

RAZZies

Maandblad van de
Radio Amateurs
Zoetermeer



Maart 2021

Met in dit nummer:

- Paraset Power Supplies (B)
- Opa Vonk: Grondgolf
- Full Duplex intercom
- 20m QRP CW transceiver
- 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

Mooie omslagfoto hè, deze maand. Deze keer zelf gemaakt, van de Noordhovensse plas hier in Zoetermeer. De week daarna was men aan het kanoën en suppen op diezelfde plas, maar wat was dat genieten. Een pak sneeuw en een dichtgevroren plas. De laatste keer dat we op deze plas konden schaatsen, was 9 jaar geleden. Het was voor een hoop mensen de aanleiding om naar buiten te gaan. Gelukkig hoefden wij niet ver, want voor ons is het aan het eind van de straat, maar in de wijde omgeving was niet meer te parkeren. De hobby heeft die dagen dan ook even stilgelegd, want zo vaak krijg je de kans niet om weer eens op het ijs te staan. Na het ontdooien was

het meteen zo'n beetje lente, en ook van die dagen hebben we nog goed gebruik gemaakt. Vroeg op pad gaan was daarbij het devies, want we waren niet de enigen die dat idee hadden. Creatieve horecaondernemers hadden ruim voorzien in gelegenheden om eten af te halen, zodat het weer een beetje leek op "vroeger". Maar ja, de deadline voor de RAZzies naderde en ik had mijn artikel nog niet af. Daarvoor moest ik nog wat testen doen met een regelbare voeding die ik niet had. Ik voel een nieuw project aankomen, want natuurlijk bouw je zoiets zelf nietwaar. Gelukkig kon ik er even een lenen en is mijn verhaal op tijd afgekomen. En die regelbare voeding? Daar ga ik me eens op oriënteren. Dat wordt vast wel weer een mooi project...

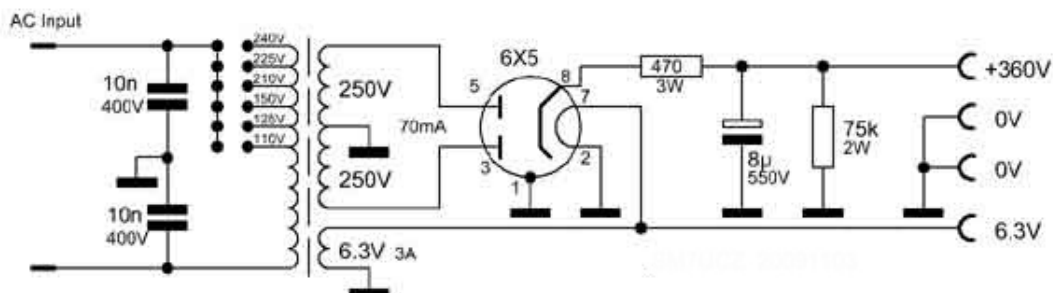
Paraset Voedingen

Een van de uitdagingen bij het bouwen van mijn Paraset was de voeding. Dat is toch wel een van de eerste apparaten die je nodig hebt als je de werking van de Paraset wil testen. Nou was de originele Paraset voeding niet echt ingewikkeld, zie het schema hieronder. Wat wél ingewikkeld is, is

Paraset Power Supplies

One of the challenges in building my Paraset was the power supply. That is one of the first devices you need if you want to test the operation of the Paraset. Well, the original Paraset power supply was not really complicated, see the diagram below. What is complicated is to find a suitable transformer for the

Paraset AC Power Supply



om een geschikte transformator te vinden. Dan ben je toch echt wel afhankelijk van beurzen of vlooienmarkten, want als je al zo'n transformator nieuw vindt, is deze niet de betalen. Maar ja, Corona, dus geen beurzen of vlooienmarkten. Al zoekende op eBay vond ik een transformator die als vervanging gebruikt wordt in een Marantz M7 buizenversterker. Mijn exemplaar zou secundaire wikkelingen hebben voor 250-0-250V, 6,3V 1A en 3.15-0-3.15V 3A. Precies wat ik zocht. Ik bestelde er een en bij binnenkomst kreeg ik een metalen zwarte doos met een hoop gekleurde draden (zie foto).

Gelukkig waren de kleuren wel aangegeven aan de onderzijde van de transformator, maar in het Chinees... Na een vraag om hulp in onze RAZ Whatsapp groep kreeg ik gelukkig een vertaallijst toegestuurd, zie de onderste foto. Daarmee was duidelijk welke draad welke spanning voerde. Omdat ik nog geen 6X5 buis had (Mans PA2HGJ zou er een voor me meenemen op een clubavond, maar ja, Corona) gebruikte ik voorlopig twee 1N4007 dioden. Die kunnen 1A stroom voeren en verdragen 1000V in sperrichting. In plaats van 470Ω had ik een vermogensweerstand van 390Ω en voor de bleeder had ik 150kΩ. De afvlakcondensator werd een historisch 25μF exemplaar uit een oude radio.

power supply. Then you are really dependent on radio fairs or flea markets, because if you are able to find such a transformer in brand new condition, it is unaffordable. But alas, Covid-19, so no radio fairs or flea markets are held nowadays. While searching on eBay I found a transformer that serves as a replacement trans-

former in a Marantz M7 tube amplifier. The transformer I found had secondary windings for 250-0-250V, 6.3V 1A and 3.15-0-3.15V 3A. Just what I was looking for. I ordered one and when it arrived it looked like a metal black box with a bunch of colored wires (see photo).

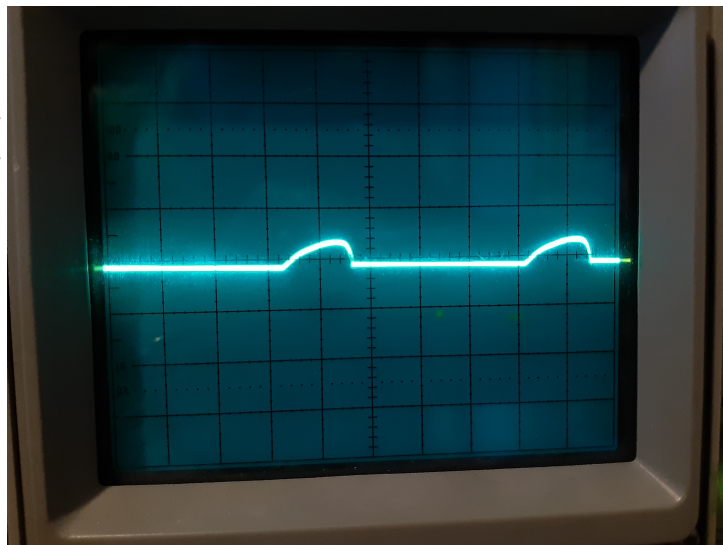
Fortunately, the colors were indicated on the bottom of the transformer, but in Chinese... After a request for help in our PI4RAZ Whatsapp group, I was fortunate to receive a translation list, see the picture below. This made clear which wire supplied which voltage. Since I didn't have a 6X5 tube yet (Mans PA2HGJ would take one for me on a club meeting, but once again, Covid-19) I used two 1N4007 diodes for the time being. They can carry 1A current and endure 1000V in reverse direction. Instead of 470Ω, I had a power resistor of 390Ω in my junkbox and for the bleeder I used a 150kΩ resistor. For the filter capacitor I used a vintage 25μF specimen from an old tube radio.



Woordenschat :: Kleuren			
Zwart	黑色	▶	Blauw
			蓝色
Bruin	棕色	▶	Groen
			绿色
Oranje	橘红色	▶	Paars
			紫色
Rood	红色	▶	Wit
			白色
Geel	黄色	▶	Grijs
			灰色
Goud	金色	▶	Zilver
			银色

Ik sloot de voeding aan op de Paraset en deed wat metingen. Onbelast stond er 344V over de afvlakcondensator. Dat verbaasde me niet: ik vond de beloofde 360V met een 250VAC wikkeling al wat optimistisch. Immers, 250V maal $\sqrt{2}$ is 353,5V en daar moet de doorlaatspanning van de diode nog van afgetrokken worden. Er loopt al wat stroom vanwege de bleeder dus die 344V verraste me niet. Het inschakelen van de ontvanger deed dat wel. De spanning over de condensator zakte naar 326V, een spanningsval van 18V. Ik rekende snel even de stroom uit en 18V gedeeld door 390Ω is ruim 46mA. Dat is krankzinnig veel voor de ontvanger. Bij zenden was de situatie nog extremer: de spanning over de condensator zakte naar 290V en dat is 54V minder dan de onbelaste spanning. Dat zou betekenen dat er bij zenden een stroom loopt van 54V gedeeld door 390Ω en dat is 138mA! Dat is een vermogen van ongeveer 40W en dat kan niet. Ik doe iets fout. Ik verdacht eerst de transformator, dus checkte ik de spanning op de 250V wikkeling. Onbelast 255VAC, bij ontvangst 254VAC en bij zenden 250VAC. Dat verklaart dus niet de spanningsval over de afvlakcondensator. Tijd om eens met een oscilloscoop te gaan kijken wat er nou precies gebeurt.

Ik sloot de scoop aan direct achter de diodes en niet op de afvlakcondensator. Dan zie je beter wat er gebeurt; op de afvlakcondensator is immers alles al afgevlakt - vandaar de naam. Op de foto hiernaast zie je de golfvorm in onbelaste toestand. De enige stroom die er loopt is door de bleeder en dat veroorzaakt de hobbels. Je ziet dat de spanning vrijwel constant is (de lijn tussen twee hobbels is nagenoeg horizontaal). De horizontale verdeling is 2ms/div en vertikaal 10V/div.



I connected the power supply to the Paraset and took some measurements. With no load, there was 344V across the capacitor. That didn't surprise me: I already thought the promised 360V with a 250VAC winding was a bit optimistic. After all, 250V times $\sqrt{2}$ is 353.5V and the forward voltage of the diode has yet to be subtracted from that. There is already flowing some current due to the bleeder so that 344V did not surprise me. Switching on the receiver did surprise me though. The voltage across the capacitor dropped to 326V, a voltage drop of 18V. I quickly calculated the current had to be 18V divided by 390Ω and that is more than 46mA. That's an insane amount for the receiver. When transmitting, the situation was even more extreme: the voltage across the filter capacitor dropped to 290V, which is 54V less than the no-load voltage. That would mean that when transmitting the current has to be 54V divided by 390Ω and that is 138mA! That represents a power of 40W and that is not possible. I'm doing something wrong. I suspected the transformer at first, so I checked the voltage on the 250V winding. No load 255VAC, when receiving 254VAC and when transmitting 250VAC. That does not explain the voltage drop across the capacitor. Time to use an oscilloscope to see what exactly is happening.

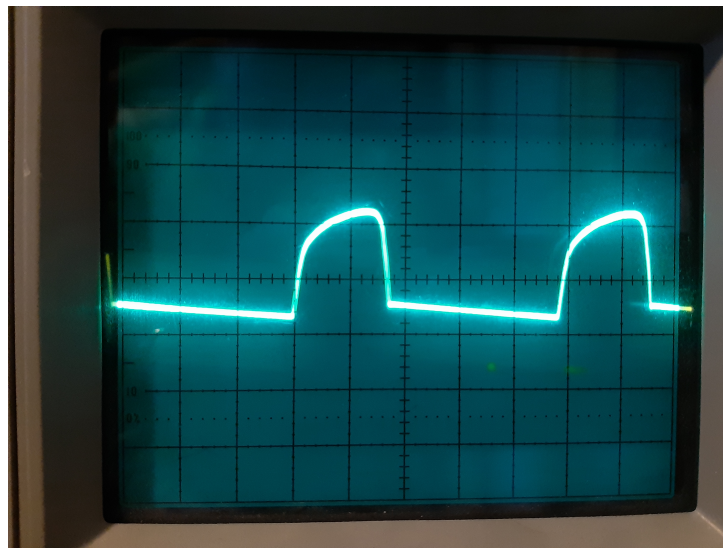
I connected the scope directly behind the diodes and not to the filter capacitor. Then you see better what is happening; After all, everything at the filter capacitor has already been filtered - hence the name. At the photo on the left you can see the waveform with no load. The only current flowing is through the bleeder and that is causing the bumps. You can see that the voltage is almost constant (the line between two bumps is almost horizontal). The horizontal division is 2ms/div and

Het bovenste plaatje is met de ontvanger ingeschakeld. De scope is AC gekoppeld, dus er is geen indicatie van de absolute spanning. Wat je wel ziet, is dat de spanning tussen twee perioden slechts 3V zakt in een tijd van ongeveer 6,4ms. Laten we daar de formule voor de stroom door een condensator op los, dan vinden we het volgende:

$$\begin{aligned} i &= C * \frac{dU}{dt} \\ &= 25E^{-6} * \frac{3}{0.0064} \\ &= 11.7mA \end{aligned}$$

Nou is de aflezing van het scope scherm nogal grof, maar desondanks komt de uitkomst aardig in de buurt van de 10mA die in het schema gesuggereerd wordt. Op de tweede foto zie je wat er gebeurt in de stand zenden. Daar daalt de spanning een volt of 6 in 5.2ms en dat betekent volgens dezelfde formule dat er ongeveer 29mA loopt. Dat is ca. 8,5W en dat klopt wel met de 3,5W dat eruit komt. Maar wat veel belangrijker is, is de hoogte van de laadpulsen. Die zijn

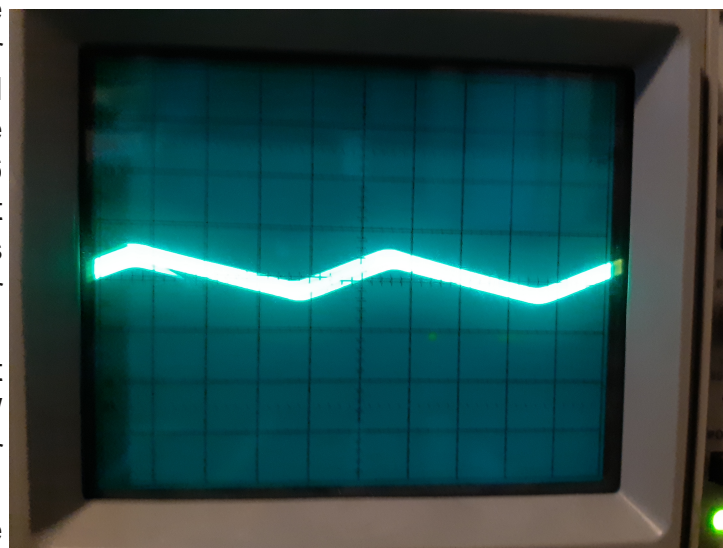
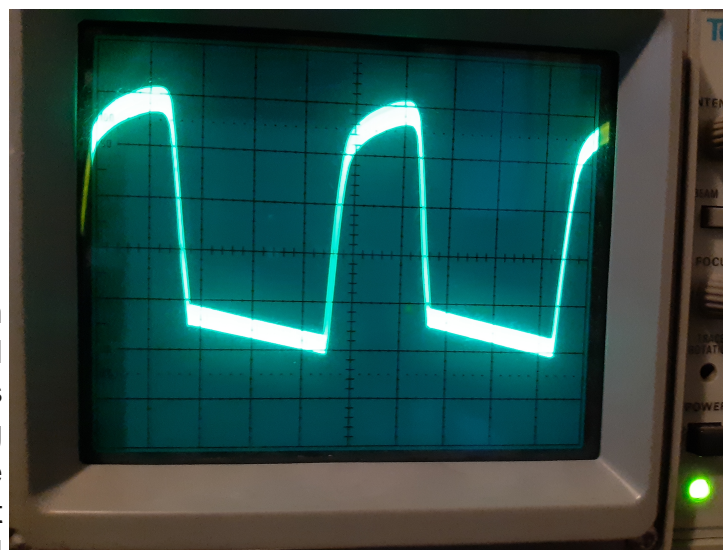
ongeveer 50Vtt en daarom zakt de spanning zo ver. Die 50V staat over de weerstand van 390Ω en dat veroorzaakt een stroom van 128mA. Die stroom moet zowel de zender voeden als de



vertical 10V/div.

The top picture is with the receiver switched on. The scope is AC coupled, so there is no indication of absolute voltage. What you can see is that the voltage between two periods only drops 3V in a time of about 6.4ms. If we solve the formula for the current through a capacitor, then we find the following:

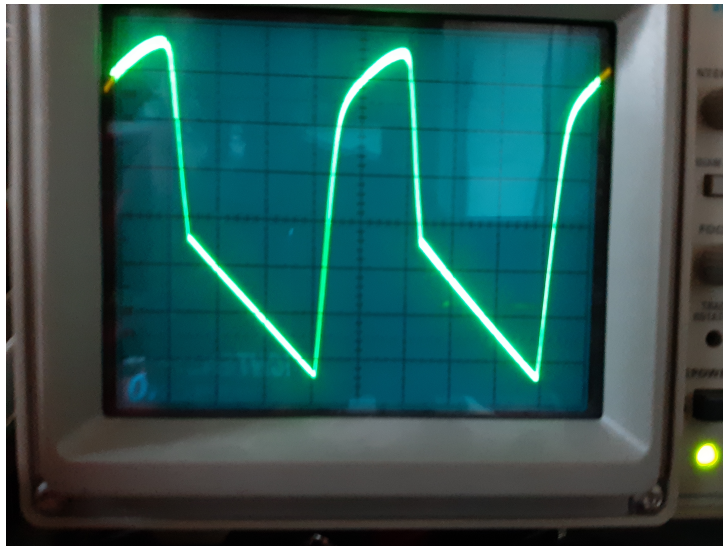
$$\begin{aligned} i &= C * \frac{dU}{dt} \\ &= 25E^{-6} * \frac{3}{0.0064} \\ &= 11.7mA \end{aligned}$$



The reading of the scope screen is rather coarse, but nevertheless the result is quite close to the 10mA suggested in the circuit diagram. In the second photo you can see what happens during transmit. In that case the voltage drops about 6 volts in 5.2ms and that means, according to the same formula, that the current is approximately 29mA. That is approximately 8.5W and that corresponds with the 3.5W that the transmitter puts out.

But what is more important is the height of the charging pulses. They are about 50Vpp and that is why the voltage drops so much. The 50V is across the resistor of 390Ω and that causes a current of

condensator laden en dat allemaal in ca. 4ms. En dat veroorzaakt de spanningsval. Tegenwoordig zet je achter de gelijkrichter meteen een condensator, en daardoor blijft de spanning veel hoger. Het gevolg daarvan is wel dat de laadstromen door de gelijkrichter veel hoger worden, en dat is



vermoedelijk de reden dat dat niet toegepast is bij de 6X5 gelijkrichter. Die mag namelijk maar een stroom voeren van 70mA continu met een piekstroom van 250mA.

De rimpel over de condensator valt mee, zoals op de laatste foto van de vorige bladzijde te zien is. Die is slechts 10Vtt tijdens zenden en minder dan de helft daarvan tijdens ontvangen. In de ontvanger hoor ik niets van de rimpel. Bij zenden merk je het wel: als ik mijn FT857 in mode AM zet hoor je de morsesignalen als 100Hz amplitude gemoduleerd signaal.

Bij de laatste bestelling bij Mouser zat ook een condensator van 8 μ F zoals in de originele Paraset voeding. Om te zien wat er zou gebeuren bij het toepassen van de originele condensator verving ik de 25 μ condensator door de 8 μ condensator. Het resultaat daarvan is te zien op de foto bovenaan deze bladzijde. De rimpel wordt een factor 3 hoger, wat uiteraard de verhouding is tussen de twee condensatoren en dus logisch te verklaren. Ondanks de grotere rimpel was dat in de ontvanger niet hoorbaar, alleen de amplitude modulatie wordt natuurlijk wat dieper en dus beter hoorbaar in AM. Ik kan me voorstellen dat deze zenders in de oorlog makkelijk uit te peilen waren, want ook in AM zijn de signalen eenvoudig te ontvangen.

Om de voeding zo origineel mogelijk te maken verving ik de 1N4007 diodes door een 6X5 gelijkrichtbuis. Ik wilde niet meer wachten tot

128mA. This current must both feed the transmitter and charge the capacitor, all in approximately 4ms. And that causes the voltage drop. Nowadays you put a capacitor immediately behind the rectifier, which keeps the voltage much higher. The consequence of that is that the

charging currents through the rectifier become much higher, and that is probably the reason that this is not used with the 6X5 rectifier. The 6X5 may only supply 70mA continuously with a peak current of 250mA.

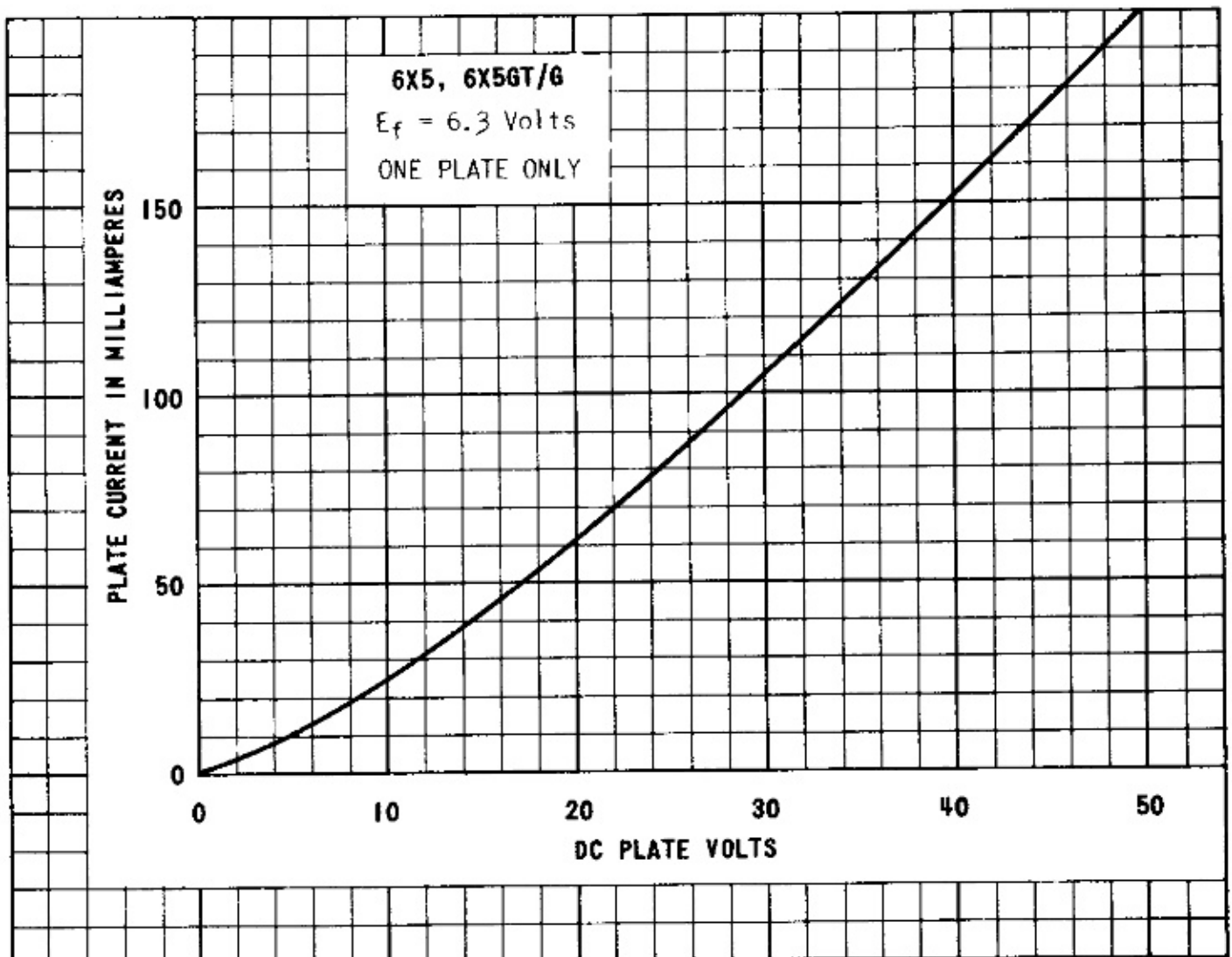
The ripple across the capacitor is not too bad, as can be seen on the last photo on the previous page. The ripple is only 10Vpp during transmit and less than half of that during receive. I hear no traces of the ripple during receive. When transmitting you do notice the ripple: when I put my FT857 in mode AM you hear the Morse signals as a 100Hz amplitude modulated signal.

The last order from Mouser also included an 8 μ F capacitor as used in the original Paraset power supply. To see what would happen when using the original capacitor, I replaced the 25 μ capacitor with the 8 μ capacitor. The result can be seen on the picture at the top of this page. The ripple increases by a factor of 3, which is of course the ratio between the two capacitors and hence explains the difference. Despite the larger ripple, this was not audible in the receiver, only the amplitude modulation is of course a bit deeper and therefore more audible in AM. I can imagine that these transmitters were easy located by direction finders during the war, because the signals can simply be received in mode AM.

To make the power supply as close to the original as possible I replaced the 1N4007

een clubavond en toen er via eBay een 6X5 te koop werd aangeboden in België waardoor de verzendkosten alleszins redelijk waren, liet ik die thuisbezorgen. De transformator had nog een wikkeling over (de groene draden) en die gebruikte ik om de gloeidraad van de 6X5 te voeden. Maar over de resultaten was ik niet echt enthousiast. Onbelast was de spanning nu 338V, in de stand Ontvangst 307V en bij Zenden zakte de spanning naar 252V en het uitgangsvermogen van de zender naar net 2,5W. Nou had ik wel wat meer spanningsval verwacht, want zoals je in onderstaande grafiek kunt zien loopt de spanning best wel op met de stroom. Bij de 138mA die ik berekend had tijdens de laadcyclus valt er zo'n beetje 37V over de buis, en uitgaande van de 290V die ik had bij gebruik van de dioden waar maar 0,7V over valt, kom je dan uit op 290-37 en dat is 253V. Dicht bij wat ik meet. Daarnaast wordt de buis ook behoorlijk

diodes with a 6X5 rectifier tube. I didn't want to wait until the next club gathering and when a 6X5 was offered for sale in Belgium via eBay, so the shipping costs were very reasonable, I had the tube delivered to my home. The transformer had one 6.3V winding left (the green wires) which I used to feed the filament of the 6X5. But I was not really enthusiastic about the results. Without load the voltage was now 338V, in the Receiving position 307V and during Transmit the voltage dropped to 252V and the output power of the transmitter dropped to just 2.5W. I did expect a bit more voltage drop with the tube, because as you can see in the graph below, the voltage drop considerably increases with the current. At the 138mA that I calculated flowing during the charging cycle, there is a voltage drop of about 37V across the tube, and based on the 290V using the diodes with a voltage drop of 0.7V, you get 290-37, which is 253V.



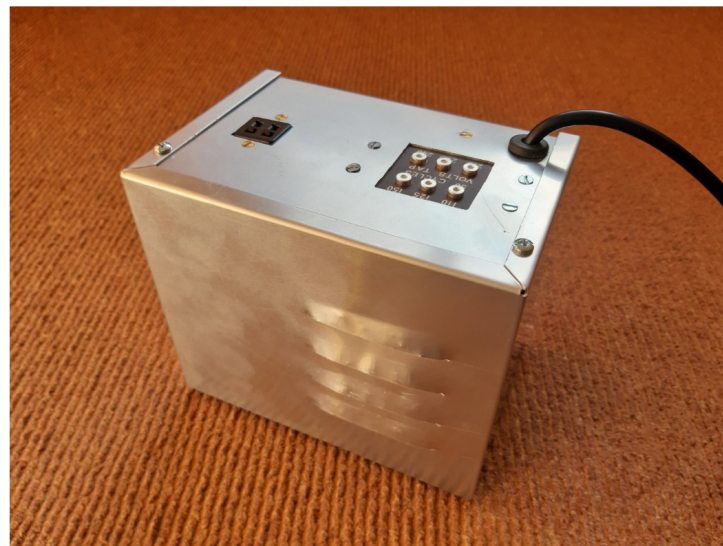
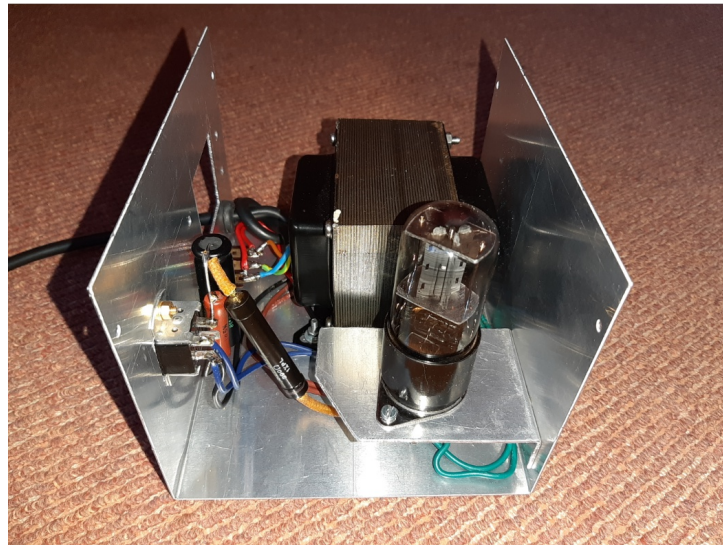
heet, want naast de 4W die de gloeidraad al dissipeert, wordt tijdens het laden van de condensator nog eens 5W in de anode gedissipeerd. Ik wil het graag nog eens vergelijken met een andere buis, maar ik ben bang dat het niet veel beter wordt. Omdat ik de spanningsval te groot vind, heb ik voorlopig de twee 1N4007 dioden over de buisvoet gesoldeerd...

Close to what I measured. In addition, the tube also gets quite hot, because in addition to the 4W that the filament already dissipates, another 5W is dissipated in the anode while the capacitor is charging. I'd like to compare this with another tube, but I'm afraid it won't get much better. Because I consider the voltage drop too big, I have provisionally soldered the two 1N4007 diodes across the tube socket...

Aangezien ik niet over de middelen beschik om zelf een behuizing te vouwen, zocht ik iets wat er genoeg op leek: een kant-en-klare behuizing van Hammond type 1411P. Bij Conrad was deze nét uit het assortiment, maar bij Mouser is hij nog volop leverbaar. Paraset kenners zullen opmerken dat mijn voeding in spiegelbeeld gemaakt is. Pas na het maken van de gaten zag ik pas dat in de bouwtekening "binnenzijde" op de tekening stond, waar ik van een buiten-aanzicht uitgegaan was... De steun voor de 6X5 buis is ook nagemaakt, evenals de spanningscarroussel.

Het maken van de "louvres" (sleuven voor het afvoeren van de warmte) viel niet mee, omdat de sleuven in de lengte van het reeds gevouwen deksel gezaagd moesten worden, waardoor de figuurzaag maar een slag van 1 cm had. Uiteindelijk is het allemaal gelukt.

De netvoeding werkt uitstekend. Uiteraard doet de buis niet zoveel, maar ik krijg er met deze voeding rond de 3,5W uit op zowel 80m als 40m. Op beide banden heb ik inmiddels een



Since I do not have the means to bend an enclosure myself, I looked for something that would be close enough: an off-the-shelf housing from Hammond type 1411P. At Conrad it was recently skipped from their assortment, but at Mouser it is still readily available. Paraset connoisseurs will notice that my power supply is mirrored. Only after making the holes I noticed that in the construction drawing there was a note "inside" on the drawing, where I had assumed an outside view... The support for the 6X5 tube has also been copied, as well as the voltage tap.

Making the "louvres" (slots for dissipating the heat) was not easy, because the slots had to be cut in the length of the already folded lid, so that the jigsaw only had a stroke of 1 cm. In the end it all worked out.

The power supply works great. Obviously the tube does not do very much, but with this power supply I get around 3.5W output at both 80m and 40m. I have already made a QSO on both

verbinding gemaakt en hoewel de spanning bij key down zakt naar 290V, is er geen chirp hoorbaar. Dit project is succesvol afgerond. Maar ja, ik wilde ook een "vibrator power supply" maken om de set op 12V te kunnen gebruiken. Dus dat werd het volgende project: maak een voeding voor 12V.



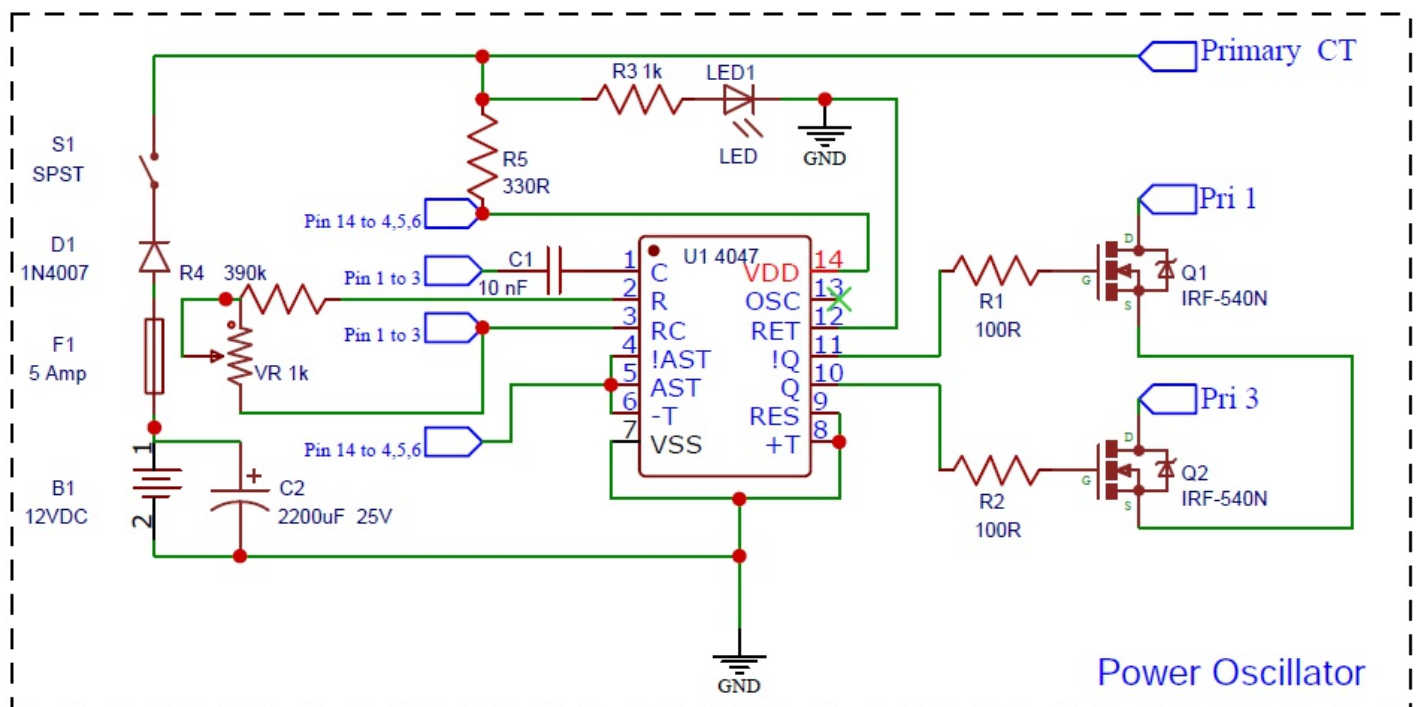
bands and although the voltage drops to 290V at key down, there is no chirp audible. This project has been successfully completed. But I also wanted to make a "vibrator power supply" lookalike to use the set on a 12V supply. So that became the next project: make a power supply for 12V.

12V voeding voor de Paraset

Als basis voor mijn voeding gebruikte ik een idee van Adam VK8FEET dat hij in de Paraset.io groep plaatste. Helaas heeft hij het ontwerp na twee kritische opmerkingen van mij weer verwijderd, maar gelukkig had ik het intussen gedownload. Het idee was niet slecht, maar had wat verbeteringen nodig. Het bestaat uit een paar delen: hieronder zie je de stuurschakeling voor de transformator. Deze bestaat uit een 4047 met een vrijlopende oscillator waarvan de uitgangsfrequentie door twee gedeeld wordt door een flipflop. De uitgangen van de flipflop

12V Power Supply for the Paraset

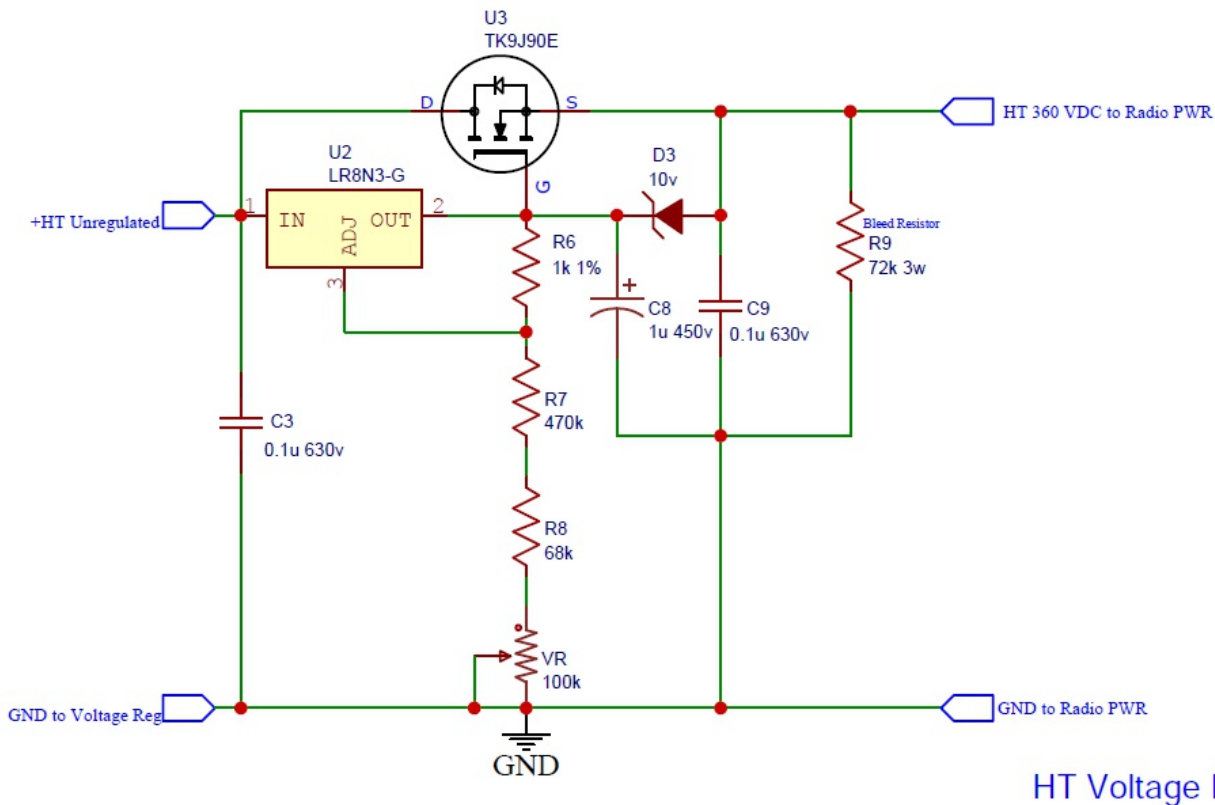
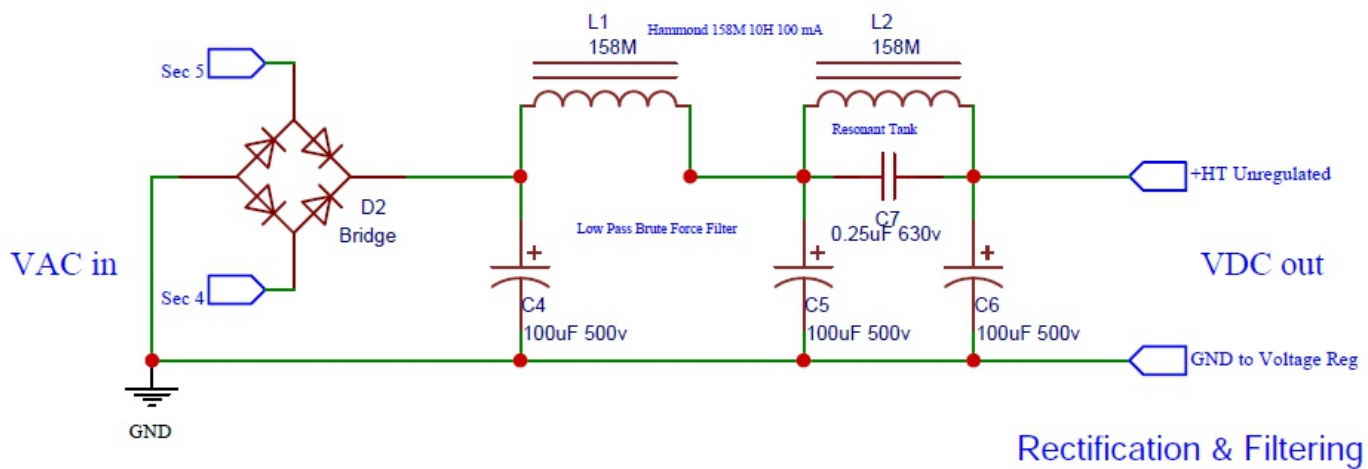
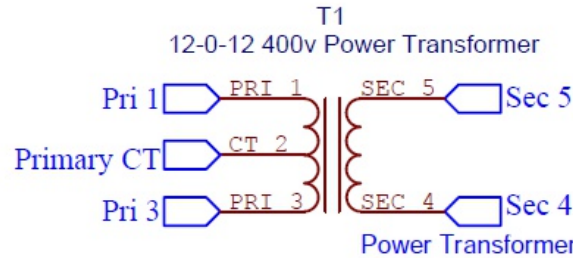
As a basis for my power supply I used an idea from Adam VK8FEET that he uploaded to the Paraset.io group. Unfortunately, he removed the design after two critical comments from me, but luckily I had downloaded the design in the meantime. The idea wasn't bad at all, but needed some improvements. It consists of a few building blocks: below you see the driver circuit for the transformer. It consists of a 4047 with a free-running oscillator whose output frequency is divided by two by the flip-flop in the 4047. The outputs of the flip-flop drive the transformer (see



sturen de transformator aan (zie plaatje) en de uitgang daarvan gaat naar een gelijkrichter annex filterschakeling. De uitgang daarvan gaat naar een spanningsregelaar die opgebouwd is met discrete componenten. Zoals ik al opmerkte, is het idee goed, maar waren er een paar punten ter verbetering. Laten we om te beginnen eens kijken naar de oscillatorschakeling. Over de accu aansluiting is een elco aangebracht. Dat is een beetje rare plek, want

picture) and the transformer output goes to a rectifier annex filter circuit. The rectifier/filter output goes to a voltage regulator that is constructed with discrete components. As I mentioned, the idea is good, but there were a few points for improvement. To get started, let's

take a look at the driver circuit. An electrolytic capacitor is fitted across the battery connection. That is a bit of a strange place, because a battery itself already has a low



een accu heeft van zichzelf al een lage weerstand. Daarnaast: als je bang bent dat je de spanning verkeerd om aansluit (waarvoor een anti-hufter diode geplaatst is), dan zou ik de condensator in elk geval achter de diode plaatsen zodat deze niet ontploft bij verkeerd om aansluiten. Hij is daar ook effectiever in het onderdrukken van de stroompieken tijdens het schakelen van de FETs. Over die anti-hufter diode gesproken: die is ook niet handig. Om te beginnen staat daar een 1N4007 gespecificeerd, en hoewel dat een perfecte hoogspanningsdiode is (1000V), kan hij maar 1A verdragen en er gaat echt wel meer stroom lopen in zo'n converter. Daarnaast valt er over zo'n diode minimaal 0,7V en hoewel dat niet veel lijkt, moet je bedenken dat de transformatie verhouding 1:33,3 is en dat betekent dat een spanningsval van 0,7V aan de primaire kant een afname van ruim 23V betekent - een hoeveelheid die je hard nodig hebt zoals zal blijken.

Dan staat er een weerstand van 330Ω in serie met de 4047, maar zonder ontkoppeling op de 4047 zelf. Waarom? Ik zag er het nut niet van in. En de regelbare weerstand van 1k in serie met de weerstand van 390k die de oscillatorfrequentie van de 4047 bepaalt. Maar zelfs als de weerstand van 390k een 1% type is, is de maximale afwijking nog altijd 3k9, dus ik zie het nut van die weerstand niet. Bovendien is de oscillatorfrequentie niet erg kritisch. Die heb ik dus weggelaten. Ben je echt bang de voeding verkeerd aan te sluiten, zet dan een diode in serie achter de zekering naar massa. Bij het ompolen van de voeding zal de diode geleiden en de zekering opblazen. Neem een beetje stevige diode, zoals b.v. de 1N5822.

Twee IRF540 FETs sturen de transformator aan. In de originele vibrator voedingen zat over de primaire wikkelingen een condensator om de pieken op te vangen bij het wisselen van het contact van de ene naar de andere wikkeling. Dan wordt de wikkeling immers een tijdje stroomloos en dat zorgt voor een flinke spanningspiek. Nou is de tijd dat er op beide wikkelingen niets gebeurt bij de elektronische

resistance. In addition: if you are afraid that you connect the voltage the wrong way (for which an anti-moron diode has been placed), then I would in any case place the capacitor behind the diode so that it does not explode when the power is connected the wrong way. It is also more effective there in suppressing the current spikes during the switching of the FETs. Speaking of that anti-moron diode: it isn't handy either. To start with, a 1N4007 is specified there, and although that is a perfect high voltage diode (1000V), it can only handle 1A and there really is more current flowing in this converter. In addition, there is a minimum voltage drop of 0.7V over such a diode and although that does not seem very much, you have to remember that the transformation ratio is 1:33.3 and that means a voltage drop of 0.7V on the primary side which causes a decrease of more than 23V on the secondary side - an amount you badly need as you will see.

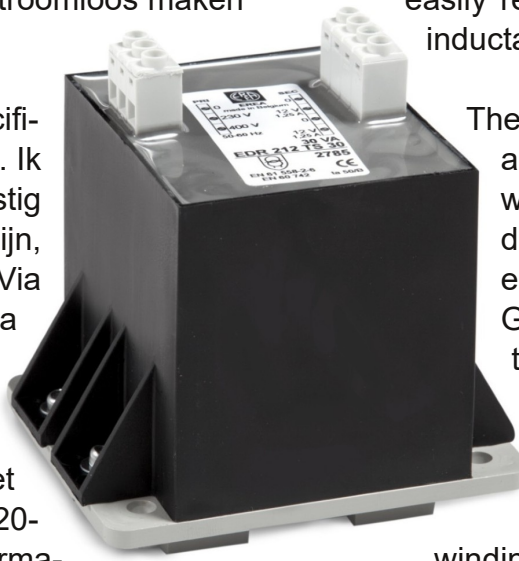
Furthermore there is a 330Ω resistor in series with the 4047 supply, but without supply filtering on the 4047 itself. Why? I saw no point in it. Than the trimmer resistor of 1k in series with the resistor of 390k that determines the oscillator frequency of the 4047. But even if the 390k resistor is a 1% type, the maximum deviation is still 3k9, so I don't see the point of that trimmer resistor. In addition, the oscillator frequency is not very critical. So I left it out. If you are really afraid of connecting the power supply incorrectly, put a diode in reverse behind the fuse to ground. When reversing the polarity of the power supply, the diode will conduct and blow the fuse. Take a sturdy diode, such as e.g. the 1N5822.

Two IRF540 FETs drive the transformer. In the original vibrator power supplies there was a capacitor across the primary windings to absorb the voltage peaks when the contact is switching from one winding to the other. After all, the winding will be de-energized for a while, which causes a considerable voltage peak. Well, the time during which nothing happens on both windings with the electronic version of the

versie van de vibrator aanzienlijk gereduceerd, maar helemaal geen condensator durfde ik niet aan. De IRF540 mag maar 100V hebben en daar zit je al gauw aan bij het stroomloos maken van een zelfinductie.

vibrator is considerably reduced, but I did not dare to omit a capacitor completely. The IRF540 can only endure 100V drain-source and that is easily reached when de-energizing an inductance.

De transformator was gespecificeerd als een 2x12V/400V type. Ik was eerst bang dat dat een lastig te vinden exemplaar zou zijn, maar dat viel alles mee. Via Google kwam ik bij de firma SecondTech in Nederland die voor slechts €11 een tweedehands EDR 212TS30 te koop had; een transformator met 2x12V wikkelingen en een 0-220-400V wikkeling. Deze transformatoren worden ook wel veiligheidstransformatoren genoemd. De transformator is gespecificeerd als 30VA en dat leek me meer dan voldoende voor de Paraset. De transformator wordt nieuw nog steeds geleverd door o.a. erea.be voor €41,25.



The transformer was specified as a 2x12V / 400V type. At first I was afraid that it would be a difficult one to find, but that was easier than I thought. Using Google I found a company in the Netherlands named SecondTech that had a second-hand EDR 212TS30 for sale for only € 11; a transformer with 2x12V windings and a 0-220-400V winding.

These transformers are also called safety transformers. The transformer is specified as 30VA and that should be more than sufficient for the Paraset. The transformer is still delivered new by erea.be for € 41.25.

De transformator wordt geleverd met een gepopnagelde DIN-rail adapter. Die heb ik verwijderd door de popnagels uit te boren, waardoor de transformator makkelijker gemonteerd kan worden op een vlakke ondergrond.

The transformer comes with a riveted DIN rail adapter. I removed the adapter by drilling out the rivets, making it easier to mount the transformer on a flat surface.

Na de transformator volgt het blok gelijkrichting en afvlakking. De gelijkrichting wordt verzorgd door vier 1N4007 dioden die prima geschikt zijn voor dit doel met een specificatie van 1kV en 1A. Maar wat er dan gebeurt vond ik zwaar overdreven. Maar liefst drie condensatoren van 100µF met twee Hammond 158M smoorspoelen ertussen. Herinner je je de condensator aan de hoogspanningskant van de netvoeding? 8µF. Dus dan is 300µF belachelijk veel, temeer omdat er vrijwel geen tijd overbrugd hoeft te worden omdat bij het wisselen van de blokgolfperiode de spanning nauwelijks daalt. Daarnaast hebben de smoorspoelen een DC weerstand van 262Ω en dus wordt 524Ω weerstand toegevoegd dat nogal wat spanningsval tot gevolg heeft. Er zit nog een stabilisatieschakeling achter, dus er is totaal

After the transformer, the rectification and filtering block follows. The rectification is provided by four 1N4007 diodes that are well suited for this purpose with a specification of 1kV and 1A. But what follows then was very overdone in my opinion. No less than three capacitors of 100µF with two Hammond 158M chokes in between. Do you remember the capacitor on the high voltage side of the mains supply? 8µF. So 300µF is ridiculously much in that case, all the more because there is virtually no time to bridge because when the square wave period changes, the voltage hardly drops. In addition, the chokes have a DC resistance of 262Ω each and so 524Ω series resistance is added, which results in quite a bit of voltage drop. The rectification/filter circuit is followed by a voltage stabilization circuit, so there is

geen noodzaak om de spanning zo erg af te vlakken. Ik liet twee condensatoren en de twee smoorspoelen weg. Blijft de bruggelijkrichter en één condensator over.

Dan volgt het laatste blok: de stabilisatieschakeling. Deze bestaat uit een hoogspanningsstabilisator type LR8N3-G die weer een hoogspanningsFET type TK9J90E aanstuurt. De LR8N3-G heeft een regelbereik van 1,2-438V en is dus prima geschikt voor deze toepassing. Wat tegenvalt, is dat deze regelaar minimaal 12V tussen ingang en uitgang nodig heeft. Tel daar 3V bij op om de FET nog wat regelbereik te geven, en dan ben je 15V kwijt over de regelaar. Dat is relatief veel. Ook over dit stukje kreeg ik een discussie met Adam: de gekozen weerstanden voor het instellen van de spanning klopten volgens mij niet. Nemen we voor de potmeter even de middenstand, dan is de onderste reeks weerstanden bij elkaar 588kΩ. Volgens de formule uit het datasheet is de uitgangsspanning dan:

$$V_{out} = 1.20V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} * R_2$$

R2 is in dit geval de 588kΩ en R1 is 1kΩ. I_{ADJ} is 10μA, dus volgt uit de formule:

$$V_{out} = 1.20V \left(1 + \frac{588}{1} \right) + 5.88 = 712.48V$$

Dat klopt dus niet. Adam bezwoer dat het werkte en dat ik het zelf maar moest proberen. Dat er spanning uit komt geloof ik wel, maar niet dat die gestabiliseerd is. Ik berekende dus wat de weerstand zou moeten zijn voor een uitgangsspanning van 326V. Waarom 326V? Dat is de spanning van de netvoeding in de stand ontvangst: hopelijk is de afstemming met beide voedingen dan ongeveer hetzelfde. Ik kwam op ongeveer 288k en daarvoor nam ik een weerstand van 100k, een van 150k en een instelpotmeter van 47k in serie. Daarmee zijn de laatste aanpassingen aan Adam's ontwerp gemaakt en kan de schakeling opgebouwd worden. Het volledige schema zoals het geworden is, vind je op de volgende bladzijde. De hele schakeling is opgebouwd op een stukje experimenteerboard.

absolutely no need to filter the voltage that much. I left out two capacitors and the two chokes. That leaves the bridge rectifier and only one capacitor.

Then the last block follows: the stabilization circuit. It consists of a high-voltage regulator type LR8N3-G which in turn controls a high-voltage FET type TK9J90E. The LR8N3-G has a control range of 1.2-438V and is therefore well suited for this application. What is disappointing is that this regulator needs a minimum voltage of 12V between its input and output. Add 3V to that to give the FET some control span, and then you lose 15V across the regulator. That is relatively much. I again had a discussion with Adam about this part of the circuit: the resistors chosen for setting the output voltage were wrong in my opinion. If we take the center position for the potentiometer, then the lower series of resistors together is 588kΩ. According to the formula from the datasheet, the output voltage is then:

$$V_{out} = 1.20V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} * R_2$$

R2 is in this case the 588kΩ resistor and R1 is the 1k resistor. I_{ADJ} is 10μA, so that gives:

$$V_{out} = 1.20V \left(1 + \frac{588}{1} \right) + 5.88 = 712.48V$$

That is not correct. Adam was convinced that it worked and that I should try it myself. I do believe that there is a voltage at the output, but not that it is stabilized. So I calculated what the resistance should be for an output voltage of 326V. Why 326V? That is the voltage of the mains supply in receive mode: hopefully the reading of the tuning dial with both supplies will then be approximately the same. I ended up with a resistance of about 288k and for creating that value I took a 100k resistor, a 150k resistor, and a 47k trimming resistor in series. With that, the final changes to Adam's design have been made and the circuit can be built. The final full schematic diagram can be seen on the next page. The entire circuit has been built on a piece of vero board.

[illegible]

Once the oscillator worked, I connected the FETs and the transformer. Note that I put 100n capacitors across the FETs to dampen any voltage spikes. The FETs held, and on the secondary side of the transformer I now had a reading of 414V on the digital voltage meter. For what it is worth, because the voltmeter expects a sine wave and I doubt whether it returns the correct RMS value for a square wave. The next step was to mount the bridge rectifier and the filter capacitor. I connected the bleeder resistor of 100k across the output, and now I measured 383V at an input voltage of 12.95V. Finally, the stabilization circuit was built with the high voltage regulator and accompanying FET. The good news was that my theory was correct: the output voltage could be neatly adjusted with the trimmer resistor at

theorie klopte: de uitgangsspanning liet zich met de instelpot netjes afregelen op 326V. Tijd voor het echte werk. Ik verbond de voeding met de Paraset en schakelde de ontvanger in. De spanning bleef keurig 326V. Vervolgens ook de zender getest: nu zakte de spanning naar 320V. De spanning vóór de stabilisator zakt nu toch wel aanzienlijk. Dat is niet zo gek, de weerstand van de wikkeling in aanmerking nemende. De stabilisator zal niet meer werken, maar dat is geen ramp: op de netvoeding en met een 6X5 als gelijkrichter zakt de spanning immers naar 252V. De hogere spanning uit zich ook in een hoger uitgangsvermogen: er komt nu met gemak 5W uit. Ik ben dik tevreden.

Er was nog 1 probleem op te lossen: de gloeispanning van de buizen. Ik had een lineaire regulator van het type LM317 gekocht om 6,3V te maken uit de 12V voeding. Maar de drie buizen gebruiken bijna 1A aan gloeistroom en dat betekent dat er zowat 7W aan warmte opgestookt wordt bij ca. 13V voeding. Dat is toch wel zonde. Nou heeft Ali van die stepdown converters gebaseerd op de LM2596 regelaars. Die kunnen 3A leveren en kosten \$0.62... Ik kocht er een paar en regelde er een af op 6,3V. Deze nam nog geen 500mA op bij het voeden van de buizen dus dat is winst.

Over winst gesproken: ik meldde de voortgang van mijn project in onze WhatsApp groep, en Mans PA2HGJ meldde dat hij ook met omvormers geëxperimenteerd had, en dat het verhogen van de oscillatorfrequentie bij hem tot een hogere efficiency van de omvormer geleid had, met een optimum van ongeveer 90Hz. Ik berekende wat R1 zou moeten zijn voor een frequentie van 90Hz en kwam op 270k. In de praktijk leverde dat 93Hz op. De winst:

	50Hz.	93Hz.
Onbelast	323mA	275mA
Ontvangen	650mA	600mA
Zenden	1609mA	1556mA

Het scheelt dus inderdaad in efficiency. De totale stroomopname is bij zenden dan net 2A.

326V. Time for the real thing. I connected the power supply to the Paraset and switched on the receiver. The power supply voltage remained neatly at 326V. Then I also tested the power supply with the transmitter switched on: now the voltage dropped to 320V. The voltage before the regulator is now dropping considerably. That is not surprising, considering the resistance of the 400V winding of the transformer. The regulator will no longer function if the voltage drops, but that is not a big deal: remember that with the mains supply and with a 6X5 as rectifier, the voltage drops to 252V. The higher voltage is also reflected in a higher output power: 5W can now easily be obtained. I am very satisfied.

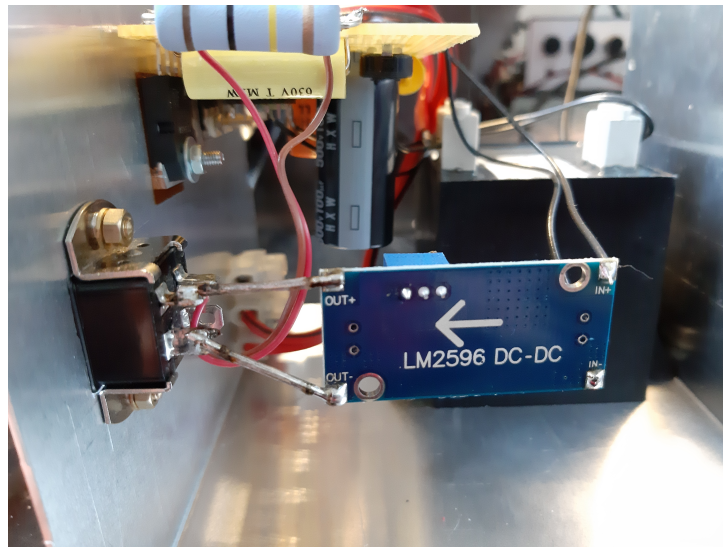
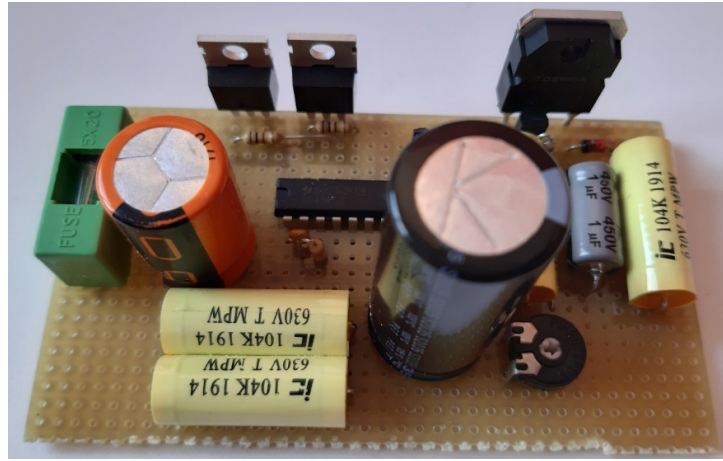
There was still 1 problem I had to solve: the filament voltage for the tubes. I had bought a LM317 linear regulator to make the 6.3V from the 12V supply. But the three tubes use almost 1A of filament current, which means that about 7W of heat is dissipated using a power supply of approximately 13V. That is a waste of energy. Ali has those stepdown converters based on the LM2596 controller. They can supply 3A and cost \$0.62... I bought a couple of those stepdown converters and set one up at 6.3V. It used less than 500mA when feeding the tubes, so that is a considerable increase of efficiency.

Speaking of efficiency: I reported the progress of my project in our PI4RAZ WhatsApp group, and Mans PA2HGJ reported that he had also experimented with inverters, and that increasing the oscillator frequency had increased the inverter efficiency for him, with an optimum at about 90Hz. I calculated what R1 should be for a frequency of 90Hz and the result was 270k. In practice, that resulted in an oscillator frequency of 93Hz. The results:

	50Hz.	93Hz.
No load	323mA	275mA
Receive	650mA	600mA
Transmit	1609mA	1556mA

So there is an increase of efficiency indeed. The total current during transmit just reaches 2A.

De FETs zijn zo opgesteld dat ze tegen de metalen behuizing geschroefd kunnen worden. Voor de IRF540's is dat eigenlijk niet nodig: tijdens het testen werden ze nog niet eens handwarm. De hoogspanningsFET dissipeert wel wat vermogen omdat hij lineair ingesteld staat. Achter de FETs zitten mica isolatieplaatjes. De voeding werd in dezelfde behuizing gebouwd als de netvoeding: een Hammond 1411P. Door de hogere voedingsspanning bij zenden werkt de 12V voeding nog beter dan de netvoeding.

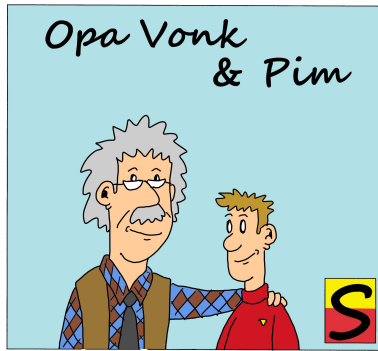


De laatste test die ik deed, was om te zien bij welke batterijspanning de voeding niet meer stabiliseert (en de spanning bij ontvangst dus onder de 326V komt). Ik heb zelf geen regelbare voeding, maar ik kon er een lenen van Chris PA0OKC. Bij 11,8V begon de spanning in te zakken en daar is in de praktijk goed mee te leven. Dit was een heel project op zich, maar het resultaat mag er zijn: ik beschik nu over twee voedingen voor mijn Paraset. Een zo goed als originele netvoeding en een omvormer voeding om de set uit 12V te voeden.



The FETs are arranged in such a way that they can be mounted against the metal enclosure. This is not really necessary for the IRF540s: they didn't even get luke-warm during testing. The high voltage FET does dissipate some power because it is working in its linear region. Behind the FETs are mica insulation sheets. The power supply was built in the same enclosure as the mains power supply: a Hammond 1411P. Because of the higher supply voltage when transmitting, the 12V converter works even better than the mains supply.

The last test was to find out at which battery voltage the power supply no longer stabilizes (and the voltage during receive falls below 326V). I don't have an adjustable power supply myself, but I was able to borrow one from Chris PA0OKC. At 11.8V the voltage started to drop and I can live with that in practice. This was quite a project in the end, but the result is impressive: I now have two power supplies for my Paraset. An almost original power supply and an inverter power supply to use the set from a 12V source.



Pim zat gebogen over een van Opa's historische radiobladen en aan zijn gezichtsuitdrukking was te zien dat het zware kost voor hem was. Uiteindelijk trok hij de stoute

schoenen aan en onderbrak zijn Opa's werkzaamheden. "Opa, wat is nou precies een grondgolf?" vroeg hij. Opa keek hem aan en zei: "Grondgolf propagatie is een methode voor de voortplanting van radiogolven die het gebied tussen het aardoppervlak en de ionosfeer gebruikt voor transmissie. De grondgolf kan aanzienlijke afstanden over het aardoppervlak afleggen, vooral in het laagfrequente en middenfrequente deel van het radiospectrum.

Voortplanting van radiosignalen via grondgolven is ideaal voor communicatie over relatief korte afstanden op deze frequenties gedurende de dag. De voortplanting van ionosferische golven is overdag niet mogelijk vanwege de verzwakking van de signalen op deze frequenties veroorzaakt door de D-laag in de ionosfeer. Met het oog hierop moeten radiocommunicatiestations met een lagere frequentie vertrouwen op de voortplanting van de grondgolven om hun dekking te realiseren.

Wat wordt aangeduid als een radiosignaal via de grondgolf, bestaat eigenlijk uit een aantal samengestelde golven. Als de antennes zich in de zichtlijn bevinden, is er zowel een directe golf als een gereflecteerd signaal. Zoals de namen suggereren, is het directe signaal een signaal dat rechtstreeks tussen de twee antennes reist en niet wordt beïnvloed door de locatie. Er zal ook een gereflecteerd signaal zijn omdat het signaal wordt gereflecteerd door een aantal objecten, waaronder het aardoppervlak en eventuele heuvels of grote gebouwen. Daarnaast is er een oppervlaktegolf. Deze heeft de neiging om de kromming van de aarde te volgen en maakt dekking over de horizon

mogelijk. Het is de som van al deze componenten die bekend staat als de grondgolf. Voorbij de horizon worden de directe en gereflecteerde golven geblokkeerd door de kromming van de aarde, en het signaal bestaat puur uit de afgebogen oppervlaktegolf. Om deze reden wordt oppervlaktegolf gewoonlijk grondgolf propagatie genoemd.

Het radiosignaal verspreidt zich vanaf de zender langs het aardoppervlak. In plaats van gewoon in een rechte lijn te reizen, hebben de radiosignalen de neiging om de kromming van de aarde te volgen. Dit komt doordat er stromen worden geïnduceerd in het aardoppervlak en deze actie vertraagt het golffront in dit gebied, waardoor het golffront van het radiosignaal naar beneden kantelt richting de aarde. Met het golffront in deze richting gekanteld, kan het rond de aarde buigen en ver buiten de horizon worden ontvangen.

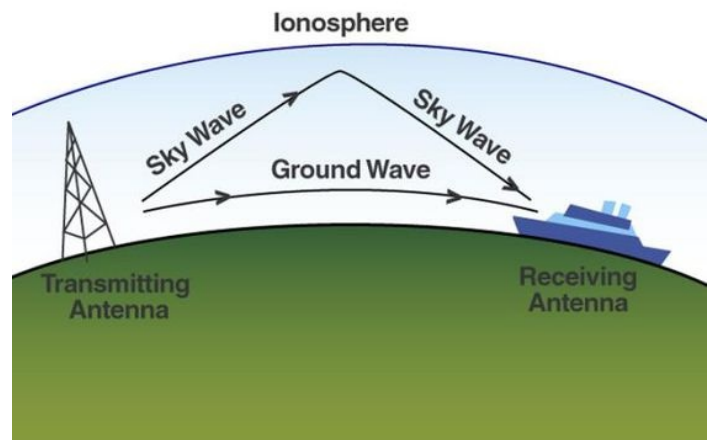
Terwijl het golffront van de grondgolf langs het aardoppervlak reist, wordt het verzwakt. De mate van verzwakking is afhankelijk van verschillende factoren. De frequentie van het radiosignaal is een van de belangrijkste bepalende factoren, aangezien de verliezen toenemen met toenemende frequentie. Als resultaat maakt het deze vorm van voortplanting onpraktisch boven het onderste gebied van het HF-gedeelte van het spectrum (3 MHz). Typisch zal een signaal van 3,0 MHz een verzwakking ondergaan die in de orde grootte van 20 tot 60 dB hoger is dan bij een signaal van 0,5 MHz, afhankelijk van een reeks aan factoren in het signaalpad, inclusief de afstand. Dit in aanmerking nemende zal duidelijk zijn waarom zelfs HF-radiozenders met een hoog vermogen slechts enkele kilometers vanaf de zendlocatie hoorbaar zijn via de grondgolf.

De oppervlaktegolf is ook erg afhankelijk van de aard van de grond waarover het signaal reist. Grondgeleiding, ruwheid van het terrein en de diëlektrische constante hebben allemaal invloed op de signaaldemping. Daarnaast varieert de gronddoordringbaarheid en wordt deze groter bij

lagere frequenties, en dit betekent dat niet alleen de oppervlaktegeleiding van belang is. Bij de hogere frequenties is dit niet van groot belang, maar bij lagere frequenties betekent doordringbaarheid dat grond recht naar beneden tot 100 meter diep een effect kan hebben.

Ondanks al deze variabelen blijkt dat terrein met een goede geleiding het beste resultaat geeft. Dus bodemtype en het vochtgehalte zijn van belang. Zout zeewater is het beste, en rijke landbouw- of drassige grond is ook goed. Droog zandig terrein en stadscentra zijn verreweg het ergst. Dit betekent dat paden door zee optimaal zijn, hoewel zelfs deze onderhevig zijn aan variaties vanwege de onstuimigheid van de zee, waardoor trajectverliezen enigszins afhankelijk zijn van het weer. Overigens dient opgemerkt te worden dat gezien het feit dat de doordringbaarheid effect heeft, de grondwaterspiegel ook een effect kan hebben afhankelijk van de gebruikte frequentie.

Het type antenne en zijn bijbehorende polarisatie heeft een grote invloed op de voortplanting van grondgolven. Verticale polarisatie is onderhevig aan aanzienlijk minder verzwakking dan horizontaal gepolariseerde signalen. In sommige gevallen kan het verschil oplopen tot enkele tientallen decibel. Om deze reden gebruiken middengolfzenders verticale antennes, zelfs als deze fysiek kort moeten worden gemaakt door inductieve belasting toe te voegen. Schepen die gebruik maken van de MF-maritieme banden gebruiken vaak omgekeerde L-antennes omdat deze een aanzienlijk deel van het signaal



verticaal gepolariseerd uitzenden.

Op afstanden die typisch richting de rand van het grondgolfbereikingsgebied liggen, kan ook enig signaal via de lucht aanwezig zijn, vooral 's nachts wanneer de demping van de D-laag wordt verminderd. Dit kan resulteren in het versterken of verzwakken van het totale signaal, wat resulteert in signaalsterkten die afwijken van de te verwachten sterkte. Dus, ook als overdag de lage banden niet via de ionosfeer kunnen communiceren, is het nog steeds mogelijk om via de grondgolf te communiceren", besloot Opa zijn betoog. "Waarbij verticale antennes dus de sterkste grondgolf opwekken, als ik het goed begrepen heb", vulde Pim aan. "Dat klopt", zei Opa. "Niet dat horizontale antennes zoals dipolen geen grondgolf opwekken, maar die is echt significant zwakker". Pim knikte. "Maar een vertical voor 80m krijg ik thuis niet door de keuring. Toch goed om te weten hoe dat zit met grond- en luchtgolven", zei hij, en verdiepte zich weer in Opa's historische radiolektuur.

Full Duplex intercom

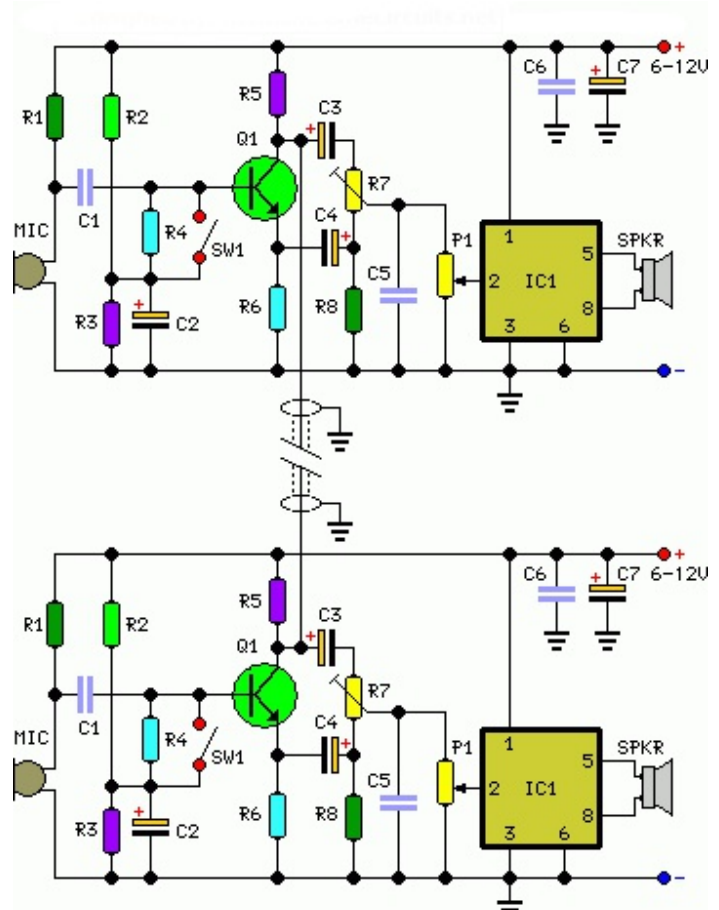
Soms is een verbinding tussen de shack en de meer bewoonbare delen van het huis wel eens handig. Bijvoorbeeld om door de XYL geïnformeerd te worden over gereedstaande voedingsmiddelen en dergelijken. In vroeger tijden werden verbindingen

tussen ruimtes gerealiseerd met zogenaamde Intercoms: je ziet ze nog wel in appartementengebouwen waarbij de bewoner zich kan vergewissen van de goede bedoelingen van een aanbeller. Maar ook het communiceren tussen secretaresse en baas gebeurde vroeger nog wel

een met een intercom. Zo'n spreekverbinding is best handig, en bestaat doorgaans uit een spreek/luistertoets die bediend wordt door degene die wil praten. Deze drukt dan op de spreektoets, doet zijn mededeling of stelt een vraag, en vervolgens moet voor het antwoord aan de andere zijde eveneens op een spreektoets gedrukt worden. Dat heeft twee nadelen. Ten eerste kan je zelf niet spreken als de andere kant spreekt. In het geval van een XYL aan het woord kan dat een tijd duren. Ten tweede zal je altijd zien dat je met een derde handje in een onmogelijke positie met soldeer en soldeerbout in de weer bent om een lastig onderdeel op zijn plek te krijgen, en dan moet je die spreesleutel indrukken. Net mijn tandarts die, nadat hij zojuist begonnen is met boren, aan je vraagt "Hoe gaat het met de kinderen?" Kan je ook niet antwoorden.

Het hiernaast getoonde ontwerp maakt het mogelijk om twee intercomstations te bedienen, waardoor de operator zijn/haar handen niet hoeft te gebruiken, waarmee de gebruikelijke "push-to-talk"-methode wordt vermeden. Er is geen ingewikkelde omschakeling nodig: de twee units zijn met elkaar verbonden door middel van een dunne afgeschermd kabel. Omdat zowel microfoons als luidsprekers altijd in bedrijf zijn, wordt een speciale schakeling gebruikt om te voorkomen dat het geluid van de luidspreker kan worden opgevangen door de microfoon in dezelfde behuizing, waardoor rondzingen ontstaat. Een "privé"-schakelaar maakt het mogelijk de microfoon te dempen, indien nodig. Tenslotte zit de XYL in de huiskamer niet te wachten op jouw eindeloos "CQ"-geroep, nietwaar.

Hoe werkt het? De schakeling maakt gebruik van het TDA7052-audiovermogensversterker-IC, dat ongeveer 1 Watt uitgangsvermogen kan leveren bij een voedingsspanning tussen 6 en 12V. Het ongebruikelijke kenmerk van dit ontwerp is de microfoonversterker Q1: de 180° in fase verschoven audio-uitgangen van de collector en de in-fase uitgang van de emitter worden gemixt door het C3-, C4-, R7- en R8-



netwerk en R7 wordt zo ingesteld dat de twee inkomende signalen elkaar vrijwel opheffen. Op deze manier geeft de luidspreker hooguit een zeer zwakke kopie weer van de signalen die door de microfoon worden opgevangen.

Tegelijkertijd, doordat beide collectoren van de twee intercom units met elkaar zijn verbonden, zal het 180° in fase verschoven signaal van de ene unit zonder verzwakking naar de audioversterker van de tweede unit gaan, dus dat zal loud worden weergegeven door de luidspreker. Hetzelfde gebeurt wanneer je in de microfoon van het tweede apparaat spreekt: als R7 correct is ingesteld, zal er bijna geen eigen signaal uit de luidspreker te horen zijn, maar een luide en duidelijke weergave is te horen bij signaal van het eerste apparaat.

Bouwen kan op een stukje experimenteerprint want erg ingewikkeld is het niet. Daarna kunnen de units ondergebracht worden in een kastje dat binnen handbereik opgesteld kan worden. Op de volgende bladzijde vind je de componentenlijst voor de schakeling.

Onderdelenlijst:

P1 = 22K Log. Potmeter
R1 = 22K 1/4W weerstand
R2,R3 = 100K 1/4W weerstanden
R4 = 47K 1/4W weerstand
R5 = 2K2 1/4W weerstand (Zie Notes)
R6 = 6K8 1/4W weerstand
R7 = 22K 1/2W instel potmeter
R8 = 2K7 1/4W weerstand
C1,C6 = 100nF 63V keramische condensator
C2,C3 = 10µF 63V elco
C4 = 22µF 25V elco
C5 = 22nF 63V keramische condensator
C7 = 470µF 25V elco
Q1 = BC547 45V 100mA NPN Transistor
IC1 = DA7052 Audio IC
SW1 = SPST miniatuur schakelaar
MIC = Miniatuur electret microfoon
SPKR = 8 Ohm luidspreker

Nog wat notes:

- Het schema bestaat al uit twee units. Deze dienen verbonden te worden met een afgeschermd kabel van de gewenste lengte.
- De afscherming van de kabel is de negatieve massaverbinding en de afgeschermd draad

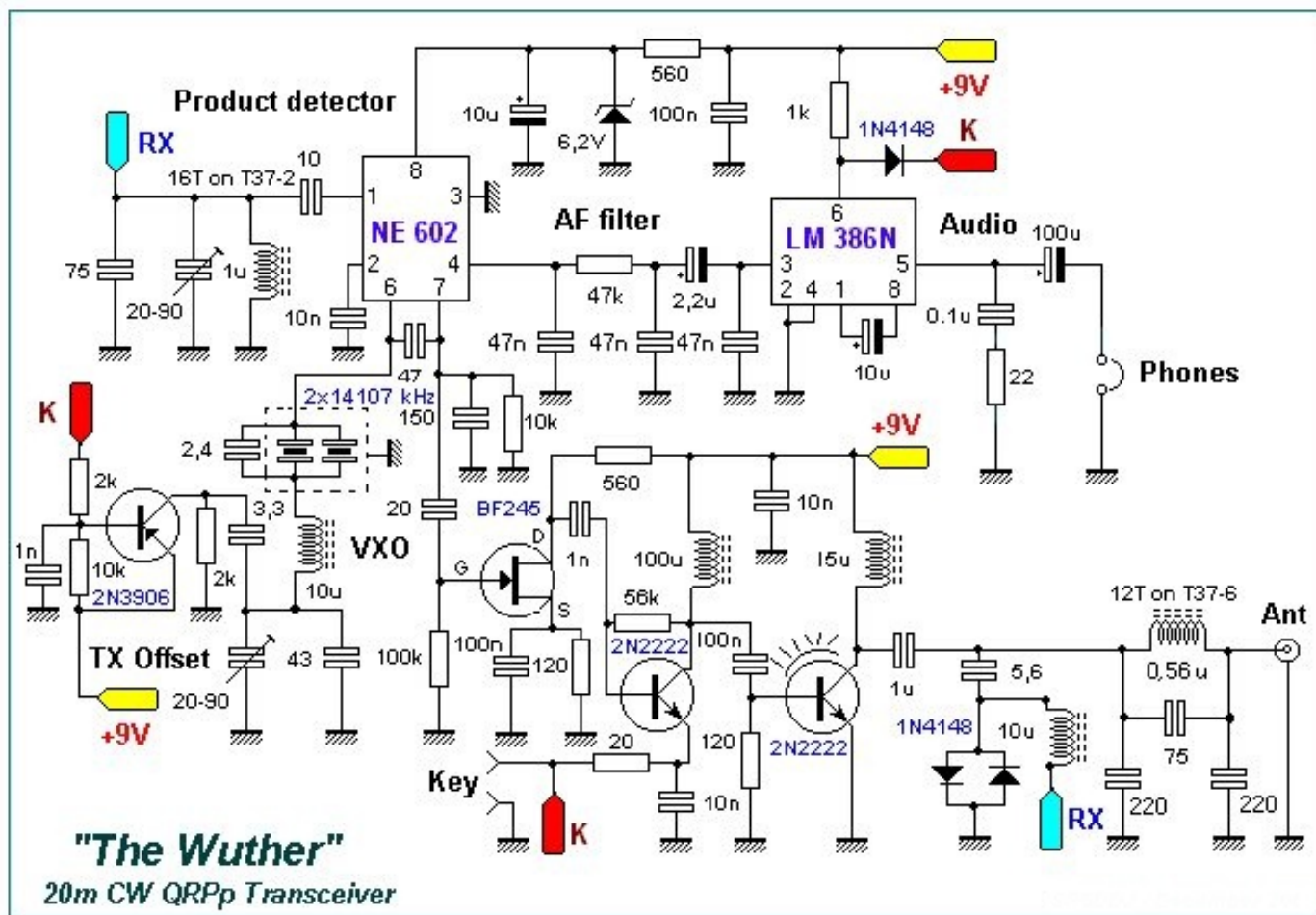
voert het signaal.

- Voor de voeding kan je een netstekker adapter gebruiken met een spanning van 6 – 12V dc bij ongeveer 200mA.
- Door de voeding bij één unit in te bouwen, kan je de ander voeden door een twee-aderige afgeschermd kabel te gebruiken. De tweede draad kan dan dienen voor het voeden van de tweede unit.
- Wil je geen twee-aderige kabel, dan kan je elke unit zijn eigen (netstekker) voeding geven.
- Let op: R5 is het enige onderdeel dat maar één keer geplaatst moet worden. Dus in slechts 1 van de units breng je R5 aan: in de andere moet je deze weglaten.
- Nog een let op: C4 staat verkeerd om in het schema. De + moet aan de emitter.
- Het sluiten van SW1 voorkomt dat jouw geluid aan de andere kant hoorbaar wordt, niet andersom. Vraag de XYL dus om de schakelaar aan haar kant uit te zetten als je RTL Boulevard niet wil horen in de shack...
- Voor de afregeling kan je de volumeregelaar (P1) van de eerste unit vol open zetten. Regel daarna instelpotmeter R7 zo af dat je eigen stem bijna onhoorbaar is in je eigen luidspreker. Regel daarna de tweede unit op dezelfde manier af en je intercom is gereed.

20m QRP CW transceiver

Met het aantrekken van de condities worden de hogere banden weer interessanter voor QRP werk. Als de condities goed zijn, heb je niet veel nodig om een verbinding te maken. Ik spreek uit ervaring: in de tijd dat ik een klus in Tilburg had, maakte ik geregeld verbindingen vanuit de auto met een 3W transceiver en een Outback 2000 antenne. Vooral die laatste is nou niet direct de beste antenne voor de HF banden: met zijn 1,65m is hij zelfs voor 20m nog veel te kort en hoewel je de antenne wel kunt afstemmen, is het rendement niet optimaal, om het maar voorzichtig uit te drukken. Desondanks maakte

ik daarmee verbindingen over heel Europa. Dat het met minder ook kan, bewijst de oprichter van de 72 QRP club, mister 72 himself Oleg RX3G. Hij werkte diverse landen in Europa met slechts 8mW... Maar hij doet dat dan weer met een 3 elements beam. Dit ontwerp zit er een beetje tussenin. Er komt zo'n 150mW uit en met een redelijke antenne (full size dipool of End-Fed bijvoorbeeld) kan je daar prima verbindingen mee maken. Het ontwerp is van SP5DDJ die het weer heeft van een aantal andere amateurs. Het schema zie je op de volgende bladzijde. Het is voor zelfbouwers een herkenning van de basis van veel van dit soort ontwerpen: een NE602 en



een LM386. Beginnen we met de ontvangst, dan zien we rechtsonder de antenne ingang. Via een low pass filter komen we op het knooppunt van zender en ontvanger. Via de 5,6pF condensator gaan we naar de ingangsbeveiliging die is gerealiseerd met twee anti-parallel geschakelde dioden. Dat beschermt de ontvanger als de zender actief is. Na nog een spoel van 10µH die bij 14MHz een reactantie van ongeveer 880Ω heeft, komen we links boven in het schema aan op de top van een parallelkring die gevormd wordt door een vaste condensator van 75pF (Waarom? Is geen standaardwaarde en aangezien er een trimmer overheen zit, zou ik er gewoon 82p van maken). Deze parallelkring zorgt voor enige bandfiltering. Dé enige, om precies te zijn. Het signaal gaat daarna naar de dubbelgebalanceerde mixer NE602, waarvan de oscillatorsectie gebruikt wordt om zo een VXO te vormen met twee parallel geschakelde kristallen met daaroverheen een kleine van 2,4pF (Poolse onderdelen? standaardwaarde is 2,2pF). Die constructie heeft tot gevolg dat deze twee

kristallen makkelijk een eind uit frequentie te trekken zijn met de aangegeven afstemcondensator van 20-90pF (ik zou zeggen: een 100pF variabele condensator). Overigens merkt de auteur over de kristallen op dat die bij hem makkelijk te krijgen waren, maar ik vind op het hele internet geen kristallen van 14.107MHz. Ik zou daar 14.060 voor nemen; die zijn wel te krijgen. Maar dan moet die serie-spoel van 10µH misschien wat kleiner worden, want het afstembereik met deze constructie was 14.032-14.065MHz en dan trek je de boel behoorlijk uit frequentie. Dat is voor een 14.060 kristal niet nodig: die zit al in de CW band. Uit de NE602 komt dan al meteen laagfrequent, want we hebben het hier over een Direct Conversion ontvanger. Dat gaat via een filtertje om de laatste HF resten te verwijderen naar een LF versterker IC type LM386. Bijzonder is wel dat deze gevoed wordt via een weerstand van 1k. Verwacht zeker geen vermogen uit deze schakeling: een hoofdtelefoon is absoluut noodzakelijk.

Dan de stand zenden. Die wordt geactiveerd door de seinsleutel in te drukken, waarmee alle rood gemarkeerde vlaggetjes K aan massa gelegd worden. Het rode vlaggetje links dat de 2N3906 transistor open stuurt, trekt met een kleine capaciteit van 3,3pF de NE602 oscillator iets uit frequentie zodat de zender een kleine offset heeft ten opzichte van de ontvanger. Anders hoor je niets als het tegenstation netjes zero-beat voor je terugkomt. Daarnaast legt het onderste rode vlaggetje de emitter van de stuurtrap via 20Ω (waarom geen 22?) aan massa, zodat deze energie gaat leveren aan de eindtrap. Zowel driver als eindtrap zijn uitgevoerd met een 2N2222 en dat is nou niet echt een HF vermogenstransistor. Daar is nog wel wat winst te halen door een wat steviger transistor te gebruiken (2N3866 of zo), en een en ander te optimaliseren. Wat wel meer vermogen op gaat leveren, maar ook de batterij eerder leeg trekt natuurlijk. Rechts boven trekt het derde rode K vlaggetje de voeding van de LM386 naar massa zodat het geluid gemute wordt tijdens zenden. Heel eenvoudig maar zeer effectief.

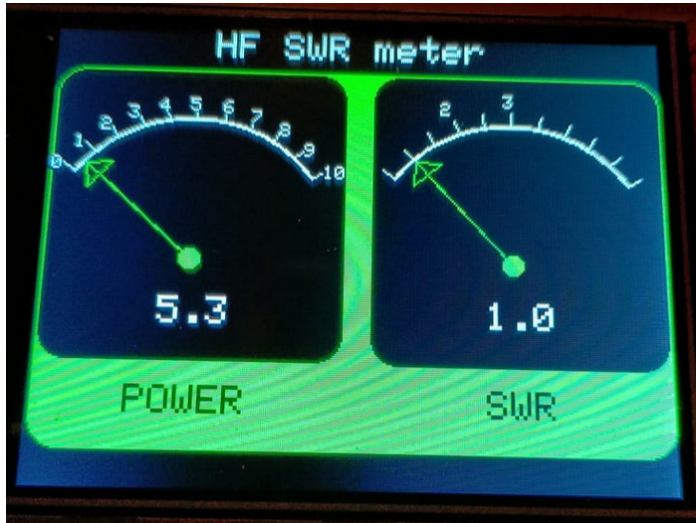
SP5DDJ bouwde de transceiver op een stukje gaatjesboard en het geheel past met de batterij in een doosje van 8,2x6,3x1,7cm, zie de foto rechts boven. Zelf was hij niet erg succesvol met het maken van verbindingen ermee, maar dat kan een aantal redenen hebben. Om te beginnen de antenne: als die slecht is, kan je met 150mW geen wonderen verwachten. Maar op een dipool, End-Fed of Yagi kan je hier prima verbindingen mee maken. Dan operating practice: als je geen ervaring hebt met het maken van verbindingen met laag vermogen, dan wordt het lastig. Je wordt niet automatisch gehoord. Daarnaast is er een nieuwe lichte amateur die niets werkt wat niet S9+ is, want daar moet je moeite voor doen. Probeer het ook niet in een contest weekend (geen enkel weekend dus), want je wordt genegeerd vanwege je zwakke signaal en platgewalst door alle (illegale) grote vermogens. En omdat het een direct conversion ontvanger is, moet je ook goed in de gaten houden aan welke kant van de



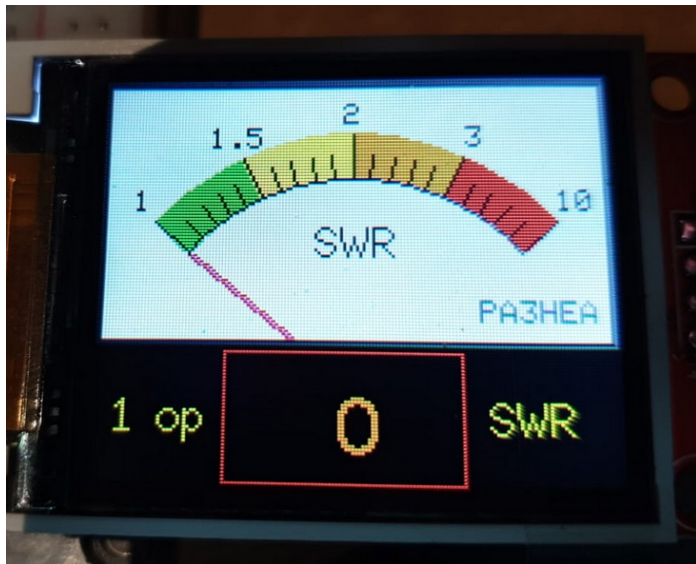
draaggolf je tegenstation zit. Voorbeeld: het tegenstation zit op 14.040MHz. Jij draait de frequentie van onder af naar de 14.040 toe en je hoort CQ roepen. Je stopt met draaien als je een comfortabel 1kHz toontje hebt, zodat jouw NE602 op 14.039MHz staat te oscilleren. Je geeft antwoord, en tijdens zenden trekt die 2N3906 je NE602 oscillator een kHz naar beneden. Daardoor kom je op 14.038kHz uit, twee kHz naast je tegenstation! Die gaat je nooit horen met zo'n verschil. Draai je nou vanuit het hoge deel van de band naar 14.040 toe, dan heb je bij 14.041MHz eveneens een 1kHz toontje. Ook nu gaat de zender bij key down 1kHz naar beneden, maar nu kom je netjes op 14.040 uit. Kijk dus uit als je niet zelf CQ roept (want dan gaat het meestal wel goed) maar op het CQ van een tegenstation reageert. Dan moet je wel van de goede kant komen. Ondanks deze beperkingen zijn QRP transceivers enorm leuk om mee te werken (ik doe niet anders) en geven verbindingen met een door jezelf gebouwde transceiver heel veel voldoening, vooral die eerste. Die vergeet je nooit meer...

PA3CNO's Blog

Er wordt weer lekker wat afgeknutseld in onze WhatsApp groep. Wim PE1PWR heeft zich gestort op het programmeren: zijn doel is om mooie "analoge" meters te maken met displaytjes aangestuurd door een processor. Hieronder wat voorbeelden:



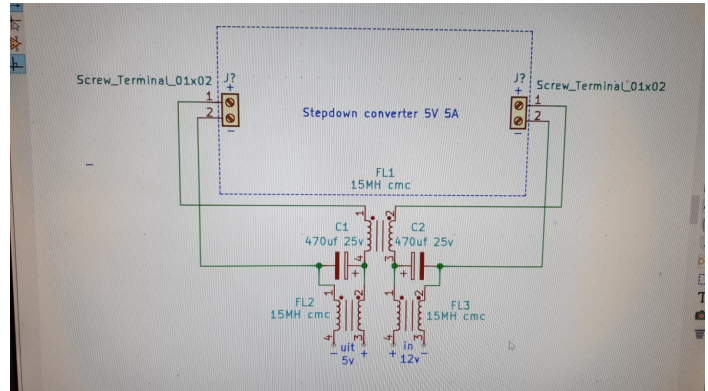
Ook Bart PA3HEA doet hieraan mee, met onderstaand resultaat:



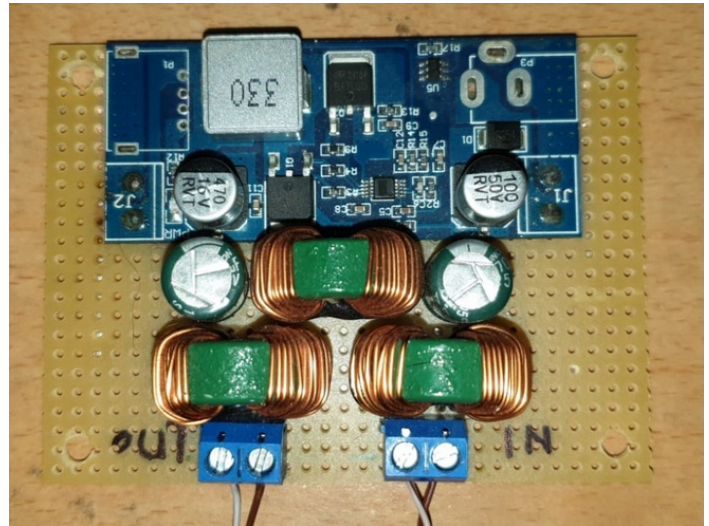
Het gaat natuurlijk niet alleen om de metertjes, want om iets weer te kunnen geven, moet je het eerst meten. En dat bleek nog een kunst op zich. Want hoe nauwkeurig is de analoge ingang van een Arduino Nano of een ESP32? Allemaal dingen die eerst uitgeprobeerd moesten worden voordat aan de berekening van de SWR en uiteindelijk aan de grafische representatie begonnen kon worden. Maar uiteindelijk is dat

allemaal gelukt.

Herinneren jullie je nog mijn oproep vorige maand voor een oplossing voor storende stepdown converters? Bart PA3HEA reageerde op mijn oproep; hij had voor een soortgelijk probleem een schakeling bedacht waardoor de omvormer absoluut stil werd:



De praktische uitvoering:

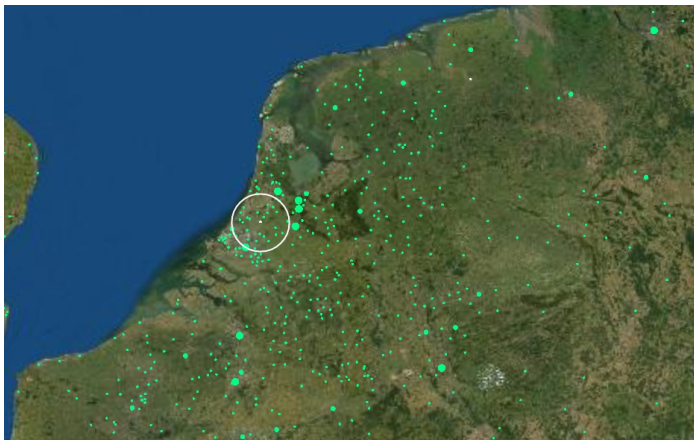


Ik heb het nog niet geprobeerd. Ik vreesde storing in de ontvanger van mijn paraset vanwege de stepdown converter die de gloeispanning maakt uit de 12V. Maar daar heb ik nog geen probleem mee ondervonden. Dat komt misschien ook wel omdat zowel voeding als Paraset in een afgeschermd behuizing zitten, en de antenne relatief ver weg staat. Waar ik het wel eens kan proberen, is bij de step-up converter voor Gert's wereldradio. Want daarbij is de ontvangst op b.v. FM echt helemaal weg als die converter actief is.

Rob PE9PE maakte mij nog attent op de site van [Robert Ščepko](#), die zowel magnetic loops als de theorieboeken over deze antennes verkoopt. Persoonlijk denk ik dat juist een magnetic loop antenne zelf vrij eenvoudig te maken is. Daaraan is in diverse RAZzies al eens aandacht besteed. Daarnaast is een magnetic loop geen wonderantenne, maar kan vooral voor kleinbehuisden het verschil betekenen tussen helemaal niet kunnen werken of toch nog verbindingen kunnen maken. Uit ervaring weet ik dat een niet al te kleine loop uitstekend werkt. De moeite waard om even te bekijken.



Nog een linktip van Mans PA2HGJ:



Op [deze site](#) zijn allemaal radiostations weergegeven als groene stippen. Door zo'n stip aan te klikken wordt het betreffende radiostation naar je PC (of tablet/telefoon) gestreamd. Er gaat letterlijk een wereld voor je open. Heel leuk om mee te spelen.

Dan mijn eigen bezigheden. Het grootste deel heb ik natuurlijk al beschreven: het bouwen van de Paraset voedingen. Maar intussen ben ik alweer bezig met een nieuw project. Op een idee gebracht door [qrpguys.com](#) heb ik het schema van de daar beschreven FT8 QRP transceiver in KiCad gegoten. De transceiver bestaat uit een main board met daarop de

transceiver zonder de frequentiebepalende componenten zoals kristal en bandfilters. Die zitten namelijk op een opsteekbordje dat in het main board gestoken kan worden. Het bordje bepaalt dan de band waarop gewerkt wordt. Op internet vond ik een bron voor kristallen voor een tweetal FT8 frequenties, te weten 7.074 en 14.074. Daarmee is de transceiver al te maken. Ik breidde de connectoren van het opsteekbordje uit met een extra connector die verbonden is met een drietal soldeer jumpers. Daarmee kan ik dan een board ID definiëren. Dat wordt doorgezet naar een 8-polige connector die bedoeld is voor een uitbreidingsbord met een Arduino en een Si5351 bordje. Daarmee weet de Arduino voor welke frequentie een bord is ingeprikt en die laat de Si5351 dan de juiste FT8 draaggolf opwekken. Heb je geen kristallen meer nodig. Voor de show knoopte ik er ook nog een I2C 16x2 display aan zodat je kunt zien voor welke band er een bord ingeprikt is. De transceiver werkt van 160-17m dus dat dekt de meest gebruikte banden wel. Er zou zo'n 1,5W uit moeten komen, maar zo ver ben ik nog niet. De software werkt, de printen zijn ontworpen en die moeten nu nog naar de printboer voor het maken van de prototypen. Als dat allemaal werkt is het misschien wel weer leuk om als project op te pakken. Eerst maar even wachten of het prototype werkt. Zelf vind ik de banden van 80-17m voldoende: mijn 2x 13m dipool is voor 80m al aan de krappe kant, en hoewel ik 'm op 160m wel afgestemd krijg, is de efficiency dan zodanig dat ik niet verwacht met 1,5W een deuk in een pakje boter te slaan.

De onderdelen zijn allemaal vrij standaard en het meeste had ik op voorraad. Wat ik niet had, is inmiddels besteld bij Conrad. Dus als het mee zit, heb ik volgende keer meer te vertellen.

Nog een laatste opmerking: de condities lijken te verbeteren. Op zoek naar de Bulgarian Saint van februari meldde het DX-cluster hem op 15m. Kansloos, dacht ik, Bulgarije op 15m. Maar hij was S9+, en bij de eerste aanroep kreeg ik antwoord. Het lijkt dus wat beter te gaan met de condities.



Afdelingsnieuws

■ nmiddels is het een jaar geleden dat we onze laatste clubavond hadden, en het zal nog wel even duren. Op het moment van dit schrijven mompelt Rutte alweer in de pers dat de cijfers er niet goed uitzien, wat een voorbereiding is voor weer 3 weken verlenging. Het levert in elk geval een hoop tijd op voor de hobby. Dat gezegd hebbende: de order voor de Si473x radio ligt bij de printenboer, en daarnaast zijn er 50 Si4732's besteld om de printen - voor degenen die dat willen - met gemonteerde Si4732 te kunnen leveren. IJs, weder en Chinees nieuwjaar dienende komen de printen dus binnenkort binnen. Om met Rutte te spreken: hou vol!

Verder kregen wij een bericht van Eric PD1ELZ. Hij meldde dat hij eind 2019 getroffen is door een aortascheuring gevolgd door een hersen-

bloeding. Voor zijn herstel heeft hij 7 maanden in een revalidatiecentrum gezeten. Hij is nu wel thuis, maar is nog gedeeltelijk verlamd. Het spreken gaat nog niet goed, hierdoor is hij nog niet waargenomen op de repeater of ergens anders op de band. Hij hoopt spoedig weer op de band te kunnen werken. Hij groet ons allen. Namens de afdeling hebben wij hem een bosje bloemen gestuurd om hem te steunen in deze tijd tot herstel.

Wat houdt jullie bezig in deze tijd? Nu we niet meer bij elkaar kunnen komen, is het misschien wel leuk om dat met je mede-amateurs te delen. Schrijf er eens iets over. Ben je iets aan het bouwen? Of maak je juist veel verbindingen? Stuur het aan razzies@pi4raz.nl en laat het je mede-amateurs weten! Die kunnen daar dan weer inspiratie uit halen.