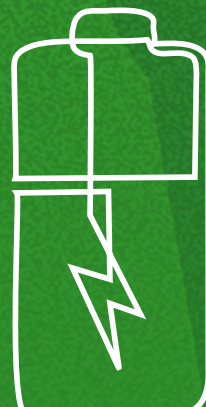
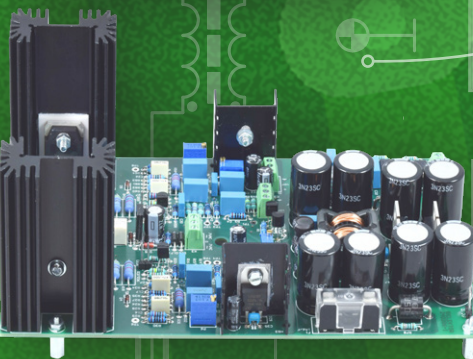
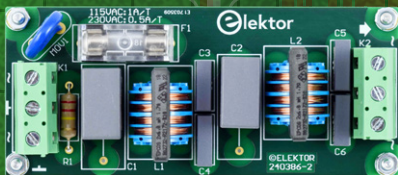


LOW-NOISE LABORATORIUM VOEDING

Een stabiele voedingsbron voor gevoelige circuits

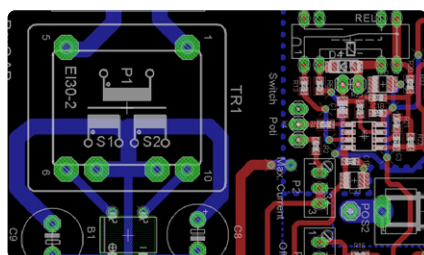
FOCUS OP

Energie &
Vermogen



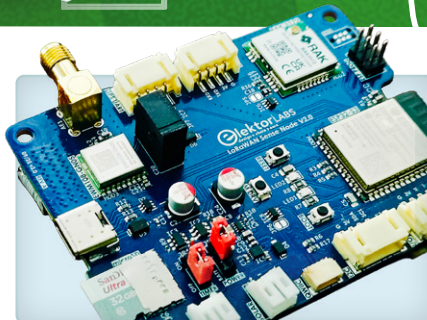
Batterijen van vandaag

Technologie en verschillen
in lithiumbatterijen



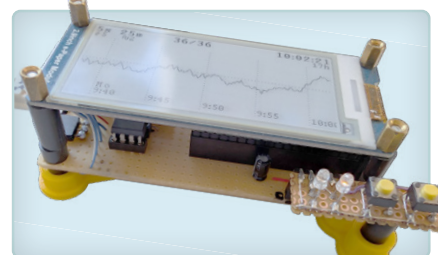
**Instelbare elektronische
belasting**

Statische en dynamische DC-belasting



Autonome sensornode v2.0

Deel 2: Hardware-validatie en
vermogensoptimalisatie



**Grafische netfrequentie-
meter**

Controleer de kwaliteit van het stroomnet



Word lid van de Elektor Community



Neem **nu** een
lidmaatschap!



- ✓ Toegang tot het complete web-archief t/m 1960!
- ✓ 8x Elektor Magazine (Print)
- ✓ 8x digitaal (PDF)
- ✓ 10% korting in de Elektor Store, en exclusieve aanbiedingen
- ✓ Toegang tot meer dan 5000 Gerberfiles



Ook verkrijgbaar

Het digitale
lidmaatschap!



- ✓ Toegang tot het complete web-archief
- ✓ 10% korting in de Elektor Store
- ✓ 8x Elektor Magazine (PDF)
- ✓ Toegang tot meer dan 5000 Gerberfiles



www.elektormagazine.nl/abo

66^e jaargang nr. 701
januari/februari 2026
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 | www.elektormagazine.nl

Voor al uw vragen: service@elektor.nl

Lid worden: www.elektormagazine.nl/abo

Abonnementsprijzen: per 1 december 2025
bedraagt het print lidmaatschap (Gold) €144,95
per jaar voor een 1-jarig abonnement.
Het digitaal lidmaatschap (Green) kost €99,95
voor een 1-jarig abonnement en €169,95 voor
een 2-jarig abonnement.

Advertenties

Raoul Morreau
Tel. +31 (0)6 4403 9907
raoul.morreau@elektor.com
www.elektormagazine.nl/adverteren

Auteursrecht

© Elektor International Media B.V. - 2026

Kennisgeving inzake auteursrecht en aansprakelijkheid

Niets uit deze uitgave mag veeleenvoudig 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 Rijsoctrooiwet 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. Voor onze volledige voorwaarden verwijzen wij u naar onze website.

Druk

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

Distributie

Betapress, Nederland – AMP, België

Jens Nickel



Hoofdredacteur Elektor Magazine

De batterijen wereld

Toen ik in 2005 bij Elektor begon, leerde ik al snel Thomas Scherer kennen, een van onze meest trouwe auteurs. Thomas had de eer om Elektor-redacteur te zijn in het gouden tijdperk van de elektronica, de jaren 80, nog vóór de meeste jonge techneuten computers gingen programmeren in plaats van te knutselen met componenten. Dus Thomas wist veel meer dan ik (en waarschijnlijk nu nog steeds). Zijn specialiteit was leds en verlichting, maar ook voedingen en batterijen. Door de jaren heen heeft Thomas uitgebreide artikelen gemaakt van verschillende batterij-technologieën, waaronder veelbelovende types die in laboratoria zijn ontwikkeld. Nu, in 2026, is Thomas voor mij de logische keuze om een artikel te schrijven over verschillende (lithium) batterijen en hun voor- en nadelen (pagina 20). Toegegeven, er zijn de afgelopen

jaren niet veel spectaculaire ontwikkelingen geweest. Lithiumbatterijen met NMC-cellen hebben nog steeds de beste specificaties die je op de markt kunt vinden, en ze moeten voorzichtig worden behandeld. In een webinar waarschuwde Thomas mij en anderen om deze regelmatig op te laden om vervelende gevolgen te voorkomen. De week erna maakte ik een lijst van alle powerbanks en ingebouwde NMC-batterijen die ik thuis heb en kwam ik uit op meer dan 60 stuks!

In dit nummer hebben we natuurlijk nog veel meer te bieden, te beginnen met de magnifieke ruisarme voeding (pagina 6) van Ton Giesberts. Andere interessante projecten zijn een superzuinige sensornode, een instelbare en flexibele DC-belasting, een netfrequentiemeter en nog veel meer! ◀

BUZZZ AROUND

"Power tech is helemaal terug in Europa. Vulcan Energy's hernieuwbare lithium voor EV's, ICECAP thermo-elektrische technologie en BTRY-batterijen zien er veelbelovend uit."

Udo Bormann
— Marketing Manager



"Energie- en energietechnologie gaan snel vooruit door slimme vermogenslektronica, AI-optimalisatie en schaalbare hernieuwbare energiebronnen."

C. J. Abate
— Content Director



"Een goed voedingsontwerp gaat verder dan alleen onderdelen en simulaties. Het draait om nauwkeurige, goed gedocumenteerde technische beslissingen."

Glaucileine Vieira
— Editor

Ons team

Internationaal hoofdredacteur: Jens Nickel | **Content Director:** C. J. Abate | **Internationale redactie:** Hans Adams, Asma Adhimi, Roberto Armani, Eric Bogers, Rolf Gerstendorf (RG), Ton Giesberts, Saad Imtiaz, Alina Neacsu, Dr. Thomas Scherer, Jörg Starkmuth, Clemens Valens, Brian Tristram Williams | **Vaste medewerkers:** David Ashton, Stuart Cording, Tam Hanna, Ilse Joostens, Prof. Dr. Martin Ossmann, Alfred Rosenkränzer | **Vormgeving & Layout:** Harmen Heida, Sylvia Sopamena, Patrick Wielders | **Directeur:** Erik Jansen | **Technische vragen:** editor@elektor.com



Low-noise laboratorium voeding (1)

Een stabiele voedingsbron voor gevoelige circuits

6

Rubrieken

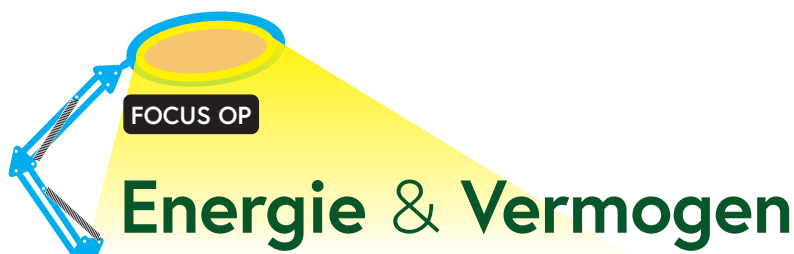
- 3 Voorwoord**
- 42 Vreemde onderdelen**
Varistoren
- 50 Alle begin...**
...maakt er een eind aan
- 84 Uit het leven gegrepen**
De tsunami der verwendheid
- 86 Err-lectronic**
Correcties, updates en lezersbrieven
- 88 2026: Een AI-odyssee**
Wanneer modellen de hardware bepalen

Achtergrond en info

- 20 Batterijen van vandaag**
Technologie en verschillen in lithiumbatterijen
- 31 Step-down converter van 48 V naar 5 V**
Het verhaal achter de ontwikkeling van een schakeling
- 57 Elektor Live! Expert Day 2025**
- 63 Fnirsi DPS-150**
Compacte draagbare voeding en converter
- 82 Een ventilator voor de mini-reflow plate**
Slimme aanpassingen die de resultaten verbeteren
- 98 Draadloze energievoorziening van apparaten**
Met inductieve technologie
- 102 Autonoom rijden op basis van AI**
De Self Driving Challenge 2024 van de RDW

Projecten

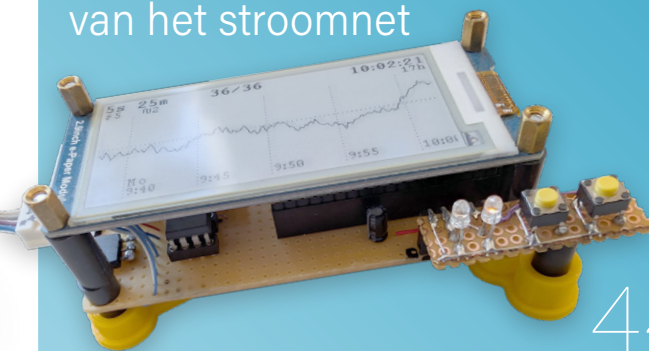
- 6 Low-noise laboratorium voeding (1)**
Een stabiele voedingsbron voor gevoelige circuits
- 26 Instelbare elektronische belasting**
Statische en dynamische DC-belasting
- 34 Autonome sensornode v2.0**
Deel 2: Hardware-validatie en vermogensoptimalisatie
- 44 Grafische netfrequentiemeter**
Controleer de kwaliteit van het stroomnet
- 68 Instelbare USB-C voedingsbron**
Maak van uw USB-C-lader een regelbare voeding
- 72 Eenvoudige lader en capaciteitstester**
Met twee goedkope kant-en-klaar modules
- 74 Slimme kleurendetector met AI-stem en afspeelfunctie**
- 79 PbMonitor v2.0**
Overzicht van het vernieuwde accu-bewakingssysteem
- 92 Precisie pico-ampèremeter (2)**
Montage, kalibratie en test
- 110 Geluidskaart als signaalgenerator**
PC als DCF77-testzender





Grafische netfrequentiemeter

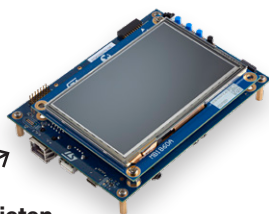
Controleer de kwaliteit van het stroomnet



Industry

18 TM32 Edge-AI Contest 2025

De winnaars



52 Piekstroombelasting SMD-ferrieten

Beter bestand tegen stroompieken

60 Energy harvesting belooft de implementatie van IoT- en IIoT-toepassingen te zullen versnellen

Hoe energy harvesting IoT loskoppelt van het stroomnet



BONUS CONTENT

Download de gratis Energie & Vermogen bonuseditie van Elektor!

- Spanningsbewaking met een microcontroller
- Zonne-energie voor elektronica
- Bedrading en calibratie van een 10- μ A high-side stroomsensor
- Infographics: vermogen en energie

www.elektormagazine.nl/energie-vermogen



Binnenkort

Elektor maart/april 2026

Natuurlijk bereiden we weer een interessante mix voor van projecten, schakelingen, achtergrondinfo en tips en trucs van en voor technici en makers. De focus ligt daarbij op embedded en AI.

- Scrutiny: Open-source debugtool
- BLEnky: Bluetooth Low Energy eenvoudig gemaakt
- Programmeren: AI maakt een bibliotheek
- Signalen genereren met RP2040 PIO
- Hey Elektor: AI-spraakherkenning
- Gezichten tellen met een MaixCam
- Symmetrische DC-belasting
- Audio-transceiverboard: klokken afregelen

Elektor maart/april 2026 verschijnt omstreeks **11 maart 2026**.

Alle aankondigingen onder voorbehoud.

Instelbare USB-C voedingsbron

Maak van uw USB-C-lader een regelbare voeding

68





Low-noise laboratorium voeding (1)

Een stabiele voedingsbron voor gevoelige circuits

Door Ton Giesberts (Elektor)

Deze volledig analoge, instelbare, symmetrische voeding met gemiddeld vermogen bevat geen schakelende of digitale componenten. Hij levert een uitgangsspanning die instelbaar is tussen 0 V en ± 22 V, en een uitgangsstroom die instelbaar is van 0 A tot 1 A. Omdat er geen schakelende circuits worden gebruikt, produceert het ontwerp zeer weinig ruis. Om zowel de uitgangsspanningen als de uitgangsstromen weer te geven, worden vier miniatuur draaispoel-paneelmeters gebruikt.

De meeste moderne laboratoriumvoedingen en AC-adapters maken gebruik van schakelende technieken. Zelfs de meest geavanceerde voorbeelden vertonen onvermijdelijk hoogfrequente rimpel en andere schakelruis op de uitgang, die het testen van gevoelige analoge schakelingen kunnen verstoren en metingen op laag niveau kunnen beïnvloeden. Om dit te verhelpen, is het hier voorgestelde concept een volledige analoge voeding. Hoewel deze minder efficiënt is dan zijn schakelende tegenhangers, maakt het lagere rendement voor testgebruik weinig uit en zorgt het voor betere, betrouwbaardere meetresultaten.

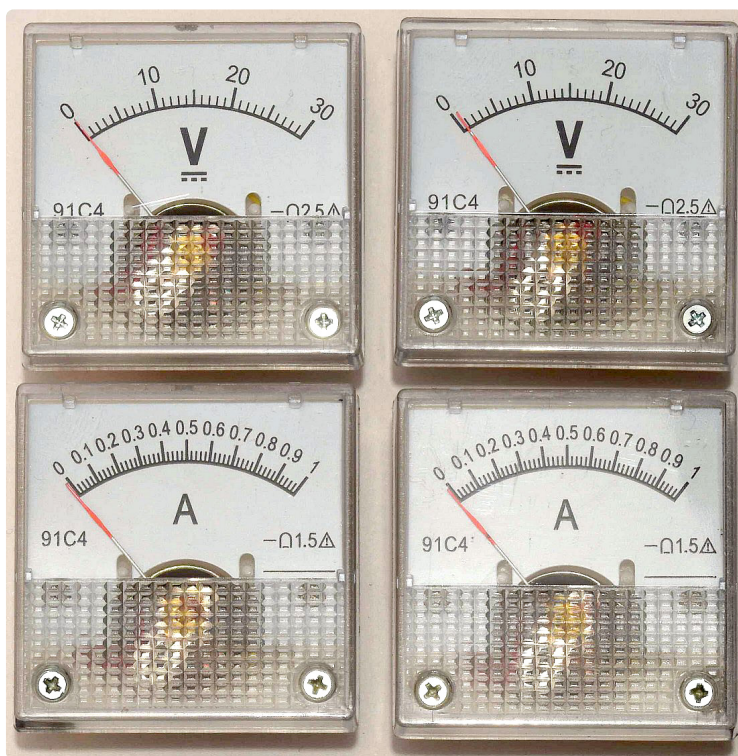
Omdat veel analoge schakelingen een symmetrische voeding vereisen, levert dit ontwerp positieve en negatieve uitgangsspanningen van gelijke grootte. Je kunt deze een beetje bijstellen om eventuele onbalans te compenseren. Natuurlijk is er ook een variabele stroombegrenzing.

Analoge meters

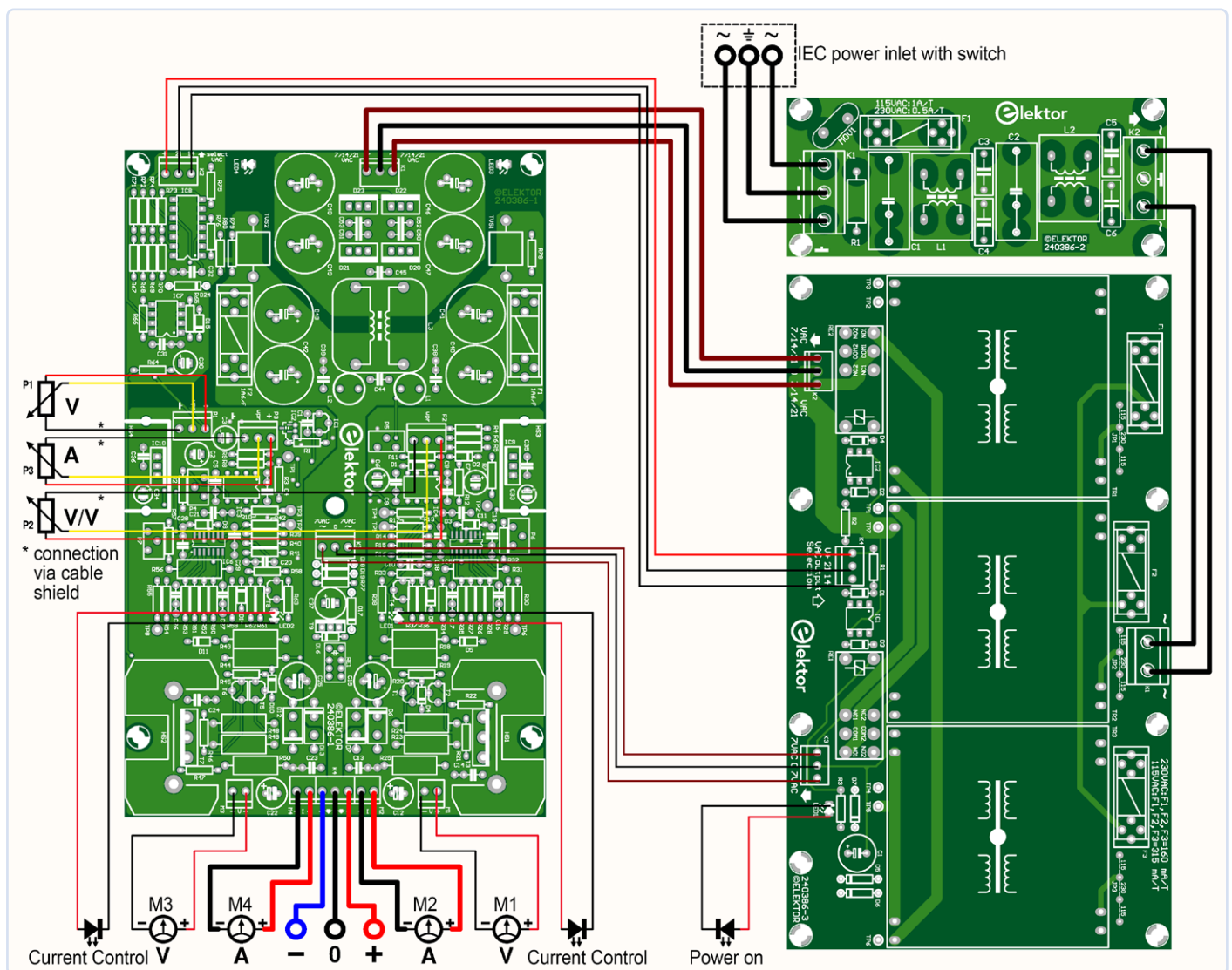
Om het concept volledig analoog te houden, tonen vier kleine draaispoelmeters de uitgangsspanningen en stromen (**Figuur 1**). Hoewel hun nauwkeurigheid en resolutie beperkt zijn, is het voordeel dat ze geen extra voeding nodig hebben. Elke stroommeter is geplaatst in de terugkoppellus van de regelaar, zodat zijn interne weerstand de uitgangsspanning niet beïnvloedt.

Drie transformatoren

Om de koelplaat klein te houden, moet de ingangsspanning van de voeding idealiter de uitgangsspanning volgen. Als je rekening houdt met spanningsverliezen over



Figuur 1. Traditionele draaispoel-paneelmeters hebben geen extra voeding nodig en veroorzaken geen ruis.



Figuur 2. Overzicht van de low-noise voeding.

gelijkrichters, spoelen, zekeringen, rimpel op de elco's en spanningsverlies van de regelaar, moet de ingang minimaal 3,5 V hoger zijn dan de uitgang. Alleen een schakelende oplossing zou dat efficiënter kunnen doen, maar dat is niet de bedoeling van dit ontwerp.

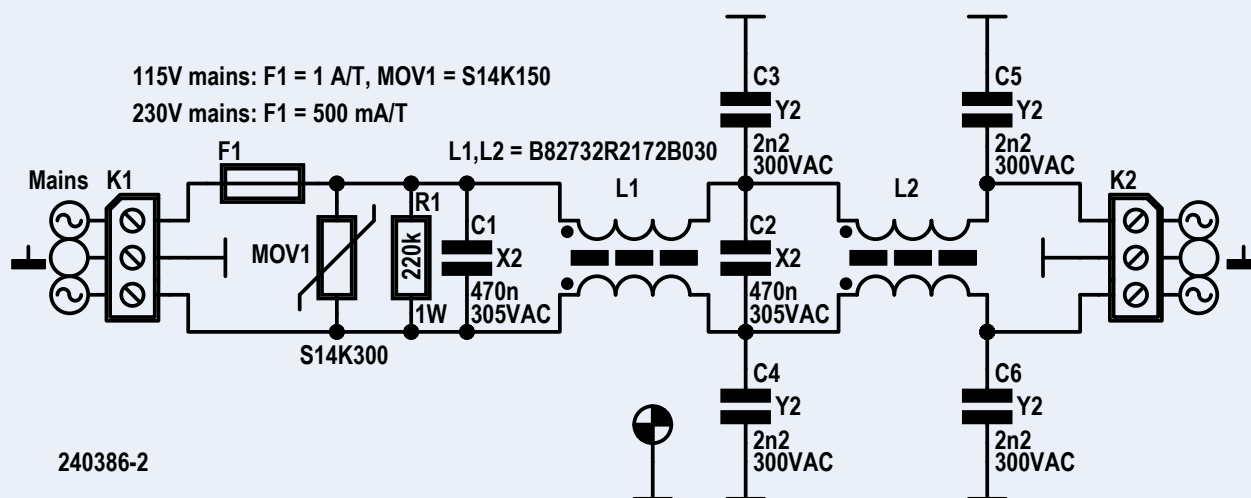
Een praktischere analoge alternatief is het gebruik van een voedingstransformator met meerdere secundaire spanningen en het overschakelen naar een hogere spanning als dat nodig is. Twee secundaire windingen is het minimum; drie is beter en maakt de koelplaat aanzienlijk kleiner. Losse koelplaten per uitgangstrap verbeteren de koeling verder en maken het bouwen eenvoudiger.

In plaats van één transformator met zes secundaire windingen die lastig te vinden is, worden drie identieke ingegoten ringkerntransformatoren gebruikt. Ze worden gemonteerd op een aparte print die ook de relais bevat voor het schakelen van de juiste secundaire spanning. Deze modulaire aanpak vereenvoudigt de bouw en maakt het mogelijk de transformatorprint los van de hoofdprint te plaatsen. Een overzicht van de complete low-noise voeding is te zien in **Figuur 2**. Zoals je ziet bestaat de voeding uit drie aparte prints: een netfilterprint, een transformatorprint en een spanningsregelaarprint. We beginnen rechtsboven met het netfilter.

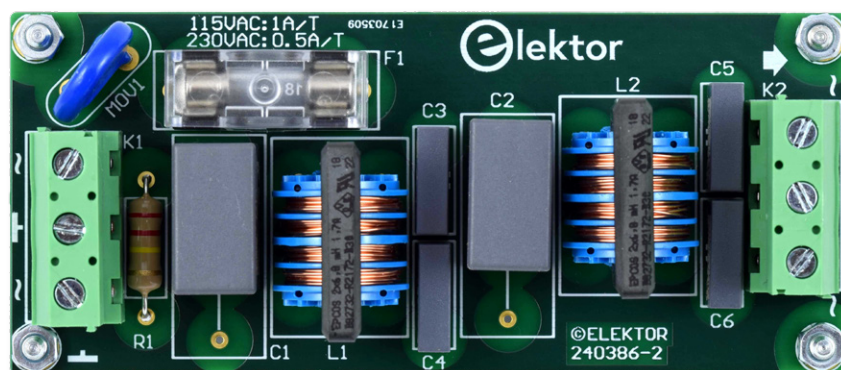
Het netfilter

Netspanning bevat allerlei ruis en storing. Voor een stille voeding moet je die goed filteren. In de meeste gevallen is common-mode storing erger dan differentiële ruis, die je vaak eenvoudig met een RC- of LC-filter kunt onderdrukken. Om de common-mode onderdrukking te verbeteren, gebruikt dit ontwerp twee common-mode smoorspoelen in plaats van één.

De schakeling is conventioneel, zie **Figuur 3**. De condensatoren C3 ... C6, die de netlijnen met aarde verbinden, zijn Y-types. De condensatoren C1 en C2 over fase en nul zijn X-types. De zekering is 500 mA voor 230 V AC en 1 A



Figuur 3. Netstoringen worden verlaagd door een speciaal common-mode filter met twee smoorspoelen op een klein extra printje.



Figuur 4. Bovenkant van de netfilterprint.

voor 115 V AC. Dit is ongeveer driemaal de waarde van de primaire zekering van de drie gebruikte transformatoren. Een metaaloxide varistor (MOV1) beschermt tegen overspanningen door grote spanningspieken. Voor 115 V AC vervang je de S14K300 door een S14K150. Weerstand R1 ontladert de condensatoren veilig als het filter los is en er geen belasting op K2 staat. K2 verbind je met K1 op de transformatorprint (zie Figuur 2). De opgebouwde netfilterprint is te zien in **Figuur 4**.

De transformatorprint

Zoals hierboven uitgelegd, wordt om het totale rendement van de Low-Noise-PSU te verbete-

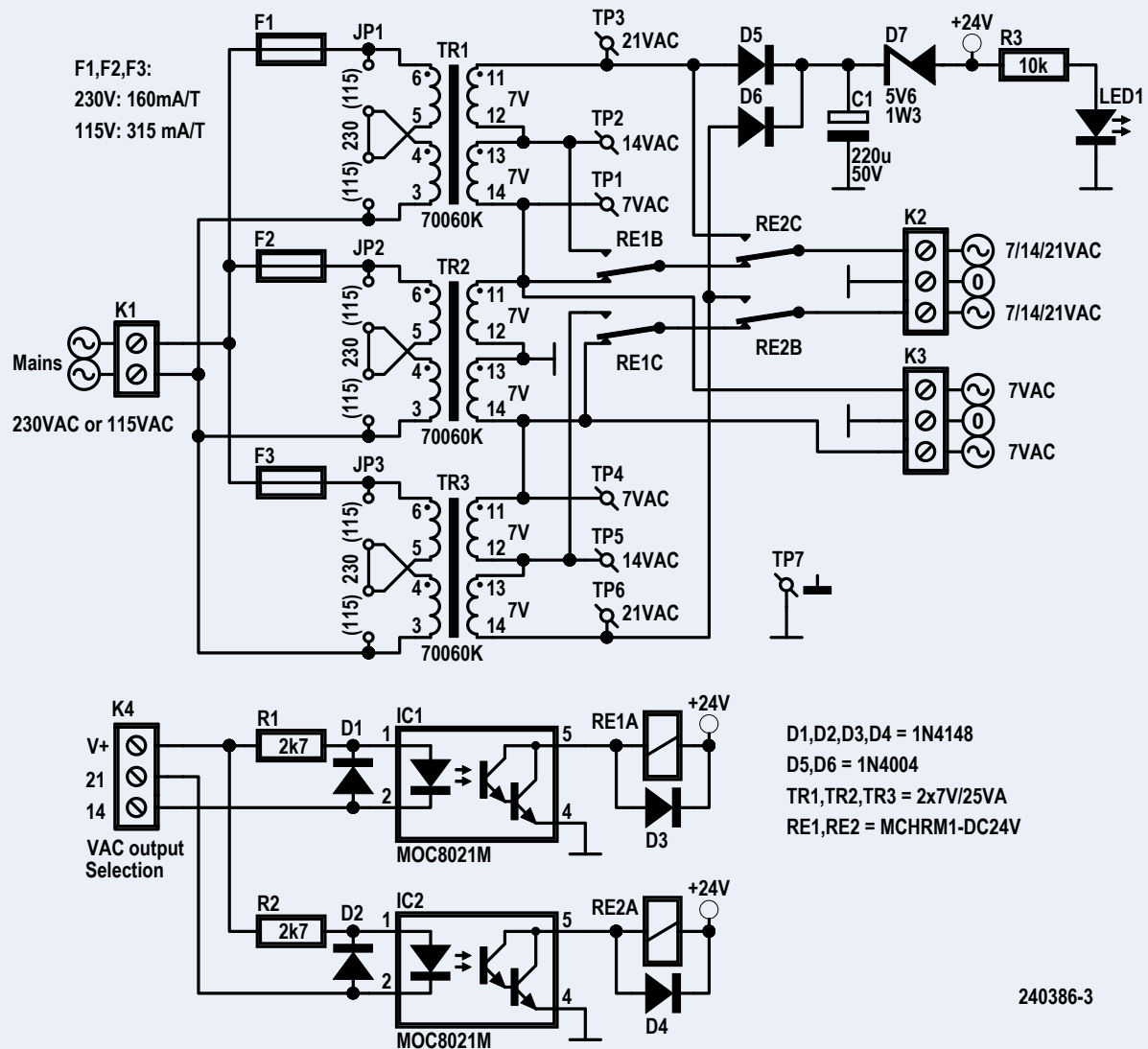
ren de AC-ingangsspanning voor de positieve en negatieve regelaars verdeeld in drie selecteerbare niveaus. Twee relais, gestuurd door de regelaar, kiezen de juiste AC-spanning afhankelijk van het DC-uitgangsniveau. De twee optocouplers zorgen dat er geen aardlus ontstaat tussen de AC-ingang van de regelaars en de voedingsmassa van de relais. Het schema van de transformatorprint staat in **Figuur 5**. Elke transformator heeft twee gelijke secundaire wikkelingen. De secundairen van TR2 zijn met elkaar verbonden als GND-referentie voor de uitgangen (K2 en K3). De secundairen van TR1 en TR3 zijn ook gekoppeld en elk verbonden met een van de secundairen van TR2. Deze configuratie

levert 2× 7 V AC, 14 V AC en 21 V AC in tegenfase op K2. Wanneer beide relais RE1 en RE2 uitgeschakeld zijn, bedraagt de spanning 2× 7 VAC. Indien RE1 wordt bekrachtigd terwijl RE2 uitgeschakeld blijft, stijgt de spanning tot 2× 14 VAC. Wanneer RE2 is ingeschakeld, wordt 2× 21 VAC geselecteerd, ongeacht de status van RE1.

K3 is bedoeld om te detecteren of de voeding uitschakelt of als er plotseling geen AC op K2 staat, zodat de voeding zo snel mogelijk naar 0 V terugvalt (zie hieronder).

De 2× 21 V AC-uitgang voedt ook de relais via D5, D6 en condensator C1. Diode D7 verlaagt dit naar ongeveer 24 V, de nominale spoelspanning van het relais, wat iets varieert met de belasting van de regelaar. D3 en D4 onderdrukken inductiespanningen bij het afschakelen van de relais en beschermen de optocouplers. D1 en D2 beschermen de optocoupler-LED's tegen polariteitsfouten die worden veroorzaakt door bedradingsfouten. LED1 (zie **Figuur 6**) dient als *Power On*-indicator voor het frontpaneel.

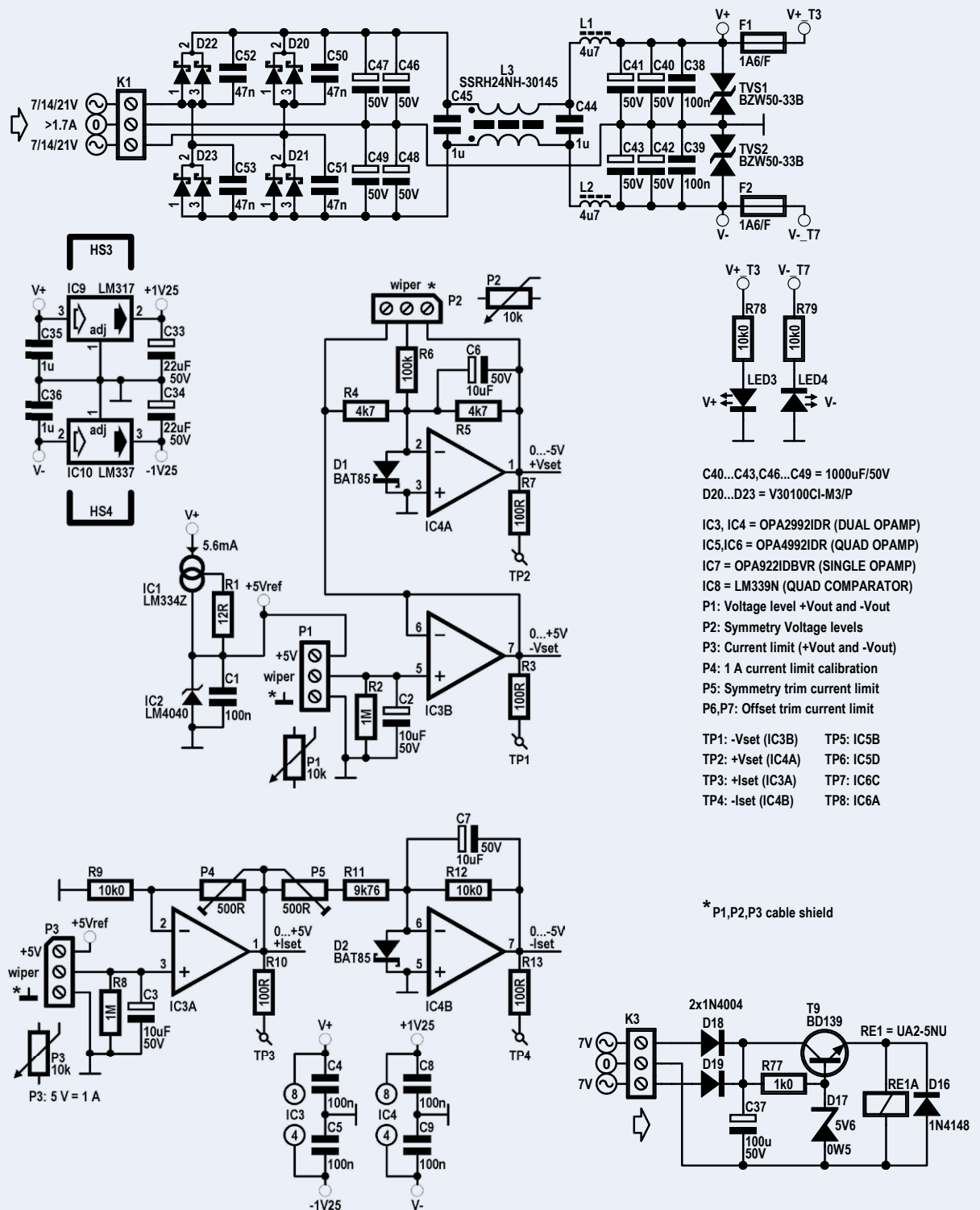
Elke transformator heeft twee aparte primaire wikkelingen. Voor 230 V AC verbind je de primairen in serie; voor 115 V AC parallel. Vier soldeerpunten per transformator zijn bedoeld voor jumpers. Eén jumper voor 230 V AC, twee jumpers voor 115 V AC.

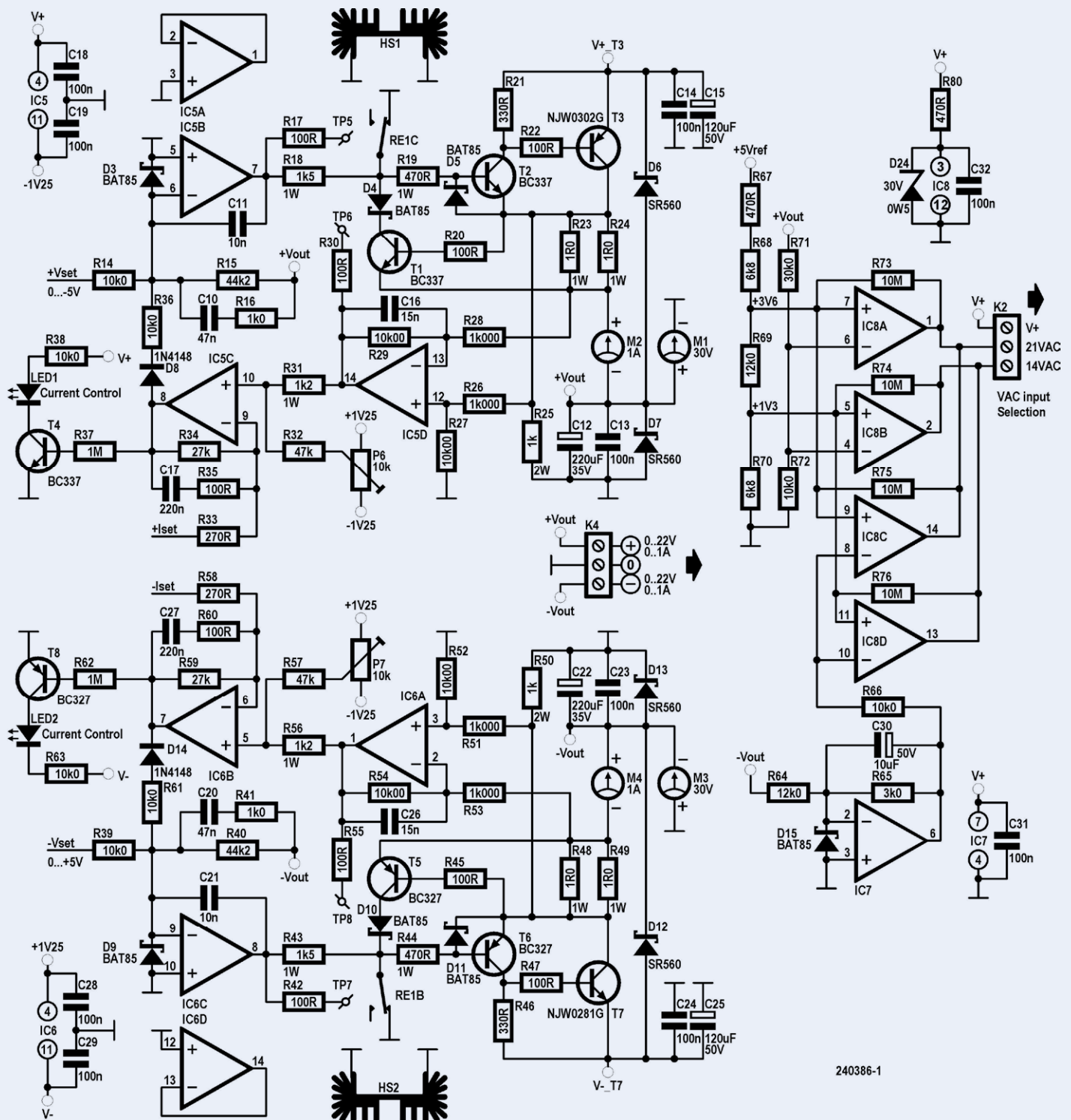


Figuur 5. Drie transformatoren samen met twee optisch aangestuurde relais bieden een selecteerbare AC-ingangsspanning voor de regelaars van de voeding.



Figuur 6. De opgebouwde transformatorprint met LED1 op een pinstekker.





240386-1

komen binnen op K1 (linksboven). Ze worden gelijkgericht door Schottky-diodes D20 ... D23 en door elco's C46 ... C49 omgezet in ongestabiliseerde DC. Keramische condensatoren C50...C53 dempen de door de diodeschakeling veroorzaakte 50 Hz (of 60 Hz)

harmonischen verder, waardoor de rimpelspanning extra wordt afgevlakt. Common-mode storing wordt onderdrukt door spoel L3 met condensatoren C44 en C45, terwijl differentiële storing wordt verlaagd door de netwerken L1/C38/C40/C41 en L2/

C39/C42/C43. De extra elco's (C40 ... C43) maken de rimpel nóg kleiner. Om de operationele versterkers te beschermen, die allemaal gevoed worden door de ongestabiliseerde rails V+ en V-, klemmen TVS1 en TVS2 (transiëntdiodes) eventuele

pieken af. De V+ en V–-lijnen zijn via 1,6 A snelle zekeringen verbonden met de uitgangstrappen van de regelaar, hoewel het onder normale omstandigheden onwaarschijnlijk is dat ze ooit zullen doorslaan. De uitgangstrap heeft een hardwarematige stroombegrenzing van ongeveer 1,2 A, terwijl de interne stroomregeling de uitgang op 1 A beperkt. Alleen als een hogere retourspanning aan de uitgang verschijnt, bijvoorbeeld door een externe belasting, kan een zekering doorbranden. In dat geval geleiden de beschermingsdiodes de spanning via de zekering naar het TVS-component, waardoor de zekering opent.

Spanningsreferentie

Omdat de ingangsspanning in drie trappen is verdeeld, moet de referentiespanning lager zijn dan de laagste gelijkgerichte AC-spanning, ongeveer 10 V onbelast. Om het simpel te houden is de referentie constant: één enkele 5 V referentie is voor de negatieve regelaar en wordt voor de positieve geïnverteerd. Spanningsreferentie IC2 en stroombron IC1 regelen dat. Die laatste levert 5,6 mA via weerstand R1, bepaald met de formule:

$$I_{set} = (227 \mu V/^{\circ}K) / R_{set} = (227 \times 10^{-6} \times 298) / 12 = 5,64 \text{ mA bij } 25^{\circ}C, \text{ waarbij } R_{set} = 12 \Omega.$$

De werkstroom van de spanningsreferentie is 1 mA lager, omdat potmeters P1 en P3 (elk 10 k Ω) direct op IC2 zijn aangesloten (via drieweg-klemblokken die ook zijn gelabeld met P1 en P3).

Uitgangsspanning regelen

Met P1 stel je de uitgangsspanning van beide regelaars in. R2 verbindt de ingang van buffer IC3B met massa als de loper van P1 geen contact maakt of als P1 ontbreekt. C2 filtert ruis van P1 en dempt het eventuele "denderen" van de loper tijdens het instellen.

De uitgang van buffer IC3B is de stuurspanning voor de negatieve regelaar en heet dus –Vset, al is de polariteit positief (0...+5 V). De bijbehorende stuurspanning, +Vset, wordt gemaakt door inverterende versterker IC4A, die het tegenovergestelde van –Vset produceert. Kleine toleranties in weerstanden of offset kun je met een klein beetje meer of minder versterking van IC4A corrigeren. R6 zit aan de loper van P2, die via een klem op

IC4A is aangesloten. Helemaal links of rechts op P2 zit R6 parallel aan R4 of R5, waardoor de versterking tussen –0,955 en –1,047 varieert (ruim $\pm 4\%$).

P2 is niet bedoeld als een extra "fijnafstelling" voor de positieve regelaar. C6 filtert ruis van IC3B en van R4 en R5. Vind je kleine verschillen tussen de regelaars niet erg, dan kun je P2 gewoon weglaten.

Schottky-diode D1 beschermt de inverterende ingang van IC4A tegen te hoge positieve spanning als de negatieve voedingsrail (V–) van IC4 ontbreekt.

Stroombegrenzing regelen

Om de stroom te begrenzen, vergelijkt de regelaar het spanningsverschil over een shuntweerstand met een instelbare referentiespanning, bepaald door potmeter P3. De maximale uitgangsstroom is 1 A als de referentiespanning, geleverd door IC2, 5 V bedraagt. Potmeter P3 wordt gebufferd door IC3A. Om te zorgen dat de regelaar 1 A kan leveren, kan de versterking van IC3A met P4 van 1 tot 1,05 verhoogd worden.

De stroomregelspanning +Iset voor de positieve regelaar loopt van 0 V tot +5 V. Omdat beide regelaars dezelfde absolute stroominstellingen gebruiken, wordt +Iset door IC4B geïnverteerd tot –Iset. De versterking van IC4B is met P5 precies op –1 te trimmen. C7 filtert ruis uit IC3A, IC4B en de bijbehorende weerstanden R11 en R12.

Schottky-diode D2 beschermt de negatieve ingang van IC4B tegen te hoge positieve spanning als V– ontbreekt.

Echt nulpunt

Omdat beide opamps in IC3 positieve uitgangsspanningen leveren, is hun positieve voeding afkomstig van V+, die zelfs bij een AC van 7 V aan de gelijkrichters D20 ... D23 nog genoeg is voor stabiele +5 V. Om te zorgen dat de uitgangen exact 0 V kunnen bereiken, krijgt IC3 een negatieve voeding van –1,25 V. Hetzelfde geldt voor IC4: de opamps hebben negatieve uitgangen, de negatieve voeding komt van V–, de positieve van +1,25 V, zodat ook deze uitgangen precies nul volt kunnen halen.

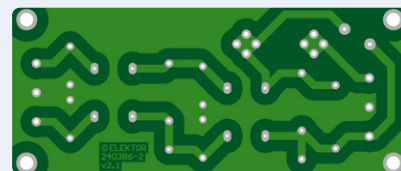
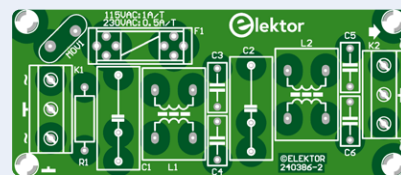
Versterking regelaar

Elke regelaar moet de –5 V-referentie (de uitgang van IC4A) met ongeveer 4,4 verster-

ken om een maximale uitgang van 22 V te bereiken. Bij de inverterende opbouw van de positieve regelaar bepalen R14 en R15 de versterking op 4,42.



Componentenlijst netfilter



Weerstand

R1 = 220 k Ω , 1 W, 500 V, 5%

Condensatoren

C1, C2 = 470 nF, 305 VAC, Class X2,
11 $\times$ 27 mm max., LS 15/22.5 mm
C3...C6 = 2.2 nF, 300 VAC, Class Y2,
13 $\times$ 4 mm, LS 10 mm, PP

Spoelen

L1, L2 = Common-mode spoel, 6,8 mH,
1,7 A, TDK B82732R2172B030

Halfgeleider

MOV1 = TVS-varistor, S14K300 (300 VAC)
of SK14K150 (150 VAC)

Overige componenten

K1, K2 = 3-polige schroefklem, LS 7,62 mm
F1 = Trage zekering, 0,5 A (230 VAC) of
1 A (115 VAC)

Diversen

1 $\times$ Zekeringhouder, 5 $\times$ 20 mm, 10 A,
500 VAC
1 $\times$ Transparante zekeringkap
4 $\times$ 10 mm M3 afstandsbuis, staal,
male-female
4 $\times$ M3-schroef, 8 mm, staal, bolkop
4 $\times$ M3-moer

Met IC4A op maximale versterking en P1 helemaal open, wordt de uitgangsspanning van de regelaar $1,047 \times 5 \times 4,42 = 23,14$ V. Bij 1 A belasting komt de regelaar zo dicht bij zijn limiet. Afhankelijk van de netspanning kan de schakeling bij de grens of zelfs daarboven uitkomen.

Vermogensgedeelte

Het vermogensgedeelte maakt gebruik van een discrete complementaire Darlington-combinatie van een PNP-vermogenstransistor NJW0302G (T3) en een BC337 (T2). Vergeleken met een standaard-Darlington geeft deze opbouw een lagere verzadigingspanning, wat het spanningsverlies over de regelaar verlaagt.

R22 begrenst de maximale collectorstroom van T2 bij kortsluiting. De gekozen waarde van 100Ω is een compromis: zo stijgt de spanningsval over het vermogensgedeelte met zo'n 1 V (bij 1 A belasting valt ongeveer 0,8 V over R47 bij de negatieve regelaar).

Opamp IC5B stuurt het vermogensgedeelte aan. Om kortsluiting van de uitgang van IC5B te voorkomen wanneer de regelaar zelf kortgesloten is, wordt de basisstroom naar T2 begrensd met R18 en R19. In het ergste geval kan de basisstroom boven de 10 mA uitkomen, honderd keer zo veel als normaal.

Snelle uitschakeling

Voor het uitschakelen wordt een klein relais (RE1) gebruikt in plaats van een groot uitgangsrelais. Na verloop van tijd kunnen relaiscontacten verslijten, maar deze configuratie garandeert veilig afschakelen. Als het relais uitvalt, wordt de basis van T2 aan massa gelegd, zodat de uitgangsspanning zakt. Hoe snel dat gebeurt, hangt af van de totale uitgangscapaciteit en de belasting.

Het kleine 5 V-relais RE1 (type UA2-5NU), meet minder dan $10,9 \times 6 \times 8,3$ mm (L x B x H) en kan tot 1 A schakelen. De maximale DC-schakelspanning is 220 V en dat is ruim voldoende.

Indien er bij het uitschakelen een hoge uitgangsspanning aanwezig is, kan de emitter-basis-spanning van T2 hoger worden dan de 5 V maximum die voor BC337/BC327 geldt. Een kleine Schottky-diode D5 beschermt de basis-emitterovergang van T2 tegen verkeerde polariteit. Als het relais sluit, begrenst R19 de stroom van de uitgang tot



Componentenlijst transformatorprint

Weerstand

R1, R2 = 2.7 k Ω , 600 mW, 1%

R3 = 10.0 k Ω , 600 mW, 1%

Condensatoren

C1 = 220 μ F, 50 V, 20%, diameter 10 mm, LS 5 mm,
4000 h @ 105°C

Spoelen

TR1, TR2, TR3 = 2x7 V, 25 VA, ringkern voor
printmontage, 70060K Talema

Halfgeleider

D1...D4 = 1N4148, DO-35

D5, D6 = 1N4004, DO-41

D7 = Zener 5.6 V, 1.3 W, DO-41

LED1 = LED, red, T-1 (3 mm)

IC1, IC2 = MOC8021M, CTR $\geq$ 1000%, DIP-6

Overig

F1, F2, F3 = 160 mA traag (230 VAC) of 315 mA traag (115 VAC)

K1 = 2-polige schroefklem, LS 7,62 mm

K2 = 3-polige schroefklem, LS 3,5 mm, max. 1,5 mm²

K3, K4 = 3-polige schroefklem, LS 3,5 mm, max. 1 mm²

RE1, RE2 = Relais DPDT, 5 A / 250 VAC / 24 VDC

Diversen

1x Pin header 1x2, raster 2,54 mm + passende socket voor LED1

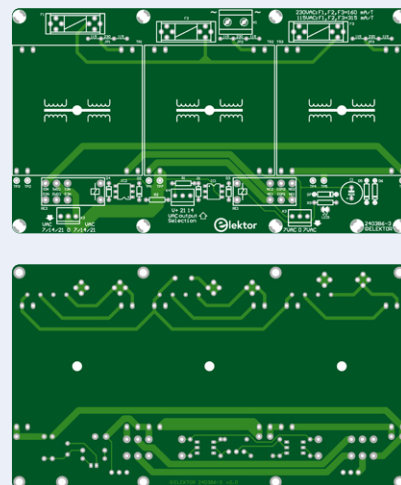
3x Zekeringhouder 5 x 20 mm, 10 A, 500 VAC + transparante kap

3x M4-schroef, 8 mm, bolkop + ring voor TR1-TR3

8x M3-schroef, 8 mm, bolkop + moer + ring

8x 10 mm M3 afstandsbus, staal, male-female

2x IC-voetje, DIP-6 voor IC1 en IC2



onder de 50 mA, zodat de elco's iets sneller ontladen.

Een vaste minimale belasting R25 zorgt voor stabiele regeling, ook zonder externe belasting. Omdat R25 aan de collector van T3 hangt, loopt die stroom niet door de shuntweerstand R23/R24. Zonder deze aanpak zou er tot 22 mA via de shunt gaan als er geen externe belasting is. De maximale stroom door R25 is 22,5 mA, berekend als $(U_{uit\ max} + 0,5\ V) / R25$ (die extra 0,5 V is de shuntspanning bij 1 A uitgang).

Overstroombeveiliging

Transistor T1 beschermt het vermogens-

gedeelte tegen overstroom boven de ingestelde limiet (met P3), bijvoorbeeld bij kortsluiting. De bescherming begrenst de stroom op zo'n 1,3 tot 1,5 A, afhankelijk van de fout. R20 beschermt de basis van T1, terwijl diode D4 de collector beschermt tegen omgekeerde spanning wanneer het relaiscontact sluit tijdens het uitschakelen, terwijl er nog restspanning aanwezig is aan de uitgang. De dropout-spanning van de vermogensfase kan met ongeveer 0,5 V worden verlaagd door de emitter van T2 aan te sluiten op de tegenoverliggende zijde van shunt R23//R24, rechtstreeks op de uitgang via M2. Dan wijkt de shuntstroom echter af van de echte

uitgangsstroom, vooral bij zeer lage niveaus. Onder 2 mA is de collectorstroom van T3 nagenoeg nul, valt de spanning over R21 onder 0,66 V, en wordt de gemeten stroom eigenlijk nul, dat maakt stroomregeling op lage instelling instabiel.

Tot slot beschermen diodes D6 en D7 de regelaar tegen omgekeerde spanningen.

Instelbare stroombegrenzing

Opamps IC5D en IC5C vormen samen de instelbare stroombegrenzing. IC5D zet de spanning over de shuntweerstand R23//R24 om in een massa-gerelateerde spanning. Deze differentiaalversterker heeft een versterking van 10. Om de common-mode spanning, die hier de uitgangsspanning is, te onderdrukken, moeten de vier weerstanden R26...R29 een tolerantie hebben van 0,1 % of beter (vier cijfers in het schema). Bij maximale uitgangsstroom van 1 A is de spanning over R23 en R24 0,5 V, wat een uitgang van 5 V uit IC5D oplevert, gelijk aan de referentiespanning van IC2.

Opamp IC5C werkt als een comparator met beperkte versterking. Hij vergelijkt de uitgang van IC5D met de spanning van IC3A (+Iset, ingesteld met P3). De gebruikte OPA4992's voor IC5 (en IC6) zijn hiervoor geschikt, omdat hun maximale differentiële ingangsspanning gelijk is aan de voedingsspanning plus 0,5 V. (Bij ingangsstromen onder 10 mA zijn de ingangen diode-geclamped naar de voeding.) Indien een alternatieve operationele versterker wordt gebruikt, beperkt weerstand R31 (1 W) de ingangsstroom. Via R31 kun je ook een offsetnetwerk (P6/R32) toevoegen om offset in de stroomregeling te corrigeren. Om stabiliteit in de stroombegrenzer te houden, is de versterking van IC5C beperkt tot 101 ($R34 / R33 + 1$), wat een totale open-lus versterking van zo'n 4464 oplevert (IC5D, IC5C en IC5B samen). C11 en C16, samen met RC-netwerken R16/C10 en R35/C17, houden het systeem stabiel, zelfs bij grote wisselingen in belasting.

Diode D8 zorgt ervoor dat weerstand R36 geen invloed heeft op de uitgangsspanning als de uitgangsstroom lager is dan de limiet van P3. Zonder D8 zou de uitgang boven de door P1 ingestelde waarde komen, omdat de uitgang van IC5C negatief kan gaan.

LED1 toont of de stroombegrenzing actief is: als de regelaar bij stroombegrenzing de

uitgangsspanning verlaagt, stijgt de uitgang van IC5C boven ongeveer 0,7 V. Naarmate de collectorstroom van T4 toeneemt, gaat LED1 feller branden, hoe hoger de stroombegrenzing, hoe feller.

Komt de uitgang van IC5C op +5,7 V, dan valt de uitgang van de regelaar terug naar 0 V en wordt de door P1 ingestelde spanning volledig genegeerd.

±1,25 V hulpvoeding

Zoals eerder beschreven werken alle opamps met dubbele voedingsspanning: -1,25 V voor delen met positieve uitgangen, +1,25 V voor delen met negatieve uitgangen. Die hulpspanningen komen van IC9 en IC10 (LM317 en LM337). Normaal worden daar spanningsdelers bij gebruikt voor een hogere spanning, maar hier zijn de adjust-pinnen aan massa gelegd voor vaste +1,25 V en -1,25 V. Een minimale last van zo'n 5 mA wordt hier niet apart geregeld: elke regelaar gebruikt een dual en een quad opamp, samen zes versterkers per kanaal en altijd minstens 14 mA belasting.

Bij maximale transformatorspanning gaat er in elke LM317/LM337 meer dan 0,4 W verloren, goed voor een temperatuurstijging van ca. 30 °C in een TO-220-behuizing. Afhankelijk van de fabrikant is de thermische weerstand van aansluiting tot omgeving 65 tot 70 °C/W, waardoor ze heet aanvoelen. Aangezien de maximale junctietemperatuur slechts 125 °C is, is extra koeling aan te raden. Elk IC zit daarom op een kleine FK222SA220-koelplaat met een thermische weerstand van 20 °C/W, waardoor de temperatuurstijging zo'n 11 °C blijft (R_{θ} junctie-behuizing is ongeveer 5 °C/W).

5 V hulpvoeding

Een losse 5 V-regelaar met transistor T9, zenerdiode D17 en weerstand R77 voedt het relais. Dit circuit heeft een lager spanningsverlies dan een standaard 78L05-regelaar. De afvlakcondensator C37 kan een relatief hoge rimpelspanning vertonen, maar dit is voordelig: hierdoor kan het relais sneller worden afgeschakeld wanneer de voeding wordt uitgeschakeld.

De bruggelijkrichter D18 en D19 is via K3 met de transformatorprint verbonden. De massa op K3 is bewust gescheiden van de printmassa om aardlussen te voorkomen. Op de transformatorprint is er een aparte aansluiting op de

7 V AC-secundaire (ook op K3), speciaal voor het relaiscircuit op de regelaarprint.

Selectie AC ingangsspanning

De hoogste uitgangsspanning van een van de regelaars bepaalt welke AC-ingangsspanning nodig is. De regelaar waarbij de stroombegrenzing niet actief is, bepaalt welke spanning wordt gekozen.

Om de uitgangsspanning op K4 te meten, zijn twee windowcomparators nodig. De quad comparator IC8 is hier ideaal voor. Zijn voeding komt van de ongestabiliseerde ingang van de positieve regelaar, die bij maximale AC-ingang ruim 33 V kan zijn. Voor de standaard LM339 (geen B) is het aanbevolen maximum 30 V en absoluut 36 V. 33 V is daar dus net onder, maar langdurig gebruik op het maximum kan schade geven. In versie 2.1 van de print zijn daarom zenerdiode D24 en weerstand R80 toegevoegd om de spanning op 30 V te houden.

De comparatoringen krijgen lagere spanningen om twee redenen:

- De referentie is 5 V, dus de comparators drempels moeten daaronder liggen.
- Bij de laagste AC-instelling kan de gelijkgerichte voedingsspanning V_{+} onder de 10 V zakken.

Om de comparatoringen binnen het bereik van de LM339 te houden (0 tot $V_{CC}-2$ V, $V_{CC}=V_{+}$), worden de uitgangen gedeeld. R71 en R72 delen de positieve spanning door vier. Omdat de LM339 alleen positieve spanningen accepteert, wordt de negatieve uitgang (-Vuit) geïnverteerd door IC7 (OPA992, gekozen voor hoge voedingsspanning), die hem ook deelt door vier met R65 en R64. R66 beschermt de comparator tegen te veel stroom.

Ook als -Vuit = 0 V, geeft IC7 een kleine positieve offset omdat rail-to-rail-opamps nooit exact 0 V halen op enkelvoudige voeding. Dit heeft geen invloed op de comparator, dus IC7 hoeft geen negatieve voeding te hebben. D15 beschermt de inverterende ingang van IC7 als V_{+} er niet is.

De comparator-drempels zijn niet zomaar driedelen van 22 V, want spanningsval en rimpel spelen vooral bij lage uitgang mee. De eerste drempel is 5,2 V (referentie 1,3 V via R69/R70), de tweede drempel is

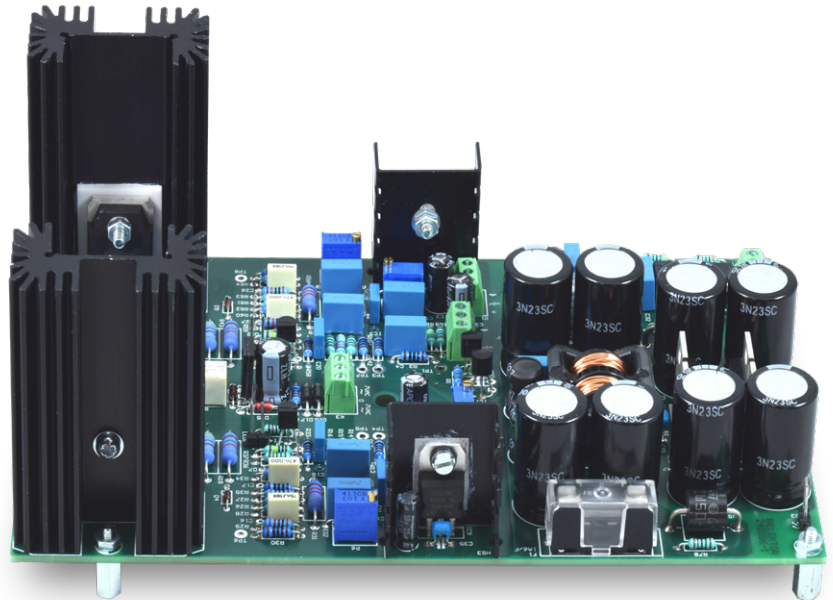
14,4 V (referentie 3,6 V via R68/R69).

De uitgangen van IC8A en IC8C (open collector) zijn samengevoegd, net als IC8B en IC8D. Wordt of IC8B of IC8D actief, dan schakelen ze samen naar laag en wordt relais RE1 op de transformatorprint via K2 (die naar K4 op de transformatorprint gaat) bekrachtigd, waarmee 14 V AC gekozen wordt. Wordt IC8A of IC8C actief, dan wordt relais RE2 bekrachtigd en dus 21 V AC geselecteerd.

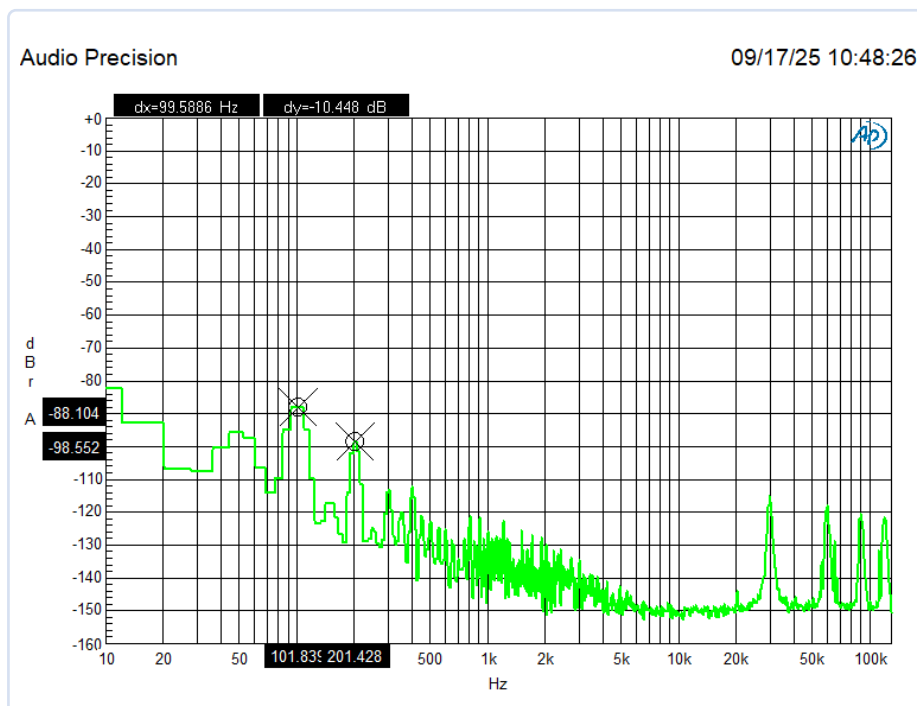
Om de LED's van de optocouplers op de transformatorprint te voeden, wordt V+ ook naar K2 geleid. De waarden van R1 en R2 op de transformatorprint (voor de LED's) zijn laag genoeg voor betrouwbare werking van RE1 en RE2, zelfs bij de 7 V AC-tap.

Figuur 8. laat de opgebouwde spanningsregelaarprint zien.

Figuur 9. toont een frequentiespectrum van de voeding bij bijna volle belasting (20 V, 950 mA). Het niveau van de eerste harmonische van het net (100 Hz) ligt onder -88 dB, de tweede zit bijna op -100 dB. Op hogere frequenties blijft het ruisniveau onder -110 dB.



Figuur 8. De volledig opgebouwde spanningsregelaarprint. Beide kanalen zijn duidelijk te zien. Het positieve kanaal vooraan, het negatieve achteraan. De ingang van het board bevindt zich aan de rechterkant, de uitgang aan de linkerkant.



Voor een bouwpakket van de low-noise laboratoriumvoeding kunt u de JumpStarter-pagina op Elektor Labs raadplegen



Figuur 9. Een frequentiespectrum van de uitgang van de low-noise voeding laat zien dat alleen de eerste twee net-harmonischen boven -100 dB liggen, hogere frequenties blijven onder -110 dB.

Dat was het voor nu

Na deze diepgaande blik in de werking van onze low-noise voeding is het slim alles even te laten bezinken. Misschien wil je het nog een keer lezen, of zelfs twee keer, om echt te begrijpen hoe elke stap zorgt voor een fluisterstille uitgang.

In het volgende deel gaan we van theorie naar praktijk en begeleiden we je stap voor stap bij het bouwen van de complete voeding. 

240386-03

Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen over dit artikel? Stuur een e-mail naar de auteur via ton.giesberts@elektor.com of neem contact op met Elektor via redactie@elektor.com.



Over de auteur

Ton Giesberts begon na zijn opleiding bij Elektuur (nu Elektor), waar men iemand zocht met affiniteit voor audio. In de loop der jaren heeft hij voornamelijk aan audio-projecten gewerkt. Analoge ontwerpen hebben altijd zijn voorkeur gehad, maar uiteraard maken projecten in andere domeinen van de elektronica eveneens deel uit van het werk. Een van Tons motto's luidt: "Als je wilt dat iets goed gebeurt, dan moet je het zelf doen" Zo is bij een printontwerp voor een audioproject met vervormingscijfers in de orde van 0,001% een goede lay-out essentieel.



Gerelateerd product

> **Dogan Ibrahim, LTspice Essentials - An Introduction to Circuit Simulation (Elektor 2024)**
www.elektor.nl/20907



Componentenlijst regelprint

Weerstand (250 mW, 1%)

R1 = 12 Ω
 R2, R8, R37, R62 = 1 M Ω
 R3, R7, R10, R13, R17, R20, R22, R30, R35, R42, R45, R47, R55, R60 = 100 Ω , 600 mW
 R4, R5 = 4.7 k Ω
 R6 = 100 k Ω
 R9, R12, R14, R36, R38, R39, R61, R63, R66, R72, R78, R79 = 10.0 k Ω , 600 mW
 R11 = 9.76 k Ω , 600 mW
 R15, R40 = 44.2 k Ω , 600 mW
 R16, R41, R77 = 1 k Ω
 R18, R43 = 1.5 k Ω , 1 W, 5 %
 R19, R44 = 470 Ω , 1 W, 5 %
 R21, R46 = 330 Ω , 600 mW
 R23, R24, R48, R49 = 1.0 Ω , 1 W
 R25, R50 = 1 k Ω , 1 W, 5 %
 R26, R28, R51, R53 = 1.000 k Ω , 0.1 %, 15 ppm/ $^{\circ}$ C
 R27, R29, R52, R54 = 10.00 k Ω , 0.1 %, 15 ppm/ $^{\circ}$ C
 R31, R56 = 1.2 k Ω , 1 W, 5 %
 R32, R57 = 47 k Ω
 R33, R58 = 270 Ω
 R34, R59 = 27 k Ω
 R64, R69 = 12.0 k Ω
 R65 = 3.0 k Ω , 600 mW
 R67, R80 = 470 Ω , 600 mW
 R68, R70 = 6.8 k Ω , 600 mW
 R71 = 30.0 k Ω , 600 mW
 R73, R74, R75, R76 = 10 M Ω
 P1, P2, P3 = 10 k Ω , 200 mW, 20 %, potentiometer, 1 slag, enkel, lineair, paneelmontage
 P4, P5 = 500 Ω , 500 mW, 10 %, trimmer, 25 slagen, 3296Y-1-501LF Bourns
 P6, P7 = 10 k Ω , 500 mW, 10 %, trimmer, 25 slagen, 3296Y-1-103LF Bourns

Condensatoren

C1 = 100 nF, 50 V, 10 %, keramisch X7R, LS 5 mm
 C2, C3, C6, C7, C30 = 10 μ F, 63V, 20 %, LS 2.5 mm, 5000 hours @ 105 $^{\circ}$ C
 C4, C5, C8, C9, C13, C14, C18, C19, C23, C24, C28, C29, C31, C32, C38, C39 = 100 nF, 250 V, 10 %, PET, LS 7.5 mm
 C10, C20 = 47 nF, 100 V, 5 %, PET, LS 5 mm
 C11, C21 = 10 nF, 100 V, 5 %, PET, LS 5 mm
 C12, C22 = 220 μ F, 35 V, 20 %, 0.024 Ω , LS2.5/3.5 mm, Ir 3.4 A, 2000 hours @ 125 $^{\circ}$ C, polymeer
 C15, C25 = 120 μ F, 50 V, 20 %, ESR 0.02 Ω , Diam. 10 mm max., LS 5 mm
 C16, C26 = 15 nF, 100 V, 5 %, PET, LS 5 mm
 C17, C27 = 220 nF, 63 V, 5 %, PET, LS 5 mm
 C33, C34 = 22 μ F, 50 V, 20 %, LS 2 mm, 10000 hours @ 105 $^{\circ}$ C
 C35, C36, C44, C45 = 1 μ F, 100 V, 10 %, LS 5 mm, keramisch X7R
 C37 = 100 μ F, 50 V, 20 %, LS 3.5 mm
 C40, C41, C42, C43, C46, C47, C48, C49 = 1000 μ F, 50 V, 20 %, LS 5/7.5 mm, Ir 3.32 A, 10000 uur @ 105 $^{\circ}$ C, D 16 mm
 C50, C51, C52, C53 = 47 nF, 100 V, 10 %, keramisch X7R, LS 5 mm

Spoelen

L1, L2 = 4.7 μ H, 3.2 A, 0.033 Ω , LS 5 mm, RLB0914-4R7ML Bourns
 L3 = Common mode spoel, 14.5 mH, 3 A, SSRH24NH-30145 Kemet

Halfgeleider

D1, D2, D3, D4, D5, D9, D10, D11, D15 = BAT85, DO-34
 D6, D7, D12, D13 = SR560, DO-201AD
 D8, D14, D16 = 1N4148, DO-35
 D17 = Zenerdiode 5,6 V, 0,5 W, DO-41
 D18, D19 = 1N4004, DO-41
 D20, D21, D22, D23 = V30100CI-M3/P, gemeenschappelijke kathode, TO-220
 D24 = Zenerdiode 30 V, 1 W, DO-41
 LED1, LED2 = LED, rood, T-1 (3 mm)
 LED3, LED4 = LED, groen, T-1 (3 mm)
 TVS1, TVS2 = BZW50-33B, R6
 T1, T2, T4 = BC337.25, TO-92
 T3 = NJW0302G, TO-3P
 T5, T6, T8 = BC327.25, TO-92
 T7 = NJW0281G, TO-3P
 T9 = BD139, TO-126 (SOT-32)
 IC1 = LM334Z, TO-92
 IC2 = LM4040AIZ-5.0/NOPB, TO-92 (TO-226AA-3)
 IC3, IC4 = OPA2992IDR, SOIC-8
 IC5, IC6 = OPA4992IDR, SOIC-14
 IC7 = OPA992IDBVR, SOT-23-5
 IC8 = LM339N, DIP-14
 IC9 = LM317, TO-220
 IC10 = LM337, TO-220

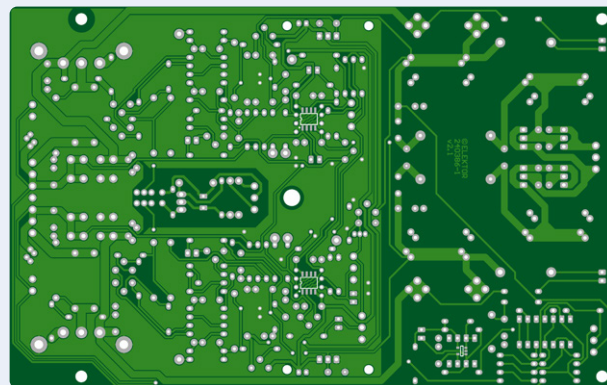
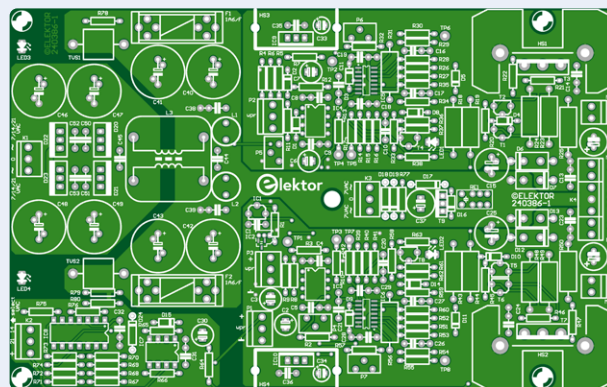
Overig

F1, F2 = 5 × 20 mm zekering, 1,6 A, snel
 HS1, HS2 = Koellichaam MC33271 (voor T3/T7), 2,7 °C/W, printmontage, hoogte 63,5 mm
 K1, K4 = 3-polige schroefklem, LS 3,5 mm, max. 1,5 mm²
 K2, K3 = 3-polige schroefklem, LS 3,5 mm, max. 1 mm²
 M1, M3 = Draaispoelmeter, bereik 30 V, type 91C4, 45 × 45 mm
 M2, M4 = Draaispoelmeter, bereik 1 A, type 91C4, 45 × 45 mm
 RE1 = Relais DPDT, 5 V, UA2-5NU

Diversen

3× 3-polige schroefklem, LS 3,5 mm, max. 1 mm² (voor P1, P2, P3)
 4× Pin header 1×2, verticaal, raster 2,54 mm (voor LED1, LED2, LED3, LED4)
 4× Pinsocket 1×2, verticaal, raster 2,54 mm (voor LED1, LED2, LED3, LED4)
 2× Koellichaam FK222SA220, 20 °C/W, printmontage (voor IC9 en IC10)
 2× Mica isolatiepad voor TO-220, 12 × 18 × 0,05 mm (voor IC9 en IC10)
 2× Isolatiebus IB 6, TO-220 (voor IC9 en IC10)
 2× Keramisch thermisch pad, 23 × 20 × 2 mm (voor T3 en T7)
 2× Printzekeringhouder voor 5 × 20 mm zekering, 10 A (voor F1, F2)
 2× Kap voor printzekeringhouder, transparant (voor F1, F2)
 2× 2-polige schroefklem, LS 3,5 mm, max. 1 mm² (voor M1 en M3)

2× 2-polige schroefklem, LS 3,5 mm, max. 1,5 mm² (voor M2 en M4)
 8× M3-soldeerlip, dikte 0,35 mm (voor M1...M4)
 3× M4-soldeerlip, dikte 0,35 mm (voor aansluiting van 4 mm bananaanstekkers)
 Afschermkabel, 1 paar, 2 × 24 AWG/0,22 mm², 1 m (voor P1, P2, P3)
 IC-voetje, DIP, 14 contacten (voor IC8)
 4× M3-ring, vlak, staal
 2× M3-schroef, 16 mm, staal, balkop
 8× M3-moer
 4× M3-veerdrukking
 4× 50 mm M3-afstandsbus, staal, male-female
 2× 12 mm M3-afstandsbus, staal, male-female
 4× 10 mm M3-afstandsbus, staal, male-female
 6× M3-schroef, 8 mm, staal, balkop

**WEB LINK**

[1] Meer details op Elektor Labs: <https://www.elektormagazine.nl/labs/low-noise-power-supply-240386>

[2] Low-Noise Power Supply - Deel 2: <https://www.elektormagazine.nl/250904-03>

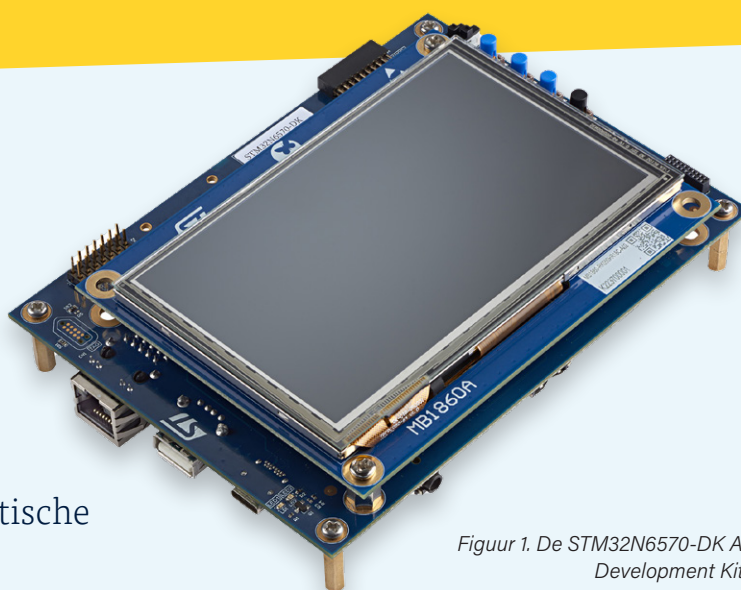
[3] JumpStarter - Ja, ik wil dit project als kit: <https://www.elektormagazine.nl/labs/low-noise-lab-power-supply-jumpstarter-page>



STM32 Edge AI Contest 2025: De winnaars

Door het Elektor content team

De STM32 Edge AI Contest van dit jaar bracht technici en makers van over de hele wereld samen om de grenzen van embedded intelligentie te verleggen. Na een grondige beoordelingsprocedure selecteerde de jury drie uitzonderlijke projecten die uitblonken in technische kwaliteit, praktische functionaliteit en doordachte innovatie. Wij feliciteren alle winnaars!



Figuur 1. De STM32N6570-DK AI Development Kit.

Kunstmatige intelligentie op embedded systemen is geen niche-capaciteit meer. Het wordt een kernvereiste in robotica, IoT, automatisering en consumententoepassingen. Sensorgegevens lokaal verwerken, zonder afhankelijk te zijn van de cloud, zorgt voor snellere reacties, meer energie-efficiëntie en betere beveiliging. Voor technici die systemen voor de praktijk bouwen, is Edge AI uitgegroeid tot een praktisch hulpmiddel in plaats van een onderzoeksconcept.

Om innovatie in deze richting te stimuleren, hebben STMicroelectronics en Elektor opnieuw de handen ineengeslagen om de STM32 Edge AI Contest te organiseren. Het doel was simpel: gebruik STM32-hardware op een creatieve manier om echte technische uitdagingen op te lossen. De community reageerde enthousiast. Tientallen deelnemers hebben de afgelopen maanden gewerkt aan het ontwerpen, testen en verfijnen van hun ideeën, van computer-vision tools tot voorspellend onderhoud en milieumonitoring.

De inzendingen van dit jaar vielen op door hun technische

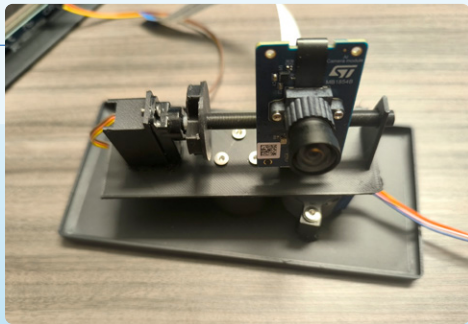
diepgang, werkende prototypes en duidelijke systeemontwerpen. De winnaars selecteren was niet eenvoudig. Alle projecten zijn te vinden op de contestpagina op elektormagazine.com. [1]

De wedstrijd

De STM32 Edge AI Contest daagde deelnemers uit om een werkende Edge AI toepassing te ontwerpen en te demonstreren rond het STM32-platform met de STM32N6570-DK AI Development Kit (**Figuur 1**), zie ons artikel in januari/februari 2025 [2]. De nadruk lag op bruikbaarheid, originaliteit en technische uitvoering, met extra punten voor energiezuinigheid, onderhoudsvriendelijkheid en verantwoord ontwerp.

Een prijzenpot van € 5.000 is toegekend aan de beste inzendingen. De verscheidenheid aan ideeën laat zien hoe toegankelijk Edge AI is geworden. Hieronder presenteren we de drie winnende projecten, die elk demonstreren wat er mogelijk is wanneer embedded engineering en intelligente algoritmen samenkomen op het Edge AI apparaat.

1



De prestigieuze **eerste prijs** (€ 2.500) gaat naar Stefan Nikolaj, met zijn **EasyGimbal**-project — een AI-gestabiliseerde cameragimbal gebouwd rond de STM32N6570-DK-ontwikkelkaart. EasyGimbal is ontworpen om het probleem van zelf filmen zonder een speciale

De winnende projecten

cameraman op te lossen. Het maakt gebruik van ingebouwde pose-estimatie om een onderwerp soepel te volgen langs zowel de horizontale als de verticale as. Stefan combineerde toegankelijke, kant-en-klare mechanica, op maat gemaakte tandwielen in 3D-geprint en een zorgvuldig ontworpen motor-isolatieprint met een goed gestructureerde firmwarestack, gebaseerd op ST's MoveNet-voorbeeld. Het resultaat is een indrukwekkend gedocumenteerde, gebruiksvriendelijke, geautomatiseerde cameraman die professionele tracking-shots voor iedereen bereikbaar maakt. Een terechte overwinning, gefeliciteerd, Stefan!

www.elektormagazine.nl/labs/easygimbal-stm32n6-smart-camera-gimbal

2



De **tweede prijs** (€ 1.500) is gewonnen door **Ninja Fruit** van Antonio Mendoza Gonzales — een energiek, door gebaren bestuurd spel dat de STM32N6570 Discovery Kit omtovert tot een interactieve Edge AI speeltuin. Dit project, geïnspireerd door speelse bubbelspellen en ontworpen om de indrukwekkende realtime inferentiecapaciteiten van de STM32N6 te demonstreren, maakt gebruik van het MoveNet-pose-estimatiemodel om de bewegingen van pols, arm en neus te volgen voor het snijden van fruit of het laten knappen van bubbels op het LCD-scherm. Met meerdere spelmodi, speciale effecten via gebaren, toenemende moeilijkheidsgraad en een nette firmware, gebouwd op ST's pose-estimatie-demo, is het een leuk

en krachtig voorbeeld van wat snelle, on-device AI mogelijk maakt. Zeer boeiend, technisch goed uitgevoerd en perfect voor beurzen, goed gedaan, Antonio!

www.elektormagazine.nl/labs/ninja-fruit-with-stm32n6

3



De **derde prijs** (€ 1.000) is voor **NeuroSense** van Girish Arora, Kartik Khandelwal en Viren Sharma. NeuroSense is een realtime mentale gezondheidsmonitoring-systeem, een ambitieus multimodaal edge-AI-platform ontworpen om continue emotionele welzijnsmetingen in het dagelijks leven te brengen. NeuroSense is ontwikkeld op basis van de STM32N6570-DK en de geïntegreerde

NPU en combineert gezichtsherkenning, spraaksignalen en EEG-bio-signalen tot een geïntegreerd systeem voor het afleiden van mentale toestanden, dat volledig in realtime op het apparaat draait. Het team ontwierp een complete signaal-ontvangstketen met EEG-versterking van instrumentkwaliteit, filtering, een Yolov8-gebaseerd emotie-model en een TouchGFX touchscreen-interface die gebruikers directe feedback, stemmingsmeting en stress-indicatie biedt. Een zeer innovatieve toepassing van edge-AI in een onderbelicht veld, NeuroSense laat zowel sterke technische uitvoering als maatschappelijk potentieel zien. Een doordacht en toekomstgericht project, gefeliciteerd aan het NeuroSense-team!

www.elektormagazine.nl/labs/neurosense-real-time-mental-health-monitoring-system-on-stm32n6

250549-03

WEBLINKS

[1] STM32 Edge AI Contest-webpagina: <https://www.elektormagazine.com/stm32ai>

[2] "The STM32 Edge AI Contest," Elektor 1-2/2025: <https://www.elektormagazine.nl/240708-03>

Batterijen van vandaag

Technologie en verschillen in lithiumbatterijen

Door Dr. Thomas Scherer (Duitsland)

Lithiumbatterijen voorzien alles van stroom, van smartphones tot elektrische auto's, maar niet alle chemische samenstellingen zijn gelijk. Ontdek hoe de huidige batterijtechnologieën van elkaar verschillen en welke innovaties de energieopslag in de nabije toekomst zullen veranderen.



Figuur 1: Historische Volta-zuil
(Bron: Luigi Chiesa, CC BY-SA 3.0 [7]).

Batterijen zijn onmisbaar in de technologische ontwikkeling van de mensheid. Zonder batterijen zou er geen mobiele beschikbaarheid van elektrische energie zijn. Niet alleen voor smartphones en laptops, maar vooral voor elektrische auto's en zonnepanelen zijn batterijen cruciale onderdelen waarop capaciteit, gewicht, volume, stabiliteit en prijs afhangen. Genoeg reden om ze in Elektor te belichten.

Batterijen ondergaan gelukkig ook de veranderingen van de tijd en zijn door technologische ontwikkeling steeds beter geworden. Iedereen heeft ze, en in elk huishouden komen ze in verrassend grote aantallen voor. Zelfs in mijn eengezinswoning is het aantal apparaten met batterijen opmerkelijk. Telefoons: 4, smartphones: 3, smartwatches: 2, afstandsbedieningen: 8, rookmelders: 5, zaklampen: 5, radiatorthermostaten: 10, en meetapparaten: 7. Daarnaast zijn er twee e-bikes, een e-step, en natuurlijk de gewone loodaccu van de auto, die mogelijk binnen-

kort volledig elektrisch wordt met de aanschaf van een zonnepaneel. Ook is er een voorraad knoop-, AA- en AAA-cellen. Een wilde mix van ruim vijftig batterijen van verschillende types, zoals gebruikelijk in de meeste moderne huishoudens. Niets werkt tegenwoordig nog zonder batterijen. Elektor heeft zich ook al vaker over dit onderwerp gebogen. Het eerste Elektor-artikel over lithiumbatterijen [1] is al meer dan 40 jaar oud!

Terminologie en geschiedenis

Zoals bekend begon alles met een kikker waarvan de spieren samentrokken bij contact met verschillende metalen, zoals Luigi Galvani in 1780 ontdekte [2]. Daarmee had hij, zonder het te weten, de eerste "galvanische cel" geconstrueerd, zoals Alessandro Volta in 1792 ontdekte toen hij hoorde van Galvani's experimenten. Hij beseftte dat dit (contact)elektriciteit was. Dit was het begin van de zogenaamde primaire cel, die elektrische energie opwekt via

chemische processen. Slechts acht jaar later bouwde hij de zogeheten Volta-zuil, een stapel koper- en zinkplaten met daartussen een poreus materiaal, doordrenkt met vloeibare elektrolyt (**Figuur 1**). De meervoudige herhaling in de stapel (om een batterij te vormen, in de oorspronkelijke betekenis van het woord) was, zoals vandaag de dag nog steeds het geval is, bedoeld om de spanning te verhogen. Deze vroege wetenschappers werden in de terminologie vereeuwigd met *galvanisme* (de studie van de omzetting van chemische energie in elektrische energie) en de volt als eenheid van elektrische spanning in de techniekgeschiedenis.

Het duurde niet lang voordat Johann Wilhelm Ritter in 1803 een oplaadbare variant uitvond, de zogenaamde secundaire cel. Nog eens vijftig jaar later vond Wilhelm Josef Sinsteden de loodaccu uit. Niet lang daarna werden zulke batterijen fundamenteel als "centrale batterijen" in telefooncentrales voor de eerste telefoonnetwerken.

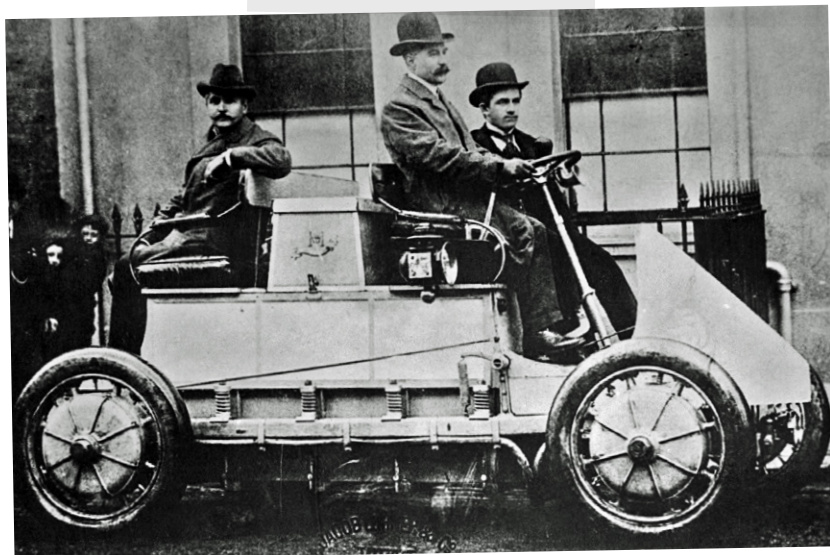
Rond 1900 waren er al meerdere eerste elektrische auto's met grote en zware loodaccu's (**Figuur 2**), waardoor verbrandingsmotoren meer dan honderd jaar de standaard bleven.

Vanwege de geschiedenis spreken technisch georiënteerde mensen van primaire cellen als ze niet oplaadbaar zijn en hun materialen verbruiken of chemisch veranderen tot de cel onbruikbaar wordt bij het opwekken van stroom. Men spreekt van secundaire cellen wanneer de cel zo is ontworpen dat de chemische veranderingen elektrisch omkeerbaar zijn en dus de cellen herlaadbaar zijn. Daarnaast wordt soms onderscheid gemaakt tussen accu's (van het Latijnse *accumulare* = verzamelen) en batterijen, hoewel het laatste woord uit het Frans komt (*battre* = slaan) en *batterie* oorspronkelijk een reeks kanonnen betekende, en in overdrachtelijke zin gewoon een rij. Dit is echter geen echte tegenstelling, want alle celtypen kunnen in serie worden geschakeld.

In Engelstalige landen gebruikt men meestal het woord "battery" zonder onderscheid tussen meerdere cellen in serie of individuele cellen. Overigens wordt het begrip nog steeds militair gebruikt voor kanonnen. Er wordt geen onderscheid gemaakt tussen primaire of secundaire cellen. Door voortdurende internationalisering is deze brede term de afgelopen decennia ook in Duitsland gangbaar geworden, en zo spreekt men nu bijna uitsluitend van "batterijen". Voor autobatterijen was dat altijd al zo; nu nog steeds zijn 90% daarvan loodaccu's. De terminologie is vergelijkbaar in Nederland. Zelfs in Frankrijk, waar men onderscheid maakt tussen *pile* (kleine batterij) en *batterie* (grote batterij), lijkt dit proces van veralgemening niet te stoppen. Aangezien er maar één schakelsymbool is (**Figuur 3**), spreken we hieronder gewoon over batterijen.

Criteria

De verschillende batterijtypen verschillen vooral qua chemie (de materialen voor de elektroden en de elektrolyt). Ook details van de interne constructie en het ontwerp spelen een rol. Voor verschillende toepassingen worden verschillende eigenschappen belangrijk gevonden. Voor kleine



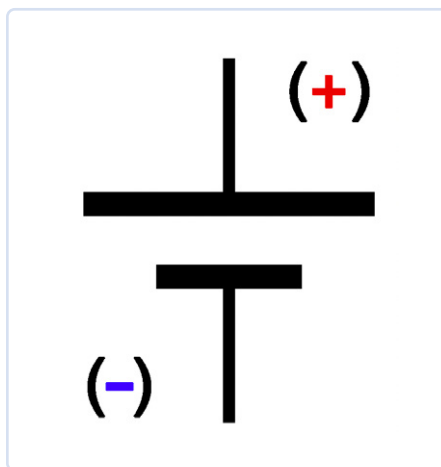
Figuur 2: De 1,8 ton zware Lohner-Porsche, aangedreven door vier naafmotoren van elk 1,5 kW, uit 1900. Links naast de bestuurder staat Ferdinand Porsche.

mobiele apparaten zoals afstandsbedieningen worden doorgaans primaire cellen gebruikt, zoals de vroegere zink-kool en de huidige alkaline-mangaan soorten. Deze "wegwerpartikelen" zijn, afgezien van het ecologische aspect, grotendeels probleemloos en worden in dit artikel verder niet behandeld. De nadruk ligt hier vooral op secundaire cellen, met name lithium-batterijen vanwege hun belang.

Voor moderne mobiele apparaten is vanwege het relatief hoge energieverbruik van hun microcontroller vooral het kleine formaat (of preciezer: de energie/volume-verhouding, de zogeheten volumetrische energiedichtheid in Wh/l) doorslag-

gevend, zodat één acculading de hele dag meegaat. Deze eigenschap is ook van belang voor elektrisch aangedreven voertuigen, omdat elektrische auto's met energievoorraden van 20 tot meer dan 100 kWh anders veel ingebouwde ruimte zouden moeten meeslepen die niet beschikbaar is voor passagiers of bagage.

Voor elektrische auto's zijn echter ook andere criteria relevant: allereerst stabiliteit, oftewel het aantal laadcycli tot een bepaalde energiebuffer (meestal 80 of 75% van de nieuwe waarde) is bereikt. Ook de verhouding tussen energie en gewicht, de zogenaamde gravimetrische energiedichtheid in kg/l, is van belang. Een Tesla Model Y, die ongeveer 2 ton weegt met een 100-kWh-accu bestaande uit bijna 5.000 cellen, is zwaarder dan de oude Lohner-Porsche met een 24-kWh-loodaccu. De accu maakt hier ongeveer 1/3 van het totale gewicht uit en het gewicht bepaalt onder andere eigenschappen als acceleratie en energieverbruik tijdens het rijden. Ten slotte speelt de prijs ook een grote rol, want het benodigde lithium voor alle accu's van elektrische auto's is duur en bepaalt het grootste deel van de meerkosten ten opzichte van vergelijkbare auto's met verbrandingsmotor. Snelladen is ook een belangrijk verkoopargument. Dit is begrijpelijk, want het maakt uit of je na 300 km slechts 10 minuten of een lange 45 minuten moet opladen. Ter vergelijking: de Lohner-Porsche had meerdere dagen nodig om op te laden voor een bereik van 50 km.



Figuur 3: Eén voor allen. De elektronica kent maar één schakelsymbool voor primaire of secundaire cellen, waarbij de polariteit van de elektroden wordt weergegeven door lijnen van verschillende lengte.

Een ander aspect is veiligheid: iedereen heeft wel gehoord van brandende elektrische auto's en dat wil je niet meemaken in je eigen garage. Lithiumbatterijen zijn hier gevoelig voor. E-bikes en e-scooters kunnen in zeldzame gevallen ook in brand vliegen. Zelfs smartphones zijn naar verluidt spontaan heet geworden in de broekzak van hun eigenaar. En zelfs bij sommige zonnepowerbanks kun je je niet helemaal veilig voelen, want een paar explosies dit jaar hebben geleid tot een grote terugroepactie van fabrikant LG [3].

Soorten batterijen

Een informatief overzicht van de belangrijkste kenmerken van verschillende batterijtypes wordt gegeven in de tabel **Vergelijking van verschillende batterijtypes**. Hieruit blijkt onder andere dat de kosten van lithiumbatterijen in elektrische auto's van het NMC- (nikkel-mangaan-kobalt) en LiFePO₄ (lithiumijzerfosfaat) type niet meer zoveel verschillen als enkele jaren geleden. LiFePO₄-batterijen zullen daarom waarschijnlijk verdwijnen uit elektrische auto's, omdat hun capaciteit bij lage tempe-

raturen flink afneemt. Het voordeel van lithiumijzerfosfaat is het hogere aantal laadcycli, wat vooral gunstig is voor kleine, goedkopere elektrische auto's. Alle sterke punten van de verschillende types gaan altijd gepaard met bepaalde nadelen. Relatief nieuw zijn de verbeterde lithium NMC-batterijen van het Si-C-type, waarvan de anodes dankzij het composietmateriaal van koolstof en silicium meer lithium-ionen kunnen opnemen. Met grafiet zijn zes koolstofatomen nodig per lithium-ion, terwijl één siliciumatoom vier lithium-

Vergelijking van verschillende batterijtypes

Batterij-type	Afkorting	Volumetrische energiedichtheid in Wh/l	Gravimetrische energiedichtheid in Wh/kg	Celklemspanning in V	Laadcycli	Kosten in €/kWh	Opmerkingen
Zink-kool	Zn-C	80 - 150	30 - 80	1.5	(primaire)	5 - 15	Zeergoedkoop, lage prestaties, kortdurend gebruik
Alkaline-mangaan	Zn-MnO ₂	250 - 600	80 - 150	1.5	(primaire)	10 - 30	Goedkoop, veelgebruikt (AA/AAA)
Zink-lucht	ZN	1,000+	200 - 400	1.4	(primaire)	20 - 50	Hoofdzakelijk wegwerp, zeer hoge energiedichtheid
Lood-zuur	Pb-S	60 - 90	30 - 50	2.0	300 - 500	80 - 150	Goedkoop, zwaar, robuust, slecht bij hoge stromen
Nikkel-cadmium	NiCd	100 - 150	40 - 60	1.2	1,000 - 2,000	200 - 300	Lange levensduur, milieuprobleematisch (cadmium)
Nikkel-metaalhydride	NiMH	140 - 300	60 - 120	1.2	500 - 1,000	150 - 250	Lage energiedichtheid, robuust, geen geheugeneffect
Lithium-ion	NMC	300 - 700	150 - 250	3.6 - 3.7	1,000 - 3,000	80 - 150	Hoge energiedichtheid, standaard voor elektrische auto's en laptops
Silicium-koolstof	Si-C	500 - 900	250 - 400	3.6 - 3.8	1,000 - 2,500	120 - 200	Nieuwe, verbeterde Li-ion-generatie in smartphones
Lithium-ijzerfosfaat	LiFePO ₄	220 - 400	90 - 160	3.2	2,000 - 6,000	70 - 120	Zeergeveilig, lange levensduur, lagere spanning
Lithium-titanaat	LTO	150 - 300	70 - 110	2.4	5,000 - 15,000	300 - 600	Uiterst duurzaam en snel op te laden, lage energiedichtheid
Solid-state batterij	Li	700 - 1,000	300 - 500	3.7 - 4.2	1,000 - 5,000	150 - 300	Nog in ontwikkeling, zeer hoge energiedichtheid en veiligheid
Natrium-ion	SIB	200 - 400	100 - 160	3.0 - 3.3	1,000 - 3,000	40 - 90	Lage kosten, grondstofarm, lagere energiedichtheid

ionen kan binden. Zuiver silicium zou dus nog hogere energiedichtheden mogelijk maken, maar de verandering in volume bij opname van lithium is enorm, wat problemen oplevert voor de mechanische, en daarmee de elektrische, stabiliteit. Het composietmateriaal heeft dat probleem niet, het is erg stabiel en maakt zelfs hogere laadstromen mogelijk. Dit batterijtype zou de volgende logische stap zijn om het bereik van elektrische auto's te vergroten, maar op dit moment kan dat alleen tegen hogere kosten. Daarom zullen deze batterijen eerst vooral in de nieuwste smartphones en binnenkort wellicht in laptops worden toegepast.

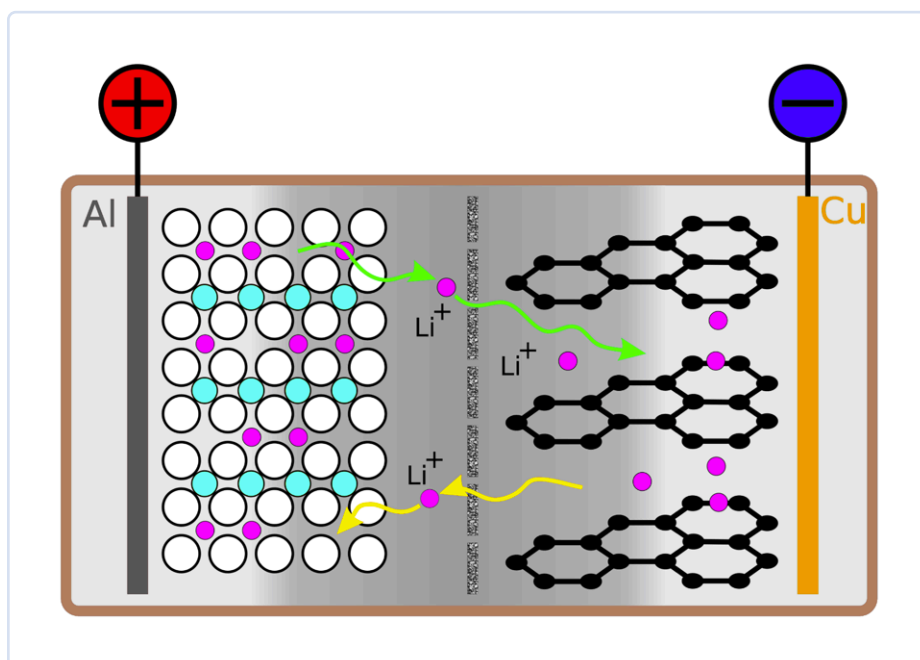
Laadtechnologie

Het is belangrijk om te weten dat lithium-batterijen niet zo eenvoudig op te laden zijn als bijvoorbeeld een loodaccu, ook al leveren vier LiFePO_4 -cellen in serie praktisch dezelfde spanning als een 12V-loodaccu. Batterijen met meer dan één cel vereisen altijd een zogenaamde balancer, die ervoor zorgt dat alle cellen gemiddeld dezelfde lading hebben. Anders zou de zwakste cel uiteindelijk overladen raken, wat schade veroorzaakt en de capaciteit verder verlaagt; dit effect wordt steeds sterker en kan uiteindelijk leiden tot thermische runaway. Alle lithiumbatterijen voor eindgebruik, zoals voor zonneopslag en zelfs 12V-uitvoeringen, hebben zulke balancers in hun geïntegreerde batterij-managementsysteem (BMS) [4].

Indien u experimenteert met lithium-batterijen, dient u ervoor te zorgen dat de eigenschappen van de cellen grotendeels identiek zijn wanneer u afzonderlijke cellen parallel aansluit. Bij serie schakelen mag, zoals gezegd, het BMS niet worden vergeten. Wie de zware en inefficiënte loodaccu in camper of boot wil vervangen door een lithiumvariant, moet beseffen dat deze een extreem lage interne weerstand heeft. Om schade aan de dynamo te voorkomen, kan het nodig zijn om stroombegrenzers toe te voegen.

Interessante feiten over lithium

Het element lithium is het eerste van de groep alkalimetalen, met atoomnummer 3 en slechts drie protonen in de kern, en is



Figuur 4: Schematische opbouw van een lithium-NMC-cel: Grijs verloop = niet-waterige elektrolyt, zwart = koolstof, wit = zuurstof, lichtblauw = kobalt, roze = lithium, groen = laden, geel = ontladen. Aluminium en koper worden gebruikt voor stroomafname. De separator is in het midden aangegeven. Gebaseerd op een grafiek van Cepheiden (Wikimedia), CC BY-SA 2.0, [8].

daardoor extreem licht. In de elektrochemische reeks heeft het de hoogste waarde, -3,04 V (ten opzichte van waterstof), waardoor het ideaal is voor het opslaan van elektrische energie. Geen wonder dus dat de krachtigste batterijen van nu allemaal op lithium zijn gebaseerd.

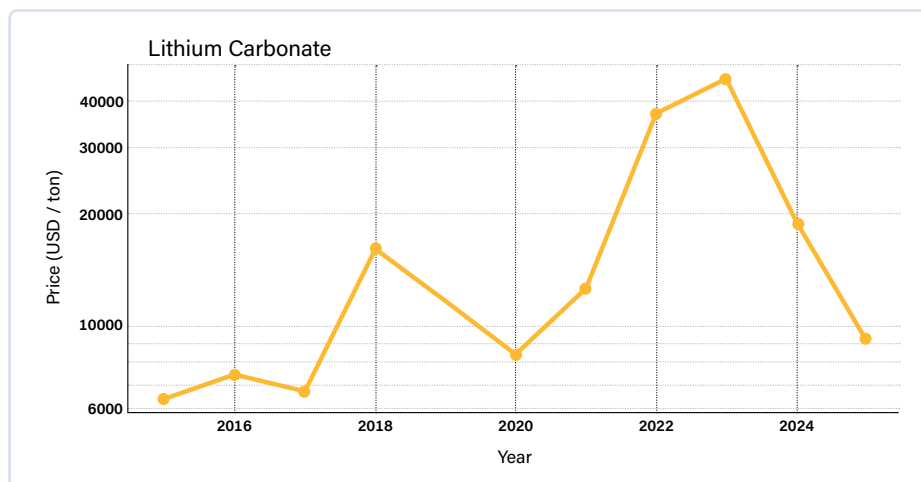
Maar lithium erft ook een uitgesproken negatieve eigenschap van alkalimetalen: het is extreem reactief. Metallisch lithium brandt bij contact met zuurstof uit de lucht. Dit risico is niet slechts theoretisch. De isolerende behuizing van lithiumbatterijen mag daarom niet worden beschadigd. Overigens: hoewel metallisch lithium eigenlijk niet met water geblust kan worden, wordt water wel gebruikt om lithiumbranden te koelen.

Er zijn meerdere oorzaken voor de thermische vernietiging van lithiumbatterijen. In vroege lithiumbatterijen was de groei van dendrieten door onjuiste behandeling (overladen) problematisch, omdat deze de separator konden doorboren (zie **Figuur 4**) en zo kortsluiting veroorzaken. Dat leidt tot thermische runaway, zwellen, barsten van de behuizing en het binnendringen van lucht, wat brand kan veroorzaken.

Mechanische belasting, bijvoorbeeld door ongelukken, is uiteraard ook gevaarlijk. Ook hoge temperaturen kunnen een thermische runaway veroorzaken, vandaar dat krachtige batterijen in elektrische auto's worden gekoeld. Overladen blijft een risico, maar tegenwoordig wordt dat door ontwerpmaatregelen zoals stabielere separators en passende elektronische bewaking sterk beperkt.

De prijs van lithium fluctueert (**Figuur 5**). Op dit moment is deze weer op een acceptabel niveau, waardoor elektrische auto's mogelijk goedkoper worden. Het probleem is echter dat 70% van de wereldwijde lithiumproductie door Chinese bedrijven wordt verzorgd, wat tot afhankelijkheden leidt voor andere industrielanden. Onlangs zijn in de VS, Europa, Japan en Zuid-Korea pogingen gedaan om deze afhankelijkheden te verminderen, maar het zal nog wel even duren voordat dat effect heeft. Een andere strategie is onderzoek naar batterijen zonder lithium.

Hoewel lithium slechts 0,006% van de aardkorst uitmaakt, is de winning ervan allesbehalve eenvoudig, omdat het, in



Figuur 5: Prijsontwikkeling van lithiumcarbonaat van 2015 tot 2025 (Bron: OpenAI).

tegenstelling tot nog zeldzamere metalen als tin of lood, erg wijd verspreid is en niet lokaal geconcentreerd. Grote hoeveelheden lithium worden gevonden in de zoutmeren van de Zuid-Amerikaanse Andes. **Figuur 6** toont het enorme landgebruik. Lithiumwinning is ecologisch gezien niet onproblematisch, onder andere vanwege het stof dat bij de winning ontstaat. Positief is dat er nieuwe bronnen worden aangeboord, bijvoorbeeld in het diepe water van de Bovenrijn-graben, waar de lithiumconcentratie meer dan 180 mg/l zou bedragen.

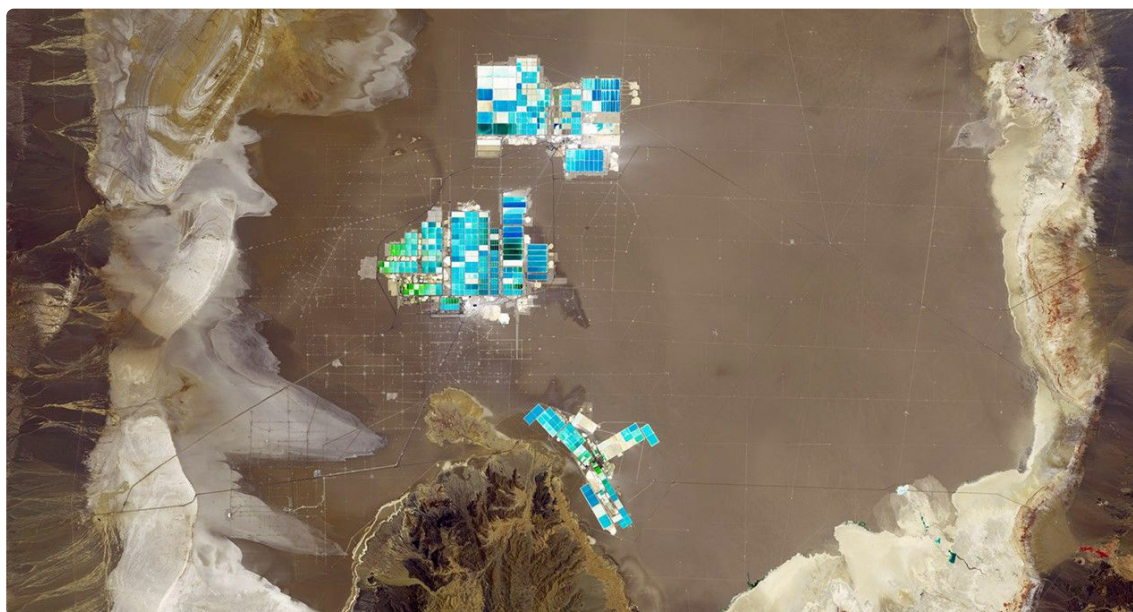
Hierdoor kan lithium zelfs uit koelwater van bestaande elektriciteitscentrales worden gewonnen. Recente studies [5] temperen echter het aanvankelijke optimisme. Een ander project wil lithium winnen in het Duitse Ertsgebergte [6].

Recente ontwikkelingen

Naast de Li-C-variant lijken zogenaamde solid-state batterijen momenteel bijzonder veelbelovend, wat niet verwonderlijk is gezien hun aanzienlijke energiedichtheid: ze halen bijna dubbele waarden

vergeleken met conventionele lithiumbatterijen! Li-C-batterijen zijn echter aanzienlijk duurder dan conventionele NMC-batterijen. Het grote verschil met NMC-batterijen zit in het gebruik van een niet-vloeibare elektrolyt, waardoor een aparte separator mogelijk overbodig is. Ook kan het lithiumgehalte van de cel worden verhoogd, want de kathode is van conventionele lithium-metaaloxiden, maar de anode kan vrijwel geheel uit lithium bestaan. Het ontbreken van een vloeibare elektrolyt vermindert het brandrisico aanzienlijk, omdat het gevaar van dendrietvorming sterk afneemt. Hierdoor zijn dergelijke batterijen beter bestand tegen temperatuur en kunnen ze zeer hoge laadstromen aan, wat resulteert in veel kortere laadtijden en dankzij de hogere energiedichtheid grotere afstanden. Toch blijft dit voorlopig toekomstmuziek.

Vooral in China wordt onderzoek gedaan naar lithiumvrije natrium-ionbatterijen. Niet alleen de vervanging van lithium door overvloedig en goedkoop natrium is een voordeel. Dit type batterij is ook milieuvriendelijker omdat het geen zeldzame metalen zoals kobalt bevat en bovendien veel veiliger is dan een conventionele lithiumbatterij. Natrium-ionbatterijen zijn bovendien zeer geschikt voor lage temperaturen. Het grootste voordeel is de prijs,



Figuur 6: Luchtfoto van lithiumwinning in de Atacama-woestijn in Chili (Bron: NASA [9]).



Over de auteur

Dr. Thomas Scherer volgde eerst een opleiding tot "telecommunicatietechnicus" en begon vervolgens in 1980 bij de Elektor-redactie. Na een studie psychologie en enkele jaren fundamenteel onderzoek werkt hij nu al decennialang als freelance auteur voor Elektor. Hij beschikt over een uitgebreid elektronicelab en is niet alleen geïnteresseerd in neuronen, maar ook in elektronen, kortom, in alles wat met elektriciteit te maken heeft.

die slechts ongeveer 60% van het conventionele alternatief bedraagt. Daar staat tegenover dat de energiedichtheid lager is, vergelijkbaar met LiFePO_4 -batterijen. Ook hun hoge stroomcapaciteit, en dus de snelheid van opladen, is van nature beperkt. Natrium-ionbatterijen zijn daarom meer geschikt voor instapmodellen met lagere eisen. Met de dalende prijs van lithium-batterijen is het echter de vraag of zo'n extra type, zoals de natriumbatterij, echt zal doorbreken.

Ook op het gebied van recycling wordt vooruitgang verwacht. In het laboratorium en op kleine schaal werkt het terugwinnen van zeldzame metalen al behoorlijk goed. Alleen bij lithium zelf gaat het nog niet echt goed en de noodzakelijke opschaling naar industriële schaal is nog niet rond. Daarom

wordt een tweede leven als zonneopslag nog steeds overwogen voor afgedankte autobatterijen. Wat een goed idee lijkt en door Tesla wordt ondersteund, blijkt minder aantrekkelijk als je je afvraagt of je echt een grote oude autobatterij met alle risico's in je kelder wilt. Voor opslagparken buiten woonwijken, met de nodige veiligheidsinfrastructuur, wordt dit idee echter steeds aantrekkelijker. ◀

250782-03

Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen over dit artikel? Neem dan contact op met de redactie van Elektor via redactie@elektor.com.



Gerelateerd product

> **Elektor Special: Stromversorgung & Batterien (PDF) [Duits]**
www.elektor.de/20348

WEBLINKS

- [1] "Lithiumbatterijen," Elektuur 4/1986: <https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-198604/43998>
- [2] Oude film van Galvani's experiment met kikkerpoten, YouTube [Duits]: <https://www.youtube.com/watch?v=4BoPVuKvVnw>
- [3] LG Energy Solution roept opslageenheden voor zonne-energie terug, Produktwarnung.eu [Duits]: <https://tinyurl.com/4cey63ah>
- [4] T. Scherer, "Accumanagement," Elektor 11-12/2020: <https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-161/59152>
- [5] Lithiumwinning in de Boven-Rijnslenk, SWR-reportage [Duits]: <https://tinyurl.com/yc5f22kk>
- [6] Lithium in het Ertsgebergte?, Zinnwald Lithium Website: <https://zinnwaldlithium.com/>
- [7] Voltaïsche stapel, Wikimedia: https://nl.wikipedia.org/wiki/Zuil_van_Volta
- [8] Schematische opbouw van een Li-NMC-batterij, Wikimedia: <https://tinyurl.com/45s93kx7>
- [9] Luchtfoto, NASA: <https://tinyurl.com/4s32n7u>

YOU'VE GOT BETTER OPTIONS THAN THAT

Check out our Thermal
Management Solutions



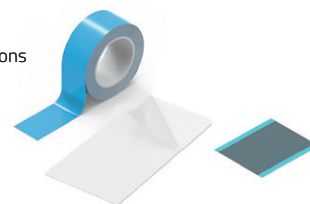
**WURTH
ELEKTRONIK**
MORE THAN
YOU EXPECT

Thermal management is crucial for developing durable and efficient designs. Our gap filling, heat spreading, and hybrid solutions deliver optimal thermal management solutions, ensuring your design achieves maximum durability and efficiency. Paired with our expert services and custom solutions, we provide the perfect fit for your application. Ready to keep it cool?
www.we-online.com/thermal-products

Highlights

- Gap filling, heat spreading and hybrid solutions
- Customized components for optimal fit
- Advisory services from technical experts

#THERMAL



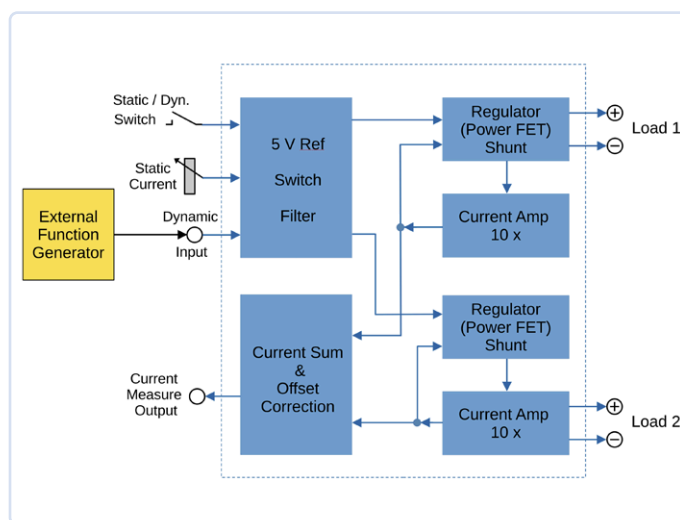
Instelbare elektronische belasting

Statische en dynamische DC-belasting

Door Alfred Rosenkränzer (Duitsland)

De voordelen van een instelbare DC-belasting voor het testen van voedingen spreken voor zich.

U hoeft niet meer met een verzameling verschillende belastingweerstand te werken, omdat u de gewenste belastingstroom eenvoudig kunt instellen. Indien de belasting ook de mogelijkheid biedt om snelle belastingspieken te genereren, wordt het mogelijk om ook de dynamische respons van de bron te testen.



Figuur 1: Het blokschema van de elektronische belasting.

Voor dynamische mogelijkheden moet een elektronische belasting minstens kunnen schakelen tussen twee instelbare waarden. Daarvoor heeft de schakeling een soort functiegenerator nodig. Dat is nogal wat elektronica, wat je misschien wilt vermijden als je zulke functies maar een paar keer per jaar nodig hebt.

Je kunt dit heel makkelijk oplossen door een functiegenerator te gebruiken, iets wat elke elektronicaliefhebber die met audiosignalen of andere analoge elektronica werkt al heeft, om de belastingstroom dynamisch te maken. De belasting heeft dan alleen een sturingang nodig en de schakeling wordt veel eenvoudiger. Een externe functiegenerator heeft nog een voordeel: die geeft meestal niet alleen blokvolgen op de uitgang, maar ook sinus- en driehoekvolgen, wat meer meetmogelijkheden opleverd. Een geschikte functiegenerator is ideaal als de onder- en bovenspanning (en dus de stroom) onafhankelijk ingesteld kunnen worden. Anders kun je deze waarden ook berekenen uit de amplitude en offset van het gegenereerde signaal.

Principe

Met deze aanpak blijft de schakeling eenvoudig. **Figuur 1** toont het blokschema. Een 5 V spanningsregelaar fungeert als referentiespanning voor de statische stroominstelling via een potentiometer. Een relais schakelt tussen de statische waarde van de potentiometer en de

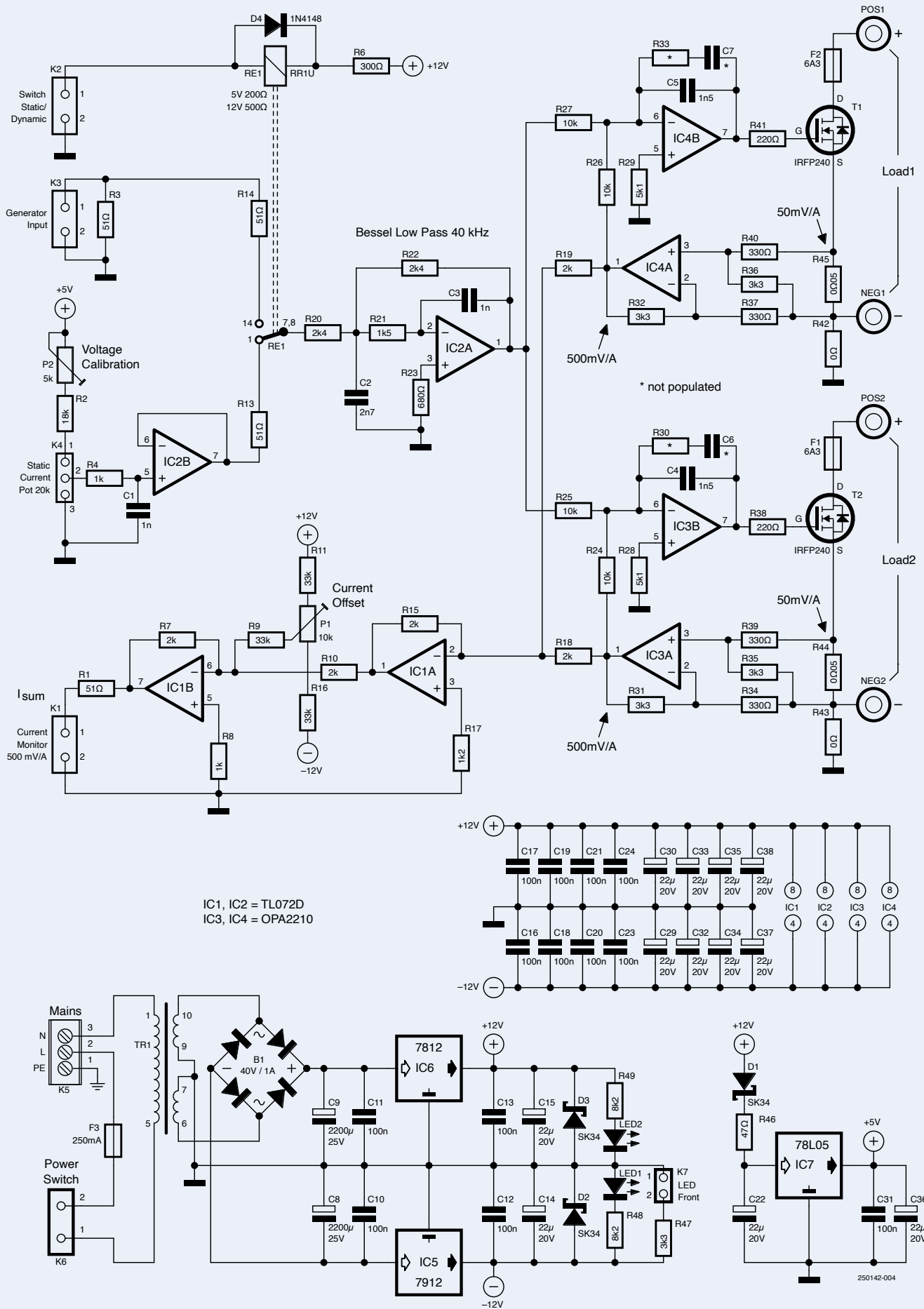
ingang voor de functiegenerator. Het volgende Bessel-filter beperkt de stijg- en daaltijd van het generatorsignaal tot redelijke waarden. Het uitgangssignaal hiervan stuurt de uitgangstrap, de regelbare stroombron.

Dit project heeft twee van deze uitgangstrappen, die je ook parallel kunt aansluiten om de stroom te verdubbelen. Elke trap is goed voor 5 A, dus maximaal 10 A totaal. Als 5 A of minder genoeg is, is één uitgangstrap voldoende.

De uitgangstrappen zijn spanningsgestuurde stroombronnen. Ze meten de stroom via een spanningsval over een shuntweerstand. Die spanning wordt tien keer versterkt en aan de regeling aangeboden als werkelijke waarde. Aan de meetuitgang verschijnt de stroom van beide trappen als spanning, die je met een oscilloscoop kunt bekijken.

Schakeling

Figuur 2 laat de implementatie van het blokschema met echte componenten zien. De 5 V referentie komt uit de spanningsregelaar IC7. Met P2 (plus R2) stel je de maximale spanning van de potentiometer aan K4 in. Een meerslagen-potentiometer maakt de kalibratie van de statische stroom makkelijker. Omdat de uitgangstrappen gemaakt zijn voor 500 mV/A regeling, moet een belastingstroom van 5 A een maximale spanning van 2,5 V over R4 opleveren. Dit betekent dat de



Figuur 2: Door de externe functiegenerator is de schakeling van de elektronische belasting niet bijzonder ingewikkeld.



Componentenlijst

Weerstanden

Tenzij anders vermeld:

SMD 0603, 1%

R1, R3, R13, R14 = 51 Ω

R2 = 18 k

R4, R8 = 1 k

R6 = 300 Ω *

R7, R10, R15, R18, R19 = 2 k

R9, R11, R16 = 33 k

R17 = 1k2

R20, R22 = 2k4

R21 = 1k5

R23 = 680 Ω

R24...R27 = 10 k

R28, R29 = 5k1

R30, R33 = optioneel

R31, R32, R35, R36, R47 = 3k3

R34, R37, R39, R40 = 330 Ω

R38, R41 = 220 Ω

R42, R43 = 0 Ω , SMD 1206

R44, R45 = 50 m Ω (shuntweerstand)

R46 = 47 Ω , SMD 1206

R48, R49 = 8k2

P1 = 10 k meerslagen trimpotentiometer,
verticaal, 0.1" steek

P2 = 5 k meerslagen trimpotentiometer,
verticaal, 0.1" steek

Condensatoren

Tenzij anders vermeld: SMD 0603, 1%

C1 = 1 n, SMD 0805

C2 = 2n7

C3 = 1 n

C4, C5 = 1n5

C6, C7 = optioneel

C8, C9 = 2200 μ / 25 V, E5-10.5

C10...C13, C16...C24, C31 = 100 n

C14, C15, C22, C29, C30, C32-C38 = 22 μ / 20 V,
tantaalcondensator, SMC-B

Halfgeleiders

B1 = DIL-brugcel, 40 V / 1 A

D1-D3 = SK34, DO-214AC

D4 = 1N4148, DO-214AC

IC1, IC2 = TL072, SOIC-8

IC3, IC4 = OPA2210, SOIC-8

IC5 = 7912, TO-220

IC6 = 7812, TO-220

IC7 = 78L05, TO-92

LED1, LED2 = LED, SMD 0805

T1, T2 = IRFP240, TO-247AC

Diversen

K1, K2, K3, K7 = 2-polige header, 0.1" steek

K4 = 3-polige header, 0.1" steek

K5 = 2-polige schroefklem, AK300/2

K6 = 3-polige schroefklem, AK300/3

TR1 = printtransformator, 2 x 12 V secundair,
EI30-2

F1, F2 = 6.3 A zekering

F3 = 250 mA zekering

3 zekeringhouders voor F1-F3

REL1 = DIL-relais, 5 V of 12 V*

Koellichaam, optioneel met ventilator*

Printplaat

* = Zie tekst voor details.

functiegenerator minstens een piekspanning van 2,5 V moet kunnen leveren op een 50 Ω belasting, want die wordt hier belast door R3 voor impedantieaanpassing.

IC2B buffert de spanning aan de loper van de potentiometer aan K4. Een laagdoorlaatfilter van R4 en C1 onderdrukt ruis en gekraak bij het draaien aan de potentiometer. Relais REL1 wordt gebruikt voor schakelen tussen statische en dynamische belasting. Je kunt hier een 12 V type gebruiken en R6 moet 0 Ω zijn. Als je een 5 V relais gebruikt, moet R6 300 Ω zijn.

Na het relais volgt een inverterend Bessel-filter met een cutoff-frequentie van 40 kHz rond IC2A. Dat voorkomt dat de erg steile flanken van het generatorsignaal zorgen voor oversturing in de stroomregeling. Het gaat hier om de reactie van de aangesloten spanningsbron, niet om de regeling bij te steile ingangssignalen.

Daarna splitst de stuurspanning zich naar twee identieke uitgangstrappen. Zoals eerder gezegd is elke trap geschikt voor maximaal 5 A. Als 5 A genoeg is, hoeft er maar één trap gebruikt te worden. Omdat power-FET's niet zomaar parallel gezet kunnen worden, heeft elke FET zijn eigen stuurkring. De schakeling rond IC3A en IC4A werkt als tienvoudige versterker en de stroomregeling gebeurt via IC3B en IC4B. De sturing van het filter rond IC2A is de ingestelde waarde, en

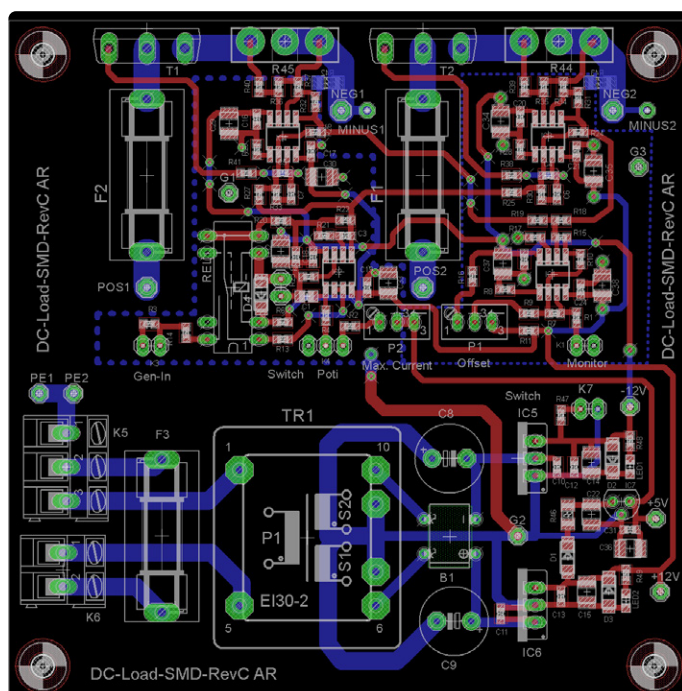
de spanning bij de uitgang van IC3A of IC4A is de werkelijke waarde. Met de RC-combinaties R30/C6 en R33/C7 kun je het frequentiegedrag van de twee MOSFET's optimaliseren, maar meestal is dat niet nodig en zijn die hier niet geplaatst.

Het vermogensverlies vindt plaats in de twee power-MOSFET's T1 en T2, die als regelbare weerstanden werken en spanningen van meer dan 100 V aankunnen. Ze moeten natuurlijk goed gekoeld worden: De twee power-FET's kunnen maximaal 150 W per stuk verstoken. Realistisch gezien gebruik je ongeveer de helft, omdat het koelblok voor maximale dissipatie snel groot wordt. Een groot koelblok met een thermische weerstand van $\leq 0,5$ K/W is zeker niet te groot. Je kunt ook een ventilator overwegen, dan blijft het koelblok veel koeler (zie **Figuur 3**). Niet alleen de FET's moeten gekoeld worden, ook de shuntweerstand R44 en R45 worden te warm zonder koeling, hoewel ze maar maximaal 1,25 W dissiperen, wat niet echt veel is. R38 en R41, weerstanden tussen de opamp-uitgang en de FET-gate, voorkomen dat de capaciteit van de gate de opamps laat oscilleren. Elke FET is beveiligd met een 6,3 A zekering.

De meetuitgang krijgt het somsignaal via IC1A (somversterker) en IC1B (offsetafstelling en buffer).



Figuur 3: Infraroodbeelden in valse kleuren van de gemonteerde print van de elektronische belasting. Boven: zonder ventilator. Met een draaiende ventilator daalt de temperatuur met meer dan 20 K (onder)!



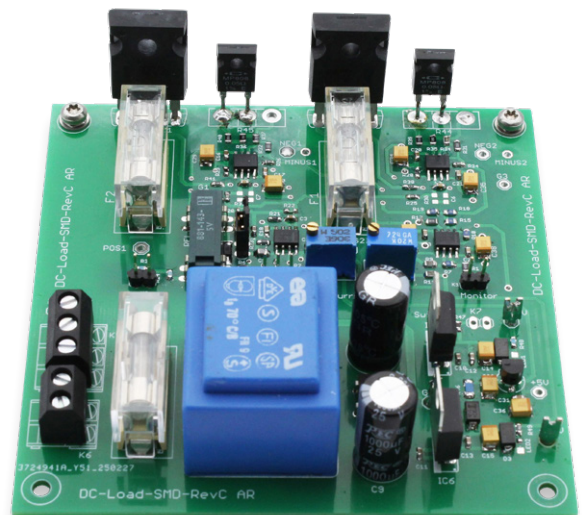
Figuur 4: De lay-out van de dubbelzijdige print voor SMD-montage.

Extra informatie

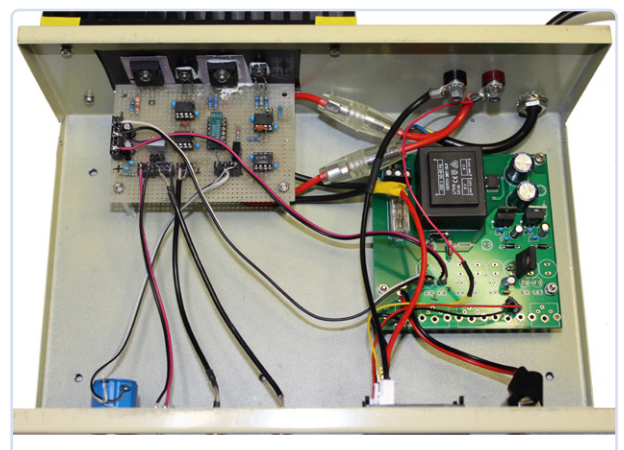
De schakeling wordt gevoed door een gewone voeding met ± 12 V. Twee leds geven aan dat de voedingsspanningen aanwezig zijn. Een extra led voor het frontpaneel kan aan K1 aangesloten worden. De printplaat (zie layout in **Figuur 4**) bevat veel ontkoppelcondensatoren van 100 nF en tantaalelco's van 22 μ F. **Figuur 5** laat de gemonteerde print zien. **Figuur 6** toont de binnenkant van een vroege prototype met bedrade componenten op een experimenteerprint.

Let op dat de negatieve aansluiting van de geteste spanningsbron verbonden is met de massa van de functiegenerator en de oscilloscoopmassa.

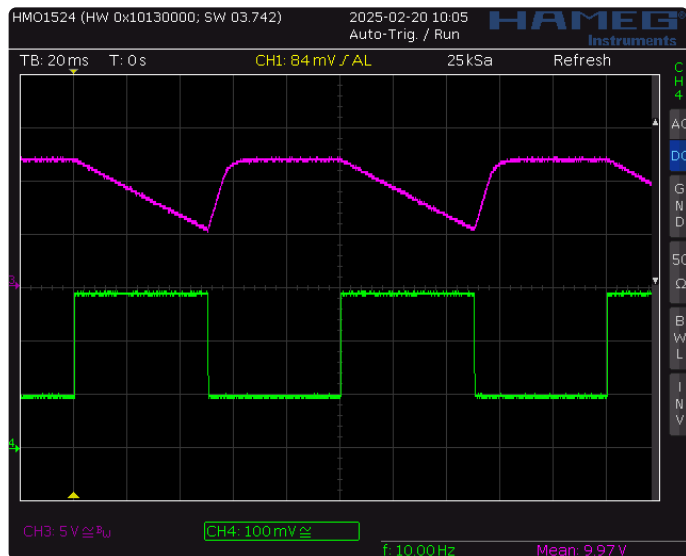
De plus- en min-ingangen van beide uitgangstrappen zijn op de print niet verbonden. Maak die verbinding zelf met draden van gelijke lengte en dikte naar de bussen.



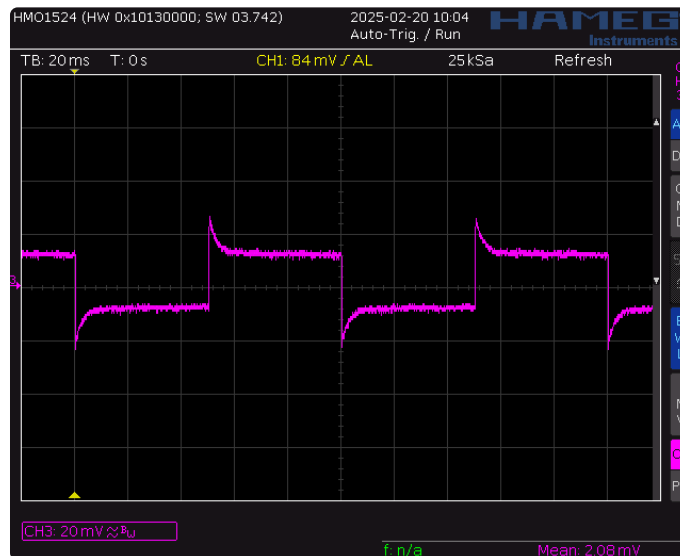
Figuur 5: De volledig gemonteerde print van de elektronische belasting.



Figuur 6: De binnenkant van een vroege prototype.



Figuur 7: Spanning van een 12 V laboratoriumvoeding (violet) die in stroombegrenzing komt. De groene curve toont het dynamische belastingprofiel.



Figuur 8: Regelgedrag van een voeding met overshoot; de elektronische belasting werkt hier in dynamische modus.

Figuur 7 toont in violet de spanning van een 12 V laboratoriumvoeding als de ingestelde stroom van de belasting (groen) de stroomlimiet van de voeding overschrijdt. De spanning wordt dan naar beneden geregeld. Het gedrag van de voeding bij een stroomstap is te zien in **Figuur 8**. Hier is de stroomlimiet nog niet bereikt.

De print lay-outs kunnen worden gedownload via Elektor Labs [1]. Ik heb ook een print ontwikkeld voor liefhebbers van bedrade componenten, maar vanwege ruimtebeperkingen zonder voeding. Er zijn nog enkele blanco printen verkrijgbaar bij de auteur. ◀

250142-03



Over de auteur

Alfred Rosenkränzer werkte vele jaren als ontwikkelingstechnicus, aanvankelijk in de professionele broadcast-televisietechniek. Sinds het einde van de jaren negentig ontwerpt hij digitale hogesnelheids- en analoge schakelingen voor IC-testers. Audio is zijn grote privé hobby.

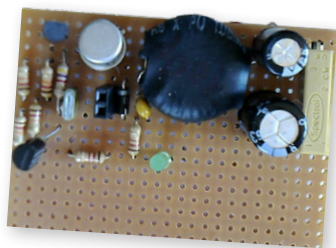
Vragen of opmerkingen?

Heeft u vragen of opmerkingen over dit artikel? Stuur dan een e-mail naar de auteur via alfred_rosenkraenzer@gmx.de of neem contact op met de redactie van Elektor via redactie@elektor.com.

WEBLINK

[1] DC-belasting, Elektor Labs: <https://www.elektormagazine.nl/labs/statische-und-dynamische-dc-last-bis-10-a>

Step-down converter van 48 V naar 5 V



Het verhaal achter de ontwikkeling van een schakeling

Jean-Claude Feltes (Luxemburg)

Kan een kleine microcontroller functioneren op een enorme 48V-accu? Dit project maakt het niet alleen mogelijk met een speciaal ontworpen step-down-converter, maar het bouwproces brengt tevens onverwachte ontwerpinzichten aan het licht.

Om een microcontroller van stroom te voorzien, heb ik een spanning tussen 3 en 5 V nodig, maar alleen een 48 V batterij is beschikbaar. Er zijn maar heel weinig kant-en-klare modules of IC's die zo'n hoge gelijkspanning aankunnen. Dus waarom geen eigen schakeling ontwerpen?

Het eerste idee was een klassieke step-down converter, aangestuurd door een multivibrator als pulsgever. Omdat de accuspanning vrij constant is, zou een niet-geregelde versie volstaan. De spanning kan grof worden ingesteld via de duty-cycle.

Acht stappen tot een prototype

1. Componentenkeuze

Vanwege de relatief hogeingangsspanning kunnen standaard opamps of transistors zoals de BC547 niet worden gebruikt. Toch wilde ik alleen werken met onderdelen die al in mijn voorraad lagen. Na het doorzoeken van de voorraad en raadplegen van datasheets bleken de volgende componenten geschikt:

- BC546 (NPN) en BC556 (PNP) voor kleine signaalverwerking
- BC161/16 of BD138 als PNP-eindtransistor (eventueel te vervangen door een BC556 bij lage stromen)
- 100-μH spoel, hergebruikt uit een gesloopte voeding

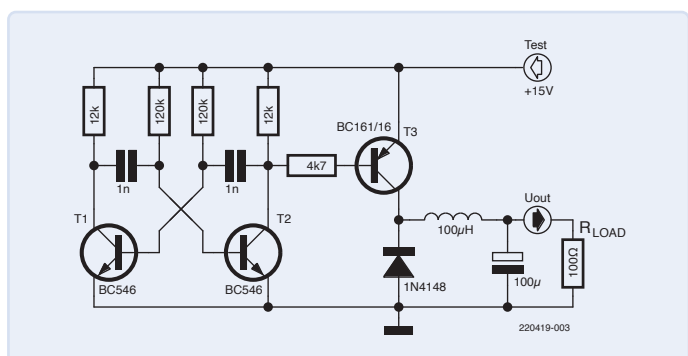
2. Extern aangestuurde step-down converter

Het schema in **Figuur 1** werd eerst getest met een lage ingangsspanning en werkte daarna ook probleemloos bij ingangsspanningen tot 60 V. De pulsduur voor T3 moet erg kort worden bij omzetting van hoge naar lage uitgangsspanning. In de getoonde versie was de frequentie ongeveer 10 kHz bij een test op 15 V.

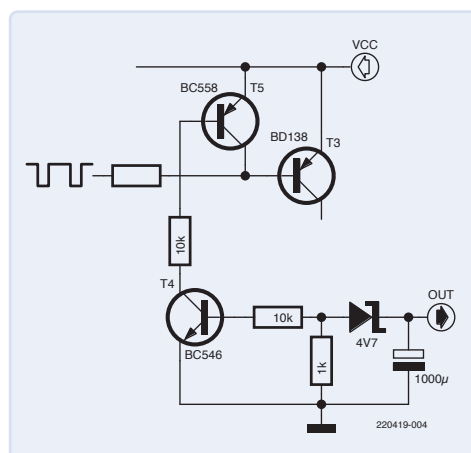
3. Extern aangestuurde step-down converter met regeling

De volgende versie was gericht op met een regeling in plaats van alleen instelling van de spanning. Dit is vooral nuttig bij extreem lage duty-cycles, zoals bij het omzetten van 48 V naar 5 V, omdat zelfs een kleine wijziging (of fout) in de duty-cycle de uitgangsspanning drastisch kan beïnvloeden. Eerste pogingen om de multivibrator te blokkeren door het basis-emitterpad van T2 met een transistor kort te sluiten, lieten enige regelfunctie zien, maar dit was onbevredigend, omdat de multivibrator nooit helemaal stopte. Er bleven nog steeds smalle pulsen over.

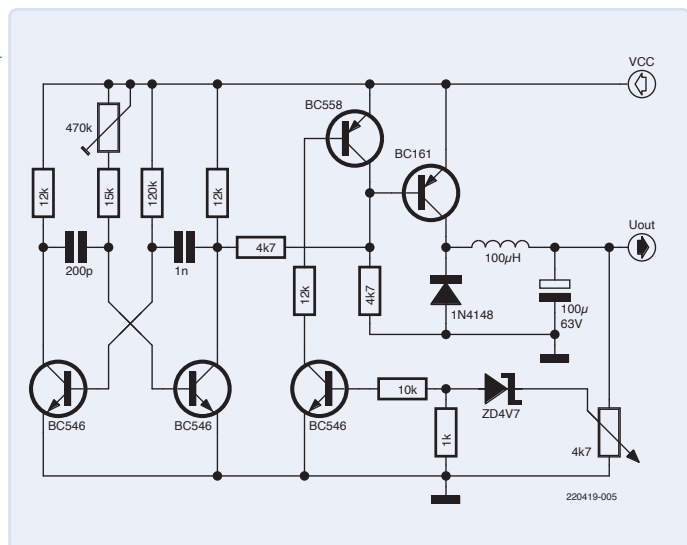
Een betere oplossing leek om de multivibrator continu te laten werken en T3 zo nodig te blokkeren door zijn BE-pad te kortsluiten met een PNP-transistor T5 (**Figuur 2**). Om T5 te sturen met



Figuur 1: Het eerste ontwerp van de step-down converter met multivibrator.



Figuur 2: Experimenten met de transistortrap.



Figuur 3: Het eerste "definitieve" schema met instelbare uitgangsspanning. Gesloopt!

een spanning t.o.v. massa is een extra NPN-transistor T4 nodig. De basis van T4 wordt via een zenerdiode van de uitgangsspanning afgeleid. Als de uitgangsspanning ongeveer 4,7 V overschrijdt, geleidt de zener, T4 en T5 worden geleidend en T3 wordt geblokkeerd. Hierdoor krijgt de spoel geen stroom meer en daalt de uitgangsspanning. In werkelijkheid begint de zener iets eerder te geleiden, waardoor de overgang minder abrupt is. De uitgangsspanning is dus niet scherp gedefinieerd, maar stabiliseert rond 5 V.

4. Instelbare uitgangsspanning

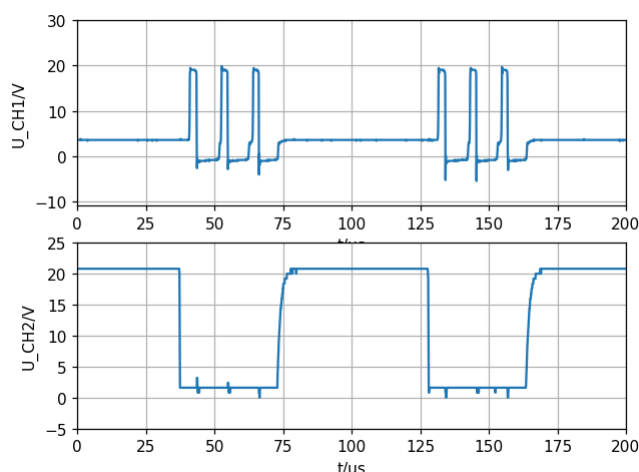
Het zou fijn zijn om de uitgangsspanning instelbaar te maken. Dit kan eenvoudig door de kathode van de zenerdiode te verbinden met de loper van een spanningsdeler met een trimpotmeter (Figuur 3). Een test met $V_{CC} = 20$ V leverde het oscilloscoop-beeld in Figuur 4. Kanaal 1 toont het knooppunt tussen de collector van T3 (BC161) en de spoel; kanaal 2 toont de multivibrator-uitgang aan de collector van T2. De golfvorm toont iets dat aanvankelijk verraste: de spoel krijgt hoogfrequente pulsen, gemoduleerd door het ritme van de multivibrator. Bij nader inzien suggereert dit dat de schakeling zelfs zonder multivibrator zou kunnen werken — omdat de terugkoppeling de noodzakelijke oscillatie introduceert.

5. Zelfoscillerend geregeld circuit

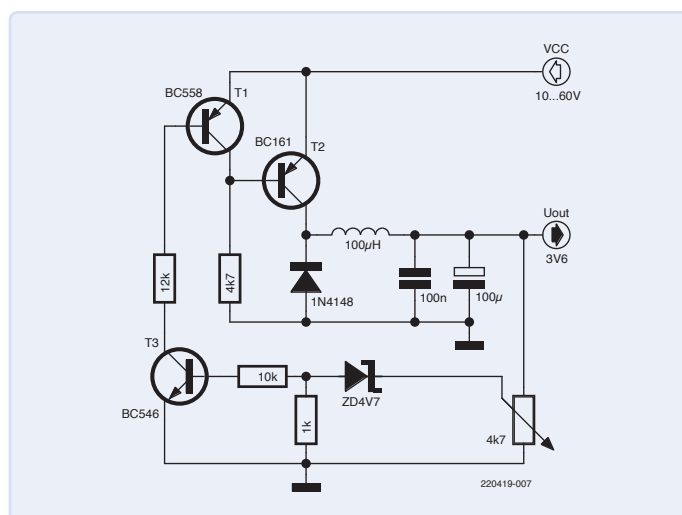
Dus, weg met de multivibrator! De terugkoppellus zorgt ervoor dat de spoel inschakelt als de uitgangsspanning te laag is en uitschakelt als deze te hoog is (Figuur 5). Oscilloscoop-metingen tonen een vrij hoge frequentie in deze opstelling, in de orde van 100 kHz, afhankelijk van in- en uitgangsspanning. Dit kan tot aanzienlijke schakelverliezen leiden. Ook is de schakeling gevoelig voor omgevingsfactoren, zoals de capaciteit van een hand in de buurt, wat merkbaar is aan veranderende golfvormen.

Om dat te compenseren is het nuttig een kleine vertraging toe te voegen met een laagdoorlaatfilter. Dit kan door de basisweerstand van T1 te splitsen en op het tussenpunt een condensator naar massa te plaatsen, zoals te zien is in het definitieve schema.

De zenerdiode zou eventueel kunnen vervallen, en alleen de BE-drempel van T3 wordt benut. Voordeel is dat de uitgangsspanning indien nodig kan worden ingesteld op minder dan 1 V. De regeling is dan echter minder nauwkeurig. Dit moet nog verder worden onderzocht. Een groene LED werkt vrij goed als "zener",



Figuur 4: De schakeling oscilleert, een gedrag dat gebruikt kan worden.



Figuur 5: Het werkt ook zonder multivibrator.

en is meestal gemakkelijker voorhanden in het lab dan specifieke zenerwaarden.

6. Definitief schema

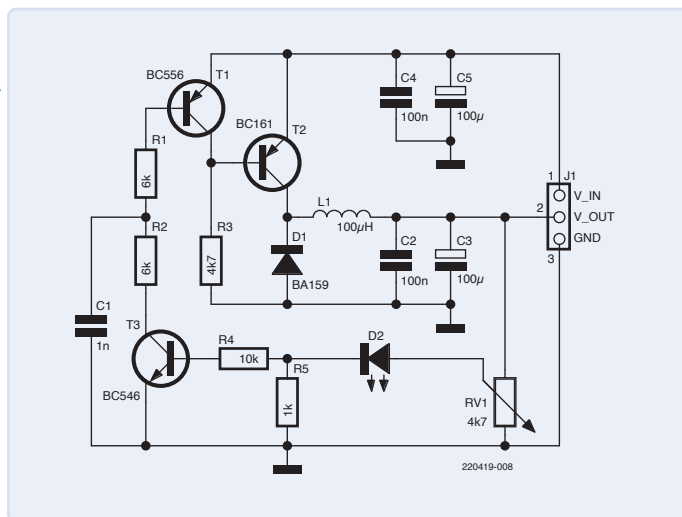
Laten we het werkingsprincipe bekijken van de netjes getekende definitieve versie (Figuur 6, ook op de titelafbeelding). Als de uitgangsspanning onder de drempel blijft, blijven T3 en T1 uit. R3 trekt de basis van T2 naar massa, zodat T2 geleidt.

Stroom loopt door spoel L1, die min of meer lineair stijgt, en laadt C2 en C3, zodat de uitgangsspanning stijgt. Een deel van deze stroom voedt ook de belasting. Zodra de drempel wordt overschreden, gaan D2, T3 en T1 geleiden. Het BE-pad van T2 is nu kortgesloten, en T2 schakelt uit. De stroom door de spoel loopt verder, maar nu via de belastingsweerstand en diode D1, en neemt af.

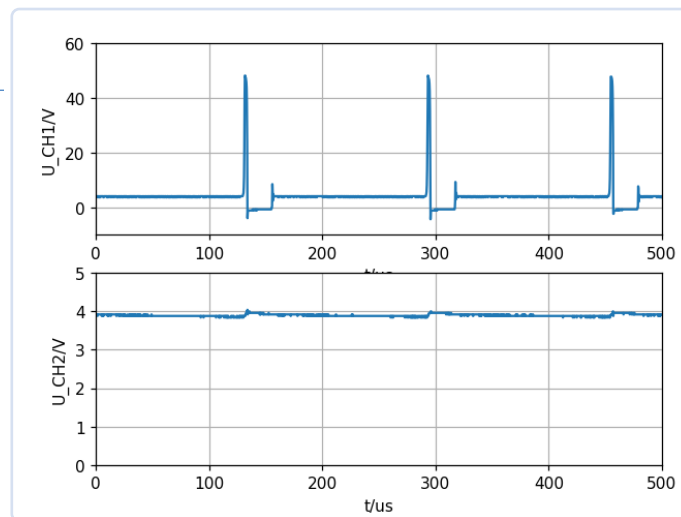
Dit spel herhaalt zich voortdurend. Uiteraard is de uitgangsspanning niet perfect vlak, er is altijd wat rimpel.

7. Metingen

Stap 7 laat de meetinstrumenten spreken (Figuur 7). Bij $U_{IN} = 50$ V, $U_{OUT} = 4$ V, $R_L = 100 \Omega$, toont kanaal 1 de spanning op de collector van T2 t.o.v. massa:



Figuur 6: De huidige definitieve versie van het schema.



Figuur 7: Oscillogrammen van de schakel- en uitgangsspanning.

U_{IN}/V	U_{OUT}/V	I_{IN}/mA
30	4.021	16
40	4.048	16
50	4.063	17
60	4.037	17

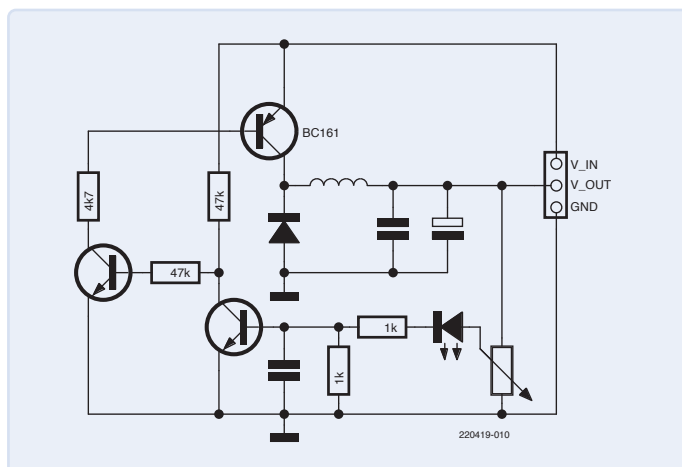
Kanaal 2 toont de uitgangsspanning bij verschillende uitgangsströmen, met $U_{IN} = 48,6 V$ uit de accu.

Met een multimeter heb ik de uitgangsspanning en ingangsstroom gemeten als functie van de ingangsspanning en de uitgangsstroom.

I_{OUT}/mA	U_{OUT}/V	I_{IN}/mA
0	3.986	12
50	4.021	20
100	4.017	24
150	4.003	34
200	4.007	40

8. Vooruitzicht

Het kleine schakelingetje doet wat het moet, maar kan zeker nog verbeterd worden. Een nadeel is de relatief hoge ruststroom.



Figuur 8: Daar gaan we weer! Het optimaliseren van de step-down converter.

In het schema is te zien dat R3 altijd stroom voert, ofwel als basisstroom van T2 of als collectorstroom van T1. Bij 48 V betekent dit ongeveer 10 mA, wat eigenlijk niet nodig is. Als de schakeling zo werd ontworpen dat de regeling T2 direct inschakelt in plaats van uitschakelen, kan dit worden vermeden, zie **Figuur 8**.

Nu bent u aan de beurt

Zelfs het kleinste analoge schakelingetje is nooit helemaal af, er is altijd wel ruimte om te experimenteren met oscilloscoop en multimeters en weer iets nieuws te leren.

Bewerkt door Rolf Gerstendorf — 220419-03

Vragen of opmerkingen?

Heeft u technische vragen, opmerkingen of suggesties ter verbetering over deze schakeling? Stuur een e-mail naar de auteur via jean-claude.feltes@education.lu of neem contact op met Elektor via redactie@elektor.com.



Over de auteur

Jean-Claude Feltes studeerde elektrotechniek in Aken, Duitsland, in een tijd dat colleges nog buizentechniek en 4-bits microcontrollers behandelden. In zijn vrije tijd ontwikkelde hij een modulaire synthesizer, nog voordat de FORMANT in Elektor verscheen. Jean-Claude werd vervolgens docent elektrotechniek, maar heeft zijn passie voor schema-ontwerp nooit verloren. Naast analoge projecten programmeert hij ook graag in Python en MicroPython, bijvoorbeeld op de Raspberry Pi Pico.



Gerelateerd Product

> M. A. and A. M. Shustov, *Electronic Circuits For All* (E-book/PDF, Elektor)
www.elektor.nl/20326

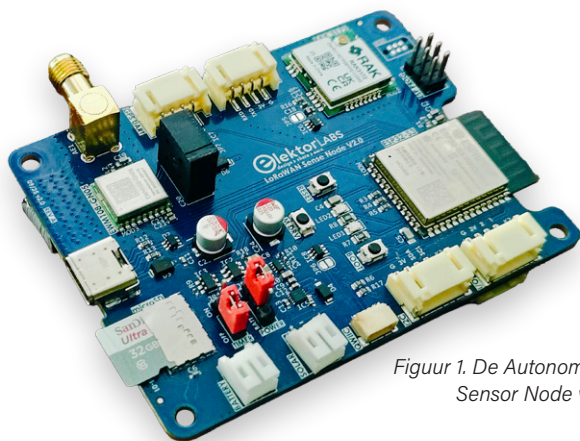


Autonome sensornode v2.0

Deel 2: Hardware-validatie en vermogensoptimalisatie

Door Saad Imtiaz (Elektor)

In dit artikel worden de hardware-validatie en vermogensoptimalisatie van de Autonome sensornode v2.0 besproken, als vervolg op het eerdere artikel over de systeemarchitectuur. De focus ligt op realistische vermogensmetingen, verfijningen in het schema en de integratie van de printplaat, die samen zorgen voor een aanzienlijke verlaging van het rust- en actieve stroomverbruik. Het nieuwe ontwerp behaalt standby-stromen tot slechts 18 μA met de timer-setup, wat de batterijlevensduur verlengt en de betrouwbaarheid op lange termijn verbetert. Vergeleken met een eerdere modulaire versie is dit geïntegreerde systeem compacter, efficiënter en geschikt voor langdurige autonome inzet in het veld.



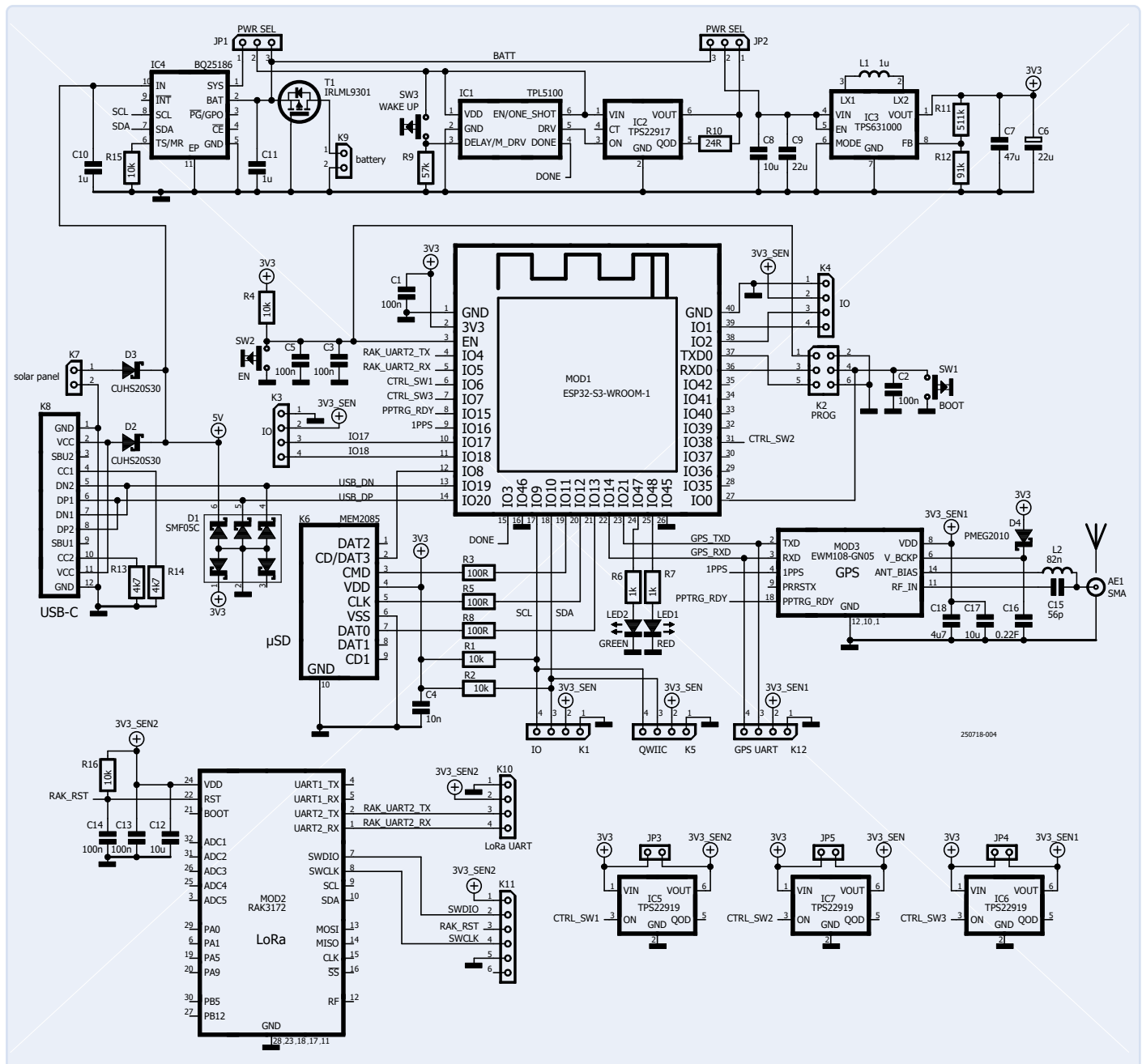
Figuur 1. De Autonomous Sensor Node v2.0.



Source: Adobe Stock

De ontwikkeling van een autonome LoRaWAN-sensornode met een lange levensduur begon met de modulaire opbouw die in een artikel uit 2024 werd beschreven [1], waarin een Seeed Studio XIAO ESP32-C3, een LoRa E5-module en aparte printplaten voor zonnestroombeheer en sensoren werden gebruikt. Dat project toonde met succes aan dat het mogelijk is om op afstand het milieu en de bodemvochtigheid te meten, volledig geïntegreerd met The Things Network, en data te visualiseren via Datacake en Home Assistant. Door de modulaire opzet ontstonden echter ingewikkelde bedrading, inefficiënties en een rustverbruik van meer dan 4 mA, waardoor deze minder geschikt was voor langdurig gebruik in het veld.

In het volgende project, de Autonomous Sensor Node v2.0, waar we voor het eerst over rapporteerden in Elektor september/oktober 2025 [2], is het hele concept herzien tot één geïntegreerde printplaat met de ESP32-S3, een RAK3172 LoRaWAN-module [3], een Ebyte EWM108-GN05 GPS [4] en een Texas Instruments BQ25186-lader [5]. Er zijn ook meerdere TPS22917-load-switches en een TPL5110 nano-power timer toegevoegd. Door deze integratie werden stroomverliezen verminderd en kon elk subsysteem nauwkeurig worden aangestuurd. We bevinden ons nu in de hardware-validatiefase van de Autonomous Sensor Node v2.0 (**Figuur 1**), waarin de fysieke prestaties van het ontwerp centraal staan. Er wordt gekeken naar de werkelijke stroommetingen, de effectiviteit van de timer-gestuurde voedingsdomeinen, en hoe dicht het systeem in de buurt komt van het oorspronkelijke doel van een stand-by verbruik onder de microampère.

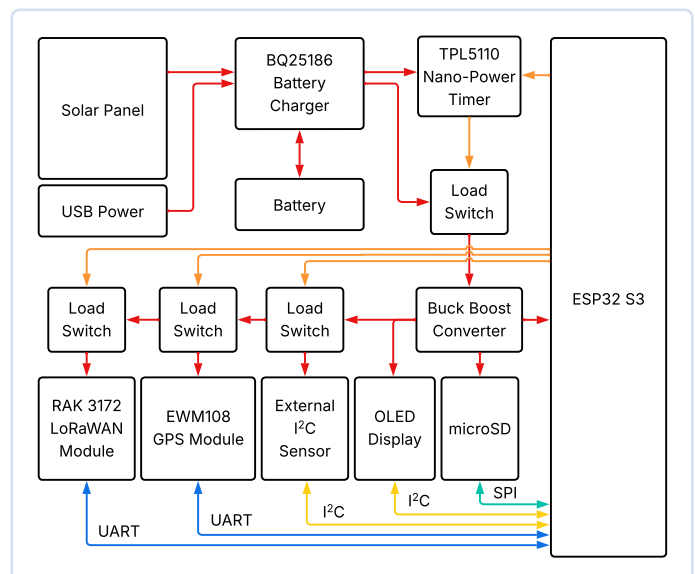


Figuur 3. Schematisch ontwerp.

Schematisch overzicht en hardware

Het schema is gebaseerd op dezelfde principes als bij het eerste project [1], maar ditmaal met verschillende verbeteringen op het gebied van energieverbruik, modulariteit en algemene functionaliteit. In het vorige artikel [2] bespraken we de componentkeuzes en het blokdiagram (Figuur 2), waarin de structuur van het systeem werd uitgelegd. In deze update is die architectuur uitgewerkt in een volledig schema (Figuur 3), waarin alle onderdelen samenkomen in een verfijnder en geoptimaliseerd ontwerp.

Het voedingstraject begint met de BQ25186-oplader (IC4), die zowel USB-C (K8) als zonne-energie-input (K7) beheert via omgekeerd beveiligde Schottky-diodes (D2, D3). Deze laadt een enkele Li-ion-cel op en levert stroom via de SYS- of BATT-node, te selecteren met JP2. Wanneer het systeem uitsluitend op zonne-energie of batterij werkt, wordt door BATT (JP2 2-3) te selecteren de BQ25186-lader (IC4) omzeild om de ruststroom van het systeem te minimaliseren.



Figuur 2. Het blokdiagram.

Voor ompoolbeveiliging kan de batterij-ingang geen Schottky-diode gebruiken, omdat de Li-ion-cel zowel stroom moet leveren als opladen via de BQ25186. Een diode zou een van deze paden blokkeren en onnodig spanningsverlies veroorzaken, waardoor goed opladen onmogelijk wordt. In plaats daarvan wordt de batterijconnector K9 beschermd door T1 (IRLM9301), die als een vrijwel verliesloze ideale diode voor ompoolbeveiliging fungeert. Als de batterij per ongeluk verkeerd wordt aangesloten, voorkomt T1 dat negatieve spanning de BQ25186-lader of andere delen van het voedingscircuit bereikt en mogelijk beschadigt.

Verderop regelt de TPL5110 nano-power timer (IC1) de master load-switch TPS22917 (IC2), die de rest van het circuit van stroom voorziet. Het timerinterval wordt ingesteld door weerstand R9 = 57 k Ω (10 minuten), wat overeenkomt met een waakcyclus van ongeveer 26 tot 27 s. Na inschakeling voedt de schakelaar de TPS631000D buck-boost converter (IC3), die de systeemspanning regelt op 3,3 V over het batterijbereik van 3,0 tot 4,2 V. Met een ruststroom van 8 μ A en een rendement van meer dan 90% bij lichte belasting is de omvormer uitermate geschikt voor gebruik op zonne-energie.

Elk subsysteem, RAK3172 LoRaWAN-module, Ebyte EWM108-GN05 GPS-module en sensoren, krijgt stroom via een eigen TPS22917-schakelaar (IC5, IC6 en IC7), aangestuurd door ESP32-S3 GPIO-lijnen. Zo blijft geen enkele module onnodig onder spanning tussen de cycli door. Voor gegevensopslag en offline werking bevat de node een microSD-kaart (K6) via SPI, waarmee gelogde data bewaard kan worden als LoRa niet beschikbaar is.

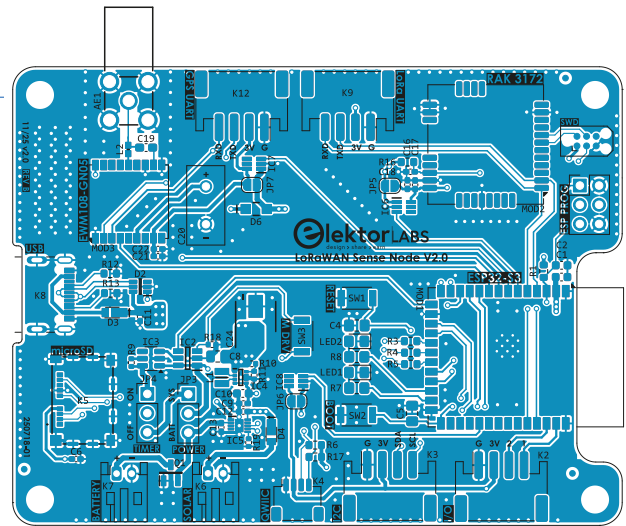
De printplaat heeft ook diverse Grove/Qwiic-compatibele connectors voor externe sensoren en modules. K1 en K5 zijn I²C-verbindingen, waarbij K5 specifiek de Qwiic-connector is voor plug-and-play sensoren. De connectors K4 (GPIO1, GPIO2) en K3 (GPIO17, GPIO18) bieden algemene digitale I/O-uitbreiding voor eigen uitbreidingen. Al deze connectors (K1, K3, K4 en K5) worden gevoed via schakelaar IC7, waardoor hun 3,3 V-rail tijdens sleep volledig uitgeschakeld kan worden om sluipverbruik van externe modules te voorkomen.

Voor communicatie en debugging is K11 de SWD-interface voor het programmeren of testen van de RAK3172 LoRa-module, terwijl K10 de UART van de RAK3172 ontsluit, die ook is gekoppeld aan de ESP32-S3 voor firmwaretests of diagnostiek. K12 is een Grove-achtige UART-connector voor de GPS-module, voor gemakkelijke externe toegang tot GPS-uitvoer tijdens ontwikkeling.

Een kleine maar belangrijke toevoeging is de 0,22 F supercondensator (C16) die is aangesloten op de VBAT-pin van de GPS-module. Deze condensator houdt de interne RTC en het geheugen actief tijdens volledige stroomonderbrekingen, waardoor een 'warmstart' mogelijk is binnen 2 tot 3 s in plaats van een koude start van 60 tot 120 s. Op basis van de capaciteit biedt deze configuratie tot 5 à 6 uur geheugen-behoud bij 14 μ A verbruik, terwijl de GPS-module in deep sleep is.

Printplaatontwerp en -layout

De printplaat is ontworpen met behulp van KiCad als een compacte printplaat met vier lagen, geoptimaliseerd voor zowel analoog als RF (**Figuur 4**), met een solide grondvlak en een aparte voedingslaag voor stabiele werking. De lay-out is ontworpen om een goede stroomvoorziening en signaalintegriteit te garanderen, waarbij alle 50 single-ended GPS-traces op de bovenste laag zijn gerouteerd en 90



Figuur 4. De printplaatlayout (prototype).

USB-differentiaalparen op de onderste laag. Dit volgt de gecontroleerde impedantie-richtlijnen van de Huaqiu04161101-2116 stack-up van NextPCB [6].

De hoofdcomponenten, ESP32-S3, RAK3172, EWM108-GN05 GPS, BQ25186-lader en TPS631000D-converter, werden geplaatst om overspraak te minimaliseren en baanweerstand te verminderen, waarbij de energiestroom van de zonne-energie- of USB-ingang tot aan de gereguleerde 3,3 V-rail werd gevolgd. Ontkoppelingscondensatoren werden direct naast ieder IC geplaatst en er werd gebruikgemaakt van brede koperen gietstukken voor banen met hoge stroomsterkte om spanningsverlies te minimaliseren. Het RF-gedeelte werd geïsoleerd gehouden met gedefinieerde antenne-keep-out-zones, terwijl de aarding en filtering zorgvuldig werden geoptimaliseerd om ruisoverdracht tussen digitale en RF-domeinen te voorkomen. De productie en assemblage van de printplaat zijn gedaan door NextPCB [7], en dit is de tweede keer dat ik gebruik maak van hun diensten; net als eerder was het proces soepel en probleemloos, met uitstekende fabricagekwaliteit en nauwkeurige impedantieregeling. Alle projectbestanden, inclusief de firmware, schema's en printplaatbestanden, zijn beschikbaar op het GitHub-project [8].

Firmware overzicht

De firmware start in `setup()`, waar de ESP32-S3 rails worden ingeschakeld, GPIO-instellingen worden vastgelegd en de Ebyte EWM108-GN05 GNSS-ontvanger, RAK3172 LoRaWAN-modem, SD-logger en BQ25186-lader worden geïnitieerd. Ook worden de instellingen uit `config.h` toegepast, zoals laadstroomlimieten, LED-besturing en GNSS-slaapprofielen. Deze instellingen worden gelogd naar de seriële console met tags als `[Pwr]`, `[GPS]` en `[Chg]`, zodat u de hardware-configuratie kunt controleren voordat de datatransmissie begint (zie tekstvak).

In tegenstelling tot een typische Arduino-`loop()` is de firmware gestructureerd rond `runCycle()` en een state-machine, afgehandeld door `runStateMachine()`. Hierdoor ontstaat een voorspelbare volgorde: eerst `AwaitGpsLock`, waarbij het systeem wacht op een geldige GPS-fix; daarna `AwaitJoin`, dat het LoRaWAN-netwerk koppelt via de RAK3172 met de hulpfuncties in de `LoraAtHelpers`-header. Eenmaal gekoppeld, verzamelt `AwaitTelemetry` GPS- en sensordata in een payload, en `AwaitPostSend` zorgt ervoor dat datalogging en netwerkcommunicatie volledig zijn voordat het apparaat in de deep-sleep modus gaat.

Energiebeheer is in alle fasen nauw geïntegreerd. Vóór het omscha-



Seriële print

```
[Chg] SYS=Auto (VIN/BAT) | VbatTarget=4.200 V | IchgTarget=520 mA | ILIM=665 mA | Charge=Done (enabled) |
TS=Normal | PG=Y | WDT=Y
[GPS] Cold start complete; fix acquired.
[LoRa] Join complete; collecting telemetry.
[LoRa] Sending telemetry: ALT=504.2,TEMP=33.9,HUM=83.4,STATUS=FIX
[LoRa] >> AT+SEND=2:414C543D3530342E322C54454D503D3332E392C48554D3D38332E342C5354415455533D464958[LoRa] OK

[GPS] UTC 16:59:56 09/11/25|Fix OK|Sats 14|Lat -44.027636|Lon -11.211356|Alt 504.5m|Speed 0km/h
[GPS] UTC 16:59:57 09/11/25|Fix OK|Sats 14|Lat -44.027636|Lon -11.211356|Alt 504.5m|Speed 0km/h
[Chg] SYS=Auto(VIN/BAT)|VbatTarget=4.200V|IchgTarget=520mA|ILIM=665mA|Charge=Done(enabled)|TS=N
[GPS] UTC 16:59:57 09/11/25|Fix OK|Sats 14|Lat -44.027636|Lon -11.211356|Alt 504.8m|Speed 0km/h
[GPS] UTC 16:59:58 09/11/25|Fix OK|Sats 14|Lat -44.027636|Lon -11.211356|Alt 504.8m|Speed 0km/h

[Pwr] Deep sleep disabled; would have slept because: telemetry complete

[GPS] UTC 16:59:58 09/11/25|Fix OK|Sats 15|Lat -44.027636|Lon -11.211356|Alt 504.9m|Speed 0km/h
[GPS] UTC 16:59:59 09/11/25|Fix OK|Sats 15|Lat -44.027636|Lon -11.211356|Alt 504.9m|Speed 0km/h

[Chg] SYS=Auto(VIN/BAT)|VbatTarget=4.200V|IchgTarget=520mA|ILIM=665mA|Charge=Done(enabled)|TS=N

[GPS] UTC 16:59:59 09/11/25|Fix OK|Sats 14|Lat -44.027636|Lon -11.211356|Alt 505.0m|Speed 0km/h
[LoRa] +EVT:TX_DONE
[LoRa] Event: uplink acknowledged.
```

kelen naar dep-sleep zendt `gpsEnterBackupMode()` *CFG-SLEEP*-pakketten naar de GNSS-module om in de back-upmodus te gaan, waarbij satellietdata bewaard blijven via de supercondensator. Functies als `releaseHighSpeedPeripherals()` en `configurePinsForSleep()` schakelen UART, SPI en I²C uit, zetten GPIO's op pulldown en activeren RTC-holds voordat `esp_deep_sleep_start()` wordt aangeroepen. Na ontwakken activeert `gpsExitBackupMode()` het GNSS opnieuw met *CFG-CMD*, en het proces start opnieuw in de volgende `runCycle()`. De firmware bevat ook `updateStatusIndicators()` voor LED-statusaanduidingen (zoals GPS-fix of LoRa-transmissie) en

`logTelemetryToSd()` om alle telemetrie naar een CSV-bestand te loggen voor latere analyse. Ondersteunende headers, zoals *Bq25186.h*, *LoraAtHelpers.h*, *EbyteGpsParser.h*, *SdCardLogger.h* en *TaggedStream.h*, bevinden zich bij het hoofdprogramma voor makkelijke referentie.

Omdat de volledige code omvangrijk en modulair is, met aparte headers voor elk subsysteem, bekijkt u deze het beste direct in het GitHub-project, waar de volledige implementatie, bouw instructies en documentatie beschikbaar zijn. In het **Process Flow tekstvak** vindt u een visueel overzicht van de codevolgorde en hoe de firmware werkt.



Listing 1. Process flow.

```
void runCycle() {
    powerUpPeripherals();           // Enable rails, warm peripherals.
    waitForGpsColdStart();          // Hold until the Ebyte GNSS has time to lock.
    while (!loraJoined()) attemptJoin(); // Retry OTAA joins on a timer.
    acquireTelemetryWindow();       // Buffer GPS data (or timeout fallback).
    if (!gpsFresh()) markBestEffort(); // Flag degraded GPS before sending.
    formatTelemetryPayload();       // Build ASCII frame + hex encode.
    loraSendFrame();                // AT+SEND, track success/failure.
    monitorSendResult();            // Look for ACKs / join loss.
    logStatusIndicators();          // LEDs + SD logger + charger poll.
    gpsEnterBackupMode();           // Ebyte CFG-SLEEP before rails drop.
    releaseHighSpeedPeripherals(); // UART/SPI/I2C end() to save current.
    configurePinsForSleep();        // Hold rails, bias GPIOs.
    enterDeepSleepOrLoop();         // Deep sleep unless disabled in config.
}
```



Figuur 5. Gemeten stroomprofiel van het systeem in deep-sleep modus, waarbij de ESP32-S3 en alle randapparatuur uitgeschakeld zijn via de load-switches.

Gemeten prestaties en stroomvalidatie

De kenmerken van het stroomverbruik werden bepaald met behulp van een Joulescope JS220 [9] met een 1S Li-Po-batterij om een nauwkeurige basislijn vast te stellen voor het verbruik in verschillende toestanden. De metingen richtten zich op de systeemprestaties wanneer de ESP32-S3 in deep-sleep is, terwijl alle externe modules, inclusief LoRaWAN, GPS en sensorinterfaces, volledig zijn losgekoppeld via de TPS22917-load-switches. Deze test isoleert het eigen stroomverbruik van de microcontroller en spanningsregelaar, de laagst mogelijke systeem standby-toestand.

In deze configuratie toont de gemeten golfvorm een stroom in deep-sleep van ongeveer 0,066 mA (66 μ A). Door extra firmware-optimalisaties zoals correcte GPIO-besturing en uitschakeling van ongebruikte interne functies, werd de standby-stroom verder verlaagd tot 0,037 mA (37 μ A) (Figuur 5).

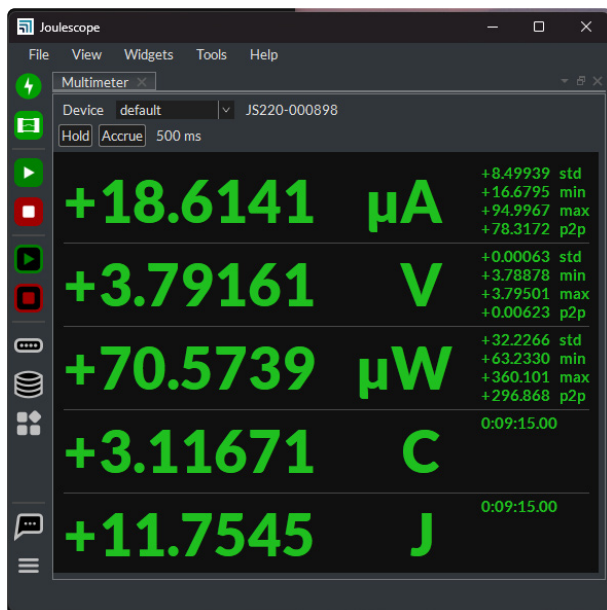
Tijdens actieve cycli (Figuur 6) vertoont het systeem een duidelijk stroomprofiel van ongeveer 26 tot 27 seconden. Dit omvat de volledige wake-up, telemetrie verzamelen, LoRaWAN-gateway koppelen, payload verzenden en terugkeren naar deep-sleep. Het stroomprofiel op de Joulescope bevestigt deze volgorde: na ontwakken voedt de ESP32-S3 de aangesloten randapparatuur, waarbij de GPS-module 30 tot 40 mA trekt bij het zoeken naar satellieten. Er worden twee duidelijke pieken in de stroomsterkte waargenomen in de golfvorm: de eerste komt overeen met de LoRaWAN-netwerkverbindingsprocedure en de tweede met de telemetrie-transmissie. Deze pieken bereiken tot 230 mA, passend bij het +20 dBm zendvermogen van de RAK3172-module.

Na succesvolle datatransmissie schakelt de ESP32-S3 alle modules sequentieel uit, schakelt de rails voor randapparatuur uit en keert terug naar het stabiele stroomverbruik van 37 μ A. De Joulescope logde een gemiddeld vermogen van 0,146 mW, met een totale lading van 16,07 C en 63,15 J energieverbruik over een uur. Bij dit verbruik, en uitgaande van een 1200 mAh Li-ion-batterij, zou het systeem theoretisch ongeveer 3,7 jaar in deep-sleep kunnen blijven (zonder wake-ups).

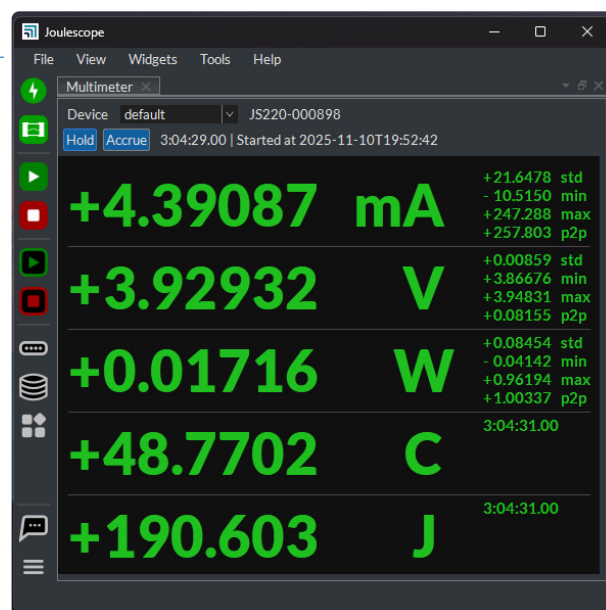
Wanneer het systeem werkt met de TPL5110 nano-power timer die de hoofdvoedingsrail stuurt, kan het totale rustverbruik nog verder worden verlaagd. In deze configuratie koppelt de timer de ESP32-S3 en alle randapparatuur volledig los van de batterij tussen de cycli,



Figuur 6. Volledige wake-up cyclus-golfvorm: stroom- en vermogensgedrag bij het starten van het systeem, GPS-acquisitie, LoRaWAN-transmissie en terugkeer naar deep-sleep.



Figuur 7. Stroomverbruik in timer-gestuurde modus, met gereduceerde stand-by stroom doordat de TPL5110 het systeem tussen de cycli volledig loskoppelt.



Figuur 8. Gemiddeld energieverbruik van het systeem, gemeten over een periode van 3 uur en 10 minuten.

waardoor alleen de interne timer en minimale biasstroom van de lader en regelaar actief blijven. Zo daalt de standby-stroom tot ongeveer 18 tot 19 μA (**Figuur 7**), een duidelijke verbetering ten opzichte van de 37 μA in de deep-sleep modus.

Het wake-up gedrag blijft identiek, met hetzelfde actieve venster van 26 tot 27 seconden dat nodig is om sensor- en GPS-data te verzamelen, LoRaWAN te verbinden, het telemetripakket te verzenden en veilig terug te keren naar lage stroom nadat de ESP32-S3 het "klaar"-signaal aan de TPL5110 geeft. Deze timerconfiguratie verlengt de batterijduur en minimaliseert achtergrondverliezen, waardoor het systeem nog energiezuiniger wordt voor langdurige, onbemande toepassingen.

Batterijduur

Om de levensduur onder realistische omstandigheden te valideren, werd een sessie van drie uur uitgevoerd met de Joulescope JS220 [9]. Tijdens deze test draaide het systeem continu wake-up- en sleepcycli zoals in de praktijk: ontwaken, telemetrie en GPS-data verzamelen, via LoRaWAN verzenden en terug in deep-sleep. Over een totale duur van 3 uur, 4 minuten en 29 seconden, registreerde de Joulescope een gemiddelde stroom van 4,390 mA, een gemiddeld vermogen van 0,01716 W, en een totale lading van 48,7702 C (**Figuur 8**).

Op basis van deze resultaten kan de operationele levensduur worden berekend voor een 1000 mAh Li-ion-batterij (gelijk aan 3600 C lading):
 Batterijduur (uren) = $3600 \text{ C} / 4,290 \text{ mA} = 3600 / 0,00439 \text{ A} = 820.000 \text{ s} = 288,7 \text{ uur}$

Dit is ongeveer 9,5 dagen continu gebruik op één lading, zonder zonlicht. Maar als u overschakelt naar timer-gestuurde werking, waarbij de TPL5110 nano-power timer het systeem volledig loskoppelt tussen de cycli, daalt het gemiddelde stroomverbruik tot ongeveer 3,9 mA. In die situatie gaat het systeem tot zo'n 10,7 dagen mee, ofwel ongeveer 25 uur langer dan de deep-sleep configuratie.

In de praktijk zijn dit conservatieve schattingen, want de geïntegreerde BQ25186 MPPT-lader laadt de batterij continu bij als er zonlicht is. Dit betekent dat het systeem buiten in principe energieneutraal werkt, met zonne-energie die het dagelijkse verbruik compenseert. De 4,39 mA (deep-sleep) en 3,9 mA (timer-gestuurd) zijn dus maxima, waarmee

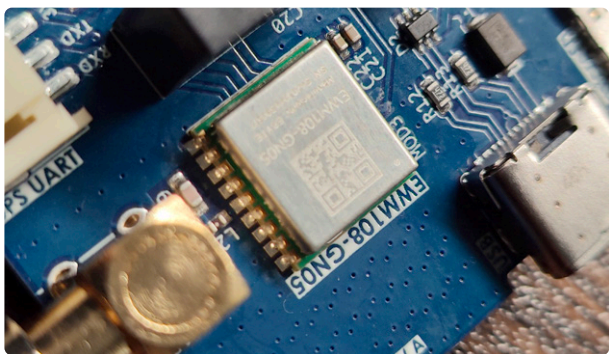
wordt bevestigd dat het ontwerp ruim binnen de beoogde energiebegroting blijft en geschikt is voor langdurig onderhoudsvrij gebruik.

Vergelijking met de vorige versie

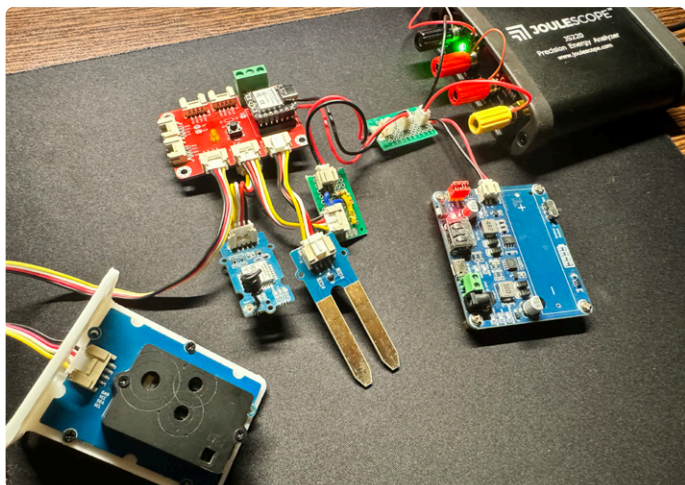
In de eerste versie van het project nam de opzet veel meer ruimte in beslag door het gebruik van meerdere externe modules, een aparte MPPT-laderprint, de Elektor Expansion Board [10] en een losse Seeed Studio LoRa-E5-module. Deze modulaire aanpak was praktisch voor prototyping, maar maakte het systeem log en minder geschikt voor compacte of multisensor-opstellingen.

In tegenstelling tot de vorige versie integreert de v2.0 versie al deze componenten in één compacte printplaat, waardoor het ontwerp veel gestroomlijnder en flexibeler is. De enige externe verbindingen zijn nu de sensoren en antennes, wat de implementatie sterk vereenvoudigt. De grootste verbetering is de mogelijkheid om het stroomverbruik van externe sensoren direct via hardware-geschakelde lijnen te regelen. In plaats van sensoren in een firmware-sleepmodus te zetten (waarbij altijd nog reststroom loopt), kan het nieuwe ontwerp hun voeding volledig afschakelen en zo het rustverbruik verminderen en de batterijduur verlengen (**Figuur 9**). Dit is vooral waardevol bij zonne-energie of toepassingen op afstand, waar langdurige energie-efficiëntie cruciaal is. In **Figuur 10** en **Figuur 11** ziet u het verschil tussen de oorspronkelijke modulaire en de nieuwe geïntegreerde versie.

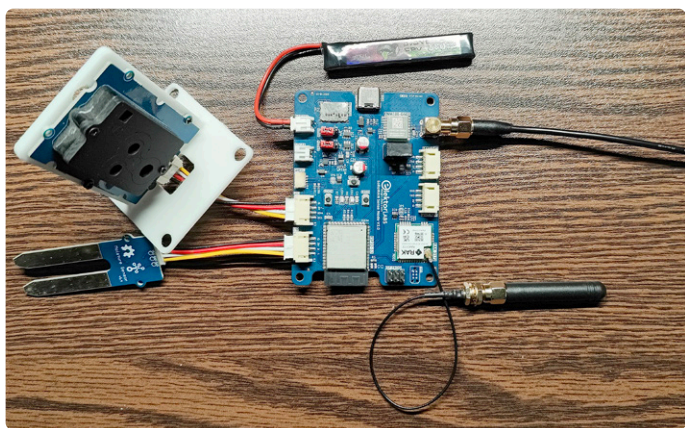
In de eerste versie van het project was het voedingssysteem gebaseerd op twee parallel geschakelde 1800 mAh Li-ion-batterijen, met een totale capaciteit van 3600 mAh. Bij normaal gebruik, exclusief de bodensensor (een van de grootste stroomverbruikers), haalde het systeem een geschatte werktijd van 619,9 uur, net iets meer dan 25 dagen. Met de vernieuwde v2.0 versie, dankzij verbeteringen in hardware-integratie, schakelingen en energiebeheer, is de looptijd flink toegenomen. Gebaseerd op het gemeten gemiddelde van 3,9 mA stroom in timer-gestuurde modus, levert dezelfde capaciteit nu ongeveer 932 uur, oftewel bijna 39 dagen continu gebruik zonder bijladen via zonne-energie. Deze toename van meer dan 300 uur laat zien wat overstappen van softwarematige sleepmodi naar echte hardware-afschakeling betekent voor energieprofiel en autonomie in het veld.



Figuur 9. LoRa- en GPS-modules met onafhankelijke load-switches voor volledige stroomcontrole.



Figuur 10. Eerste generatie modulaire sensornode.



Figuur 11. Geïntegreerde sensornode v2.0 met alle componenten op één compacte printplaat.



Componentenlijst

Weerstanden

R1, R2, R4, R15, R16 = 10 kΩ
 R13, R14 = 4,7 kΩ
 R3, R5, R8 = 100 Ω
 R6, R7 = 1 kΩ
 R10 = 24 Ω
 R11 = 511 kΩ
 R12 = 91 kΩ
 R9 = 57 kΩ

Condensatoren

C1...C3, C5, C13, C14 = 100 nF
 C4 = 10 nF
 C6, C9 = 22 μF
 C7 = 47 μF
 C8, C12, C17 = 10 μF
 C10, C11 = 1 μF
 C18 = 4,7 μF
 C15 = 56 pF
 C16 = 0,22 F

Spoelen

L1 = 1 μH
 L2 = 82 nH

Halfgeleiders

D1 = SMF05C.TCT
 D2, D3 = CUHS20S30,H3F
 D4 = PMEG2010ER,115
 LED1 = NCD0805G1 (groen)
 LED2 = NCD0805R1 (rood)
 T1 = IRLML9301TRPBF
 IC1 = TPL5110QDDCRQ1
 IC2 = TPS22917DBV (L)
 IC3 = TPS631000DRLR
 IC4 = BQ25186DLHR
 IC5, IC6, IC7 = TPS22919
 MOD1 = ESP32-S3-WROOM-1
 MOD2 = RAK3172
 MOD3 = EWM108-GN05

Connectoren en overige componenten

AE1 = Antenne
 K2 = Pinheader 2×03, 2,54 mm, verticaal
 K5 = Qwiic-connector
 K6 = MEM2085-00-115-00-A
 K7 = JST PH S4B-PH-SM4-TB
 (1×04-1MP, 2,00 mm, horizontaal)
 K8 = UJ20-C-H-C-3-SMT-TR
 K9 = JST PH S4B-PH-SM4-TB
 (1×04-1MP, 2,00 mm, horizontaal)
 K1, K3, K4, K10, K12 = Grove connector 1×4
 K11 = SWD connector 1×6 pins
 SW1, SW2, SW3 = SKRKAEE020

Uitdagingen en toekomst

De v2.0 versie laat grote verbeteringen zien in efficiëntie, betrouwbaarheid en ontwerp, maar er zijn nog punten te verbeteren. De grootste uitdaging nu is het kleine beetje stroom dat nog altijd wordt verbruikt door de power management-IC's, vooral de BQ25186-lader en de TPS631000-regelaar. Die trekken nog enkele microampère, zelfs als het systeem in sleep mode is. In de timerstand is het vooral de BQ25186 die hiervoor zorgt. Om dat nog verder te verlagen, kunnen we een nog zuinigere regelaar kiezen of een high-side MOSFET toevoegen om de regelaar bij stilstand volledig van de batterij te koppelen. Ook firmwareoptimalisaties kunnen helpen door het actieve venster nog korter te maken.

Ondanks deze uitdagingen voldoet deze versie al aan het doel van een betrouwbare, onderhoudsarme en door zonne-energie gevoede sensoroplossing. De volgende stap is om het stand-by verbruik nog verder te verlagen, richting de nanoampère, en het systeem nog slimmer te maken qua timing en energieverbruik. 

250718-03



Over de auteur

Saad Imtiaz (senior technicus, Elektor) is een mechatronica-technicus met ervaring in embedded systemen, mechatronische systemen en productontwikkeling. Hij heeft samengewerkt met tal van bedrijven over de wereld, variërend van startups tot grote ondernemingen, op het gebied van prototyping en ontwikkeling. Daarnaast heeft Saad ervaring opgedaan in de luchtvaartindustrie en stond hij aan het hoofd van een technologie-startup. Bij Elektor stuurt hij projectontwikkeling aan op zowel software- als hardwaregebied.

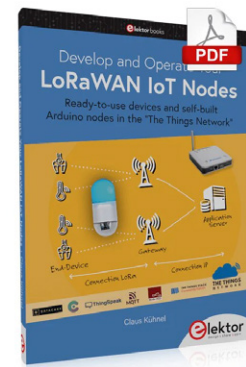
Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen over dit artikel, neem dan contact op met de auteur via saad.imtiaz@elektor.com of met de redactie van Elektor via redactie@elektor.com.



Gerelateerd product

► **Claus Kühnel, *Develop and Operate Your LoRaWAN IoT Nodes* (Elektor E-book, 2022)**
www.elektor.nl/20148



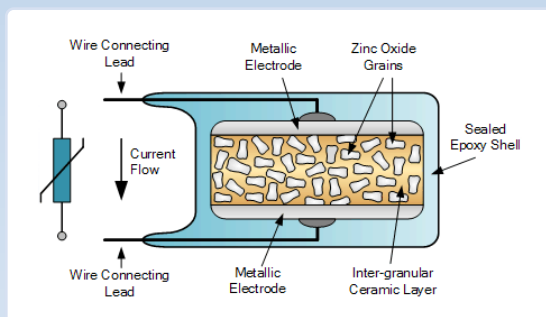
WEBLINKS

- [1] Saad Imtiaz, "Autonome sensor-node", Elektor 9-10/2024: <https://elektormagazine.nl/240354-03>
- [2] Saad Imtiaz, "Autonome Sensor-Node v2.0 (Systeemarchitectuur)", Elektor 9-10/2025: <https://www.elektormagazine.nl/250545-03>
- [3] RAK3172 WisDuo, RAKwireless: <https://www.rakwireless.com/en-us/products/lpwan-modules/rak3172-wisduo-lpwan-module>
- [4] EWM108-GN05 GPS Module, Ebyte: <https://www.cdebyte.com/products/EWM108-GN05>
- [5] BQ25186, datasheet van Texas Instruments: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25186.pdf?ts=1749226888753>
- [6] Stack-up- en impedantiecalculator, NextPCB: <https://www.nextpcb.com/pcb-impedance-calculator>
- [7] NextPCB, printplaatfabrikant, bedrijfswebsite: <https://www.nextpcb.com/>
- [8] Autonomous Sensor Node v2.0, GitHub repository: <https://github.com/ElektorLabs/lorawan-sensor-node-v2>
- [9] Joulescope JS220, precisie-energieanalyser, Joulescope-website:
<https://www.joulescope.com/products/js220-joulescope-precision-energy-analyzer>
- [10] Saad Imtiaz, "Elektor eXpansion Board v1.0", Elektor 9-10/2024: <https://www.elektormagazine.nl/240250-03>

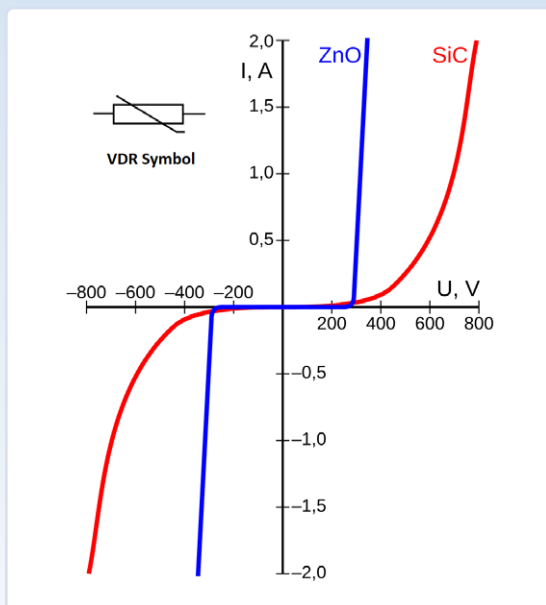
Varistoren

Door David Ashton (Australië)

In een goed ontworpen project is een van de belangrijkste vereisten dat het beschermd wordt tegen spanningspieken en de negatieve gevolgen daarvan voor de elektronica. Een eenvoudige, doeltreffende en goedkope manier om zulke bescherming te realiseren, is het gebruik van een varistor. In dit artikel bekijken we hoe dit component eruitziet en hoe het werkt.



Figuur 1. Interne opbouw van een VDR. (Bron: electronics-tutorials.ws)



Figuur 2. Spanning-stroomkarakteristiek van ZnO- en SiC-VDR's. (Bron: Wikimedia Commons [2])

Varistoren hebben een paar aliases. De term *varistor* komt van *variable resistor* omdat hun weerstand varieert. Maar die varieert met de spanning erover en is niet instelbaar zoals een potentiometer. Een betere naam (en degene die ik prefereer) is *Voltage Dependent Resistor*, meestal afgekort tot VDR. Een andere naam is *Metal Oxide Varistor*, ook afgekort als MOV.

Hoe u ze ook noemt, het zijn overspanningsbeveiligers. Ze hebben meestal een zeer hoge impedantie, maar als de spanning erover hoger wordt dan de gespecificeerde waarde, dan gaan ze geleiden, waardoor de spanningspiek wordt beperkt en schade aan andere, gevoeligere componenten wordt voorkomen.

VDR's zijn bidirectionele componenten en kunnen zowel AC- als DC-schakelingen beschermen. Hun karakteristiek lijkt op twee rug-aan-rug geplaatste zenerdiodes, maar de spanningen zijn doorgaans hoger: 75 V tot 600 V en meer. Er zijn ook overspanningsbeveiligingen van het zenerdiode type beschikbaar, maar VDR's kunnen over het algemeen veel meer energie opnemen zonder te falen. Ze zijn meestal gemaakt van zinkoxide (ZnO), vandaar de term *Metal Oxide Varistor*. Het zinkoxide is meestal ingebed in een keramisch materiaal. **Figuur 1** toont de interne opbouw van een ZnO-VDR.

VDR's worden tegenwoordig ook gemaakt met siliciumcarbide, maar die hebben geen scherp gedefinieerde spanningskarakteristieken zoals zinkoxide-VDR's. **Figuur 2** toont typische karakteristieken van beide typen.

Werking

VDR's worden gespecificeerd op spanning en ook op de

stroom die ze kunnen voeren of de energie (in Joule) die ze kunnen absorberen. Aangezien het overspanningsbeveiligingen betreft, zijn ze niet bedoeld om gedurende lange tijd grote stromen te geleiden en zullen ze defect raken indien hun nominale waarden worden overschreden.

Echter, ze zullen meestal kortsluiting veroorzaken als ze defect raken, waardoor andere beveiligingscomponenten zoals zekeringen en stroomonderbrekers hun werk kunnen doen. Als ze defect raken, gebeurt dat vaak spectaculair, zoals een opengebarsten behuizing, zwartgeblakerde printplaat en rookontwikkeling zijn mogelijk. Maar ze zijn niet duur en kunnen worden beschouwd als opoffer-componenten ter bescherming van uw duurdere componenten en schakelingen.

Vermogens-VDR's kunnen behoorlijk grote, vastschroefbare componenten zijn, maar de exemplaren die Elektor-lezers waarschijnlijk op printplaten tegenkomen, zijn schijfvormig, voorzien van een epoxycoating en lijken op keramische condensatoren. Mijn artikel "Component Identification" in Elektor 3-4/2022 [1] gaf een voorbeeld. De markeringen zijn meestal verschillend. Condensatoren hebben een waarde en een spanningsaanduiding, terwijl VDR's alleen een spanningswaarde hebben, meestal aangeduid als *digit*, *digit*, *multiplier*, dus $471 = 470 \text{ V}$. Grote VDR's kunnen tot 25 mm in diameter zijn en kunnen veel energie absorberen gedurende korte tijd. Een VDR die ik zag met een diameter van 25 mm kon een eenmalige stroom van 20 kA (!) voor 10 μs verdragen, en energie tot 1 kJ voor 20 ms. In het algemeen geldt: hoe groter de VDR (schijfdikte en diameter), hoe meer energie deze veilig kan opnemen.

Een VDR testen

VDR's testen is niet eenvoudig, maar een snelle en redelijk betrouwbare test is als volgt. Gebruik een analoge isolatietester (Megger); de meeste hebben 250 V-, 500 V- en 1000 V-bereiken.

Beschouw de volle schaal als 0 V en het begin van de schaal (links) als de spanning van het gebruikte bereik. De schaal werkt dus omgekeerd ten opzichte van normaal. Verbind de VDR en kijk wat de uitslag is. Ongeveer halve schaal op het 500 V-bereik geeft een 250 V VDR aan. Volle schaal betekent een kortgesloten VDR, geen uitslag betekent een open VDR (of een VDR die hoger gespecificeerd is dan het bereik), en een kleine uitslag op het



500 V-bereik betekent een VDR van ongeveer 470 V, enzovoort.

Dit is een empirische test, maar het is voldoende voor een simpele goed/niet goed-controle en een zeer ruwe indicatie van de spanningswaarde. **Figuur 3** toont een selectie veelvoorkomende VDR's die u op printplaten kunt tegenkomen.

Wees niet bang om VDR's in uw ontwerpen te gebruiken. Ze zijn een goede verzekering tegen overspanningschade en ze laten uw print er ook nog eens mooi uitzien! ◀

250779-03



Over de auteur

David Ashton werd geboren in Londen, groeide op in Rhodesië (het huidige Zimbabwe), woonde en werkte in Zimbabwe en woont nu in Australië. Hij is al geïnteresseerd in elektronica sinds zijn jeugd. Rhodesië was niet het centrum van de elektronica wereld, waardoor aanpassen, vervangen en het bij elkaar verzamelen van componenten vaardigheden waren die hij al vroeg ontwikkelde (en waar hij nog steeds trots op is). Hij heeft een elektronicalab geleid, maar werkte voornamelijk in de telecommunicatie.

Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen over dit artikel? Neem dan contact op met de redactie van Elektor via redactie@elektor.com.

Figuur 3. Een selectie veelvoorkomende VDR's. Sommige (de blauwe en de gele) hebben de spanningswaarde direct aangegeven (460, 510, 420 V), terwijl anderen (de zwarte) deze als twee cijfers en vermenigvuldiger aangeven, bijvoorbeeld $441 = 440 \text{ V}$. De exemplaren in het midden van de onderste rij zijn oudere, kleur gecodeerde VDR's van 150, 390 en 100 V. (Bron: David Ashton)

WEBLINKS

[1] David Ashton, "Onderdelen identificeren," Elektor 3-4/2022: <https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-250/60369>

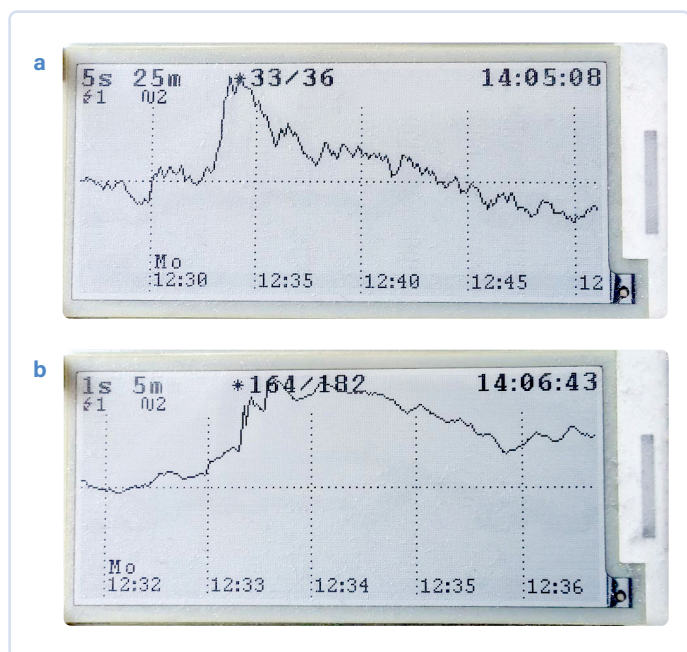
[2] Bron van Figuur 2, Wikimedia: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Typische_Varistorkennlinien.gif

Grafische netfrequentiemeter

Controleer de kwaliteit van het stroomnet

Door Kurt Schuster (Duitsland)

Niet alleen sinds de totale stroomuitval op het Iberisch Schiereiland afgelopen voorjaar staat de kwaliteit van de elektriciteitsvoorziening in de publieke belangstelling. De netfrequentie is een goede indicator voor de balans tussen de in een stroomnet ingevoede energie en de gevraagde energie. Dit meetinstrument toont het verloop van de netfrequentie en storingsgebeurtenissen over maximaal 24 uur op een e-paperdisplay.

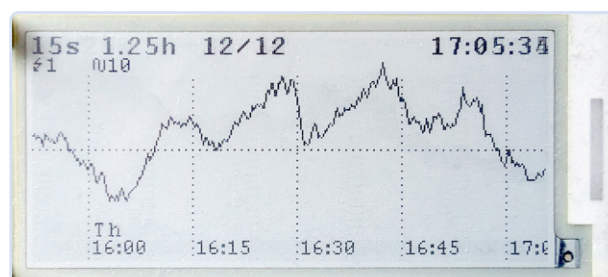


Figuur 1: Start van de stroomuitval in Spanje, bekeken met een resolutie van 5 s (a) of 1 s (b).

Netfrequentie en netspanning zijn belangrijke indicatoren voor de belasting op een onderling gekoppeld net. Binnen zo'n net moeten de frequentie en fase van de opwekkende onderdelen exact gelijk zijn. Als er afwijkingen ontstaan, beginnen de generatoren 'tegen elkaar in te werken', wat in extreme gevallen tot ernstige schade of uitval van het net of delen daarvan kan leiden. Dit zeer dynamische systeem met veel generatoren en miljoenen verbruikers moet daarom constant worden bewaakt en in balans worden gehouden.

Door de toegenomen en gedecentraliseerde invoeding van hernieuwbare wind- en zonne-energie is deze taak aanzienlijk ingewikkelder geworden en moeilijker te balanceren. Dit is vooral merkbaar op zondagen en feestdagen met wisselende wind- en zoncondities. Juist omdat de netbelasting lager is door minder industrieel stroomverbruik en het weer snel verandert, ontstaan afwisselend overschotten of tekorten aan elektriciteit, waardoor de netbeheerders moeite hebben het evenwicht te bewaren. De schommelingen brengen het net nu vaker tot aan de grenzen van de gestelde toleranties dan vroeger, toen vooral continue generatoren als waterkracht, kolen en kernenergie het net voedden.

Sinds het begin van de grote zonne-energie- en balkoncentrale-hausse is de volatiliteit van de netfrequentie duidelijk veranderd. Ik kon de grote stroomstoring in delen van Spanje en Portugal op 28 april 2025 als het ware 'live' volgen. Zoals **Figuur 1** laat zien, steeg de netbelasting om 12:33 uur fors, en daalde de netfrequentie met 0,3%, terwijl waarden van $\pm 0,4\%$ al als kritiek gelden. Op de lange termijn komen grotere schommelingen vaker voor, zoals **Figuur 2** laat zien, en zijn ze vrijwel geen probleem.



Figuur 2: Vaak voorkomende langetermijn-schommelingen, hier van 20 maart 2025.

Het maakt niet uit of u de frequentie van het Europese net volgt op een stopcontact in Nederland, Duitsland of Frankrijk, het verloop van de curve is op elk moment hetzelfde. U kunt dus overal in het net live volgen hoe de netkwaliteit er op dat moment voorstaat. Een kleine opmerking: er zijn ook onafhankelijke secties van het Europese net die via gelijkstroomomzetting zijn losgekoppeld en een eigen fasepositie hebben.

Netfrequentiemeter met Raspberry Pico en E-Paper

Na een eenvoudige led-balk voor netfrequentiebewaking in Elektor 01/2012 [1] en een uitgebreidere versie in Elektor 05/2014 [2] voor continue frequentieregistratie op de pc, komt hier een standalone apparaat voor continue netfrequentiebewaking. Het idee ontstond toen de eerste goedkope e-paper-displays met snelle beeldopbouw en hogere resolutie op de markt kwamen. Deze displays bieden een uitstekend contrast, gebruiken weinig stroom en behouden hun weergave zelfs na een stroomuitval. Als de geïnstalleerde buffercapacitor leegloopt bij een stroomonderbreking, blijft de frequentiecurve zichtbaar. Een eerste versie van de netfrequentiemeter werd gebouwd met een ATmega1284 in een DIP40-behuizing, het enige ATmega-lid met 16 KByte SRAM, genoeg om display- en frequentiegegevens te bufferen. Een opnamecyclus van 24 uur was echter pas mogelijk sinds het project overstapte op de Raspberry Pi Pico met 264 KByte SRAM. Mijn waarneming van de netfrequentie loopt onafgebroken sinds augustus 2019, waarbij het display de updates per seconde goed verwerkt. In vergelijking met een ongebruikt exemplaar is het scherm alleen maar een beetje grijzer geworden.

De display weergave

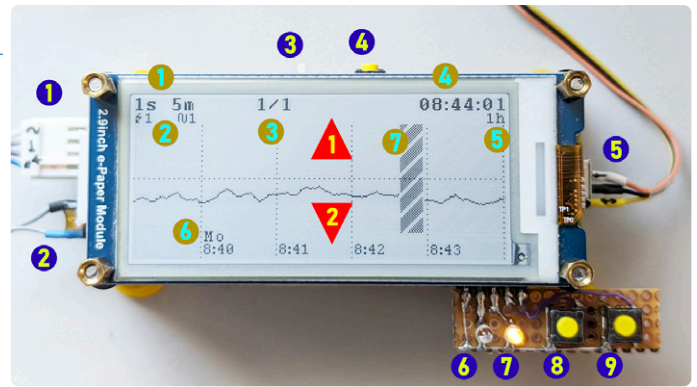
De curve in het displaygebied (**Figuur 3**) geeft de netbelasting op een makkelijke en intuïtieve manier weer. Waarden boven de middenlijn betekenen een hoge belasting en waarden eronder een lage belasting. Of andersom, de bovenste helft toont de (te) lage frequentie en de onderste helft de (te) hoge frequentie.

Het verloop van de netfrequentie is bijna nooit vlak en schommelt constant rond de ideale waarde van 50 Hz. In een 50 Hz net kan een afwijking van $\pm 0,1\%$ als normaal (toelaatbaar) worden beschouwd; pas boven $\pm 0,4\%$ wordt het kritisch. Mocht er ooit een constant vlakke frequentiecurve precies op de ideale waarde op de middenlijn worden weergegeven, dan heb je waarschijnlijk een PV-systeem met batterij-opslag dat nu in de noodmodus draait.

Tabel 1. Netfrequentie bij hoge, gebalanceerde en lage belasting.

Display	f in Hz	Afwijking		Belasting
		d in %	t in μ s	
top	49.84	-0.32	+64	hoog
middle	50.00	± 0	± 0	gebalanceerd
bottom	50.16	+0.32	-63	laag

De display-elementen gemarkeerd met groene stippen in **Figuur 3** betekenen:



Figuur 3: Display-inhoud en bediening.

1. Tijdschaal en tijdsbereik van het displaygebied.

De tijdschalen kunnen worden gewisseld door de knoppen ingedrukt te houden.

Tabel 2. Tijdschalen en weergavebereiken.

Tijdschalen	1 s	5 s	15 s	30 s	100 s
Weergavebereik	5 min	25 min	1.25 h	2.5 h	15 h

2. Foutenteller

Deze worden indien nodig weergegeven bij ontbrekende, abnormale of foutieve halve golven. De oorzaken van storingen kunnen schakelingen in centrales en verdeelstations zijn, evenals grote verbruikers, maar dit is vrij zeldzaam. Veel vaker zie je lokale vervormingen van de spanningscurve in het elektriciteitsnet thuis. Schakelende voedingen, omvormers, grote verbruikers aan- en uitzetten veroorzaken pieken die de netfrequentiemeting verstoren en de foutenteller kunnen activeren. Deze gebeurtenissen worden geteld en als verticale lijnen over de tijd getoond (zie **Figuur 4**). Naarmate foutgebeurtenissen geleidelijk uit de buffer verdwijnen, worden de tellers verminderd; als ze weer op nul staan, worden ze niet meer getoond.

Als zulke storingen vaker of in clusters voorkomen, is het raadzaam de oorzaak te zoeken. In het huishouden van de auteur werd een goedkope Chinese omvormer en een simpele, ruw gereguleerde elektrische deken verboden, omdat ze enorme storingen in het elektriciteitsnet veroorzaakten en het onmogelijk maakten om de netfrequentie goed te meten. De laserprinter, die slechts af en toe wordt gebruikt, mocht blijven, hoewel het aan- en uitschakelen van het verwarmingselement ook storingen veroorzaakte. In oudere huisinstallaties kunnen losse schroef- en klemcontacten in de verdeelinrichting ook opvallen door verhoogde foutpercentages bij belasting.



Figuur 4: Een foutgebeurtenis wordt aangegeven door een verticale lijn.

3. Paginanummer / Totaal aantal pagina's

Door kort op de knop te drukken bladert u door de data die momenteel in de buffer staan. Een asterisk voor het paginanummer geeft aan dat u niet meer aan het einde van de buffer bent en dus mogelijk niet de laatste waarden ziet.

4. Tijd

De DCF-tijd, elke seconde bijgewerkt, wordt hier weergegeven. Als er geen DCF-ontvanger is aangesloten, wordt de tijd sinds de logger is ingeschakeld getoond.

5. DCF-fout

Telt de uren sinds het DCF-signaal niet kon worden ontvangen. Bij geldige synchronisatie verdwijnt de teller.

6. Dag van de week en tijd

Dag van de week en tijd van de weergegeven data.

7. Stroomuitval

Lange stroomuitval wordt weergegeven door dikke schaduwblokken, korte onderbrekingen en foutgebeurtenissen door enkele verticale lijnen. Onderbrekingen van meer dan ongeveer 10 s worden gedetecteerd; het programma wordt veilig gestopt voordat de buffercapacitor van 0,5 F leeg is en het display bevriest. Na het herstellen van de stroomvoorziening wordt, om te voorkomen dat het programma het display overschrijft, op een druk op de knop (blauwe stip 9) gewacht. Dit wordt aangegeven door de systeemled (blauwe stip 7) die snel knippert.

Hardware

De blauwe stippen in Figuur 3 markeren enkele belangrijke hardware-elementen voor de bediening.

1. Gelijksspanningsvoeding en AC-signaal

Connector voor gelijkgerichte en afgevlakte DC-spanning en het sinus-signaal van de netspanning, verlaagd door de transformator.

2. DCF-signaal

Connector voor DCF-ontvanger en DCF-signaal.

3. Buffercapacitor aan/uit

Met de schuifschakelaar wordt de condensator losgekoppeld van de DC-voeding. Wanneer losgekoppeld, wordt hij niet geladen en levert hij geen spanning aan de schakeling bij een stroomuitval. Soms is deze loskoppeling nodig om de Raspberry Pi Pico correct opnieuw op te starten.

4. Reset

De resetknop is aangesloten op de *Run*-ingang van de Raspberry Pi Pico. Als de Pico bijvoorbeeld in een ongedefinieerde toestand terechtkomt door een te lage spanning van de buffercapacitor, is de resetknop nodig. De buffercapacitor moet mogelijk losgekoppeld worden tijdens de reset (zie 3).

5. Raspberry Pi Pico Debug

Debugconnector, bijvoorbeeld voor de Raspberry Pi Debug Probe.

6. Systeem-LED

Knippert eenmaal per seconde kort tijdens normaal bedrijf. Na een stroomuitval en wanneer de stroom weer is ingeschakeld of na een reset, knippert de LED snel. Door op de rechterknop (9) te drukken, wordt het display opnieuw opgebouwd en start de meting. Als de buffercapacitor leeg raakt tijdens een stroomuitval, knippert de LED zeer snel.

7. DCF-LED

Knippert in het ritme van het ontvangen DCF-signaal. Na een geslaagde en gecontroleerde tijdsynchronisatie brandt de LED continu. Kort voor het volle uur wordt opnieuw gesynchroniseerd, en knippert de LED opnieuw in het DCF-ritme. Als er alleen ruis wordt ontvangen, flinkt de LED; en als er geen DCF-ontvanger is aangesloten, blijft de LED uit.

8. en 9. Links/rechts-knoppen

Met de twee knoppen selecteert u het paginanummer. Kort indrukken verlaagt/verhoogt het paginanummer, en dubbel indrukken springt naar de eerste/laatste pagina in de buffer. Door een van de knoppen ingedrukt te houden verandert u de tijdschaal.

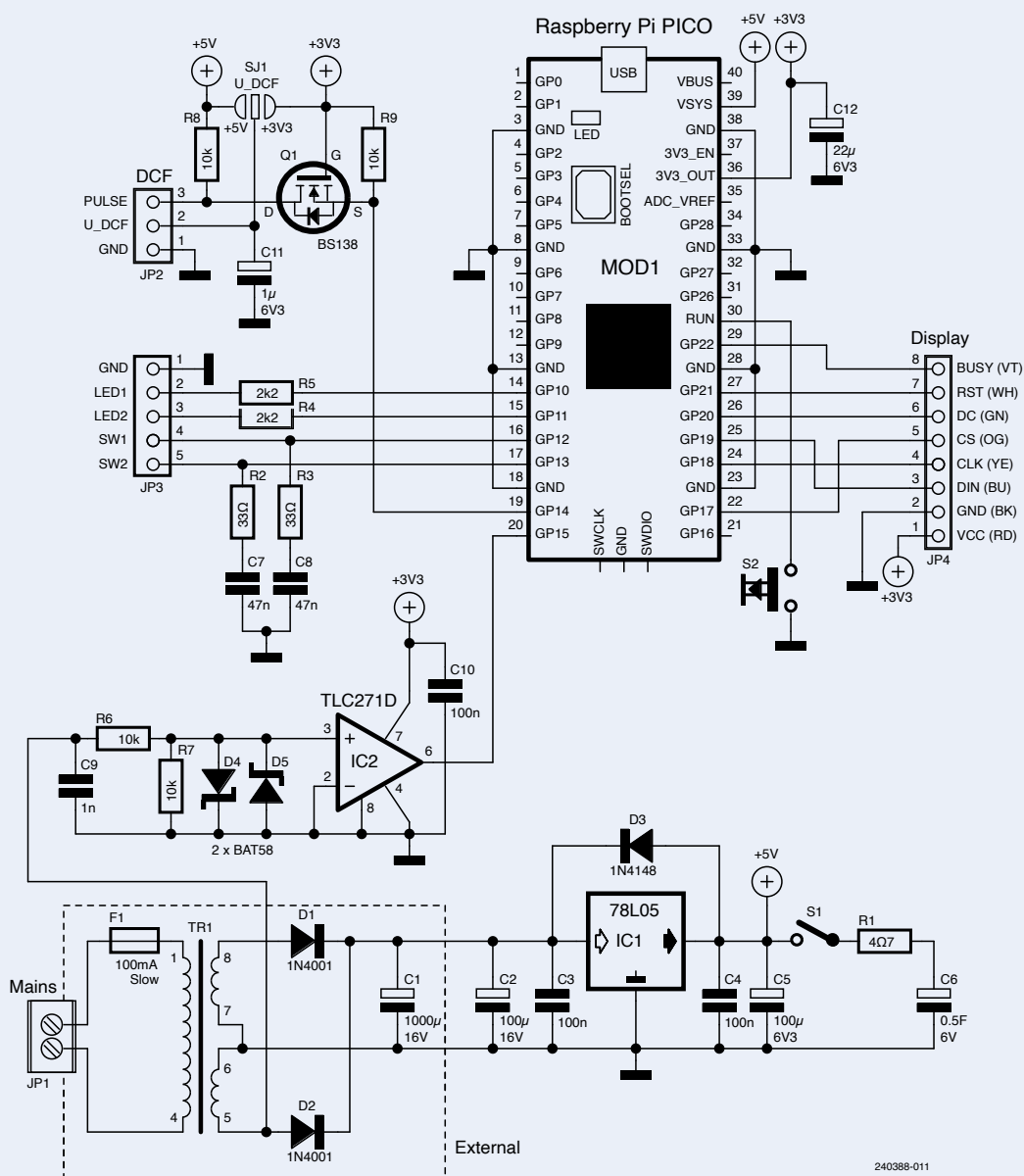
Het schema

Om het circuit van stroom te voorzien (**Figuur 5**), wordt een kleine vacuümgegoten transformator met twee kamers en twee 6 V secundaire wikkelingen gebruikt. Het typische stroomverbruik van de schakeling is circa 30 mA, dus transformatorvarianten vanaf 2 W zijn geschikt. Let op: zeer kleine transformatoren vervormen de netspanning-sinus vaak door kernverzadiging. Het effect op netfrequentiemeting is niet getest.

De secundaire AC-spanning van de transformator wordt op de klassieke manier gelijkgericht, afgevlakt en door een 78L05 spanningsregelaar gestabiliseerd op 5 V. Deze spanning voedt de Raspberry Pi Pico, die op zijn beurt met de interne converter 3,3 V levert voor de operationele versterker van de nuldoorgangsdetector en het e-paper-display. Voor alle aangesloten DCF-elektronica is 5 V of 3,3 V beschikbaar. De buffercapacitor C6 voor het overbruggen van stroomuitval is eveneens aangesloten op de 5 V-regelaar; een weerstand van 4,7 Ω beperkt de laadstroom als de condensator ontladen is. Voor grotere buffercapacitors moet de weerstand mogelijk worden aangepast.

Om de nuldoorgang van de netspanning te detecteren, wordt een secundaire wikkeling afgetapt. Het sinus-signaal heeft hier een amplitude van ongeveer ± 10 V met lichte verzadigingsvervorming. Een condensator van 1 nF filtert korte storingspieken; grotere waarden zijn mogelijk nodig als uw netspanning erg storingsgevoelig is en het programma te veel storingen telt. Via een stroombegrenzingsweerstand van 10 k Ω en twee antiparallelle Schottky-diodes voor spanningsbegrenzing, wordt een afgevlakt, sinusachtig signaal met een amplitude van 300 mV_{SS} en vrij steile flanken aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de operationele versterker IC2. Aan de uitgang van deze als comparator geschakelde opamp is een schoon, netsynchroon bloksignaal beschikbaar, dat de Pico ontvangt op GP15 voor frequentiemeting.

De gebruikte opamp was een TLC271 [3] omdat de ingangsspanning bij enkelvoudige voeding onder de negatieve rail mag komen. Gebruik wel het C- of I-type van deze opamp.



Figuur 5: De schakeling van de netfrequentiemeter.

Het e-paper-display (van Waveshare [4]) wordt aangestuurd via de SPI-pinnen GP17 tot GP22 van de Pico, waarbij de voeding geleverd wordt door de interne buck-boost-converter van de Pico. Deze wordt nauwelijks belast en het e-paper-display is hierin erg efficiënt.

De DCF-ontvanger is verbonden met de driepolige DCF-connector en het signaal wordt ontvangen door GP14. Als de DCF-elektronica op 5 V werkt, passen Q1, R8 en R9 het signaalniveau aan voor de Pico. Bij 3,3 V-bedrijf kunnen de drie componenten worden weggelaten en wordt het DCF-signaal direct op GP14 aangesloten. De soldeerbrug SJ1 is dienovereenkomstig aangesloten.

De resetknop S2 is aangesloten op de RUN-ingang van de Pico. De GP10 tot GP13-pinnen zijn doorverbonden naar connector JP3. JP3 is uitgevoerd als pinheader voor een afstandsbediening of kabel naar een voorpaneel met de twee knoppen, 8. en 9., en de twee leds.

Als laatste, een Raspberry Pi Debug Probe kan ook worden gebruikt op een driepolige connector voor de debug-pinnen SWDIO, GND en SWCLK, die ook toegankelijk is maar niet getoond wordt in het schema.

Het programma

Alle microcontrollers van de Raspberry Pi Pico-versies hebben twee cores, waar de netfrequentiemeter goed gebruik van maakt. Op core 1 ontvangt de hoofdloop de netfrequentiemetingen van een zelfstandig lopende PIO, slaat ze op in de buffer, interpreteert het DCF-signaal, bewaakt de voedingsspanning en knoppen, bestuurt de leds en bereidt de grafieken voor, de meest tijdrovende taak.

Core 2 wacht tot de grafische data klaar is en stuurt deze vervolgens naar het display. Gelukkig ondersteunt het monochrome e-paper-display zeer snelle beeldwisselingen, zodat het display elke seconde kan worden bijgewerkt zonder merkbaar geflikker. Na 256 wisselingen wordt het display volledig gewist en opnieuw opgebouwd. Het overbrengen van beelddata gebeurt via DMA en SPI, wat vrij snel is, waardoor het display tussendoor kort in slaap kan worden gezet. Als core 2 voor andere taken gebruikt moet worden, zorgt `#define MULTICORE` ervoor dat alle processen op één core worden uitgevoerd. Dit kan soms het display doen haperen.

PIO's zijn het specialisme van de Raspberry Pi Pico, ze lopen synchroon met de systeemklok, maar onafhankelijk van de CPU en worden dus niet gestoord door interrupts of DMA-overdrachten. Ze zijn daardoor ideaal voor precieze frequentiedetectie. De PIO's programmeren is echter beperkt tot 32 stappen en een paar instructies. Voor frequentiemeting zijn hier tien stappen gebruikt.

Eerst zet het hoofdprogramma een startwaarde in het *Output Shift Register* (OSR) van de PIO, berekend uit de netfrequentieperiode plus het meetbereik in microseconden, vermenigvuldigd met de halve Pico-klok in megahertz. Voor 50 Hz is dat $(20.000 + 200) \times 125 / 2$. De maximaal detecteerbare afwijking van de periode is 200 μ s. De PIO state-machine is ingesteld op de volledige 125 MHz systeemklok en heeft twee instructiecycli nodig om de teller af te trekken (vandaar 125/2).

Nu start de continue meting in een eindeloze lus. De startwaarde in het OSR wordt overgedragen aan het X-register van de PIO en afgeteld totdat ofwel nul is bereikt, of het netsynchroon signaal op GP15 laag is. Als de teller nul bereikt, wordt de waarde overgedragen naar het *Input Shift Register* (ISR) en wordt een interrupt gegenereerd in het hoofdprogramma, dat de waarde ontvangt. Als GP15 laag was, werd de eerste halve golf gedetecteerd. De teller blijft doortellen tot nul of tot een hoge GP15 het einde van de tweede halve golf aangeeft. In beide gevallen wordt de interrupt van het hoofdprogramma geactiveerd en wordt de tellerwaarde geïnterpreteerd als een ongeldige of geldige meting. Dan begint het hele proces opnieuw. Omdat GP15 wordt bemonsterd op 125/2 MHz, is de meetnauwkeurigheid vrij hoog en de meetfout klein. De teruggestuurde tellerwaarden worden gedeeld door 125/2 in de interruptroutine om waarden in microseconden te krijgen. De gemeten waarden worden als volgt geïnterpreteerd:

Tabel 3. Meetwaarden bij verschillende netbelastingen.

Frequentie	Meet-waarde	-SCRNG	= cycd [μ s]	Netbelasting
te hoog	20,200...301	200	20,000...101	storing
hoog	300...201	200	100...1	laag
ideaal	200	200	0	gebalanceerd
slow	199...100	200	-1...-100	hoog
too slow	99...0	200	-101...-200	storing

De geldige metingen worden nu opgeteld, en die buiten de tolerantie worden genegeerd (maar nog wel geteld). Eén keer per seconde worden de verzamelde data opgehaald, de opgetelde metingen gemiddeld, en met foutgebeurtenissen opgeslagen in de samplebuffer. Omdat de Pico snelle DMA heeft, is een zogenaamde rolling buffer geprogrammeerd. Het geheugen wordt eerst één plaats naar 'links' verschoven waardoor de oudste meting verloren gaat, en dan wordt de actuele meting aan de 'rechter' kant van de buffer geschreven. In deze homogene buffer kan de data eenvoudig verder worden verwerkt via DMA. Een pointergebaseerde ringbuffer, waarvoor geen schuiven nodig is, zou ook mogelijk zijn geweest.

Ook wordt eens per seconde door de Pico met de eigen ADC de voedingsspanning gecontroleerd. De vlag `PICO_VSYS_PIN` in de functie-

aanroep `adc_select_input` verbindt bij programmastart intern de voedingsspanning met een ADC-kanaal, zodat externe bedrading naar een GP-pin niet nodig is. Als de spanning onder 2,0 V komt, begint de systeem-LED te knipperen in een eindeloze lus. Het programma blijft in die lus en kan niet meer naar de buffer schrijven, zodat ongecontroleerd gedrag bij verdere spanningsdaling wordt voorkomen. Pas als de voedingsspanning weer hersteld is, start de Pico opnieuw op. De knoppen worden elke 20 ms gecontroleerd door een timer-interrupt. Korte, lange of dubbele drukken worden zo betrouwbaar herkend. Het grootste deel van de seconde van de hoofdloop wordt door core 1 van de CPU besteed aan het voorbereiden van de grafiek. Afhankelijk van de tijdschaal (1 s tot 100 s) wordt meetdata uit de buffer opgeteld, gemiddeld en als lijn in het grafisch geheugen geschreven. Daarnaast worden verticale tijd- en foutlijnen geplaatst en tijd- en statusinformatie als tekst of symbool getoond. De lettertypegegevens zijn gecomprimeerd, hoewel de Pico genoeg flash heeft voor ongecomprimeerde data. Het compressie-algoritme is ontwikkeld voor een eerdere versie van het programma op een geheugenbeperkte ATmega1284. De grafische routines komen uit de officiële repository van het e-paper-display, maar moesten worden aangepast en uitgebreid met enkele functies. Wanneer de grafieken klaar zijn, krijgt core 2 een seintje dat de grafische geheugeninhoud naar het display kan worden verzonden. Terwijl core 2 de data overzet, wacht core 1 al op het begin van de volgende seconde.

Compilatie

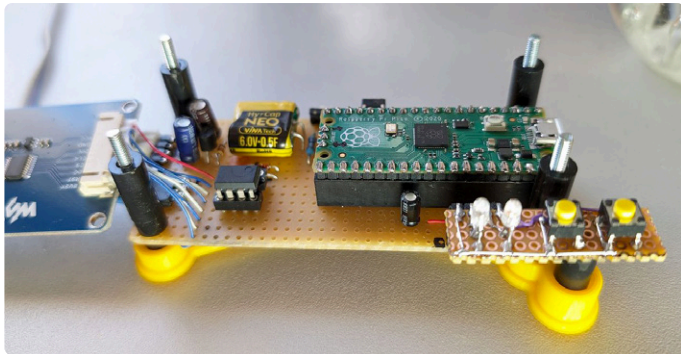
Bekijk voor het compileren de verschillende gedefinieerde constanten in het programma.

Tabel 4. Gedefinieerde constanten in verschillende softwaremodules.

Module	#define			Opmerking
<i>main.cpp</i>	MULTICORE	BOOTKEY		
<i>sample.cpp</i>	TNOM	TRNG	TOUT	Netfrequentie-timing
<i>sample.h</i>	NUMSAM			Meetbuffer-grootte
<i>dfc.h</i>	DCF_LOGIC	DCF_LED_LOGIC	DCF_PULL_MODE	DCF-timing

Meer informatie vindt u in de broncode-commentaren. De volledige projectsoftware is te vinden op [5].

Het programma compileert u het makkelijkst met de *Visual Studio Code*-editor [6], die voorzien is van verschillende uitbreidingen. De *MS C/C++* en *MS C/C++ Extension Pack* uitbreidingen bieden intuïtieve bewerking met IntelliSense en verzorgen debugging en code browsing. De *MS CMake Tools* bieden uitgebreide ondersteuning en integratie met CMake. Het hart van het geheel is de officiële *Raspberry Pi Pico Visual Studio Code Extension*, die de SDK, ondersteuning voor omgevingsvariabelen en de toolchain meebrengt. *Cortex-Debug* van marus25 bleek ook handig bij het debuggen van de ARM Cortex-M in de Pico.



Figuur 6: De opbouw onder het display.

De bestanden `pico_sdk_import.cmake` en `CMakeLists.txt` (voor componenten en compilatiedetails) zijn in het project opgenomen. Compilatie wordt gestart via `VSCoDe Menu Terminal Run Task Compile Project` of via de `Compile`-knop onderin het VSCoDe-venster. De bijbehorende commando's voor menu's en knoppen moeten bij de installatie van de extensies in de `launch.json` en `tasks.json`-bestanden in de `.vscode`-map van het project zijn aangemaakt.

Als een *Raspberry Pico Debug Probe* is aangesloten op de USB van de PC en de Pico, kan het uitvoerbare bestand `.uf2` direct worden overgezet en uitgevoerd. Zonder debugprobe wordt de USB-verbinding van de Pico losgekoppeld en, terwijl de `BOOTSEL`-knop (op de Pico-print) wordt ingedrukt, opnieuw verbonden. De Pico verschijnt nu als een USB-drive op de pc en het `.uf2`-bestand in de `build`-map van het project kan naar de Pico worden gekopieerd, bijvoorbeeld via drag-and-drop. Na los- en opnieuw aankoppelen van de USB-verbinding start het programma. Zonder de USB los te koppelen kunt u ook de `Reset`-knop aan de achterkant van de print gebruiken (in combinatie met de `BOOTSEL`-knop) op dezelfde manier.

Montage en inbedrijfstelling

Voor de constructie van de schakeling van de auteur werden de transformator en de gelijkrichter in een oude, aanraakveilige DSL-box met een stevige Euro-stekkerdoos geplaatst. Een vierpolige verbinding met de gelijkgerichte voedingsspanning, dubbele massa en de net-sinus loopt naar het apparaat. De zichtbare opstelling blijft dus klein en licht, en er hoeft geen dikke voedingskabel op tafel te liggen. **De gebruikelijke veiligheidsmaatregelen bij het werken met en aansluiten van netspanning moeten natuurlijk altijd worden gevolgd!**

De strokenprint met spanningsregelaar, opamp, buffercapacitor en de Raspberry Pi Pico heeft dezelfde footprint als de e-paper-print en kan dus als sandwich met afstandhouders en schroeven worden gemonteerd (Figuur 6). De meegeleverde aansluitkabel bij het e-paper-display moet echter worden aangepast: het kan worden ingekort en direct op het onderste board worden gesoldeerd, of voorzien van een

dubbele rij aansluitingen die op een dubbele rij pinheader kunnen worden gestoken.

De opamp voor de nuldoorgangsdetector wordt ofwel als DIL-8-variant ingeprikt of als SMD aan de onderzijde van de print gesoldeerd. De 40 externe aansluitingen van de Pico zijn voorzien van pinheaders en worden in twee 20-polige bussen op de print gestoken. Hierdoor blijft de Pico vervangbaar. Om de USB-aansluiting zonder demontage toegankelijk te houden, is de Pico met de aansluiting naar rechts aan de rechterkant van de print geplaatst.

De aansluitingen voor voeding en DCF-ontvanger zijn linksvoor gesoldeerd, de debugconnector zit aan de rechterzijde. De schakelaar voor de buffercapacitor en de resetknop zitten aan de achterkant. Het aansluitpunt voor het bedieningspaneel met leds en knoppen zit aan de voorkant.

Bij ingebruikname moet de systeem-LED snel knipperen: het programma geeft een langere stroomonderbreking aan en wacht, zonder het display te overschrijven, op een druk op de rechterknop. Daarna dooft het display en kunnen de registratie en weergave van de netfrequentiecurve beginnen! 

240388-03

Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen over dit project? Neem dan contact op met de auteur via qrt@qland.de of met de redactie van Elektor via redactie@elektor.com.



Over de auteur

Kurt Schuster werd in 1959 geboren in een klein stadje in de Oberpfalz en knutselde op 12-jarige leeftijd aan zijn eerste radio. Zijn eerste sporen bij Elektor liet hij achter in de vorm van een programmaverschijning (op vinyl!) voor de Elektor-spelcomputer (1982). Na het afronden van een middelbare school met commerciële richting en vervolgens een opleiding tot groothandelskoopman behaalde hij zijn technische hogeschooltoelating en begon hij aan studies informatica (afgebroken, het was te makkelijk) en wiskunde (afgebroken, het was te moeilijk). Uiteindelijk vond hij werk in het familiebedrijf en werkte daarnaast als freelance hardware- en softwareontwikkelaar, gespecialiseerd in AVR-assembler.

WEBLINKS

- [1] Dieter Laues, "Netloep: Frequentie in beeld," Elektor 01/2012: <https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-201201/16478>
- [2] Wolfgang Borst, "Netfrequentie-datalogger," Elektor 05/2014: <https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-201405/26479>
- [3] Datasheet TLS271D, Texas Instruments: <https://www.ti.com/product/TLC271>
- [4] Monochrome E-Ink-display, Waveshare Shop: <https://www.waveshare.com/2.9inch-e-paper-module.htm>
- [5] Software Downloads: <https://www.elektormagazine.nl/labs/elektor-articles-software-downloads>
- [6] Visual Studio Code : <https://code.visualstudio.com/>

Alle begin...

...maakt er een eind aan

Eric Bogers (Elektor)

Aan alles komt op een gegeven moment een einde, zo ook aan deze reeks artikelen. Met deze aflevering, die nog enige overwegingen met betrekking tot voedingsschakelingen biedt, breien we er een einde aan. "Gelukkig", denken sommigen onder u wellicht, en "jammer" zullen anderen weer zeggen. Ten behoeve van die laatste groep: in het volgende nummer maken we een begin met een nieuwe reeks artikelen, op maat gesneden voor de beginnende hobby-elektronicus (m/v). Daarin gaat het dan vooral om audioprojecten en -projectjes, in de meeste gevallen inclusief printontwerp en in alle gevallen opgebouwd met traditionele en vertrouwde through-hole componenten.

DC/DC-converters

Het is nauwelijks een probleem om een wisselspanning om te zetten in een andere wisselspanning, met behulp van een transformator kan elke wisselspanning nagenoeg naar believen omhoog of omlaag worden getransformeerd.

Bij gelijkspanningen is de zaak gecompliceerder. Er zijn twee mogelijkheden:

we hakken de gelijkspanning 'in stukjes' tot een wisselspanning en gebruiken dan een transformator (aan de 'andere' kant van de transformator kunnen we immers weer gelijkrichten en bufferen); of we gebruiken een DC/DC-converter (gelijkspanningsomvormer).

Figuur 1 toont de drie basistypen die er van DC/DC-converters in omloop zijn. Het gaat daarbij altijd om een combinatie van een elektronische schakelaar (hier gemaximaliseerde als transistor getekend), een spoel, een diode en een bufferelco. We hebben de stuelelektronica steeds weggelaten, het gaat ons hier alleen om het principe. In alle versies is het centrale component steeds een spoel. Wanneer de stroom door een spoel wordt onderbroken, dan induceert de spoel een spanning van een dusdanige polariteit en grootte dat de stroom in eerste instantie in stand wordt gehouden. De daarvoor benodigde energie is afkomstig

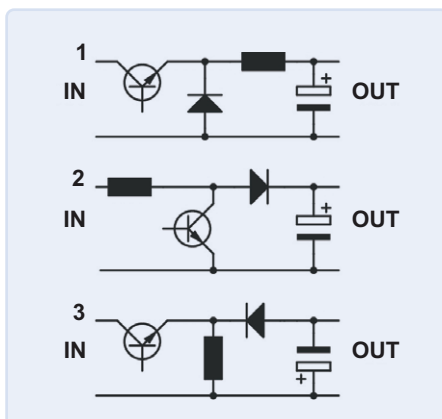
van het magnetische veld van de spoel; dit veld wordt daarbij noodzakelijkerwijs afgebouwd, zodat de stroom en de geïnduceerde spanning afnemen.

Schakeling 1 is een zogenaamde *buck-regulator*: de uitgangsspanning is lager dan de ingangsspanning. Dat zouden we natuurlijk ook met een simpele spanningsdeler of conventionele spanningsregelaar voor elkaar kunnen krijgen, maar bij een buck-regulator is de ingangsstroom kleiner dan de uitgangsstroom, zodat deze schakeling een hoger rendement heeft dan een conventionele regelaar.

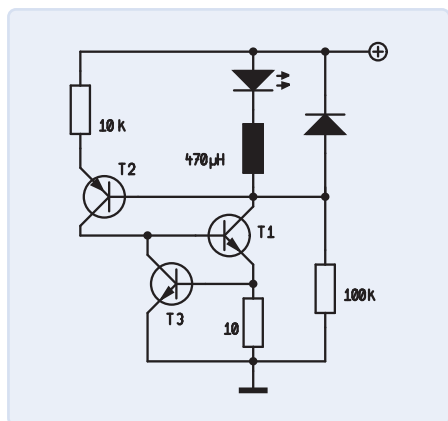
Wanneer de transistor wordt ingeschakeld, wordt in de spoel een magnetisch veld opgebouwd, los van het feit dat ook de verbruiker (belasting) aan de uitgang van stroom wordt voorzien. Zodra de uitgangsspanning de gewenste waarde heeft bereikt, wordt de transistor uitgeschakeld. De zelf-inductie tracht dan de stroom in stand te houden, via de gesloten stroomkring die wordt gevormd door de spoel, de verbruiker aan de uitgang en de diode. Zodra de spanning onder de onderste drempelwaarde komt, wordt de transistor weer ingeschakeld.

Schakeling 2 is een zogeheten *boost-regulator*: de uitgangsspanning is hoger dan de ingangsspanning. In eerste instantie is de transistor ingeschakeld en loopt er een stroom door de spoel: de spanning 'achter' de spoel is lager dan de uitgangsspanning en de diode spert.

Nu wordt de transistor uitgeschakeld. De energie van het magnetische veld wordt gebruikt om de stroom in stand te houden; er wordt zodoende een spanning geïnduceerd die bovenop de ingangsspanning komt en via de diode de elco oplaadt tot een spanning die hoger is dan de ingangsspanning.



Figuur 1. DC/DC-converters.



Figuur 2. Buck-regulator voor een LED.

Vervolgens kan de transistor weer worden ingeschakeld om een nieuw magnetisch veld in de spoel te doen ontstaan; de uitgangsstroom van de schakeling wordt dan weer door de buffercondensator geleverd.

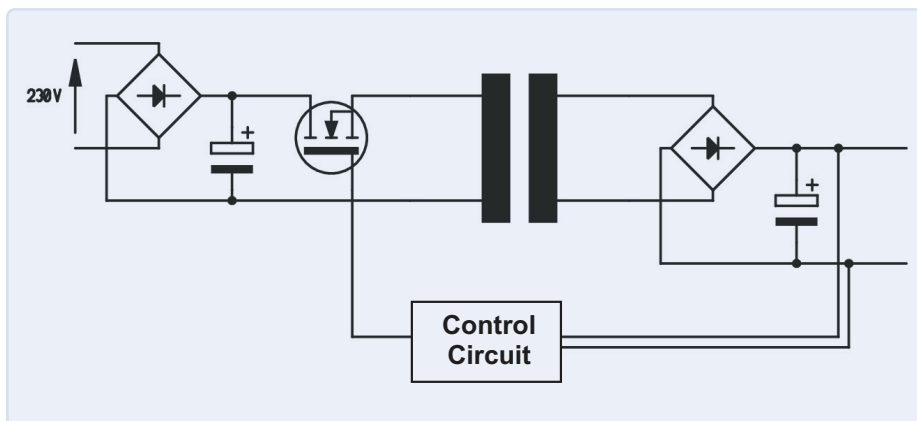
Schakeling 3 tenslotte is een *flyback-regulator*: deze maakt van een positieve ingangsspanning een negatieve uitgangsspanning (met een gemeenschappelijk aardpotentiaal). De transistor is in eerste instantie weer in geleiding en in de spoel wordt een magnetisch veld opgebouwd. De condensator is verantwoordelijk voor de uitgangsstroom. Als de transistor wordt uitgeschakeld, dan induceert de spoel een spanning in de aanvankelijke stroomrichting, zodat de condensator via de diode tot een negatieve spanning wordt opgeladen.

Buck-regulator voor een LED

Normaliter wordt een LED via een serie-weerstand of een constante-stroombron (bijvoorbeeld met een FET) van stroom voorzien. Daarbij valt over de stroombe-grenzende componenten doorgaans veel spanning, zodat dergelijke schakelingen slechts op een matig rendement kunnen bogen.

Figuur 2 toont hoe we hier een buck-regulator kunnen gebruiken. T1 is de schakelende transistor, terwijl de buffercondensator hier kan vervallen, omdat een LED geen afgevlakte gelijkspanning nodig heeft.

Zodra de schakeling wordt ingeschakeld, zorgt T2 ervoor dat T1 basisspanning krijgt; deze laatste transistor is dus aanvankelijk in geleiding, waarbij de stroom (zoals gebruikelijk is voor een inductie) steeds groter wordt. Deze stroom loopt ook door de weerstand van 10 Ω; zodra de stroom een waarde van ongeveer 70 mA heeft bereikt, is de spanning over die weerstand hoog genoeg om T3 door te schakelen, waardoor T1 gaat sperren.



Figuur 3. Schakelende voeding.

Nu wordt er een spanning in de spoel opgewekt, zodat er op de collector van T1 een spanning staat die hoger is dan de voedingsspanning door de voorwaartse spanning van de diode. Deze spanning zorgt ervoor dat T2 spert en dat T1 ook zonder de spanningsval over de 10-Ω-weerstand gesperd blijft. Deze situatie blijft zo lang gehandhaafd als de spoel stroom levert. De spanning op de collector van T1 daalt daarbij geleidelijk weer tot beneden de voedingspanning. Dan gaat T2 weer geleiden en dus ook T1, waardoor er weer een stroom gaat lopen.

De schakeling functioneert in de hier gegeven dimensionering vanaf een voedingsspanning van ongeveer 5,5 V. De ingangsstroom is kleiner dan de stroom door de LED en neemt af bij verhoging van de voedingsspanning.

Schakelende voedingen

Conventionele netvoedingen 'draaien' op de lichtnetfrequentie van 50 Hz. Die lage frequentie maakt een grote en dus zware en dure nettransformator noodzakelijk, alsmede dikke bufferelco's. Daarnaast vormt een sterk schommelende netspanning bij dergelijke voedingen een probleem.

Al deze problemen kunnen worden omzeild door gebruik te maken van een zogeheten schakelende voeding.

Figuur 3 toont het prinsipschema van een primair schakelende voeding. De lichtnetwisselspanning van 230 V wordt eerst gelijkgericht en afgevlakt. De gebruikte afvlakelco kan relatief bescheiden worden gedimensioneerd, omdat sterk schommelende ingangsspanningen toch door de stuu-elektronica worden weggeregeld.

Met behulp van een elektronische schakelaar wordt deze gelijkspanning met hoge frequentie in stukjes gehakt. Gebruikelijk zijn frequenties in de orde van grootte van 50 kHz. Hoe hoger deze frequentie is, des

te kleiner en lichter de transformator kan worden uitgevoerd.

Achter de trafo zien we opnieuw een gelijkrichter plus afvlakelco. Ook deze tweede elco kan vanwege de hogere frequentie aanzienlijk bescheidener worden gedimensioneerd dan bij een conventionele voeding, wanneer de frequentie een factor 1000 hoger is dan de lichtnetfrequentie, kan de condensator een factor 1000 kleiner worden gemaakt, en dat zorgt voor een aanmerkelijke besparing in gewicht en kosten.

Een portie relatief gecompliceerde stuu-elektronica (waarvan de details, hier althans, niet belangrijk zijn) compenseert netspanningsvariaties en variaties van de belasting. De galvanische scheiding tussen het primaire en het secundaire deel van de schakeling geldt natuurlijk ook voor de stuu-elektronica, waarvoor een signaaltrafo of een optocoupler gebruikt kan worden.

Een niet onbelangrijk voordeel van schakelende voedingen is tenslotte dat ze zo kunnen worden geconstrueerd dat ze zonder omschakelen ook op 110 V werken. ◀

250705-03

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.

De artikelreeks "Alle begin..." is gebaseerd op het boek "Basiscursus elektronica" van Michael Ebner, dat bij Elektor is verschenen.



Gerelateerd product

➤ Michael Ebner, Basiscursus elektronica (e-boek, Elektor) www.elektor.nl/18232

Piekstroombelasting SMD-ferrieten

Beter bestand tegen stroompieken

Markus Holzbrecher en Mohamed Koobar
(Würth Elektronik)

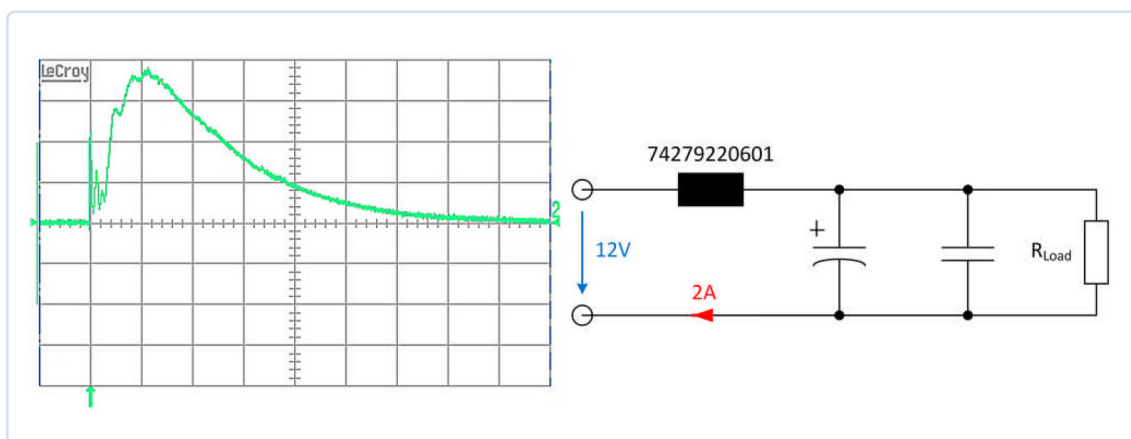
Door hun meerlaagse structuur zijn chip bead-ferrieten gevoelig voor stroompieken, die vaak optreden bij het inschakelen van voedingen of elektromotoren. Een geoptimaliseerd lagenontwerp maakt ze echter beter bestand tegen kortstondige hoge stroomstoten.

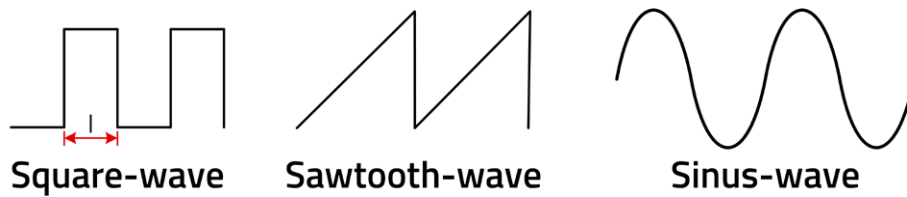
Een chip bead-ferriet is een spoel die wordt vervaardigd via een zeefdrukproces en worden doorgaans gebruikt voor EMC-filtering. Het onderdeel bestaat uit een nikkel-zink-ferriet en heeft een interne zilvergeleiderlaag van enkele micrometers dik. Door deze structuur is de klassieke SMD-ferriet gevoelig voor stroompieken boven de maximaal toegestane stroom. Deze kunnen leiden tot schade of directe vernietiging van het onderdeel. Daarom geldt voor SMD-ferrieten in het algemeen dat de maximale stroom in het datasheet ook de grootste toelaatbare stroomamplitude bepaalt voor kortstondige belasting.

Met de WE-MPSB-serie zijn echter meerlaagse ferrieten beschikbaar waarvan de datasheets een aparte beoordeling voor piekstroom bevatten. Würth Elektronik heeft een geoptimaliseerd lagenontwerp ontwikkeld met als doel hoge stromen, een tot 75% lagere DC-weerstand R_{DC} en een zo hoog mogelijke impedantie over het volledige frequentiespectrum.

Figuur 1 toont een typische toepassing: de meerlaagse ferriet aan de ingang van de schakeling wordt gebruikt als inline-filter. Op het moment van inschakelen vloeit er, door de lage ESR van de condensator, kort een zeer hoge puls. Dit belast de SMD-ferriet tijdelijk met een veelvoud van de maximaal gespecificeerde stroom.

Figuur 1.
Typische toepassing
met piekstroom bij
inschakelen (5 A/DIV |
100 μ s/DIV).





*Figuur 2.
Mogelijke puls-vormen
bij inschakelmoment.
De blokpuls zorgt voor
de zwaarste belasting en
wordt daarom gebruikt in
de test.*

In dit voorbeeld heeft de geoptimaliseerde meerlaagse ferriet, door Würth Elektronik aangeduid als een “multilayer power suppression bead” of MPSB [1], een impedantie van 600 Ω met een maximaal toegestane nominale stroom van 2,1 A. De enkele stroompiek in deze schakeling bereikt ongeveer 19 A en duurt 0,8 ms voordat deze afneemt tot de nominale stroom van de schakeling.

Voor SMD-ferrieten bepaalt de maximale nominale stroom in het algemeen ook de maximale stroomamplitude bij kortstondige belasting. In de WE-MPSB-serie zijn meerlaagse ferrieten beschikbaar die rekening houden met pulsbelasting en piekstroom in het datasheet.

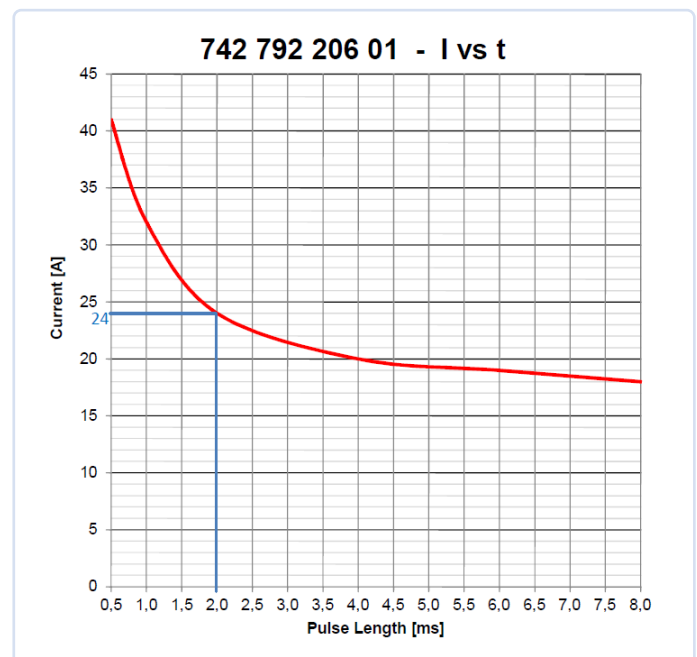
Testprocedure voor pulsbelasting

Stroompieken treden vaak op bij het inschakelen van verschillende schakelende voedingen en elektromotoren. Bekende toepassingen met terugkerende pulsen zijn bijvoorbeeld intermitterende ruitenswissersmotoren in voertuigen of lampvoorschakelapparaten, die bij inschakelen een hoge piekstroom kunnen genereren. Vooral de ingangscapacitor van een schakelende regelaar veroorzaakt vaak een hoge piekstroom die het EMC-filter moet kunnen doorstaan. Puls betekent hier een kortdurende stroompiek korter dan 8 ms, totdat de DC-stroom van de schakeling volledig is afgenomen.

Bij het zoeken naar een uniforme standaard voor het meten van pulsbestendigheid van SMD-ferrieten werd de geschikte aanpak gevonden in de smeltintegraaldefinitie voor zekeringen. Om de I^2t -waarde van zekeringen te bepalen, wordt volgens de testprocedure een puls van 8 ms aangelegd, lang genoeg om de zekering op te warmen. Als de zekering houdt, wordt de stroom verder verhoogd totdat deze tot vernietiging leidt. Er is 10 s pauze nodig tussen de pulsen, zodat het onderdeel kan afkoelen. Würth Elektronik heeft op basis van deze zekeringnorm een testroutine ontwikkeld voor de meerlaagse ferriet. De rechthoekige puls getoond in **figuur 2** werd gekozen voor alle tests, omdat deze de component het zwaarst belast qua energie-inhoud, ook al komt hij in de praktijk zelden voor bij inschakelen.

Empirisch bepaalde pulssterkte

In tegenstelling tot bij zekeringen is het voor meerlaagse SMD-ferrieten niet mogelijk een algemene formule op te stellen waarmee piekstromen bij verschillende pulslengtes kunnen worden afgeleid uit de smelt-integraal. De datasheetwaarden zijn empirisch bepaald uit langdurige testseries met diverse parameters.



Figuur 3. Gespecificeerde piekstroomcapaciteit volgens het datasheet.

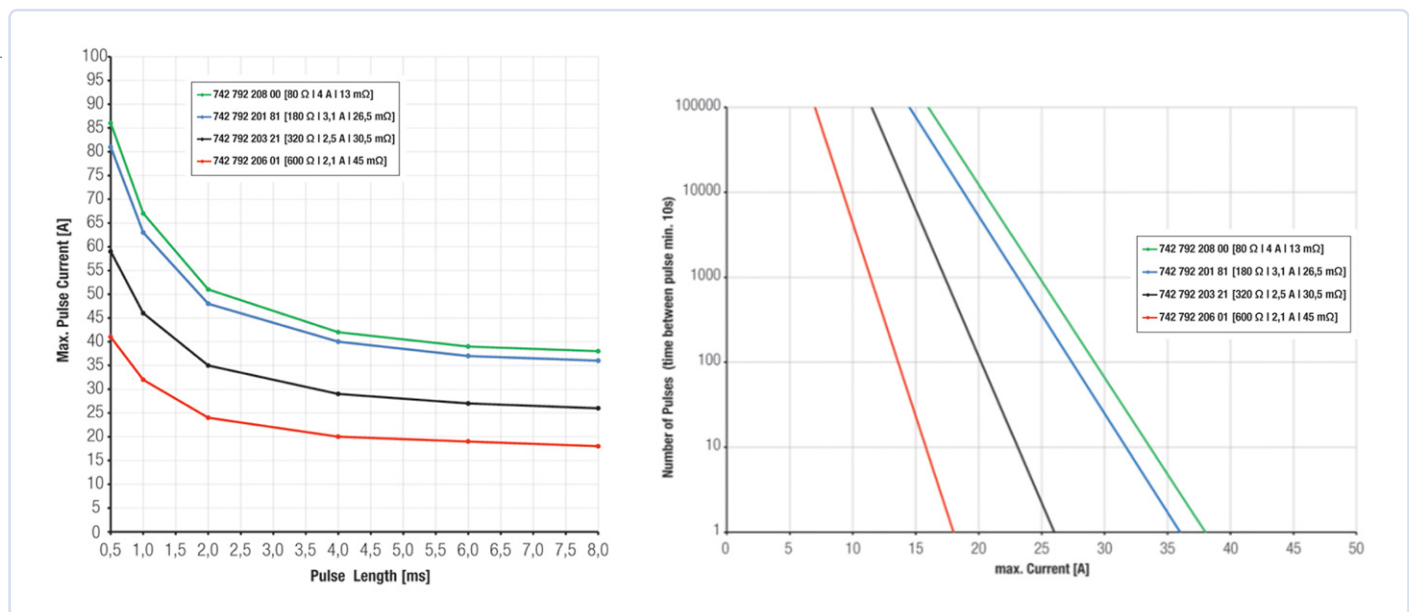
Om de onbruikbaarheid van de smelt-integraal voor meerlaagse ferrieten te illustreren, nemen we artikel WE-MPSB 742 792 206 01 ($Z = 600 \Omega$, $I_R = 2,1 \text{ A}$, $R_{DC,typ} = 43 \text{ m}\Omega$), met een maximale piekstroom van 18 A bij een pulslengte van 8 ms. Dit geeft een I^2t -waarde van 2,592 A² ms (18 A @ 8 ms [5 s pauze, 24 °C] $I^2t = 2,592 \text{ A}^2\text{s}$).

Als je de stroom berekent bij een pulslengte van 2 ms op basis van de I^2t -waarde bij 8 ms, krijg je het volgende resultaat:

$$I[A] @n[ms] = \left(\sqrt{\frac{I^2[A] * 8[ms]}{n[ms]}} \right)$$

$$I[A] @2[ms] = \left(\sqrt{\frac{2,592}{2[ms]}} \right)$$

$$I[A] @2[ms] = 36 \text{ A}$$



Figuur 4. Weergave van de stroom als functie van pulslengte en aantal pulsen bij 8 ms.

Maar de datasheetwaarde (**figuur 3**) geeft een maximum van 24 A bij 2 ms. De berekende I^2t -waarde wijkt dus sterk af van de gemeten waarden. Daardoor is de smelt-integraalberekening I^2t niet toepasbaar op een meerlaagse ferriet.

SMD-ferrieten zijn door hun meerlaagse structuur in het algemeen niet geschikt voor hoge pulsstromen. Würth heeft een geoptimaliseerd lagenontwerp ontwikkeld dat hoge stromen aankant, tot 75% lagere R_{DC} en de hoogst mogelijke impedantie over het hele frequentiespectrum. Afhankelijk van impedantie en stroomamplitude wordt voor elk component het optimale ontwerp gekozen. Met vier geselecteerde MPSB-componenten kan de pulssterkte nader worden onderzocht. De stroom-/pulslengte-curve links in **figuur 4** toont de maximaal toegestane piekstroom voor de geteste pulsduren, variërend van 0,5 ms tot 8 ms.

De maximaal toegestane pulsstroom (figuur 4 rechts) voor herhaalde pulsen staat in de tweede curve van de datasheets. Deze curve geeft de limietwaarde voor de maximale piekstroom bij herhaalde pulsen. Een maximale pulslengte van 8 ms werd gekozen om de curve te bepalen.

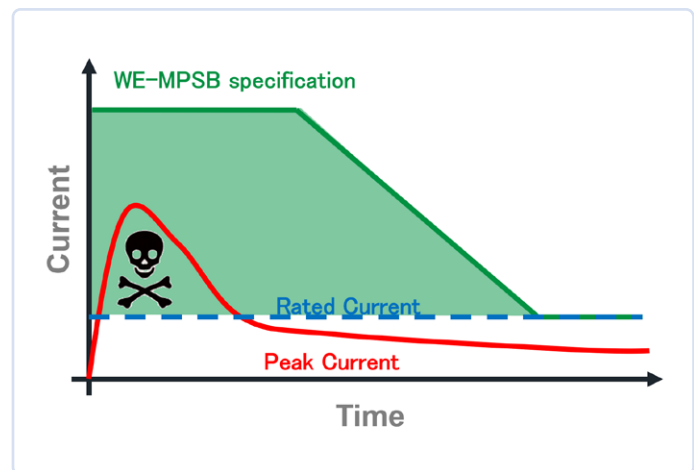
Factoren die pulsbelasting beïnvloeden

De belangrijkste factoren die de pulsbelasting van SMD-ferrieten beïnvloeden, zijn:

- De pulslengte t , getest van 0,5 ms tot 8 ms. Hoe langer de puls, hoe lager de maximale pulsbestendigheid.
- Het aantal pulsen, getest van 10 tot 100.000 pulsen (figuur 4 rechts). Meer pulsen betekent een lagere toegestane pulsbelasting.
- Temperatuur: bij stijgende temperatuur neemt R_{DC} toe, wat de maximale pulsbelasting verder verlaagt.

Deze onderling afhankelijke factoren worden mede bepaald door de pauzetijd tussen afzonderlijke pulsen. Om het systeem bij kortere pauze te analyseren, moeten temperatuur $[T]$, pulsaantal $[n]$ en pulslengte $[t]$ worden gemeten.

Het doel van de WE-MPSB-serie is een impedantie te bereiken vergelijkbaar met die van de WE-CBF-serie.



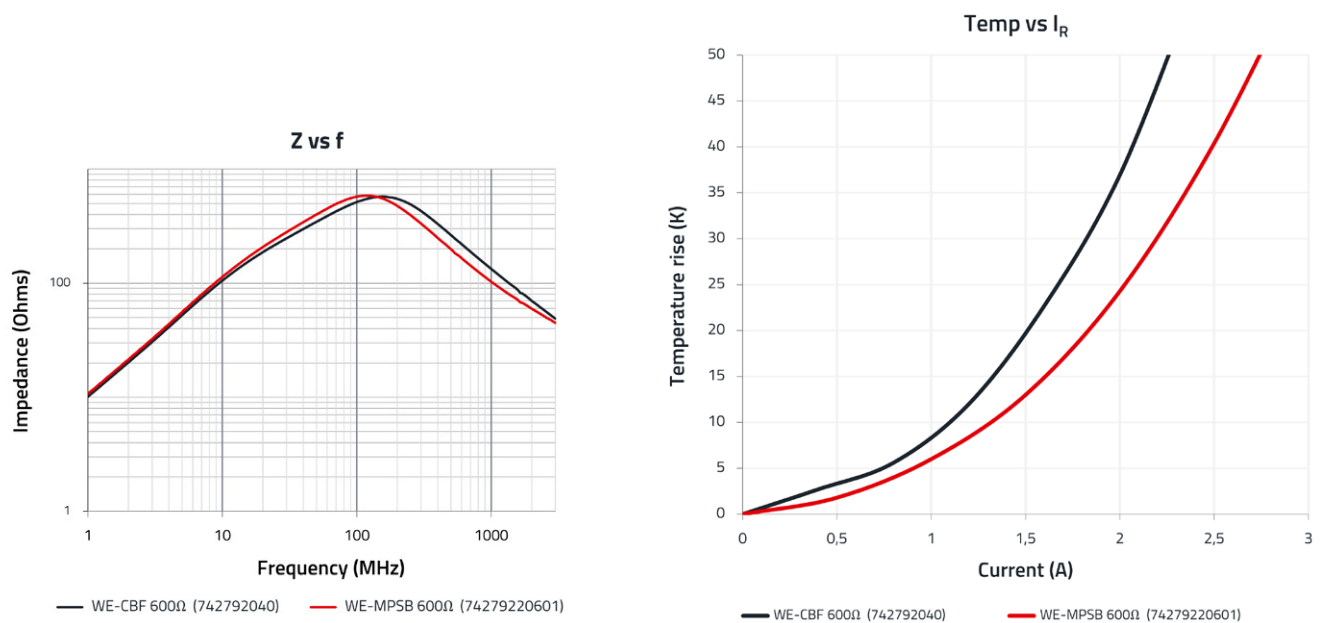
Figuur 5. De WE-MPSB-serie is ontworpen voor hogere pulsbestendigheid en doorstaat stroompieken bij inschakelen.

Terwijl de WE-CBF-componenten doorgaans worden vernietigd bij overschrijding van de nominale stroom, zijn de WE-MPSB-componenten ontworpen om hogere pulsstromen te weerstaan (**figuur 5**).

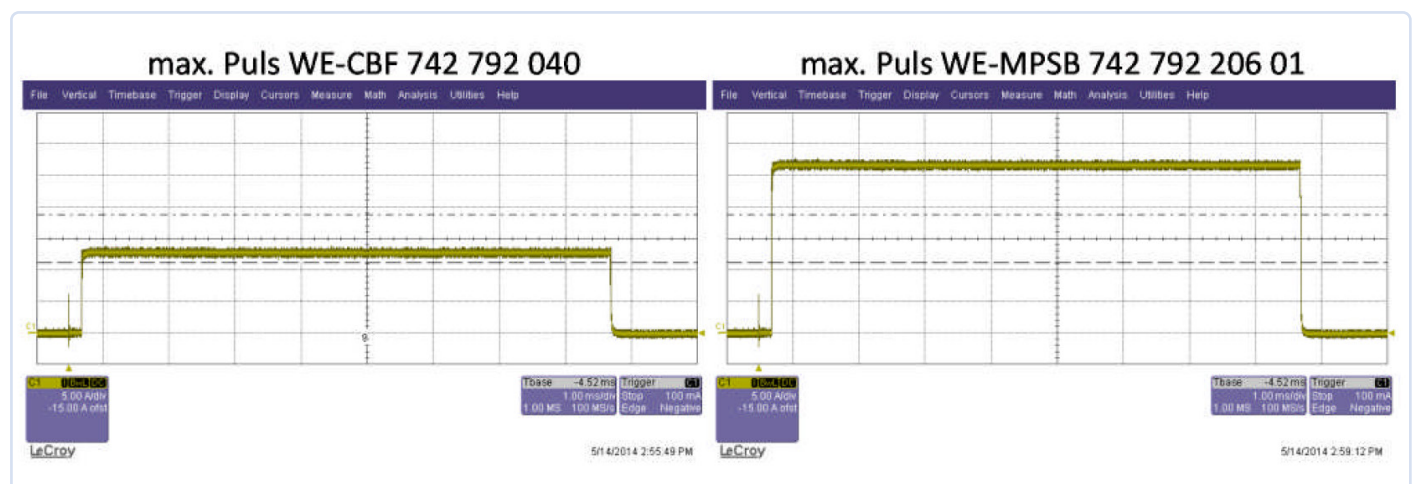
Met als voorbeeld de 600 Ω types in maat 0805, zoals getoond in **figuur 6**, heeft de WE-MPSB-serie een hogere nominale stroom dankzij lagere weerstand.

De WE-MPSB-serie heeft een aanzienlijk hogere pulsbestendigheid dan een vergelijkbaar onderdeel uit de WE-CBF-serie. **figuur 7** toont links de maximale puls van de WE-CBF 600- Ω -versie en rechts die van de vergelijkbare WE-MPSB 600- Ω versie.

De WE-MPSB-serie werd ontwikkeld voor schakelingen die meerlaagse ferrieten kortstondig belasten met piekstroom boven de nominale waarde. In vergelijking met bestaande meerlaagse structuren is de laagopbouw geoptimaliseerd voor hogere stroomcapaciteit door lagere weerstand. Hierdoor is de WE-MPSB-serie bijzonder geschikt voor schakelingen met pulsstromen.



Figuur 6. Vergelijking van impedantie en nominale stroomcapaciteit van het WE-CBF- en WE-MPSB 600-Ω-type.



Figuur 7. Vergelijking van pulsbestendigheid van de WE-CBF- en WE-MPSB-series.



Figuur 8. De WE-MPSB-familie omvat componenten in maten 0603 tot 3312.

Breed assortiment componenten

De WE-MPSB-familie omvat componenten met een impedantie Z (bij 100 MHz) van $8\ \Omega$ tot $600\ \Omega$ in maten 0603 tot 3312 (**figuur 8**). De toegestane piekinstroom I_R ligt tussen 2,1 A en 10,5 A, afhankelijk van het onderdeel. De DC-weerstand R_{DC} varieert tussen $1,0\ m\Omega$ en $80\ m\Omega$. Het opgegeven frequentiebereik loopt van

1 GHz tot 3 GHz. Momenteel wordt kwalificatie uitgevoerd voor uitbreiding tot 8 GHz.

Voor stromen boven 5 A speelt de printplaat-layout een steeds belangrijkere rol voor de stroomcapaciteit van de sporen. Würth Elektronik werkt daarom aan ontwerptips hiervoor. 

250933-03



Over Markus Holzbrecher

Markus Holzbrecher is afgestudeerd in elektrotechniek aan de Hochschule Leipzig. Sinds 2011 is hij verantwoordelijk ontwikkelaar / productmanager voor EMC-ferieten voor printplaatmontage bij Würth Elektronik eiSos.



Over Mohamed Koobar

Mohamed Koobar behaalde zijn bachelordiploma elektrotechniek en informatietechnologie aan het Karlsruher Institut für Technologie (KIT). Van 2017 tot 2023 werkte hij als kwaliteitsmanager in key account management bij Würth Elektronik eiSos. Sinds 2023 is hij verantwoordelijk ontwikkelaar / productmanager voor EMC-ferieten bij Würth Elektronik eiSos.

WEBLINKS

[1] SMD-Ferrite WE-MPSB (EMI Multilayer Power Suppression Bead) from Würth Elektronik:

<https://www.we-online.com/en/components/products/WE-MPSB>

[2] Markus Holzbrecher, "The world's first peak current load SMD ferrite," AppNote ANP028 from Würth Elektronik:

<https://www.we-online.com/ANP028>

Word lid van onze Community



www.elektormagazine.nl/community

elektor
MEDIA & LEARNING



Elektor Live! Expert Day 2025

Door het Elektor-team

Elektor zou al decennialang niet zo succesvol zijn zonder de bijdragen van talloze experts. In de loop der jaren hebben experts hun kennis gedeeld via artikelen, video's, boeken, kits en online cursussen. In november 2025 organiseerde Elektor een "Expert Day" in Würzburg, Duitsland. Ongeveer 60 deelnemers uit meerdere landen waren aanwezig. De dag omvatte een keynote speech, diverse presentaties, een Lab Talk-livestream en volop mogelijkheden om te netwerken!



wat de technologie inhoudt, hoe deze nu al behuizingen, wearables, energie en oppervlakedesign verandert, en het belangrijkste, de groei- en carrièremogelijkheden die deze technologie creëert.

In een presentatie met de titel "State of Marketing" besprak Udo Bormann (Marketing Manager, Elektor) hoe vertrouwen, verificatie en technische transparantie het beslissingsproces van technici in 2025 bepalen. Europese technici blijven sites van leveranciers, vakbladen, GitHub-repositories en netwerken van collega's gebruiken. Ook werd het voorzichtige gebruik van AI-tools zoals ChatGPT en Gemini in de regio besproken. Een belangrijk hoogtepunt van de sessie was de opkomst van video: op sociale media en bij technische research laten platforms zoals YouTube nu de hoogste acceptatie en gebruik door technici zien. De toenemende vraag naar geloofwaardige, praktische

Elektor behandelt een breed scala aan elektronica, van analoog tot digitaal, van HF tot audio, meetelektronica, embedded systems en AI. Ons bedrijf en tijdschrift zouden niet al decennialang succesvol zijn zonder de bijdragen en ideeën van talloze experts van over de hele wereld, die tutorials

en projecten publiceren in artikelen, boeken, Alts, video's en online cursussen. Om alle manieren waarop onze experts kunnen bijdragen (en geld verdienen) te laten zien en netwerken te vergemakkelijken, wat altijd het meest waardevol is als mensen elkaar persoonlijk ontmoeten, organiseerde Elektor in november 2025 een "Expert Day" in Würzburg (Duitsland). Meer dan 60 mensen uit verschillende landen en zelfs andere continenten namen deel. Onder hen waren vaste Elektor-auteurs, productontwikkelaars en videomakers, naast veel nieuwe gezichten die graag in contact wilden komen met ons bedrijf.

Toespraken en presentaties

De eigenaar van Elektor, Don Akkermans, Alexander Neumann (Director, Learning and Events) en Ferdinand te Walvaart (Product Director) heetten de aanwezige experts van harte welkom en gaven een overzicht van de huidige en toekomstige richting van Elektor. Daarna gaf keynote-spreker Wolfgang Mildner (MSWtech) een modern perspectief op geprinte flexibele elektronica:



Eigenaar Don Akkermans heette het publiek welkom.



videodemonstraties laat zien dat visuele presentatie de favoriete format wordt om producten en technologieën te begrijpen. In de sessie "AI op de Werkvloer" liet Beatriz Sousa (Business Technology Lead, Elektor) zien hoe AI de reikwijdte van vakkennis enorm kan vergroten. De kernboodschap was duidelijk: AI is er niet om technici, auteurs of makers te vervangen, maar om hen te versterken. Vandaag de dag produceren Elektor-experts waardevolle artikelen, tutorials en projectbeschrijvingen, maar veel daarvan blijft in één formaat en meestal in één taal. In de presentatie werd een "digital twin"-aanpak geïntroduceerd: Een expert legt informatie eenmalig vast, en kunstmatige intelligentie ondersteunt bij het omzetten van diezelfde kennis in een breder content-ecosysteem.



Niall Cooling besprak de huidige stand van de MCU-industrie.

Vanuit één goed artikel kan AI snel belangrijke inzichten halen en korte avatar-video's, podcast-audio, social media-posts, visuele merkcontent en gelokaliseerde versies voor meerdere talen genereren.

Technische presentaties en ronde tafel gesprekken

In de middag doken we dieper in de praktische elektronica. Enkele sessies: Dr. James Solderitsch, professor aan Villanova University (VS), demonstreerde een praktische manier waarop AI kan helpen bij het bouwen van elektronica-projecten (bijvoorbeeld dronebesturing met een ESP32). En er was een zeer interessant en levendig rondetafelgesprek over ontwikkeling van elektronica met AI in het algemeen. Hoe kunnen ChatGPT en andere tools helpen bij programmeren? Welke problemen kunnen ontstaan, bijvoorbeeld bugs in algoritmes of schending van patenten?

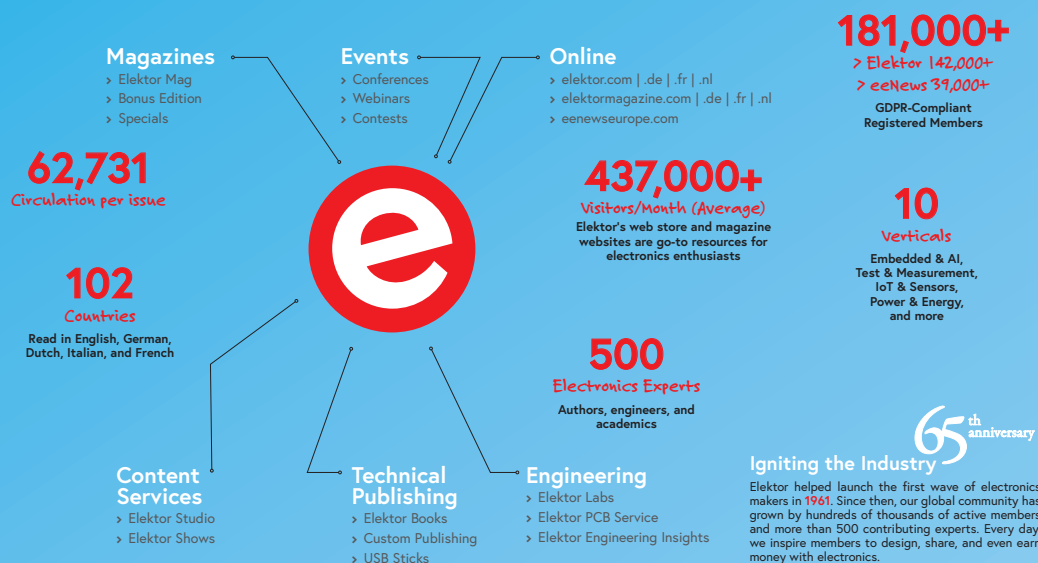
Bovendien sprak Niall Cooling, oprichter van een trainingsbedrijf voor embedded systems, met Elektor-redacteur Brian Tristram Williams over de huidige stand van de microcontroller-industrie. De sessie trok een betrokken publiek en hij gaf een scherp, eerlijk beeld van hoe embedded development zich richting 2026 ontwikkelt. Gesproken werd over de overstap naar veiligere programmeertalen, veranderingen in het RTOS-landschap en de invloed van edge-AI.

In een ander rondetafelgesprek bespraken Elektor-technici Roberto Armani en Glauceline Viera de do's en don'ts bij het insturen van tekst en afbeeldingen voor magazine-artikelen en boeken. Experts in het publiek leerden dat duidelijke, hoogwaardige beelden en goed gestructureerde, originele teksten essentieel zijn voor een succesvolle inzending.

C. J. Abate (Director of Content & Engineering, Elektor) volgde Roberto en Glauceline op met een gerichte presentatie over hoe experts geld kunnen verdienen met Elektor. Na de verschillende manieren te hebben toegevoegd (zoals artikelen, boeken, video's, shows, hardwareproducten en cursussen) waarop experts met Elektor kunnen verdienen, deelde

We Are Elektor International Media

Elektor is a leading source of essential information and solutions within electronics for engineers, pro makers, students, and the companies seeking to engage them. Our broad palette of marketing and branding solutions helps electronics brands to generate valuable attention and leads, and to drive sales quickly, effectively and affordably.



Elektor-experts brengen hun artikelen, boeken, cursussen en producten naar een grote internationale community.

hij details over de omvang van de wereldwijde Elektor-community: 181.000+ geregistreerde leden, een Elektor-tijdschriftoplage van meer dan 62.000 per editie, 183.000+ YouTube-abonnees en 437.000+ website-bezoekers per maand. Zoals C. J. uitlegde, is de grote Elektor-community altijd op zoek naar nieuwe content van het wereldwijde netwerk van experts!

Netwerken

De avond stond in het teken van netwerken: experts konden contact leggen met andere geïnteresseerden uit hetzelfde vakgebied en natuurlijk met Elektor-collega's. Met muziek van Piet Jan Blauw, een Nederlandse instrumentenbouwer en elektronische muziekproducent, eindigde een geslaagde dag. De sfeer, de enorme kennis en het enthousiasme van de deelnemers maakten de keuze makkelijk: in 2026 organiseren we weer een Expert Day! ◀

250888-03



Piet Jan Blauw, instrumentenbouwer en origineel Elektor-communitylid, maakte muziek aan het einde van het evenement.

Dien uw bijdrage in en word een expert-bijdrager!

Elektor zoekt voorstellen en inzendingen voor elektronicagerelateerde content, waaronder artikelen, boeken, videocursussen, kits, projecten, webinars en evenementen, van ondernemende elektronicaliefhebbers. Of u nu een professionele technicus, professor, ambitieuze student of getalenteerde maker bent: als u kennis te delen hebt, een rendabel idee heeft en een passie hebt voor educatie, dan horen wij graag van u. We werken graag met u samen om de volgende generatie te inspireren. Bezoek: www.elektormagazine.com/submissions



Elektor Lab Talk werd live gestreamd vanaf het Expert Day-evenement.

Elektor Lab Talk: live from Expert Day in Würzburg

Wanneer zoveel experts samenkomen, is dat de perfecte voedingsbodem voor een Lab Talk. De livestream, gepresenteerd door Elektor-redacteuren Brian T. Williams en Jens Nickel, gaf iedereen wereldwijd de kans om naar onze gasten te luisteren en vragen te stellen in de chat. James Solderitsch, adjunct-professor aan Villanova University (Pennsylvania, VS), was onze eerste gast en sprak over het maken van video's voor het bekende leerplatform Udemy, zijn educatieve "ESP32 by Example"-printplaat en de nieuwe Elektor Academy Pro Box. Met Alfred Rosenkränzer, een vaste en enthousiaste Elektor-auteur, spraken we over audioprojecten, hoe ideeën ontstaan en de mogelijkheden om projecten op de markt te brengen. We spraken ook met Andreas Riedenauer, Field Applications Engineer (FAE) bij een Duitse distributeur, die een cursus ontwikkelde over de bekende AVR-controllers en artikelen schreef in het embedded-domein. Andreas vertelde hoe hij in contact kwam met Elektor en deelde interessante ultra low-power-IC's met de kijkers. De volledige Lab Talk-uitzending is (zoals altijd) on-demand beschikbaar op het Elektor TV-YouTube-kanaal:

www.youtube.com/watch?v=kUGMTNyBwW0

elektor TV
Bekijk dit project op video!



Energy Harvesting

belooft de implementatie van IoT- en IIoT-toepassingen te zullen versnellen

Hoe energy harvesting IoT loskoppelt van het stroomnet

Robert Huntley (Mouser Electronics)

Energy harvesting is een welbekende techniek die kleine IoT-apparaten (Internet of Things) en -nodes voedt door beweging, temperatuurverschillen en zelfs omgevingsradiofrequentie (RF) om te zetten in minieme hoeveelheden elektrische stroom. Dankzij nieuwe technologieën kunnen technici voorheen als onbruikbaar beschouwde energiebronnen benutten voor de volgende generatie apparaten. Dit artikel gaat dieper in op hoe de energie uit deze bronnen nieuwe IoT- en industriële IoT-toepassingen (IIoT) kan waarmaken.

De opkomst van IoT heeft ons dagelijks leven ingrijpend veranderd. De mogelijkheid om alle aspecten van een industrieel proces nauwgezet te monitoren en te regelen, luidt een nieuw tijdperk in van efficiëntie en algemene operationele effectiviteit. Ook voor onze huizen en kantoren biedt IoT voordelen, zoals de mogelijkheid om temperatuur en verlichting op afstand te regelen en zo energie te besparen. De opkomst van IoT is sterk gekoppeld aan

de groei van diverse aanverwante technologische innovaties, zoals extreem energiezuinige (ultra-low-power) microcontrollers, LPWAN-netwerken (Low-Power Wide Area Networks) en het toenemende gebruik van lokaal draaiende machinelearning-algoritmen. Voor elke IoT-sensor of actuator, ongeacht de grootte, is de beschikbaarheid van een betrouwbare en duurzame energiebron echter een absolute noodzaak.

Een IoT-apparaat voeden

Technici hebben verschillende opties om een IoT-apparaat te voeden. De eerste is netstroom, maar die is zeker niet altijd voorhanden. Bovendien kan de aanleg van een netstroomleiding voor elk apparaat, net als de aanleg van bedrade netwerkcommunicaties en dan zeker bij grootschalige implementaties, al te duur uitvallen.

Een primaire batterij is een ideaal alternatief voor netstroom. De beschikbare energiezuinige microcontrollers stellen geringe eisen aan het stroomverbruik; dan wordt een batterij een haalbare optie. Naargelang de geschatte levensduur van de batterij, zal het apparaat echter regelmatige en kostbare servicebeurten vereisen om de batterij te vervangen. Energie opslaan in een oplaadbare batterij of een supercondensator is een potentiële oplossing, maar dan nog heeft de batterij een energiebron nodig om opgeladen te blijven [1].

Over het voorbije decennium zagen we belangrijke innovaties in het verlagen van de stroomvereisten voor microcontrollers en de bijbehorende hardware. Hierdoor werd de benodigde hoeveelheid energie

zo gering dat energie-opwekkingstechnieken die ooit ontoereikend leken, nu wel haalbaar zijn.

De mogelijkheid om energie te winnen uit de omgeving bestaat al decennia, met zon en wind, zeker bij grootschalige projecten, als meest gangbare bronnen. Die en andere technieken zijn echter prima om de benodigde minimale hoeveelheden energie te winnen voor IoT-toepassingen.

Een degelijk energieopslagmedium in combinatie met het winnen van energie, een doordacht stroombeheer, een energie-efficiënt gebruik van de slaapmodus van microcontrollers en sporadisch draaiende cycli zijn uitstekende technieken om de uitrol van IoT te bespoedigen.

Technieken voor het oogsten en opslaan van energie

Veel van de technieken voor het winnen van energie zijn geschikt voor IoT-gebruiksscenario's, maar niet voor elke toepassing. Zo is zonne-energie optimaal geschikt voor omgevingen in de buitenlucht die regelmatig zonlicht genieten. Nieuwe energiewin-technologieën die werken met zwakke lichtbronnen binnen gebouwen zijn momenteel echter in ontwikkeling.

Bij elke in **Tabel 1** genoemde win-techniek moeten ontwikkelaars ook rekening houden met de fysieke beperkingen (bv. afmetingen, gewicht, IP-rating) van het IoT-eindproduct en zijn uitgangsspanning en energiewincapaciteit.

Winnen van kinetische energie

In veel landen zijn windturbines, meestal binnen grootschalige windmolenparkinstallaties, nu een vertrouwd zicht. Deze vorm van winnen van kinetische energie die rotatie-energie omzet in elektrische energie, is zeer goed schaalbaar. Kleine, compacte energiewinapparaten die wind- of waterstromen opvangen, bieden sterk uiteenlopende vermogensbereiken. Zelfs een kleine dynamo-oogstmachine kan meer dan voldoende energie opwekken voor de meeste praktische IoT-toepassingen [3]. De afmetingen van het eindapparaat en veiligheidsoverwegingen om en nabij bewegende onderdelen kunnen hun inzetbaarheid evenwel beperken. Los daarvan kunnen ontwerpers in sommige toepassingen ervoor kiezen om alle elektronica van de installatie binnen het energiewinapparaat te monteren.

Energie winnen uit trillingen en bewegingen

Het winnen van trillings- en bewegingsenergie wordt steeds populairder. De mogelijkheid om relatief geringe hoeveelheden energie te oogsten en op te slaan is geschikt voor een brede waaier aan IoT-toepassingen. Trillingen kunnen voortkomen uit de normale werking van een motor, terwijl bewegingsenergie kan worden gewonnen met een sensor die de energie omzet van voetgangers of voertuigen die een brug oversteken.

Voorbeelden van technieken voor het winnen van trillingsenergie zijn onder meer:

- piëzo-elektrische elementen, die energie opwekken uit mechanische spanning;
- elektrostatistische elementen, die kleine hoeveelheden energie produceren uit capacitieve inductie; en
- elektromagnetische inductie, die elektriciteit opwekt via de beweging van een spoel doorheen een magnetisch veld.

Elke techniek heeft zijn verdiensten, en het gebruiksscenario en de energievereisten zullen bepalend zijn voor de optimale techniek. Zo kan de klikbeweging van batterijloze schakelaars met een piëzo-elektrische techniek voldoende energie opwekken om een draadloos sensorknooppunt te voeden om een proces te regelen. In een industriële context kan met het winnen van trillingsenergie bijvoorbeeld een IoT-sensor worden gevoed die de conditie van een motor bewaakt.

Zonne-energie

Zonne-energie is de klassieke techniek om energie te winnen die recentelijk nog populairder werd dankzij nieuwe apparaten die energie van het binnenlicht winnen. Fabrikanten van apparaten voor het winnen van zonne-energie hebben creatieve en flexibele technieken bedacht door af te stappen van de traditioneel rechthoekige, op silicium gebaseerde fotonvoltaïsche (PV) paneelvormen en hun ontwerpen in te passen rondom de behuizing van de klant [4]. Nieuwe fotonvoltaïsche technologieën zoals perovskiet beloven zelfs bij weinig licht, zoals in kantoren of industriële gebouwen, het energierendement te verhogen.

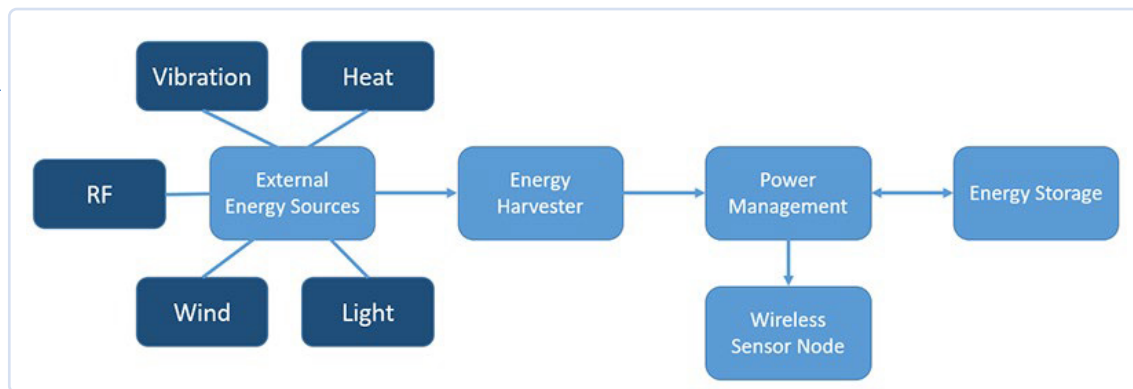
Thermo-elektrisch

Bij het oogsten van thermo-elektrische energie wordt (via het zogenaamde Seebeck-effect) elektriciteit opgewekt uit het temperatuurverschil tussen twee halfgeleidermaterialen. Een grote verscheidenheid aan thermo-elektrische-generatormodules (TEG) is nu al commercieel verkrijgbaar. TEG's zijn ideaal op locaties waar een bron van restwarmte regelmatig beschikbaar is. In de praktijk blijven deze vaak beperkt tot industriële processen.

Tabel 1. Beschikbare stroom uit het oogsten van energie [2].

Bron	Elektriciteitsbron	Geoogste stroom
Licht		
Binnen	0,1mW/cm ²	10μW/cm ²
Buiten	100mW/cm ²	10mW/cm ²
Trilling/beweging		
Mens	0,5m bij 1Hz	
	1m/s ² bij 50Hz	4μW/cm ²
Machine	1m bij 5Hz	
	10m/s ² bij 1kHz	100μW/cm ²
Warmte		
Mens	20mW/cm ²	30μW/cm ²
Machine	100mW/cm ²	1-10mW/cm ²
RF		
GSM BSS	0,3μW/cm ²	0,1μW/cm ²

Figuur 1. Het diagram op systeemniveau laat zien hoe de levensduur van een draadloos sensorknooppunt (WSN - Wireless Sensor Node) kan worden verlengd door energie te winnen.



Maar bij een voldoende groot temperatuurverschil en met een module van het juiste formaat, bieden ze echter een enorme flexibiliteit.

Winnen van RF-omgevingsenergie

Naarmate de IoT-apparaten minder energie verbruiken, worden ook andere technologieën voor het winnen van energie haalbare opties. Het idee om RF-energie te winnen is nog vrij nieuw, maar belooft een populaire techniek te zullen worden. Bij deze techniek wordt energie gewonnen uit een gerichte bundel van een RF-signaal. Sommige toepassingen, zoals de slimme prijsetiketten aan de rekken in supermarkten, winnen nu al RF-energie.

Bij het winnen van RF-energie uit de omgeving wordt energie met een vaste draadloze zender en antenne naar ontvangende apparaten gestuurd. Energie winnen uit de talloze RF-bronnen in onze omgeving biedt uitgebreide mogelijkheden. Het RF-spectrum rond een kantoor of woning wemelt van de radiocommunicatie uit Wi-Fi, mobiele telefoons en Bluetooth-technologieën tot industriële modules die ISM-bandbreedtes gebruiken. De moeilijkheid voor ontwerpers van IoT-apparaten die inzetbaar zijn op zeer uiteenlopende locaties, bestaat er dan wellicht in toereikende en betrouwbare hoeveelheden RF-energie te vinden voor een ononderbroken werking.

Overwegingen op het niveau van het systeem

Door zijn energie te winnen uit beschikbare bronnen wordt elk IoT-apparaat flexibeler en veelzijdiger inzetbaar. Ontwikkelaars moeten echter de werkelijk beschikbare energie voor ogen houden. Hoe lang kan het IoT-apparaat blijven functioneren als de gewonnen energie onder bepaalde drempels zakt op, zeg maar, een bewolkte dag in een zonne-energiepark?

Een duidelijk profiel opstellen van het energieverbruik is cruciaal voor elk ingebouwd systeem dat op batterijen werkt. De operationele bedrijfscyclus van het apparaat moet daarbij zorgvuldig worden afgestemd op de beschikbare energie via een doordacht gebruik van slaapmodi en een gefaseerde uitvoering van energie-intensieve taken. Doorgaans bieden IC's in energieoogstapparaten energiebeheerfuncties die optimaal afgestemd zijn op de technologie van het energieoogstapparaat (Figuur 1).

Al naargelang het gebruiksscenario en de energievereisten kan het winnen van energie uit meerdere bronnen redundantie opleveren. Sommige energy harvesting IC's in apparaten kunnen energie halen uit verschillende bronnen en modules, terwijl andere IC's met elk type vorm van energiewinning overweg kunnen. Dit biedt ontwerpers meer flexibiliteit bij het ontwerpen van een productlijn.

Energie winnen versnelt IoT-implementaties

Het IoT en het IIoT steunen op een massa sensoren en actuatoren om alles van kantoorverlichting tot industriële productielijnen te monitoren en aan te sturen. Een IoT-apparaat voeden met gewonnen energie kan de kopzorgen die doorgaans verbonden zijn aan de installatie van apparaten op locaties waar netstroom ontbreekt of de aanleg ervan al te kostbaar is, aanzienlijk verlichten. De techniek biedt ook meer flexibiliteit bij het plaatsen van apparaten in afgelegen of moeilijk bereikbare gebieden, zoals bij het monitoren van de bodemvochtigheid over een groot areaal of bij het gebruik van bezettingssensoren in vertrekkers op een universiteitscampus.

Dankzij efficiëntieverbeteringen in microcontrollers en draadloze technologieën kunnen zelfs minieme hoeveelheden gewonnen energie uit licht, trillingen, temperatuur of RF volstaan om een IoT-apparaat betrouwbaar te laten functioneren. Naarmate technologieën en materialen voor het winnen van energie, zoals op zwak licht werkende zonnepanelen, piëzo-elektrische elementen en RF-energiëwinning verder worden ontwikkeld, krijgen technici krachtige tools in handen om batterijen langer te laten meegaan of zelfs overbodig te maken. ◀

250889-03

WEBLINKS

- [1] J. Shandle, "Supercapacitors Find Applications in Hybrid Vehicles, Smartphones, and Energy Harvesting," Mouser: <https://resources.mouser.com/energy-harvesting/supercapacitors-find-applications-in-hybrid-vehicles-smartphones-and-energy-harvesting>
- [2] A Pop-Vadean et al., "Applications of energy harvesting for ultralow power technology," 2015 IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng., 2015, IOPscience: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/85/1/012024>
- [3] M. Kanimozhi et al., "Synergistic Energy Harvesting Techniques from Human Motion: Dynamo and Piezoelectric Integration for Power Generation," 2024 IEEE International Women in Engineering Conference on Electrical and Computer Engineering, IEEE Xplore, 2024: <https://doi.org/10.1109/WIECON-ECE64149.2024.10915086>
- [4] J. Harrison, "Latest Solar Panel Technology Shines Bright," Mouser, 2024: <https://resources.mouser.com/explore-all/latest-solar-panel-technology-shines-bright>

Fnirsi DPS-150

Compacte draagbare voeding en converter

Door Dr. Günter Spinner (Duitsland)

Compacte voedingen worden steeds populairder bij elektronicaliefhebbers, makers en professionals. In deze review bekijken we de functies, prestaties en waarde van de Fnirsi DPS150 mini-voedingsunit.



Compacte voedingen zorgen voor stabiele, instelbare spanningen in een draagbare behuizing. Heel handig voor allerlei toepassingen, van schakelingen bouwen tot het voeden van kleine gadgets. Ze zijn bijzonder handig wanneer er reeds voedingen met een vaste spanning beschikbaar zijn, zoals die van oude laptops, powerbanks of andere voedingsadapters.

Twoe opties: converter of complete voeding

Dit product is er in twee versies:

1. DPS-150PD, compleet pakket: inclusief een 100 W PD GaN-voeding (EU) en een USB-C-kabel.
2. DPS-150, alleen DC/DC-converter: zonder netadapter.

De DPS-150 (alleen converter) is vooral handig voor mensen die al een geschikte vaste voedingsspanning hebben, zoals:

- > een laptop-adapter
- > een telefoonlader
- > een tablet-voeding
- > een powerbank

Specificaties en overzicht

Een voedingssysteem met de DPS150 bestaat uit twee modules:

- > DPS150 programmeerbare DC/DC-converter (**Figuur 1**).
- > Netadapter (bijvoorbeeld een telefoonlader, powerbank, laptop print of de meegeleverde 100-W-PD-GaN-voeding), zie **Figuur 2**.
- > Door dit modulaire ontwerp kun je de DPS-150 makkelijk in je bestaande voedingsofstelling gebruiken of het complete alles-in-een pakket nemen.



Figuur 1. Power-module DPS-150.



Figuur 2. 100-W-GaN-adaptor (EU).

Functies van het DPS-150 voedingssysteem

DPS-150 programmeerbare DC/DC-converter

De converter heeft de specificaties uit **Tabel 1**.

Vaste voedingsspanning opties

Om de ingangsspanning (5 tot 32 V) voor de DPS-150 te leveren, zijn er meerdere opties:

1. 100-W-PD-GaN-voeding (in het complete pakket)

Deze voeding, bij de DPS-150PD geleverd, heeft de specificaties weergegeven in **Tabel 2**.

2. Alternatieve vaste voedingsspanningen

Een groot voordeel van de DPS-150 is het brede ingangsspanningsbereik, waardoor je allerlei bronnen kunt gebruiken. Voor deze review zijn drie voedingen getest:

- laptopvoeding (19 V / 3,16 A / 60 W)
- telefoonlader (USB-C-uitgang: 20 V / 1,5 A / max. 30 W)
- krachtige powerbank (uitgang 1: 5 V / 2 A / 10 W, uitgang 2: 12 V / 10 A / 120 W)
- standaard powerbank (uitgang: 5 V / 2 A / 10 W)

Figuur 3 laat de geteste invoeropties voor de DPS-150 zien.

Draagbaar en op batterij

Met een powerbank kun je de DPS-150 gewoon gebruiken waar geen stopcontact is, in de garage, tuinhuis, kelderlab of buiten. Op de batterij werkt alles potentiaalvrij (geïsoleerd), dus geen aardlusen en extra veilig.

Super flexibele voeding

Ondanks z'n kleine formaat levert de DPS-150 tot 150 W (30 V, 5 A). Meer dan genoeg voor bijna alle toepassingen, hobby of professioneel.

Tabel 1. DPS-150 Programmeerbare DC-Voedingsconverter.

Specification	Value
Ingangsspanning	5 tot 32 V DC
Ingangsstroom	100 mA tot 5 A
Uitgangsspanning	0 tot 30 V
Uitgangsstroom	0 tot 5 A
Uitgangsvermogen	0 tot 150 W
Invoerbronnen	PD-snellader, QC-snellader, powerbank, DC/DC-adapters
Bedrijfstemperatuur	0 tot 40°C
Belastingsregeling	0.49%
Rendement bij volle belasting	96.3%
Display	2.8 inch (320 × 240)
Afmetingen	106 × 76 × 28 mm
Gewicht	178 g

Tabel 2. 100-W PD GaN-Voedingsadapter.

Specification	Value
Model	CH100G01
Ingangsspanning	100 tot 240 V AC, 50/60 Hz
Vermogensuitgangen	
USB-A	5 V, 3 A
USB-C1/USB-C2 (PD3.0)	5 V, 3 A 9 V, 3 A 12 V, 3 A 15 V, 3 A 20 V, 5 A
PPS (Programmable Power Supply)	3.3 tot 20 V, 5 A (100 W max)
Afmetingen	65 × 55 × 31.5 mm
Gewicht	190 g



Figuur 3. Voorbeelden van invoeropties voor de DPS-150.

Een groot pluspunt: je zet de hoofdvoeding onder de tafel en alleen het compacte convertere staat op je bureau. Met een powerbank heb je nog meer vrijheid, echt handzaam en krachtig.

De converter ondersteunt USB-C (Quick Charge 3.0) als invoer, dat maakt hem extra flexibel. Je kunt hem zelfs via een gewone USB-poort van je pc voeden, maar dan is het vermogen natuurlijk beperkt. Maar in een volle werkplek is een variabele uitgang wel superhandig.

Met een groot display, knoppen en een draairegelaar is de DPS-150 lekker makkelijk te bedienen, ook met één hand.

De DPS-150 als labvoeding

Een spanningsbereik van 0 tot 30 V bij maximaal 5 A is typisch voor laboratoriumvoedingen. De DPS-150 maakt van vrijwel elke ingangsspanning een schone, goed geregelde uitgang met een rendement tot wel 95%.

Bijvoorbeeld: met een 19 V, 3,16 A (60 W) adapter kun je 3,3 V, 5 V, 12 V of 18 V genereren, tot 3 A.

Voor de volle 30 V heb je minimaal 32 V aan de ingang nodig. Oude printervoedingen (typisch 32 V, 4 A) zijn daar ideaal voor.

Zelfs met een 5 V USB-lader (max. 1 A) kun je een instelbare spanning krijgen tussen 0 V en bijna 5 V. Een powerbank (5 V, 2 A) wordt zo een veelzijdige voeding, instelbaar van 0 tot 5 V, inclusief de veelgebruikte 3,3 V voor microcontrollers zoals de ESP32.

Sommige powerbanks hebben ook 12-V-uitgangen tot wel 10 A, waardoor de DPS-150 nog veelzijdiger is. Zo kun je bijna 12 V bij 5 A krijgen, ideaal voor elektronica, accu's laden of modelbouw.

Precisie en prestaties

Voor de test is een gekalibreerde HP E2377A-multimeter gebruikt. Die bevestigde de hoge nauwkeurigheid van de spanningsweergave van de DPS-150, zie **Tabel 3**.

De precisie is ruim voldoende voor alle toepassingen. De gemeten spanningen zijn erg nauwkeurig, en de stroomaflezingen kloppen ook precies. De stroombegrenzing werkt top, tot op milliampère-niveau.

Belastingsregeling en stabiliteit

Spanningsschommelingen door wisselende belasting waren minimaal. Dat bleek ook met een digitale multimeter (DMM):

- Spanningsval bij 5 V (van nul naar 3 A belasting): minder dan 20 mV

Alle metingen zijn 4-punts Kelvin gedaan, dus direct aan de uitgang gemeten, dus geen last van kabelweerstand.

Tabel 3. Hoge nauwkeurigheid van de DPS-150-spanningsmetingen.

DPS-150 uitgang (VDC)	HP E2377A-meting (VDC)
0.10	0.102
3.00	3.003
5.00	5.002
10.00	10.00
20.00	20.01
29.95	29.92

De belastingsregeling is snel en effectief. **Figuur 4** laat zien dat bij een belastingspiek van 0 A naar 2,5 A de spanningspiek minder dan 20 mV is en korter dan 2 μ s duurt.

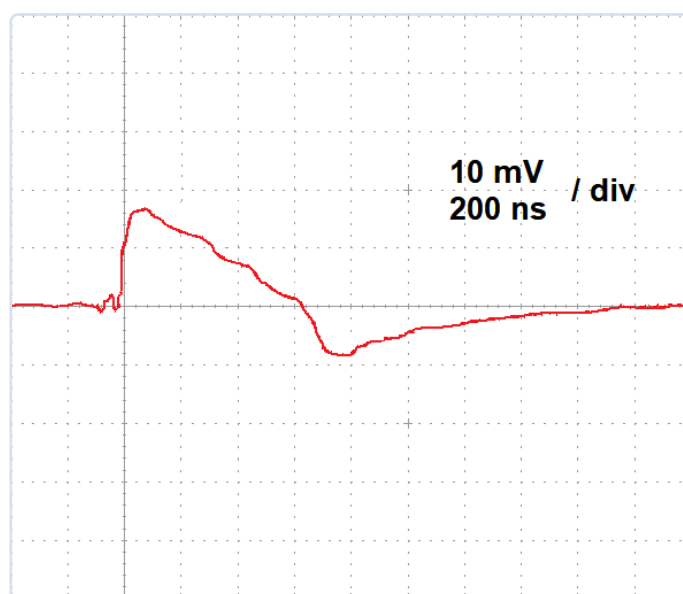
Ruis en vergelijking met labvoedingen

Het gemeten ruisniveau is prima:

- Piek-piek-ruis ($U_{\text{noise_pp}}$): minder dan 4 mV bij 25 V, 3 A belasting

De ruis hangt natuurlijk af van de kwaliteit van je adapter. Voor héél gevoelige toepassingen kun je het beste batterijen gebruiken.

Vergeleken met een standaard laboratoriumvoeding (HP 3612A) is de rimpel van de DPS-150 vergelijkbaar. Beide zijn geschikt voor de meeste toepassingen, behalve voor projecten die uiterst gevoelig zijn voor ruis.



Figuur 4. Zeer nauwkeurige lastregeling.

Een test bij 5 V en 2,5 A gaf deze waarden:

Voeding	V _{RMS}	V _{pp}
Fnirsi DPS-150	± 350 μ V	2,25 mV
HP 3612A	± 450 μ V	1,80 mV

Dus als een gewone labvoeding voldoet, presteert de compacte Fnirsi DPS-150 even goed, of zelfs nét iets beter in sommige gevallen.

Hoogvermogenstest en beveiliging

Voor de hoogvermogenstests zijn weerstanden van 50 W gebruikt. Zo is getest:

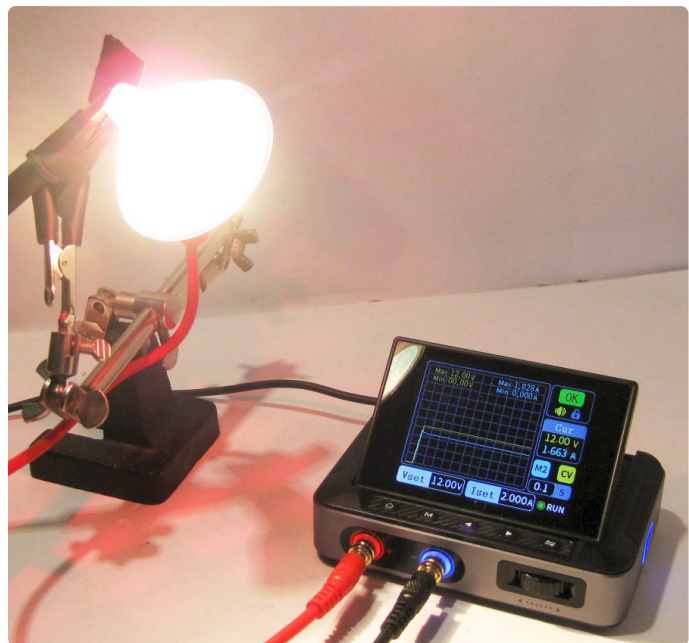
- 5 V tot 10 A (50 W)
- 15 V tot 3 A (45 W)
- 25 V tot 2 A (50 W)

Alle metingen bleven ruim binnen de specificaties.

Om te laten zien hoe krachtig de converter is: er is een 12 V, 1,6 A (20 W) halogeenlamp aangesloten, gevoed door een Li-ion accupack. **Figuur 5** laat zien dat de converter de lamp probleemloos op volle helderheid liet branden.

PC-Software voor extra functionaliteit

Een andere handige feature is het gratis PC-softwarepakket, te downloaden vanaf de Fnirsi-website [1]. Je kunt het programma direct starten na uitpakken – installeren is niet nodig. Na opstarten zie je de interface (zie **Figuur 6**).



Figuur 5. Hogere vermogensafgifte (20 W) is geen probleem.

De grafische interface is opgedeeld in verschillende onderdelen. Linksboven wordt de status van het apparaat getoond. Zowel spanning als stroom worden over de tijd weergegeven. Hieronder kun je parameters direct met de muis of toetsenbord aanpassen. De waarden zie je ook in cirkeldiagrammen. Rechts zie je de standaardwaarden (*Basic Information*). Hier staan naast de USB-instellingen ook de gekozen stroom- en spanningswaarden. Vooraf ingestelde spanningen (*Express Data*) kun je hier ook snel selecteren.



Figuur 6. Software-interface.



Figuur 7. Geavanceerde software-interface.

Onder het tabblad **Advanced** (Figuur 7) vind je meer instellingen:

- › Eigen stroom- of spanningsprofiel programmeren
- › Stroom/spanning in instelbare stapjes kiezen
- › Zelf gedefinieerde spanningscurves maken

Met deze features wordt de DPS-150 een krachtige tool in je testlab, perfect voor precisiemetingen en automatische tests.

Veelzijdig inzetbaar

Dankzij de flexibele voeding is de DPS-150 voor veel toepassingen geschikt, zoals:

- › Algemene tests en onderwijs in hobby- en ontwikkelabs
- › Testen en onderhoud van analoge en digitale elektronica
- › Foutdiagnose bij apparaten en schakelingen
- › Noodstroom in het veld
- › Kwaliteitscontrole en inspectie
- › Mobiele voeding via powerbank of accu

Dat je hem op batterij kunt gebruiken maakt deze converter extra veelzijdig; altijd een stabiele, goed geregelde spanning, waar dan ook, zonder stopcontact.

Pluspunten en minpunten

Laten we de sterke en minder sterke punten van de DPS-150 bekijken.

Pluspunten:

- › Compact en stevig ontwerp
- › Hoge nauwkeurigheid en betrouwbare prestaties
- › Werkt op batterijen voor meer mobiliteit
- › Eenvoudige bediening

- › Uitgebreide software-integratie voor afstandsbediening en programmeerbare spannings-/stroomcurves

Minpunten:

- › De afstand tussen de stroomaansluitingen is niet standaard 19 mm
- › Alleen step-down (uitgangsspanning moet lager zijn dan ingang)
- › Handleiding bevat onduidelijke uitleg
- › Overspanning/overstroom-beveiliging relatief traag en alleen via software

Conclusie

De Fnrirs DPS-150 converter is een waardevol hulpmiddel voor zowel professionals als hobbyisten. Betrouwbare prestaties, hoge efficiëntie en een uitstekende prijs/kwaliteitverhouding. Het compacte en ruimtebesparende ontwerp is top, zeker als je weinig plek hebt. Dankzij z'n veelzijdigheid, precieze regeling en software-integratie is de Fnrirs DPS-150 echt een aanrader voor het lab, de makerspace of je werkplaats thuis. ◀

250875-03



Gerelateerde Producten

- › **Fnrirs DPS150 DC-voeding (150 W)**
www.elektor.nl/21002
- › **Fnrirs DPS150PD DC-voeding (150 W)**
www.elektor.nl/21003

WEBLINK

[1] Software Downloads, Fnrirs website: <https://www.fnrirs.com/pages/software-downloads>

Instelbare USB-C voedingsbron



Maak van uw USB-C-lader een regelbare voeding

Door Willem den Hollander (Zwitserland)

In tegenstelling tot oudere versies heeft de USB-C-standaard aanzienlijke verbeteringen geïntroduceerd, met een intelligent protocol voor spanning- en stroombeheer en een sterke toename van het maximaal overdraagbare vermogen. Dit ontwerp stelt u in staat een USB-C lader van de nieuwste generatie aan te sturen en deze te gebruiken als een instelbare voeding. Laten we eens kijken hoe dat werkt.

USB-C-laders worden tegenwoordig de standaard. USB Type-C is een universele laad- en gegevensoverdrachts-standaard die breed wordt toegepast. De laders ondersteunen een hoog vermogen tot 100 W, en kunnen daardoor telefoons, tablets en laptops opladen.

De standaard [1] beschrijft het *USB Power Delivery* (PD)-protocol, waarmee USB-C-apparaten stroomvereisten kunnen onderhandelen en flexibel en efficiënt laden mogelijk maken. In een ander artikel in *Elektor* [2] werd een eerdere versie van een PD Sink-controller beschreven waarmee een USB-C-lader meerdere discrete spanningen kan leveren. Volgens de nieuwste standaard kan een USB-lader elke spanning binnen bepaalde grenzen leveren. In dit artikel wordt een schakeling met een van de nieuwste PD Sink-controllers beschreven die, samen met een USB-C-lader, kan werken als een instelbare voeding.

Achtergrond

De standaard beschrijft vier verschillende PDO's (Power Delivery Object):

- Vaste PDO
- PPS (Programmeervoeding) PDO
- Vaste EPR (Uitgebreid vermogensbereik) PDO
- AVS (Instelbare spanning) EPR PDO

Reguliere PDO's kunnen spanningen tot 20 V leveren. EPR PDO's kunnen spanningen in een bereik van 15...40 V leveren. Op dit moment zijn USB-C-laders die meer dan 20 V leveren niet erg gangbaar. Daarom werkt de hier getoonde schakeling alleen met vaste en programmeerbare PDO's.

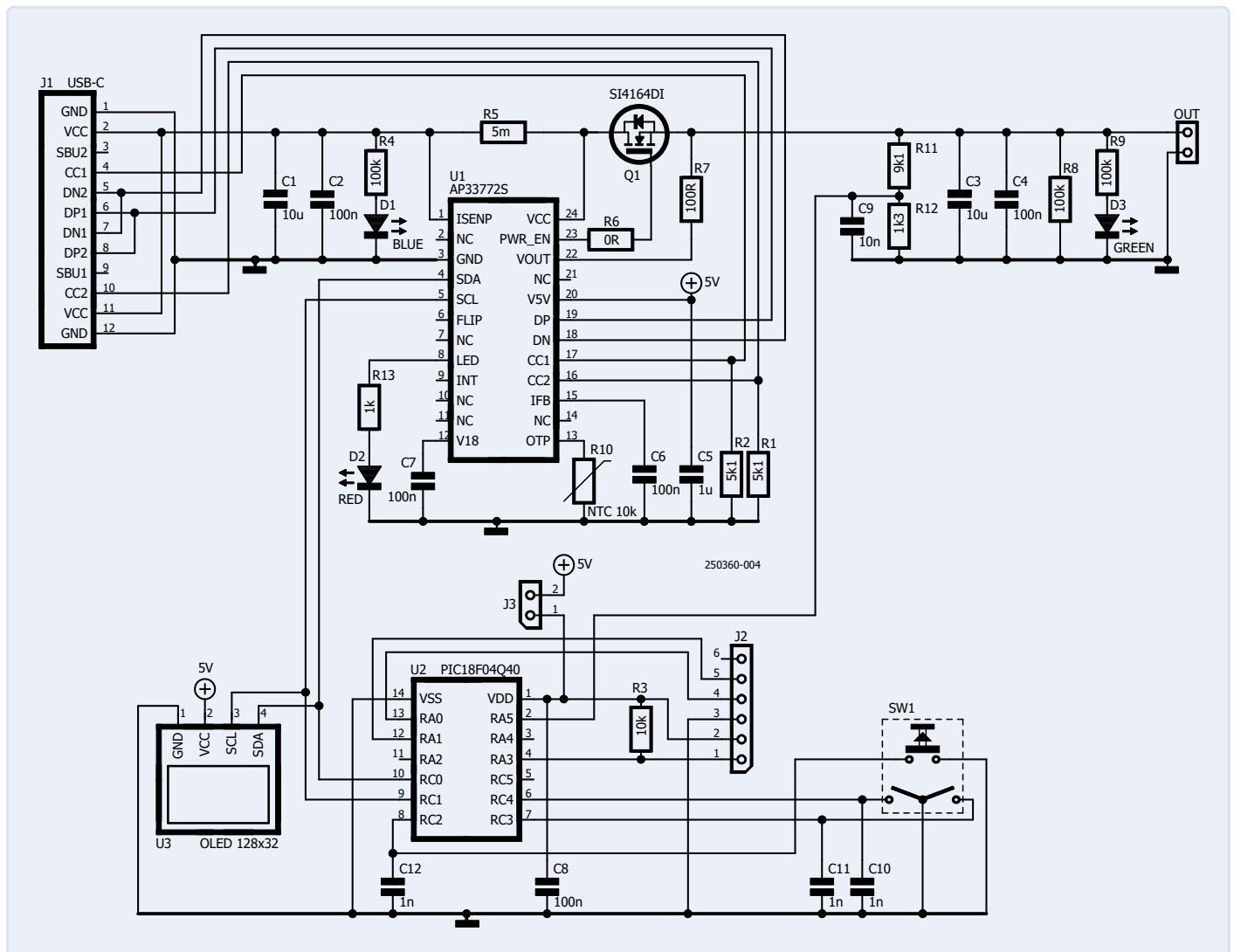
Een PD sink-controller communiceert met de USB-C-lader om de gewenste uitgangsspanning en stroomlimiet te programmeren. Na marktonderzoek vond ik een geavan-

ceerd IC die dat kan en effectief communiceert volgens het nieuwste protocol. Dit is de AP33772S, een USB PD3.1 EPR Sink-controller van Diodes Incorporated, die een I²C-interface heeft [3][4]. In mijn ontwerp wordt deze chip door een gebruiker bestuurd via een kleine microcontroller met een rotary encoder.

Schakeling

Het schema van de instelbare USB-C-voeding is weergegeven in **Figuur 1**. De schakeling volgt de richtlijn van de fabrikant van de AP33772S, behalve dat in dit ontwerp slechts één MOSFET wordt gebruikt. Hier loopt de stroom slechts in één richting, stroombegrenzing wordt uitgevoerd door de MOSFET uit te schakelen. De AP33772S wordt ingesteld via de I²C-bus. Een PIC18F04Q40 van Microchip verzorgt dit. Met een draaischakelaar kan de gebruiker instellingen invoeren, en een klein, via I²C aangestuurd OLED-display toont de instellingen of uitgangswaarden.

De uitgangsspanning die op het display wordt getoond, wordt gemeten met de interne A/D-converter van de microcontroller. Dit wordt gedaan door de spanning te meten van het verdelernetwerk dat wordt gevormd door de precisieweerstanden R11 en R12, ingesteld op 1/8 van de uitgangsspanning van het circuit. Zo wordt aan de A/D-ingang van U2 nooit meer dan 5 V aangeboden. In de digitale wereld is een deelverhouding van 1/8 ideaal, omdat delen of vermenigvuldigen met acht slechts een shift van drie bits vereist.



Figuur 1: Schema van de instelbare USB-voeding.

De stroom wordt gemeten door de PD-controller, via de shuntweerstand R5 (5 mΩ), en uitgelezen door de processor via de I²C-bus. R6 (0 Ω in dit ontwerp) moet overeenkomen met de versie van U1; voor eerdere generaties van deze chip moet dat 100 Ω zijn. Je kunt dat gewoon nakijken in het datasheet [4]. R7 is de VOUT-weerstand van U1 voor het meten van de uitgangsspanning bij de source van Q1, de seriële MOSFET-schakelaar. D2 geeft de status van de EPR sink-controller aan (**Tabel 1**). De aanwezigheid van uitgangsspanning wordt aangegeven door de groene LED D3.

Voeding

Zolang de 5,1 kΩ-weerstanden (R1 en R2) aanwezig zijn op lijnen CC1 en CC2, zal een

Tabel 1. LED-pin van de AP33772S.

State	LED-Indicatie	VOUT	Toelichting
INIT	N/A	UIT	VBUS aangesloten en initialisatie van AP33772S
CHARGING	4-seconden pulserend	AAN	Succesvolle onderhandeling of overgang naar Non-PD-modus; start van laden
MISMATCH	Full Licht	UIT	VSELMIN-mismatch (VREQ < VSELMIN)
MOISTURE	2-seconden knipperen	UIT	Abnormale impedantie gedetecteerd
FAULT	0,6-seconden knipperen	UIT	OVP, OCP, UVP of OTP treedt op

USB-C-lader bij het opstarten 5 V leveren, zodat de controller-chip kan werken. Aanwezigheid van ingangsspanning wordt aangegeven door de blauwe LED D1. In het datablad van de AP33772S zie je dat dit IC een LDO-regelaar aan boord heeft die 5 V levert bij maximaal 30 mA. De processor en het display gebruiken samen ongeveer 5 mA, dus die kunnen hier zonder probleem op worden aangesloten. Zelfs als de uitgangsspanning van de lader wordt ingesteld op slechts 3,3 V, de minimale voedingsspanning van het display, werkt alles nog steeds goed. J2 is de ICSP-connector voor het programmeren van de PIC. Deze is gecombineerd met J3 op de printplaat, omdat je altijd een van de twee gebruikt. J3 wordt bij normaal gebruik doorverbonden om de microcontroller U2 te voeden. Let op: brug J3 moet worden losgenomen tijdens het programmeren van U2, omdat U1 mogelijk niet voldoende stroom levert tijdens dit proces.

Hardware

Figuur 2 toont beide zijden van de printplaat met de schakeling. Behalve de programmeerconnector, het display en de encoder, zijn het allemaal SMD onderdelen. De USB-C-connector en de AP33772S-IC

moeten worden gesoldeerd in een oven of op een verwarmingsplaat, wat ik zelf heb gebruikt. De print past in een kleine, goedkope RL6105 Hammond-behuizing.

Firmware

De firmware, geschreven in assembler, is eenvoudig en beschikbaar om te downloaden via [5], samen met de Gerber-bestanden voor de printplaat. Na het instellen van de poorten worden enkele timers, twee logische cellen en drie interrupts geactiveerd. De hoofdprogramma-lus bestaat alleen uit NOP's. De eerste interrupt detecteert de rotatie van de encoder. De tweede wordt geactiveerd als de schakelaar kort of langer (2 s) wordt ingedrukt en de derde wordt eens per seconde geactiveerd door een timer. Deze laatste is alleen actief als de uitgang actief is. Hij leest en toont de uitgangsspanning en -stroom.

Bediening

Bij het inschakelen leest de PD-controller alle mogelijke PDO's van de lader uit. Die van een typische USB-C-lader worden weergegeven in **Figuur 3**. Bij het opstarten of na een reset is de eerste PDO actief. Dit is voor compatibiliteit met oudere USB-laders. Door aan de encoder te draaien, worden alle PDO's achter elkaar

getoond. De eerste drie zijn vaste PDO's (eerste drie screenshots Figuur 3). De laatste twee zijn programmeerbaar; één daarvan is rechtsonder in hetzelfde plaatje te zien. De optie om een spanning te programmeren wordt als spanningsbereik op het display getoond. Door de schakelaar in te drukken wanneer een vaste PDO op het display staat, verandert



Componentenlijst

Weerstanden

(0805, tenzij anders vermeld)

R1, R2 = 51 k Ω

R3 = 10 k Ω

R4, R8, R9 = 100 k Ω (1206)

R5 = 5 m Ω (1206)

R6 = 0 Ω (zie tekst)

R7 = 100 Ω

R10 = 10 k Ω NTC

R11 = 9,1 k Ω , 1%

R12 = 1,3 k Ω , 1%

R13 = 1 k Ω

Condensatoren

(0805, tenzij anders vermeld)

C1, C3 = 10 μ F (1206)

C2, C4 = 100 nF (1206)

C5 = 1 μ F

C6...C8 = 100 nF

C9 = 10 nF

C10...C12 = 1 nF

Halfgeleiders

U1 = AP33772SDKZ

U2 = PIC18F04Q40-SL

U3 = OLED-display 0,91"

Q1 = SI4164DI N-kanaals MOSFET

D1 = Blauwe LED (1206)

D2 = Rode LED (0805)

D3 = Groene LED (1206)

Diversen

SW1 = Rotary encoder met schakelaar

J1 = USB-C-connector

J2 = Header, 6-pin

J3 = Jumper

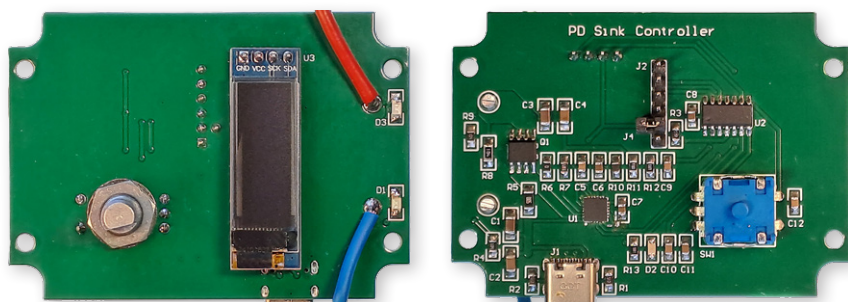
Banaanstekker-bus rood, paneelmontage

Banaanstekker-bus blauw, paneelmontage

Behuizing (Hammond RL6105)

Knop

Printplaat



Figuur 2: De printplaat met alle componenten en het LCD aan de achterzijde.



Figuur 3: Verschillende PDO-voorbeelden, vaste en instelbare (rechtsonder).



Figuur 4: Een vaste PDO (boven) laat toe de maximale stroom in te stellen in stappen van 0,25 A door aan de encoder te draaien. Na selectie van een programmeerbare PDO (midden) kun je de spannings- en stroomlimieten instellen. In dit laatste geval kan, als de uitgang actief is (onder), de spanning nog steeds in stappen van 0,1 V worden aangepast en wordt de werkelijke stroom getoond.

de bedrijfsmodus en kun je de stroomlimiet instellen (bovenste afbeelding in **Figuur 4**). De stroom is instelbaar in stappen van 0,25 A. Door de schakelaar te activeren met een programmeerbare PDO op het display wordt de spanningsaanpassingsmodus geactiveerd, zoals weergegeven in de middelste afbeelding

in figuur 4. De spanning wordt ingesteld in stappen van 0,1 V. Door nogmaals te drukken, kun je de maximale stroomlimiet instellen. Rechtsonder op het display zie je het nummer van de gekozen PDO en of deze vast (F) of programmeerbaar (P) is, zoals onderaan Figuur 4.

Door de schakelaar in te drukken na het instellen van de stroom, wordt de uitgang geactiveerd volgens de ingestelde waarden en worden de werkelijke uitgangsspanning en -stroom op het display getoond. Als een programmeerbare PDO is gekozen, kan de uitgangsspanning nog verder worden aangepast terwijl de uitgang actief is.

Probeer de schakeling!

Met de AP33772S PD sink-controller en een USB-C-lader kun je een instelbare voeding bouwen. De schakeling hier is gemaakt voor laders met maximale uitgangsspanningen van 20 V. Ze kregen allemaal het label *Super-Fast Charger*. Gebruik je laders van het EPR-type met een hogere uitgangsspanning, dan moet de firmware worden aangepast. De hardware hoeft echter niet te worden gewijzigd! 

250360-03

Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen over dit artikel? Neem dan contact op met de auteur via wdenhollander@solnet.ch of met de redactie van Elektor via redactie@elektor.com.

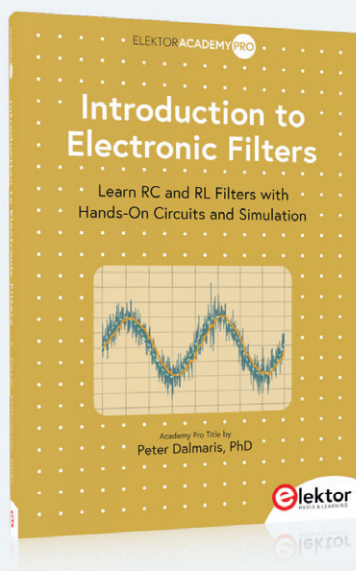


Over de auteur

Willem den Hollander is al sinds zijn twaalfde gepassioneerd door elektronica. Hij behaalde een masterdiploma in elektronica-engineering en werkte 37 jaar in R&D op het gebied van consumenten-elektronica. Zijn favoriete onderwerpen zijn voedingen, digitale schakelingen, programmeerbare logica en microprocessors. Verschillende van zijn projecten zijn in Elektor gepubliceerd.

WEBLINKS

- [1] USB Power Delivery (PD) specification, [usb.org](https://usb.org/document-library/usb-power-delivery): <https://usb.org/document-library/usb-power-delivery>
- [2] Tam Hanna, "USB-C voeding", Elektor Circuit Special 2024: <https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-352/63081>
- [3] AP33772S Evaluation board user guide, Diodes Inc.: <https://tinyurl.com/yz3d8sbx>
- [4] AP33772S datasheet, Diodes Inc.: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/AP33772S.pdf>
- [5] Elektor-downloadpagina: <https://elektormagazine.nl/labs/elektor-articles-software-downloads>



Learn RC and RL Filters with Hands-On Circuits and Simulation

Introduction to Electronic Filters is your comprehensive guide to understanding, designing, and applying first-order electronic filters using resistors, capacitors, and inductors. Whether you are a student, maker, or educator, this book demystifies the theory behind RC and RL filters and bridges the gap between concepts and real-world applications through simulation and experimentation.

Prijs: € 39,95

Ledenprijs: € 35,96

 www.elektor.nl/21237

 **elektor**
MEDIA & LEARNING

Eenvoudige lader en capaciteitstester

Met twee goedkope kant-en-klaar modules

Door Laurent Labbe (Frankrijk)

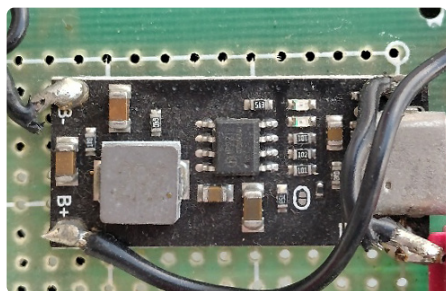
Het is niet erg nuttig om lithiumcellen of -accu's in een doos met reserve-onderdelen te bewaren zonder dat men de efficiëntie en werkelijke laadcapaciteit ervan kan controleren. Dit eenvoudige project, gebaseerd op twee goedkope modules die algemeen verkrijgbaar zijn op de markt, biedt een effectieve oplossing voor dit probleem.

Toen ik aan het rommelen was in de lades van mijn werkplaats, vond ik verschillende 18650-cellen, een paar zelfgemaakte accupacks met XH 2.54 en XH 1.27 connectors en nog wat andere dingen. Dus ging ik op zoek naar een snelle en makkelijke oplossing om al die lithium-cellen die ik had liggen op te laden en de capaciteit te meten.

Ik vond twee speciale modules: één voor het opladen van accu's, gebaseerd op de IP2312 van Injoinic Corp. [1], te zien in **Figuur 1**, en één voor het ontladen en meten van de capaciteit, beter bekend als de HW-586 [2], afgebeeld in **Figuur 2**.

Opladmodule

Het laadgedeelte hiervan is voorzien van de



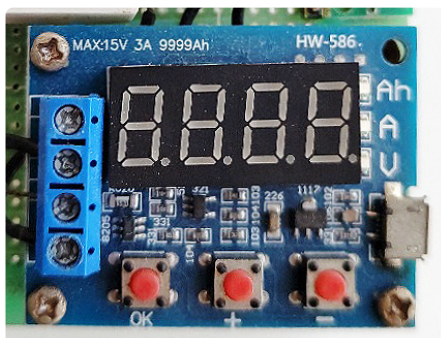
Figuur 1. De IP2312-module is verkrijgbaar in verschillende varianten. De zwarte op de foto laat je de eindlaadspanning en de laadstroom instellen.

IP2312-module, die in veel varianten op de markt verkrijgbaar is. De versie die ik heb gekozen [3] laat u de eindlaadspanning van de accu aanpassen en ook de laadstroom instellen.

Door een jumper op de print te plaatsen, kun je opladen tot 4,35 V, maar standaard is het 4,2 V omdat ik dit apparaat vooral gebruik voor standaard 4,2 V laadcycli. Op dit prototype is die optie er niet, maar eventueel zou je een externe schakelaar kunnen plaatsen.

Ontlaadmodule

De ontladfase heeft een externe belasting nodig om de stroom af te voeren. Zoals aanbevolen door de fabrikant, gebruik ik $2 \times 7,5 \Omega$, 5 W weerstanden met een schake-



Figuur 2. De HW-586 ontladmodule, gemonteerd in het prototype.

laar om ze parallel te zetten en zo de ontladstroom te verhogen. Dus, één weerstand trekt ongeveer 500 mA, twee weerstanden parallel verdubbelen die stroom. De waarde van de weerstand is niet kritisch; het beïnvloedt alleen de tijd die nodig is om volledig te ontladen. Het capaciteitsdisplay meet de stroom in realtime, dus bijna elke vermogensweerstand is goed. Zolang het vermogen maar hoog genoeg is, want de maximale spanning is 4,2 V (of meer bij lithium, tot 4,4 V). Het vermogen dat door de weerstand wordt verbruikt, wordt berekend met de formule:

$$P = I^2 R$$

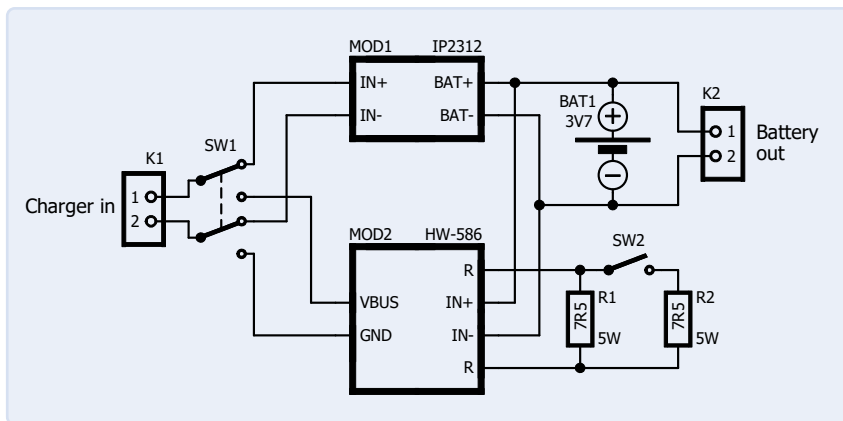
In het slechtste geval, waarbij $V = 4,4 \text{ V}$, $R = 7,5 \Omega$ en $I = 586 \text{ mA}$, is het vermogen 2,585 W. Dus een vermogen van 5 W (per stuk) is prima voor de belastingweerstand, dat geeft genoeg marge.

Op de module moet u de eindontlaadspanning instellen (standaard 2,5 V voor lithiumcellen), en vervolgens toont het display de spanning, stroom en de voortgang van de capaciteit in Ah, met een resolutie van 1 mAh, tot het einde van het proces.

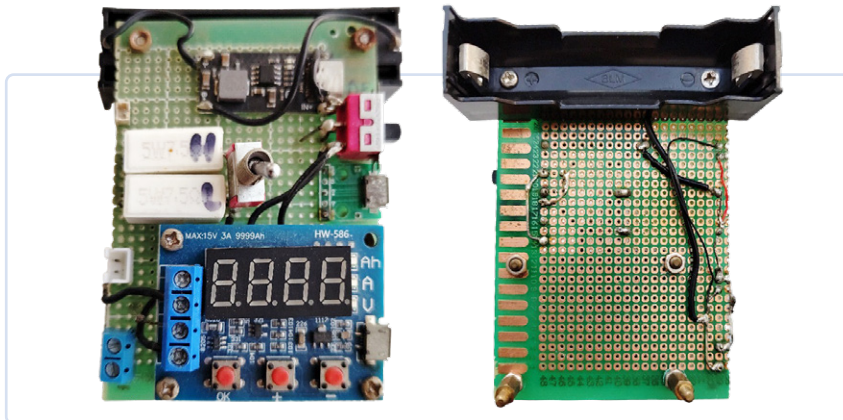
Bedrading en implementatie

Figuur 3 toont het eenvoudige bedradings-schema van het ontwerp. Voor de voeding gebruikte ik een micro-USB stekker (eigenlijk een printadapter) aangesloten op een gewone USB-lader voor in het stopcontact. Een dubbelpolige schuifschakelaar SW1 verbindt de 5 V voeding met de ontladmodule of de laadmodule.

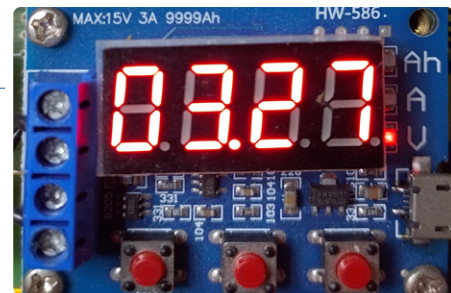
In de *ontlaadmodus*, gaat de micro-USB voeding naar de HW-586 ontladmodule. Op het prototype werd direct gesoldeerd op de 5 V "+" en "-" pads van die module, via de twee zwarte draden die zichtbaar zijn op **Figuur 4**, die de voorkant van mijn laad-



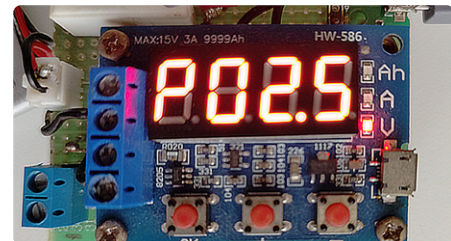
Figuur 3. Bedradingsschema van de eenvoudige lader en capaciteitsmeter.



Figuur 4. Het volledige prototype, opgebouwd op een restprintplaatje, met de accuhouder achterop (rechts). Gebruik altijd een houder van goede kwaliteit om valse spanningsmetingen van de HW-586-module te voorkomen.



Figuur 5. De module toont eerst de accuspanning.



Figuur 6. Instellen van een 2,5 V afschakelgrens voor het ontladen van de accu.

Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen over dit artikel? Schrijf dan naar de redactie van Elektor via redactie@elektor.com.

Over de Auteur

Laurent Labbe woont al meer dan twintig jaar in Azië en is sinds zijn tiende gefascineerd door elektronica. Hij leest sinds 1978 tal van tijdschriften, waaronder Elektor. Laurent begon in de jaren tachtig te werken met microcontrollers zoals de 8051 en later met de PIC-familie en de ESP32 wanneer een netwerkverbinding nodig is. Hij bouwde vele versterkers, zowel solid-state (Elektor) als buizenversterkers (300B SE), evenals luidsprekersystemen en DAC's. Laurent werkt al meer dan dertig jaar in de mobiele-telefonie sector (hardware, software, operatie, kwaliteit) voor een Frans bedrijf.

ontlaad apparaat laat zien. Als alternatief kan de module gevoed worden via zijn ingebouwde micro-USB plug.

In *laadmodus* krijgt alleen de laadmodule stroom via de micro-USB aansluiting. Op het prototype heb ik meerdere aansluitingen toegevoegd, inclusief een 18650-accuhouder.

Gebruik

We moeten eerst de accu opladen. Zet schakelaar SW1 in de *laad* positie, sluit een lader (minimaal 5 V, 1 A) aan op de micro-USB connector. Een LED op de IP2312-module brandt rood en wordt blauw als hij klaar is. Voor een capaciteitstest zet u schakelaar SW1 in de *ontlaad* positie. De module toont eerst de accuspanning, zoals te zien in **Figuur 5**. Door op de "+" of "-" knop te drukken, verschijnt de afschakelspanning (eind-ontlaadspanning). Meestal moet dit tussen 2,7 en 3 V liggen. Deze drempel kan worden aangepast met de "+" en "-" knoppen, zoals te zien is in **Figuur 6**, waar een limiet van 2,5 V is ingesteld. Een korte druk op de OK knop start het ontladen.

Met schakelaar SW2 kiest u de gewenste ontladestroom, 500 mA of 1 A indien gesloten. Na het indrukken van de OK knop toont het

display afwisselend de accuspanning, capaciteit (in mAh) en ontladestroom.

Nog één opmerking

Bij de eerste testsessie gebruikte ik voor mijn prototype een enkelpolige schakelaar voor SW1, waardoor er een gemeenschappelijke aardverbinding tussen de modules ontstond. Een flinke fout! De ontladmodule meet de stroom via een shunt in de min van de accu (low-side). Door de accu-laadmodule en de ontladmodule met dezelfde massa te verbinden, werd de shuntweerstand overbrugd. Ik heb even gezocht voordat ik het schema van de HW-586 vond [4]. Dus, een dubbelpolige schakelaar is noodzakelijk voor het aansluiten van de USB-voeding. ◀

230133-03

WEBLINKS

- [1] IP2312 datasheet, mysku.club: <https://tinyurl.com/rdwca2pd>
- [2] HW-586-ontlaadmodule voor accu's, [Done.Land](https://www.done.land): <https://tinyurl.com/5at5zy7k>
- [3] Elektor Labs-pagina voor dit project: <https://tinyurl.com/ym9w7wrk>
- [4] Schakelschema van de HW-586, mysku.club: <https://mysku.club/blog/china-stores/75645.html>



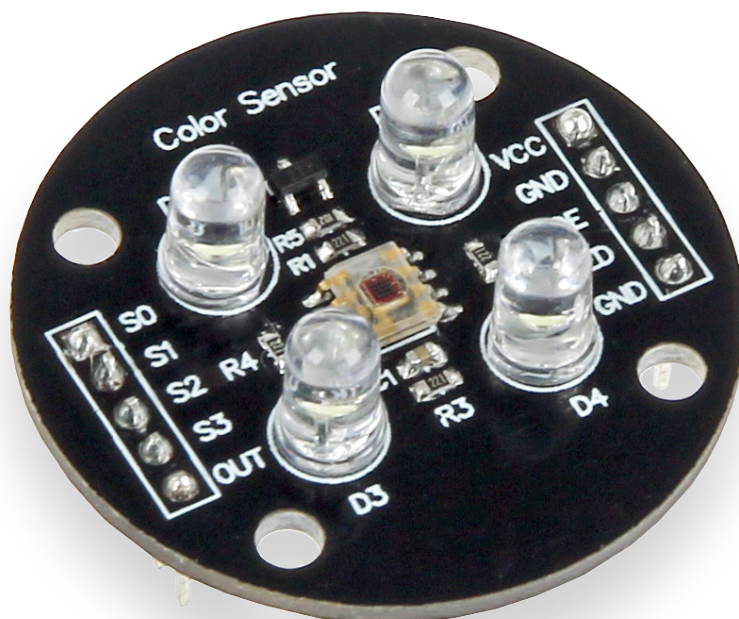
Gerelateerd Product

➤ Smart USB Soldeerbout Kit
www.elektor.nl/21150

Slimme kleuren detector met AI-stem en afspeelfunctie

Door Jörg Trautmann (Duitsland)

Mensen met een verminderd kleuren-zicht, zoals de veelvoorkomende rood-groen stoornis, ondervinden vaak specifieke uitdagingen in het dagelijks leven. Zo kan het lastig zijn om kleding te combineren of om rode, gele en groene paprika's van elkaar te onderscheiden. Technische hulpmiddelen zoals een kleurendetector kunnen in zulke gevallen uitkomst bieden.



▲ *Figuur 1. Kleurensensor print van Joy-IT met de TCS3200 chip. (Bron: Joy-IT [2])*

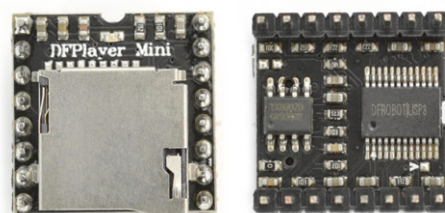
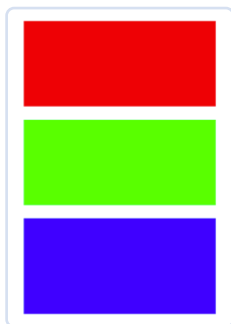
Ik was benieuwd om een technische oplossing te ontwikkelen die mensen met kleurenblindheid ondersteunt. Om zo'n apparaat in het dagelijks leven handig te maken, moet het niet alleen realiseerbaar zijn met simpele en goedkope hardware, maar ook handzaam en voorzien van spraakuitvoer. Volgens mijn ideeën is het voldoende om twaalf kleuren te onderscheiden: rood, groen, blauw, geel, oranje, roze, violet, bruin, grijs, cyaan, zwart en wit. Voor betrouwbare kleurherkenning is een optie voor witbalans zeker geen overbodige luxe. Met deze gedachten is het redelijk duidelijk wat zo'n apparaat allemaal moet kunnen.

Hardware

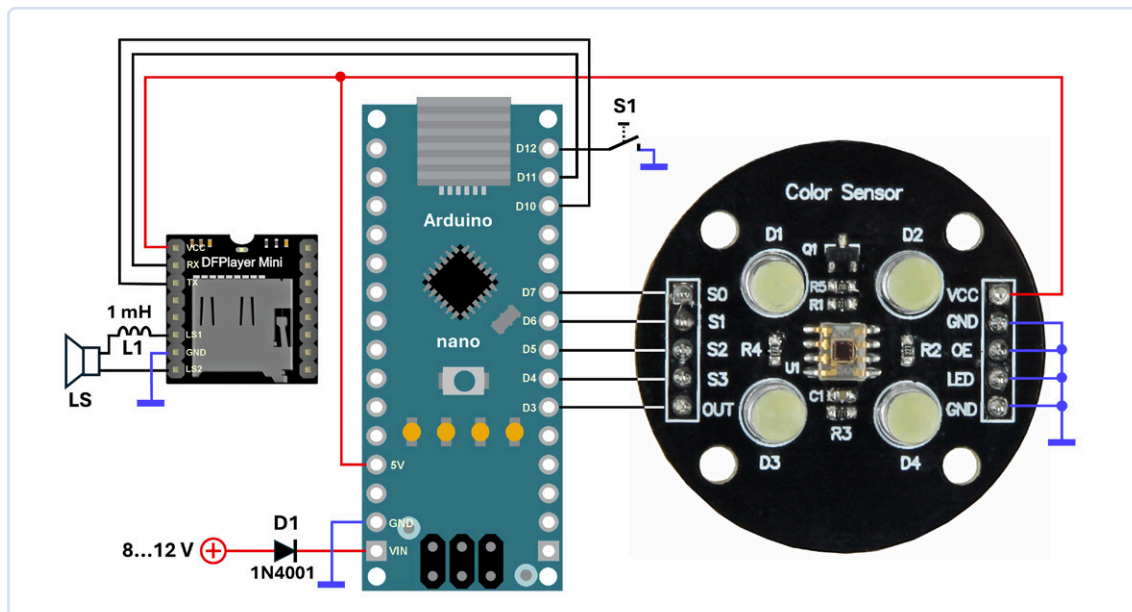
De verwerkingskracht van een Arduino Nano [1] is ruim voldoende, en met prijzen tussen de €5 en €20 ook nog eens goedkoop. Daarnaast heb je een geschikte kleurensensor nodig en een kant-en-klaar module voor vooraf opgenomen spraakuitvoer (want spraaksynthese is een beetje te veel gevraagd voor een klassieke Arduino). Mijn zoektocht bracht me bij het colorimeter module TCS3200 van Joy-IT. Dit is een klein, rond printje met een diameter van 37 mm (**Figuur 1**). Er zitten vier heldere witte leds op die zorgen voor een goede belichting van het oppervlak waarvan je de kleur wil meten. Het belangrijkste onderdeel is echter de kleurensensor in

het midden, die hieronder nog verder wordt uitgelegd. De module heeft een seriële interface voor aansturing, maar kan ook met logische niveaus werken (bijvoorbeeld met externe knoppen). De exacte technische gegevens, een pdf-bestand met drie kleurstroken voor kalibratie (**Figuur 2**), en een handleiding in het Duits en Engels staan op de productpagina van Joy-IT [3]. Deze colorimeter module is heel goedkoop, onder de €10. Naast kleurherkenning heb je de genoemde spraakmodule nodig, zodat de Arduino software zich kan beperken

Figuur 2. Deze kleurstroken kun je gebruiken om de werking van de kleurendetector te testen. (Bron: Joy-IT [2])



▲ *Figuur 3. Audiomodule DFPlayer mini. Links bovenaan met SD-kaartsleuf, rechts onderaan de chips. (Bron: DFRobot [3])*



*Figuur 4.
Compleet aansluit-
schema van de
hardware. Naast de drie
printen zijn een diode,
een spoel, een drukknop
en een luidspreker nodig.
Die laatste twee kun je
recyclen uit een oude
Bluetooth speaker.*

tot het uitlezen van de kleurwaarden en het aansturen van de spraakuitvoer. De keuze viel op de DFPlayer minimodule van DFRobot (**Figuur 3**). Dat is een vierkant printje met afmetingen van de zijdes van 20,55 mm en een SD-kaartsleuf er bovenop. De ingevoegde SD-kaart (tot 32 GB) bevat audiobestanden die je met simpele commando's kunt afspelen. Handig is dat aan de onderkant niet alleen de chip voor signaalverwerking zit, maar ook een kleine digitale audioversterker, zodat je direct een speakertje kan aansluiten. Op de productpagina [3] vind je alle info, tools, een uitgebreide beschrijving en voorbeeldcode voor Arduino. Deze module kost ook minder dan €10.

Met een Arduino print en de twee modules voor kleurherkenning en spraakuitvoer heb je bijna alle hardware in huis om een pratende kleurendetector te bouwen. Voor het bouwen van de elektronica hoeft je geen print te solderen — het is genoeg om de modules goed te verbinden. Het aansluitschema in **Figuur 4** laat zien hoe dat moet. De Arduino krijgt voeding van 8 tot 12 V via de diode D1 voor ompool-beveiliging. De spanningsregelaar op de printplaat voorziet zowel de DFPlayer mini als het kleuren-sensormodule van 5 V via de 5 V pin. Een Arduino draait meestal al vanaf 7 V, maar omdat de regelaar nog twee modules moet voeden en er ook spanningsverlies is over D1, is 8 V of meer een veiligere keuze.

De Arduino stuurt de kleurensensor aan via de vier digitale uitgangen D4 tot D7, en het uitgangssignaal van de sensor wordt gelezen via digitale ingang D3. Arduino en DFPlayer mini communiceren via een seriële interface (RX naar D11, TX naar D10). De spraakuitvoer gaat via de speaker die op de DFPlayer mini is aangesloten. Omdat je hier wat ruis kon horen, zit er een spoel in als laagdoorlaatfilter. Met een inductie van 1 mH en een

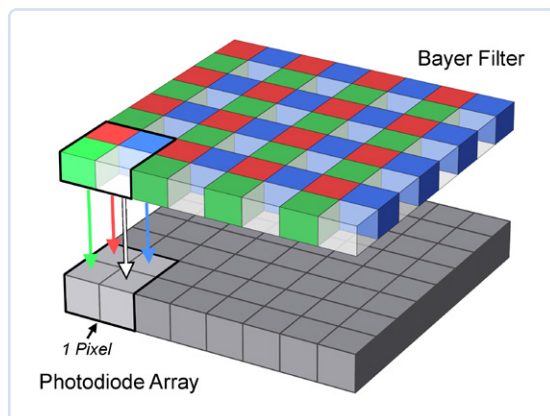
luidsprekerweerstand van 8 Ω ligt de cut-off frequentie rond de 1,3 kHz. Dit is voldoende voor ruisonderdrukking en toch goede spraakverstaanbaarheid. Eén drukknop S1, aangesloten op D12 van de Arduino print, is genoeg als bedieningselement.

Zoals je ziet, heb je wel een soldeerbout nodig, maar het bouwwerk valt reuze mee. Helemaal als je het net als ik doet: **Figuur 5** laat de kleine Bluetooth speaker zien die ik als behuizing gebruikte. Het grote voordeel van zo'n creatieve recycling-oplossing is de ingebouwde speaker, een drukknop en soms zelfs een aan/uit-schakelaar. Vaak zit er ook al een voeding bij. Past de spanning niet, dan vervang je die gewoon. Ook als je niet zo'n speaker hebt liggen, zijn de kosten van €5 tot €10 voor een nieuwe om in te bouwen prima te doen. Overigens kun je de hele elektronica ook op een 9 V-batterij laten draaien voor mobiel gebruik. Ook al is het stroomverbruik niet superhoog, je moet wel een schakelaar in de bedrading van de batterij plaatsen; anders is de batterij in een paar uur leeg door het stroomverbruik tot 70 mA als de elektronica aan staat.

*Figuur 5.
Prototype van de auteur.
De omgebouwde
Bluetooth speaker
past mooi bij de
sensormodule.*



Figuur 6.
Schematische opbouw
van de TCS3200
kleurensensor met
Bayer-kleurfilter en een
matrix van fotodiodes.
De RGBW-pixel links is
gemarkeerd.



Zoals je rechts op Figuur 5 ziet, past de kleurensensor print mooi onder de Bluetooth speaker. De leds doen dienst als pootjes. Wil je de leds of het printje beter beschermen, dan kun je er extra rubber voetjes onder zetten die iets hoger zijn dan de leds.

Sensortechnologie

Het principe en de technische werking staan goed uitgelegd in de handleiding van de fabrikant van de TCS3200 print [2]. De echte kleurensensor is de TCS3200 chip [4] van ams OSRAM in het midden van het printje. Dat is een matrix van 64 fotodiodes in een 8×8 opstelling. Eén fotodiode heeft een oppervlakte van $110 \mu\text{m}^2$ en meet licht van ongeveer 400 nm tot $1 \mu\text{m}$. De matrix is afgedekt met een zogeheten Bayer-kleurfilter (zie Figuur 6) en lijkt op de sensor van een digitale camera, maar dan met veel grovere resolutie, wat voor deze toepassing prima is. Een Bayer-pixel bestaat normaal uit vier lichtgevoelige sensoren met kleurfilters, die elk alleen de betreffende kleur doorlaten. Meestal is dat één rood, één blauw en twee groene filters, want het menselijk oog is het gevoeligst voor groen. Maar omdat dit geen camera is, heeft een pixel op de TCS3200 een combinatie van rood, blauw, groen en een transparant "filter". De sensor daaronder meet dus licht met het hele spectrum, wat het bepalen van de verhoudingen rood, groen en blauw makkelijker maakt. Zo krijg je een kleurensensor met 16 RGBW-pixels (Rood, Groen, Blauw, Wit). Omdat deze sensor geen camera is, is een "resolutie" van 16 pixels eigenlijk niet nodig. De chip combineert daarom intern de vier kleurgroepen van 16 subpixels van dezelfde kleur. Via de twee stuurdraadjes S2 en S3 kun je één van de vier kleuren kiezen; de **Kleurselectietabel** laat de benodigde logische niveaus zien. Een stroom-naar-frequentie omzetter in de chip zet de lichtintensiteit die door de fotodiodes van de gekozen kleur wordt gemeten om in een rechthoekig uitgangssignaal, waarvan de frequentie evenredig is aan de intensiteit van de gemeten kleur.

De frequentie van het uitgangssignaal ligt tussen 2 Hz en 600 kHz. Het exacte frequentiebereik kun je instellen

Kleurselectie

S2	S3	Kleur
laag	laag	rood
laag	hoog	blauw
hoog	laag	helder
hoog	hoog	groen

Schaalfactor

S0	S1	Modus
laag	laag	Uitschakelen
laag	hoog	2% (2 Hz tot 12 kHz)
hoog	laag	20% (100 tot 120 kHz)
hoog	hoog	100% (500 tot 600 kHz)

via de niveaus op de twee control-pinnen S0 en S1 (zie **Schaaltabel**). Bij lage frequenties is de meetresolutie beter, maar dat kost snelheid. In het hoogste bereik is het andersom. Mijn tests lieten zien dat het middenbereik het beste werkt. Frequenties, of eigenlijk de periodes van het blokgolf-signaal, kun je makkelijk meten met microcontrollers. Zo'n digitale data-uitgang is eenvoudig, je hebt geen ADC nodig en is storingsbestendig.

Software

Eerst over spraakuitvoer: Na het herkennen van één van de twaalf kleuren moet de DFPlayer mini het bijbehorende MP3 bestand op de SD-kaart afspelen. Die MP3-bestanden bevatten de uitgesproken kleurnaam, die je natuurlijk wel eerst moet maken en op de kaart zetten. Proberen met mijn eigen stem werkte niet zo goed, dus ik heb met AI op de site TTSMP3 [5] geschikte bestanden gemaakt. Een vrouwenstem was volgens mij het duidelijkst.

Ik heb de 12 meest gangbare en goed te onderscheiden kleuren gebruikt. De kleurindeling is gebaseerd op de gemeten sensorgegevens en je kunt zelf in de Arduino sketch de keuze en het onderscheid van de kleuren aanpassen, bijvoorbeeld door de waardebereiken te versmallen of de resolutie van de meetdata te verfijnen. Op de Elektor Labs projectpagina [6] heb ik 14 MP3 bestanden met de kleurnamen (**Tabel MP3-bestanden**) gezet om te downloaden. Je kunt deze direct op een SD-kaart zetten en je hebt meteen de basis voor je eigen experimenten. Natuurlijk kun je ook je eigen MP3-bestanden maken, zodat je makkelijk verschillende talen kunt gebruiken. Om aanpassen makkelijker te maken, is er in de Arduino sketch al een seriële uitvoerfunctie die de ruwe data realtime op de seriële monitor van de Arduino IDE toont. Dat helpt om eigen drempelwaarden

MP3-bestanden

File name	Message
0001.mp3	<i>rood</i>
0002.mp3	<i>groen</i>
0003.mp3	<i>blauw</i>
0004.mp3	<i>geel</i>
0005.mp3	<i>oranje</i>
0006.mp3	<i>roze</i>
0007.mp3	<i>violet</i>
0008.mp3	<i>bruin</i>
0009.mp3	<i>grijs</i>
0010.mp3	<i>cyaan</i>
0011.mp3	<i>zwart</i>
0012.mp3	<i>wit</i>
0013.mp3	<i>witbalans succesvol voltooid</i>
0014.mp3	<i>onbekende kleur</i>

in te stellen of de kleurherkenning verder te verbeteren. Een kleine tip: Als je de SD-kaart op een Mac zet, krijg je vervelende bestanden als *.DS_Store*, *Thumbs.db*, de Spotlight index, *.Trash* en *.fsevents* op de kaart. Je kunt die achteraf verwijderen met bijvoorbeeld BlueHarvest [7]. Windows en Linux hebben daar geen last van.

Nu naar de sketch: In de Arduino IDE moeten de volgende libraries worden toegevoegd om de sketch te maken:

- *DFRobotDFPlayerMini.h*, zie [8] (aansturing van de MP3-speler)
- *SoftwareSerial.h* (seriële communicatie met de MP3-speler)
- *EEPROM.h* (gebruik van de Arduino EEPROM)

De DFPlayer mini ondersteunt verschillende manieren om MP3-bestanden af te spelen. In deze toepassing wordt de functie `playMp3Folder()` gebruikt. Hiervoor moeten de bestanden in de *MP3*-map staan op een FAT32-geformatteerde microSD-kaart en een naam krijgen van vier cijfers, een punt en de extensie *mp3* (bijv. *0001.mp3*). Bijvoorbeeld: het bestand *0001.mp3* bij [6] geeft de spraakuitvoer voor de kleur rood.

De DFPlayer Mini wordt serieel aangestuurd met een vast protocol. Om een specifiek audiobestand af te spelen, stuur je een bepaald commando. De bytevolgorde `7E FF 06 03 00 00 01 xx EF` speelt bijvoorbeeld *0001.mp3* af. De betekenis van de bytes staat in de **Commandocode Tabel**. Het commando wordt verzonden met een baudrate van 9600 bit/s.

Nu de details van de sketch die te downloaden is bij [6]: In de `setup()`-functie worden de juiste pinnen voor het aansturen van de kleursensor en MP3-speler ingesteld.

Ook wordt de functie `assignSavedEepromValues()` aangeroepen, die de laatst opgeslagen witbalanswaarden uit het EEPROM van de Arduino Nano leest.

Het eigenlijke programma bestaat uit de oneindige `loop()`, waarin de status van knop S1 wordt gelezen. Zolang je de knop niet indrukt, gebeurt er niks. Zodra een druk op de knop wordt waargenomen, wordt de duur gemeten en onderscheid gemaakt tussen kort en lang indrukken. Een knopdruk van 7 s geldt als lang en start een kalibratieproces in de vorm van een witbalans. Kort indrukken start de kleurherkenning.

Bij de witbalans worden de offsetwaarden voor rood, groen en blauw opnieuw uitgelezen met de functie `performWhiteBalance()`. De waarden worden dan opgeslagen in het EEPROM van de Arduino Nano met `saveOffsetValuesToEeprom()`.

Kleurherkenning wordt gestart door de functie `determineColor()`, die de functie `readRgbColors()` aanroept. Deze activeert achtereenvolgens rood, groen en blauw en leest dan de sensoruitgangen uit. Dit gebeurt met `pulseIn()`, die de duur van de geregistreerde pulsen in microseconden bepaalt.

Omdat de frequentie die de sensor levert evenredig is aan de lichtintensiteit, zijn de gemeten pulsduren omgekeerd evenredig met de intensiteit van het betreffende kleurkanaal. Kleine waarden (= hoge frequentie) betekenen dus hoge lichtintensiteit, grote waarden (= lage frequentie) logisch genoeg lage intensiteit.

Na succesvolle kleurherkenning wordt de gedetecteerde kleur gekoppeld aan het juiste MP3 bestand voor spraakuitvoer. Naast de twaalf kleuren wordt het voltooiën van de witbalans ook aangekondigd (bestand nummer 13). Het veertiende MP3-bestand meldt als er geen kleur betrouwbaar herkend kon worden.

Testen en ingebruikname

Om snel te kunnen testen, zijn er in de Arduino sketch alvast voorlopige kleur-compensatiewaarden opgeslagen. Zo kun je basis-kleurherkenning doen zonder eerst te kalibreren.

Commandocode

Byte(s)	Betekenis
7E	Startbyte
FF	Apparaatadres (standaard: broadcast FF)
06	Aantal volgende bytes
03	Commandocode (hier: afspelen)
00	Parameterbyte
00 01	MP3-bestandsnummer (16 bit)
xx	Controlesom
EF	EindByte



Componentenlijst

L1 = Spoel, 1 mH
 D1 = 1N4001
 S1 = Drukknop *
 LS = Luidspreker *
 Arduino Nano
 TCS3200-kleurensensormodule [2]
 DFPlayer mini [3]
 Bluetooth-luidspreker met voeding *

* zie tekst

Voor de eerste test kun je de sensor op de rode streep van Figuur 2 richten en de detectie starten met een korte druk op S1. Als alles werkt, hoor je meteen spraakuitvoer met de herkende kleur, in dit geval "rood".

Om de kleurherkenning aan te passen aan het licht en de eigenschappen van de sensor, moet je een witbalans uitvoeren. Zet de sensor op een wit oppervlak (bijvoorbeeld papier) en houd S1 langer dan zeven seconden ingedrukt. Na loslaten klinkt een akoestisch signaal dat de kalibratie gelukt is. De referentiewaarden voor de drie kleurkanalen worden opgeslagen in het EEPROM van de microcontroller en dienen als basis voor volgende metingen.

Tot slot nog iets om op te letten als je de DFPlayer mini koopt: deze module is bij verschillende leveranciers te krijgen. Veel daarvan zijn waarschijnlijk klonen die er bijna hetzelfde uitzien en werken als het origineel. Toch kun je problemen tegenkomen, zoals mindere kwaliteit of onverwacht gedrag. ◀

240229-03

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.



Over de auteur

Jörg Trautmann is altijd een enthousiast elektronica-liefhebber geweest. Zijn eerste grote project in de vroege jaren 1980 was de uitbreiding van zijn TI-99/4A-homecomputer met een zelfgebouwde geheugeneenheid, omdat de commerciële oplossing onbetaalbaar was. In de loop van zijn carrière heeft hij vrijwel de hele evolutie van de elektronica meegemaakt – van buizen tot digitale systemen. Na zijn werk als hard- en softwareontwikkelaar wijdt hij zijn pensioen nu aan het begeleiden van jonge leerlingen, door basisschoolkinderen de basis van solderen en elektronica bij te brengen.



Gerelateerde producten

- **Arduino Nano Every met Headers**
www.elektor.nl/19939
- **Ashwin Pajankar, Kickstart to Arduino Nano (Elektor 2022)**
www.elektor.nl/20242

WEBLINKS

- [1] Arduino Nano: <https://tinyurl.com/4xmuhmds>
- [2] TCS3200 module, Joy-IT: <https://joy-it.net/en/products/SEN-Color>
- [3] DFPlayer Mini, DFRobot: https://wiki.dfrobot.com/DFPlayer_Mini_SKU_DFR0299
- [4] TCS3200 datasheet, ams OSRAM: <https://tinyurl.com/2jc4nzt8>
- [5] TTSM3 website: <https://ttsmp3.com/>
- [6] Talking Colorimeter with AI-generated Voice, Jörg Trautman, Elektor Labs: <https://tinyurl.com/5fjs9nz8>
- [7] BlueHarvest, ZeroOneTwenty.com: <https://www.zeroonetwenty.com/blueharvest/>
- [8] DFRobotDFPlayerMini, GitHub: <https://github.com/DFRobot/DFRobotDFPlayerMini>

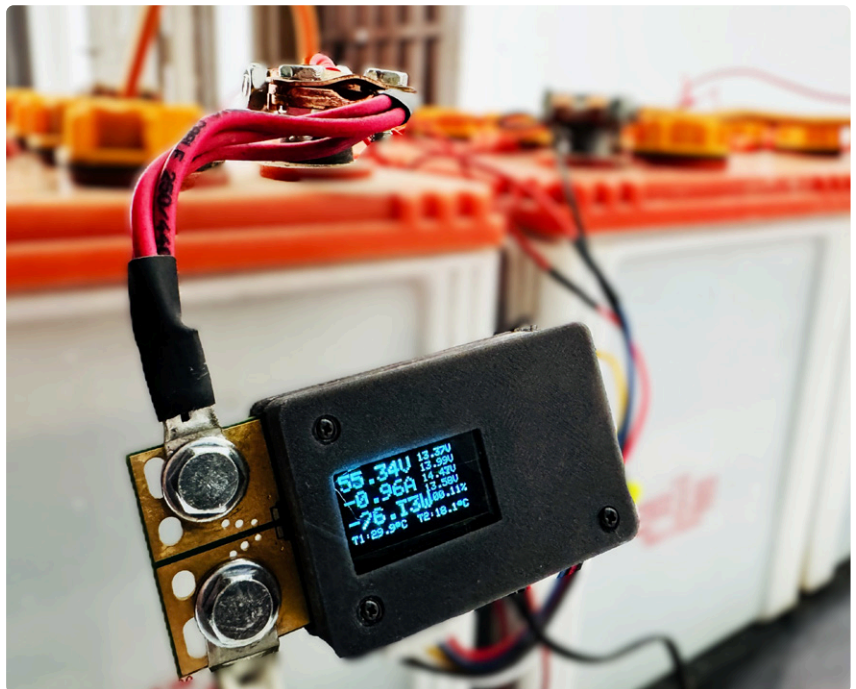
PbMonitor v2.0

Overzicht van het vernieuwde accu-bewakingssysteem

Door Saad Intiaz (Elektor)

PbMonitor v2.0 bouwt voort op de eerste versie van het project door de nauwkeurigheid en stabiliteit van spanning-, stroom- en temperatuurmetingen voor een 48 V loodzuur-accu voor een UPS-systeem te verbeteren. Deze update introduceert een nieuwe ADC, een betere ESP32-module, verfijnde spanningsregeling en uitgebreidere temperatuurmetingen. Het ontwerp van de print is in ontwikkeling, en de volledige testresultaten worden in het volgende artikel gepresenteerd.

Het oorspronkelijke PbMonitor-project [1] was ontworpen om de conditie en prestaties te bewaken van een 48 V loodzuuraccu die was aangesloten op een UPS voor thuisgebruik. Hoewel het project met succes de spanning, stroom en basistemperatuur per accu rapporteerde, brachten de gegevens die gedurende lange perioden werden verzameld beperkingen aan het licht in de meetnauwkeurigheid en het thermische profiel (**Figuur 1**). PbMonitor v2.0 lost deze problemen op door de analoge front-end opnieuw te ontwerpen, de ADC-resolutie te verbeteren en de architectuur voor vermogensregeling te verbeteren. Het doel van dit artikel is om het nieuwe ontwerp te introduceren, de belangrijkste componenten te beschrijven en de richting voor de volgende fase van hardware-tests te schetsen.



Figuur 1. De PbMonitor v1.0.

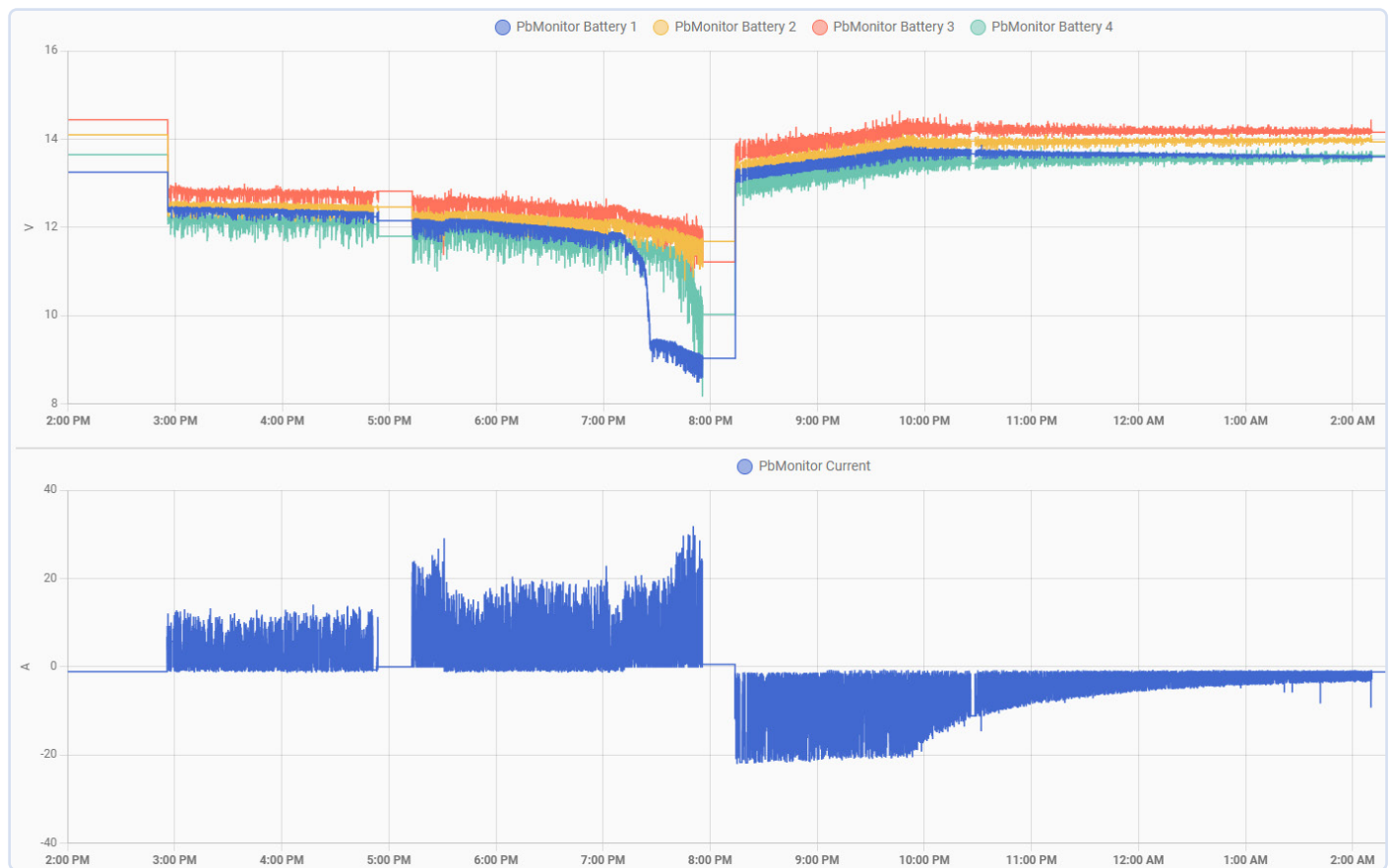
Overzicht systeemarchitectuur

PbMonitor v2.0 introduceert een verfijndere analoge meetketen die draait om stabiliteit en ruisonderdrukking. Een van de belangrijkste verbeteringen is de herstructurering van het meetpad voor de spanning met opamps en juist geplaatste condensatoren. In v1.0 waren de spanningsdelers direct verbonden met de ADC-ingangen, waardoor de metingen gevoelig waren voor ruis en kleine fluctuaties door bedrading, belastingovergangen en de digitale secties van de print (**Figuur 2**). In v2.0 wordt elke accuklem eerst gefilterd met kleine keramische condensatoren aan de uitgang van de deler, waardoor hoogfrequente ruis wordt verminderd voordat het signaal het volgende stadium bereikt. Deze filters helpen de gemeten spanning te stabiliseren, vooral wanneer de UPS schakelt tussen laden en ontladen.

Om de nauwkeurigheid verder te verbeteren, wordt iedere accuspanning door een opamp

als buffer geleid. Zo wordt voorkomen dat de ADC-ingangsimpedantie de spanningsdeler belast, en krijgt u consistentere signaal met minder ruis voor sampling. Door het gebruik van opamps kan ook het bereik van de ADC beter worden bewaakt, zodat deze binnen het optimale meetgebied werkt. Door deze filtering en buffering wordt ruis en drift die zichtbaar was in de vorige versie aanzienlijk verminderd. Het blokschema van het systeem ziet u in **Figuur 3**, waarin de hoofdblokken en signaalstromen van v2.0 staan.

Nog een verbetering in v2.0 is de uitbreiding van de temperatuurmonitoring. Waar v1.0 slechts twee thermistors gebruikte nabij de middelste accu's, ondersteunt v2.0 vier externe one-wire temperatuursensoren, één voor elke accu. Deze sensoren geven directe temperatuurmetingen van de accu's, en leveren meer betrouwbare data dan temperatuur inschatten vanaf één plek. Individuele accutemperaturen monitoren wordt steeds belangrijker naarmate



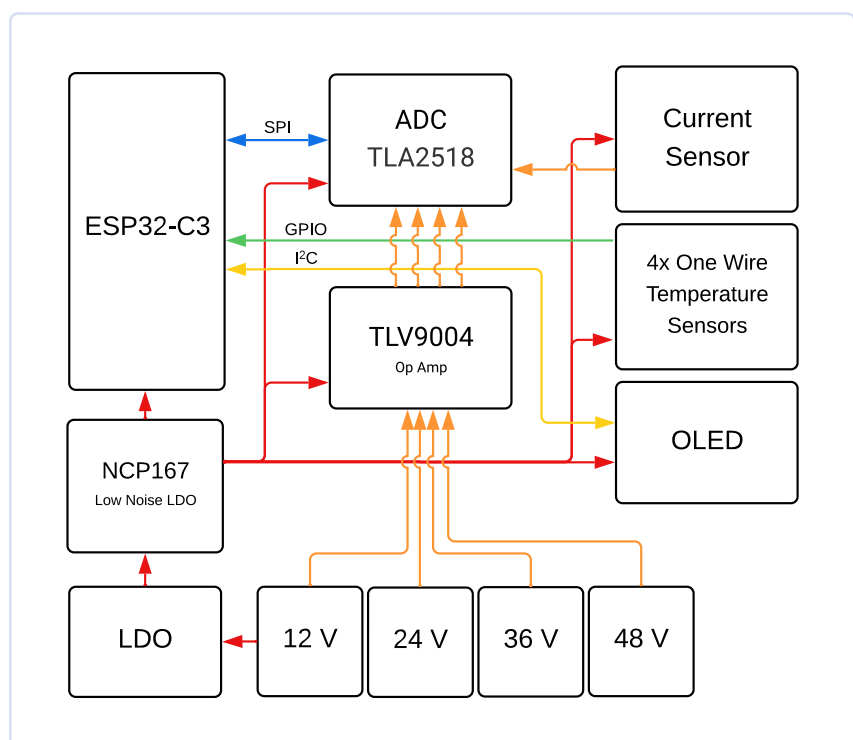
Figuur 2. Het spannings- en stroomlogboek van PbMonitor v1.0, met zichtbare ruis in de meetwaarden.

loodaccu's ouder worden, want thermische onbalans is een van de eerste tekenen van afnemende capaciteit of veranderende interne weerstand.

Samen zorgen de verbeterde filtering, gebuf-ferde analoge ingangen en uitgebreide temperatuurbewaking voor een meer robuuste systeemarchitectuur. Deze aanpassingen maken de meetketen minder gevoelig voor ruis, het werkgebied wordt nauwkeuriger en is beter geschikt voor langdurige bewaking van de accu's.

Keuze van de hardware

PbMonitor v2.0 introduceert verschillende bewuste hardware-upgrades om de beperkingen van de eerste versie aan te pakken. De Espressif ESP32-C3 Mini-module vervangt de vorige XIAO-gebaseerde aanpak en biedt dezelfde verwerkingscapaciteit en wifi-connectiviteit, maar met meer flexibiliteit tijdens het routeren van de printplaat.



Figuur 3. Blokschema van PbMonitor v2.0.



De huidige ontwikkelfase richt zich op het realiseren van een schone analoge routing, het opzetten van een correcte aardingsstrategie en het waarborgen van stabiele referentie- en voedingslijnen voor de ADC- en thermistornetwerken.

De footprint van de kale module maakt een gerichte plaatsing mogelijk, zorgt voor een betere aarding en een betere scheiding tussen analoge en digitale delen, wat belangrijke overwegingen zijn bij het meten van kleine spanningsveranderingen in een 48-V-stack. De meest opvallende upgrade is de overstap naar de Texas Instruments TLA2518 [2], een 12-bits, 8-kanaals ADC die een stabielere samplingpad biedt in vergelijking met de MCP3008. De interne spanningsreferentie, voorspelbaar samplegedrag en hogere resolutie maken hem geschikt voor toepassingen die meerdere kanalen met consistente timing moeten meten. De ADC verwerkt tegelijk vier spanningsmetingen en het uitgangssignaal van de stroommeter.

Voor de stroommeting gebruikt het systeem nog steeds de ACS72981 Hall-effect sensor via de Pololu Current Sensor [3]. De analoge uitgang blijft gecentreerd op 1,67 V bij nullast, met een gevoeligheid van 0,0264 V/A. Zo kan de firmware bepalen of de accu's opladen of ontladen, zonder geïsoleerde shuntweerstand of differentiële versterkers. En zoals gezegd, de temperatuurbewaking is uitgebreid met een one-wire temperatuursensor (DS18B20) per accu.

De voeding is gebaseerd op tweestapsregeling. Een high-current LDO (ZLDO1117Q) van Diodes Incorporated [4] zet de 12 V ingangsspanning om naar 5 V, en een ultra low-noise LDO van On Semiconductor (NCP167) [5] maakt de uiteindelijke 3,3 V-rail voor de ESP32-C3 Mini, ADC en de analoge front-

end. Deze aanpak vermindert spanningsrimpel en verhoogt de meetstabiliteit, vooral voor de spanningsreferentie van de ADC en de opamp-trappen.

Huidige ontwikkeling en de richting van het project

Op dit moment is het schema van de PbMonitor v2.0 afgerond en wordt het print ontwerp gemaakt. De huidige ontwikkelingsinspanningen zijn gericht op het realiseren van schone analoge routing, de juiste aardingsstrategie en stabiele referentie- en voedingslijnen voor de ADC- en thermistornetwerken. De print krijgt ook verbeterde connectoren voor de accutaps en het stroommeetstelsel, waardoor het geheel makkelijker in elkaar te zetten is.

De volgende stap is het vervaardigen en testen van de print. De tests omvatten de kalibratie van elke spanningsaftakking, de stabiliteit van de stroommeting, de nauwkeurigheid van de thermistor en de algehele ruisprestaties. Speciale aandacht gaat uit naar de verbeteringen ten opzichte van v1.0, zoals meer vloeiende stroomgrafieken, consistentere spanningsmetingen en volledige temperatuurdata voor alle vier de accu's.

Na het testen wordt de firmware uitgebreid met betere SoC (State of Charge)-schatting, eerste SoH (State of Health)-indicatoren, en optionele on-board logging met de opslag-interface die voor toekomstige versies gepland staat. De integratie met Home Assistant blijft ongewijzigd, maar er zullen aanvullende

sensorwaarden en berekende statistieken worden toegevoegd naarmate het systeem meer mogelijkheden krijgt.

Het volgende artikel toont de samengestelde hardware, testresultaten, prestatievergelijkingen en eventuele firmware-aanpassingen. PbMonitor v2.0 is bedoeld als basis voor een gedetailleerd en betrouwbaar accubewakingssysteem, en deze introductie geeft een overzicht van de veranderingen die dat mogelijk maken. ◀

240704-B-03

Vragen of opmerkingen?

Hebt u vragen of opmerkingen over dit artikel, dan kunt u contact opnemen met de auteur via saad.imtiaz@elektor.com of de redactie van Elektor via redactie@elektor.com.



Gerelateerde Producten

- **Dogan Ibrahim, Red Pitaya for Test and Measurement (E-book, Elektor)**
www.elektor.nl/18201
- **Peter Dalmaris, Introduction to Electronic Filters (Elektor 2025)**
www.elektor.nl/21237

WEBLINKS

- [1] Saad Imtiaz, "PbMonitor v1.0," Elektor 5-6/2025: <https://elektormagazine.nl/240704-03>
- [2] TLA2518 Kleine, 8-kanaals, 12-bit ADC, datasheet van Texas Instruments: <https://www.ti.com/lit/gpn/tla2518>
- [3] ACS72981 Stroomsensor-dragers, Pololu: <https://www.pololu.com/category/313/acs72981-current-sensor-carriers>
- [4] ZLDO1117Q Hoogstroom-LDO met breed ingangsspanningsbereik, 1-A-regelaar, Diodes Inc.: <https://www.diodes.com/part/view/ZLDO1117Q>
- [5] NCP167 Ultra-laagruis, hoge PSRR, HF- en analoge schakelingen, datasheet van Onsemi: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncp167-d.pdf>

Een ventilator voor de mini-reflow plate

Slimme aanpassingen die de resultaten verbeteren

Door Hans Schneider (België)

Elektor-projecten nodigen lezers niet alleen uit om te bouwen, maar zorgen ook voor innovatie. Neem de Mini Reflow Plate, die oorspronkelijk verscheen in *Eletronica In*. Lezer Hans Schneider heeft het project gebouwd en kwam vol enthousiasme met een paar slimme aanpassingen om het nog beter te maken.

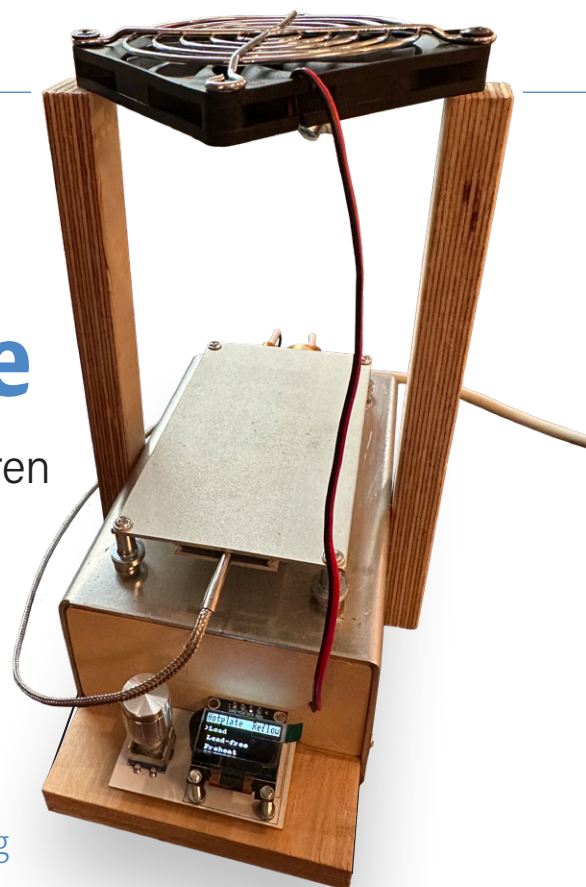
Toen het artikel over de Mini Reflow Plate [1] verscheen in *Elektor* november/december 2023, was ik meteen enthousiast. Ik had eerder al eens een soortgelijk project gebouwd met een oud strijkijzer, maar dat was zo log dat ik het alleen uit de kast haalde in het uiterste geval en verder lag het stof te verzamelen op de plank.

Dus zodra de Gerber-bestanden van de Mini Reflow Plate beschikbaar waren op de *Elektor* website, heb ik de printjes en ontbrekende onderdelen in China besteld. Ik hoefde niet lang te wachten en kon al snel beginnen met bouwen. De eerste test ging goed mis, want de print van de K thermokoppel-sensor had een fout waardoor de verwarmingsplaat veel te heet werd en de voetjes in de ondergrond brandden. Er moest een nieuwe MAX6675-print besteld worden.

De les uit deze eerste test was: gebruik altijd een vuurvaste ondergrond voor de verwarmingsplaat. In de werkplaats vond ik een geschikt U-vormig aluminiumplaatje, waarin gaten waren geboord en getapt met M2,5 schroefdraad op de plaatsen waar de voetjes van de verwarmingsplaat moesten komen. Op deze plaatsen, zoals je ziet in **Figuur 1**, werden radiale neodymium-magneten met montagegaten vastgeschroefd (die lagen toevallig ook in de lade van de werkbank).



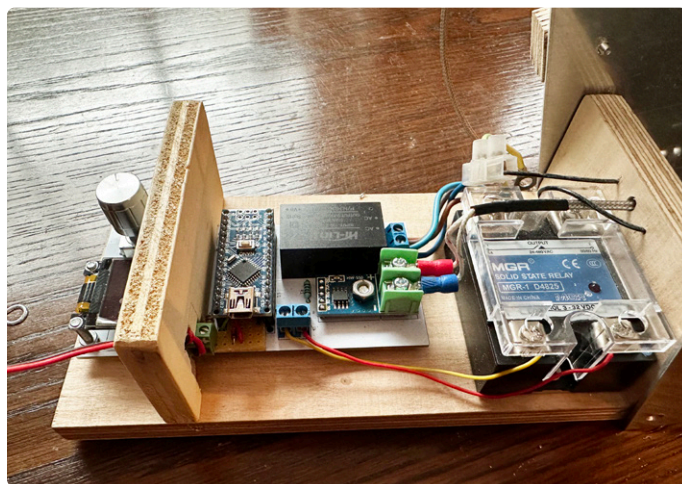
Figuur 1. De verwarmingsplaat is op veilige afstand vastgezet met neodymium-magneten.



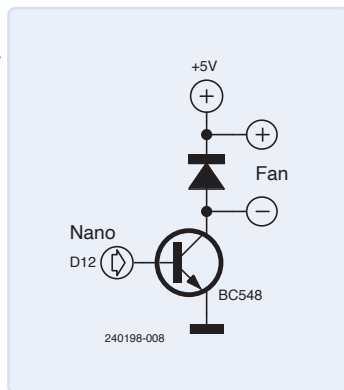
De behuizing is in elkaar gezet met restjes triplex, zodat er genoeg ruimte is voor de elektronica (**Figuur 2**).

Een ventilator voor koeling!

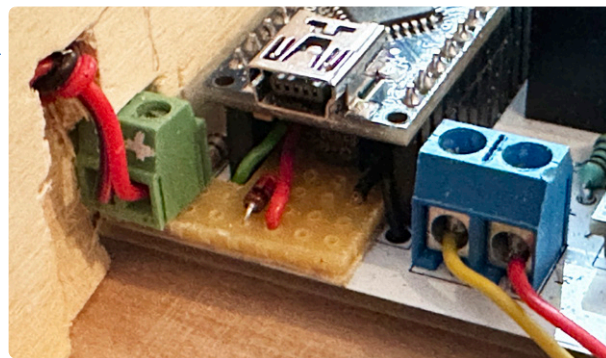
Ook met mijn vorige project met het strijkijzer merkte ik dat het snel genoeg koelen van de plaat na het reflowproces lastig kan zijn, en dat geldt hier net zo goed. De verwarmingsplaat heeft een stuk minder massa dan het oude strijkijzer, maar dat effect blijft alsnog belangrijk. Dus is de Mini Reflow Plate (net als het oude strijkijzer) uitgerust met een 5 V-ventilator. De aansturing gebeurt door de Arduino Nano via een transistorsturing. De Nano heeft genoeg vrije uitgangen, dus je zou zelfs nog andere leuke snufjes kunnen toevoegen. De ventilator-aansturing was ook snel toegevoegd aan de Arduino-sketch.



Figuur 2. Een ruime houten behuizing voor de elektronica.



Figuur 3.
Een simpele transistorsturing
tussen Arduino en ventilator.



Figuur 4. De transistorsturing past precies onder de Arduino-print.

Kleine aanpassingen

De basis van de transistor is aangesloten op pin D12 (**Figuur 3**), omdat deze makkelijk bereikbaar is op de print (**Figuur 4**). In het definities-gedeelte van de sketch (direct onder de regel `int piezo = 13;` en `int riscaldatore = 10;`) staat nu `int fan = 12;`. In de setup van de sketch zet je de modus van de pin: `pinMode(fan, OUTPUT);`, weer direct onder de `pinMode(...)` regel voor de piëzo buzzer. De ventilator gaat aan in de koel-fase met volgnummer 4, in de routine die de reflow-functionaliteit regelt (*Gestione funzionalità Reflow*). Er staat nu:

```
faseAttuale = i;
if (faseAttuale == 4)
    digitalWrite(fan, HIGH); // fan on
else
    digitalWrite(fan, LOW);  // fan off
    regolaRiscaldatore();
```

Wat nog mist, is het uitschakelen van de ventilator als het lopende proces afgebroken wordt met een lange druk op de knop. Dat gebeurt in de `reflowStop()` en `reflowEnd()` functies:

```
void reflowStop() {
    reflowRunning = false;
    myPID.SetMode(MANUAL); // deactivates PID
    analogWrite2(0);       // heater off
    digitalWrite(fan, LOW); // fan off
    longBeep();
    displayClear();
}

void reflowEnd() {
    reflowRunning = false;
    myPID.SetMode(MANUAL); // deactivates PID
    analogWrite2(0);       // heater off
    digitalWrite(fan, LOW); // fan off
    endBeep();
    displayClear();
}
```

De ventilator is vastgemaakt op twee reststukjes multiplex en staat precies boven de verwarmingsplaat, zoals te zien is op de kopfoto. Ook goed om te melden: natuurlijk is er voor de voeding een drie-aderig netsnoer gebruikt en na het maken van de foto's is er ook nog een netschakelaar op gezet. De aarddraad is verbonden met het U-profiel en zit dus ook aan de verwarmingsplaat en de afscherming van de temperatuursensor, veiligheid voorop! ◀

240198-03



Over de auteur

Hans Schneider pakte op zijn twaalfde voor het eerst een soldeerbout. Na te zijn begonnen met radiobouwdozen, is hij zijn hobby altijd trouw gebleven. Zijn eerste grote project was de legendarische Edwin-versterker, gepubliceerd door *Elektor* in 1970. Nadat hij zijn studie elektrotechniek stopzette, omdat het toch niet was wat hij zich had voorgesteld, stapte hij over naar een andere universiteit en volgde hij een opleiding tot docent technologie en natuurkunde. Schneider was later directeur van een grote scholengemeenschap in Aken. Tegenwoordig gaat zijn interesse vooral uit naar Arduino, Raspberry Pi en aanverwante technologieën.

Vragen of opmerkingen?

Als u technische vragen of feedback over dit artikel hebt, neem dan contact op met de redactie van *Elektor* via redactie@elektor.com.



Gerelateerd product

► Verbeterde T-962 v2.0 reflow-soldeeroven (Elektor-versie)
www.elektor.nl/20346

WEBLINK

[1] Massimo Divito, "Mini-reflowplaat," *Elektor* 11-12/2023: <https://www.elektormagazine.nl/230456-02>

developer's zone

tips & trucs, vakunstigheden en
andere nuttige informatie



Uit het leven gegrepen

de tsunami der verwendheid

Bron: Adobe Stock / Maksym Yemelianov

Ilse Joostens (België)

Tegenwoordig lijkt het wel elke dag Sinterklaas, met gemiddeld 3,8 miljoen producten die dagelijks in de vorm van een berg pakjes vanuit het Verre Oosten op de luchthaven van het Luikse Bierset landen. Volgens cijfers van de Belgische douane, aangehaald in De Tijd, zijn er 180 douaniers die slechts een fractie van die stroom kunnen controleren, naar verluidt minder dan één procent. Uit hun steekproeven blijkt dat bij vier op de tien gecontroleerde artikelen iets mis is. Het gaat dan vooral om namaak, ronduit gevaarlijke producten, verkeerd geëtiketteerde goederen of pakjes met een te laag gedeclareerde waarde [1][2].

Hoor ik daar geen paardenvoetjes, trippel trappel, o, zo zoetjes? Hoor ik daar niet trippeltrap paardenvoetjes op het dak? Dat zal Sinterklaas wel wezen. Nee, helaas, het is niet de Goedheiligman die deze pakjes bij u in de schoorsteen dropt, maar een (onderbetaalde) lokale koerier. In de brievenbus, aan de voordeur of in de pakketautomaat dan wel, de schoorsteen was nu eenmaal niet zo handig, dat doen we dus vandaag niet meer. Die koeriers moeten ook hun brood kunnen verdienen, terwijl Chinese webwinkels nauwelijks verzendkosten betalen. China profiteert daarbij van historische regelingen binnen de Wereldpostunie, waardoor internationale zendingen vaak opvallend goedkoop blijven. Twee keer raden wie uiteindelijk de rekening betaalt [3].

Arméluis-innovatie

Ik kan me niet aan de indruk onttrekken dat een aanzienlijk deel van de elektronica-hobbyisten notoir gierig is. Een kennis schuimt met de regelmaat van de klok beurzen af voor gratis onderdelen en heeft online al zoveel gratis samples aangevraagd dat hij momenteel zo ongeveer overal op de zwarte lijst staat. Toen we een keer met hem meereden naar een zoveelste beurs, kregen we achteraf, tot onze consternatie, een forse rekening gepresenteerd voor brandstofkosten én onderhoudskosten.

Ook op elektronica-fora valt me dat telkens weer op, zoals die keer, jaren geleden, in een thread over het nabouwen van een high-end moving-coil voorversterker met passieve RIAA-correctie. Er zat een nogal dure ruisarme dubbeltransistor in de ingangstrap en de verleiding was groot om die te vervangen door twee goedkope, speciaal geselecteerde BC550-transistoren. Dat begrijp ik dan weer niet: u gaat toch geen oerdegelijk high-end ontwerp, in de stijl van The Preamp van Elektor uit 1987, vernaggen door daar goedkope componenten in te stoppen, zoals die $\mu A741$ die nog ergens in een bakje ligt te verstoffen? Kies dan liever voor een ontwerp dat wat minder “high-end” is, maar meer waarde voor uw zuurverdiende centjes oplevert. Om even terug te komen op die pakjes: de buurvrouw shopt zich suf bij Shein en Temu, omdat het zo lekker goedkoop is [4], en het zal u dan ook niet verbazen dat ook elektronica-hobbyisten massaal de geneugten van Chinese webwinkels hebben ontdekt. Het kan nooit goedkoop genoeg, en dat dit ten koste gaat van kwaliteit

en veiligheid lijkt haast bijzaak, alsof de werkelijke voldoening en innovatie bij het bouwen van een project vooral neerkomen op zoveel mogelijk geld besparen. Ik kan er niet bij dat iemand vermogenstransistoren gewoon bij Ome Ali koopt. Met heel veel geluk zijn het originele exemplaren, maar het kunnen evengoed “tweedehands” exemplaren zijn of zelfs namaak. Zoiets bewust doen om een paar euro te besparen is toch wel het lot tarten. Of waarom zou je grote aantallen goedkope Chinese USB-laadkabeltjes kopen die snel stuk gaan en ze gebruiken als verbruiksartikelen, net als goedkope kleding van Shein die vaak maar één keer gedragen wordt? En het milieu dan?

Taks, taks, taks, de pakjestaks

De Belgische regering wil nu samenwerken met de buurlanden aan een taks van twee euro op het invoeren van goedkope pakjes van buiten de Europese Unie. In de regel ben ik niet zo'n liefhebber van belastingen, maar deze keer vind ik dat deze nieuwe heffing, als die er komt, geen dag te vroeg komt, en het had best wat meer mogen zijn. Die twee euro lijkt eerder symbolisch en dat zal weinigen tegenhouden om lustig verder te shoppen in China. Niet alleen ondermijnt die tsunami aan goedkope Chinese producten onze economie, maar in het kielzog ervan ruikt ook een tsunami der vermindering op.

Zelfstandigen en kleine bedrijven worden met steeds meer kosten, regelgeving en administratie geconfronteerd; ook daar is het tegenwoordig taks, taks, taks. Daarbij komt dat de interne Europese markt in de

praktijk toch niet zo geünificeerd is door aanhoudende barrières, ondanks de vrije doorstroming van goederen, diensten, geld en personen. Compliance met Europese regelgeving, zoals de recycling van verpakkingen, dient vaak via individuele lidstaten geregeld te worden in plaats van via een centraal loket, waardoor de kosten en administratieve lasten voor kleine bedrijven onevenredig oplopen. En dan heb je China, dat erin slaagt om al die regelgeving en kosten grotendeels te omzeilen [5]. Verwende consumenten die de lage Chinese prijzen gewend zijn, denken niet zelden dat lokale ondernemers afzetters zijn, maar niets is minder waar. Velen moeten noodgedwongen de handdoek in de ring gooien [6].

De vermindering en bijbehorende verwaandheid kennen blijkbaar geen grenzen, want wij hebben ooit bitse kritiek gekregen van een klant over het feit dat onze software niet open source was. Bij Chinese producten zit vaak zelfs nog geen in kreupel Engels geschreven handleiding, en als het om elektronica gaat, zijn de behuizingen van IC's afgeslepen, zodat de typenummers onleesbaar zijn. Dan hoor ik niemand piepen, want het is lekker goedkoop, toch?

Temu en Shein staan al jaren met stip op de eerste twee plaatsen van de aanbevolen apps in de Google Play Store. Dat mag wel eens veranderen, en ik hoop dat de pakjestaks een stap in de goede richting is [7]. Het is trouwens de eerste keer in mijn leven dat ik als een kind in een snoepwinkel zo blij ben met een nieuwe belasting. ◀

250834-03

WEBLINKS

- [1] De donkere kant van goedkope Chinese webshops als Shein en Temu, YouTube: <https://www.youtube.com/watch?v=p5ts-CBblds>
- [2] Chinese webshops helpen Nederlandse consument met pakbonfraude, RTL Nieuws: <https://tinyurl.com/webshops-helpen-nederlandse>
- [3] Chinese webshops - Zondag met Lubach, YouTube: <https://www.youtube.com/watch?v=PVfj4Fi4bl>
- [4] Zo nemen Chinese winkels de Europese markt over, De Telegraaf: <https://tinyurl.com/winkels-op-de-europese-markt>
- [5] Ondernemers slaan alarm over China-koopjes, De Ondernemer: <https://tinyurl.com/temu-en-shein-uit-china>
- [6] Sportwinkels verdwijnen uit het winkelcentrum, De Ondernemer: <https://tinyurl.com/sportwinkel-winkelcentrum>
- [7] Zijn Shein en Temu nog te stoppen?, Change Inc.: <https://tinyurl.com/shein-en-temu-stoppen>

Project 2.0

Correcties, updates en ingezonden brieven

Samengesteld door Roberto Armani (Elektor)

Relio v1.0 Aanwezigheidsdetectie en Afstandsbediening

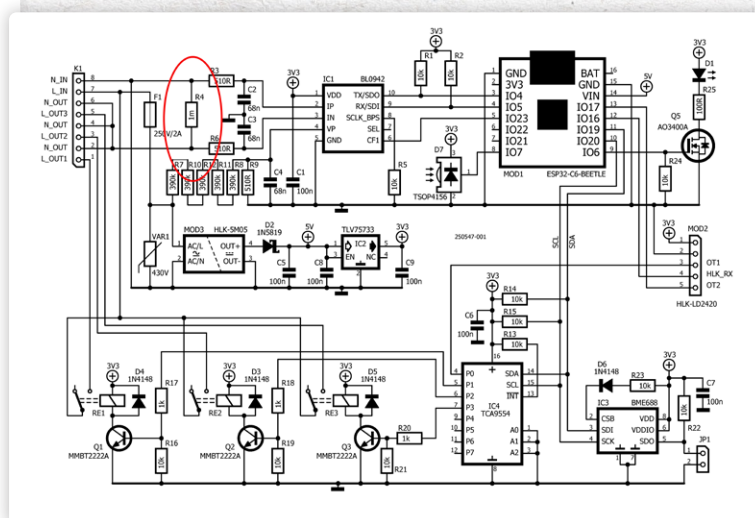
Elektor 11/2025, p. 7 (250547)

In het schema op pagina 7 en in de stuklijst op pagina 12 staat component R4 vermeld als 1 MΩ. De stroom kan door weerstand R4 lopen, maar 1 MΩ is veel te hoog. Na het artikel nogmaals te hebben gelezen, denk ik dat R4 1 mΩ moet zijn.

Peter Simoons (Nederland)

Allereerst bedankt voor uw interesse in mijn project! U heeft gelijk; in het schema en de componentenlijst moet het mΩ of gewoon "m" zijn. In de tekst heb ik de weerstand echter vermeld als "1 mΩ shunt" bij de uitleg van het schema.

Saad Imtiaz (Elektor)



Basis AC-Load-On Monitor

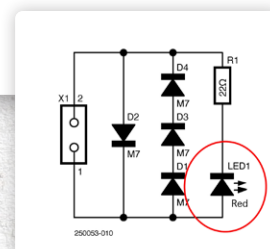
Elektor Circuit Special 2025, p. 50 (250053)

In Figuur 1 is LED1 verkeerd-om aangesloten. Zoals getekend staat er slechts 0,7 V over in de doorlaatrichting. Als u LED1 omdraait, staat er ongeveer 2,1 V over, wat ruim voldoende is om een 1,8 V voorwaartsspannings rode LED te laten branden (met R1 als stroombegrenzing).

David Williams (Australië)

Bedankt dat u ons op dit polariteitsprobleem heeft gewezen. U heeft gelijk: de diode stond verkeerd-om getekend en moet worden omgedraaid, zoals op de afbeelding hieronder.

Roberto Armani (Elektor)

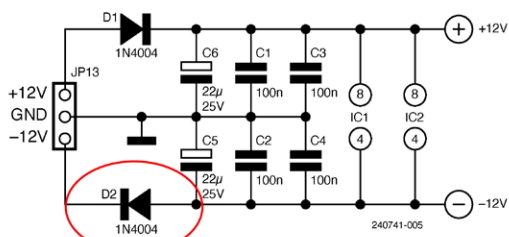


Opamp-Tester V2

Elektor Circuit Special 2025, p. 16 (240741)

De diode D2 (1N4004) in het voedingsgedeelte is verkeerd-om getekend, en de afbeelding hierboven geeft de juiste oriëntatie aan. Nogmaals dank aan onze lezer David Williams, die ons ook op deze fout wees!

Roberto Armani (Elektor)



Kleine Klasse-A Audioversterker

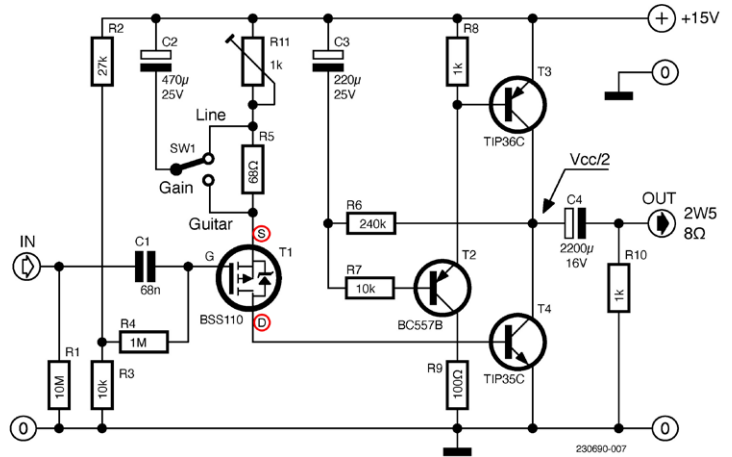
Elektor Circuit Special 2024, p. 32 (230690)

Ik probeer momenteel het schema van Walter Orlov te simuleren met LT-Spice. Helaas laat de gebruikte P-kanaal MOSFET T1 geen stroom door. De vermogens-transistor T4 blijft daardoor altijd geblokkeerd. Ik zie niet hoe dit systeem kan werken.

J.-L. Poulain (Frankrijk)

Dank voor het melden van het probleem. Op het schema is het symbool van de P-kanaal MOSFET BSS110 correct, behalve dat de aansluitingen drain (D) en source (S) zijn omgewisseld. De drain moet in feite verbonden zijn met de basis van T4, terwijl de source naar R5 gaat, zoals afgebeeld op de tekening.

Roberto Armani (Elektor)



Formant, De Elektor Muzieksynthesizer (1)

Elektor 5/1977, p. 14

Ik ben al sinds het midden van de jaren 70 vaste lezer en abonnee, en ik ben blij dat Elektor nog steeds actief is. Vooral de Formant Synthesizer fascineerde me, die nu door Erica Synths als zelfbouw-kit nieuw leven wordt ingeblazen. Wie was C. Chapman, de ontwerper van de Formant? Er is absoluut niets over hem te vinden op internet!

Matthias Gams (Canada)

Dank u voor uw trouwe steun aan ons tijdschrift. Goede vraag! Helaas zijn alle Elektor-medewerkers uit de tijd dat de Formant werd ontwikkeld al lang met pensioen. We hebben geen correspondentie bewaard met C. (Colin) Chapman, en voor zover ik weet was hij een externe auteur, waarschijnlijk uit het Verenigd Koninkrijk, die het basisidee voor een VCO-type synthesizer aanbood. Er bestaan geen contractstukken uit die tijd. De latere, meer complexe modules voor de Formant, evenals de printplaten en frontpanelen, werden allemaal intern ontworpen door het Elektor-lab, en de boeken, artikelen en illustraties door de redactie van Elektor.

Jan Buiting (Elektor)

Eenvoudige Analoge Thermostaat

Elektor Circuit Special Bonus Edition 2024, p. 40 (240042)

We willen deze schakeling graag bouwen, dat een LM385D IC bevat; ondanks ons onderzoek lijkt deze niet verkrijgbaar te zijn.

René Beyrus (België)

Bedankt voor uw vraag; daardoor konden we een tikfout in dat artikel vinden. Dit IC staat in de componentenlijst als LM385D, maar het moet LM358D zijn. Op het schema staat het IC wel correct vermeld.

Roberto Armani (Elektor)

Ideeën of feedback?
Heeft u een goed idee of waardevolle feedback voor Elektor? Neem contact met ons op via redactie@elektor.com. We horen graag van u!

2026: Een AI-odyssee

Wanneer modellen de hardware bepalen

Door Brian Tristam Williams (Elektor)

Als we richting 2026 gaan, voltrekt zich een stille maar fundamentele verschuiving in chipontwerp. Decennialang werd software afgestemd op de mogelijkheden van hardware. Nu keert die relatie om: halfgeleiderbedrijven vormen hun silicium naar de eisen van moderne AI-modellen. Het resultaat is een nieuwe klasse “AI-native” hardware, waarbij het model de architectuur bepaalt in plaats van andersom.

Gedurende het grootste deel van de computerhistorie ontwierpen we eerst de hardware en probeerden we daarna onze software passend te maken. Microcontrollers werden elke paar jaar iets sneller, RAM groeide gestaag, accelerators verschenen als toevoeging en AI-taken werden door het algemene silicium geperst dat

beschikbaar was. Die wereld verdwijnt. In 2026 bouwen grote chipfabrikanten hun silicium rondom het model, niet andersom. Deze verschuiving kwam niet van de ene op de andere dag. Rond 2024 tot 2025 spraken bedrijven al publiekelijk over on-device LLM's (grote taalmodellen), quantization-aware accelerators en het ongemakkelijke feit dat transformer-gebaseerde AI data verwerkt op manieren waarvoor oudere architecturen nooit bedoeld waren [1]. Inmiddels is de industrie stilletjes overgestapt: hardware wordt AI-native.

Wat dat betekent, en waarom het belangrijk is, is het onderwerp van dit artikel.

Het einde van “one chip fits all”

In het verleden draaide hardwareontwerp om afgewogen compromissen: CPU-kernen, GPU-lanes, geheugencontrollers en I/O. Als een workload veranderde, vertrouwde je op compilers en slimme software om aan te passen. AI heeft dat patroon doorbroken. Moderne AI-workloads zijn gebouwd op grote matrixoperaties, attention-blocks en gequantiseerde tensors die sterk afhankelijk zijn van geheugentoeegang en bandbreedte. De prestaties en het energieverbruik worden niet bepaald door de pure rekenkracht, maar door het verplaatsen van data. Daarom, rond halverwege 2025, stemden meerdere fabrikanten hun chips niet meer af op algemene prestaties, ze vormden hun silicium daadwerkelijk rondom de modelgrafieken.

Deze “model-first”-mentaliteit is de kern van AI-native hardware.

Hoe “AI-native” er echt uitziet

In de industrie gebruikt ieder bedrijf zijn eigen termen, maar de architectuurpatronen groeien naar elkaar toe:

Groot lokaal SRAM

Om gequantiseerde modellen efficiënt te draaien (4-bit, 8-bit, gemengde precisie), moeten modelparameters on-die blijven. DRAM is te traag en te duur qua stroom. Verschillende leveranciers besteden nu meer chipruimte aan SRAM-blokken dan aan CPU-kernen.

Matrices-eenheden eerst, ALU's als tweede

NPU's (neurale verwerkingsunits), tensor-engines en dataflow-processors zijn verschoven van “toegevoegde accelerator” naar “primaire werkpaard”. De CPU is steeds vaker alleen de supervisor.

In de praktijk betekent dit dat het grootste deel van het silicium en het energieverbruik nu wordt besteed aan matrixwiskunde in plaats van aan gewone ALU's. De CPU zet de taak op, maar het echte rekenwerk, tensors vermenigvuldigen, data door attention-lagen sturen en gequantiseerde inferentie uitvoeren, gebeurt vrijwel volledig in de NPU of tensor-engine. De processor fungeert meer als planner en verkeersleider, terwijl de gespecialiseerde engines het zware werk doen.

Dataflow-structuur

In plaats van tensors van en naar caches te schuiven, sturen deze architecturen de data door vaste pipelines die zijn afgestemd op transformerlagen. Dat is de enige manier om stroomverbruik van enkele watts te halen.

Het ontwerp vermijdt de overhead van algemene cache-hiërarchieën door activiteiten en modelparameters in een voorspelbare volgorde te streamen, passend bij de structuur van attention- en feedforward-blokken. Gegevenslokaliteit is gegarandeerd, zodat de hardware dubbele toegang voorkomt en cycli bespaart. Dankzij deze pipeline-aanpak kunnen edge-NPU's transformer-inferentie leveren binnen strikte thermische en stroombeperkingen.

Quantisatie als eersteklas burger

8-bit-inferentie was vroeger een compromis. Nu is 8-bit de standaard, en 4-bit wordt een belangrijk onderzoeks- en ontwerp-target. Hardware wordt hierop ontworpen.

Die verschuiving beïnvloedt alles: van SRAM-formaat tot instructie-sets. Als 4-bit het doel is, worden geheugens kleiner, de bandbreedte behoefte daalt en worden inferentie-pijplijnen eenvoudiger. Het verandert ook hoe modellen getraind worden: quantisatie-bewuste workflows zijn nu standaard en drijvende-komma-ondersteuning is steeds vaker optioneel.

Modelvorm-bewustzijn

Meerdere NPU's zijn nu specifiek gestructureerd rondom de eigenschappen van attention-blocks in plaats van convoluties, een omkering van de eerdere CNN-periode.

De reden voor deze verandering is eenvoudig. CNN's kijken naar kleine lokale stukjes van een afbeelding of signaal en bouwen begrip

stap voor stap op. Attention werkt breder: het laat het model elk deel van de input met elk ander vergelijken en kiezen wat het belangrijkst is [2]. Zo krijgt het een globaal beeld, niet alleen lokaal. Toen transformers populair werden, moesten chipontwerpers hun hardware optimaliseren voor deze berekeningen, in plaats van het oude schuifraamprincipe uit de CNN-tijd.

Dat betekent dat de hardware is afgestemd op operaties zoals matrixvermenigvuldiging, key-query-value-alignering en softmax, niet alleen 3×3 -filters over pixels. Geheugenindeling, reken-eenheden en planningslogica zijn geoptimaliseerd voor transformer-achtige taken, waarbij datahergebruik en sequentiële lengte belangrijker zijn dan ruimtelijke lokaliteit. Dit is een bewuste keuze: deze architectuurbeslissingen hebben alleen zin als het model het vertrekpunt is.

Hoe de grote spelers overgingen

Chipmakers zijn de afgelopen twee jaar expliciet overgestapt op AI-native ontwerp, eerst stapsgewijs, daarna bewust.

Het incrementele pad

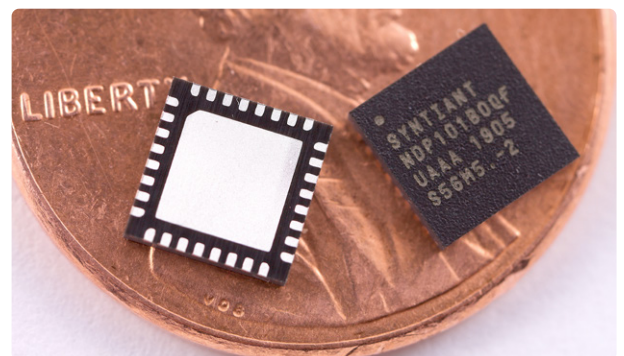
Raspberry Pi: De Raspberry Pi 5 blijft een algemene ARM-SoC, maar Raspberry Pi erkende dat moderne ML-workloads speciale silicium nodig hebben. Hun AI Kit koppelt de Pi 5 via PCIe aan Hailo's 8L-accelerator [3], wat laat zien dat zelfs in de makerswereld AI geen bijzaak meer kan zijn, het vraagt om doelgerichte hardware, zelfs als het extern wordt toegevoegd.

Espressif: De ESP32-P4 [4] gaat verder met Espressif's TinyML-ondersteuning via frameworks als TensorFlow Lite Micro, met vectoruitbreidingen voor betere DSP-prestaties. Toch blijft het fundamenteel een algemene microcontroller, geen AI-native ontwerp.

Deze aanpakken werken, maar laten de beperkingen van aanpassing zien. Tegen eind 2025 was de top van de industrie al verder dan hybride oplossingen.

AI-Native architecturen

Syntiant: Hun NDP-serie (Neural Decision Processor) (Figuur 1) [5] is een goed voorbeeld van workload-gedreven silicium:



Figuur 1. Syntiant NDP101-chips op een Amerikaanse cent, ultracompacte inferentie-silicium voor always-on embedded AI. Afbeelding met dank aan Syntiant.



Figuur 2. Qualcomm's Snapdragon 8 Elite Gen 5, gelanceerd op 26 november 2025, bevat Qualcomm's nieuwste Hexagon NPU voor lokale AI-versnelling. Bron: Qualcomm.

Door berekening strak te koppelen aan on-chip SRAM leveren deze chips lage-precisie, altijd-aan inferentie bij een verbruik van micro-watts. Hun kracht ligt bij audio en sensorfusie, keyword spotting, compacte CNN's en RNN's (recurrent neural network), waar lokaal werken en efficiëntie het belangrijkste zijn. Lichte attention-modellen worden ondersteund, maar de architectuur is duidelijk geoptimaliseerd voor embedded toepassingen waar continu werken nodig is zonder veel stroomverbruik.

Qualcomm: De Hexagon NPU in Snapdragon-SoC's (Figuur 2) is geleidelijk overgestapt naar transformer-versnelling. In Qualcomm's eigen technische documenten staat dat de AI Engine nu grotere, lokale taalmodellen ondersteunt [6].

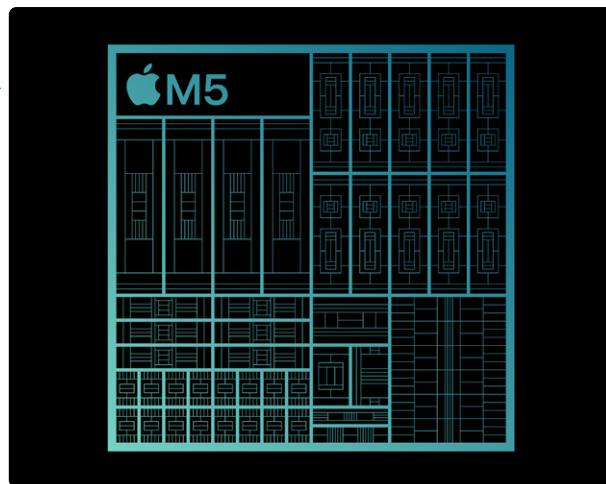
Deze ontwikkeling weerspiegelt een bredere ontwerpfilosofie: silicium is nu geordend rondom de dominante taak, niet langer met AI als uitzondering. Transformer-blokken bepalen het ontwerp, en de CPU coördineert meer dan dat hij zelf rekent. Het is een verandering van prioriteiten en laat zien waar het verschil in prestaties per watt wordt gehaald.

Apple: Apple's nieuwste M5-chip (Figuur 3), gepresenteerd in oktober 2025, is een duidelijk voorbeeld van AI-native ontwerp: Gebouwd met derde generatie 3-nanometer-proces, introduceert het een nieuwe 10-core GPU met een Neural Accelerator per core, een snellere Neural Engine en hogere geheugenbandbreedte. In Apple's eigen marketing staan transformer-doorvoer en on-device reasoning centraal. De M5 is gebouwd rond AI-taken, niet meer alleen rond rekenkracht [7].

Hailo: De Hailo-8 en Hailo-8L gebruiken een dataflow-architectuur voor depthwise-convoluties en transformers. Het is AI vanaf de basis, en de keuze voor de 8L in de Raspberry Pi AI Kit toont de populariteit in de makerswereld.

ARM: ARM's Ethos NPU's zijn volledig ontworpen voor gequantiseerde ML-taken. Ze worden een standaardonderdeel in micro-controller-klasse SoC's [8].

De focus ligt op INT8- en INT4-inferentie, met hardwarepijplijnen voor tensor-operaties met weinig bits in plaats van floating point-berekeningen. Door Ethos-kernen te combineren met Cortex-M en Cortex-A CPU's kunnen leveranciers microcontrollers aanbieden die lokaal visie-, audio- en taalmodellen draaien zonder externe accelerators. Gequantiseerde inferentie wordt zo standaard, geen extra, en AI-native blokken maken nu deel uit van de standaard SoC-gereedschapskist.



Figuur 3. Het nieuwste van Apple's M-serie: de M5. Afbeelding met dank aan Apple.

Nvidia: Tensorkernen zijn verschoven van "GPU-feature" naar "AI-hardwarekern", en de nieuwste transformer-engines laten precies zien waar de architectuur heen gaat [9].

Wat begon als een manier om mix-precisie wiskunde in GPU's te versnellen, is nu het bepalende onderdeel van Nvidia's silicium-strategie. Tensorkernen voeren nu de matrixvermenigvuldigingen en gequantiseerde inferentie op schaal uit, terwijl de nieuwste transformer-engines zich volledig richten op attention-operaties. De GPU is niet langer alleen een grafische processor met AI als toevoeging, maar wordt een modelgerichte rekenmachine, met traditionele shader-pijplijnen als bijzaak.

Bij al deze voorbeelden is het patroon duidelijk: de vorm van het model bepaalt het silicium, niet de algemene workload.

Waarom deze verschuiving onvermijdelijk was

Drie factoren maakten AI-native hardware eigenlijk onvermijdelijk:

1. De explosie van on-device AI

Bedrijven willen spraakherkenning, samenvatting en beeldbegrip zonder afhankelijkheid van de cloud. Dat vraagt hardware die gequantiseerde transformer-modellen direct kan uitvoeren.

2. De energiegrens

Algemene CPU's zijn te inefficiënt. Edge-apparaten hebben inferentie in het milliwatt-bereik nodig. Alleen modelspecifieke hardware haalt dat.

3. Het privacy- en latency probleem

Alles naar de cloud sturen is niet langer acceptabel, juridisch, technisch of commercieel. Gebruikers en toezichthouders willen AI lokaal laten draaien.

In 2026 past de markt zich simpelweg aan deze eisen aan.

Wat dit betekent voor ontwikkelaars en makers

De grootste verandering is dat AI-taken en hardwareontwerp nu met elkaar verweven zijn. Ontwikkelaars krijgen steeds vaker te maken met:

NPU's als standaard: net zoals Wi-Fi tien jaar geleden standaard werd op embedded boards, worden NPU's standaard op microcontrollers en SBC's in 2026.

Bewustzijn van quantisatie: technici zullen moeten denken in 4-bit- en 8-bit-termen. Drijvende-komma-inferentie wordt een luxe, geen standaard.

Modelgerichte toolchains: compilers die “beschrijf je model” vragen en vervolgens hardware-specifieke binaries en optimalisaties opleveren, worden steeds normaler.

Thermische overwegingen: zelfs zuinige NPU's genereren hotspots. Printontwerpers moeten hiermee rekening houden.

Firmware koppelen aan AI-blokken: firmware zal steeds vaker een autonome inferentie-engine aansturen in plaats van een gewone periferie.

AI-native hardware zal klassieke embedded engineering niet vervangen, maar het vraagt wel nieuwe gewoontes.

Vooruitblik naar 2030

Als de huidige trends doorzetten, kan de volgende golf hardware dit nog verder brengen:

- Microcontrollers met 16 tot 64 MB on-die SRAM.
- Speciale transformer-engines zelfs in het instapsegment.
- “LLM-ready” printjes als standaard.
- Private, lokale redeneermodellen klein genoeg voor handheld-apparaten.
- Cloud-AI als optionele accelerator, geen vereiste.
- Ontwikkelworkflows die bij het model starten, en dan hardware kiezen die past.
- AI wordt net zo ingebouwd in embedded systemen als ADC's en UARTs nu zijn.

Kunstmatige intelligentie wordt nu een ontwerpeis, niet iets wat je gewoon toevoegt aan een project. Net zoals batterijduur het mobiele tijdperk vormgaf, en kloksnelheden het pc-tijdperk in de jaren 90, vormen rekentrends van modellen het silicium van de jaren 2020. 2026 is het moment waarop deze verschuiving duidelijk wordt. We zijn van het versnellen van AI naar ontwerpen voor AI gegaan, en binnenkort zelfs ontwerpen *vanwege* AI.

Als de afgelopen twee jaar gingen over AI laten passen in bestaande hardware, dan wordt het komende decennium hardware laten passen rondom AI. [⬅](#)

230181-Q-03

Vragen of opmerkingen?

Als u vragen of opmerkingen heeft, hoor ik uw ervaringen graag. Schrijf mij op brian.williams@elektor.com of vind me op X @briantw.



Over de Auteur

Brian Tristam Williams is al sinds zijn tiende gefascineerd door computers en elektronica, toen hij zijn eerste “microcomputer” kreeg. Zijn reis met Elektor Magazine begon op zestienjarige leeftijd, met de aankoop van zijn eerste magazine. Sindsdien volgt hij de wereld van elektronica en computers op de voet, altijd nieuwsgierig en lerend. Hij werkt sinds 2010 bij Elektor en richt zich tegenwoordig vooral op de nieuwste technologische trends, met bijzondere aandacht voor AI en singleboardcomputers zoals Raspberry Pi.



Related Products

- **Dogan Ibrahim, *Get Started with the Raspberry Pi AI Kit* (E-book, Elektor, 2024)**
www.elektor.nl/21032
- **Elektor Select: Embedded & AI (PDF)**
www.elektor.nl/21213

WEBLINKS

- [1] Hardware veroverd de wereld, Deloitte: <https://tinyurl.com/deloittehardware>
- [2] Brian Tristam Williams, “De Raspberry Pi gaat AI,” Elektor 7-8/2024: <https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-348/62952>
- [3] Transformer Attention Block eenvoudig uitgelegd, Medium.com:
<https://urialmog.medium.com/transformer-attention-block-explained-simply-4c4fca7f2200>
- [4] Anant Gupta, Sun Xiangyu, Xie Wei, “Breng AI naar de edge met ESP32-P4,” Elektor AI Edition 2024:
<https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-405/63485>
- [5] NDP100 neurale beslissingsprocessor, Syntiant: <https://syntiant.com/ndp100>
- [6] Energievoorziening voor de generatieve AI-revolutie, Qualcomm: <https://www.qualcomm.com/processors/hexagon>
- [7] Apple's M5-chip uitgebracht, Apple News: <https://tinyurl.com/applem5launch>
- [8] Arm Ethos-U NPU Backend, PyTorch: <https://tinyurl.com/armethosnpu>
- [9] NVIDIA Tensor Cores, NVIDIA: <https://www.nvidia.com/en-us/data-center/tensor-cores/>

Precisie pico-ampèremeter (2)

Montage, kalibratie en test

Door Johannes Sturz (Duitsland)

Dit ontwerp voor een pico-ampèremeter maakt het mogelijk een betrouwbaar en betaalbaar instrument te bouwen dat stromen tot in het pA-bereik kan meten. In het eerste deel van dit artikel kwamen de werking van het schakeldiagram en de GUI van het instrument aan bod. In deze tweede en laatste aflevering leest u hoe u het instrument monteert, kalibreert en test.

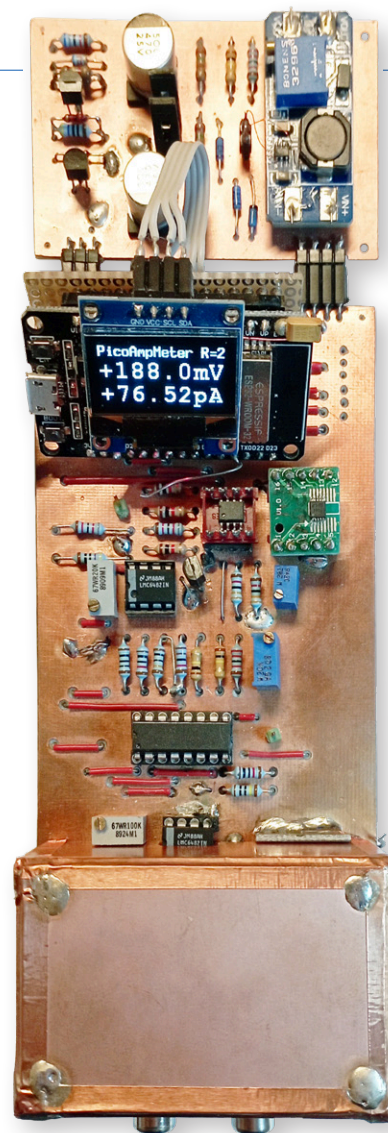
Het eerste deel van dit project [1] ging over de beschrijving van de schakeling, de pc-software (Measurement GUI) en enkele meetvoorbeelden om te laten zien wat de pico-ampèremeter kan. Nu ligt de focus op montage, kalibratie en testen. Bij het meten van stromen in het pA bereik zijn er een paar punten waar u op moet letten die normaal gesproken niet aan bod komen.

Montage

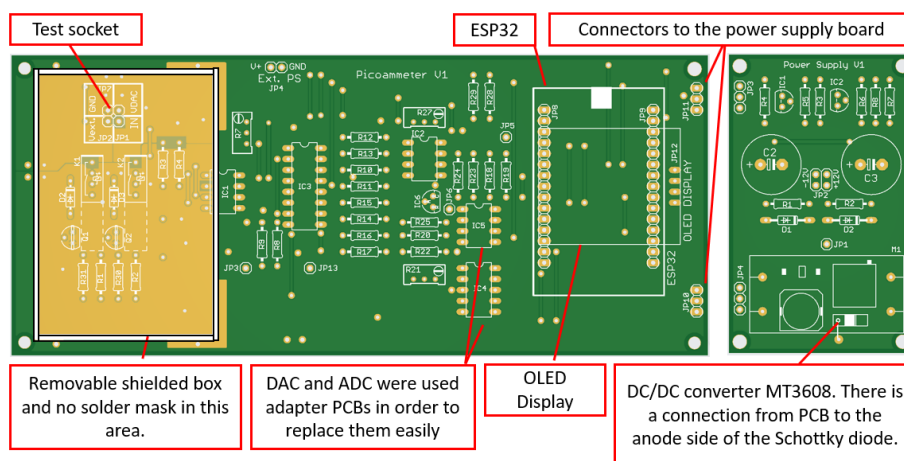
De bovenkant van het prototype is te zien in **Figuur 1**. De print is groter dan nodig, omdat de signaalbanen breder zijn dan noodzakelijk. Dit was om de printplaat betrouwbaar te kunnen frezen. Op de demoplaat die hier te zien is, zijn de bovenste sporen niet gefreesd, maar zijn de verbindingen met draadjes gemaakt. Om kortsluiting met de massa te voorkomen, zijn alle gaten op de bovenlaag geboord met een verzinkboor om het koper rondom te verwijderen.

Verder zijn de DAC en DAC op adapterprintjes gesoldeerd, omdat de kleine pinafstand problemen zou veroorzaken. Voor de DAC (DAC8830) is een adapter met 8 pinnen (SOIC-behuizing) nodig, en voor de ADC

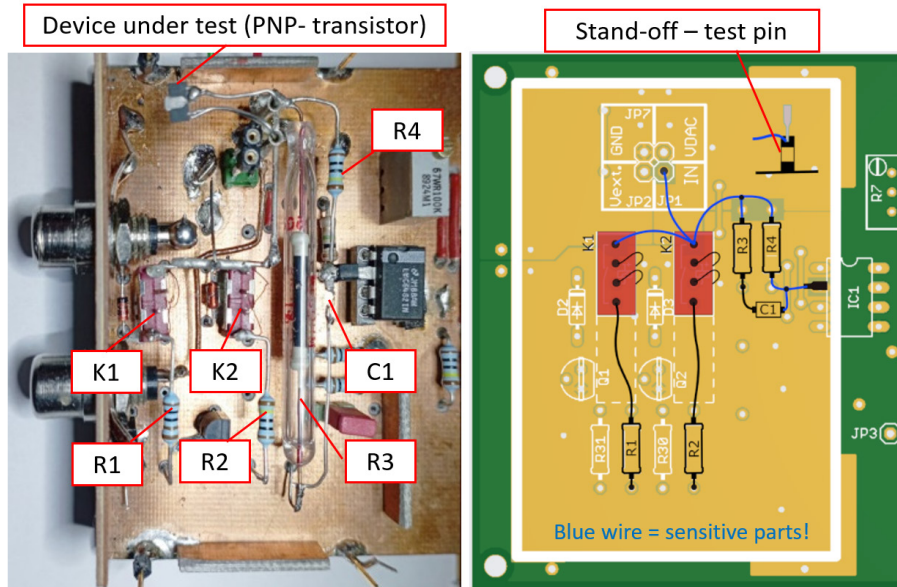
(ADS1113) een andere adapter met 10 pinnen en een VSSOP-behuizing. Meer informatie vindt u in de bijbehorende datasheets [2][3]. Dit heeft echter als voordeel dat de componenten makkelijk verwisseld kunnen worden. **Figuur 2** laat de nieuwste versie van de printplaten zien, die vooral in het gevoelige deel enkele verbeteringen hebben om lekstromen te verminderen.



Figuur 1. Bovenkant van het prototype, met de afgeschermd behuizing links en de aangesloten voedingsprint rechts.



Figuur 2. De hele print (Gerber bovenaanzicht); links het gevoelige deel, daarna de schakelaars (IC3) en de versterkertrap. Het digitale deel zit ver van de gevoelige componenten: ADC, DAC en ESP32.



Figuur 3. De print met de afgeschermd behuizing verwijderd. De twee cinch-connectoren aan de linkerkant van het afgeschermd deel zijn voor externe componenten. Rechts dezelfde bedrading voor beter overzicht. In het gele gebied geen soldeermasker, zodat afstandhouders gesoldeerd kunnen worden.

In het prototype was het gevoelige gedeelte dat in **Figuur 3** is afgebeeld niet via de printplaat bedraad, om zo lekstromen te voorkomen. Printstroken werden gebruikt om de ingangspin te bevestigen, zoals beschreven in het eerste deel, en de relais werden met dubbelzijdige tape ondersteboven op de printplaat bevestigd. Daardoor was de ingangspin vrij van ongewenste stromen dankzij de luchtbedrading.

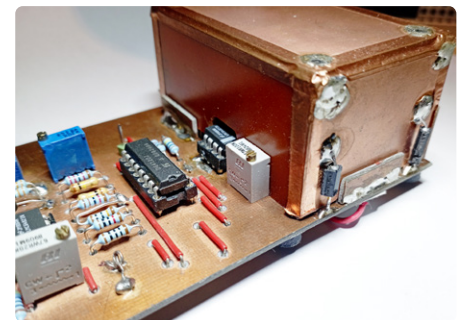
Bovendien werd pin 2 van IC1 omhooggebogen om een verbinding met de socket te vermijden. Zwarte IC-voeten vertonen namelijk vaak hoge lekstromen, omdat ze koolstof bevatten. Voor R3 is een glazen weerstand gebruikt, maar die

is erg duur. Goedkope weerstanden hebben niet zo'n goede langetermijn-stabiliteit, maar zijn prima geschikt voor zelfbouw.

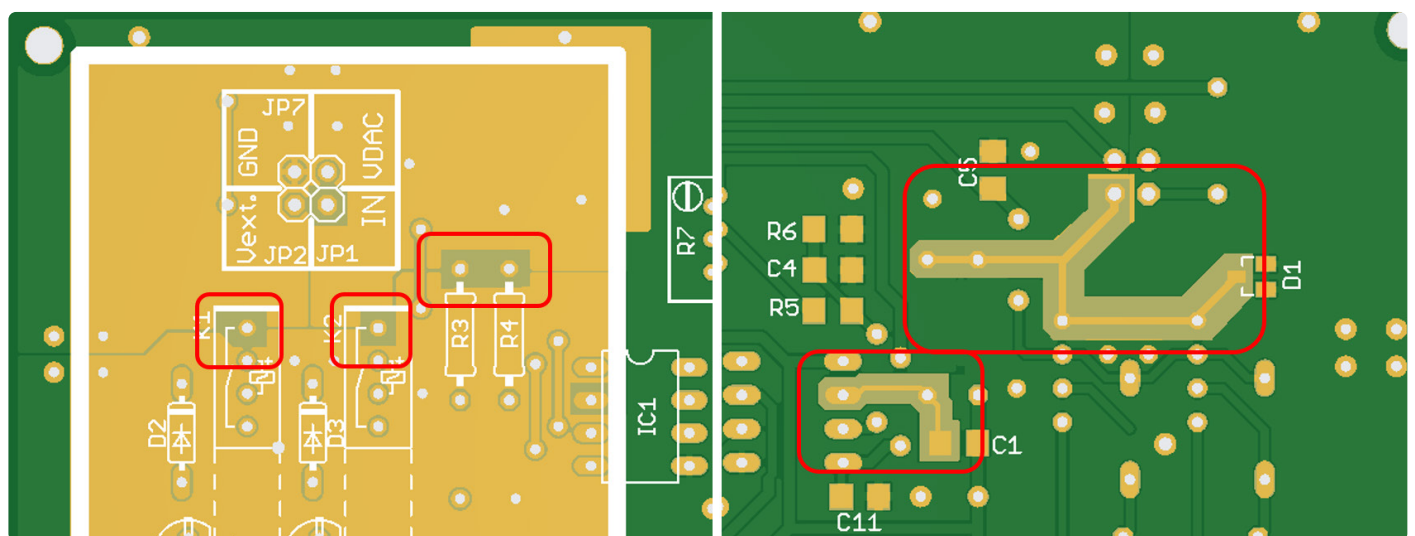
Na het monteren moet dit gebied grondig worden schoongemaakt. Ik heb hiervoor isopropanol gebruikt. Als u printbanen en componentdraden met uw vingers aanraakt, laat dat vette plekken achter, wat tot foutieve metingen leidt.

Figuur 3 toont de twee cinch-connectoren die worden gebruikt voor externe componentaansluitingen. Rechts ziet u dezelfde bedrading voor beter overzicht. In het gele gebied zit geen soldeermasker, zodat afstandhouders gesoldeerd kunnen worden.

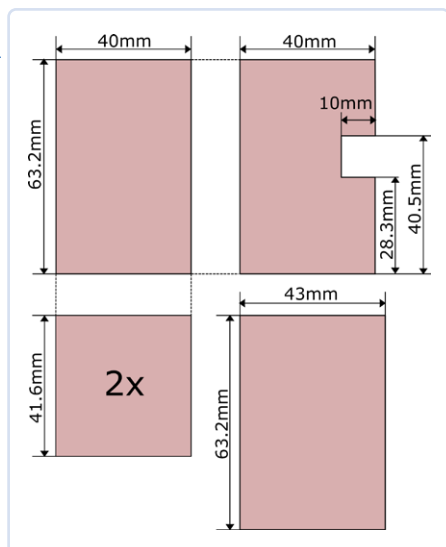
Bij het plaatsen van de gevoelige delen op de printplaat zijn er een paar punten waar u op moet letten. Er mag geen soldeermasker aangebracht worden op de printplaat bij de geleiderbanen (IN en IC1 pin 2) of soldeerpunten, die rood omcirkeld zijn, zie **Figuur 4**. De afstand tot het aardvlak is ook vergroot, en de IN-pin moet ook afzonderlijk worden gesoldeerd. Gebruik geen pinheaders. Kunststof heeft niet voldoende isolatie. IC1 mag niet in een voetje, of u moet losse pennen gebruiken. De afgeschermd behuizing die in **Figuur 5** te zien is, is gemaakt van restjes print. Dit kunt u makkelijk doen met een lijmpistool. Om kortsluiting met het te testen apparaat te voorkomen, mag de binnenkant niet geleidend zijn. De randen zijn met kopertape afgeplakt. Soldeerpunten verbinden deze met de kopervlakken. De verbinding met het



Figuur 5. De achterkant van de afgeschermd behuizing. Hier ziet u de uitsparing voor IC1 en de geleiderails.



Figuur 4. Links bovenaanzicht van de print en rechts onderaanzicht. In de rood omcirkelde gebieden is een speciale lay-out nodig om lekstromen te minimaliseren.



Figuur 6. Afmetingen van de zijanten van de afgeschermded behuizing.

bovenste aardvlak is gemaakt met pinheaders. Geleiderails maken het makkelijker om het doosje te bevestigen.

Figuur 6 toont de afmetingen van de wanden van het doosje. De specificaties gelden voor een materiaaldikte van ca. 1,5 mm.

Kalibratie

De voedingsprint kan getest en afgesteld worden, ook los van de pico-ampèremeter. De voedingsprint moet echter worden gevoed met 5 V vanuit de pico-ampèremeter via JP10 (pico-ampèremeter = pm) naar JP4 (voeding = ps). (Let op: JP10 en JP11 staan niet op het schema in deel 1 [1], maar zitten wel op de print.)

Beide JP2 (ps) jumpers moeten verwijderd worden. Anders kunnen de lineaire regelaars beschadigd raken door te hoge spanning. Stel eerst met de trimmer op het kleine printje de uitgangsspanning van de boost-converter in op 12 V. Als de uitgangsspanningen goed zijn, JP2-3 = 12 V en JP2-1 = -12 V, dan kunnen de jumpers JP2 1-2 en JP2 3-4 worden geplaatst. De gestabiliseerde uitgangsspanningen van +8 V en -8 V kunnen gemeten worden op jumper JP3. De tolerantie mag niet groter zijn dan 200 mV. Als de spanningen niet kloppen, controleer dan de ingangsspanning, VIN +5 V. Die mag niet lager zijn dan 4,3 V. Vervolgens kan de referentiespanning worden gemeten op JP6(pm) en worden afgesteld op +5 V met R21. De nauwkeurigheid is nog niet kritisch. Stel de uitgangsspanning van de DAC in via de terminal (of via de web-GUI) door het `dac 0`-commando te geven op 0 V. Meet de spanning op JP7 (pm) en stel die met R27 in op 0 V, met maximaal 100 μ V onnauwkeurigheid. Stel de uitgangsspanning van de DAC (VOUTDAC) in op 5 V, stel de referentie-

`mcd?`:

Offset[1x, 10x, 100x]: -6.56 mV, -13.44 mV, -83.66 mV

Gain[1x, 10x, 100x]: 0.990, 9.891, 98.787

Ref. resistors[1k, 1M, 1G]: 0.99920 kOhm, 0.99822 MOhm, 0.92029 GOhm

Figuur 7. Uitlezing van kalibratiegegevens.

spanning af met R21 zodat VOUTDAC 5,000 V aangeeft. Als u de uitgangsspanning van de DAC op -5 V zet, mag de afwijking niet groter zijn dan 1 mV. Anders is de spanningsdeler met R23 en R28 niet nauwkeurig genoeg en moet die worden aangepast.

De versterker kan voor alle drie de bereiken (versterking: 1x, 10x en 100x) qua versterking en offset worden gekalibreerd via het `mcd`-commando of de web-GUI (*calibration*). De kalibratiegegevens worden permanent opgeslagen. De opgeslagen kalibratiegegevens kunnen worden uitgelezen met het `mcd?`-commando (zie **Figuur 7**). Trimmer R7 stelt de gemeten stroom in op 0 A bij een open ingang (IIN). Daarna wordt nulstellen via software uitgevoerd.

Voer vervolgens de exacte waarden van de referentieweerstanden (1 k Ω , 1 M Ω en 1 G Ω) in met de terminalcommando's `m1k`, `m1M` en `m1G`. Om hoge nauwkeurigheid te bereiken, moeten de gebruikte referentieweerstanden eerst met een digitale multimeter (DMM) worden gemeten, met een nauwkeurigheidsklasse $\leq 0,1\%$, of weerstanden van dezelfde klasse gebruikt worden. Zie het tekstkader: **Met een DMM een hoogohmige weerstand meten**. Voor een eerste test sluit u een bipolaire transistor aan, zoals te zien in **Figuur 13** van het eerste deel [1] en start u de web-GUI door te verbinden met de juiste seriële COM-poort. Alle bedieningselementen zouden nu zichtbaar moeten zijn. Druk op **START** in het *Sweep Output Voltage*-gedeelte. De standaardinstellingen voor Start, Stop en Step zouden

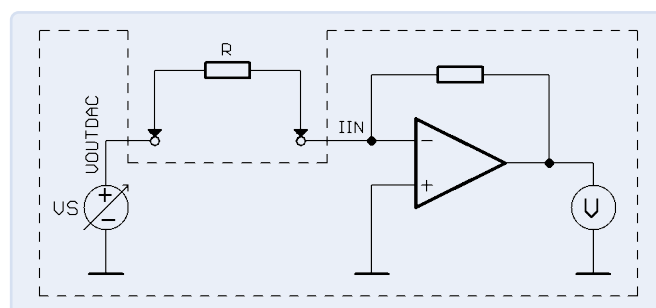
al goed moeten staan (*Start* = 0, *Stop* = 600, en *Step* = 10).

Alle ingestelde spanningen en gemeten stromen moeten in de console worden weergegeven. Als er sprongen zichtbaar zijn in de grafiek, en deze treden op bij het schakelen van Bereik 3 naar Bereik 4, of Bereik 6 naar Bereik 7, dan zijn de gemeten referentieweerstanden niet nauwkeurig genoeg. De bereiken 3 en 4 overlappen bij 3 nA, en bereiken 6 en 7 bij 3 μ A, zie **Figuur 10** in het eerste deel van dit artikel [1]. Hiermee kan de stroom in verschillende bereiken worden gemeten en kunnen de weerstanden worden aangepast (let op dat de nauwkeurigheid van de 1 M Ω -weerstand kritisch is).

Hiervoor kunnen de bereiken worden gekalibreerd met het `mcr`-commando in de terminal. Deze kalibratie stemt de hoge en lage "kern" bereiken af op het middelste bereik. Het hoge bereik is actief als de 1 k Ω -weerstand in het terugkoppelpad is ingeschakeld, het middelste bereik bij 1 M Ω , en het laagste bereik bij 1 G Ω . Voor kalibratie wordt een bipolaire transistor gebruikt, aangesloten als diode, en met de programmeerbare spanningsbron kan bijna elke gewenste stroom worden ingesteld door VOUTDAC te verhogen.

Testen

Om de nauwkeurigheid te testen, hebben we referentiestromen nodig, die met slechts één weerstand ingesteld kunnen worden. **Figuur 8** toont het testcircuit. Omdat de opamp (TIV) de ingang IIN op massa regelt, wordt de stroom



Figuur 8. Test circuit.

Met een DMM een hoogohmige weerstand meten

Methode 1

De DMM wordt ingesteld op weerstandsmeting en het hoogste bereik. Een weerstand van 47 MΩ (**Figuur A**) zorgt ervoor dat de DMM geen out-of-range-waarde aangeeft. Dit is geschikt voor een meetbereik van 60 MΩ. Als het bereik lager is, moet de weerstand worden aangepast. Voeg vervolgens de onbekende parallelweerstand Rx toe, zoals weergegeven in **Figuur A**.

Rx kan eenvoudig worden berekend met de volgende formule:

$$R_x = (R \times R_p) / (R - R_p)$$

R = meetresultaat van de 47 MΩ-weerstand.

Rp = meetresultaat van R parallel aan Rx

Deze methode is eenvoudig, maar niet erg nauwkeurig, omdat een parallelweerstand van 1 GΩ slechts een kleine verandering veroorzaakt in de gemeten parallelweerstand.

Voorbeeld:

Gemeten R = 47,04 MΩ en $R \parallel R_x = 45,05 \text{ M}\Omega$.

Ingevuld in de bovenstaande formule geeft dit: $R_x = 1064,9 \text{ M}\Omega$.

Methode 2

Hiervoor is een spanningsbron nodig en de waarde van de interne weerstand van de DMM.

De interne weerstand van een digitale multimeter wordt vaak niet vermeld in het datasheet. Deze is meestal 10...11 MΩ en kan afhankelijk zijn van het geselecteerde DC-bereik. **Figuur B** toont een schakeling waarmee deze kan worden gemeten.

De berekening gebeurt volgens de formule:

$$R_i = R \times V_{Ri} / (V_S - V_{Ri})$$

Voorbeeld: R = 10 MΩ, gemeten = 10,05 MΩ, VS = 1,000 V en gemeten spanning VRi = 0,4987 V.

Ingevuld: Ri = 9,998 MΩ.

De voedingsspanning VS moet zo hoog mogelijk worden gekozen, maar het bereik mag niet worden overschreden. Na het bepalen van Ri kan volgens **Figuur C** de spanningsval over Ri worden gemeten en kan Rx worden berekend.

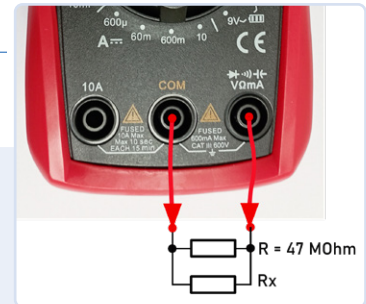
$$R_x = R_i \times (V_S / V_{Ri} - 1)$$

Voorbeeld: Ri = 9,998 MΩ, VS = 12,000 V en gemeten spanning VRi = 0,1118 V.

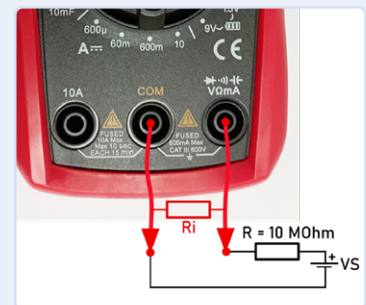
Ingevuld: Rx = 1063,1 MΩ.

Het verschil tussen methode 1 en methode 2 is niet groot, maar methode 2 biedt de mogelijkheid om de resolutie verder te verhogen door VS te vergroten.

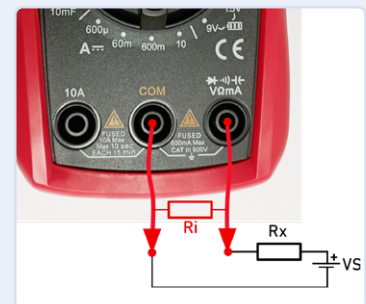
Figuur D toont de zelfgebouwde 1 GΩ-weerstand, opgebouwd uit 10× 100 MΩ-SMD-weerstanden, terwijl **Figuur E** een echte meting met de pico-ampèremeter illustreert, die een waarde van 1,062 GΩ oplevert bij een testspanning van 1 V.



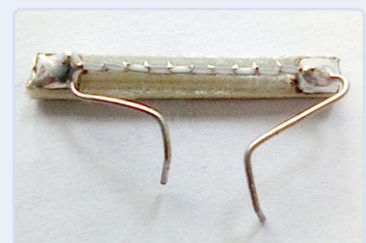
Figuur A. De weerstand R verschuift Rx in het meetbereik van de DMM.



Figuur B. Schakeling voor het meten van de interne weerstand.



Figuur C. Dezelfde schakeling als hiervoor, maar nu is Rx de onbekende weerstand. Gebruik hetzelfde bereik als bij de eerdere meting van de interne weerstand.



Figuur D



Figuur E

berekend als $IIN = VOUTDAC/R$. **Figuur 9** toont verschillende combinaties waarmee alle bereiken gecontroleerd kunnen worden. De gebruikte weerstanden moeten gemeten worden, en de exacte waarde moet in de formule worden ingevuld.

Als VOUTDAC wordt ingesteld op minder dan 100 mV, moet de gemeten stroom eerst worden afgesteld op 0 A met R7, indien nodig. De afgeschermdede behuizing moet altijd worden gebruikt voor het meten van stromen onder 1 nA. Dit kunt u eenvoudig merken door uw hand over de meeschakeling te bewegen en een verandering in de uitlezing te zien. Zodra u de afgeschermdede behuizing weer op zijn plaats zet, stabiliseert de gemeten waarde weer.

Arduino sketch

De Arduino sketch is opgedeeld in de volgende bestanden: *Main.ino*, *ADC.ino*, *DAC.ino*, *Amplf.ino*, *EEPROM.ino* en *OLED.ino*.

Het voordeel hiervan is dat wanneer u andere componenten gebruikt (ADC, DAC of OLED), alleen het betreffende modulebestand aangepast hoeft te worden.

De libraries *Adafruit_ADS1X15.h* en *U8x8lib.h* moeten ook geïntegreerd worden met de Library Manager van de Arduino IDE. Let er bij het invoeren van terminalcommando's op (zie **Figuur 10**) dat er minstens één spatie tussen het commando en de parameter staat. Een wachtwoord (*psw*) is gedefinieerd in *Main.ino*. De kalibratiegegevens (weerstand-waarden, versterkings- en offsetwaarden van de versterker) worden opgeslagen in een struct. Wanneer de sketch wordt gestart, is het niet bekend of deze struct (*EEPROM*) nog geldige data bevat. Als het herkenning-wachtwoord correct is, kan de struct geladen worden; anders worden alleen standaardwaarden geladen.

Het *mva*-commando geeft de spanning bij VOUTAMP (JP13) weer, waarmee de stroom

wordt berekend. Dit kan nuttig zijn voor het debuggen van de schakeling.

Mogelijke alternatieven

Het tekstkader **Alternatieven voor een mechanisch relais** toont een paar alternatieven waarmee de mechanische relais vervangen kunnen worden, niet eenvoudig als lage lekstromen vereist zijn. Soms zijn hogere spanningen gewenst; een versterker kan worden gebruikt om de uitgangsspanning van de DAC te verhogen. Wilt u eerst wat experimenteren, kijk dan naar het artikel van Burkhard Kainka in [6].

En daarmee zijn we aan het einde gekomen van deze reis in de wereld van kleine stromen. Vond u het leuk? Ik hoop dat u ervan overtuigd bent dat zo'n pico-ampèremeter niet mag ontbreken op uw werkbank, zeker omdat het helemaal niet moeilijk is om zelf een nauwkeurig meetapparaat te bouwen! 

250315-B-03

VOUTDAC	Resistor	Current
5V	1kΩ	5mA
1V	1kΩ	1mA
5V	10kΩ	500uA
1V	10k	100uA
5V	100kΩ	50uA
1V	100kΩ	10uA
5V	1MΩ	5uA
1V	1MΩ	1uA
5V	10MΩ	500nA
1V	10MΩ	100nA
5V	100MΩ	50nA
1V	100MΩ	10nA
5V	1GΩ	5nA
1V	1GΩ	1nA
100mV	1GΩ	100pA
50mV	1GΩ	50pA
10mV	1GΩ	10pA

Figuur 9. Combinaties van testspanningen, stromen en weerstanden voor het controleren van de verschillende bereiken.

```
*****
***          Picoammeter (1.0)          ***
***          Commands                    ***
*****

(Inputs are not case sensitive)
[h           ] - Menu
[dac <-/+5000>] - Set DAC +/-5000mV
[rng <value> ] - Set Range, 1-9 (50pA-5mA)
[rng?        ] - Get Range
[adc         ] - Get ADC value
[sps <1-4>   ] - Samples per sec. 1=low, 4=high
[sps?        ] - Get samples per sec.
[avr <1-20>  ] - average of samples
[avr?        ] - Get avr setting.
[mcu         ] - Measure current fixed range
[mcua        ] - Measure current auto range
[mv          ] - Measure voltage fixed range
[mva         ] - Measure voltage auto range
[over?       ] - Overflow flag, 0=false, 1=true
[zero        ] - Zero input of amplifier (input open or DAC=0mV)
[cal < 0/1>  ] - Enable cal. switch, 1=on, 0=off]
[mcd         ] - Measure calibration data (offset and gain)
[mcr         ] - Measure calibration data (core ranges)
[r1k <0.8-1.2>] - Enter and save ref. resistor 1k in kOhm
[r1M <0.8-1.2>] - Enter and save ref. resistor 1M in MOhm
[r1G <0.8-1.2>] - Enter and save ref. resistor 1G in GOhm
[mcd?        ] - Get calibration data
[disp <1-4>  ] - Display 1=current, 2=resistor, 3=voltage, 4=off
```

Figuur 10. Terminalcommando's.

Alternatieven voor een mechanisch relais

Fotorelais

Een fotorelais is een type solid-state-relais dat een MOSFET gebruikt als contacten (schakelaars). Het staat ook bekend als een photo-MOS-relais of MOSFET-relais. In **Figuur A** zijn typische schakelaars weergegeven: single switch (SW) en T-switch (T-SW).

De parallelweerstand (1 GΩ) geeft het lekpad weer.

Lekstroom berekenen:

Enkele schakelaar: S1 = off, A = 0 V, C = 5 V,
 $I = 5 \text{ V} / 1 \text{ G}\Omega = 5 \text{ nA}$

Ter vergelijking, de T-schakelaar:

S1 en S2 = uit, S3 = gesloten, A = 0 V, C = 5 V, de Ron-weerstand is ongeveer 10 Ω.

De spanningsdeler gevormd door S2 (uit) en S3 (aan) resulteert in een benaderde spanning:

$V_{AC} = 5 \text{ V} / 1 \text{ G}\Omega \times 10 \Omega \rightarrow V_{AC} = 50 \text{ nV}$ op knooppunt AC.

$I_{S1} = 50 \text{ nV} / 1 \text{ G}\Omega$

Dit resulteert theoretisch in bijna 0 A.

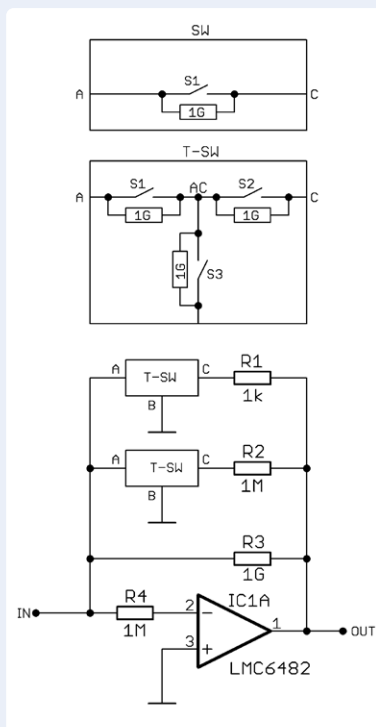
Figuur B laat zien wat Omron claimt met het 3-wegs-schakeltype G3VM-21MT, maar de lekstroom kan aanzienlijk toenemen bij hogere temperaturen. De Ron-weerstand van $2 \times 10 \Omega$ met een serieweerstand van 1 kΩ veroorzaakt een fout van 2%, wat niet te verwaarlozen is. De prijs ligt relatief hoog, rond 30 €.

Meer informatie hierover vindt u in [4].

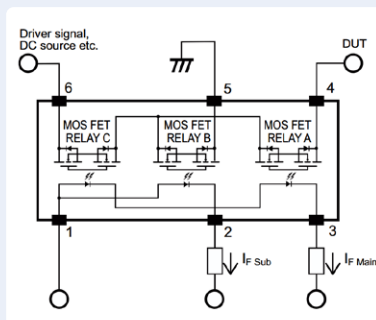
MEMS-Relais

Een MEMS-relais is een micro-elektromechanische schakelaar. De MM1200-MEMS van Menlo Micro is een 6-kanaals SPST-signaalrelais, bedoeld voor signaalschakeltoepassingen. De Ron-weerstand is zeer laag ($< 1 \Omega$), maar de Roff-weerstand bedraagt slechts $\geq 10 \text{ G}\Omega$. Daarom moet hier een T-schakeling worden gebruikt. Bovendien is een hoge stuurspanning van $\approx 80 \text{ V}$ nodig. Meer details zijn te vinden in [5].

Conclusie: vanuit dit perspectief blijft een mechanisch relais een goede oplossing.



Figuur A. Bovenste enkele schakelaar, middelste T-schakelaar en onderste toepassing met T-schakelaars.



Figuur B. Omron G3VM-21MT-fotorelais. (Bron: datasheet [4])



Over de auteur

Johannes Sturz is al enthousiast over elektronica sinds zijn twaalfde. Zijn interesse werd gewekt door elektronische bouwdozen. Hij werkte decennia lang bij een halfgeleiderfabrikant als validation/characterization-ontwikkelaar. Een onderdeel van de functie betrof het debuggen van ontkoppelde IC's van gemengde signaalapparaten met een probe-station, voornamelijk RFID-apparaten en microcontrollers. Begin 2024 ging hij met pensioen. Daardoor heeft hij nu meer tijd voor zijn eigen projecten en voor andere activiteiten die hij graag doet, zoals wandelen en fietsen.

Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen over dit artikel? Dan kunt u contact opnemen met de auteur via johannes.sturz@web.de of met de redactie van Elektor via redactie@elektor.com.



Gerelateerd product

> Dogan Ibrahim, *Circuit Simulation with TINA Design Suite & TINACloud* (Elektor E-book, 2022) www.elektor.nl/19978

WEBLINKS

- [1] Johannes Sturz, "Precisie pico-ampèremeter (1)," Elektor 11-12/2025: <https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-455/64350>
- [2] DAC8830 datasheet, Texas Instruments: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac8830.pdf>
- [3] ADS1113 datasheet, Texas Instruments: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1113.pdf>
- [4] G3VM-21MT photorelay datasheet, Omron: <https://tinyurl.com/59xu5u7s>
- [5] MM1200 MEMS datasheet, Menlo Micro: <https://tinyurl.com/mt5rfjix>
- [6] Burkhard Kainka, "Pico-ampèremeter," Elektor 07/2012: <https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-201207/16622>

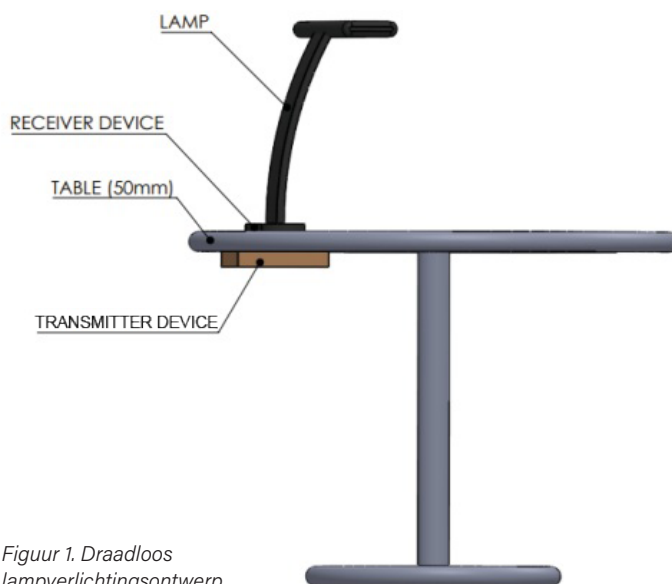
Draadloze energievoorziening van apparaten

met inductieve technologie

Door Dr. Mohamed Zied Chaari

Stelt u zich voor dat u een lamp kunt laten branden of een koffiemok kunt verwarmen zonder enige bedrading, enkel met behulp van elektromagnetische resonantie. In dit project sturen we 20 W vermogen door een tafel van 5 cm dik om een 20 W LED-lamp te laten branden. Door de zender- en ontvangspoelen af te stemmen op een resonantie van 50 kHz en een door een microcontroller aangestuurde oscillator, een MOSFET-vermogensfase en een gelijkgerichte ontvanger te combineren, bereiken we een heldere verlichting. Dit experiment vormt een overtuigend proof-of-concept voor draadloze taferverlichting en biedt waardevolle lessen in spoelgeometrie, schakelingontwerp en de praktische beperkingen, met mogelijke toepassingen variërend van verlichting tot alledaagse objecten zoals het verwarmen van een koffiemok.

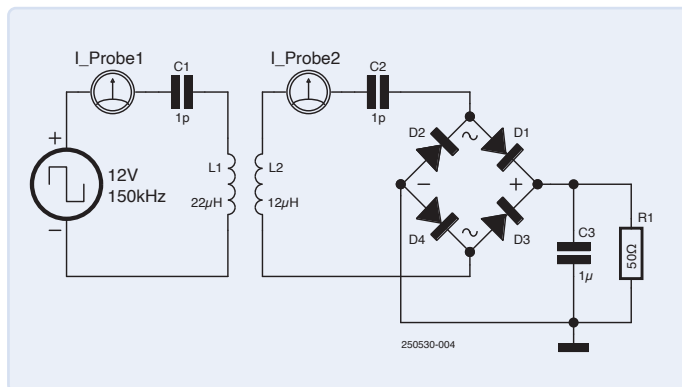
Opmerking van de Redactie. Dit artikel is een uittreksel uit het Elektor-boek *Wireless Power Design*. Het werd opgemaakt en licht bewerkt om te passen bij de opmaak- en stijlrichtlijnen van ElektorMag. De auteur en redacteur helpen u graag met vragen. Contactgegevens vindt u in het vak **Questions or Comments?**



Figuur 1. Draadloos lampverlichtingsontwerp.

Dit project demonstreert een draadloos verlichtingssysteem met behulp van elektromagnetische straling. Het brengt 20 W over tussen zend- en ontvangspoelen via een tafel van 5 cm dik en voedt daarmee een LED-lamp van 20 W. Het project definieert standaarden en ontwerpen voor elektromagnetische koppeling in zender- en ontvangercomponenten, bedoeld om een lamp en een koffiemok draadloos van stroom te voorzien.

Dit prototype gebruikt draadloze energieoverdracht (WPT) gebaseerd op elektromagnetische resonantie, zoals getoond in **Figuur 1**. Het WPT-bereik bedraagt slechts enkele centimeters, wat een aanzienlijke beperking vormt voor praktische toepassingen. Het analytische model van een WPT-schakeling kan worden opgesteld met behulp van de gekoppelde-modetheorie (CMT). Een hogere kwaliteitsfactor duidt op een lager energieverlies in verhouding tot de opgewekte energie. De kwaliteitsfactor is een belangrijke parameter die de eigenschappen van zowel de (blokgolf) generator als de resonator beschrijft, en de bandbreedte van de



Figuur 2. Equivalent schakelschema van inductieve koppeling op ADS.

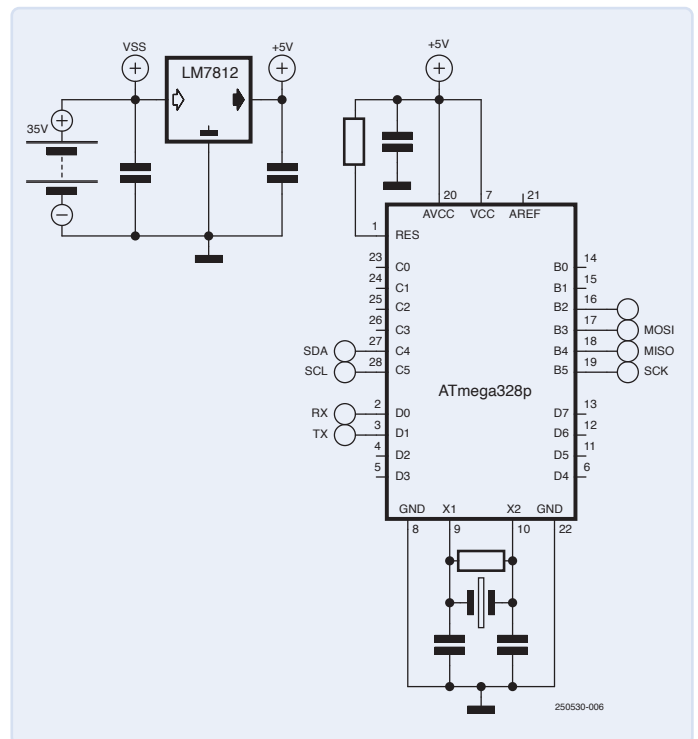
resonator karakteriseert ten opzichte van zijn middenfrequentie (50 kHz).

Ontwerpproces

In eerste instantie maakten we twee spoelen (Rx, Tx), elk met 25 windingen van geïsoleerd koperdraad gewikkeld rond een diameter van 25 mm. Elke spoel heeft een interne weerstand R en inductantie L , en beide spoelen zijn afgestemd op dezelfde frequentie. Zoals getoond in **Figuur 2**, werkt magnetische resonante koppeling vergelijkbaar met inductieve koppeling, behalve dat resonantie de afstand vergroot waarop energie efficiënt kan worden overgedragen. Een condensator werd parallel op elke spoel aangesloten. Een blok golf-oscillatorschakeling is verbonden met de bronspoel, terwijl de vermogensversterkertrap inductief is gekoppeld aan de belastingsspoel. De belastingsspoel (Tx), afgestemd op dezelfde resonantiefrequentie, ontvangt energie via het magnetisch veld dat door de bronspoel (Rx) wordt opgewekt, zoals te zien in **Figuur 3**.

Zendschakeling

Na het bouwen van de zendspoel (Rx) met 20 windingen van 0,5 mm draad, ontwierpen en simuleerden we een blok golf-oscillator. Er zijn verschillende manieren om een blok golf signaal te genereren. Na onderzoek en testen kozen we de ATmega328P-microchip.

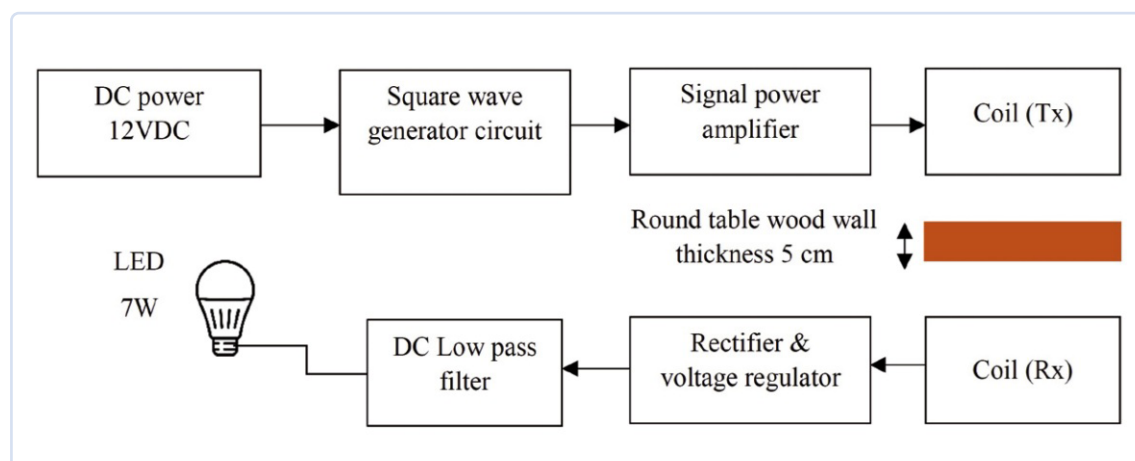


Figuur 4. Timer-golfgenerator.

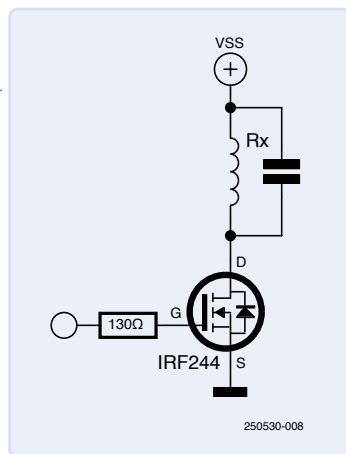
Het schema van de golfgenerator wordt getoond in **Figuur 4**. Het geheel bevat een voeding, een programmeerbare schakeling en een DC-filter. Ons doel was een oscillatie van 50 kHz te genereren met een werkcyclus van 50%. Omdat de uitgang te zwak was om energie over 5 cm (de dikte van de tafel) over te dragen, voegden we een vermogenstrap toe aan onze zenderschakeling.

Schakelende vermogensversterker

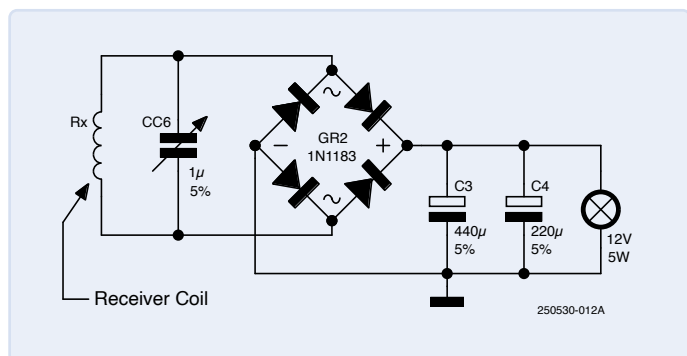
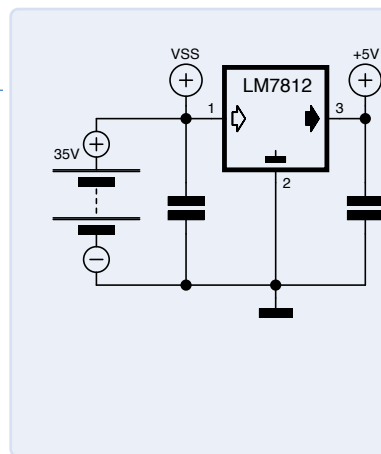
LED's hebben meer vermogen nodig dan de blok golf generator levert. We onderzochten verschillende topologieën om het energie-overdrachtsvermogen in dit prototype te vergroten. Een vermogensversterker verhoogt de uitgangsspanning en de elektromagnetische



Figuur 3. Blokdiagram van draadloze verlichting.



Figuur 5. Spanningsgeschakelde vermogensversterker.



Figuur 7. Elektronisch schema en prototype van de lampontvangtschakeling.

straling, maar de temperatuur van de schakeling moet binnen veilige grenzen blijven.

We kozen een IRF244 MOSFET om de bronspoel aan te sturen (**Figuur 5.**). Uit het datasheet bleek dat de IRF244 een stroomsterkte van 49 A aankan, wat binnen veilige marges ligt. De IRF244 wordt aangestuurd door een blok golf signaal met een frequentie van ongeveer 55 kHz en een werkcyclus van 50%. De schakeling wordt gevoed door een 42 V DC-voeding ($V_{SS} = 42 \text{ V}$) om de zendspool via de vermogensversterkertransistor te laten werken.

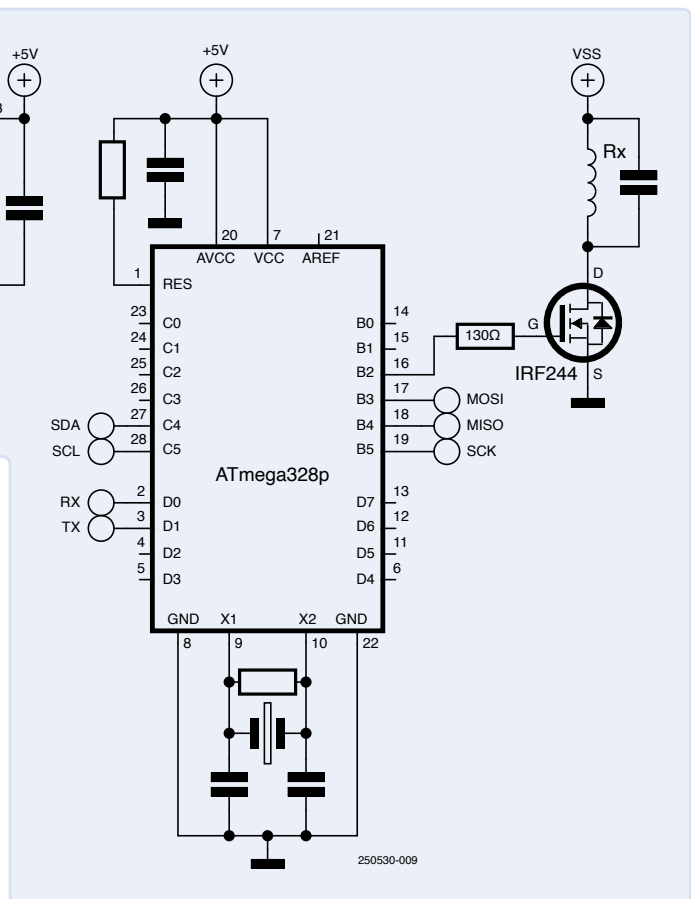
Figuur 6. toont het elektronisch schema van het zendgedeelte. Een spanningsregelaar werd toegevoegd om de spanning te verlagen naar 12 V DC voor de oscillator. Nadat het schema voltooid was en de componenten waren verzameld, werd het systeem opgebouwd, bestaande uit een vermogensversterker en een zendspool. Het verhogen van de spanning in de vermogenstrap vergroot ook het bereik van de draadloze energieoverdracht.

Ontvangerschakeling

De ontvangerschakeling, verbonden met de LED-lamp, bevat een belastingsspoel met een aangesloten condensator, een gelijkrichter en een DC-filter om stroom te ontvangen. Een gelijkrichter is een elektrisch apparaat dat wisselstroom (AC) omzet in gelijkstroom (DC), een proces dat gelijkrichting wordt genoemd. Het schema en het gemaakte prototype zijn te zien in **Figuur 7.**

Teststelsysteem en implementatie

Het doel was om de lamp draadloos te laten branden zonder draden. We testten de koppelingsefficiëntie over een vaste afstand van 5 cm, gelijk aan de dikte van de tafel. We controleerden of de opstelling voldoende energie ontving om de lamp direct te laten branden.



Figuur 6. Schema van het zendgedeelte.

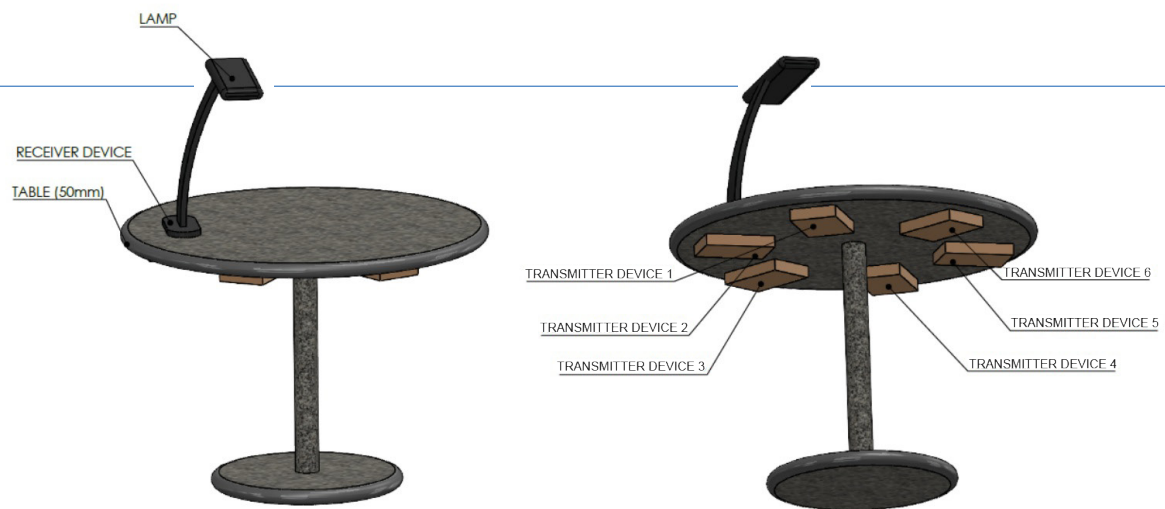
De tafellamp moet zich op dezelfde positie bevinden als de TX-spoel, die er onder is bevestigd. Om de efficiëntie van de draadloze energieoverdracht te maximaliseren, moet de lamp op een specifieke plaats op de tafel worden geplaatst. De verlichting moet helder zijn om een effectieve energieoverdracht aan te tonen.

We gebruikten hetzelfde systeem om de lamp zwakker te laten branden wanneer deze van de optimale positie werd verplaatst. De lamp werkt alleen goed wanneer de zender en ontvanger parallel zijn uitgelijnd en precies op de juiste plaats van de tafel staan. Hoewel niet getoond in de figuur, gaat de lamp uit wanneer de ontvanger te ver van de zender wordt geplaatst, omdat hij dan buiten het effectieve bereik van de elektromagnetische straling valt. Om een hoge energieoverdrachtsefficiëntie te waarborgen, moet de spoel van de tafellamp worden uitgelijnd met de magnetische spoelen die reeds onder de tafel zijn bevestigd (zie **Figuur 8.**).

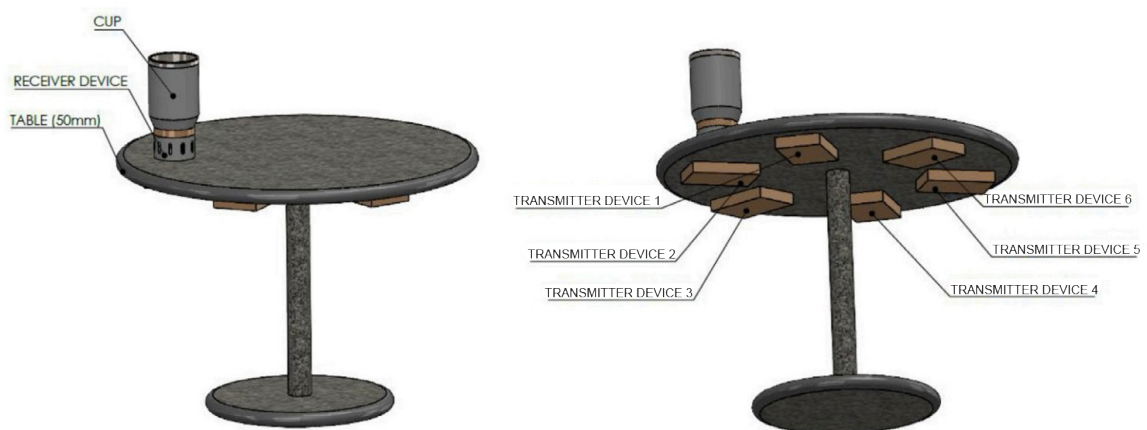
Een koffiemok verwarmen

Figuur 9. toont een draadloos energiesysteem dat wordt gebruikt om een koffiemok te verwarmen. Een zendspool is ingebouwd in het bureau, en de koffiemok heeft een ontvangende spoel (**Figuur 10.**). De zendschakeling (getoond in **Figuur 5.**) is dezelfde als die voor de lamp. De zendspool is verbonden met een hoogfrequente golfgenerator onder de tafel.

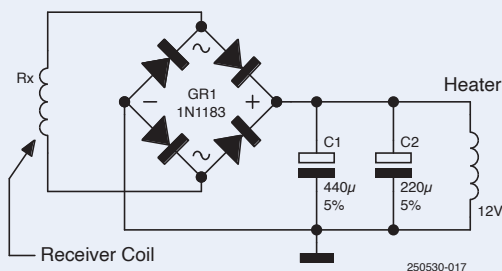
Het systeem werkt wanneer de zend- en ontvangspoelen correct parallel zijn uitgelijnd voor inductieve energieoverdracht. Elk verlies, zijdelingse of hoekige uitlijning van het elektromagnetisch veld kan echter leiden tot slechte overdracht, energieverlies of interferentie met andere nabijgelegen apparaten of systemen. De mate van blootstelling en het risico op lekkage of verkeerde spoeluitlijning hangt af van factoren zoals de frequentie, intensiteit, duur en



Figuur 8. Controle van de positie voor hoge koppeling bij draadloze verlichting.



Figuur 9. Ontwerp van een mokverwarmer.



Figuur 10. Schema van een mokverwarmer.

afstand van het inductieve draadloze energieoverdrachtsysteem. Dit project toont het potentieel van resonante inductieve koppeling voor draadloze energie. Van het laten branden van een lamp tot het verwarmen van een mok benadrukt het zowel de belofte als de uitdagingen van het toepassen van draadloze energie in het dagelijks leven. ◀

250530-03

Vragen of opmerkingen?

Heeft u vragen of opmerkingen over dit artikel? Stuur dan een e-mail naar de redactie van Elektor via redactie@elektor.com.



Over de auteur

Dr. Mohamed Zied Chaari heeft een BSc in elektronische engineering, een MSc in elektronische telecommunicatie en een PhD in draadloze energieoverdracht. Hij is auteur van drie technische boeken en meer dan 90 artikelen over draadloze energieopwekking, IoT en aanverwante gebieden. Mohamed Chaari is een erkend elektro-technicus en seniorlid van het Institution of Engineering and Technology. Daarnaast heeft hij talrijke manuscripten beoordeeld voor IEEE, MDPI-tijdschriften en Springer.



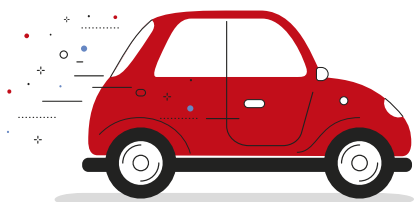
Gerelateerde producten

➤ **Mohamed Zied Chaari, *Wireless Power Design* (Elektor 2025, Book)**
Book: www.elektor.nl/21177

➤ **Mohamed Zied Chaari, *Wireless Power Design* (Elektor 2025, E-Book)**
www.elektor.nl/21178

Autonoom rijden

op basis van AI



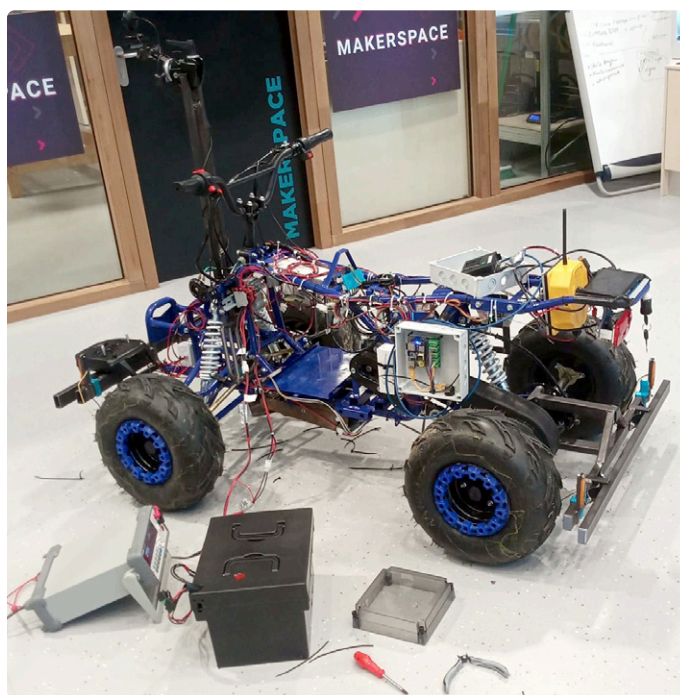
De Self Driving Challenge 2024 van de RDW

Door Edwin van den Oetelaar, Sieuwe Elferink en Teade Punter (Nederland)

Zelfrijdende auto's beloven veiligere wegen, meer onafhankelijkheid voor mensen met een handicap en efficiënter, milieuvriendelijker verkeer. Ontdek hoe een team van een Nederlandse universiteit deze mogelijkheden in de praktijk heeft gebracht en met hun autonome voertuig de eerste plaats behaalde in de Self Driving Challenge van de RDW.

Elk jaar organiseert de Nederlandse wegautoriteit RDW de Self Driving Challenge (SDC). De SDC is een competitie voor Nederlandse universiteiten en hun studenten om een zelfrijdende oplossing te bouwen voor een auto-achtig voertuig. Het is bedoeld om kennis op te doen over complexe technologie voor autonome besluitvorming in een auto. Elk jaar wordt een nieuw doel gesteld voor de challenge en krijgen deelnemende studententeams de opdracht om software voor hun voertuig te ontwikkelen om dit doel zo goed mogelijk te behalen. Het voertuig moet over een aangewezen parcours navigeren, verkeersborden volgen, stoppen bij verkeerslichten en parkeren in gemarkeerde vakken.

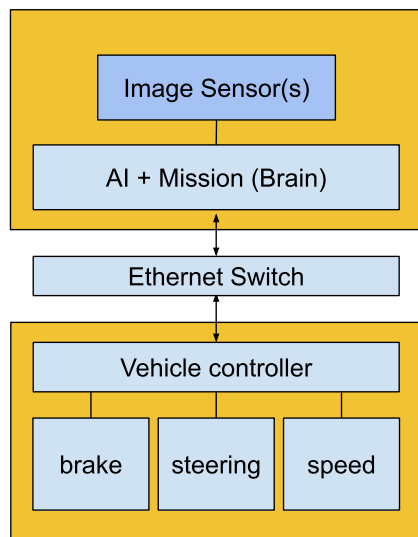
De challenge heeft twee categorieën: *closed*, waarin deelnemers een door RDW geleverde elektrische kart met een standaard Intel i5 computer gebruiken, en *open*, waarin teams hun eigen oplossing mochten bedenken. **Figuur 1** laat voorbeelden van voertuigen in elke categorie zien. Team Fontys won de SDC *open* categorie in 2024. De open categorie stelde ons in staat ons eigen voertuig te ontwikkelen met custom hardware en software. Op deze manier wilden we graag de mogelijkheden van machinelearning-gebaseerde softwareontwikkeling door onze studenten verkennen. De *open* categorie maakte het mogelijk



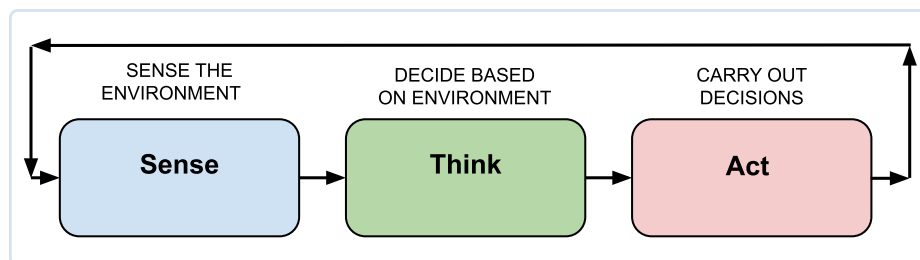
Fontys Quad (open categorie).



Figuur 1. Voertuigtypes in de challenge van 2024: Renault Twizy (open categorie), RDW kart (closed categorie).



Figuur 2. Gelaagde voertuigarchitectuur (soft en hard realtime).



Figuur 3. Onze simpele "Sense, Think, Act"-oplossing.

om te focussen op machinelearning-gebaseerde oplossingen in plaats van klassieke algoritmen, wat meer vrijheid gaf om te experimenteren. Omdat we hoge processor eisen verwachtten, kozen we voor het NVIDIA Orin platform met CUDA-versnelling [2] op Linux in plaats van de standaard i5-setup. We hebben een eigen quad ontworpen om onze eigen elektronica en mechanische systemen beter te verkennen. Dit artikel doet verslag van ons ontwerp en onze ervaringen bij het ontwikkelen van onze auto.

Besturingen

We hebben ons systeem en ontwikkelgroep opgesplitst in twee delen: *Vehicle Controller* (snelheid, sturen, odometrie, low latency 1000 Hz regellus) en het *Brain* (mission control, planning en sensorverwerking, onafhankelijk in een tragere besturingskring). Beide waren verbonden via betrouwbaar bekabeld 100 Mbit Ethernet, wat onze versie van een ruggengraat is. Een blokschema van het systeem wordt getoond in **Figuur 2**.

Onze SDC-voertuigbesturing kende vier grote uitdagingen: sturen, snelheidscontrole, remmen en communicatie. De *Vehicle Controller* was gebaseerd op een ESP32, verbonden via bekabeld 100 Mbit Ethernet. Voor signaalintegriteit maakten we printen met optische-isolatie. Ook implementeerden we een PID-regelsysteem binnen de motorbesturing en stuurbesturing, en integreerden we een protocolstack die fail-safe mechanismen ondersteunt zodat het altijd betrouwbaar werkt. Sturen was de grootste technische uitdaging, waardoor we verschillende oplossingen hebben getest. Eerdere pogingen omvatten roterende servo's, lineaire actuatoren en zelfs een stuurbekrachtigings-systeem van een Suzuki Alto, maar deze waren te zwak of te langzaam. Uiteindelijk ontwikkelden we een hoogkoppel-motorsysteem met een geïntegreerde versnellingsbak, waarbij een stevig metalen tandwiel direct op de stuurkolom is gemonteerd. Dit bood het benodigde vermogen en de respons om het voertuig goed te kunnen besturen.

Om nauwkeurig sturen te garanderen, integreerden we een MAQ473 Hall-gebaseerde absolute hoeksensor [3] en voegden we mechanische eindstops toe met eindschakelaars die de motorvoeding onderbreken om overmatige-rotatie en schade te voorkomen. Snelheidscontrole werd geregeld met een galvanisch gescheiden PWM-naar 0-5 V-uitgangscircuit dat we zelf hebben ontworpen en gebouwd. Voor communicatie combineerden we bekabeld 100 Mbit Ethernet (met scheidingstransformatoren) met het open-source IP/Zenoh-protocol [4] voor autonome besturing en voegden we een 6-kanaals PPM-gebaseerde RC-invoer toe voor handmatige besturing.

We integreerden een gecertificeerd RF-noodstopstelsysteem, ontworpen om direct de motorvoeding op hardwareniveau te onderbreken. Dit was een belangrijke veiligheidsmaatregel voor directe uitschakeling bij onverwacht gedrag. Autonoom rijden vereist strikte veiligheidsmaatregelen, en de organisatoren van de challenge stelden een noodstopstelsysteem verplicht als eis voor deelname.

Voor waarneming kozen we voor een enkele ZED-X stereo dieptecamera [5] in plaats van LiDAR of radar. Onze aanpak is AI-gebaseerd en huidige deep-learningmodellen zijn makkelijker toe te passen op cameradata, wat dit de meest praktische keuze maakt. LiDAR voegt complexiteit en kosten toe, terwijl onze setup eenvoudig en goedkoop blijft—kernprincipes in ons ontwerp.

Mechanische en elektrische aanpassingen

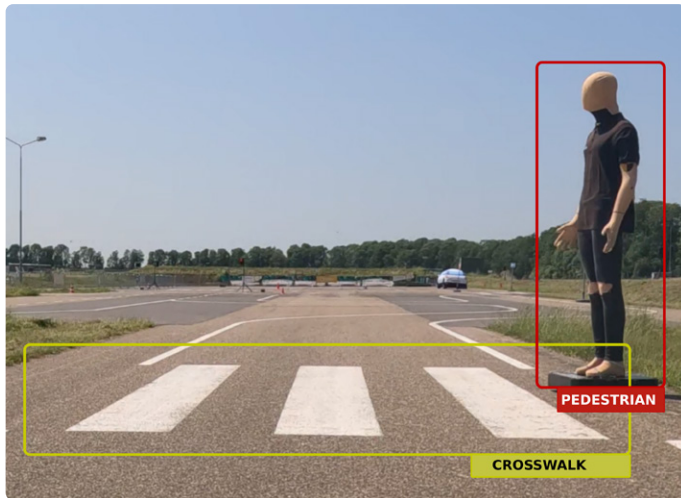
We hebben het voertuig verstevigd met gelaste metalen bumpers aan de voor- en achterkant, voorzien van schakelaars voor botsingsdetectie. De stroom kwam van het originele 48 V DC lead-acid accupakket, waaruit we alle benodigde spanningen genereerden met geïsoleerde DC/DC-converteren (24 V voor sturen, 12 V voor de Orin en 5 V voor microcontrollers). Een elektrisch bediende hydraulische rem werd ontworpen en toegevoegd, maar raakte beschadigd tijdens het testen en was daarom niet operationeel tijdens de challenge. We kozen voor elektrisch remmen; we sloten de motorwikkelingen kort van de BLDC-motor om direct te stoppen.

De hardware, elektronica en software zijn parallel ontwikkeld, wat zorgde voor afstemming van de API's om integratie mogelijk te maken. Teamleden waren afhankelijk van elkaar om hun onderdelen af te ronden, met veranderingen en updates door het hele systeem tot aan de laatste dagen voor de challenge.

Navigatiesysteem

Het navigatiesysteem is verantwoordelijk voor het vinden van de beste voertuigcommando's om bepaalde doelen te behalen. Voor de SDC zijn deze doelen de uitdagingen die door de RDW zijn opgegeven. Een doel is bijvoorbeeld het volgen van het wegdek of veilig stoppen voor een verkeerslicht. Om deze optimale voertuigcommando's te vinden, kozen we voor de *Sense, Think, Act*-architectuur (**Figuur 3**), hoewel we de nadelen kennen [6]. Deze veelgebruikte architectuur wordt ook toegepast in gerelateerd roboticaonderzoek zoals bij zelfrijdende voertuigen in [7] en [8].

Deze architectuur splitst navigatie op in drie afzonderlijke taken. De *Sense*-taak verzamelt informatie over de omgeving van het voertuig,



Figuur 4. De ingebouwde voetgangersdetector van de ZED SDK.

bijvoorbeeld de afstand tot een voertuig of de locatie van het wegdek. Deze informatie kan komen van allerlei sensoren op of buiten het voertuig zoals camera's of kaartdata. De *Think*-taak berekent het beste pad om de doelen van het navigatiesysteem te halen. De *Act*-taak zorgt ervoor dat het voertuig fysiek het beste pad volgt, bijvoorbeeld via sturen of het gaspedaal. Samen vormen deze modules een navigatiepijplijn die in een continue lus wordt verwerkt. We behaalden een gecombineerde pijplijn-snelheid van 0,2 s, resulterend in een update-frequentie van 5 Hz.

De sense taak

Dit begint met het vastleggen van data over de omgeving van het voertuig met het ZED X stereo visionsysteem. Dit systeem gebruikt twee camera's voor stereovisie en behaalt diepte-perceptie met minder dan 2 cm nauwkeurigheid in helder buitenlicht. Het levert ook 2K RGB-beelden van de linkercamera, via de ZED SDK, met diepteverwerking op het Jetson Orin-apparaat. Om het systeem simpel te houden,

kozen we ervoor geen extra sensoren zoals extra camera's, Lidar of wielodometrie toe te voegen.

De beelddata van de ZED X-camera wordt geanalyseerd met een set parallel draaiende detectoren om autonomie-gerelateerde informatie uit de ruwe beelddata te halen. Al deze detectoren zijn gebaseerd op Machine Learning (ML), omdat ML zich goed aanpast aan allerlei externe factoren zoals schaduwen en bewolking die het beeld veranderen [9]. Traditionele computer vision-technieken focussen op beeldanalyse zonder context en falen als externe factoren niet gecontroleerd kunnen worden zoals bij de SDC.

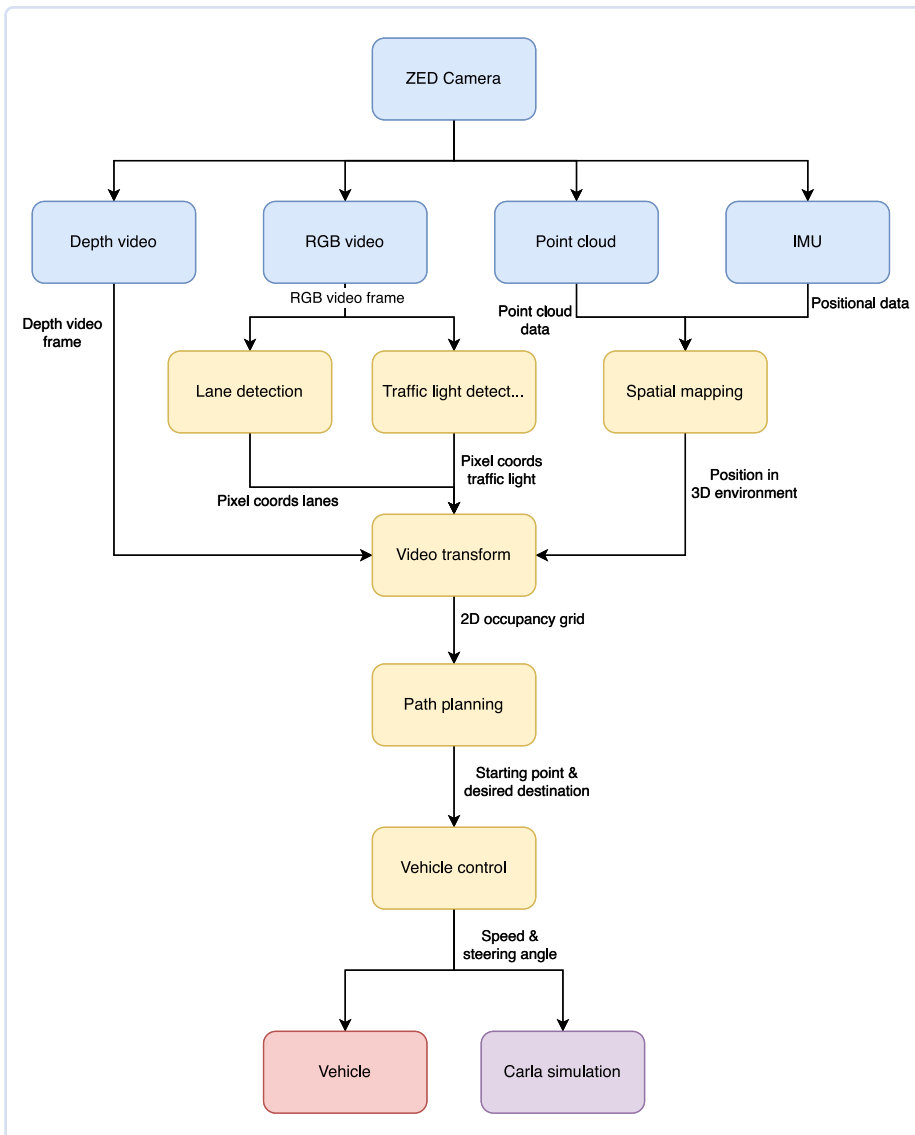
Voetgangersdetectie

Voetgangersdetectie (Figuur 4) is gedaan met de ingebouwde voetgangersdetector en tracker van de ZED SDK. Dit gebruikt een ML-model van Stereolabs dat diepten en RGB-beelden combineert voor volledige positiedetectie van mensen. Zo kun je locatie en afstand van voetgangers bepalen.

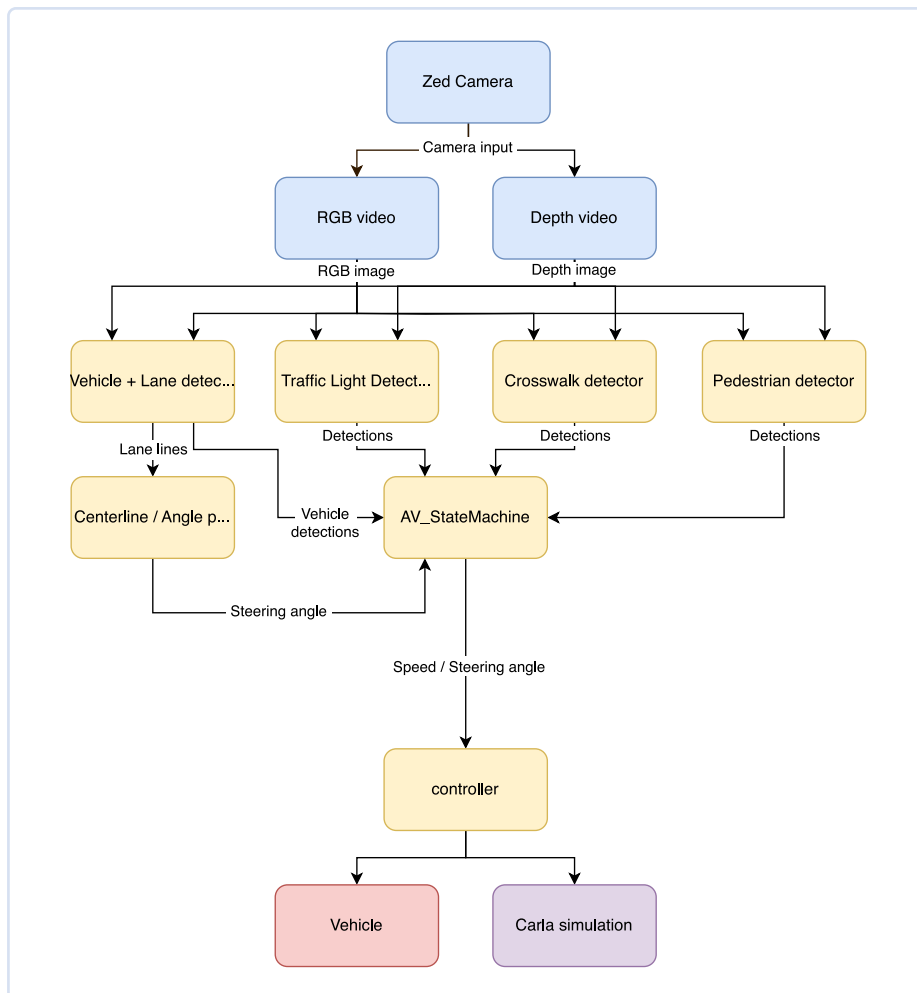
Voertuig- en rijstrookdetectie

In ons originele systeemoverzicht (Figuur 5) zijn voertuigdetectie en rijstrookdetectie twee aparte modules. Tijdens de implementatie vonden we echter een model genaamd YOLOv2 dat beide taken combineert in één ML-model dat state of the art resultaten haalt [10]. Daardoor konden we de architectuur aanpassen, de uiteindelijke versie staat in Figuur 6.

Het YOLOv2-model gebruikt de populaire YOLO-architectuur voor de encoder-backbone. Het onderscheidt zich door meerdere



Figuur 5. Oorspronkelijk systeemoverzicht.



Figuur 6. Definitief systeemoverzicht.

taken te combineren in één model. Dit heet een hydranet en combineert meerdere decoders met dezelfde embeddingsruimte ("heads") om verschillende taken uit te voeren zoals weg-segmentatie, lijn-detectie en obstakeldetectie. Hydranets zijn een trend in de wereld van zelfrijdende voertuigen; Tesla zet hier bijvoorbeeld vol op in met hun nieuwe end-to-end-aanpak [11].

Voertuig- en rijstrookdetectie zijn te zien in **Figuur 7**. De rode lijnen zijn het rijstrookresultaat van het YOLOPv2-model. Het gele kader toont de voertuigdetectie in actie. Dit gele kader representeert de x- en

y-coördinaten in het beeld. De afstand tot het voertuig (z) is ook nodig voor veilige navigatie. Om deze afstand te bepalen worden de bounding box-coördinaten van de ML-detectie in het RGB-beeld gebruikt als masker in het dieptebeeld van de ZED X-sensor. Zo kun je de z-coördinaten halen om de afstand te krijgen. De RGB-coördinaten als masker gebruiken werkt, omdat diepte- en RGB-beeld van de ZED X hetzelfde coördinatensysteem en oorsprong hebben.

Verkeerslichten

De verkeerslichtdetectie (**Figuur 8**) wordt uitgevoerd met een YOLOv8 ML-model uit [12]. Dit model kan de locatie (x, y) en status van het verkeerslicht detecteren. De afstand tot het verkeerslicht (z) werd bepaald met een bounding box masker over de dieptekaart. Het model leverde ruwe detecties. Om een verkeerslicht over meerdere frames te volgen was een tracker nodig. Een KCF (Kernelized Correlation Filters) tracker werd gebruikt om elk verkeerslicht een ID te geven, wat nodig is voor goede planning. Nuttige voorbeelden staan bij [13].

Zebbrapaden

Een geschikt zebbrapad-detectiemodel vinden was lastig. In plaats daarvan is een eigen model getraind op basis van de YOLOv8-architectuur met de Ultralytics-bibliotheek [14]. Een dataset is gemaakt met testvideo's van het parcours. Een dataset maken van één locatie is normaal slechte praktijk omdat dit overfitting geeft [15]. Voor de SDC bleek overfitting hier juist handig, omdat het voertuig maar één specifieke locatie hoeft te rijden. Afstand tot het zebbrapad (z) werd berekend met een bounding box masker over de dieptekaart.



Figuur 7. YOLOPv2-lijndetectie plus onze stuurvectorberekening.



Figuur 8. YOLOv8 Rode verkeerslichtdetector met weergave van het betrouwbaarheidsniveau.



Figuur 9. YOLOv8 verkeersborddetectie.

Tot slot werd verkeersborddetectie gedaan met een ander YOLOv8-model. Dit model is getraind op een grote dataset van Europese verkeersborden. Het geeft de locatie (x, y) en het bordtype. Bijvoorbeeld, het kan onderscheid maken tussen een 10 km/h en een 20 km/h bord, zoals te zien in **Figuur 9**. Afstand tot het verkeersbord (z) werd bepaald met een bounding box masker over de dieptekaart.

De think taak

De Think-taak krijgt informatie zoals de locatie van objecten zoals verkeerslichten of andere voertuigen om beslissingen te nemen. Oorspronkelijk werd een occupancy grid planner gemaakt door alle informatie uit het sense-model samen te voegen in een "wereldmodel". Maar een accuraat wereldmodel maken bleek lastig met ons kleine team en beperkte tijd. Daarom werd een simpelere planner gebruikt die beslissingen per frame maakt zonder verleden of toekomst te gebruiken. Het systeem werkt door een state-machine die hoog-niveau gedrag definieert te combineren met een centerline tracker om op een rijdbaar oppervlak te blijven.

De centerline tracker werkt door eerst de rijstrookgrenzen te zoeken door vanaf het midden naar buiten te scannen, en dan het midden ertussen te berekenen. Dit midden wordt gebruikt om een hoek te bepalen tussen het midden van het voertuig en het midden van de rijstrook. Deze hoek wordt aangepast op basis van rijstrookpositie en gezichtsveld (FOV), en helpt de juiste stuurhoek te schatten om gecentreerd te blijven.

De state-machine definieert hoog-niveau gedrag met toestanden zoals **AV_DRIVING**, **AV_WAITING** en **AV_CROSSWALK**. Elke toestand en overgang heeft bijbehorend gedrag. Bijvoorbeeld, **AV_DRIVING** houdt een constante snelheid aan, gegeven door de verkeersborddetector en gebruikt de centerline tracker om op de weg te blijven. Overgang van **AV_DRIVING** naar **AV_CROSSWALK** vereist remmen tot 0 km/h. In **AV_CROSSWALK** wacht het voertuig tot de voetganger wegloopt. Daarna gaat het voertuig weer naar **AV_DRIVING**, wat gas geven betekent om weer op de snelheidslimiet te komen. De state-machine bevat zes verschillende toestanden met overgangen om het gedrag van het voertuig te bepalen in de verschillende SDC-uitdagingen.

Act

De Think-taak geeft gewenste voertuigcommando's door in de vorm van een gewenste snelheid en stuurhoek om de doelen van het navigatiesysteem veilig te behalen. De Act-taak voert deze gewenste commando's daadwerkelijk uit op het voertuig. Deze verantwoordelijkheid ligt volledig bij de low-level vehicle controller. Het navigatiesysteem stuurt de gewenste snelheid en stuurhoek over het Zenoh-protocol naar de low-level controller, die de acties uitvoert en de status van het voertuig terug-rapporteert.

Groot succes, met een paar problemen

Een aantal van de veiligheids- en low-level logica-onderdelen zijn afzonderlijk getest en gevalideerd met de CARLA-simulator [16]. Na succesvolle tests werd het hele systeem geëvalueerd tijdens de SDC-finale op het RDW-testparcours in Lelystad (**Figuur 10**). Het voertuig presteerde goed in de meeste uitdagingen, en werd uiteindelijk eerste. Functies zoals afstandsbediening (RC) hielpen het voertuig snel te verplaatsen na een mislukte poging. Ook de state-machine liet correct gedrag zien binnen elke toestand en overgang. Toch waren er ook enkele beperkingen; die bespreken we hieronder.

- De ML-gebaseerde detectoren van de sense-taak gaven soms false positives of false negatives. Vooral het publiek rond het parcours tijdens de finale, dat er tijdens de tests niet was, was lastig. De stoplichtdetector gaf bijvoorbeeld valse rode licht-detecties op basis van rode kleding van toeschouwers. Dit leidde tot verkeerde toestands-overgangen, zoals niet naar de **AV_DRIVING**-toestand gaan als het licht op groen sprong. Vanwege betrouwbaarheidsproblemen is de verkeersbord-detector niet gebruikt; in plaats daarvan werd 15 km/h op rechte stukken en 5 km/h in bochten gereden.
- Sommige ML-detectoren hadden een hoge inference-tijd (reactietijd) [17], wat leidde tot een trage update. Vooral de verkeerslichtdetector was traag, waardoor de besturing niet vloeiend was en het voertuig bijvoorbeeld niet in de rijstrook bleef.
- Het eenvoudige planningssysteem met centerline tracker kon in complexe situaties niet op koers blijven. Het werkte goed op



Figuur 10. Tijdens de finale stopt ons voertuig bij het rode licht.

het rechte stuk met twee lichte bochten, maar bij splitsingen en bochten vertraagde en versnelde het voertuig onregelmatig en ging het uit de rijstrook. Ook was stoppen voor het verkeerslicht op de juiste plek vaak een probleem door een te simpele afbouwfunctie.

- Het draadloze veiligheidssysteem had te weinig bereik, waardoor het voertuig voortijdig stopte.
- De centerline tracker en rijstrookdetector waren gevoelig voor de camerapositie op het voertuig, waardoor de ZED X meerdere keren verplaatst moest worden met een niet-optimale montage tot gevolg.

Aanbevelingen voor verbetering

Het huidige systeem vormt een solide basis, zoals blijkt uit de winst van de 2024 SDC open-categorie. Op basis van testdata en resultaten op de dag van de challenge hebben we een lijst aanbevelingen voor volgende SDC-edities. We verwachten dat deze aanbevelingen ons systeem verbeteren.

De eerste twee problemen hierboven zijn beide gerelateerd aan prestatiebeperkingen van de ML-detectoren. Reactietijd kan worden verbeterd door nieuwere modelarchitecturen te gebruiken met kleinere modellen en vergelijkbare nauwkeurigheid. Foute detecties kunnen worden verbeterd door bestaande modellen te fine-tunen op meer representatieve data. Deze updates kunnen het navigatiesysteem verbeteren, maar we verwachten vooral winst door het huidige per-frame planningssysteem van de Think-taak (zie punt drie) te verbeteren. Door temporale informatie op te nemen in een wereldmodel wordt de besturing soepeler en consistent. Ook kun je met het global-model valse detecties filteren, wat nu eenmaal bij ML hoort [18].

Een planningssysteem op basis van een occupancy grid kan gebruikt worden: alle informatie uit de Sense-module wordt in één wereldmodel gebracht, geprojecteerd op een grid waarin elke cel een kostenwaarde heeft. Een planningsalgoritme plant een route met de laagste kosten om de navigatiedoelen te optimaliseren. Zo'n occupancy grid maakt het navigatiesysteem robuuster doordat verleden en heden samen gebruikt worden, in plaats van alleen de huidige tijdstap. Dit biedt sterkere navigatie in moeilijke situaties.

Probleem 4 kan worden opgelost door het noodstopstelsel te vervangen door een versie met minimaal 400 m bereik. De camerapositie (probleem 5) kan worden opgelost met een nieuwe camerabeugel die in de rijrichting verstelbaar is.

Richting nieuwere systemen

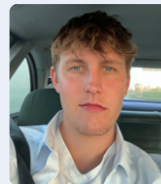
Belangrijke spelers zoals Tesla bewegen steeds meer richting leer-gebaseerde in plaats van regel-gebaseerde beslissingen. Werk als [19] en [20] vervangt de volledige Sense-taak door een enkele hydrant ML om een robuust global-model en occupancy grid te maken. Ook end-to-end methoden die de hele Sense, Think, Act-architectuur vervangen door één hydrant ML-model (zoals die van NVIDIA) laten zien dat betrouwbaar autonoom rijden mogelijk is in veel scenario's [21][22][23]. Toekomstige SDC-teams kunnen deze trends onderzoeken om het huidige expliciete systeem sterk te verbeteren. In dit artikel hebben we de ingrediënten gegeven voor een redelijke kans op succes. Maar het blijft veel werk, expertise en inzet van het team. ◀

240677-03



Over de Auteur

Edwin van den Oetelaar is technicus en docent aan Fontys ICT in Nederland. Hij maakt deel uit van de onderzoeksgroep High Tech Embedded Software onder leiding van prof. Teade Punter. Hij is specialist in hardware- en softwareontwikkeling en werkt graag samen met studenten aan uitdagende projecten zoals zelfrijdende auto's en robots.



Sieuwe Elferink is gastonderzoeker bij de onderzoeksgroep High Tech Embedded Software en oprichter/eigenaar van MultiRotorResearch / MRR Drones. Hij behaalde een master in robotica en AI, met specialisatie in slimme navigatiesystemen en AI-gebaseerde besluitvorming. Zijn onderzoek richt zich zowel op autonome drones als zelfrijdende voertuigen.



Teade Punter is lector High Tech Embedded Software aan Fontys ICT in Nederland. Zijn onderzoeksgroep doet toegepast onderzoek naar data-engineering, digital twinning en AI voor slimme systeemontwikkeling, met toepassingen in smart industry en demontage, zelfrijdende laboratoria voor chemie, energiesystemen en autonoom rijden.

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.



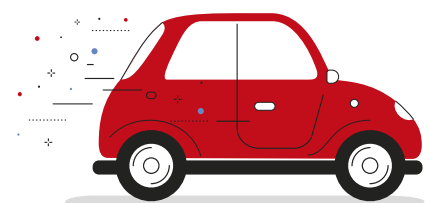
Gerelateerd Product

- **reComputer J1020 v2 – Edge AI-apparaat met NVIDIA Jetson Nano (4 GB)**
www.elektor.nl/20968



WEBLINKS

- [1] Wikipedia, Citron / CC-BY-SA-3.0: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Renault_Twizy.jpg
- [2] "Jetson Orin AGX: High-performance AI computing for edge devices," 2024, NVIDIA: <https://tinyurl.com/nvidia-jetson-orin>
- [3] "MAQ473: 9-Bit to 14-Bit MagAlpha Automotive Angle Sensor with ABZ Incremental and PWM Outputs," 2024, Monolithic Power Systems: <https://www.monolithicpower.com/en/products/automotive-aecq-grade/sensors/maq473.html>
- [4] Eclipse Foundation, "Eclipse Zenoh: Zero overhead pub/sub, store/query and compute," 2024, GitHub: <https://github.com/eclipse-zenoh/zenoh>
- [5] ZED X: Industriële stereocamera voor ruimtelijke perceptie, Stereolabs Inc.: <https://www.stereolabs.com/en-nl/products/zed-x>
- [6] Siegel, M., "The sense-think-act paradigm revisited," 1st International Workshop on Robotic Sensing, 2003, IEEE: <https://doi.org/10.1109/ROSE.2003.1218700>
- [7] Claussmann, L., Revilloud, M., Gruyer, D., & Glaser, S., A review of motion planning for highway autonomous driving, IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems: <https://doi.org/10.1109/TITS.2019.2913998>
- [8] Pendleton, S. D., et al., "Perception, planning, control, and coordination for autonomous vehicles," Machines, 5(1), Article 6: <https://doi.org/10.3390/machines5010006>
- [9] O'Mahony, N., et al., "Deep learning vs. traditional computer vision," arXiv : <https://doi.org/10.48550/arXiv.1910.13796>
- [10] Han, C., et al., "YOLOPv2: Better, faster, stronger for panoptic driving perception," 2022, arXiv: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2208.11434>
- [11] Tesla's HydraNet - How Tesla's Autopilot works, Think Autonomous: <https://www.thinkautonomous.ai/blog/how-tesla-autopilot-works/>
- [12] Syazvinski, Traffic Light Detection and Color Classification Using Yolo v8, GitHub: <https://github.com/Syazvinski/Traffic-Light-Detection-Color-Classification>
- [13] Flucus, Traffic Sign Detection AI, GitHub: <https://github.com/Flucus/Traffic-Sign-Detection-AI>
- [14] AI vision for everyone, Ultralytics: <https://ultralytics.com>
- [15] Xue, Y., "An overview of overfitting and its solutions," Journal of Physics: Conference Series, 1168(2), 022022, 2019, IOPScience: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1168/2/022022>
- [16] Dosovitskiy, A., et al., "CARLA: An open urban driving simulator," 2017, arXiv: <https://doi.org/10.48550/arXiv.1711.03938>
- [17] What is machine learning inference, Hazelcast: <https://tinyurl.com/hazelcast-machine-learning>
- [18] Sapkota, R., et al., "Comprehensive performance evaluation of YOLO11, YOLOv10, YOLOv9, and YOLOv8 on detecting and counting fruitlet in complex orchard environments," 2024, arXiv: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2407.12040>
- [19] Xu, H., et al., "A survey on occupancy perception for autonomous driving: The information fusion perspective," 2024, arXiv: <https://arxiv.org/abs/2405.05173>
- [20] OpenDriveLab, OccNet: Scene as Occupancy [Code], GitHub: <https://github.com/OpenDriveLab/OccNet>
- [21] Zhou, H., et al., "Review of learning-based longitudinal motion planning for autonomous vehicles: Research gaps between self-driving and traffic congestion," 2021, arXiv: <https://doi.org/10.48550/arXiv.1910.06070>
- [22] Li, Z., et al., "Hydra-MDP: End-to-end multimodal planning with multi-target Hydra-distillation," 2024, arXiv: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2406.06978>
- [23] Singh, K., "Tesla FSD V12.5.5 adds end-to-end highway stack; Tesla teases upcoming features," 2024, Not A Tesla App: <https://tinyurl.com/tesla-fsd-v1255>



ESP32 by Example (Cursus)

Volledige ESP32-microcontrollercursus met een speciaal ontwikkelde MCU-uitbreidingsprint, praktische projecten en een uitgebreide online gids – ideaal om hardware, programmering en connectiviteit stap voor stap te leren. Een praktische introductie tot embedded systemen met de ESP32. Deze cursus is bedoeld voor u als lezer die nieuw is in embedded systemen en op zoek bent naar een gestructureerde, voorbeeldgerichte manier om aan de slag te gaan.



Prijs: € 269,00

Ledenprijs: € 242,10



www.elektor.nl/21236

Elektor Archief 1961-2025 (USB-stick)

6 Elektor decennia (jaren '60, '70, '80, '90, '2000 en '2010) op USB-stick

Deze USB-stick (32 GB, USB 3.0) bevat de complete jaargangen 1961-2025 (alle nummers) van het elektronica-vakblad Elektor. Elektor wil mensen inspireren om zich elektronica en computertechniek eigen te maken door het presenteren van nabouwwriendelijke, professioneel ontworpen schakelingen op alle terreinen van de elektronica.

De meer dan 15.000 afzonderlijke artikelen zijn chronologisch op publicatiedatum (maand/jaar) geordend.



NIEUW:
Nu incl. jaargang 2025
+ Elektor GPT

Prijs: € ~~199,95~~

Actieprijs: € 99,95



www.elektor.nl/21243



Geluidskaart als signaalgenerator

PC als DCF77-testzender

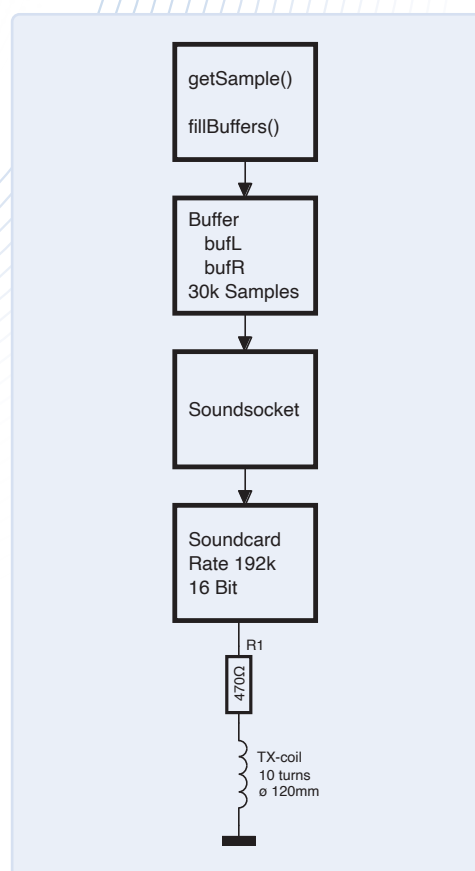
Door Prof. Dr. Martin Ossmann (Duitsland)

Volgens de steekproefstelling van Shannon volstaat het om een signaal met frequentie f en met een sample-snelheid van $2f$ om alle informatie ervan vast te leggen. Veel geluidskaarten in de huidige standaard-pc's ondersteunen samplefrequenties tot 192 kSamples/s, wat volgens deze stelling voldoende is voor signalen met frequenties onder 96 kHz. Dit betekent dat het ook mogelijk is om het Duitse tijdsignaal DCF77 op 77,5 kHz te genereren. In dit artikel wordt uitgelegd hoe dit kan worden gedaan.

Als je signalen wilt genereren met een sample-rate van 192 kSamples/s, moet je elke $5,208 \mu\text{s}$ een sample genereren. Dat is al best snel; bovendien gebruiken op een pc meestal meerdere applicaties de beschikbare rekenkracht. Precies elke $5,208 \mu\text{s}$ één sample genereren is dus niet realistisch, daarom worden buffers gebruikt. De structuur van de signaalverwerkingsketen ziet er dan uit zoals in **Figuur 1**.

De geluidskaart haalt de samples via Direct Memory Access (DMA) uit het geheugen. De geluidssoftware zorgt voor een continue stroom van samples en levert altijd de volgende gevulde buffer als de vorige op is. De twee velden `bufL` en `bufR`, elk met 30.000 samples, werken als buffers.

Zo'n grote buffer is nodig om genoeg tijd te hebben tussen de bufferleveringen. De gebruikerssoftware moet de routine `fillBuffers()` leveren, die de twee buffers vult met nieuwe samples. De nieuwe samples komen uit de routine `getSample()`, die je ook zelf programmeert. De auteur werkt met een Delock 89640-geluidskaart, die een sample rate van 192 kSamples/s levert voor opnemen en afspelen met een resolutie van 24 bit.



▲ *Figuur 1. Signaalverwerkingsketen van de processing-software op de pc.*

Een overzicht van verschillende voorbeeldprogramma's van de auteur vind je in het vak **Software in de Download**. Een paar programma's worden hieronder verder uitgelegd; dit artikel gaat over een zender voor DCF-testsignalen, maar niet alleen dat.

De hardware van een DCF-zender is simpel: Als magnetische "zendantenne" wordt een luchtspoel gebruikt met 10 wikkelingen en een diameter van 120 mm. Deze wordt aangestuurd door de luidsprekeruitgang van de geluidskaart. Weerstand $R1$ beperkt de stroom zodat de geluidskaart niet overbelast raakt.

Software in het downloadpakket

De software voor de onderstaande projecten is beschikbaar op Elektor Labs [2]. Elk project is ontwikkeld in de Processing [3] omgeving en bestaat uit een map met het hoofdprogramma, dat dezelfde naam draagt als het project. Elke map bevat ook de benodigde hulproutines. Processing is gebaseerd op Java en biedt goede bibliotheken voor grafische uitvoer en signaalverwerking (*minim*).

SimpleSineGen1V02

Eenvoudige sinusgenerator. De samples worden berekend met de functie `float cos`.

SimpleDDSsineGen1V02

DDS-sinusgenerator. Samplewaarden worden opgeslagen in een tabel. Voor de fase wordt een float-variabele gebruikt.

SimpleIntDDS4096sineGen1V02

DDS-sinusgenerator. Samplewaarden worden opgeslagen in een tabel. Voor de fase wordt een integer-variabele gebruikt, waarbij alle berekeningen volledig met gehele getallen gebeuren.

PCasSweepGen1V02

Genereert een frequentiesweep. Eén kanaal geeft een sinus weer, het andere een zaagtand. De zaagtand stuurt ook de frequentie van het sinuskanaal aan. Er zit een marker in die als cursor dient.

TwoToneSigGen1V02

Genereert twee sinussignalen zoals in *SimpleSineGen1V02*. Deze signalen worden bij elkaar opgeteld en als uitgang gebruikt, zodat je twee-toon testsignalen kunt maken zoals vaak wordt gebruikt om de lineariteit van schakelingen te controleren.

DCFxAMsigGen1V03

Genereert een 77,5 kHz signaal met amplitudemodulatie vergelijkbaar met DCF77. Fasemodulatie is weggelaten.

DCFsigGenAMxPMx1V02

Genereert een 77,5 kHz signaal dat zowel de amplitude- als fasemodulatie van DCF77 nabootst.

microphoneSpectrumAnalyzer1V02

Implementeert een spectrum analyzer van 0 tot bijna 192 kHz/2. Gebruik de microfooningang van de geluidskaart als signaalbron.



Listing 1: Eenvoudige sinusgolfgenerator.

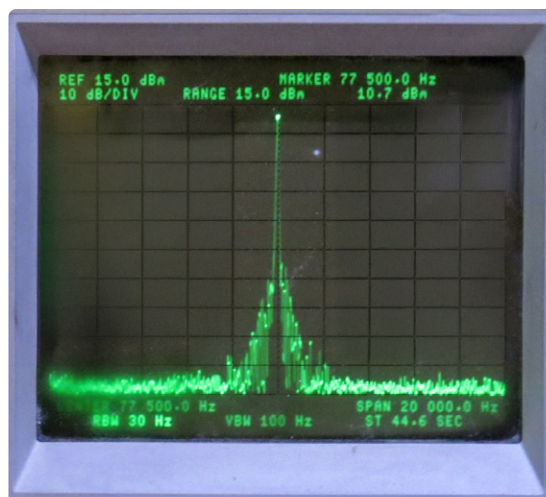
```
float getSample(){
    sigGenPhase += sigGenDphase ;
    if(sigGenPhase>2*pi){
        sigGenPhase-=2*pi ;
    }
    return cos(sigGenPhase) ;
}

void fillBuffers(){
    for(int k=0 ; k<bufferSize ; k++){
        float v=getSample() ;
        bufL[k]=v ;
        bufR[k]=v ;
    }
}
```

Programmeren

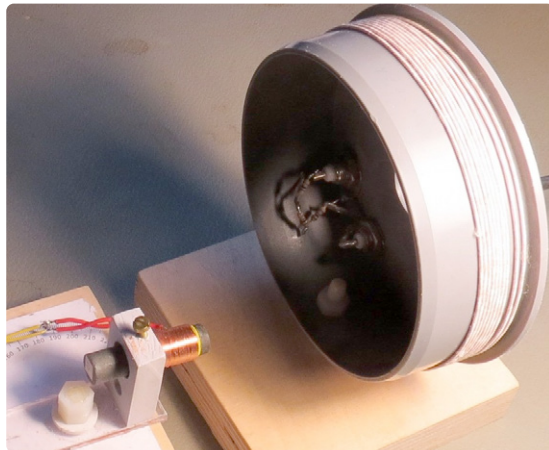
In **Listing 1** zie je de code om een sinussignaal te genereren. In de routine `getSample` wordt de fase steeds verhoogd en wordt de bijbehorende cosinuswaarde berekend. De fase wordt altijd beperkt tot het interval $[0..2\pi]$ zodat de cosinusberekening nauwkeurig blijft. De cosinusberekening kost het meeste rekenkracht. Een meting op de pc van de auteur liet zien dat deze berekening ongeveer 35 ns duurt, wat nog steeds heel kort is vergeleken met de sampletijd van 5,208 μ s. Het is dus mogelijk om bijvoorbeeld twee signalen te genereren, zodat je verschillende signalen op het rechter- en linker-kanaal krijgt of een sinusmodulatie maakt.

Figuur 2 laat het spectrum zien van een gegenereerd 77,5-kHz-draaggolfsignaal. Het spectrum is vrij schoon;



Figuur 2. Spectrum van de gegenereerde 77,5-kHz DCF-draaggolf.

Figuur 3. Ferrietantenne
(links) naast de
zendspoel (rechts).



de zijruis door schommelende samples ligt ongeveer 60 dB onder de draaggolf. Je kunt ook een twee-tonen-signaal genereren om de niet-lineariteit van schakelingen te testen.

Zo'n sinussignaal kun je gebruiken om DCF-ferriet-antennes op resonantie af te stemmen. De ferrietantenne wordt naast de zendspoel geplaatst, zoals getoond in **Figuur 3**, en afgestemd op maximale amplitude.

DDS-sigtaalgeneratie

Op de pc kun je makkelijk samples genereren met de cosinusfunctie; op een microcontroller is dat meestal minder eenvoudig. Op een Raspberry Pi Pico, die tenminste op 125 MHz draait, duurt een cosinusberekening 14 μ s, wat lang niet snel genoeg is voor een 192k sample rate. Om minder rekentijd te gebruiken kun je de DDS-techniek (Direct Digital Synthesis) inzetten. Hiervoor maak je



Listing 2: Sinusgolfgenerator met behulp van DDS-routine met gehele variabelen.

```
int DDSn=4096 ;
float DDSfrq=77500 ;
int DDSphase=0 ;
int DDSdphase=0 ;
float DDStab[]=new float[DDSn] ;

void setupSigGen(){
  DDSdphase=(int)(DDSfrq/
    sampleRate*pow(2,32)) ;
  for(int k=0 ; k<DDSn ; k++){
    DDStab[k]=cos(2*PI*k/DDSn) ;
  }
}

float getSample(){
  DDSdphase+=DDSDphase ;
  int ptr=( DDSdphase >> 20 ) & 0xFFF ;
  return DDStab[ptr] ;
}
```

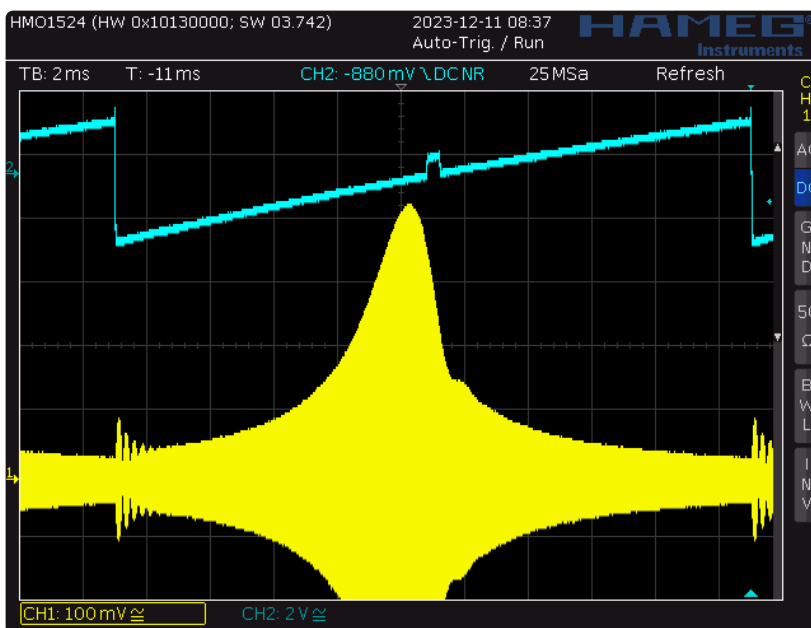
een tabel met de samplewaarden van de cosinusfunctie, en gebruik je een fase-afhankelijke integer om de tabel aan te spreken (**Listing 2**).

Er wordt een tabel met 4096 items gebruikt, die in de **Setup**-functie aan het begin van het programma wordt gevuld. Voor de fase gebruik je een 32-bit integer die bij elke sample met **DDSDphase** wordt opgehoogd. De fasevariabele **DDSDphase** wordt bij optellen automatisch beperkt tot 32 bit. Om de pointer naar de tabel te berekenen gebruik je een bit-shift en een masker tot 12 bit. Op een Raspberry Pi Pico kost één sample dan 900 ns. Dat is nu wel snel genoeg voor een 192k sample rate. Maar terug naar de pc.

Sweepgenerator

Dankzij de hoge rekenkracht van moderne pc's kun je natuurlijk ook complexere signalen genereren. Een eerste voorbeeld is een sweepgenerator. Eén kanaal genereert een zaagtandsignaal, wat kan dienen als x-signaal voor een oscilloscoop in x/y-modus. Dit signaal kun je gebruiken voor de frequentiebesturing van de cosinus-generator. Start- en stopfrequenties zijn vrij instelbaar (onder 90 kHz). Op een gekozen punt wordt een marker in de zaagtand gezet, een soort cursor voor de scope. In **Figuur 4** zie je het resultaat van een sweep met een DCF-ferrietantenne. De sweep loopt van 77,5 kHz - 5 kHz tot 77,5 kHz + 5 kHz. De marker staat op 77,5 kHz. Je ziet duidelijk het resonantiepunt, dat nog iets te laag is.

Figuur 4.
Frequentiesweep van
een ferrietantenne voor
77,5 kHz.





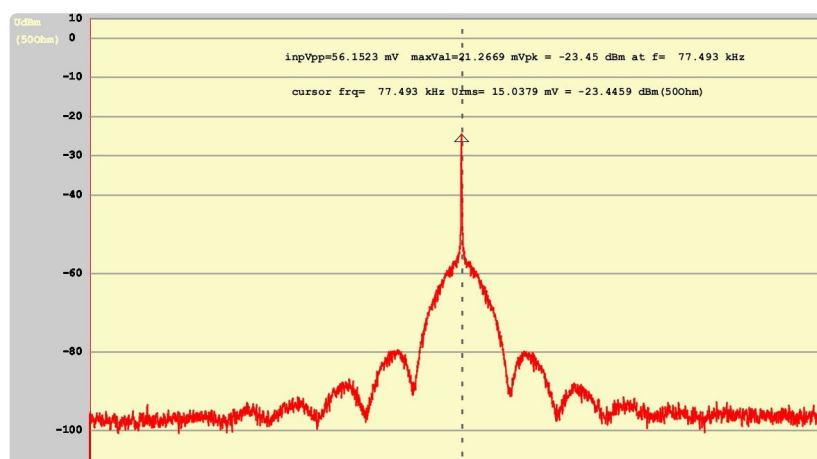
Listing 4: Fase modulatie genereren met bits uit prnBuffer.

```
void prnSample(){
    if(prnRemaining<=0){ PMmod=0 ; return ; }
    PMmod=prnSign*13.0/360*2*pi*prnBuffer[prnPtr++] ;
    prnRemaining-- ;
}
```

In het signaalgeneratorprogramma (**Listing 4**) wordt dit gedaan door in de routine `action775()` tot 120 te tellen en dan de routine `prnSample()` aan te roepen. Als er nog bits te verzenden zijn (`prnRemaining > 0`), wordt het volgende bit uit de buffer `PRNBuffer` gehaald en afhankelijk van het huidige bit (`prnSign`) geïnverteerd. De waarde, goed geschaald, geeft de PM-modulatiewaarde `PMmod`. Deze waarde wordt door de routine `Sendsignal` opgeteld bij de huidige draaggolf-fase.

In **Figuur 6** zie je het spectrum van het gesimuleerde DCF77-sigitaal met AM en PM. De draaggolf zie je als een lijntje bij 77,5 kHz. De PM zorgt voor een soort "ruisbel", met het eerste nulpunt bij $\pm 77500 \text{ kHz}/120 = 645,8333 \text{ Hz}$. Om het verdere spectrum te onderdrukken gaat het signaal door een banddoorlaatfilter. Het spectrum is opgenomen met pc-spectrum-analyse-software.

Figuur 6. Spectrum van het AM/PM DCF-sigitaal.



Het zendingssigitaal werd aangesloten op de microfoon-ingang van de geluidskaart en de kaart werd zo ingesteld dat de software deze ingang als bron nam. Het signaal werd ook getest met DCF-kloksoftware die ook de PM verwerkt. De PM werd blijkbaar goed gegenereerd.

230751-03

Vragen of opmerkingen?

Heeft u technische vragen of feedback over dit artikel? Neem dan contact op met de auteur via e-mail (ossmann@fh-aachen.de) of met de redactie van Elektor via redactie@elektor.com.



Over de auteur

Martin Ossmann begon op twaalfjarige leeftijd met het lezen van Elektor – en natuurlijk met het bouwen van schakelingen. Na zijn studie elektrotechniek en een aantal jaren als ontwikkelingstechnicus te hebben gewerkt, werd hij hoogleraar elektrotechniek en informatietechnologie aan de FH Aachen. Hij is niet alleen auteur van wetenschappelijke publicaties, maar levert al meer dan drie decennia schakelingen en softwareprojecten aan Elektor, waarmee hij zijn uitgebreide technische expertise deelt.



Gerelateerd product

> Burkhard Kainka, *SDR Hands-on Book* (Elektor 2019)
www.elektor.nl/18914

WEBLINKS

- [1] DCF77-sigitaal (Wikipedia): https://en.wikipedia.org/wiki/DCF77#Time_code_interpretation
- [2] Software downloaden: <https://www.elektormagazine.nl/labs/elektor-articles-software-downloads>
- [3] Processing: <https://processing.org/>

WORD LID VAN ONZE COMMUNITY

GRATIS
DOWNLOAD



Abonneer je vandaag nog op elektormagazine.nl/ezine-26



U ontwikkelt. Wij leveren.

De Nieuwste Producten voor Uw Nieuwste Ontwerpen™



nl.mouser.com/new



MOUSER
ELECTRONICS