet je de waarden van de MultiSynth-deler (en het fase-offsetregister) wijzigen. 600-900 MHz is een afstembereik met een verhouding van 1,5 staat tot 1. Het is niet moeilijk om een MultiSynth-deeltal zo te kiezen dat het afstembereik een hele amateurband beslaat.

Tijdens het afstemmen van de VFO door het aanpassen van de PLL-feedback delers in de Si5351A-chip, blijft de fase-offset van 90 graden nauwkeurig in stand. De faseverschuiving volgt dus de frequentieverandering, het is geen offset die wordt geïmplementeerd door grove discrete stapjes te maken. Glitch-free tuning met een directe kwadratuur uitgang: geen 4-deler chip.

Zoals ik eerder opgemerkt heb is het verkrijgen van de andere zijband in een Quadrature Sampling Detector gewoon een kwestie van een offset van 270 graden kiezen in plaats van een offset van 90 graden. Maar je wil het faseverschuivings-register niet op een 3x hoger getal instellen om 270 graden te krijgen, omdat dat de laagste frequentie beperkt tot 3x 3,2 MHz, d.w.z. 9,6 MHz. Stel in plaats daarvan gewoon een offset van 90 graden in en zet vervolgens het "invert"-bit in Clk1-besturingsregister 17 op 1 (zie AN619 pagina 20). Het inverteren van de uitgang is hetzelfde als een fase-offset van 180 graden, zodat de totale fase-offset $180 + 90 = 270$ graden wordt, en dan kan je deze methode nog steeds gebruiken tot aan een uitgangsfrequentie van 3,2 MHz aan de onderkant van het frequentiebereik.

Samenvattend zijn dit de eenvoudige stappen

om een kwadratuur LO van je Si5351A te maken, met glitch-free afstemming en nauwkeurige 90-graden faseverschuiving die naadloos de uitgangsfrequentie volgt:

- 1) Gebruik een MultiSynth deler met een even geheel deeltal in het bereik van 4 tot 126
- 2) Zet de Offset parameter van Clk1 (register 166) op dezelfde waarde als het MultiSynth deeltal
- 3) Bereken de PLL-feedback fractionele vermenigvuldiger om de gewenste uitgangsfrequentie te krijgen
- 4) Voer ALLEEN een PLL-reset uit als je de MultiSynth-deler/fase-offset wijzigt
- 5) Als je een offset van 270 graden wil, gebruik dan 90 graden en zet het "invert" bit op 1

Tot zover de beschrijving van het maken van een Local Oscillator met kwadratuuruitgang met een Si5351 chip. Eigenlijk is het een heel palet aan inzichten die de techniek van zelfbouw ontvangers een boost in de goede richting geven. Waar tot nu toe in eenvoudige ontvangers veel gebruik gemaakt werd van NE602 chips en direct conversie technieken waarbij geen onderscheid gemaakt kon worden tussen de twee zijbanden, is het nu mogelijk met gebruik van een Kwadratuur Sampling Detector en een LO met kwadratuur uitgang een kwalitatief goede ontvanger te bouwen waarbij een zijband onderdrukking van meer dan 40dB gehaald kan worden. Deze techniek wordt dus toegepast in de QCX CW transceiver van QSL-Labs, en dat werkt echt als een zonnetje. De volgende fase is er een SSB transceiver mee te bouwen en daar is Hans dan ook al een tijd mee bezig. Dat moet de QSX transceiver worden, maar die is al 2 jaar onderweg. Hopelijk geeft dit artikel genoeg informatie voor potentiële zelfbouwers om zelf eens aan de slag te gaan met kwadratuurdetectors die aangestuurd worden met een volgens de hier beschreven 90 graden in fase gedraaide signalen. Ik heb er plannen genoeg voor. En uiteraard ben ik uitermate benieuwd naar de experimenten van andere amateurs die met deze methoden aan de slag gaan. Laat eens weten hoe het jullie vergaat!



Pim stond in de tuin van zijn Opa Vonk naar de antennes van zijn Opa te kijken toen zijn Opa aan kwam lopen. "Iets niet in orde?" informeerde Opa,

de blik van zijn kleinzoon volgend. "Nou, dat hangt er vanaf hoe je het bekijkt", zei Pim. "Dit is natuurlijk een stadstuin, dus een four-square zal u niet kwijt kunnen. Maar als ik de afmetingen van de antennes zie, is 160m voor u geen optie, of het moet met een heleboel verliezen zijn", zei Pim. Opa keek Pim even aan. "Nou, 160m werkt bij mij uitstekend", zei hij. Pim keek verbaasd. "Met deze antenne afmeting? Dat levert toch een bak verlies op?" zei hij. "Als je de dipool gewoon als dipool gebruikt wel", zei Opa. "Maar dat doe ik niet. Ik gebruik de dipool op 160m als een Marconi T-antenne. Door amateurs niet veel meer gebruikt, maar in de AM broadcast wereld kom je 'm nog wel tegen. De T-antenne is een vertikaal gepolariseerde antenne voor de lage banden, zeg maar onder de 4MHz en ideaal voor gebruik op 160m. Vertikale antennes zijn heel geschikt voor communicatie over grote afstanden vanwege de lage opstralingshoek en de omnidirectionele afstralingskarakteristiek, wat dus wil zeggen dat hij in alle richtingen even veel straalt. Bij lage frequenties is een volledige kwart golf ($\lambda/4$) verticale monopool antenne zoals rechtsboven getoond, onpraktisch groot, en daarom is de eenvoudige oplossing de 'T' antenne. Het 'T' gedeelte van de antenne zal dan tegengestelde HF stromen voeren zoals getekend in het tweede plaatje hier rechts, waardoor op enige afstand van de antenne deze stralingscomponent uitdooft. De twee 'T' armen werken als een capacitieve hoed waardoor de HF stroom in het verkorte deel van de verticale sectie toeneemt, en dat vergroot dan weer de stralingsweerstand waardoor de antenne beter aanpast aan de voedingslijn en de efficiency van het antennesysteem verbetert. De antenne kan dan zomaar de helft korter zijn, wat 'm makkelijker te plaatsen maakt.

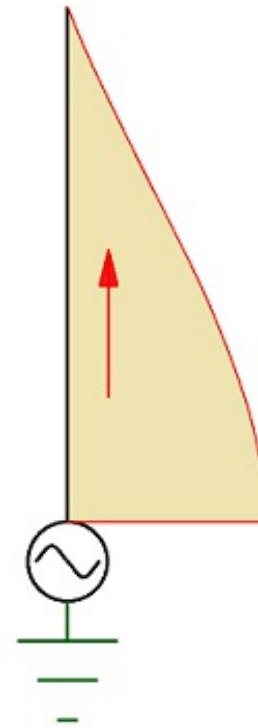


Fig. 1. HF stroomverdeling in een $\lambda/4$ monoband antenne

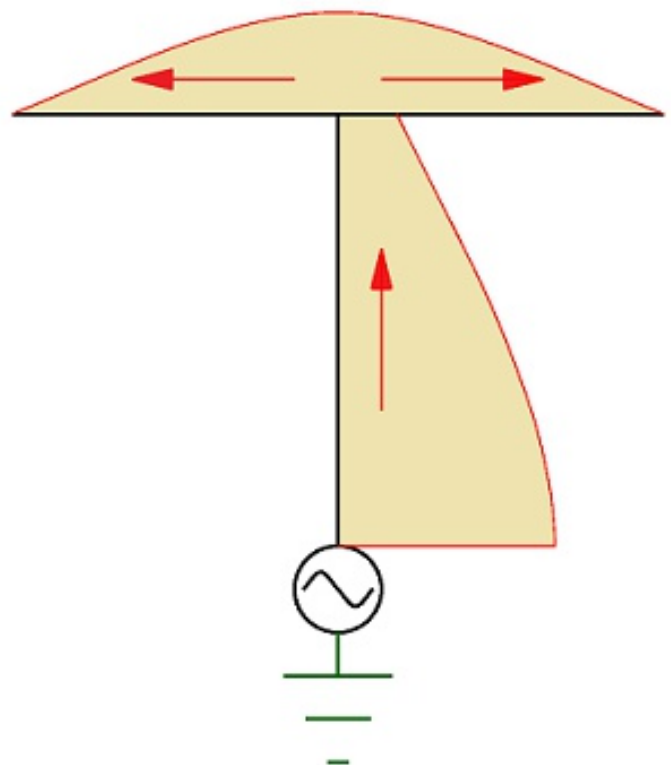


Fig. 2. HF stroomverdeling in een verkorte monoband T antenne

Mijn primaire HF antenne is een All Band Doublet die gevoed wordt met een kippenladder en afgestemd wordt met een T-Match antenne tuner inclusief een 1:4 stroom balun waarmee ik op alle banden uit kan komen inclusief de 160m

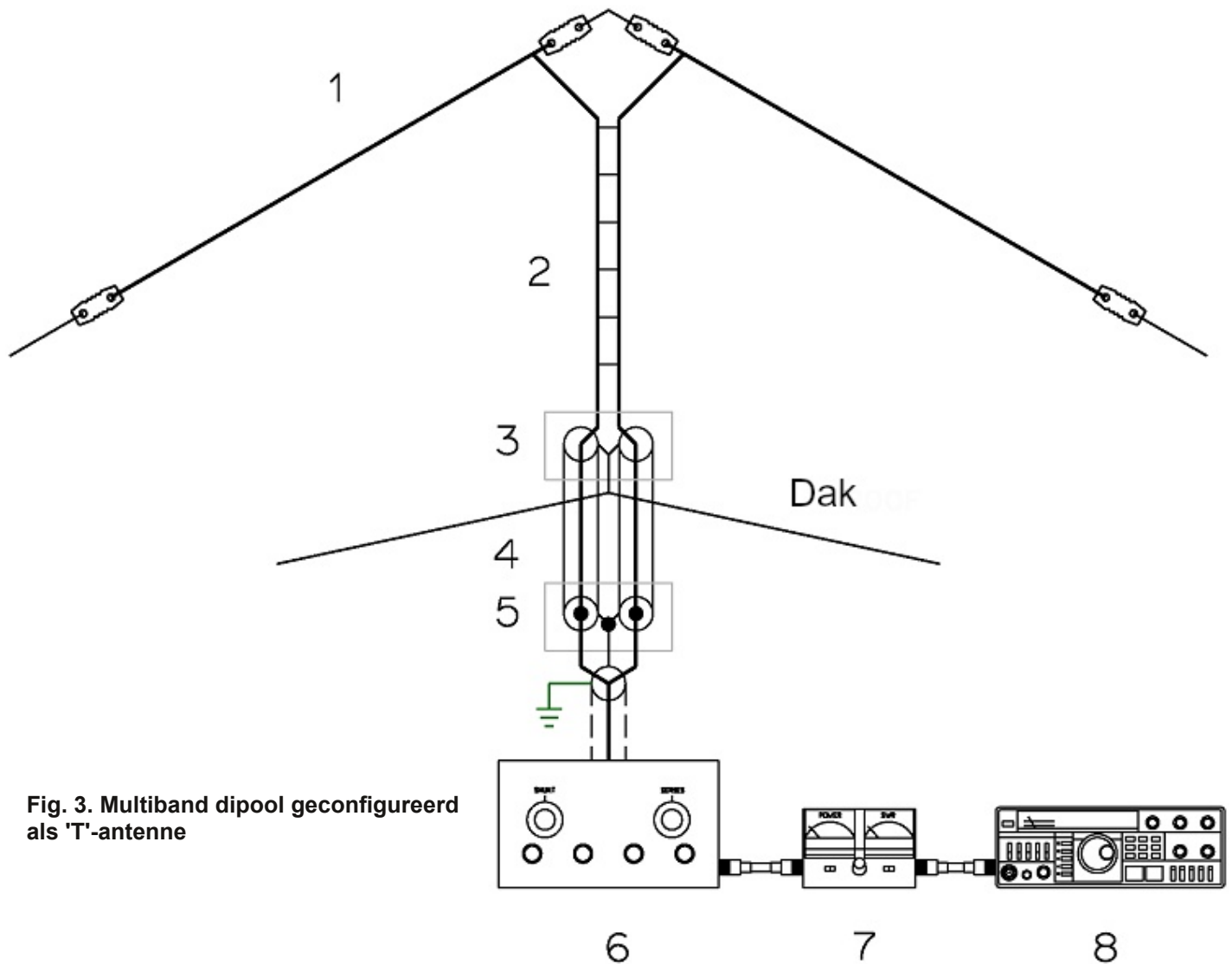


Fig. 3. Multiband dipool geconfigureerd als 'T'-antenne

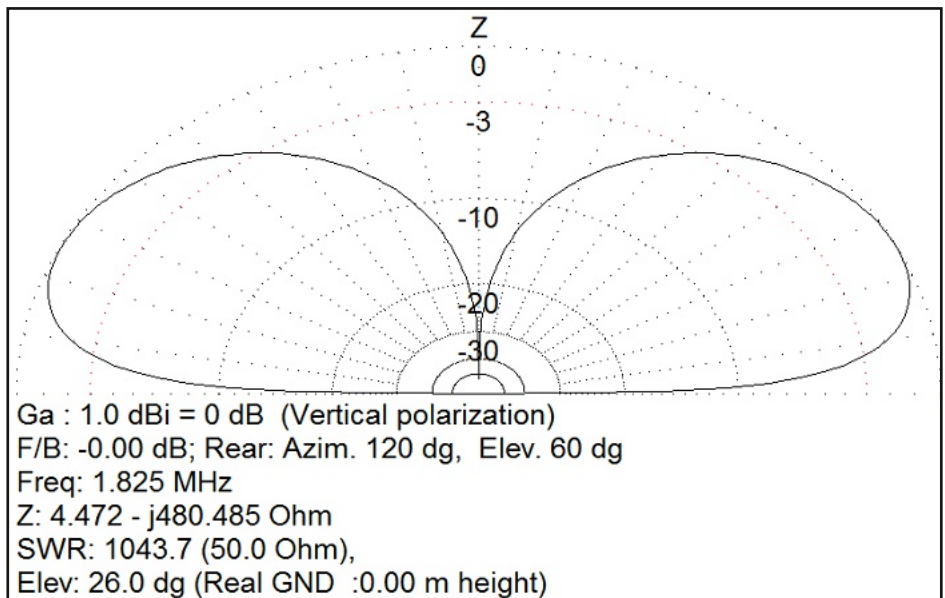
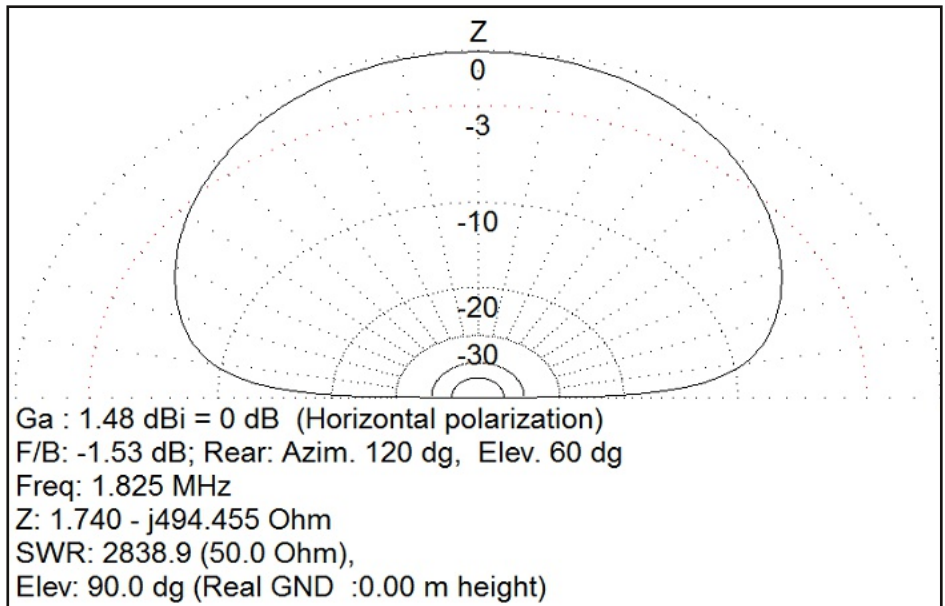
band. Met het idee om de performance te verbeteren, in het bijzonder op de lage banden, heb ik de antenne geherconfigureerd om te werken als een soort van Marconi 'T' Antenna, door in de shack de kippenladder kort te sluiten en deze direct op de T-Match antenne tuner aan te sluiten.

De 'T' antenne heeft wel een tegencapaciteit nodig om goed te kunnen werken, en daarvoor heb ik de metalen dakconstructie gebruikt." Pim keek naar het plaatje van de stroomverdeling en naar de tekening van de als 'T'-antenne geconfigureerde dipool. "Maar dan is de kippenladder toch de straler geworden?", vroeg hij. "Inderdaad", zei Opa. "Door de twee aders van de kippenladder aan elkaar te binden heb je feitelijk één geleider naar de twee armen van de dipool, die dan geen stralers meer zijn maar een

- (1) Inverted 'V' Dipool 42m totale lengte
- (2) 450 Ohm kippenladder 8m lang.
- (3) Koppeldoos (kippenladder - twinax interface)
- (4) Twinax 3.5m lang.
- (5) Twee SO259 connectoren
- (6) T-Match Tuner.
- (7) SWR Meter.
- (8) HF Transceiver.

capacitieve hoed. Je kippenladder is dan de antenne geworden. Maar omdat die vrijwel verticaal loopt, werkt dat een stuk beter dan als

ik de dipool afstem op 160m. Die hangt qua golflengte bijna op de grond en straalt dus vrijwel recht omhoog. Dat werkt niet lekker als je DX wil werken. Kijk maar eens naar de antenne simulaties hier rechts. Boven zie je wat de antenne doet als je 'm als gewone dipool gebruikt. De elevatie is 90 graden, dus recht omhoog. In het onderste plaatje is de dipool geschakeld als "T"-antenne en dan zie je dat de elevatie naar 26 graden gaat. Dat maakt wel een verschil als je afstanden wilt overbruggen. Weliswaar heeft de dipool een krappe 0,5dB meer gain dan de T-configuratie, maar de opstralingshoek van 26 graden maakt dat meer dan goed", besloot Opa zijn verhaal. Pim keek zijn Opa aan en zei: "Ik zou er nooit opgekomen zijn om een dipool met kippenladder te gebruiken als verticale antenne met capacatieve hoed. Ik ga eens proberen wat het verschil is bij ontvangst", zei hij en verdween richting Opa's shack.

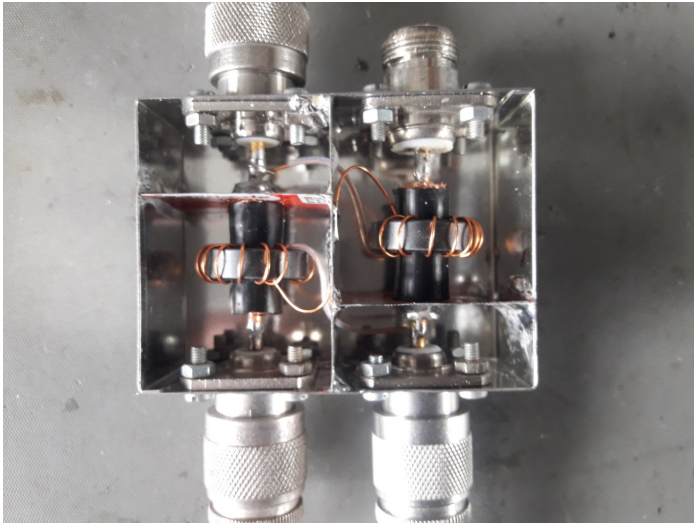


Metingen aan een Stockton bridge

Chris Oostdijck PA0OKC

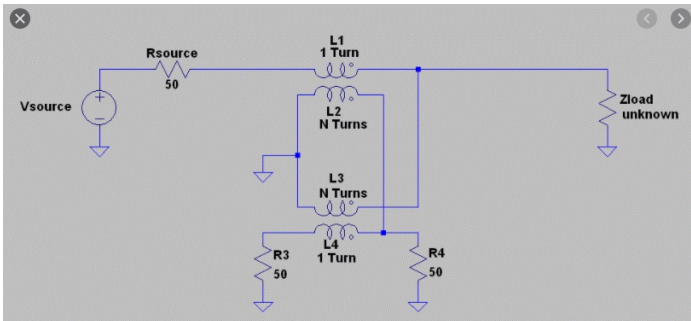
Bart (PA3HEA) heeft mooie printen ontwikkeld voor de bouw van een SWR meter waarin gebruik gemaakt wordt van een varkensneus. Eerder had ik er al eens een gemaakt met twee ringkernen en daar ook wat metingen aan gedaan. Deze was toentertijd gemaakt om tussen de set en de spectrum analyzer geplaatst te worden. Bovenaan de volgende bladzijde zie je de versie die ik een aantal jaren geleden gemaakt heb. Die van Bart berust op hetzelfde principe maar is veel kleiner

en heeft ook 2 potmeters om ervoor te zorgen dat de spanning die de bridge afgeeft, bijvoorbeeld bij gebruik van een Arduino Nano, niet boven de 5 Volt komt. Ik heb deze potmeters bewust niet gemonteerd, en ook de diodes niet. Bij een eerder project, een Power meter met dikke-film weerstand kwam ik er achter dat de diode en de weerstand invloed hadden op het frequentiebereik. Ook al is het maar weinig, maar een paar pF en een weerstand hebben op hogere frequenties invloed.



Ik heb gemeten met een signaalgenerator met een constant uitgangsvermogen van +12,78dBm op alle frequenties.

Wel heb ik beide bridges netjes afgesloten met een 50 Ohm weerstand, De spectrum analyzer en de signaalgenerator zijn 50 Ohm en daar heb ik gebruik van gemaakt. Voor de duidelijkheid nog even de opbouw van zo'n bridge:

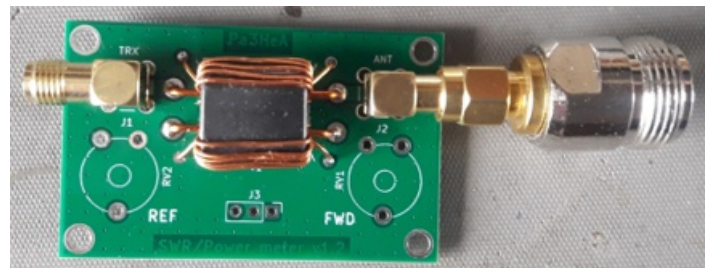


Hieronder zijn de metingen aan de beide bridges in tabelvorm weergegeven. Op de volgende bladzijde zijn de metingen weergegeven zoals die zijn uitgevoerd met de Nano VNA.

In het bovenste plaatje zie je het verloop van de impedantie weergegeven als functie van de frequentie. De metingen zijn verricht tussen 50kHz en 200MHz. Je ziet dat de impedantie van de bridge van Chris vrijwel lineair oploopt van ca. 50 Ohm bij 50kHz tot zo'n 65 Ohm bij 200MHz. Aan het eind stijgt de impedantie iets progressiever, maar over vrijwel het hele gemeten frequentiegebied is de toename lineair.

In het onderste deel van het plaatje zie je het verloop van de SWR over hetzelfde frequentiebereik. Ook hier zie je een vrijwel lineaire toename van de SWR over het hele gebied (wat logisch is omdat de SWR volgt uit de verhouding van de impedantie ten opzichte van 50 Ohm). Bij 200MHz is de SWR nog maar 1:1,3.

In het tweede plaatje zie je weer bovenin het verloop van de impedantie van de bridge van Bart PA3HEA, met daaronder het verloop van de SWR. De SWR blijft over het hele bereik onder de 1:2 en t/m 2m zelfs onder de 1:1,5. Dat zijn absoluut bruikbare waarden. De verschillen zitten uiteraard in de opbouw van de bridge (zie Bart's printje hieronder) en het verschil in eigenschappen van de gebruikte materialen. Voor uitsluitend gebruik op de HF banden zijn de verschillen verwaarloosbaar.

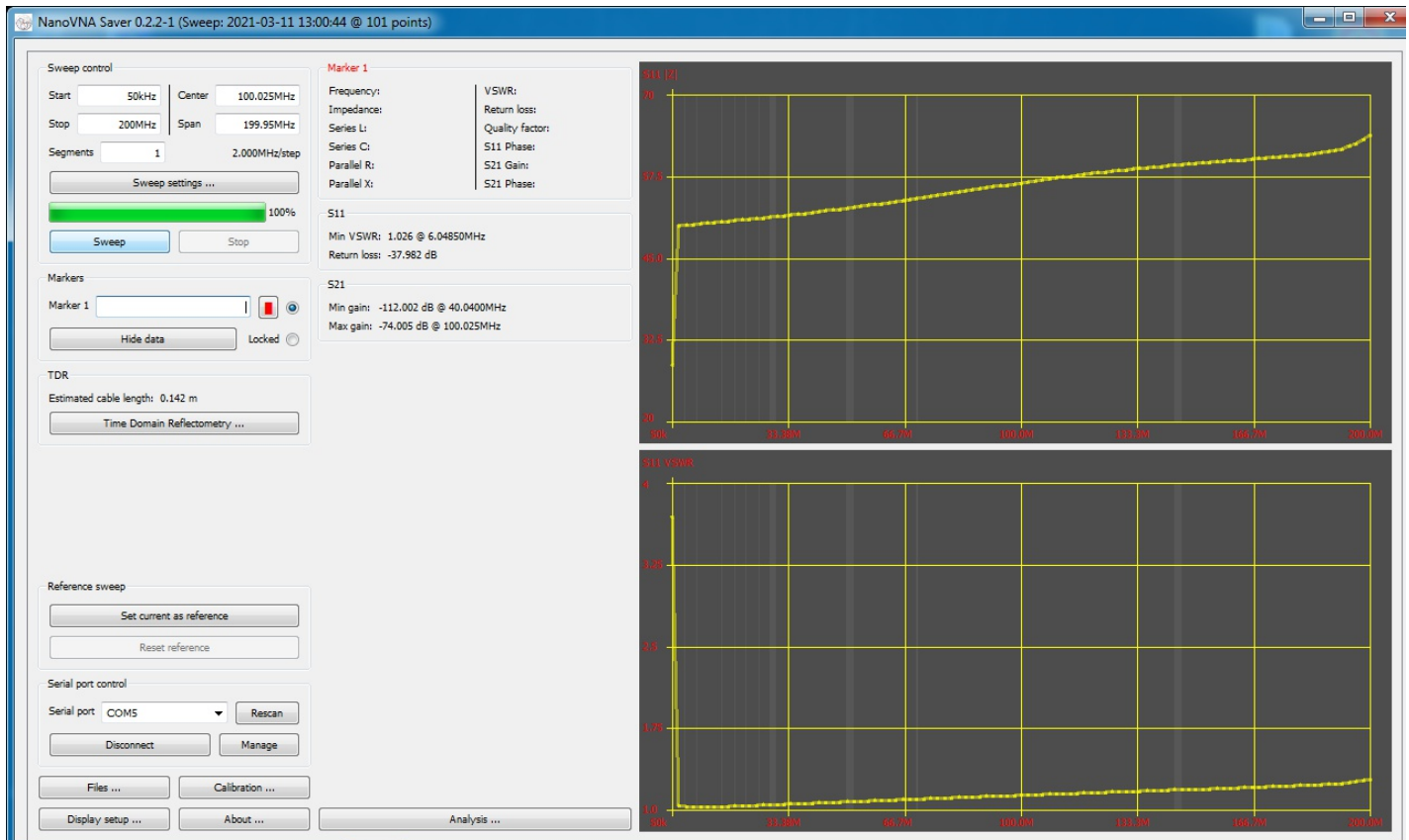


3	8	14	28	50	MHz
-42	-42	-41	-40	-40	Ref dBm
-12	-11.5	-11.5	-11.5	-11.5	Forw dBm

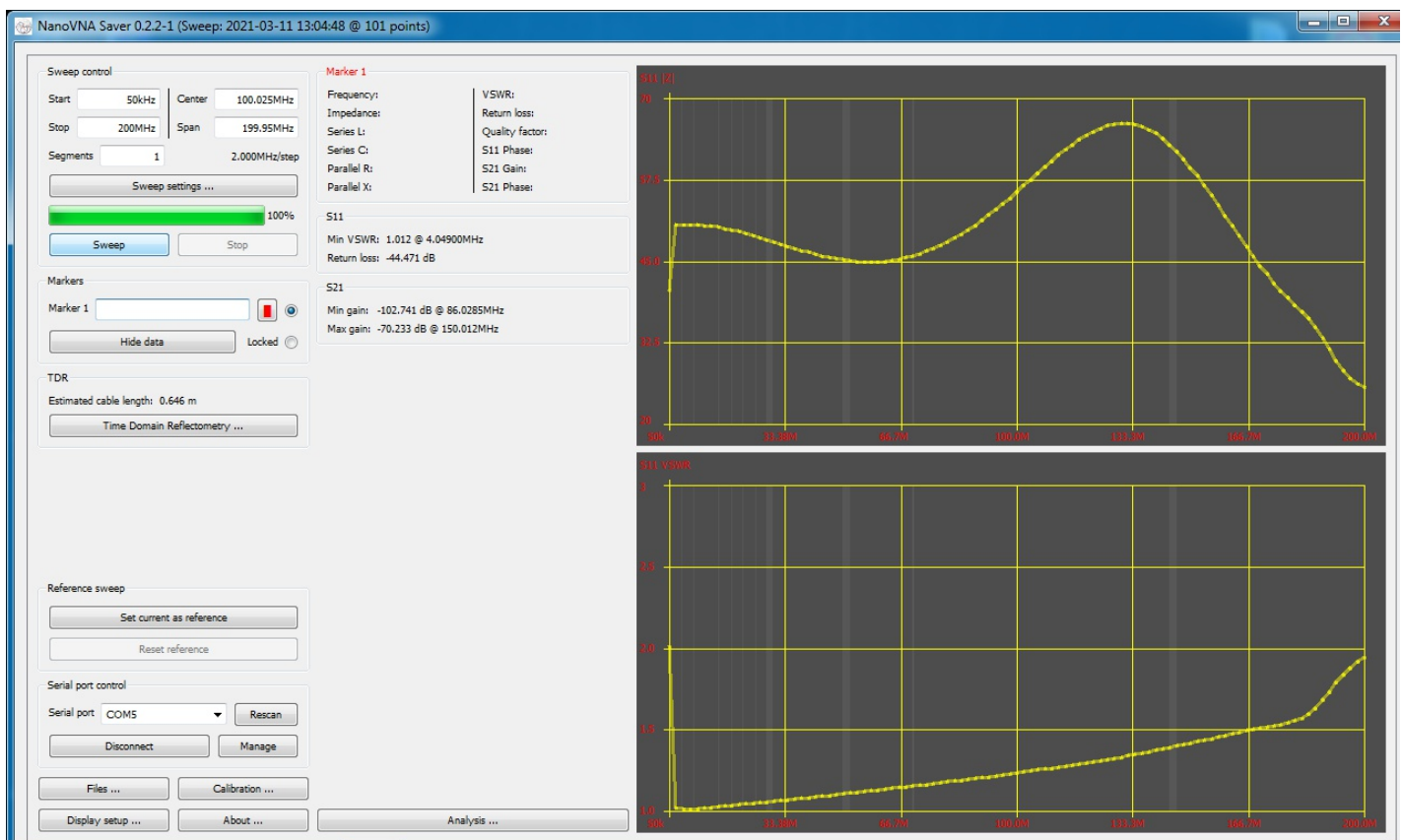
Metingen aan de PA0OKC bridge

3	8	14	28	50	MHz
-36.5	-29.5	-24.5	-18	-8.9	Ref dBm
-9.2	-8.8	-8.6	-8.6	-8.6	Forw dBm

Metingen aan de bridge van PA3HEA



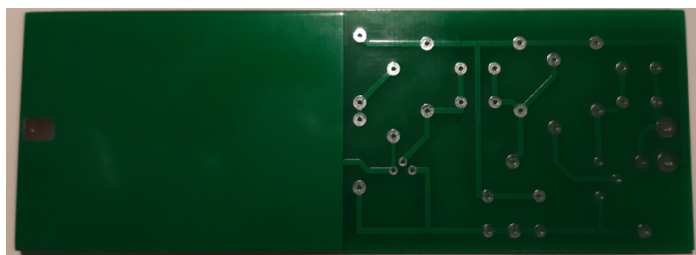
Meting aan de brigde van PA0OKC met de NanoVNA



Meting aan de bridge van PA3HEA met de NanoVNA

Mini Whip Antenne

Natuurlijk had ik weer wat vergeten te bestellen bij Conrad, toen ik de onderdelenlijst voor mijn FT8 QRP transceiver indiende. Namelijk twee instelpotmeters van 2k. Bovendien had ik inmiddels besloten om alle bandfilters voor mijn FT8 transceiver te bouwen, en daar had ik ook nog twee condensatoren van 1,2nF voor nodig, maar die had Conrad niet. AmateurRadioshop.nl had deze onderdelen wel, en op zoek naar iets om het bedrag aan te vullen, zag ik dat ze een kitje verkochten voor de Mini Whip antenne voor €12,95. Het was een zakje onderdelen, geen schema en geen bouwbeschrijving. Nou vind ik het blind in elkaar solderen van kitjes iets voor de Jota, want mijn makke is dat ik wil weten hoe iets werkt en waarom het werkt. Dus voor het in elkaar te zetten heb ik eerst aan de hand van de printen (het zijn er twee, daarover straks meer) de schema's opgetekend.



Dit is de antenne print: het vlakje aan de linkerkant van de print is de ontvangstantenne. Volgens de opdruk werkt de antenne van 10kHz t/m 30MHz, maar daar valt nog wel wat op af te dingen zoals je straks zult zien. Mijn bedoeling was om deze antenne te gebruiken in combinatie met Gert's Si473x radio. Dat zou immers een mooie compacte combinatie opleveren: geen full size dipool maar gewoon dit printje in een stuk PVC pijp en dat verbinden met de HF ingang van de radio. Met het printje hier rechts wordt de voedingsspanning op de kabel gezet zodat de antenne-print gevoed wordt.

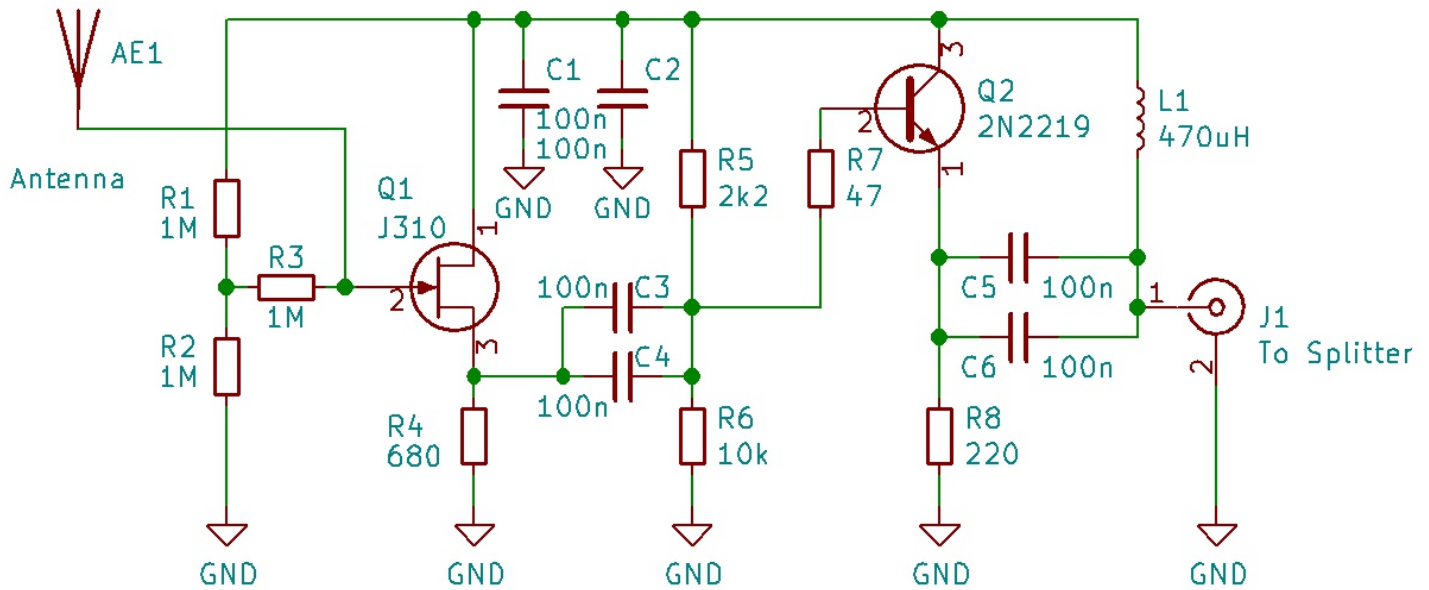


Op de volgende bladzijde zie je het schema van de Mini Whip antenne. Er wordt gebruik gemaakt van algemeen (goed) verkrijgbare onderdelen zoals de J310 FET en een 2N2219 transistor. De antenne in het schema is dus het vlak links op de print. Je zult begrijpen dat gezien de afmetingen van de antenne deze ontzettend hoogohmig is, en vrijwel uitsluitend op elektrische velden zal reageren. Aangezien in onze stadse maatschappij de stoornevel voornamelijk uit elektrische velden bestaat, moet dit soort antennes zo hoog mogelijk boven de stoornevel geplaatst worden. Deze antenne op je werkbank zetten is zinloos: je pikt alleen maar troep op.

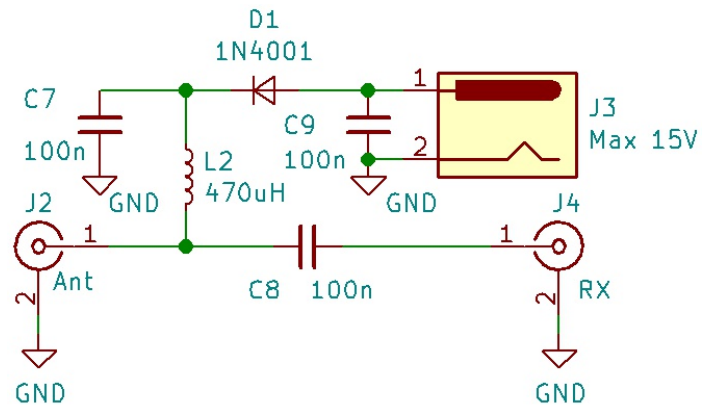
Wat verder opvalt is dat er geen enkele bescherming tegen sterke signalen aan de ingang zit, en er een galvanische koppeling van de antenne met de Gate van de FET is. Hoewel aan het uiteinde van het antennevlak een soldeeraansluiting is geplaatst die suggereert dat je er nog een telescoop antenne aan zou kunnen knopen, lijkt me dat niet verstandig. Deze antenne in de buurt van je zendantenne plaatsen is dan vragen om moeilijkheden. Verder dient de FET slechts als buffertrap en versterkt zelf niet. Het is dus een sourcevolger, analoog aan de emittervolger met gewone transistoren.

De FET buffertrap wordt gevolgd door een 2N2219 transistor, en ook deze versterkt niet. Dit is namelijk een emittervolger en zoals ik net opmerkte, hebben die een spanningsversterking van maximaal 1. De functie van deze transistoren is puur impedantietransformatie in 2 trappen: eerst van de hele hoge impedantie naar een wat lagere impedantie en dan naar 50 Ohm om met de coaxkabel te kunnen koppelen. Dus geen versterking in deze antenne!

Wat je verder ziet is dat de voedingsspanning via een spoel van 470µH van de coaxkabel afgehaald wordt. Nou leek me dat voor een



frequentie van 10kHz wat aan de krappe kant en inderdaad, als je berekent wat de impedantie van deze spoel is bij 10kHz, kom je op ongeveer 29Ω. Dat is dus best een forse belasting, vooral als je bedenkt dat deze impedantie aan de andere kant van de kabel ook nog eens over het signaal heen staat. Zie daarvoor het schema hier rechts: dat is het kleine printje wat gebruikt wordt om de voeding voor de grote print op de kabel te zetten. Via een anti-hufferdiode (tegen verkeerd aansluiten van de voedingsspanning) en een spoel van eveneens 470μH wordt de spanning op de coax gezet. Geen zekering, dus als er toevallig ergens sluiting in een plug of de kabel zit, is het te hopen dat de spoel in de fik gaat en als zekering dient.



Maar goed, ondanks kritische kanttekeningen mijnerzijds is dit voor niet al te veel geld een leuke antenne. Zeker voor de "normale" amateurbanden (160m en hoger) zal deze antenne prima werken. Ik vraag me wel af wat hij doet als Bart PA3HEA aan het eind van mijn straatje zijn conditieverbeteraar aanzet. Een week of twee terug riep Bart mij aan terwijl ik met de B2 replica in de SRS ronde zat, en toen kon ik mijn trommelvliesen van mijn hersenschors pulken. De B2 heeft namelijk geen AGC, dus zijn 100W was denk ik meteen 100V op de koptelefoon. Dat gaat deze antenne ook oppikken en in het gunstigste geval zal dat voor vervorming of kruismodulatie zorgen. Je ziet in

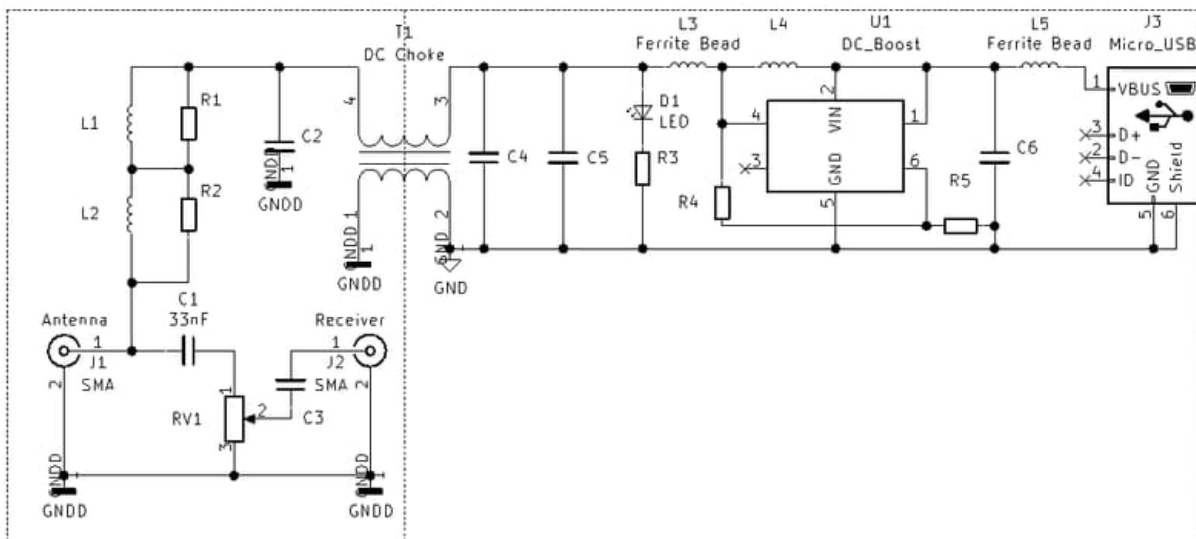
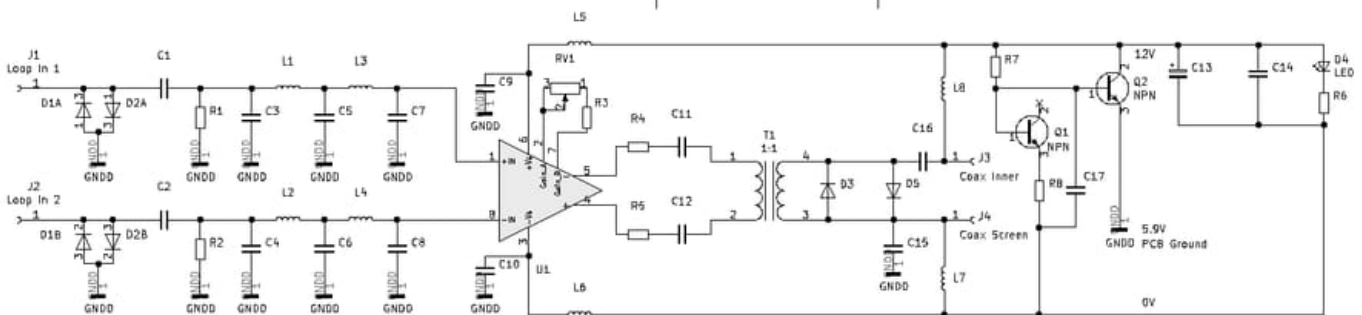
het schema dat er geen dioden anti-parallel aan de antenne staan (vermoedelijk omdat de capaciteit van deze dioden bij deze hoge impedanties een grote invloed op de ontvangst zouden hebben) maar ook dat de antenne direct met de Gate van de FET verbonden is. Er zit geen weerstand tussen, helemaal niets. Zou er dus een spanningspiek op de antenne optreden (om die reden zou ik er nooit een telescoop antenne aanknopen, al suggereert het printje dat dat mogelijk is), dan is de kans dat de FET overlijdt vrij reëel. Het goede nieuws is dat de print opgebouwd is met discrete componenten en dat vervanging van onderdelen heel eenvoudig is, ook al omdat de print enkelzijdig uitgevoerd is. Je hebt dus geen last van door-gemetalliseerde gaten die je niet opgewarmd krijgt of soortgelijke problemen. En omdat de onderdelen goed verkrijgbaar zijn, zal reparatie dan geen probleem opleveren. Eerst maar eens kijken hoe de antenne zich gedraagt...

PA3CNO's blog

Zoals ik in de inleiding al schreef, was mijn tijd afgelopen maand beperkt. Ik ben met veel dingen tegelijk bezig maar niets is zodanig af dat er al een verhaal van te maken is. En hier al alles half vertellen schiet ook niet op. In de WhatsApp groep was het qua experimenten ook best wel rustig. Wat nog wel naar voren kwam, was de verwondering van Bart PA3HEA over het feit dat zijn 60m delta-loop zo'n hoop storing oppikt, maar de MLA-30 magnetische loop antenne een stuk stiller was. Mij verbaast dat dan weer niet. Weliswaar kan je Bart's delta-loop als een gesloten antenne beschouwen, maar niet echt als een magnetic loopt. Daarvoor is de afmeting ten opzichte van de golflengte veel te groot. De antenne zal als

zodanig dus ook nog veel elektrisch veld oppikken en laat dat nou net het soort veld zijn waaruit de meeste storingen bestaan. De MLA-30 loop (die je voor 3 tientjes bij Ali koopt) is wél relatief klein ten opzichte van de golflengte. Hoe deze is opgebouwd zie je hieronder. De loop versterker (bovenste schema) is een gebalanceerde versterker en ook de overdracht aan de coax is symmetrisch uitgevoerd. In het onderste schema zie je de voeding, en wat opvalt is dat uit een USB ingang via een omvormer 12V wordt gemaakt wat vervolgens op de coax wordt gezet. Ik ben benieuwd hoe ze dat stil houden, want toevallig heeft Robert PA2RDK iets soortgelijks in elkaar gezet om zijn Si4732 radio te voeden, en hij had dezelfde ervaring als ik:

MLA-30 Loop Amplifier



zodra die omvormer aan de gang gaat is de ontvangst op de radio weg. Dat zou je niet verwachten van een in een laboratorium ontworpen voeding (zie plaatje rechts). Daar heeft die MLA-30 kennelijk geen last van. Dat staat ook nog op mijn lijstje: de storing van die schakelende voeding kwijt zien te raken.

Verder heeft Mans PA2HGX zich uitgeleefd op het schrijven van een 8080 emulator (voor de jongeren: dat is een kolengestookte tandwiel-processor uit de 70-er jaren van de vorige eeuw maar man, wat hebben we een lol gehad met die dingen). Hij heeft beloofd daar wat over te schrijven en hoewel dat misschien niet direct radio-gerelateerd is, geeft het wel veel inzicht in de opbouw van software en de werking van processoren. Dus die hou je nog tegoed.

Toevallig vanavond (24 maart) mijn Paraset eens aan de Inverted-V gehangen en me ingemeld in de SRS ronde die elke woensdag om 20:30 plaatsvindt op 3.568. Ik had tot nu toe de Paraset alleen maar gebruikt met de 12V voeding en op een middels de MFJ-949 netjes 50 Ohm gemaakte antenne, maar vanavond heb ik de Inverted-V rechtstreeks op de Paraset aangesloten en de netvoeding eens gebruikt die, zoals ik vorige maand schreef, minder vermogen uit de eindtrap perst dan de 12V voeding. Ik moet zeggen dat de Paraset zich verbazingwekkend goed liet afstemmen; eigenlijk veel beter dan met een 50 Ohm antenne. Het afstempunt is veel "zachter" en de oscillator slaat niet abrupt af zoals met de 50 Ohm antenne. Ik kreeg een R5 van Piet die de avondronde leidde en ik vertelde hem dat ik met de Paraset en de netvoeding werkte. Hij had de hele bouw van de Paraset en de voedingen al gelezen in de RAZZies... Kennelijk wordt ons blad breed gelezen.

Afijn. De FT8 transceiver is in volle ontwikkeling dus daar ga ik de komende weken wat vaart



achter zetten. Stay tuned zou ik zeggen (een zeer toepasselijke uitdrukking in dit geval).

31 maart hebben we nog een Teams meeting om te bespreken wat we met onze geplande expeditie naar Liechtenstein doen die voor 10 april op de planning staat, maar echt hoopvol ziet het er niet uit. Het negatief reisadvies is verlengd tot half mei, Liechtenstein kom je op dit moment alleen in met een speciale verklaring en een PCR test van niet meer dan 3 dagen oud waarna je meteen 14 dagen in quarantaine moet, in Oostenrijk mag je nog niets, alle horeca dicht - nee, zelfs de grootste optimist ziet hier geen lichtpuntje.

Nog wat goed nieuws over onze Si473x printen: de voorraad van 50 stuks met reeds gesoldeerd IC erop is zo goed als uitverkocht. Op het moment van dit schrijven is de voorraad nog 1. Van de kale printen zijn er nog 45. Dat is dus echt heel erg hard gegaan. Ik ben benieuwd wat de ervaringen zijn van de bouwers van deze radio. Stuur eens foto's en/of video's van jouw gebouwde exemplaar. Altijd leuk om andere amateurs enthousiast te maken.

Tot zover het nieuws. Heb je zelf wat gemaakt of te vertellen, stuur het aan razzies@pi4raz.nl en wij maken er een mooi verhaal van. Prettige paasdagen, en stay safe!