

## Raspberry Pi Pico als spectrum- analyzer

FFT's met  
goedkope hardware

FOCUS ON

### Wireless & Communication

### DHZ SDR- tijdseinontvanger

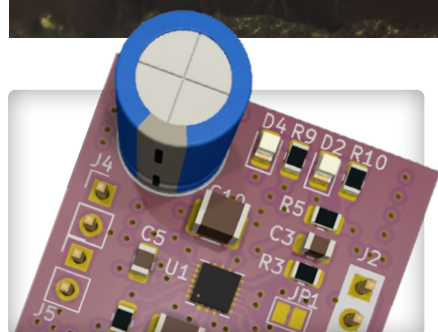
precies op tijd

### Biedt cellulair het laagste stroomverbruik voor IoT?

LTE-M en NB-IoT  
energie-eisen

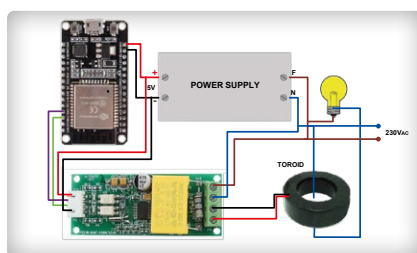
### LoRa – een Zwitsers zakmes

het LoRa-protocol  
en zijn voordelen



Motordriver breakout-board  
5 A DC-motordriver van  
slechts 3x3 mm

p. 56



Cloud-gebaseerde energiemeter  
met ESP32 en PZEM004T  
spanning/stroom-sensor

p. 102



±40 V lineaire spanningsregelaar  
voeding voor de Fortissimo...  
en andere!

p. 18





# ONS ASSORTIMENT VAN TECHNICI VOOR TECHNICI

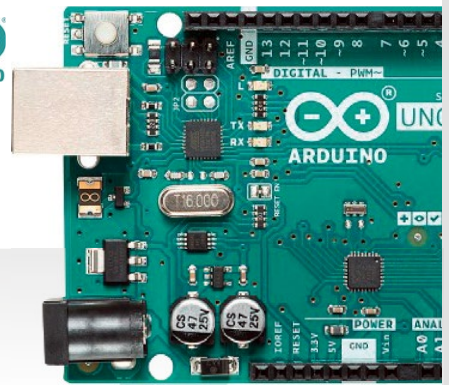
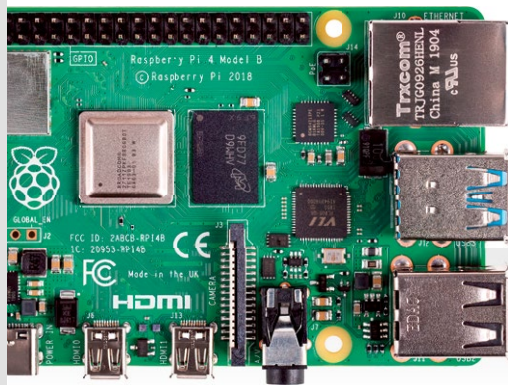


The best part of your project: [www.reichelt.com](http://www.reichelt.com)

## Voor u alleen het beste - van meer dan 1500 merkfabrikanten

Onze productmanagers zijn al vele jaren bij reichelt actief en kennen de eisen van onze klanten. Zij stellen een breed scala aan kwaliteitsproducten samen, optimaal afgestemd op de behoefte bij onderzoek en ontwikkeling, onderhoud, IT-infrastructuur, kleine serieproducties en makers.

## Ontwikkelaarsboards – compacte specialisten voor elektronica-projecten



Het ideale open source-platform voor veelzijdige ontwikkelingen en voor eenvoudige integratie in bestaande toepassingen

► <https://rch.lt/rpi-nl>



Het open source elektronische prototyping-platform op basis van flexibele en eenvoudig te bedienen hard- en software

► <https://rch.lt/arduino-nl>



### THE BEST PARTS OF YOUR PROJECTS KI EN MACHINE LEARNING

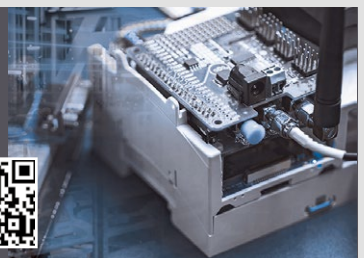
Ontdek nu ►  
<https://rch.lt/ki-nl>



### reichelt elektronik MAGAZIN

Technisch Document –  
Ontwikkelaarsboards in  
industriële gebruik

Lees nu ►  
<https://rch.lt/MG784n>



Betaalwijzen: Sofort. VISA MasterCard Maestro PayPal amazon pay

DAGPRIJZEN! Prijzenstand: 1. 8. 2023

■ Geweldige prijs-kwaliteitverhouding

■ Meer dan 130.000 geselecteerde producten

■ Betrouwbare levering - vanuit Duitsland over de hele wereld

[www.reichelt.com](http://www.reichelt.com)

Bestelservice: +31 85 208 62 94

**reichelt**  
elektronik – The best part of your project

De wettelijke herroepingsregelingen zijn van toepassing. Alle aangegeven prijzen in euro inclusief de wettelijke BTW, excl. verzendkosten voor de totale winkelwagen. Uitsluitend onze Algemene Voorwaarden (zie hiervoor <https://rch.lt/AV-NL> of op aanvraag) zijn van toepassing. Afbeeldingen kunnen afwijken. Drukfouten, vergissingen en prijswijzigingen voorbehouden.  
reichelt elektronik GmbH & Co. KG, Elektronikring 1, D-26452 Sande, Tel.: +31 85 208 62 94



63<sup>e</sup> jaargang nr. 682  
september/oktober 2023  
ISSN 2590-0765

Elektor verschijnt acht keer per jaar en is een uitgave van

**Elektor International Media B.V.**

Postbus 11, 6114 ZG Susteren (Nederland)  
Tel.: +31 (0)46 4389444

[www.elektor.nl](http://www.elektor.nl) | [www.elektormagazine.nl](http://www.elektormagazine.nl)

**Voor al uw vragen:** [service@elektor.nl](mailto:service@elektor.nl)

**Lid worden:** [www.elektormagazine.nl/abo](http://www.elektormagazine.nl/abo)

#### Advertenties

Raoul Morreau

Tel. +31 (0)6 4403 9907

[raoul.morreau@elektor.com](mailto:raoul.morreau@elektor.com)

[www.elektormagazine.nl/adverteren](http://www.elektormagazine.nl/adverteren)

#### Omslagillustratie

Midjourney, bewerkt door Harmen Heida

#### Auteursrecht

© Elektor International Media B.V. - 2023

Niets uit deze uitgave mag verveelvoudigd en/of openbaar gemaakt worden door middel van druk, fotokopie, microfilm of op welke wijze dan ook, zonder voorafgaande schriftelijke toestemming van de uitgever. De auteursrechtelijke bescherming van Elektor strekt zich mede uit tot de illustraties met inbegrip van de printed circuits, evenals de ontwerpen daarvoor. In verband met artikel 30 van de Rijksoctrooiwet mogen de in Elektor opgenomen schakelingen slechts voor particuliere of wetenschappelijke doeleinden vervaardigd worden en niet in of voor een bedrijf. Het toepassen van de schakelingen geschiedt buiten de verantwoordelijkheid van de uitgever. De uitgever is niet verplicht ongevraagd ingezonden bijdragen, die hij niet voor publicatie aanvaardt, terug te zenden. Indien de uitgever een ingezonden bijdrage voor publicatie aanvaardt, is hij gerechtigd deze op zijn kosten te (doen) bewerken. De uitgever is tevens gerechtigd een bijdrage te (doen) vertalen en voor haar andere uitgaven en activiteiten te gebruiken tegen de daarvoor bij de uitgever gebruikelijke vergoeding.

#### Druk

Senefelder Misset, Mercuriusstraat 35,  
7006 RK Doetinchem (Nederland)

#### Distributie

Betapress, Nederland – AMP, België



## Jens Nickel

*Hoofdredacteur Elektor Magazine*



## Van eenvoudig tot modern

Onze toekomst zal grotendeels draadloos zijn: op dit moment doen verschillende bedrijven en universiteiten al onderzoek naar 6G, dat naar verwachting datasnelheden tot 400 Gb/s zal halen en bij frequenties tot 3 THz zal werken; dit alles zou rond 2030 van start moeten gaan. Het spectrum van draadloze toepassingen is vandaag al enorm. Het varieert van positiebepaling via energiebesparende datatransmissie over lange afstand tot het gebruik van een smartphone als afstandsbediening. In elk geval hadden we zoveel artikelen en ideeën voor dit nummer van Elektor dat het onmogelijk was om alles in één editie te passen. De diversiteit van elektronische onderwerpen, waarvoor we bijzonder gewaardeerd worden door onze lezers die nu eenmaal uiteenlopende interesses hebben, zou anders in het gedrang zijn gekomen. Enkele van onze 'draadloze' artikelen – waaronder een interessant verslag over centimeter nauwkeurige positiebepaling voor een maker-vriendelijke prijs – zijn daarom verschoven naar komende nummers. Voor degenen die bijzonder geïnteresseerd zijn in specifieke gebieden zoals 'vermogenselektronica', 'draadloos', 'meten en testen' of 'elektronica productie' bieden we binnenkort speciale themapagina's aan op onze website, [elektormagazine.nl](http://elektormagazine.nl). Daar vindt u niet alleen artikelen uit onze tijdschriften, maar ook exclusieve online-content. Achtergrondartikelen en (video)tutorials voor beginners worden aangevuld met extra projecten uit onze wereldwijde community. Misschien zal ik daar ook mijn zeer persoonlijke draadloze project introduceren, een draadloos bestuurd luidsprekersysteem voor buiten, gevoed door losse lithiumaccu's. Hoewel alles (nog) slechts bestaat uit aangeschafte componenten, is er al behoorlijk wat ontwikkelingswerk in gaan zitten. Nu wil je misschien weten welke hypermoderne draadloze standaard ik gebruik? Nou, dat is de goede oude FM-radio, maar dan op 863...865 MHz, die ook wordt gebruikt op 'Silent Disco'-feestjes. Als het aankomt op eenvoudige installatie en de kleinste latency, is eenvoud nog steeds het beste!



### Deel met Elektor!

Je elektronica-expertise is welkom! Heb je een voorstel voor een artikel of een elektronica-tutorial op video, of een idee voor een boek? Bekijk onze gids voor auteurs en inzendingen op

[www.elektormagazine.com/submissions](http://www.elektormagazine.com/submissions)



### Elektor Labs: ideeën & projecten

Het Elektor Labs-platform is voor iedereen toegankelijk. Post elektronica-ideeën en -projecten, bespreek technische uitdagingen en werk samen met anderen op

[www.elektormagazine.com/labs](http://www.elektormagazine.com/labs)

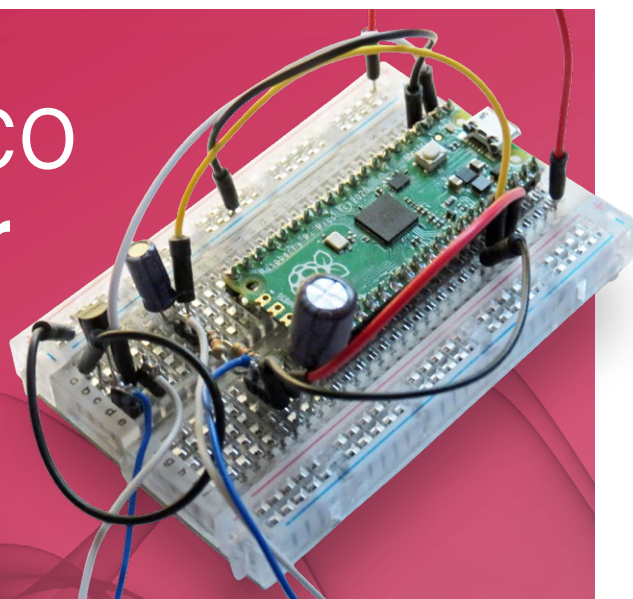
### Ons team

**Internationaal hoofdredacteur:** Jens Nickel / **Content Director:** C.J. Abate / **Internationale redactie:** Asma Adhimi, Roberto Armani, Eric Bogers, Jan Buiting, Stuart Cording, Rolf Gerstendorf (RG), Ton Giesberts, Hedwig Hennekens, Saad Intiaz, Alina Neacsu, dr. Thomas Scherer, Clemens Valens, Brian Tristram Williams / **Vaste medewerkers:** David Ashton, Tam Hanna, Ilse Joostens, prof. dr. Martin Ossmann, Alfred Rosenkränzer / **Vormgeving & Layout:** Harmen Heida, Sylvia Sopamena, Patrick Wielders / **Directeur:** Erik Jansen / **Technische vragen:** [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com)



## Raspberry Pi Pico als spectrumanalyzer

FFT's met goedkope hardware



6

## Rubrieken

### 3 Van eenvoudig tot modern

**FOCUS**

### 30 € 5000 voor het oprapen!

doe mee met de STM32 Wireless Innovation Design Contest

### 33 2023: een AI-odyssee

aan de slag met de Code Interpreter van ChatGPT

### 53 Developer's Zone

logaritmische potentiometers

### 62 Uit het leven gegrepen

elektronica periculosa

### 81 Vreemde onderdelen

houdrelais

### 92 Ethics in Action

Due Diligence Directive

### 94 Alle begin...

...versterkt spanningen

### 122 Hexadoku

puzzelen voor elektronici

## Achtergrond en info

**FOCUS**

### 36 LoRa – een Zwitsers zakmes

deel 1: het LoRa-protocol en zijn voordelen

### 50 Twee nieuwe Arduino UNO R4 Boards

Minima en WiFi

**FOCUS**

### 78 YARD Stick One

sub-1 GHz draadloos testtool

### 112 Een gids voor puristisch programmeren

deel 2: nauwkeurige timing, de UART en debugging

## Industry

**FOCUS**

### 64 Biedt cellulair het laagste stroomverbruik voor IoT?

LTE-M en NB-IoT energie-eisen in LPWAN-implementaties

**FOCUS**

### 67 Draadloze communicatie in IoT-systemen – met Arduino MKR-modules

het juiste board voor WiFi, LoRa en andere standaarden

### 70 AC-verliezen in magnetische componenten

voorkom hete spoelen!

### 73 Meten voor optimale cloud-connectiviteit

**FOCUS**

### 76 Matter-implementatie

wat is er nodig om Matter-apparaten in te zetten?



**LoRa – een Zwitsers zakmes**  
het LoRa-protocol  
en zijn voordelen

36



## Flexibele draadloze communicatie met een MCU

EEPROM opent netwerkmogelijkheden voor draadloze MCU's



24

## Twee nieuwe Arduino UNO R4-boards

Minima en WiFi



50

## Projecten

### FOCUS

#### 6 Raspberry Pi Pico als spectrumanalyzer

FFT's met goedkope hardware

#### 18 $\pm 40$ V lineaire spanningsregelaar

alternatieve voeding voor de Fortissimo-100 eindversterker... en andere!

### FOCUS

#### 24 Flexibele draadloze communicatie met een MCU

EEPROM opent netwerkmogelijkheden voor draadloze MCU's

#### 42 Instelbare current sink met geïntegreerde klokgenerator

test voedingen, spanningsconverters en accu's

#### 56 Motordriver breakout-board

een BoB voor een 5 A DC-motordriver van 3x3 mm

### FOCUS

#### 82 PIC voor tien - precies op tijd

ontwerp van een SDR-tijdseinontvanger

#### 97 Infrageluid-recorder met de Arduino Pro Mini

een voorbeeldproject uit de Elektor-uitgave "Arduino & Co"

### FOCUS

#### 102 Cloud-gebaseerde energiemeter

met een ESP32-module en een PZEM-004T spanning/stroom-sensor

## Binnenkort

### Elektor november/december 2023

In het volgende nummer richten we ons op prototypes en productie, zodat u alle informatie krijgt aangereikt om uw idee van concept tot schema tot print tot product te ontwikkelen!

#### Een greep uit de inhoud:

- › PCB-services
- › AI-tools voor ontwikkelaars
- › BLE in de praktijk
- › Goedkope GNSS RTK-systemen
- › DHZ-hotplate
- › ChatGPT verbetert firmware
- › Open-source tools
- › Simpele behuizing met CNC
- › KiCad 7
- › Kerstslinger op zonne-energie

#### ...en nog veel meer!

Aankondigingen onder voorbehoud.

Elektor november/december 2023 verschijnt omstreeks 15 november 2023.



FOCUS ON

# Wireless & Communication



# Raspberry Pi Pico als spectrumanalyzer

## FFT's met goedkope hardware

Prof. dr. Martin Ossmann (Duitsland)

Dit artikel laat zien hoe je een software-spectrumanalyzer kunt bouwen met een eenvoudige Raspberry Pi Pico. Een basisversie met een resolutie van 12 bit en een samplesnelheid van 500 kS/s is zeer geschikt voor audiometingen. Met een externe ADC kan zelfs 50 MS/s worden bereikt!

Bij gebruik van de geïntegreerde ADC van de Raspberry Pi RP2040-microcontroller worden analoge signalen met maximaal 500 kS/s en met 12bit-resolutie bemonsterd. In het eenvoudigste geval wordt een PC gebruikt voor de eigenlijke frequentie-analyse en de weergave van de resultaten. Als eerste uitbreiding kan een LCD worden aangesloten, waardoor je al een zelfstandige analyzer hebt. Met een externe ADC kan in de volgende stap maximaal 50 MS/s worden gehaald, waardoor de analyzer geschikt is voor signalen tot 25 MHz.

### 500 kS/s aangesloten op PC

Voor de eerste experimenten wordt de Raspberry Pi Pico bedraad zoals getoond in **figuur 1**. R2 en R3 verleggen het nulpunt van de ADC naar de helft van het ingangsbereik. C1 verwijdert DC-componenten uit het ingangssignaal. De gebruikte ingang, ADC2, benut pin 34 samen met GPIO28. T1 wordt samen met R1 gebruikt om een TTL-niveau in te stellen voor data-uitgang naar de PC via de seriële interface, met 115.200 baud. Aangezien de schakeling vrij eenvoudig is, kan deze gemakkelijk op een breadboard worden opgebouwd, zoals te zien is in **figuur 2**.

De ADC werkt om te beginnen met de standaard bemonsteringsfrequentie van 500 kHz. De 12bit-monsters worden naar een FIFO-unit gestuurd, vanwaar ze in een buffer terechtkomen die N waarden kan opslaan. N heeft meestal een waarde van 1.024. Als de buffer vol is, worden de waarden serieel naar de PC gestuurd.

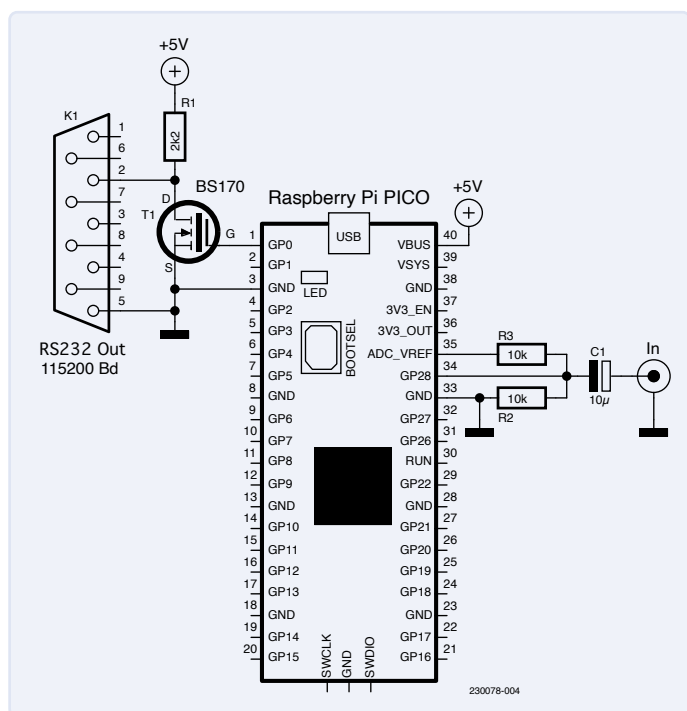
### DFT en FFT

Het spectrum wordt berekend met behulp van de discrete fouriertransformatie (DFT). Dit algoritme neemt  $N$  samples  $s_n$  (met  $n = 0$  tot  $N-1$ ) van het ingangssignaal om  $N$  spectrumwaarden  $Z_k$  (met  $k = 0$  tot  $N-1$ ) te berekenen. De hier toegepaste transformatie luidt:

$$Z_k = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} s_n \left[ \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right]$$

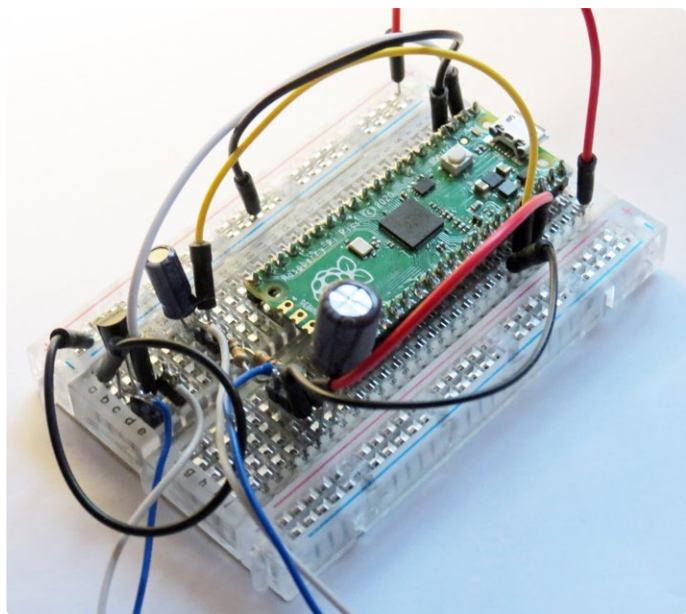
De DFT bestaat uit  $N$  complexe getallen. Als het ingangssignaal reëel is, zoals in dit geval, is de resulterende DFT symmetrisch en geldt het volgende:

$$Z_{N-k} = \bar{Z}_k$$



Figuur 1. Minimale bedrading van het Pico-board voor gegevensoverdracht naar de PC.





Figuur 2. Mijn breadboard-opstelling van de schakeling uit figuur 1.

Dus alleen de eerste  $N/2$  waarden zijn relevant. Dit is in overeenstemming met het bemonsteringstheorema, dat zegt dat unieke waarden alleen worden verkregen tot de helft van de samplesnelheid. Daarom worden in het volgende alleen de eerste  $N/2$  waarden gebruikt. Het berekende spectrum is dat van hetingangssignaal  $S$  voortgezet met de periode  $N$ . Om te begrijpen waarom de DFT eigenlijk een spectrumanalyse uitvoert, bekijken we eerst hoe hetingangssignaal  $s_n = \cos(2\pi m n / N)$  wordt getransformeerd met bijvoorbeeld  $m = 5$  en  $N = 16$ . Ditingangssignaal is een cosinus-trilling met de frequentie  $f = f_s m / N$ .

De resulterende getransformeerde waarden zijn  $Z_m = Z_5 = N/2 = 8$ , en de andere waarden,  $Z_k$ , zijn allemaal nul. Een trilling met frequentie  $m$  wordt dus precies merkbaar in de  $m$ -de getransformeerde waarde. Als in plaats van het cosinus-signaal een sinus-signaal getransformeerd zou worden, zou het imaginaire deel van  $Z_m$  niet nul zijn. Maar wat gebeurt er als we een signaal transformeren dat bestaat uit trillingen van verschillende frequenties? Ook dat is eenvoudig: de DFT is een lineaire transformatie, wat betekent dat de DFT van een som gelijk is aan de som van de DFT's van de afzonderlijke signalen. De resulterende formule is

$$\text{DFT}(u U_n + v V_n) = u \text{DFT}(U_n) + v \text{DFT}(V_n)$$

met de coëfficiënten  $u$  en  $v$ .

Als hetingangssignaal bestaat uit verschillende trillingen  $s_n = \cos(2\pi m n / N)$  met verschillende frequenties  $m$ , dan resulteert dit in precies de individuele trillingen in het spectrum. Een signaal  $s_n = A \cos(2\pi m n / N)$  met amplitude  $A$  resulteert in een waarde  $Z_m = A N / 2$  in het spectrum. Deze waarde hangt af van het aantal samples. Om dit te elimineren wordt de DFT geschaald met een factor  $2 / N$ . Het nieuwe spectrum heeft dan de waarden  $W_k = 2 Z_k / N$ . Een cosinus-signaal met amplitude  $A$  resulteert dan in een spectrumwaarde van precies  $A$ . De amplitudewaarde  $A$  is de piekwaarde van het cosinus signaal. Voor de effectieve waarde moet deze gedeeld worden door  $\sqrt{2}$ .

Tabel 1. Rekentijd bij verschillende waarden van  $N$ .

$N$	DFT in s	FFT in s
256	0,590	0,008
1024	9,437	0,041
4096	150,995	0,197
16384	2415,919	0,918

## Rekentijd

De rekentijd van de DFT neemt kwadratisch toe met het aantal samples  $N$ . Het kan dus behoorlijk lang duren bij een grotere  $N$ . Metingen met de Raspberry Pi Pico leidden tot de benadering  $T_{\text{DFT}} \approx 9 N^2 \mu\text{s}$ . Als  $N$  een macht van twee is, kun je de snelle Fouriertransformatie (FFT) gebruiken in plaats van de DFT, omdat die dezelfde waarden veel sneller berekent. Op het Pico-board bedraagt de rekentijd dan  $T_{\text{FFT}} \approx 4 N \log_2(N)$ . **Tabel 1** toont de rekentijden voor enkele praktische waarden van  $N$ .

Voor een eenvoudige spectrumanalyse wordt vaak  $N = 1024$  gebruikt. De rekentijd van de DFT zou hier met ongeveer 9 s nog acceptabel zijn, maar de FFT is met 40 ms veel sneller. Soms wordt ook  $N = 16.384$  gebruikt, waarvoor de DFT al ruim 40 minuten zou duren – onaantvaardbaar traag. De FFT heeft hier echter minder dan een seconde voor nodig!  $N$  wordt daarom altijd als een macht van twee gekozen om de voordelen van de FFT te genieten.

## RMS-waarde en dBm

In de communicatietechniek worden grootheden vaak gespecificeerd als effectieve waarden. Omdat hiervoor de tijdsafhankelijke grootheid wordt gekwadeerd, gemiddeld en dan de wortel wordt genomen, is de term RMS (root mean square) hiervoor gebruikelijk geworden. Voor een discreet periodiek signaal met een periode-lengte  $N$  (zoals bij onze DFT-signalen) wordt de RMS-waarde als volgt berekend:

$$\text{RMS}_s = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |s_n|^2}$$

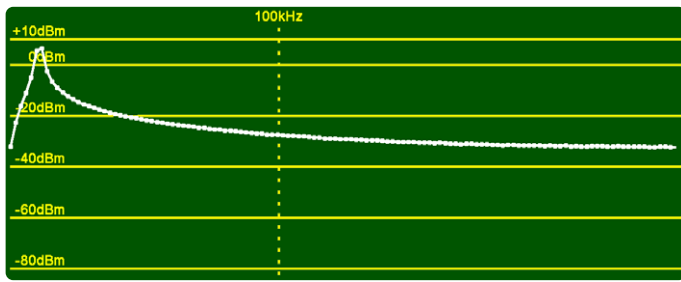
Het is ook mogelijk om de RMS-waarde van de spectrumwaarden te berekenen. We krijgen dan:

$$\text{RMS}_Z = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Z_k|^2} \quad \text{en} \quad \text{RMS}_W = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |W_k|^2}$$

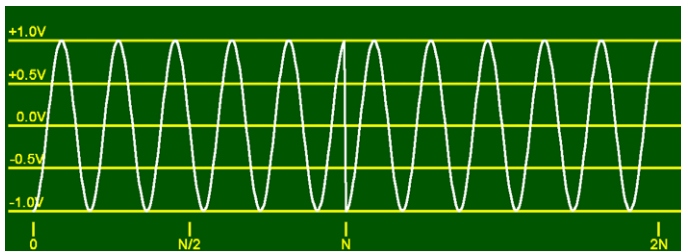
Interessant is dat nu het volgende geldt:

$$\text{RMS}_s = \text{RMS}_Z / \sqrt{N} \quad \text{of} \quad \text{RMS}_s = \sqrt{N} \cdot \text{RMS}_W / 2$$

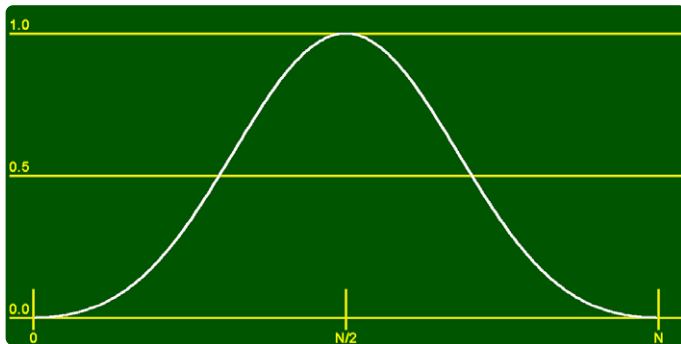
Dit betekent dat de RMS-waarde ook kan worden berekend in het frequentiedomein in plaats van in het tijddomein. Hiervoor hoeft alleen de coëfficiënt te worden bekeken. Deze relatie wordt ook wel de *gelijkheid van Parseval* genoemd [1]. De energie in het tijdsdomein wordt dus nauwkeurig weergegeven door de som van de energieën van de individuele trillingen in het frequentiedomein.



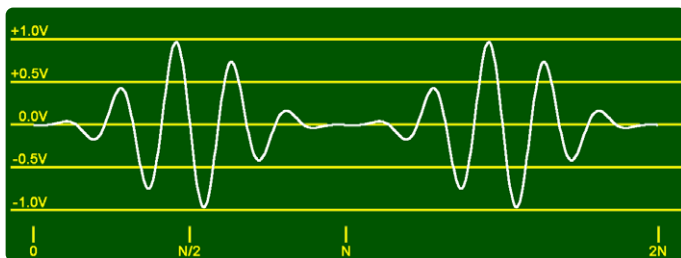
Figuur 3. Slechte spectrumweergave bij niet-heeltallige frequentie.



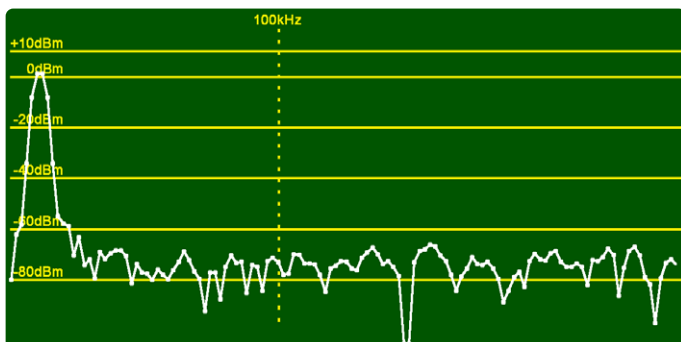
Figuur 4. Bij sample  $N$  treedt een amplitudesprong op als het signaal periodiek wordt voortgezet.



Figuur 5. Blackman-vensterfunctie.



Figuur 6. Het signaal vermenigvuldigd met de vensterfunctie verloopt continu aan de randen.



Figuur 7. Spectrum na toepassing van de vensterfunctie.

Energie- of vermogensverhoudingen worden in de communicatietechniek vaak uitgedrukt in dB. Voor de vermogensverhouding  $v = P_1 / P_0$  krijgen we  $v_{dB} = 10 \log_{10}(P_1 / P_0)$ . Voor absolute niveaus is het referentieniveau  $P_0 = 1 \text{ mW}$  gebruikelijk. We krijgen dan  $P_{dBm} = 10 \log_{10}(P / 1 \text{ mW})$ . Als we spanningen  $U$  in dBm willen specificeren, gebruiken we het vermogen  $P$  in een weerstand van  $R = 50 \Omega$ , waarop de spanning  $U_{RMS}$  wordt aangelegd. Aangezien het door de weerstand gedissipeerde vermogen  $P = U^2 / R$  is, krijgen we  $U_{dBm} = 10 \log_{10}(U_{RMS}^2 / (R \cdot 1 \text{ mW}))$ .

Voor de spectrumanalyzer die we hier beschrijven, wordt de Y-as geschaald in dBm, de gebruikelijke logaritmische weergave voor spectrumanalyzers, maar let op: in de geluidstechniek wordt met dBm vaak een weerstand van  $600 \Omega$  bedoeld.

## Signalen en vensters

Tot nu toe hebben we ingangssignalen beschouwd die precies in een venster van  $N$  waarden passen. De frequentie  $m$  van het signaal  $s_n = A \cos(2 \pi m n / N)$  was daarom een geheel getal. **Figuur 3** toont het spectrum bij  $m = 5,5$  en  $N = 256$ .

Eigenlijk zou je een lijnvormig spectrum verwachten omdat het signaal maar één frequentie bevat. In plaats daarvan krijg je een spectrum dat langzaam afneemt aan beide kanten van het maximum. Dit is natuurlijk nutteloos voor een spectrum analyzer. De reden is dat het periodiek doorlopende signaal (periodeduur  $N$ ) aan de randen een sprong vertoont. Dit is duidelijk te zien in het amplitude/tijddiagram van twee perioden in **figuur 4**: Bij monster  $N$  springt het signaal van  $+1 \text{ V}$  naar  $-1 \text{ V}$ . Deze sprong genereert spectraal hoogfrequente componenten buiten de signaalfrequentie. Om deze effecten te vermijden, wordt de venstertechniek toegepast, die in principe gelijk is aan een gesuperponeerde omhullende. Hierbij wordt het ingangssignaal vermenigvuldigd met een vensterfunctie, die het signaal voorzichtig terugbrengt tot amplitude 0 aan de venstergrenzen, maar het signaal verder zo min mogelijk aantast. **Figuur 5** toont de gebruikte vensterfunctie.

**Figuur 6** toont twee perioden van het signaal na vermenigvuldiging met de vensterfunctie. Duidelijk is te zien hoe het signaal amplitudemoduleerd is, zodat het niet verspringt op de periodegrenzen ( $0, N, 2N, \dots$ ) maar continu doorloopt. Er zijn verschillende vensterfuncties in gebruik, elk met verschillende voor- en nadelen. De volgende C-listing toont hoe het hier gebruikte Blackman-venster (drie termen) wordt berekend:

```
double windowFun(int k) {
    double alpha=0.16;
    double a0=(1-alpha)/2;
    double a1=0.5;
    double a2=alpha/2;
    return a0-a1*cos(2*PI*k/(N-1))+a2*cos(4*PI*k/(N-1));
}
```

De vensterfunctie is samengesteld uit twee cosinusfuncties. Na toepassing van het venster levert de FFT het spectrum van **figuur 7** op. Het spectrale maximum is vier bins breed rond  $m = 5,5$  en daalt daarna aanzienlijk. Met grotere waarden voor  $N$  is de spectrale verbreiding goed acceptabel en worden goede, lijnachtige spectra



verkregen. We moeten er echter rekening mee houden dat de vensterfunctie de signaalamplitude vermindert. De vensterfactor kunnen we benaderen door het rekenkundig gemiddelde van de venster functiewaarden te gebruiken, zoals in de volgende listing.

```
float getWindowFactor() {
    float mean=0;
    for (k=0; k < N ; k++) {
        mean += abs(windowFun(k));
    }
    return mean/N ;
}
```

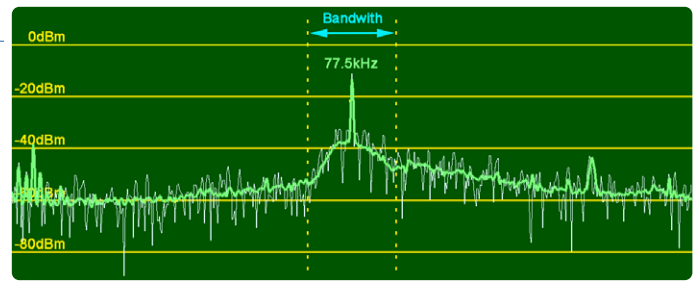
Om de amplitude-afname te compenseren, delen we het spectrum door de vensterfactor nadat we de FFT hebben berekend. Bij gebruik van een vensterfunctie is de gelijkheid van Parseval niet langer van toepassing.

## Analyzer-opties

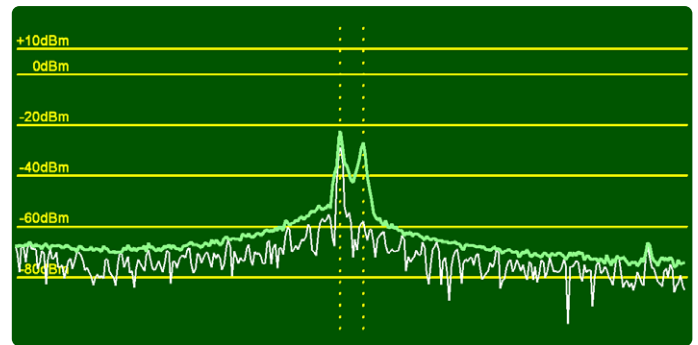
De spectrumanalyzer biedt verschillende configureerbare opties. In het eenvoudigste geval wordt het signaal door de  $\mu C$  bemonsterd, wordt het spectrum berekend, uitgevoerd en eindeloos herhaald. De bemonsteringssnelheid  $f_s$  is gelijk aan de samplefrequentie. Tegelijkertijd bepaalt dit het frequentiebereik van het spectrum, want in principe loopt dit van 0 tot  $f_s / 2$ . Bij 500 kS/s kunnen we dus frequentiecomponenten tot 250 kHz analyseren. De signaallengte  $N$  bepaalt hoeveel samples worden gebruikt voor het spectrum en bepaalt dus de resolutie van de FFT. Twee aangrenzende spectraallijnen (bins genoemd) hebben de afstand  $\Delta = f_s / N$ . Bij 500 kS/s en  $N = 1024$  bedraagt de resolutie  $\Delta = 500 \text{ kHz} / 1024 \approx 488 \text{ Hz}$ . Dat is voldoende om radiosignalen te verwerken.

Bij het analyseren van signalen met ruiscomponenten zijn de individuele spectra vaak erg grillig. Dit kan worden verbeterd door het gemiddelde te nemen van opeenvolgende spectra. Deze procedure wordt geactiveerd door de 'MEAN'-optie van de analyzersoftware, die overigens gratis gedownload kan worden van de projectpagina bij dit artikel [2]. Het spectrum van de DCF77-tijdseinzender kan worden gebruikt om te zien wat het voordeel is. De samplefrequentie is hier 250 kHz en  $N$  is 16.384. **Figuur 8** toont het resulterende spectrum in een bereik van  $\pm 5 \text{ kHz}$  rond de centrale frequentie van 77,5 kHz. De dunne witte lijn toont een enkel spectrum met veel ruis. De middeling (dikke groene lijn) laat duidelijk zien dat DCF77 een ruisspectrum heeft. Dit komt omdat DCF77 de gegevens verzendt met pseudo-willekeurige ruis met een bitsnelheid van  $77,5 \text{ kHz} / 120 \approx 645,8 \text{ Hz}$ , naast zeer smalbandige amplitudemodulatie. De bandbreedte van  $\pm 645,8 \text{ Hz}$  wordt weergegeven door de twee verticale lijnen.

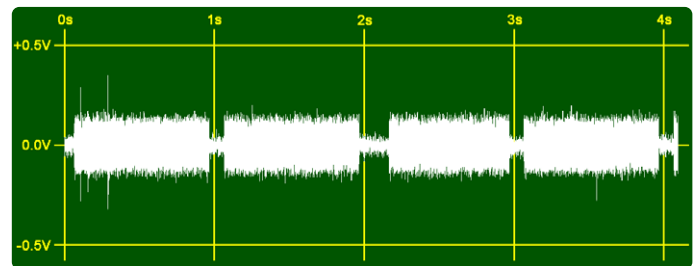
Vervolgens wordt het spectrum van de EFR-zender (129,1 kHz) geanalyseerd. EFR verzendt RTTY-gegevens met een verschuiving van  $\pm 170 \text{ Hz}$  en een datasnelheid van 200 Bd. Er zouden dus twee spectraallijnen te zien moeten zijn in het spectrum bij 128,93 kHz en 129,27 kHz. Omdat er echter alleen korte berichten worden verzonden met lange pauzes ertussen, komt de frequentie  $\pm 170 \text{ Hz}$  maar zelden voor en is daarom moeilijk te detecteren. Hiervoor biedt de software de functie 'MAXHOLD', waarbij het



Figuur 8. Het 'normale' DCF77-spectrum (wit) en het gemiddelde spectrum (groen).



Figuur 9. Spectrum van DCF49 (EFR op 129,1 kHz) met MAXHOLD-functie.



Figuur 10. Amplitude als functie van de tijd voor het DCF77-signaal.

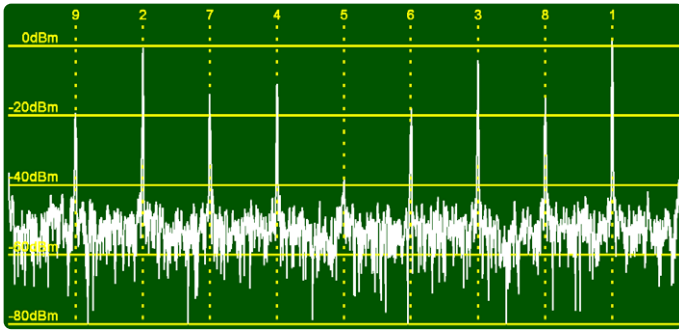
maximum wordt berekend uit vele spectra. Op die manier komen de spectrale componenten die kort voorkomen bij 129,27 kHz beter tot uiting (zie **figuur 9**).

De dunne witte lijn is een enkel spectrum. Aangezien er momenteel geen bericht wordt verzonden, is alleen de piek bij 128,93 kHz zichtbaar. Het MAXHOLD-spectrum wordt weergegeven door de dickere groene lijn. De twee pieken bij 129,1 kHz  $\pm 170 \text{ Hz}$  (bij de verticale stippellijnen) zijn duidelijk zichtbaar. Om zo'n spectrum met hoog oplossend vermogen te verkrijgen, zijn veel samples nodig met  $N = 16.384$ . De samplesnelheid is 500 kHz en de resolutie is dus  $\Delta = 500 \text{ kHz} / 16.384 \approx 30,5 \text{ Hz}$ . De twee spectraallijnen zijn dus slechts  $340 \text{ Hz} / 30,5 \text{ Hz} \approx 11$  frequentiesamples van elkaar verwijderd.

## Tijddomein (oscilloscoopfunctie)

Natuurlijk is het signaal in het tijdsdomein ook informatief, al was het maar om te controleren hoe ver het acquisitiebereik van de ADC benut wordt. De software kan dit ook doen en geeft daartoe het bemonsterde signaal weer. **Figuur 10** toont een soort oscillogram van het DCF77 signaal op 77,5 kHz.

Omdat de draaggolfdips die elke seconde optreden hier van bijzonder belang zijn, is het raadzaam een lagere samplefrequentie en een groter aantal samples te kiezen. Voor de weergave in figuur 10



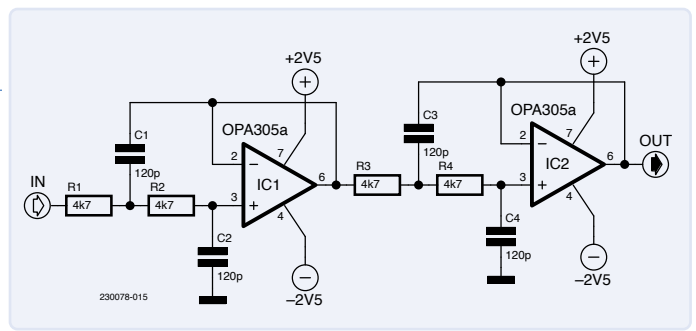
Figuur 11. Subsampling van een 225kHz-blokgolf met  $f_s = 500$  kHz. Een aantal spectraallijnen verschijnt bij  $f_k = 225$  kHz \*  $k$  met  $k = 1, 2, 3, \dots$

is  $f_s = 4$  kHz en  $N = 16.384$  gekozen. Het tijdsvenster heeft dus een grootte van  $T_s = N/f_s \approx 4$  s, wat resulteert in vier draaggolfdips in figuur 10. Het 77,5kHz-signaal is onvoldoende bemonsterd, maar dat is geen probleem omdat hier alleen de amplitude van belang is.

## Bemonsteringstheorema

Volgens het bemonsteringstheorema mogen de te analyseren signalen alleen frequenties bevatten tot maximaal de helft van de samplefrequentie. Ofwel nemen we dit in acht ofwel voegen we een geschikt laagdoorlaatfilter toe vóór de ADC. Tot nu toe is er geen geschikt filter gepresenteerd, omdat dit altijd afhangt van de specifieke toepassing. Verder is het ook interessant om de omstandigheden te bestuderen bij het analyseren van hogere frequenties. Als we samples nemen van signalen met oneindig korte (Dirac-)pulsen, dan krijgen we een periodiek spectrum met periodebreedte = samplesnelheid. De spectraallijnen in het signaal worden dus periodiek herhaald met een interval  $f_s$ . Dienovereenkomstig verschijnen frequenties groter dan  $f_s$  ook in het spectrum. Ze worden als het ware naar beneden 'gevouwen' in het fundamentele interval. Als de sample-afstand groter is, worden hogere frequenties sterker verzwakt. De relaties worden geïllustreerd in het volgende voorbeeld: de samplefrequentie  $f_s$  is 500 kHz. We analyseren een blokgolf met een frequentie van 225 kHz en een duty cycle van 10%.

In het spectrum van **figuur 11** staat de grondgolf op 225 kHz het verst naar rechts en heeft het hoogste niveau. De eerste harmonische ( $k = 2$ ) heeft de frequentie  $2 * 225$  kHz = 450 kHz, wat al voorbij  $f_s / 2$  is. Vanwege de symmetrie verschijnt hij daarom op  $f = 500$  kHz - 450 kHz = 50 kHz in het spectrum onder de stippellijn met het label '2' met een nog steeds aanzienlijke amplitude. De frequentie voor  $q$  is gelijk aan  $225$  kHz \*  $9 = 2025$  kHz. Omdat dit gelijk is aan  $4 * 500$  kHz + 25 kHz, verschijnt deze piek bij 25 kHz helemaal links in het spectrum onder cursorlijn '9'. De cursor-indices  $k = 1 \dots 9$  staan voor de theoretisch verwachte posities van de harmonischen van het geanalyseerde signaal met frequenties van  $k * 225$  kHz, bekend als 'aliasfrequenties'. Hoewel de frequenties tot meer dan 2 MHz gaan, verschijnen er tien pieken in het venster dat doorloopt tot 250 kHz. Dit betekent dat de ADC zeker hogere frequenties aankan dan  $f_s / 2$ . Dit effect wordt gebruikt in wat bekend staat als 'undersampling'. Voor het nemen van een monster kan het signaal worden gefilterd door een banddoorlaatfilter met een doorlaatband van  $f_s / 2$ , zodanig dat alleen de relevante delen van het spectrum worden vastgelegd. Hiervoor zou een snelle sample-and-hold functie aan de opstelling kunnen worden toegevoegd om toch de hoge frequenties met de ADC te kunnen verwerken. Als dit effect echter verstoord wordt, wordt het signaal gefilterd met een laagdoorlaatfilter (antialiasing-filter) om



Figuur 12. Anti-aliasing filter met twee tweede-orde Sallen-Key filters met een afsnijfrequentie van 280 kHz.

signaalcomponenten met een hogere frequentie te onderdrukken voordat een sample van het signaal wordt genomen.

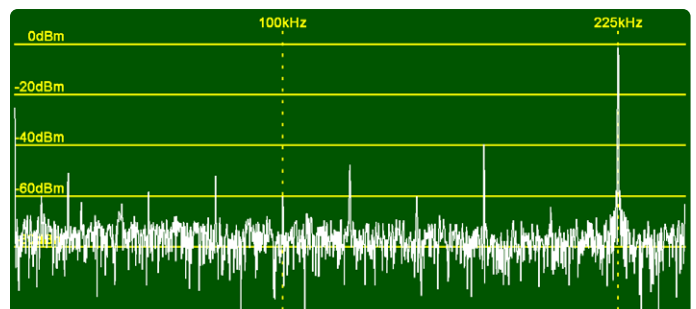
## Anti-aliasing filter

Hieronder demonstreren we het effect van een antialiasing-laagdoorlaatfilter. Hier wordt een symmetrische blokgolf van 225 kHz en een duty cycle van 50% vóór de ADC door het laagdoorlaatfilter van **figuur 12** gefilterd. Het filter is gesimuleerd met LTspice [3] en gebouwd met opamps van het type OPA2350.

In het spectrum van het gefilterde signaal (**figuur 13**) is duidelijk te zien dat de harmonischen sterk verzwakt zijn en dat alleen de 225kHz-grondgolf duidelijk boven de -40 dBm uitkomt. Ons filter verzwakt echter al vrij sterk bij 225 kHz. Een steiler filter zou daarom beter zijn.

## Ruis en ENOB

Tot nu toe zijn alleen signalen onderzocht die bestaan uit individuele sinustrillingen met verschillende frequentie en amplitude. In de praktijk bestaan er echter ook ruissignalen met verschillende bandbreedte. Hun behandeling in termen van communicatietechniek is niet bepaald eenvoudig, daarom beschrijven we hier alleen eenvoudige gevallen. Als voorbeeld worden ruiswaarden  $n_k$  met een amplitude  $A$  gegenereerd voor binaire ruis met een ruisfrequentie  $f_n$ . Er wordt telkens op toevalsbasis bepaald of  $s_k = +A$  of  $s_k = -A$  moet gelden voor de volgende waarde. Aanvankelijk geldt  $f_n = 1$  MHz, zodat de waarden sneller worden gegenereerd dan de ADC ze kan bemonsteren. De samples zijn dus onafhankelijk van elkaar en de waarde is telkens  $\pm A$ . Bijgevolg is het ruissignaal bijna 'wit', wat betekent dat alle frequenties in gelijke mate voorkomen in het spectrum. Het signaal wordt gegenereerd door software op de Raspberry Pi Pico. Om deze taak parallel te laten verlopen aan de spectrumanalyzer-software, wordt de tweede kern van de RP2040-CPU gebruikt. Het is geïmplementeerd met behulp van een PIO-toestandsmachine, waarmee maximaal 125 Mb/s haalbaar is.



Figuur 13. Spectrum van het blokgolf na anti-aliasing.



In de regel wordt de RMS-waarde van de ruisspanning gebruikt. Omdat het signaal niet periodiek is, mogen we de RMS-formule niet gebruiken. Voor grote aantallen samples  $M$  kan de RMS-waarde echter benaderd worden met:

$$RMS_n \approx \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} n_k^2}$$

Voor binaire ruis kan de RMS-waarde dus toch eenvoudig berekend worden. Omdat elk monster de absolute waarde  $A$  heeft, krijgen we de eenvoudige vergelijking  $RMS_n = A$ . In de testopstelling geldt  $A = 750$  mV. **Figuur 14** toont een voorbeeld van dit signaal en **figuur 15** geeft het bijbehorende spectrum. De dunne rode lijn is een enkel spectrum. Het is erg grillig omdat het slechts één enkel spectrum is. De dikke groene lijn is het resultaat van middeling over vele spectra (MEAN-functie), en maakt duidelijker dat dit witte ruis is met een bepaald niveau.

Als we kijken naar ruisspectra met verschillende signaallengtes  $N$ , dan zien we dat het weergegeven niveau ook afhangt van  $N$ . De volgende relatie bestaat tussen de RMS-waarde, het weergegeven niveau en  $N$ : voor een grote  $N$  geldt  $RMS_s \approx RMS_n$ . Vanwege de gelijkheid van Parseval (zie hierboven) geldt ook

$$RMS_w = 2 RMS_s / \sqrt{N}$$

De energie in

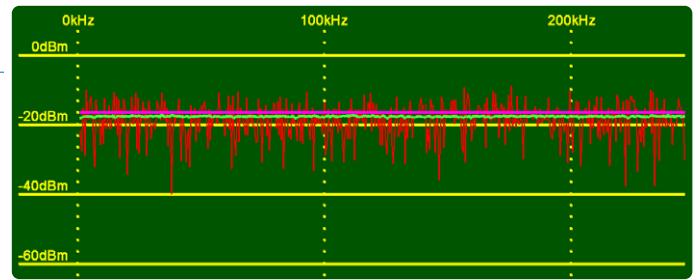
$$RMS_w = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |w_k|^2}$$

wordt gelijkmatig verdeeld worden over  $w_k$ . Voor de eenvoud wordt aangenomen dat alle  $w_k$  even groot zijn en gelijk aan  $w$ . Als we dit alles bij elkaar optellen, krijgen we  $w^2 = 4 RMS_n^2 / N$ . Hier is  $w$  precies de gezochte sterkte van het ruissignaal in het spectrum. In **figuur 15** is dit niveau te zien als een dikke paarse lijn. Het is eigenlijk een vrij goede voorspelling van het echte ruisniveau. Het wordt ook duidelijk waarom dit niveau afneemt met grotere  $N$ : dat komt omdat de energie van de ruis over meer spectraallijnen wordt verdeeld.

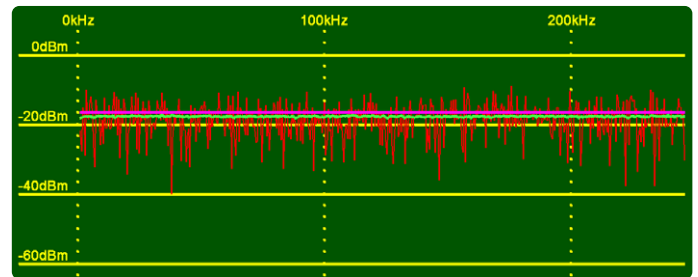
In het volgende voorbeeld wordt de bitsnelheid van de ruisbron gereduceerd tot  $f_n = 25$  kHz. Daarom zijn 20 opeenvolgende samples altijd gelijk, wat gelijk staat aan een soort laagdoorlaatfilter. Het resulterende spectrum is te zien in **figuur 16**.

De dunne rode lijn toont opnieuw één enkel monster. Het gemiddelde spectrum is in groen weergegeven. Het eerste nulpunt van het spectrum ligt bij 25 kHz. Het spectrum is evenredig met  $H(f) = \text{si}(\pi f / f_n)$  waarbij  $\text{si}(x) = \sin(x) / x$  de zogenaamde gap-functie is. Vereenvoudigd kan het niveau rond 0 als volgt worden berekend: de bandbreedte is ongeveer  $f_{BW} = 12,5$  kHz, wat overeenkomt met  $k_{BW} = N f_{BW} / f_s = 25$  spectraallijnen.

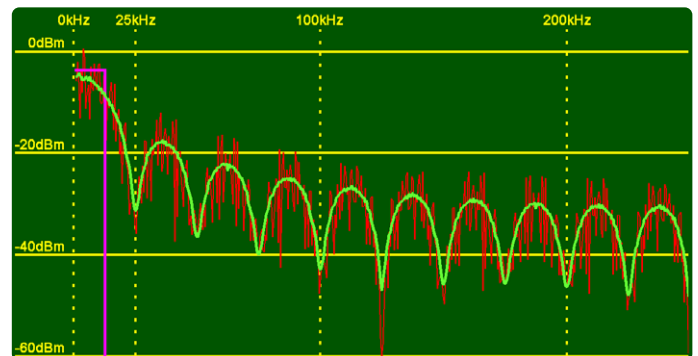
Als het spectrum een constante bandbreedte  $w$  heeft, wordt de vergelijking  $RMS_w^2 = 2 k_{BW} w^2 / N$  verkregen voor de RMS-waarden door de spectraallijnen binnen de bandbreedte bij elkaar op te tellen. De factor 2 is nodig omdat de FFT een symmetrisch spectrum oplevert met de spectraallijnen  $N - k_{BW}$  tot  $N$ . Met behulp



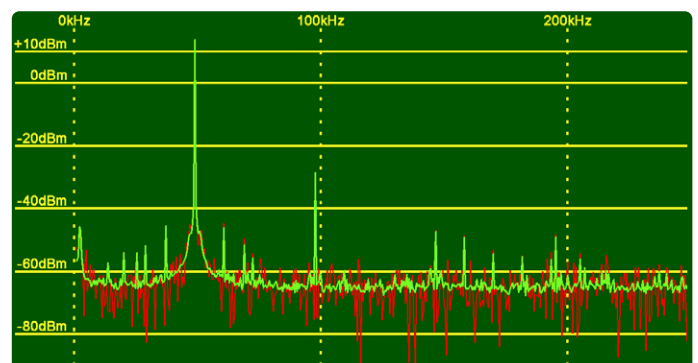
Figuur 14. Binaire ruis als een tijddomein-signaal met een amplitude van  $\pm 750$  mV.



Figuur 15. Spectrum van de binaire ruis van figuur 14.



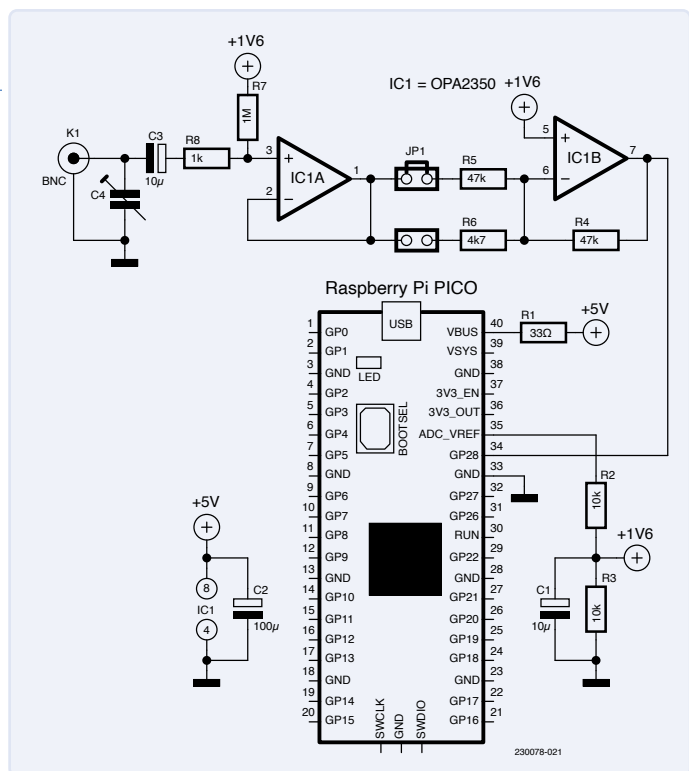
Figuur 16. Spectrum van de ruis bij een bitsnelheid van 25 kHz.



Figuur 17. Spectrum van een sinusmet 48,828 kHz bij een samplefrequentie van 500 kHz.

van de gelijkheid van Parseval wordt spectraal vermogen  $w$  als volgt berekend:  $w^2 = 2 RMS_n^2 / k_{BW}$ . Dit wordt in figuur 16 weergegeven door de dikke paarse lijn en komt goed overeen met het huidige spectrum.

Het volgende voorbeeld is iets praktischer: de ADC krijgt nu het signaal aangeboden van een sinusgenerator met een amplitude van  $3 V_{SS}$  (ongeveer 14 dBm). De signaalfrequentie  $f_s = 48,828$  kHz komt precies overeen met de 100ste spectraallijn. **Figuur 17** toont het resulterende spectrum.

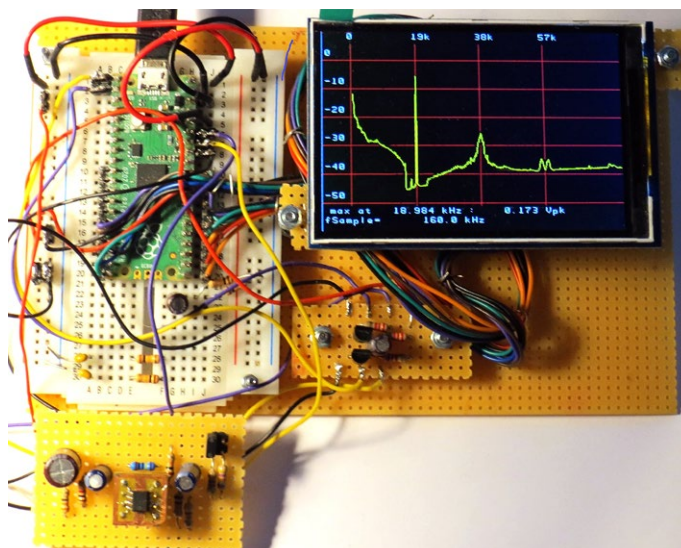


Figuur 18. Voorversterker met een ingangsweerstand van 1 MΩ. Voor IC1 kunnen alternatieve opamps AD823 of MCP602 worden gebruikt.

De spectraallijn bij  $f_s$  is duidelijk te zien en heeft ook de juiste grootte. Bij  $2f_s$  zien we de eerste harmonische, veroorzaakt door de signaalgenerator, met een niveau van ongeveer 45 dB onder het signaal. Er zijn ook talloze kleine spectraallijnen te zien, omdat de componenten niet ideaal zijn en bijvoorbeeld kleine niet-lineariteiten hebben. Het ruisniveau is ook interessant. We kunnen duidelijk zien aan het gemiddelde spectrum (groen) dat dit ongeveer -65 dBm is. Met de bovenstaande formule kunnen we het niveau omrekenen naar een effectieve ruisspanning van ongeveer 2 mV<sub>RMS</sub> (ongeveer 5 mV<sub>SS</sub>). De resolutie van de ADC is  $3,3 \text{ V} / 4096 = 0,8 \text{ mV}$ . De ruis beslaat zodoende ongeveer zes kwantisatieniveaus. Er gaan dus meer dan 2 bits verloren door de ruis. Desondanks steken spectrale pieken met -55 dBm nog steeds goed af tegen de ruis. Het dynamisch bereik is daarom minstens 14 dBm - (-55 dBm) = 69 dB - een factor van ongeveer 2800. De werkelijke resolutie of het effectieve aantal bits (ENOB) van de ADC is meer dan 11 dankzij middeling, wat helemaal niet slecht is. Overigens zijn de geluidsexperimenten gedaan zonder venstering, zodat de niveaus precies worden aangehouden en de gelijkheid van Parseval van toepassing is.

### Voorversterker met 1MΩ-ingang

Oscilloscopen hebben meestal een ingangsweerstand van 1 MΩ. Dit betekent dat ze het te meten object doorgaans niet zwaar belasten en dat de gebruikelijke 1:1- en 10:1-probes gebruikt kunnen worden. Dit gemak zou een spectrumanalyzer ook moeten bieden, en daarom is de voorversterker in **figuur 18** ontworpen. Opamp IC1A werkt als een impedantietransformator. De ingangsimpedantie wordt bepaald door R7. IC1B fungeert als voorversterker met een versterking van 1- of 10-maal, te kiezen met JP1. IC1A moet een lage bias hebben, anders zou deze stroom over R7 een te grote spanningsval veroorzaken, waardoor de nullijn van het signaal uit het midden van het ADC-acquisitiebereik zou komen te liggen.



Figuur 19. Analyzer bestaande uit een Pico-board met LCD en een 1MΩ-voorversterker, met een VHF-multiplexsignaal.

Het type AD8042 met een biasstroom  $I_B = 1,2 \mu\text{A}$  zou resulteren in een offsetverschuiving van  $1,2 \mu\text{A} * 1 \text{ M}\Omega = 1,2 \text{ V}$ . Een geschikt type opamp is te zien in **figuur 18**. Met C4 kan eventueel een aanpassing aan een probe worden gerealiseerd. **Figuur 19** toont het prototype, gebouwd op een breadboard samen met het Pico-board en het display.

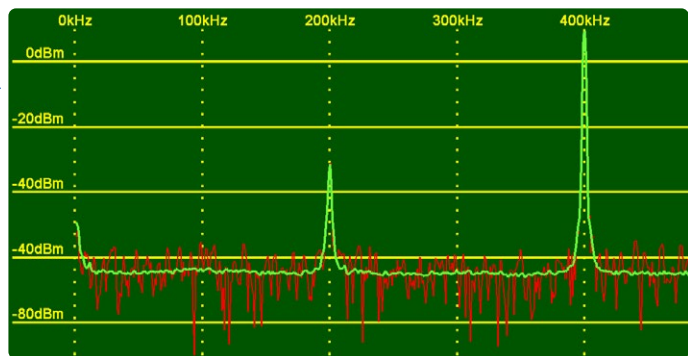
### ADC-klok en samplesnelheid

Volgens de datasheet moet de ADC-klok 48 MHz bedragen. Dit kloksignaal wordt normaal geleverd door de USB-PLL. De 16bit-prescaler is in dit geval niet geactiveerd (deling door 1). De ADC vrijlopend, waarin hij continu waarden verzamelt en uitvoert. De timing wordt verzorgd door een ADC-teller die wordt getriggert door de ADC-klok. De ADC-teller loopt over bij de waarde  $ADC_{CLK\_Div}$  en activeert dan de ADC opnieuw. Omdat voor een conversie 96 klokpulsen nodig zijn, moet aan  $ADC_{CLK\_Div} \geq 96$  worden voldaan. Bij de kleinste waarde van  $ADC_{CLK\_Div} = 96$  krijgen we de hoogste samplesnelheid van  $f_s = 48 \text{ MHz} / 96 = 500 \text{ kHz}$ . De ADC-teller is een fractionele 16,8-teller: het integer-gedeelte is 16 bit breed en je kunt fractioneel delen door 8 bit om zelfs ongewone samplesnelheden zo nauwkeurig mogelijk te produceren. De laagste samplesnelheid is  $f_s = 48 \text{ MHz} / 65.536 = 732 \text{ Hz}$ .

In het volgende experiment wordt de ADC ver buiten zijn specificatie gebruikt bij een samplefrequentie van 1 MHz. Hiervoor moet de ADC-klok 96 MHz zijn. De USB-PLL klok van 48 MHz is niet voldoende. De ADC wordt daarom geklokt door de PLL voor de systeemklok SYS-PLL. De kloksnelheid die wordt gegenereerd voor de processor is normaal 125 MHz. Als deze echter is ingesteld op 96 MHz, kan deze worden gebruikt om de ADC rechtstreeks te klokken om een samplesnelheid van 1 MHz mogelijk te maken. Helaas draait de processor dan ongeveer 23% langzamer. Dit is echter geen probleem, omdat de CPU toch niet volledig wordt gebruikt door de software.

Een 400kHz-sinus met een amplitude van  $2 V_{SS}$  wordt gebruikt als testsignaal. **Figuur 20** toont het resulterende spectrum. Het bruikbare signaal wordt getoond met het juiste niveau op de juiste positie. De eerste harmonische bij 800 kHz is echter omgevouwen naar  $1 \text{ MHz} - 800 \text{ kHz} = 200 \text{ kHz}$ . Het ruisniveau van -65 dBm is niet slechter dan bij een samplefrequentie van 500 kHz. Er lijken dus geen werkelijk ernstige bezwaren te zijn tegen het klokken van de ADC op 96 MHz.





Figuur 20. Spectrum van een sinus van 400 kHz bij een samplefrequentie van 1 MHz.

## LCD

Omdat fijne details vaak van belang zijn in spectra, werd het MAR3502 Arduino Shield gekozen vanwege de relatief hoge resolutie van 320×480 pixels. Het wordt parallel aangesloten op het Pico-board zoals getoond in **figuur 21**. Hierdoor kan een spectrumanalyzer worden opgezet als een stand-alone apparaat – maar de bedieningselementen ontbreken nog.

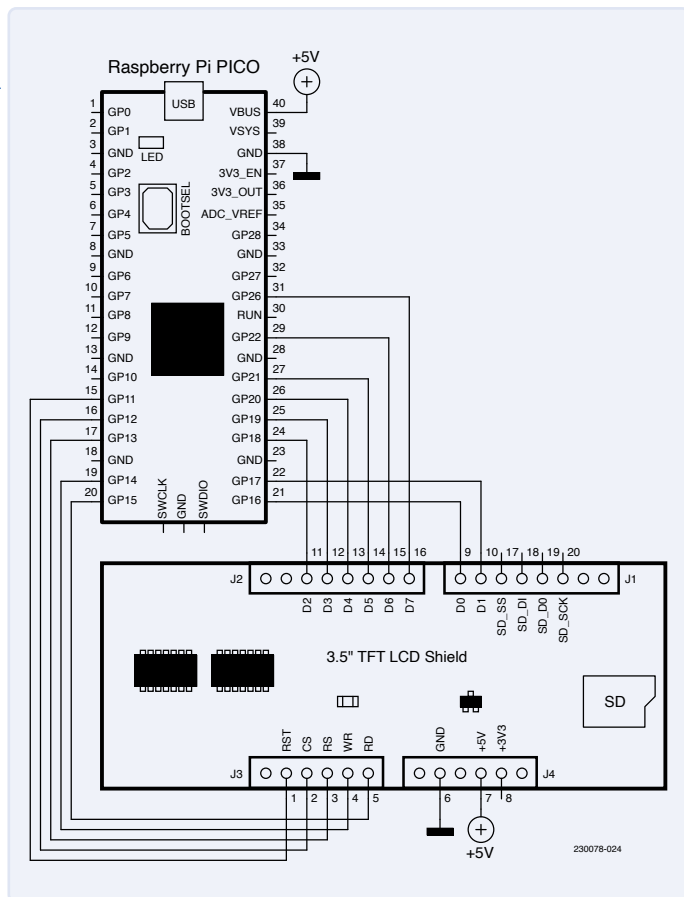
Figuur 20 toont het spectrum van een FM multiplex-audiosignaal op het display. Het monosignaal (L+R) is duidelijk te zien in het bereik tot 17 kHz. Bij 19 kHz verschijnt de spectraallijn van de stereopiloottoon. Bij 38 kHz is het spectrum van het stereo-verschilsignaal (L–R) zichtbaar. Bij 57 kHz is het spectrum van het RDS-signaal te zien, dat bestaat uit twee zijbanden rond 57 kHz.

## 12-bit, 50 MS/s ADC

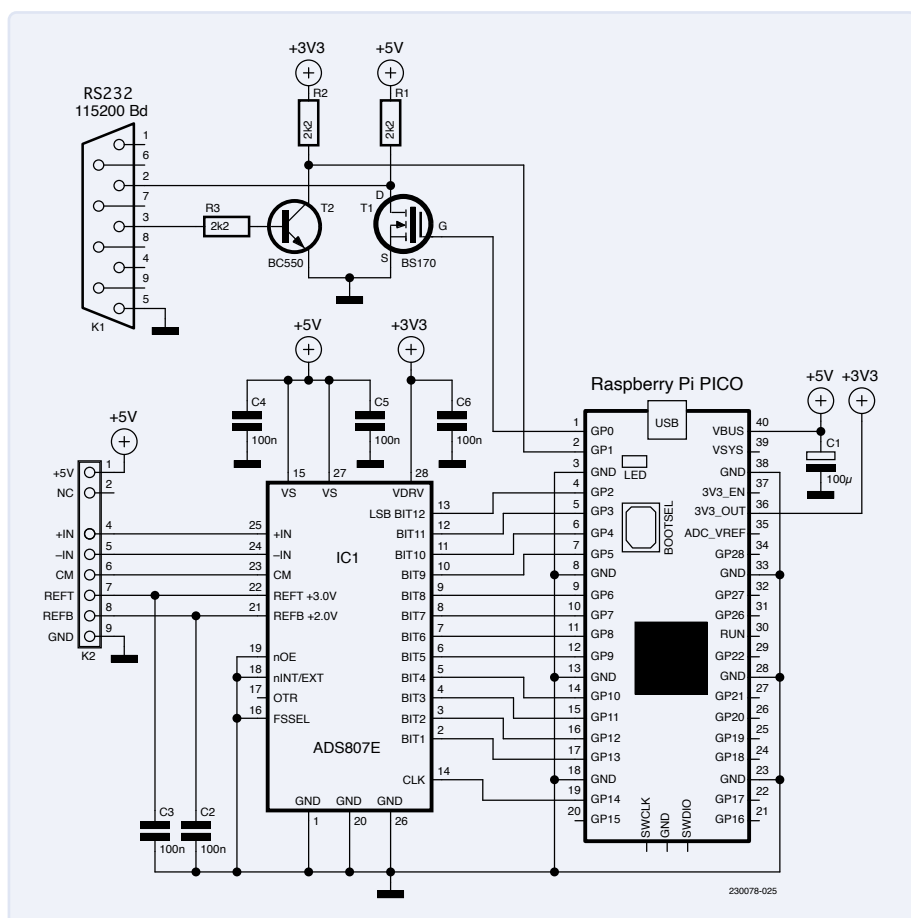
Voor lagere frequenties is de 500kHz-samplefrequentie van de ADC in de RP2040 voldoende, maar er zijn ook interessante spectra in het RF-bereik. Hiervoor kan het Pico-board worden uitgebreid met een snelle externe ADC met de ADS807E-chip. Met deze 12bit-ADC is tot 53 MS/s mogelijk. Voor de spectra heb je veel rekenkracht nodig en dus wat trucs om dit voor elkaar te krijgen. Handig is dat de ADS807E een ingebouwde referentiespanning heeft. De ADC wordt aangesloten op het Pico-board zoals getoond in **figuur 22**.

Door de parallele aansluiting worden veel GPIO-pinnen in beslag genomen, dus je kunt helaas niet tegelijkertijd het LC-display aansluiten. Daarom krijgt de ADS807 een tweede Pico-board. Tijdens de eerste experimenten hiermee wordt de data verwerkt en weergegeven met de PC zoals in het begin. Op K2 kunnen verschillende analoge front-ends worden aangesloten, die hieronder worden besproken. **Figuur 23** toont de testopstelling van een Pico-board met een ADS807 en een 50Ω-transformator front-end.

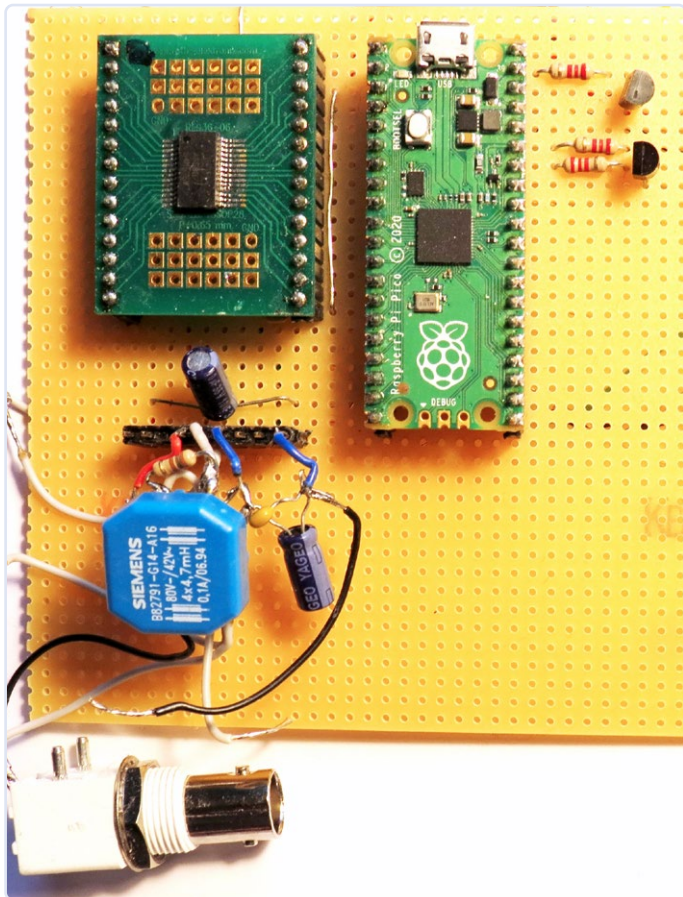
Overigens: als de ADS807 te duur is, of je hebt zijn 12bit-resolutie niet nodig, dan kun je in plaats daarvan een goedkope 8bit-ADC gebruiken, zoals de ADS830E. Deze biedt samplefrequenties tot 60 MS/s en vereist alleen een aangepaste sampleroutine.



Figuur 21. Parallele aansluiting van een 3,5" 480×320-pixel LCD op het Pico-board.



Figuur 22. Aansluiting van de externe ADC ADS807 op het Pico-board.



Figuur 23. Extra Pico-board met ADS807 en front-end met 50Ω-transformator.

## Snelle sampling via PIO, FIFO en DMA

De RP2040-CPU is normaal geklokt op 125 MHz. De volgende listing toont de minimale lus om N gegevenswaarden mee te verwerven:

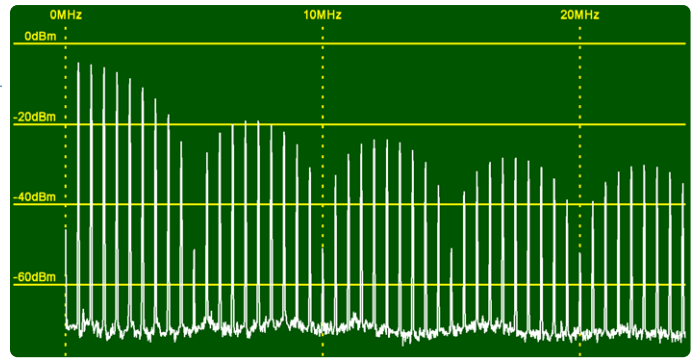
```
for (k = 0; k < N; k++) {
    sampleBuffer[k] = gpio_get_all();
    gpio_put(ADCClock, 0);
    gpio_put(ADCClock, 1);
}
```

Volgens mijn meting haalt de RP2040-CPU maximaal 15 MS/s – nog steeds ver verwijderd van de 53 MS/s van een ADS807. De CPU heeft echter als speciale eigenschap een peripheral input/output-unit (PIO), die uit acht programmeerbare toestandsmachines bestaat. Deze kunnen worden aangestuurd met de klok van de CPU en worden geprogrammeerd met eenvoudige commando's. Hieronder worden enkele aspecten van de sample-toepassing belicht. De volledige details zijn vrij complex, dus raadpleeg hiervoor de documentatie van de RP2040 [4].

Het PIO-programma bestaat uit slechts twee commando's:

```
.wrap_target
    in pins,12    side 0b0
    nop          side 0b1
.wrap
```

De sleutelwoorden `.wrap_target` en `.wrap` zorgen ervoor dat de twee instructies ertussen eindeloos na elkaar worden uitgevoerd. De lus zelf kost geen overhead in het proces. De `in`-instructie zorgt ervoor dat 12 bits worden verplaatst van de ADC naar het

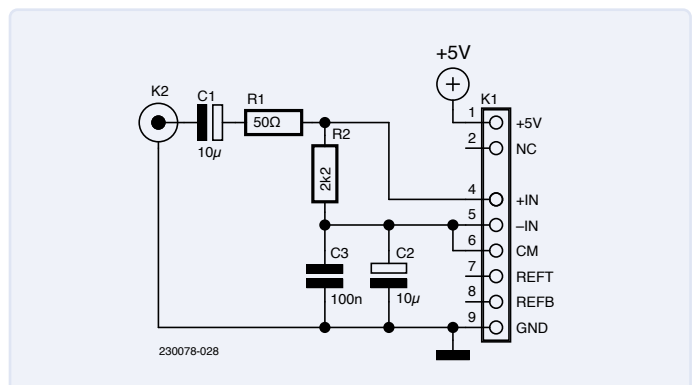


Figuur 24. Spectrum van een 500kHz-blok golf met een duty cycle van 10%.

input shift register (ISR). Zoals we weten, doet de `nop`-instructie niets. Na elke instructie wordt de `side`-optie gebruikt. Hiermee kunnen GPIO-pinnen parallel aan het eigenlijke PIO-commando worden beïnvloed. Op deze manier wordt de ADC-klok gegenereerd op GPIO14. Aangezien elke instructie één cyclus vereist, kan dit programma in principe 125 / 2 MS/s verwerken. Dit is voldoende voor de ADS807. Naast het eigenlijke programma speelt de configuratie van de toestandsmachine een belangrijke rol. Deze bepaalt bijvoorbeeld welke pinnen worden beïnvloed door `side-set`. Daarnaast is hij zo geconfigureerd dat na elke twee samples (als er 24 bits in de ISR zijn aangekomen) de ISR-waarde naar een FIFO-uitgang wordt geschreven. De gegevens worden snel naar het geheugen geschreven via directe geheugentoegang (DMA). De eigenlijke bemonstering verloopt dus volledig autonoom. De CPU hoeft alleen de waarden uit de buffer op te halen na elke DMA-overdracht.

In principe kan dezelfde software die gebruikt is voor de ADS807-ADC, worden benut voor de geïntegreerde ADC. Alleen de sample-routine moet worden aangepast. Om bijvoorbeeld de maximale samplesnelheid van 53 MHz te bereiken, kun je een CPU-klok van 106 MHz instellen en de PIO-prescaler op 1 zetten. Nu draait het PIO-programma op 106 MHz. Aangezien voor elke sample twee klokpulsen nodig zijn, is de samplefrequentie precies 53 MHz. Helaas is de CPU dan ruim 15% langzamer geklokt dan normaal. Dit is echter voldoende om de taken zonder problemen uit te voeren.

**Figuur 24** toont het spectrum van een blok golf met een duty cycle van 10% bij een samplefrequentie van 50 MHz. De harmonischen tot 25 MHz zijn duidelijk zichtbaar. Ten gevolge van de duty cycle van 10% ontbreekt elke 10de harmonische. Via subsampling kun je met de ADS807 nog steeds probleemloos signaalcomponenten tot ongeveer 200 MHz analyseren.



Figuur 25. Enkelzijdig front-end.



## Analoge front-ends

De differentiële ingangen +IN en -IN van de ADS807E hebben een grote signaal/ruis-verhouding, zelfs bij hogere frequenties. De chip is echter iets lastiger aan te sturen dan ADC's met een differentiële ingang. Mogelijke front-ends die kunnen worden aangesloten op K2 in **figuur 22** worden hieronder beschreven. Het dynamisch bereik van de ADS807 is  $2 V_{SS}$ , wat resulteert in een resolutie van  $2 V / 4096 = 480 \mu V$ .

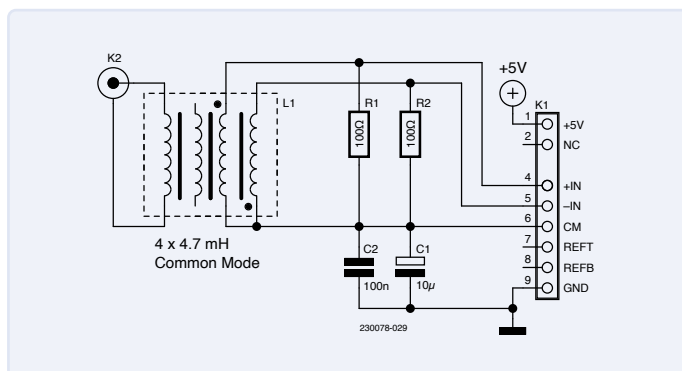
### Front-end 1: enkelzijdig

In het eenvoudigste geval negeer je de differentiële ingang, zet je -IN op CM (common mode) en voer je het signaal gewoon naar +IN. Je werkt dan met AC-koppeling en de DC-offset van 2,5 V wordt geleverd door CM (**figuur 25**). Als je eeningangsimpedantie van  $50 \Omega$ , kun je eenvoudig een  $50 \Omega$ -weerstand parallel schakelen aan ingang K2.

### Front-end 2: transformatorkoppeling met $50 \Omega$

Met behulp van een RF-transformator met drie nauw gekoppelde windingen met hetzelfde aantal windingen kan de differentiële ingang eenvoudig worden gebruikt. Het prototype gebruikte een 4,7 mH common-mode smoorspoel met vier wikkelingen, waarvan er slechts drie zijn gebruikt (**figuur 26**). De blauwe smoorspoel van Siemens is duidelijk te zien in figuur 23.

Telkens één wikkeling voedt de +IN- en -IN-ingangen met tegengestelde fase. De wikkelingen hebben elk een parallelle weerstand van  $100 \Omega$ . De 1:1-koppeling transformeert deze weerstanden in twee parallel geschakelde  $100 \Omega$ -weerstand aan de primaire kant, wat resulteert in eeningangsimpedantie van  $50 \Omega$ . Aangezien de ADC twee keer deingangsspanning ziet, resulteert dit in een versterking van tweemaal. Tegelijkertijd is de ingang elektrisch geïsoleerd van de ADC, wat common-mode-problemen voorkomt. De schakeling is zeer geschikt voor metingen aan  $50 \Omega$ -systemen. Als je transformator L1 zelf wilt wikkelen, moet je de drie wikkelingen trifilair wikkelen (dat wil zeggen één wikkeling met drie draden naast elkaar) om een goede koppeling te krijgen, zelfs bij hoge frequenties. De kern moet een hoge permeabiliteit hebben, ook bij frequenties tot 25 MHz.

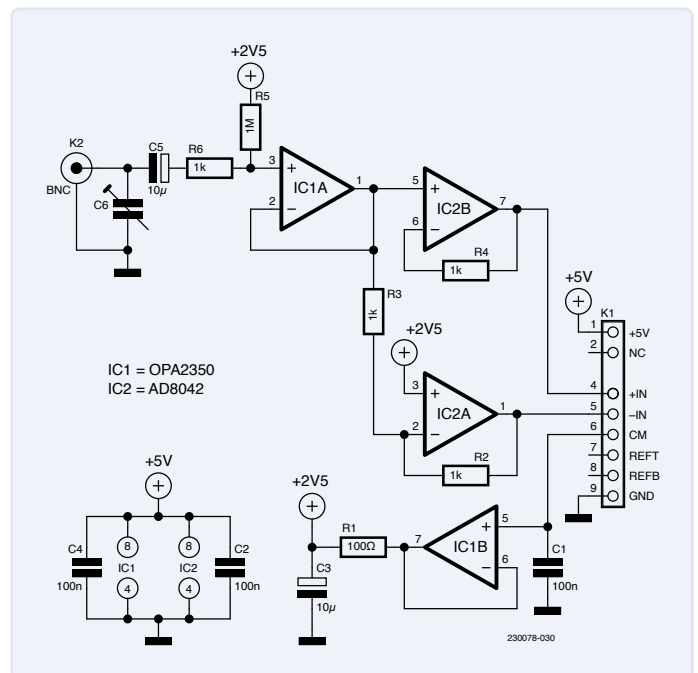


Figuur 26: Transformatorgekoppeld  $50 \Omega$  front-end.

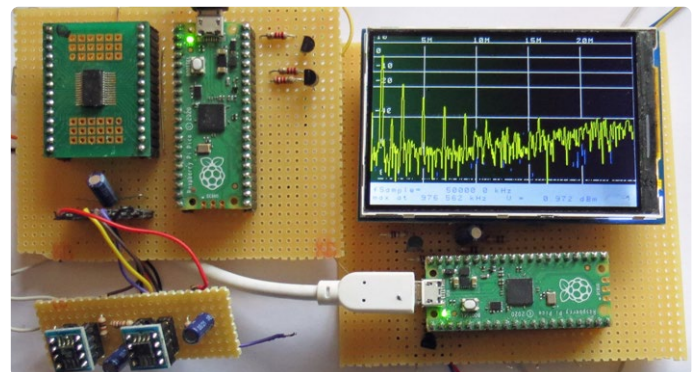
### Front-end 3: 25MHz-voorversterker met $1 M\Omega$

Voor bepaalde metingen heeft zelfs een snelle spectrumanalyzer een ingang met hoge impedantie nodig. Dan kunnen de gebruikelijke 10:1-oscilloscoop-probes worden gebruikt. **Figuur 27** toont het schema van een geschikte voorversterker.

Opamp IC1A dient als impedantietransformator met een ingangsweerstand van  $1 M\Omega$  dankzij R5. Het type OPA2350 is niet alleen snel, maar heeft ook een geringe biasstroom en ingangswaarschijn. IC2A en IC2B dienen als bipolaire drivers voor de ADC. Omdat de unipolaire ingang wordt omgezet in een differentieel signaal, is het resultaat een versterkingsfactor van twee. IC2 is geselecteerd vanwege de grote bandbreedte, zodat het faseverschil tussen +IN en -IN zo klein mogelijk blijft. R2 en R4 verbeteren de stabiliteit van deze opamps. IC1B buffert de offsetspanning van 2,5 V. **Figuur 28** toont (onder andere) het front-end dat op gaatjesprint is opgebouwd.



Figuur 27: RF-voorversterker met eeningangsimpedantie van  $1 M\Omega$ .



Figuur 28: Stand-alone spectrumanalyzer met twee Pico-boards.

## Ruis

Bepaalde ruisbronnen vergallen het leven van een ontwerper. Bij R5 bijvoorbeeld treedt een thermische ruis spanning op van  $U_{N,RMS} = \sqrt{4 k_B T B R}$ , waarbij  $k_B$  de constante van Boltzmann is,  $T$  de absolute temperatuur (in kelvin),  $B$  de bandbreedte (hier 25 MHz) en  $R$  de waarde van R5 (1 M $\Omega$ ). Dit resulteert in een effectieve ruis spanning van 6,3 mV.

Dit is enkele malen de resolutie van de ADC en dit ruisniveau is sterk merkbaar bij breedbandige metingen met hoge impedantie. Dit verklaart ook waarom een laagohmig systeem van bijvoorbeeld 50  $\Omega$  beter is voor RF. De ingangsstroom van een OPA2350 heeft een ruisdichtheid van 4 fA /  $\sqrt{\text{Hz}}$ . Dit resulteert in een verwaarloosbare effectieve ruis spanning van 20  $\mu\text{V}$  over R5 bij een bandbreedte van 25 MHz. Voor de ingangsisruis wordt een dichtheid van 7 V /  $\sqrt{\text{Hz}}$  opgegeven. Dit resulteert in een ruis spanning van 30  $\mu\text{V}$  bij 25 MHz, die ook verwaarloosbaar is. Het is echter duidelijk hoe de ruisparameters van de opamp het ontwerp beïnvloeden. De AD8042 heeft bijvoorbeeld een stroomruis van 500 fA /  $\sqrt{\text{Hz}}$  en is daarom ongeschikt als impedantietransformator aan de ingang.

## Grafisch display

Zoals al opgemerkt is het niet mogelijk om de externe ADC en het LCD tegelijkertijd aan te sluiten door het gebrek aan GPIO-pinnen. Voor een stand alone-apparaat wordt deze tekortkoming gecompenseerd door twee aparte Pico-boards te gebruiken: één voor de data-acquisitie van de externe ADC en één voor het LC-display. Deze laatste dient als een grafische terminal die zelfstandig verschillende basisfuncties kan uitvoeren, zoals het tekenen van lijnen en rechthoeken en tekstuitvoer. Op het Pico-board met de ADS807 zijn de spectrumanalyzer-functies geïmplementeerd. Voor grafische uitvoer stuurt dit onderdeel overeenkomstige commando's naar de grafische terminal via de seriële interface. Bij een prijs van een paar dollar voor een Pico-board is dit ontwerp economisch verantwoord.

Figuur 28 toont hoe deze toepassing eruit zou kunnen zien met twee Pico-boards. Het display toont het spectrum van een 1MHz-blokgolf bij een samplesnelheid van 50 MS/s. De harmonischen worden snel kleiner met toenemende orde. ◀

vertaling: Hans Adams — 230078-03

## Vragen of opmerkingen

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).

## Over de auteur

Martin Ossmann begon op 12-jarige leeftijd Elektor te lezen – en te experimenteren natuurlijk. Na zijn studie elektrotechniek en een aantal jaren als ontwikkeltechnicus te hebben gewerkt, was hij professor aan de afdeling elektrotechniek en informatietechnologie van de FH Aachen University of Applied Sciences. Hij is niet alleen auteur van wetenschappelijke artikelen, maar publiceert ook al meer dan drie decennia regelmatig schakelingen en softwareprojecten met veel technische knowhow in Elektor.



## Gerelateerde producten

- > **Joy-IT JDS6600 Signal Generator & Frequency Counter**  
[www.elektor.nl/18714](http://www.elektor.nl/18714)
- > **OWON HDS242 2-channel Oscilloscope (40 MHz) + Multimeter**  
[www.elektor.nl/20415](http://www.elektor.nl/20415)
- > **Raspberry Pi Pico RP2040**  
[www.elektor.nl/19562](http://www.elektor.nl/19562)



## WEBLINKS

- [1] Gelijkheid van Parseval: [https://nl.wikipedia.org/wiki/Gelijkheid\\_van\\_Parseval](https://nl.wikipedia.org/wiki/Gelijkheid_van_Parseval)
- [2] Projectpagina bij dit artikel: <http://www.elektormagazine.nl/230078-03>
- [3] LTspice: <https://tinyurl.com/3zpwzk4y>
- [4] RP2040-datasheet: <https://tinyurl.com/2sf4uvfm>

# Word lid van de Elektor Community



Neem **nu** een  
lidmaatschap!



- ✓ Een compleet web-archief t/m 1980!
- ✓ 8x Elektor Magazine (Print)
- ✓ 8x digitaal (PDF)
- ✓ 10% korting in onze webshop, en exclusieve aanbiedingen
- ✓ Toegang tot meer dan 5000 Gerberfiles



Ook verkrijgbaar

Het digitale  
lidmaatschap!



- ✓ Toegang tot ons web-archief
- ✓ 10% korting in onze webshop
- ✓ 8x Elektor Magazine (PDF)
- ✓ Toegang tot meer dan 5000 Gerberfiles



[www.elektormagazine.nl/Abonnement](http://www.elektormagazine.nl/Abonnement)





# $\pm 40\text{ V}$ lineaire spanningsregelaar

alternatieve voeding voor de Fortissimo-100 eindversterker...  
en andere!

**Ton Giesberts (Elektor Labs)**

Voor degenen die hun wenkbrauwen fronsen bij welke schakelende voeding (SMPS) dan ook voor de high-end Fortissimo-100 eindversterker, biedt dit project een lineaire, symmetrische 500+ VA spanningsregelaar die wordt gekenmerkt door een gering spanningsverlies, een hoge uitgangsstroom en een uitstekende stabiliteit – en dat allemaal met discrete componenten en verkrijgbaar als bouwpakket!

Bijna alle hoogwaardige audio-eindversterkers hebben baat bij een gestabiliseerde voedingsspanning. Met dat in gedachten is deze lineaire voeding specifiek ontworpen voor een symmetrische uitgangsspanning van  $\pm 40\text{ V}$  en piekstromen van 13 A (15 A piek is ook nog haalbaar). Voorbeeld: een Fortissimo-100 versterker die een  $3\Omega$ -belas-

ting aanstuurt, trekt een gemiddelde stroom van ongeveer 4 A per regelaar.

## Ontwerpoverwegingen

De Elektor Fortissimo-100 high-end audio-eindversterker [1] bleek het beste te werken met een geregelde  $\pm 40\text{ V}$ -voeding, waardoor een 'rudimentaire' voeding met een trans-

formator, een (brug-)gelijkrichter en een set dikke buffercondensatoren is uitgesloten. Een schakelende voeding voldoet misschien ook niet helemaal, maar dat is meer een kwestie van persoonlijke smaak omdat de SMPS800RE zijn werk goed doet. Toch kunnen er dwingende redenen zijn om de voorkeur te geven aan een lineaire regelaar die uitsluitend met through-hole componenten is opgebouwd – net zoals de versterker zelf. Om de spanningsregelaar zonder dropouts (spanningsdips aan de uitgang) te laten werken, moet de ingangsspanning van de schakeling minstens 3 V hoger zijn dan de uitgangsspanning, of zelfs meer in het geval van schommelingen in de netspanning. Vergelijken met de meeste SMPS-voedingen (met een breed AC-ingangsbereik) is een lineaire regelaar minder efficiënt en is er een grote voedingstransformator nodig met een hoger vermogen dan zonder lineaire regelaar. Tegenwoordig hebben de meeste kant-en-klare voedingstransformatoren standaard

secundaire spanningen. Om direct  $\pm 40$  VDC te maken, is een transformator van  $2 \times 30$  V de voor de hand liggende keuze. De resulterende onbelaste gelijkspanning is meestal ongeveer 42 VDC, grotendeels afhankelijk van de interne regeling van de transformator en de spanningsval over de gelijkrichtdiodes. In de praktijk is de onbelaste spanning van een voedingstransformator altijd een paar procent hoger dan in belaste toestand. De eerstvolgende hogere secundaire standaardspanning is 35 V, wat resulteert in ongeveer 49...50 VDC of meer bij een laag uitgangsvermogen – we hebben bijna 52 V gemeten in een testopstelling in ons lab.

Wanneer de eindversterker met  $8 \Omega$  wordt belast, heeft de regelaar slechts een kleine afvlakcondensator nodig. Het voordeel van de grotere rimpelspanning is een iets lager vermogensverlies in de voedings-

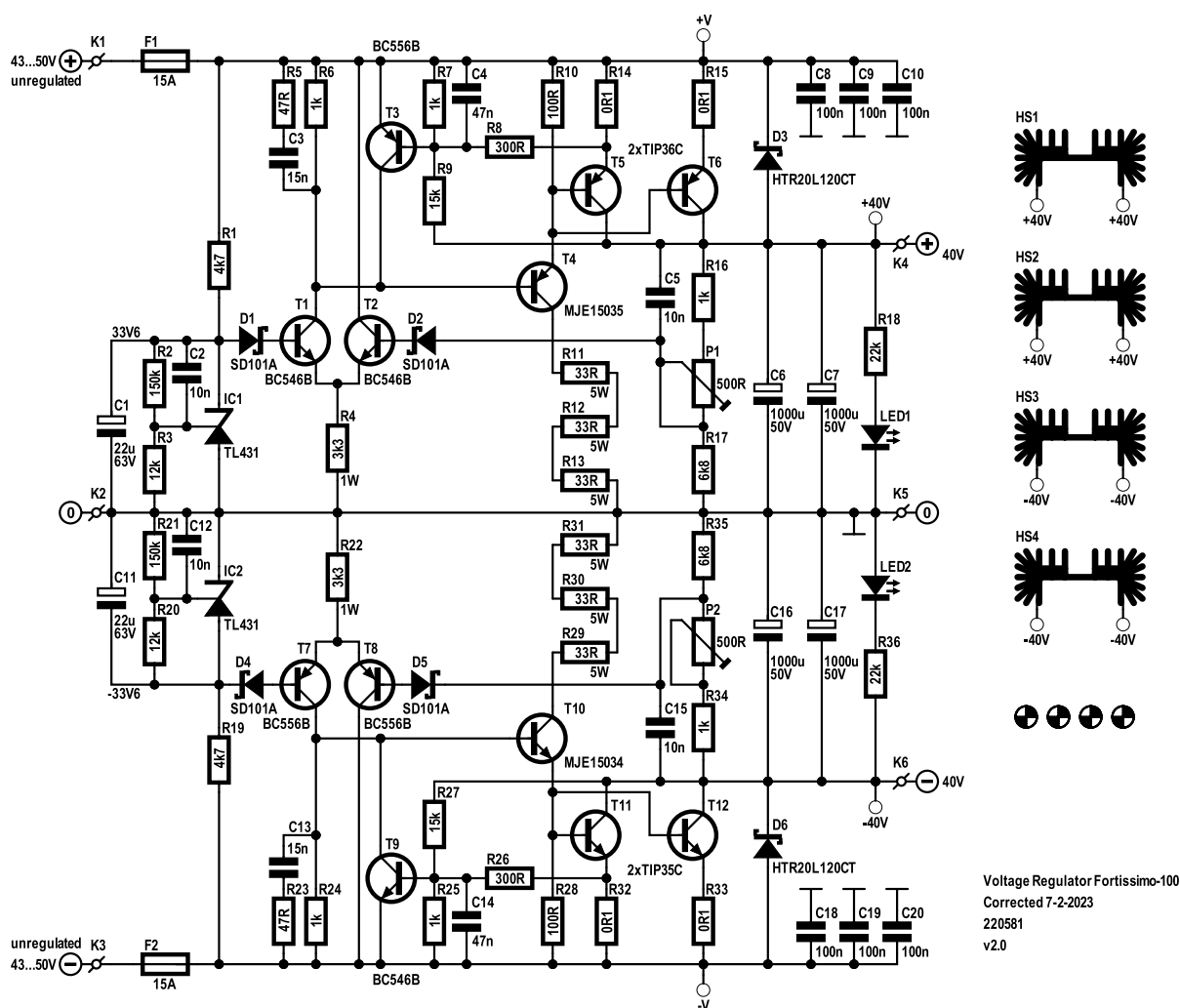
regelaar(s). Maar bij lagere impedanties mag de rimpel niet boven de dropout-spanning uitkomen (43 V bij 10 A). In een lab-test bleek een ringkerntransformator (toroïde) van  $2 \times 35$  V/300 VA met een afvlakelco van  $20.000 \mu\text{F}$  stevig genoeg om de regelaar te voeden. Het maximale (bijna clippende) sinusvermogen bij 20 Hz en 0,1% THD+N in een belasting van  $3 \Omega$  veroorzaakte een dropout van slechts  $1,8 V_{\text{piek}}$  aan de uitgang van de voeding. Let wel: het continue uitgangsvermogen is dan 227 W in de  $3 \Omega$ -belasting en de 300VA-transformator is dan licht overbelast. Dit was echter niet genoeg om de beveiliging van de Fortissimo-100 te activeren.

### De theorie achter de schakeling

De basis van elke spanningsregelaar is de meting van de uitgangsspanning, waarna deze wordt vergeleken met een referentieniveau en

de eindtrap overeenkomstig wordt bijgesteld om eventuele veranderingen tegen te gaan. Hoewel de hier behandelde regelschakeling dat concept volgt, is er één duidelijk verschil: de veel hogere secundaire referentiespanning, die met iets meer dan 33 V relatief dicht bij de beoogde uitgangsspanning van 40 V ligt. Hoe hoger de referentiespanning – 33,6 V in deze schakeling – hoe meer versterking er overblijft voor een (eenvoudige) schakeling om zowel de rimpelonderdrukking van de ingangsspanning als de regeling van de uitgangsspanning te verbeteren.

Eenvoudig gezegd bestaat de schakeling uit een referentiespanning, een verschilversterker en een uitgangsbuffer. Bovendien is aan beide regelaars een SOA-beveiliging (*safe operating area*) toegevoegd. We werpen een blik op **figuur 1** om de werking van de **positieve** regelaar te onderzoeken.



Figuur 1. Schema van de  $\pm 40$  V lineaire spanningsregelaar, voornamelijk maar niet uitsluitend bedoeld voor de Elektor Fortissimo-100 audio-eindversterker.

## Referentiespanning

De referentiespanning wordt niet geleverd door een zenerdiode, omdat standaardzeneren meestal een aanzienlijke temperatuurcoëfficiënt hebben. Speciale temperatuurgecompenseerde versies zijn tegenwoordig moeilijk verkrijgbaar, vooral 33V-exemplaren. In plaats van een zenerdiode wordt een instelbare precisie-shunt spanningsreferentie van het type TL431 gebruikt met een maximale werkspanning van 36 V. Zijn interne referentiespanning (dat wil zeggen de primaire referentiespanning van de 40V-regelaar) bedraagt typisch 2,495 V. De kathodestroom door de TL431 wordt ingesteld met weerstand R1. Als deingangsspanning tussen 43 V en 50 V ligt, wordt de stroom ingesteld tussen 1,9 mA en 3,4 mA, wat voldoende bleek om een stabiele 33,9 V referentiespanning te creëren. Die 33,9 V wordt als volgt ingesteld met de weerstanden R2 en R3:

$$V_{KA} = 2,495 \times (1 + R2 / R3) + I_{REF} \times R2$$

De instelstroom van de TL431,  $I_{REF}$ , bedraagt typisch 1,8  $\mu$ A, dus de referentiespanning is theoretisch 33,95 V. Dit is echter gespecificeerd bij een kathodestroom van 10 mA, terwijl in het prototype deze stroom lager is en de spanning dus ook: in de praktijk werd 33,55 V gemeten. De TL431 wordt ontkoppeld door C1, terwijl C2 de algehele stabiliteit verbetert.

## Verschilversterker

De verschilversterker is minimalistisch en bestaat uit T1 en T2 met R4 als stroombron. De spanning op de basis van T1 is vrij constant. Hetzelfde geldt voor de spanning over R3, zelfs met de licht (met de temperatuur) variërende spanning over de basis/emitterjunctie van T1 en over D1. Schottky-diodes D1 en D2 beperken een (net voorstelbare) sperspanning over de basis/emitter-juncties van T1 en T2. Om de invloed van de spanningsval over elke diode te beperken en toch de ingangs-offsetspanning van het differentiële paar niet te veel te beïnvloeden door temperatuursveranderingen, worden ze tegen elkaar op de print gemonteerd zodat beide diode-overgangen dezelfde temperatuur hebben. Een paar millivolt – of zelfs enkele tientallen millivolt – offset die ook wordt veroorzaakt door verschillen tussen T1 en T2 heeft geen werkelijke invloed op de veel hogere 40V-uitgangsspanning. Zelfs een offsetverandering van 30 mV betekent minder dan 1% variatie in de

## Specificaties in het kort

Ingangsspanningsbereik	52 VDC (low power) tot 43 VDC
Uitgangsspanningsbereik	ca. 38,9 VDC tot 41,4 VDC (theoretisch) 38,6 VDC tot 41,1 VDC (gemeten)
Dropout-spanning bij 6 A	42 V
Dropout-spanning bij 9,5 A	43 V
Dropout-spanning bij 13,5 A	44 V
Max. stroom	15 A piek (halve sinus) 4,8 A gemiddeld
SOAR-bescherming	15 A bij 45 VDC in
Rimpelonderdrukking	>60 dB (@ 5 ADC belasting)
Onbelaste ingangsstroom	27 mA (@ 52 VDC ingang)
Bouw	Elektor-kit; zelf toevoegen voedings- transformator, (brug)gelijkrichter, bufferelco's

uitgangsspanning, wat irrelevant is voor de werking van de eindversterker.

De spanning over collectorweerstand R6 wordt gebruikt om de eindtrap aan te sturen. R5 en C3 vormen samen met C4 en C5 de frequentiecompensatie om de regelaar stabiel te houden, zelfs met actieve SOA-beveiliging T3/R7/R8/R9. Spanningsdeler R16/P1/R17 meet de uitgangsspanning en vormt de negatieve terugkoppeling voor de verschilversterker. Om alle toleranties te compenseren, is het uitgangsbereik van P1 ongeveer 38,6 V tot 41,1 V. Met de loper van de trimpot in de middenstand zal de uitgangsspanning dicht bij 40 V liggen.

## Uitgangstrap

Hoewel er transistoren zijn die de maximale uitgangsstroom aankunnen die loopt wanneer er een constante ingangsspanning van 50 V op de regelaar wordt gezet, zijn de twee transistoren T5 en T6 gekozen om:

- de vermogensdissipatie per transistor te beperken tot een veilig niveau;
- het overbelastingsbereik te vergroten;
- een lagere dropout-spanning en een groter veilig werkgebied te bereiken.

Het toepassen van deze criteria vermindert het risico op schade aan de eindtrap in geval van overbelasting of zelfs kortsluiting. De grotere PNP-eindtransistoren zijn van het type TIP36C (vergelijk de NPN-TIP35C in de negatieve regelaar) en zijn gemakkelijk verkrijgbaar bij diverse fabrikanten. PNP-transistoren worden gebruikt in de positieve regelaar om de minimale spanningsval van de eindtrap zo laag mogelijk te houden, waarbij de basisstromen naar massa lopen.

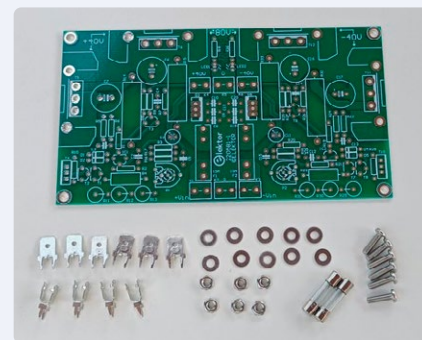
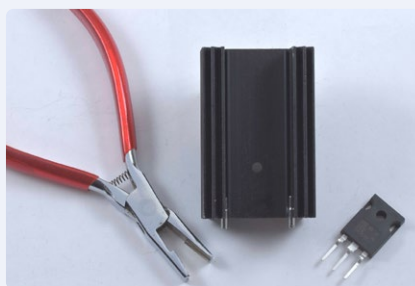
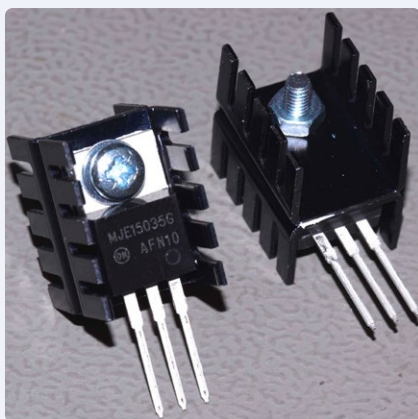
De dropout-spanning is de som van de verzadigingsspanning van de transistoren en de spanningsval over de emitterweerstand. Een lagere waarde voor de emitterweerstand

zou de dropout-spanning iets verlagen, maar de stromen door de twee transistoren kunnen te veel afwijken. Bij grote collectorstromen is de versterking van de transistoren erg laag en is een extra transistor (T4) nodig om de uitgang van de verschiltrap te bufferen. Om te voorkomen dat de verzadigingsspanning van T4 de dropout-spanning van de eindtrap verhoogt, is zijn collector via een serieschakeling van weerstanden verbonden met massa. Dit beperkt de vermogensdissipatie van T4 en het benodigde koellichaam. Er zit echter een addertje onder het gras: mocht – door welke oorzaak dan ook – de ingangsspanning onder de dropout-spanning komen, zal T4 permanent geleiden en zal de dissipatie in zijn collectorweerstand vrij hoog zijn (16 W bij 100  $\Omega$  totale weerstand en 40 V ingangsspanning). Dit zou echter nooit mogen gebeuren, vandaar dat er drie weerstanden van 5 W worden gebruikt om doorbranden van deze collectorweerstand te voorkomen.

Een bijkomend voordeel van deze collectorweerstand is dat hij de basisstromen van T5 en T6 beperkt en zo als een eenvoudige stroombegrenzing fungeert. De echte beveiliging wordt echter gevormd door T3. De uitgangsstroom wordt via spanningsdeler R7/R8 gemeten als de spanningsval over de emitterweerstand van T5, en deze stuurt de basis van T3 aan. Als bijvoorbeeld de stroom door R14 ongeveer 7 A is, is de totale uitgangsstroom 14 A. De grootste te verwachten uitgangsstroom bedraagt iets meer dan 12 A<sub>piek</sub> met een 3 $\Omega$ -belasting aan de versterkeruitgang. T3 zal gaan geleiden, en – door R9 – zelfs eerder, afhankelijk van de spanning over T5. Het precieze niveau waarop T3 is ingesteld is temperatuurafhankelijk en zal lager zijn naarmate de temperatuur stijgt – een extra beveiliging, en met muziek zal dit geen probleem zijn.

D3 beschermt de eindtrap voor het geval de ingangsspanning plotseling wegvalt of wordt





Figuur 2. Enkele afbeeldingen uit de handleiding die is geschreven voor de kit van de  $\pm 40$  V lineaire spanningsregelaar. De handleiding is een aanvulling op dit artikel en kan gratis worden gedownload van [2].

kortgesloten. T5 en T6 zijn ontkoppeld met een paar lage-ESR-condensatoren van 1000  $\mu$ F. LED1 geeft de aanwezigheid van de +40V-uitgangsspanning aan.

Hoewel het op de foto's lijkt dat D6 verkeerd om op de print is gemonteerd, kunnen zowel D6 als D3 in beide richtingen worden gemonteerd en nog steeds correct functioneren. De HTR20L120CT-diode in zijn 3-benige TO220-behuizing heeft twee interne diodes met een gemeenschappelijke kathode die is verbonden met het middelste pootje van de component.

De ingang van de regelaar wordt beschermd door een zekering van 15 A. Er moet rekening worden gehouden met de maximale RMS-stroom (root mean square), en bij maximale halve sinusstroom is de RMS-waarde gelijk aan  $I_{\text{piek}}/2$ , dus 6,5 A. Bij zeer lage frequenties (zoals 16,4 Hz als je van orgelmuziek houdt) kan de piekstroom echter enkele milliseconden aanhouden. Om er zeker van te zijn dat de zekering onder zulke omstandigheden niet doorbrandt, is hier een 15A-type gebruikt, dat als bonus ook de spanningsval vermindert. Als er veel meer vermogen wordt afgenomen door de versterker en/of de regelaar, brandt de primaire zekering die is gekoppeld aan de voedingstransformator door. De 15A-zekering zal betrouwbaar doorbranden als er plotseling kortsluiting 'achter' de zekering ontstaat.

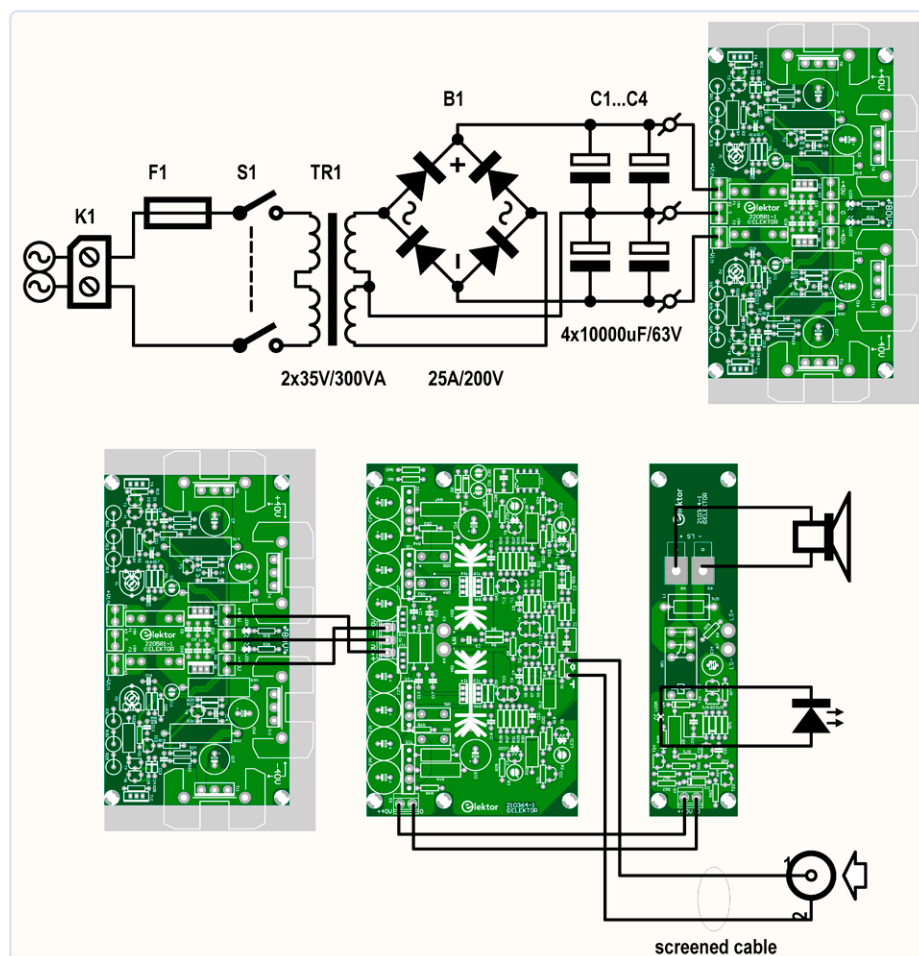
### Kit, bouwbeschrijving en onderdelenlijst

De Elektor Store biedt een uitgebreide kit voor het project 'Lineaire spanningsregelaar' [2], met daarin de print en alle onderdelen die in de componentenlijst worden genoemd. Deze uitstekende kit bespaart lezers hopelijk moeite om onderdelen (elektronisch en mechanisch) te kopen en de print zelf te moeten (laten) maken.

Bij de kit zit een handleiding van 12 pagina's met stapsgewijze instructies om de voeding te bouwen en hopelijk tot een perfect resultaat te komen. De handleiding is rijk aan tekeningen en foto's, waarvan je er enkele kunt zien in **figuur 2**. Hij bevat ook veel tips en details over nauwkeurig solderen, het plaatsen van onderdelen, het gebruik van gereedschap en

eenvoudig mechanisch werk dat nodig is om het project te bouwen.

Aangezien de voorgestelde regelaar geen complete voeding is zonder de gebruikelijke voedingstransformator, gelijkrichter en afvlakcondensatoren, stellen we die – afgestemd op de Fortissimo-100 versterker – voor in **figuur 3**. De betreffende onderdelen zijn niet



Figuur 3. Voorgesteld schema voor de ongeregelde voeding (boven) en aansluiting van de  $\pm 40$  V lineaire spanningsregelaar op de Fortissimo-100 (onder).



## Onderdelenlijst

(Inhoud van de Elektor-kit)

### Weerstanden:

R1,R19 = 4k7, 1%, 0,6 W  
R2,R21 = 150 k, 1%, 0,6 W  
R3,R20 = 12 k, 1%, 0,6 W  
R4,R22 = 3k3, 5%, 1 W, 5×12 mm max.  
R5,R23 = 47 Ω, 1%, 0,6 W  
R6,R7,R16,R24,R25,R34 = 1 k, 1%, 0,6 W  
R8,R26 = 300 Ω, 1%, 0,6 W  
R9,R27 = 15 k, 1%, 0,6 W  
R10,R28 = 100 Ω, 1%, 0,6 W  
R11,R12,R13,R29,R30,R31 = 33 Ω, 5%, 5 W, Ø 6,4 mm max. (axiaal, staand gemonteerd)  
R14,R15,R32,R33 = 0,1 Ω, 10%, 5 W, 7,8×25 mm max.  
R17,R35 = 6k8, 1%, 0,6 W  
R18,R36 = 22 k, 1%, 0,6 W  
P1,P2 = 500 Ω, 0,15 W, instelpotmeter liggend (Piher PT10LV10-501A2020-S)

### Condensatoren:

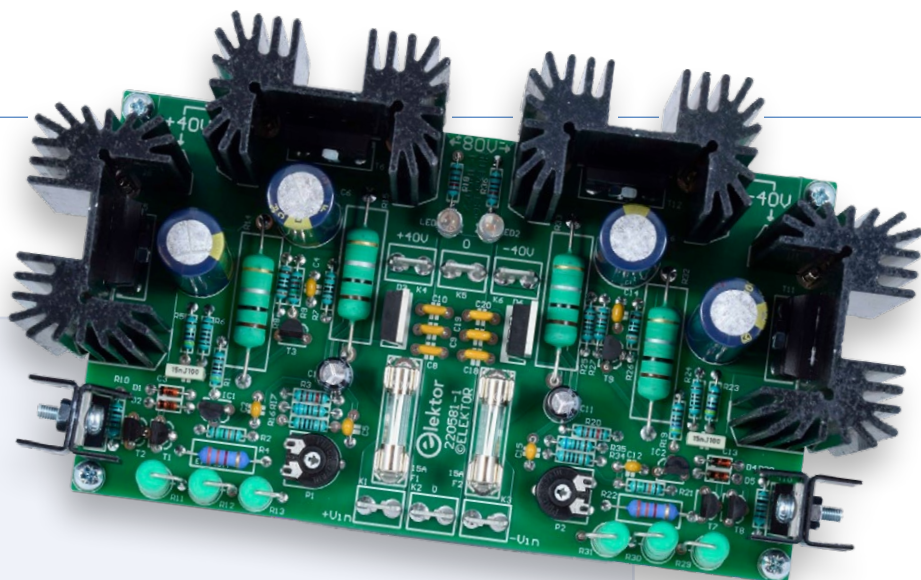
C1,C11 = 22 μ, 20%, 63 V, steek 2,5 mm, Ø 6,3 mm max.  
C2,C5,C12,C15 = 10 n, 10%, 100 V, keramisch X7R, steek 5 mm  
C3,C13 = 15 n, 5%, 100 V, PET, steek 5 mm  
C4,C14 = 47 n, 10%, 50 V, keramisch X7R, steek 5 mm  
C6,C7,C16,C17 = 1000 μ, 20%, 50 V, steek 5 mm, Ø 12,5 mm, 5000 h @ 105 °C (EEUFC1H102L, Panasonic)  
C8,C9,C10,C18,C19,C20 = 100 n, 10%, 100 V, steek 5 mm, keramisch X7R

### Halfgeleiders:

D1,D2,D4,D5 = SD101A SB00018/D8, DO-35  
D3,D6 = HTR20L120CT, TO-220  
LED1,LED2 = LED groen, 5 mm (T-1¾)  
T1,T2,T9 = BC546B, TO-92  
T3,T7,T8 = BC556B, TO-92  
T4 = MJE15035, TO-220  
T5,T6 = TIP36C, TO-247  
T10 = MJE15034, TO-220  
T11,T12 = TIP35C, TO-247  
IC1,IC2 = TL431BCLPG, TO-92

### Diversen:

K1,K2,K3,K4,K5,K6 = Faston printconnector, 2-pin, gat, Ø 1,4 mm, 6,35×0,83 mm  
F1,F2 = zekeringhouders, 20 A, Littelfuse 01000020Z, voor 5×20mm-zekering  
F1,F2 = glaszekering snel 15 A, 5×20 mm  
HS1,HS2,HS4 = koelprofiel MC33271 (voor T5/T6/T11/T12), 2,7 °C/W  
4× koelprofiel type FK231SA220, 24 K/W (voor T4/T10, elk twee)  
10× M3 sluitring, glad, staal  
6× M3-schroef, 10 mm, platkop  
6× M3 moer



inbegrepen in de kit van de  $\pm 40$  V lineaire spanningsregelaar; die zul je dus zelf moeten kopen.

## Veiligheidsoverwegingen

Hoewel de constructie van het project en het praktische gebruik ervan gedetailleerd worden beschreven in de handleiding, voelen we ons verplicht om de volgende veiligheidsinformatie ook in dit artikel af te drukken:

De grote koellichamen zijn verbonden met de  $\pm 40$  V-uitgangsspanning, **niet** met GND. Verwijder altijd de ingangsspanning voordat je de regelaar aanraakt of eraan werkt!

## In de praktijk

Bij Elektor Labs is een testopstelling gebouwd om de werking van de Fortissimo-100 versterker in combinatie met de hier beschreven  $\pm 40$  V lineaire spanningsregelaar uit te proberen. Beide apparaten werden opgebouwd met hun respectievelijke Elektor-kits. De volgende

onderdelen werden gebruikt voor de ongeregelde voeding:

- > 1 voedingstransformator TX-146-300-235 (300 VA, 2x35 VAC secundair)
- > 2x 10.000  $\mu$ F elco per voedingsrail (dat wil zeggen 20 mF voor elke rail)
- > 1 SB352SBPC-type bruggelijkrichter, 35 A/200 V (25 A/100 V is acceptabel)

Bij lage uitgangsniveaus van de Fortissimo-100 laat het frequentiespectrum zien dat er marginale verbeteringen haalbaar zijn in vergelijking met de SMPS800RE schakelende voeding (figuur 4). De grafiek toont het frequentiespectrum bij 1 W in 8  $\Omega$ . De schakelartefacten van de SMPS800RE zijn verdwenen, maar de rest van het spectrum is in wezen hetzelfde. De algehele prestaties van de combinatie zijn indrukwekkend, met harmonische vervorming plus ruis van slechts:

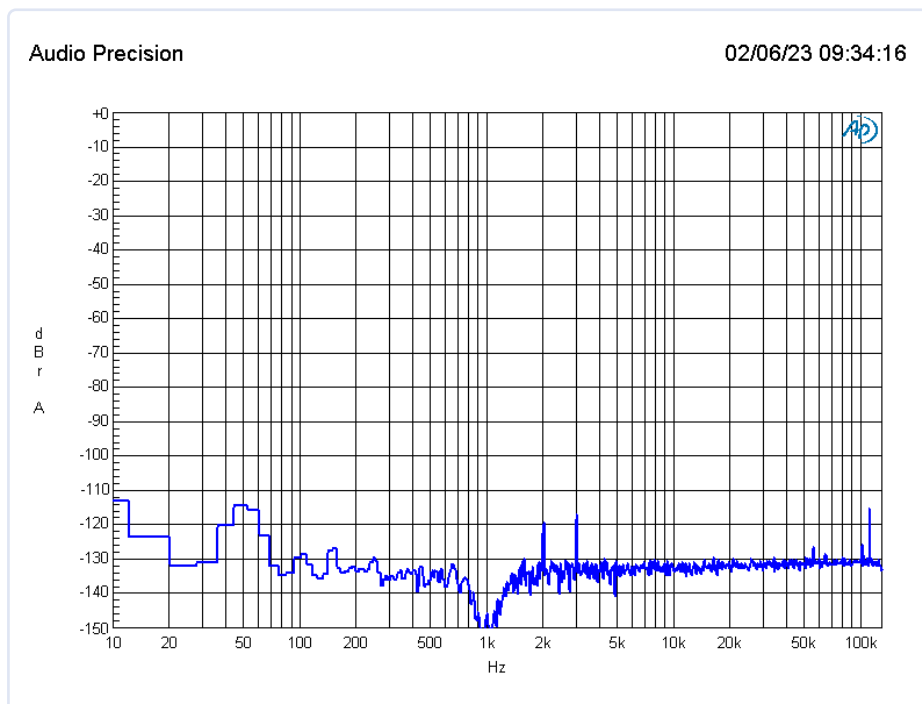
- > 0,0007% (1 kHz, 1 W, 8  $\Omega$ , B = 22 kHz)
- > 0,0013% (1 kHz, 1 W, 8  $\Omega$ , B = 802 kHz)

De  $\pm 40$  V lineaire spanningsregelaar die hier beschreven wordt en die verkrijgbaar is als bouwpakket bij Elektor, is een goed alternatief voor de beste betaalbare schakelende voedingen die momenteel op de markt zijn, en zou diegenen tevreden moeten stellen die (zelfs maar een klein beetje) bezwaar hebben tegen het concept of de prestaties van "die @#!%^ schakelingen". Voel je vrij om deel te nemen aan de technische discussies over de  $\pm 40$  V lineaire spanningsregelaar op de Elektor Labs-pagina bij dit project [3].

220581-03

## Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).



Figuur 4. Dit zijn de resultaten! Fortissimo-100 uitgangsspectrum bij 1 W in 8  $\Omega$  en bij voeding door  $\pm 40$  V lineaire spanningsregelaar (print 220581-1).



## Gerelateerde producten

- >  **$\pm 40$  V Linear Voltage Regulator Kit**  
[www.elektor.nl/20439](http://www.elektor.nl/20439)



## WEBLINKS

- [1] Fortissimo-100 high-end versterker: <http://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-282/61137>
- [2] Bouwpakket  $\pm 40$  V lineaire spanningsregelaar: <http://www.elektor.nl/elektor-40-v-linear-voltage-regulator-kit>
- [3]  $\pm 40$  V lineaire spanningsregelaar op Elektor Labs:  
<http://www.elektormagazine.com/labs/linear-voltage-regulator-for-fortissimo-100>



# Flexibele draadloze communicatie met een MCU

EEPROM opent netwerkmogelijkheden voor draadloze MCU's

**Gamal Labib (Egypte)**

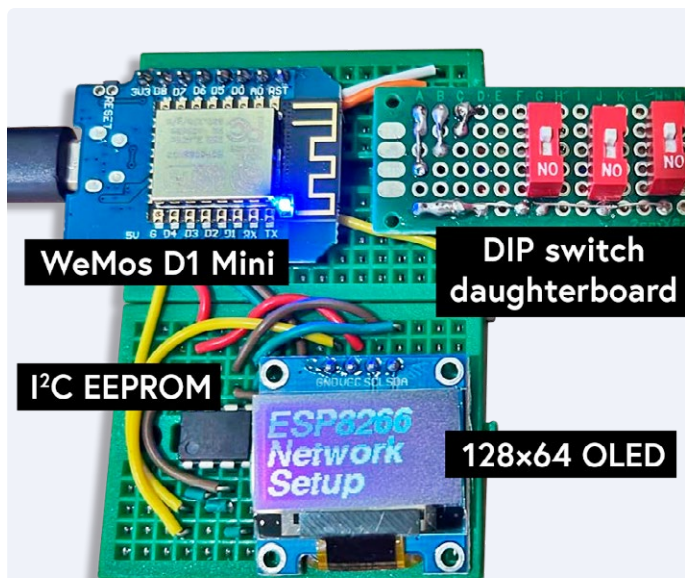
Wanneer je een microcontroller verbindt met een WiFi-netwerk met behulp van de ESP8266, wil je misschien een meer flexibele aanpak dan hard-gecodeerde, vaste WLAN-referenties. In dit artikel demonstreer ik een oplossing met een set voorkeurs-AP netwerken waar je interactief uit kunt kiezen. Daarnaast kunnen we gebruik maken van de WiFi Protected Setup-functie (WPS) die door veel AP's en routers wordt ondersteund.

De ESP8266 is een populaire microcontroller (MCU) module die draadloze communicatie ondersteunt en voor diverse IoT-toepassingen wordt gebruikt. De boards op basis van deze module hebben meestal hard-gecodeerde Access Point-referenties, zoals de Service Set Identifier (SSID) en het wachtwoord, in hun Arduino-sketches. In sommige gevallen geven ontwikkelaars ook vaste IP-instellingen op. Deze vaste instellingen kunnen echter problemen veroorzaken wanneer de topologie van het lokale draadloze netwerk (WLAN) verandert. Het is een gebed zonder einde om terug te keren naar de Arduino IDE of een vergelijkbare ontwikkelomgeving alleen maar om de sketches bij te werken op geïmplementeerde MCU-boards, omdat de boards teruggehaald of vervangen moeten worden. In dit artikel laat ik een oplossing zien die flexibiliteit biedt bij het verbinden van een MCU-board met een WLAN. Waarom gebruiken we, in plaats van een enkele set hard-gecodeerde WLAN-referenties in de sketch van een project, geen set AP-voorkeursnetwerken waaruit interactief gekozen kan worden? Door een interactieve dialoog tot stand te brengen tussen de gebruiker en het MCU-board via een aanraakscherm, webpagina of zoiets wordt het mogelijk om direct nieuwe WLAN-instellingen voor het MCU-board op te geven. Daarnaast kunnen we gebruik maken van de WPS-functie (WiFi

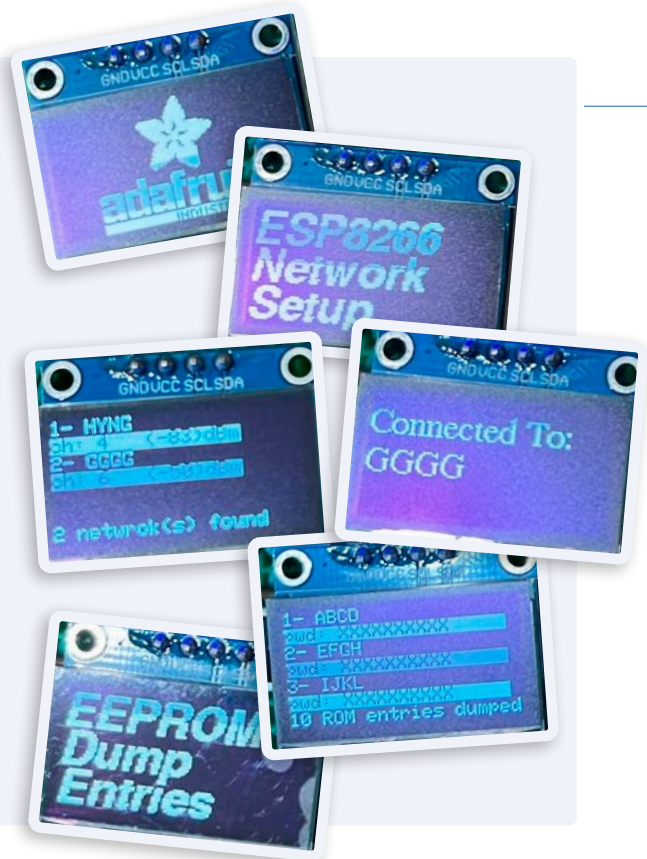
Protected Setup) die door veel AP's en routers wordt ondersteund. Met WPS kan een MCU-board naar wens verbinding maken met het voorkeursnetwerk van de gebruiker. Er rijst echter een vraag: moeten we elke keer als het MCU-board opnieuw wordt opgestart, de aanmeldingsstappen van het interactieve dialoogvenster of WPS doorlopen? Het antwoord is nee, zolang we de nieuwe WLAN-instellingen opslaan in een niet-vluchtige geheugen dat toegankelijk is voor de MCU. Gelukkig heeft de ESP8266 een interne EEPROM (electrically erasable programmable read-only memory) die kan worden gemanipuleerd door gebruikerscode om gegevens op te slaan en op te halen. Ik heb deze functie gebruikt om tot tien WLAN-referenties op te slaan die ingesteld zijn op één van de bovengenoemde manieren. Deze aanpak biedt niet alleen netwerkflexibiliteit, maar stelt het MCU-board ook in staat om verbinding te maken met dat WLAN van de opgeslagen 10 netwerken dat de beste dekking biedt, als de ontwikkelaar daarvoor kiest. Het is echter belangrijk op te merken dat veelvuldig schrijven naar de interne EEPROM niet wordt aanbevolen, omdat de verwachte levensduur van een EEPROM gebaseerd is op het aantal schrijfcycli dat hij ondergaat. Om deze beperking te omzeilen en de aangegeven rol van de MCU te behouden, heb ik een externe EEPROM-chip opgenomen in mijn opstelling, zodat de gebruiker kan onderzoeken of het mogelijk is om hetzelfde te doen met een externe EEPROM. Voor ons WLAN-configuratievoorbeld hoeven we echter niet veel naar EEPROM te schrijven, dus heb ik gekozen voor de interne EEPROM.

## Hardware

De onderdelenlijst voor dit project is vrij beknopt. Ik heb de WeMos D1 Mini gebruikt, een op een ESP8266 gebaseerd board dat bekend staat om zijn eenvoudige gebruik binnen de Arduino IDE en zijn kleine footprint. Een 0,9"-OLED grafische displaymodule met een resolutie van 128×64 pixels wordt gebruikt om informatie en debugberichten weer te geven. Hij is verbonden met de I<sup>2</sup>C-bus van het MCU, samen met een externe EEPROM-chip van 8 KB. Om te kiezen uit de acht bedrijfsmodi van de MCU (zie **tabel 1**), heb ik een drietal DIP-schakelaars gebruikt, die zijn aangesloten op drie van de digitale GPIO's van de WeMos (bijvoorbeeld D5, D6 en D7). Omdat de DIP-schakelaars niet op het breadboard passen, heb ik een dochterprint gemaakt om ze aan te sluiten. De breadboard-implementatie

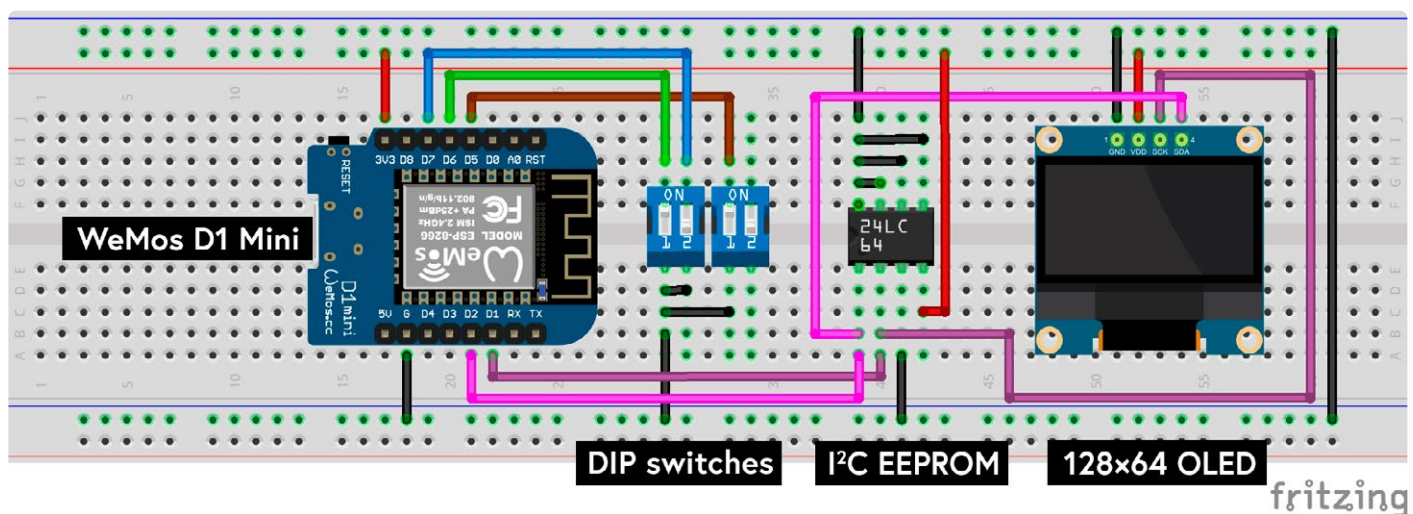


Figuur 1. Het geïmplementeerde project met screenshots van WeMos-acties (vanaf linksboven): Power-on logo, setup()-call, modus 2 WLAN scanresultaat, succesvolle verbinding met een WLAN, logo van modus 4 voor het dumpen van EEPROM-ingangen, en de listing van EEPROM-ingangen.



Tabel 1. DIP-schakelaars voor de diverse WeMos-modi.

Modus	DIP 1	DIP 2	DIP 3	WeMos-actie
1	0	0	0	selectie standaard-WLAN
2	0	0	1	scan beschikbare WLAN's
3	0	1	0	interne EEPROM wissen
4	0	1	1	interne EEPROM dumpen
5	1	0	0	interne EEPROM initialiseren
6	1	0	1	externe EEPROM controleren
7	1	1	0	WPS
8	1	1	1	interactieve WLAN-setup



Figuur 2. Bedrading van het project met behulp van het Fritzing breadboardtool en met een extra vierde DIP-schakelaar voor uitgebreide netwerkopties.

van het project en screenshots van de WeMos in actie zijn te zien in **figuur 1**. Het bedradingsschema van de diverse onderdelen van het project is te zien in **figuur 2**.

### Software

Het project legt de nadruk op *best practices* in softwareontwikkeling, zoals goed gestructureerde en herbruikbare code. Om dit te bereiken heb ik de 800 regels tellende sketch opgedeeld in zes aparte bestanden, die elk een specifiek stuk hardware of functionaliteit betreffen (zie **tabel 2**). Deze aanpak maakt de code beter beheersbaar en helpt lezers de complexe code te begrijpen. Het hoofd-sketchbestand richt zich op de WeMos netwerkmodi binnen de `setup()`-functie, waarbij de `loop()`-functie vrij blijft voor de WeMos-applicatiecode. Tijdens de ontwikkelingsfase gebruikte ik `loop()` om het knippen van de LED's op het board te manipuleren en te controleren of de WeMos correct functioneerde.

### EEPROM gebruiken voor WLAN-netwerken

De ESP8266-module heeft 4 MB flashgeheugen, waarvan 4 KB is gereserveerd om een EEPROM te emuleren die normaal gesproken is ingebouwd in Arduino-apparaten. Onze voorbeeldsketch slaat standaard de laatste bruikbare AP-referenties op in de interne EEPROM. Met interne (of externe) niet-vluchtige opslag kan onze sketch bij elke keer opstarten de AP-referenties oproepen na power-up. De EEPROM is ook toegankelijk door middel van functie-aanroepen van de EEPROM-bibliotheek van de Arduino en ik zal deze richting volgen om die netwerkgegevens op te slaan die niet mogen verdwijnen wanneer de module wordt uitgeschakeld. Het belangrijkste concept is om de voorgestelde structuur in **tabel 3** voor WLAN AP-referenties te behouden – zoveel als de interne of externe EEPROM kan bevatten. Elk volgende item in de structuur bevat het SSID of het wachtwoord van het AP in respectievelijk 32 en 64 bytes opslagruimte. Dat is in totaal 96 bytes per AP. Wanneer de gebruiker een nieuwe WLAN toevoegt aan de lijst met voorkeursnetwerken, voegt de code deze structuur toe met de referenties van het SSID en het wachtwoord van het nieuwe netwerk. De gebruiker moet de EEPROM wissen in de eerste run van de projectcode, in **modus 3**, waardoor het einde van de lijst met lege items wordt gemarkeerd. De gebruiker heeft de keuze om de hard-gecodeerde WLAN-referenties toe te passen in modus 1, of om de connectiviteit te controleren met behulp van de referenties in EEPROM, wat in modus 8 gebeurt. Mijn implementatie voor dit project beperkt zich tot dit mechanisme voor maximaal 10 WLAN's, op basis van een vooringestelde constante `MEMCNT` in de code, naast het wissen van de structuur en het initialiseren met een vooraf ingestelde lijst van AP-referenties naar keuze van de gebruiker. De lezer kan de grootte van `MEMCNT` naar behoefte vergroten of verkleinen. Achterinfo over de toegang tot de EEPROM is te vinden in [2]. Nu ga ik dieper in op de werkingsmodi van de WeMos, waarvoor de DIP-schakelaars telkens moeten worden ingesteld (zoals in tabel 1) en vervolgens de WeMos moet worden herstart om de instelling toe te passen.

### Modus 1: standaard WLAN-instellingen (hardgecodeerd)

Een MCU heeft WLAN-referenties nodig, bestaande uit een SSID en een wachtwoord voor het betreffende toegangspunt. Het doorgeven

**Tabel 2. De verschillende Arduino-codebestanden en hun functies.**

.ino-bestand	Beschrijving	Aantal regels
wemos-d1-mini-network	Globale variabelen, setup netwerkmodus	240
wlan-utils	WLAN-verbindingen manipuleren: WPS-setup, WLAN's scannen/opsommen, connectiviteit controleren	110
tft-utils	TFT-display manipuleren	130
internal-eeprom-utils	EEPROM initialiseren met vijf vooraf ingestelde WLAN-referenties, EEPROM resetten, gegevens lezen/schrijven	180
external-eeprom-utils	Externe EEPROM-connectiviteit en grootte controleren	40
ap-web-setup	Interactieve WLAN-instelling: webserver starten, gedetecteerde WLAN-SSID's tonen, geselecteerde WLAN opslaan in EEPROM	100

**Tabel 3. EEPROM-huishoudtabel voor meerdere AP-instellingen.**

Grootte item (bytes)	Beschrijving	Type
2	aantal AP-ingangen	integer
32	AP1-SSID	string
64	AP1-wachtwoord	string
.	.	.
.	.	.
.	.	.
32	APn SSID	string
64	APn-wachtwoord	string

van WLAN-referenties kan hard gecodeerd worden in de sketch die geflashd wordt, of interactief aan de MCU worden doorgegeven wanneer de gebruiker is uitgerust met een toetsenbord en een beeldscherm of een seriële monitor in de IDE die via de seriële poort is verbonden. In dit project gebruik ik de conventionele manier om AP-referenties direct in de sketch vast te leggen.

### Modus 2: WLAN scannen

In deze modus verbreekt de WeMos de verbinding met een eventueel verbonden WLAN om te kunnen scannen naar andere toegankelijke netwerken. Gedetecteerde WLAN's worden opgesomd met hun SSID's en signaalsterkte in decibel (dB). Deze modus geeft de

```

14:34:00.668 -> scan available wlans
14:34:05.788 -> Disconnecting previously connected WiFi
14:34:08.148 -> scan completed
14:34:08.148 -> 1 Networks found
14:34:08.148 -> 1: GGGG (6) (-63)
14:34:08.268 ->

```

*Figuur 3. Berichten in de Arduino IDE seriële monitor – modus 2 scan naar draadloze netwerken.*



```

14:35:43.671 -> check external eeprom
14:35:48.751 -> Disconnecting previously connected WiFi
14:35:48.871 -> check external eeprom
14:35:48.871 -> External eeprom isConnected with Status:
14:35:48.871 ->
14:35:48.871 -> TEST: determine size of external eeprom
14:35:48.871 -> 80      FF
14:35:48.871 -> 100     0
14:35:48.871 -> 200     0
14:35:48.871 -> 400     0
14:35:48.871 -> 800     FF
14:35:48.911 -> 1000    AA
14:35:48.911 -> 2000    AA
14:35:48.911 -> external eeprom size: 8192 Bytes

```

Figuur 4. Berichten in de Arduino IDE seriële monitor – modus 6 controleert de externe EEPROM.

gebruiker inzicht in wat het WeMos-board op netwerkgebied te wachten staat en welke modus hij moet kiezen om verbinding te maken met een WLAN. **Figuur 3** toont het resultaat na het opstarten van de WeMos in deze modus, waarbij slechts één WLAN werd gedetecteerd en aansluitend werd verbonden, zoals getoond in figuur 1d.

### Modus 3: interne EEPROM wissen

Deze modus zorgt ervoor dat de WeMos zijn interne EEPROM wist als voorbereiding op het samenstellen van een nieuwe lijst met voorkeur-WLAN's. Alle bytes in de EEPROM worden in deze modus gewist naar 0x00.

### Modus 4: dump van de interne EEPROM

Deze modus zorgt ervoor dat de WeMos de structuur van de WLAN-referenties, zoals verduidelijkt in tabel 3, uit de interne EEPROM uitleest. Figuren 1e en 1f tonen screenshots van de weergegeven EEPROM entries die momenteel zijn opgeslagen. In deze modus wordt een reeks geformatteerde SSID's en wachtwoorden afgedrukt van de opgeslagen AP-referenties.

### Modus 5: initialisatie interne EEPROM

In deze modus kan de gebruiker de referenties van 10 favoriete WLAN's vooraf opslaan in de interne EEPROM. Deze actie is zoiets als de traditionele hardgecodeerde enkelvoudige WLAN-referenties, maar dan tien maal. Na het herstarten in modus 8 zal de WeMos de lijst met referenties voor WLAN-verbindingen controleren. Als het niet lukt om verbinding te maken met een van de vooringestelde WLAN's, dan moet de gebruiker zijn toevlucht nemen tot interactieve of WPS-modi.

### Modus 6: controle van de status van de externe EEPROM

In deze modus controleert de WeMos de toestand van de externe EEPROM, in mijn geval een 24LC64 met 8 KB aan boord. **Figuur 4** toont de uitvoer van deze controle in de seriële monitor. Ik heb deze externe chip niet verder bij het project betrokken omdat de interne EEPROM slechts minimaal wordt gebruikt. De lezer kan de I<sup>2</sup>C-EEPROM-code [3] en -library [4] raadplegen voor integratie in het project.

### Modus 7: directe verbinding met WLAN (WPS)

WPS is een functie die wordt ondersteund door moderne AP's en die het proces van het verbinden van draadloze apparaten met een WLAN vereenvoudigt. In plaats van een MCU te voorzien van

Figuur 5. Op de WeMos-webpagina's kunnen AP-configuraties voor WPS-alternatieven worden geselecteerd.



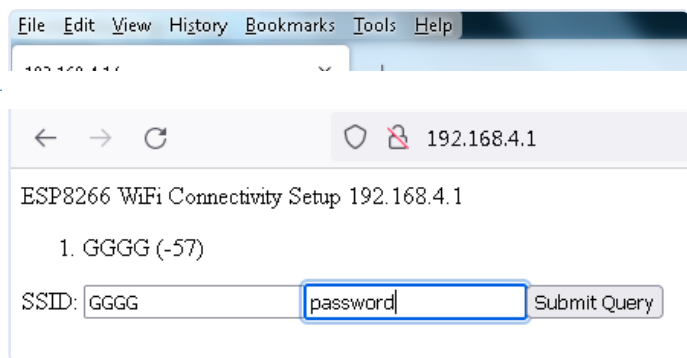
Figuur 6. WPS-knop en -indicator van een typisch AP.

```

14:37:03.552 -> Disconnecting previously connected WiFi
14:37:03.632 -> Try wps if necessary
14:37:03.632 ->
14:37:03.632 -> Could not connect to WiFi ... state= '7'
14:37:03.672 -> Please press WPS button on your router
14:37:03.672 -> WPS config start

```

Figuur 7. Berichten in de Arduino IDE seriële monitor – modus 7 WPS-setup.



Figuur 8. Modus 8: interactieve WLAN-keuze.

de AP-referenties (zoals SSID en wachtwoord/pre-shared key) kan de MCU de beveiligings-pincode van het AP of zijn eigen vooraf ingestelde pincode verstrekken (zie **figuur 5**). Als alternatief kan een WPS-drukknop worden ingedrukt op het AP voor een directe verbinding met de betreffende MCU (zie **figuur 6**). **Figuur 7** toont het resultaat van het tot stand brengen van een verbinding met behulp van WPS.

In dit project beperk ik de WPS-verbinding tot het AP-drukknop-alternatief omdat dit de codering eenvoudiger en algemener maakt om elk AP binnen bereik aan te sluiten, als volgt:

```
bool wpsSuccess = WiFi.beginWPSConfig();
if (wpsSuccess) {
    String newSSID = WiFi.SSID();
    if (newSSID.length() == 0) { wpsSuccess = false; }
}
```

Het WeMos-board moet zich in de buurt van het gekozen AP bevinden om de AP-parameters in de EEPROM van de module te registreren. Om de module opnieuw te verbinden met hetzelfde AP is het niet langer nodig om op de WPS-knop te drukken, omdat we de module in staat stellen om de opgeslagen AP-parameters op te halen voor hergebruik, op deze manier:

```
WiFi.mode(WIFI_STA);
WiFi.begin(WiFi.SSID().c_str(), WiFi.psk().c_str());
```

Merk op dat de ESP8266-module die het hart vormt van het WeMos-board automatisch de recente succesvolle netwerkgegevens opslaat in de interne EEPROM, dus we moeten onze 'huishoudelijke' structuur, zoals te zien in **tabel 3**, elders in de EEPROM plaatsen om conflicten met de andere mechanismen van de MCU te voorkomen.

### Modus 8: interactieve WLAN-instelling

In deze modus controleert de WeMos eerst of de in EEPROM opgeslagen referenties correct zijn. Als het de MCU lukt om verbinding te maken met een AP, eindigt deze modus en neemt de `loop()`-functie het over. Zo niet, dan gaat de MCU naar de interactieve modus, waarin het de WLAN's in zijn omgeving scant en

een webserver met IP-adres 192.168.4.1 start om de gedetecteerde AP-SSID's weer te geven. De gebruiker moet de WLAN-adapter van zijn computer instellen op de vaste IP-instellingen voor het privé-netwerk van de WeMos, aangezien de WeMos geen DHCP-service biedt. Een webpagina die lijkt op die in **figuur 8** toont de scanresultaten en stelt de gebruiker in staat om het voorkeursnetwerk te kiezen. De gebruiker klikt dan op de *Submit Query*-knop om de WLAN-referenties op te slaan in EEPROM en een verbinding op te zetten met het geselecteerde WLAN.

EEPROM's kunnen een verschil maken bij het netwerken van draadloze MCU's. In plaats van het hard coderen van WLAN-referenties in de MCU-code, is in dit artikel gebruik gemaakt van de toegang tot een externe of de interne EEPROM van de MCU om dynamisch de referenties van meerdere AP's bij te houden en bij te werken voor acceptabele verbindingen. De broncode bij het artikel is modulair en goed gestructureerd, eenvoudig te begrijpen en biedt herbruikbare code voor de omgang met EEPROM's, WLAN's en voor communicatie met de MCU via het web. ◀

230268-03

### Over de auteur

Gamal Labib is al twintig jaar een enthousiast liefhebber van embedded systemen en is momenteel mentor (bij [codementor.io](http://codementor.io)). Hij heeft een MEng en een PhD in IT. Naast het schrijven voor technische tijdschriften is hij gasthoogleraar aan Egyptische universiteiten en gecertificeerd IT-consultant.

### Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de auteur via [drgramallabib@yahoo.co.uk](mailto:drgramallabib@yahoo.co.uk) of naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).

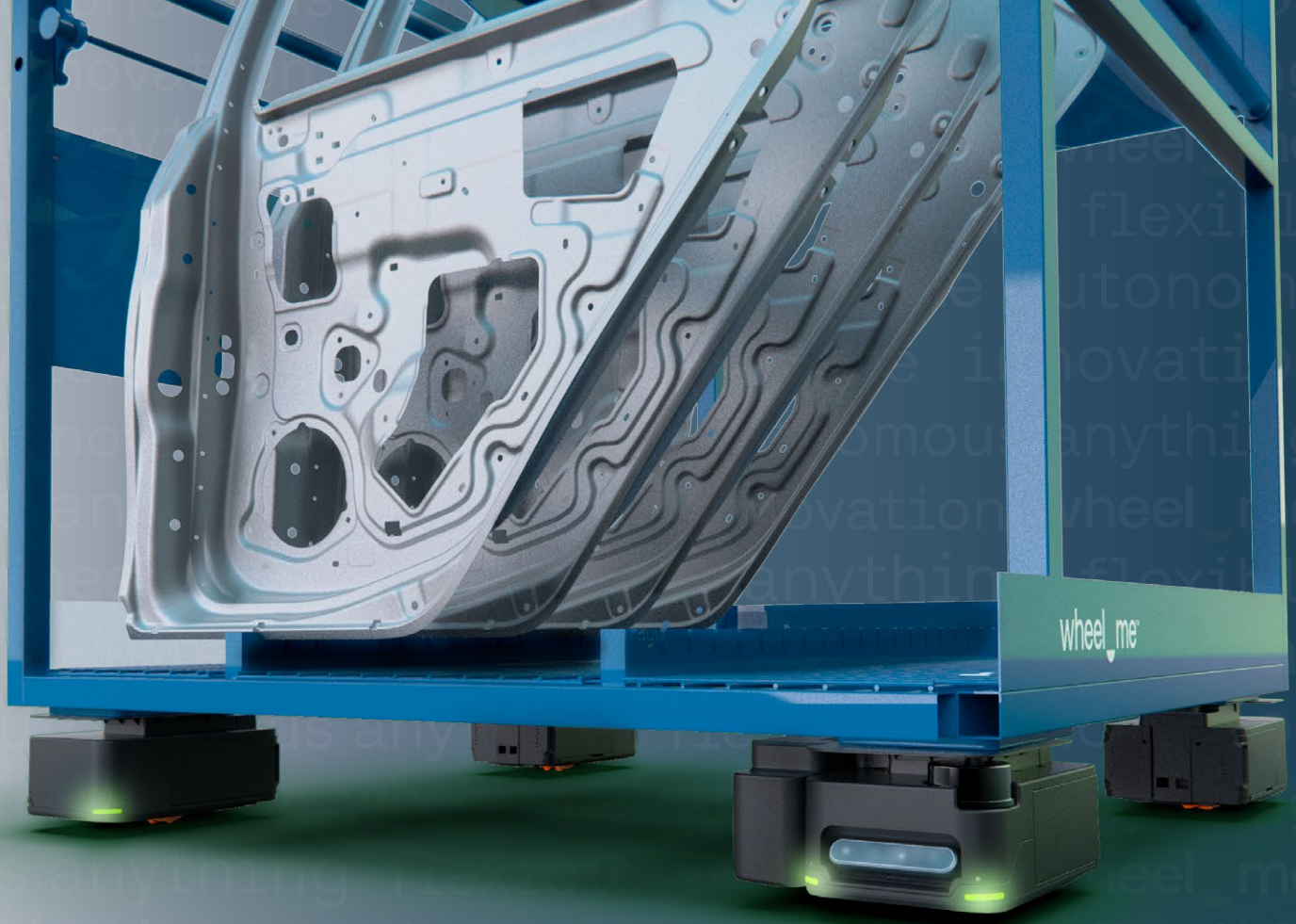


### Gerelateerde producten

- > **WeMos D1 mini Pro – ESP8266 based WiFi Module**  
[www.elektor.nl/19185](http://www.elektor.nl/19185)
- > **0.96" OLED Display (Blue, I2C, 4-Pin)**  
[www.elektor.nl/18747](http://www.elektor.nl/18747)
- > **Hans Henrik Skovgaard, Home Appliance Hack-and-IoT Guidebook (+ FREE ESP8266 Board), Elektor 2022**  
[www.elektor.nl/20370](http://www.elektor.nl/20370)

### WEBLINKS

- [1] Projectpagina bij dit artikel: <http://www.elektormagazine.nl/230268-03>
- [2] Gebruik van de EEPROM met de ESP8266: <https://aranacorp.com/en/using-the-EEPROM-with-the-esp8266>
- [3] Arduino met een I2C-EEPROM: <https://playground.arduino.cc/Code/I2CEEPROM>
- [4] Bibliotheek voor I2C-EEPROM: [https://github.com/RobTillaart/I2C\\_EEPROM](https://github.com/RobTillaart/I2C_EEPROM)



## Genius by wheel.me

Zorg voor maximale efficiëntie in de intralogistiek met de Genius van wheel.me: Vier aanpasbare robotwielen die autonoom goederenvervoer mogelijk maken tegen een concurrerende prijs.



Slimme navigatie



Omnidirectionele beweging



De nieuwste van de nieuwste sensortechnologie



Op afstand toegang via de app



Flexibiliteit om uw laadvermogen aan te passen



Opladen tijdens het proces



**wheel.me**  
meer details op  
[www.wheel.me](http://www.wheel.me)



# €5000



# voor het oprapen!

doe mee aan de STM32 Wireless Innovation Design Contest

Clemens Valens (Elektor)



Als je meedoet aan de STM32 Wireless Innovation Design Contest kun je interessante draadloze toepassingen maken en ontwikkelen met krachtige, innovatieve modulen en systemen, ondersteund door het rijke assortiment van ontwikkel- en evaluatieboards van STMicroelectronics. Benut ze voor wat je boeit en wat jou aanspreekt. IoT, robotica, gaming, domotica, meten en testen en AI zijn slechts enkele van de mogelijke toepassingsgebieden. Ga de uitdaging aan! Laat je creativiteit de vrije loop, geniet en win! Er ligt € 5000 aan prijzengeld op je te wachten!

## NUCLEO-WBA52CG

Bluetooth-toepassingen zijn de afgelopen jaren heel populair geworden. Op dit moment voorspelt de Bluetooth SIG-website dat er in 2027 7,6 miljard Bluetooth-apparaten over de toonbank zullen gaan. De Bluetooth-stan-

daard blijft zich ook ontwikkelen; zo is met versie 5 IoT-ondersteuning geïntroduceerd. De meest recente Bluetooth Core Specification is versie 5.4.

De STM32WBA52CG is een RF/SoC-microcontroller die Bluetooth LE 5.3 ondersteunt. Dit is een ultra-low-power ARM Cortex-M33 met een klokfrequentie tot 100 MHz. Hij heeft 1 MB flashgeheugen en 128 kB SRAM. De MCU implementeert een single-precision Floating Point Unit (FPU) plus een compleet set van DSP-instructies. Hij heeft een Memory Protection Unit (MPU) en Trust Zone. De STM32WBA52CG is verder uitgerust met een 2,4 GHz-transceiver die Bluetooth Low Energy ondersteunt, naast fabrikant-specifieke protocollen. De microcontroller is gemonteerd in een metalen afscherming welke hem aan het oog onttrekt.



Figuur 1.  
De STM32WB5MM-DK  
Discovery kit bevat veel  
sensoren en een klein  
OLED-display.

De STM32WBA52CG is op een break-out-board gesoldeerd, die op zijn beurt weer in een ander BoB is gestoken. Het board is uitgerust met Arduino- en ST-Morpho-compatibele uitbreidingsheaders, configuratiejumpers, drukknoppen en LED's, plus een spanningsregelaar. Aan de onderzijde bevindt zich een STLINK-V3 debugger/programmer-module. Alhoewel die is bedoeld voor het ontwikkelen van toepassingen voor de WBA52CG-module, zou je kunnen proberen om hem los te solderen en te gebruiken als een zelfstandige STLINK-V3-debugger/programmer.

Het NUCLEO-WBA52CG-board wordt voorgeprogrammeerd geleverd met een demo-toepassing die kan communiceren met de ST BLE Sensor-app op een smartphone. In de app kunnen we de status van drukknop B1 zien, en een LED op de kaart in- en uitschakelen. Dat is natuurlijk wel leuk, maar jij kunt zeker iets beters bedenken. De kaart biedt nog veel meer mogelijkheden voor toepassingen. Dankzij de krachtige veiligheidsfuncties van de MCU zijn gevoelige en veilige IoT-toepassingen mogelijk. Zie voor meer informatie: <https://st.com/en/evaluation-tools/nucleo-wba52cg.html>

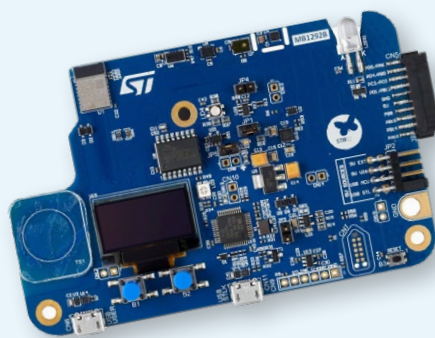
### STM32WB5MM-DK



De STM32WB5MM-DK Discovery Kit is een demonstratie- en ontwikkelplatform voor de STM32WB5MMG-module van STMicroelectronics. Deze dual-core 32 bits-ARM Cortex-M4/M0+ chip integreert een ultra-low-power RF-module met Bluetooth Low Energy (BLE) 5.2, 802.15.4 met Zigbee, Thread en andere protocollen.

De kaart bevat veel periferie, zoals een 0,96-inch 128 × 64 OLED-display, een temperatuursensor, een accelerometer/gyroscop, Time-of-Flight (ToF)-sensor en gebarendetectie. Daarnaast tevens uitgerust met een digitale microfoon, een RGB-LED en een infrarood-LED, twee drukknoppen voor de gebruiker en een touch-button. Voor toepassingen die opslagruimte nodig hebben is er een 128-Mbit Quad-SPI NOR-flashgeheugenchip. STMod+ en Arduino-compatibele uitbreidingsconnectoren maken het mogelijk om andere hardware aan te sluiten.

Je zou misschien verwachten dat de STM32-processor temidden van al die hardware de hoofdprocessor is, maar dat is hij niet. De geïntegreerde ST-Link die, tevens een USB-naar-serieel converter bevat, zorgt voor het in-circuit debuggen en programmeren. De hoofdprocessor zit verstopt achter een kleine metalen afscherming links bovenaan de kaart.



Figuur 2. De NUCLEO-WBA52CG heeft een Arm Cortex-M33 met Trust Zone en Bluetooth LE 5.3.

De STM32WB5MM-DK Discovery wordt voorgeprogrammeerd geleverd met een Bluetooth-audio-toepassing. Deze stuurt audio van de digitale microfoon naar de app op een verbonden smartphone. De app kan audio-data terugsturen naar de kaart. Als de demo in full-duplex-mode draait, houd dan de telefoon of tablet op enige afstand van de kaart, anders gaat het geluid rondzingen. Omdat de ontwikkelkit zoveel periferie heeft, kun je er van alles mee doen, zonder hardware toe te voegen. Hij is heel geschikt voor IoT- en domotica-toepassingen, maar met wat creativiteit moet er nog veel meer mogelijk zijn. Zie voor meer informatie: <https://st.com/en/evaluation-tools/stm32wb5mm-dk.html>



### NUCLEO-WL55JC

Het NUCLEO-WL55JC-board is een evaluatiekaart voor de STM32WL-serie microcontrollers – om precies te zijn, de STM32WL55. Deze sub-GHz wireless microcontroller is gebaseerd op een dual-core 32 bits-ARM Cortex-M4/M0+ met een klokfrequentie van 48 MHz. Het is een ultra-low-power device met een geïntegreerde HF-transceiver voor 150 MHz tot 960 MHz, 256 kB flashgeheugen en 64 kB SRAM.

De HF-transceiver in de MCU ondersteunt LoRa, (G)FSK, (G)MSK en BPSK-modulatie. Het is een volledig open wireless system-on-chip en compatibel met gestandaardiseerde en andere protocollen zoals LoRaWAN, Sigfox, wM-Bus en meer. De zender heeft een high-power output mode, programmeerbaar tot +22 dBm en een low-power output mode, programmeerbaar tot +15 dBm. In Europa is het maximaal toegestane zendvermogen beperkt tot 14 dBm (25 mW), dus het is belangrijk om te controleren welke voorschriften er gelden in het gebied waar je de kaart wilt gaan gebruiken.

Figuur 3. De NUCLEO-WL55JC is compatibel met standaard- en merkspecifieke protocollen zoals LoRaWAN, Sigfox, wM-Bus en meer.



De kaart waar de MCU op zit, is uitgerust met uitbreidingsheaders (Arduino- en ST-Morpho-compatibel), configuratiejumpers, drukknoppen en LED's en een spanningsregelaar. Er is een STLINK-V3-debugger/programmer aan boord ter ondersteuning bij het ontwikkelen van toepassingen. En tevens een SMA-antenne. Het NUCLEO-WL55JC-board wordt geleverd met een voorgeprogrammeerde toepassing voor concentratie van sensordata. De WL55JC kan ook werken als een compatibel sensorknooppunt met andere firmwarevoorbeelden. Deze zijn beschikbaar op de productpagina op de ST-website.



### Bibliotheken en toolchains

Het STM32Cube-platform ondersteunt alle STM32-producten. STM32Cube is ST's eigen initiatief om ontwikkelaars te helpen door het reduceren van de ontwikkelinspanning, -tijd, en -kosten. Het geeft ontwikkelaars een hardware-abstractielaag (HAL) en de Low-Layer (LL) API's, een verzameling van middleware componenten, en veel toepassingsvoorbeelden die gemakkelijk zijn te hergebruiken bij het ontwikkelen van je eigen toepassingen.

STM32Cube bevat STM32CubeMX, een grafisch softwareconfiguratiegereedschap met wizards die de ontwikkelaar helpen bij het genereren van C-initialisatiecode.

Een geschikte toolchain voor het ontwikkelen van toepassingen voor de drie in dit artikel gepresenteerde kaarten, en nog veel meer, is natuurlijk de STM32CubeIDE van STMicroelectronics, welke gratis is te downloaden. Keil's MDK-ARM en IAR's Embedded Workbench zijn ook beschikbaar, maar daar zijn kosten aan verbonden.

<https://st.com/en/development-tools/stm32cubeide.html>

Het stm32duino boards-pakket voor de Arduino-IDE ondersteunt het STM32WB5MM-DK-board. Het kent ook de WL55JC, maar zonder LoRa-ondersteuning. Het WBA52CG-board wordt (nog) niet ondersteund. <https://github.com/stm32duino>

Zowel de STM32WB5MM-DK- als de WL55JC-kaart zijn ook compatibel met ARM's mbed OS, dus dat is ook iets om te onderzoeken.

<https://os.mbed.com/platforms/DISCO-WB5MMG/>  
<https://os.mbed.com/platforms/ST-Nucleo-WL55JC/>

De kaart heeft, uiteraard, nog veel meer toepassingsmogelijkheden. Het eerste waar we dan aan denken, is een LoRaWAN-endnode. Op de ST-website zijn aanwijzingen te vinden over hoe dat gaat.

Er zijn twee versies van het board verkrijgbaar: de WL55JC1 is voor de 865-928 MHz-band en de WL55JC2 is voor de 433-510 MHz-band.

Zie voor meer informatie: <https://st.com/en/evaluation-tools/nucleo-wl55jc.html>



230442-03



**Innoveer en win!**  
**€5000 aan prijzen!**

### Hoe kun je meedoen?

STMicroelectronics heeft de volgende prijzen beschikbaar gesteld om deelnemers te inspireren en te stimuleren:

**Eerste prijs: €2500**

**Tweede prijs: €1500**

**Derde prijs: €1000**

Zie voor details over hoe je kunt deelnemen aan de STM32 Wireless Innovation Design Contest, het tijdschema en de exacte regels en voorwaarden, de aanmeldpagina op:

**[elektormagazine.com/st-contest](https://elektormagazine.com/st-contest)**





# 2023: een AI-odyssee

aan de slag met Code Interpreter van ChatGPT

**Brian Tristam Williams (Elektor)**

De mogelijkheden van ChatGPT hebben een nieuw hoogtepunt bereikt met de release van de ChatGPT Code interpreter-plugin. Code Interpreter is nu beschikbaar voor alle ChatGPT Plus-gebruikers. Maar wat is het en wat doet het? Laten we deze unieke en nuttige ChatGPT-plugin eens nader bekijken.

ChatGPT van OpenAI zorgt voor een revolutie in onze omgang met kunstmatige intelligentie. Met de recente toevoeging van de Code Interpreter is het meer geworden dan alleen een chatbot – het is nu een krachtige assistent voor ontwikkelaars, datawetenschappers en programmeerliefhebbers.

De missie van OpenAI om de grenzen van AI-mogelijkheden te verleggen, heeft geleid tot baanbrekende ontwikkelingen, zoals de verschillende ChatGPT-modellen [1] en grote sprongen in de verwerking van natuurlijke taal. De recente upgrade, GPT-4, bouwt voort op deze indrukwekkende basis, maar het is de introductie van de Code Interpreter-plugin [2] die het grote verschil maakt.

## Code Interpreter

We moeten opmerken dat de term 'interpreter' hier dubbelzinnig is. Zelfs de gratis versie, GPT-3.5, is in staat om code te interpreteren (dat wil zeggen uit te zoeken wat code doet) en zinvolle feedback te geven in natuurlijke taal. Dat is niet wat hier wordt bedoeld. Dit is een interpreter in de zin dat het daadwerkelijk onze Python-code kan uitvoeren als een geïnterpreteerde taal, in zijn eigen *sandboxed* en *firewalled* omgeving, samen met zijn eigen virtuele schijfruimte. Net zoals wanneer je 'immediate mode' gebruikte in het ouderwetse traditionele BASIC, blijft je Python-sessie geopend tijdens de chatsessie.

Code Interpreter is een doorbraak. Het gaat verder dan alleen het uitvoeren van Python-code – het interpreteert, debugt en converteert zelfs bestanden van het ene naar het andere formaat. Gebruik-

kers kunnen wiskundige problemen invoeren en Interpreter lost ze op. Het kan ook gegevens in verschillende bestandsformaten verwerken, analyseren en visualiseren.

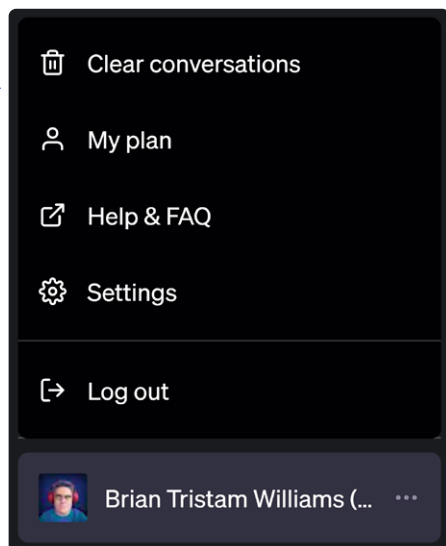
## Gebruiksscenario's

De toepassingsmogelijkheden van de Code Interpreter zijn talrijk; veel daarvan moeten nog ontdekt worden. Dit zijn een paar dingen die we al hebben geprobeerd:

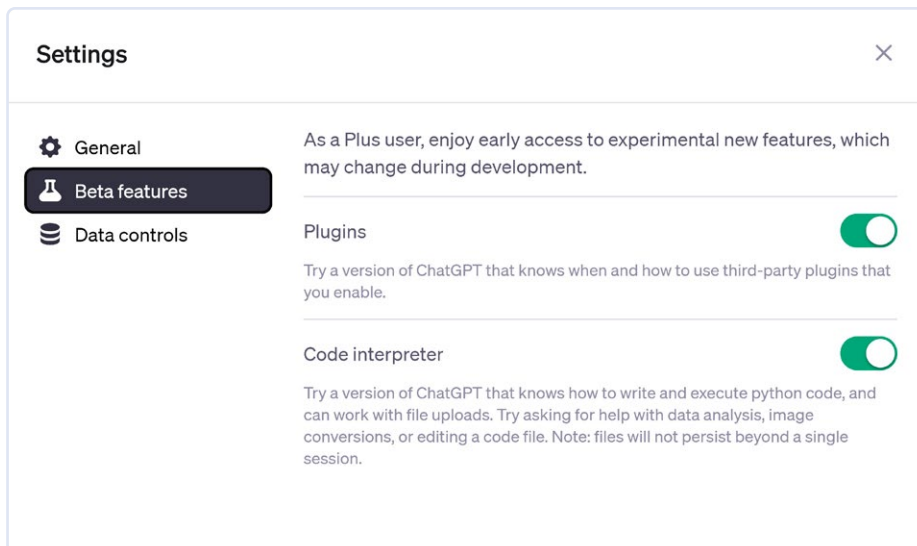
- > code testen: gebruikers kunnen stukjes code in real time testen, om te kijken of ze werken zoals bedoeld;
- > samenwerken: teams kunnen direct in de chat samenwerken aan coderingsprojecten;
- > leermiddel: het is een uitstekende bron voor studenten die Python leren en biedt interactieve coderingssessies. Dit is voor mij enorm belangrijk – het is alsof je je eigen privéleraar aan de andere kant van het chatvenster hebt;
- > experimenteren: ontwikkelaars kunnen verschillende programmeerbenaderingen uitproberen zonder de chat te verlaten;
- > wiskundige problemen oplossen: of het nu gaat om algebra op middelbare school-niveau of om differentiaalrekening – met de juiste aanwijzingen krijg je de oplossing en leer je hoe je die zelf kunt vinden;
- > formaatconversie: neem gegevens in verschillende bestandsindelingen en analyseer ze, verwijder de rommel en visualiseer ze.

## Aan de slag

Hoewel er een gratis versie van ChatGPT is, moet je een Plus-abonnee zijn om plugins zoals de Code Interpreter te kunnen gebruiken. Op het moment van schrijven is het nog een bèta-versie, dus je moet de functie inschakelen. Op een desktop-browser kun je dit doen door linksonder op je profielfoto te klikken, gevolgd door het *Settings*-tandwiel (figuur 1). Klik vervolgens in het dialoogvenster dat volgt op *Beta features* en zorg ervoor dat zowel de optie *Plugins* als de optie *Code Interpreter* zijn ingeschakeld (figuur 2). Sluit het dialoogvenster en start een nieuwe chat. Bovenaan het chatvenster krijg je de optie om te kiezen tussen GPT-3.5 en GPT-4.



Figuur 1. Zo kom je bij Settings in ChatGPT.



Figuur 2. Controleer of Plugins en Code Interpreter zijn ingeschakeld.

Deze laatste heeft een drop down-menu waarmee je kunt kiezen tussen de Default-modus, Code Interpreter en andere plugins. Klik op Code Interpreter (figuur 3).

## Uitproberen

Code Interpreter is niet alleen een Python runtime-omgeving, maar kan ook een grote verscheidenheid aan bestanden ontleden en analyseren, van PDF's tot Excel-spreadsheets en kommagescheiden waarden (CSV).

Dat is haast teveel om een keuze te maken, maar één experiment dat ik heb gedaan was het analyseren van een compleet Elektorboek dat ik vorig jaar heb geredigeerd. Dit zijn de basisstappen die ik volgde en die je kunt gebruiken om aan de slag te gaan met uit je eigen gegevens inzichten te destilleren.

Upload de PDF door op het 'plus'-teken links van het invoerveld te klikken (figuur 4), naar het bestand te navigeren en het voor uploaden te selecteren. Het boek dat ik gebruikte, *Develop Your Own Bluetooth Low Energy Applications for Raspberry Pi, ESP32, and nRF52 with Python, Arduino, and Zephyr*, geschreven door Koen Vervloessem (zie het kader **Gerelateerde producten**), is een bestand van 41 megabyte met een omvang van 258 pagina's, dus ik zette me schrap voor bezwaren van ChatGPT.

Eerst laadde ik het bestand in zijn geheel en vroeg ChatGPT om me erover te vertellen (figuur 5). De rest van de chat tussen mij (BTW) en Code Interpreter (GPT) is te breedspakig om hier af te drukken, maar dit is een samenvatting plus een aantal conclusies:

**BTW:** Vertel eens wat over dit boek.

**GPT:** Het heeft 258 pagina's en de basis-metadata vertelt me dat het over BLE gaat. Moet ik erin kijken en je meer vertellen?

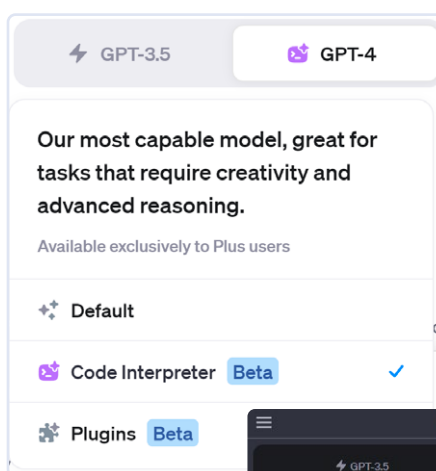
**BTW:** Ja, graag.

**GPT:** Fout! De manier waarop ik dit in Python ontleed werkt niet. Lees zelf de inhoudsopgave van het boek.

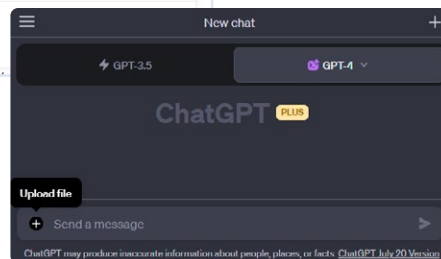
Als je hier vastloopt, ben je misschien geneigd om op te geven, maar vaak kun je het model overhalen om een andere aanpak te gebruiken.

**BTW:** Kun je een andere methode gebruiken om de PDF te ontleden?

**GPT:** Natuurlijk, laten we de PDFMiner-bibliotheek proberen in plaats van PyPDF2. De eerste 2000 tekens vertellen me waar het boek over gaat.



Figuur 3. Zo kom je bij de Code Interpreter in GPT-4.



Figuur 4. Klik op het plusteken links van het invoerveld om je document te uploaden.

**BTW:** Lees het hele boek, niet alleen de eerste 2000 tekens.

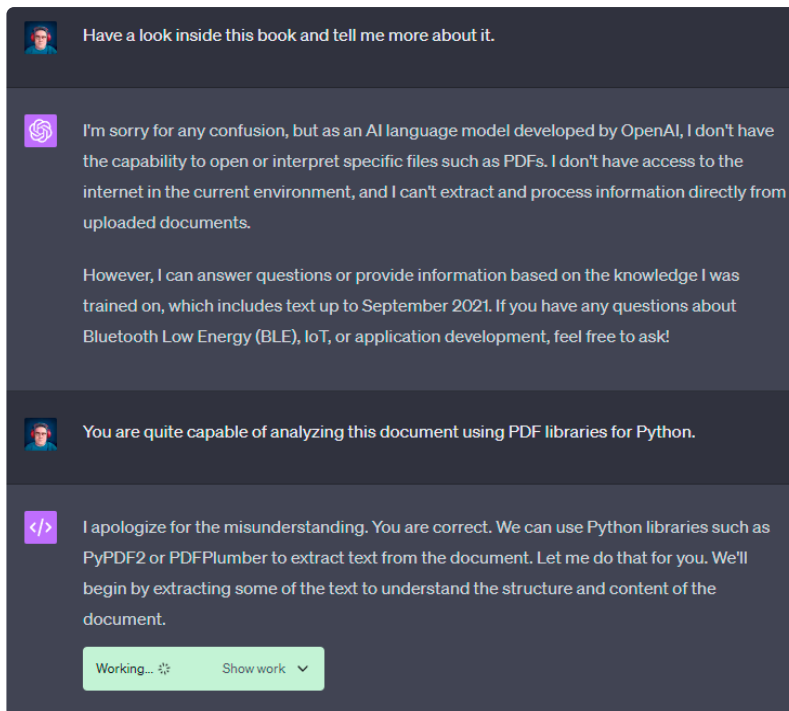
**GPT:** (probeert net als een mens onder het werk uit te komen) Dat zal moeilijk zijn en veel resources in beslag nemen. Ik zal je meer in het algemeen vertellen over het boek.

**BTW:** Lees het hele boek – ik wil specifieke vragen stellen.

**GPT:** Prima.

Nadat ik het had overtuigd om daadwerkelijk het hele document te bekijken, waren er nog wat problemen waar de omgeving doorheen moest vanwege de grootte en complexiteit. De omgeving voor het uitvoeren van code crashte en moest worden gereset (automatisch door ChatGPT), bibliotheken waren verkeerd geplaatst (maar niet door mij) en het hele boek moest opnieuw worden geladend. Uiteindelijk kon ik wat inzichten vergaren:

- de drie meest genoemde accessoire- of microcontrollerboards waren de nRF52, de ESP32 en de Raspberry Pi, met respectievelijk 149, 136 en 30 vermeldingen;



Afbeelding 5. Het bestand is geladen. De analyse kan beginnen – ook al moeten we de computer herinneren aan zijn mogelijkheden.

- › nuttige dingen die je moet weten voordat je aan dit boek begint: basiskennis van de talen C en Python; enige ervaring met het werken met microcontrollers; algemeen begrip van draadloze communicatieprotocollen; gebruik van de Linux-commandoregel; basiskennis over netwerken;
- › het boek bevat 121 URL's en Code Interpreter kon de hele lijst voor me uitvoeren. Dit is een uitkomst voor zowel de redacteur als de uitgever, die moeten controleren of links werken, verlopen zijn of typefouten bevatten. Dus liet ik Code Interpreter een Python-script voor me schrijven om al deze links te controleren en de HTTP-statuscodes te retourneren.

Het blijkt dat een aantal websites, waaronder grote, al geherstructureerd zijn (het boek is pas een jaar oud), waardoor sommige links niet meer werken. Bovendien worden sommige links in het e-boek verkeerd geïnterpreteerd door Adobe PDF vanwege de opmaak (returns en dergelijke), wat geen invloed heeft op de gedrukte editie die we hebben doorgenomen. Dit brengt me op enkele nuttige, bruikbare ideeën:

- › voor elke boek- of tijdschriftpublicatie zou dagelijks een geautomatiseerd script kunnen draaien dat alle links valideert, controleert op “404 not found”-fouten of verdachte nieuwe redirects (zoals kan gebeuren als een domein verloopt en wordt ingepikt door anderen). Waarschuw de uitgever waar nodig;
- › hoewel het voorheen nooit eenvoudig was om te bepalen hoe groot het probleem is van pas-verbroken links zodra een item is gepubliceerd, zou een geautomatiseerd script de gegevens in een CSV-bestand kunnen doorsturen naar Code Interpreter

voor automatische analyse, en we zouden een veel beter idee kunnen krijgen van hoe vaak links ongeldig worden afhankelijk van de leeftijd, bijvoorbeeld;

- › als links zo vaak veranderen dat het een probleem is, overweeg dan het gebruik van een *branded link shortener*, die kan worden bijgewerkt wanneer fabrikant X of software-uitgever Y besluit om hun pagina ergens anders naartoe te verplaatsen, of wanneer een kleinere website wordt uitgeschaald en we moeten vertrouwen op een archief van derden zoals archive.org.

## Niets is onmogelijk

De kleine verkenning hierboven is slechts een tipje van de sluier van wat er allemaal mogelijk is en welk potentieel het heeft. In demo's op blogposts van OpenAI [3] hebben we de plugin een groot aantal taken uitstekend zien uitvoeren, zoals het interpreteren van grote data-sets, het identificeren van trends, het vergelijken van variabelen en het maken van plots. De plugin kan zelfs worden gebruikt om GIF-animaties te maken van een korte prompt.

Ik heb met mijn trouwe en geduldige gids vele onderwerpen op van de hak op de tak springende manier aangestipt, waaronder een gesprek over discrete mathematica, Amida-kuji, Hamiltoniaanse cycli, de Toren van Hanoi en gray code, en het heeft zelfs Python-code gegenereerd om, op zijn beurt, visualisaties te genereren van ideeën die ik wilde uitproberen [4].

Nu het internet meer tijd heeft gehad om de Code Interpreter-plugin te gebruiken, hebben we nog meer toepassingen aan het licht zien komen. Heb je het geprobeerd? Zo ja, laat ons weten hoe het je leven makkelijker heeft gemaakt! ◀

230181-B-03

## Vragen of opmerkingen?

Hebt u verbijsterende toepassingen voor AI gevonden op uw vakgebied? Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de auteur via [brian.williams@elektor.com](mailto:brian.williams@elektor.com) of naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).



## Gerelateerde producten

- › **Koen Vervloesem, Develop your own Bluetooth Low Energy Applications (E-book), Elektor 2022**  
[www.elektor.nl/20201](http://www.elektor.nl/20201)

## WEBLINKS

- [1] ChatGPT van OpenAI: <https://chat.openai.com>
- [2] OpenAI kondigt Code Interpreter aan [Tweet]: <https://twitter.com/OpenAI/status/1677015057316872192>
- [3] OpenAI blogpost over de introductie van Code Interpreter: <https://openai.com/blog/chatgpt-plugins#code-interpreter>
- [4] Chat Log: Bespreken en visualiseren van discrete mathematica: <https://tinyurl.com/discretegptchat>





# een Zwitsers zakmes

## deel 1: het LoRa-protocol en zijn voordelen

Gilles Brocard (Frankrijk)

Dit artikel beschrijft de praktische toepassing van het LoRa-transmissieprotocol met behulp van Ebyte-modules gebaseerd op de LLCC68-transceiver van Semtech, met eenvoudige middelen en een beperkt budget. Dit eerste deel presenteert het LoRa-protocol en de voordelen daarvan.

Tegenwoordig is het verzenden en ontvangen van gegevens via radiogolven zo gewoon geworden dat we er eigenlijk niet meer bij stilstaan. 3G, 4G en nu 5G stellen ons in staat om informatie met hoge snelheid te verzenden en te ontvangen, maar dan wel over relatief korte afstanden (meestal een paar honderd meter). WiFi en Bluetooth zelfs nog minder. Maar soms willen we meer. Laten we het voorbeeld nemen van een boer die gegevens naar een centrale databank wil sturen voor het tellen van dieren, de lokale temperatuur (vorstbewaking) of een andere activiteit waarvoor metingen moeten worden gebruikt die door een sensor kilometers verderop worden geleverd. Om dat mogelijk te maken, zijn er oplossingen ontwikkeld met een aantal interessante innovaties. Je kunt meer over LoRa vinden in verschillende Elektor-artikelen, bijvoorbeeld in [1] en [2].

In essentie is LoRa een protocol voor de overdracht van radiosignalen dat een 'chirped' multisymbool-formaat gebruikt om gegevens te verzenden. LoRa-chips werken op de ISM-banden en zetten radiofrequenties om in gegevens. Hiervoor gebruiken ze LoRa-technologie, een low-level fysieke laag. We komen zo terug op deze termen. Het gebruik van gebruiksklare modules is een eenvoudige oplossing voor gegevensoverdracht met lage snelheid tussen twee verafgelegen punten. De firma Semtech [3] bezit de LoRa-octrooien en heeft een hele reeks LoRa-transceiverschakelingen ontwikkeld.

### Gebruiksklare modules

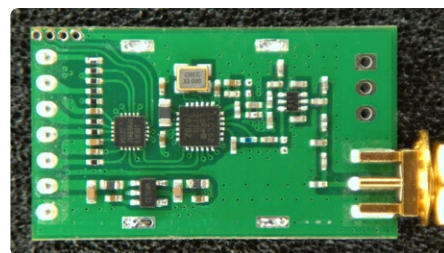
Momenteel is de best presterende schakeling de LLCC68, maar die is niet eenvoudig in het gebruik. Ten eerste is het een erg kleine SMD-component – 4x4 mm met 24 pinnen – en daarom erg moeilijk te solderen. Bovendien moet hij omringd worden door RF-componenten die geschikt zijn voor gigahertz-frequenties, en dat alles op een print die voor deze hoge frequenties op maat gesneden is. Het Chinese bedrijf Ebyte, gespecialiseerd in RF, heeft een hele reeks kleine modules ontwikkeld waarin de schakelingen van Semtech zijn geïntegreerd. De Ebyte-reeks is verkrijgbaar in vele modellen. De modellen E220-900T22D (**figuur 1**) en E220-900T30D (**figuur 2**) bevatten een LLCC68 met een microcontroller die zich tussen de UART-communicatiepoort en de LLCC68 bevindt. Deze microcontroller verhindert echter rechtstreekse communicatie met de LLCC68, wat de configuratiemogelijkheden ervan aanzienlijk beperkt. **Figuur 3** toont (zonder de afscherming) de LLCC68, de microcontroller (ARM CX32L003), een spanningsregelaar en een RX/TX RF-uitgangsschakelaar. Alle andere componenten zijn weerstanden of condensatoren en HF-smoorspoelen, evenals een 32MHz-oscillator met een kristal.



Figuur 1. De E220-900T22D module van Ebyte.



Figuur 2. De E220-900T30D module bevat een 8dB-vermogensversterker, die het zendvermogen verhoogt tot 30 dBm of 1 W.



Figuur 3. De E220-900T22D module zonder afscherming.



Figuur 4. Modules waarvan het typenummer eindigt op 'S' hebben een IPEX / U.FL antenne-uitgang.

Modules met een '30' in het typenummer hebben ook een 8dB-vermogensversterker, waardoor het zendvermogen wordt opgevoerd tot 30 dBm of 1 W. Ze zijn iets groter en verbruiken aanzienlijk meer stroom op vol vermogen (750 mA in plaats van de 150 mA van het model 22). Deze vermogensreserve kan van onschatbare waarde zijn bij het compenseren van allerlei verliezen veroorzaakt door HF-kabels en verbindingen in het gigahertz-bereik.

De twee bovenvermelde modellen hebben een antenne-uitgang met een female SMA-connector, maar deze modules zijn ook verkrijgbaar met een IPEX/U.FL antenne-uitgang; het typenummer eindigt dan op 'S' in plaats van op 'D' (figuur 4).

### Zonder geïntegreerde microcontroller

De module die we gaan gebruiken, de E220-900M30S, is bijzonder interessant voor ons omdat deze geen microcontroller op de besturingslijnen heeft. In feite is de LLCC68 rechtstreeks toegankelijk via een SPI-verbinding (het model wordt aangeduid met de letter 'M'). Dit betekent dat alle parameters van de LLCC68 onbeperkt toegankelijk zijn, wat essentieel is als we de voordelen van LoRa ten volle willen benutten.

Dit model is, net als zijn voorgangers, verkrijgbaar voor verschillende frequentiebanden, van 150 MHz tot 930 MHz. Wij hebben gekozen voor het 900-model, dat de 868MHz-band dekt die in Frankrijk is toegestaan. Deze module kan eenvoudig worden gekocht bij grote distributeurs voor een bedrag tussen 3 en 10 euro, afhankelijk van model, vermogen en leverancier.

We combineren deze module, samen met wat 'klein grut', met een microcontroller waarvan we het programmeren onder de knie hebben en waarvoor we toepassingen kunnen schrijven. Op die manier kunnen we allerlei LoRa-verbindingen en interessante toepassingen bouwen. Deze module wordt je 'Zwitserse LoRa-zakmes'.

### Iets meer over LoRa

Het LoRa-protocol maakt verbindingen mogelijk over relatief lange afstanden (meerdere kilometers) bij zeer laag vermogen (enkele tientallen tot enkele honderden mW), maar met het nadeel van een geringe datasnelheid. Zodra je de (instelbare) datasnelheid verhoogt, wordt het bereik kleiner. Dit betekent dat LoRa zeer effectief is voor toepassingen met een lage bitsnelheid, zoals draadloze toegangscontrole, afstandsbediening over zeer grote afstand en ontvangst van sensoren op afstand waar niet vaak updates nodig zijn.

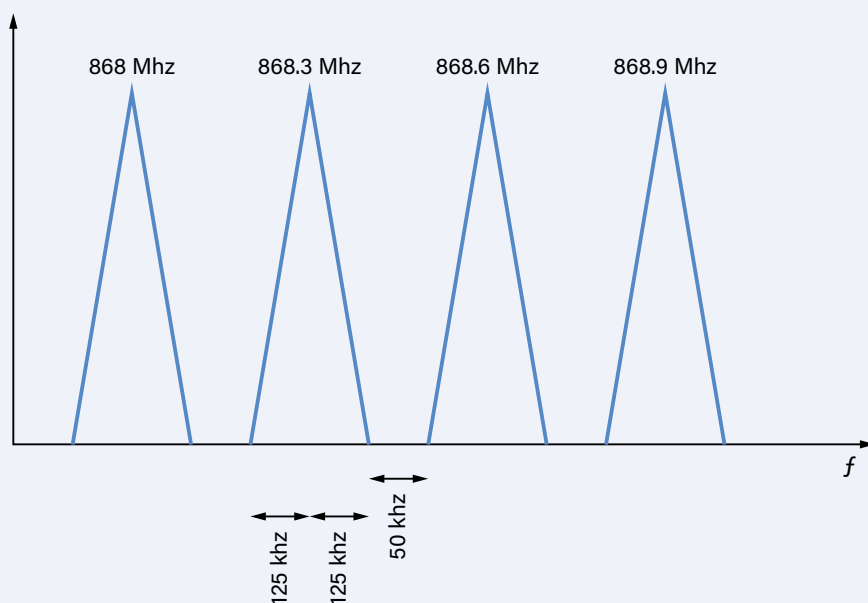
We hebben gekozen voor een frequentie van 868 MHz frequentie omdat deze in Europa niet de congestie van de 433MHz-band vertoont. Bovendien is het de frequentie die gekozen is voor het LoRaWAN-protocol. Het is ook gereguleerd, net als alle ISM-banden (Industrial, Scientific, Medical). Het voordeel van ISM-banden is dat je, zolang je voldoet aan de Europese regelgeving, radiosignalen kunt uitzenden zonder eerst toestemming te moeten vragen.

### Radiospectrum delen

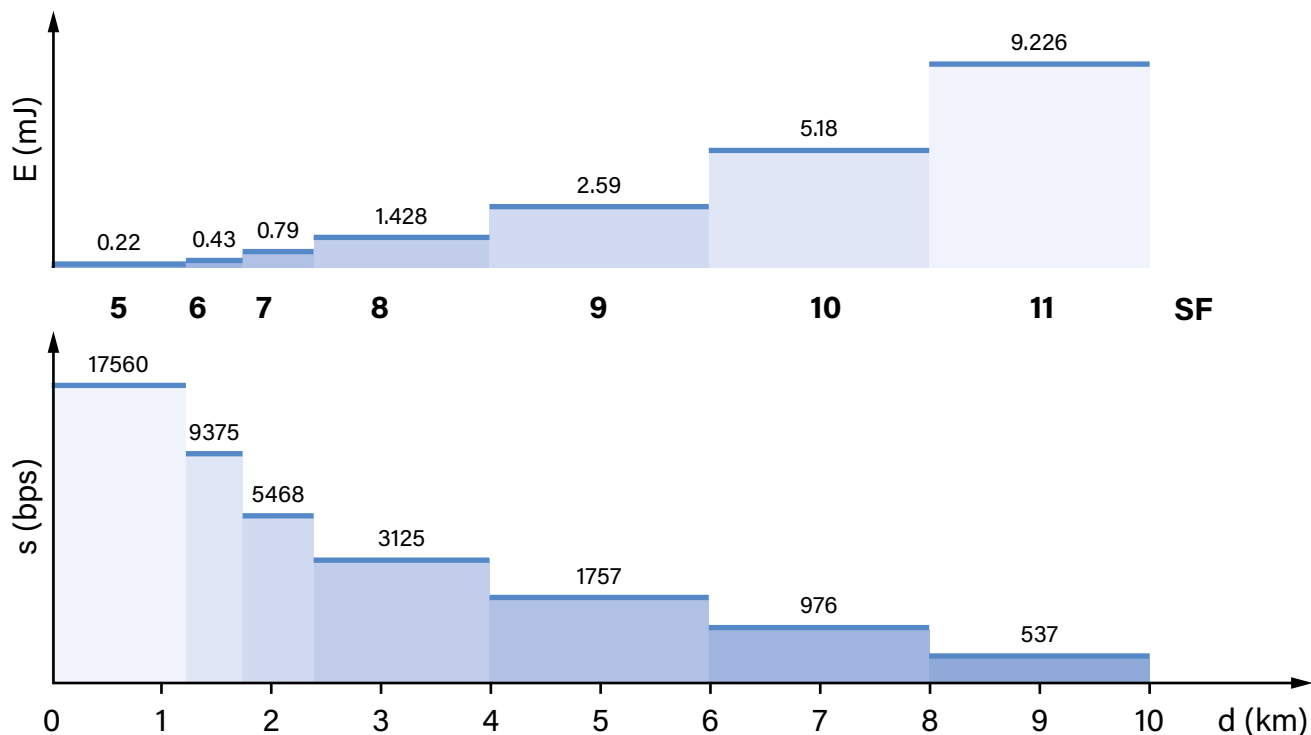
Het radiospectrum is een gemeenschappelijke bron, dus we moeten het delen zodat we anderen niet storen met onze uitzendingen en niet gestoord worden door die van anderen. LoRa gebruikt drie manieren om een frequentieband te delen.

**Frequency sharing:** de beschikbare frequentieband wordt opgesplitst in min of meer gelijkmatig verdeelde aangrenzende kanalen (figuur 5).

**Time sharing:** met LoRa kunnen en moeten transmissies van korte duur zijn en gespreid in de tijd. In dat geval kan dezelfde band achter-



Figuur 5. LoRa-modulatie vindt plaats met een instelbare bandbreedte. Dit voorbeeld toont een bandbreedte (BW) van 250 kHz, dus 125 kHz aan weerszijden van de middenfrequentie. De frequentievariatie loopt daarom van 868,175 MHz tot 868,425 MHz (voor de tweede frequentie van 868,3 MHz).



Figuur 6. De invloed van de spreading factor (SF, vetgedrukt) op de transmissiesnelheid en het bereik (onder) en het verbruik (boven).

eenvolgens gebruikt worden door verschillende apparaten. Hoewel deze techniek gevoelig is voor data-botsingen, wordt hij veel gebruikt bij LoRa-modulatie. Een manier om botsingen te beperken is om de frequentieband te monitoren en alleen te zenden wanneer de band niet in gebruik is. De LLCC68 maakt het eenvoudig om deze procedure te automatiseren (zie **RSSI** verderop).

**Spread-spectrum sharing:** deze modus is specifiek voor LoRa, dat het bericht digitaliseert met behulp van 'chirps' (frequentievariaties) – vandaar de naam van deze modulatietechniek (CSS staat voor *chirp spread spectrum*). Bij de LLCC68 kun je kiezen uit zeven spreading-codes (spreading factor – 'SF' in de datasheet). De waarden, van 5 tot 11, zijn afhankelijk van de gekozen bandbreedte (**figuur 6**). De SF is een van de belangrijkste parameters in LoRa-modulatie. Deze bepaalt met name het bereik, de transmissiesnelheid en het stroomverbruik tijdens de transmissie. De bandbreedte (BW) en de CR (code rate/coderings-redundantie) zijn de twee andere belangrijke LoRa-parameters.

### Link budget

Het link budget is het verschil tussen het maximale zendvermogen, in dit geval 30 dBm, en het minimale ingangsniveau om een bericht te ontvangen en decoderen (de gevoeligheid), in dit geval 129 dBm. Het geldt voor de meest gunstige instelling met BW = 125 kHz en met de voorversterker van de ontvanger ingeschakeld. Het maximale link budget is daarom  $30 + 129 = 159$  dBm. De Europese regelgeving beperkt het zendvermogen tot 14 dBm, wat in ons voorbeeld een linkbudget oplevert van  $14 + 129 = 143$  dB.

Het zal je misschien verwonderen dat we een module hebben gekozen die kan uitzenden met een vermogen van 30 dBm (1 W), terwijl de Europese regelgeving slechts maximaal 14 dBm (25 mW) toestaat. In feite is deze 14 dBm het vermogen dat door de antenne wordt uitgestraald. Maar tussen de HF-uitgang van de module en de antenne treedt verzwakking op, waardoor het vermogen dat de antenne bereikt,

kleiner wordt. Als je het geluk hebt dat je nog steeds een teveel aan zendvermogen hebt en je kunt het meten, dan kun je het met de instellingen van de LoRa-module reduceren.

### Een praktisch voorbeeld

- Emissie: 14 dBm vermogen (beperkt door je instellingen).
- Versterking zendantenne: +2,15 dBi (voor een standaard 86 mm kwart-lambda ground plane-antenne).
- Maximale signaalverzwakking over een afstand van 11 km door de lucht: -111,2 dB (zie onderstaande formule voor het berekenen van deze waarde; een negatieve waarde geeft aan dat er sprake is van verzwakking).
- Winst ontvangstantenne: +2,15 dBi (voor een identieke 86 mm standaard kwart-lambda ground plane-antenne).
- Gevoeligheid ontvanger (LLCC68 met BW = 125 kHz, SF = 7), maximale ontvangstversterking: -124 dBm (gegevensblad, pagina 19, eerste regel van de paragraaf *Sensitivity LoRa*).
- Tel daar -5 dB bij op voor verliezen door verbindingen (kabels, connectoren enzovoort) voor de zendmodule en -5 dB voor verliezen in de ontvanger.

Het link budget kan worden verkregen door de waarden in dBm, dBi en dB bij elkaar op te tellen – dat is het voordeel van het werken met decibel:

$$14 + 2,15 - 111,2 + 2,15 - 5 - 5 = -102,9 \text{ dBm}$$

Deze waarde ligt ruim boven de drempel van 124 dBm (de LoRa-ontvangstdrempel voor deze module, de ontvangergevoeligheid). We hebben een marge van 21,1 dBm tussen de twee, waardoor we een bruikbaar signaal zouden moeten kunnen ontvangen.



## Specifiek voor LoRa-specificiteit: de spreading factor (SF)

SF	Chirps	SNR	BW 125 kHz	BW 250 kHz	BW 500 kHz
5	32	-2,5	ja	ja	ja
6	64	-5	ja	ja	ja
7	128	-7,5	ja -124 dBm	ja -121 dBm	ja -117 dBm
8	256	-10	ja	ja	ja
9	512	-12,5	ja -129 dBm	ja	ja
10	1024	-15	nee	ja -129 dBm	ja
11	2048	-17,5	nee	nee	ja -127 dBm

Tabel 1. Samenvatting van de metingen op pagina 19 van de datasheet van de LLCC68 met betrekking tot de spreading factor.

### Eerste kolom

De spreading factor SF hangt af van de bandbreedte BW. Bijvoorbeeld, voor BW = 125 kHz kan SF een waarde tussen 5 en 9 hebben; voor BW = 250 kHz kan ook de waarde 10 worden gebruikt; en voor BW = 500 kHz de waarde 11.

### Derde kolom

De signaal/ruis-verhouding (SNR) als functie van de SF-parameter. Wees niet verbaasd als je negatieve SNR's ziet, want de LoRa-demodulator kan een signaal terugwinnen dat ver onder het RF-ruisniveau ligt. Bijvoorbeeld, bij BW = 500 kHz en SF = 11 kan het te herstellen signaal 17,5 dB onder het ruisniveau liggen. Dit betekent dat het signaal 56 keer zwakker kan zijn dan het ruisniveau...

### Tweede kolom

De tweede kolom is een domper op de pret, want deze geeft de omvang van de transmissiecodering die nodig is om deze prestatie te bereiken. De zendtijd is recht evenredig met deze waarden, net als het stroomverbruik. Het momentane verbruik van de module blijft constant; het vindt gewoon plaats over een langere tijdsperiode.

### Vierde, vijfde en zesde kolom

Voor BW = 125 kHz en SF = 7 is de LLCC68 in staat om de payload uit een ontvangen signaal van -129 dBm (79 nVRMS) te halen. Deze waarde is bijzonder laag: de LLCC68 is uiterst gevoelig voor het analoge deel en zeer efficiënt voor het digitale deel waar het LoRa-protocol wordt toegepast!

## Evaluatie

Zonder rekening te houden met elektromagnetische interferentie in de omgeving, wat in de praktijk natuurlijk nooit voorkomt, is het mogelijk om de theoretische maximale afstand van een verbinding te berekenen. De betreffende formule luidt:

$$\text{distance} = \sqrt{\frac{10^{\left(\frac{\text{Link Budget}}{10}\right)}}{1755 \cdot \text{frequency}^2}}$$

**Link Budget** is het link budget van de module die in ons voorbeeld wordt gebruikt, conform de Europese norm van 143 dBm.

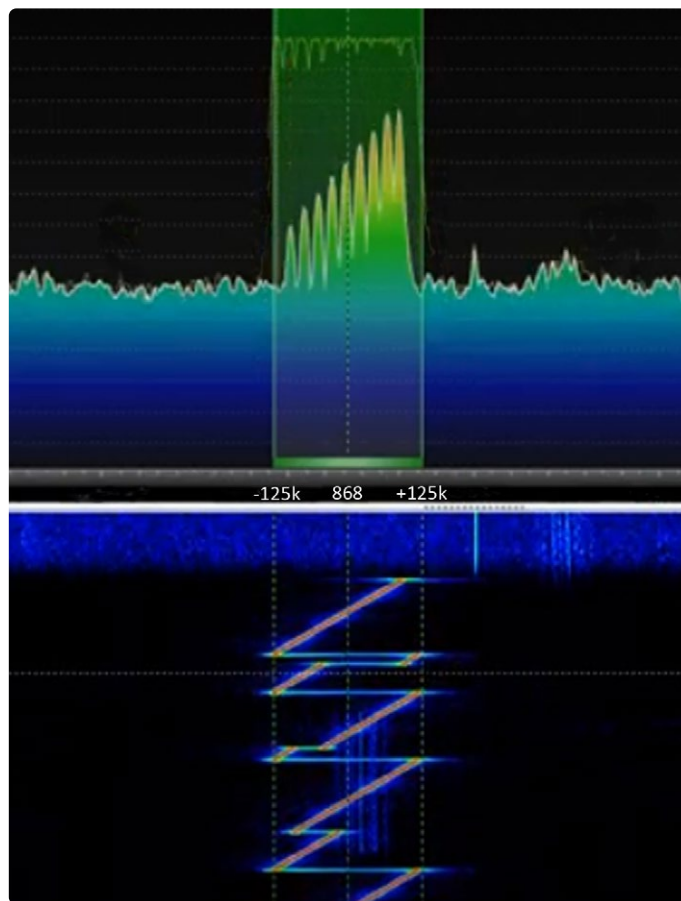


**Frequency** is de frequentie van de module: 868 MHz.

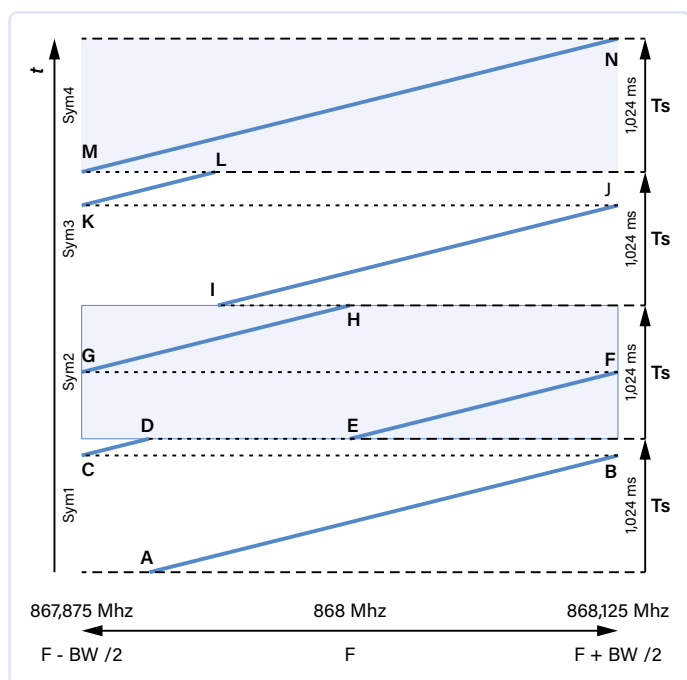
**Distance** is het bereik in kilometers (zonder HF-storingen).

In overeenstemming met de Europese regelgeving (een maximaal link budget van 143 dB met onze E220-900M30S in 14 dBm) komen we uit op een bereik van 388 km. Maar dat is een mooie droom; deze theoretische afstand zal in de praktijk nooit gehaald worden. Toch kan onder de juiste omstandigheden een maximaal bereik van 10...20 km worden gehaald, buiten stedelijke gebieden en wanneer zender en ontvanger elkaar zien.

Terzijde: in april 2020 werd een afstand van 832 km gehaald met een LoRa-module waarvan de prestaties vergelijkbaar zijn met die van LLCC68. De zend- en ontvangsomstandigheden waren echter extreem geoptimaliseerd. Er was namelijk een antenne bevestigd aan een weerballon op een hoogte van 38 km en de ontvangst vond plaats via een LoRaWAN-gateway die midden in een bergachtig gebied stond, dus vrij goed geïsoleerd van HF-storingen.



Figuur 7. LoRa-modulatie kan direct worden bekeken met SDR-software en een bijbehorende SDR-sleutel. Hier zien we de modulatie voor een frequentie van 868 MHz met een bandbreedte van 250 kHz. Dankzij de traagheid van de LoRa-transmissie kunnen we de modulatie van de symboolcodering zien. Boven in de afbeelding is de verticale as geschaald in gemiddeld signaalvermogen (dBm) en de horizontale as in frequentie. In het onderste deel van de afbeelding zie je de transmissiesequentie als functie van de tijd, met de frequentievariaties die kenmerkend zijn voor LoRa-modulatie.



Figuur 8. Deze grafiek toont de transmissie van vier symbolen met  $SF = 8$  en  $BW = 250$  kHz. Let op: de tijd is weergegeven op de verticale as, de frequentie op de horizontale as.

## Overdracht van een symbool

LoRa-modulatie kan direct worden gevisualiseerd met SDR-software en een bijbehorende SDR-sleutel, zoals te zien in **figuur 7**.

**Figuur 8** is een tijdlijn die de transmissie toont van vier LoRa-symbolen met  $SF = 8$  en  $BW = 250$  kHz. Als onze middenfrequentie 868 MHz is, bestaat de frequentieafwijking uit  $2^8 = 256$  stappen om van de minimumfrequentie van 867,875 MHz naar de maximumfrequentie van 868,125 MHz te gaan.

De codering van de informatie van elk symbool ligt in de beginfrequentiewaarde van de lineaire sweep van deze frequentie. Bijvoorbeeld, voor symbool 1 ligt de beginfrequentie A bij 32/256 van de totale frequentiesweep, zodat de codering van het verzonden symbool 32 is. Voor symbool 2 ligt de beginfrequentie E bij 128/256, zodat de symboolcodering 128 is. Voor symbool 3 is de startfrequentie I 64/256, zodat de symboolcodering 64 is – enzovoort. Voor symbool 4 is de startfrequentie M 0/256 en is de symboolcodering 0. De waarden van de vier verzonden symbolen zijn dus achtereenvolgens 32, 128, 64 en 0. De frequentieafwijking bestaat uit kleine stapjes; de resolutie hangt af

van de SF-waarde. Voor  $SF = 8$  is  $2^{SF} = 2^8$ , en dat betekent 256 intervallen; voor  $SF = 11$  zouden dat er 2048 zijn. De duur van elk interval  $T_c$  hangt af van de bandbreedte. Voor  $BW = 250$  kHz duren ze 4  $\mu s$ , voor  $BW = 500$  kHz wordt dat gereduceerd tot 2  $\mu s$ . Het loopt op tot 8  $\mu s$  bij 125 kHz. Daarom is bij LoRa de transmissietijd van een bericht omgekeerd evenredig met  $BW$  en verdubbelt deze voor elke toename van de SF-waarde met één.

Dit modulatieproces, geleend van RADAR-technologieën, omvat de transmissie van symbolen als een lineaire frequentieafwijking van een sinus rond een middenfrequentie. Deze frequentievariëaties worden CHIRP genoemd (compressed high-intensity radiated pulse). Voor LoRa worden alleen lineair toenemende chirps gebruikt voor symbooltransmissie, zoals die tussen de punten M en N. Lineair afnemende chirps worden alleen gebruikt aan het einde van de synchronisatie-preambule.

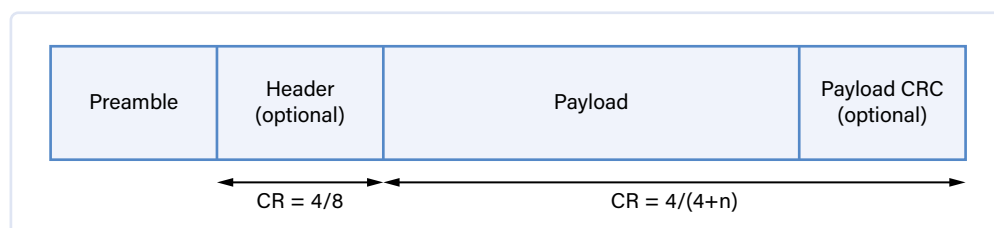
## Het LoRa-pakket

Het verzonden bericht wordt geïntegreerd in een fysiek frame dat pakket (package) wordt genoemd. Het bestaat uit vier delen (**figuur 9**), waarvan sommige optioneel en/of configureerbaar zijn.

1. Een preamble, altijd verplicht, maar configureerbaar. Het is een opeenvolging van meerdere (meestal acht) oplopende en twee aflopende chirps. Deze preamble is essentieel voor de synchronisatie van de ontvanger.
2. Header (optioneel). Deze is standaard aanwezig als een expliciete modus wordt gekozen (afwezig bij impliciete modus). Hij wordt altijd verzonden met een CR (code rate) van 4/8 om de maximale kans op ontvangst te hebben. Het geeft aan:

- Data-omvang (*payload*).
- Code rate (CR) gebruikt voor de rest van het frame, tussen 4/5 en 4/8, maar 4/5 wordt het meest gebruikt. Een code rate van  $m/n$  betekent dat voor elke  $m$  bits nuttige informatie, de encoder in totaal  $n$  bits gegevens genereert, waarvan  $m-n$  bits redundant zijn. Redundante bits maken de detectie van transmissiefouten mogelijk.
- Hij geeft aan of er een CRC (foutcode) aanwezig is of niet.

1. Gegevens (*payload*). De maximale grootte van het gegevenspakket is 256 bytes. Dit hangt af van de waarde van de spreidingsfactor en de bufferinstellingen. Hoe hoger de SF-waarde, hoe kleiner de pakketgrootte. De maximale duur van een bericht is beperkt.
2. Een optionele foutcontrole (CRC). Deze controleert of de ontvangen gegevens volledig en foutloos zijn.



Figuur 9. Het LoRa-pakket bestaat uit vier onderdelen, waarvan sommige optioneel en/of configureerbaar zijn.



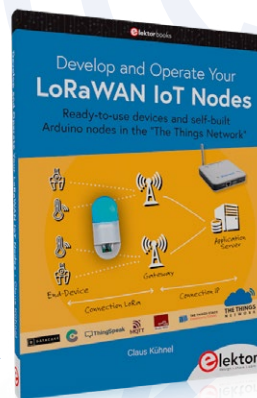
In het tweede deel van dit artikel presenteren we de print waarop de LoRa E220-900M30S module is geïntegreerd, onder besturing van een Arduino Nano. Een C++ programma maakt de volledige configuratie van de LLCC68 mogelijk, en vooral ook het gebruik voor het verzenden en ontvangen van berichten. Bereik- en autonomie-instellingen worden ook besproken, met SF, BW, CR, LDRO, evenals de waarden die door de ontvanger worden geretourneerd, RSSI, gemeten gevoeligheid, signaal/ruis-verhouding en ontvangststatistieken (foutpercentage). ◀

230140-03



### Gerelateerde producten

- **Great Scott Gadgets HackRF One Software Defined Radio (1 MHz to 6 GHz)**  
[www.elektor.nl/18306](http://www.elektor.nl/18306)
- **CircuitMess Chatter – DIY LoRa Communicator**  
[www.elektor.nl/20407](http://www.elektor.nl/20407)
- **Claus Kühnel, Develop and Operate Your LoRaWAN IoT Nodes, Elektor 2023**  
[www.elektor.nl/20147](http://www.elektor.nl/20147)



### WEBLINKS

- [1] Norbert Schmidt, "LoRa, een kleine inleiding", Elektor september/oktober 2016:  
<http://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-201607/29140>
- [2] Mathias Claussen, "LoRa GPS-tracker", Elektor november/december 2020:  
<http://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-161/59164>
- [3] Semtech: <https://semtech.com>

## YOUR KEY TO CELLULAR TECHNOLOGY



**WÜRTH  
ELEKTRONIK**  
MORE THAN  
YOU EXPECT

**WE are here for you!**

Join our free webinars on:  
[www.we-online.com/webinars](http://www.we-online.com/webinars)

**AdraSteA-I is a Cellular Module with High Performance, Ultra-Low Power Consumption, Multi-Band LTE-M and NB-IoT Module.**

Despite its compact size, the module has integrated GNSS, integrated ARM Cortex M4 and 1MB Flash reserved for user application development. The module is based on the high-performance Sony Altair ALT1250 chipset. The AdraSteA-I module, certified by Deutsche Telekom, enables rapid integration into end products without additional industry-specific certification (GCF) or operator approval. Provided that a Deutsche Telekom IoT connectivity (SIM card) is used. For all other operators the module offers the industry-specific certification (GCF) already.

[www.we-online.com/gocellular](http://www.we-online.com/gocellular)

- Small form factor
- Long range/worldwide coverage
- Security and encryption
- Multi-band support

#GOCellular



# Instelbare current sink met geïntegreerde klokgenerator

test voedingen, spanningsconverters en accu's

Roland Stiglmayr (Duitsland)

Een elektronische belasting, beter bekend onder de neo-Nederlandse naam current sink, is meestal geen standaard onderdeel van een elektronicalab, hoewel hij veel voordelen biedt voor het grondig testen van allerlei soorten stroombronnen. Helaas zijn commerciële apparaten vrij duur, dus het is de moeite waard om je soldeerbout en zijknijptang ter hand te nemen en je eigen elektronische belasting te bouwen.

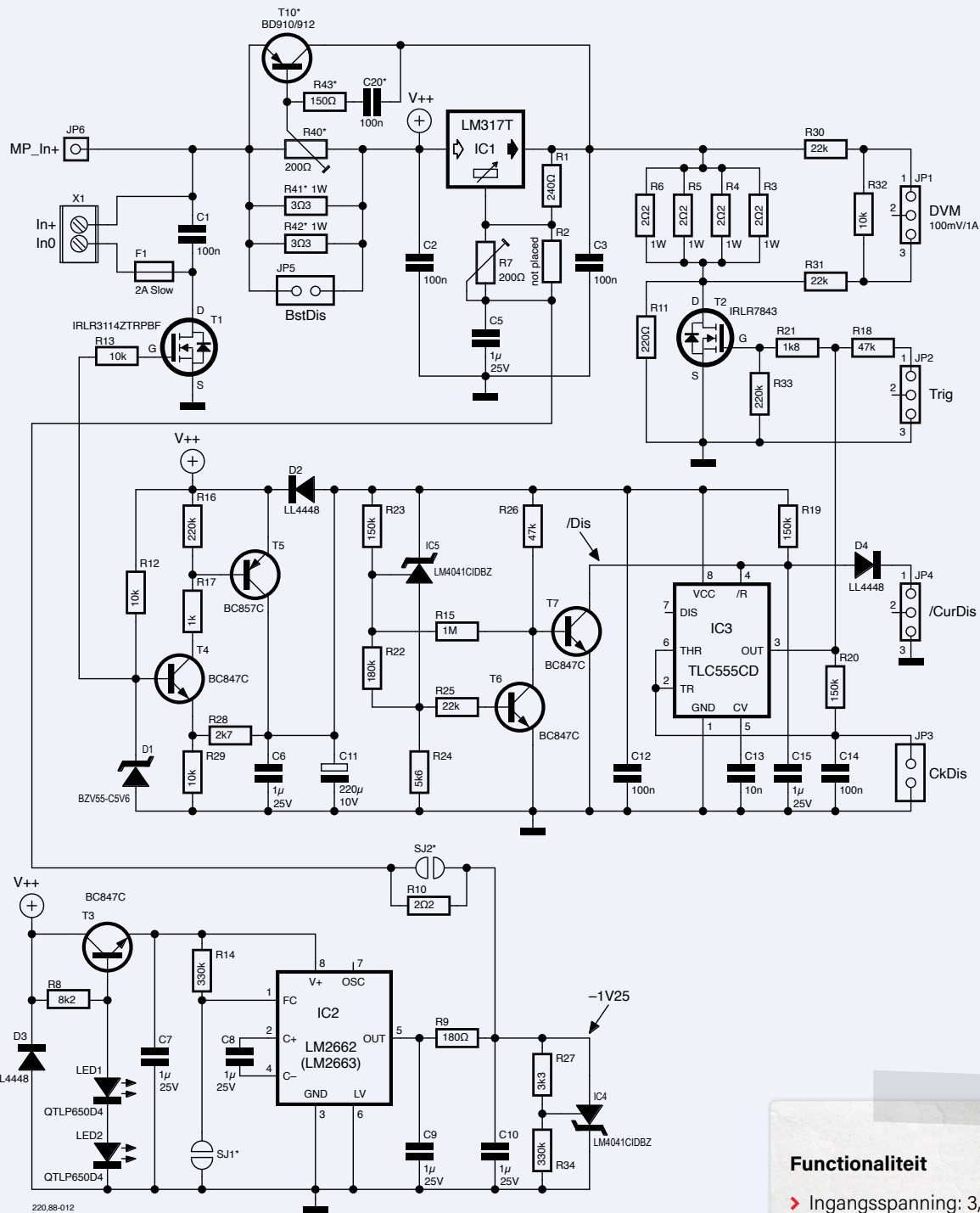
Hoe test je voedingen, DC/DC-converters of accu's? Je hebt waarschijnlijk een bergje vermogensweerstand die je kunt gebruiken om het te testen apparaat te belasten, plus stroom- en spanningsmeters. Vervolgens voer je een reeks metingen uit om de statische karakteristieken van de kring te bepalen bij verschillende belastingen en ingangsspanningen. Bovendien kun je uit deze metingen de interne weerstand van de stroombron berekenen. Dat werkt ongetwijfeld, maar is ingewikkeld en tijdrovend.

Het zou veel beter en eenvoudiger zijn om een instelbare elektronische belasting te gebruiken die een constante stroom trekt, ongeacht de aangelegde spanning. Maar zelfs met een instelbare current sink is het niet mogelijk om het dynamische gedrag van een voeding vast te leggen, dat wil zeggen hoe deze reageert op snelle veranderingen in belasting. Dit is eigenlijk essentieel voor een complete beoordeling van een voeding. Voedingen reageren vaak op plotselinge veranderingen in belasting met een sterke overshoot van de uitgangsspanning, die storingen of zelfs schade kunnen veroorzaken in de apparatuur die erop is aangesloten. Bovendien zijn regelkringen van voedingen vaak instabiel en hebben ze de neiging om hoogfrequent te oscilleren, vooral bij snelle belastingsveranderingen. Deze hebben dezelfde negatieve effecten als overshoots.

Dit betekent dat een bruikbare current sink tot snelle belastingsvariaties in staat moet zijn, naast het leveren van een statische belasting. Dit is precies de taak van het hier beschreven current sink-systeem. Twee versies van



Figuur 1. De current sink zonder de booster en met een grote koelplaat (links). De plastic schroef voor de LM317 was geen goed idee. De volledig opgebouwde printplaat met de booster is rechts te zien.



Figuur 2. Het schema van de current sink.

de schakeling zijn afgebeeld in **figuur 1**. Het ontwerp van de schakeling is eenvoudig, bevat geen exotische componenten en heeft geen aparte voeding nodig. Afhankelijk van de koellichamen voor de halfgeleiders, kan de current sink een vermogensdissipatie aan tot 18 W (of 50 W met de boosterschakeling) en is hij geschikt voor een maximale ingangsspanning van 30 V. Hoewel de maximale vermogensdissipatie misschien niet zo hoog lijkt, maakt de mogelijkheid om de current sink te klokken het ook mogelijk om de dynamische

kenmerken van relatief zware voedingen goed in te schatten. De specificaties in het kader **Functionaliteit** getuigen van de mogelijkheden van deze current sink.

### De werking

Bijna elke stroombron (current source, om deze terminologie aan te houden) of current sink is in wezen gebaseerd op een lineaire schakeling die een constante spanning genereert. Deze spanning wordt belast met een vaste weerstand. Conform de Wet van

### Functionaliteit

- › Ingangsspanning: 3,3...30,0 V
- › Instelbaar stroombereik: 30...1900 mA
- › Maximale vermogensdissipatie: 18 W (50 W met booster)
- › Klok (schakelbaar): ca. 50 Hz, 50% duty cycle
- › Stijg-/daaltijd: <3 µs
- › Ompoolbeveiliging aan de ingang
- › Overtemperatuurb beveiliging
- › Onderspanningsbeveiliging
- › Triggersignaal voor oscilloscoop
- › Uitgang voor stroommeting
- › Voeding door het te testen apparaat

Ohm resulteert een constante spanning over een vaste weerstand in een constante stroom door die weerstand. Als we de interne ruststroom negeren, loopt deze stroom door de schakeling en werkt daardoor als een belasting voor de te testen voeding. Dit blijft zo, zelfs als de spanning op de ingang van de schakeling verandert, dus we hebben in feite een belasting die onder alle omstandigheden een constante stroom trekt. Als de spanning over de belastingsweerstand instelbaar is, kan de stroom die door de current sink wordt opgenomen ook worden aangepast. Een voor de hand liggende oplossing is om een geïntegreerde spanningsregelaar te gebruiken om zo'n schakeling te implementeren. Naast de geringe complexiteit heeft dit het voordeel dat veel spanningsregelaars ingebouwde beveiligingsfuncties hebben.

De laagste uitgangsspanning die mogelijk is met deze spanningsregelaars, is altijd de bandgap-referentiespanning die meestal 1,25 V bedraagt. Dit betekent dat er extra middelen nodig zijn om de stroom nul te maken. Als echter de terugkoppel-aansluiting van de regelaar (het referentiepunt dat door de spanningsregelaar wordt gebruikt om de uitgangsspanning in te stellen) is verbonden met -1,25 V, kan de uitgangsspanning ten opzichte van de massa van de schakeling helemaal tot 0 V worden geregeld. De vereiste negatieve spanning kan relatief eenvoudig worden gerealiseerd met een ladingspomp gevolgd door een stabilisatieschakeling.

De eenvoudigste manier om de belastingsstroom te klokken is door een MOSFET te gebruiken die de belastingsweerstand aan de uitgang van de spanningsregelaar schakelt. De klokfrequentie moet zo gekozen worden dat deze dicht bij de netfrequentie ligt. Op deze manier wordt de te testen voeding belast over een volledige halve periode van de netspanning, waardoor de juiste dimensionering van de filtercondensatoren van de voeding gecontroleerd kan worden.

## De schakeling

De schakeling van de regelbare current sink is getekend in **figuur 2**. De componenten met een sterretje (\*) zijn alleen nodig voor de boosterschakeling. De beproefde LM317 wordt gebruikt als spanningsregelaar (IC1). Deze spanningsregelaar heeft optimale thermische eigenschappen en een maximale vermogens-

dissipatie van 20 W bij redelijke omgevings-temperaturen, een maximale ingangsspanning van 37 V en beveiliging tegen overtemperatuur en overstroom.

IC2 is een LM2662 spanningsinverter op basis van een ladingspomp. Hij genereert een negatieve spanning die wordt gestabiliseerd op -1,25 V door IC4 – een precisie-shuntregelaar van het type LM4041. De negatieve spanning op de adjust-aansluiting van spanningsregelaar IC1 wordt aangelegd via trimpot R7 om het referentiepunt precies in te stellen. Weerstanden R1 en R7 vormen een spanningsdeler, met een constante spanning van +1,25 V over R1 en een spanning van -1,25 V aan de onderkant van R7. Op deze manier kan het referentiepunt van IC1 worden ingesteld binnen een bereik van -1,25 V tot -0,2 V. Hierdoor varieert de uitgangsspanning van de spanningsregelaar van 0 V tot ongeveer 1 V. Deze spanning wordt aangelegd op de parallelgeschakelde belastingsweerstand R3...R6, die de hoeveelheid stroom bepalen die door de schakeling wordt opgenomen. Schakeltransistor T2, die zorgt voor het klokken van de stroom, is in serie geschakeld met deze belastingsweerstand.

Om de vermogensdissipatie van shuntregelaar IC4 laag te houden, werkt ladingspomp IC2 op slechts 3 V. Deze spanning wordt opgewekt door emittervolger T3. De referentiespanning wordt geleverd door twee in serie geschakelde groene LED's, die een veel duidelijke kniespanning hebben dan een zenerdiode met dezelfde zenerspanning.

De rest van de schakeling wordt gevoed door een eenvoudige regelschakeling bestaande uit T4, T5 en zenerdiode D1 die de referentiespanning levert. Deze schakeling heeft het voordeel dat het een lage spanningsval (LDO) heeft en dus de vereiste gatespanning voor T1 en T2 kan leveren, zelfs bij kleine ingangsspanning. Het stuursignaal voor transistor T2 komt van een andere goede bekende, een klassieke 555-timer (IC3). Zolang condensator C14, die verantwoordelijk is voor het oscilleren van de timer, is kortgesloten door jumper JP3 (ClkDis) aan te brengen, is de uitgang van IC3 hoog en is T2 constant ingeschakeld. Dit komt overeen met de statische bedrijfsmodus. Als de jumper wordt verwijderd, wordt de stroom geklokt. Als bij het inschakelen de ingangsspanning lager is dan de minimale bedrijfsspanning, wordt IC3 gereset via zijn

reset-ingang. In deze situatie is de timeruitgang laag en kan er geen belastingsstroom vloeien. Het timingelement, R19/C15, vertraagt de output-enable. De current sink kan worden uitgeschakeld door een extern laag signaal aan te leggen op JP4 (/CurDis). Hierdoor kan onder andere een tijdgestuurde ontlading van een oplaadbare accu worden geïmplementeerd met behulp van een Arduino-board.

De onderspanningsbeveiliging is geïmplementeerd met de shuntregelaar IC5 (ook een LM4041), die zo is geconfigureerd dat er geen stroom doorheen loopt bij een spanning lager dan 3 V, waardoor de timer continu wordt gereset via T6 en T7. Wanneer de voedingspanning stijgt tot boven ongeveer 3,1 V, begint IC5 te geleiden, waardoor T6 wordt ingeschakeld en via T7 de reset van IC3 buiten werking wordt gesteld.

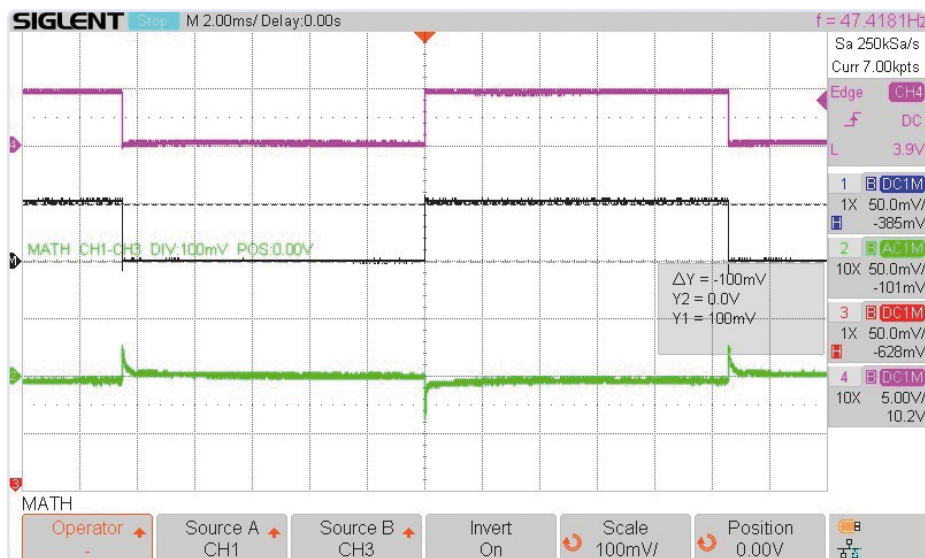
Een spanningssignaal evenredig met de belastingsstroom is beschikbaar op JP1 voor meting met een voltmeter. De evenredigheidsfactor is 0,1 V/A. Een signaal met een piekwaarde van ongeveer 6 V is beschikbaar op JP2. In geklokte modus kan dit worden gebruikt om een oscilloscoop te triggeren.

De ingang van de schakeling is tegen ompolige beschermd door de MOSFET T1. Wanneer de polariteit van de ingangsspanning correct is, loopt er een stroom door de diode van T1 om de interne voeding op te starten. Hierdoor is T1 volledig ingeschakeld. In geval van kortsluiting van de current sink wordt de trage zekering F1 opgeblazen om erger te voorkomen.

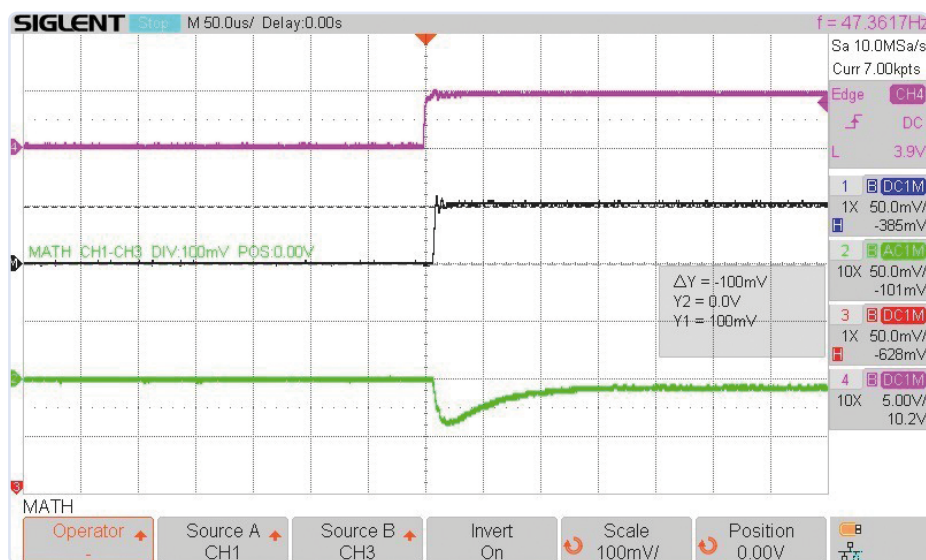
## Meer vermogen

Als je het vermogen van de current sink wilt verhogen, kun je een boosterschakeling voor de spanningsregelaar aansluiten. Dit verhoogt de toegestane vermogensdissipatie tot maximaal zo'n 50 W, afhankelijk van het koellichaam. De maximale stroom blijft echter gelijk. Helaas zijn de beveiligingsfuncties van de LM317 niet van toepassing op de booster, dus het is belangrijk om een fors bemeten koellichaam te gebruiken. De boosterschakeling gebruikt ongeveer 1,2 V van de aangelegde spanning, dus de minimale ingangsspanning wordt verhoogd naar 5 V. Daarom moet de boosterschakeling altijd worden uitgeschakeld voor spanningen onder 8 V door een jumper te plaatsen op JP5 (BstDis). Het werkingsprincipe van de booster is vrij

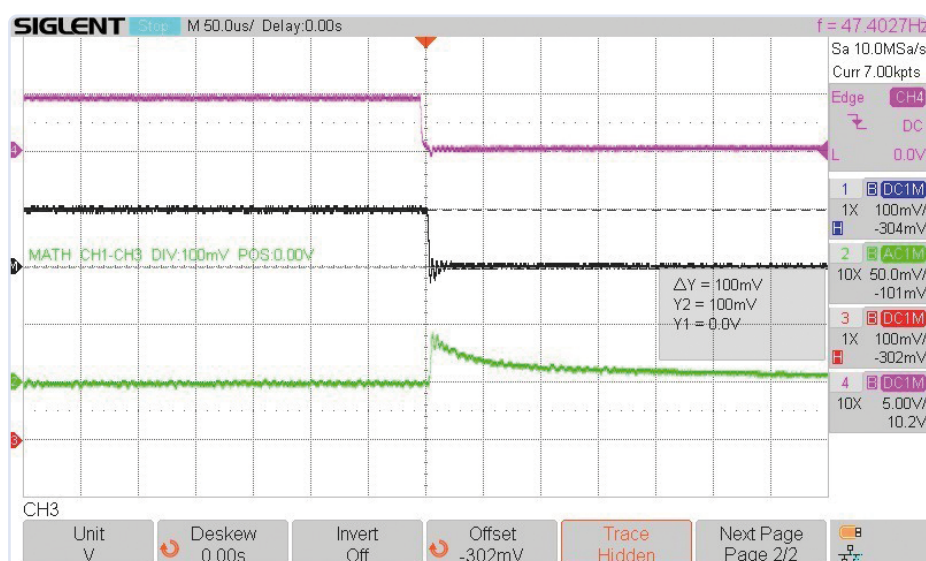




Figuur 3. Dynamisch gedrag van een lineaire labvoeding bij 12 V/1 A.



Figuur 4. Staprespons van de labvoeding van figuur 3 bij het inschakelen van de belasting.

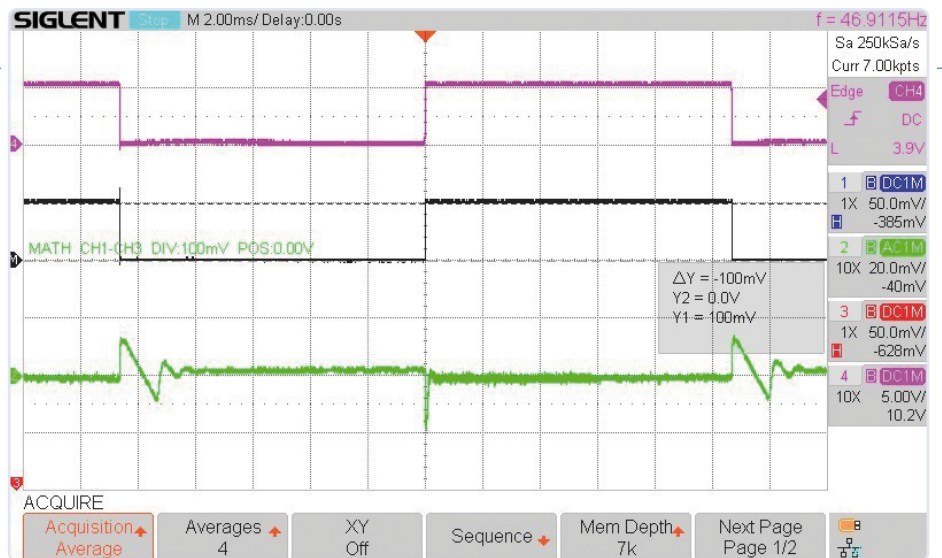


Figuur 5. Staprespons van de labvoeding van figuur 3 op het uitschakelen van de belasting.

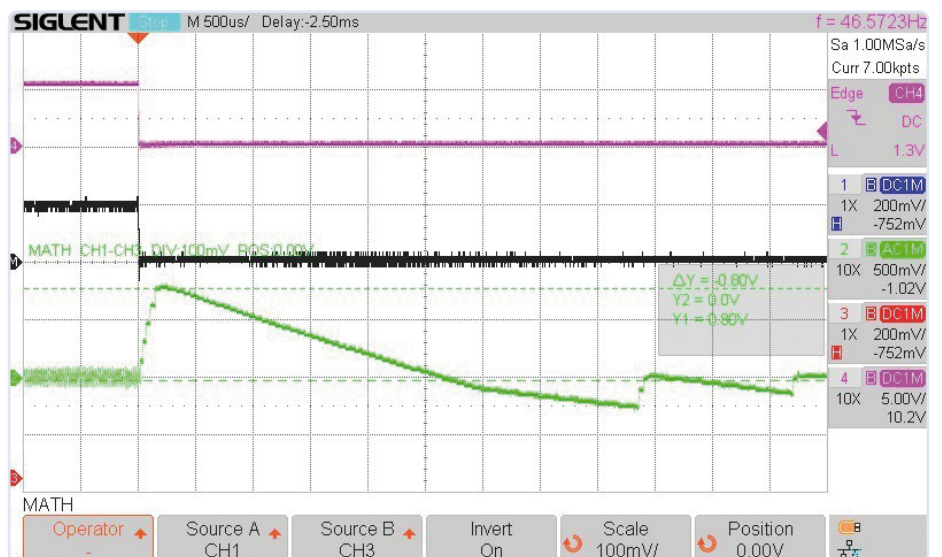
eenvoudig. Een deel van de ingangsstroom loopt door de weerstanden R41 en R42. Trimpot R40 tapt een deel van de spanningsval over de serieweerstanden af en legt deze aan op de basis/emitter-overgang van PNP-transistor T10. R40 is zo ingesteld dat T10 begint te geleiden bij een stroom van ongeveer 0,6 A. Hierdoor levert T10 elke stroom boven 0,6 A direct aan de lastweerstand R3...R6, terwijl de LM317 de spanning zoals gebruikelijk blijft regelen. Het RC-netwerk R43/C20 voorkomt dat de schakeling gaat oscilleren.

### Testprocedure en interpretatie van de resultaten

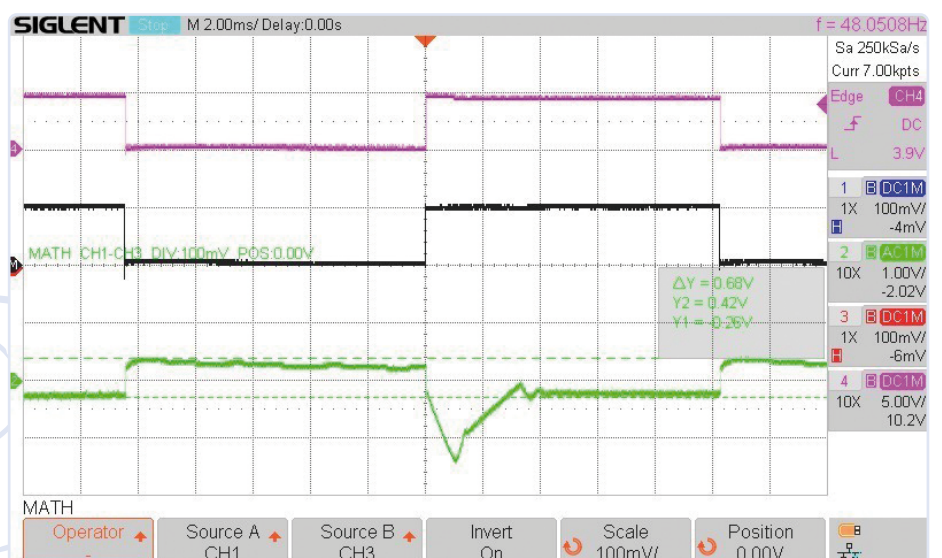
Om de statische parameters van een stroombron te meten, schakel je de geklokte werking uit door een jumper op JP3 te plaatsen. Meet de uitgangsspanning met een voltmeter aangesloten op de uitgang van het te testen apparaat. Meting direct bij de current sink meten zou tot een onjuist resultaat leiden vanwege de spanningsval over de aansluitdraden. Sluit ook een oscilloscoop, geconfigureerd voor wisselstromen, parallel aan de voltmeter aan. Verhoog vervolgens stapsgewijs de stroom terwijl je de bronspanning meet. Hierdoor krijg je een serie metingen die de regel-afwijking van het te testen apparaat laten zien. Daarnaast geeft de oscilloscoop je een indicatie van eventuele oscillatie-eigingen van het apparaat onder test. Wanneer je de stroom opvoert, moet je altijd de maximale vermogensdissipatie van de current sink in de gaten houden. Tot 18 W is mogelijk met een goed koellichaam voor de LM317, maar die grens wordt snel bereikt bij relatief hoge ingangsspanningen. Gelukkig bieden de interne beveiligingsfuncties van de LM317 (*safe operating area*, SOA) bescherming tegen schade. De volgende stap is het meten van de dynamische karakteristieken van het te testen apparaat met de oscilloscoop. Hiervoor moet de current sink geklokt worden. Het is van eminent belang om de oscilloscoop direct op de stroombron aan te sluiten, omdat anders de resultaten vervalst worden door spanningspieken veroorzaakt door de zelfinductie van de aansluitdraden. De basis-meetprocedure is hetzelfde als bij statische metingen. De vermogensdissipatie is gehalveerd door de klok met een duty cycle van 50%, dus je kunt nu hogere spanningen en/of stromen gebruiken. Bij elk van de oscillogrammen is het



Figuur 6. Dynamisch gedrag van een schakelende voeding bij 12 V/1 A.



Figuur 7. Staprespons van een flyback-spanningsconverter op uitschakeling van de belasting bij 13 V/1 A.



Figuur 8. Dynamisch gedrag van een USB-lader bij 1 A.



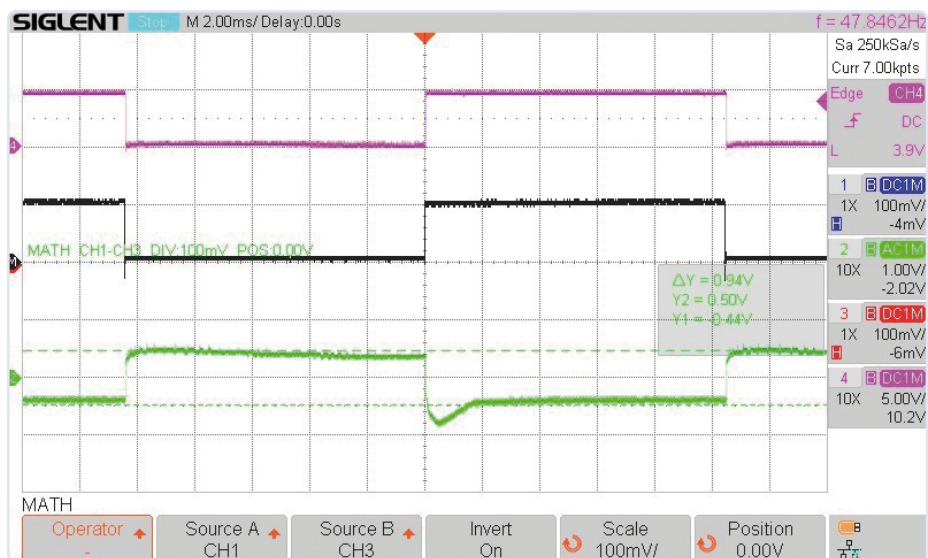
triggersignaal bovenaan weergegeven (CH4, paars), de stroom in het midden (zwart, differentieel gemeten bij JP1 met 0,1 V/A) en de uitgangsspanning onderaan (CH2, groen). Let ook op de verschillende horizontale en verticale resolutie van de oscillogrammen.

**Figuur 3** toont het dynamische gedrag van een lineaire labvoeding; **figuur 4** en **figuur 5** tonen de staprespons bij het in- en uitschakelen van de belasting. De amplitude en duur van de overshoots zijn hier het belangrijkste.

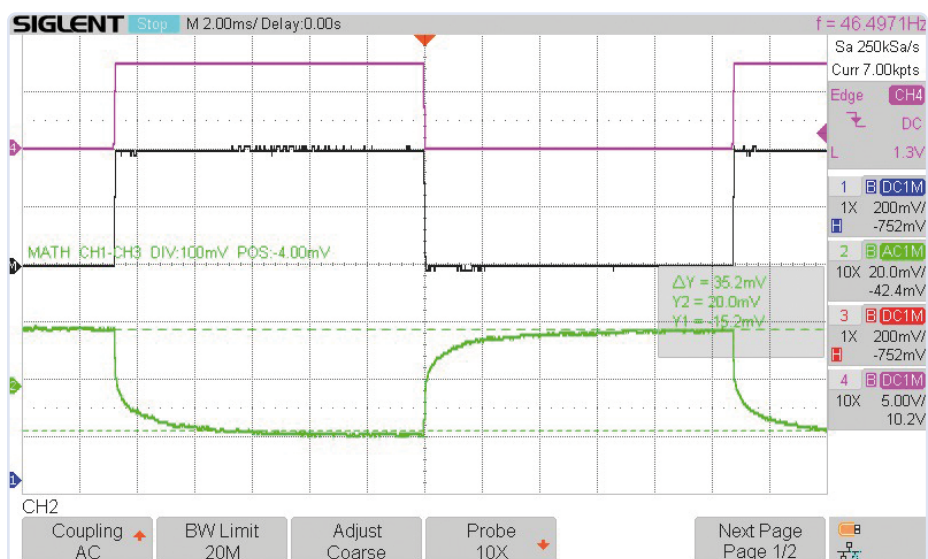
**Figuur 6** is de tegenhanger van figuur 3, maar dan gemeten bij een schakelende labvoeding. **Figuur 7** toont de staprespons van een flyback-converter op het afschakelen van de belasting. **Figuur 8** en **figuur 9** tonen het dynamische gedrag van twee USB-laders; het belangrijkste item hier is de aanhoudende offset van de uitgangsspanning. De regelafwijking, ook bekend als de spanningsval onder belasting, en de bijbehorende stroom komen overeen met de inwendige weerstand van de stroombron.

Je kunt ook zien of de interne filtering en uitgangsdamping correct gedimensioneerd zijn. Als de stroombron de neiging heeft tot hoogfrequent oscilleren, dan zal dat door deze meting betrouwbaar aan het licht komen. Als je zelf een voeding ontwerpt, is deze current sink een waardevol hulpmiddel voor het optimaliseren van de timingparameters en stabiliteit van de regelkring.

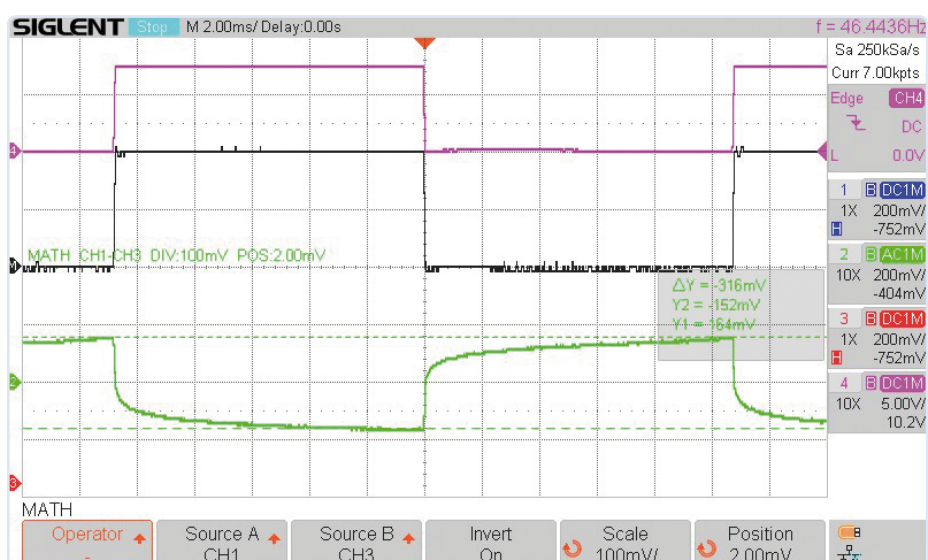
Een dynamische meting van een oplaadbare accu geeft informatie over de inwendige weerstand, wat een goede indicatie is voor zijn gezondheidstoestand. Hiervoor mag de meetstroom niet groter zijn dan een factor 1 of 2 van de nominale capaciteit. De inwendige weerstand van een cel van een lithium-ion accu met een capaciteit van 1500 mAh is meestal minder dan 30 mΩ, en bij een grotere capaciteit is dat meestal nog minder (in het eencijferige bereik). Het is een goed idee om de inwendige weerstand van een nieuwe accu te meten, zodat je deze waarde later ter vergelijking kunt gebruiken. In het oscillogram van **figuur 10** zie je dat, met een inwendige weerstand van 5,9 mΩ per cel ( $R_i = 35,2 \text{ mV} / (2 \text{ A} \times 3)$ ), de accu in gezonde conditie is. In **figuur 11** daarentegen zie je dat de accu met een inwendige weerstand van 53 mΩ per cel ( $R_i = 316 \text{ mV} / (2 \text{ A} \times 3)$ ) snel het einde van zijn nuttige levensduur nadert.



Figuur 9. Dynamisch gedrag van een andere USB-lader bij 1 A.

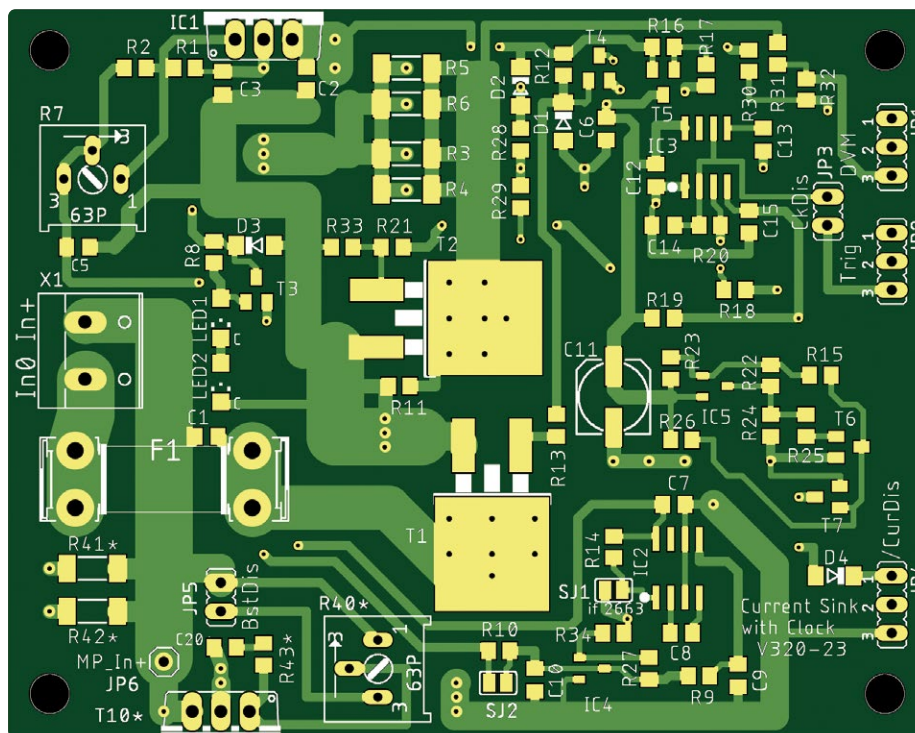


Figuur 10. Meting van de inwendige weerstand van een gezonde LiPo-accu met drie cellen bij 2 A.



Figuur 11. Meting van de inwendige weerstand van een gebruikte LiPo-accu met drie cellen bij 2 A.





Figuur 12. Print-layout voor de instelbare current sink, inclusief booster.

## Bouw

Er is een print ontworpen die ook plaats biedt aan de onderdelen van de boosterschakeling. De layout in figuur 12 en het schema kunnen als PDF worden gedownload van [1]. De Eagle-bestanden zijn bij de download inbegrepen.

Op de footprints voor T1 en T2 kunnen zowel DPAK- als D2PAK-componenten worden geplaatst. Voor IC2 kun je een LM2662 of een LM2663 gebruiken, dus er zouden geen problemen moeten zijn met de verkrijgbaarheid. Als je de booster niet nodig hebt, kun je de componenten met een sterretje (\*) weglaten. In ieder geval moet je goed letten op de koellichamen voor IC1 en T10, omdat de betrouwbaarheid van de current sink hier grotendeels van afhangt. De thermische weerstand van de koellichamen moet minder zijn dan 2 K/W en de halfgeleidersn moeten worden gemonteerd met hoogwaardige thermische pads en metalen schroeven met geschikte sluitringen, en met de nodige aandacht voor de isolatie.

## Aan de slag met de current sink

Als je een LM2663 gebruikt voor IC2, moet soldeerbrug SJ1 gesloten zijn. Plaats een jumper op JP5 (BstDis). Stel met trimpot R7 de current sink in op minimale stroom terwijl

deze is aangesloten op een regelbare voeding met de uitgangsspanning ingesteld op 3 V en de stroombegrenzing ingesteld op 100 mA. De current sink moet een ruststroom trekken van ongeveer 10 mA. Verhoog vervolgens de spanning tot 3,3 V. Stel met trimpot R7 de stroom in op ongeveer 80 mA. Verlaag vervolgens de spanning weer. Bij ongeveer 3,1 V moet de stroom terugvallen naar het rustniveau. Dit geeft aan dat de onderspanningsbeveiliging goed werkt. Met een ingangsspanning van 5 V en trimpot R7 ingesteld op de minimumwaarde, moet de stroom minder dan 30 mA bedragen. Anders kan de stroom worden verlaagd door soldeerbrug SJ2 te sluiten.

Om de booster in werking te stellen, draai je trimpot R40 tegen de klok in om te voorkomen dat er basisstroom naar T10 loopt en verwijder je de jumper op JP5. Met een ingangsspanning van 15 V en een stroom van 1 A stel je trimpot R40 zo af dat de ingangsstroom van de spanningsregelaar 0,6 A is. Je kunt de ingangsstroom van de spanningsregelaar meten aan de hand van de spanningsval over R41 of R42 bij JP5. Daar komt 1,0 V overeen met 0,6 A. Verhoog vervolgens de ingangsspanning tot 25 V en de stroom tot 2 A. Indien nodig kun je de instelling aanpassen nadat de current sink op temperatuur is gekomen. ◀

220388-03

## Over de auteur

Roland Stiglmayr studeerde computerwetenschappen in de jaren '70 en heeft 40 jaar ervaring in R&D. Hij hield zich vooral bezig met de ontwikkeling van computer-mainframes, glasvezel-datatransmissiesystemen, remote radio heads voor draadloze netwerken en contactloze energietransmissie-systemen. Momenteel is hij actief als consultant, met een bijzondere passie voor kennisoverdracht.

## Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).

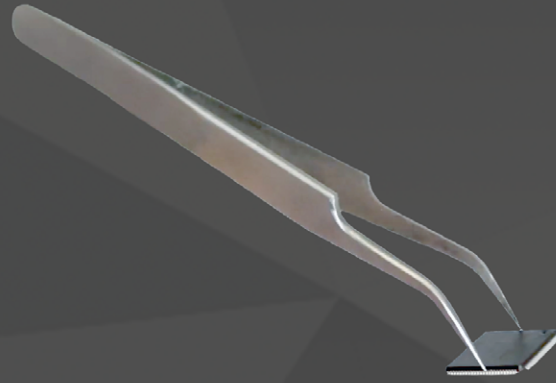


## Gerelateerde producten

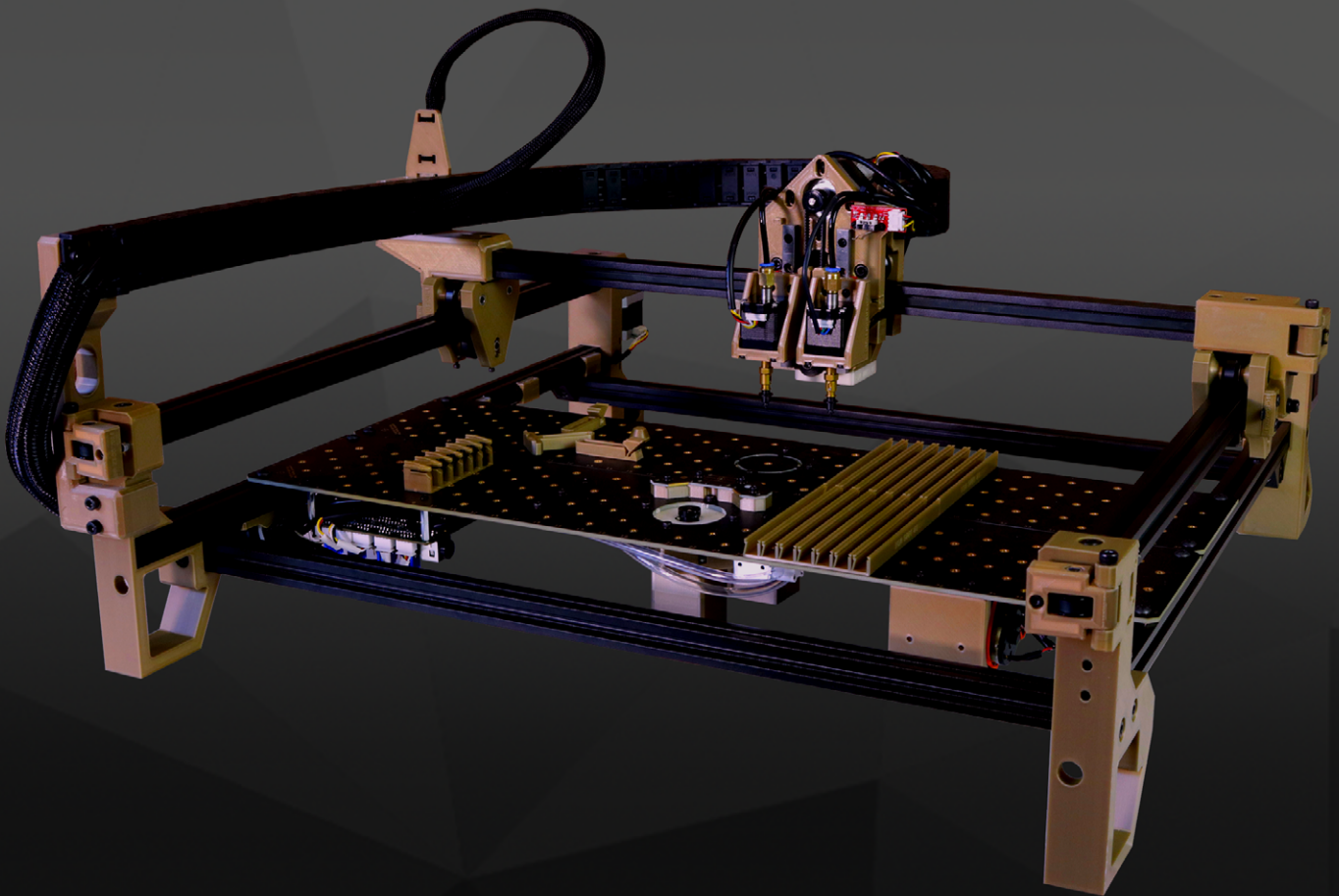
- > **Siglent SDL1020X-E Programmable DC Electronic Load (200 W)**  
[www.elektor.nl/19254](http://www.elektor.nl/19254)
- > **PicoScope 2204A USB Oscilloscope (10 MHz)**  
[www.elektor.nl/17303](http://www.elektor.nl/17303)

## WEBLINK

[1] Projectpagina @ Elektor Labs: [www.elektormagazine.nl/labs/adjustable-current-sink-with-integrated-clock-generator](http://www.elektormagazine.nl/labs/adjustable-current-sink-with-integrated-clock-generator)



**versus**



**Dat is geen strijd.**

De LumenPnP Desktop Pick & Place Machine zet uw platen in elkaar, zodat u nooit meer een pincet hoeft te gebruiken.

- Radicaal Open Source
- Aangedreven Feeders
- Dubbele mondstuk
- Plaatst 0402s
- Voordelig

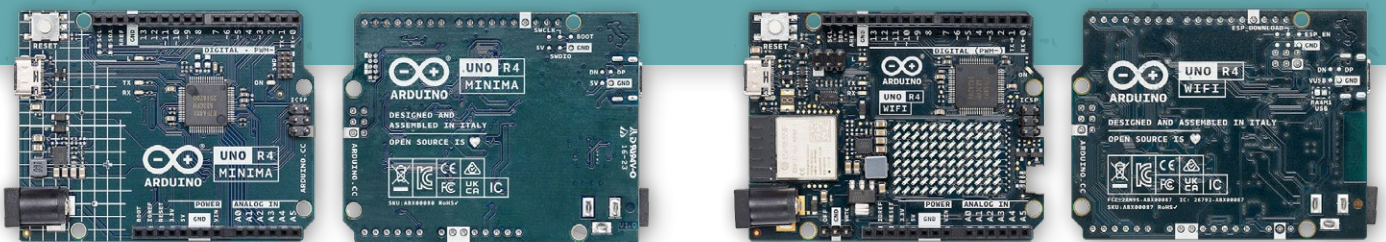


**Opuło.io**





# Twee nieuwe Arduino UNO R4-boards: Minima en WiFi



Clemens Valens (Elektor)

De krachtige Arduino UNO R4 is het nieuwste lid van de beroemde Arduino UNO-familie. Hij is er zelfs in twee versies. We nemen de Minima en de WiFi onder de loep.

De Arduino UNO R4 Minima [2] en de Arduino UNO R4 WiFi [3] werden een paar maanden geleden aangekondigd [1], maar zijn nu officieel uitgebracht. Dus nu ze werkelijk bestaan, kunnen we ze van dichtbij bekijken.

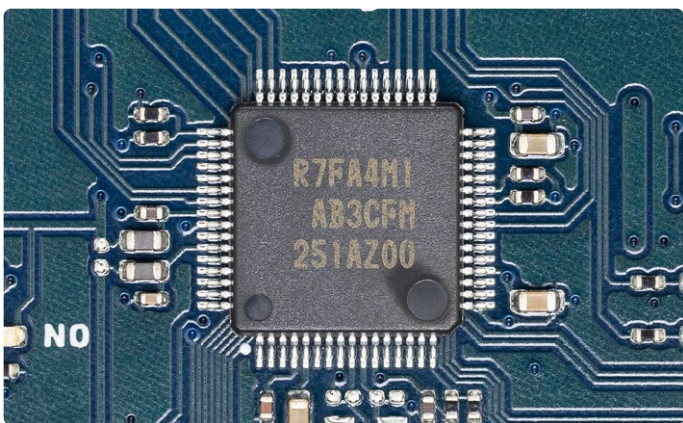
## De Renesas-familie

Een paar maanden geleden bracht Arduino het Portenta C33-board uit, met een ARM Cortex-M33 microcontroller van Renesas, de RA6M5. De twee nieuwe boards hebben ook een processor van Renesas, de RA4M1 (**figuur 1**). Deze 32-bit ARM Cortex-M4 draait op 48 MHz en heeft 32 kB RAM en 256 kB flash aan boord. Het lijkt erop dat zich een familie van Renesas-boards begint te ontwikkelen. Interessant om op te merken is dat de RA4M1 kan werken met een voeding tot 5 V, terwijl de meeste andere ARM-type microcontrollers 3,3 V nodig hebben. Dit maakt de MCU een geschikte kandidaat voor het verbeteren van de 5-volt, 8-bit AVR-gebaseerde familie waarvan de Arduino UNO R3 een beroemd lid is.

## Meer periferie op de UNO R4

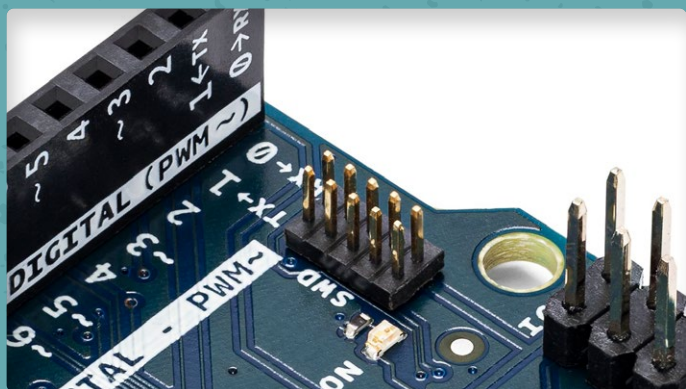
Het vervangen van een oude 8-bit, 28-pins controller door een moderne 32-bit 64-pins chip heeft, zoals je zou verwachten, invloed op de complexiteit van het product. Dit heeft echter vooral betrekking op het softwaregedeelte, zoals blijkt uit de lange datasheet van de MCU van 1400+ pagina's (tegen minder dan 300 pagina's voor de ATmega328). Het UNO R4 Minima-board heeft een vergelijkbare ontwerpcomplexiteit als de R3. De UNO R4 WiFi is een dichter bestuurd board omdat het de ongebruikte ruimte op het board van de Minima gebruikt voor een 8x12 LED-matrix en een ESP32-S3-MINI-1 module.

De datasheet is zo lang omdat de Renesas-MCU veel meer randapparatuur heeft dan de ATmega328 van Microchip. Deze worden niet

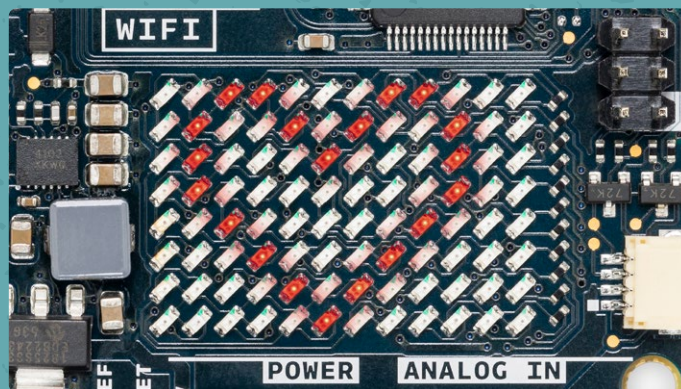


Figuur 1. Het hart van de UNO R4-boards is een Renesas R(7F)A4M1-microcontroller.





Figuur 2. De SWD-connector op de UNO R4 Minima.



Figuur 3. De Arduino UNO R4 WiFi heeft een 8x12-matrix van rode LED's.

allemaal ondersteund door de R4-boards omdat niet alle pinnen van de MCU toegankelijk zijn, maar een paar leuke zijn wel beschikbaar. Deze omvatten een CAN-bus en USB 2.0 Full-Speed (host of apparaat).

Een USB-C connector vervangt de USB-B connector.

### Meer comms?

De RA4M1 integreert twee SPI-poorten, twee I<sup>2</sup>C-poorten plus vier serial communication interfaces (SCI's). Een SCI kan een UART, een I<sup>2</sup>C-master of een eenvoudige SPI-poort zijn (dus maximaal zes I<sup>2</sup>C- of SPI-poorten), en zelfs een smartcard-interface. Volgens Arduino zijn deze poorten beschikbaar, althans tot op zekere hoogte. Bedenk dat dit artikel is gebaseerd op versie 0.8.7-ea (Early Access) van het Arduino Renesas Boards-package, dus dingen kunnen en zullen sindsdien waarschijnlijk verder zijn ontwikkeld. Als we echter naar het schema van de Minima kijken, lijkt er maar één I<sup>2</sup>C-poort te zijn aangesloten. De pinnen A4, A5, D4 en D5 vormen een tweede SPI-poort, hoewel de specificaties van het board er maar één noemen. Er is ook een tweede seriële poort (Serial1) beschikbaar, maar deze deelt zijn pinnen met de SPI-poort.

### De UNO R4 heeft betere analoge periferie

De UNO R4 heeft een 12-bit digitaal/analoog-converter (DAC) voor het produceren van echte analoge signalen in plaats van PWM-gebaseerde surrogaten. Er zijn ook een opamp en een comparator aan boord, samen met een interne 8-bit DAC; de analoog/digitaal-converter (ADC) heeft een breedte van 14 bit in plaats van 10 bit bij de UNO R3. De *analogWave*-bibliotheek werd toegevoegd om de DAC eenvoudig in het gebruik te maken. Het genereren van een sinus, zaagtand of blokgolf is net zo eenvoudig als het aanroepen van een bibliotheekfunctie. Natuurlijk kun je er nog veel meer mee doen. Daarom heeft de UNO R4 op analoog gebied veel meer te bieden dan de UNO R3.

### Extra software-complexiteit

Wat betreft de Arduino IDE betekent het overschakelen naar een nieuwe, tot nu toe niet-ondersteunde processorfamilie ook het toevoegen van software-ondersteuning. Zoals we door de jaren

heen hebben geleerd in onze gecomputeriseerde wereld, heeft nieuwe software de neiging om problemen te introduceren, en dus zal het waarschijnlijk enige tijd duren voordat de UNO R4-ervaring net zo soepel zal zijn als die van de UNO R3.

Gelukkig maakt de UNO R4 Minima het oplossen van problemen iets eenvoudiger, omdat deze een SWD-interface heeft, waarmee (serieuze) seriële debugging mogelijk is (**figuur 2**). De UNO R4 WiFi gaat zelfs nog een stap verder omdat de ESP32-S3 module kan fungeren als een onboard CMSIS-DAP debugger.

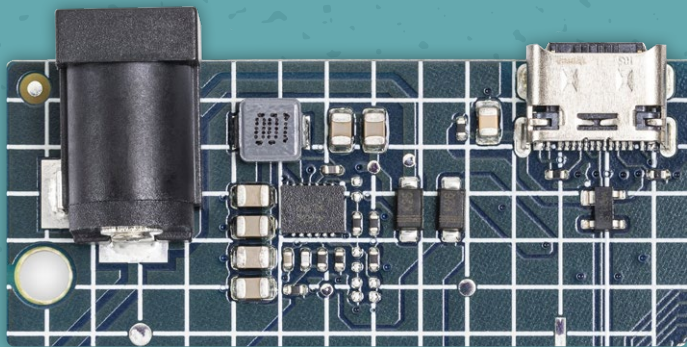
### WiFi-modem

Laten we nu eens kijken hoe de Arduino UNO R4 WiFi verschilt van de UNO R4 Minima. Allereerst is er natuurlijk de WiFi- en Bluetooth LE-module, een ESP32-S3 van Espressif. Deze communiceert met de MCU via een seriële poort (Serial2) in AT commando-modus. De andere pinnen van de WiFi-module zijn zichtbaar als kleine soldeerpaden. Herprogrammeren van de module is mogelijk omdat de hiervoor benodigde pinnen toegankelijk zijn op een 2x3-header (en aan de onderkant van de print). De nieuwe Arduino-bibliotheek WiFiS3 biedt high-level software-ondersteuning voor de module.

### LED-matrix

Een rode LED-matrix van 96 pixels (**figuur 3**) maakt het mogelijk om gegevens te plotten, animaties te maken en meer complexe en verfijnde feedback te geven in projecten. En een nieuwe bibliotheek biedt functies om er animaties op weer te geven (Voordat de LED-matrix bibliotheek beschikbaar kwam, had ik al een klein programma geschreven om een scrollend bericht weer te geven op de UNO R4 WiFi. Je kunt het downloaden van GitHub [4]). Er is ook een webtool voor het ontwerpen van animaties aangekondigd. De matrix gebruikt Charlieplexing [5] om de 96 LED's te verbinden met slechts 11 GPIO-poorten (D28...D38 in Arduino-notatie). Dit betekent dat er maar een paar LED's tegelijk actief kunnen zijn, omdat pixels bestaan uit twee LED's die antiparallel zijn aangesloten en omdat pixels poorten delen. Aangezien het menselijk oog echter traag is, zorgt snelle multiplexing ervoor dat de hersenen volledige beelden waarnemen.

### Een tweede I<sup>2</sup>C-poort



Figuur 4. Het ingangsspanningsbereik van de boards loopt van 6 V tot 24 V.



Video: Learn about the Arduino UNO R4 from Arduino and Renesas engineers  
[https://youtu.be/vrZ\\_aJnFd-Q](https://youtu.be/vrZ_aJnFd-Q)



De UNO R4 WiFi heeft twee I<sup>2</sup>C-poorten (Wire en Wire1). Een Qwiic-compatibele (SparkFun-standaard) I<sup>2</sup>C-connector biedt toegang tot de tweede poort. Ze zijn misschien irritant klein, maar omdat de Qwiic-standaard een 3,3V-voedingsspanning voorschrijft, heeft het board een level shifter. Dit betekent dat het board zowel 5-volt als 3,3-volt I<sup>2</sup>C-communicatie ondersteunt.

### Voeding

Wanneer je de voeding niet van de USB-poort betreft, is de voeding op de Arduino UNO R3 een eenvoudige lineaire spanningsregelaar. Op de UNO R4-boards is deze vervangen door een schakelende regelaar. Deze maakt een veel breder ingangsspanningsbereik mogelijk van 6...24 V (**figuur 4**). De regelaar, ook een product van Renesas, kan tot 1,2 A leveren met een rendement van ongeveer 90%.

Bovendien heeft de UNO R4 WiFi ook een connector om de real time-klok (RTC) van stroom te voorzien.

### Conclusie

De twee Arduino UNO R4-boards, Minima en WiFi, lijken geloofwaardige opvolgers van de UNO R3 te zijn. Ze hebben dezelfde footprint, uitbreidingsconnectoren en echte 5V-I/O. De UNO R4 WiFi lijkt een beetje op een UNO R4 Minima met een ingebouwd uitbreidingsschild. Met zijn WiFi-module, LED-matrix en Qwiic-connector kun je er eenvoudig IoT-toepassingen mee bouwen.

De UNO R4 is veel krachtiger dan de UNO R3, met meer van alles, van geheugen tot randapparatuur en snelheid. Ik moest eerst een speciaal package voor Renesas-boards installeren in de IDE voordat ik kon gaan programmeren, maar tegen de tijd dat je deze regels

leest, zou dat niet meer nodig moeten zijn (volgens Arduino). Daarom zal de UNO R4 voor de meeste gebruikers een 'drop-in' vervanging voor de UNO R3 zijn.

### De UNO R4 is een grote stap voorwaarts

Tot slot is de debug-connector op de Minima bijzonder interessant, alsmede de CMSIS-DAP debug-mogelijkheden van de ESP32-S3 module op de WiFi, een functie waar veel ontwikkelaars op hebben gewacht, zo ongeveer sinds Arduino ter wereld kwam. Dit tilt de Arduino UNO eindelijk op naar het pro-niveau. Daarom kan de Arduino UNO R4 worden beschouwd als een grote stap voorwaarts. ◀

230443-03

### Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).



### Gerelateerde producten

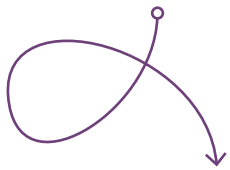
- > **Arduino UNO R4 Minima**  
[www.elektor.nl/20527](http://www.elektor.nl/20527)
- > **Arduino UNO R4 WiFi**  
[www.elektor.nl/20528](http://www.elektor.nl/20528)

### WEBLINKS

- [1] Clemens Valens, "De Arduino Uno R4 komt": <http://www.elektormagazine.nl/news/de-arduino-uno-r4-komt>
- [2] Arduino UNO R4 Minima: <http://www.elektor.nl/arduino-uno-r4-minima>
- [3] Arduino UNO R4 WiFi: <http://www.elektor.nl/arduino-uno-r4-wifi>
- [4] GitHub-repository: <https://github.com/ClemensAtElektor>
- [5] Charlieplexing: <https://en.wikipedia.org/wiki/Charlieplexing>

# Logaritmische potentiometers

ze zijn exponentieel!



Joseph Kreutz (Duitsland)

Als je aan een volumeregelaar op een versterker of mengtafel draait, wil je idealiter dat er een lineair verband is tussen de verdraaiing van de regelaar en de geluidssterkte die je oor waarneemt. Een resultaat dat dit ideaal benadert wordt verkregen met 'logaritmische' potentiometers, die eigenlijk exponentieel zijn. Laten we hier eens wat dieper op ingaan.

De natuur heeft ons gebouwd om akoestische signalen waar te nemen waarvan de amplitude varieert in een bereik van 1 op 1.000.000 en meer, wat wordt weergegeven door een verhouding van 120 dB of meer. De zogenaamde wet van Weber-Fechner specificeert

$$\text{sensatie} = k \cdot \log(\text{fysieke stimulus})$$

Hier is sensatie de indruk die we waarnemen en fysieke stimulus de akoestische druk op onze oren [1]. De k-factor is specifiek voor ieder van ons omdat onze gehoorkenmerken net zo uniek zijn als haar- of oogkleur. Je gehoorgevoeligheid hangt af van de frequentie, de effectieve amplitude van de audiostimulatie en van je leeftijd, omdat het gehoor slechter wordt naarmate je ouder wordt.

De ondergrens van het menselijk gehoor is gemeten bij een geluidsdruk-niveau van 20  $\mu\text{Pa}$ , dat is vastgelegd als de 0 dB-waarde op de geluidsdruk-schaal, uitgedrukt in decibel. Het is ook nuttig om te weten dat een geluidsniveau van 130 dB fysieke pijn begint te veroorzaken. Regelmatige blootstelling aan geluidsniveaus boven de 100 dB kan permanente gehoorschade veroorzaken.

## De ideale volumeregelaar

Om ervoor te zorgen dat de sensatie zo evenredig mogelijk is met de positie (verdraaiing of verschuiving) van de regelaar, moet het verloop dat door een potentiometer wordt gerespecteerd een logaritmische functie hebben. Een exponentieel verloop benadert deze eis het beste. We kunnen een parameter definiëren om de positie van een potentiometer weer te geven:

$$\alpha = \frac{\text{Effective Rotation}}{\text{Maximum Rotation}} = \frac{\text{Effective Translation}}{\text{Maximum Translation}} \quad (1)$$

Aangezien deze regeling een minimum (in principe 0) en een maximum (in principe 1) heeft, volgt hieruit dat  $0 \leq \alpha \leq 1$ . De ideale potentiometer moet dus een karakteristiek hebben die overeenkomt met

$$S = S_{\text{ref}} \cdot 10^{\alpha \cdot F_p} = 20 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{5\alpha}$$

$S_{\text{ref}}$  is de ondergrens van de gevoeligheid van het menselijk oor, dus 20  $\mu\text{Pa}$ , en  $F_p$  is een parameter die is berekend voor een maximaal volume op ongeveer 100 dB boven de ondergrens. Referentie [2] beveelt een regelbereik van 90 dB aan voor een audio-volumeregelaar, dus een waarde die hier dicht bij ligt.

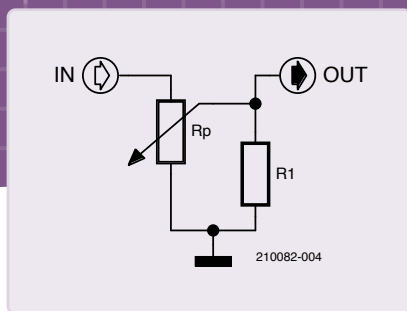
## Potentiometers in de echte wereld

De constructie van een ideale potentiometer, eentje die precies exponentieel is, zou mogelijk kunnen zijn, maar de technische complexiteit zou het tot een dure component maken. Fabrikanten hebben deze moeilijkheden overwonnen door weerstandsbanen te maken met twee of drie secties met een verschillende weerstand om zo met lineaire segmenten een exponentiële functie te benaderen. Dit compromis wordt bevredigend geacht voor de meeste toepassingen.

## Lineaire potentiometer belast met een weerstand

Een andere manier om een exponentieel gedrag te benaderen is door een lineaire potentiometer te belasten met een weerstand tussen de looper en massa, zoals geïllustreerd in **figuur 1**. De aldus verkregen respons wordt gekarakteriseerd door de volgende functie:





Figuur 1. Door een weerstand toe te voegen aan een lineaire potentiometer, zoals hier getoond, is het mogelijk om een exponentiële respons te benaderen.

$$V_{OUT} / V_{IN} = \alpha \cdot \gamma / (\alpha \cdot (1-\alpha) + \gamma) \quad (II)$$

Hier vertegenwoordigt  $\alpha$  de draaiing of verschuiving van het bedieningselement gedefinieerd door (II) en  $\gamma$  de verhouding tussen belastingweerstand  $R_1$  en de totale weerstand van potentiometer  $R_p$ . Als bijvoorbeeld  $R_p = 1 \text{ M}\Omega$  en  $R_1 = 39 \text{ k}\Omega$ , dan is  $\gamma = R_1 / R_p = 0,039$ .

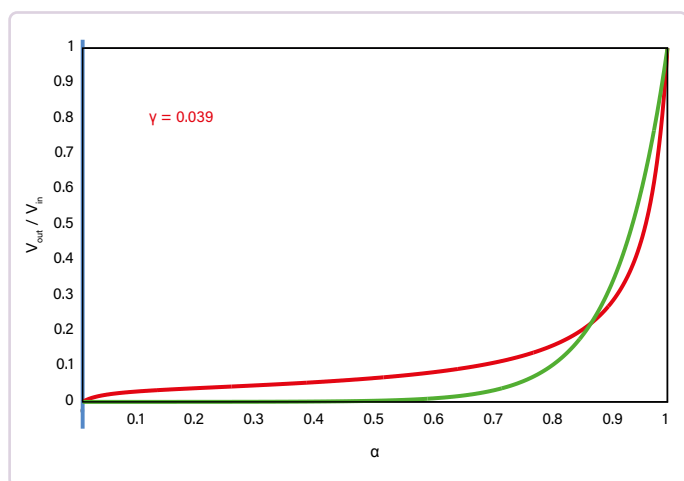
De grafieken in **figuur 2** stellen de ideale exponentiële functie voor (groen), en de functie die wordt verkregen met een  $\gamma$ -waarde van 0,039 (rood). Deze keuze van  $\gamma$  en de bijbehorende weerstandswaarden geven resultaten die de exponentiële functie het dichtst benaderen. Er is echter een discrepantie tussen de ideale curve en deze benadering, die verschijnt bij zeer lage niveaus, en de damping vertoont een kleine maar abrupte sprong aan het begin van de curve. Daarom wordt deze oplossing niet aanbevolen voor de volumeregeling van hifi-apparatuur [2].

Rekening houdend met de parameters gedefinieerd in vergelijkingen I en II, zal de belastingweerstand  $R_L$  ( $\alpha$ ), zoals gezien door de trap die voorafgaat aan de combinatie van  $R_1$  en potentiometer, als volgt zijn:

$$R_L(\alpha) = R_p - \alpha - (1-\alpha) + \gamma / (\alpha + \gamma)$$

De waarden zijn respectievelijk gelijk aan  $R_p$  voor  $\alpha = 0$  en  $R_p // R_1$  voor  $\alpha = 1$ . Deze vergelijking veronderstelt dat de impedantie van de trap die volgt op de volumeregelaar hoog genoeg is om slechts een verwaarloosbaar effect te hebben. De trap die voorafgaat aan de volumeregelaar moet de volumeregelaar kunnen voeden.

Merk ook op dat de totale waarde van de weerstand  $R_p$  van een potentiometer over het algemeen wordt gespecificeerd met een tolerantie van  $\pm 20\%$ , waardoor het een van de onderdelen met de hoogste toleranties is.



Figuur 2. De ideale exponentiële curve (groen) en de werkelijke curve verkregen met een  $\gamma$ -waarde van 0,039 (rood). Deze waarde van  $\gamma$  geeft de resultaten die het dichtst in de buurt komen van een exponentiële functie.

## Thermische ruis

Een ideale weerstand produceert een thermische ruis spanning die gelijk is aan

$$e_n = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot B} \quad (III)$$

waarbij  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  (constante van Boltzmann),  $T$  de temperatuur in kelvin (hier 298,15 K zijnde 25 °C),  $R$  de weerstandswaarde in ohm en  $B$  de frequentiebandbreedte (hier 20 kHz) waarbij de meting wordt gedaan.

De serieweerstand die een potentiometer in de schakeling van figuur 1 introduceert, draagt maximaal een kwart bij van de totale waarde ( $\alpha \cdot (1-\alpha) \cdot R_p$  met  $\alpha = 0,5$ ), dus 250 k $\Omega$  als  $R_p = 1 \text{ M}\Omega$ , en voor de bijbehorende ruis spanning geldt

$$e_n = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 298,15 \cdot 250.000 \cdot 2 \cdot 10^4} \approx 9,07 \mu\text{V}$$

De maximale ruis spanning wordt verzwakt door de verdeler die bestaat uit de serieweerstand van de potentiometer en  $R_1$  (39 k $\Omega$ ). De bijdrage wordt zo gereduceerd tot 1,22  $\mu\text{V}$ .

Er moet ook rekening worden gehouden met de ruis die wordt gegenereerd door de weerstand van 39 k $\Omega$ . Deze bedraagt maximaal 3,58  $\mu\text{V}$  voor een temperatuur van 25 °C en een bandbreedte van 20 kHz. De bijdrage aan de totale ruis is 3,1  $\mu\text{V}$ . De maximale thermische ruis is dus

$$e_{n,\text{max}} = 3,1 \cdot 10^{-6} + 1,22 \cdot 10^{-6} = 4,32 \mu\text{V}$$

Dit is een verbetering van 6,4 dB ten opzichte van een potentiometer alleen.

In de meeste commerciële potentiometers is de weerstandsbahn gemaakt van koolstof, waardoor het ruisniveau hoger is dan dat berekend met vergelijking III. Sommige fabrikanten bieden potentiometers aan met een kunststof of 'cermet'-weerstandsbahn, een combinatie van metaal en keramiek. Deze zijn niet zo kwetsbaar in het gebruik en geven over het algemeen een lagere ruis spanning dan potentiometers van koolstof. Natuurlijk is het beter om een component met weinig ruis te kiezen voor  $R_1$ , bijvoorbeeld een metaalfilmweerstand. Een algemene conclusie uit het voorgaande is dat in de elektronica de weerstanden in de schakeling van de laagst mogelijke waarde moeten hebben om thermische ruis te vermijden.

## Vergelijking van de oplossingen

De moeilijkheden bij het construeren van een potentiometer met een exponentiële karakteristiek zijn overwonnen door de twee bovenstaande methoden. Welke is beter?

In het geval van een volumeregelaar voor consumentenapparatuur biedt de benadering door lineaire segmenten die fabrikanten aanbie-

den in hun zogenaamde 'logaritmische' potentiometers een perfect aanvaardbare oplossing omdat de demping bij lage niveaus redelijk dicht bij een ideale exponentiële waarde ligt en 'zacht' naar een effectieve nulwaarde neigt. Raadpleeg hiervoor de karakteristieke curves van de fabrikanten.

Voor een volumeregelaar voor gebruik in een mengpaneel of aan de ingang van een versterker is een lineaire potentiometer met een weerstand voldoende. Ook al vertoont de regelaar wat afwijkingen bij lage niveaus, het gebruik van een weerstand met een lineaire potentiometer zorgt ook voor een aanzienlijke vermindering van het niveau van thermische ruis. Dit is een belangrijk voordeel in veel toepassingen, vooral voor professionele apparatuur. ◀

210082-03

## WEBLINKS

[1] Contour van gelijke luidheid: [https://en.wikipedia.org/wiki/Equal-loudness\\_contour](https://en.wikipedia.org/wiki/Equal-loudness_contour)

[2] D. Self, "Small Signal Audio Design (2nd Edition)," Routledge, 2014: <http://www.elektor.nl/18046>



## Gerelateerde producten

- > Douglas Self, **Small Signal Audio Design (2nd Edition)**, Routledge, 2014  
[www.elektor.nl/18046](http://www.elektor.nl/18046)
- > Elektor Fortissimo-100 Power Amplifier Kit  
[www.elektor.nl/20273](http://www.elektor.nl/20273)



## LIGT JOUW PASSIE IN DE TECHNIEK?

Gaming Support is op zoek naar een Repair Engineer en Field Engineers.

Houd je van het oplossen van storingen of defecten aan onderdelen van onder andere speelautomaten op component niveau, dan zoeken we jou.

### Interesse?

Solliciteer dan vandaag nog!

Stuur een e-mail naar: [hr@gamingsupport.com](mailto:hr@gamingsupport.com) of bel 010-5241153.

Meer informatie vind je op onze website.



**GAMING  
SUPPORT**

[gamingsupport.com](http://gamingsupport.com)

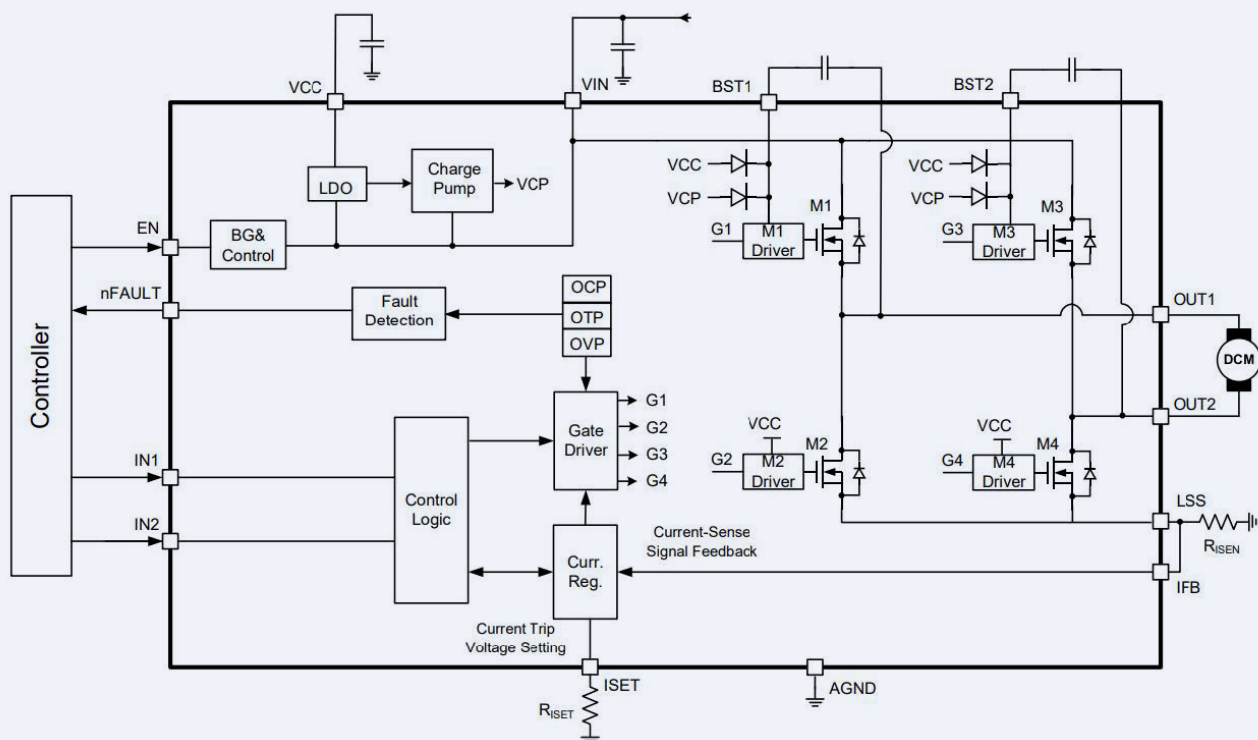
# Motordriver breakout-board

een BoB voor een 5 A DC-motordriver van 3×3 mm

Edwin van den Oetelaar (Nederland)

Vandaag de dag hebben makers en studenten vaak haast, en missen ze de vaardigheden om elektronische schakelingen te ontwerpen en te solderen. Ze gebruiken liever 'shields' terwijl de soldeerbout een uitdaging vormt. Daarom heb ik een breakout-board ontwikkeld voor de MP6619 motordriver van Monolithic Power Systems, die goed bruikbaar is voor eigen gemotoriseerde projecten.

Figuur 1. Functioneel blokschema  
(bron: Monolithic Power Systems [1]).



© Monolithic Power Systems; [www.monolithicpower.com](http://www.monolithicpower.com)



Dit artikel stuurt aan op een MP6619 breakout-board (BoB). Deze chip is een nieuwe compacte H-brug voor het aansturen van goedkope DC-borstelmotoren en solenoïden. Deze DC-motoren zijn betaalbaar en eenvoudig aan te sturen voor hobbyisten die zich bezighouden met kleine robots, modelbouw en creatieve projecten. Dit is een verslag van de leerzame reis die ik heb moeten maken om dit breakout-board te ontwikkelen en te testen.

### Het avontuur begint

Op een dag ontving ik een e-mail van een groothandel over een gloednieuwe H-brug-component: de MP6619. **Figuur 1** toont het interne blokschema. Dit kleine 'mirakel' van slechts 3×3 mm met indrukwekkende specificaties zoals 24 V en 5 A trok mijn aandacht (zie het kader **Eigenschappen**). Hoe kan dat? Zoveel stroom, geen koellichaam en alle beveiligingsfuncties in zo'n kleine behuizing? Dit moet marketingpraat zijn, dacht ik. De alternatieven zijn gemakkelijk 10 keer groter.

Maar mijn nieuwsgierigheid was gewekt en ik wilde weten of dit waar was en of ze van pas konden komen voor mijn projecten. Dus bestelde ik er een paar. Al na twee dagen lagen ze op mijn bureau: wauw, wat waren ze klein! Slechts 3×3 mm met 0,2 mm afstand tussen de contacten en geen pootjes. Wat had ik me op de hals gehaald?

Ik stortte me halsoverkop in dit onderwerp. Ondanks de lage prijs van ongeveer € 2,50, bleken de kleine afmetingen en ongebruikelijke footprint van de MP6619 niet direct bruikbaar voor mijn projecten. Ik had een BoB nodig om de MP6619 beter hanteerbaar te maken en geschikt voor testen en integratie. Maar er was geen BoB beschikbaar voor deze kleine Quad, Flat, No-lead, 19-pin footprint (QFN-19). Dus moest ik die zelf ontwikkelen. Mijn reis met de MP6619 H-brug had begonnen!

### Ontworpen met KiCad

Om een MP6619 breakout-board te ontwikkelen, bestudeerde ik eerst de datasheet [1] en het tekenen van het BoB-schema in KiCad. Eerst waren het symbool en de footprint aan de beurt (deze waren niet beschikbaar in de bibliotheek of in SnapEDA), en daarna kwam de layout.

Ik heb extra aandacht besteed aan de plaatsing van de  $R_{(i-sense)}$ -shuntweerstand en de aansluiting van de voedingspads. Deze shuntweerstand wordt gebruikt om de stroom van de MOSFET-drivers te meten. Dit is cruciaal voor de goede werking van het breakout-board. Tijdens het layouten van de print moet ook rekening gehouden worden met de spanningsval over de printsporen.

De OCP (Over-Current Protection, overstroom-

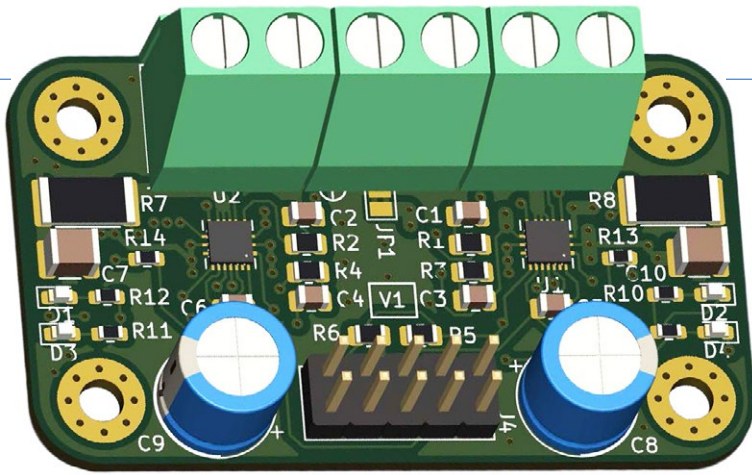
### Eigenschappen

- Het zijn niet alleen marketingpraatjes: de chip kan inderdaad 24 V en 5 A aan. Hij is goed beschermd tegen overbelasting, kortsluiting en herstelt zich op betrouwbare wijze van storingen.
- Toevoeging van een smoorspoel of filter verbetert de prestaties aanzienlijk. Of dat nodig is, hangt af van je toepassing en de motor.
- De geïntegreerde N-kanaal MOSFET's hebben een lage  $R_{ds(on)}$  van 65 mΩ, wat essentieel is voor het beperken van de dissipatie. De noodzakelijke boostschakelingen om hun gate aan te sturen zijn ook geïntegreerd. Hun condensatoren worden extern aangesloten.
- De MP6619-chip is geproduceerd zonder bonding wires om goede thermische prestaties te bereiken in een QFN-19 behuizing.
- De soldeereilanden van de footprint zijn extra lang om de warmte van de chip naar de print af te voeren.
- De print moet zorgvuldig worden ontworpen, waarbij niet alleen rekening moet worden gehouden met de elektrische maar ook met de thermische vereisten.

beveiliging) kan worden ingesteld met een externe weerstand. Zonder deze schakelt de chip uit als de spanning over de shuntweerstand 200 mV bereikt. De datasheet suggereert een shunt van 0,04 Ω, die de maximale stroom beperkt tot 5 A ( $V = I \times R$ ). Door een  $R_{(i-set)}$  van 80 kΩ toe te voegen, wordt de grens ingesteld op 100 mV, waardoor je de stroomlimiet kunt verlagen bij gebruik van dezelfde shuntweerstand. Andere weerstandswaarden zijn ook mogelijk. Ik heb voor mijn eerste test een shunt van 0,05 Ω gekozen omdat ik die nog in mijn la had liggen. Dit resulteert in een maximale uitgangsstroom van 4 A.

Ik maakte snel de eerste versie van de BoB print-layout zonder de chip diepgaand te bestuderen, omdat ik snel wilde beginnen met testen – maar ik juichte te vroeg. De eerste BoB bevatte twee MP6619-chips, LED's, weerstanden, condensatoren en connectoren. Op dat moment dacht ik nog dat printkroonstenen bruikbaar zouden zijn. Er waren vier koperlagen nodig, ik gebruikte veel via's, een massavlak en zo breed mogelijke sporen vanwege de forse stromen. Dat was een dag werk. Een week nadat ik de gegevens naar een Chinese fabrikant had gestuurd, had ik de printen op mijn werkbank liggen. Het solderen van de QFN was de grootste uitdaging, omdat de chips kleiner waren dan alles wat ik gewend was.

Om de QFN op zijn plaats te krijgen met alle verbindingen correct, waren een stereomicroscoop, een goede soldeerbout met temperatuurregeling, een heteluchtsoldeerbout, veel vloeimiddel en nog meer geduld nodig. Toen de QFN eenmaal op zijn plaats



Figuur 2. 3D-model van hete eerste printontwerp.

zat en ik de zweetdruppels van mijn voorhoofd was geveegd, waren de andere 'normale' SMD-componenten kinderspel; ze leken gigantisch vergeleken met de QFN. Het soldeereiland voor de printkroonstenen is groter dan de hele QFN-chip (**figuur 2**)! Deze eerste versie heb ik gepost op de Elektor Labs-website [2].

### Eerste tests

De eerste tests werden uitgevoerd met een kleine gelijkstroommotor [3] die ik had liggen. Het was een eenvoudig 12V-model met een blokkeerstroom van minder dan 5 A (**figuur 3**).

De MP6619 bestaat intern uit twee halve bruggen, waarbij elke halve brug één ingang heeft (IN1, IN2). De chip zelf zorgt voor de juiste timing van de high-side en low-side MOSFET's zodat er geen kortsluiting optreedt tussen de voedingsrails.

De chip is beschermd tegen alle typische problemen. De geïntegreerde UVLO (onderspanning-lockout), OVP (overspanningsbeveiliging), OCP (overstroombeveiliging) en OTP (overtemperatuurbeweging) zouden bijna alle foutsituaties veilig moeten kunnen afhandelen, wat we nog zullen zien!

### Aansluiten van IN1, IN2 en EN

De ingangen zijn voorzien van pull down-weerstanden. Zodra de EN-ingang hoog wordt gemaakt, wordt de chip geactiveerd en begint de interne spannings-

regelaar te werken. Op dat moment levert de VCC-uitgang van de MP6619 een spanning van 5 V. Ik heb een kleine ont koppelcondensator van 100 nF gebruikt om deze spanning te stabiliseren. Als de 5 V aanwezig is, worden de N-kanaal MOSFET's ook actief. Afhankelijk van de ingangsniveaus op IN1 en IN2 worden ofwel de high-side ofwel de low-side MOSFET's geschakeld. Logische niveaus van 3,3 V tot 5 V op de ingangen zijn veilig. Het is dus geen probleem om de BoB aan te sluiten op een ESP32 of een Arduino. Voor mijn eerste tests gebruikte ik schakelaars om 3,3 V op de ingangen te zetten en sloot ik de motor aan op de uitgangen van de BoB.

### Gedeeltelijk succes

Mijn motor wilde niet draaien, de nFault-uitgang werd meteen laag (foutindicatie-LED ging branden), maar ik had geen kortsluiting aan de uitgang. Door deingangsspanning aanzienlijk te verlagen kon ik de motor uiteindelijk langzaam linksom en rechtsom laten draaien. Het is belangrijk om op te merken dat ik nog geen PWM-snelheidsregeling had gemaakt. Ik experimenteerde met het verkleinen van de shuntweerstand en het vergroten van de weerstand  $R_{set}$  om de motor in beweging te krijgen, wat uiteindelijk resulteerde in een 'menselijke fout' – 12 V op IN1, een verbrande BoB als resultaat en een diepe zucht van frustratie. De print ging in rook op en ik moest een nieuwe BoB bestukken.

### Nog een BoB en meer tests

Uiteindelijk kwam ik erachter dat de motor is uitgerust met parallel geschakelde ruisonderdrukkingscondensatoren aan de commutator, zodat de motor zich minder inductief en meer capacitief gedraagt. Hierdoor grijpt de OCP echter onmiddellijk in als er een stroompiek naar de motor gaat. Deze 'overbelasting' veroorzaakt een time-out van 1 ms voordat de MP6619 het opnieuw probeert. Dit proces herhaalt zich keer op keer, wat resulteert in een zacht, piepend geluid van de motor.

Het verwijderen van deze condensatoren helpt gedeeltelijk om de motor aan te sturen bij iets hogere spanningen. Inmiddels had ik na het bestuderen van de datasheet ook verbeterplannen voor mijn BoB-ontwerp en besloot ik een nieuwe versie te maken.

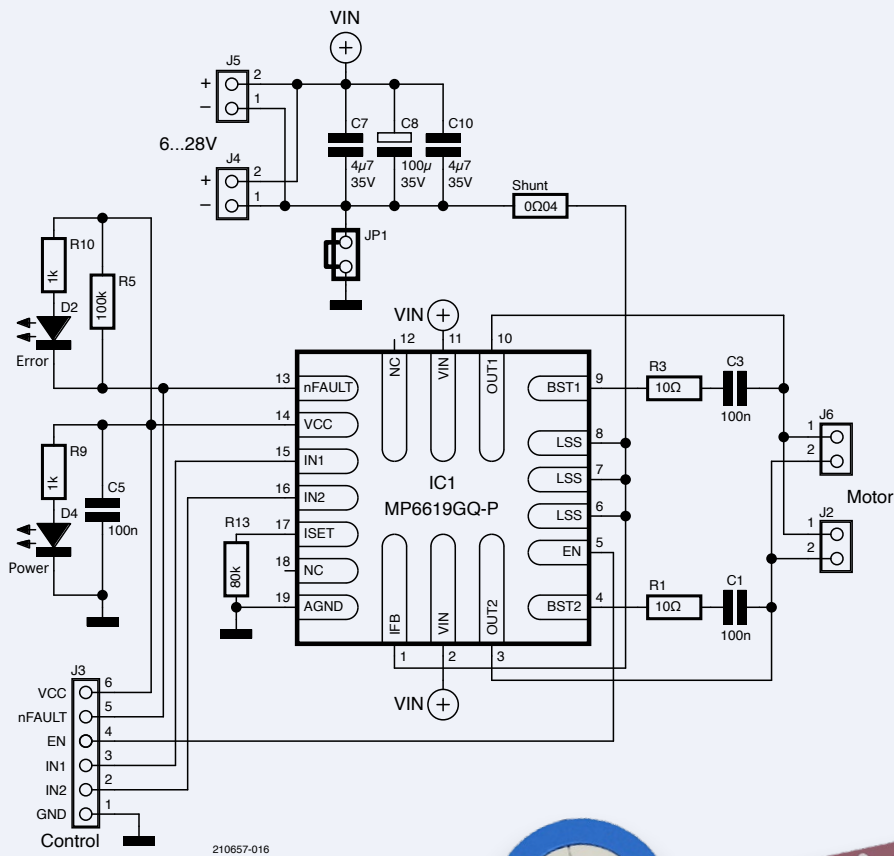
### Nieuw ontwerp en nieuwe layout

Voor mijn tweede versie moest het ontwerp en de lay-out worden aangepast. Ik heb de volgende wijzigingen aangebracht:

- > slechts één MP6619-chip;
- > de positie van de shunt werd herzien;
- > een 0,1"-pinheader in plaats van printkroonstenen; geen montagegaten;



Figuur 3. De eerste tests werden uitgevoerd met een DC-motor met planeetwielvertraging (bron: E-S Motor / RobotShop [3]).



- › een duidelijke componentenopdruk; slechts een minimaal aantal onderdelen.

Dit resulteerde in een nieuw schema (**figuur 4**) en vervolgens ook een nieuwe print (**figuur 5** en **figuur 6**) met vier lagen en een oppervlak van slechts ongeveer een vierkante inch (25×25 mm) geproduceerd in een run met ENIG-afwerking (**e**lectroless **n**ickel **i**mmersion **g**old). Na het bestukken van de BoB kreeg ik een echt compacte module die volgens mij door bijna elke microcontroller kan worden aangestuurd.

## Meer tests en experimenten

Ik gebruikte dezelfde motor als in de eerste test. OVP en ULVO gedroegen zich goed. Nu probeerde ik het met PWM-besturing om een snelheidsregeling te realiseren. Testen met frequenties van 1 kHz tot 50 kHz leverde het verwachte gedrag op: De motor was goed regelbaar. Het voorbeeld uit de datasheet gebruikt 20 kHz en dat werkte prima bij lage spanningen. Maar bij hogere spanningen sprak de OCP weer aan en stopte de motor. Door een extra 220μH-spoel (zelfgewikkeld, zoals die in figuur 7) in serie met de motor aan te sluiten werd het regelgedrag aanzienlijk verbeterd en het snelheidsbereik vergroot. Hierdoor leverde de motor meer vermogen en sprak de OCP minder vaak aan. Met deze extra spoelen lijkt de oplossing geschikt voor praktisch gebruik in projecten. Onder bepaalde omstandigheden levert de motor





## Onderdelenlijst

**Weerstanden** (SMD 0805 tenzij anders vermeld):

R1,R3 = 10  $\Omega$

R5 = 100 k

R8 = 0 $\Omega$ 04, 2 W, SMD 2512

R9,R10 = 1 k

R13 = 80 k

**Condensatoren:**

C1,C3,C5 = 100 n, 50 V, SMD 0805

C7,C10 = 4 $\mu$ 7, 35 V, SMD 1210

C8 = 100  $\mu$ , 35 V, elco,  $\varnothing$  8 mm

**Halfgeleiders:**

D2 = LED rood, SMD 0806

D4 = LED groen, SMD 0805

IC1 = MP6619GQ-P, QFN-19

**Diversen:**

J2,J4,J5,J6 = 2-polige pinheader, raster 2,54 mm

J3 = 6-polige pinheader, raster 2,54 mm

BoB-print (zie tekst)



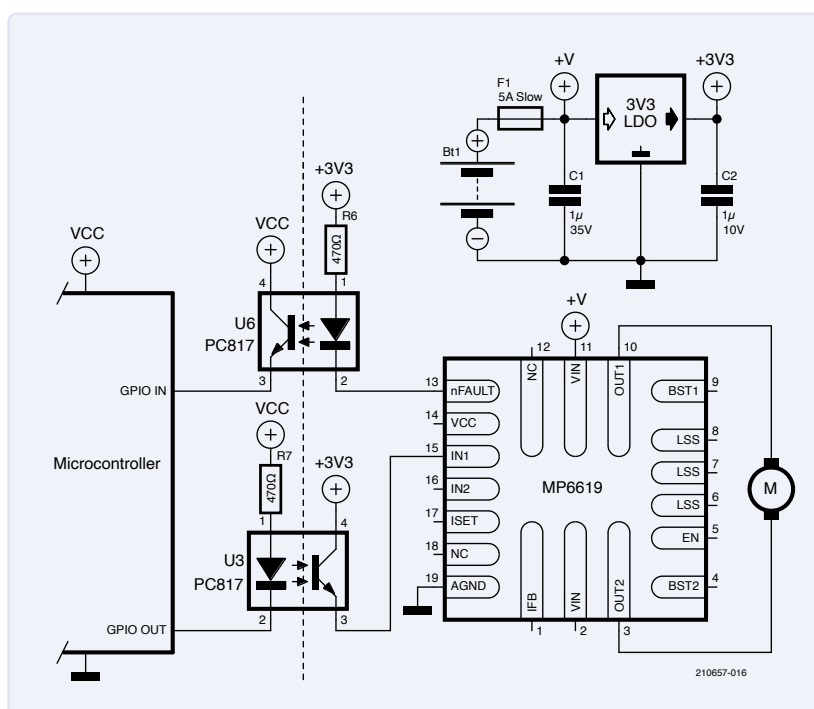
Figuur 7. Een ringkernspoel in serie met de motor verbetert het gedrag van de BoB.

energie terug, die terugvloeit naar de H-brug. Deze energie wordt via de diodes in de MOSFET's op de voedingsrails gedumpt, omdat de motor ook als generator werkt (de EMF van een gelijkstroommotor). In mijn tests gebruikte ik de elektrolytische condensator C8 met lage ESR parallel aan de stroombron. Met deze laatste verbetering was de BoB stabiel.

## Optocouplers

**Figuur 8** toont mijn testschakeling. Ik had besloten om optocouplers te gebruiken om een galvanische scheiding aan te brengen tussen de regelende kant en de motordrivers, omdat de voeding van een motor meestal sterk ruist. EMI kan ook problemen veroorzaken. De isolatie vermindert het risico op interferentie in de laagspanningssignalen en voorkomt dat sterke pulsen die door de motor en zijn driver worden gegenereerd de gevoelige microprocessor en andere elektronica bereiken.

Figuur 8. Deze schakeling met optocouplers tussen de microcontroller en de BoB werd voor het testen gebruikt.



De ingangs-LED's van de optocouplers kunnen rechtstreeks worden aangestuurd door een microprocessorpin via van een serieweerstand van 470  $\Omega$ . Aan de uitgang is de emitter van de fototransistor verbonden met IN1 van de BoB en dus met de ingang van de MP6619, en de collector is gekoppeld aan een logische spanning die wordt geleverd door een 3,3 V LDO-spanningsregelaar die wordt gevoed door de voeding van de motor – in mijn geval een batterij. Dit is voldoende voor een betrouwbare en stabiele werking.

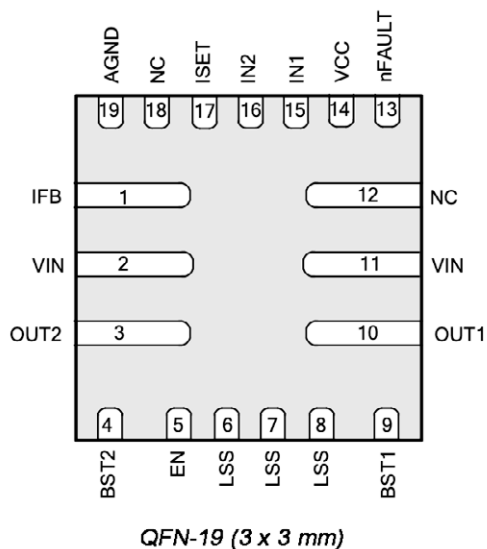
Figuur 8 laat ook zien hoe je het nFault-sig-naal van de H-brug (open-drain uitgang) op dezelfde manier (maar dan andersom) via een optocoupler naar de MCU kunt brengen. In dat geval heeft de GPIO van de aangesloten microcontroller een pull-down weerstand nodig.

## QFN-behuizingen

De FCQFN-pakketten (figuur 9) kunnen onregelmatig gevormde pads hebben, vaak gerangschikt in lange, smalle stroken. In tegenstelling tot gewone QFN-behuizingen wordt de warmte afgevoerd via veel van deze aansluitingen in plaats van via één groot centraal aansluitpunt. Dit brengt enkele uitdagingen met zich mee voor het printontwerp aangezien er veel pads zijn, allemaal met verschillende signalen, die verbonden moeten worden met kopervlakken.

Kleine via's kunnen binnen de padvlakken worden aangebracht (via in PAD). Op meerlaags printen met voedings- en massavlakken kunnen via's deze pads rechtstreeks verbinden met de betreffende vlakken. In andere gevallen moeten de pads direct met koper-vlakken worden verbonden om de warmte van het IC af te voeren. Een layout-richtlijn is beschikbaar op [4]. Het grootste obstakel dat ik tegenkwam tijdens dit project was het solderen van de MP6619-chip.

## TOP VIEW



◀ *Figuur 9. Pinout van de MP6619 in QFN-19 behuizing (bron: Monolithic Power Systems [1]).*

## Over de auteur

Edwin van den Oetelaar werkt als engineer bij Fontys ICT Nederland. Hij is lid van de High Tech Embedded Software-onderzoeksgroep onder leiding van prof. Teade Punter. Als specialist in hard- en software-ontwikkeling geniet Edwin van de mogelijkheid om uiteenlopende technische projecten aan te pakken. Zijn expertise strekt zich uit over een breed gebied, zoals datastreaming, slimme apparaten, gezondheidszorg, IoT, beeldverwerking en toegepaste AI.

Om dit probleem te overwinnen experimenteerde ik met verschillende technieken en uiteindelijk lukte het met veel vloeimiddel, loodsoldeer en hete lucht, maar het bleef een uitdaging om de chip exact te plaatsen. Eenmaal op zijn plaats zorgt de oppervlaktespanning van het gesmolten soldeer ervoor dat de chip goed wordt uitgelijnd met de pads. Het bleek nodig om veel te oefenen. Mijn aanbeveling is om een hotplate aan te schaffen om het soldeerproces te vereenvoudigen.

## Tot slot

In dit artikel heb ik je deelgenoot gemaakt van mijn ervaringen bij het ontwerpen en bouwen van een breakout-board voor de MP6619 H-brug motordriver. Ik noemde daarbij het belang van het gebruik van optocouplers om elektrische isolatie te bieden en deelde mijn inzichten in het werken met flip-chip QFN-behuizingen en de uitdagingen die komen kijken bij het solderen van kleine componenten.

Het MP6619 breakout-board biedt een zeer compacte oplossing voor het aansturen van goedkope DC-borstelmotoren, waardoor het een geweldige keuze is voor hobbyisten en makers die kleine robots en andere creatieve projecten bouwen. Alle ontwerpen en productiebestanden zijn open-source en zijn te vinden op mijn GitHub-pagina [5]. De MP6619 is ook in kleine aantallen verkrijgbaar bij distributeurs zoals Farnell, Mouser en rechtstreeks bij Monolithic Power Systems. ◀

210657-03

## Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).



## Gerelateerde producten

- > **Dogan Ibrahim, *Motor Control – Projects with Arduino & Raspberry Pi*, Elektor 2017**  
[www.elektor.nl/18322](http://www.elektor.nl/18322)
- > **Cytron Maker Drive – H-Bridge Motor Driver**  
[www.elektor.nl/18923](http://www.elektor.nl/18923)
- > **Peter Dalmaris, *KiCad 6 Like a Pro – Fundamentals and Projects* (E-book), Elektor 2022**  
[www.elektor.nl/20159](http://www.elektor.nl/20159)



## WEBLINKS

- [1] MP6619 datasheet @ Monolithic Power Systems: <https://tinyurl.com/452pk4sv>
- [2] Eerste versie op Elektor Labs: <https://tinyurl.com/299prw8n>
- [3] DC-motor met planeetwielvertraging: <https://tinyurl.com/23nxnr4k>
- [4] PCB-layoutrichtlijnen voor motordrivers – deel 2: <https://tinyurl.com/2p8ry9hd>
- [5] GitHub van de auteur: <https://github.com/edwin-oetelaar>



Bron: Shutterstock / wk1003mike

## Uit het leven gegrepen

elektronica periculosa

Ilse Joostens (België)

Als je regelmatig onderdelen bestelt bij overzeese elektronica-grootgrutters, dan is de kans groot dat je vroeg of laat een verpakking tegenkomt met de beruchte 'California Proposition 65'-waarschuwing erop. In mijn geval ging het om printconnectoren en de 'Nanny State' was zo vriendelijk mij erop te attenderen dat ik bij contact met deze connectoren het risico loop kanker en vruchtbaarheidsproblemen te ontwikkelen. Het lijkt wel of elektronica het nieuwe roken is geworden. Nu neem ik dat soort waarschuwingen niet te ernstig maar dat neemt niet weg dat u als elektronicus wel degelijk een risico op blootstelling aan gevaarlijke stoffen loopt en dan wil ik het deze keer niet over loodhoudend soldeer, walmende soldeerrook, flux, etsmiddelen, solventen, vernissen en onduidelijke chemische producten hebben.

### Mag 't een ietsje meer zijn

We hebben allemaal wel eens gehoord dat computerchips van zand gemaakt zijn. Zand is in wezen siliciumdioxide en silicium is de dag van vandaag het meest gebruikte halfge-

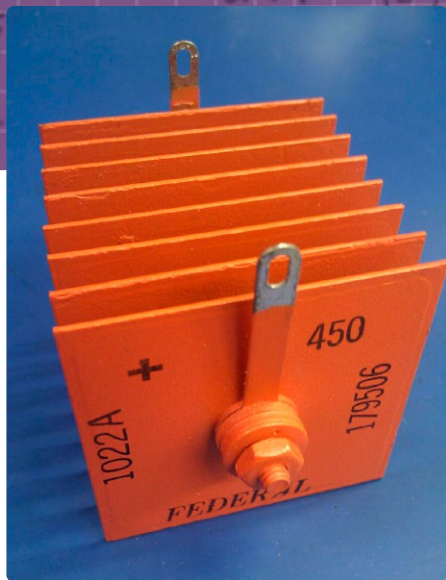
leidermateriaal. In de praktijk zit er echter een ietsje meer in deze chips. Niet alleen IC's maar vele andere componenten, al dan niet halfgeleiders, hebben een 'dark side' en bevatten soms de meest exotische chemische stoffjes.

Arseen, ooit gebruikt voor oogstrelend groen behang in Victoriaanse tijden, wordt thans in grote hoeveelheden gebruikt in de elektronica-industrie voor het dopen van silicium en de productie van galliumarsenide, een ander belangrijk halfgeleidermateriaal voor IC's en sommige transistoren. Tijdens het belichten en etsen van siliciumwafers worden ook de ondertussen notoire PFAS en PFOS [1] gebruikt en restanten daarvan blijven zo af en toe achter in het eindproduct. Behuizingen bevatten naast epoxy ook nog vlamvertragers in de vorm van organische broom- en chloorverbindingen, dit in combinatie met antimoontrioxide [2]. Niet meteen vreselijk giftig, maar ook niet onbesproken, dus worden er inspanningen gedaan om het gebruik van deze stoffen te beperken.

En dan is er beryllium, een echte griezel waarbij arseen verbleekt. Ooit zat er zinkberyllium-silicaat in de witte fosfor van TL-buizen, tot fabrieksarbeiders de een na de ander uitvielen door berylliose, een vreselijke chronische longziekte [3]. Momenteel wordt berylliumoxide onder andere nog steeds als warmtegeleidend keramisch materiaal toegepast in HF-vermogenstransistoren. Voor u begint in paniek te geraken: beryllium-koper (veer)contacten vallen qua gevaren nog wel mee zolang u maar niet begint te vijlen, te slijpen of te schuren.

Wie al wat ouder is herinnert zich vast nog wel de seleniumgelijkrichters (**figuur 1**) in de vorm van een stapel vierkante plaatjes die in het midden met elkaar verbonden waren. Zolang alles goed gaat is er geen probleem, maar als ooit de magische rook ontsnapt zult u





Figuur 1. Seleniumgelijkrichter (bron: Wikimedia / Binarysequence / <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0>).

het geweten hebben. Het daarbij vrijkomende waterstofselenide verspreidt niet alleen een gruwelijke stank, het is nog eens erg giftig ook [4]. Niet dat daar ooit doden door gevallen zijn, dat gelukkig weer niet.

Nog een leuke is cadmium, bekend van de nikkel/cadmium-accu's, maar het zit ook in LDR's, cadmiumtelluride-zonnepanelen, sensoren, transparante geleiders en soms in SMD-weerstanden en zelfs in de PVC-isolatie van draden. Zo'n beetje alomtegenwoordig dus...

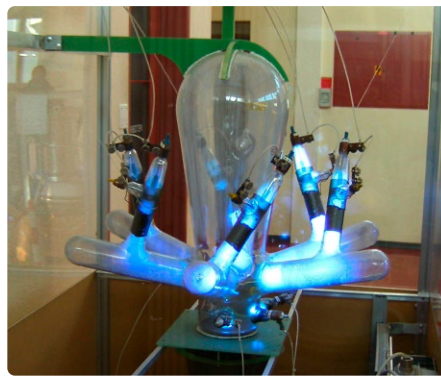
Kwik, dat vroeger in batterijen, kwikschakelaars, nixiebuizen, spaarlampen, TL-buizen, kwiklampen en kwikdampgelijkrichters zat, behoeft geen introductie meer. TL-buizen zijn nog gewoon te koop en voor kwikschakelaars moet je bij Ome Ali zijn. Vooral die antieke 'octopus'-stijl kwikdampgelijkrichters zien er bijzonder fascinerend en zelfs buitenaards uit met hun griezelige blauwe gloed (figuur 2) [5]. Als zo eentje breekt is het tijd om een HAZMAT-team te bellen.

Tot slot bevat de fosfor in moderne LED-lampen een bonte verzameling exotische elementen waaronder de zeldzame aardmetalen

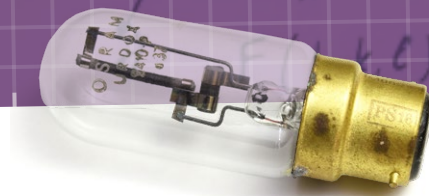
yttrium, cerium en europium. Hoewel deze op papier weinig giftig lijken, is het ontbreken van uitgebreide toxicologische data toch wat minder geruststellend.

### Patriottisme

Naast voornoemde giftige stoffen bevat vooral het oudere spul soms zelfs radioactieve stoffen. Zo zijn filamenten van buizen soms gecoat met onder andere thoriumoxide of gemaakt uit een thorium/wolfraam-legering, ook het filament van de magnetron van uw microgolfoven dus. Uranium is dan weer terug te vinden in de vorm van uraniumdioxide in de vroegere 'Urdox' PTC-weerstanden (figuur 3) en als uraniumglas in bepaalde buizen. Er is trouwens een hele waslijst aan radioactieve vacuümbuizen, radarbuizen, overspanningsbeveiligingen en gasgevulde vonkbruggen [6]. Je kan het zo gek niet bedenken en ook



Figuur 2. Kwikdampgelijkrichter (bron: Wikipedia / Timberwind / Public Domain).



Figuur 3. Urdox PTC-weerstand (foto: Ilse Joostens).

fluorescentielampen, TL-starters, metaalhalielampen en zelfs nixiebuizen kunnen radioactief materiaal bevatten.

Industriële sensoren zoals diktemeters, concentratiemeters of sensoren om het vochtgehalte van materialen te meten bevatten soms eveneens radioactieve stoffen. De kans dat u hiermee in aanraking komt is niet zo groot. Dat is anders met de (thans verboden) ionisatierookmelders. Heel vroeger waren er exemplaren met radium-226 maar recentere exemplaren bevatten americium-241. Moet ik weer denken aan die man die per ongeluk de radioactieve bron uit zo'n rookmelder heeft opgerookt met een cannabis-vaporizer. High is hij er niet van geworden maar het had naar verluidt wel een vreemd smaakje [7].

Ook de Sovjet-Unie had vroeger eigen rookmelders, maar patriottisch als ze waren was Americium-241 een no-go, dus gebruikten ze maar reactor-grade plutonium en nog niet zo weinig ook, tot wel 18,5 MBq in de KI-1 rookmelder [8]. Nu was de elektronica toen nog niet erg gevoelig en was een sterke bron nodig, maar het blijft een bevreemdend idee dat een dergelijk ding gewoon boven je hoofd hing in vele overheidsgebouwen.

Ik hoop dat ik u geen slapeloze nachten heb bezorgd, in de praktijk valt het best allemaal wel mee zo lang u geen vreemde dingen uitspookt of niet teveel magische rook inademt. Het is wel een probleem voor arbeiders die e-afval recycleren, dus laat dit een pleidooi zijn voor meer duurzame elektronische producten. ◀

230411-03

### WEBLINKS

- [1] PFAS: chips' poisonous ingredient that doesn't go away: <http://www.euractiv.com/section/digital/news/pfas-chips-poisonous-ingredient-that-doesnt-go-away/>
- [2] Wikipedia: Brominated flame retardant: [https://en.wikipedia.org/wiki/Brominated\\_flame\\_retardant](https://en.wikipedia.org/wiki/Brominated_flame_retardant)
- [3] Environews Focus – Beryllium: A Chronic Problem: <https://ehp.niehs.nih.gov/doi/pdf/10.1289/ehp.94102526>
- [4] YouTube – bigclivedotcom: Selenium rectifiers - the smelliest components ever: <https://www.youtube.com/watch?v=OOA1NaoKV6I>
- [5] YouTube – Kempton Steam Museum: The Mercury Arc Rectifiers: <https://www.youtube.com/watch?v=YhaQqgXrMMU>
- [6] YouTube – AE Laboratories: Radioactive Vacuum Tubes: <https://www.youtube.com/watch?v=m-6-aJv7GCI>
- [7] YouTube – That Chemist: Somebody Vaped a Smoke Detector: <https://youtu.be/14UggnpN39w?t=627>
- [8] Special Nuclear Material: Analysis of Soviet smoke detector plutonium: <https://carlwillis.wordpress.com/2017/02/07/analysis-of-soviet-smoke-detector-plutonium/>

# Biedt cellulair het laagste stroomverbruik voor IoT?

energie-eisen van LTE-M en NB-IoT in LPWAN-implementaties

**Stuart Cording (Elektor)**

Bij het aanpakken van je volgende IoT-project is het de moeite waard om eens te kijken naar het cellulaire LPWAN-aanbod. Hoewel LoRaWAN op papier weinig stroom lijkt te verbruiken, hebben onderzoekers bij echte implementaties grote variaties in accu-gebruiksduur gezien. LTE-M en NB-IoT zijn beide zeer concurrerend als het aankomt op het stroombudget; ze bieden daarnaast nog een reeks andere voordelen. Maar, zoals bij alle goede dingen, zijn er daar ook uitdagingen.

Het vermogen van mobiele netwerken om wereldwijde connectiviteit te bieden werd me aan het begin van deze eeuw duidelijk. Ik genoot als passagier van zakenreis door de Zwitserse Alpen toen een collega belde met de vraag om een presentatie voor een vergadering met een klant. Met mijn vertrouwde Ericsson T68i op het dashboard, een vroege Bluetooth-handset, en mijn laptop tussen mijn knieën, begon ik snel met het verzenden van het bestand via de razendsnelle 115 kbps van GPRS. Toegegeven, het kostte diverse pogingen omdat de verbinding in tunnels wegviel. Toch gaf de mogelijkheid om waar dan ook met de wereld verbonden te zijn aan dat het tijdperk van grenzeloze draadloze connectiviteit was aangebroken.

## Een eerste glimp van het IoT

Dankzij Bluetooth was de telefoon ook aanspreekbaar via een terminalvenster zoals de oude bekabelde modems die vervangen waren door DSL-technologie. Dat betekende dat een microcontroller die Bluetooth aankon en wat software die AT-commando's afhandelde alles was wat nodig was om verbinding te maken met de wereld. We waren het Internet der Dingen (IoT) aan het implementeren; we wisten het toen alleen nog niet. Nu, 20 jaar later, is het IoT ingeburgerd en hebben we nog betere mobiele netwerken. Maar we zullen waarschijnlijk moeite hebben om een product of toepassing te noemen die geen smartphone of tablet is die gebruik

maakt van mobiele telefonie voor dataconnectiviteit.

Een van de uitdagingen rond de aanvaarding kan de verwarring zijn die het hele cellulaire IoT-ecosysteem heeft met zijn nomenclatuur, waardoor het een uitdaging is om te weten wat je moet kiezen en waarom. Op het hoogste niveau zijn we nu gewend aan de overgang van 4G naar 5G, maar deze marketingkreten zijn alleen relevant voor consumenten en bedrijven voor smartphone- en hogesnelheids-dataverbindingen. Voor toepassingen met lagere datasnelheden die gebruikt worden in machinecommunicatie zijn er aparte standaarden om rekening mee te houden.

## Cellulair IoT met hogere datasnelheid

De eerste is LTE-M, wat staat voor Long-Term Evolution Machine Type Communication. Dit valt uiteen in twee actuele standaarden, LTE Cat M1 en LTE Cat M2. Het 3rd-Generation Partnership Project (3GPP) definieert deze standaarden, waarbij nieuwe mogelijkheden worden geratificeerd in 'releases'. Zo maakte LTE Cat M1 deel uit van Release 13 in 2015 en LTE Cat M2 van Release 14 in 2017. Cat M1 biedt 1 Mbps uplink en downlink, terwijl Cat M2 ongeveer 7 Mbps uplink en 4 Mbps downlink biedt. Beide ondersteunen full- en half-duplex (**figuur 1**). Ter vergelijking: 5G-smartphonenetwerken bieden gemiddeld ongeveer 100 Mbps [1].

Een deel van het voordeel van een lagere datasnelheid is de geringere energiebehoefte van LTE-M hardware. Volgens de 3GPP-specificatie was het doel om tien jaar te kunnen werken op een batterij van 5 Wh. Hoewel die levensduur haalbaar is, merkt Brian Ray [2], een ingenieur die nu bij Google werkt, op dat het bereiken van een zendvermogen van 23 dBm tijdens een uplink, het hoogst ondersteunde niveau, resulteert in piekstromen van ongeveer 500 mA. Dit vormt een niet onbelangrijke ontwerpuitdaging.

De dekking is ook beter dan bij standaard LTE dankzij een hogere Maximum Coupling Loss (MCL). Deze waarde definieert het punt waarop een draadloos systeem zijn vermogen verliest om zijn service te leveren. In een studie van Sierra Wireless [2] werd een MCL tot 164 dB voor LTE Cat-M1 vastgesteld, een aanzienlijke verbetering ten opzichte van de 142 dB van legacy LTE en veel beter dan de 155,7 dB die 3GPP zichzelf ten doel had gesteld. In termen van capaciteit betekent dit betere connectiviteit binnen gebouwen, wat belangrijk is voor slimme metrologietoepassingen waar het gebouw een penetratieverlies van 50 dB kan veroorzaken, en een beter bereik buiten.

Net als smartphones ondersteunt LTE-M ook mobiele data, wat betekent dat je apparaat continu verbinding maakt met de dichtst-



	LTE-M		NB-IoT	
	LTE Cat M1	LTE Cat M2	LTE Cat NB1	LTE Cat NB2
3GPP Release	Release 13	Release 14	Release 13	Release 14
Peak Uplink Rate	1 Mb/s	7 Mb/s	66 kb/s	160 kb/s
Peak Downlink Rate	1 Mb/s	4 Mb/s	26 kb/s	127 kb/s
Voice over LTE	yes	yes	no	no
Duplex	full / half	full / half	half	half
Latency	<15 ms	<15 ms	<10 s	<10 s

*Figuur 1. LTE-M biedt mobiel IoT met hogere datasnelheden en VoLTE, terwijl NB-IoT zich richt op statische toepassingen.*

bijzijnde zendmast, waardoor het ideaal is voor sensoren die bederfelijke goederen onderweg bewaken of wagenparken volgen. Bovendien, als je af en toe spraak nodig hebt als onderdeel van het systeem, zoals in een brandalarmpaneel of een bewakingssysteem voor ouderen, is Voice over LTE (VoLTE) inbegrepen. Tot slot zou LTE-M met een latentie van minder dan 15 ms een toepassing kunnen ondersteunen die op een mens lijkt te reageren.

### Cellulair voor stationaire IoT-nodes

De alternatieve IoT-technologie voor mobiele telefonie is NB-IoT. Deze komt ook in twee smaken. LTE Cat NB1 werd geformaliseerd in Release 13, terwijl LTE Cat NB2 sinds Release 14 bestaat. NB-IoT is gericht op stationaire toepassingen, zoals slimme meters in de landbouw, weerstations of sensorimplementaties bij waterzuiveringsinstallaties, omdat het geen zendmast-wisseling of VoLTE ondersteunt (**figuur 2**). In plaats daarvan is er een piek in het stroomverbruik wanneer het apparaat zichzelf registreert bij de dichtstbijzijnde zendmast, waarna de draadloze module in een slaapmodus kan gaan in de wetenschap dat hij, wanneer hij wakker wordt, verder kan gaan waar hij gebleven was.

NB-IoT datasnelheden zijn veel lager dan die van LTE-M. LTE Cat NB1 haalt 26 kbps downlink en tot 66 kbps uplink, terwijl LTE Cat NB2 127 kbps haalt in de downlink en ongeveer 160 kbps in de uplink. In tegenstelling tot LTE-M ondersteunt NB-IoT alleen de half-duplex modus. De latentie is ook veel groter, met een typische 1,6...10 s. Gezien het beoogde gebruik zal het echter geen probleem zijn om na ontvangst van sensorgegevens te reageren met een nieuwe actuatorinstelling voor het raam van een kas of een waterzuiveringssluis. Er moet ook worden opgemerkt dat dit een veel betere latentie is dan concurrerende low-power wide area networking-technologieën (LPWAN) zoals LoRaWAN [4] en Sigfox [5].

### Low-power IoT met cellulair

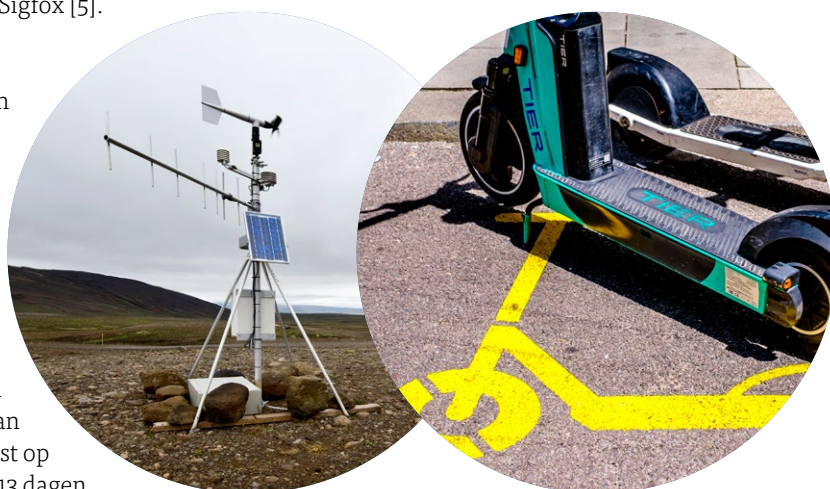
Energie is een van de belangrijkste vereisten voor een IoT-toepassing, omdat deze voornamelijk gebruik zal maken van batterijen of accu's of een andere hernieuwbare energiebron, zoals een zonnepaneel. Beide draadloze technologieën ondersteunen verschillende energiezuinige modi om ontwikkelaars opties te bieden om de levensduur van de batterij te verbeteren. De eerste hiervan is PSM, of Power Saving Mode. Hiermee kan de applicatie de cellulaire radiomodule in een diepe slaapstand plaatsen, wat in de meeste gevallen resulteert in een stroomverbruik van een paar microampère. Het apparaat stelt de zendmast op de hoogte van zijn voornemen en kan vervolgens tot 413 dagen in slaapstand blijven. Gedurende deze tijd is er geen manier om gegevens door te geven aan het apparaat. Wanneer het ontwaakt, hoeft het zich echter niet aan te melden bij de gsm-mast.

De volgende modus is eDRX, of extended Discontinuous Reception. Deze lichtere slaapstand bespaart tot 40 minuten stroom met LTE-M of tot drie uur met NB-IoT. Het ontwaken uit de slaapstand gaat ook sneller dan bij PSM. Ondanks deze energiebesparende opties zijn ze niet altijd op alle locaties beschikbaar. De configuratie is afhankelijk van de apparatuur van de serviceprovider [6], wat betekent dat de levensduur van de batterij in het ene land korter kan zijn dan in andere landen omdat er niet over een instelling kan worden onderhandeld. Het gebruik van een serviceprovider die een roaming-SIM aanbiedt, kan de toegang tot deze energiezuinige functies ook beperken [7].

Omdat de implementatie van cellulair IoT zo varieert en afhankelijk is van zoveel factoren, is het geen wonder dat het zoeken naar richtlijnen voor stroomverbruik een gebed zonder einde is. Vaker wel dan niet levert een Google-zoekopdracht pagina's op met de bewering '10 jaar batterij-levensduur', schijnbaar voor zowel LTE-M als NB-IoT en zonder details over de capaciteit van de batterij.

### Cellulair internet in het lab

Gelukkig hebben teams van verschillende instituten de tijd genomen om het stroomverbruik te bestuderen. Hun resultaten geven enig houvast over wat we kunnen verwachten en laten zien hoe cellulair IoT presteert in vergelijking met de alternatieven. Tan [8] vergelijkt bijvoorbeeld LoRa en NB-IoT. In het experiment worden MQTT-pakketten verzonden die elk 50 bytes aan gegevens bevatten. Bij een optimale configuratie en goede verbindingstandigheden vereist NB-IoT ongeveer 200 mJ per transactie. LoRa daarentegen biedt de ontwikkelaar meer controle over de transmissieconfiguratie door een spreidingsfactor (SF) in te stellen.



*Figuur 2. Mobiele toepassingen, zoals het delen van e-scooters, zijn beter gediend met LTE-M. Een statische toepassing, zoals een weerstation, profiteert van het lagere stroomverbruik van NB-IoT (bron: Shutterstock).*





Bij SF7 is de bitsnelheid hoger, wat minder zendtijd betekent, terwijl bij SF12, de laagste instelling, de zendtijd het langst is bij de overdracht van hetzelfde aantal bytes. Het risico is echter dat SF7 het bereik te veel verkleint voor een succesvolle overdracht, wat betekent dat de gegevensuitwisseling moet worden herhaald. Tijdens het testen vereiste SF7 slechts 100 mJ per transactie. Een verhoging naar SF12 deed het verbruik echter toenemen tot 250 mJ. De conclusie is dat met een batterij van 3000 mAh, LoRa met SF7 meer dan 32 jaar zou kunnen werken, maar bij gebruik van SF12 wordt dat teruggebracht tot iets minder dan 13 jaar. Ter vergelijking: NB-IoT zou iets minder dan 20 jaar kunnen werken. Aangezien LoRa onder reële omstandigheden de SF- en andere transceiverconfiguratie (bandbreedte) zou moeten aanpassen om succesvolle gegevensoverdracht te behouden, kan een dergelijke variatie in de levensduur van de batterij als te riskant worden beschouwd.

### Vergelijking met LoRaWAN

Dit risico wordt ook benadrukt in onderzoek van een team aan de Universiteit van Antwerpen [9]. In hun conclusie stellen ze ook dat, terwijl LoRaWAN het laagste stroomverbruik had onder gecontroleerde laboratoriumomstandigheden, wat wijst op een toepassingsduur van jaren, 'met real time [sic] deployment dit wordt gereduceerd tot een paar maanden'. Ze testten NB-IoT ook naast Sigfox en DASH7 [10]. Hoewel DASH7 onder dezelfde omstandigheden zelfs een beter stroomverbruik bood dan LoRaWAN, vermoedde het team dat NB-IoT nog steeds de betere optie zou kunnen zijn, ondanks het iets hogere stroomverbruik. NB-IoT kan simpelweg meer mogelijkheden bieden wanneer rekening wordt gehouden met alles wat een IoT-toepassing vereist, zoals beschikbaarheid, latentie, dekking, beveiliging, robuustheid en doorvoer. Draadloze technologie is de afgelopen twintig jaar gedemocratiseerd dankzij CMOS-radiotransceivers, sterk geïntegreerde radiomodules en piepkleine antennes. Zelfs de softwarestacks zijn vaak vrij beschikbaar. Ontwerpers werken echter vaak alleen aan de eind-node en vertrouwen op anderen voor de infrastructuur waarmee ze verbinding maken. Ondanks de alomtegenwoordigheid en het gebruiksgemak van mobiele LTE-netwerken voor smartphone-gebruikers, kan hetzelfde niet gezegd worden van degenen die erop hopen te vertrouwen voor IoT.

### Niet voor zwakke zenuwen

Voor niet-ingewijden is het een uitdaging om betrouwbare richtlijnen te vinden over wat cellulair IoT wel en niet kan doen, of belangrijke energiebesparende functies wereldwijd beschikbaar zijn en hoe de beschikbaarheid ervan kan worden bepaald. Hierdoor lijkt cellulair IoT op het arme broertje van de smartphone-industrie. Het recente nieuws dat Vodafone zijn bedrijf dat zich richt op IoT-diensten wil verkopen, helpt dit beeld niet te verbeteren. Hoewel ze vorig jaar 150 miljoen IoT SIM-aansluitingen verkochten [11], maakt die divisie slechts 2% uit van hun inkomsten uit services. Hoewel uit onderzoek blijkt dat cellulair IoT concurrerend is op het gebied van stroomverbruik en levensduur van de batterij in vergelijking met alternatieve LPWAN-oplossingen, heeft het nog steeds zijn zwakke punten. Aangezien de netwerkinfrastructuur van sommige providers en in sommige landen niet altijd en overall energiebesparende ondersteuning implementeert, zullen ingenieurs zich duidelijk ongemakkelijk voelen bij het beloven van waarden voor de batterijlevensduur die aantrekkelijk zijn voor klanten. Wat duidelijk is, is dat elke LPWAN-benadering nadelen heeft en dat ontwerpteam ze allemaal moeten afwegen op basis van elk gebruiksscenario. En het lijkt erop dat er ook een gezonde hoeveelheid onderzoekstijd nodig is om, voor zover mogelijk, de LPWAN-oplossingen die het beste bij de behoeften lijken aan te sluiten, kritisch te vergelijken. ◀

230376-03

### Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de auteur via [stuart.cording@elektor.com](mailto:stuart.cording@elektor.com) of naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).

### WEBLINKS

- [1] "5G vs 4G: What's the difference?" EE Limited, September 2020: <https://bit.ly/3MTuUYd>
- [2] B. Ray, "What is LTE-M?," Medium, May 2017: <https://bit.ly/45QDq2U>
- [3] G. Vos et al., "Coverage Analysis of LTE-M Category-M1," Sierra Wireless, January 2017: <https://bit.ly/3OYpoGG>
- [4] "What are LoRa and LoRaWAN?" The Things Network: <https://bit.ly/43EgYc5>
- [5] Sigfox website: <https://sigfox.com/>
- [6] "PSM and eDRX: Power saving in cellular LPWAN - possibilities and limitations," 1NCE GmbH: <https://bit.ly/43p6a10>
- [7] P. Marshall, "Sleeping Battery: How eDRX and PSM Can Save Energy in LPWA IoT Edge Devices," Eseye, May 2021: <https://bit.ly/3Ne1WUh>
- [8] L. Tan, "Comparison of LoRa and NB-IoT in Terms of Power Consumption," KTH Royal Institute of Technology, January 2020: <https://bit.ly/43mXrwl>
- [9] R. K. Singh et al., "Energy Consumption Analysis of LPWAN Technologies and Lifetime Estimation for IoT Application," Sensors (Basel, Switzerland), August 2020: <https://bit.ly/3qvfm7>
- [10] Website van de DASH7 Alliance: <https://www.dash7-alliance.org/>
- [11] M. Kleinman, "Vodafone dials up sale of stake in £1bn Internet of Things unit," Sky UK, May 2023: <https://bit.ly/3MQZUb7>



# Draadloze communicatie in IoT-systemen met Arduino MKR-modules

het juiste board voor WiFi, LoRa en andere standaarden

Transfer Multisort Elektronik Sp. z o.o.

In dit artikel presenteren we een kort overzicht van enkele Arduino development kits uit de MKR-familie, bedoeld voor snelle prototypes van IoT-apparaten die draadloos communiceren conform standaarden zoals WiFi/Bluetooth, LoRaWAN/Sigfox, GSM/3G of NB-IoT.

Een van de grootste problemen waarmee de markt voor IoT-apparatuur [1] momenteel te kampen heeft, is de enorme versnippering. De veelheid aan apparaten en communicatie-protocollen maakt het erg moeilijk om een uniform en functioneel systeem te bouwen als u besluit om componenten van verschillende fabrikanten te gebruiken. Er zijn vele oorzaken voor deze versnippering en die hebben niet altijd te maken met de wens van ontwerpers om hun eigen gelicentieerde oplossingen door te drukken.

Het begrip IoT omvat vele soorten apparaten. Het kan bijvoorbeeld gaan om kleine meetsensoren die worden gevoed uit alterna-

tieve energiebronnen en die uitwisseling van een kleine hoeveelheid gegevens over lange afstanden vereisen, maar ook om externe camera's die in realtime beelden met een hoge resolutie verzenden. De specificatie van het ontworpen apparaat dwingt de ontwerpers dus om de juiste draadloze communicatie-technologie te kiezen die past bij de eisen die het ontworpen apparaat met zich meebrengt. U moet onder andere denken aan de levensduur van de batterijen, het communicatiebereik en de hoeveelheid verzonden gegevens. Inspelend op de marktbehoeften zorgen de fabrikanten van development kits (waaronder het Arduino-platform [2]) ervoor dat hun

portfolio de behoeften van de ontwerpers van IoT-apparaten zoveel mogelijk dekt. In dit artikel presenteren we een kort overzicht van geselecteerde development kits van Arduino uit de MKR-familie die zijn ontwikkeld met het oog op snelle prototypen van IoT-apparaten die gebruik maken van draadloze communicatie conform standaarden als Wifi/Bluetooth, LoRaWAN/Sigfox, GSM/3G en NB-IoT.

## Wifi/Bluetooth: Arduino MKR 1000/1010

Communicatie in de ISM-frequentieband (2,4 GHz) met behulp van de standaarden WiFi en Bluetooth functioneert al enkele jaren

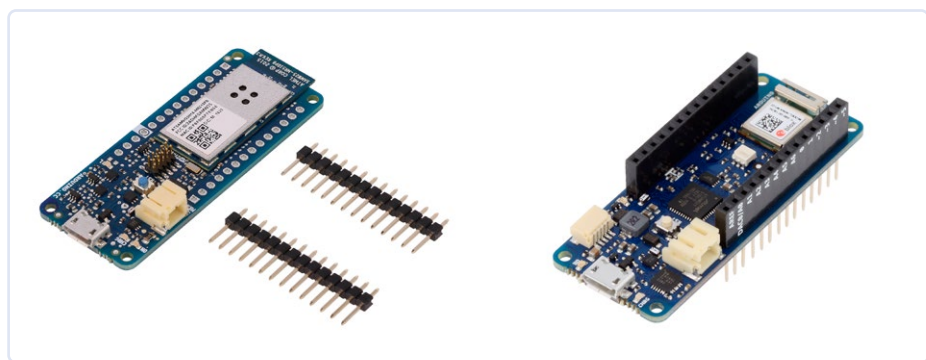
op de markt van IoT-apparaten. Voor snelle implementatie van hardware- en software-prototypes met WiFi-communicatie heeft Arduino de development kits Arduino MKR WiFi 1000 [3] en MKR WiFi 1010 [4] ontwikkeld. De eerstgenoemde is gebaseerd op de ATSAMW25-module [5], met microcontroller SAMD21, radio WINC1500 [6] en het autorisatiesysteem ECC508 [7]. De MKR 1010-versie is uitgerust met de radiomodule NINA-W102 van u-blox [8] die Bluetooth/BLE-communicatie biedt. Aan de softwarekant stelt Arduino voor de MKR WiFi 1000-module de WiFi101-bibliotheek ter beschikking die WEP en WPA2 personal encryptie ondersteunt. Voor de MKR WiFi 1010-module (en andere kits die zijn gebaseerd op de u-blox-module NINA-W102, waaronder Arduino NANO 33 IoT [9]) heeft de fabrikant de WiFiNINA-bibliotheek ontwikkeld, maar ook een reeks voorbeeldapplicaties van integratie met de cloud-services Android IoT Cloud en Azure, AWS IoT Core, Google Firebase en Blynk.

### LoRaWAN en Sigfox: Arduino MKR WAN 13x0 en FOX 1200

De dynamische ontwikkeling van IoT-systemen heeft geleid tot een groeiende belangstelling voor 'slimme steden'. Helaas heeft de communicatie via Wifi/Bluetooth/BLE een lokaal karakter en voldoet deze niet aan alle eisen voor 'Smart City'-projecten (die uitgebreide netwerken van vervuilingssensoren, monitoring van het waterpeil of bezetting van parkeerplaatsen omvatten). Een mogelijke oplossing voor deze problemen is het gebruik van een van de twee populairste communicatiestandaarden op het gebied van LPWAN-netwerken (Low Power Wide Area Network) – LoRaWAN of Sigfox, die het verzenden van een kleine hoeveelheid gegevens over grote afstanden mogelijk maken. Met het oog op snelle prototyping van apparaten met LoRa/LoRaWAN-communicatie hebben de Arduino-ontwerpers de development kits MKR WAN 1300 [10] en zijn opvolger MKR WAN 1310 [11] ontwik-

keld. Beide modules zijn gebaseerd op de Atmel SAMD21-microcontroller die ook is gebruikt in andere modules uit de Arduino MKR-reeks, maar ook op de radiomodule Murata CMWX1ZZABZ. De nieuwste versie van de module is bovendien uitgerust met 2 MB flashgeheugen, een nieuw acculaadsysteem en voedingsschakelingen die zijn geoptimaliseerd voor een laag energieverbruik. De MKR WAN 13x0-modules werken samen met de door de fabrikant ter beschikking gestelde Arduino IoT Cloud. De geboden oplossingen worden gecompleteerd door Arduino Pro Gateway LoRa Connectivity [12] die is geoptimaliseerd voor de MKR WAN 1310-modules.

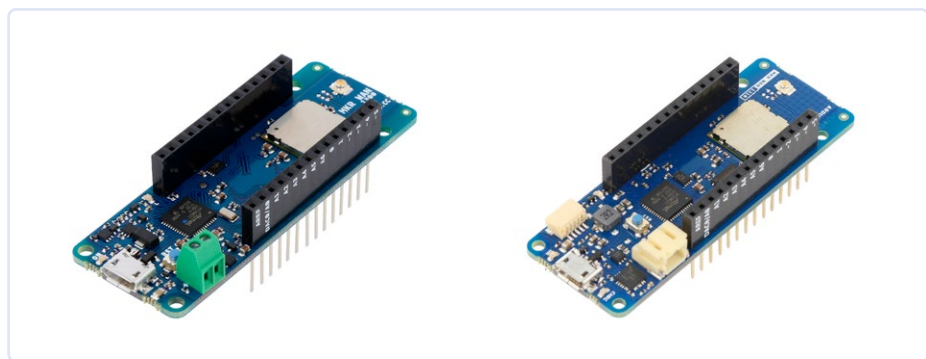
Een interessant alternatief voor LoRa/LoRaWAN-communicatie is de Sigfox-standaard met speciale nadruk op de communicatie van de knooppunten naar de access gateway. Uit het aanbod van Arduino is de MKR FOX 1200-module [13] beschikbaar voor ontwerpers. Deze is opgebouwd rond



Figuren 1 en 2. De Arduino MKR WAN 1000-module (links) en de MKR WAN 1010-module (rechts).



Figuur 5. De Arduino MKR FOX 1200-module voor communicatie via het Sigfox-netwerk.



Figuren 3 en 4. De Arduino MKR WAN 1300-module (links) en de MKR WAN 1310-module (rechts).



Figuur 6. De Arduino MKR GSM 1400-module voor communicatie via het GSM/3G-netwerk.



de Atmel SAMD21-microcontroller. De Microchip Smart RF ATA8520 is verantwoordelijk voor de radiocommunicatie, en is afgestemd op de Europese ISM-frequentie van 868 MHz.

### GSM/3G: Arduino MKR GSM 1400

Tegenwoordig is zelfs een uitgebreid LoRa/LoRaWAN mesh-netwerk niet in staat om wereldwijde dekking te bieden. In het geval van IoT-projecten die communicatie binnen een vrijwel onbegrensd gebied vereisen, is het de beste oplossing om gebruik te maken van de GSM/3G-standaard. Voor communicatie via GSM/3G heeft Arduino de MKR GSM 1400-module [14] ontwikkeld die is uitgerust met de SARA-U210 modem van u-blox en het autorisatiesysteem ECC508 van Microchip om mechanismen te implementeren voor de veiligheid van de communicatie. De ingebouwde GSM-modem zorgt voor dekking van communicatie in de banden GSM 850 MHz, E-GSM 1900 MHz, DCS 1800 MHz en PCS 1900 MHz.

Om het proces van software-ontwikkeling te stroomlijnen, stelt de fabrikant de MKRGSM-bibliotheek ter beschikking (die de programmeur verlost van het aansturen van de module met low-level AT-commando's), samen met een uitgebreide reeks voorbeelden (waaronder GPRS-communicatie, het ontvangen en verzenden van tekstberichten

en ondersteuning van spraakoproepen). De MKR GSM 1400-module kan zowel met de Arduino IoT Cloud als met alternatieve cloud-oplossingen overweg (Google IoT Cloud, Blynk en SORACOM Air IoT). De fabrikant heeft hiervoor een reeks voorbeeldimplementaties gemaakt.

### Narrowband IoT: Arduino MKR NB 1500

In een beknopte beschrijving van geselecteerde communicatiestandaarden voor apparaten voor het internet der dingen, mogen oplossingen op basis van de Narrowband IoT-standaard (NB-IoT) niet ontbreken. Voor communicatie maken zij gebruik van de gelicentieerde 800 MHz LTE-band. Net als de LoRaWAN- en Sigfox-oplossingen maakt NB-IoT deel uit van de LPWAN-netwerken, waarmee stabiele communicatie in grote gebieden is gegarandeerd met behulp van energiebesparende radiomodules, zodat jarenlang gebruik met batterijvoeding mogelijk is. Hiermee is het een alternatief voor LoRaWAN- en Sigfox-communicatie in oplossingen uit het 'Smart City'-segment.

Voor snelle prototypering van end nodes in de NB-IoT standaard heeft Arduino de MKR NB 1500-kit [15] ontwikkeld die is uitgerust met de SARA-R410M-02B-module van u-blox [16] die LTE Cat M1/NB1-communicatie mogelijk maakt in de banden 1, 2, 3, 4,



Figuur 7. De Arduino MKR NB 15-module voor communicatie via Narrowband IoT-netwerken.

5, 8, 12, 13, 18, 19, 20, 25, 26 en 28. Bovendien is de MKR NB 1500-kit uitgerust met het ECC508-authenticatiesysteem van Microchip [17], aansluitingen voor MicroSIM-kaarten, een laadcontroller voor LiPo-accu's en een connector voor een externe antenne. ◀

230468-03

#### Transfer Multisort Elektronik Sp. z o.o.

Headquarters  
 ul. Ustronna 41  
 93-350 Łódź, Poland  
 export@tme.eu  
 www.tme.eu/en

## WEBLINKS

- [1] Internet of Things: [https://www.tme.eu/nl/katalog/embedded-systemen-en-iot\\_113611/](https://www.tme.eu/nl/katalog/embedded-systemen-en-iot_113611/)
- [2] Arduino: <https://tinyurl.com/45zwxmhm>
- [3] MKR1000 WIFI: <https://tinyurl.com/2fhsu5zy>
- [4] MKR WIFI 1010: <https://tinyurl.com/3eszhy4z>
- [5] Module ATSAMW25: <https://tinyurl.com/yck73ukt>
- [6] Radiospor WINC1500: <https://tinyurl.com/2p8zrevu>
- [7] Autorisatiesysteem ECC508: <https://tinyurl.com/4vbk8j9n>
- [8] u-blox: [https://www.tme.eu/nl/linecard/p,u-blox\\_1320/](https://www.tme.eu/nl/linecard/p,u-blox_1320/)
- [9] Arduino NANO 33 IoT: <https://tinyurl.com/muhvwcfk>
- [10] MKR WAN 1300: <https://tinyurl.com/2s3n3aur>
- [11] MKR WAN 1310: <https://tinyurl.com/4rzc74b4>
- [12] Arduino Pro Gateway LoRa Connectivity: <https://tinyurl.com/yzv4ysk8>
- [13] MKR FOX 1200: <https://tinyurl.com/22h7pexa>
- [14] MKR GSM 1400: <https://tinyurl.com/2k7ayy5u>
- [15] MKR NB 1500: <https://tinyurl.com/4rjb3bpk>
- [16] Module SARA-R410M-02B: <https://tinyurl.com/2p9sj66m>
- [17] Microchip Technology: [https://www.tme.eu/nl/linecard/p,microchip-technology\\_632/](https://www.tme.eu/nl/linecard/p,microchip-technology_632/)

# AC-verliezen in magnetische componenten

voorkom hete spoelen!

George Slama (Würth Elektronik)

Een van de vele problemen waarmee een ontwerper van een voeding te maken krijgt, is de onverwachte oververhitting van een zorgvuldig geselecteerde inductieve component. Dit onverklaarbare gedrag kan verwarring en frustratie veroorzaken en de druk verhogen om het project op tijd en binnen het budget af te ronden. Het nauwkeurig inschatten van wisselstroom-verliezen is een complex gebeuren en vereist sterke zenuwen. Gelukkig is er een eenvoudiger oplossing.

Hoewel ze er oppervlakkig beschouwd vaak eenvoudig uitzien, is de ontwikkeling van een voeding een complex project met veel tegenstrijdige eisen die worden opgelegd door de eindgebruiker en verschillende regelgevende instanties. De eindgebruiker wil de kosteneffectiefste oplossing, vaak in een compact ontwerp en met een zo hoog mogelijke betrouwbaarheid. Regelgevende instanties stellen eisen voor isolatie en kruipwegen, wat resulteert in grotere componenten. De ontwerper moet een brede kennis hebben op vele gebieden, waaronder elektrische en mechanische theorie en regeltheorie. Daarnaast is er het mysterie van elektromagnetisme, waarbij onzichtbare krachten inwerken op materialen om energie op te slaan of om te zetten, gebaseerd op oude cryptische formules uit het verleden. Geen wonder dat een ontwerper snakt naar simpeler oplossingen om de juiste magnetische component te selecteren. Een buck converter is een goed voorbeeld omdat het de meest gebruikte topologie is voor spanningsverlaging in niet-geïsoleerde schakelingen. Het streven naar kleinere afmetingen wordt bereikt door de schakelfrequentie te verhogen. Hierdoor kunnen

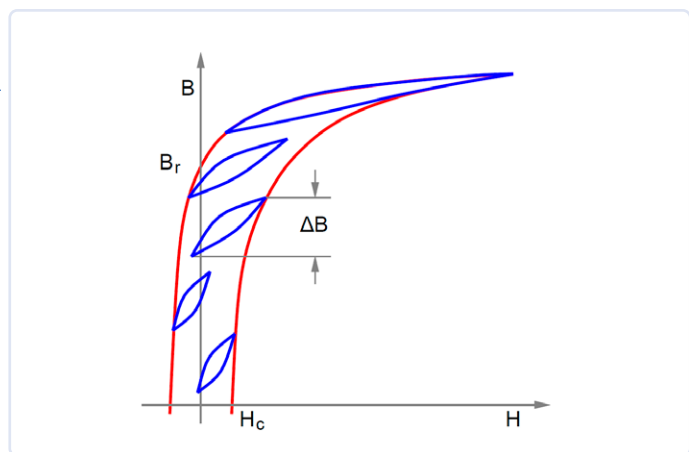
passieve componenten zoals spoelen en condensatoren kleiner worden gedimensioneerd, omdat de energieopslag per cyclus lager is. De grootte van deze componenten is evenredig met hun energie-opslagcapaciteit. Het verkleinen van de afmetingen verkleint echter het oppervlak dat beschikbaar is voor het afvoeren van warmte, waardoor het thermische ontwerp kritischer wordt. Er zijn twee oorzaken van verliezen in magnetische componenten: de wikkelingen en de kern. Beide kunnen verder worden onderverdeeld in subtypes (tabel 1).

## Wat zijn kernverliezen?

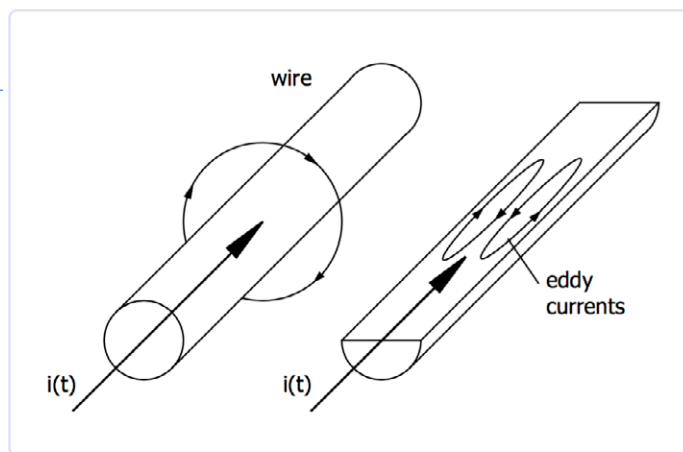
De oorzaak van kernverliezen door hysteresis ligt in de beweging van de magnetische dipolen en de verplaatsing van de domeingrenzen van het kernmateriaal bij hoge verzadigingsstromen. Wanneer een zachtmagnetisch materiaal wordt beïnvloed door een extern magnetisch veld (stroom in een spoel of een magnetisch veld in de buurt), gaan de magnetische dipolen in de domeinen, die kunnen worden voorgesteld als kleine magnetische regio's met elementaire magneten in het materiaal, zich naar het veld richten. Dit kost

energie en tijd. Wanneer de externe invloed wordt weggenomen, heroriënteren de magnetische dipolen zich en springen de verschoven domeinen terug, maar niet volledig. Wanneer de richting van de stroom verandert, keren de magnetische polen in de domeinen hun richting om, maar niet volledig. De energie van dit 'terugveren' wordt teruggegeven aan het systeem, terwijl de rest wordt verbruikt als arbeid voor de verplaatsing van de domein-zones en wordt omgezet in warmte. Hoe hoger de frequentie, hoe meer elementaire magneten in de domeinen en domeinzones per seconde worden verplaatst, wat exponentieel meer energie vereist. De beweging van de magnetische dipolen is ook evenredig met de fluxverandering. Hoe groter de fluxverandering, hoe meer beweging en energie er nodig is, die niet volledig wordt teruggewonnen. Het oppervlak binnen de BH-curve vertegenwoordigt het energieverlies per cyclus.

Wervelstroomverliezen treden op wanneer wisselstromen door een geleider stromen en er, volgens de wet van Faraday, een spanning wordt geïnduceerd in aangrenzende geleiders die evenredig is met de veranderingssnelheid van het magnetische veld. De kern zelf gedraagt zich als een wikkeling. Ferrietmateriaal bestaat uit geïsoleerde magnetische deeltjes die ondanks hun hoge weerstand geleidend zijn bij hoge frequenties. Deze 'dynamische weerstand' neemt exponentieel af met toenemende temperatuur. Kortere stijgtijden leiden tot hogere spanningen. Pulsen met een hogere spanning veroorzaken exponentieel grotere verliezen volgens de formule  $P = (V^2 \cdot D) / R$  ( $D$  = duty cycle,  $R$  = weerstand).



Figuur 1. Secundaire lussen op verschillende posities langs de hoofdlus. Ze hebben allemaal dezelfde piek-piek flux-amplitude. Het lus oppervlak komt overeen met het hysteresis-kernverlies per cyclus.



Figuur 2. Wisselstromen induceren een magnetisch veld dat wervelstromen in tegengestelde richtingen veroorzaakt. Hierdoor wordt de stroom in het midden opgeheven en in de buitenste gebieden versterkt.

Afhankelijk van de topologie moet bij het schatten van de AC-verliezen ook rekening worden gehouden met het effect van de DC-bias. Hoewel een statische stroom geen beweging van de magnetische dipolen in de domeinen veroorzaakt, zorgt een wisselstroom met een DC-bias ervoor dat de complete hystereselus verschuift langs de BH-curve (figuur 1). Metingen laten zien dat de invloed klein is bij lage DC-stromen, maar dat er een significante toename in verliezen is bij hogere waarden. Wanneer het kernmateriaal bijna verzadigd is en bijna alle magnetische dipolen gericht zijn, is er meer energie nodig om de resterende magnetische dipolen van de domeinen uit te richten. Conventionele methoden voor het berekenen van AC-kernverliezen houden hier geen rekening mee, wat tot verrassingen kan leiden.

Tot slot wordt het verschil tussen de berekende verliezen en de gemeten verliezen de overtolige verliezen genoemd. Deze worden onder andere veroorzaakt door relaxatie-effecten, te veel wervelstromen, strooiverliezen en andere, minder bekende verschijnselen.

### Wat zijn verliezen in de wikkeling?

De DC-verliezen in de wikkeling zijn het resultaat van de DC-weerstand van de gebruikte geleider. Dit is eenvoudigweg de gemeten DC-weerstand vermenigvuldigd met het de DC-stroom in het kwadraat,  $P = I^2 \cdot R$ . De AC-verliezen in de wikkeling bestaan uit skineffect-verliezen en hoofdzakelijk proximity-verliezen van het AC gedeelte van de stroom door de wikkeling.

Het *skineffect* wordt veroorzaakt door het feit

dat bij hoge frequenties de stroomdichtheid niet langer constant is over de doorsnede van de geleider, omdat de stroom wordt verplaatst naar het oppervlak van de geleider als gevolg van de beperkte inductantie. De geleider kan worden beschouwd als een bundel van een oneindig aantal afzonderlijke dunne geleiders waarvan de inductanties op elkaar inwerken en de stroom tegenwerken (wet van Lenz). Aan het buitenoppervlak van de geleider is de som van deze interacties lager dan in het inwendige van de geleider als gevolg van wervelstromen (figuur 2), waardoor de stroomdichtheid in de richting van het inwendige van de geleider exponentieel afneemt.

Het skineffect, zoals het meestal wordt gedefinieerd, is alleen van toepassing op een enkele geleider in de vrije ruimte, ver weg van andere geleiders. Dit is niet het geval in spoelen of transformatoren, waar normaal gesproken veel windingen en lagen draad zijn die dicht gewonden zijn.

Het *proximity-effect* beschrijft de invloed van naburige magnetische velden op de stromen in een geleider. Er zijn twee effecten: naburige draden met dezelfde stroomrichting stoten elkaar af (de velden daartussen heffen elkaar op), waardoor de stroomdichtheid aan de binnenzijden afneemt (figuur 3a). Naburige draden met tegengesteld gerichte stromen trekken elkaar aan (de velden daartussen worden opgeteld), waardoor de stroomdichtheid aan de binnenzijden toeneemt, terwijl de tegenoverliggende zijden aanzienlijk minder stroom voeren (figuur 3b).

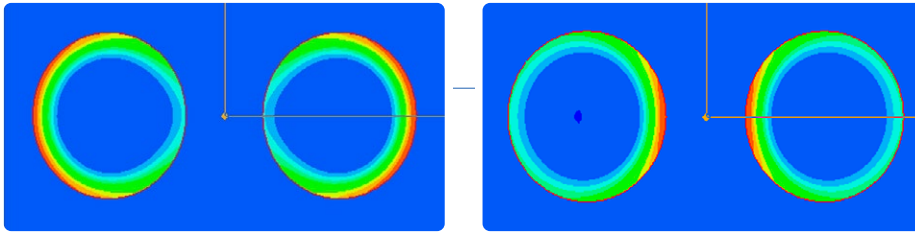
In transformatoren stroomt de stroom in dezelfde richting binnen een wikkeling, maar in tegenovergestelde richting tussen primaire en secundaire windingen. In spoelen met één wikkeling stroomt de stroom slechts in één richting. Het aantal lagen heeft een grote invloed op de verliezen van AC-voerende windingen, vooral in smoorspoelen, omdat

Tabel 1. Soorten verliezen en de variabelen die daarop invloed hebben.

Bron van verlies	Stroom	Soort verlies	Beïnvloed door
kern	AC	Hysteresis	hysteresis kernmateriaal, temperatuur, golfvorm, permeabiliteit
		wervelstromen	aangelegde spanning, duty cycle, weerstand, permeabiliteit, permittiviteit
	DC-bias	hysteresis	verschuiving van de hysteresecurve, vervorming van kleine lussen, topologie-afhankelijk
		overige	onverklaarde verliezen *
wikkeling	DC	resistief	materiaal, temperatuur
	AC	skineffect	frequentie, signaalgolfvorm (harmonisch), temperatuur, positie van de wikkeling *
		proximity-effect	frequentie, signaalgolfvorm (harmonisch), positie van de wikkeling, aantal lagen, temperatuur, fluxlekage, laagopbouw van de windingen (lekinductantie)

\* zie tekst





Figuur 3. Stroom in aangrenzende draden. Links: stroom in dezelfde richting. Rechts: stroom in tegengestelde richting. Rood staat voor hoge stroomdichtheid, blauw voor lage dichtheid.

met elke laag de MMF (magnetomotorische kracht) toeneemt en niet wordt geannuleerd door een secundaire wikkeling. Met elke extra laag nemen de verliezen exponentieel toe, omdat de magnetomotorische kracht het product is van de magnetische flux en de magnetische weerstand (reluctantie). Dit is de reden waarom enkellaags, randgewikkelde vlakdraadspoelen (ook bekend als spiraalgewikkelde spoelen) zo populair zijn in toepassingen met spoelen voor grote stromen. De stroom, AC of DC, vloeit nog steeds langs het pad van de minste weerstand, dat wil zeggen de binnendiameter, maar de extra proximity-verliezen ten gevolge van meerdere lagen worden geëlimineerd.

## Spoelen selecteren met REDEXPERT

In de loop der jaren heeft Würth Elektronik eiSos duizenden metingen uitgevoerd aan de verliezen van spoelen uit zijn portfolio onder echte bedrijfsomstandigheden – blokvolgen,

duty cycle, DC-bias, rimpelstroom en temperatuur. Dit uitgebreide databestand van totale AC-verliezen omvat alle effecten van ontwerpmethoden, draadtypes, kernmaterialen en excitatie-golfvormen. Het is niet nodig om lange en ingewikkelde berekeningen uit te voeren waarbij vaak informatie ontbreekt, of om te proberen verliezen te modelleren met netwerken van weerstanden, spoelen en condensatoren om simulaties uit te voeren voor elke mogelijke keuze.

De REDEXPERT online-tool voor spoelkeuze van Würth Elektronik eiSos (figuur 4), biedt gemakkelijke toegang tot deze gegevens en biedt tevens de mogelijkheid om onmiddellijk verschillende spoelen te vergelijken. U kunt het convertertype selecteren en de belangrijkste bedrijfsomstandigheden invoeren om een lijst met geschikte spoelen te verkrijgen. Sorteert en selecteer de spoelen die aan uw eisen voldoen, inclusief grootte, hoogte en vorm. Pas eenvoudig de bedrijfsomstandigheden aan om de extreme waarden van uw

ontwerp te controleren. De grafieken tonen direct het volledige vermogensbereik, inclusief temperatuureffecten. Hierdoor kan de gebruiker de eigenschappen van elke spoel naar eigen tevredenheid vergelijken. Download vervolgens alleen het bestand met de meest geschikte spoel en bestel tegelijkertijd gratis monsters.

REDEXPERT slaat uw werk automatisch op door te klikken op het share-pictogram in de bovenste menubalk, waar een unieke URL wordt getoond. Sla het op in uw ontwerpboek, e-mail het naar uzelf of naar een collega om het te delen. De weergave die u ziet wordt exact gereproduceerd wanneer u die opnieuw nodig hebt. 

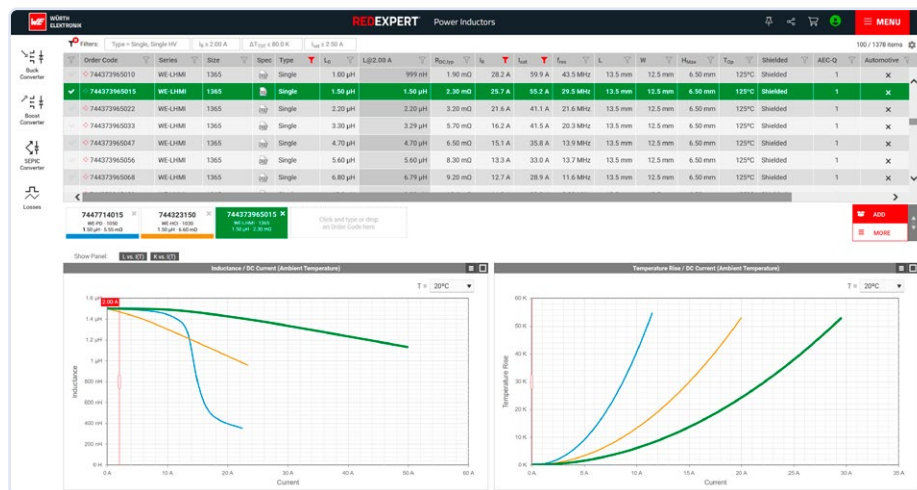
230470-03



## Over de auteur

George Slama heeft gedurende zijn meer dan 40-jarige carrière transformatoren ontworpen en ermee gewerkt. Zijn ontwerpervaring varieert van milliwatt audio- en telecommunicatie-transformatoren tot ferroresonantie-, radar-, hoogspannings-, kleine driefasen-, hoogfrequente schakel- en LTCC-transformatoren en -spoelen. Zijn werk omvatte kwaliteitscontrole, geautomatiseerd testen en productietechniek, evenals alle aspecten van de ontwikkeling en het ontwerp van schakelende voedingen.

Slama heeft talloze seminars gegeven over het ontwerpen van elektromagnetische componenten op conferenties in de VS en Europa. Momenteel werkt hij als Senior Application and Content Engineer bij Würth Elektronik, waar hij toepassingsadviezen en hulpmiddelen ontwikkelt om ontwerpers van voedingen te helpen hun elektromagnetische problemen op te lossen.



Figuur 4. De tabellen en diagrammen in REDEXPERT maken een snelle en nauwkeurige vergelijking van spoelen mogelijk.

## WEBLINKS EN LITERATUUR

- [1] Baguley, C., Carsten, B. Madawala, "The Effect of DC Bias Conditions on Ferrite Core Losses," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, No. 2, February 2008;
- [2] Barbisio, E., Fiorillo, F., Ragusa, C., "Predicting Loss on Magnetic Steels Under Arbitrary Induction Waveform and With Minor Hysteresis Loops," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 40, No. 4, July 2004;
- [3] Online simulation platform REDEXPERT: <https://redexpert.we-online.com/>

# Meten voor optimale cloud-connectiviteit

Stuart Cording, voor Mouser Electronics

Met de komst van het Internet of Things (IoT) en Industry 4.0 zijn veel traditionele ingebedde systemen uitgebreid met cloud-technologie. Realtime-computing, zoals voor de besturing van robotarmen of transportbanden, is gekoppeld aan servers die gebruiksgegevens verzamelen en evalueren. Met in wezen onbeperkte opslag en een enorme verwerkingskracht kunnen preventief onderhoud, analyses van energieverbruik en andere beoordelingen worden uitgevoerd – iets wat voorheen een uitdaging was om op grote schaal te implementeren. Deze systemen maken vaak gebruik van machine learning-technologie om de gegevens te analyseren en trends te voorspellen. Hoewel veel hiervan nog science fiction lijkt, lopen er al veel projecten om de technische uitdagingen te onderzoeken. Eén voorbeeld is Audi, dat samen met Ericsson een demonstratie gaf van realtime-robotarmbesturing met behulp van de ultrabetrouwbare low-latency 5G-communicatie (URLLC) voor fabrieksautomatisering [1].

## Locatie-onderzoek voor draadloze connectiviteit

Kabels aanleggen voor connectiviteit is een dure en lastige zaak, en bovendien bepalend voor het installatiepunt van de apparatuur. Dit druist in tegen de huidige trend van productieflexibiliteit, waar bij de inrichting van fabrieken rekening wordt gehouden met nieuwe use-cases die draadloze connectiviteit vereisen. In andere toepassingen, zoals autonoom geleide voertuigen (AGV's), is draadloos de

enige optie. Voordat dergelijke systemen worden uitgerold, is het verstandig om de locatie eerst te onderzoeken voor een beter begrip van het telecomlandschap. Hoewel telecomaandieners dekingskaarten verstrekken, kan de situatie ter plaatse sterk afwijken, vooral binnen een gebouw.

Testapparatuur, zoals de Siretta SNYPER-LTE Spectrum (EU) [2] geeft gebruikers een draagbare, hoog presterende spectrumanalyzer die locatie-onderzoek vereenvoudigt (figuur 1). Het apparaat is gericht op mobiele netwerken in de EU en wordt geleverd in een praktische draagtas met schuimrubber sorteervakken. Naast de spectrumanalyzer bevat de kit een multiregionale net- en autolader, evenals USB- en RF-kabels. Verder worden twee korte antennes meegeleverd, één voor universele 4/3/2G netwerken en één speciaal voor 2600 MHz LTE. Een derde richtantenne ondersteunt directionele liveSCAN-metingen. Om de metingen te kunnen uitvoeren, moeten de gebruikers over een geactiveerde SIM met 4G-ondersteuning beschikken.

De SNYPER-LTE Spectrum kan single-point surveys uitvoeren van een locatie om de kenmerken van het netwerk te verzamelen, inclusief mobiele toepassingen en signaalsterkte. De geïntegreerde batterij is goed voor 48 uur aan afzonderlijke surveys (uitgaande van 20 surveys per dag) of tot 15 uur continu gebruik voor een liveSCAN-survey. Het apparaat biedt tevens opslagruimte voor de resultaten van 50 surveys.



Figuur 1. De SNYPER-LTE Spectrum levert een schat aan gegevens die de selectie van antennes en de optimale locatie voor mobiele draadloze apparatuur vergemakkelijkt.

LiveSCAN-metingen bouwen voort op single-point surveys om meer gedetailleerde analyses te genereren. De spectrumanalyzer kan met behulp van de standaardantenne binnen het gebouw worden verplaatst om hotspots met optimale signaalsterkte te bepalen. Door over te schakelen naar de richtantenne kan de gebruiker de richting met de grootste signaalsterkte vinden. Aan de hand van deze gegevens wordt vervolgens de optimale antennekeuze en de beste locatie voor draadloze cellulaire apparatuur bepaald. De resultaten worden weergegeven op een scherm of gedownload in CSV- (kommagescheiden) en HTML-formaat voor rapportage en documentatie.

## Ontwikkeling van testsystemen in de L-band

Complexe RF-testsystemen zijn steeds eenvoudiger te ontwikkelen met behulp van SDR's (software-defined radio) dankzij hun RF-front-ends van hoge kwaliteit in combinatie met configureerbare hardware, zoals FPGA's. De BittWare RFX-8440 [3] is een RFSoc



Figuur 2. De RFX-8440 biedt een uiterst configureerbare L-band capture-kaart die geschikt is voor RF-test- en meet- of grootschalige uitroltoepassingen.

(radio frequency system-on-chip) datacapture-kaart die zich richt op toepassingen in de L-band (1...2 GHz). De kaart wordt gebruikt voor uiteenlopende toepassingen, zoals GPS, telecommunicatie, luchtvaart en astronomie. De capture-kaart (**figuur 2**) koppelt een Xilinx Zynq UltraScale+ ZU43 RFSoC met een analoog front-end voorzien van een ruisarme signaalbewerking met variabele versterking (-40 dBm tot 0 dBm) vóór de digitizers. Er zijn ook andere front-end configuraties beschikbaar, die het ingangsbereik uitbreiden tot 4 GHz. In totaal zijn er vier 14-bit 5 GSPS ADC's en vier 14-bit 10 GSPS DAC's, aangevuld met klok-, referentie- en triggersignalen. Naast de programmeerbare logica biedt de RFSoC een quad-core Arm Cortex-A53 en een dual-core Arm Cortex-R5. De kaart beschikt over PCIe-functies, maar kan ook stand-alone worden gebruikt dankzij Ethernet-, USB- en DisplayLink-interfaces. Verdere uitbreiding is mogelijk via de 8-kanaals OCulink-poort die PCIe Gen4 x8 biedt, een aansluiting voor NVMe-opslag of dual 100 Gbit netwerken. Testsystemen vereisen programmeerbare schakelaars, zodat RF-signalen naar de juiste poorten worden doorgestuurd. De BittWare capture-kaart wordt gecompleteerd door Teledyne's programmeerbare RF-multiplexer T3SP-D4MX-BUNDLE [4] met een bandbreedte van DC tot 10 GHz en fase-matching. Het apparaat wordt geleverd met twee

fase-matched ( $\pm 2$  ps), 8-inch (20 cm) kabels voor de ingangen en acht fase-matched kleur-gecodeerde 24-inch (60 cm) kabels voor de uitgangen. De twee kanalen bieden elk 1:4 schakelaars plus een niet-aangesloten optie als standaardkeuze bij het inschakelen. De multiplexer kan worden aangestuurd via een USB 2.0-interface met een DLL in C/C++, C# en Python, of worden geïntegreerd in ontwikkelingsomgevingen, zoals LabVIEW en MatLab. Er is ook een eenvoudig software-programma beschikbaar voor handmatige bediening (**figuur 3**). Elk kanaal biedt 1 miljard schakelcycli dankzij RF MEMS-schakelaars.

### Klaar voor de cloud

Uiteraard zijn er nog genoeg machines zonder cloud-integratie. Maar omdat gegevensanalyse optimale besluitvorming mogelijk maakt, zoeken veel fabrikanten retrofit-oplossingen voor data-capture. De DFRobot DAM-3918 [5] met zijn acht kanalen analoge ingangen kan analoge sensorgegevens delen via de optisch geïsoleerde RS485-interface met gebruik van het Modbus RTU-protocol. Met een nauwkeurigheid van  $\pm 1\%$  is hij geschikt voor gebruik met 2-, 3- en 4-draads zenders en omvormers (bijvoorbeeld 0...5 V, 4...20 mA). Alle 12-bit ingangskanalen zijn afzonderlijk configureerbaar, met 50 SPS voor één kanaal en 400 SPS in totaal. De voeding moet worden geleverd door een 18...30 VDC-bron.

### Oscilloscopen en data-acquisitie op afstand

Nu krachtige laptops volop verkrijgbaar zijn en regelmatig gebruikt worden door ontwikkelaars, hebben leveranciers van test- en meetapparatuur een breed scala aan compacte desktop-oscilloscopen geïntroduceerd die voor het weergeven van metingen vertrouwen op een computer-monitor. Dit geeft ontwikkelaars de beschikking over krachtige analoge front-ends voor een minimale investering, terwijl een reeks geavanceerde functies voor analyse en het decoderen van protocollen is geïntegreerd. Digilent's Analog Discovery Pro 3000 [6] is zo'n meetinstrument, verkrijgbaar in 2-kanaals uitvoering (ADP3250) en 4-kanaals uitvoering (ADP3450).

Naast de 14-bit, 0,5 GSPS analoge ingangen zijn er 16 digitale I/O's en een programmeerbare digitale voeding. De Discovery Pro 3000 vormt in combinatie met de WaveForms-software [7] van Diligent tevens een golfvormgenerator, spectrumanalyzer en netwerk analyzer, om maar een paar functies te noemen. Elk instrument kan worden bestuurd met een JavaScript-code of via de WaveForms SDK (software development kit) in C/C++, C#, Visual Basic of Python.

Uniek is de Linux Mode, waarmee het apparaat stand-alone werkt als een krachtige hardware-testoplossing. In combinatie met de WaveForms-SDK maakt deze terminal-gebaseerde modus het creëren en programmeren van aangepaste tests of toepassingen mogelijk. De resultaten kunnen worden gestreamd via de ethernet-interface of worden opgeslagen in de lokale buffers, waar ruimte is voor miljoenen datapunten.



Figuur 3. De Teledyne T3SP-D4MX biedt een 2-kanaals DC tot 10 GHz 1:4 multiplexer die bestuurbaar is via een DLL of de WinD4MX.exe GUI.



Figuur 4. De test- en meetapparatuur Smart Bench Essentials van Keysight is ontworpen voor bediening en samenwerking op afstand en combineert traditionele werking met cloud-connectiviteit.



## De werkbank wordt slimmer


Hoewel de op een laptop aangesloten testapparatuur veel te bieden heeft in klein formaat, maakt het de werkbank ook onoverzichtelijker. Het wordt daarnaast lastiger om de computer te gebruiken voor e-mail, het schrijven van rapporten en de onvermijdelijke videoconferenties. Smart Bench Essentials [8] van Keysight Technologies is een serie traditionele, stapelbare test- en meettools met connectiviteit op industriële niveau, ruim bemeten displays van 7 inch (18 cm) en mogelijkheden om metingen te delen.

De serie bestaat uit 2- en 4-kanaals oscilloscopen, een 5½-digitaal multimeter, 1- en 2-kanaals willekeurige-golfvormgeneratoren en een programmeerbare voeding met drie uitgangen (figuur 4). Met de stacking kit kan de benodigde ruimte op de werkbank worden geminimaliseerd. De BenchVue-software zorgt voor data-registratie en -analyse. De grootste attractie is echter de PathWave Lab Management-software. Managers en trainers kunnen via bekabeld Ethernet of WiFi verbonden apparatuur monitoren, firmware-updates uitrollen of de meettools op afstand beschikbaar maken via de cloud.

## Testen en meten voor cloud-connectiviteit

Cloud-connectiviteit blijft toenemen in de markten waar technici zich op richten en waarvoor ze ter plekke inzicht nodig hebben in het draadloze landschap, geavanceerde en configureerbare RF-testbenaderingen of

oplossingen die oudere, nog steeds bruikbare productieapparatuur geschikt kunnen maken voor de cloud. Oscilloscopen zonder beeldscherm kunnen dankzij hun programmeerbaarheid worden omgebouwd tot zeer veelzijdige tools voor tests en dataregistratie op afstand. Ook deze zijn in staat hun metingen te streamen naar cloud-platforms voor verdere analyse. Tot slot biedt zelfs traditionele losse testapparatuur geavanceerde en robuuste connectiviteit, waardoor efficiënt laboratoriumbeheer, delen van metingen en cloud-gebaseerde controle mogelijk zijn.

Het lijkt erop, hoe je het ook bekijkt, dat er voor iedere situatie een cloud-benadering beschikbaar is voor testen en meten. 

230458-03

### Mouser Electronics

ESP 222  
5633 AC Eindhoven  
Nederland  
+31 88 1300 700  
nederlands@mouser.com



### Over de auteur

Stuart Cording is een freelance journalist die hier schrijft voor Mouser Electronics. Hij is gespecialiseerd in videocontent en is gefocust op technische diepgang en inzicht. Hierdoor is hij vooral geïnteresseerd in de technologie zelf, hoe deze past in eindtoepassingen, en in voorspelling van toekomstige ontwikkelingen.

Mouser Electronics is een geautoriseerde distributeur van halfgeleiders en elektronische componenten, gericht op de introductie van nieuwe producten van haar toonaangevende fabrikantenpartners.

## WEBLINKS

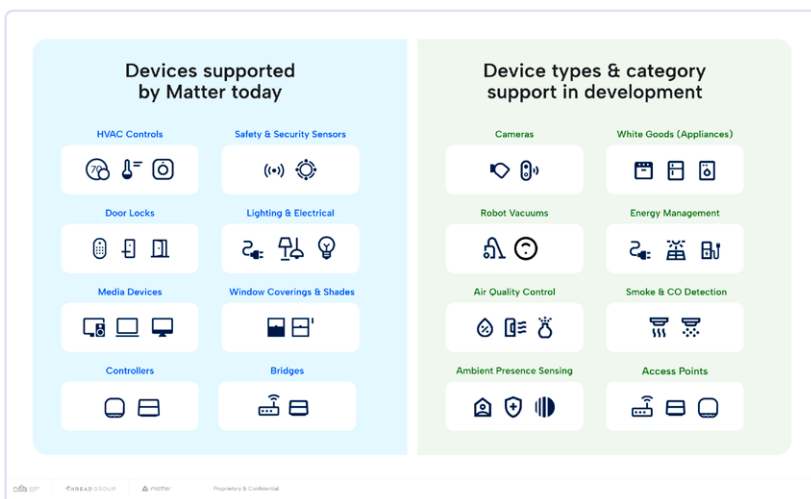
- [1] 5G voor fabrieksautomatisering: <https://www.ericsson.com/en/news/2020/2/5g-for-factory-automation>
- [2] Siretta SNYPER-LTE Spectrum: <https://bit.ly/46DLXqf>
- [3] BittWare RFX-8440: <https://eu.mouser.com/new/test-measurement/bittware-rfx-8440>
- [4] T3SP-D4MX-BUNDLE: <https://bit.ly/3D0q476>
- [5] DFRobot DAM-3918: <https://bit.ly/3D3gPTC>
- [6] Digilent Analog Discovery Pro 3000: <https://bit.ly/3PR8XMR>
- [7] Digilent WaveForms : <https://digilent.com/shop/software/digilent-waveforms/>
- [8] Keysight Smart Bench Essentials: <https://bit.ly/3JRekaP>

# Matter-implementatie: wat is er nodig om Matter-apparaten in te zetten?

Sujata Neidig, NXP Semiconductors

Matter is eigendom van de Connectivity Standards Alliance (CSA) en is een universeel en open IoT-protocol, een gemeenschappelijke taal, waardoor smart home-apparaten met elkaar kunnen samenwerken, ongeacht merk en smart home-platform (Amazon, Apple, Google, Samsung SmartThings enzovoort). Matter verwijdert gesloten platformen en brengt interoperabiliteit zodat consumenten flexibiliteit en keuze hebben in de apparaten die ze kopen en erop kunnen vertrouwen dat ze naadloos samenwerken. Zie voor een dieper inzicht in Matter het artikel *Matter – Making Smart Homes Smarter* [1]. Matter legt ook de lat hoger wat betreft beveiliging. Elk Matter-apparaat moet zijn identiteit kunnen bewijzen en authenticeren dat het een Matter-gecertificeerd apparaat is voordat het toegelaten wordt tot het Matter-netwerk. Zodra het apparaat op het netwerk zit, wordt alle communicatie versleuteld. Zie voor een diepere duik in de Matter-beveiliging het artikel *Matter – Making Smart Homes More Secure* [2].

Figuur 1. Matter breidt de apparaattypen uit (bron: Connectivity Standards Alliance - CSA).

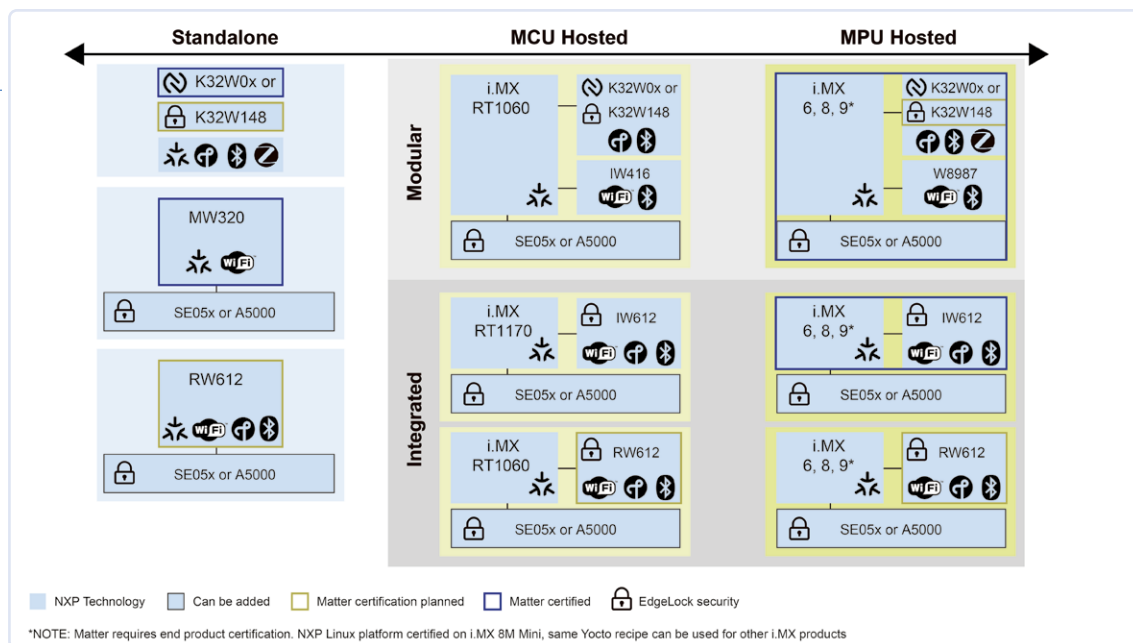


## Matter-apparaattypen

Matter betreft hoe apparaten met elkaar communiceren, het definieert de karakteristieken en mogelijkheden van apparaten op applicatieniveau. Bij de lancering ondersteunde Matter zeven categorieën apparaten; het zal worden uitgebreid tot veel meer zoals te zien is in **figuur 1**. CSA-leden stimuleren de uitbreiding van Matter naar meer apparaattypen.

## Ontwerpoverwegingen

Matter stelt de ontwerper voor een aantal overwegingen die geëvalueerd moeten worden om systemen te ontwerpen, de componenten te selecteren en te plannen hoe de beveiliging moet worden geïmplementeerd. Eerst moet een ontwerper beslissen welke functionaliteit het apparaat nodig heeft op basis van het Matter-apparaatype, de bijbehorende applicatieclusters en de functies die buiten Matter nodig zijn. Dit betreft bijvoorbeeld de gebruikersinterface en de doelstellingen voor het energieverbruik (zoals netvoeding of batterijvoeding, batterijgrootte en levensduur enzovoort). Vervolgens moet de ontwikkelaar de connectiviteitseisen bepalen. Als IP-gebaseerde technologie ondersteunt Matter momenteel WiFi, Thread en Ethernet, en apparaten kunnen een of meer van deze opties gebruiken. WiFi is bij uitstek geschikt voor gebruikssituaties met een grote bandbreedte, zoals het streamen van audio of video, terwijl Thread vooral geschikt is voor gebruikssituaties met kleine bandbreedte waarbij betrouwbaarheid en laag energieverbruik prioriteit hebben. Naast connectiviteit moet de ontwerper bepalen welke functie(s) het apparaat zal ondersteunen, zoals Thread Border Router, Matter Commissioner, Matter Controller, Matter Bridge enzovoort. De laatste stap is het beoordelen van de beveiligingsvereisten van de applicatie bovenop wat Matter definieert. Een slim deurslot zou bijvoorbeeld beveiligingen tegen fysieke aanvallen kunnen implementeren. Zodra deze vereisten in kaart zijn gebracht, is het tijd om de systeemarchitectuur te bepalen (**figuur 2**):



Figuur 2.  
Systeemarchitectuur-  
opties voor Matter-  
apparaten: standalone  
en hosted (bron: NXP  
Semiconductors).

- > **standalone:** een enkele MCU wordt gebruikt om de toepassing en draadloze connectiviteit te implementeren. Dit is een ideale architectuur voor eenvoudigere apparaattypen waar kosten, afmetingen en verbruik een rol spelen;
- > **hosted:** een host-MPU of -MCU wordt gebruikt om de toepassing te implementeren met een aparte draadloze MCU of transceiver die de hardware voor de radio aan boord heeft. Deze architectuur wordt gebruikt voor complexere apparaattypen die uitgebreidere gebruikersinterfaces hebben en/of meerdere netwerken en functies ondersteunen.

NXP biedt een portfolio van Matter Development Platforms aan om de veelheid aan apparaattypen en gebruikssituaties te dekken. Deze platforms omvatten de belangrijkste componenten die nodig zijn voor het totale systeem: verwerking, connectiviteit en beveiliging. Bezoek [3] voor meer informatie.

### Implementatie van een Matter-apparaat

Certificering is de volgende stap na het ontwerpen van het apparaat, en is essentieel voor het leveren van interoperabiliteit. Bovendien levert certificering de licentie om de technologie royalty-free te gebruiken en de rechten om de technologiebadges te gebruiken. De CSA biedt een certificeringsprogramma voor Matter dat testscripts, hulpmiddelen en diensten (via geautoriseerde testlaboratoria) omvat om te helpen bij het proces, inclusief de eis van afhankelijke certificering, die de certificering van de gebruikte onderliggende technologieën valideert – Thread, Wi-Fi en Bluetooth. Opmerking: deze technologieën

zijn eigendom van andere normalisatie-instituten die elk weer verschillende lidmaatschapsopties bieden. Omdat Matter op de applicatie-laag zit, moet elk Matter-apparaat de Matter-certificering doorlopen. Pre-testen kan gedaan worden door de ontwerper met behulp van tools die door CSA worden geleverd. Daarna brengt de ontwerper het apparaat naar een ATL en vraagt de certificering aan bij CSA. CSA zal de Matter-certificering en de afhankelijke certificeringen bevestigen en het certificerings-ID uitgeven. Het apparaat wordt dan toegevoegd aan de lijst met gecertificeerde producten van CSA en de Distributed Compliance Ledger. Aangezien Thread een netwerklaag is die meestal niet wordt gewijzigd door de applicatie, ondersteunt het certificeringsprogramma van Thread Group certificering door gelijksoortigheid. Als het apparaat een Thread Certified-component gebruikt (van de gekozen halfgeleiderleverancier) en geen wijzigingen aanbrengt in de firmware, kan certificering worden toegekend via een schriftelijke applicatie zonder gebruik te maken van een ATL. De laatste stap is het opzetten van een productiefLOW voor het verkrijgen en voorzien van een Device Attestation Certificate (DAC) in elk apparaat. NXP's EdgeLock 2GO-service is een CSA-goedgekeurde Matter Product Attestation Authority die NXP in staat stelt om Matter-DAC's via de cloud te leveren aan de productielocaties van klanten. Het product kan dan op de markt worden gebracht en deel uitmaken van de autonome thuiservaring voor consumenten! En verbeteringen en nieuwe patches voor beveiligingslekken kunnen naadloos aan gebruikers worden geleverd via draadloze updates. ◀

230488-03

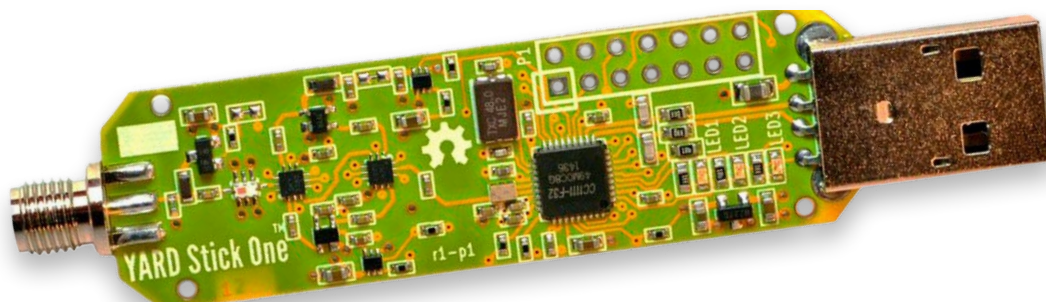
### WEBLINKS

- [1] Matter – Making Smart Homes Smarter: <https://www.nxp.com/webapp/sps/download/preDownload.jsp>
- [2] Matter – Making Smart Homes More Secure: <https://www.nxp.com/webapp/Download?colCode=MATTERSMRTHOMEWP>
- [3] Matter – NXP Semiconductors: <http://www.nxp.com/matter>



# YARD Stick One

sub-1 GHz draadloos testtool



Wim Ton (Ierland)

De YARD Stick One is een compacte 'hardware defined radio' die kan zenden en ontvangen in de UHF-band. Het is een soort breakout-board met een USB-interface om het gebruik op hosts zoals een PC of een Raspberry Pi mogelijk te maken. De YARD Stick One wordt geleverd met USB-software die is voorgeïnstalleerd in de 8051-core. De radio wordt bestuurd door een paar dozijn configuratieregisters te beschrijven, maar de Python-middleware kan veel van de details abstraheren.

Het belangrijkste voordeel van de YARD Stick One van Great Scott Gadgets is dat het een van de goedkopere apparaten is (vergeleken met de HackRF [1] of LimeSDR [2]) die ook kan zenden en min of meer 'plug and play' is, terwijl gewone, goedkope tools zoals de RTL SDR-dongles alleen kunnen ontvangen.

Aangezien alle low-level functies zijn geïmplementeerd in de vorm van een CC1111-chip [3], is het gebruik van de radio een kwestie van het correct schrijven van de configuratieregisters. De CC1111 is gericht op complexe Layer 2-protocollen, met functies zoals syncwords, framing, interleave en scrambling. Aangezien de CC1111 is ontworpen als een SoC voor commerciële RF-toepassingen, is het gebruik van de YARD Stick One voor signaalanalyse zeer beperkt.

Tenzij het te testen systeem een vergelijkbare SoC gebruikt, is het minder frustrerend en goedkoper om een SDR te gebruiken.

De YARD Stick One wordt alleen ondersteund door *rfcat*, op Python gebaseerde middleware die de meest gebruikte opties abstraheert in een soort beschrijvende methode. Voor fijnafrekening biedt *rfcat* ook directe registertoegang.

Bij levering is het apparaat een print zonder behuizing die met de nodige zorg moet worden behandeld. Behuizingen van derden zijn beschikbaar.

De term 'sub-1 GHz' is een beetje (te) breed; de YARD Stick One is beperkt door zijn TI CC1111-radio, die de lagere UHF ISM-banden dekt: 300...928 MHz. Met name de 13,56 MHz band, die wordt gebruikt voor RFID, wordt niet bestreken.

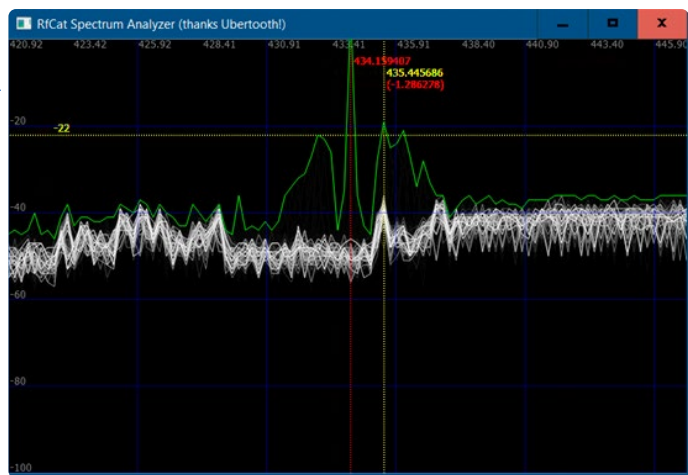
De YARD Stick One werkt iets stabielere onder Linux dan onder Windows 10. Windows herkent het apparaat vaak helemaal niet, maar onder Linux lukt het meestal met herhaaldelijk loskoppelen en insteken van het apparaat.

## Installatie van de software

Voor het gebruik van de YARD Stick One is een goed begrip van OSI-lagen 1 en 2 vereist. Enige kennis van Python en bekendheid met het beoogde besturingssysteem is ook nuttig om installatieproblemen op te lossen. De software die wordt aanbevolen in de Elektor-store [4] werd geïnstalleerd onder Windows 10, Kali en Ubuntu 18.

De installatie van *rfcat* [5] onder Linux met Python 3.10 werkte goed. Het enige verschil met de documentatie was dat *rfcat* gestart moet worden met

```
./rfcat
```



*Figuur 1. Spectrumweergave in rfcats.*

Als je een 'Error in resetup()' krijgt, koppel dan het apparaat los en steek het opnieuw in.

Windows 10: installeer Python niet via Microsoft Store, omdat dit de bestandsrechten in de war schopt; installeer handmatig voor alle gebruikers. Daarnaast moet je invoeren:

```
pip install Cython
```

Installeer in ieder geval met admin-privileges (zie waar de Linux-instructies [sudo](#) vereisen). En zorg ervoor dat je een VC > 14 hebt geïnstalleerd.

Vereiste aanpassing als je een foutmelding krijgt over 'collections not callable': voeg `.abc` toe in `C:\Program Files\Python310\Lib\site-packages\pyreadline\py3k_compat.py` op regel 8:

```
return isinstance(x, collections.abc.Callable)
```

Er wordt gezegd dat *pyreadline* alleen nodig is voor Windows.

Installeer de driver *libusb-win32*. De eenvoudigste manier is waarschijnlijk met *Zadig* [6], dat meestal wordt geleverd met SDR#. Als het apparaat afwezig is, krijg je de uitzondering 'No Dongle Found' van *rftcat*. Bij een 'ChipconUsbTimeoutException' moet de tool loskoppelen en opnieuw insteken. Al met al is de installatie en het gebruik onder Windows 10 een beetje lastiger dan onder Linux. Je moet `setmodeIDLE()` aanroepen aan het einde van het script, anders zal er een 'device not found' fout optreden bij de volgende maal opstarten.

De controller die in de CC1111 wordt gebruikt is een MCS51-variant en heeft SDCC (Small Device C Compiler) [7] versie 3.5 of lager nodig. Het vereist enig handwerk tijdens de installatie, aangezien de huidige versie 4.x is. Veel gebruikers zullen echter gewoon de *rfcat*-firmware gebruiken.

## Gebruik van de YARD Stick One

De CC1111-radio doet al het low-level werk, het toevoegen en verwijderen van pre- en postambles, syncwoorden, CRC, plus modulatie en demodulatie. De radio moet volledig geconfigureerd worden voor gebruik, aangezien de resetconfiguratie nutteloos is. Het schrijven van een klein Python-programma zoals beschreven in [8] bespaart een hoop typewerk en fouten.

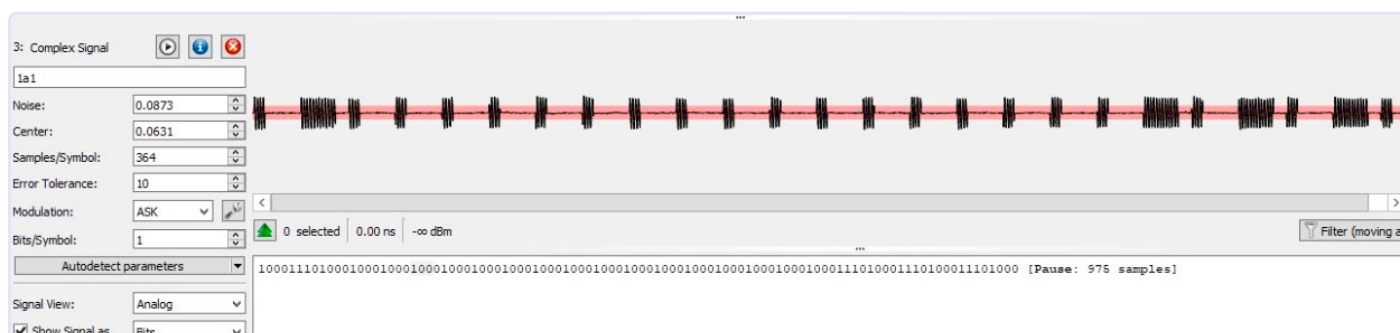
rfcat biedt ook spectrumweergave. Het een 'analyzer' noemen is wat overdreven – de meeste van de simpeler apparaten hebben een beperkte bandbreedte en dynamisch bereik, in tegenstelling tot de zware jongens zoals de HP141 of HP181 die 1 GHz bandbreedte kunnen weergeven met een dynamisch bereik van 80 dB.

Om de YARD Stick One als ontvanger te gebruiken, moeten de Layer 1- en Layer 2-eigenschappen correct worden geconfigureerd, anders zal de radio het package negeren. Om een onbekend signaal te analyseren is een extra SDR nodig; de goedkoopste hardware hiervoor wordt gevormd door de RTL-dongles. Naast het gebruik van GNU Radio en Audacity zoals getoond in [9], biedt de Universal Radio Hacker [10] een meer geïntegreerde workflow voor signaalanalyse en -replay. Als alternatief kan de instelling van de radio-chip worden afgeleid uit de hardware-interface als het type chip bekend is, zoals getoond in [11].

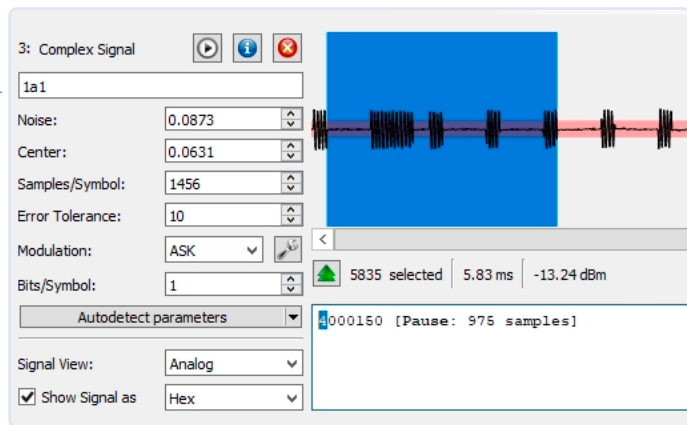
Het gebruik van de YARD Stick One als generieke ontvanger is nogal onhandig: bij te ruime instellingen wordt veel ruis ontvangen; bij te krappe instellingen wordt alles weggefilterd. Het zou kunnen werken met een variabele verzwakker aan de ingang, maar die had ik niet bij de hand.

Bij de configuratie van de vele registers van de CC1111 komt het hulpprogramma SmartRF Studio van TI [12] van pas. De berekende waarden kunnen naar de YARD Stick One worden geschreven met de juiste `setXxx(value)`-functie.

De firmware zoals geleverd bij de YARD Stick One in de Elektor Store fungeert als brug tussen de CC1111-registers en de USB-interface.



*Figuur 2. Symbool-aanzicht.*



Figuur 3. Gegevens-aanzicht.

Na een Python-exception moet de YARD Stick One worden losgekoppeld en opnieuw worden ingestoken, anders vindt *rflib* hem niet meer. Het volgende voorbeeld toont een PWM-sigitaal met ASK-modulatie, wat heel gebruikelijk is voor eenvoudige afstandsbedieningen. De schermafbeeldingen zijn van URH.

Elke databit bestaat uit vier symbolen, een 0 wordt verzonden als 1000 en een 1 wordt verzonden als 1110, dus dit moet naar de YARD Stick One worden verzonden als `8e8888888888888888e8e8e8e8e8`. Eén symbool duurt 0,484 ms, dus de baudrate moet worden ingesteld op 2744.

## Documentatie

De documentatie [4] waarnaar de Elektor Store verwijst, is erg summier. Het forum waar Great Scott Gadgets naar verwijst, is van beperkt nut. De *rflcat* git-repository geeft veel informatie over het bouwen en downloaden van de YARD Stick One-firmware. Er zijn enkele tutorials op het internet, zie bijvoorbeeld [13]. Houd je aan de lokale regels voor de ISM-band.

## Conclusie

De YARD Stick One is niet goedkoop voor wat hij te bieden heeft, en hij heeft een vrij steile leercurve. De software is niet perfect en de documentatie is aan de lichte kant. Alleen voor analyse is een

eenvoudige SDR-ontvanger een veel betere keuze. Voor zenden heb je al een generieke SDR-ontvanger voor € 150 meer (bijvoorbeeld HackRF One of Adalm Pluto).

De YARD Stick One kan nuttig zijn als je je concentreert op de specifieke protocollen die door deze familie van radio-SoC's ondersteund worden. (Zie IM-Me [14] zoals genoemd op de Elektor-site.) Voor specifieke toepassingen zou je een CC111x breakout board [15] uit China kunnen overwegen, aangesloten op een Arduino, die de lastige USB-communicatie vermijdt. ◀

230388-03

## Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).



## Gerelateerde producten

- ▶ **Great Scott Gadgets YARD Stick One – Sub-1 GHz Wireless Test Tool**  
[www.elektor.nl/20088](http://www.elektor.nl/20088)
- ▶ **Great Scott Gadgets HackRF One Software Defined Radio (1 MHz to 6 GHz)**  
[www.elektor.nl/18306](http://www.elektor.nl/18306)
- ▶ **Great Scott Gadgets GreatFET One Universal USB**  
[www.elektor.nl/19114](http://www.elektor.nl/19114)
- ▶ **Elektor Raspberry Pi RTL-SDR Bundle (pre-order)**  
[www.elektor.nl/19518](http://www.elektor.nl/19518)

## WEBLINKS

- [1] Denis Meyer, "HackRF One SDR transceiver: van 1 MHz tot 6 GHz":  
<http://www.elektormagazine.nl/news/hackrf-one-sdr-transceiver-van-1-mhz-tot-6-ghz>
- [2] Jan Buiting, "Digitale TV-zender met een Raspberry Pi Zero en LimeSDR Mini":  
<http://www.elektormagazine.nl/news/digitale-tv-zender-met-een-raspberry-pi-zero-en-limesdr-mini>
- [3] CC1110Fx / CC1111Fx datasheet: <https://ti.com/lit/gpn/cc1110-cc1111>
- [4] YARD Stick software en documentatie: <https://github.com/greatscottgadgets/yardstick>
- [5] RfCat GitHub: <https://github.com/atlas0fd00m/rfcat>
- [6] Zadig: <https://zadig.akeo.ie/>
- [7] SDCC: <http://sdcc.sourceforge.net/>
- [8] YARD Stick One opmerkingen: <https://bit.ly/3ql6mjo>
- [9] Hacking Everything with RF and Software-Defined Radio - Part 1: <https://bit.ly/3qplGul>
- [10] Universal Radio Hacker: <https://github.com/jopohl/urh>
- [11] Radio Communication Analysis using RfCat: <https://bit.ly/42kxvAj>
- [12] SmartRF Studio van Texas Instruments: <https://ti.com/tool/smartrfstudio>
- [13] Hacking Everything with RF and Software-Defined Radio - Part 2: <https://bit.ly/431Tm5D>
- [14] Een zak-spectrum analyzer van \$16: <https://ossmann.blogspot.com/2010/03/16-pocket-spectrum-analyzer.html>
- [15] CC111x breakout board: <https://www.aliexpress.com/item/32963409008.html>



# Houd-relais

vreemde onderdelen

David Ashton (Australië)

Het is niet moeilijk om van een gewoon relais een houdrelais te maken. Gebruik een tweede contact om stroom naar de spoel te schakelen zodra het relais wordt geactiveerd, et voilà: het relais blijft geactiveerd of ‘vergrendeld’. Maar daarvoor moet er een stroom door de spoel blijven lopen; echte vergrendelende of houdrelais blijven vergrendeld zonder spoelstroom.

Houdrelais kunnen hun ‘truc’ uitvoeren met twee spoelen – één om het relais te bedienen en één om het vrij te geven – of ze gebruiken één spoel, waarbij stroom in de ene richting het relais laat aantrekken en in de andere richting het relais vrijgeeft. Bij beide types is het voordeel dat slechts een korte stroompuls nodig is om de toestand van het relais te veranderen, waarna het relais in die toestand blijft totdat je de andere spoel een puls geeft of een puls met omgekeerde polariteit aanlegt. Sommige types zijn afhankelijk van permanente magneten om hun toestand te veranderen.

Ik ben verschillende soorten houdrelais tegengekomen in frequentie-injectieapparaten. Dit zijn in principe apparaten die deel uitmaken van het elektriciteitsnet en die de stroom schakelen naar straatverlichting of warmwatersystemen en dergelijke; ze kunnen op afstand worden bediend met behulp van een speciale gecodeerde frequentie die op de bekabeling wordt geïnjecteerd (vandaar de naam). Omdat er houdrelais worden gebruikt, zijn deze apparaten in beide toestanden erg zuinig en hebben ze slechts een korte stroompuls nodig om van toestand te veranderen.

Vergrendelende relais zouden ook nuttig zijn in andere toepassingen waar op een zuinige manier stroom moet worden geschakeld, bijvoorbeeld in laadregelaars voor zonne-energie waar je het enerzijds maximale vermogen van een zonnepaneel wilt gebruiken om een accu



Figuur 1. Typisch vermogensrelais dat wordt gebruikt in afstandsbediende netschakelaars.

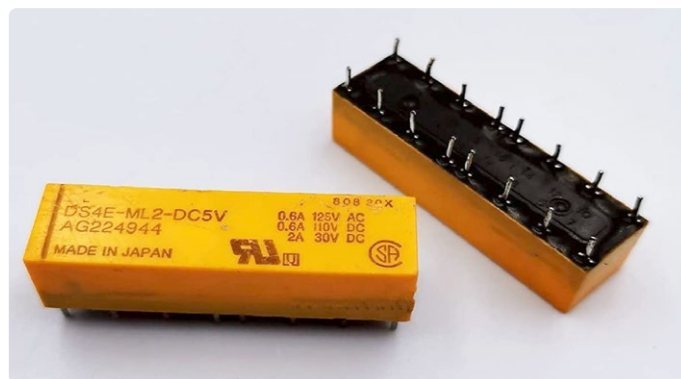
op te laden, maar anderzijds het zonnepaneel uit het net wilt kunnen schakelen als het donker is – of om de belasting uit te schakelen als de accu bijna leeg is, zonder de accu constant te belasten.

**Figuur 1** toont een typisch vermogensrelais dat wordt gebruikt in de hierboven vermelde afstandsbediende netschakelaars. Dit relais heeft een 24V-spoel met print-aansluitingen en 10 A contacten met faston-connectoren. Een rode indicator aan de bovenzijde geeft aan in welke stand het relais zich bevindt.

**Figuur 2** toont enkele kleinere Panasonic-relais met vier wisselcontacten. Dit zijn houdrelais van Panasonic met twee spoelen, type DS4E-ML2-DC5V, met 1500 V isolatie. Deze kleine houdrelais kunnen nuttig zijn in batterijgevoede apparatuur voor het schakelen van stroom of signalen zonder constant de batterij te belasten, bijvoorbeeld voor het in- en uitschakelen van verzwakkers.

Vergrendelende relais zijn componenten die van pas komen in zeer specifieke ontwerpen, waar hun energiebesparende eigenschappen ze zeer nuttig maken. Qua eenvoud, isolatie en stroomverbruik is er niet veel dat hun specificaties kan overtreffen. Het is de moeite waard om ze te kennen, omdat ze functies kunnen uitvoeren die anders heel moeilijk te realiseren zouden zijn. ◀

220653-03



Figuur 2. Houdrelais met twee spoelen van Panasonic (met vier wisselcontacten).

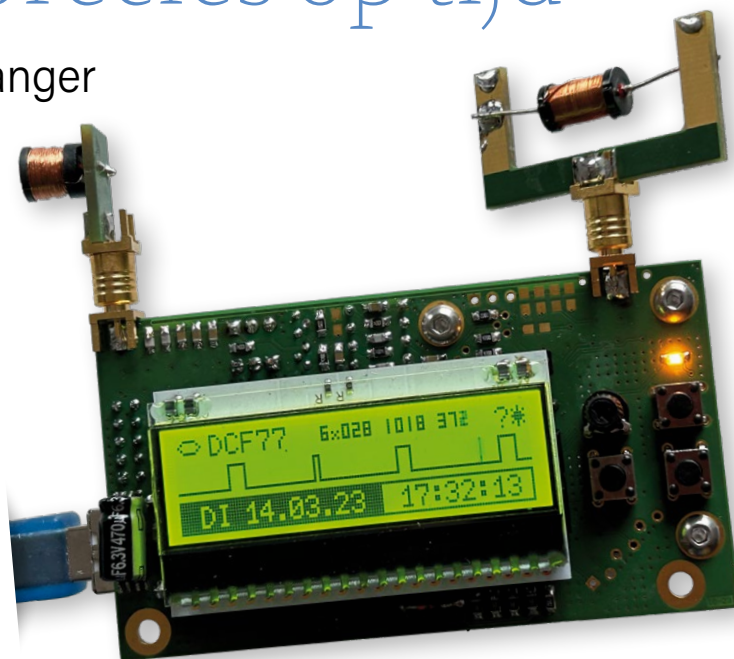
# PIC voor tien

## precies op tijd

ontwerp van een SDR-tijdseinontvanger

**Marco Rohleder (Duitsland)**

Als je een tijdseinontvanger ontwerpt, kun je eigenlijk niet meer om het concept van een Software Defined Radio (SDR) heen. Elektor heeft al veel artikelen gepubliceerd over de software voor het decoderen van dit soort signalen, maar hier concentreren we ons op de vereiste hardware. We willen graag toekomen met een minimum aan rekenvermogen en gebruiken dan ook een eenvoudige 8bit-microcontroller met periferie die onafhankelijk van de CPU werkt. Opmerkelijk genoeg bleek uiteindelijk dat de gebruikte PIC-MCU zelfs in staat was om twee verschillende tijdsignalen tegelijk te ontvangen en te decoderen.



tijd uitzenden. Bovendien hebben DCF39 en DCF49 een zendvermogen van 100 kW, aanzienlijk meer dan de 50 kW van DCF77. Er zijn ook nog steeds verschillende meteorologische diensten (zoals maritieme weerstations) actief op deze frequenties. Zou het niet mooi zijn om al die stations (en meer) op de langegolf te kunnen ontvangen?

### Alle begin is moeilijk

Mijn eerste pogingen om het DCF77-sig-naal op te pikken met een op 77,5 kHz afgestemde ferrietantenne en dat te versterken, om de draaggolffrequentie met 1Hz-modulatie zichtbaar te maken op een oscilloscoop, leverden weinig op. Er is helaas erg veel storing op de langegolffband. Schakelende voedingen en LED-verlichtingssyste-men in alle denkbare soorten en maten, voornamelijk van Aziatische afkomst, zorgen voor een ruisniveau dat soms veel groter is dan het gewenste sig-naal. Het is bijna niet te geloven dat uit dit ratjetoe van signalen het DCF77-sig-naal kan worden ontvangen.

Hoe bouw je een tijdseinontvanger met gemakkelijk verkrijgbare onderdelen? Voor het decoderen van het tijdsig-naal is in elk geval een microcontroller (MCU) nodig, dus het ligt voor de hand om zoveel mogelijk gebruik te maken van de voorzieningen die de MCU al aan boord heeft. Dat betekent dat de ontvanger zoveel mogelijk software en zo min mogelijk extra hardware gebruikt.

We wilden ook het gebruik van exotische, moeilijk verkrijgbare componenten vermijden; we geven waar mogelijk de voorkeur aan standaardonderdelen. Dat geldt vooral voor SMD-componenten. Condensatoren en

weerstand-en in 0805-behuizing zijn gemakkelijk met de hand te solderen en besparen ruimte op de print. Maar een vierbeens-IC met een heel kleine pinafstand is een stuk lastiger. Naast het DCF77-sig-naal op 77,5 kHz uit Mainflingen, dichtbij Frankfurt, zijn er nog vele andere zenders in Europa en elders in de wereld die tijdseinen uitzenden, zoals MSF60 op 60 kHz in Groot-Brittannië, TDF162 op 162 kHz in Frankrijk en WWVB op 60 kHz in de Verenigde Staten. Verder zijn er ook ripple control-zenders, zoals DCF49 op 129,1 kHz (ook in Mainflingen) en DCF39 op 139 kHz in Burg dichtbij Magdenburg, die de actuele

De in de handel verkrijgbare modules zijn blijkbaar ontworpen als rechthoek-richtaan ontvangers met een zeer smal banddoorlaatfilter met een 77,5kHz-kristal. Dat is een eenvoudige en goedkope aanpak, maar daarmee kunnen alleen signalen van 77,5 kHz ±10 Hz worden ontvangen. Uiteindelijk werd het me duidelijk dat zonder stevig (en, zoals later bleek, digitaal) filteren, het doel van betrouwbare tijdseinontvangst onhaalbaar was.

Kijk om te beginnen eens naar het blokschema van de volledig geconfigureerde tijdseinontvanger (figuur 1). We zullen de diverse blokken één voor één bespreken en uitverken.

### Preselector met MOSFET-‘varicap’

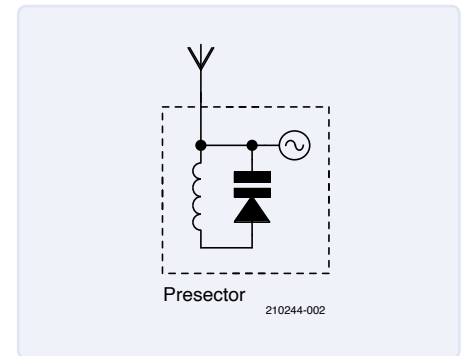
Zelfs de meest effectieve en steile software-filters en de beste en snelste A/D-converters zijn nutteloos als ze worden overspoeld

door storing waardoor het gewenste signaal verdrinkt in de ruis. We ontkomen dus niet aan het gebruik van een preselector die de meeste ruis blokkeert.

Vaak wordt een LC-kring met een variabele condensator (figuur 2) gebruikt als preselector. De resonantiefrequentie van de afgestemde kring volgt uit de formule:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Als je een ferrietantenne met een typische zelfinductie van 1500 µH gebruikt, zoals gebruikelijk voor de langegolfband, dan heb je een variabele condensator met een bereik van 400 pF tot 6,7 nF nodig voor een frequentiebereik van 50 tot 200 kHz. Helaas bestaan er geen varicap-diodes met die specificatie. Gelukkig heeft elke halfgeleidercomponent een inherente (en doorgaans ongewenste)



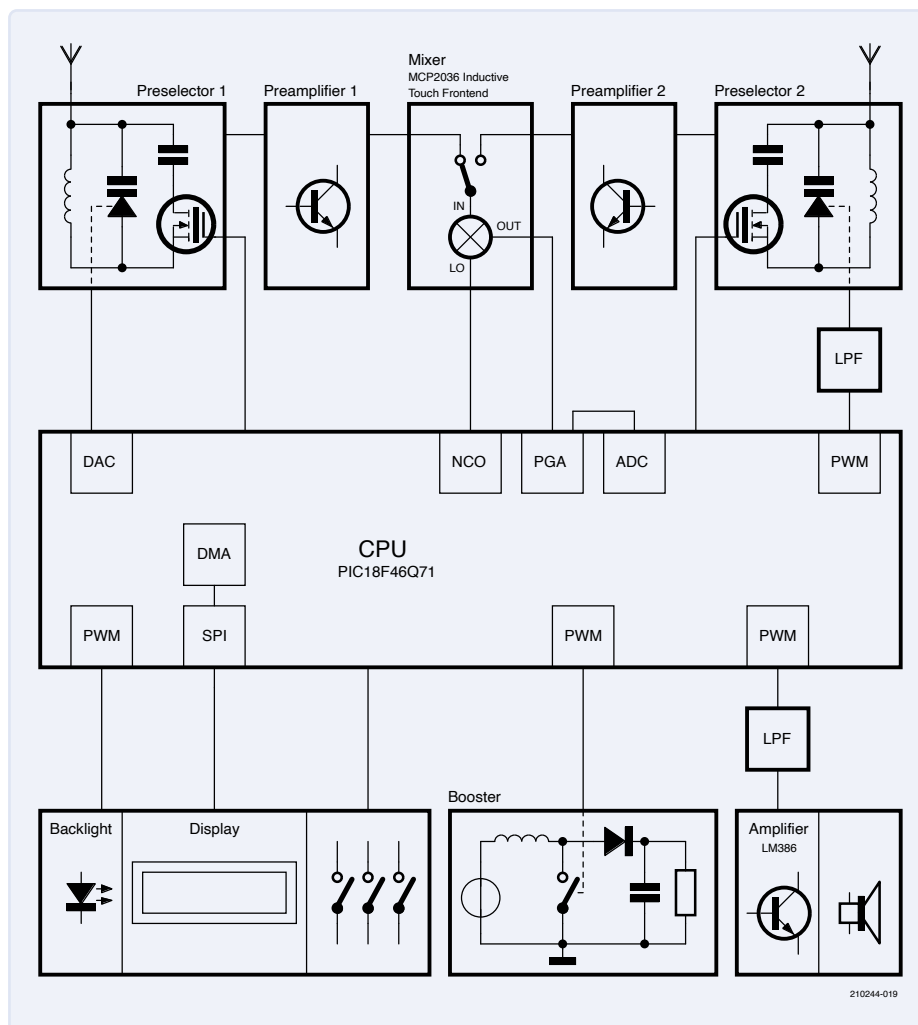
Figuur 2. Principeschema van de preselector.

junctiecapaciteit, die over het algemeen afhankelijk is van de dikte van de sperlaag en van de spanning. Mijn eerste metingen aan een vermogens-MOSFET zagen er veelbelovend uit. Uit verschillende types gaf een IRF640 de beste resultaten, met een capaciteit van 500 pF bij 20 V<sub>UDS</sub> en 3 nF bij 1 V<sub>UDS</sub>. Om wat gemakkelijker af te stemmen binnen het gewenste frequentiebereik, heb ik een aantal extra condensatoren (C30...C34) toegevoegd, die met behulp van transistoren (T30...T34) parallel met de vermogens-MOSFET's (T35 en T36) geschakeld worden als dat nodig is. Met deze configuratie kan de preselector in figuur 3 worden afgestemd over een bereik van ongeveer 30 kHz tot 300 kHz met een enkele zelfinductie van 1500 µH. Om het afstembereik van de MOSFET's volledig te benutten, is een hogere spanning nodig dan de DAC in de microcontroller kan leveren. Daarom wordt een LM358-opamp gebruikt voor het versterken van het signaal van 0...4,2 V naar het vereiste spanningsbereik van 0...30 V.

### Alternatieve resonantiekeringen

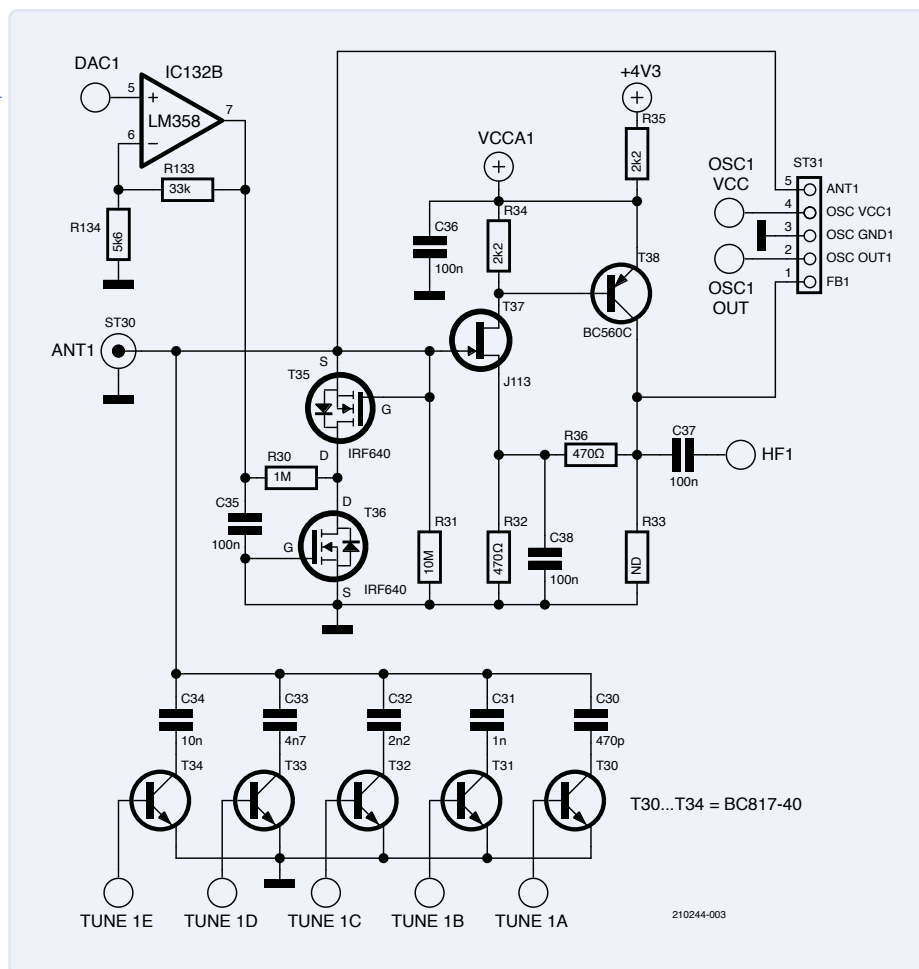
Om verschillende ideeën te kunnen testen, heb ik een connector gebruikt (ST31, figuur 3), zodat dit deel van de schakeling kan worden uitgewisseld.

In figuur 4 zie je een eenvoudige manier om de terugkoppeling te implementeren. De benodigde faseverschuiving en extra versterking worden gerealiseerd met behulp van een extra transistor (T80). Deze oplossing heeft het voordeel dat de resonantieschakeling

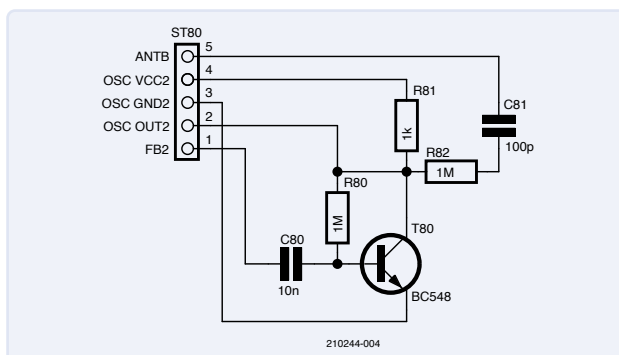


Figuur 1. Blokschema van de tijdseinontvanger.

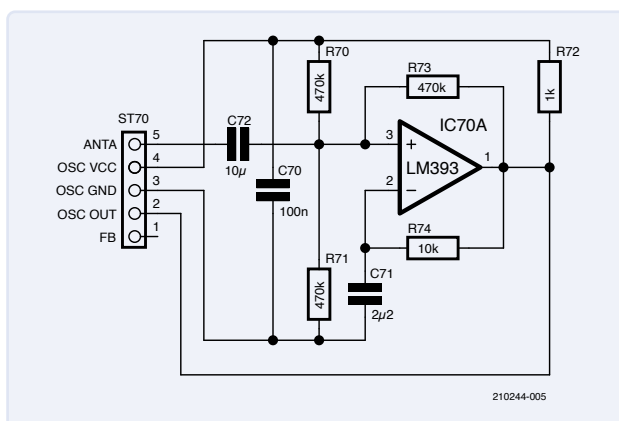




Figuur 3. De preselector met de versterker voor het antennesignaal.



Figuur 4. Oscillator geïmplementeerd met transistor-terugkoppeling.



Figuur 5. Opamp-gebaseerde oscillator.

nauwelijks wordt gedempt, maar het bleek wel moeilijk een betrouwbare resonantie over een breed frequentiebereik te bereiken.

De terugkoppeling verandert de preselector in een resonantiekering waarvan de trillingsfrequentie ongeveer dezelfde is als de resonantiefrequentie, maar dan in de langegolfband. Er is een klein probleem: bij de bedoelde ontvangstfrequentie verandert helaas de faseverschuiving van de ingang naar de terugkoppeling, dus de schakeling resoneert niet altijd op de verwachte resonantiefrequentie. Voor een tweede poging heb ik een oude schakeling van een LC-meter met een comparator aangepast (**figuur 5**). Deze resoneert over een groot bereik van inductie- en capaciteitswaarden en levert heel netjes de verwachte resonantiefrequentie. Maar, zoals zo vaak het geval is in de elektronica: een verbetering op één punt gaat ten koste van iets anders. De aansluitingen en terugkoppeling zijn geïmplementeerd met een zeer hoge impedantie, maar de ingangsimpedantie was aanzienlijk hoger dan bij de eerder beschreven oplossing. Drie 470kΩ-weerstanden (R70, R71, en R73) die (voor HF) parallel staan, geven samen 150 kΩ, wat de resonantieschakeling sterk dempt. In de praktijk had dit nauwelijks invloed op ontvangstkwaliteit, alleen moest de totale versterking iets worden opgevoerd. Voor deze variant had ik graag één van de in de MCU geïntegreerde comparatoren gebruikt. De pinmultiplexer in de MCU biedt veel mogelijkheden om signalen naar verschillende I/O-pinnen te leiden, maar bij intensief gebruik van de analoge periferie lopen we toch tegen grenzen aan, zeker als we willen vermijden dat het kwetsbare antennesignaal kriskras over de print wordt gevoerd. Daarom heb ik gekozen voor een externe comparator (IC70), zodat de signaalpaden zo kort mogelijk blijven. Uiteindelijk ben ik uitgekomen op het compromis van **figuur 6**. Hier wordt de resonantieschakeling betrouwbaar geëxciteerd met een korte puls (200 ns) op ST31/90 (pin 2) via R90/D90. Maar zonder terugkoppeling duurt de resonantie maar enkele perioden, wat te kort is om nauwkeurig genoeg te meten met de geïntegreerde timers. Daarom wordt het versterkte signaal via ST31 (pin 4) naar één van de comparatoren in de MCU gevoerd. En de uitgang van de comparator op ST31 (pin 2) levert extra energie om de schakeling aan het resoneren te houden (zie ook figuur 2).

De referentiespanning op de comparator, die met een DAC kan worden ingesteld, bepaalt hoe goed we de verwachte resonantiefrequentie kunnen benaderen. Misschien weet één van onze lezers hoe dit automatisch zou kunnen worden aangepast tijdens het gebruik zodat het betrouwbaar werkt bij verschillende frequenties.

Welke van deze drie mogelijkheden je ook kiest: uiteindelijk heb je een digitaal signaal met een redelijke amplitude dat je naar één van de tellers in de microcontroller kunt voeren. De frequentieresolutie hoeft niet beter te zijn dan 100 Hz, dus het is voldoende om de frequentie te meten met een tijdvenster van 10 ms (1/100 s).

Bij het opstarten meet de software eerst de frequentiebereiken die mogelijk zijn met het bijschakelen van de condensatoren C30...C34; voor elke combinatie wordt gemeten met de minimale en maximale afstemspanning. Dan wordt het best passende frequentiebereik geselecteerd voor de definitieve afstemming en de afstemspanning wordt stapsgewijs omhoog of omlaag aangepast, beginnend op de helft van het spanningsbereik. De totale tijd om af te stemmen op een bepaalde ontvangstfrequentie is minder dan 100 ms.

Je kunt de resonantieschakeling ook exciteren met een bekende frequentie en de capaciteit zó instellen dat je de minste demping en de hoogste amplitude krijgt. Je kunt daarvoor een hoogohmige weerstand verbinden met de aansluitpunten (ST31, pin 2, pin 5) en een zeer nauwkeurige referentiefrequentie op de I/O-pin zetten om het circuit aan te sturen (we komen daar nog op terug).

Ik heb ook een koperspoor rondom de hele print gelegd, dat ook volstaat om de antenne exciteren met de gewenste afstemfrequentie. Dat werkt heel goed, maar in vergelijking met de eerder beschreven oplossing is het

wel traag, omdat veel iteraties nodig zijn. Daarom lijkt het mij het handigste om beide oplossingen te combineren. Benader eerst de doelfrequentie ruw met de oscillator, en stem dan nauwkeuriger af door te exciteren en af te stemmen op maximale resonantie. **Figuur 7** toont een typische kalibratie en afstemming op 77,5 kHz.

Helaas is de capaciteit niet recht evenredig met de aangelegde spanning, zoals te zien is in **figuur 8** (let op de logaritmische schaal van deze grafiek). Met andere woorden: de capaciteitsverandering is groot bij lage spanningen en wordt steeds kleiner bij hogere spanningen. Om dat te verhelpen, kunnen we gebruik maken van een bijzondere eigenschap van de DAC in de microcontroller: hij kan gevoed worden met een variabele interne referentiespanning. Voor lage uitgangsspanningen kiezen we een referentiespanning van 1,024 V, wat leidt tot een klein spanningsbereik. Voor hogere afstemspanningen kan de referentiespanning worden opgevoerd tot 4,096 V.

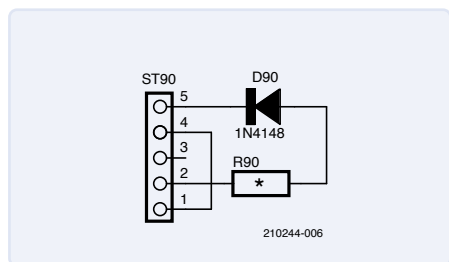
Het signaal van de preselector is nu beschikbaar voor verdere verwerking. Helaas heeft de in de microcontroller geïntegreerde A/D-converter een maximale conversiesnelheid van 300 kHz.

## Mixer en meer

Omdat de bemonsteringsfrequentie voor een software-implementatie van de ontvanger op zijn minst tweemaal de hoogste te ontvangen frequentie moet zijn, en liefst zelfs vier maal hoger, moet het ontvangen signaal eerst naar een lagere frequentie worden gemengd voordat we het verder kunnen verwerken in de microcontroller.

Min of meer toevallig hoorde ik over een interessante component, de MCP2036 van Microchip, die eigenlijk bedoeld is als front-end voor aanraaksensoren, maar die ook een mengtrap bevat (**figuur 9**).

Het te mengen signaal gaat naar de twee ingangen LREF en LBTN. De lokale oscillatorfrequentie wordt via de CLK-input ingevoerd als een digitaal signaal, wat leidt tot een middenfrequentie van een paar kilohertz op de uitgang. Deze chip biedt ook andere nuttige functionaliteit, zoals een referentie-spanningsbron, een driver (hier niet gebruikt) en een opamp voor het versterken van het signaal en, indien nodig, het filteren van het uitgangssignaal om ongewenste mengproducten te verwijderen.



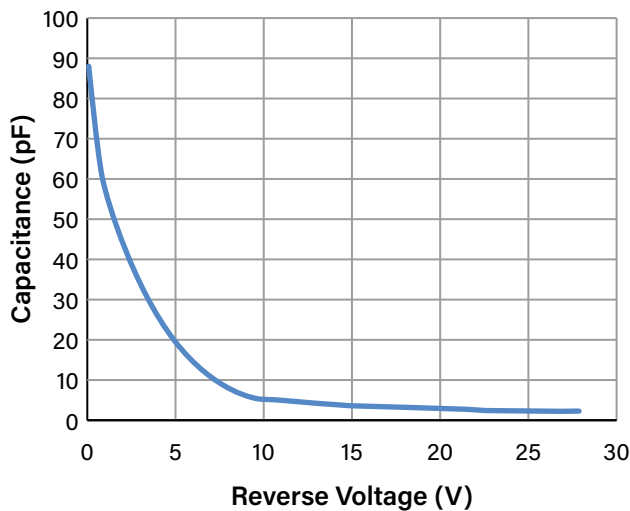
Figuur 6. De oscillator wordt geëxciteerd met een weerstand en een diode.

CHECKING TUNER ...		
Cx	F-LO	F-HI
0	127,000	227,200
1	106,300	147,500
2	91,400	113,900
3	82,700	98,200
4	74,400	84,900
5	69,400	77,700
6	64,800	71,400
7	61,300	66,900
8	56,000	60,000
9	53,800	57,300
10	51,400	54,600
11	49,700	52,600
12	47,700	50,200
13	46,300	48,700
14	44,800	46,900
15	43,700	45,600
16	39,800	41,200
17	39,000	40,400
18	38,100	39,400
19	37,400	38,600
20	36,500	37,600
21	35,900	36,900
22	35,200	36,100
23	34,600	35,600
24	33,500	34,400
25	33,000	33,800
26	32,500	33,200
27	32,100	32,800
28	31,500	32,200
29	31,100	31,700
30	30,600	31,300
31	30,300	30,800

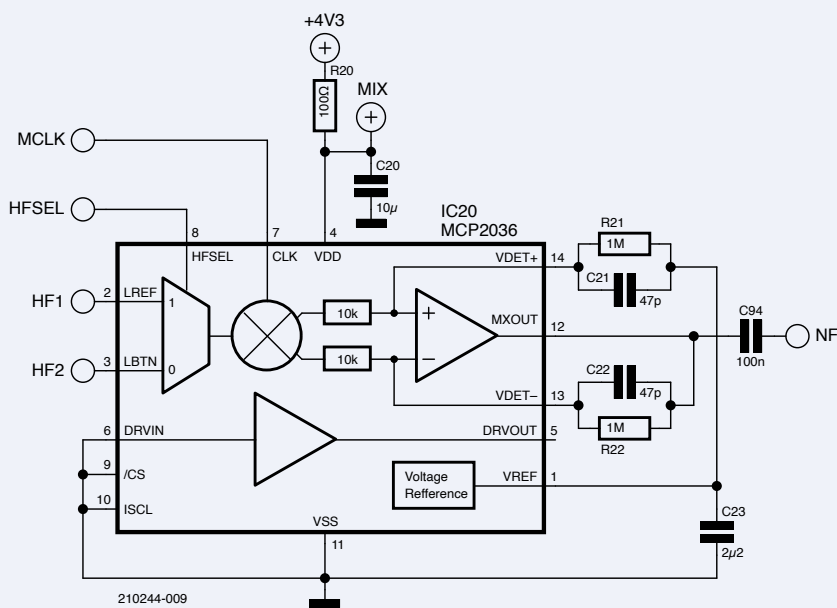
  

TUNING ... (5)		
[512]	77,760	>
[256]	76,570	<
[384]	77,280	<
[448]	77,540	>
[416]	77,420	<
[432]	77,480	<
[440]	77,510	>
[436]	77,490	<
[438]	77,500	

Figuur 7. Controle van de tuner.



Figuur 8. Het niet-lineaire verloop van de junctiecapaciteit (bron: Digikey – <https://tinyurl.com/3js37yjn>).



Figuur 9. Interne structuur van de MCP2036 (bron: Microchip).

Dan wordt het volledig geconditioneerde en omlaag gemengde signaal naar de A/D-converter geleid. Daar wordt het signaal bemonsterd met viermaal de middenfrequentie om de I/Q-componenten te verkrijgen voor de digitale demodulatie van het ontvangen signaal. Om amplitudegemoduleerde stations zoals DCF77 te kunnen ontvangen, moet wel de

versterking van de ingangstrap worden geregeld zodat de input voor de A/D-converter in het juiste bereik blijft: niet te hoog maar ook niet te laag. Daarvoor heb ik de opamp in de PIC18F46Q71-microcontroller gebruikt. Hij is geconfigureerd als inverterende versterker en in serie met de ingang aangesloten. Een prettige bijkomstigheid is dat er ook een weerstandsnetwerk is voor het instellen van

de versterking en waarmee een versterkingsfactor tot wel 15x bereikt kan worden. Net als bij de DAC is de referentiespanning van de ADC instelbaar tussen 1,024 V en 4,096 V, wat nog een extra versterkingsfactor vier oplevert. En als we maar acht van de twaalf bits van de A/D-converter gebruiken, hebben we nog een extra instelbare 16-voudige versterking. Alles bij elkaar betekent dit dat de versterking kan worden aangepast binnen een bereik van 1:14.400 ( $14.400 = 15 \times 15 \times 16 \times 4$ ), zoals te zien in **figuur 10**.

Omdat zes bits eigenlijk al genoeg zijn voor het betrouwbaar decoderen van het signaal (zoals we nog zullen aantonen), neemt het dynamische bereik toe tot 1:57.600 (nog eens vier maal meer), dat is meer dan 95 dB. Dat zou moeten volstaan – of de afstand tot de zender nu 2.000 km is of maar een paar meter. Nu hoeven we alleen nog maar een variabele lokale oscillatorfrequentie voor de mengtrap te genereren. En ook daarvoor heb ik de periferie van de microcontroller gebruikt. De meeste microcontrollers bezitten een timer/counter die het kloksignaal kan delen door een factor  $n$ . Dat is voldoende voor veel toepassingen, maar de resolutie is erbarmelijk. Stel dat de referentiefrequentie 16 MHz is. Een deelfactor van 80 levert een uitgangsfrequentie van 200 kHz, maar met de eerstvolgende deelfactor (81) is de uitgangsfrequentie 197,5 kHz: een verschil van 2,5 kHz!

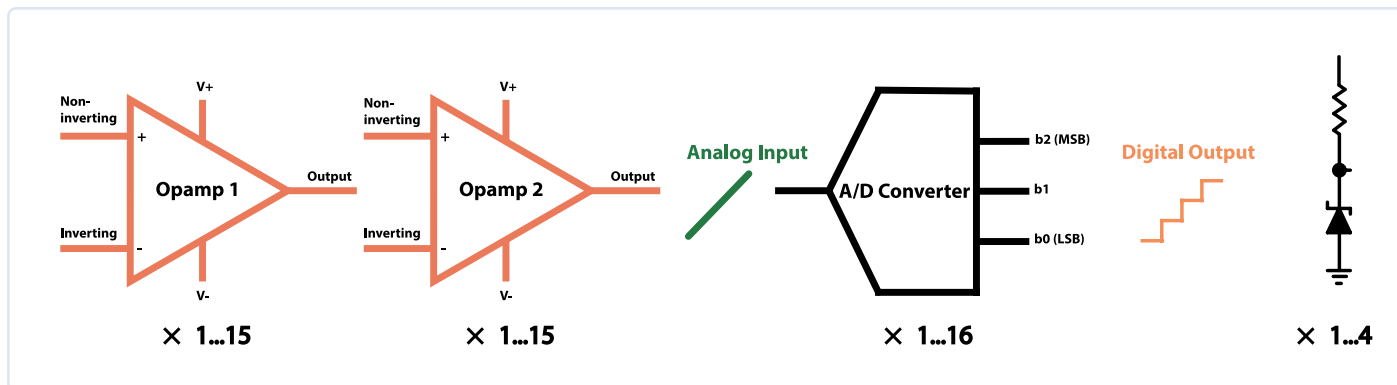
Naast deze standaard-timers heeft de hier gebruikte PIC nog een perifere component: de zogenaamde *numeric controlled oscillator* (NCO). Zoals je ziet in **figuur 11** is dit een omhoogteller die telkens een vooringestelde waarde toevoegt aan de huidige waarde voor een nieuw resultaat. Dat gebeurt in een zeer hoog tempo, in dit geval met de microcontrollerklokfrequentie van 64 MHz.

Telkens wanneer de opteller een overflow genereert, wordt ook een resultaat gegenereerd of een uitgang omgeschakeld. Bij lage frequenties krijgen we zo een resolutie van enkele tienden van een hertz. Natuurlijk zit er een zekere jitter in het uitgangssignaal, maar die kunnen we hier negeren.

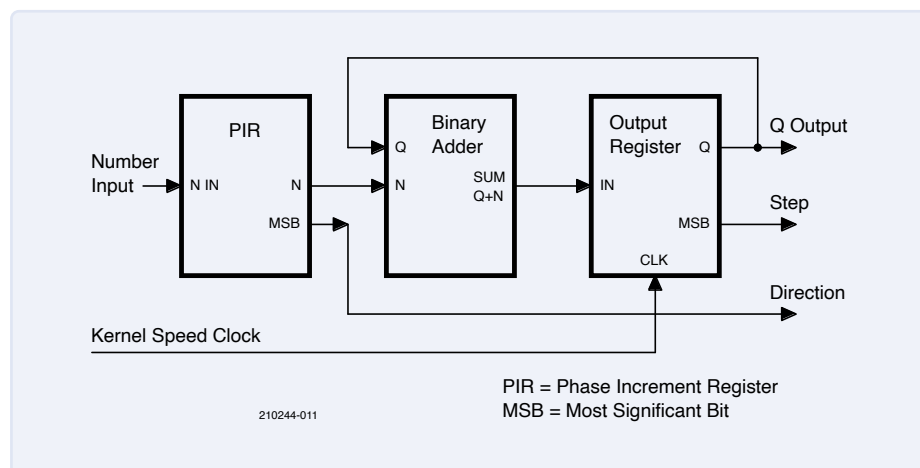
## De microcontroller

Ik heb al veel over de microcontroller gezegd. Met de vele functies en taken die deze MCU moet verzorgen, is het heel opmerkelijk dat ik een geavanceerde 8bit-microcontroller (Microchip PIC18F46Q71 [1]) heb gekozen,

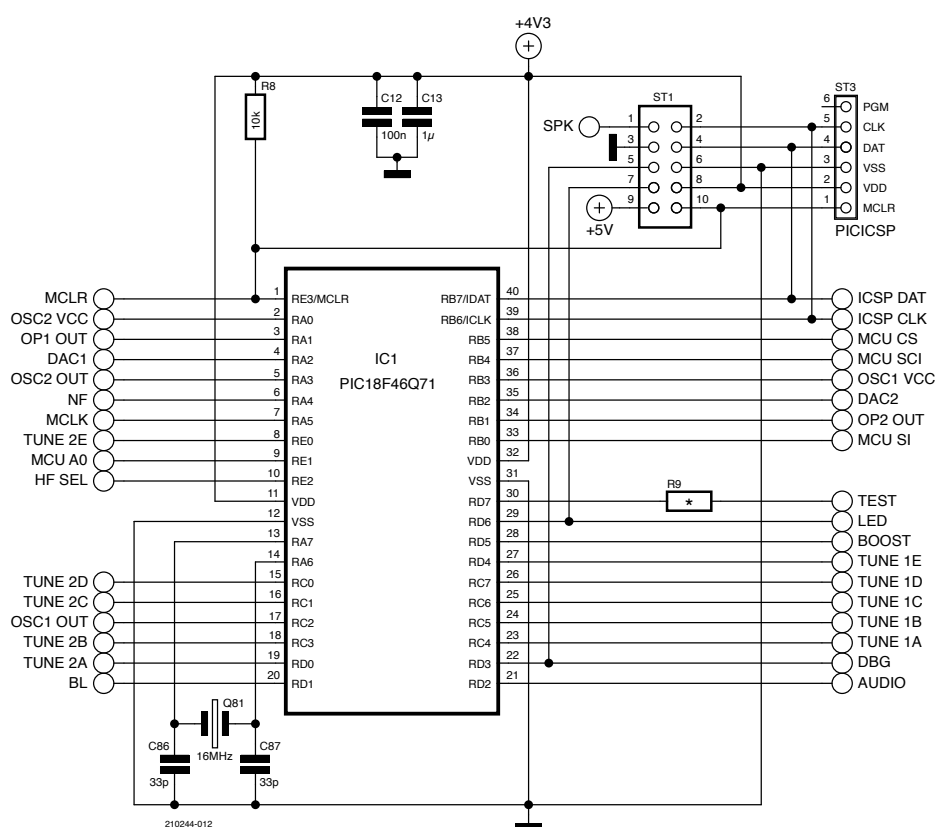




*Figuur 10. Instelbare totale versterking.*



*Figuur 11. Numeriek bestuurd oscillator (NCO).*



*Figuur 12. Het brein van de tijdseinontvanger: de PIC18F46.*

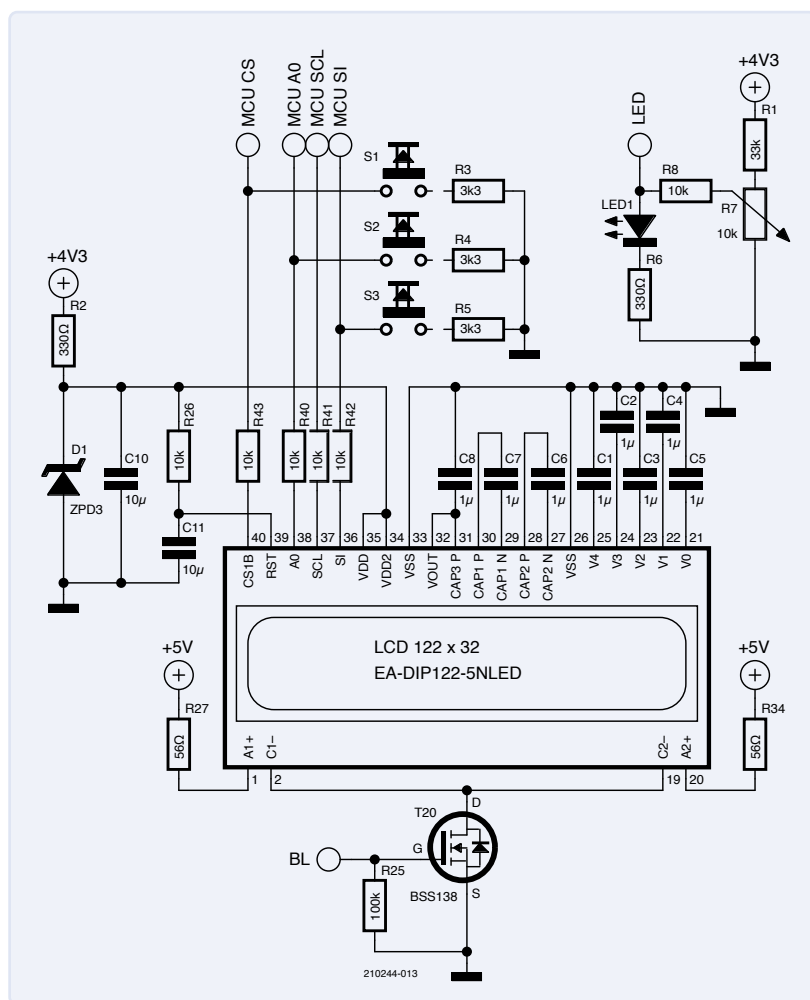
in plaats van een krachtig 32bit-exemplaar. De PIC18F46Q71 is in elk geval verkrijgbaar in een zelfbouwvriendelijke plastic DIP-behuizing. Hij is rijk uitgerust met periferie, waar ik uitgebreid gebruik van heb gemaakt. Tot de buitengewone functionaliteit in zijn klasse behoren onder meer een 12bit-ADC met een bemonsteringsfrequentie van 300 kHz, twee geïntegreerde opamps elk met een versterking/bandbreedte-product van 5,5 MHz, een meerkanaals DMA-controller, meerdere snelle PWM-kanalen met dode tijd-generator, twee UART's en een numeriek bestuurd oscillator (het hart van de ontvangerschakeling). Hij bevat nog meer interessante periferie, zoals programmeerbare logische cellen (die bijvoorbeeld gebruikt kunnen worden voor het genereren van een kwadratuursignaal met een faseverschuiving van 90 graden), twee snelle comparatoren en een hardware CRC-eenheid, die we in dit project niet gebruiken.

De microcontroller is ook uitgerust met een hardware-vermenigvuldiger, zodat hij voldoende rekenvermogen heeft voor ingewikkelde berekeningen, zoals het draaien van een Hilbert-filter om de beeldfrequentie te onderdrukken.

In **figuur 12** zie je de microcontroller met al zijn ingangs- en uitgangssignalen. ST3 is de ICSP-programmeerpoort, en meerdere I/O's zijn naar connector ST1 geleid om te debuggen. Hiermee kan seriële data van de UART worden verstuurd, bijvoorbeeld om het ingestelde bereik van de preselector weer te geven, of voor het configureren van extra PWM-signalen met hoge resolutie voor het debuggen van de individuele trappen van de SDR-demodulator.

## Gebruikersinterface

Natuurlijk moet de ontvanger ook een gebruikersinterface in de vorm van een klein grafisch display en drukknoppen voor de bediening hebben, plus een potentiometer (**figuur 13**). Ik heb gekozen voor één van de bekende *Display-On-Glass*-modules (DOG), met een



Figuur 13. De gebruikersinterface bestaat uit een display, een LED en enkele drukknoppen.

SPI-interface verbonden met de microcontroller. Her is wel irritant dat de SPI-interface van het display éénrichtingsverkeer heeft: we kunnen data naar het display schrijven, maar teruglezen is niet mogelijk.

Daarom moet een grafische afbeelding eerst worden opgebouwd in het RAM-geheugen en dan periodiek naar het display worden gestuurd. Ook daarvoor gebruik ik weer een periferie-element van de MCU, in dit geval de DMA-controller. Die stuurt de inhoud van het displaygeheugen periodiek naar het display via de SPI-interface. Dit gebeurt helemaal op de achtergrond; het doet geen beroep op de rekenkracht van de CPU.

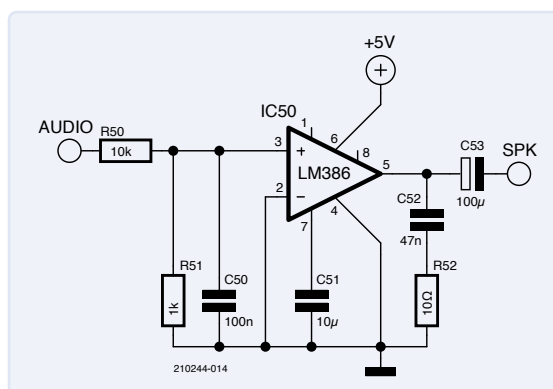
Het totale stroomverbruik van het display is slechts een paar honderd  $\mu\text{A}$ , dus ik kon de extra voedingsspanning van 3,3 V implementeren met een zenerdiode. Voor de conversie van de signaalniveaus gebruik ik serieweer-

standen in combinatie met de klemdiodes in het display.

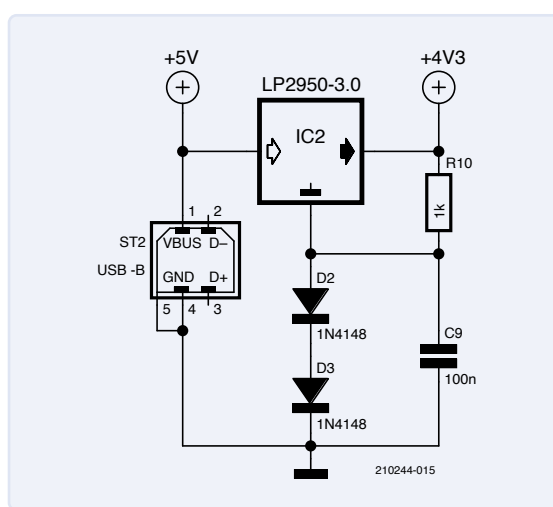
### Audio

Omdat er ook enkele radiostations binnen het ontvangstbereik vallen (bijvoorbeeld BBC World op 198 kHz), heb ik nog een luidspreker en een versterker toegevoegd. Ik heb zoveel mogelijk gebruik gemaakt van de periferie in de microcontroller voor het implementeren van de versterker.

Aankankelijk had ik gekozen voor een klasse-D ontwerp, met uitgangstransistoren die door de microcontroller in- of uitgeschakeld werden. Interferentie met de ontvanger kon ik vermijden door een geschikte klokfrequentie te kiezen met zo weinig mogelijk harmonischen in het ontvangstbereik. Maar wat zo mooi werkte bij de implementatie van de spanningsboost (zie onder) bleek hier



Figuur 14. Audio met de oude vertrouwde LM386.



Figuur 15. De 5V-voeding van de USB-adaptor wordt teruggebracht tot 4,4 V voor het digitale gedeelte...

niet mogelijk te zijn, misschien vanwege het aanzienlijk grotere vermogen of de behoorlijk lange kabels naar de luidsprekers, of allebei. Dus ik heb toch maar een conventionele analoge versterker gebouwd rondom de oude, vertrouwde LM386. Het audiosignaal wordt eerst digitaal verwerkt door de microcontroller, omdat het in digitale vorm aanwezig is als I/Q-componenten na de A/D-omzetting. Als output worden de berekende samples naar een PWM-eenheid met een hoge klokfrequentie geleid, waarna ze via een laagdoorlaatfilter naar de ingang van het versterker-IC gaan (figuur 14).

De gebruikte PWM-eenheid kan rechtstreeks uit de 64MHz-systeemklok worden aangestuurd, wat een PWM-frequentie van 15,625 kHz ( $64 \text{ MHz} / 2^{12}$ ) met een resolutie van 12 bit oplevert. Daarmee kan naast de audio-output ook het volume worden bepaald.

De gekozen luidspreker meet 40×40 mm.

## Voeding

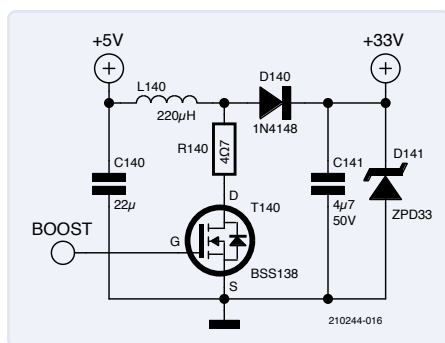
Over de voeding kunnen we kort zijn (**figuur 15**): het was de bedoeling om de hele ontvanger te voeden vanuit één USB-poort. Omdat de spanning op de USB-poort niet zo goed gestabiliseerd is, maakt de 3V-LDO-spanningsregelaar IC2 eerst een schone voedingsspanning van de USB-spanning voor het digitale deel van de signaalverwerking. Het massapotentiaal van de spanningsregelaar wordt opgetild door twee siliciumdiodes, zodat de uitgangsspanning (VDD) 4,3 V is. Dat is laag genoeg om spanningsvariaties op de USB-poort te compenseren en hoog genoeg voor de referentiespanningsbronnen in de microcontroller.

Maar nu terug naar het begin: voor de afstemspanning moet de USB-spanning van 5 V worden opgekrakt naar een veel hoger niveau. Dat gaat met een niet-gestabiliseerde boost-converter met een verrassend eenvoudig ontwerp (**figuur 16**). Het PWM-sig-naal om T70 aan te sturen wordt door de microcontroller gegenereerd. De zenerdiode begrenst de uitgangsspanning tot een maximum van 33 V. Deze schakeling is niet erg efficiënt, maar het stroomverbruik is laag en wordt in feite alleen bepaald door de ruststroom van de opamp, dus het rendement is hier niet zo belangrijk.

## Antennes

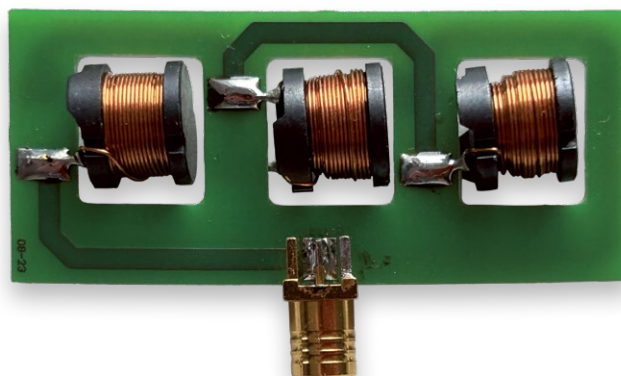
De antenne wordt met de ontvanger verbonden door een stel SMB-connectors. Zodoende kan de antenne worden gedraaid, zodat we hem zo goed mogelijk op de zender kunnen richten.

Voor eerste ontvangstexperimenten gebruikte



*Figuur 16. ...en opgevoerd naar 33 V voor de afstemspanning.*

*Figuur 17. Zelfbouw-lusantenne.*



*Figuur 18. Goede ontvangst met vaste spoeltjes in een ongebruikelijke configuratie.*

ik een ferrietantenne uit een oude radiowekker, die ik had vastgelijmd op een stuk printplaat. Natuurlijk moest ik eerst de afstemcondensator verwijderen, want het afstemmen gaat nu met de preselector.

Omdat kant-en-klare ferrietantennes en zelfs ferrietstaven steeds moeilijker te vinden zijn, en omdat niet iedereen dol is op het wikkelen van spoelen, ben ik op zoek gegaan naar alternatieve antennes. Op de uitverkooppagina van een elektronica-postorderaar vond ik een lusantenne en die heb ik op een stuk print gelijmd. De ontvangstresultaten waren vergelijkbaar met die van de ferrietantenne. Daarom heb ik een print ontworpen met inkepingen als hulp bij het wikkelen (**figuur 17**) en zelf de antenne gemaakt. Ik moest heel dun geëmailleerd koperdraad gebruiken om een antenne met het juiste aantal windingen te maken. Het was een hele klus, maar het is te doen.

Tussen mijn voorraad onderdelen vond ik een zakje spoelen dat ik een tijdje geleden op de kop had getikt. Zou ik daar ook een antenne mee kunnen maken? Door een paar van die spoelen in serie aan te sluiten, kreeg ik iets dat leek op een ferrietantenne, maar dan in een paar stukken (**figuur 18**). Het bleek dat ik ook

hiermee vergelijkbare ontvangstresultaten kon bereiken. De signaalamplitude was een stuk lager, maar de ontvangstkwaliteit was verrassend goed: ik kon DCF77 gemakkelijk ontvangen over een afstand van 800 km. Ik heb het geprobeerd met de spoelen in een radiale en axiale opstelling, en dat werkte allebei. Door de beide varianten te combineren (afwisselend radiale en axiale richting), zou het mogelijk moeten zijn om een omnidirectionele antenne te maken. Als bijvoorbeeld de veldlijnen door de axiaal gerichte spoelen op een maximum zijn, zien de radiaal gerichte spoelen vrijwel geen veldlijnen, en andersom.

## Software

De software werkt in feite als een conventionele SDR, dat betekent dat de I/Q-componenten worden gebruikt voor de demodulatie van het signaal. Hoe dat werkt is al vaak beschreven in Elektor [2] [3], dus daar hoeven we nu niet dieper op in te gaan. Het codefragment in het kader **Twee ontvangers zijn beter dan één** is daarentegen echt nieuw is en verdient enige extra aandacht.

Deze schakeling maakt gebruik van veel van de geïntegreerde periferie, bijvoorbeeld voor het genereren van de lokale oscillatorfre-



## Twee ontvangers zijn beter dan één

De schakeling was eigenlijk alleen ontworpen voor het ontvangen van data- en tijdseinuitzendingen op de lange golf, maar de mengtrap heeft een tweede schakelbare ingang. Daarom heb ik besloten om een extra preselector met een eigen antenne toe te voegen. We kunnen daar componenten plaatsen voor lange- of middengolfontvangst. Zoals bleek bij het ontwikkelen van de software, kunnen we dan zelfs signalen op twee verschillende frequenties tegelijk ontvangen.

Helaas heeft de microcontroller die ik hier gebruikt heb maar één NCO, dus ik moest mijn toevlucht nemen tot een truc om de tweede lokale oscillatorfrequentie te genereren. Ik heb één van de twee universele 16bit-timers gebruikt om de laagste lokale oscillatorfrequentie te genereren. Hoewel de timer wordt geklokt door de 64MHz-systeemklok, is het mogelijk om redelijk dicht bij de gewenste lokale oscillatorfrequentie te komen. Bij 77,5 kHz (DCF77) is de fout bijvoorbeeld slechts 200 Hz. Als de tweede universele timer wordt gebruikt voor het genereren van de samplefrequentie voor de middenfrequentie, kan die worden geregeld tussen 2000 Hz en 2200 Hz met een resolutie van ongeveer 1 Hz, om te compenseren voor de eerder beschreven afwijking. De NCO van de andere ontvangerschakeling moet worden aangepast aan de resulterende nieuwe middenfrequentie.

Het kristal heeft natuurlijk geen absolute nauwkeurigheid. Als we uitgaan van een onnauwkeurigheid van 50 ppm, dan is de fout bij 77,5 kHz 4 Hz. Dat is te veel voor het zeer smalbandige filter voor de decodering. Toch kan de fout worden bepaald door software. Als het signaal van de gewenste zender met een voldoende signaalniveau ontvangen kan worden, kan de frequentiecorrectie automatisch plaatsvinden. De software moet gedurende vier perioden meten of de I/Q-vector linksom of rechtsom draait. Als dat over een bekende periode wordt gedaan, geeft het een indicatie over hoeveel de werkelijke lokale oscillatorfrequentie verschilt van de gewenste frequentie. Een besturingsfunctie op een hoger niveau kan dan de middenfrequentie reduceren of verhogen om het verschil dicht bij nul te brengen. De listing hiernaast laat zien hoe in C kan worden geïmplementeerd.

```
#define FILTERDEPTH 25
typedef struct {
    int16_t Ihistory[FILTERDEPTH];
    int16_t Qhistory[FILTERDEPTH];
    int32_t Iaverage;
    int32_t Qaverage;
    uint8_t index;
    uint8_t lastQuadrant;
    int8_t phaseChange;
} IQ;
IQ *iq;
void IQcallback( int16_t I, int16_t Q ) {

    uint8_t quadrant =0;

    // moving average lowpass filter I
    iq->Iaverage -= iq->Ihistory[iq->index];
    iq->Ihistory[iq->index] = I;
    iq->Iaverage += I;

    // moving average lowpass filter Q
    iq->Qaverage -= iq->Qhistory[iq->index];
    iq->Qhistory[iq->index] = Q;
    iq->Qaverage += Q;

    iq->index++;
    if( iq->index >= FILTERDPHT ) {
        iq->index =0;
    }
    // integrate phase shift > phase error >
    // estimate frequency offset of crystal
    if( iq->Qaverage<0 ) quadrant =1;
    if( iq->Iaverage<0 ) quadrant ^= 3;
    if( iq->lastQuadrant == ( quadrant+1 ) & 3 ) )
        iq->phaseChange--;
    if( iq->lastQuadrant == ( quadrant-1 ) & 3 ) )
        iq->phaseChange++;
    if( iq->phaseChange < -90 )
        iq->phaseChange = 90;
    if( iq->phaseChange > 90 )
        iq->phaseChange = -90;
    iq->lastQuadrant = quadrant;
}
```

quentie voor de mengtrap en de DMA-controller voor het display, dus de belasting van de microcontroller zelf is zeer beperkt. Daardoor heeft zelfs deze 8bit-microcontroller voldoende power voor het demoduleren van het ontvangen signaal.

De laatste schakel in de keten is de GUI, die nieuw berekende waarden weergeeft op het display.

## Vooruitblik

Het moge bekend zijn: na het bouwen van het eerst prototype komen er massa's ideeën over hoe het beter zou kunnen bij een tweede

aanloop. Toch heb ik besloten aan mijn eerste benadering vast te houden en de schakeling te implementeren zoals gepland. Als ik hem opnieuw zou moeten ontwerpen, zou ik dit anders doen:

- een draai-encoder toevoegen aan de gebruikersinterface voor het instellen van de frequentie;
- de PIC18F26Q71 (het kleine broertje van de PIC18F46Q71) proberen, maar dan twee stuks. Dat neemt nauwelijks meer plaats in op de print, maar dan hebben we twee stuks NCOx, vier


opamps, en vier comparatoren. Vanuit een HF perspectief zou dit een betere print-layout mogelijk maken. Er is dan wel communicatie nodig tussen de twee microcontrollers, maar die zou beperkt kunnen blijven. Eén CPU zou kunnen zorgen voor de digitalisering en het verwerken van de ontvangen data, terwijl de andere de GUI ondersteunt. Omdat beide microcontrollers dezelfde klok zouden gebruiken, zou een one-wire UART-interface op Mb/s-tempo goed mogelijk zijn.

- de SMB-connector, die bijna onbetaal-

baar zijn geworden, vervangen door ouderwetse jack-pluggen. Een 2,5mm-jack zou heel geschikt zijn, en de antenne kan dan nog steeds gedraaid worden. Er zijn ook drie- en vierpolige jacks en -pluggen verkrijgbaar, waarmee het zelfs mogelijk zou zijn om een deel van de schakeling, zoals de afstemcondensatoren, te verplaatsen naar de antenneconstructie.

- de preselektoren aanpassen om ook signalen op de middengolf (AM-omroep-frequenties) te ontvangen of gebruik voor amateurradio mogelijk wordt. Praktische experimenten hebben aangetoond dat de mengtrap tot in het MHz-gebied bruikbaar is.

Je ziet: SDR hoeft niet per se te worden geïmplementeerd met snelle 32bit-microcontrollers, die vaak alleen maar verkrijgbaar zijn in behuizingen die moeilijk met de hand te solderen zijn. Door slim gebruik te maken van de periferie van een 8bit-microcontroller, is het mogelijk één of meer softwarefuncties 'uit te besteden' en zo een gemakkelijk te implementeren ontwerp te krijgen.

Zoals altijd staat of valt een project met het aantal deelnemers dat een bijdrage levert. Vooral het implementeren van de software kost veel tijd. Maar misschien heeft iemand zin om dit project vooruit te helpen? Laat het ons weten! 

210244-03 (vertaling: Evelien Snel)

### Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de auteur via [marco@happy-electrons.com](mailto:marco@happy-electrons.com), of naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).

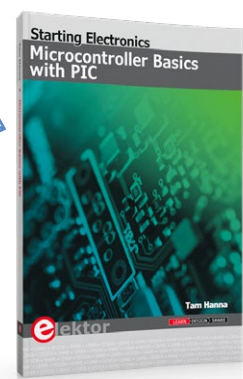
### Over de auteur

Marco is geboren in 1970 en was al van jongs af aan geïnteresseerd in elektronica. Hij werkte aan elektronica in zijn tienerjaren, studeerde ooit elektrotechniek, en is 35 jaar actief geweest in onderzoek en ontwikkeling. Hij werkt nu voor een halfgeleiderfabrikant in de Verenigde Staten. Marco is ook een radioamateur; zijn callsign is DD9DD.



### Gerelateerde producten

- **Bert van Dam, PIC Microcontrollers (Elektor 2008)** (eBook, PDF) [www.elektor.nl/18093](http://www.elektor.nl/18093)
- **Tam Hanna, Microcontroller Basics with PIC (Elektor 2020)** (Paperback) [www.elektor.nl/19188](http://www.elektor.nl/19188) (e-Book, PDF) [www.elektor.nl/19189](http://www.elektor.nl/19189)



### WEBLINKS

- [1] MCU PIC18F46: <https://microchip.com/en-us/product/PIC18F46Q71>
- [2] Martin Ossmann, "Software Defined Radio met AVR", zesdelige serie, Elektor maart 2012 tot en met oktober 2012: <http://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-201203/16514>
- [3] Martin Ossmann, "SDR-radioklokken", Elektor januari 2023: <http://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-290/61471>



## JOUW ULTIEME PARTNER VOOR HET PRODUCEREN VAN PCB'S!

### WAAROM KIEZEN VOOR PCBWAY?

[www.pcbway.com](http://www.pcbway.com)  
[service@pcbway.com](mailto:service@pcbway.com)



#### TOPKWALITEIT PCB'S

Onze geavanceerde technologie zorgt voor foutloze PCB's voor jouw projecten.



#### SUPERSNELLE DOORLOOPTIJD

Zo kort als 24 uur voor de PCB-prototyping service.



#### GEMAKKELIJK BESTELLEN

Upload eenvoudig jouw ontwerp, en wij regelen de rest!



#### TOEGEWIJDE KLANTENSUPPORT

Ons deskundige supportteam zorgt voor een naadloze ervaring van begin tot eind.

 september/oktober 2023 91

Source: Midjourney AI-generated image.  
 Prompt: "/imagine prompt: Back of person with lots of papers under his arm moving toward factory --ar 3:5"

# Due Diligence Directive

Business as Usual Will Not Do

By Priscilla Haring-Kuipers (The Netherlands)

Currently rolling through the EU is the Corporate Sustainability Due Diligence Directive or CSDDD [1]. The EU Parliament just voted generally to accept these new rules, and will continue to negotiate some of the finer points for another year. Things are about to change.

Our Sustainable Development Goals include the promotion of sustained, inclusive and sustainable economic growth. In the Paris Agreement, we promised to keep global warming within 1.5°C, and the private sector, with all their investments, must be in line with this if we are to keep our promises. Under the European Climate Law, we are committed to being climate-neutral by 2050 and to reduce our emissions by at least 55% in 2030. All of this means that there must be a change in the way companies produce and procure. Business as usual will not do.

Many issues in our global supply chains would be hard to tackle by any one company or even one country. These new due diligence rules intend to even the playing field within the EU market and prevent fragmentation in law. Germany already has a Supply Chain Act or "Lieferkettensorgfaltspflichtengesetz" [2], while other EU countries have limited requirements. By connecting all the big companies of many



countries under common EU legislation, the power to effectively and sufficiently address environmental concerns and social inequality can be combined. Moving together is better.

## The Ask

This directive concerns big EU companies with hundreds of employees and millions in turnover, as well as non-EU companies that make millions in the EU market. At its core, the CSDDD [3] is a way to force these big companies to take responsibility "by carrying out the following actions:

- (a) integrating due diligence into their policies
- (b) identifying actual or potential adverse impacts
- (c) preventing and mitigating potential adverse impacts, and bringing actual adverse impacts to an end and minimizing their extent;
- (d) establishing and maintaining a complaint procedure;
- (e) monitoring the effectiveness of their due diligence policy and measures;
- (f) publicly communicating on due diligence"

Companies will need to investigate themselves and their entire supply chain. When uncovering 'adverse impacts,' they must create corrective action plans with clear timelines and qualitative as well as quantitative metrics for improvement. Workers, unions and civil society organizations must be able to make human





rights violations or negative environmental impacts known. Companies have to provide a complaint procedure to support this, and inform relevant parties, as well as provide appropriate followup. Companies need to check on the implementation and effectiveness of their policies and on those of their business partners continuously. Such check-ins must be done at least once a year, or when new issues arise in the supply chain. All of this must be done transparently and communicated publicly.

Sanctions are mentioned in the directive, but it is left to every EU country to enforce them in line with national laws and proportional to the company's revenue. In the EU, they will set up a European Network of Supervisory Authorities to help and oversee countries do this.

A director of such a big company has a duty to oversee the corporate due diligence, to establish a code of conduct and to integrate this into the corporate strategy. The CEO must ensure that sustainability, human rights, climate change, and environmental consequences are properly considered in the short, medium, and long run. Making a profit is not a valid counterargument.

### Adjust to Size

Big companies will be liable if they fail in their due diligence and preventable bad things happen or continue to happen. This does not mean that companies have to guarantee that bad things will never happen. Companies must take measures appropriate to their level of power in the chain and respond to human and environmental rights violations when they find them (and they are obligated to look).

The CSDD protects human and environmental rights throughout the lifecycle of a product and throughout the entire chain. This should mean that big digital companies are going to have to include the manufacturing of their hardware as part of their responsibility.

Small and medium-sized enterprises (SMEs), which make up 99% of all companies in the EU, are not included in the CSDDD. However, big companies will

have demands of any SME they work with in order to be able to fulfil their own due diligence duties. EU countries are expected to support their SMEs by setting up dedicated websites, portals, and platforms — and perhaps provide financial support to build capacity. Big companies are expected to invest in the SMEs with whom they work, in order to help them to comply.

### More Moral

I think this directive is a good example of how law slowly becomes a formal version of the values we hold as a society. Of course, you don't have to wait around for laws to be established, and it makes good business and moral sense to be ahead of the curve. One example of this is RS Group, providers of industrial and electronics products to engineers. They have already started to build an ethical supply chain seriously [4].

Many SMEs will soon discover what power (if any) they have in their supply chain, and, perhaps for the first time, undertake an ethical examination of their companies' actions. This forced self-reflection will likely come with compulsory forms to fill, new reporting practices and self-certifying quality control marks, along with big companies usurping more parts of the supply chain in order to maintain control and fulfil their legal responsibilities. If you are part of an SME that works with bigger companies, yesterday would be a good time to start investigating and reporting on your due diligence. Many will already have made many moral business choices. Now, these need just be formalized and communicated. ◀

230428-01



◀  
Source: Midjourney  
AI-generated image.  
Prompt: "imagine  
prompt: EU Parliament  
with EU flags --ar 5:3"

### WEB LINKS

[1] EU CSDDD portal: <https://bit.ly/43MAiUu>

[2] Supply Chain Act (Wikipedia): [https://en.wikipedia.org/wiki/Supply\\_Chain\\_Act](https://en.wikipedia.org/wiki/Supply_Chain_Act)

[3] Actual CSDDD: <https://bit.ly/43Pg1Oa>

[4] WEEF 2022 - Building an Ethical and Sustainable Supply Chain with Andrea Barrett: <https://youtu.be/tuu88ePQwYQ>

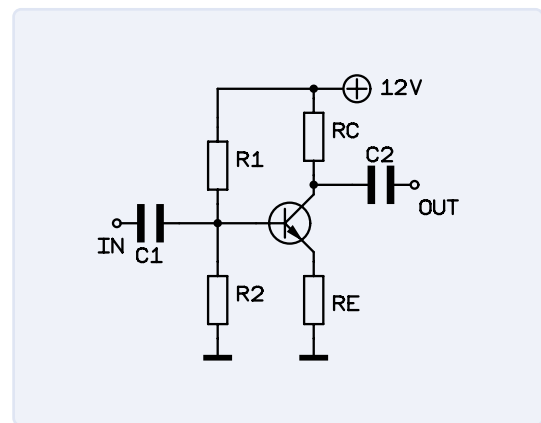


# Alle begin...

...versterkt spanningen

**Eric Bogers (Elektor)**

Tot nog toe hebben we de transistor gebruikt als schakelaar en als component om stromen te versterken – beide natuurlijk erg belangrijk in de elektronica, maar het wordt pas leuk als we ook spanningen kunnen versterken. En dat is precies wat we in deze aflevering gaan doen.



Figuur 1. Gemeenschappelijke emitterschakeling.

Maar voordat we ons aan de emitterschakeling wagen, is een woord van waarschuwing op zijn plaats. Het betreft de aflevering uit het mei/juni-nummer 2023, en dan in het bijzonder de astabiele multivibrator die daar in figuur 3 op bladzijde 40 is geschetst. Zoals Elektor-lezer Ruedi Schwarzenbach uit Zwitserland ons schreef, bergt deze schakeling enkele gevaren in zich die het plezier van beginnende elektronici behoorlijk kunnen vergallen.

Wat is namelijk het geval: hoewel we in het schema en de tekst geen specifiek transistortype hebben genoemd, ligt het eigenlijk voor dat hand om hiervoor het 'werkpaard' van de elektronica, de BC547, te gebruiken. En omdat in de berekeningen in de tekst een voedingsspanning van 12 V wordt aangenomen, kan het mis gaan. De BC547 verdraagt namelijk volgens de datasheet geen hoge basis/emitter-sperspanning – 5 tot 6 V is wel zo ongeveer het maximum. En dat betekent dat de transistoren in de schakeling van figuur 3 bij een voedingsspanning van meer dan 5 V al beschadigd kunnen worden. Waar we hebben geschreven dat “de basis van de linker transistor een negatieve potentiaal voert en daarom spert”, moeten we bedenken dat bij een negatieve potentiaal van 5...6 V het basis/emitter-traject een soort zenereffect vertoont. Er loopt dan een stroom (de condensator is als het ware via de beide transistoren kortgesloten) waardoor de transistor eventueel het loodje kan leggen.

Om dit soort narigheid te voorkomen, is het beter voor de voeding een spanningsbron van 4,5 V te gebruiken (een 'platte batterij' bijvoorbeeld) en alle berekeningen met deze spanning uit te voeren.

## De emitterschakeling

Bij de schakeling van **figuur 1** gaat het om een emitterschakeling (niet te verwarren met de emittervolger!) waarbij de emitter de gemeenschappelijke referentie voor het ingangs- en het uitgangssignaal is. De emitterschakeling doet sterk denken aan de collectorschakeling uit de vorige aflevering, alleen is er nu een collectorweerstand aanwezig, terwijl de uitgangsspanning van de collector wordt afgenomen. De emitterweerstand heeft nu als belangrijkste taak te voorkomen dat het werkpunt verloopt; de waarde ervan is nu een stuk kleiner. Als we weer een ruststroom van 1 mA aannemen, komen we voor de emitterweerstand uit op 1 kΩ.

De uitgangsspanning kan variëren van 1 V tot 12 V, dus binnen een bereik van 11 V; we kiezen de rustspanning daartussen – op de collector staat dan een spanning van 6,5 V terwijl over de collectorweerstand een spanning van 5,5 V valt. We kunnen nu  $R_C$  berekenen:

$$R_C = \frac{U}{I} = \frac{5,5 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 5,5 \text{ k}\Omega$$

We nemen hier een standaardwaarde van 5,6 kΩ. Voor  $R_2$  kiezen we (arbitrair) een waarde van 100 kΩ; dan kunnen we  $R_1$  als volgt berekenen:

$$R_1 = \frac{U_0 \cdot R_2}{U_B} - R_2 = \frac{12 \text{ V} \cdot 100 \text{ k}\Omega}{1,7 \text{ V}} - 100 \text{ k}\Omega = 605,9 \text{ k}\Omega$$

We nemen een standaardwaarde van 560 kΩ.

Even voor alle duidelijkheid: die 1,7 V volgt uit de spanning over de emitterweerstand van 1 kΩ bij een ruststroom van 1 mA, plus de spanning van 0,7 V die over de basis/emitter-overgang valt.

De vraag is nu natuurlijk waar de spanningsversterking vandaan komt en hoe groot die is. Als we aannemen dat de spanning op de basis van de transistor ten gevolge van een aangelegde wisselspanning met 0,1 V toeneemt, dan neemt ook de emitterspanning met 0,1 V toe en dat betekent dat de stroom met 100 μA toeneemt. Ten gevolge van deze grotere stroom valt er over de collectorweerstand een hogere spanning (0,56 V meer, om precies te zijn) – met andere woorden: de spanning op de collector van de transistor is nu 0,56 V lager.

Een spanningsverhoging op de basis heeft zodoende een spanningsdaling op de collector tot gevolg; en niet alleen dat – de spanningsverandering op de collector is groter dan die op de basis. De spanningsverandering op de basis is dus versterkt!

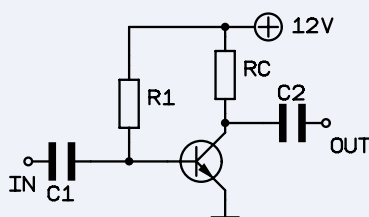
Ook in dit getallenvoorbeeld hebben we het verschil tussen  $I_C$  en  $I_E$  verwaarloosd. Als we ons die bescheiden vrijheid veroorloven, dan kunnen we voor de spanningsversterking van de gemeenschappelijke emitterschakeling schrijven:

$$V_{OUT} = \frac{\Delta U_C}{\Delta U_B} \approx - \frac{R_C}{R_E}$$

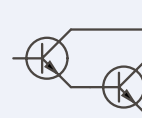
In dit voorbeeld bedraagt de versterking dus –5,6 maal. Het minteken betekent niets anders dan dat het ingangssignaal en het uitgangssignaal in tegenfase zijn. Of anders uitgedrukt: we hebben hier met een inverterende versterker te maken.

Het is mogelijk met deze schakeling een signaal nog veel meer te versterken, maar dan moet worden gekozen voor een kleinere emitterweerstand en/of een hogere voedingsspanning. Maar onder alle omstandigheden moeten we een ‘ontwerp’ als geschetst in **figuur 2** mijden als de spreekwoordelijke ziekte van vier letters. In deze schakeling heeft de ontwerper weerstand R2 alsmede de emitterweerstand voor het gemak maar helemaal weggelaten.

Door de ontbrekende emitterweerstand levert de schakeling weliswaar een zeer grote versterking, maar de temperatuurstabiliteit



Figuur 2. Catastrofale versterkerschakeling – zo moet het dus niet!



Figuur 3. De Darlingtonschakeling.

van het geheel is om te huilen: als de temperatuur een paar graden verandert, wordt de basisstroom en dus ook de collectorstroom groter (of juist kleiner) en verloopt het werkpunt. Bovendien is de stroomversterking van een transistor geen betrouwbare parameter omdat die een zeer sterke exemplarische spreiding vertoont – zodat de waarde van R1 alleen experimenteel kan worden vastgesteld. De ontbrekende emitterweerstand heeft bovendien een zeer lage ingangsimpedantie tot gevolg, zodat C1 zeer veel groter moet worden gekozen om te voorkomen dat de onderste kantelfrequentie te hoog komt te liggen.

Om een lang verhaal kort te maken: een schakeling zoals die van figuur 2 is onzinnig. Wie een zeer grote versterking nodig heeft, kan beter enkele versterkertrappen achter elkaar schakelen of bij voorbaat een operationele versterker (opamp) gebruiken.

## De Darlingtonschakeling

Voor veel toepassingen hebben we een grotere stroomversterking nodig dan een enkele transistor kan leveren. In dergelijke gevallen komt de Darlingtonschakeling (**figuur 3**) van pas. Bij deze schakeling worden twee transistoren zo geschakeld dat de emitter van de eerste transistor rechtstreeks verbonden is met de basis van de tweede transistor. In dat geval mogen we (in goede benadering) de afzonderlijke stroomversterkingsfactoren met elkaar vermenigvuldigen, zodat met kleinsignaaltransistoren waarden van 10.000 en meer haalbaar zijn. Opgemerkt moet worden dat de basis/emitter-spanningen van de transistoren bij elkaar worden opgeteld, zodat een Darlingtonschakeling een instelspanning (bias) van minimaal ongeveer 1,4 V nodig heeft.

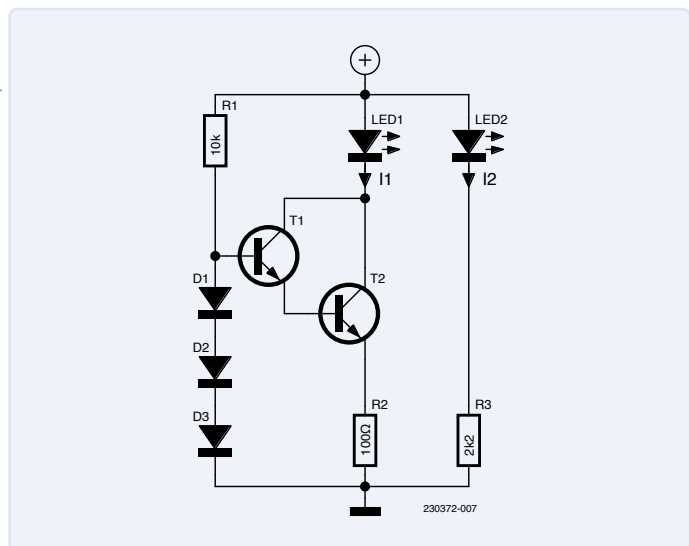
Bij vermogenstransistoren, waarvan de stroomversterking vaak erg bescheiden is, wordt graag gebruik gemaakt van de Darlingtonschakeling. In veel gevallen zijn de beide transistoren van de schakeling door de fabrikant al in één behuizing ondergebracht – we spreken dan van een Darlingtontransistor.

## De constante-stroombron

Als we ergens een LED gebruiken, dan hebben we in de meeste gevallen al wel een constante voedingsspanning ter beschikking, en dan is het een fluitje van een cent om aan de hand daarvan de vereiste serieweerstand te berekenen. En bovendien is het nauwelijks een probleem als de voedingsspanning (binnen zekere grenzen) varieert: het maakt niet veel uit of een LED door een stroom van 5 mA of door een stroom van 20 mA wordt doorlopen (hoewel – zuinig is natuurlijk altijd beter). Een voedingsspanning die een factor vier varieert is dus nog min of meer acceptabel. Als de voedingsspanning echter grotere variaties vertoont, dan verdient het aanbeveling een constante-stroombron te gebruiken.

De benaming ‘constante-stroombron’ voor de schakeling van





Figuur 4. Een (min of meer) constante-stroombron.

**figuur 4** is eigenlijk een beetje te veel van het goede, zoals moge blijken uit de grafiek van **figuur 5**. Daar staat tegenover dat deze schakeling het mogelijk maakt een LED te gebruiken onder omstandigheden waar de voedingsspanning een factor 40 kan variëren – en dat is toch mooi meegenomen.

Drie in serie geschakelde diodes zorgen voor een min of meer constante spanning van ongeveer 2 V. Met deze spanning wordt een Darlingtontransistor aangestuurd die een emitterweerstand van 100 Ω heeft. De spanning over deze weerstand bedraagt ongeveer 0,7 V en dat betekent dat er een stroom van ongeveer 0,7 mA doorheen loopt (dat klopt in de praktijk heel behoorlijk). Terzijde: eigenlijk was een Darlingtontransistor in dit voorbeeld niet echt nodig. We hebben de stroom door de LED gemeten en in figuur 5 in grafiek gebracht. Ter vergelijking hebben we ook de stroom door een LED met alleen een serieweerstand gemeten en in dezelfde grafiek uitgezet.

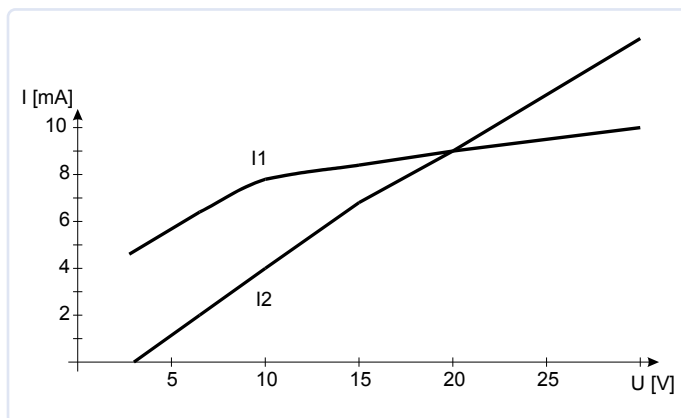
In het geval van de constante-stroombron neemt de stroom zichtbaar minder snel toe (de grafiek verloopt vlakker), wat betekent dat de schakeling nog bij aanzienlijk hogere voedingsspanningen bruikbaar zou zijn. Het feit dat de stroom niet werkelijk constant is (dan zou de grafiek horizontaal verlopen) komt door de toename van de spanning over de diodes – een zenerdiode zou een duidelijk beter resultaat opleveren, en een ‘tweetraps’-stabilisatie zou nog beter zijn geweest.

Een constante-stroombron functioneert overigens veel beter wanneer de voedingsspanning constant is (in **figuur 6** bedraagt die 12 V) en de belastingweerstand (op de plaats van de LED) wordt gevarieerd.

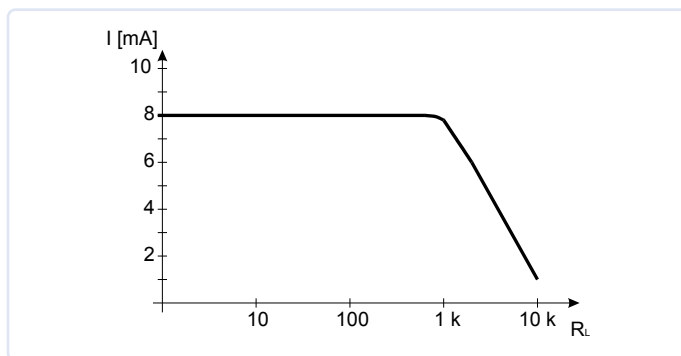
Bij hogere waarden van de belastingweerstand neemt de stroom af omdat anders het product van stroom en weerstand hoger zou zijn dan de voedingsspanning – een evidente onmogelijkheid. Zolang de spanning over de belastingweerstand echter een stuk onder de voedingsspanning blijft, is de stroom door de belasting ‘voorbeeldig’ constant.

Natuurlijk vraagt u zich nu af waarom we bij een variërende belastingweerstand een constante stroom nodig zouden hebben. Welnu: zonder zo’n stroombron zou de verschilversterker onmogelijk zijn – en die verschilversterker (wellicht de belangrijkste deelschakeling in de elektronica) komt in de volgende aflevering aan de orde. ◀

230372-01



Figuur 5. Verloop van de stroom met en zonder constante-stroombron.



Figuur 6. Constante-stroombron met variërende belastingweerstand.

De artikelreeks “Alle begin...” is gebaseerd op het boek “Basiscursus elektronica” van Michael Ebner, dat bij Elektor is verschenen.

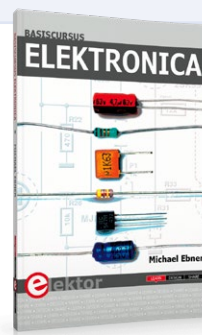
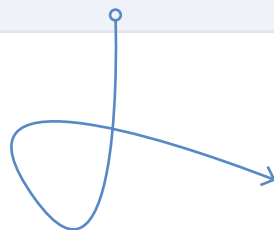
### Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com)



### Gerelateerde producten

> **Michael Ebner, Basiscursus elektronica (e-boek)**  
[www.elektor.nl/18232](http://www.elektor.nl/18232)



# Infrageluid-recorder met de Arduino Pro Mini

een voorbeeldproject uit de Elektor-uitgave "Arduino & Co"

**Robert Sontheimer (Duitsland)**

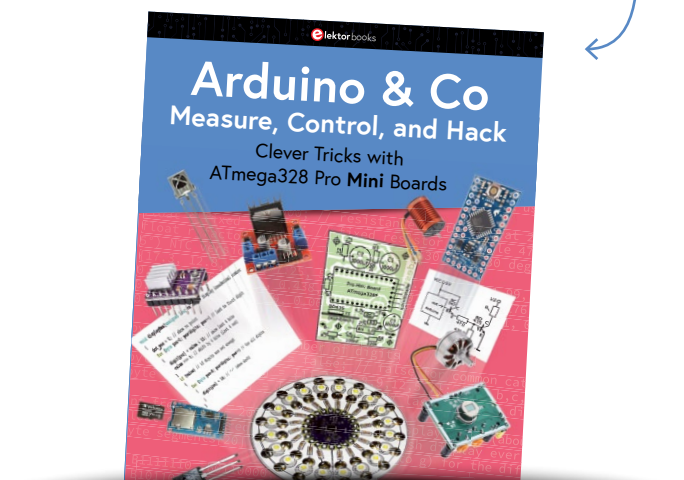
Laten we iets gekks doen: we gaan een Arduino Pro Mini (of compatibel board) combineren met een BMP180 luchtdruk- en temperatuursensor en een SD-kaartmodule en onderzoeken hoe we infrageluid gedurende een lange periode kunnen opnemen.

**Noot van de redactie:** dit artikel is een gedeelte uit het 332 pagina's tellende Elektor-boek *Arduino & Co – Measure, Control, and Hack*. Het is opgemaakt en enigszins bewerkt zodat het past bij de conventies en paginaopmaak van *Elektor Magazine*. Omdat het een gedeelte is uit een grotere publicatie, kan dit artikel verwijzen naar passages elders in het boek. Auteur en redacteur hebben hun best gedaan om dat te voorkomen, en helpen graag bij vragen. De contactgegevens staan in het kader **Vragen of opmerkingen**.

De BMP180 luchtdruksensor levert maximaal ongeveer 100 temperatuur- en luchtdrukwaarden per seconde. We kunnen dus een stereo-audiobestand genereren (in PCM-formaat met de extensie .wav) op basis van deze data, gedurende minuten, uren of dagen, waarbij we de luchtdruk opnemen op het linkerkanaal en de temperatuur op het rechterkanaal. We stellen de standaard afspeelfrequentie (sampling rate) bijvoorbeeld in op 44.100 Hz. Dit is een veelgebruikte waarde die ook wordt gebruikt voor audio-CD's en andere zaken.

Het bestand wordt dan later afgespeeld (bijvoorbeeld op een laptop of met een audiospeler) op 441 keer de normale snelheid; zo kunnen we infrageluid hoorbaar maken! Met de oorspronkelijke bemonsteringsfrequentie van 100 Hz bij opname kunnen we alle frequenties onder 50 Hz opnemen. Een infrason geluid van 10 Hz wordt 4,41 kHz als het wordt afgespeeld. 1 Hz wordt 441 Hz en zo vervolgens. Theoretisch zijn daaronder geen grenzen.

OK, toegegeven, de BMP180 is niet echt geschikt als zeer gevoelige microfoon. Hoewel hij al drukafwijkingen detecteert bij geringe



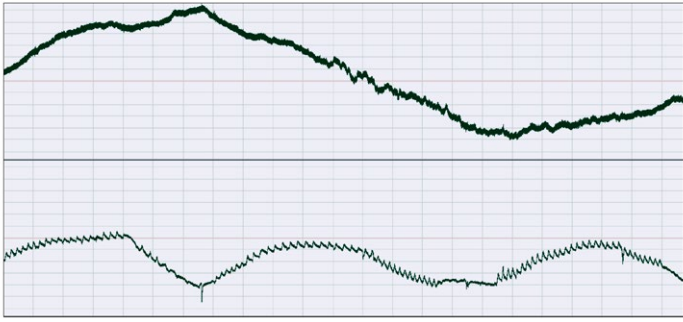
hoogteveranderingen, moet infrageluid heel wat luider zijn om het te onderscheiden van de ruis bij het afspelen.

Het is echter veel interessanter om een audiobewerkingsprogramma te gebruiken om later naar de luchtdruk- en temperatuurgolfvormen te kijken – vooral als de opname meerdere dagen duurde. Het linkerkanaal toont ons dan de grafiek van de luchtdruk en het rechterkanaal die van de temperatuur.

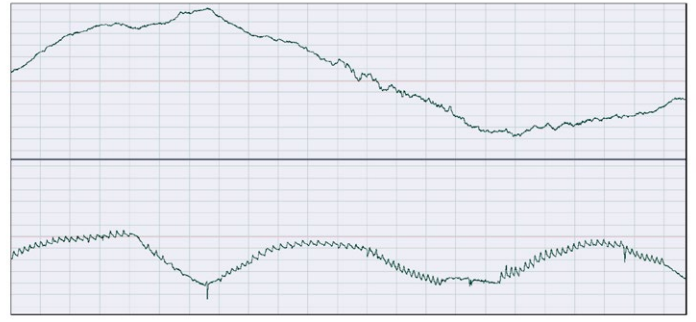
Als voorbeeld heb ik een opname bijna drie dagen laten duren, het resulterende .wav-bestand geopend met een audiobewerkingsprogramma en vervolgens beide kanalen afzonderlijk genormaliseerd en zo goed mogelijk geschaald naar het volledige bereik. De bovenste grafiek in **figuur 1** met de drukmetingen ziet er nog steeds wat vet en onregelmatig uit doordat elke pixel op de X-as uit tienduizenden metingen bestaat, en deze bevatten ook wat ruis en fluctueren dus in zekere mate.

**Figuur 2** toont de resultaten na verwerking. De opname werd opnieuw bemonsterd en 4000 waarden werden gemiddeld tot één enkele waarde. De ruis is verdwenen en we kunnen de druk- en temperatuurcurven nu veel duidelijker zien.

Uit de grafieken kunnen we nu een paar dingen opmaken: bij de drukgrafiek zien we dat het iets winderiger werd gedurende de tweede helft van de meting, omdat daar meer kleinere fluctuaties optreden. Bij een werkelijke storm zouden de fluctuaties nog extremer zijn.



Figuur 1. Luchtdruk (boven) en temperatuur (onder) als functie van de tijd, vrijwel onbewerkt.



Figuur 2. Verloop van luchtdruk (boven) en temperatuur (onder) na bewerking.

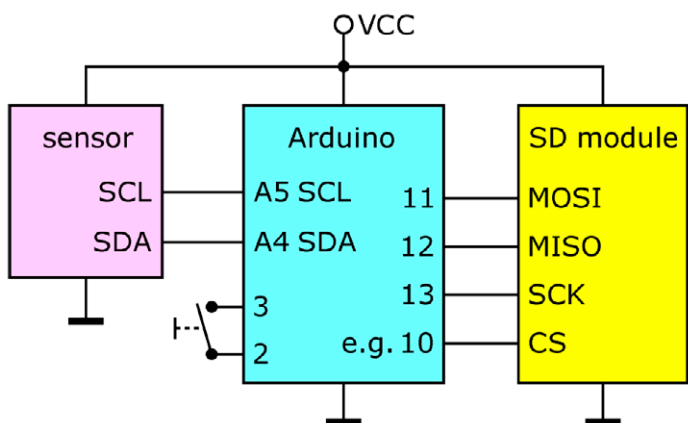
De temperatuurcurve onderaan toont duidelijk het dag/nachtritme. De bijna steeds optredende kleine piekjes zijn de schakelcycli van de thermostaat voor de verwarming van de kamer. Je zou kunnen tellen hoe vaak de thermostaat heeft in- en uitgeschakeld tijdens deze drie dagen. Verder zijn er twee neerwaartse spikes te zien toen het raam kort werd geopend.

## Constructie

Om het project uit te voeren, hebben we nodig:

- 1 Arduino-board (16 MHz ATmega328)
- 1 BMP180 sensormodule
- 1 (micro)SD-kaartmodule
- 1 drukknop
- (jumper)draden
- 1 (micro)SD-kaart, maximaal 32 GB

De opbouw is vrij eenvoudig. Naast de BMP180-sensor moeten we de SD-kaartmodule en de drukknop voor het starten en stoppen van de opname aansluiten. Volg gewoon het aansluitschema van **figuur 3**. Gesoldeerde verbindingen zijn altijd het beste, maar we kunnen ook jumperdraden gebruiken. We hebben twee VCC-verbindingen nodig, maar de Pro Mini heeft maar één VCC-pin. Er bestaat echter een heel eenvoudige oplossing: omdat de BMP180 nauwelijks stroom verbruikt, kunnen we hem ook voeden vanuit een uitgang (bijvoorbeeld uit pin 9 in plaats van VCC). Dan hoeven we alleen de pin in `setup()` als uitgang te definiëren en deze hoog te maken.



Figuur 3. Bedrading van de BMP180-sensor, SD-kaartmodule, schakelaar en Arduino.

## Sketch voor de infrageluid-recorder

Een groot deel van de sketch met de naam `13.9.ino` die voor dit project is geschreven, wordt gepresenteerd in de vorm van de 'partiele' listings **1a** tot en met **1h**, samen met de bespreking hieronder. Het volledige programma is veel langer dan de som van de hier gegeven listings. Het programma en de subprogramma's die hieronder worden genoemd, staan in het softwarebestand dat voor het boek is uitgebracht en dat gratis kan worden gedownload van de Elektor Books support-website [1]. Ga op de webpagina naar *Downloads*. Om dit artikel te kunnen volgen, moet je `13.9.ino` ter naslag bij de hand hebben.

**Listing 1a:** omdat we de luchtdruksensor combineren met de SD-kaartmodule, moeten we drie bibliotheken installeren: de I<sup>2</sup>C-interface voor de luchtdruksensor, de SPI-interface voor de SD-kaartmodule en de speciale SD-kaartfuncties.

Vervolgens definiëren we twee pinnen waarop we een drukknop kunnen aansluiten om de opname te starten en te stoppen. Pin 3 wordt laag gemaakt en dient als massa voor de knop. Dit is erg praktisch, omdat de twee pinnen van de knop dan vlak naast elkaar zitten. We kunnen natuurlijk ook de echte massa (GND) gebruiken in plaats van pin 3.

De andere definities en variabelen, evenals alle programma-onderdelen van de luchtdruksensor en de SD-kaart sketches die in het boek worden besproken, worden hier niet afgedrukt. We zijn nu alleen geïnteresseerd in recorder-specifieke zaken.

### Listing 1a

```
#include <Wire.h>    // library for I2C interface
#include <SPI.h>     // library for SPI interface
#include <SD.h>      // library for SD card
#define record_pin 2 // switch pin to ground for
                    // recording
#define low_pin 3   // Set output pin to LOW
                    // (used as GND for button)
...
```

**Listing 1b:** hier hebben we de instellingen van de recorder. De variabele `oversampling` bepaalt ook het aantal drukmetingen. Om 100 waarden per seconde op te nemen, moet deze instelling 0 zijn. `audio_rate` daarentegen bepaalt hoeveel waarden per seconde worden geleverd als we de opname later afspelen als een audiobestand. `max_file_size` bepaalt de maximale opnamelengte. "10 minutes" verwijst echter naar de afspeeltijd – de corresponderende opnametijd is enkele dagen. We kunnen deze waarde echter



bijna willekeurig aanpassen. Als de maximale bestandsgrootte is bereikt, wordt het bestand gesloten en wordt een nieuwe opname gestart.

De variabele `duration` bepaalt de vertraging tussen de metingen. De tijden zijn hier echter 500  $\mu$ s langer omdat we hier niet met delays werken, maar met een vaste klokfrequentie gedurende welke ook de Wire-instructies voor de temperatuur- en drukmeting worden uitgevoerd.

#### Listing 1b

```
// 0 -> 1x, 1 -> 2x, 2 -> 4x, 3->8x
char oversampling = 0;
// sampling rate of the output audio file
long audio_rate = 44100;
// 10 minutes' playback time (at 44,100 Hz)
unsigned long max_file_size = 105840044;
// time ( $\mu$ s) according to oversampling
int duration[4] = ;
// time for temperature measurement
int t_duration = 5000;
...
```

**Listing 1c:** na de speciale variabelen voor de temperatuur- en drukberekening, die we hier weer hebben overgeslagen, zijn deze variabelen later nodig voor de recorder.

#### Listing 1c

```
// system time at which the data are available
unsigned int next_time;

long zero_value; // pressure zero line
long record_value; // pressure value to save
long zero_temp; // temperature zero line
long temp_value; // temperature value to save

// indicates whether recording is activated
boolean must_record = false;
// indicates if recording is currently running
boolean is_recording = false;
// indicates whether pushbutton is pressed
boolean pressed = false;
// actual file size
unsigned long file_size;
// actual file number
unsigned int file_number = 0;
// counts how long button is not pressed anymore
byte state_counter = 0;
File wave_file; // recording file
```

**Listing 1d:** `setup()` begint met de definitie van de pinnen voor de drukknop. Dankzij de geactiveerde interne pull up-weerstand hebben we geen extra onderdelen nodig.

#### Listing 1d

```
void setup() {
    // switch pin on input with pull-up
    pinMode(record_pin, INPUT_PULLUP);
    // low pin on output ...
    pinMode(low_pin, OUTPUT);
    // ... and LOW [...]
    digitalWrite(low_pin, LOW);
    ...
}
```

**Listing 1e:** in `loop()` hebben we nu alleen het afwisselende afroepen van de temperatuur- en drukmetingen, want om geen tijd te verliezen wachten we daar niet telkens met een delay op de gegevens, maar gebruiken we de wachttijd voor alle andere taken. Voor de temperatuurmeting wordt de functie `calculate()` aangeroepen terwijl we wachten op het resultaat. Voor de drukmeting roepen we de functie `recording()` aan.

#### Listing 1e

```
void loop() {
    get_t(); // read temperature
    get_p(); // read pressure
}
```

**Listing 1f:** nu de `calculate()`-functie. De werkelijke temperatuur en werkelijke druk worden eerst berekend uit de gemeten waarden, voor zover de druk al gemeten is. Ik heb dit nu weer afgekort met "...", want ik weet zeker dat niemand deze berekeningen (met de vele formuleregels uit de datasheet van de BMP180) nog eens wil lezen.

Vervolgens controleren we of de nul-assen voor druk en temperatuur al gedefinieerd zijn. Als dit niet het geval is, wordt de eerste meting nu gedefinieerd als de basiswaarde. Als er daarentegen nog geen meting is gedaan, verlaten we de functie volledig.

Nu worden de waarden voorbereid voor opname. Hiervoor trekken we de nul-waarde van de druk af van de gemeten waarde. Als de waarde wordt overschreven, wordt deze begrensd tot het toegestane bereik van -32.768 tot 32.767. Daarna doen we hetzelfde met de temperatuur. Beide waarden zijn nu klaar voor opslag.

#### Listing 1f

```
// calculate temperature (in tenth degree) and
// pressure (in pascals)
void calculate() {

    // if pressure has already been measured before
    if (p) {
        ...
    }
}
```

```

// if zero value has not been determined yet
if (!zero_value) {
    // cancel if no measurement has been taken yet
    if (!pressure) return;
    // actual value as zero line
    zero_value = pressure;
    // actual value as zero line
    zero_temp = b5;
}

// pressure value for recording
record_value = pressure - zero_value;

// max value if clipping
if (record_value > 32767)
    record_value = 32767;
// negative clipping
else if (record_value < -32768)
    record_value = -32768;
// temperature value for recording
temp_value = b5 - zero_temp;
// max value if clipping
if (temp_value > 32767) temp_value = 32767;
// negative clipping
else if (temp_value < -32768) temp_
value = -32768;
}

```

**Listing 1g:** in de functie `recording()` worden eerst twee voorwaarden gecontroleerd: of de opname zou moeten lopen (omdat deze is ingeschakeld en ook de maximale bestandsgrootte nog niet is bereikt) en of de opname daadwerkelijk loopt. Deze twee verschillende situaties resulteren nu in vier mogelijkheden. In het eerste geval zou de opname moeten lopen, maar loopt deze nog niet.

#### Listing 1g

```

void recording() { // recording function
    // if recording should run
    if (must_record && file_size < max_file_size) {
        // if recording is not running yet
        if (!is_recording) {
            ...
        }
    }
}

```

**Listing 1h:** hier wordt een nieuwe opname gestart. Hiervoor wordt het bestandsnummer verhoogd in de `do-while` lus totdat dit (samen met de verdere tekst) resulteert in een bestandsnaam die nog niet bestaat. Er wordt dan een nieuw bestand geopend met de corresponderende bestandsnaam, en een bericht wordt serieel uitgevoerd. In het geval van een fout wordt er een tweede bericht uitgevoerd en wordt het proces gestopt met behulp van een eindeloze lus.

#### Listing 1h

```

// search for the first not yet used
// recording number
do {
    file_number++; // next number (starting with 1)
} // repeat with next number while
//file already exists

while (SD.exists("FILE_" + String(file_number)
    + ".wav"));
Serial.println("Recording no."
    + String(file_number)
    + " is started!");
wave_file = SD.open("FILE_"
    + String(file_number)
    + ".wav", FILE_WRITE);

if (!wave_file) { // if file could not be opened
    Serial.println
        ("Error: File could not be opened!");
    // do not continue (infinite loop)
    while (true);
}

```

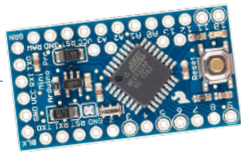
Daarmee is de ruimte voor de programmabespreking in dit artikel verbruikt. Gelukkig is de rest van het programma voor de infrageluid-recorder net zo goed gedocumenteerd als de hier getoonde listings 1a tot en met 1h.

## Gebruik

Aan het begin van de sketch kunnen we drie variabelen instellen:

- **oversampling** moet op 0 staan om de hoogste opnamefrequentie van 100 Hz in te stellen;
- **audio\_rate** specificeert de latere afspeelfrequentie. Hier kunnen we ook een waarde kleiner dan 44.100 gebruiken, om de tijdcompressie ( $44.100 / 100 = 441$ ) niet zo hoog te laten worden. Gebruikelijke waarden zijn 8.000, 11.025, 16.000, 22.050, 32.000, 44.100 en 48.000. Niet elke speler kan andere frequenties spelen;
- met **max\_file\_size** definiëren we de maximale bestandsgrootte. 105.840.044 komt overeen met een afspeeltijd van 10 minuten bij 44.100 Hz, bij een opnametijd van meer dan drie dagen.


Vervolgens moeten we de voltooide opname 'normaliseren', dat wil zeggen het volume van het signaal opschalen zodat het volledige bereik wordt gebruikt, maar zonder het maximum te overschrijden. Zonder normalisatie zal het signaal niet luid genoeg zijn. We zouden natuurlijk een versterkingsfactor kunnen toevoegen tijdens de opname, maar we weten niet van tevoren hoeveel de temperatuur en luchtdruk zullen variëren tijdens de opname. Normalisatie kan met een paar kliks worden gedaan met audiobewerkingsprogramma's. Dit moet afzonderlijk worden gedaan voor beide kanalen. Met zo'n programma kunnen we de opname vervolgens



in grafische vorm bekijken. Het linkerkanaal toont het verloop van de luchtdruk tijdens de opname, terwijl het rechterkanaal de temperatuur toont.

## Weerrecorder

Als we de oversampling-waarde veranderen in 3, zullen er slechts 32 (in plaats van 100) waarden per seconde worden opgenomen, wat nog steeds veel meer is dan we nodig hebben voor weeropnamen. We zouden ook de hoogtemeter (uit paragraaf 13.8 van het boek) kunnen combineren met de SD-kaartfuncties, zodat we ook voor elke seriële uitgang een corresponderende tekstregel naar een bestand kunnen schrijven. Op die manier krijgen we de weeropname als een tekstbestand.

Je ziet dat er dus talloze mogelijkheden zijn voor wat je kunt doen, en de afzonderlijke hoofdstukken in het boek bieden – naast de concrete projecten – veel informatie en suggesties die je zouden moeten helpen om zoveel mogelijk van je eigen ideeën te realiseren. Helaas zijn we hiermee aan het einde gekomen van dit artikel; ik wens alle lezers veel plezier met meten, controleren en hacken! 

vertaling: Willem den Hollander – 230393-03

## Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de auteur via [r.sont@freenet.de](mailto:r.sont@freenet.de) of naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).



## Over de auteur

Robert Sontheimer was er meteen bij toen de eerste thuiscomputers zo'n 40 jaar geleden onze huiskamers binnenkwamen, met de ZX81 en C64. Destijds bouwde hij een plotter om tot een scanner, naast andere eigenzinnige en originele ideeën. Tegenwoordig gebruikt hij Arduino Pro Mini's om complete CNC-lasermachines te besturen en heeft hij zelfs een bijpassend afzuigstelsel uitgevonden: zijn 'zelfvernieuwend wc-papier-filter'. In zijn kantoor heeft hij een magneet die al jaren zweeft – natuurlijk onder besturing van een Pro Mini.

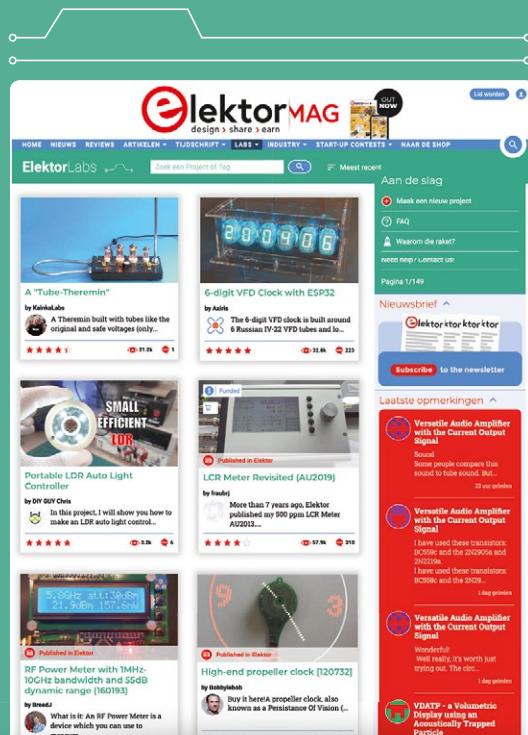
## WEBLINK

[1] Software-archief bij dit boek: <http://www.elektor.nl/20243>



## Gerelateerde producten

► Robert Sontheimer, Arduino & Co.,  
Measure, Control, and Hack, Elektor 2022  
boek: [www.elektor.nl/20243](http://www.elektor.nl/20243)  
e-boek: [www.elektor.nl/20244](http://www.elektor.nl/20244)



**Deel nu uw projecten!**  
[www.elektormagazine.nl/e-labs](http://www.elektormagazine.nl/e-labs)

# Start uw elektronica-innovaties met ElektorLabs

- Gratis publicatie van uw projecten
- Support van experts
- Samenwerkingsmogelijkheden
- Toegang tot exclusieve bronnen
- Publicatie in Elektor Magazine mogelijk



**elektor**  
design > share > earn





Bron: Shutterstock

# Cloud-gebaseerde energiemeter

met een ESP32-module en een PZEM-004T spanning/stroom-sensor

A project from Elettronica In

<https://elettronica.in>



Emanuele Signoretta (Italië)

Met de alsmaar stijgende prijs van elektriciteit is verstandig gebruik en besparing een must geworden. Met een ESP32-module en een paar andere hardwarecomponenten is het mogelijk om een energiemeter te maken die onze energiegegevens via een verbinding met het WiFi-netwerk naar het InfluxDb Cloud-platform stuurt.

Italië is, net als veel andere landen, sterk afhankelijk van buitenlandse energiebronnen omdat de eigen duurzame energieproductie niet voldoende is om aan de binnenlandse vraag te voldoen. Dit wordt een nog groter probleem wanneer externe omstandigheden de beschikbaarheid van fossiele brandstoffen beperken, wat leidt tot hogere prijzen. Als gevolg daarvan moeten mensen in Italië, net als elders, bezuinigen op hun energieverbruik, bepaalde gemakken opofferen en hun energieverbruik nauwlettend in de gaten houden om onaangename verrassingen op hun stroom- en gasrekening te voorkomen. De belangrijkste drijfveer om het energieverbruik te verminderen is de angst om te veel uit te geven, en niet zozeer de bezorgdheid over de klimaatverandering.

Om degenen te helpen die zich bewust zijn van hun elektriciteitsverbruik, introduceert dit artikel een energieverbruiksmeter die gebruik maakt van een Espressif ESP32-module en een PZEM-004T spanning/stroom-sensor. De meter verzamelt gegevens en stuurt deze naar de cloud, om precies te zijn naar de servers van de InfluxDB online-service.

## De hardware

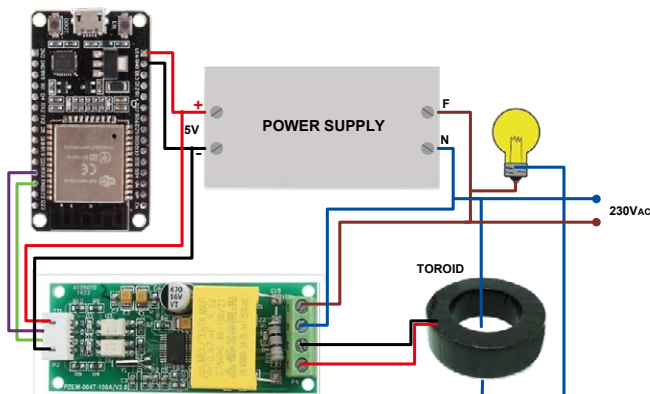
Voor de hardware van de energiemeter hebben we een ESP32 WiFi-module nodig (**figuur 1**) en een PZEM-004T sensor (ingekapseld te zien in zijn doorzichtige plastic behuizing in **figuur 2**). We hebben ook een schakelende voeding nodig met een 5V-uitgang (als je er een kiest met een microUSB-uitgang, kun je deze gebruiken om het ESP-board



Figuur 1. Het ESP32-board.



Figuur 2. De PZEM-004T-sensor met transformator.



Figuur 3. Het bedradingsschema van de schakeling.

van voeding te voorzien en de vereiste voeding voor de PZME-004T via  $V_{IN(\dots)}$ , female-female jumpers voor de Arduino, aansluitklemmen, wat bedrading en een plastic behuizing [2]. De datasheet van de sensor is te vinden op [3], terwijl **figuur 3** de algemene bedrading van de schakeling laat zien – in de paragraaf **Installatie** verderop gaan we daar dieper op in.

De sensormodule in een kunststof behuizing bestaat uit een schakeling om stroom en spanning te meten met een open ringkern. Hij bevat weinig elektronica, is geïsoleerd door optocouplers en heeft een seriële interface. De module kan nauwkeurig spanningen meten van 80 V tot 260 V, met een resolutie van 0,1 V en een nauwkeurigheid van 0,5%. De sensor kan ook stromen meten van 0 A tot 100 A met een nauwkeurigheid van 0,5% en een resolutie van 0,001 A. Bovendien kan de sensor de fasehoek (arbeidsfactor) tussen de spannings- en stroomvectoren bepalen met een nauwkeurigheid van 1%, waardoor metingen van actief en reactief vermogen mogelijk zijn. Hiermee kunnen we de elektrische efficiëntie evalueren van het apparaat dat wordt gemeten. De keuze van de componenten voor de schakeling was gebaseerd op prijs/prestatieverhouding, gezien de aanhoudende crisis in de halfgeleiderindustrie, en de indrukwekkende specificaties van de ESP32.

## Configuratie van InfluxDB

Er zijn meerdere softwarepakketten beschikbaar voor het ontvangen en analyseren van gegevens die worden verzonden door IoT-apparaten. Bekende voorbeelden zijn Home Assistant, Grafana, Blynk, Thingspeak en andere. In dit geval gebruiken we InfluxDB, waarvan **figuur 4** het logo toont.

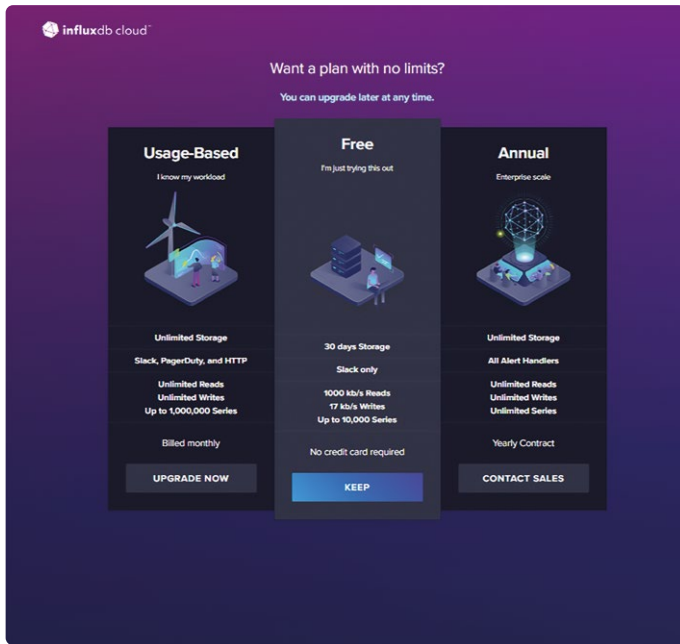
InfluxDB is veelzijdige software die functionaliteit biedt voor het maken van dashboards, het uitvoeren van queries en het versturen van meldingen. Het biedt meerdere mogelijkheden voor implementatie, waaronder uitvoerbare versies voor verschillende architecturen,



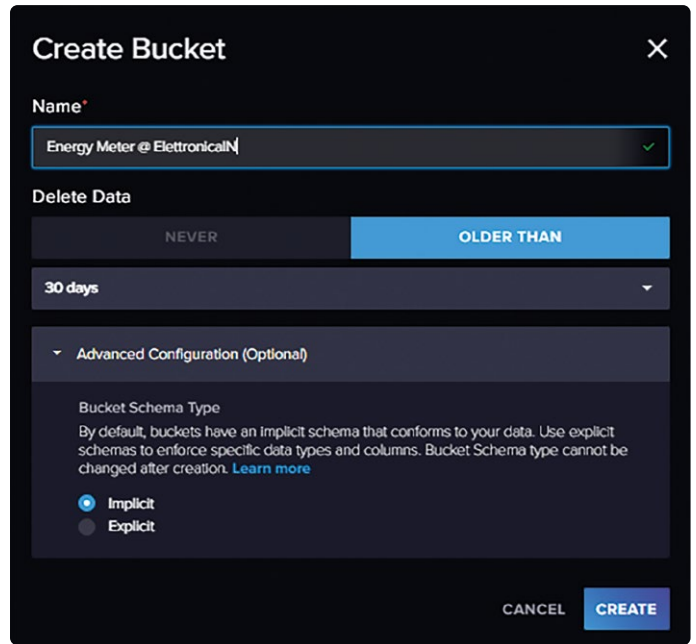
Figuur 4. Het InfluxDB-logo.

Figuur 5. De InfluxDB-registratiepagina.

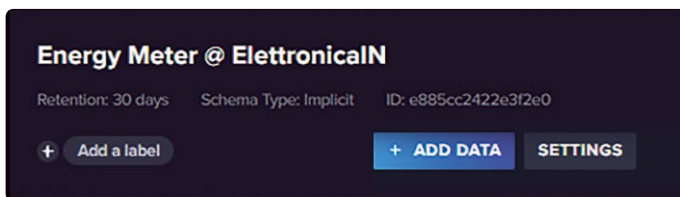
Figuur 6. Keuze van provider en aanvaarding van de servicevoorwaarden.



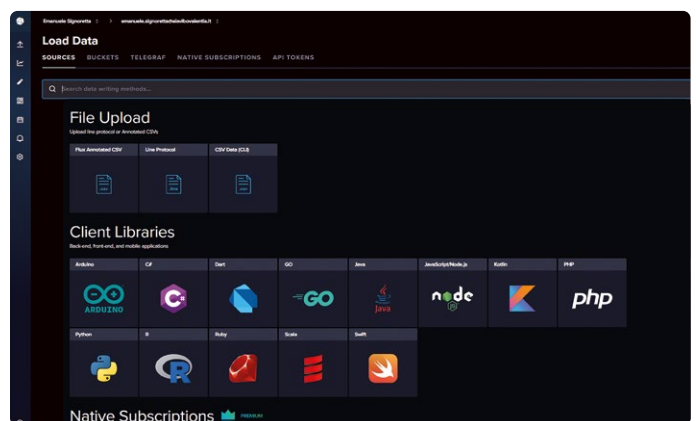
Figuur 7. Keuze van het abonnement.



Figuur 8. Aanmaken van een nieuwe bucket.



Figuur 9. De nieuwe bucket.



Figuur 10. Keuze van de data-uploadbron.



Figuur 11. Fragment van een demo-sketch.



Docker-containers en cloud-gebaseerde oplossingen. Aanvankelijk waren we van plan om het systeem op een Raspberry Pi te installeren vanwege het eigendomsrecht van de gegevens, maar de schaarste van componenten dwong ons om in plaats daarvan de InfluxDb Cloud v2-service te gebruiken.

Ga om te beginnen naar link [4] en registreer je eerst. Je kunt ervoor kiezen om je aan te melden met je Microsoft- of Google-inloggegevens of handmatig de verplichte velden in te vullen, zoals te zien is in **figuur 5**. Nadat je het registratieproces hebt voltooid, krijg je een scherm te zien dat lijkt op dat van **figuur 6**, waar je wordt gevraagd om verschillende details op te geven, waaronder de naam van de serviceprovider. Voor ons project hebben we Amazon Web Services (AWS) geselecteerd als provider.

Op het volgende scherm (te zien in **figuur 7**) moet je een abonnement kiezen. In ons geval kozen we voor een gratis abonnement, waarmee je 30 dagen lang gegevens kunt opslaan en meldingen via Slack kunt ontvangen.

Na het bevestigen van onze keuze verschijnt je persoonlijke dashboard. Om een bucket aan te maken, ga je naar *Load Data Buckets Create new bucket*. Hiermee open je een scherm dat lijkt op dat van **figuur 8**. Vul het veld *Name* in en klik op de knop *Create*. Zodra de bucket is aangemaakt, verschijnt deze bij de beschikbare gegevensbronnen, zoals te zien in **figuur 9**.

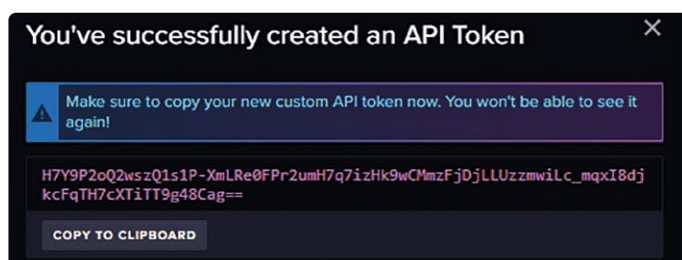
Klik vervolgens op *Add data Client library*. Er verschijnt een nieuw scherm met verschillende opties voor het uploaden van gegevens. Kies uit deze opties *Arduino* (**figuur 10**). In het volgende venster (**figuur 11**) zie je een reeks codefragmenten die samen een demosketch vormen. Kopieer de gegevens voor *INFLUXDB\_URL*, *INFLUXDB\_ORG*, en *INFLUXDB\_BUCKET* uit het eerste fragment.

Om de installatie te voltooien, moeten we een toegangscode voor de bucket aanmaken. Ga hiervoor naar de linker zijbalk en ga naar *Load Data API Tokens*.

Klik in het venster dat dan verschijnt op *Generate API Token*. Nadat je de bucket hebt geselecteerd, schakel je zowel lees- als schrijfrechten in, zoals te zien in **figuur 12**. Zodra de code is aangemaakt, kopieer je deze en bewaar hem goed, want we hebben hem nodig in de volgende stappen.

## De sketch

De sketch voor ons project is een combinatie van een aantal sketches van de bibliotheken die we hebben gebruikt. Je kunt de sketch-bestanden downloaden van de GitHub-repository [5]. Laten we nu onze code analyseren, die is verdeeld in drie secties die we zullen behandelen met de bijbehorende listings.



Figuur 12. Aanmaken van een API-key.



## Listing 1. De bibliotheken toevoegen.

```
#include <WiFiMulti.h>
#include <ESPmDNS.h>
#include <WiFiUdp.h>
#include <ArduinoOTA.h>
#include <InfluxDbClient.h>
#include <InfluxDbCloud.h>
#include <PZEM004Tv30.h>
#include <Every.h>
```

Laten we het eerst hebben over het toevoegen van de benodigde bibliotheken en afhankelijkheden, zoals getoond in **listing 1**.

Hierbij is het belangrijk op te merken dat de *WiFiMulti*-bibliotheek wordt gebruikt voor het beheren van de WiFi-communicatie tussen de ESP32 en het access point. De *ESPmDNS*-, *WiFiUDP*- en *ArduinoOTA*-bibliotheken [6] worden gebruikt voor het OTA-uploaden (over-the-air) van sketches en het host-name beheer. Zorg ervoor dat Python versie 2.7.x geïnstalleerd is op je PC voor deze functionaliteit. De *InfluxDbClient*- en *InfluxDbCloud*-bibliotheken worden gebruikt voor het uploaden van gegevens naar de InfluxDB Cloud. De *PZEM004Tv30*-bibliotheek [7] zorgt voor seriële communicatie met de sensor. Tot slot maakt de *Every*-bibliotheek het mogelijk om codeblokken met regelmatige tussenpozen uit te voeren zonder afhankelijk te zijn van *delay()*.

Laten we nu de hieropvolgende delen van de code bekijken, te beginnen met **listing 2**, die het pre-processor gedeelte bevat. Met *#define REFRESH\_TIME 5000* stellen we het interval (in milliseconden) in voor het uploaden van gegevens naar de cloud. Vervolgens definiëren we de naam van het apparaat, de seriële communicatiepinnen en de gewenste seriële poort. Objecten met betrekking tot het WiFi-netwerk en de sensor worden geconfigureerd. IP-adressen worden gedefinieerd en als je een verbinding met het toegangspunt met een statisch IP wilt configureren, kun je de parameters aanpassen aan het subnet van je netwerk. Tot slot definiëren we parameters voor de WiFi-verbinding en de InfluxDB Cloud-toegang. Vervang deze regels code door het gekopieerde fragment en voer de ontbrekende gegevens in. Met *#define WIFI\_SSID* en *#define WIFI\_PASSWORD* geven we respectievelijk de SSID en het wachtwoord van het WiFi-netwerk op. Vervolgens stellen we de parameters in om verbinding te maken met InfluxDB Cloud. De enige ontbrekende parameter is *INFLUXDB\_TOKEN*, die kan worden opgehaald uit de API-sleutel die we eerder hebben gemaakt. Zet die API-sleutel tussen de aanhalingstekens. Met *#define TZ\_INFO "CET-1CEST,M3.5.0,M10.5.0/3"* specificeren we de Midden-Europese tijdzone voor tijdregistraties. Gebruik de onderstaande code om het clientobject te maken dat verbinding maakt met de InfluxDB-server:

```
InfluxDbClient client(INFLUXDB_URL, INFLUXDB_ORG,
                      INFLUXDB_BUCKET, INFLUXDB_TOKEN,
                      InfluxDbCloud2CACert);
```



## Listing 2. Definities.

```
#define REFRESH_TIME 5000 // Delay interval for data upload
#define DEVICE "ESP32"
#define PZEM_RX_PIN 27
#define PZEM_TX_PIN 26
#define PZEM_SERIAL Serial2

/*****
ESP32 initialization
-----

    The ESP32 HW Serial interface can be routed to any GPIO pin
    Here we initialize the PZEM on Serial2 with RX/TX pins 26 and 27
*/
PZEM004Tv30 pzem(PZEM_SERIAL, PZEM_RX_PIN, PZEM_TX_PIN);
WiFiMulti wifiMulti;
IPAddress local_IP(192, 168, 178, 154);
IPAddress gateway(192, 168, 178, 1);
IPAddress subnet(255, 255, 255, 0);
IPAddress primaryDNS(192, 168, 178, 1); //optional
IPAddress secondaryDNS(1, 1, 1, 1); //optional
// WiFi AP SSID
#define WIFI_SSID ""
// WiFi password
#define WIFI_PASSWORD ""
// InfluxDB v2 server url, e.g. https://eu-central-1-1.aws.cloud2.influxdata.com
// (Use: InfluxDB UI -> Load Data -> Client Libraries)
#define INFLUXDB_URL "https://eu-central-1-1.aws.cloud2.influxdata.com"
// InfluxDB v2 server or cloud API token
// (Use: InfluxDB UI -> Data -> API Tokens -> Generate API Token)
#define INFLUXDB_TOKEN ""
// InfluxDB v2 organization id (Use: InfluxDB UI -> User -> About -> Common Ids )
#define INFLUXDB_ORG ""
// InfluxDB v2 bucket name (Use: InfluxDB UI -> Data -> Buckets)
#define INFLUXDB_BUCKET "Energy Meter @ ElettronicaIN"
// Set timezone string according to
// https://www.gnu.org/software/libc/manual/html_node/TZ-Variable.html
#define TZ_INFO "CET-1CEST,M3.5.0,M10.5.0/3"
// InfluxDB client instance with preconfigured InfluxCloud certificate
InfluxDBClient client(INFLUXDB_URL, INFLUXDB_ORG,
    INFLUXDB_BUCKET, INFLUXDB_TOKEN, InfluxDbCloud2CACert);
// Data point
Point sensor("EnergyMeter");
```



## Listing 3. Setup.

```
void setup() {
    Serial.begin(115200);
    // Uncomment in order to reset the internal energy counter
    // pzem.resetEnergy()
    // Setup wifi
    WiFi.mode(WIFI_STA);
    //Comment to use DHCP instead of static IP
    if (!WiFi.config(local_IP, gateway, subnet, primaryDNS, secondaryDNS)) {
        Serial.println("STA Failed to configure");
    }
}
```

```

wifiMulti.addAP(WIFI_SSID, WIFI_PASSWORD);
Serial.print("Connecting to wifi");
while (wifiMulti.run() != WL_CONNECTED) {
    //Serial.print(".");
    //delay(100);
    Serial.println("Connection Failed! Rebooting...");
    delay(5000);
    ESP.restart();
}
Serial.println();
// Port defaults to 3232
// ArduinoOTA.setPort(3232);
// Hostname defaults to esp3232-[MAC]
ArduinoOTA.setHostname("ESP32-Energy Meter");
// No authentication by default
// ArduinoOTA.setPassword("admin");
// Password can be set with it's md5 value as well
// MD5(admin) = 21232f297a57a5a743894a0e4a801fc3
// ArduinoOTA.setPasswordHash("21232f297a57a5a743894a0e4a801fc3");
ArduinoOTA
.onStart([]() {
    String type;
    if (ArduinoOTA.getCommand() == U_FLASH)
        type = "sketch";
    else // U_SPIFFS
        type = "filesystem";
    // NOTE: if updating SPIFFS this would be the place to unmount SPIFFS using SPIFFS.end()
    Serial.println("Start updating " + type);
})
.onEnd([]() {
    Serial.println("\nEnd");
})
.onProgress([](unsigned int progress, unsigned int total) {
    Serial.printf("Progress: %u%%\r", (progress / (total / 100)));
})
.onError([](ota_error_t error) {
    Serial.printf("Error[%u]: ", error);
    if (error == OTA_AUTH_ERROR) Serial.println("Auth Failed");
    else if (error == OTA_BEGIN_ERROR) Serial.println("Begin Failed");
    else if (error == OTA_CONNECT_ERROR) Serial.println("Connect Failed");
    else if (error == OTA_RECEIVE_ERROR) Serial.println("Receive Failed");
    else if (error == OTA_END_ERROR) Serial.println("End Failed");
});
ArduinoOTA.begin();
// Add tags
sensor.addTag("Dispositivo", DEVICE);
// Accurate time is necessary for certificate validation and writing in batches
// For the fastest time sync find NTP servers in your area: https://www.pool.ntp.org/zone/
// Syncing progress and the time will be printed to Serial.
timeSync(TZ_INFO, "pool.ntp.org", "time.nis.gov");\
// Check server connection
if (client.validateConnection()) {
    Serial.print("Connected to InfluxDB: ");
    Serial.println(client.getServerUrl());
} else {
    Serial.print("InfluxDB connection failed: ");
    Serial.println(client.getLastErrorMessage());
}
}

```



Tenslotte wordt het sensorobject gemaakt met `Point sensor("EnergyMeter")`. Dit object, met de naam `EnergyMeter`, wordt geassocieerd met alle gegevens die door de sensor worden verzameld. De code in **listing 3** geeft de configuratie van het board weer en initialiseert de seriële poort op een baudrate van 115.200. Het codeblok begint met `WiFi.mode(WIFI_STA)`; dat WiFi in de station-modus initialiseert om verbinding te maken met een toegangspunt. Het volgende blok code:

```
if (!WiFi.config(local_IP, gateway, subnet,
    primaryDNS, secondaryDNS)) {
    Serial.println("STA failed to configure");
}
```

stelt een statisch IP in, in plaats van DHCP te gebruiken. Als er een fout optreedt, wordt er een waarschuwing weergegeven via de seriële poort. Als je DHCP wilt gebruiken, kun je dit deel van de code wegcommentariëren.

De functie-aanroep `wifiMulti.addAP(WIFI_SSID, WIFI_PASSWORD)` probeert verbinding te maken met het toegangspunt met het opgegeven SSID en wachtwoord.

Vervolgens wordt geprobeerd verbinding te maken met het access point; als dit mislukt wordt eerst een foutmelding weergegeven via de seriële poort en wordt het board na een wachttijd van vijf seconden opnieuw opgestart.

De hostnaam wordt ingesteld met `ArduinoOTA.setHostname("ESP32-Energy Meter")`, die zal worden verzonden via mDNS en weergegeven op de Arduino IDE voor het laden van de OTA-sketch. Er is becommentarieerde code om het laden van de OTA-sketch te beperken tot gebruikers met een gebruikersnaam en wachtwoord. Zet het commentaar van deze regels code uit om deze beveiligingsfunctie toe te voegen.

De instellingen voor de OTA-modus worden beheerd met het volgende codeblok:

```
ArduinoOTA.onStart([]() {
    String type;
    // ...
    if (error == OTA_AUTH_ERROR) Serial.println("Auth Failed");
    else if (error == OTA_BEGIN_ERROR) Serial.println("Begin Failed");
    else if (error == OTA_CONNECT_ERROR) Serial.println("Connect Failed");
    else if (error == OTA_RECEIVE_ERROR) Serial.println("Receive Failed");
    else if (error == OTA_END_ERROR) Serial.println("End Failed");
});
ArduinoOTA.begin();
```

Het codeblok behandelt OTA-start, -einde, sketch laden en fouten (in die volgorde). `ArduinoOTA.begin()` start het OTA-laadproces. Met `sensor.addTag("Device", DEVICE)`; wordt een *tag* ingesteld

die in dit geval overeenkomt met de naam van het apparaat. Deze functie kan handig zijn om een of meer sensoren binnen een groep te onderscheiden.

Met `timeSync(TZ_INFO, "pool.ntp.org", "time.nis.gov")`; maakt de ESP verbinding met de twee NTP-servers *pool.ntp.org* en *time.nis.gov* (network time protocol) om de correcte datum en tijd te verkrijgen.

Tenslotte probeert het codeblok verbinding te maken met de InfluxDB servers:

```
if (client.validateConnection()) {
    Serial.print("Connected to InfluxDB: ");
    Serial.println(client.getServerUrl());
}
else {
    Serial.print("InfluxDB connection failed: ");
    Serial.println(client.getLastErrorMessage());
}
```

Als de verbinding succesvol is, wordt de URL van de server naar de seriële poort verzonden. Zo niet, dan wordt in plaats daarvan de bijbehorende foutmelding geprint.

Laten we nu verder gaan met **listing 4**, die de `loop()`-code voor onze sketch bevat. Met `ArduinoOTA.handle()` wacht de ESP32 tot OTA gecompileerde sketches ontvangt.

Met `EVERY(REFRESH_TIME) { ... }` wordt de code binnen de haakjes uitgevoerd met regelmatige intervallen en zonder gebruik te maken van vertragingen. Het tijdsinterval is al eerder gedefinieerd. Binnen het `EVERY`-blok wordt eerst het adres van de PZEM gelezen en serieel weergegeven.

Vervolgens worden sensorvariabelen aangemaakt en geïnitieerd met functies uit de sensorbibliotheek. Deze variabelen zijn spanning, stroom, actief vermogen (in Wh), actieve energie (in kWh), frequentie en arbeidsfactor (een waarde tussen -1 en 1, die de verhouding tussen actief vermogen en schijnbaar vermogen weergeeft). Als een van de variabelen geen getal is, wordt een leesfout naar de seriële poort gestuurd. In alle andere gevallen worden de sensormetingen verzonden. Hierna worden de geïnitieerde velden en tijds aanduidingen gewist en worden de variabelen voorbereid voor het uploaden naar de cloud. Tot slot worden de WiFi-verbinding en het succesvol uploaden van de gegevens gecontroleerd. Als het uploaden mislukt, wordt de laatste foutcode verzonden naar de seriële poort.

## Installatie

We waren van plan om de voeding, de ESP32 en de hoofd-sensormodule in een mooie plastic behuizing onder te brengen, met alleen de kabels voor de voeding en voor de ringkern van de stroomsensor naar buiten gevoerd. Helaas is zo'n behuizing niet bijzonder passend, omdat de 230V-printkroonstenen niet zijn afgeschermd tegen onbedoeld aanraken. De datasheet geeft ook geen informatie over de vraag of de voedingslijnen voor de torus volgens de regels galvanisch geïsoleerd zijn van de 'hoogspanning'; daar mag je niet blindelings op vertrouwen. Zorg er dus voor dat de behuizing met de voedingslijnen voldoet aan de regelgeving op het gebied van veiligheid! Als je het apparaat

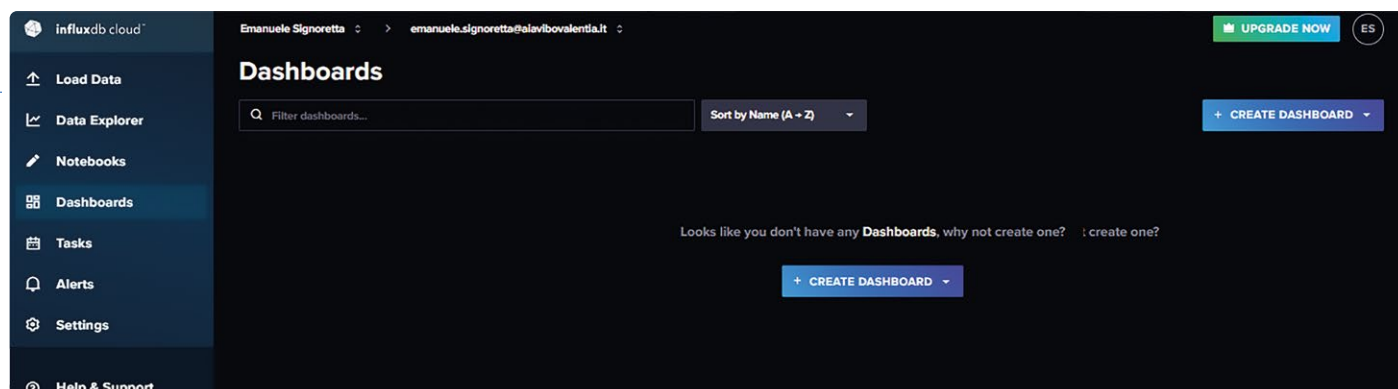


## Listing 4. Loop.

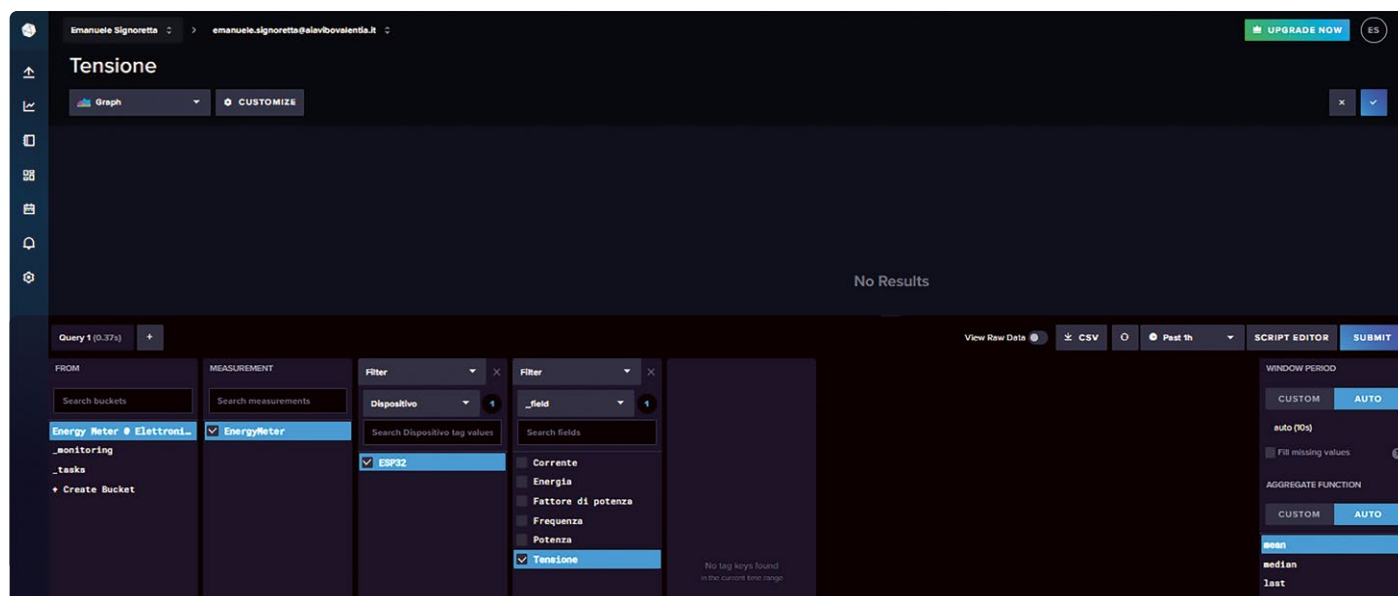
```
void loop() {

    ArduinoOTA.handle();

    EVERY(REFRESH_TIME) {
        // Print the custom address of the PZEM
        Serial.print("Custom Address:");
        Serial.println(pzem.readAddress(), HEX);
        // Read the data from the sensor
        float voltage = pzem.voltage();
        float current = pzem.current();
        float power = pzem.power();
        float energy = pzem.energy();
        float frequency = pzem.frequency();
        float pf = pzem.pf();
        // Check if the data is valid
        if (isnan(voltage)) {
            Serial.println("Error reading voltage");
        } else if (isnan(current)) {
            Serial.println("Error reading current");
        } else if (isnan(power)) {
            Serial.println("Error reading power");
        } else if (isnan(energy)) {
            Serial.println("Error reading energy");
        } else if (isnan(frequency)) {
            Serial.println("Error reading frequency");
        } else if (isnan(pf)) {
            Serial.println("Error reading power factor");
        } else {
            // Print the values to the Serial console
            Serial.print("Voltage: ");      Serial.print(voltage);      Serial.println("V");
            Serial.print("Current: ");      Serial.print(current);      Serial.println("A");
            Serial.print("Power: ");        Serial.print(power);        Serial.println("W");
            Serial.print("Energy: ");        Serial.print(energy, 3);      Serial.println("kWh");
            Serial.print("Frequency: ");    Serial.print(frequency, 1); Serial.println("Hz");
            Serial.print("PF: ");           Serial.println(pf);
            ////UPLOAD DATA
            // Clear fields for reusing the point. Tags will remain untouched
            sensor.clearFields();
            // Store measured value into point
            sensor.addField("Tensione", voltage);
            sensor.addField("Corrente", current);
            sensor.addField("Potenza", power);
            sensor.addField("Energia", energy);
            sensor.addField("Frequenza", frequency);
            sensor.addField("Fattore di potenza", pf);
            // Print what are we exactly writing
            Serial.print("Writing: ");
            Serial.println(sensor.toLineProtocol());
            // Check WiFi connection and reconnect if needed
            if (wifiMulti.run() != WL_CONNECTED) {
                Serial.println("Wifi connection lost");
            }
            // Write point
            if (!client.writePoint(sensor)) {
                Serial.print("InfluxDB write failed: ");
                Serial.println(client.getLastErrorMessage());
            }
        }
        Serial.println();
    }
}
```



Figuur 13. Het dashboard maken.



Figuur 14. Toevoegen van de dashboard-graphics.

wilt gebruiken om de energiehonger van een individueel apparaat te bepalen, raden we aan om de hele elektronica, inclusief alle kabels, in een randaarde-stekkerbehuizing te installeren, zodat er geen aanraakgevaar bestaat. In dat geval is er zelfs geen galvanisch gescheiden 5V-voeding nodig!

Neem de bedrading die al in figuur 3 is getoond als richtlijn, met links de 5V-bedrading en rechts in blauw en bruin de 230V-bedrading, parallel aan de ingang van de voedingseenheid en aan de klemmen 1/2 van de PZEM-004T print, die helaas niet duidelijk gemarkeerd zijn. De ringkern wordt aangesloten op de klemmen 3/4. Eén geleider (L of N) en de PE-beschermgeleider worden doorgelust in de connectorbehuizing en de andere wordt door de ringkern geleid.

Voordat je de afzonderlijke onderdelen van de energiemeter stevig vastzet in de behuizing, moet je de sketch in het ESP-board laden via microUSB (waarmeede module ook wordt gevoed). Daarna kun je alle onderdelen bedraden zoals beschreven en in de behuizing bevestigen. Na controle van de bedrading (zie ook tabel 1) kan de behuizing worden gesloten en het systeem worden opgestart. Op deze manier kom je nooit te dicht bij de gevaarlijke netspanning!

## Opstarten en dashboard instellen

Zodra het board is opgestart, gaan we terug naar de InfluxDB-web-site en vanuit ons dashboard gaan we naar *Dashboards Create new dashboard*. Dan verschijnt een scherm zoals in figuur 13, waar we

een naam toekennen aan ons dashboard en op *Add Cell* klikken. In het scherm dat verschijnt (figuur 14) gaan we selecteren welke parameters we willen opnemen in elk van de grafieken die deel uitmaken van het dashboard. We selecteren, in deze volgorde, de bucket, de metingen, het apparaat en tenslotte de waarden die moeten worden weergegeven. Je kunt kiezen welke grafiek je wilt gebruiken voor de waarden: heatmap, meter, eenvoudige grafiek, tabel enzovoort, en ook hoe je de waarden wilt schalen. We passen de cellen naar wens aan en herhalen de procedure voor elke waarde die we willen weergeven totdat we een resultaat krijgen zoals in figuur 15, die het uiteindelijke dashboard toont.

Tabel 1. Bedrading van de energiemeter en de ESP32-module.

PZEM-004 pin	ESP32 pin
VCC	V5
GND	GND
RX	26
TX	27





Figuur 15. Het uiteindelijke dashboard.

## Conclusie

Tot zover de beschrijving van onze eenvoudige maar doeltreffende energiemeter. De flexibiliteit van het ESP32-board en de vele mogelijkheden van de ondersteunde netwerkprotocollen en platforms zorgen ervoor dat we het toepassingsgebied naar behoefte kunnen uitbreiden, bijvoorbeeld door de meter te integreren in een load management-systeem en toch zelfstandig te laten werken. ◀

vertaling: Hans Adams — 230279-03

## Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).

## Over de auteur

Emanuele Signoretta is geboren in 2000 in Vibo Valentia, een kleine stad in het zuiden van Italië. Hij is een enthousiast ICT-er. Op de middelbare school ontdekte hij de Arduino en het eenvoudige programmeren ervan. Vanaf dat moment schreef hij code voor Arduino- en Fishino-boards. Nu is hij begonnen met STM32- en ESP32-gebaseerde boards. Hij gelooft in de open source-gedachte en gebruikt Linux-gebaseerde distro's. Emanuele studeert momenteel af aan de Politecnico di Torino in elektronica- en communicatietechniek. Verder werkt hij voor Rai, de Italiaanse nationale omroep.



## Gerelateerde producten

- **ESP32-C3-DevKitM-1**  
[www.elektor.nl/20324](http://www.elektor.nl/20324)
- **Koen Vervloesem, *Getting Started with ESPHome*, Elektor 2021**  
[www.elektor.nl/19738](http://www.elektor.nl/19738)
- **Bundle: *Getting Started with ESPHome* + LILYGO TTGO T-Display ESP32 (16 MB)**  
[www.elektor.nl/19896](http://www.elektor.nl/19896)

## WEBLINKS

- [1] ESP32-board: <https://furanet.it/prodotto/esp32-scheda-di-sviluppo-32-gpio-con-wifi-e-bluetooth>
- [2] Plastic behuizing: <https://furanet.it/prodotto/contenitore-plastico-ermetico-546x784x1182-mm>
- [3] PZEM-004 datasheet op Github: <https://bit.ly/3qTZdHf>
- [4] InfluxDB-account: <https://cloud2.influxdata.com/signup>
- [5] De GitHub-repository van dit project: <http://github.com/signorettae/ESP32-EnergyMeter>
- [6] ArduinoOTA-bibliotheek: <https://github.com/jandrassy/ArduinoOTA>
- [7] Arduino-bibliotheek voor de nieuwste PZEM-004T: <http://github.com/mandulaj/PZEM-004T-v30>

# Een gids voor puristisch programmeren (deel 2)

nauwkeurige timing, de UART en debugging

**Sergey Lyubka (Ierland)**

In het eerste deel van deze gids hebben we geleerd hoe we microcontroller-registers kunnen gebruiken om pinnen aan te sturen. Daarnaast hebben we minimale firmware en onze eerste knipperende LED-demo gemaakt met behulp van een linker-script en een Makefile. In deze tweede aflevering behandelen we nauwkeurige timing via systeemklokken, de UART en debugging.

*Opmerking van de redactie: deze gids is een 'levend' document op GitHub [1] en groeit. Daarom hebben we besloten om deze serie uit te breiden met een extra aflevering in het volgende nummer van Elektor (november/december 2023).*

## Blinky met SysTick-interrupt

Voor onze eerste LED 'Blinky'-demo gebruikten we een vertragingfunctie met de naam `spin()` die een bepaald aantal keren NOP-instructies uitvoerde (zie het eerste deel van de serie op [2]). Om een veel nauwkeurigere timing te implementeren, moeten we ARM's SysTick-interrupt inschakelen. SysTick is een 24-bit hardware-counter en is onderdeel van de ARM-core, daarom is het gedocumenteerd in de *Arm® v7-M Architecture Reference Manual* [3]. In deze handleiding zien we dat SysTick vier registers heeft:

- CTRL – wordt gebruikt om SysTick in- en uit te schakelen;
- LOAD – een initiële tellerwaarde;
- VAL – huidige tellerwaarde, die bij elke klokcyclus wordt verlaagd;
- CALIB – kalibratieregister.

Telkens als VAL nul wordt, wordt er een SysTick-interrupt gegenereerd. De SysTick-interruptindex in de vectortabel is 15, dus die

moeten we instellen. Bij het opstarten draait ons STMicroelectronics Nucleo-F429ZI board op 16 MHz. We kunnen de SysTick-teller configureren om elke milliseconde een interrupt te activeren. Laten we eerst een SysTick-periferie definiëren. We kennen de vier registers en uit de Arm Reference Manual blijkt dat het SysTick-adres `0xe000e010` is. Dus:

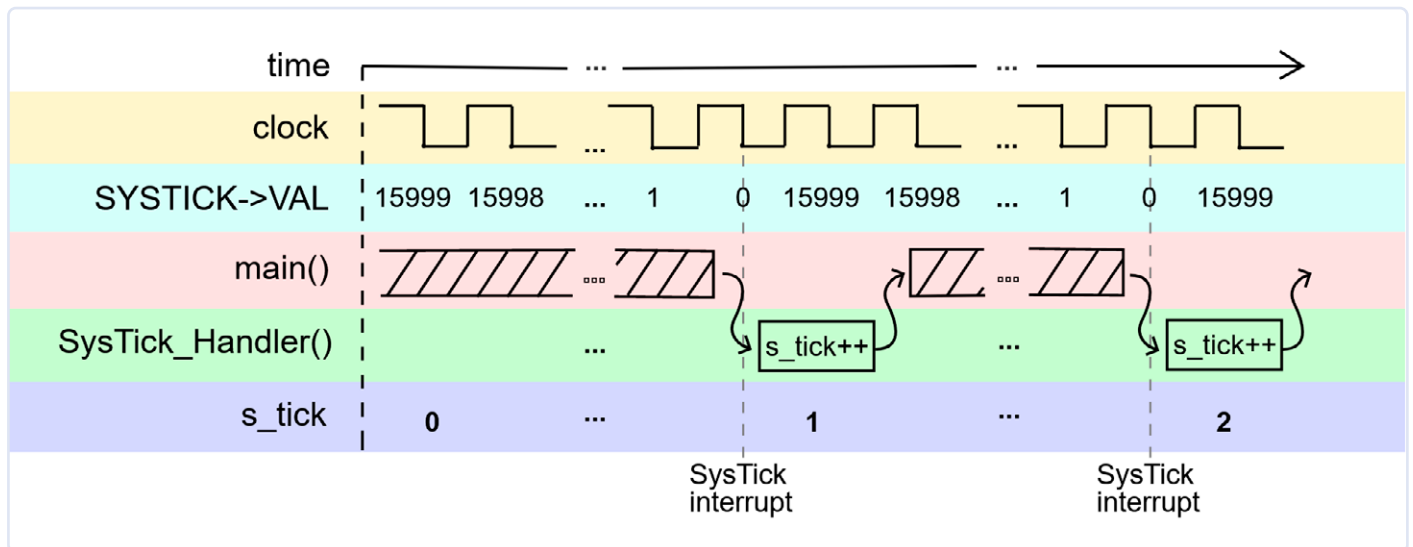
```
struct systick {
    volatile uint32_t CTRL, LOAD, VAL, CALIB;
};
#define SYSTICK ((struct systick *) 0xe000e010)
```

Dan voegen we een API-functie toe die hem configureert. We moeten SysTick inschakelen in het `SYSTICK->CTRL` register, en ook klokken via `RCC->APB2ENR`, zoals beschreven in paragraaf 7.3.14 van de handleiding [4]:

```
#define BIT(x) (1UL << (x))
static inline void systick_init(uint32_t ticks) {
    // SysTick timer is 24 bits
    if ((ticks - 1) > 0xffffffff) return;
    SYSTICK->LOAD = ticks - 1;
    SYSTICK->VAL = 0;
    // Enable systick
    SYSTICK->CTRL = BIT(0) | BIT(1) | BIT(2);
    RCC->APB2ENR |= BIT(14); // Enable SYSCFG
}
```

Zoals gezegd draait het Nucleo-F429ZI-board op 16 MHz, wat betekent dat als we `systick_init(16000000 / 1000)` aanroepen, er elke milliseconde een SysTick-interrupt wordt gegenereerd. We zouden een interrupthandler-functie moeten definiëren – hier is er een die eenvoudigweg een 32-bit milliseconde-teller verhoogt:

```
// "volatile" is important!!
static volatile uint32_t s_ticks;
void SysTick_Handler(void) {
    s_ticks++;
}
```



Figuur 1. Tijd diagram van de door interrupts onderbroken firmware-uitvoering met de functie SysTick\_Handler().

Met een 16MHz-klok initialiseren we de SysTick-teller om elke 16.000 cycli een interrupt te genereren: de beginwaarde van SYSTICK->VAL is 15.999, daarna wordt hij elke cyclus verlaagd totdat hij 0 bereikt, waarna een interrupt wordt getriggerd. De uitvoering van de firmwarecode wordt onderbroken en de functie SysTick\_Handler() wordt aangeroepen om de variabele s\_tick te verhogen. **Figuur 1** laat zien hoe dit er in de tijd uitziet.

De `volatile`-qualifier is hier nodig omdat `s_ticks` wordt gewijzigd door de interrupt-handler. `volatile` voorkomt dat de compiler de `s_ticks`-waarde optimaliseert of in een CPU-register opslaat; in plaats daarvan benadert gegenereerde code altijd het geheugen. Daarom is de `volatile`-qualifier ook aanwezig in de struct-definities van de periferie. Omdat dit belangrijk is om te begrijpen, zullen we het verduidelijken met een eenvoudige functie: Arduino's `delay()`. We gebruiken de variabele `s_ticks`:

```
// This function waits "ms" milliseconds
void delay(unsigned ms) {
    // Time in the future when we need to stop
    uint32_t until = s_ticks + ms; /
    while (s_ticks < until) (void) 0; // Loop until then
}
```

Laten we nu deze code zowel met als zonder de `volatile`-qualifier voor `s_ticks` compileren en de gecompileerde assemblercode vergelijken:

```
// NO VOLATILE: uint32_t s_ticks;
ldr r3, [pc, #8] // cache s_ticks
ldr r3, [r3, #0] // in r3
adds r0, r3, r0 // r0 = r3 + ms
cmp r3, r0 // ALWAYS FALSE
bcc.n 200000d2
bx lr

// VOLATILE: volatile uint32_t s_ticks;
ldr r2, [pc, #12]
ldr r3, [r2, #0] // r3 = s_ticks
adds r3, r3, r0 // r3 = r3 + ms
```

```
ldr r1, [r2, #0] // RELOAD: r1 = s_ticks
cmp r1, r3 // compare
bcc.n 200000d2
bx lr
```

Zonder `volatile` zal de `delay()`-functie eeuwig doorgaan en nooit terugkeren. Dat komt omdat de functie de waarde van `s_ticks` in een register opslaat (optimaliseert) en nooit bijwerkt. Een compiler doet dat omdat hij niet weet dat `s_ticks` elders zal worden bijgewerkt door de interrupt-handler! De code die gecompileerd is met `volatile` daarentegen, laadt de waarde van `s_ticks` bij elke iteratie. Daarom geldt deze vuistregel: **waarden in het geheugen die worden bijgewerkt door interrupt-handlers of door de hardware moeten als `volatile` worden gedeclareerd.**

Nu moeten we de `SysTick_Handler()` interrupt-handler toevoegen aan de vectortabel:

```
__attribute__((section(".vectors")))
void (*tab[16 + 91])(void) = {
    _estack, _reset, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0,
    0, 0, 0, 0, SysTick_Handler
};
```

Nu hebben we een nauwkeurige millisekundenklok! Laten we een helperfunctie maken voor willekeurige periodieke timers:

```
// t: expiration time, prd: period,
// now: current time. Return true if expired
bool timer_expired(uint32_t *t, uint32_t prd,
    uint32_t now) {
    if (now + prd < *t) *t = 0;
    // Time wrapped? Reset timer
    if (*t == 0) *t = now + prd;
    // First poll? Set expiration
    if (*t > now) return false;
    // Not expired yet, return
    *t = (now - *t) > prd ? now + prd : *t + prd;
    // Next expiration time
    return true; // Expired, return true
}
```



Daarmee zijn we klaar om onze hoofdlus bij te werken om een nauwkeurige timer te gebruiken voor het knipperen van de LED. Laten we bijvoorbeeld een knipperinterval van 250 milliseconden gebruiken:

```
// Declare timer and 500ms period
uint32_t timer, period = 500;
for (;;) {
    if (timer_expired(&timer, period, s_ticks)) {
        static bool on; // This block is executed
        gpio_write(led, on); // Every "period" milliseconds
        on = !on; // Toggle LED state
    }
    // Here we could perform other activities!
}
```

Merk op dat door SysTick te gebruiken in combinatie met een `timer_expired()`-hulpfunctie, we onze hoofdlus (ook wel de 'super-loop' genoemd) niet-blokkerend hebben gemaakt. Dat betekent dat we binnen die lus veel acties kunnen uitvoeren – bijvoorbeeld verschillende timers met verschillende perioden die allemaal op tijd worden getriggert.

Je kunt de volledige broncode van het project vinden in de map `step-2-systick` [5].

## UART-debug-uitvoer toevoegen

Nu is het tijd om een voor mensen leesbare diagnosemogelijkheid toe te voegen aan onze firmware. Tot de periferie van de MCU behoort een seriële UART-interface. Uit de geheugenindeling zoals te zien in paragraaf 2.3 van de microcontroller-handleiding, blijkt dat er verschillende UART/USART-controllers zijn – dat wil zeggen deelschakelingen in de MCU die, als ze goed geconfigureerd zijn, gegevens kunnen uitwisselen via bepaalde pinnen. Een minimale UART gebruikt twee pinnen: RX voor ontvangen en TX voor zenden. In paragraaf 6.9 van de handleiding van het Nucleo-board [6] zien we dat één van de controllers, USART3, pinnen PD8 (TX) en PD9 (RX) gebruikt en verbonden is met de on-board ST-LINK debugger. Dat betekent dat als we USART3 configureren en gegevens uitvoeren via pin PD9, we die gegevens op ons werkstation kunnen zien via de ST-LINK USB-verbinding.

Laten we dus een handige API maken voor de UART, zoals we ook voor GPIO hebben gedaan. Paragraaf 30.6 [4] vat de UART-registers samen, en dit is onze overeenkomstige UART-struct:

```
struct uart {
    volatile uint32_t SR, DR, BRR, CR1, CR2, CR3, GTPR;
};
#define UART1 ((struct uart *) 0x40011000)
#define UART2 ((struct uart *) 0x40004400)
#define UART3 ((struct uart *) 0x40004800)
```

Om een UART te configureren, moeten we:

- de UART-klok inschakelen door het juiste bit in `RCC->APB2ENR` in te stellen;
- de pin-modus instellen op *alternate functions* voor de RX- en

TX-pinnen. Er kunnen verschillende alternatieve functies (AF) bestaan voor een bepaalde pin, afhankelijk van de periferie die wordt gebruikt. De AF-lijst staat in de STM32F429ZI-datasheet als tabel 12 [7];

- de baudrate (ontvangst-/zendklokkrequentie) instellen via het BRR-register;
- perifeer ontvangen en zenden inschakelen via het CR1-register.

We weten al hoe we een GPIO-pin in een specifieke modus kunnen zetten. Als een pin in de AF-modus staat, moeten we ook het 'functienummer' opgeven, dat wil zeggen welke periferie precies de controle overneemt. Dit kan via het *Alternate Function Register* (AFR) van de GPIO-periferie. Als we de beschrijving van het AFR-register in de handleiding lezen, zien we dat het AF-nummer vier bits in beslag neemt, dus de complete instelling voor 16 pinnen neemt twee registers in beslag.

```
static inline void gpio_set_af(uint16_t pin,
                               uint8_t af_num) {
    struct gpio *gpio = GPIO(PINBANK(pin)); // GPIO bank
    int n = PINNO(pin); // Pin number
    gpio->AFR[n >> 3] &= ~(15UL << ((n & 7) * 4));
    gpio->AFR[n >> 3] |= ((uint32_t) af_num)
        << ((n & 7) * 4);
}
```

Om registerspecifieke code volledig onzichtbaar te maken voor de GPIO-API, verplaatsen we de GPIO klok-initialisatie naar de `gpio_set_mode()`-functie:

```
static inline void
gpio_set_mode(uint16_t pin, uint8_t mode) {
    struct gpio *gpio = GPIO(PINBANK(pin)); // GPIO bank
    int n = PINNO(pin); // Pin number
    // Enable GPIO clock
    RCC->AHB1ENR |= BIT(PINBANK(pin));
    ...
}
```

Nu zijn we klaar om een API-functie voor de UART-initialisatie te maken – zie **listing 1**.

Tenslotte hebben we functies nodig voor het lezen en schrijven naar de UART. Paragraaf 30.6.1 van het referentiehandboek vertelt ons dat het Status Register `SR` aangeeft of er data klaar staat:

```
static inline int uart_read_ready(struct uart *uart) {
    // If RXNE bit is set, data is ready
    return uart->SR & BIT(5);
}
```

Het databyte zelf kan worden opgehaald uit het dataregister `DR`:

```
static inline uint8_t uart_read_byte(struct uart *uart) {
    return (uint8_t) (uart->DR & 255);
}
```



## Listing 1. API-functie voor de UART-initialisatie.

```
#define FREQ 16000000 // CPU frequency, 16 Mhz
static inline void uart_init(struct uart *uart, unsigned long baud) {
    // https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f429zi.pdf
    uint8_t af = 7; // Alternate function
    uint16_t rx = 0, tx = 0; // pins

    if (uart == UART1) RCC->APB2ENR |= BIT(4);
    if (uart == UART2) RCC->APB1ENR |= BIT(17);
    if (uart == UART3) RCC->APB1ENR |= BIT(18);
    if (uart == UART1) tx = PIN('A', 9), rx = PIN('A', 10);
    if (uart == UART2) tx = PIN('A', 2), rx = PIN('A', 3);
    if (uart == UART3) tx = PIN('D', 8), rx = PIN('D', 9);

    gpio_set_mode(tx, GPIO_MODE_AF);
    gpio_set_af(tx, af);
    gpio_set_mode(rx, GPIO_MODE_AF);
    gpio_set_af(rx, af);
    uart->CR1 = 0; // Disable this UART
    uart->BRR = FREQ / baud; // FREQ is a UART bus frequency
    uart->CR1 |= BIT(13) | BIT(2) | BIT(3); // Set UE, RE, TE
}
```

Een enkele byte kan ook via het Data-register worden verstuurd. Nadat we een byte hebben ingesteld om te schrijven, moeten we wachten tot het verzenden is beëindigd, wat wordt aangegeven door bit 7 in het statusregister:

```
static inline void uart_write_byte(struct uart *uart,
                                   uint8_t byte) {
    uart->DR = byte;
    while ((uart->SR & BIT(7)) == 0) spin(1);
}
```

En een buffer schrijven:

```
static inline void
uart_write_buf(struct uart *uart,
               char *buf, size_t len) {
    while (len-- > 0)
        uart_write_byte(uart, *(uint8_t *) buf++);
}
```

Nu initialiseren we de UART in onze `main()`-functie:

```
...
uart_init(UART3, 115200); // Initialize UART
```

Nu zijn we klaar om elke keer dat de LED knippert het bericht "hi\r\n" te printen!

```
if (timer_expired(&timer, period, s_ticks)) {
    ...
    uart_write_buf(UART3, "hi\r\n", 4); // Write message
}
```

Pas de code aan, flash die en sluit een terminalprogramma aan op de ST-LINK poort. Op mijn Mac werkstation gebruik ik `cu`. Het kan ook onder Linux gebruikt worden. In Windows werkt PuTTY [8] goed. Start een terminal en bekijk de berichten:

```
$ cu -l /dev/cu.YOUR_SERIAL_PORT -s 115200
hi
hi
```

De volledige broncode van het project kan worden gevonden in de map `step-3-uart` [9].

## Printf() omleiden naar UART

In deze paragraaf vervangen we de `uart_write_buf()`-aanroep door een `printf()`-aanroep, wat ons de mogelijkheid geeft om uitvoer te formatteren – en onze flexibiliteit te vergroten bij het afdrukken van diagnostische informatie, door het implementeren van zogenaamde 'printf()-style debugging'.

De GNU ARM-toolchain die we gebruiken wordt niet alleen geleverd met een GCC-compiler en andere tools, maar ook met een C-bibliotheek met de naam *newlib* [10]. De *newlib*-bibliotheek is ontwikkeld door RedHat voor embedded systemen.

Als onze firmware een standaard C-bibliotheekfunctie aanroept, bijvoorbeeld `strcmp()`, dan zal een *newlib*-code worden toegevoegd aan onze firmware door de GCC-linker.

Sommige van de standaard C-functies die *newlib* implementeert, met name bestand-invoer- en uitvoer-bewerkingen (IO), worden door *newlib* op een speciale manier geïmplementeerd: die functies roepen uiteindelijk een set low-level IO-functies aan die *syscalls* worden genoemd.

Bijvoorbeeld:

➤ `fopen()` roept uiteindelijk `_open()` aan;



## Listing 2. De main()-functie wordt lekker compact.

```
#include "hal.h"

static volatile uint32_t s_ticks;
void SysTick_Handler(void) {
    s_ticks++;
}

int main(void) {
    uint16_t led = PIN('B', 7);           // Blue LED
    systick_init(16000000 / 1000);         // Tick every 1 ms
    gpio_set_mode(led, GPIO_MODE_OUTPUT); // Set blue LED to output mode
    uart_init(UART3, 115200);              // Initialise UART
    uint32_t timer = 0, period = 500;      // Declare timer and 500ms period
    for (;;) {
        if (timer_expired(&timer, period, s_ticks)) {
            static bool on;                // This block is executed
            gpio_write(led, on);            // Every 'period' milliseconds
            on = !on;                       // Toggle LED state
            uart_write_buf(UART3, "hi\r\n", 4); // Write message
        }
        // Here we could perform other activities!
    }
    return 0;
}
```

- `fread()` roept uiteindelijk een low-level `_read()` aan;
- `fwrite()`, `fprintf()`, `printf()` roepen uiteindelijk een low-level `_write()` aan;
- `malloc()` roept uiteindelijk `_sbrk()` aan, enzovoort.

Door een `_write()` syscall aan te passen, kunnen we `printf()` dus omleiden naar wat we maar willen. Dat mechanisme wordt 'IO retargeting' genoemd.

Opmerking: de STM32 Cube IDE gebruikt ook ARM GCC met *newlib*, daarom bevatten Cube-projecten meestal een `syscalls.c` bestand. Andere toolchains, zoals TI's CCS en Keil's CC kunnen een andere C-bibliotheek gebruiken met een iets ander retargeting-mechanisme. Wij gebruiken *newlib*, dus laten we de `_write()` syscall aanpassen zodat die naar UART3 afdrukt.

Eerst organiseren we onze broncode als volgt:

- alle API-definities worden naar `mcu.h` verplaatst;
- de opstartcode wordt naar `startup.c` verplaatst;
- we maken een leeg bestand `syscalls.c` aan voor *newlib*-syscalls;
- we wijzigen de Makefile om `syscalls.c` en `startup.c` toe te voegen aan de build.

Na het verplaatsen van alle API-definities naar `mcu.h` wordt ons `main.c`-bestand lekker compact. Merk op dat het geen melding maakt van de low-level registers, alleen high-level API-functies die eenvoudig te begrijpen zijn – zie **listing 2**.

Geweldig, laten we nu `printf()` omleiden naar UART3. Kopieer de volgende code en plak die in het lege `syscalls.c`-bestand:

```
#include "mcu.h"
```

```
int _write(int fd, char *ptr, int len) {
    (void) fd, (void) ptr, (void) len;
    if (fd == 1) uart_write_buf(UART3, ptr, (size_t) len);
    return -1;
}
```

Hier zeggen we: als de file descriptor waarnaar we schrijven (`fd`) 1 is (wat een standaard output descriptor is), schrijf dan de buffer naar UART3. Anders negeren. Dat is de essentie van omleiden (retargeting)!

Een rebuild van deze firmware resulteert in een heleboel linkerfouten, zoals te zien is in **listing 3**.

Omdat we een *newlib* `stdio`-functie hebben gebruikt, moeten we *newlib* voorzien van de rest van de syscalls. Laten we een eenvoudige stub toevoegen die niets doet (**listing 4**).

Nu produceert een rebuild geen fouten. Laatste stap: vervang de `uart_write_buf()`-aanroep in de `main()` functie door `printf()` aanroep die iets nuttigs afdrukt, bijvoorbeeld een LED-status en de huidige waarde van `systick`:

```
// Write message
printf("LED: %d, tick: %lu\r\n", on, s_ticks);
```

De seriële uitvoer ziet er dan als volgt uit:

```
LED: 1, tick: 250
LED: 0, tick: 500
LED: 1, tick: 750
LED: 0, tick: 1000
```





### Listing 3. Een groot aantal linkerfouten.

```
.././arm-none-eabi/lib/thumb/v7e-m+fp/hard/libc_nano.a(lib_a-sbrkr.o): in function `_sbrk_r':
sbrkr.c:(.text._sbrk_r+0xc): undefined reference to `_sbrk'
closer.c:(.text._close_r+0xc): undefined reference to `_close'
lseekr.c:(.text._lseek_r+0x10): undefined reference to `_lseek'
readr.c:(.text._read_r+0x10): undefined reference to `_read'
fstatr.c:(.text._fstat_r+0xe): undefined reference to `_fstat'
isatty.c:(.text._isatty_r+0xc): undefined reference to `_isatty'
```



### Listing 4. Toevoeging van eenvoudige stubs.

```
int _fstat(int fd, struct stat *st) {
    (void) fd, (void) st;
    return -1;
}

void *_sbrk(int incr) {
    (void) incr;
    return NULL;
}

int _close(int fd) {
    (void) fd;
    return -1;
}

int _isatty(int fd) {
    (void) fd;
    return 1;
}

int _read(int fd, char *ptr, int len) {
    (void) fd, (void) ptr, (void) len;
    return -1;
}

int _lseek(int fd, int ptr, int dir) {
    (void) fd, (void) ptr, (void) dir;
    return 0;
}
```

Gefeliciteerd! We hebben geleerd hoe IO-retargeting werkt en kunnen nu onze firmware `printf()`-debuggen. Je kunt de volledige broncode van het project vinden in de map *step-4-printf* [11].

## Debuggen met Segger Ozone

Wat als onze firmware ergens blijft hangen en `printf()`-debug niet werkt? Wat als zelfs de opstartcode niet werkt? Dan hebben we een debugger nodig. Er zijn veel mogelijkheden, maar ik raad aan om de Ozone-debugger van Segger te gebruiken. Waarom? Omdat die stand-alone is; hij heeft geen IDE nodig. We kunnen ons *firmware.elf*-bestand direct naar Ozone sturen en het zal onze

bronbestanden ophalen.

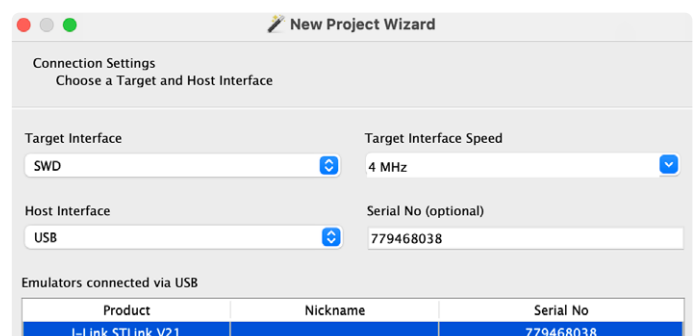
Dus download Ozone van de Segger website [12]. Voordat we die kunnen gebruiken met ons Nucleo-board, moeten we de ST-LINK-firmware op de debugger omzetten naar de *jlink*-firmware die Ozone begrijpt. Volg hiervoor de instructies op de Segger-website [13]:

- > start Ozone. Kies de juiste chip in de wizard (**figuur 2**);
- > selecteer een debugger die we gaan gebruiken – dat moet een ST-LINK zijn (**figuur 3**);
- > kies ons *firmware.elf*-bestand (**figuur 4**);
- > laat de standaardwaarden in het volgende scherm staan, klik op *Finish* en onze debugger is geladen (merk op dat de *mcu.h*-broncode is opgehaald), zie **figuur 5**;
- > klik op de groene knop om te downloaden, voer de firmware uit en we zijn hier klaar (**figuur 6**).

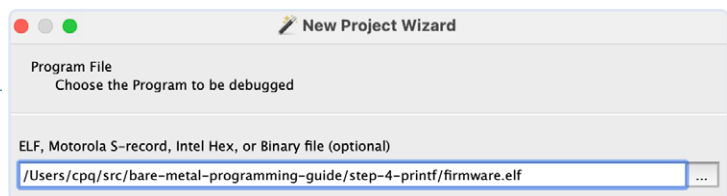
Nu kunnen we single-step door de code lopen, breakpoints instellen en de gebruikelijke debug-dingen doen. Vermeldenswaard is hier nog het handige *Ozone Peripherals*-venster (**figuur 7**). Hiermee



Figuur 2. Selecteer de MCU in de wizard.



Figuur 3. Kies STLink als debugger.



000011000000

Figuur 4. Het programma dat we willen debuggen is het firmware.elf-bestand.

kunnen we direct de status van de periferie bekijken of instellen. Laten we bijvoorbeeld een groene on-board LED (PBo) inschakelen:

1. We moeten GPIOB eerst klokken. Zoek *Peripherals RCC AHB1ENR* en activeer het GPIOBEN-bit – zet het op 1 (figuur 8).
2. Zoek *Peripherals GPIO GPIOB MODER* en zet MODERo op 1 (uitgang) (figuur 9).
3. Zoek *Peripherals GPIO GPIOB ODR* en zet ODRo op 1 (aan) (figuur 10).

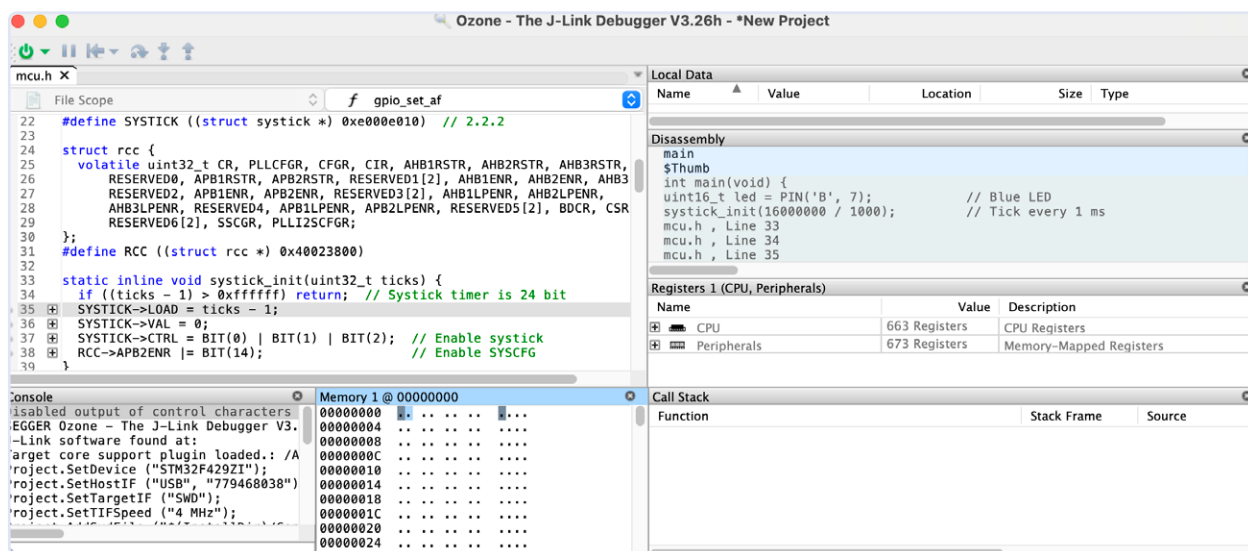
Nu zou er een groene LED moeten oplichten! Veel plezier met debuggen!

In het derde deel van deze serie implementeren we een webserver. Verder laten we zien hoe een programma automatisch getest kan worden en nog veel meer. Blijf bij de les! ◀

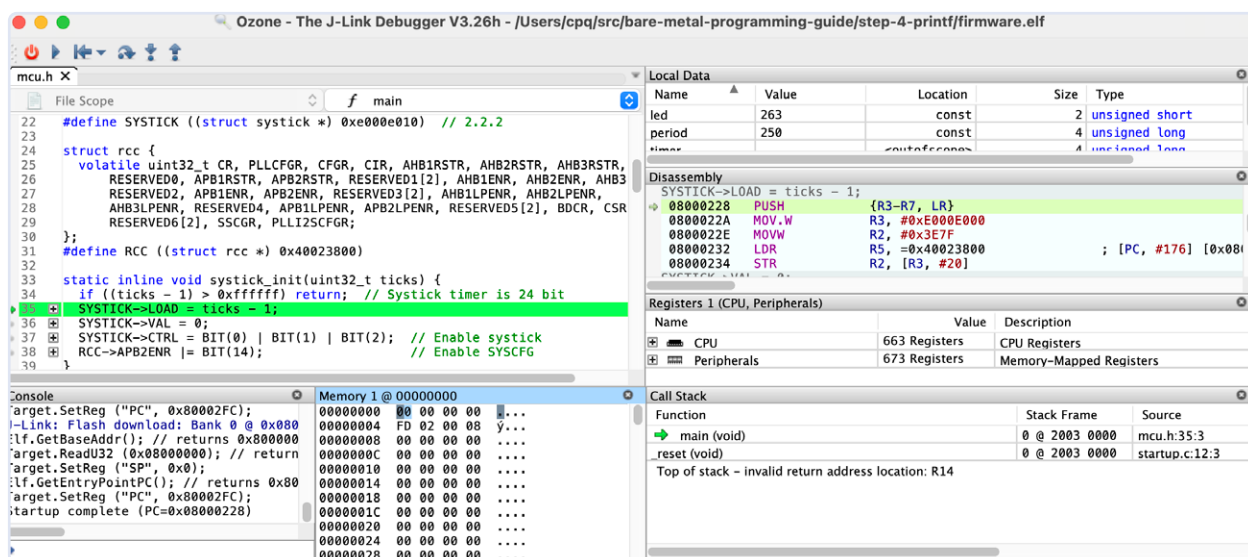
220665-B-03

## Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de auteur via [sergey.lyubka@cesanta.com](mailto:sergey.lyubka@cesanta.com) of naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).



Figuur 5. De debugger is geladen en al snel verschijnt mcu.h.



Figuur 6. Als we de firmware uitvoeren, stopt deze op de regel SYSTICK->LOAD = ticks - 1;

Registers 1 (CPU, Peripherals)		
Name	Value	Description
CPU	663 Registers	CPU Registers
Peripherals	673 Registers	Memory-Mapped Registers

Figuur 7. Handige Ozone-periferieweergave voor eenvoudig onderzoek en configuratie van periferie.

Registers 1 (CPU, Peripherals)		
Name	Value	Description
RCC	20 Registers	Reset and clock control
CR	0000 6E83	clock control register
PLLCFGR	2400 3010	PLL configuration register
CFGR		clock configuration register
CIR	Dec 28 291	clock interrupt register
AHB1RSTR	Hex 0000 6E83	AHB1 peripheral reset register
AHB2RSTR	Address 4002 3800	AHB2 peripheral reset register
APB1RSTR	0000 0000	APB1 peripheral reset register
APB2RSTR	0000 0000	APB2 peripheral reset register
AHB1ENR	0010 0002	AHB1 peripheral clock register
DMA2EN	0	DMA2 clock enable
DMA1EN	0	DMA1 clock enable
CRCEN	0	CRC clock enable
GPIOHEN	0	IO port H clock enable
GPIOEEN	0	IO port E clock enable
GPIODEN	0	IO port D clock enable
GPIOCEN	0	IO port C clock enable
GPIOBEN	1	IO port B clock enable
GPIOAEN	0	IO port A clock enable

Figuur 8. Schakel de klok op poort B in door GPIOBEN op 1 te zetten.

Registers 1 (CPU, Peripherals)		
Name	Value	Description
GPIOH	10 Registers	General-purpose I/Os
GPIOB	10 Registers	General-purpose I/Os
MODER	0000 0281	GPIO port mode register
MODER15	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER14	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER13	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER12	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER11	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER10	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER9	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER8	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER7	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER6	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER5	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER4	b'10	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER3	b'10	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER2	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER1	b'00	Port x configuration bits (y = 0..15)
MODER0	b'01	Port x configuration bits (y = 0..15)

Figuur 9. Zet MODER0 op 1 (en dus als uitgang instellen) in de GPIO-periferie.

Registers 1 (CPU, Peripherals)		
Name	Value	Description
PUPDR	0000 0100	GPIO port pull-up/pull-down register
IDR	0000 2199	GPIO port input data register
ODR	0000 0001	GPIO port output data register
ODR15	0	Port output data (y = 0..15)
ODR14	0	Port output data (y = 0..15)
ODR13	0	Port output data (y = 0..15)
ODR12	0	Port output data (y = 0..15)
ODR11	0	Port output data (y = 0..15)
ODR10	0	Port output data (y = 0..15)
ODR9	0	Port output data (y = 0..15)
ODR8	0	Port output data (y = 0..15)
ODR7	0	Port output data (y = 0..15)
ODR6	0	Port output data (y = 0..15)
ODR5	0	Port output data (y = 0..15)
ODR4	0	Port output data (y = 0..15)
ODR3	0	Port output data (y = 0..15)
ODR2	0	Port output data (y = 0..15)
ODR1	0	Port output data (y = 0..15)
ODR0	1	Port output data (y = 0..15)
BSRR	0000 0000	GPIO port bit set/reset register

Figuur 10. Schakel ODR0 in door 1 te kiezen in ODR (GPIO).

## Over de auteur

Sergey Lyubka is ingenieur en ondernemer. Hij heeft een MSc in natuurkunde van de staatsuniversiteit van Kiev, Oekraïne. Sergey is directeur en medeoprichter van Cesanta, een technologiebedrijf gevestigd in Dublin, Ierland (Embedded Web Server voor elektronische apparaten: <https://mongoose.ws>). Zijn passie is puristische embedded netwerkprogrammering.



## Gerelateerde producten

- Dogan Ibrahim, *Nucleo Boards Programming with the STM32CubeIDE* (Elektor 2020) [www.elektor.nl/19530](http://www.elektor.nl/19530)
- Dogan Ibrahim, *Programming with STM32 Nucleo Boards* (Elektor 2015) [www.elektor.nl/18585](http://www.elektor.nl/18585)

## WEBLINKS

- [1] Dit artikel op GitHub: <https://github.com/cpq/bare-metal-programming-guide>
- [2] Sergey Lyubka, "Een gids voor puristisch programmeren (deel 1)" Elektor juli/augustus 2023: <http://www.elektormagazine.nl/220665-03>
- [3] Arm v7-M Architecture Reference Manual: <https://developer.arm.com/documentation/ddi0403/ee>
- [4] Reference Manual RM0090 for STM32F429: <https://bit.ly/3neE7S7>
- [5] Step 2 SysTick map: <https://github.com/cpq/bare-metal-programming-guide/tree/main/steps/step-2-systick>
- [6] Nucleo-144 Board User Manual (UM1974): <https://bit.ly/3oIBXKZ>
- [7] STM32F429ZI datasheet: <https://st.com/resource/en/datasheet/stm32f429zi.pdf>
- [8] PuTTY: <https://putty.org>
- [9] Step 3 UART map: <https://github.com/cpq/bare-metal-programming-guide/tree/main/steps/step-3-uart>
- [10] newlib C-bibliotheek: <https://sourceware.org/newlib>
- [11] Step 4 printf map: <https://github.com/cpq/bare-metal-programming-guide/tree/main/steps/step-4-printf>
- [12] Ozone — The J-Link Debugger and Performance Analyzer: <https://segger.com/products/development-tools/ozone-j-link-debugger>
- [13] On-board ST-LINK omzetten in een J-Link: <https://segger.com/products/debug-probes/j-link/models/other-j-links/st-link-on-board>



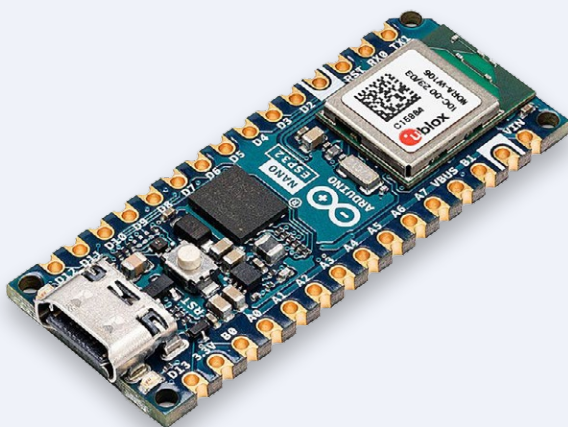
# De Elektor Store

nooit duur, altijd verrassend!

De Elektor-store heeft zich ontwikkeld van de community-shop voor de eigen producten van Elektor (boeken, tijdschriften, kits en modules) tot een volwassen webshop die veel waardevolle elektronica-aanbiedingen heeft.

We bieden hier producten aan waar we zelf enthousiast over zijn of die we gewoon willen uitproberen. Suggesties zijn altijd welkom ([sale@elektor.nl](mailto:sale@elektor.nl)).

## Arduino Nano ESP32



De Arduino Nano ESP32 (met en zonder headers) is een board met Nano-vormfactor dat op de ESP32-S3 is gebaseerd (ingebod in de NORA-W106-10B van u-blox). Dit is het eerste Arduino-board dat volledig ESP32-gebaseerd is; het biedt WiFi, Bluetooth LE, debugging via native USB in de Arduino IDE en een geringe stroomopname.

Prijs: € 23,95

**Ledenprijs: € 21,56**

 [www.elektor.nl/20562](http://www.elektor.nl/20562)

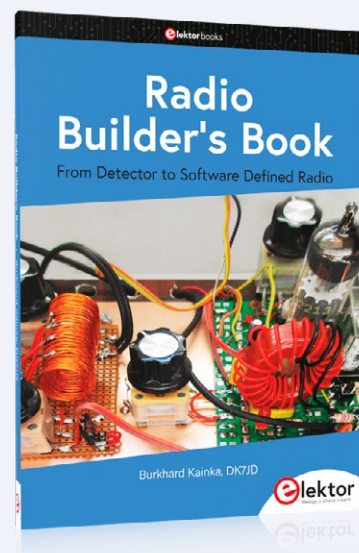
## Radio Builder's Book

RF-technologie (radio frequency) is een van die gebieden waar je je eigen ideeën nog steeds in de praktijk kunt brengen. Talloze schakelingsvarianten voor specifieke doeleinden bieden ruimte voor zinvolle experimenten en projecten. Veel zaken zijn domweg niet kant-en-klaar verkrijgbaar.

Prijs: € 34,95

**Ledenprijs: € 31,46**

 [www.elektor.nl/20553](http://www.elektor.nl/20553)





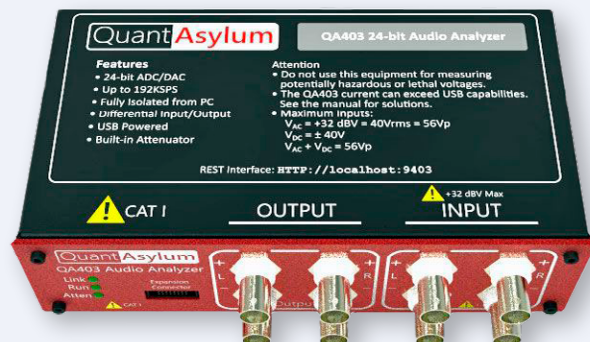
## Raspberry Pi 4 (4 GB) officiële starterkit



Prijs: € 104,95

[www.elektor.nl/20556](http://www.elektor.nl/20556)

## QuantAsylum QA403 24-bit audio analyzer



Prijs: € 799,00

**Ledenprijs: € 719,10**

[www.elektor.nl/20530](http://www.elektor.nl/20530)

## FNIRSI DSO-TC3 (3-in-1) oscilloscope, componenten- tester & signaalgenerator



Prijs: € ~~74,95~~

**Actieprijs: € 59,95**

[www.elektor.nl/20520](http://www.elektor.nl/20520)

## ESP Terminal (ESP32-S3 gebaseerd dev board met 3,5" display)



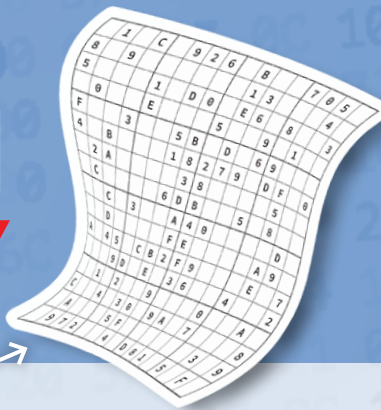
Prijs: € 44,95

**Ledenprijs: € 40,46**

[www.elektor.nl/20526](http://www.elektor.nl/20526)

# Hexadoku

puzzelen voor elektronici



PC, oscilloscoop en soldeerbout kunnen weer even op adem komen terwijl u uw hersenen pijnigt met onze Hexadoku. De instructies voor deze puzzel zijn heel eenvoudig. De Hexadoku werkt met de hexadecimale cijfers 0 t/m F, helemaal in de stijl van elektronici en programmeurs.

Vul het diagram van 16 x 16 hokjes zodanig in dat **alle** hexadecimale cijfers van 0 t/m F (dus 0...9 en A...F) precies éénmaal voorkomen in elke rij, in elke kolom en in elk vak van 4 x 4 hokjes (gemarkeerd door de dikkere zwarte lijnen). Een aantal cijfers is al aangegeven en deze bepalen de uitgangssituatie voor de puzzel.

Onder de inzenders met de goede oplossing verloten we vijf waardebonnen. Om mee te dingen naar een van deze prijzen dient u **de cijfers in de grijze hokjes** naar ons op te sturen.



## Doe mee en win!

Onder de internationale inzenders met het juiste antwoord verloten we vijf Elektor-waardebonnen, elk ter waarde van **50 Euro**.

Het is dus zeker de moeite waard om mee te doen!

Stuur uw antwoord (de getallen in de grijze hokjes) vóór **15 oktober 2023** naar:

**hexadoku@elektor.nl**

## DE PRIJSWINNAARS

De juiste oplossing van de Hexadoku uit het juli/augustus-nummer 2023 is: **23BDF**.

Oplossingen die ons vóór 15 augustus 2023 hebben bereikt, deden mee aan de trekking van vijf Elektor-waardebonnen.

De winnaars zijn bekendgemaakt op [www.elektormagazine.com/hexadoku](http://www.elektormagazine.com/hexadoku).

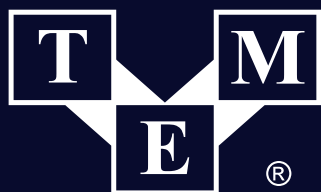
Allemaal van harte gefeliciteerd!

		E	3	F	B		5	8		2	6	4	0		
B					E	A				5	9				3
4					2	0	9	E	7	B					D
	7														5
9		B	E	7	4					8	1	3	2		C
		4	6	9		C	A	0	B		7	D	F		
7		A	D	8		B			4		2	5	6		1
5	8			D	0	2			3	6	A			B	4
6	3			B	5	7			E	A	C			8	0
8		0	1	E		3			6		5	9	B		A
		D	B	4		6	2	3	F		9	C	7		
C		2	7	0	A					4	D	F	3		5
	9														7
E					9	4	3	5	2	C					6
0					7	F			A	D					9
		8	4	5	C		B	7		F	0	A	D		

D	8	1	6	0	E	2	7	4	A	5	9	3	F	C	B
E	3	4	C	F	A	B	9	0	1	8	2	7	6	D	5
5	2	F	9	1	C	6	4	3	B	7	D	8	E	0	A
A	0	B	7	D	3	5	8	E	6	C	F	1	2	4	9
3	B	7	D	4	6	8	1	9	C	F	5	E	0	A	2
F	4	E	1	2	B	A	5	6	D	0	7	9	C	8	3
6	C	2	5	3	7	9	0	A	8	4	E	B	D	F	1
0	9	A	8	C	F	D	E	B	2	1	3	4	5	6	7
7	D	6	A	8	4	F	C	5	E	3	1	2	B	9	0
2	E	8	B	5	9	0	D	7	4	A	C	6	1	3	F
9	F	C	3	E	1	7	6	8	0	2	B	A	4	5	D
1	5	0	4	A	2	3	B	D	F	9	6	C	7	E	8
B	6	D	F	9	8	1	3	C	7	E	0	5	A	2	4
C	1	3	0	B	5	4	2	F	9	6	A	D	8	7	E
4	7	5	2	6	0	E	A	1	3	D	8	F	9	B	C
8	A	9	E	7	D	C	F	2	5	B	4	0	3	1	6

Medewerkers van Elektor International Media en hun familieleden zijn van deelname uitgesloten.





Electronic Components

TRANSFER  
MULTISORT  
ELEKTRONIK ■ ■

■ GLOBAL DISTRIBUTOR OF ELECTRONIC COMPONENTS ■



Supplyframe  
DesignSense  
Models

## Maak gebruik van het ECAD Model bij TME

PCB-  
symbolen en  
-voetafdrukken

3D-  
modellen

Snelle  
toegang

### IDEALE OPLOSSING VOOR ONTWERPERS

Transfer Multisort Elektronik B.V.  
Eindhoven, [tme@tme-benelux.nl](mailto:tme@tme-benelux.nl)

[tme.eu](https://tme.eu)

Sluit u bij ons aan:



YOU NEED IT, WE HAVE IT!

■ ■ ■ ■ [tme.com](https://tme.com) ■

# Stel je voor dat de gebroeders Wright samengewerkt hadden met Mouser

---



*Met het meest uitgebreide assortiment met nieuwste producten™  
is de sky the limit voor wat ingenieurs kunnen ontwerpen.*

**mouser.nl/new**

**+45 80253834**



**MOUSER  
ELECTRONICS**