

RAZZIES

Maandblad van de
Radio Amateurs
Zoetermeer



Juli 2022

Met in dit nummer:

- Digitaal display voor FT101 (B)
- Opa Vonk: SMD solderen
- De Tayloe kwadratuur detector
- PA3CNO's Blog
- Afdelingsnieuws



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

Hopelijk hebben de inschrijvers op de mailinglist allemaal bericht gehad van het verschijnen van de nieuwe RAZzie. Er zijn namelijk nogal wat problemen met de verzendlijst. Door omstandigheden hebben we onze PI4RAZ server vorig jaar oktober moeten verhuizen naar een nieuwe provider. Maar daar staat de server in een VPS (Virtual Private Server) segment. En dat segment wordt door Microsoft als potentieel crimineel beschouwd en Microsoft weigert dus mail te accepteren uit die IP-reeks. Het gevolg is dat inschrijvers met een Outlook of Hotmail adres, geen aankondiging meer kregen van de nieuwe uitgave van ons blad. In april dacht ik slim te zijn en de mailing

dan maar vanaf mijn Linux server thuis te versturen. Toen ging het goed. Maar na de aankondiging van het juni nummer eind mei, had ik de dag daarop geen internet meer. Ziggo had mij geblokkeerd en als SPAMmer aangemerkt. En passant hadden ze ook mijn modem maar in Bridge mode gezet, zodat mijn halve thuisnetwerk om zeep was. De blokkade was snel opgeheven nadat ik uitgelegd had dat ik een mailing verzonden had. Maar het modem uit Bridge mode halen kregen ze niet voor elkaar. Dat heeft 2 weken geduurd. Daar ga ik mijn netwerk niet meer aan wagen. Paul PA3DFR heeft nu een server beschikbaar gesteld die ik mag gebruiken om te mailen. Als het nu goed gegaan is hebben jullie nu de RAZ mail gehad.

Digitaal Display voor FT-101

Degeenen die vaker ons maandblad lezen weten dat ik al een tijdje bezig ben de FT-101 lijn een beetje compleet te krijgen. Inmiddels zijn de FV-101 externe VFO, SP-101PB Landliner Phone Patch Speaker en de YO-100 Monitor Scope aan de verzameling toegevoegd. Nou was er voor de FT-101 ook ooit een Digitaal Display met typenummer YC-601. Dit display kon aangesloten worden op de accessoire connector van de FT-101 en daarmee had je dan een digitale uitlezing op 100Hz

Digital Display for FT-101

Those who read our monthly magazine more often know that I've been working on getting the FT-101 line more complete for a while now. In the past few months the FV-101 external VFO, SP-101PB Landliner Phone Patch Speaker and the YO-100 Monitor Scope have been added to the collection. As an additional item for the FT-101 there was once a Digital Display with type number YC-601. This display could be connected to the accessory connector of the FT-101 and with that display you had a digital



nauwkeurig. De YC-601 maakte gebruik van Vacuüm Fluorescent Display (VFD) buizen voor de weergave van de frequentie. Er is ook een YC-601B op de markt geweest die van 7-segment displays gebruik maakte en verder verschilde van de YC-601 door het ontbreken van de 11m positie van de bandschakelaar. In plaats daarvan was er een AUX stand waarmee het display gebruikt kon worden als frequentieteller van 100Hz-35MHz.

Ik heb op eBay gezocht naar zo'n display en ze zijn inderdaad nog wel te vinden. Maar de prijzen variëren van een paar honderd dollar tot meer dan 1000 dollar en dat is me een beetje te dol. Als echte verzamelaar maal je daar niet om, maar zo gebrand op het compleet maken van de FT-101 lijn ben ik nou ook weer niet. Maar een digitaal display sprak me op zich wel aan. Waarom er niet zelf een gemaakt dan.

Om het display te kunnen maken, was het eerst noodzakelijk om te begrijpen wat er in het ding precies gebeurt. Daarvoor moet je weten dat de VFO van de FT-101 loopt van 8700-9200kHz, en ook nog eens omgekeerd werkt. Als je onderin de band zit, is de VFO frequentie hoog en als je boven in de band zit, juist laag. De VFO frequentie is beschikbaar op de accessoire connector en wordt via een kabel aan het display toegevoerd. In het display wordt gebruik gemaakt van een VXO die op 11,1MHz loopt. Deze frequentie wordt verdubbeld naar 22,2MHz en gemengd met het VFO. Het resultaat is een signaal dat loopt van 13-13,5MHz en dat wordt gemeten met een teller gebaseerd op TTL IC's. De CALIB potmeter zorgt voor een verstemming van de VXO van +/- 2kHz, dus +/-4kHz na de verdubbeling. De functie daarvan leg ik later uit. Omdat het display niet weet op welke band de FT-101 werkt, zit er een bandschakelaar op die in dezelfde stand gezet moet worden als de bandschakelaar op de FT-101. Door middel van een diodematrix wordt dan de juiste frequentie op het display weergegeven. Ik vroeg me af waarom er voor de relatief hoge mengfrequentie van 13MHz was gekozen.

readout with an accuracy of 100Hz. The YC-601 used Vacuum Fluorescent Display (VFD) tubes to display the frequency. There has also been a YC-601B on the market that used 7-segment displays and further differed from the YC-601 in the lack of the 11m position of the band switch. Instead, there was an AUX mode on the band switch that allowed the display to be used as a frequency counter ranging from 100Hz-35MHz.

I've been looking on eBay for such a display and they can indeed still be found. But the prices range from a few hundred dollars to over 1000 dollars and that's a bit too much for me. As a real collector you most likely don't care about the price, but I'm really not keen on completing the FT-101 line at all price. But a digital display appealed to me in itself. So why not make one myself then.

In order to make the display, it was first necessary to understand what exactly happens inside the thing. Therefore you have to know that the VFO of the FT-101 runs from 8700-9200kHz, and also works in reverse. When you're at the low end of the band, the VFO frequency is high and when you're at the high end of the band, the VFO frequency is low. The VFO frequency is available on the accessory connector and is fed to the display via a cable. The display uses a VXO that runs at 11.1MHz. This frequency is doubled to 22.2MHz and mixed with the VFO frequency. The result is a signal ranging from 13-13.5MHz, which is measured with a frequency counter circuit based on TTL ICs. The CALIB potentiometer ensures a detuning of the VXO of +/-2kHz, so +/-4kHz after doubling the frequency. I will explain its function later. Since the display does not know which band the FT-101 is operating on, it has its own band switch that must be set to the same position as the band switch on the FT-101. The correct frequency is then shown on the display by means of a diode matrix, which adds or subtracts the right amount of MHz's from the VFO frequency. I wondered why the relatively high mixing frequency of 13MHz was chosen.

Ik denk dat het te maken heeft met mogelijke storingen door harmonischen van de mengfrequentie. De tweede harmonische van 13-13,5MHz loopt van 26-27MHz en dat ligt buiten de amateurbanden. En alle hogere harmonischen liggen sowieso buiten de amateurbanden.

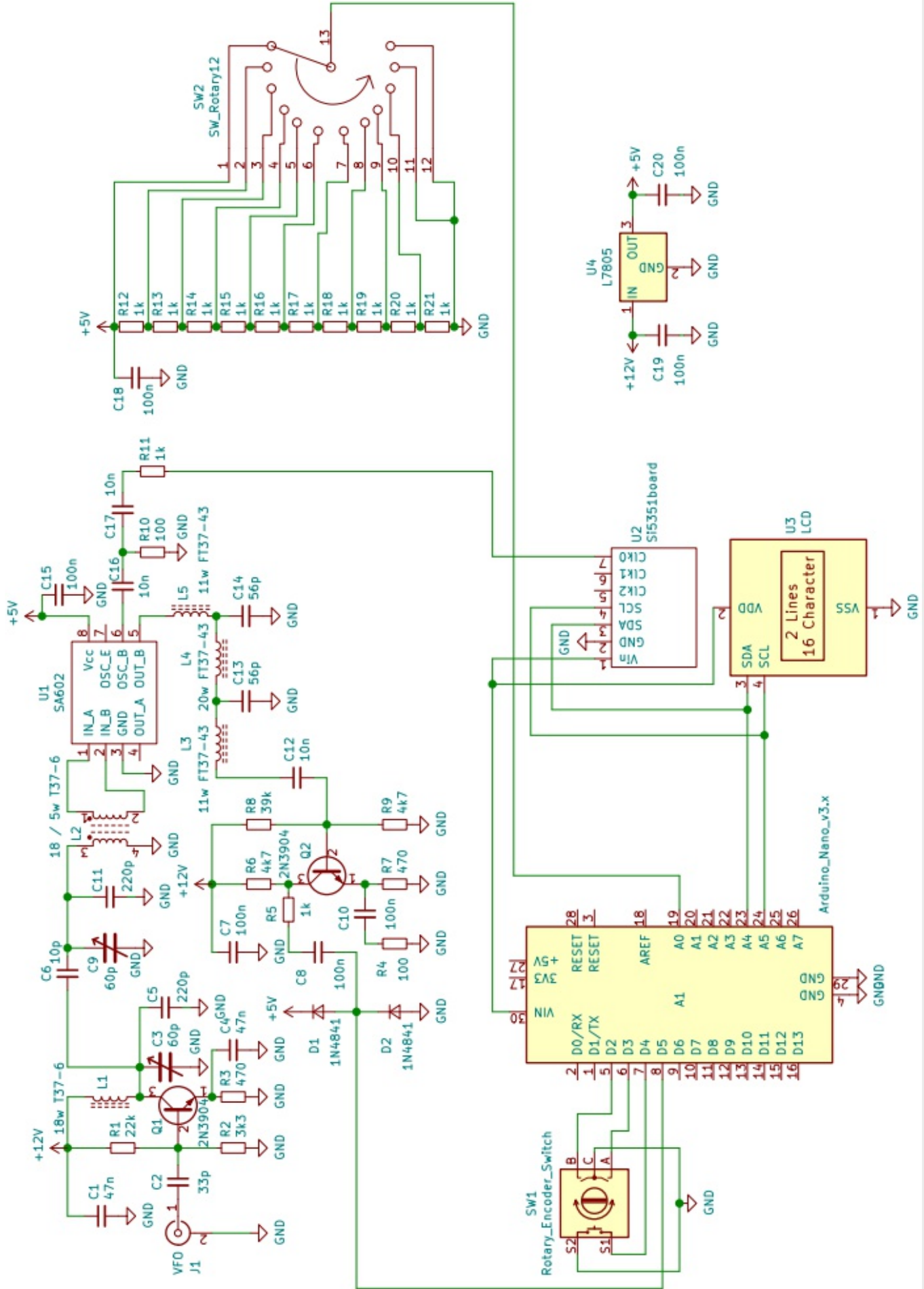
Mijn idee was om de YC-601 na te bouwen, maar met modernere technieken. Dat wil zeggen: een Si5351 als oscillator en een Arduino Nano als aansturing van de Si5351 en als frequentieteller. Ik had op internet verschillende frequentietellers gezien met een Arduino Nano, maar met de beperking dat deze maar tot zo'n 6MHz kon tellen. Dus moest het ontwerp iets veranderd. Als ik nou eens 11,2MHz als lokale oscillator nam, dan werd de verschilfrequentie 2-2,5MHz en dat zou de Arduino prima aan moeten kunnen. En omdat de lokale oscillatorfrequentie boven de VFO frequentie ligt, gaat de teller de goede kant op bij het draaien aan de afstemming. Immers: $11,2-9,2=2\text{MHz}$, en $11,2-8,7=2,5\text{MHz}$. Dus bij een lage VFO frequentie is de afstemming hoog en andersom. Dat zou moeten werken. Ik maakte een ontwerp in KiCad en dat zie je op de volgende bladzijde.

Het VFO-sigitaal komt binnen op een voorversterker met Q1, gevolgd door een bandfilter. Dit is 1 op 1 gejat uit het YC-601 schema. Alleen had ik geen verstelbare spoelen dus heb ik uitgerekend aan de hand van de gespecificeerde capaciteit hoe groot de zelfinductie moest zijn, daarna het aantal windingen berekend op een T37-6 ringkern en de capaciteit vervangen door een vaste waarde van 220pF parallel aan een 60pF trimmer. Om de laatste ringkern werden naast de 18 windingen voor de resonantiekering nog 5 windingen gelegd die het signaal gebalanceerd toevoeren aan de mixer met een SA602 (of SA612, of NE602, of NE612). Pin 6 van de mixer krijgt zijn signaal van de Si5351. Omdat de ingang volgens de datasheet maar 300mV mag hebben, is een 1:10 spanningsdeler gerealiseerd met behulp van de weerstanden R10 en R11.

I think it has something to do with possible interference from harmonics of the mixing frequency. The second harmonics of 13-13.5MHz range from 26-27MHz and that is outside the amateur bands. And all higher harmonics of the mixing frequency are outside the amateur bands anyway.

My idea was to recreate the YC-601, but with more modern techniques. That is to say: an Si5351 as the oscillator and an Arduino Nano to control the Si5351 and as a frequency counter. I had seen several frequency counters on the internet with an Arduino Nano, but with the limitation that they could only count frequencies up to about 6MHz. So the design had to be changed slightly. If I just chose 11.2MHz as the local oscillator, then the frequency difference would range from 2-2.5MHz and the Arduino should be able to handle that just fine. And because the local oscillator frequency is above the VFO frequency, the counter moves in the right direction when turning the tuning knob. After all: $11.2-9.2=2\text{MHz}$, and $11.2-8.7=2.5\text{MHz}$. So at low VFO frequencies the tuning is high and vice versa. That should work. I made a circuit design in KiCad and you can see the result on the next page.

The VFO signal is applied to a preamp with Q1, followed by a bandpass filter. This is an exact copy from the YC-601 schematic diagram. I did not have any adjustable coils, so I calculated on the basis of the specified capacitance how large the inductance should be, and then calculated the necessary number of turns on a T37-6 toroid core and replaced the capacitance with a fixed value of 220pF parallel to a 60pF trimmer capacitor. In addition to the 18 turns for the resonance circuit, 5 turns were placed around the last toroid core, which feeds the balanced signal to the mixer consisting of a SA602 (or SA612, or NE602, or NE612). Pin 6 of the mixer gets its signal from the Si5351. Because the maximum input level is specified as 300mV according to the datasheet, a 1:10 voltage divider has been realized using resistors R10 and R11.



De uitgang van de mixer (pin 5) wordt toegevoerd aan een laagdoorlaatfilter bestaande uit L3, L4, L5, C13 en C14. Merk op dat ik geen gebruik gemaakt heb van een filter met een condensator aan de ingang, maar met een spoel aan de ingang. Het idee daarachter is dat de SA602 anders voor hoge frequenties (de som van de lokale oscillator en de VFO) in een kortsluiting kijkt. Nu ziet hij een hoge impedantie voor hoge frequenties. Het laagdoorlaatfilter wordt gevolgd door een versterkertrapje om het signaal op voldoende niveau te krijgen voor de Arduino. Dioden D1 en D2 zorgen ervoor dat het signaal niet buiten de voedingsspanning kan komen. Het signaal van de versterker wordt direct aan de Arduino toegevoerd, zonder er eerst een blokgolf van te maken. Op die manier wordt er een minimum aan harmonischen opgewekt. De Arduino had geen enkele moeite met de sinusgolf en gaf de frequentie feilloos weer.

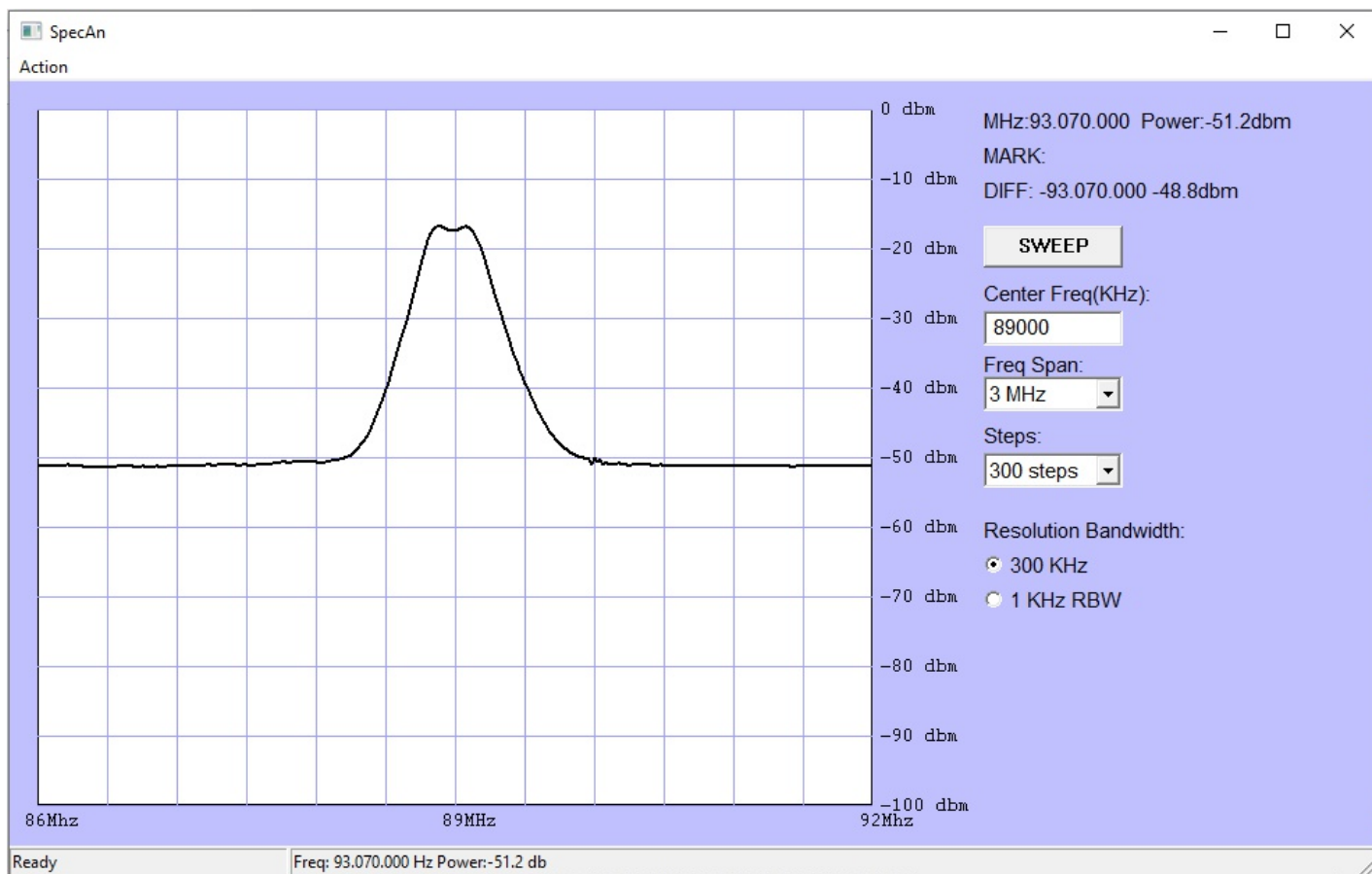
De bandschakelaar is een verhaal apart. Ik was eigenlijk begonnen om de diode matrix na te bouwen, toen Robert PA2RDK met een veel beter idee kwam. Waarom niet een weerstandsdeler maken en de schakelaar een positie op de deler laten kiezen? Dan hoef je maar 1 draad met een analoge ingang van de Arduino te verbinden en die weet aan de hand van de spanning in welke positie de schakelaar staat. Op de deler zijn de stappen 0,5V en dat is voldoende voor de Arduino om zonder fouten de juiste stand vast te kunnen stellen.

Ik begon met het bouwen van de voorversterker voor het VFO signaal, gevolgd door het bandfilter. Om het bandfilter goed op frequentie te krijgen, gebruikte ik mijn Sweeperino. Meer van deze tijd is wellicht de NanoVNA. Maar hier ging het ook mee. Je moet immers een redelijk vlakke doorlaat realiseren van 8700-9200kHz en dat vereist wat spelen met de twee trimmers. Anders krijg je een scherpe piek en dan heb je kans dat de frequentie uitlezing niet over het hele afstembereik van de VFO werkt. Op de volgende bladzijde zie je het resultaat van het afregelen van het bandfilter.

The output of the mixer (pin 5) is fed to a low pass filter consisting of L3, L4, L5, C13 and C14. Note that I did not use a filter with a capacitor at the input, but with a coil at the input. The idea behind that otherwise the SA602 looks into a short circuit (at least a high load) for high frequencies (the sum of the local oscillator and the VFO frequency). Now the mixer sees a high impedance for high frequencies, which possibly causes less distortion. The low pass filter is followed by an amplifier stage to get the signal to a sufficient level for the Arduino. Diodes D1 and D2 ensure that the signal cannot go outside the supply voltage. The signal from the amplifier is fed directly to the Arduino, without turning it into a square wave first as is usually done in digital circuits. In this way a minimum of harmonics is generated. The Arduino had no trouble at all with the sine wave and displayed the frequency flawlessly.

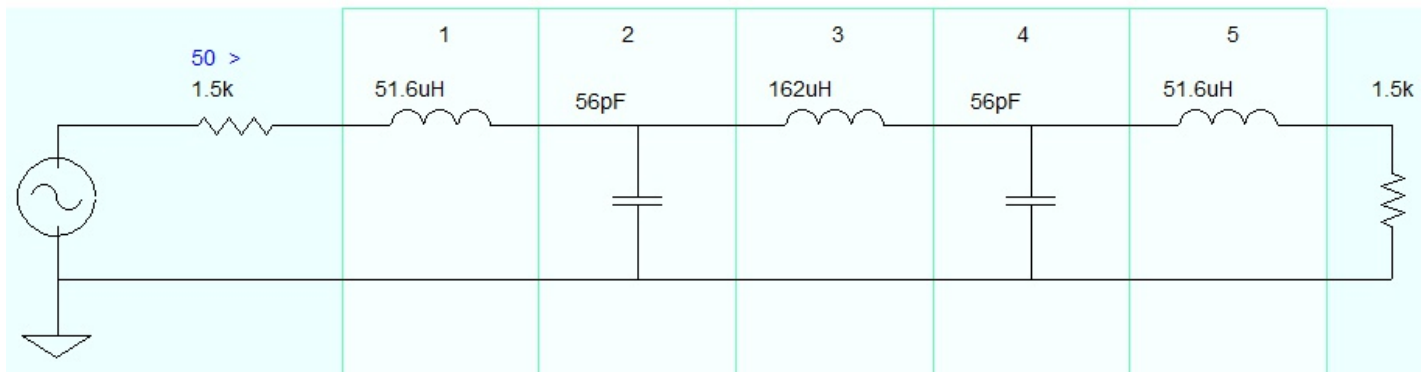
The band switch is a different story. I had actually started to recreate the diode matrix when Robert PA2RDK came up with a much better idea. Why not create a resistance divider and let the switch pick a position on the divider? Then you only need to connect 1 wire to an analog input of the Arduino and it knows which position the switch is in based on the voltage. The steps on the divider are 0.5V, which is enough for the Arduino to determine the correct position without errors.

I started by building the preamp for the VFO signal, followed by the band-pass filter. To get the bandpass filter correctly on frequency, I used my Sweeperino. A more modern solution is perhaps the NanoVNA. But my good old Sweeperino did the job just fine. After all, you have to realize a fairly flat pass of 8700-9200kHz and that requires some fiddling with the two trimmer capacitors. Otherwise you will get a sharp peak and there is a chance that the frequency readout will not work over the entire tuning range of the VFO. On the next page you see the result of adjusting the band filter.



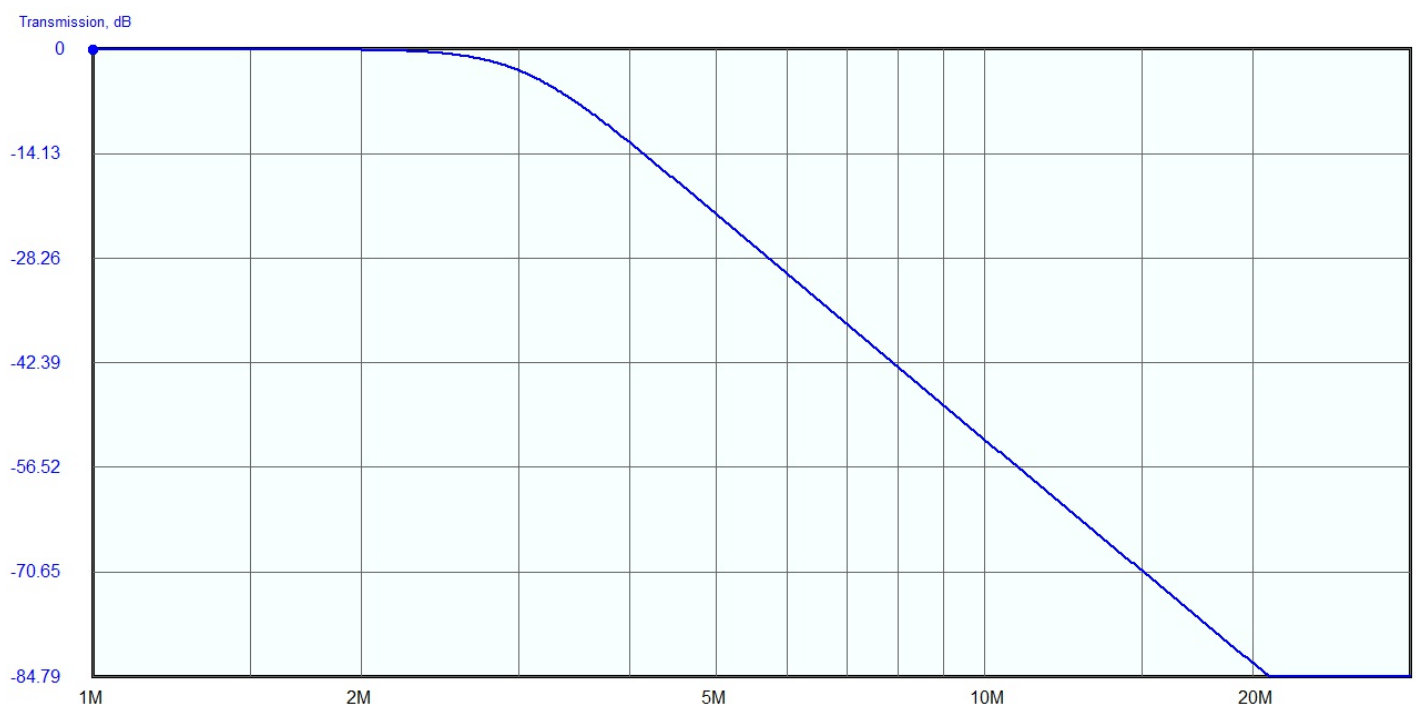
Laat je niet misleiden door de horizontale schaal. Omdat de Sweeperino in zijn originele ontwerp niet lager kon dan 4MHz als gevolg van de gebruikte Si570, bouwde ik er een 80MHz oscillator in die ik mengde met de Sweeperino output, gevolgd door een laagdoorlaatfilter met het kantelpunt op 30MHz. Op die manier kan ik door de frequentie van 80-110MHz te kiezen, de hele kortegolf bestrijken van 0-30MHz. Je moet dus 80MHz van de X-as aftrekken. Je ziet dat de doorlaat netjes tussen 8700 en 9200 kHz plaatsvindt. De golfvorm is typisch voor overkritische koppeling, te zien aan de dip in het midden. De 10pF koppelcondensator zou dus nog iets kleiner kunnen. Maar het is geen middenfrequent waar ik naar moet luisteren, maar een bandfilter voor een VFO. Het gefilterde signaal wordt toegevoerd aan de SA602 mixer, samen met het verzwakte local oscillator signaal uit de Si5351. Die, zoals gezegd, een mengsignaal van o.a. 2-2,5MHz produceert. Ik noemde al even de versterker na het laagdoorlaatfilter met Q2. De versterking is met R4 en C10 zodanig ingesteld dat er voldoende signaal aanwezig is voor de Arduino.

Don't be fooled by the horizontal scale. Because the Sweeperino in its original design couldn't go lower than 4MHz due to the Si570 used as synthesizer chip, I built in an 80MHz oscillator which I mixed with the Sweeperino output, followed by a low pass filter with the cutoff frequency at 30MHz. That way, by choosing the frequency of the Sweeperino from 80-110MHz, I can cover the whole shortwave from 0-30MHz. So you have to subtract 80MHz from the X-axis. You can see that the bandpass is neatly between 8700 and 9200 kHz. The waveform is typical for over-critical coupling, as you can see by the dip in the center of the graph. The 10pF coupling capacitor could therefore be slightly smaller. But it's not an intermediate frequency that I have to listen to, but a bandpass filter for a VFO. The filtered signal is fed to the SA602 mixer, along with the attenuated local oscillator signal from the Si5351. Which, as mentioned, produces a mixed signal of 2-2.5MHz. I already mentioned the amplifier after the low-pass filter with Q2. The gain is set with R4 and C10 in such a way that there is sufficient signal available for the Arduino.



Voor het berekenen van het laagdoorlaatfilter gebruikte ik het programma Elsie. Dat heeft de mogelijkheid om met andere impedanties dan 50 Ohm te werken en dat was hier ook nodig: de uitgangsimpedantie van de SA602 is 1,5kΩ en ook de ingang van de bufferversterker heeft een relatief hoge ingangsimpedantie: ongeveer 2,5kΩ. Dat geeft een kleine misaanpassing maar dat maakt voor het resultaat niet heel veel uit. De filter respons zie je in onderstaande grafiek. Zoals je ziet begint het filter bij 2,5MHz af te vallen, en bij het mengproduct met de som van de VFO en Local Oscillator frequentie (ca. 20 MHz) is de demping meer dan 80dB en dat is ruim voldoende. Het uitgangssignaal zie je op de foto op de volgende bladzijde: op het oog een perfecte sinus. Daardoor is het aantal harmonischen minimaal en dat vermindert het risico op birdies. Ik heb dan ook op geen enkele band een birdie kunnen ontdekken.

To calculate the low pass filter I used the program Elsie. This has the possibility to work with impedances other than 50 Ohms and that was necessary in this case: the output impedance of the SA602 is 1.5kΩ and the input of the buffer amplifier also has a relatively high input impedance: about 2.5kΩ. This causes a small mismatch, but that does not have a large influence on the result. The filter response can be seen in the graph below. As you can see, the filter starts to drop off at 2.5MHz, and at the mixer product as the result of the sum of the VFO and Local Oscillator frequency (about 20 MHz), the attenuation is more than 80dB and that is more than enough. The output signal can be seen in the picture on the next page: that looks like a perfect sine wave. This minimizes the number of harmonics and reduces the risk of birdies. I have not been able to discover a birdie on any band.



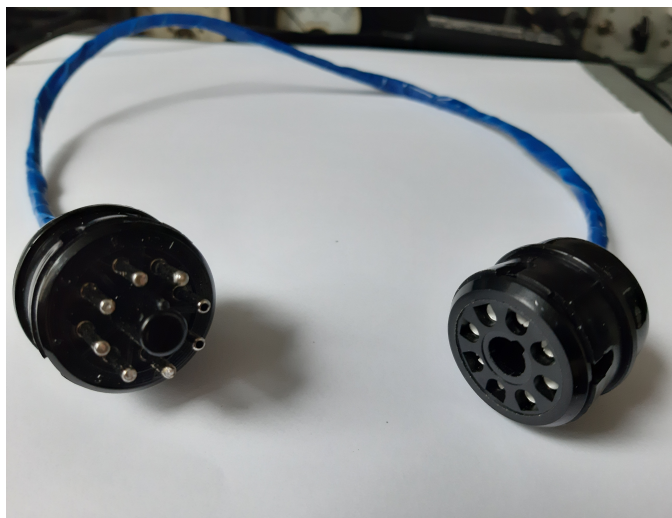
Hier rechts zie je het signaal na het filter en de versterker. De Arduino heeft geen enkel probleem met dit signaal.

Voor het aansluiten op de FT-101 maak ik gebruik van de accessoire connector: dat is een octal plug aan de achterzijde van de FT-101. Daarvoor was een verbindingkabel nodig met octal male en female pluggen, en ook de chassis connectors voor op het display. Waar vind je die nog. Uiteindelijk vond ik ze bij de in Nederland gevestigde firma [Acoustic Dimension](#). Het kabeltje was snel gemaakt. Ik gebruikte voor het VFO signaal, dat op de connector beschikbaar is,

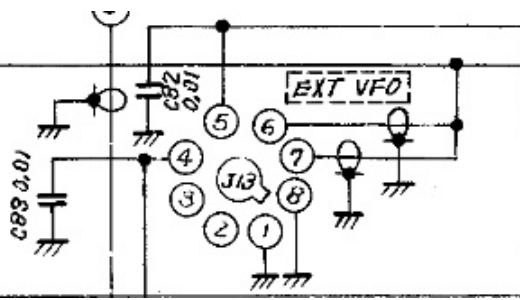


Here on the left you see the signal after the filter and amplifier. The Arduino has no problem with this signal.

To connect to the FT-101 I use the accessory connector: that is an octal plug on the back of the FT-101. This required a connection cable with octal male and female connectors, as well as the chassis connectors for the display. But where do you find these connectors. I eventually found them at [Acoustic Dimension](#), a company based in the Netherlands. The cable was quickly made. I used RG174 coax for the VFO signal, which is available on the



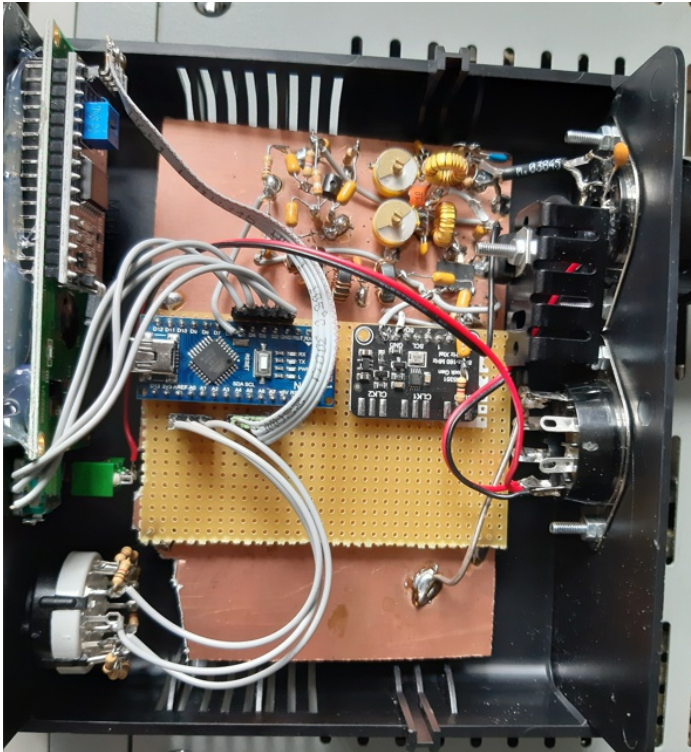
is, RG174 coax, en voor de voeding en het schakelsignaal voor de externe VFO een stukje tweelingsnoer. Over voeding gesproken: de originele YC-601 had een eigen voeding en in eerste instantie had ik daar bij de bouw ook rekening mee gehouden. Maar ik zag dat de 13,8V die de set krijgt, ook beschikbaar is op pin 5 van de connector. En dus gebruikte ik de voeding van de set voor het display. Energiezuinig is het niet: je hebt echt wel een koelplaat nodig om de 7805 niet te heet te laten worden.



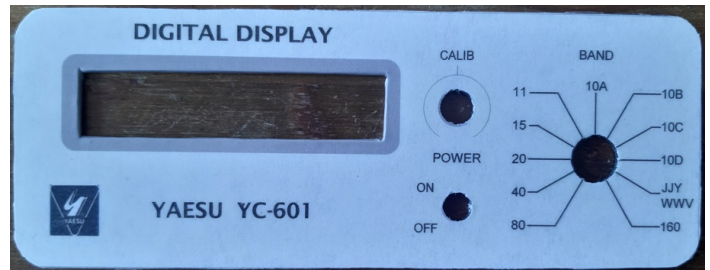
connector, and a piece of twin cable for the power supply and switching signal for the external VFO. Speaking of the power supply: the original YC-601 had its own power supply and I initially took that into account when building my version. But I saw that the 13.8V in the set is also available on pin 5 of the connector. And so I used the power supply from the set for the display. It is not energy efficient: you really do need a heatsink to keep the 7805 from getting too hot.

Voor de behuizing gebruikte ik mijn standaard kastje. Ik heb er geen print voor ontworpen en de schakeling gewoon op het dubbelzijdig stuk printplaat laten staan. De Arduino en de Si5351 zitten op een stukje experimenteerprint.

For the housing I used my standard enclosure. I didn't design a PCB for it and just left the circuit on the double-sided piece of circuit board. The Arduino and the Si5351 are on a piece of Vero board.



The connectors on the rear



Front panel design

Voor het frontpaneel heb ik dezelfde indeling gebruikt als de originele YC-601. De calibratie is uitgevoerd als rotary encoder en niet als potmeter. De knoppen die ik gebruik zijn originele Yaesu knoppen. Deze worden via eBay nog volop te koop aangeboden: zowel losse knoppen als complete sets voor de FT-101. De losse knoppen waren nog duurder dan een complete set, dus kocht ik maar een hele set knoppen. Zie de foto's voor het resultaat.

Het display werkte meteen de eerste keer. Wat duidelijk werd, is dat die calibratie knop absoluut noodzakelijk is. De procedure is om een band te kiezen, de marker generator in te schakelen, de set zero-beat af te stemmen en dan met de CALIB regelaar de uitlezing te corrigeren. En dan blijkt dat dat voor elke band noodzakelijk is. Sterker nog: in CW moet je niet op zero-beat afstemmen, maar op de side tone van ca. 800 Hz. Dat verschilt dus van SSB! Heel nauwkeurig is dat niet: wellicht dat daarom de uitlezing van de originele YC-601 slechts een resolutie van 100 Hz heeft. Mijn uitlezing heeft 10Hz resolutie; door de knop van de CALIB regelaar in te drukken, kan je in stappen van 10 of 100Hz corrigeren. Als je langer dan 10 seconden niet meer aan de CALIB regelaar draait, wordt de

For the front panel I used the same layout as the original YC-601. The calibration is realized as a rotary encoder and not as a potentiometer. The knobs I use are original Yaesu knobs. These knobs are still widely offered for sale on eBay: both individual knobs and complete sets for the FT-101. The individual knobs were even more expensive than a complete set, so I bought a whole set of knobs. See the photos for the result.

The display worked right away the first time. What became clear is that that Calibration control is absolutely necessary. The procedure is to choose a band, turn on the marker generator, tune the set zero-beat and then use the CALIB controller to correct the reading. And then it turns out that that is necessary for every band. In fact: in CW you don't have to tune to zero beat, but to the side tone of about 800 Hz. That differs from SSB! That is not very accurate: perhaps that is why the readout of the original YC-601 only has a resolution of 100 Hz. My readout has 10Hz resolution; by pressing the button of the CALIB controller, you can correct the calibration value in steps of 10 or 100Hz. If you do not turn the CALIB control for more than 10 seconds, the value is saved. Perhaps it

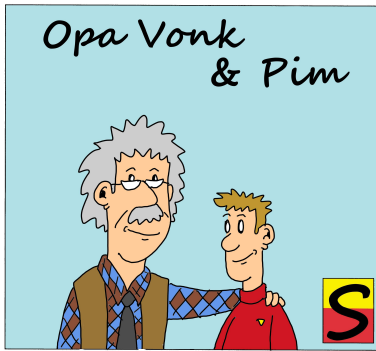
waarde opgeslagen. Misschien zou het handiger zijn om de waarde per band op te slaan, maar als je schakelt tussen CW en SSB (wat de uitlezing niet ziet) moet je toch weer afstemmen. Dus dat heb ik er niet ingebouwd. Wat ik wel heb ingebouwd, is een waarschuwing als je buiten de bandgrenzen gaat. Dan gaat het display knipperen, net als bij de originele YC-601.

Overigens worden op het internet kits aangeboden die slechts de frequentie van de VFO uitlezen en daar een vaste correctie op doen. Maar aangezien de mengkristallen allemaal wel enigszins afwijken, kan je niet met een vaste correctie werken. Die CALIB regelaar is absoluut noodzakelijk. Ik ben met het resultaat best tevreden. Wil je de uitlezing nabouwen, dan vind je de sketch [HIER](#).

would be more convenient to store the value per band, but if you switch between CW and SSB (which the readout doesn't detect) you still have to correct the reading again. So I didn't embed that in the software. What I did build in is a warning if you go outside the band limits. Then the display will blink, just like the original YC-601.

Incidentally, kits are offered on the internet that only read the frequency of the VFO and make a fixed correction to it. But since the mixing crystals for the various bands all differ slightly, you cannot work with a fixed correction. That CALIB controller is absolutely necessary. I am quite satisfied with the result. If you want to recreate the frequency display, you can find the sketch [HERE](#).

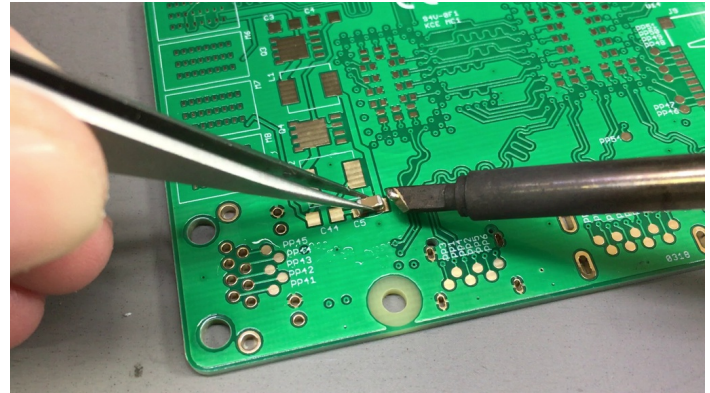




Pim kwam het piephok van zijn Opa Vonk binnen met een printje en een bakje met onderdelen, netjes in vakjes geplaatst. Opa keek op van

zijn werkbank en vroeg: "Wat heb je nou weer besteld?" Pim keek een beetje sip en zei: "Ik had een Software Defined Radio kitje besteld bij AliExpress, maar dit is een print zonder gaatjes, waar je onderdelen op moet plakken of zo, maar ik heb geen idee hoe ik dat aan moet pakken." Opa knikte begrijpend. "Dat zijn Surface Mounted Devices, ofwel SMD's. Daardoor kan je schakelingen veel kleiner maken. Bijna alle nieuwe elektronische apparatuur is uitgerust met SMD's. Maar wat is je probleem?" Pim zei: "Die dingen op de print krijgen. Dat is toch niet te hanteren?" zei hij met enige wanhoop in zijn stem. "Ben jij nou jong en overmoedig?" grapte Opa. "Maar ik zal je wat adviezen geven over het monteren van SMD's, en wel drie methoden waarop je dat kan doen. Allereerst het soldeer wat je kan gebruiken. Wij amateurs mogen nog loodhoudend soldeer gebruiken, maar alle apparatuur die commercieel op de markt gebracht wordt, moet gebruik maken van loodvrij soldeer. Het voordeel van loodhoudend soldeer is dat het bij wat lagere temperaturen smelt dan loodvrij soldeer. Koop dunne soldeertin, niet dikte 1mm of meer want dat is niet te hanteren bij het solderen van SMD's. Verder kan je beter ook wat [Flux](#) toevoegen; dat bevordert het vloeien van het soldeer en werkt deoxyderend. Verder helpt een SMD pincet die door de meeste elektronica-zaken wel geleverd kan worden. En dan een geschikte bout om te solderen, afhankelijk van de methode die je toe gaat passen.

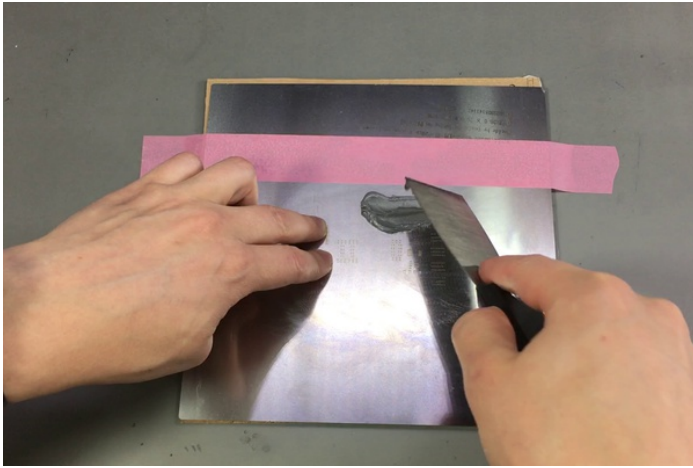
De eerste methode is gewoon rechtstreeks op de print solderen met een soldeerbout. Houd het desbetreffende onderdeel met de pincet op zijn plaats en zet de soldeerbout in de hoek tussen het onderdeel en het soldeerpad. Beetje soldeer



erbij en het onderdeel zit vast. Daarna kan je de andere kant solderen. Eerst een beetje Flux aanbrengen met b.v. een Fluxpen maakt solderen veel gemakkelijker. Voor de wat grotere SMD's gaat dit prima, maar voor afmeting 0603 of kleiner wordt dit moeilijk en is een loep of (camera)microscop nodig om nog te kunnen zien wat je doet. Tot nu toe heb ik altijd deze methode gebruikt omdat ik mijn printen altijd voor 1206 of 0805 afmetingen ontwerp. Die zijn nog wel met de hand te solderen.

Voor de tweede methode moet je samen met je printen een stencil bestellen, maar de meeste prototypevriendelijke fabrikanten bieden tegenwoordig betaalbare stencils aan. Je moet het stencil op je print op een plat oppervlak uitlijnen en vervolgens met een rakel (soort klein plamuurmesje) en wat soldeer pasta over het oppervlak van het sjabloon schrapen. Soldeer pasta zal door het stencil gedrukt worden en precies op elke pad op je print terechtkomen. Vervolgens moet je de onderdelen met lichte druk op hun plaats zetten, net genoeg om ze aan de soldeer pasta te laten kleven. En tenslotte moet je de soldeer pasta verhitten tot smeltemperatuur. Ik gebruik hiervoor meestal het heteluchtpistool omdat het snel is, maar je moet heel voorzichtig zijn en de luchtdruk laag houden, omdat je componenten gemakkelijk kunt wegblazen.

Wees voorzichtig als je andere componenten in de buurt hebt die kunnen smelten, zoals plastic connectoren, en vermijd ook te veel verhitting van elektrolytische condensatoren. SMD-onderdelen zijn meestal ontworpen om reflow-



temperaturen gedurende een bepaalde periode te weerstaan. Maar je moet onder de 230 graden blijven om schade te voorkomen in het geval van loodvrije pasta. Een andere variant van deze methode is om een hete koekenpan of een strijkijzer te gebruiken en de printplaat helemaal van onder naar boven te verwarmen. Dit geeft betere resultaten dan het hetelucht-pistool, omdat de verwarming gelijkmatig over het hele oppervlak van de plaat gebeurt en er geen risico is dat de onderdelen wegwaaien. Met deze methode kan ik gemakkelijk 0402 componenten solderen met geweldige soldeerverbindingen.

Bij de derde methode wordt een stencil gebruikt om de pasta op de printplaat aan te brengen, maar voor de eigenlijke verwarming van de print wordt een reflow-oven gebruikt omdat deze een afgesloten ruimte biedt waar de temperatuur nauwkeurig kan worden geregeld. Je kunt je eigen reflow-oven bouwen door een elektrische oven te hergebruiken en je eigen reflow-ovencontroller te maken. Er zijn tal van open source-ontwerpen die je kunt gebruiken en ze gebruiken allemaal hetzelfde principe een PID-plus A thermokoppel voor het meten van temperatuur en een solid-state relais om de oven volgens het programma in of uit te schakelen. Met een dergelijke opstelling kan je een reflow-profiel volgen dat meestal wordt gegeven in de datasheet van de soldeer pasta of de datasheet van het onderdeel. Dit is hetzelfde proces dat wordt gebruikt bij industriële pcb-assemblage, het enige verschil is dat ze meer gecompliceerde ovens met verschillende zones



hebben en sommige zijn gevuld met specifieke gassen in plaats van lucht om de best mogelijke soldeerverbinding te bieden.

Je kunt ook kant-en-klare reflow-ovens uit China kopen, die zijn best goed volgens de beoordelingen die ik heb gezien en er is zelfs een alternatieve firmware voor die je kunt laden. Dus als je geen krap budget hebt, kun je er ook een kopen. Niet echt nodig voor prototyping werk, maar zeker nodig als je meer boards maakt, vooral als je van plan bent om je boards te verkopen.

Bevat je print ook gaatjes voor gewone componenten, dan moet je eerst de SMD componenten monteren en dan de overige onderdelen. Gezien het feit dat je geen stencil geleverd hebt gekregen en ik niet zie dat je de koekenpan van je moeder mag misbruiken voor het koken van je printen, adviseer ik de eerste methode of een combinatie van methode 1 en 2: breng met een Fluxpen een beetje flux aan op de pads, druk de onderdelen erop en verhit dat met een SMD soldeerstation. Bol.com heeft een compleet SMD rework station voor nog geen €100; b.v. de Baku 878 L2. Heb je meteen een fatsoenlijke soldeerbout, want dat ding van jou is geschikter om de waterleiding te repareren dan om elektronica te solderen", besloot Opa. "U heeft makkelijk praten, maar dat is maanden zakgeld voor mij", zei Pim. "Of even je verjaardag afwachten", zei Opa met een knipoog, waardoor Pim de toekomst weer zonnig tegemoet zag.

De Tayloe kwadratuur product detector

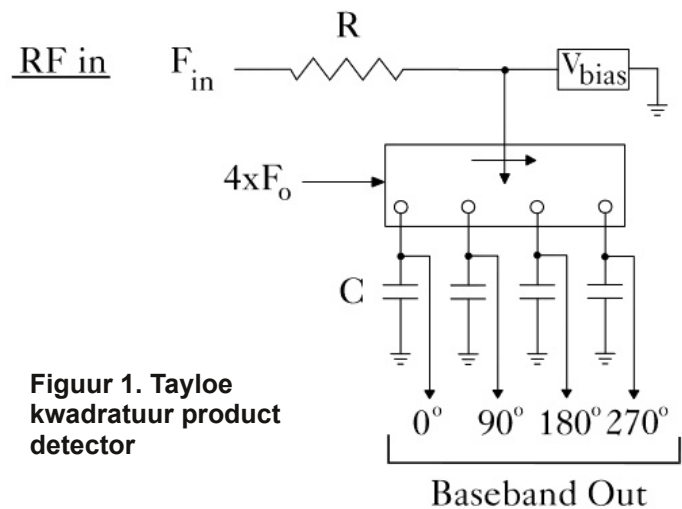
Direct Conversion ontvangers zijn bij zelfbouwers populair vanwege hun eenvoud. Het enige wat je hoeft te doen is het antennesignaal mengen met de lokale oscillator en je hebt meteen laagfrequent. Maar elk voordeel heeft zijn nadeel zoals een Amsterdamse wijsgeer ooit al eens zei, en dat is bij DC ontvangers niet anders. Het bekendste nadeel is misschien wel dat er bij de detectie geen onderscheid gemaakt wordt tussen de twee zijbanden. Voorbeeld: er zit een station op 3510 kHz. Mijn oscillator draait op 3509 kHz. Ik krijg een keurig CW toontje van 1 kHz. Maar nou gaat er op 3508 kHz ook een station zitten. In mijn FT857 zit een 300 Hz Inrad CW filter dus daar zou ik geen last van hebben. Maar in een Direct Conversion ontvanger mengt 3508 kHz en 3509 kHz óók naar 1 kHz! Ik hoor de stations dus door elkaar, zonder onderscheid te kunnen maken tussen de twee.

De Tayloe Kwadratuur Product Detector heeft vier unieke eigenschappen:

- Minder dan 1 db of conversieverlies
- "Gratis" tracking bandpass selectiviteit ($Q = 3.500$ bij 7 MHz), met een door de gebruiker definieerbare bandbreedte
- Een hoog 3e orde interceptpunt (+30 dbm).
- Een uitermate compact en eenvoudig ontwerp vergeleken met andere middenfrequentloze I-Q kwadratuur detectors.

De bovengrens van wat de productdetector qua frequentie nog aankan wordt bepaald door de mate waarin een FET voor slechts een kwart periode van het inkomende HF signaal ingeschakeld kan worden. De hoogst bruikbare frequentie dat dit type detector aankan is minimaal 10 GHz.

De bijbehorende I-Q kwadratuur upconverter is extreem simpel en zorgt voor omzetting van baseband kwadratuur signalen naar HF met verwaarloosbaar conversieverlies.



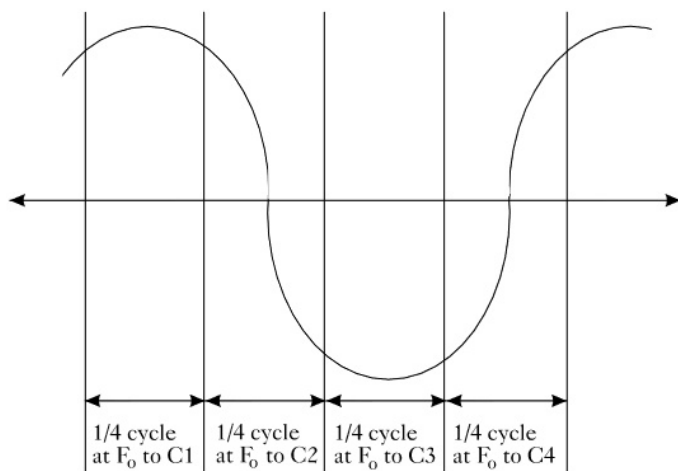
Figuur 1. Tayloe kwadratuur product detector

De basisproductdetector wordt getoond in figuur 1. Merk op dat de detector uiterst eenvoudig van ontwerp is. Het binnenkomende HF-signaal wordt via een gemeenschappelijke weerstand, R en een commuterende HF-multiplexer, naar een van de vier detectiecondensatoren C geleid. Deze 1-uit-vier multiplexer wordt aangestuurd met een snelheid van vier keer de gewenste detectiefrequentie. De $4x$ hogere frequentie zorgt ervoor dat elke condensator een kwart cyclus van de HF ingang op de gewenste detectiefrequentie ziet.

Mixers produceren over het algemeen som- en verschilfrequenties. In middenfrequentloze toepassingen wordt de verschilfrequentie gebruikt, terwijl de som wordt weggegooid. Daarom is het conversieverlies met een ideale mixer minimaal 3 dB, met een typisch conversieverlies van 4-6 dB in de praktijk.

Daarentegen is dit ontwerp geen mixer, maar kan het het best worden omschreven als een "schakelende integrator", die alleen een verschilfrequentie produceert. De ingang R en een bepaalde detectie C werken samen als een integrator, die het signaal over het kwartcyclusmonster naar de detectiecondensator middelen. Figuur 2 toont een sinusgolf die toevallig dezelfde frequentie heeft als waarop de detector is afgestemd, en met de fase-uitlijning

die een maximale positieve spanning op de eerste condensator zal produceren, nul volt op de tweede en vierde condensator, en een maximum negatieve spanning op de derde condensator.



Figuur 2. Eén sinusperiode op bemonsteringsfrequentie F_0

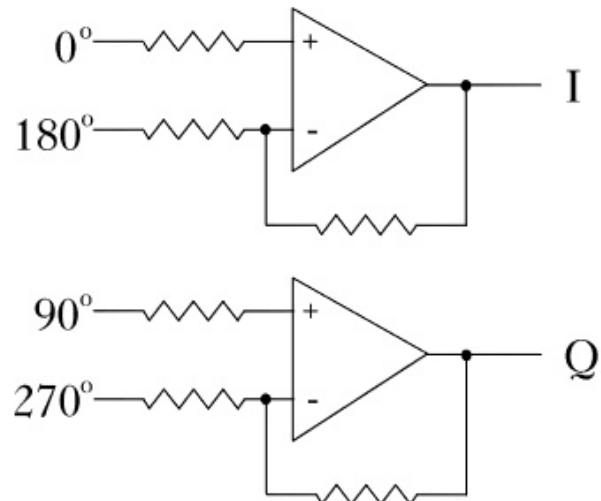
Het uitvoeren van een integratie over de top kwartcyclus van deze sinusgolf laat zien dat de maximaal gedetecteerde spanning ongeveer 0,9002 keer de topspanning van de sinusgolf zal zijn. Het detectieverlies is dus ongeveer 0,9 dB.

Als de frequentie van het inkomende signaal enigszins wordt verschoven tot naast de detectiefrequentie, zullen de resulterende spanningen op de detectiecondensatoren niet langer een vaste waarde hebben, maar met de tijd verlopen, waarbij de verschilfrequentie tussen het inkomende signaal en de detectiefrequentie wordt gevolgd.

Kortom, de eerste condensator wordt een basisbandproductdetector die bemonstert op 0 graden, terwijl de andere detectiecondensatoren respectievelijk op 90, 180 en 270 graden detecteren.

De 180 en 270 graden uitgangen bevatten informatie die redundant is met respectievelijk de 0 en 90 graden uitgangen. Daarom kunnen de uitgangen van 0 en 180 graden in een verschilversterker worden opgeteld om zo een enkel samengesteld in-fase ("I") signaal te produceren en 90 en 270 kunnen eveneens worden gecombineerd om een kwadratuur ("Q")

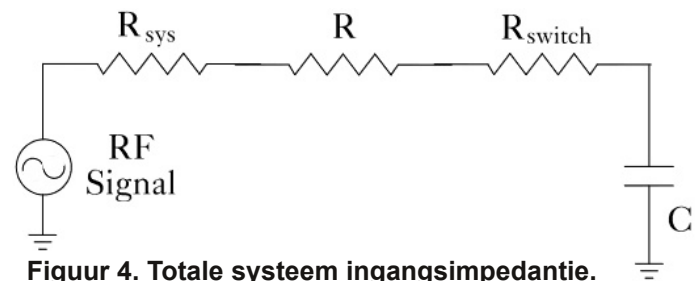
signaal te vormen. Zie figuur 3. Deze verschilversterking kan worden uitgevoerd met behulp van ruisarme op-amps of instrumentatieversterkers.



Figuur 3. Het gebruik van op-amps om de I en Q signalen uit de vier fasen kwadratuursignalen te halen.

De Detectiebandbreedte

De detector heeft een kantelfrequentie die kan worden ingesteld door R en C correct te selecteren. Samen werken R en C als een laagdoorlaatfilter in de basisband. Bij het berekenen van de kantelfrequentie moet echter rekening worden gehouden met alle componenten van de serieweerstand. Zie figuur 4. Merk op dat de totale serieweerstand niet alleen de filteringang R is, maar ook bestaat uit de systeemingangsimpedantie R_{sys} en de schakelweerstand R_{switch} .



Figuur 4. Totale systeem ingangsimpedantie.

Aangezien elke detector condensator slechts voor een kwart van de tijd de input ziet, is de effectieve weerstand die in de berekening van het laagdoorlaatfilter gebruikt wordt, gelijk aan: 4 maal ($R_{sys} + R + R_{switch}$).

Stel dat een detectiebandbreedte van 1 kHz gewenst is voor een 7 MHz-ontvanger. Als R_{sys}

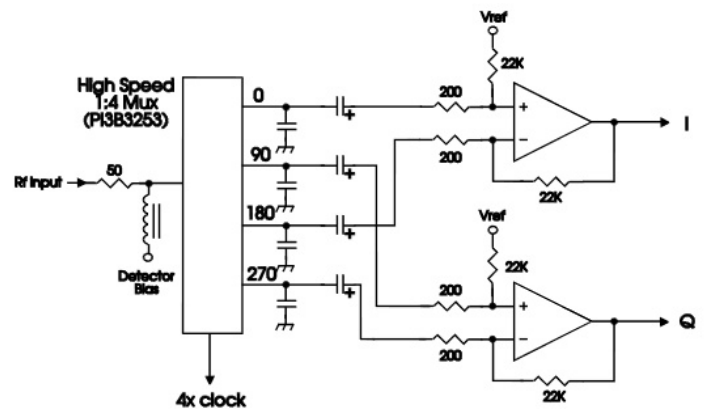
50Ω is, en zowel R als R_{switch} wordt verondersteld nul te zijn, levert een detectie C van $1,33\ \mu\text{F}$ een $3\ \text{dB}$ laagdoorlaatfilterbandbreedte van $1\ \text{kHz}$ op. Merk op dat de werkelijke detectiebandbreedte $2\ \text{kHz}$ zal zijn, aangezien de laagdoorlaat flank van het filter zich naar beide zijden van de centrale detectiefrequentie zal uitstrekken. De keuze voor $1,33\ \mu\text{F}$ zorgt er echter voor dat de kantelpunten $3\ \text{dB}$ lager zijn, dus de daadwerkelijke selectie van C zal afhangen van de mogelijke afweging van de onderdrukking van het aangrenzende kanaal en het afvallen van het gewenste signaal bij de kantelpunten.

Merk op dat de detectiebandbreedte de frequentie volgt waarop de detector is ingesteld. Ook al wordt het kantelpunt slechts gerealiseerd met een enkele RC-pool in de basisband, een tracking bandbreedte van $2\ \text{kHz}$ bij $7\ \text{MHz}$ komt overeen met een eenpolige afgestemde Q van 3500 . Bij $28\ \text{MHz}$ levert dezelfde volgbandbreedte van $2\ \text{kHz}$ een Q op van 14.000 .

Een ontvanger is typisch ontworpen om één signaal te selecteren uit een aantal signalen verspreid over een gewenst frequentiespectrum. Om ervoor te zorgen dat de detector en de daaropvolgende trappen bescherming bieden tegen ongewenste signalen buiten de band, wordt banddoorlaatfiltering vaak gebruikt als de eerste trap in het front-end van een ontvanger. Dit banddoorlaatfiltering is normaal gesproken vast afgestemd en biedt als zodanig geen bescherming binnen de band tegen andere signalen binnen de gewenste frequentieband. De selectiviteit die deze detector biedt, is daarentegen gecentreerd rond de detectiefrequentie. Als zodanig is de selectiviteit die de detector biedt superieur aan die van een bandbrede banddoorlaatfiltering, wat een zekere marge van "vrije" selectiviteit biedt tegen zowel aangrenzende kanalen als signalen buiten de band.

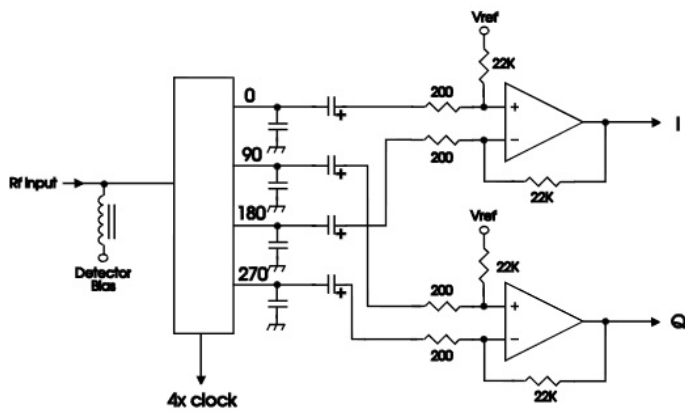
In sommige gevallen kan deze ingebouwde selectiviteit de behoefte aan front-end bandpassfiltering van de ontvanger aanzienlijk

verminderen of zelfs overbodig maken, inclusief het bijbehorende extra filterverlies. Er is echter minimaal laagdoorlaatfiltering vereist om de mixer te beschermen tegen het detecteren van harmonischen van de gewenste frequentie, met name de tweede ($-40\ \text{dB}$ onderdrukking) en oneven harmonischen. Dit laagdoorlaatfilter is meestal toch al nodig om harmonischen van de bijbehorende zender te elimineren en heeft normaal gesproken minimaal doorlaatverlies op de zendfrequentie. Door de zender en ontvanger hetzelfde laagdoorlaatfilter te laten gebruiken, kunnen zowel de totale systeemkosten als het filterverlies aan de voorkant van de ontvanger worden geminimaliseerd.

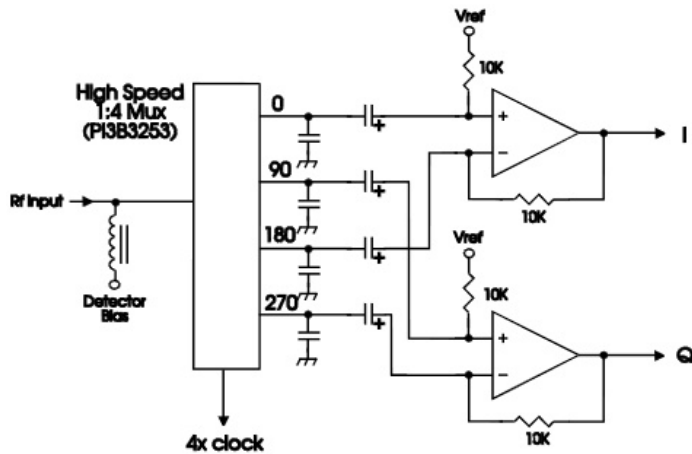


Het bovenstaande schema vertegenwoordigt de eerste evolutie van de Tayloe-detector die is aangesloten op een operationele versterker van een post-detectorvoorversterker. Merk op dat de voorversterker AC gekoppeld is aan de detector. Gezien het feit dat weerstanden ongewenste ruis genereren, waardoor de ultieme gevoeligheid van de ontvanger afneemt, heeft het ontwerp verschillende evolutionaire stappen doorlopen om de afhankelijkheid van weerstanden in het kritieke pad van de antenne naar de differentiële ingangen van de voorversterker te verminderen.

In de volgende stap (zie schema links boven op de volgende bladzijde) is de ingangsweerstand van 50Ω geëlimineerd. De detectiebandbreedte is nu dus voornamelijk een functie van de weerstand van hetingangssysteem, hier aangenomen op 50Ω . De eliminatie van deze weerstand heeft zowel het verlies verminderd als het ingangsruisniveau verlaagd.

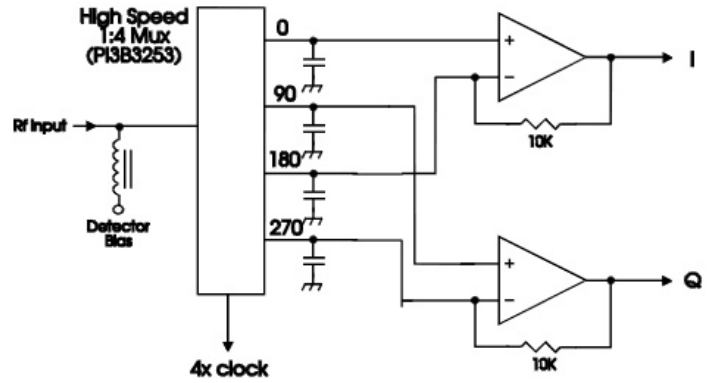


De versie hieronder is nog een stap verder gegaan en heeft de ingangsweerstanden van de operationele versterkers geëlimineerd. De ingangsweerstanden worden vervangen door de systeemweerstand zoals te zien is aan de kant van de condensatoren van de detector. Voor een 50 ohm systeem is dit nominaal 200 ohm. Een resultaat van het elimineren van de ingangsweerstanden is dat de versterking van de voorversterkers is verdubbeld, dus de terugkoppelweerstand zijn verminderd om dit te compenseren.



Deze configuratie is bijna ideaal, maar de weerstanden die worden gebruikt om de niet-inverterende ingangen in te stellen, staan parallel aan de 200Ω van de effectieve systeemweerstand van de detectorcondensator als een 200Ω ruisbron. De ruis van zelfs een 200Ω weerstand is significant voor zeer geluidsarme toepassingen.

Rechts boven zie je de definitieve versie van de detector/voorversterker combinatie. Merk op dat de voorversterker zijn bias ontleent aan een directe verbinding met de detector. Merk op dat de detectorbias aan de ingangszijde van de



detector via de schakelaar verschijnt bij elk van de vier detectorcondensatoruitgangen.

Een dubbel gebalanceerde versie van de detector is ook mogelijk, zoals weergegeven in de afbeelding bovenaan de volgende bladzijde. Twee afzonderlijke detectoren worden aangestuurd met de ingangen 180 graden uit fase met behulp van een ingangstransformator. De twee detectoren gebruiken een gemeenschappelijke set van vier detectorcondensatoren. Aangezien de uitgangen van de twee detectoren 180 graden uit fase zijn, worden de detectorcondensatoren nu met twee tegelijk aangestuurd.

Ruis analyse van de detector

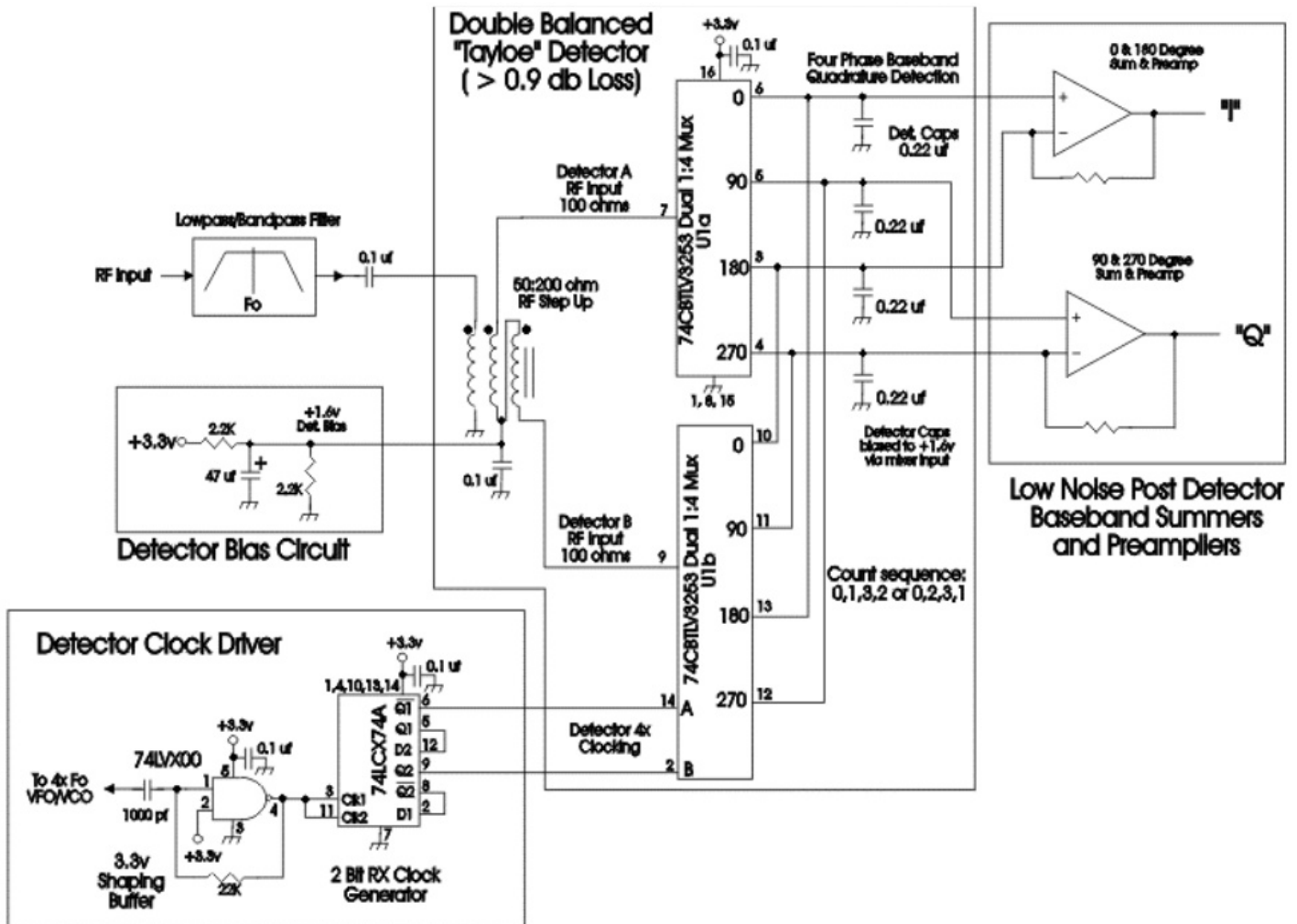
In de optimale configuratie zijn er geen weerstanden in het pad van de antenne helemaal naar de ingang van de voorversterker op-amp. De ruisbijdrage van de terugkoppelweerstand wordt normaal gesproken overstemd door de uitgangsruijs van de voorversterker, zolang deze voldoende versterking heeft.

De systeemruis aan de HF-ingang wordt uitgedrukt als:

$$-174 + 10\log(Bw) \text{ dBm of } 0.45 \text{ nV}/\sqrt{(Bw)}$$

waarbij Bw de bandbreedte van de ontvanger in Hz is. Bij elk van de vier ingangen naar de voorversterkers wordt de ruis die wordt gezien als de systeemruis verminderd met de 0,9x (ook 0,9 db) verlies van de detector.

Neem nu aan dat beide voorversterkers elk dezelfde versterking, G, en een ingebouwde ruis



N_p hebben. Aan de uitgang van elk van de voorversterkers is er één ruisterm voor de voorversterker en twee voor de systeemruis zoals gezien door elk van de twee ingangen. Voor een enkele voorversterkeruitgang is deze ruis:

$$\sqrt{((2 * 0.9 * 0.45)^2 + (N_p)^2) * G * \sqrt{(Bw)}}$$

Als de uitgangen van beide voorversterkers worden gebruikt om een enkel composietsignaal te produceren, is de composietruisterm:

$$\sqrt{((4 * 0.9 * 0.45)^2 + 2 * (N_p)^2) * G * \sqrt{(Bw)}}$$

Aan de andere kant zal de signaaluitgang voor een signaalingang S zijn:

$$0.9 * S * 4 * G$$

Zowel de signaal- als ruisvergelijkingen omvatten het verlies van 0,9 dB van de detector.

Met behulp van de bovenstaande vergelijkingen leert de praktijk dat de gevoeligheid wordt beperkt door het verlies van 0,9 dB van het detectieproces en de ruis van de eerste basisbandvoorversterker.

Tussen de ruisvergelijking en de signaalvergelijking kan het ingangssignaalniveau worden gevonden dat nodig is om een uitgangssignaal te produceren dat gelijk is aan de uitgangsrui:

$$0.9 * S * 4 * G = G * \sqrt{((4 * 0.9 * 0.45)^2 + 2 * (N_p)^2) * \sqrt{(Bw)}}$$

System Noise @ Bw=1000Hz	Preamplifier Noise (nV/SqrtHz)	Signal level for 3 db S+N/N
14.2 nV / -143.8 dbm	9	113 nV / -125.8 dbm
14.2 nV / -143.8 dbm	4	55.3 nV / -132.0 dbm
14.2 nV / -143.8 dbm	2	34.8 nV / -136.0 dbm
14.2 nV / -143.8 dbm	1	27.3 nV / -138.1 dbm
14.2 nV / -143.8 dbm	0.8	17.3 nV / -142.1 dbm

Of:

$$S = \frac{\sqrt{((4 * 0.9 * 0.45)^2 + 2 * (Np)^2) * \sqrt{Bw}}}{(0.9 * 4)}$$

Het is leerzaam om de ingangruis van het systeem te vergelijken met het signaalniveau dat nodig is om een S+N/N-verhouding van 3 dB te bereiken. Een dergelijke tabel is onderaan de vorige bladzijdeweergegeven voor een ontvanger met een bandbreedte van 1000 Hz.

De laatste regel toont het belang aan van een zeer lage ruis van de basisbandvoorversterker voor de algehele gevoeligheid van de ontvanger. De gevoeligheid van de ontvanger is nu een functie van de ruis van de op-amp in de voorversterker.

De huidige stand van de techniek in operationele versterkers met ultralage ruis heeft ruisniveaus in het bereik van 0,8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$. Dit wordt vertegenwoordigd door IC's als de Linear Technology LT1115. Merk op dat wanneer de detector is gekoppeld aan een ultra-low-noise apparaat zoals dit, het praktisch is om een ontvangststelsel te maken dat een signaal kan ontvangen met een 3 dB S+N/N dat slechts 1,7 dB boven de systeemruis ligt zonder het gebruik van een HF-voorversterker.

Bovendien maakt het feit dat deze basisbandvoorversterker zich achter de banddoorlaatkarakteristieken van de detector bevindt, deze aanzienlijk minder gevoelig is voor andere grote in-bandsignalen dan het typische ontvanger ontwerp dat een onbeschermde HF-versterker voor een breedbanddetector gebruikt.

Als fasering van de basisband wordt toegepast op de gedetecteerde signalen om enkel zijband ontvangst mogelijk te maken, kan de detector de detectiezijde omkeren (bovenste zijband vs. onderste zijband) door de draairichting van de analoge schakelaar om te keren. 0 graden wordt 270 graden, 90 wordt 180, 180 wordt 90 en 270 wordt 0 graden. Praktisch gesproken, als een twee-bits teller wordt gebruikt om de schakeluitgangen te selecteren, zal het

inverteren van deze bits de schakelvolgorde omkeren, en dus de gedetecteerde zijband.

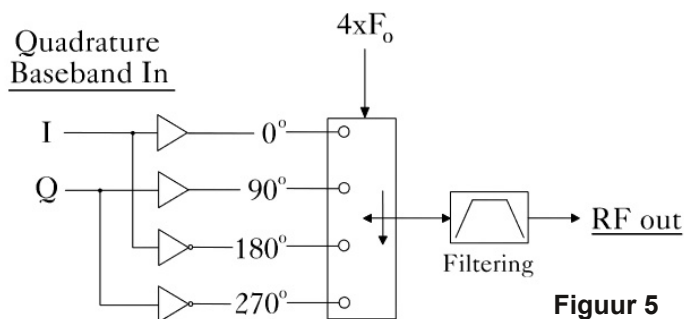
Deze detector is gebouwd en getest. Een dual-band 7 en 3,5 MHz 5W prototype transceiver werd gebouwd voor persoonlijk amateurradio-hobbygebruik. Het concept werkte goed. Met behulp van een TI 74CBT3253 (een dubbel 4:1-multiplexing memory busschakelaar) als de 1-uit-4 analoge mux voor de detector, werd een derde-orde-intercept van +30 dBm verkregen.

Hoewel de prototype-ontvanger 115 dB versterking had in de basisband, werden er geen problemen met feedback (oscilleren) ervaren. Dit is voornamelijk te wijten aan het feit dat de uitgang van de detector een vrij grote C naar aarde is. Dit zorgt ervoor dat dit meest feedbackgevoelige punt in het circuit een relatief lage impedantie heeft, waardoor de kans op ongewenste feedback kleiner wordt.

Met de vrije banddoorlaat-trackingselectiviteit ($Q=3500+$), 0,9 dB HF-naar-basisband-conversieverlies en een hoog dynamisch bereik van de detector (+30 dBm derde-orde-intercept), is het mogelijk om een zeer goed presterende, zeer ruisarme ontvanger te maken zonder het gebruik van een ruisarme HF-voorversterker of een banddoorlaatfilter, terwijl er minder onderdelen worden gebruikt en de kosten worden verlaagd.

Taylor upconverter

De kwadratuur-upconverter is in wezen de Taylor kwadratuurproductdetector die achterstevoren gebruikt wordt. Zie figuur 5. In zijn eenvoudigste vorm zijn noch de detectorcondensatoren noch de weerstand vereist. Kwadratuurbasisbandingangen (0, 90, 180 en 270 graden) worden, net als de detector, elk een kwart cyclus achter elkaar ingeschakeld op de gewenste HF-frequentie. Het resulterende HF-signaal heeft slechts weinig filtering (lowpass of bandpass) nodig om de kwadratuurdelen weer samen te voegen op de nieuwe frequentie.



Figuur 5

Met uitzondering van de schakelaar- en filterverliezen, is het upconversieproces zelf in wezen verliesloos. De verliezen in de schakelaar en het filter kunnen worden geminimaliseerd.

De kwadratuur-upconverter heeft als ingang alle vier de basisbandfasen nodig. Hoge snelheid inverterende op-amps of eenvoudige differentiële drivers maken het echter gemakkelijk om 180 en 270 graden signalen te creëren van de normale 0 graden "I" en 90 graden "Q" signalen, zoals hierboven weergegeven in figuur 5.

Sindsdien heb ik ontdekt dat deze upconverter niet nieuw is en is gebruikt met andere vierfasige 90 graden-netwerken om SSB-signalen te produceren. IC's zoals de 74CBT3253 zouden het mogelijk moeten maken tot 100 mw SSB HF-energie rechtstreeks te genereren uit in fase verschoven audio-uitgangen, zonder gebruik te maken van HF-versterking.

Ook de quadrature upconverter werd gebouwd en getest. Om dit idee te testen werd een "soort superhet" gebouwd. Een Tayloe-productdetector werd gebruikt om een HF-sigitaal om te zetten in een vierfasig kwadratuurbasisbandsigitaal om een signaalbron te verschaffen voor de kwadratuur-upconverter. Deze basisband-signalen werden door de kwadratuur-upconverter geleid naar een MF-frequentie waar het naar boven geconverteerde sigitaal werd gefilterd, versterkt, teruggebracht naar audio en versterkt naar luidsprekerniveau.

Het lage verlies van 1 dB van de Tayloe

kwadratuurproductdetector, gecombineerd met het bijna verliesvrije opwaartse conversieproces van de kwadratuur-opconverter, maakte de constructie mogelijk van een ultralage ruis, superhet-achtige ontvanger, zonder de gebruikelijke MF-spiegels of mixer overblijfselen.

Ondanks het testen van de kwadratuur-upconverter in een ontvangeromgeving, is de upconverter ideaal als zender metgezel voor de ontvanger-kwadratuurproductdetector.

Het kan wenselijk zijn om de condensatoren op de kwadratuur-upconverter-ingangen te houden voor upconversiedoeleinden van een zender met een hoger vermogen. De schakelaars zullen extreem korte HF-kwartcyclus-"bursts" van het sigitaal moeten faciliteren die van de basisband naar de HF-kant van de switch moeten worden overgedragen. Een condensator helpt bij het opslaan van energie voor deze bursts, waardoor de basisbanddrivers een gemiddeld hoog uitgangsvermogen van het sigitaal kunnen leveren.

Net als bij de productdetector, wordt de frequentie fase van de uitgang omgekeerd als de converteringangen achterstevoren worden gebruikt. Dit kan worden gebruikt om selectief signalen voor de bovenste zijband of de onderste zijband te genereren uit één basisbandkwadratuursigitaal. Evenzo kan in ontvanger-toepassingen zoals hierboven beschreven, het MF-filter worden omgeschakeld van het detecteren van de bovenste zijband naar de onderste zijband door eenvoudig de draairichting van de elektronische schakelaars om te keren in ofwel de kwadratuur-upconverter of in de kwadratuurproductdetector.

Dit type kwadratuurdetector wordt o.a. toegepast in de QCX transceiver van QRP-labs. Het grote voordeel van deze detector ten opzichte van de meer gebruikelijke Direct Conversion ontvangers is dat je niet de stations boven en onder je carrier frequentie door elkaar hoort. Het is het experimenteren met deze techniek meer dan waard.

PA3CNO's Blog

Oudere hobbyisten herinneren zich vast nog wel het "Lek van Elektuur". Dat kwam erop neer dat je altijd één of twee afleveringen van het blad af moest wachten voordat je met nabouwen van een schakeling begon, zodat je alle correcties op het initiële artikel mee kon nemen bij de bouw. Daar hebben we in de RAZZies doorgaans niet zoveel last van, maar deze keer heb ik toch twee omissies die ik met jullie wil delen.

Om te beginnen voor diegenen die ooit de onweerdetector versie 3 hebben gebouwd (met ESP32). In de code staat een regel waarmee de tijd opgehaald werd:

```
http.begin("http://divs.rjdekok.nl/getTime.php");
```

Maar die server antwoordt niet meer op poort 80.

De tijdservice is overgenomen door onze eigen

website:

```
http.begin("http://onweer.pi4raz.nl/getTime.php");
```

Even aanpassen dus.

Dan nog de sourcecode voor het weerstation. Ik dacht dat ik alle bestanden geplaatst had, maar Gert PE0MGB wees mij erop dat er twee bestanden missen: het bestand [User Setup Select.h](#) moet in de root van de TFT_eSPI-master directory. Bij mij:

```
.../Arduino/libraries/TFT_eSPI-master
```

Dit bestand bestaat al en kan je overschrijven. In die map zit nog een directory met de naam User_Setups. In die map plaats je het [Setup1_IL9341.h](#) bestand. Dan zou het moeten werken en de compiler geen fouten meer geven.

Dan de condities. Kijk hier eens naar:

iPad		13:03		51%	
11:03 UTC					
G4TUK	CQ:14 ITU:27	50102.0	CQ:36 ITU:47	TT8SN	
11:02	jk72mc te jo02lp Tnx Nick cw				
DF8AN-@	CQ:14 ITU:28	50313.0	CQ:20 ITU:39	TA1BM	
11:02					
F4BVK	CQ:14 ITU:27	28074.0	CQ:14 ITU:27	PD2ARI	
11:02	FT8 JN14gf - JO22qe				
N2YET	CQ:3,4,5 ITU:6,7,8	50314.5	CQ:14 ITU:28	DL6ZG	
11:02	JO21 FM29				
EA3AQJ	CQ:14 ITU:37	70154.0	CQ:14 ITU:28	DL1KDA	
11:02	JN11BI ES JO30 R+03TNXQSO				
OZ8Y	CQ:14 ITU:18	28420.0	CQ:14 ITU:28	DK1ZX/P	
11:02					
G8BCG	CQ:14 ITU:27	50323.0	CQ:29,30 ITU:55,58,59	VK8AW	
11:01	-4 banging in				
K1HTV	CQ:3,4,5 ITU:6,7,8	50313.0	CQ:14 ITU:27	ON4IA	
11:01	JN21 ES FM18ap				
IT9XDJ	CQ:15,33 ITU:28,37	50313.0	CQ:23 ITU:32,33	JT1CO	
11:01	FT8 -5 dB 1398 Hz				
JF1KKV	CQ:25 ITU:45	21140.0	CQ:15 ITU:28	IS0KNG	
11:01	ft4 cq +1500hz -01db ,.				



Zomaar een dag in juni (de 8e, om precies te zijn). Je kunt wel zien dat we midden in het Es seizoen zitten en dat er op VHF veel te beleven is: er is zelfs sprake van Trans Equatoriale Propagatie (TEP), te zien aan de verbinding tussen G8BCG en VK8AW (Australië). Wat ook te zien is, dat veel verbindingen in FT8 gemaakt worden, maar dat er gelukkig ook nog echte QSO's gemaakt worden in CW en SSB. Het leuke van Es verbindingen is dat je er niet veel vermogen voor nodig hebt. Toen ik nog gebruik maakte van mijn 70MHz transverter, die over een vermogen van maximaal 30W beschikt, kon ik met een simpel zelfbouw open dipool heel Europa werken. Als het pad open is, heb je echt niet veel vermogen nodig. In tegenstelling tot op HF werken "conditieverbeters" (lineairs) nauwelijks tot niet om stations te werken die op het cluster verschijnen. Als het pad in een bepaalde richting niet open is, helpt meer vermogen gewoon niet. Sterker nog, het kan zomaar zijn dat een station uit Engeland op een bepaalde frequentie een verbinding maakt met Spanje, en dat jij vanuit Nederland op diezelfde frequentie een verbinding maakt met een station uit Italië, zonder dat je elkaar stoort of hoort. Propagatie op VHF is een bijzonder verschijnsel. Maak er gebruik van nu het seizoen in volle gang is. Hou het cluster in de gaten, want net zo snel als de openingen

verschijnen zijn ze ook weer weg. Oh ja, wellicht ten overvloede: gebruik het cluster waar het voor is: om bijzondere verbindingen te melden en dat is niet je buurman 2 dorpen verderop op 40m. Het cluster is niet je logboek, dat schijnen veel (nieuwe?) amateurs nog steeds niet te begrijpen gezien het aantal malen dat totaal oninteressante informatie wordt geplaatst.

Wat ook een enorme bron van informatie is voor wat betreft de propagatie, zijn bakens. Kijk daarvoor eens op de [6m bakenlijst](#) of - voor 4m - op de [4m bakenlijst](#). Het monitoren van bakens is een goede manier om een idee te krijgen van de propagatie in een bepaalde richting.

Verder liggen de experimenten op dit moment even stil dus daar is niet veel over te melden. De temperatuur en de lengte van de dagen zijn er niet naar HI. Voorlopig ga ik weer zo af en toe de natuur in met de K1 om portable verbindingen te maken. Dat blijft toch de leukste sport. En misschien neem ik de Paraset wel een keer mee. Die is ook leuk voor veldwerk. Voor iedereen wiens vlucht niet geannuleerd is: een prettige vakantie, en stuur eens wat foto's (en verhalen) van je vakantieopstelling. Ik ben benieuwd hoe andere amateurs de hobby bedrijven in de vakantie. Opsturen kan naar razzies@pi4raz.nl.



Afdelingsnieuws

Over het afdelingsnieuws kunnen we kort zijn: voorlopig zijn we met zomerreces. In de maanden juli en augustus zijn er geen bijeenkomsten. De eerstvolgende bijeenkomst is pas op 14 september (later kan een 2e woensdag ook echt niet vallen). Een van de eerste acties die we moeten doen is het repareren van de antenne op het clubhuis. Die heeft de tand des tijds niet overleefd en is

momenteel onbruikbaar. De zomerperiode kunnen we mooi gebruiken om eens te kijken of we de oude antenne weer in ere herstellen of dat we iets anders op het clubhuis gaan klussen. Dan kunnen we komende winter tenminste weer verbindingen maken of gewoon ontvangers aansluiten om b.v. demonstraties te geven. Want helemaal geen antenne op een clubhuis van radioamateurs kan natuurlijk niet...