

RAZZies

Maandblad van de
Radio Amateurs
Zoetermeer



September 2021

Met in dit nummer:

- Regelbare voeding 28V 3A
- Opa Vonk: Polen, zero's en ordes
- De P14RAZ-Ali-Radio (B)
- PA3CNO's Blog

Colofon

RAZZies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer.

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

Website:

<http://www.pi4raz.nl>

Redactie:

Frank Waarsenburg
PA3CNO
pa3cno@pi4raz.nl

Eindredactie:

Robert de Kok
PA2RDK
pa2rdk@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

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

Nieuwsbrief:

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

Van de redactie

Op vakantie geweest? Ondanks dat de weer-vrouwtjes en mannetjes bij hoog en bij laag volhouden dat het een "normale" zomer is, zijn we de laatste jaren natuurlijk verwend met warme zomers. En als we naar de gemiddelden kijken zal dat ook wel kloppen, maar juni was erg warm als je je dat nog kunt herinneren, waarbij augustus juist weer veel te koud was. Dan kan het gemiddeld wel normaal zijn, maar zijn de pieken en dalen dat niet. Afijn, het zit erop, traditiegetrouw zullen 1 september de pepernoten wel weer in de schappen liggen en zo stomen we alweer op naar het nieuwe jaar. De condities zijn de laatste tijd best goed geweest. Ik lees van record verbindingen op 2m van 5000km en meer (in FT8 natuurlijk dus verbinding, ja, QSO, nee). Ik heb zelfs weer QSO's op 10, 12 en 15m in het log staan en dat was alweer een tijdje geleden. Vrijwel alle QSO's maak ik momenteel met QRP en dat gaat over het algemeen prima. Soms moet je wat meer je best doen, zoals bij special calls waar de drukte nogal groot is, maar zeker als het tegenstation split gaat werken, is de kans dat ik 'm met QRP werk vrij groot. En lukt het een keer niet, dan kijk ik wat verder op de band. Over QRP gesproken: op mijn oproep voor wat verhalen over de QRP beleving van amateurs heb ik een aantal leuke reacties gehad. Die lees je verderop in dit blad, naast mijn eigen ervaringen op QRP gebied.

Regelbare voeding 28V 3A

Tijdens het ontwerpen van mijn 12V naar 350V voeding voor mijn Paraset kwam ik al gauw tot de ontdekking dat een voeding met regelbare spanning en instelbare stroombegrenzing bij dit soort experimenten onmisbaar is. Maar die had ik niet. Voor mijn Paraset voedingsexperimenten leende ik een regelbare voeding van Chris PA0OKC. Een voeding uit de Chinese keuken die 32V 5A kon leveren. Ik had natuurlijk ook zo'n voeding kunnen kopen, maar ik wilde zoiets persé zelf maken. Hoe moeilijk kan dat zijn. Nou, daar gaat dit artikel over. Allereerst de eisen. Van mij hoefde de voeding niet tot nul terug te kunnen regelen. Maar 3V is wel het minimum. Als ik met elektronica experimenteer die met 3,3V gevoed moet worden, dan moet de voeding die wel kunnen leveren. En liefst nog iets daaronder, om het effect van een variërende voeding op een schakeling te kunnen bepalen. Aan de bovenkant mikte ik op een Volt of 28, vanwege HF transistor eindtrappen met MOSFETs die vaak op spanningen in die orde grootte werken (maar ook eindtrappen met bipolaire transistoren werken nog wel eens op 28V: bijvoorbeeld die van mijn CMT mobilfoon van vroeger). Dan nog de keuze voor een maximale stroom. Dit moet een experimenteervoeding worden, en niet een voeding om een HF basisset mee te voeden. Ik vond 3A wel een redelijk

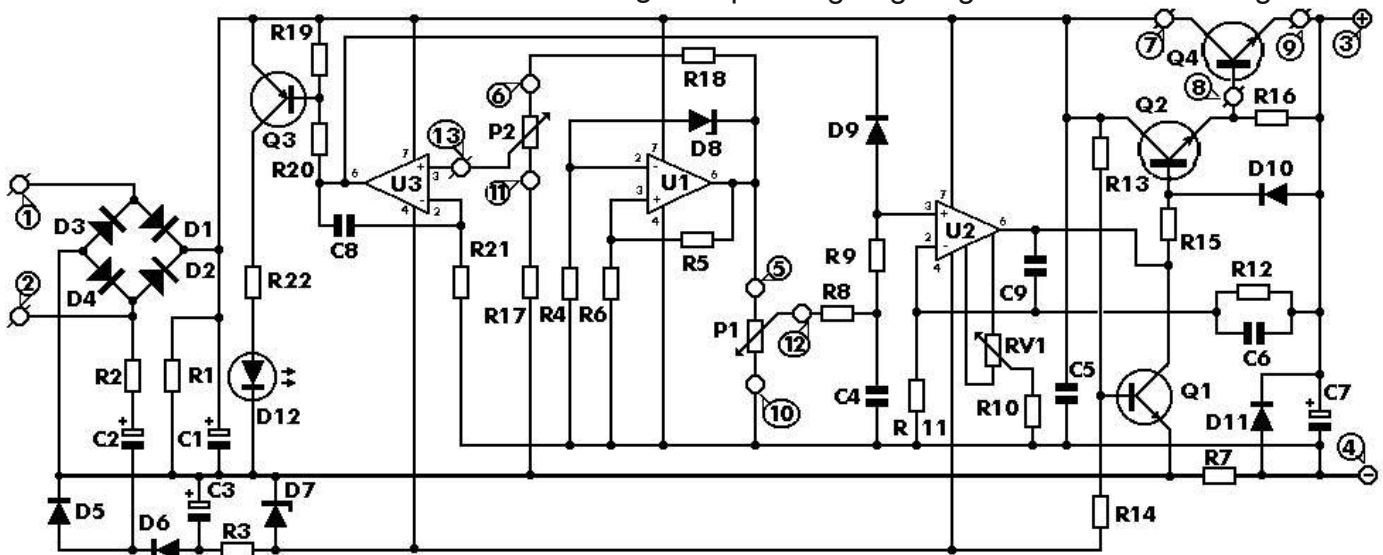
uitgangspunt. Dus ging ik me eerst eens oriënteren op internet wat er zoal aan schema's te vinden was als basis voor een goede voeding. Ik vond er een (zie onderstaand schema) die precies aan mijn eisen voldeed: spanning regelbaar van 0-30V en de stroom regelbaar van 0,002-3A.

De schakeling werkt als volgt: Diode D8 is een 5.6V zener, die hier gekozen is omdat 5,6V zeners het ongevoeligst zijn voor temperatuurwijzigingen. De spanning aan de uitgang van U1 neemt geleidelijk toe tot diode D8 in geleiding gaat. Als dat gebeurt, stabiliseert de schakeling zich en de referentiespanning van de zener (5.6V) komt over weerstand R5 te staan. De stroom die in de niet-inverterende ingang van de op-amp loopt, is te verwaarlozen; daarom loopt door R5 en R6 dezelfde stroom, en aangezien de weerstanden gelijke waarden hebben is de spanning over de serieschakeling van de weerstanden precies twee keer de waarde van de spanning over de individuele weerstanden. Dus is de spanning aan de uitgang van de op-amp (pin 6 van U1) gelijk aan 11,2 V, twee keer de zenerspanning. IC U2 heeft een constante versterking van ongeveer 3x, volgens de formule $A=(R11+R12)/R11$, en verhoogt de 11,2V referentiespanning tot ongeveer 33V. De instelpotmeter RV1 en weerstand R10 worden gebruikt voor het instellen van de limieten van de uitgangsspanning, zodat deze tot 0V teruggeregeld kan worden onafhankelijk van de tolerantie van andere onderdelen in de schakeling.

Met potmeter P1 is dan de uitgangsspanning in te stellen. Via R12 wordt immers de uitgangsspanning teruggevoerd naar U2 en deze zal proberen zijn ingangen aan elkaar gelijk te maken. Dus met het variëren van de spanning op de looper van P1 zal deze spanning een factor 3 versterkt aan de uitgang verschijnen.

De andere belangrijke eigenschap van de schakeling is de mogelijkheid om de maximale uitgangsstroom die de voeding kan leveren in te stellen, waardoor de voeding van een constante spanningsbron verandert in een constante stroombron (handig om accu's op te laden). Om dit te kunnen realiseren meet de schakeling de spanning over een weerstand van 0,47Ω (R7) die in serie staat met de belasting. Het IC dat voor deze taak verantwoordelijk is in de voeding, is U3. De inverterende ingang van U3 is via R21 op 0V gelegd. En de niet-inverterende ingang van hetzelfde IC kan met P2 in spanning gewijzigd worden.

Laten we er eens vanuit gaan dat voor een gegeven uitgangsspanning van enige Volts, P2 zo ingesteld is dat de ingang van IC1 op 1V gehouden wordt. Als de belasting toeneemt, wordt de uitgangsspanning constant gehouden door het spanningsregelingsdeel van de schakeling, en de aanwezigheid van R7 in serie met de belasting heeft een verwaarloosbaar effect vanwege zijn lage waarde en omdat de weerstand buiten de terugkoppellus van de spanningsregeling zit. Als de belasting constant



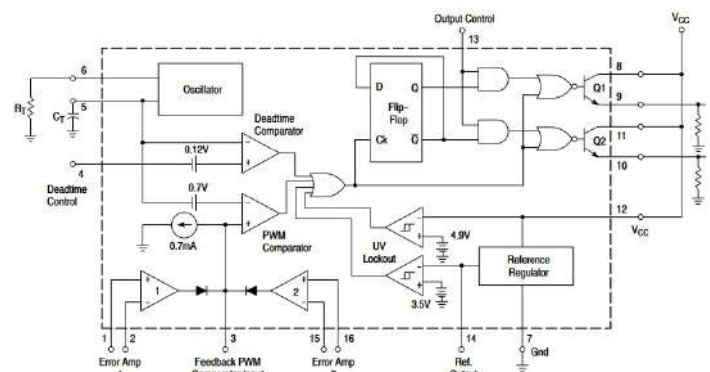
gehouden wordt en de spanning niet veranderd wordt, is de schakeling stabiel. Wordt de belasting zodanig vergroot dat de spanningsval over R7 groter wordt dan 1V, dan komt IC3 in actie en gaat de schakeling in de constante stroombron mode. De uitgang van U3 is verbonden met de niet-inverterende ingang van U2 via D9. U2 is verantwoordelijk voor de spanningssturing en aangezien U3 met de ingang van U2 verbonden is, kan U3 zijn functie overnemen. Wat er dus gebeurt is dat de spanning over R7 in de gaten gehouden wordt en niet boven de ingestelde waarde mag komen (1V in dit voorbeeld) door het terugregelen van de uitgangsspanning van de schakeling.

Op deze manier wordt de uitgangsstroom constant gehouden en dat is zo nauwkeurig dat het mogelijk is om de stroombegrenzing tot aan 2mA terug te regelen. Condensator C8 is aangebracht om de stabiliteit van de schakeling te vergroten. Q3 wordt gebruikt om een LED aan te sturen als de stroombegrenzing actief is en dat zichtbaar te maken. Om het U2 mogelijk te maken om de spanning tot 0V terug te regelen, is een negatieve voedingsspanning noodzakelijk en dit wordt gerealiseerd met de schakeling rond C2 & C3. Dezelfde negatieve voeding wordt ook gebruikt voor U3. Aangezien U1 met een vaste instelling werkt, kan deze gevoed worden tussen de ongestabiliseerde voeding en massa.

Nou, wat wil je nog meer. Alles op een printje bakken, kastje erom en klaar. Maar hoe langer ik naar de schakeling keek, hoe meer het me tegen begon te staan. Dat heeft alles te maken met de mogelijke dissipatie van de voeding. Als ik zoals ik aan het begin zei, met 3,3V aan het experimenteren ben, en ik laat 3A lopen, dan moet er dus ruwweg 30W opgestookt worden. De voeding wordt namelijk aangestuurd met een 24V wisselspanning, en dat levert na gelijkrichting en aftrek van twee diodeovergangen 32,5V op. Dan wordt er dus 90W aan warmte verstookt in de 2N3055 uitgangstransistor. Een 2N3055 mag 115W dissiperen dus dat is al op het randje. Daarbij is de thermische weerstand van

de junctie naar de behuizing 1,52 °C/W en dat betekent dat de behuizingstemperatuur niet hoger mag worden dan 62 graden om de junctie in combinatie met de derating onder de 200 °C te houden. Reken met een omgevingstemperatuur van 30 graden in de zomer, dan moet de thermische weerstand van de koelplaat 0,3 °C/W of minder zijn. Compleet kansloos. Sowieso is het verstoken van 90W als je er 10 nodig hebt, niet zo erg "groen". Dus keek ik eens verder naar een schakelende oplossing.

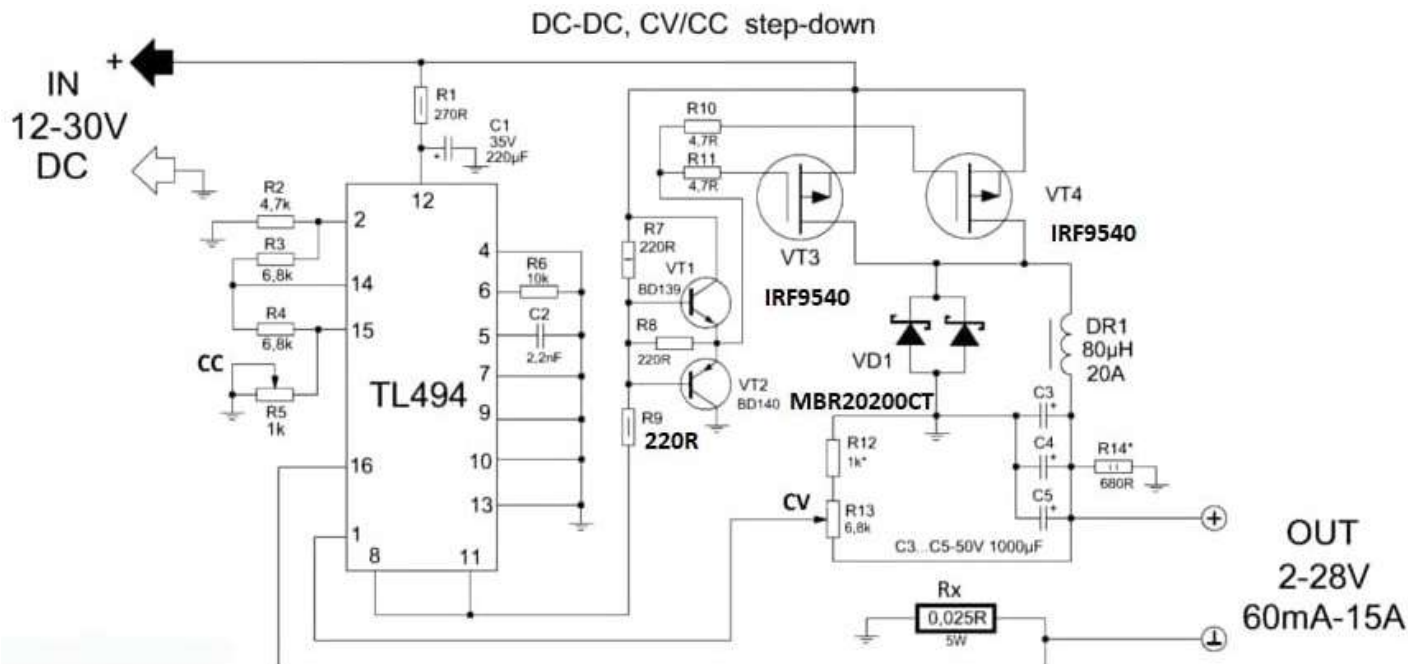
Na weer wat spuurwerk liep ik tegen een schema aan dat eigenlijk te mooi was om waar te zijn. Zie de volgende bladzijde. Met een minimum aan onderdelen heb je dan een voeding van 2-28V en maximaal 15A. Veel meer dan ik nodig had. Dit wordt de basis van mijn nieuwe voeding. Het hart van de voeding is een TL494 waar alles in zit om een schakelende voeding te maken.



Het IC beschikt over een oscillator, een dead time comparator, een nauwkeurige spanningsreferentie, twee error comparators en drivers voor het aansturen van schakeltransistoren. Laten we eens kijken hoe de voeding werkt. De oscillator staat relatief laag ingesteld, als we de condensator van 2,2n en de weerstand van 10k in de formule voor de frequentie invullen:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T * C_T} = \frac{1.1}{2.2 * 10^{-9} * 10^4} = 50kHz$$

Doorgaans liggen de frequenties van dit soort voedingen ergens rond 200-300kHz, maar deze dus niet. Als spanningsvergelijker is de comparator met de ingangen 1 en 2 gebruikt. De referentie wordt aangeboden op pin 2 en die is afgeleid van de ingebouwde referentiespanning. En die kan je terugrekenen aan de hand van de



weerstand R2 en R3, als volgt:

$$U_o = U_{ref} * \frac{R2}{R2 + R3} = 5 * \frac{4k7}{4k7 + 6k8} = 2.043V$$

Op pin 1 wordt de spanning aangeboden die van de uitgangsspanningsdeler afkomstig is. Daaruit kunnen we het regelbereik afleiden. Er zijn twee uitersten voor potmeter R13: tegen de uitgang (loper in de onderste stand) en tegen weerstand R12 (loper in de bovenste stand). De onderste stand is makkelijk: als de spanning dan gelijk is aan de referentiespanning van 2.043V dan is de schakeling in evenwicht. Dat is dus de ondergrens van het regelbereik. De bovengrens wordt bereikt in de andere uiterste stand van de potmeter, waarbij deze een spanningsdeler vormt met R12. Deze levert 2.043V als de uitgangsspanning gelijk is aan:

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{2.043 * (R12 + R13)}{R12} \\ &= \frac{2.043 * (1k + 6k8)}{1k} \\ &= 15.94V \end{aligned}$$

Niet wat ik wil, maar aanpassen komt straks wel. Eerst begrijpen hoe alles werkt. Deze voeding kan dus regelen tussen 2 en 16V, ruwweg. Kijken we nu naar het stroombegrenzingsdeel. Daarvoor wordt de comparator met de ingangen 15 en 16 gebruikt. De van de referentiespanning afgeleide spanning op pin 15 is nu regelbaar gemaakt met R5, die de instelling van de

maximale stroom verzorgt. Staat R5 op minimale weerstand, dan treedt de stroombegrenzing in werking bij 0mA. En in de andere stand? Dan hebben we weer een spanningsdeler bestaande uit R4 en R5. Het resultaat daarvan is:

$$U_o = U_{ref} * \frac{R5}{R4 + R5} = 5 * \frac{1k}{6k8 + 1k} = 0.641V$$

De andere ingang van de comparator, pin 16, meet feitelijk de spanning over weerstand Rx, die in het schema 0,025 Ohm is. Als de spanning over deze weerstand meer wordt dan 0.641V, dan gaat de voeding dus terugregelen. Dat gebeurt bij een stroom van:

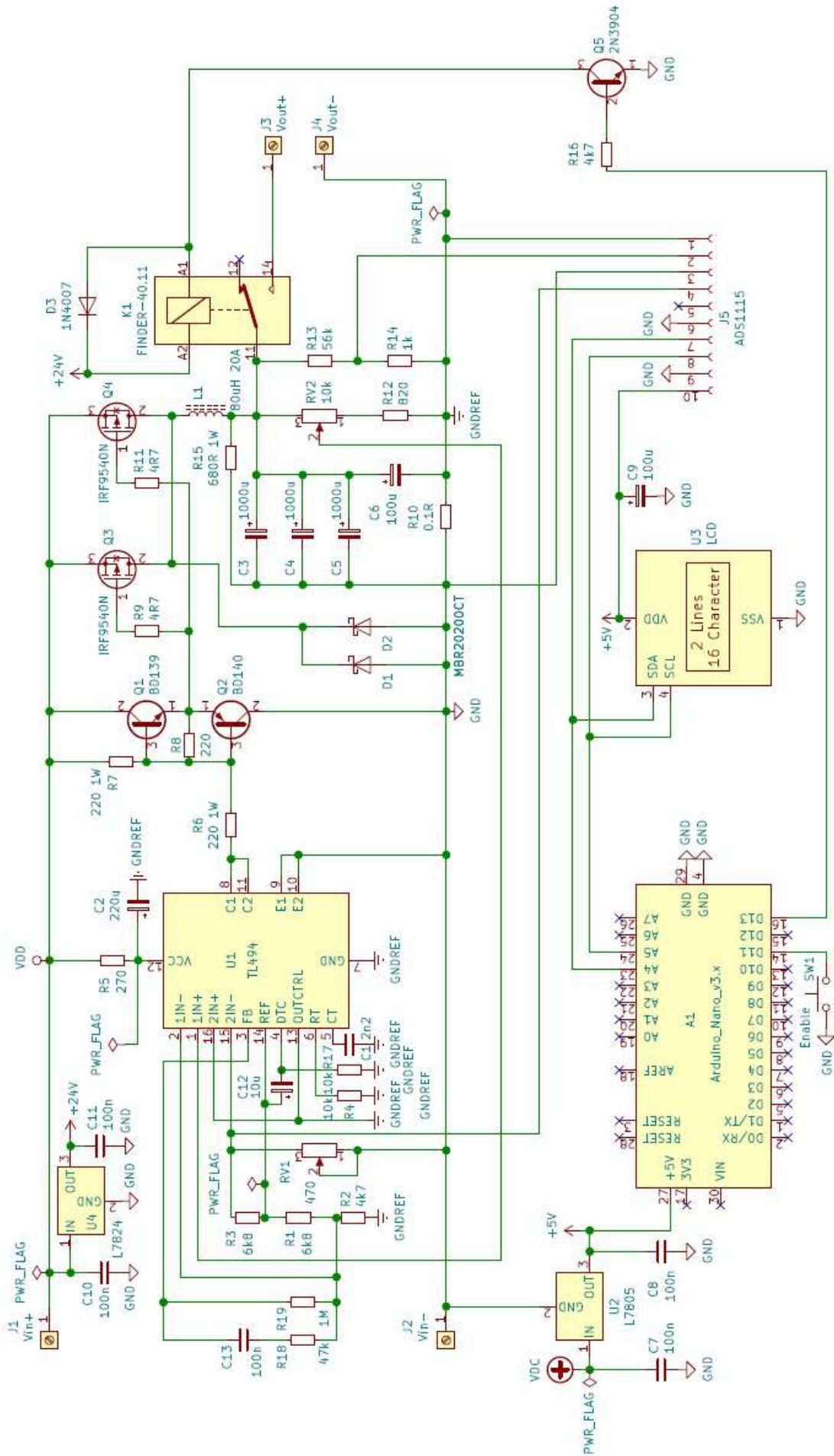
$$I = \frac{U}{R} = \frac{0.641}{0.025} = 25.6A$$

Dat is dan weer een beetje veel, maar alweer: het gaat nu even om het begrijpen hoe het werkt. De berekening van de waarden voor mijn wensen komt straks wel. Nu we de grenzen van dit ontwerp kennen, kunnen we gaan kijken naar de rest van de schakeling. In het IC zijn twee stuurtransistoren ingebouwd waarvan de emitters en de collectors naar buiten zijn uitgevoerd. Deze transistoren kan je gebruiken voor het aansturen van de schakeltransistoren. Met pin 13, output control, kan je deze transistoren om-en-om laten werken voor een push-pull configuratie, of parallel. Hier is gekozen voor parallelbedrijf van de transistoren.

De schakeling rond VT1 en VT2 behoeft enige toelichting. Laten we uitgaan van een transformator van 24VAC. Dan hebben we dus ca. 33V ongestabiliseerd. Let op de FETs: dat zijn IRF9540's en dat zijn P-channel FETs. Denk dus niet dat de meer bekende IRF540 het ook wel zal doen, want dan heb je een lanceerplatform. Als de transistoren in de TL494 niet aangestuurd worden, ligt de basis van VT1 via R7 aan de voeding, de emitter zit daar 0,6V onder en dus liggen de gates van VT3 en VT4 eveneens vrijwel aan de voeding en zijn niet in geleiding. Gaan de stuurtransistoren in de TL494 in geleiding, dan vormen R7 en R9 een spanningsdeler waardoor op de bases van VT1 en VT2 de halve voedingsspanning komt te staan, dus zo'n 16,5V. Waarom de halve voedingsspanning? Omdat de maximale V_{gs} van de IRF9540 maar 20V is. Het complementaire emittervolgerpaar VT1 en VT2 zorgt voor een laagohmige aansturing van de gates. Dat is nodig om de relatief grote gate capaciteit snel te kunnen laden en ontladen, om zo het schakelmoment zo kort mogelijk te houden. In het ideale geval dissiperen de schakeltransistoren geen vermogen, want óf er staat spanning over de transistoren maar er loopt geen stroom, óf er loopt stroom door de transistoren maar er staat geen spanning over (transistor in verzadiging gestuurd). In beide gevallen is $I \times U$ nul. Maar de wereld is niet ideaal, dus hebben de transistoren een klein beetje weerstand als ze open gestuurd worden: bij $V_{gs}=10V$ en 11A stroom is de weerstand maximaal 0,2 Ω . Stel dat er inderdaad 15A loopt zoals het schema aangeeft. Er staan twee FETs parallel dus als de stroom gelijk verdeeld is, loopt er 7,5A per FET. Dan is de warmteontwikkeling slechts 1,5W per FET. De warmteweerstand van junctie naar omgeving (dus zonder koellichaam) is 62 °C/W en dat betekent dat de FET dan 113 °C zou worden bij kamertemperatuur. Ruim onder de maximale junctietemperatuur van 175 °C. Met andere woorden: je hoeft de FETs feitelijk niet te koelen. De auteur had dat inderdaad niet gedaan op de foto's die ik gezien heb. Dat is nog eens wat anders dan 90W opstoken in een 2N3055 (en dat was bij 3A!)

De spanning op de gates van de FETs wordt dus netjes onder de 20V gehouden en het transistorpaar zorgt voor een laagohmige aansturing. Als de FETs in geleiding gaan, gaat er een stroom lopen door spoel DR1 en dat bouwt een magnetisch veld op in de spoel. De stroom zal ook C3 t/m C5 gaan laden en zodra de ingestelde spanning bereikt is, schakelen de FETs weer uit. Door het opgebouwde magnetisch veld blijft de stroom nog even doorlopen via de vrijlooptdiodes VD1. Weerstand R14 dient als belasting voor het geval er niets aangesloten is op de voeding. Anders zou de spanning immers nooit zakken en dat is wel handig als je de voeding terugregelt van 20 naar 5V. Dat scheelt een hoop schade als je op je voeding een laagspanningsapparaat aansluit...

Nu mijn uitvoering. Zie daarvoor het schema op de volgende bladzijde. Mijn uitvoering volgt in grote lijnen het originele schema. De belangrijkste afwijkingen zitten in de plaatsing van de onderdelen ten opzichte van de meetweerstand R10. In het originele ontwerp wordt de uitgangsspanning gemeten ten opzichte van massa. Maar de negatieve aansluiting van de belasting gaat via de meetweerstand naar massa. Dat betekent dat de spanning over de belasting afneemt met de spanning over de meetweerstand, en dus met de stroom. Nou is dat slechts 375mV bij 15A, maar toch. Ik plaatste de TL494 aan de belastingzijde van de meetweerstand, zodat de spanning die de belasting ziet, constant gehouden wordt en niet meer afhangt van de stroom. Er zijn dus nu twee massa's, aangegeven met verschillende symbolen. Let daar goed op! Pin 16 van de stroomcomparator is nu verbonden met de uitgangsmassa en pin 15 zit nu verbonden met een spanningsdeler waarvan de potmeter voor het instellen van de maximale stroom aan de absolute massa ligt (die van de ingang). Wat er nu gebeurt, is dat bij het toenemen van de stroom de massa van de TL494 opgetild wordt ten opzichte van de ingangsmassa. Vanuit de TL494 gezien worden pennen 1 en 2 van RV1 negatiever, tot het knooppunt van R3 en RV1 door de nul gaat. Dan treedt de begrenzing in.



Het is even omdenken (ik vond het moeilijk) maar dan zie je hoe de stroombegrenzing werkt. Om die reden zitten de emitters van de driver transistoren uit de TL494, de collector van de BD140, de anodes van de vrijlooptdiodes D1 en D2, de minpolen van de elco's C3-C5 en belastingsweerstand R15 allemaal aan de ingangsmassa zodat de stromen die door deze componenten lopen, de stroommeting niet verstoren. Overigens loopt de stroom van de TL494 wél door de meetweerstand, omdat zijn massa aan de kant van de uitgang zit. Het meten van de stroom doe ik door de spanning over de meetweerstand te meten,

Over spanning gesproken. Een kleine zijstap. Uiteraard wil je zien wat je instelt op je voeding. Verwend als ik was door Chris' voeding met een uitlezing voor zowel stroom als spanning tot 3 decimalen achter de komma, wilde ik ook zo'n uitlezing. Ik bedacht daarvoor een Arduino: die heb ik toch genoeg op voorraad en dan kan die meteen voor een inschakelbeveiliging zorgen, waarover later meer. Een Arduino heeft genoeg analoge ingangen om wat spanningen te meten. Alleen realiseerde ik me toen ik daar wat langer over nadacht, dat een Arduino niet genoeg resolutie heeft. De AD-converter van een Arduino heeft 10 bits, en dat komt overeen met 1024 stapjes. Als je dan een spanning van 30V (naar boven afgerond) wil weergeven in millivolts, dan heb je 30.000 stapjes nodig. En je hebt er maar 1024. Zelfs voor 3A stroom zijn 3000 stapjes nodig om de milliAmpères weer te geven. Ergo: de Arduino valt af hiervoor. Nou zijn er gelukkig allerlei uitbreidingen voor de Arduino processoren, en een daarvan is de ADS familie. Ik koos voor de ADS1115: die beschikt over 4 ingangen met 16 bits resolutie. En met 16 bits kan ik 65536 stapjes maken: dat betekent twee stapjes voor elke mV en dat is ruim voldoende. Tenminste, als je de volle schaal van de AD-converter kunt gebruiken. En dat had ook nog wel wat denkwerk nodig.

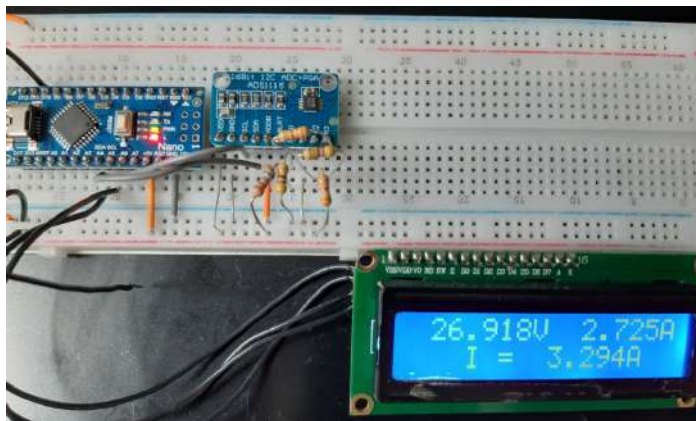
Want laten we eens kijken wat nu het regelbereik van de voeding is. Voor de stroom wordt dat bepaald door spanningsdeler R3/RV1.

Ik ga jullie niet weer bombarderen met allerlei formules: zie daarvoor de voorgaande tekst. De maximale spanning uit de spanningsdeler naar pin 15 is 323mV. Reken maar na. Met een meetweerstand van $0,1\Omega$ kan er dan dus 3,23A lopen voor de stroombegrenzing intreedt. In de praktijk is dat wat meer, ik zal zo uitleggen waarom. De volle schaal van de AD-converter is default 6,144V en daar gebruik je dan maar een heel klein beetje van. Maar gelukkig kan je de volle schaal aanpassen door de interne versterking te veranderen. Daarbij heb je dan de keuze uit 6,144V (standaard), 4,096V, 2,048V, 1,024V, 0,512V en 0,256V. Ik koos voor 0,512V: dan kan ik maximaal gebruik maken van de resolutie. Maar die instelling geldt dan voor alle 4 de kanalen. Vandaar dat voor het meten van de spanning de spanningsdeler R13/R14 is toegepast. Bij 28V staat op de uitgang van de deler 491mV en dat zit netjes binnen bereik. De maximale spanning die ik met die deler kan meten is 29.184V. Maar wat is het maximum wat ik in kan stellen? Dat is afhankelijk van twee spanningsdelers. Allereerst de deler die de referentiespanning op de comparator verzorgt en die gevormd wordt door vaste weerstanden R1 en R2. Die spanning is 2,043V. De tweede deler, die met de andere ingang van de comparator verbonden is, wordt gevormd door R12 en potmeter RV2. Om 2,043V op dat knooppunt te krijgen met de looper van RV2 tegen de uitgang van de voeding gedraaid, is een uitgangsspanning nodig van 26,964V. Dat valt dus binnen mijn meetbereik. Theoretisch is dat dus de hoogste spanning die de voeding kan leveren. Maar er stak weer een potentieel probleem de kop op.

Zoals in het schema te zien is, zit de massa van de Arduino en de ADS1115 aan de ingangszijde van de schakeling. Maar de onderkant van de spanningsdeler voor het meten van de uitgangsspanning zit aan de andere kant van de meetweerstand, aan de massa van de belasting. Als de maximale stroom van ca. 3,3A loopt, staat over R10 330mV. Als op de uitgang de maximale spanning van laten we zeggen 26V staat, dan staat er aan de uitgang van de

spanningsdeler voor het meten van de uitgangsspanning 456mV. Doordat de spanning over R10 daarbij opgeteld wordt, "ziet" de ingang van de ADS1115 die met de uitgangsdeler verbonden is, de som van de spanningen en dat is 786mV - veel meer dan de 512mV volle schaal die ingesteld is. Dat gaat dus niet goed.

Maar gelukkig heeft de ADS1115 daar een oplossing voor: hij kan tussen een aantal van zijn aansluitingen een differentiaalmeting doen. Daarbij meet hij dus het verschil tussen twee ingangen. In het schema ligt A0 aan de referentie ingang voor de stroommeting, A1 aan de echte massa, A2 aan de uitgangsspanningsdeler en A3 aan de uitgangsmassa. Door nu het verschil tussen A1 en A3 te meten weet ik de stroom (want dat is de gemeten spanning gedeeld door 0,1), en door het verschil tussen A2 en A3 te meten, weet ik de uitgangsspanning (want dan meet ik de spanning over R14). Nu de kwestie: Hoe meet de ADS1115 de verschilspanning? Doet hij dat door de spanning op de ingangen A2 en A3 te meten en trekt hij deze rekenkundig van elkaar af, of meet hij echt het verschil? In het eerste geval ga ik alsnog de mist in met 786mV totaal op A2, in het tweede geval heb ik dat probleem omzeild. Tijd voor de proef op de som.



Ik berekende een paar weerstandsdeler zodanig dat de spanningen die de ADS1115 ziet, overeenkomen met ongeveer 27V en 3,3A. Als de ADS1115 eerst de individuele ingangen meet en dan van elkaar aftrekt, gaat het fout omdat de meting van A2 dan tegen het plafond van 512mV aanloopt. Dan zou de weergegeven spanning veel minder worden dan de verwachte

27V. En zoals op de foto te zien is, geeft het display inderdaad bijna 27V aan. Hij doet dus echt verschilmeting, ook al is de spanning op de individuele ingangen hoger dan het maximum.

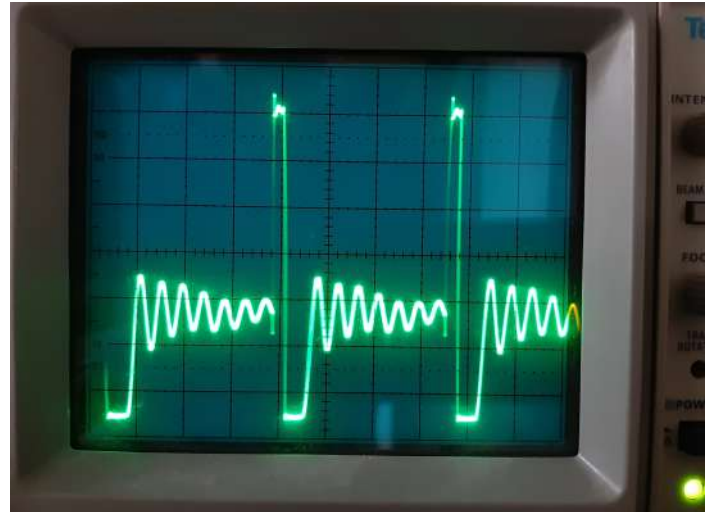
Het volgende probleem dat opgelost moest worden, was het weergeven van de ingestelde stroombegrenzing. Het meten van de spanning op pin 15 van de TL494 lost dat niet op, omdat die spanning varieert met de belasting. Immers, de hele bewaking van de maximale stroom is er nou juist op gebaseerd dat je de spanning op pin 15 door de nul trekt. Ik zou je nog laten zien waarom de maximale stroom meer is dan je op basis van de spanningsdeling zou verwachten. De spanningsdeler wordt gevormd door R3 en RV1. Als er geen stroom loopt, ligt de onderkant van RV1 op nul Volt. Dat zeg ik eigenlijk niet goed, want de spanning is daar altijd nul, maar de massa van de TL494 wordt dan niet opgetild. De spanning op pin 15 is dan:

$$U_{p15} = 5 * \frac{RV1}{RV1 + R3} = 5 * \frac{470}{470 + 6800} = 0.323V$$

Daar zou je uit kunnen concluderen dat de maximale stroom 3,23A is, zijnde die 0.323V die dan over de 0,1Ω meetweerstand valt. Maar... De stroombegrenzing treedt in werking als pin 15 op 0V komt. Dan staat de hele 5V over R3 en de stroom door R3 is dan $5 / 6800 = 0,735mA$. Dezelfde stroom moet dus ook door RV1 lopen, want die kan verder nergens anders heen. En die stroom door RV1 levert een spanning op van $0,735mA \times 470\Omega = 0.346V$. En die spanning staat over de meetweerstand bij een stroom van 3,46A, meer dan de 3,23A die we verwachtten. Dat betekent dat er een rekestuc nodig is om de ingestelde stroombegrenzing goed weer te kunnen geven. Daarvoor wordt de spanning op pin 15 gebruikt alsmede de spanning over de meetweerstand (feitelijk dus de actuele stroom). De formule daarvoor is verwerkt in de sketch en het resultaat is dat de ingestelde stroombegrenzing vrij goed overeenkomt met de maximale stroom. Helemaal 1 op 1 is het niet, vanwege onnauwkeurigheden in de gemeten spanningen en de waarden van de componenten. Maar voor mijn toepassing is het goed genoeg. Het wijkt gelukkig maar heel weinig af.

Wat ik verder aan het ontwerp heb toegevoegd is een relais in serie met de uitgang. Dat is een mijns inziens noodzakelijke beveiliging: je moet er niet aan denken dat na een logeerpartij van de kleinkinderen alle knoppen in de shack een zwieper hebben gehad en er ineens 26V op je QRP set komt te staan die je aan het bouwen was. Nu krijg je eerst de kans om op het display te controleren of je spanning (nog) goed staat voordat je met een druk op de knop de spanning op de uitgang zet.

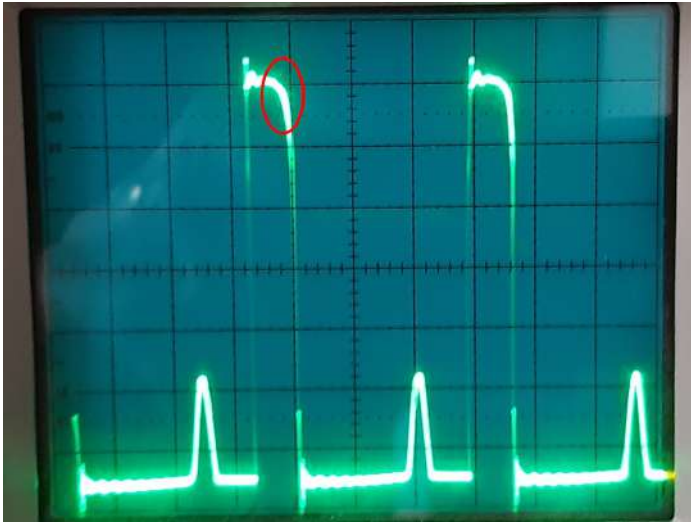
Voor de bouw gebruikte ik een stuk experimenteerbord. De onderdelen waren allemaal vrij makkelijk te betrekken van de bekende leveranciers (Reichelt, Conrad) behalve de spoel. In de beschrijving van het prototype schreef de auteur dat hij daarvoor een spoel uit een oude kookplaat had gehaald en deze op de juiste waarde had gebracht door er een paar windingen af te halen. Ik had geen kookplaat liggen dus lijmde ik twee FT82-43 ringkernen op elkaar om de verwachte grote flux aan te kunnen. Dat verdubbelt ook de AL-waarde dus had ik aan 9 windingen genoeg om 80 μ H te maken. Spoel erin, en klaar voor de test. Er zitten twee spanningsregelaars in de voeding: een 7824 om het 24V relais van spanning te voorzien, en een 7805 die ik voedde uit de 7824 om de Arduino, ADS1115 en het display van voeding te voorzien. Gelukkig had ik de regelbare voeding van Chris PA0OKC nog zodat ik daarmee de testopstelling kon voeden. Ik stelde Chris' voeding in op 32V en mijn voeding op 12V. Nog even geen belasting aansluiten, en dan eens kijken wat er gebeurt. Er kwam inderdaad 12V uit de voeding. Met de scoop checkte ik de spanning op de FETs om te zien hoe het signaal eruit zag. Zie plaatje rechts boven. Om te begrijpen wat je daar ziet, moet je weten dat een schakelende voeding twee modi kent waarin hij kan werken: continuous en discontinuous mode. In het eerste geval wordt de stroom door de spoel nooit nul, in het tweede geval wel. Over het algemeen wil je dat je voeding in continuous mode werkt: dat geeft de minste problemen. Daar had ik de spoel en de capaciteiten ook op berekend. Wat je ziet op



bovenstaande foto is het volgende: De schaal is 5V/div. In de actieve fase trekken de FETs de spanning op de spoel naar de 32V (de hoge piek). Daarna schakelen de FETs uit en blijft de stroom door de spoel doorlopen via de vrijloopdioden: de spanning gaat naar 0V (nou ja, 0,7V). En als de energie uit de spoel verdwenen is, zie je de resonantiekring bestaande uit de spoel en de uitgangscapaciteit uitslingeren rond de 12V uitgangsspanning. Dit is discontinuous mode: er blijft geen stroom door de spoel lopen. Maar dat is bij lage stromen geen probleem.

Tijd om de voeding eens te gaan belasten. Dat deed ik met een vermogensweerstand van 4,7 Ω . Ik liet een Ampère of 2 lopen. De voeding deed het, maar binnen een halve minuut hoorde ik een geluid van kortsluiting, zag ik een vonk en was de spanning weg. Onder mijn print lag een plasje soldeer dat afkomstig bleek te zijn van de plek waar de FETs zitten. Deze waren zó heet geworden dat het soldeer gesmolten was. Dat zou niet moeten kunnen: we hebben immers vastgesteld dat een schakelaar theoretisch geen vermogen dissipeert. Dus wat gaat hier mis.

Ik restaureerde de print en besloot om de scoop weer aan de FETs te hangen. Het resultaat zie je links bovenaan de volgende bladzijde. Dan zie je meteen wat het probleem is, en zo niet, dan heb ik er een rode cirkel omheen gezet. Als de FETs inschakelen, dan zijn ze in eerste instantie prima in staat om de spanning op de drain op het niveau van de voeding te houden. Maar nog voor het einde van de aan-tijd van de



schakelperiode zie je dat de spanning gaat zakken. En als de aan-weerstand van de FET $0,2\Omega$ is, en vertikaal is de schaal $5V/div$, dan loopt er daar even $25A$. Dan willen ze wel heet worden ja. Mijn conclusie was dat de spoel niet goed moest zijn. Ja, hij was $80\mu H$, maar kennelijk kan hij de stroom niet aan. Om dat te testen viste ik een witte ringkern uit de stapel rotzooi op de werkbank en legde daar even 10 windingen om, omdat ik geen idee had van de AL-waarde. De inductiemeter gaf $1mH$ aan, wat een AL van 10.000 zou betekenen. Genoeg inductie om energie in op te slaan dacht ik, dus ik liet het zo en soldeerde de spoel in de schakeling. Helaas. Hetzelfde probleem. Ik besprak het probleem met Bart PA3HEA en die vond het aantal windingen wat weinig (wat het gevolg is van een grote AL-waarde uiteraard). Hij had een spoel uit een schakelende computervoeding voor me liggen en ik besloot het daar mee te proberen. Als eerste verwijderde ik alle windingen en legde er weer 10 terug om de AL-waarde te bepalen. Ik meette iets meer dan $9\mu H$ wat een AL van 90 betekent. Dat voerde ik in bij de tab Unknown Cores van de mini ring core calculator samen met de afmetingen van de kern, en besloot om de spoel te berekenen voor $100\mu H$. Daarvoor moesten 34 windingen gelegd op de kern, wat ik met $0,75mm$ draad wikkelde.

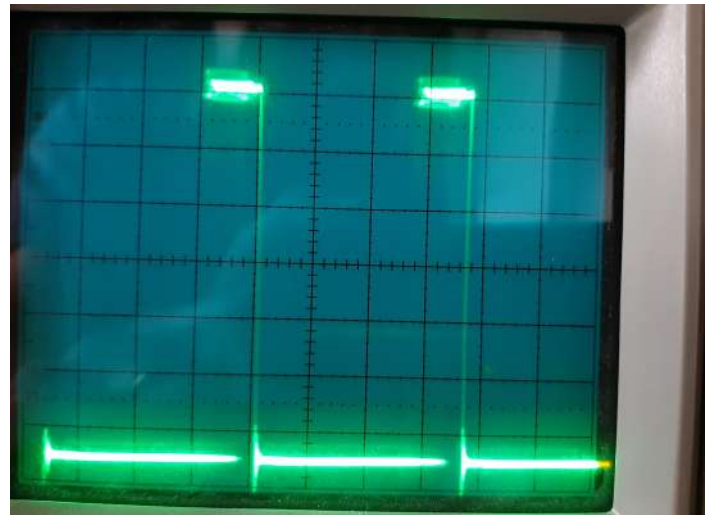


Originele spoel

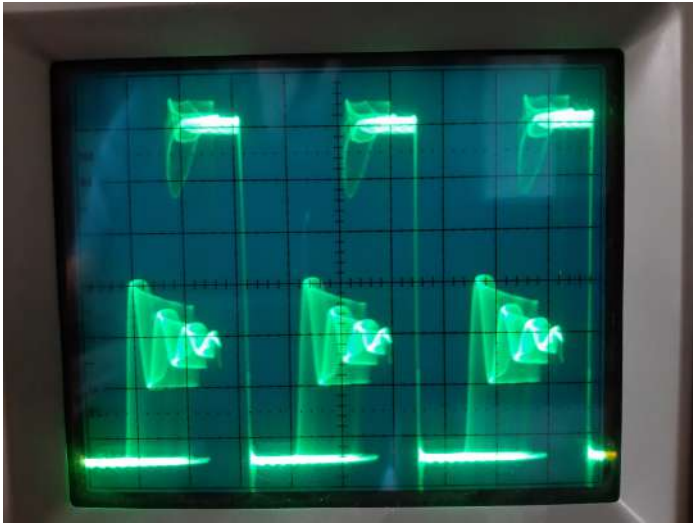


Met 34 windingen

Het resultaat was een fraaie spoel zoals je op bovenstaande foto kunt zien. Spoel in de schakeling gesoldeerd en de spanning er weer op gezet. Het scoopbeeld zonder belasting was identiek aan de situatie met de spoel met twee FT82-43 kernen. Nu de volle belasting erop, en:



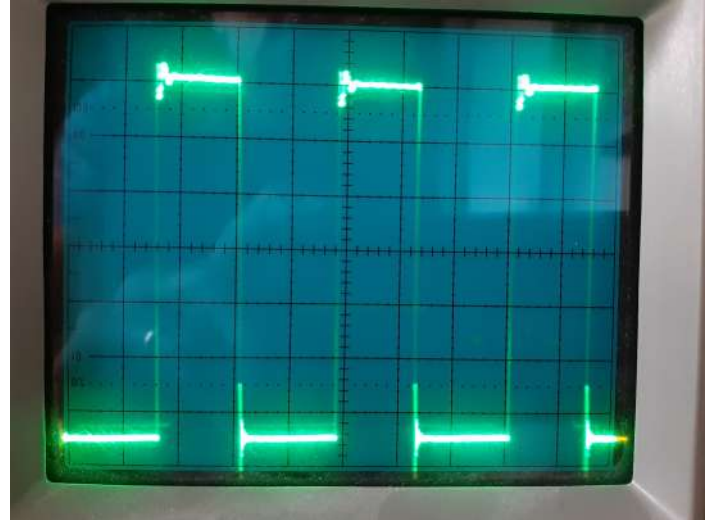
Kaarsrechte toppen tijdens de aan-periode. En die rare pieken tussen twee perioden in waren ook meteen weg. De FETs werden niet meer heet, en het rendement was nu ook een heel stuk beter. Merk op dat de voeding nu wel in continuous mode draait: je ziet dat óf de stroom door de spoel door de FETs geleverd wordt (er staat $32V$ op de spoel), óf de spoel levert stroom via de vrijloop diodes (ongeveer $0V$ op de spoel). Maar je ziet de spanning op dit punt niet meer terugkeren naar de uitgangsspanning zoals in onbelaste toestand. Er loopt nu dus altijd stroom door de spoel. Waren alle problemen nu opgelost? Nee, nog niet helemaal... Bovenstaand scoopbeeld is gemaakt terwijl de voeding in de stroombegrenzing werkt. Maar als ik de spanning omlaag draaide, maakte de voeding een raar, sissend geluid en werden de FETs ook weer warm.



In constante spanningsmode ging hij uit continuous mode en de sturing van de FETs leek alsof er iets oscilleerde. Ik kon dat beïnvloeden door mijn vinger op de source van de FETs te leggen. Maar hoe ik ook experimenteerde met capaciteiten rond de FETs, het verschijnsel verdween niet.

Terug naar vriend Google. Ik zocht naar andere ontwerpen van schakelende voedingen gebaseerd op de TL494. In diverse ontwerpen zag ik dat daar gebruik gemaakt werd van pin 3 van de TL494, die niet gebruikt werd in het schema dat ik als basis voor mijn versie had gebruikt. In het datasheet staat deze aangegeven als "Feedback PWM Comparator Input". Maar wat moet je ermee. In het schema van de TL494 in het datasheet is te zien dat dit de gecombineerde uitgang van de twee comparators is. De manier waarop in de schema's die ik op internet vond gebruik gemaakt werd van deze aansluiting, varieerde van een condensator van 10-100nF van deze pin naar pin 2, tot een soort van filterschakeling met een hoogohmige weerstand parallel aan een condensator die in serie staat met een wat lagere weerstand. Ik probeerde diverse mogelijkheden, maar alleen een condensator resulteerde in een forse laagfrequente rimpel op het uitgangssignaal, met ook nog een dalende spanning bij toenemende belasting. Dat is wel te verklaren omdat je voor wisselspanning de versterking van de comparator enorm reduceert. Uiteindelijk kwam ik op een weerstand van 1M parallel aan een

serieschakeling van een weerstand van 47k en een condensator van 100nF. En nou waren de sissende geluiden weg en werkte de voeding ook in constante spanningsmode goed.



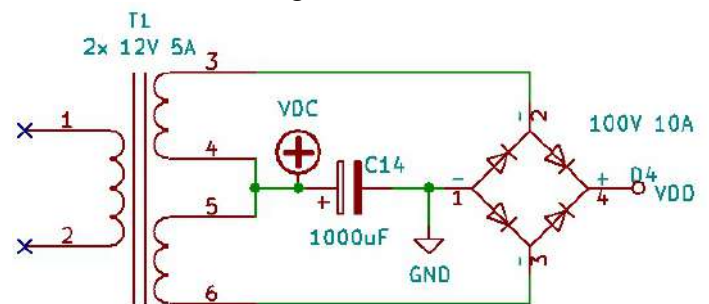
De ergste problemen waren nu achter de rug. Wat nu nog moest gebeuren, is het finetunen van de uitlezing. Zoals gezegd, zit alles wat zonder belasting stroom trekt, vóór de meetweerstand. Het enige wat achter de weerstand zit, dus aan de kant van de belasting, zijn de TL494 en de twee spanningsdelers voor de instelling van de uitgangsspanning en het meten daarvan. Daarbij is de stroom die de TL494 trekt niet afhankelijk van de uitgangsspanning, maar de stroom door de spanningsdelers wel. Zonder belasting liep er 10,5mA, dus moest de uitlezing van de actuele stroom gecorrigeerd worden zodat er 0V op het display staat zonder belasting. Je kunt uitrekenen wat de stroom door de spanningsdelers is aan de hand van de gemeten uitgangsspanning, en dat eveneens corrigeren. Bij het meten van de uitgangsspanning met mijn Voltcraft digitale voltmeter (DVM) bleek de spanning iets af te wijken (puristen zullen nu vragen wie er nu afwijkt, de ADS1115 of de DVM - ik geef de DVM het voordeel van de twijfel) dus rommelde ik met de waarden van de spanningsdeler in de sketch totdat de spanning op het display van mijn voeding overeenkwam met de uitlezing op de DVM. Het blijkt dat ik nu een maximale spanning van 28,3V kan maken met mijn voeding. Dat is meer dan berekend, en waarschijnlijk het gevolg van componententoleranties, vooral in de

referentiespanningsdeler. Ook de weergegeven stroom week af van wat de DVM weergaf, maar hier was het probleem nog wat complexer. Mijn DVM heeft twee stroom meetbereiken: 600mA en 10A. Maar 500mA in het 600mA bereik was geen 500mA in het 10A bereik: daar zat best een groot verschil in. Normaal gesproken maak je hier helemaal niet druk over. Dan staat er in de afregelvoorschriften van je eindtrap iets van "Zet de bias potmeter op nul. Meet de stroom en draai de bias potmeter zo ver op dat de stroom 100mA toeneemt". En dan maakt het niets uit of er eerst 150 of 160 mA liep. Maar bij een calibratie maakt het wél uit. Dan wil je immers de absolute waarde weten. Ik introduceerde een correctiefactor voor de stroom in mijn sketch en rommelde daar zodanig mee dat over het hele bereik tot 3,3A de aanwijzing ruwweg klopt met het 10A bereik van mijn DVM. Ik zeg ruwweg, omdat er ook nog een a-lineariteit in blijkt te zitten: onderin en bovenin het stroombereik klopt de aanwijzing zeer behoorlijk, maar in het midden wordt de afwijking groter. Na de toepassing van de correctiefactor zag ik weer een ander probleem opduiken: de weergave van de stroom die loopt als de voeding in de stroombegrenzing gaat, wijkt af van de ingestelde stroombegrenzing. Idealiter zijn die twee aan elkaar gelijk, maar bij een ingestelde stroom van 2A ging de voeding in begrenzing bij 1.873A actuele stroom. Ik heb besloten dat voor nu maar even zo te laten. De enige manier om hier iets zinnigs over te zeggen, is door óf ergens een goed gecalibreerde V/A meter vandaan te halen, óf van een paar amateurs hun DVM te lenen en door uitmiddeling te bepalen wat de correcte waarden zijn. Er is een goede kans dat ik nu de afwijkingen van mijn DVM in mijn voeding aan het bouwen ben.

Een ander stukje schakeling wat ik heb gewijzigd, is de toevoeging van C12 en R17 aan pin 4 van de TL494. In het basisschema lag pin 4 aan massa, maar door toevoeging van deze twee componenten bouwt de voeding na het inschakelen geleidelijk zijn spanning op, zodat de inschakelpiek een beetje verzacht wordt. De opbouw van de voeding zie je rechtsboven.



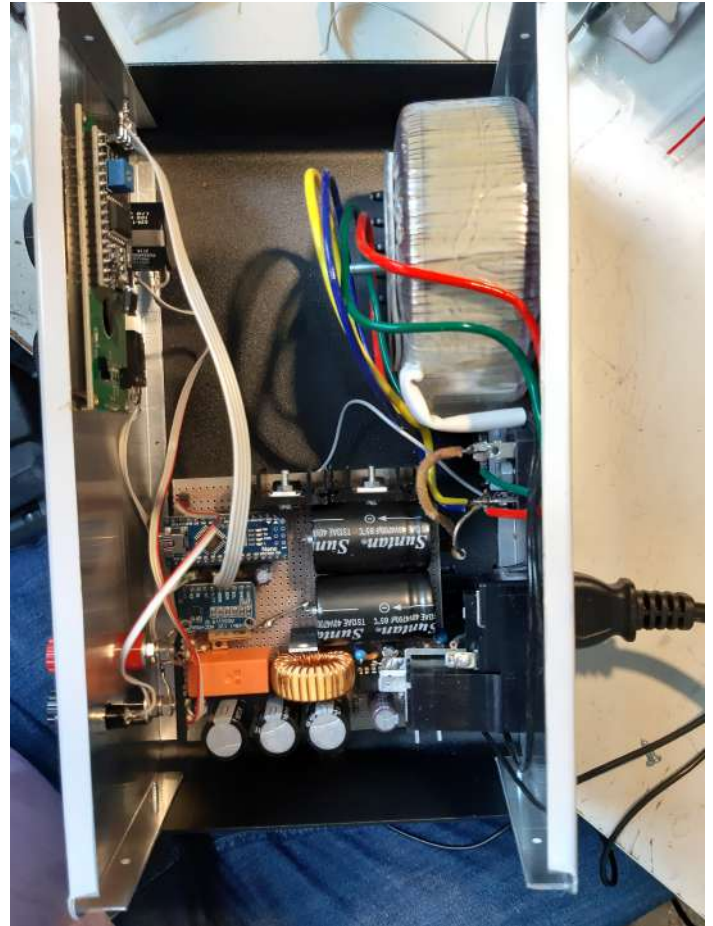
Wie dacht dat de twee grote koelvinnen rechts onder de schakelFETs zijn, heeft het mis. Die staan links onder op de hoek, ongekoeld. De koelvinnen waren nodig om de spanningsregelaars een beetje koel te houden. Vooral de 7805, die ik in eerste instantie voedde uit de 7824, werd flink warm. Daarom wijzigde ik de voeding van de 7805 als volgt:



Het punt gemerkt met "+" gaat naar de ingang van de 7805. Effectief wordt door deze truc maar één transformatorwinding gebruikt voor de spanning over C14 en daardoor krijgt de 7805 nog maar zo'n 16V voor zijn kiezen en dat is een heel stuk minder dan de 24 die hij eerst weg moest werken. Dat scheelt behoorlijk in de warmte ontwikkeling van zowel de 7824 als de 7805. Het oranje blok boven de spoel is het 24V relais dat de uitgangsspanning schakelt. Daar rechts naast zie je de 0,1Ω meetweerstand, gedeeltelijk verscholen onder de ADS1115 print, die weer naast de Arduino Nano staat. Voor het inbouwen van de voeding kocht ik een metalen behuizing. De onderdelenopstelling zie je op de volgende bladzijde.



De ringkerntrafo is tegen de achterwand gemonteerd om geen gaten in de bodem te hoeven maken. Dat had wel tot gevolg dan vanwege het grote gewicht het kastje de neiging had iets te torderen, omdat boven- en onderzijde slechts met twee schroefjes aan de voor- en achterzijde gemonteerd worden. Door de schroefjes stevig aan de draaien, kon dit beperkt worden. Je ziet verder de brugcel onder de trafo, met de extra condensator voor de voeding van de 7805. Daaronder zit de net-entree: ik koos zo'n ding met netschakelaar en dubbele zekeringhouders erbij ingebouwd.

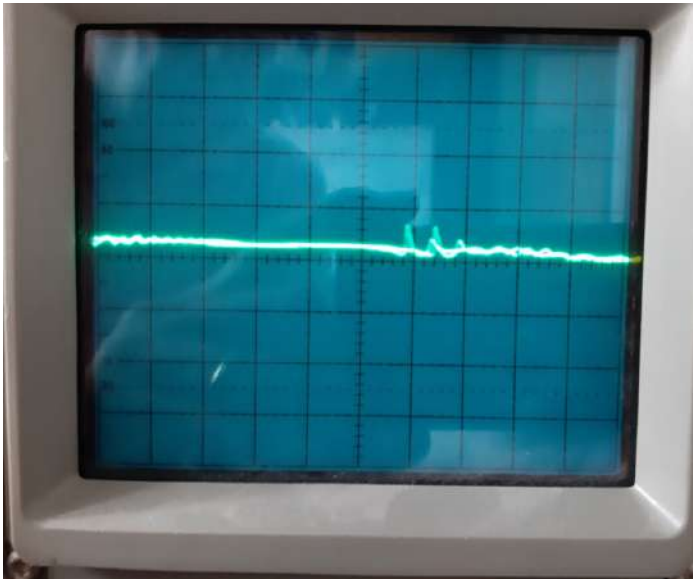


Het past allemaal fraai in het kastje zoals je ziet. Wat ik achteraf nog gewijzigd heb, is dat ik voor de potmeter voor het instellen van de spanning een 10-turn exemplaar heb besteld. De regeling was best wel kritisch, en als de spanning op 13V stond ingesteld en ik wilde daar 13,8V van maken, dan zat ik al heel gauw op 16V of meer. Daar kan je heel wat schade mee aanrichten. De 10-turn regelt uiteraard veel soepeler.

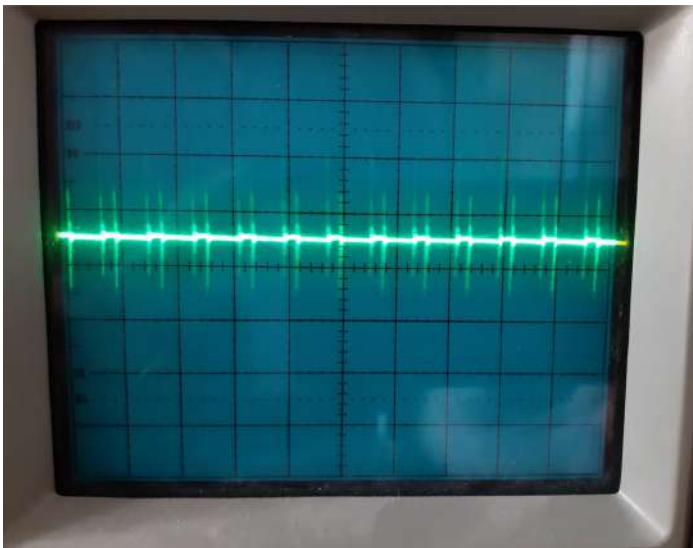
Voor de aansluiting van randapparatuur koos ik voor z.g. "Laboratorium bussen", waar je banaanstekkers in kunt steken maar ook draden onder vast kunt draaien. Deze zijn op de bekende stekkerafstand van 19mm geplaatst. Sommige dingen leer je nooit af HI.



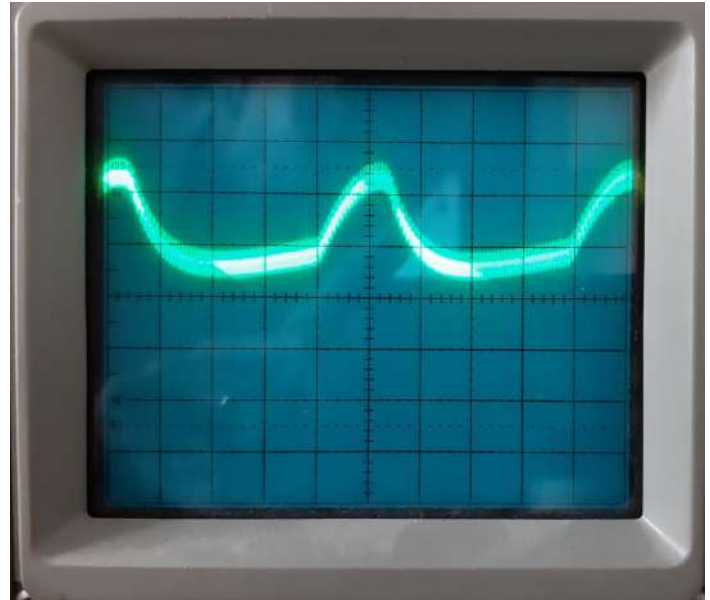
Nog wat metingen aan de uitgangsspanning, om je een idee te geven van hoe de voeding zich gedraagt.



Dit is met onbelaste voeding, vertikaal 20mV/div en horizontaal 1ms/div. Hij staat een beetje te pruttelen om zijn spanning op niveau te houden. De ingebouwde 680Ω belastingweerstand staat er intern immers nog overheen.



Nu bij 3A belasting. Vertikaal weer 20mV/div en horizontaal nu 20μs/div. De rimpel is verwaarloosbaar; je ziet wel wat schakelpieken maar de vraag is of dit ook werkelijk over de belasting staat of dat dit het gevolg is van zwerfstromen in de meetopstelling. Het valt ten opzichte van de uitgangsspanning nog best wel mee, maar het zou kunnen dat aangesloten apparatuur daar toch last van ondervindt. Je zou een extra smoorspoel in de uitgang op kunnen nemen als dit echt een probleem oplevert.



Nu stuur ik de voeding in de stroombegrenzing bij 3A. Vertikaal nog steeds 20ms/div, maar horizontaal nu 2ms/div. Zie je de tijd tussen deze pieken? 10ms, ofwel 100Hz: de gelijkgerichte netspanning. Om een of andere reden heeft hij in stroombegrenzing wat moeite met zijn line regulation, zoals dat heet. En volgt de uitgangsspanning deels de ongestabiliseerde spanning. Hierbij dient wel opgemerkt te worden dat de rimpel te allen tijde binnen de ca. 40mV blijft, dus het is sowieso erg goed. Het gebruik van de voeding in zijn stroombegrenzing doe je tenslotte maar om twee redenen: je laadt een accu met constante stroom en dan maakt dat rimpeltje echt niets uit, of je hebt een stommiteit uitgehaald waardoor de voeding in de stroombegrenzing gaat en dan maakt het ook niet uit...

Nog een laatste woord over de sketch. Feitelijk is die vrij simpel. Er hoeven tenslotte maar drie spanningen gemeten te worden: de uitgangsspanning, de ingestelde stroom en de actuele stroom. Er is ruimte in de sketch om de waarden van de spanningsdelers in te vullen om zo de metingen zo goed mogelijk te krijgen. Dat zal voor elke voeding verschillen.

Ik ben tevreden met mijn voeding. Het kost iets meer moeite dan een bestelling plaatsen bij Ali, maar ik heb er een hoop van geleerd. Hopelijk geeft het jullie ook inspiratie.

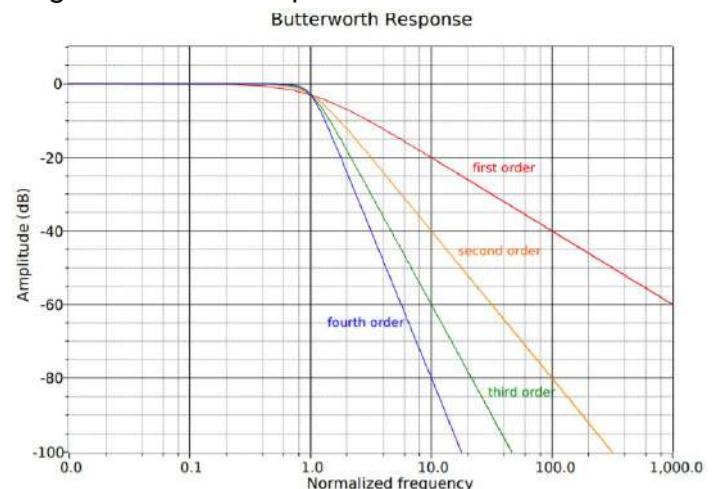
<https://www.pi4raz.nl/download/PowerSupply.ino>



Opa Vonk, die zijn bijnaam te danken heeft aan de vuurverschijnselen waarmee zijn experimenten nogal eens gepaard gaan, keek over de schouder van zijn kleinzoon Pim naar het filter simulatieprogramma waar Pim mee bezig was. Pim merkte de aanwezigheid van zijn Opa op en vroeg: "Wat kan ik beter kiezen Opa, een 3-pool of een 5-pool filter?" Opa fronsde een wenkbrauw, waaraan Pim herkende dat hij iets gezegd had wat correctie of op zijn minst uitleg behoefde. "Je bedoelt een derde orde of een vijfde orde filter", zei Opa. Pim keek enigszins verward en zei: "Maar dat is toch hetzelfde?" zei hij. Opa schudde zijn hoofd. "Nee, dat is niet hetzelfde. De snelheid waarmee een filter afvalt, wordt bepaald door de orde van het filter. Hoe hoger de orde van een filter, hoe sneller het filter afvalt. De orde van een filter wordt gegeven als een geheel getal en is afgeleid van de overdrachtsfunctie van het filter. En de overgangsfunctie moet je zien als hoe het uitgangssignaal afhangt van hetingangssignaal. Als alle andere factoren gelijk zijn, valt een filter van de vierde orde bijvoorbeeld twee keer zo snel af als een filter van de tweede orde en vier keer sneller dan een filter van de eerste orde. De orde van een filter geeft ook het minimum aantal reactieve componenten aan dat het filter nodig heeft. Een filter van de derde orde vereist bijvoorbeeld ten minste drie reactieve componenten: één condensator en twee spoelen, twee condensatoren en één spoel, of in het geval van een actief filter, drie condensatoren. Gerelateerd hieraan is het aantal polen dat een filter gebruikt. Het is gebruikelijk om beschrijvingen te horen zoals "een vierpolig filter". Voor de meeste algemene hoog- of laagdoorlaatfilters kunnen de termen pool en orde door elkaar worden gebruikt en de mate van afvallen volledig beschrijven. Voor complexere filters is dit niet helemaal het geval, en je kunt ook beschrijvingen horen zoals "een zespolig, twee-

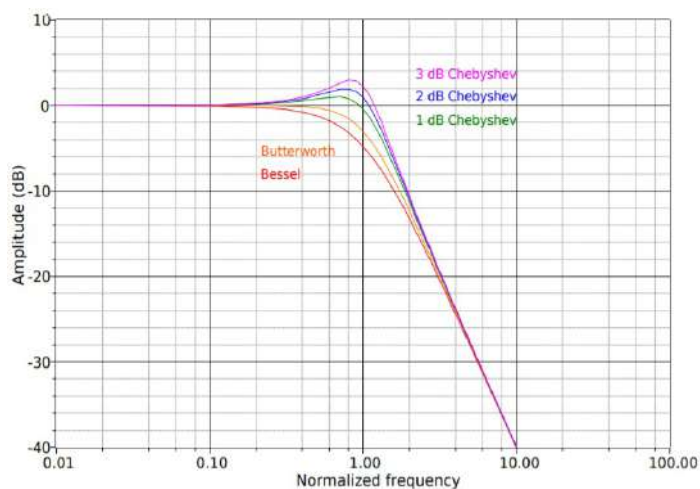
nul filter". Maar ik zal je de werking van deze meer complexe typen besparen. Dus laten we er maar vanuit gaan dat wanneer een schakeling wordt beschreven als een N-de-orde filter, je mag aannemen dat het ook een N-polig filter is. Polen en Zero's zijn puur wiskundige fenomenen.

Over het algemeen kan je zeggen dat de mate van afvallen van een filter uiteindelijk de 6 dB per octaaf per pool zal benaderen (een octaaf is een term uit de muziek en is een verdubbeling in frequentie: je kunt ook rekenen met 20 dB per decade per pool, waarbij een decade een vertienvoudiging is). Daarom valt een filter van de derde orde (d.w.z. driepolig) uiteindelijk af met een snelheid van 18 dB per octaaf (60 dB per decade). Ik zeg "uiteindelijk" omdat de respons rond de kantelfrequentie iets sneller of langzamer kan zijn dan deze waarde. Onderstaand plaatje vergelijkt het effect van de orde op vier verder identieke laagdoorlaatfilters. Merk op dat de filters van hogere orde een grotere demping bieden bij elke frequentie voorbij het kantelpunt. Zoals bij de meeste responsgrafieken, gebruikt het plaatje decibel in plaats van gewone versterking. Ook worden deze filters weergegeven met eenheidsversterking in de doorlaatband, hoewel dit niet het geval hoeft te zijn. Filters van hoge orde worden gebruikt wanneer het afvallen zo steil mogelijk moet plaatsvinden. Het is niet ongebruikelijk dat filters van de twaalfde orde en hoger worden gebruikt in speciale toepassingen. Zoals je misschien wel vermoedt, zijn filters van hogere orde complexer en duurder om te

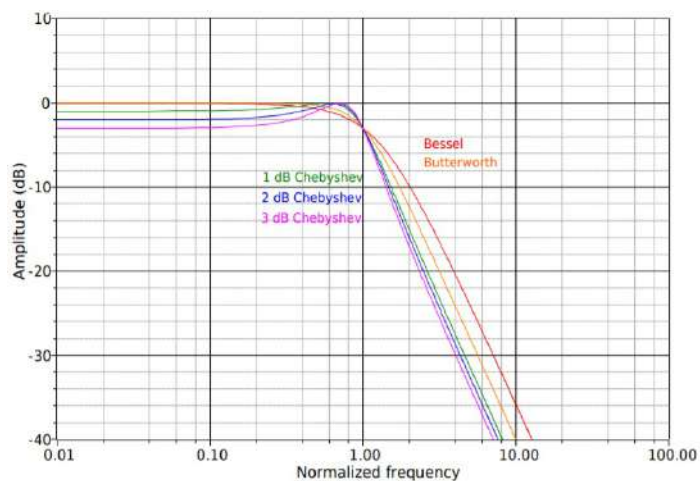


ontwerpen en te bouwen. Voor veel algemene toepassingen zijn ordes in de grootte van twee tot zes gebruikelijk.

Naast de orde wordt de filter respons bepaald door de klasse van een filter. Die klasse speelt een sleutelrol bij het bepalen van de vorm van het overgangsgebied (waar het filter afvalt) en, in sommige gevallen, ook de vorm van de doorlaatband of stopband. Er is een groot aantal mogelijke filterklassen. Ik zal je een paar van de meer populaire soorten laten zien. Een grafiek waarin de relatieve responses van de belangrijkste typen worden vergeleken, wordt weergegeven in onderstaand plaatjes. Voor de eenvoud worden alleen filters van de tweede orde getoond. Het eerste plaatje toont filters met dezelfde kantelfrequentie en identieke DC-versterkingen. In het tweede plaatje zijn de responsen aangepast voor een piekversterking van 0 dB en identieke kantelfrequenties".



Tweede orde responses



Tweede orde responses (gecorrigeerd)

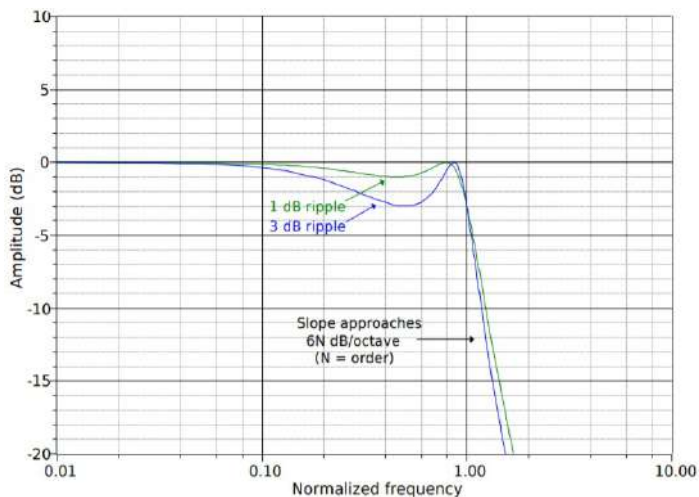
"Wat betekent Normalized frequency?" vroeg Pim, die de grafieken bestudeerde. "Je wil laten zien hoe een filter zich gedraagt, maar hoe doe je dat. Kies je bijvoorbeeld 10MHz? Of 20? Dat zegt dan niet zoveel. Bij een grafiek die de genormaliseerde frequentie weergeeft, is de frequentie waar het kantelpunt berekend is, weergegeven als 1. 10 betekent dan 10x de berekende frequentie, 0.10 betekent 1/10 van de berekende frequentie etcetera. Als ik het filter dus bereken voor b.v. 7MHz en ik zou het plotten in deze grafiek, dan veranderen alleen de getallen langs de horizontale as, maar niet de vorm van de grafiek. Waar nu 1.00 staat komt dan 7MHz te staan, bij 10.00 komt 70.00 te staan en zo verder. De grafiek geeft dus de verhoudingen weer, niet de absolute waarden. Vandaar genormaliseerd.

Misschien wel het meest populaire filtertype is het Butterworth filter. Het Butterworth filter wordt gekenmerkt door zijn matige amplitude en faserespons. Het valt het snelste af van alle monotone (d.w.z. gelijkmatige, enkele helling) filters. In het tijdsdomein kan matig rinkelen bij pulsen worden waargenomen (dat is een uitslinger effect). Dit is ook het enige filter waarvan de frequentie bij het -3dB punt gelijk is aan de berekende frequentie. Het Butterworth filter is een uitstekend filter voor algemeen gebruik en wordt veel toegepast.

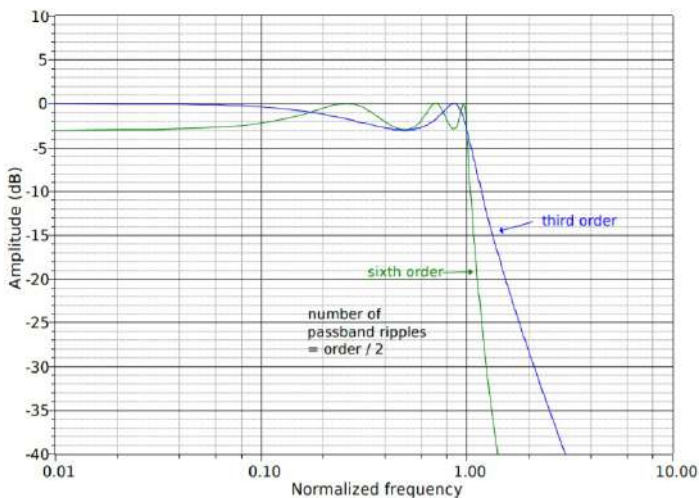
Net als de Butterworth is de Bessel ook een monotoon filter, dus vertoont deze een soepele doorlaatrespons. Het overgangsgebied is echter enigszins langwerpiger en de initiële afvalhelling is minder dan 6 dB per octaaf per pool. Het Bessel filter vertoont een lineaire faserespons die weinig rinkelt in het tijdsdomein. Het is daarom een goede keuze voor het filteren van pulsen wanneer de algehele vorm van de puls coherent moet blijven (d.w.z. vloeiend en onvervormd in de tijd).

Het Chebyshev filter is eigenlijk een klasse apart. Ze zijn gebaseerd op Chebyshev-polynomen. Er zijn veel variaties mogelijk op dit thema. Over het algemeen vertoont een

Chebyshev filter hellingen van meer dan 6 dB per octaaf per pool. Deze extra steile helling wordt op twee manieren betaald: ten eerste is de faserespons meestal nogal slecht, wat resulteert in veel rinkelen bij het filteren van pulsen of andere snelle overgangen. Het tweede effect is dat het Chebyshev filter niet-monotoon is. De doorlaatbandrespons is niet glad; in plaats daarvan zie je rimpelingen. In feite bepaalt de grootte van de rimpel een bepaalde respons van het Chebyshev filter. Het is mogelijk om een oneindig aantal variaties te ontwerpen van minder dan 0,1 dB rimpel tot meer dan 3 dB rimpel. Over het algemeen geldt dat hoe meer rimpel je accepteert, hoe steiler de filterflank zal zijn en hoe slechter de fase-respons zal zijn. De keuze is er duidelijk een van compromissen sluiten. De fundamentele verschillen tussen de Chebyshev-typen worden weergegeven in de volgende plaatjes.



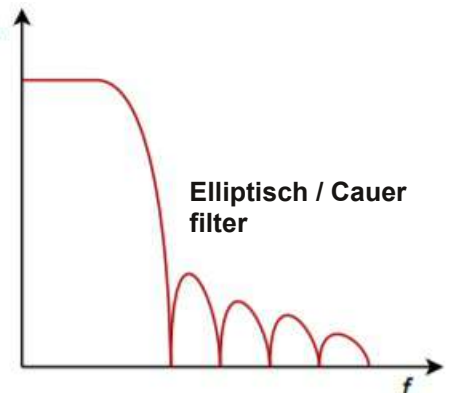
Chebyshev met verschillende rimpels



Chebyshev met verschillende ordes

Het eerste plaatje vergelijkt twee verschillende laagdoorlaatfilters van Chebyshev van dezelfde orde. Merk op dat alleen de grootte van de rimpels anders is. In het tweede plaatje worden twee Chebyshevs met dezelfde rimpel, maar van verschillende ordes vergeleken. Merk op dat het filter van hogere orde een groter aantal rimpelingen vertoont. Merk ook op dat Chebyshevs met een even orde een dip vertonen bij DC, terwijl Chebishevs met een oneven orde een top vertonen bij DC. Het aantal rimpelingen in de doorlaatband is gelijk aan de orde van het filter gedeeld door 2. In vergelijking met de Butterworth- en Besselfilters uit de vorige grafieken, is het duidelijk dat zware demping de meest vloeiende grafieken oplevert. De laatste opmerking over het Chebyshev filter heeft vooral betrekking op de spelling ervan. Je zult "Chebyshev" vaak op verschillende manieren gespeld zien, waaronder "Chebycheff" en "Tschebycheff". Het hangt er van af hoe de naam van de Russische wiskundige is vertaald van het Russisch Cyrillisch naar een Europese taal. De spellingen verwijzen allemaal naar hetzelfde filter.

Het elliptische filter is ook bekend als het Cauer-filter. Het is een wat geavanceerder filter. Het bereikt zeer snelle initiële flanksteilheden. In tegenstelling tot de andere hierboven vermelde filters, zakt een elliptisch filter niet "voor altijd weg". Na de eerste dip stijgt de respons weer en vertoont rimpelingen in de stopband. Een typische reactie wordt getoond in het laatste plaatje. Deze filters zijn populair in analoog-naar-digitaal conversiesystemen die zeer steile flanken vereisen", besloot Opa. Pim keek nog eens naar de plaatjes en zei: "Ik snap het. Ik mag dus orde A en pool door elkaar gebruiken, maar het is niet hetzelfde. Bedankt Opa!" en hij verdiepte zich weer in zijn filters.



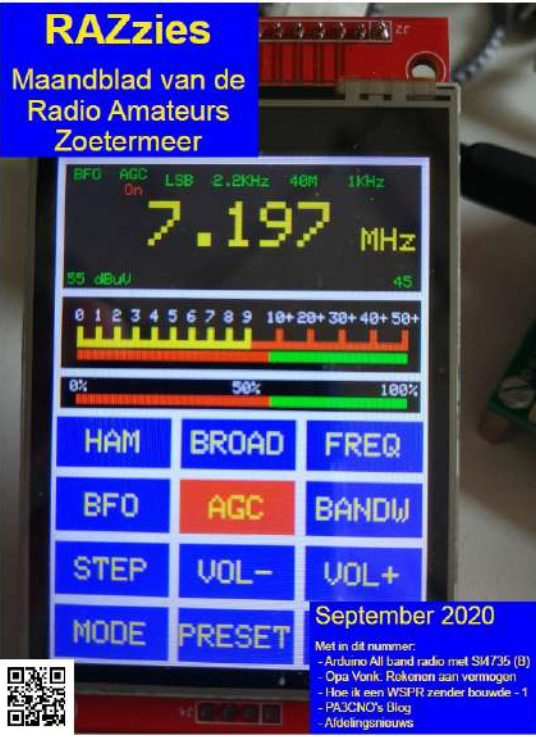
De PI4RAZ-Ali-radio
 Henny Kuyper PA3HK, Robert de Kok PA2RDK

The PI4RAZ-Ali-radio
 Henny Kuyper PA3HK, Robert de Kok PA2RDK

De oplettende RAZZies-lezers hebben met interesse het artikel van Gert, PE0MGB, gelezen waarin hij zijn experimenten met de SI4735 heeft beschreven. Ook heeft hij uitgebreid verslag gemaakt van de totstandkoming en mogelijkheden van een door hem geschreven sketch met zeer veel mogelijkheden en features waarmee de radio d.m.v. een touchscreen eenvoudig kon worden bediend.

Tot mijn grote verbazing zag ik onlangs een zeer herkenbaar plaatje bij Aliexpress.....

Een "Si4732 Aluminium Alloy All-Band Radio Receiver FM LW(MW SW) SSB 2.4 Inch Touching Screen Radio Search HAM Band Quick Channel". "foor wijinig"..... € 122,50. Nog wel even € 30,- BTW aftikken maar dan heb je ook wat!!!!!!



The attentive RAZZies readers have read with interest Gert PE0MGB's article, in which he described his experiments with the SI4735 radio chip. He has also made an extensive report on the creation and possibilities of a sketch written by him with many possibilities and features with which the radio could be operated easily by means of a touchscreen.

To my great surprise I recently saw a very recognizable picture at Aliexpress.....

A "Si4732 Aluminium Alloy All-Band Radio Receiver FM LW(MW SW) SSB 2.4 Inch Touching Screen Radio Search HAM Band Quick Channel". "A real bargain".... €122.50. You still have to pay € 30,- VAT, but then you end up with a real gem!!!!!!



lets ander lettertype, mooi kastje....
Én... "beter goed gejat als slecht ontworpen"
Maar Gert, wel alle lof want als de Chinezen je gaan kopiëren, dan... dan tel je pas echt mee....

<https://a.aliexpress.com/vliHfx>

Ik heb overigens nog getracht overleg te plegen met demissionair minister Wopke Hoekstra. Het kan naar mijn mening niet zo zijn dat iemand hier innovatief bezig is, geen royalty's uit China ontvangt en de overheid dmv BTW alle revenuen incasseert. Nee toch... nou dan.... Dus dan is het bij deze geregeld minister Hoekstra.....

Het zal niemand verbazen, maar we werden wel heel nieuwsgierig naar deze radio en besloten er met de club een aan te schaffen. Veel geduld hoefden we niet te hebben, de radio was in het magazijn in Tsjechië aanwezig en was binnen een week in Zoetermeer.

Of het aan de bemiddeling van Hoekstra met Henny te danken is weet ik niet, maar de prijs viel (relatief gezien) niet tegen. Voor 'slechts' ruim € 110,- werd de radio afgeleverd.

Product Details	Price Per Unit	Quantity	Tax	Order Total	Status		
 Si4732 Aluminium Alloy All-Band Radio Receiver FM LW(MW SW) SSB 2.4 Inch Touching Screen Radio Search HAM Band Quick Channel Ships From: Czech Republic (Convenient Tool Store)	€ 91,09	1 piece	€ 18,77	€ 109,86	Confirmation Received Open Dispute	Estimated Delivery Time: 4-10 Days Will be shipped within (Business days) 5 Days	
				Product Amount	Shipping Cost	Tax	Total Amount
				EUR € 91,09	EUR € 2,03	EUR € 19,19	EUR € 110,58

Zonder hem zelfs eerst te hebben aangezet, moest die natuurlijk meteen open. En eerlijk is eerlijk, het ziet er niet slecht uit. Tegen de achterkant zit een print waarop de het laadcircuit en de radio, duidelijk van elkaar gescheiden, zijn geplaatst. Er is gekozen voor een 4732 radio chip, een APA2308 stereo koptelefoon versterker en daarachter een 8002E 3Watt versterker waarin links en rechts worden gemengd, zodat 1 speaker volstaat. De radio is dus alleen stereo op de koptelefoon aansluiting. Op de andere helft van de print vinden we het laadcircuit met een USB-C ingang. Op de bodem van de kast is een flinke batterij te vinden.

Slightly different font, nice enclosure....
And... "better stolen well than poorly designed"
But Gert, all praise because if the Chinese are going to copy you, then... then you really count....

<https://a.aliexpress.com/vliHfx>

I have also tried to consult with outgoing minister of Finance Wopke Hoekstra. In my opinion it cannot be the case that someone here is innovative, does not receive any royalties from China and the government collects all revenues through VAT. No, well... well then.... Then this is taken care of, minister Hoekstra.....

It will not surprise anyone, but we became very curious about this radio and decided to buy one with the club. We did not have to have much patience, the radio was in stock in the warehouse in the Czech Republic and was in Zoetermeer within a week.

I don't know whether it is due to minister Hoekstra's mediation with Henny, but the price was not disappointing (relatively speaking). The radio was delivered for 'just' over € 110.

Of course, without even turning it on first, I wanted to open it right away. And to be honest, it doesn't look bad. Against the back is a printed circuit board on which the charging circuit and the radio are placed, clearly separated from each other. They opted for a 4732 radio chip, an APA2308 stereo headphone amplifier followed by a 8002E 3Watt amplifier in which left and right are mixed, so that 1 speaker is sufficient. The radio is therefore only stereo on the headphone connection. On the other half of the PCB we find the charging circuit with a USB-C input. A large battery can be found on the bottom of the case.

Tegen beter weten in heb ik natuurlijk geprobeerd of de USB-C ingang ook toegang tot de ESP32 geeft, maar dat bleek niet het geval. De ingang wordt schijnbaar alleen gebruikt om te laden.

Against my better judgement, I of course tried whether the USB-C input also gives access to the ESP32, but that turned out not to be the case. The connector is apparently only used for charging.



De processorprint en het display zijn gemonteerd tegen de voorkant van de kast. We dachten eerst dat dit een kant en klare module is, maar uit het typenummer en ook de opbouw van de print valt te concluderen dat de print voor de radio is ontworpen. Behalve de ESP32 is hier ook een XPT2046, de touchscreen controller, te vinden.

The processor board and display are mounted against the front of the enclosure. At first we thought that this is a ready-made module, but from the type number and also the structure of the PCB it can be concluded that the PCB was designed for the radio. In addition to the ESP32, an XPT2046, the touchscreen controller, can also be found here.

Onder op de print, links van het midden vinden we een CH340. Een RS232 naar USB-converter. De Chinese tegenhanger van de FTDI chip. Is er dan toch een USB aansluiting beschikbaar? De D- en D+ van de CH340 zijn

At the bottom of the PCB, left of the middle we find a CH340. An RS232 to USB converter. The



Chinese counterpart of the FTDI chip. Is there still a USB connection available after all? The D- and D+ of the

terug te vinden op de aansluiting van de flatcable en komen dus via die kabel ook uit bij de radio/lader print. Bij nadere bestudering van de onderkant van de radioprint, lijkt het er op dat D- en D+ toch zijn aangesloten op de USB-C connector. Waarom zie ik dan geen leven op deze aansluiting?



CH340 can be found on the connection of the flat cable and therefore also are available at the radio/charger board via that cable. Upon closer examination of the underside of the radio board, it appears that D- and D+ are connected to the USB-C connector after all. Then why don't I see life on this connection?

De radio toch maar eens aansluiten op mijn Linux notebook. Het zou niet uit mogen maken, mijn Mac snapt de CH340 ook maar je weet maar nooit. Zowaar, mijn Linux machine herkent /dev/ttyUSB0 en ik kan de poort ook openen, maar data komt er niet uit. Schijnbaar is alle communicatie met de seriële poort uit de software gesloopt. In mijn seriële testprogramma kan ik de DTR van de RS232 togglen. Dit resulteerde in een reset van de radio. Het leeft dus allemaal wel. Waarschijnlijk is het dus ook wel mogelijk om nieuwe software in de radio te zetten. Maar ga ik dat proberen? Ik weet niet of de bedrading van de radio overeenkomt met ons eigen design en als dat anders is, zou ik zomaar met een 'brick' een nutteloos stuk hardware kunnen blijven zitten. Toch zonde van de € 110. Ga ik maar eens een nachtje over slapen HI...

So I connected the radio to my Linux notebook. It shouldn't make a difference, my Mac understands the CH340 too, but you never know. Sure enough, my Linux machine recognizes /dev/ttyUSB0 and I can also open the port, but data doesn't come out. Apparently all communication with the serial port has been removed from the software. In my serial test program I can toggle the DTR of the RS232. This resulted in a reset of the radio. So it all appears to be alive. It is therefore probably also possible to put new software in the radio. But am I going to try? I don't know if the wiring of the radio matches our own design and if not, I could just end up with a 'brick', a useless piece of hardware. Still a waste of € 110. I'm going to sleep on it for a while HI...

```
[Starting] Uploading sketch 'si4735Radio.ino'
Please see the build logs in output path: /home/robert/Dropbox/Arduino-workspace/SI4735Radio/build
Loading configuration...
Initializing packages...
Preparing boards...
Verifying...
Uploading...
esptool.py v2.6
Serial port /dev/ttyUSB0
Connecting.....
Chip is ESP320W000 (revision 1)
Features: WiFi, BT, Dual Core, 240MHz, VRef calibration in efuse, Coding Scheme None
MAC: 7c:9e:bd:45:0d:0c
Uploading stub...
Running stub...
Stub running...
Changing baud rate to 921600
Changed.
Configuring flash size...

A fatal error occurred: Invalid head of packet (0xE0)
An error occurred while uploading the sketch
[Warning] Failed to generate IntelliSense configuration.
[Error] Uploading sketch 'si4735Radio.ino': Exit with code=1
```

Zo werkt dat natuurlijk niet, geduld is niet mijn sterkste kant, dus ik trok de stoute schoenen aan en probeerde de radio te programmeren met een versie die ik van Gert had gehad. Het slechte nieuws, dit lukte (nog) niet zoals blijkt uit de screendump. Het goede nieuws, de radio had het overleefd. Op een gewone ESP32 zitten 2 drukknoppen waarmee moet worden gespeeld om de ESP32 in programmeer mode te zetten.

```
GTKTerm - /dev/ttyUSB0 115200-8-N-1
File Edit Log Configuration Controlsignals View Help
ets Jun  8 2016 00:22:57

rst:0x1 (POWERON RESET),boot:0x13 (SPI_FAST_FLASH_BOOT)
configsip: 0, SPIWP:0xee
clk_drv:0x00,q_drv:0x00,d_drv:0x00,cs0_drv:0x00,hd_drv:0x00,wp_drv:0x00
mode:DIO, clock div:1
load:0x3fff0030,len:1412
load:0x40078000,len:13400
load:0x40080400,len:3672
entry 0x400805f0
```

Of course it doesn't work that way, patience is not my forte, so I took the plunge and tried to program the radio with a version that I had received from Gert. The bad news, this didn't work (yet) as shown by the screen dump. The good news, the radio survived. On an ordinary

Ik had gehoopt dat het togglen van de DTR voldoende zou zijn, maar schijnbaar moet de ESP toch geholpen worden. Ik ga verder zoeken....

Wat snuffelen op het internet leverde het advies op om de programmeersnelheid terug te zetten naar 115200 in plaats van 921600Bd. Zowaar, dit programmeert en nog veel beter nieuws, de radio doet het. In eerste instantie gedeeltelijk en op z'n kant. Maar nadat ik de sketch had uitgelegd dat het display horizontaal is (dat had Gert al prima geparameteriseerd) en er geen SI5351 maar een kristal in de radio zit, speelde de radio.

Wel bleek dat het aansluiten van een PC op de USB hetzelfde negatieve resultaat op de ontvangstkwaliteit heeft als in ons design. Het signaal liep zomaar 20dB terug. Kortom de radio presteert het best op een accu.

```

75 // =====Display=====
76 // #define IhaveVertTFT
77 #define IhaveHoriTFT
78 // =====
79
80 // =====Oscillator=====
81 #define IhaveCrystal
82 // #define IhaveSI5351
83 // =====

```



In plaats van 2 antenne aansluitingen is ervoor gekozen de BNC-connector te schakelen tussen AM/SSB en FM. Wij weten beter, tussen de FM-band en alle andere banden. Heel indrukwekkend is dit niet, luisterend naar een FM-station maakt het niet uit in welke stand de schakelaar staat. Andersom luisterend op de middengolf of kortegolf is de stand van de

ESP32 there are 2 push buttons that must be played with to put the ESP32 in programming mode. I had hoped that the toggle of the DTR would be sufficient, but apparently the ESP needs help. I will continue to search....

A little snooping on the internet resulted in the advice to reset the programming speed to 115200 instead of 921600Bd. Sure enough, programming works and much better news, the radio works. At first partially and on its side. But after I explained to the sketch that the display is horizontal (Gert had already parameterized that very well) and that there is no SI5351 but a crystal in the radio, the radio played.

It turned out that connecting a PC to the USB has the same negative result on the reception quality as in our design. The signal dropped about 20dB. In short, the radio performs best on a battery.

```

Writing at 0x00010000... (9 %)
Writing at 0x00014000... (18 %)
Writing at 0x00018000... (27 %)
Writing at 0x0001c000... (36 %)
Writing at 0x00020000... (45 %)
Writing at 0x00024000... (54 %)
Writing at 0x00028000... (63 %)
Writing at 0x0002c000... (72 %)
Writing at 0x00030000... (81 %)
Writing at 0x00034000... (90 %)
Writing at 0x00038000... (100 %)
Wrote 320832 bytes (179662 compressed) at 0x00010000 in 16.0 seconds (effective 160.8 kbit/s)...
Hash of data verified.
Compressed 3072 bytes to 128...

Writing at 0x00008000... (100 %)
Wrote 3072 bytes (128 compressed) at 0x00008000 in 0.0 seconds (effective 1396.2 kbit/s)...
Hash of data verified.

Leaving...
Hard resetting via RTS pin...
[Warning] Failed to generate IntelliSense configuration.
[Done] Uploading sketch 'si14735Radio.ino'

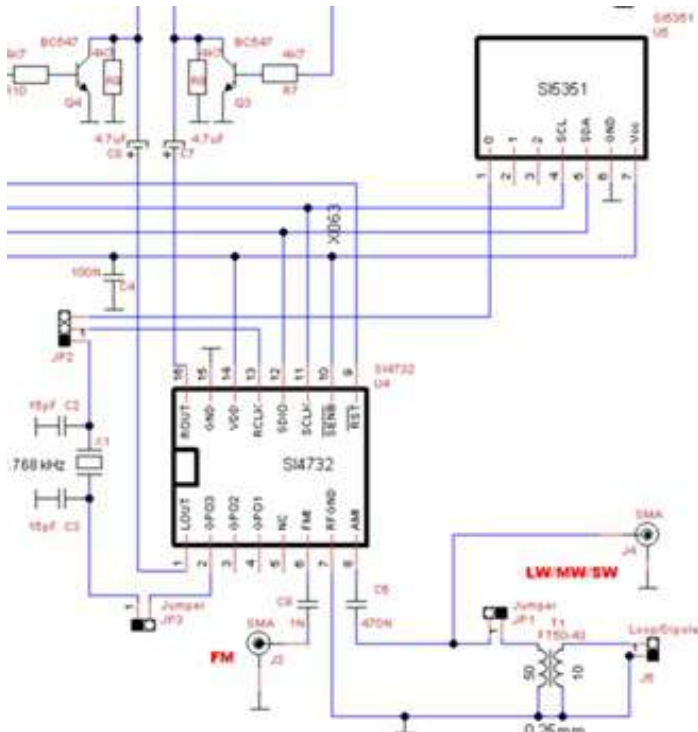
```



Instead of 2 antenna connections, the choice has been made to switch the BNC connector between AM/SSB and FM. We know better, between the FM band and all other bands. This is not very impressive; when listening to an FM station it does not matter which position the switch is in. But the other way around, when listening on the medium wave or short wave, the

schakelaar wel kritisch.

Gert had in zijn ontwerp de mogelijkheid gebouwd om de HF antenne via een trafo aan te sluiten. Hiervoor is in dit ontwerp niet gekozen. Maar er is op de radioprint voor de doe-het-zelver ruimte zat om deze modificatie in te bouwen.

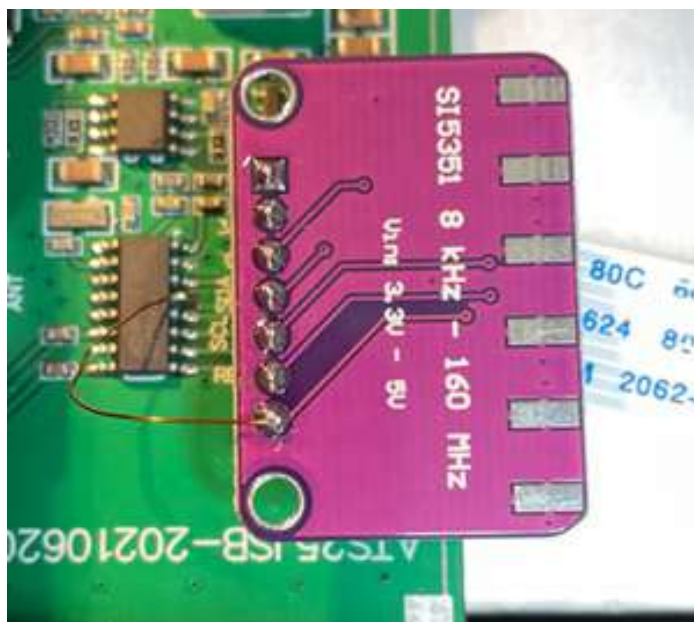
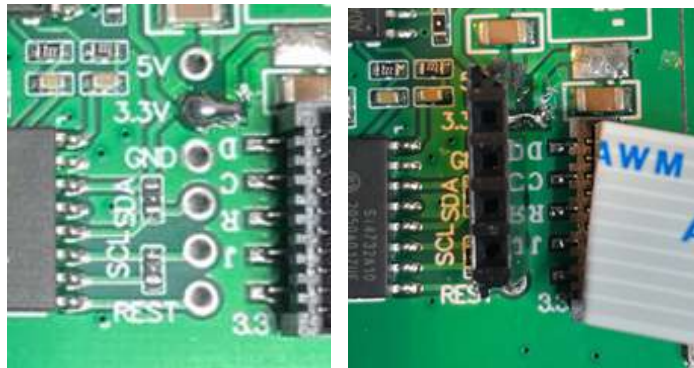


Er is voor gekozen de radiochip te voorzien van een kristal. Dit werkt prima, maar het kan mooier. Door gebruik te maken van een 5351. In ons ontwerp hebben we dat ook (optioneel) gedaan. Zie het schema hierboven. Tussen de connector van de flatcable en de radiochip kan een header worden geplaatst. En of het toeval is weet ik niet, maar de pinout van de 3V3, GND, SDA en SCL komen overeen met de pinout van een 5351 breakout board van onze Chinese vrienden. Het gaatje bij de 3V3 moest worden leeggemaakt en de doorverbinding gemaakt met een heel dun draadje, zodat ook de header er in past. Gebruik wel een 4 pins header, zodat je de 5351 niet per ongeluk aansluit op de 5V of de uitgang van oscillator 3 van 5351 op de reset van de radiochip.

Aan pen 13 van de radiochip komt een draadje dat wordt verbonden met de uitgang van oscillator 1 van de 5351. Het is wel noodzakelijk om het kristal uit te schakelen. Dit kan

position of the switch is critical.

Gert had built into his design the possibility to connect the HF antenna via a transformer. This was not chosen in this design. But there is plenty of space on the radio board for the experimenting amateur to build in this modification.



It was decided to provide the radio chip with a crystal. This works fine, but it could be better. By using a 5351. In our design we also did that (optionally). See the schematic on the left. A header can be placed between the connector of the flat cable and the radio chip. And I don't know if it's a coincidence, but the pinout of the 3V3, GND, SDA and SCL correspond to the pinout of a 5351 breakout board from our Chinese friends. The hole at the 3V3 had to be made free and the connection made with a very thin wire, so that the header also fits in it. Use a 4-pin header, so you don't accidentally connect the 5351 to the 5V or the output of oscillator 3 of the 5351 to the reset of the radio chip.

eenvoudig door aan de onderkant van de print het spoortje tussen het kristal en pin 13 van de radiochip door te krassen. Vervolgens dient de radio opnieuw geprogrammeerd te worden met de juiste settings.



At pin 13 of the radio chip a wire is connected to the output of oscillator 1 of the 5351. It is necessary to disable the crystal. This can easily be done by cutting the track between the crystal and pin 13 of the radio chip on the underside of the PCB. The radio must then be reprogrammed with the correct settings. By using the

Door het gebruik van de 5351 is de radio voorbereid op de toekomstplannen van Gert PE0MGB.

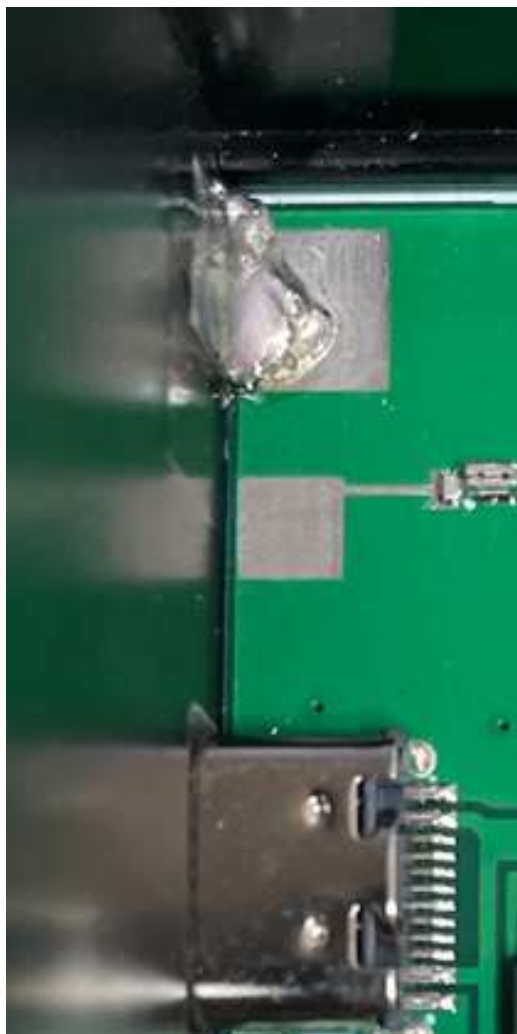
5351, the radio is prepared for Gert PE0MGB's future plans.

Zowel de voor- als achterkant van de kast zijn gemaakt van printplaat. Hierdoor was het mogelijk de printen te monteren aan de kast door ze te solderen. Een degelijke en efficiënte methode.

Both the front and back of the case are made of printed circuit board. This made it possible to mount the PCBs onto the case by soldering them. A sound and efficient method.

Onderhand heeft Gert ook niet stil gezeten en versie 3.1 gepubliceerd. Hierin is vooral de layout flink onderhanden genomen en (vind ik) wel heel fraai geworden.

Meanwhile Gert has not been sitting still and published version 3.1. Especially the layout has been overhauled and (I think) has become very nice.



```

75 // =====Display=====
76 // #define IhaveVertTFT
77 #define IhaveHoriTFT
78 // =====
79
80 // =====Oscillator=====
81 // #define IhaveCrystal
82 #define IhaveSI5351
83 // =====

```



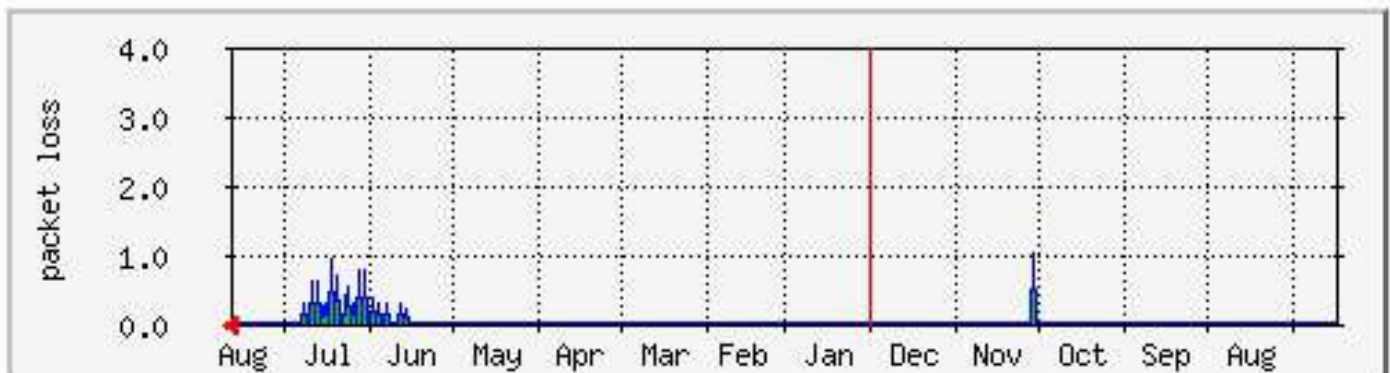
Henny PA3HK en Robert PA2RDK



PA3CNO's Blog

Wat ik de afgelopen tijd heb gedaan, hebben jullie in dit nummer kunnen lezen. Een fatsoenlijke experimenteervoeding gebouwd. En wat schetsen gemaakt voor weer een nieuw experiment, maar daarover meer in een ander nummer. Even iets heel anders. Waarom het zo fijn is om iemand met veel ervaring te treffen. Ik had al een tijd gedonder met mijn internet verbinding. Met de regelmaat van de klok viel mijn internet verbinding gewoon weg: zo ongeveer eens in de 1,5 dag. Natuurlijk altijd tijdens een Teams meeting met het QRL (ik werk nog veel thuis). Keek ik dan naar het modem, dan stond deze compleet te resetten en dat hele proces duurde dan een minuut of 10-15. Ergens half juni was dat spontaan begonnen, zie mijn packet loss

jaaroverzicht hieronder. Ik was het zat en belde mijn provider. "Heeft u problemen met Wifi?" was de vraag. Helaas, ik hing ouderwets aan een kabel. Dat stond kennelijk niet in het uitvraag script. Men zag op afstand wel dat mijn verbinding instabiel was. Dat zag ik dus ook. Er werd een monteur langsgestuurd en deze pakte het fors aan. De splitter was te oud en moest vervangen, volgens zijn TDR (Time Domain Reflectometer) was het eerste deel van mijn kabel in de meterkast niet goed dus daar moest een stuk afgeknipt, buiten in de verdeelkast was een connector niet goed, kortom: het leek een wonder dat ik überhaupt nog internet had gehad. De monteur vertrok, en ik ging terug naar mijn hok om verder te werken. Een uur later viel mijn internet verbinding weg. Toen ik



weer internet had (want daar gaat de telefoon ook overheen) belde ik de helpdesk weer, en er werd wederom een afspraak gemaakt voor de week daarna. De monteur kwam, en deze was type klok - klepel. Hij zag mijn oude antenneversterker die nog in de TV-leiding hangt en zei: "Ja, die dingen kunnen ruis veroorzaken en dan valt je verbinding weg". Ruis? Hij had me net verteld dat de signaal/ruisverhouding uitstekend was en de BER (Bit Error Rate) nul. Dus hoezo ruis? Bovendien zit de antenneversterker áchter het modem, dus hoezo zou zijn verbinding wegvallen? "Ja, maar dan zit er ruis op het retoursignaal". Eh, mijn antenneversterker heeft die functie niet. Hij stond erop een laagdoorlaatfilter in mijn antenneleiding te zetten om de ruis te onderdrukken (...) en ik bonjourde hem de deur uit. Nog nooit zoveel onzin per minuut horen verkondigen. Een paar uur later viel mijn verbinding weer weg. De provider maar weer gebeld, en een week later zou er weer een monteur komen. Ik begon te protesteren want ik zag niet wat die meer zou kunnen dan die andere twee (met name die laatste). Maar ja, niet meewerken lost het probleem ook niet op. De derde monteur kwam, meette het signaal, wat prima was, keek naar reflecties die er niet waren en checkte de BER die nul was. Het enige wat nog niet vervangen was (althans niet recent) was mijn modem. Om die reden besloot hij om die ook maar te vervangen. We raakten aan de praat en hij vertelde dat hij eens een soortgelijk probleem had gehad bij een oud vrouwtje. Die had ook een verbinding die steeds wegviel. Net als bij mij was alles gemeten en nagekeken, maar steeds sloeg het modem op tilt. Uiteindelijk had hij alle netwerkkabels uit het modem getrokken en toen bleef de boel stabiel. Een voor een stak hij de stekkers terug en bij nummer drie was het raak: alles op tilt. Aan die kabel bleek op zolder nog een historische switch te zitten uit de tijd dat de kinderen nog thuis woonden, en wat voor ethernet die sprak wist hij niet, maar het modem raakte ervan over zijn toeren. Maar ja, het enige wat er bij mij aan zit, is mijn Linux router waarachter mijn feitelijke netwerk zit. En die zit er al jaren. Heeft ook altijd gewerkt. Hij verving het modem en vertrok. Je

raadt het al: een paar uur later was mijn verbinding weer weg. Toen deze weer terug was, probeerde ik op het modem in te loggen vanaf mijn Linux machine. Dat lukte niet, wat gek was want die zit op het lokale netwerk van de router. Met mijn laptop via het Wifi van het modem ging het wel. Het modem vertrouwde mijn Linux machine dus niet. Nou moet je weten dat ik die ooit een vast IP adres had gegeven omdat de DHCP client van mijn vorige Linux bak niet met het modem overweg kon. Ik liet de Linux bak met DHCP een adres opvragen, zette het MAC adres vast in de DHCP server van het modem en restartte alles. Geen probleem meer gehad. Kennelijk was het probleem dat door de Linux doos een vast IP adres te geven, het modem deze connectie niet vertrouwde en af en toe resette. Anyway, het gesprek met de laatste monteur had mij op de goede weg gezet wat het probleem uiteindelijk oploste... En daarom is het zo belangrijk dat we elkaar weer in real life kunnen zien, minister de Jong.

Vorige maand schreef ik over de Transette bouwdoos van de Amroh uit de zestiger jaren van de vorige eeuw. Deze kwam uit een erfenis maar men zocht een goed tehuis voor het ding. Ik gaf al aan dat ik het zonde vond om 'm in elkaar te zetten of 'm in het Marktplaats circuit te zien belanden. Naar aanleiding van mijn artikel ontving ik een mail van Fred PA0FMS, vrijwilliger bij het [Radio-TV-Design museum](#) te Haarlem. Hij is daar de laatste weken begonnen om eigenbouw apparaten van Philips, Amroh en andere voorkomende eigenbouw apparatuur te restaureren en mogelijk weer aan de gang te brengen voor een presentatie. Niet alleen bouwdozen, maar ook documentatie hoort erbij. Denk hierbij aan de hele reeks boekwerkjes van b.v. Amroh van klein naar steeds moeilijker projecten. Daar leek me de Transette bouwdoos prima passen, dus heb ik 'm tegen de verzendkosten ter beschikking gesteld aan het museum. Dus als je 'm een keer wil zien: bezoek het museum! Nog wel even bellen om een afspraak te maken, want het webformulier doet het niet. Ik was zeker van plan om een keer richting Haarlem te gaan om dit museum te zien.

Eveneens vorige maand vroeg ik naar ervaringen van QRP-ers, waar drie reacties op kwamen. De eerste was van Henny PA3HK:

"Al jaren gebruik ik met veel plezier de KX3 van Elecraft. Een compacte all band, all mode QRP transceiver met zeer tevredenstellende specificaties en gebruiksmogelijkheden. Met deze set maak ik heel regelmatig QRP verbindingen in CW en wel om één specifieke reden. De CW QSO's op QRP frequenties hebben heel vaak veel meer diepgang !!!!!

Waarom deze opmerking? Nou gewoonweg omdat ik merk dat in de huidige tijd het een gewoonte geworden is om zo veel mogelijk verbindingen te maken met zo weinig mogelijk inhoud. Ik klaag niet maar stel deze trend feitelijk vast.

Er vinden steeds vaker contesten plaats. Niet alleen in het weekeinde maar vrijwel dagelijks is er in de avonduren ergens wel een contest gaande. Natuurlijk gun ik ieder zijn deel van de hobby maar in CW "CQ CQ..." roepen tijdens een contest is vragen om moeilijkheden. De aanroep lokt weliswaar zeer veel response uit maar natuurlijk zit geen enkele contester te wachten op vriendelijke bedankjes voor het terugkomen op mijn "algemene aanroep". En als na het ontvangstrapport ook nog eens het volgnummer ontbreekt dan breng ik, als ik daarmee doorga, het hele kippenhok contesters van de leg.

En als er geen contesten zijn, dan zijn er wel de special event stations of zelfs ook gewone stations in CW actief. Echter, het gebruikelijke QSO na melding van jouw roepletters is zeer kort en krachtig

"PA3HK = UR 599 599 = 73 TU = CQ CQ de"

Ik denk dat bovenstaande ook met regelmaat plaatsvindt op de SSB frequenties. Een snelle manier om in korte tijd zoveel mogelijk verbindingen te maken en nieuwe prefixen te verzamelen. Leuk voor een keer

maar dit is voor mij toch niet de ultieme invulling van mijn hobby.

Ik wil graag wat meer te weten te komen over mijn tegenstation en informatie uitwisselen. Informatie van persoonlijke aard of het delen van technische ervaringen, nieuwe ideeën en kennis opdoen.

En zo'n QSO kan wel eens zodanig uit de hand lopen dat ik na 45 minuten sleutelen eigenlijk wel weer blij ben dat het QSO ten einde is. Van lang sleutelen krijg je n.l. een lam handje. Dat dan weer wel...

Gelukkig zijn dit soort QSO's vrijwel altijd te maken op of rond QRP frequenties of op de WARC banden. En daarom zal je mij daar ook vaak vinden.

QRP..... Ik kwam trouwens, al surfend op internet, het volgende transceivertje tegen:



TR-45L is a 4-band 5-watt CW transceiver covering the 80-75, 40, 30, and 20 meter bands.

- Full band coverage is provided, with the transmitter optimized for the CW band portions.
- The receiver is provided with both narrow and wide band IF filters, and CW and SSB detectors.
- An illuminated front panel meter shows "S" units on receive, and power output (forward or reverse) while transmitting. The meter also will display the battery state of charge.
- A "High SWR" warning indicator will illuminate if the antenna SWR exceeds about 2:1.
- The transmitter power output is

adjustable from less than ½ watt to 5 watts with a front panel control.

- RIT is provided to adjust the receive frequency up to + or – 5 KHz from the transmit frequency.
- Two VFOs for each band are provided with recallable memories.
- A built-in keyer is adjustable from about 5 wpm to 35 wpm with a front panel speed control.
- Separate straight key and keyer paddle inputs are provided on the front panel.
- A front panel adjustable sharp notch filter is provided to null out interference.
- A front panel receiver RF gain control is provided.
- Operates from a 12 volt nominal power source requiring up to 1.3 amperes on transmit, and about 130 ma on receive. A front panel power on – off switch is provided.
- Tuning speed is easily settable from 1 Hz to 1 KHz per step.
- A selectable dial lock is available to prevent inadvertent frequency changes.
- There is a knob or switch for every function – no confusing back menus!
- Size 8-1/2" wide, 5" high, 3" deep Weight about 2.8 lb with Internal Batteries

Beta testing is continuing...73 de WA3RNC

---> [Penntek TR45](#)

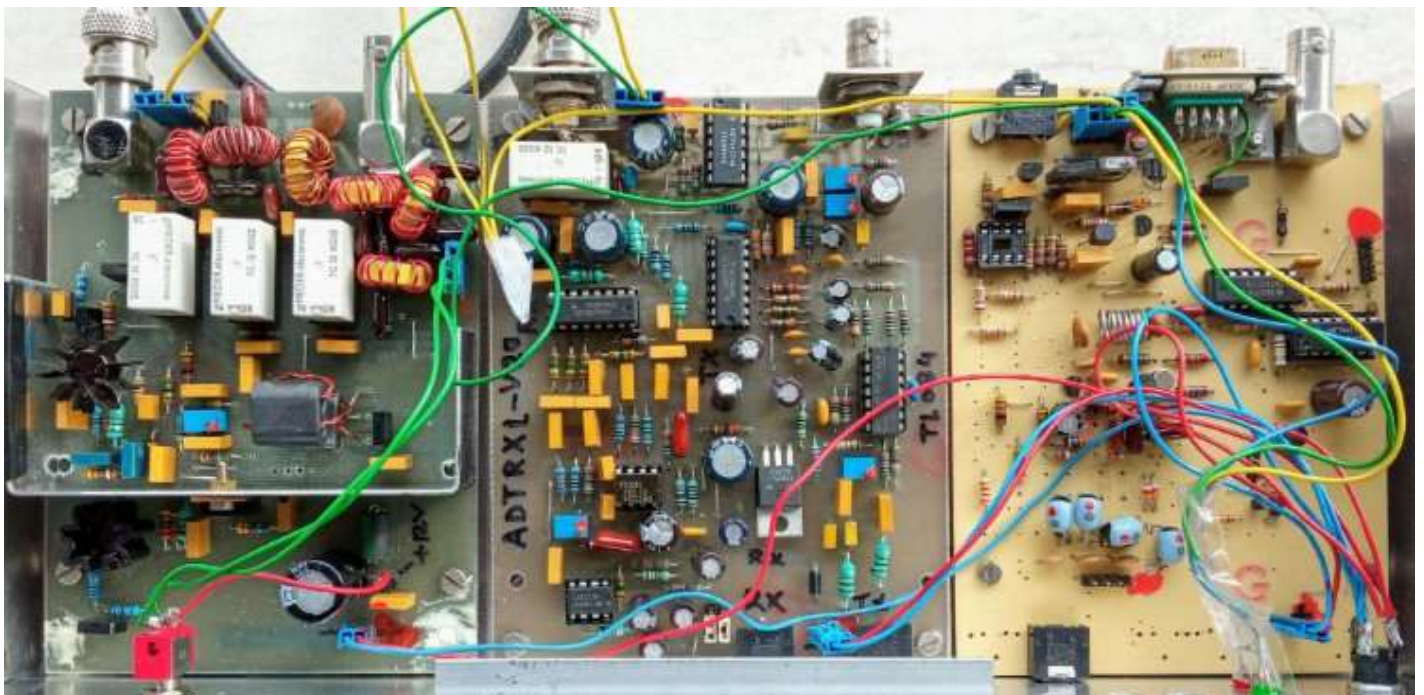


Prijs en levertijd zijn nog onbekend. Maar deze transceiver “smoelt” wel. Heeft twee keyer ingangen en is waarschijnlijk als kit leverbaar. Dus..... een leuke bijdrage aan de zelfbouw activiteiten.

Allen heel veel plezier met de twee belangrijke elementen uit onze hobby: “communicatie én techniek”.

Markus PE1HOY meldde het volgende:

"Ik wil op de velddag van de afd. Amstelveen van de VERON mijn QRP set uitproberen. De set is een FT818 en een dipool voor 20 of 40 meter. Met als voeding een powerbox. ik ben benieuwd hoe het gaat werken."



Verder verwees Roel PA0RBC me voor zijn QRP set naar [zijn website](#) met zijn QRP spullen. Onder aan de vorige bladzijde zie je de opstelling van zijn 1-3W transceiver. Links zie je het 3W versterkerboard met LP-filter, in het midden de transceiver en rechts het besturingsboard. Een fraai stukje werk. Op zijn website vind je meer informatie en daarnaast een overzicht van gemaakte verbindingen en andere activiteiten.

Mijn QRP activiteiten kennen jullie wel, als je tenminste regelmatig de RAZzies leest. Mijn favoriete QRP-set is de Elecraft K1, ondanks dat deze al op leeftijd is, analoog is en al lang niet meer gemaakt wordt. Ik beschik gelukkig nog over de 4-bands versie: 40, 30, 20 en 17m. Twee banden voor door de week en twee banden om in het weekend contesten te ontwijken (30 en 17m). Daarnaast heb ik voor de K1 nog een 2-bands module voor 60m en 80m. Op alle banden komt er 5W uit. Ik heb er ooit alles ingebouwd wat er aan opties in kon: de ingebouwde accu optie, automatische antennetuner, noise blanker en zelfs de "dimple" op de afstemknop om sneller te kunnen draaien. Verder heb ik nog een 80m kristalgestuurde 1W zender met als ontvanger erbij ingebouwd een afstembare superreg. Daar heb ik ook heel leuke verbindingen mee gemaakt. Dan is er nog de Mighty Midget, een 3-5W glowbug CW

zender (1 PCL82 buis) die ik in combinatie met mijn RA17 ontvanger gebruik en die op 80m en 40m uit kan komen. Niet te vergeten mijn koekblik CW/SSB transceiver voor 80, 60, 40, 30 en 20m (zie de RAZzies van september 2016) waar 5W uit komt. Verder nog de Rockmite, een 1W CW kristalVXO-gestuurde transceiver voor 30m, een QCX 20m CW transceiver waar een Watt of 3 uit komt en die ik veel in de auto gebruikt heb (zie RAZzies van april 2018), een 5W 40m SSB/CW transceiver (zie de RAZzies van februari en maart 2013). Een Pixie CW transceiver van max 1W op 40m. Mijn Spoetnik CW transceiver waar 700mW uitkomt op 21.060. De Paraset waar 5W uitkomt op 80, 60 en 40m. Een experimentele 80m SSB transceiver volgens de fase-methode met max. 5W. Oh ja, de BitX20, een van de eerste RAZ projecten: een SSB transceiver waar een Watt of 10 uitkomt. En nog mijn B2 replica, maar die telt niet mee als QRP omdat daar een Watt of 20 uit kan komen. De B2 kan op 80, 60, 40, 30 en 20m uitkomen. Met alle transceivers en/of zenders heb ik wel verbindingen gemaakt en vaak nog steeds. Thuis op de Inverted V van 2x 13m, in het veld meestal op mijn portable loop antenne (zie de RAZzies van oktober 2015). Zoals Henny al opmerkte: de QRP-verbindingen zijn de pareltjes waarbij het nog om de inhoud gaat en niet om de (meestal gelogen) 59(9). Iedereen bedankt voor zijn bijdrage!



Afdelingsnieuws

Nog geen witte rook over het houden van afdelingsbijeenkomsten in ons clubhuis. We zijn aan het kijken wat mogelijk is (misschien bij mooi weer gewoon buiten staan) maar niets is nog zeker. De VERON raadt het nog niet aan, en het bestuur van onze gastvereniging de Minigolfclub in het Vernède sportpark is ook nog niet enthousiast. We

moeten de ontwikkelingen even afwachten. Hou de website in de gaten voor nadere mededelingen. Mocht er toch nog wat mogelijk worden, dan zullen we het via de website en Facebook melden. Ik ben wel heel benieuwd naar die steekwagens met QSL-kaarten die ergens opgeslagen liggen en op de eerste avond uitgereikt moeten worden...