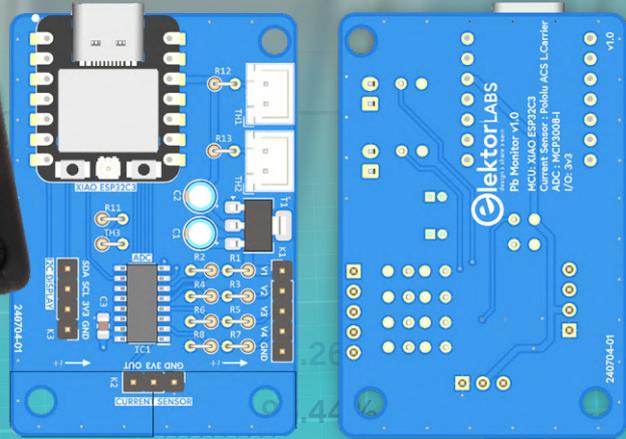


BATTERIE-MONITOR

Batterieüberwachungssystem für USV und Energiespeicher



IM FOKUS

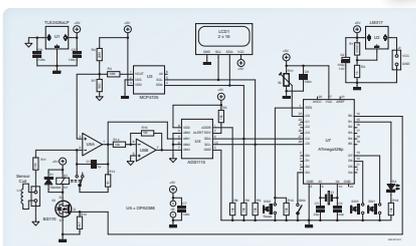
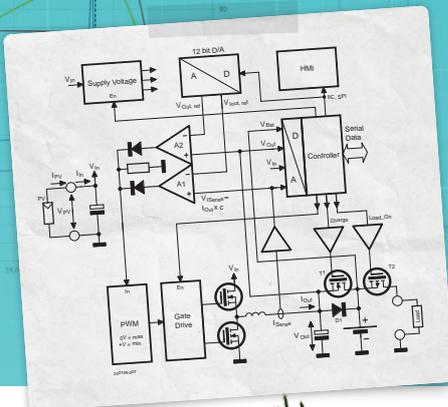
Testen und Messen

Präzise oder genau?

Ihre Messgeräte müssen beides sein!

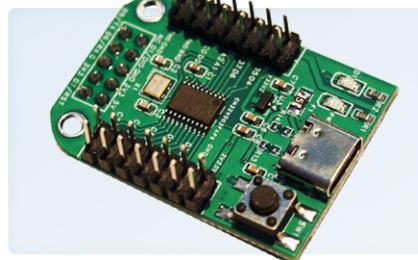
Solarladeregler mit MPP-Tracking

Grundlagen eines Solarreglers für Insel-Anlagen



B-Feld-Integrationsmagnetometer

Mit selbstgebauten Sensoren



10-Cent-Controller in der Praxis

CH32V003 ausprobiert



PID-Regelungswerkzeug

Optimieren Sie Ihre Parameter ganz einfach



Join this great initiative from
elektor & **ee**News
in collaboration with
Studium Travel!

FOR READERS AND RELATIONS OF ELEKTOR EXCLUSIVE STUDY TOUR TO TAIWAN/TAIPEI

- DESTINATION: TAIPEI, TAIWAN
- DATE: FULL PROGRAM FROM 7 TO 13 SEPTEMBER 2025
- FLIGHT: FLEXIBLE BOOKING TO SUIT YOUR NEEDS
- ACCOMMODATION: EXCELLENT 4-STAR HOTEL

Join us on a journey to the cradle of electronics. Since the 1980s Taiwan has been a leader in our sector.

Many world-important innovations come from Taiwan. And even now, the country is still a crucial factor, partly due to top companies such as ASML. Developments in Embedded Systems, Embedded Systems Applications, Components, Production Technologies and innovations... you will see, experience and learn from that and more. A complete innovation tour full of knowledge and inspiration. Gain valuable insights. Masterclasses will bring you up to date on 'the next step is now'. This study trip is, in one word, fantastic. Are you joining in to experience this? Will you be there?

Register now! For more information and registration, please contact info@studiumtravel.nl or call Ronald Jans at **+31 651 158107**.

DISCOVER THE FUTURE OF ELECTRONICS AND EMBEDDED SOFTWARE, IN ASIA!

During this inspiring study tour we will take you to experts, you will visit leading companies and you will immerse yourself in the latest innovations.

In the program:

- Masterclasses at two renowned universities
- 8 company visits to local and (inter)national top companies in electronics, embedded software and digital programs
- Exclusive networking event at the Taipei Chamber of Commerce
- Time for relaxation, culture and leisure

A unique opportunity to expand your knowledge, network and gain inspiration!

Das Elektor Magazin wird 8 Mal im Jahr
 herausgegeben von

Elektor Verlag GmbH

Lukasstraße 1, 52070 Aachen (Deutschland)
 Tel. +49 (0)241 95509190
 www.elektor.de | www.elektormagazine.de

Für alle Ihre Fragen

service@elektor.de

Mitglied werden

www.elektormagazine.de/abo

Anzeigen

Büsra Kas

Tel. +49 (0)241 95509178

busra.kas@elektor.com

www.elektormagazine.de/mediadaten

Urheberrecht

© Elektor International Media b.v. 2025

Die in dieser Zeitschrift veröffentlichten Beiträge, insbesondere alle Aufsätze und Artikel sowie alle Entwürfe, Pläne, Zeichnungen einschließlich Platinen sind urheberrechtlich geschützt. Ihre auch teilweise Vervielfältigung und Verbreitung ist grundsätzlich nur mit vorheriger schriftlicher Zustimmung des Herausgebers gestattet. Die veröffentlichten Schaltungen können unter Patent- oder Gebrauchsmusterschutz stehen. Herstellen, Feilhalten, Inverkehrbringen und gewerblicher Gebrauch der Beiträge sind nur mit Zustimmung des Verlages und ggf. des Schutzrechtsinhabers zulässig. Nur der private Gebrauch ist frei. Bei den benutzten Warenbezeichnungen kann es sich um geschützte Warenzeichen handeln, die nur mit Zustimmung ihrer Inhaber warenzeichengemäß benutzt werden dürfen. Die geltenden gesetzlichen Bestimmungen hinsichtlich Bau, Erwerb und Betrieb von Sende- und Empfangseinrichtungen und der elektrischen Sicherheit sind unbedingt zu beachten. Eine Haftung des Herausgebers für die Richtigkeit und Brauchbarkeit der veröffentlichten Schaltungen und sonstigen Anordnungen sowie für die Richtigkeit des technischen Inhalts der veröffentlichten Aufsätze und sonstigen Beiträge ist ausgeschlossen.

Druck

Senefelder Misset, Mercuriusstraat 35
 7006 RK Doetinchem (Niederlande)

Distribution

IPS Pressevertrieb GmbH, Carl-Zeiss-Straße 5
 53340 Meckenheim (Deutschland)
 Tel. +49 (0)2225 88010



Jens Nickel

Chefredakteur *ElektorMag*



Fragen Sie doch mal Elektor GPT

Projekte, die das Messen und Testen zum Thema haben, sind bei kreativen Elektronikern besonders beliebt - denn was man entwickelt, „hackt“ oder einfach nachbaut, kann man hier gleich im eigenen Labor gewinnbringend einsetzen. Ich habe unsere künstliche Intelligenz mal gefragt, wie viele Transistortester wir im Laufe der Jahre schon veröffentlicht haben. Elektor GPT warf fünf Designs aus, die in den Jahren 1988 bis 2015 veröffentlicht wurden, doch es gab - wenn man auch Multifunktions tester und Kennlinienschreiber mit einrechnet - noch viele Artikel mehr zum Thema. Da ich in diesen Tagen erst mein „20-jähriges“ bei Elektor feiere und natürlich nicht alles im Kopf behalten kann, habe ich mir für www.elektormagazine.com/gpt übrigens einen Shortcut angelegt. Ich benutze die KI selbst nämlich immer öfter als intelligente Artikelsuche.

Einen Transistortester oder -kennlinienschreiber finden Sie in dieser Ausgabe nicht, aber es werden viele andere nützliche Dinge gemessen, getestet und optimiert. Unser Autor Roland Stiglmayr hat die ehrgeizige Aufgabe geschultert, eine Art Elektor-Referenzdesign für die Steuerung einer solaren Inselanlage zu entwerfen. Sie können sich vorstellen, dass das ein Mammutprojekt ist; in dieser Ausgabe finden Sie die erste Folge einer Mini-Serie, die den MPPT-Tracker und Laderegler beschreibt (Seite 12). Besonders interessant finde ich auch das PID-Regler-Tool von Johannes Sturz, mit dem man die PID-Parameter einer Regelung in Arduino-Code optimieren kann (Seite 40). Gut gemacht und ziemlich nützlich!

Natürlich kommen auch das klassische Messen nicht zu kurz, zum Beispiel bei dem Batteriemonitor und dem Milliohmometer-Adapter meiner Kollegen Saad Imtiaz und Clemens Valens (Seite 6 und Seite 54). Und wer schon immer einmal Magnetfelder messen wollte, sollte sich einmal ab Seite 18 umsehen. Übrigens gab es auch da schon Projekte in Elektor - aber fragen Sie Elektor GPT doch mal selbst!



Veröffentlichen Sie bei Elektor!

Ihr Fachwissen über Elektronik ist willkommen: Schicken Sie uns Ihr Video, Ihren Artikelvorschlag oder Ihre Idee für ein Buch! Wir haben unseren Leitfaden für Autoren aktualisiert. Alle Einzelheiten finden Sie unter:

www.elektormagazine.com/submissions



Elektor-Labs: Ideen und Projekte

Die Plattform Elektor Labs ist offen für jeden. Hier können Sie Ideen und Projekte zum Thema Elektronik veröffentlichen, technische Probleme diskutieren und mit anderen zusammenarbeiten.

www.elektormagazine.de/labs

Unser Team

Chefredakteur: Jens Nickel (v.i.S.d.P.) | **Redaktion:** Hans Adams, Asma Adhimi, Roberto Armani, Jan Buiting, Rolf Gerstendorf (RG), Ton Giesberts, Ouafae Hassani, Saad Imtiaz, Alina Neacsu, Dr. Thomas Scherer, Jean-Francois Simon, Clemens Valens, Brian Tristram Williams | **Regelmäßige Autoren:** David Ashton, Stuart Cording, Tam Hanna, Ilse Joostens, Prof. Dr. Martin Ossmann, Alfred Rosenkränzer | **Grafik & Layout:** Harmen Heida, Sylvia Sopamena, Patrick Welders | **Herausgeber:** Erik Jansen | **Technische Fragen:** redaktion@elektor.de



Pb-Batteriemonitor

Batterieüberwachungssystem für USV und Energiespeicher

6



Solarladeregler mit MPP-Tracking

Grundlagen eines Solarreglers für Insel-Anlagen

12

Rubriken

- 3 **Impressum**
- 50 **Aller Anfang...**
Klangeinstellung!
- 70 **Bemerkenswerte Bauteile**
Analoge Messgeräte
- 84 **Aus dem Leben gegriffen**
Wer das Kleine nicht ehrt...
- 86 **2025: Eine Odyssee in die KI**
Transformative Auswirkungen auf die Softwareentwicklung
- 89 **Projekt 2.0**
Korrekturen, Updates und Leserbriefe

Hintergrund

- 28 **Präzise oder genau?**
Ihre Messgeräte müssen beides sein!
- 34 **AD7124 - Ein Präzisions-ADC in der Praxis**
Hinweise für die Sensor-Signalaufbereitung
- 40 **PID-Regelungswerkzeug**
Optimieren Sie ganz einfach Ihre Parameter
- 98 **Nortonisierter Wien-Brücken-Oszillator**
Kleine Änderungen führen zu bedeutenden Verbesserungen
- 102 **10-Cent-Controller in der Praxis**
RISC-V-Mikrocontroller CH32V003 und MounRiver Studio ausprobiert

Projekte

- 6 **Pb-Batteriemonitor**
Batterieüberwachungssystem für USV und Energiespeicher
- 12 **Solarladeregler mit MPP-Tracking**
Grundlagen eines Solarreglers für Insel-Anlagen
- 18 **B-Feld-Integrationsmagnetometer**
Mit selbstgebauten Sensoren
- 54 **Milliohmmeter-Adapter**
Nutzen Sie die Präzision Ihres Multimeters!
- 64 **Frequenzzähler**
Portabel und mit automatischer GPS-Kalibrierung
- 72 **Stand-alone-Quarztester**
Wie genau ist Ihre Taktquelle?
- 78 **Preiswerter I²C-Tester**
Schließen Sie I²C-Chips direkt an Ihren PC an
- 94 **Standalone-MIDI-Synthesizer mit Raspberry Pi**
Setup mit Intelligenz aufwerten
- 108 **Audio-Player mit FPGA und Equalizer**
Lautstärkeregelung, erweitertes Mischen und ein Web-Interface



Testen und Messen



Präzise oder genau?

Ihre Messgeräte müssen beides sein!

28

Stand-alone-Quarztester

72

Wie genau ist Ihre Taktquelle?



Industry

- 46 **embedded world 2025**
- 53 **Elektor Academy Pro Box**
Buch + Online-Kurs + Hardware
- 58 **Der nächste Meilenstein bei Halbleitern**
Weiter in Richtung 1,4 nm
- 61 **Steckverbinder in Durchstecktechnik**
Das Beste aus zwei Welten

Vorschau

Elektor Juli/August 2025

Das nächste Heft ist wie immer randvoll gefüllt mit Schaltungsprojekten, Grundlagen sowie Tipps und Tricks für Elektroniker. Schwerpunkt wird das Thema IoT und Sensoren sein.

- > OBD2-Sensor-Armaturen Brett
- > OBD2: Nachrüstung von Drehzahlmesser und Schaltblitz
- > Meshtastisch: Ein Mesh aus LoRa-Funkgeräten
- > Elektor Mini-Wheelie: Ein selbstbalancierender Roboter
- > Berührungslose E-Feld-Messungen
- > Ultraschall-Hindernis-Detektor
- > Analoger Audio-Frequenzgenerator
- > Radar-Sensoren
- > Der neue I3C-Standard in der Praxis

Elektor Juli/August 2025 erscheint am 9. Juli 2025.

Änderungen vorbehalten!

BONUS-INHALT

Lesen Sie die kostenlose Elektor-Bonus-Ausgabe Testen und Messen

- > PWM-Messung mit einem PIC
- > Review: Fnr1si 2C53T mit zwei Kanälen und 50 MHz Bandbreite
- > Voltmeter mit FPGA: MAX1000 und VHDPlus machen es möglich
- > Infografik: Prüf- und Messtechnik



www.elektormagazine.de/messen-testen



B-Feld-Integrationsmagnetometer
Mit selbstgebauten Sensoren

18

PbMonitor v1.0

Ein Batterieüberwachungssystem für USV und Energiespeicher

Von Saad Imtiaz (Elektor)

Überwachen Sie den Zustand Ihrer Batteriebank mit PbMonitor! Diese einfache und kostengünstige Lösung erfasst Spannung, Strom und Temperatur in Echtzeit und sendet Daten über MQTT an Home Assistant. Damit ist alles für eine intelligentere Batterieüberwachung bei USV, erneuerbaren Energien und netzunabhängigen Anwendungen in die Wege geleitet.

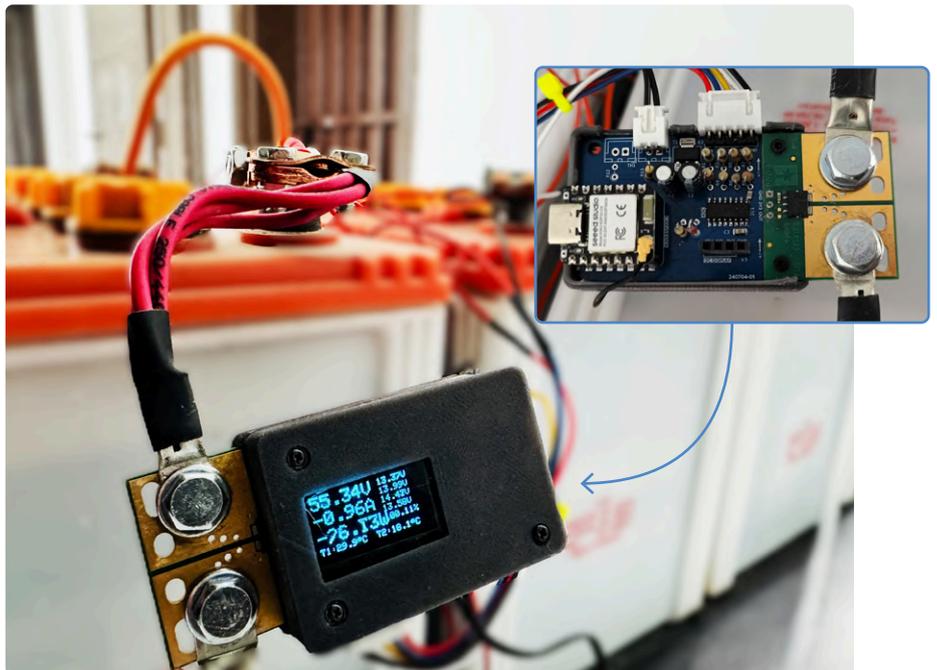


Bild 1. Das PbMonitor-System überwacht die 48-V-Batteriebank in Echtzeit.

Batteriebanken werden häufig in Unterbrechungsfreien Stromversorgungen (USV), bei der Speicherung erneuerbarer Energie und bei netzunabhängigen Anwendungen eingesetzt. Die Überwachung des Zustands und der Leistung dieser Batterien ist jedoch nach wie vor eine Herausforderung, da herkömmliche USV-Systeme mehrere Batterien als eine Einheit behandeln, was zu nicht ausbalancierten Ladezuständen und Ineffizienz führt. PbMonitor ist eine einfache, aber effektive Überwachungslösung, die Spannung, Strom und Temperatur von Blei-Säure- und Li-Ion Batterien in Echtzeit verfolgen kann. Die gesammelten Daten werden über MQTT an Home Assistant übertragen, was eine Überwachung und Automatisierung in Echtzeit ermöglicht. Dieses Batterieüberwachungssystem hilft Ihnen, den Überblick über Ihre Batterien zu behalten und bietet eine Lösung für das Batteriemangement in verschiedenen Anwendungen.

Eine praktische Lösung

Energiespeichersysteme insbesondere in USV-Konfigurationen verwenden häufig mehrere Batterien in Reihe, um die Spannungsanforderungen zu erfüllen. Diese Topologie vereinfacht zwar die Energieversorgung, bringt jedoch erhebliche Herausforderungen in Bezug auf die Ladungsbalancierung, die Überwachung des Zustands der einzelnen Zellen und den unterschiedlichen Ladezustand mit sich. Herkömmliche USV-Systeme behandeln die Batteriebank als eine einzelne Einheit und verfügen nicht über die erforderliche Granularität, um Ungleichgewichte zwischen den einzelnen Zellen zu erkennen, was zu einem vorzeitigen Ausfall und einer geringeren Betriebseffizienz führen kann. Der Anstoß zur Entwicklung von PbMonitor (Bild 1) entstand aus einer praktischen Notwendigkeit heraus, ein USV-System mit vier in Reihe geschalteten 12-V-Bleibatterien zu kontrollieren, die eine nominale

48-V-Versorgung gewährleisten (Bild 2). Ohne ein spezielles Überwachungssystem blieben die einzelnen Batteriespannungen jedoch unbekannt, was das Risiko einer Über- oder

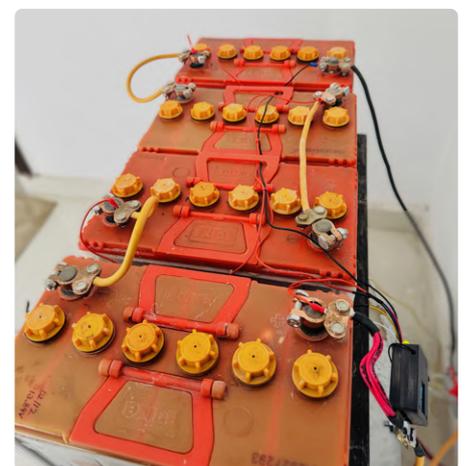


Bild 2. Die Konfiguration von vier 12-V-Bleibatterien in Reihe ergibt eine 48-V-Batterie.

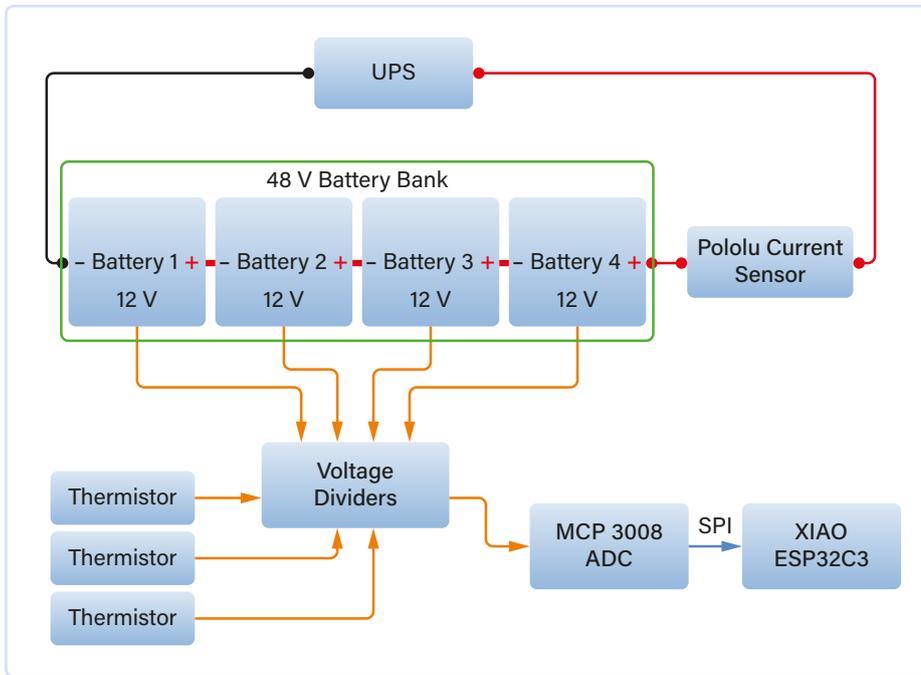


Bild 3. Blockschaltbild des Projekts.

Unterladung der einzelnen Zellen beziehungsweise Batterien mit sich brachte. Nach fast eineinhalb Jahren Betrieb war es dringend erforderlich, ein System zu implementieren, das den Zustand der Batterien diagnostizieren, Leistungsabweichungen erkennen und eine proaktive Wartung ermöglichen würde. Dies inspirierte den Autor zum Namen *PbMonitor*, wobei *Pb* für Blei steht, was auf die Überwachung und Optimierung der Leistung von Blei-Säure-Batterien hindeutet. PbMonitor wird aber nicht nur in USV-Umgebungen, sondern auch in Systemen für erneuerbare Energien eingesetzt. Durch diese Überwachung können die Batterielebensdauer verlängert, vorausschauende Wartungsstrategien optimiert und die Zuverlässigkeit von Energiespeicherlösungen insgesamt verbessert werden.

Systemarchitektur

Der PbMonitor basiert auf dem ESP32-C3-Mikrocontroller, der zuverlässige WLAN- und BLE-Kommunikation für die Echtzeitüberwachung bietet. Für hochauflösende Spannungs- und Strommessungen wurde der externe Analog/Digital-Wandler MCP3008 von Microchip [1] integriert, der eine 10-Bit-Präzision über acht Kanäle bietet und über SPI mit dem ESP32-C3 verbunden ist, wie in der Blockschaltung (Bild 3) dargestellt.

Die Spannungsmessung erfolgt über ein Netzwerk von Präzisionswiderständen, die einen Spannungsteiler bilden, der mit dem Eingangsbereich des ADCs kompatibel ist. Für die Strommessung verwendet das System das ACS72981-Modul von Pololu mit einem Chip von Allegro MicroSystems [2][3]. Dieses hochpräzise Halleffekt-Stromsensormodul

ermöglicht eine bidirektionale Verfolgung des Stroms, was für die Überwachung von Lade- und Entladezyklen entscheidend ist. Dieses Modul wurde auch schon im AmpVolt-Projekt verwendet und hat sich als zuverlässiger Sensor für Strommessungen erwiesen [4]. Darüber hinaus überwachen Thermistoren sowohl die Umgebungs- als auch die Batterietemperatur kontinuierlich und liefern für die Langlebigkeit und Betriebssicherheit der Batterie wichtige thermische Daten. Die überwachte Batteriebank besteht aus vier in Reihe geschalteten 12-V-Bleibatterien, die ein 48-V-System bilden, das eine diskrete Spannungsnachführung erfordert, um ein Ungleichgewicht zu verhindern.

Der Schaltplan

Der Schaltplan (Bild 4) folgt einem strukturierten Ansatz zur Erfassung der Batterieparameter. Jeder Batterieknoten ist mit einem Spannungsteiler (R1...R8) verbunden, um die Spannung auf einen für den ADC MCP3008 (IC1) geeigneten Bereich zu skalieren, der mit einer 10-Bit-Auflösung und einer Eingangsspannungsgrenze von 0...3,3 V arbeitet. In einem in Reihe geschalteten Batteriesystem wie diesem kann die Messung einzelner Batteriespannungen aufgrund der gemeinsamen Anschlusspunkte problematisch sein. Um den Messprozess zu vereinfachen und die Hardwarekomplexität zu reduzieren, wird deshalb die Spannung am Pluspol jeder Batterie im Verhältnis zur Systemmasse gemessen. Diese Methode liefert kumulierte Spannungen (zum Beispiel 12 V, 24 V, 36 V und 48 V). Der MCP3008 ADC (IC1) tastet diese Spannungen nacheinander ab, die dann in der Firmware verarbeitet werden, indem die Spannung jeder Batterie von der davor liegenden subtrahiert wird.

Dieser Ansatz macht eine komplexe Schaltung zur Messung der Differenzspannung überflüssig, reduziert die Anzahl der erforderlichen ADC-Kanäle und vermeidet Probleme mit einer erdfreien Masse, die bei der direkten Messung einzelner Zellspannungen auftreten können. Darüber hinaus werden genaue Messwerte erfasst, ohne dass die bei der direkten Zellenmessung auftretenden Isolationsprobleme auftreten.

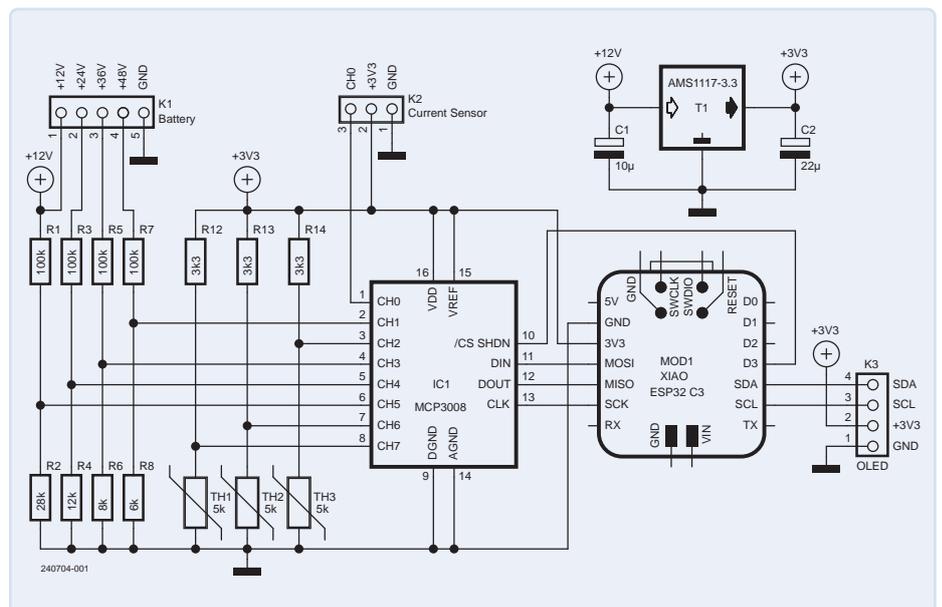


Bild 4. Der Schaltplan.

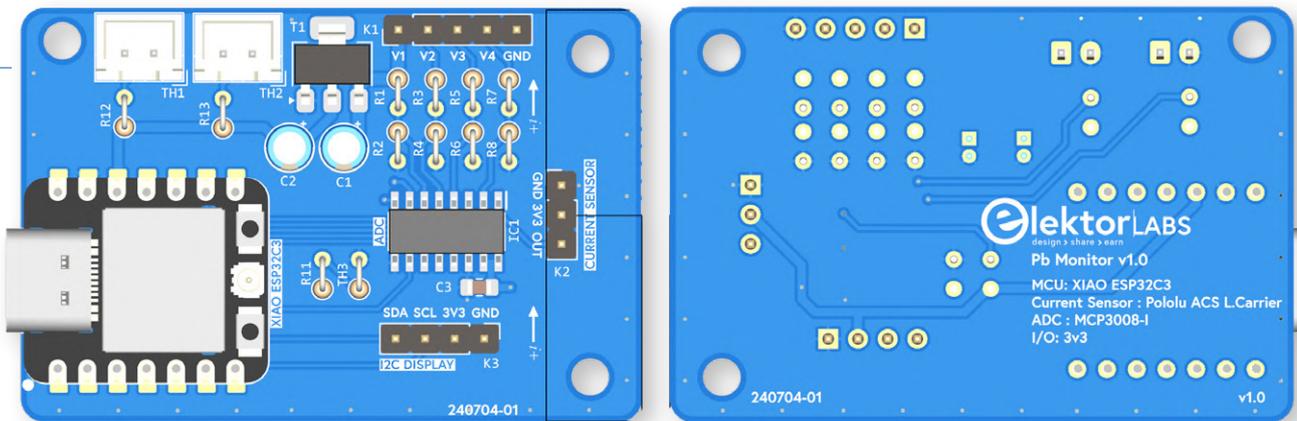


Bild 5. Rendering der Ober- und Unterseite der Leiterplatte.

Der $\pm 50\text{-A}$ -Stromsensor ACS72981 von Pololu an K2 wird zur Messung des bidirektionalen Stromflusses verwendet und liefert Echtzeitdaten sowohl für Lade- als auch Entladezyklen. Dieser Hall-Effekt-Sensor gibt eine analoge Spannung aus, die mit dem Strom variiert. Bei 0 V beträgt die Ausgangsspannung $1,67\text{ V}$ als Referenzpunkt. Wenn der Strom im Uhrzeigersinn fließt (Entladen), steigt die Spannung mit einer Rate von $0,0264\text{ V/A}$, während ein Strom entgegen dem Uhrzeigersinn (Laden) zu einer entsprechenden Abnahme der Spannung führt.

Der Ausgang des Sensors wird vom ADC MCP3008 gelesen, der die Spannung für die weitere Verarbeitung digitalisiert. Der ADC MCP3008, der mit $3,3\text{ V}$ arbeitet, ist für den Single-Ended-Modus konfiguriert, wobei alle acht Kanäle für Batteriespannungs-, Strom- und Temperaturmessungen verwendet werden. Der ADC löst mit 10 Bit auf und besitzt eine maximale Abtastrate von 75 kSamples/s bei $3,3\text{ V}$. Wenn jedoch alle acht Kanäle verwendet werden, reduziert sich die effektive Abtastrate pro Kanal aufgrund der sequenziellen Abtastung. Mit einem SPI-Takt von 1 MHz kann der ADC eine Abtastrate von etwa $9\text{...}10\text{ kSamples/s}$ pro Kanal erreichen, was eine zuverlässige Echtzeitüberwachung gewährleistet.

Die Temperaturüberwachung erfolgt über die Thermistoren T1...T3, die ebenfalls an den MCP3008 angeschlossen sind und sowohl die Umgebungs- als auch die Batteriebedingungen kontinuierlich erfassen. Der Thermistor arbeitet als Teil eines Spannungsteilers, wobei sich sein Widerstand mit der Temperatur und so die gemessene Spannung ändern. Um den Widerstand des Thermistors zu ermitteln, wird der von ihm verursachte Spannungsabfall mit einer Spannungsteilerschaltung gemessen. Der Widerstand wird nach folgender Formel berechnet:

$$R_{\text{thermistor}} = R_{\text{fixed}} \times \left(\frac{V_{\text{measured}}}{V_{\text{ref}} - V_{\text{measured}}} \right)$$

wobei R_{fixed} der bekannte Wert des Vorwiderstands, V_{measured} der Spannungsabfall über dem Thermistor und V_{ref} die Referenzspannung ist. Diese Spannung wird zur Berechnung des Widerstands verwendet, der dann mit der Steinhart-Hart-Gleichung in eine Temperatur umgerechnet wird:

$$\frac{1}{T} = A + B \ln(R) + C(\ln(R))^3$$

wobei T die Temperatur in Kelvin, R der Thermistorwiderstand und A, B, C (im Datenblatt des Thermistors angegeben) die thermistorspezifischen Koeffizienten sind. Die Temperatur wird schließlich in Celsius umgerechnet. Die Verwendung von Thermistoren ist effektiver als 1-Wire-Sensoren, da sie schnell und genau sind.

Der XIAO ESP32-C3 von Seeed Studio [5] war aufgrund seiner Kompaktheit, der leistungsstarken ESP32-C3-Architektur und des gut durchdachten Formfaktors eine naheliegende Wahl für dieses Projekt. Seeed Studio hat bei der Entwicklung der XIAO-Boards gute Arbeit geleistet. Die Boards sind nicht nur klein, sondern auch sehr vielseitig, mit einer guten Ausstattung an I/O-Optionen für die Integration in verschiedene Anwendungen. Das Board kann direkt auf eine Platine gelötet oder über $2,54\text{-mm}$ -Stiftheisten eingesteckt werden, was sie sowohl für Prototypen als auch für endgültige Implementierungen äußerst flexibel macht.

Der ESP32-C3 (MOD1) ist über SPI mit dem ADC verbunden, wendet Kalibrierungsalgorithmen an und überträgt Daten über MQTT an einen Home-Assistent-Server. Ein Anschluss (K3) im $2,54\text{-mm}$ -Raster für das OLED-Display zur lokalen Anzeige der Echtzeitdaten ist ebenfalls vorhanden. Schließlich wird ein Low-drop-Spannungsregler AMS1117 (T1) von UMW für die Stromversorgung des gesamten Systems verwendet.



Stückliste

Widerstände:

R1, R3, R4, R5, R7 = 100 k
 R2 = 28 k
 R4 = 12 k
 R6 = 8 k
 R8 = 6 k
 R11...R13 = $3\text{ k}3$
 TH1...TH3 = 5 k

Kondensatoren:

C1 = $10\text{ }\mu$
 C2 = $22\text{ }\mu$
 C3 = 100 n

Halbleiter:

IC1 = MCP3008-I
 T1 = AMS1117-3,3V

Außerdem:

K1 = 1×5 -poliger Pinheader, $2,54\text{ mm}$, horizontal
 K2 = Stromsensor von Pololu
 K3 = I²C-OLED-Display

Platinenlayout

Die Leiterplatte wurde kompakt gestaltet und misst nur $53,5 \times 36\text{ mm}$. Das Ziel war es, die Platine so klein wie möglich zu halten, damit sie beim Anschluss an das System nicht erdrückend wirkt. Wie in **Bild 5** zu sehen ist, wurde das Pololu-Stromsensormodul strategisch auf der rechten Seite der Platine positioniert. Zur Erleichterung der Spannungsabtastung wurden horizontale JST-Steckverbinder im $2,54\text{-mm}$ -Raster verwendet, die sichere und zuverlässige Verbindungen gewährleisten. Derselbe Steckertyp wurde auch für die Thermistoren verwendet. Den Anschluss für das OLED-Display findet man in der Mitte der Platine, um eine optimale Sichtbarkeit zu gewährleisten, während das ESP32-C3-Modul

auf der linken Seite positioniert wurde, um den zur Verfügung stehenden Platz effizient zu nutzen und die Signalintegrität zu gewährleisten. Das Layout wurde optimiert, um Rauschen zu minimieren sowie stabile ADC-Messwerte und einen zuverlässigen Betrieb in anspruchsvollen Umgebungen zu ermöglichen.

Software-Integration und Home Assistant

Die Firmware für PbMonitor wurde mit dem Arduino-Framework entwickelt und ist mit der Arduino-IDE und PlatformIO kompatibel. Der Sketch ist zusammen mit den vollständigen Hardware-Dateien im GitHub-Repository des Projekts verfügbar [6]. Die Firmware stützt sich auf mehrere wichtige Bibliotheken, darunter *WiFi.h* für die Netzwerkkommunikation, *SPI.h* für die Verbindung mit dem MCP3008-ADC, *Adafruit_MCP3008.h* für die ADC-Verarbeitung, *MQTTPubSubClient.h* für die MQTT-Kommunikation mit Home Assistant sowie *Adafruit_GFX.h* und *Adafruit_SSD1306.h* für die Aktualisierung des OLED-Displays in Echtzeit. Die Firmware berechnet über die Schwellwerte der Batteriespannungen auch einen Ladezustand (State of Charge, SoC) und ist für eine künftige Schätzung des Gesundheitszustands (State of Health, SoH) vorgesehen, bei der die Lade-/Entladezyklen und die Verschlechterung im Laufe der Zeit verfolgt werden sollen. Weitere geplante Funktionen

werden im Abschnitt **Zukünftige Verbesserungen** am Ende des Artikel beschrieben. Verschiedene Parameter in der Software sind konfigurierbar, darunter ADC-Kalibrierungsfaktoren, MQTT-Aktualisierungsintervalle und Schwellwerte für Batteriewarnungen. Die Firmware wendet Kalibrierungsalgorithmen an, um ADC-Rohwerte in reale Spannungs- und Strommessungen umzuwandeln, wobei vordefinierte Skalierungsfaktoren auf Grundlage von Spannungsteilern und Sensoreigenschaften verwendet werden. Die Genauigkeit der Spannungsmessungen liegt innerhalb von $\pm 0,05$ V, während die Strommessungen, die vom ACS72981-Sensor stammen, eine Auflösung von 0,0264 V/A besitzen, was eine genaue Erkennung selbst kleiner Stromschwankungen ermöglicht.



Außer in USVs kann PbMonitor auch in Systemen für erneuerbare Energien eingesetzt werden.

Die verarbeiteten Daten werden über MQTT an den Home Assistant [7] übertragen, was eine nahtlose Integration in eine Smart-Home-Umgebung ermöglicht. Die MQTT-Topics sind für eine einfache Integration strukturiert und ermöglichen die Echtzeitüberwachung von Batteriespannung, -strom und -temperatur. **Bild 6** zeigt, wie die Daten auf dem Dashboard des Home Assistant angezeigt werden. Dort können die Benutzer die Batterieleistung verfolgen und Warnmeldungen erhalten, wenn kritische Schwellwerte erreicht werden, indem sie in Home-Assistant-Automatisierungen erstellen.

Für Benutzer, die eine MQTT-Integration mit Home Assistant einrichten möchten, wurde die Schritt-für-Schritt-Prozedur bereits in einem anderen Artikel dokumentiert, in dem ich die gleiche Methode für ein ESP32-basiertes Energiemessgerät implementiert habe [8]. Diese Anleitung kann für die Einrichtung von MQTT-Konfigurationen, Authentifizierung und Datenvisualisierung in Home Assistant herangezogen werden.

Batterieüberwachung mit PbMonitor

USV-Systeme laden Blei-Säure-Batterien mit einem mehrstufigen Ladeverfahren, um die Langlebigkeit und Effizienz der Batterie zu erhalten. Der Ladevorgang besteht in der Regel aus drei Stufen: Konstantstromladung,

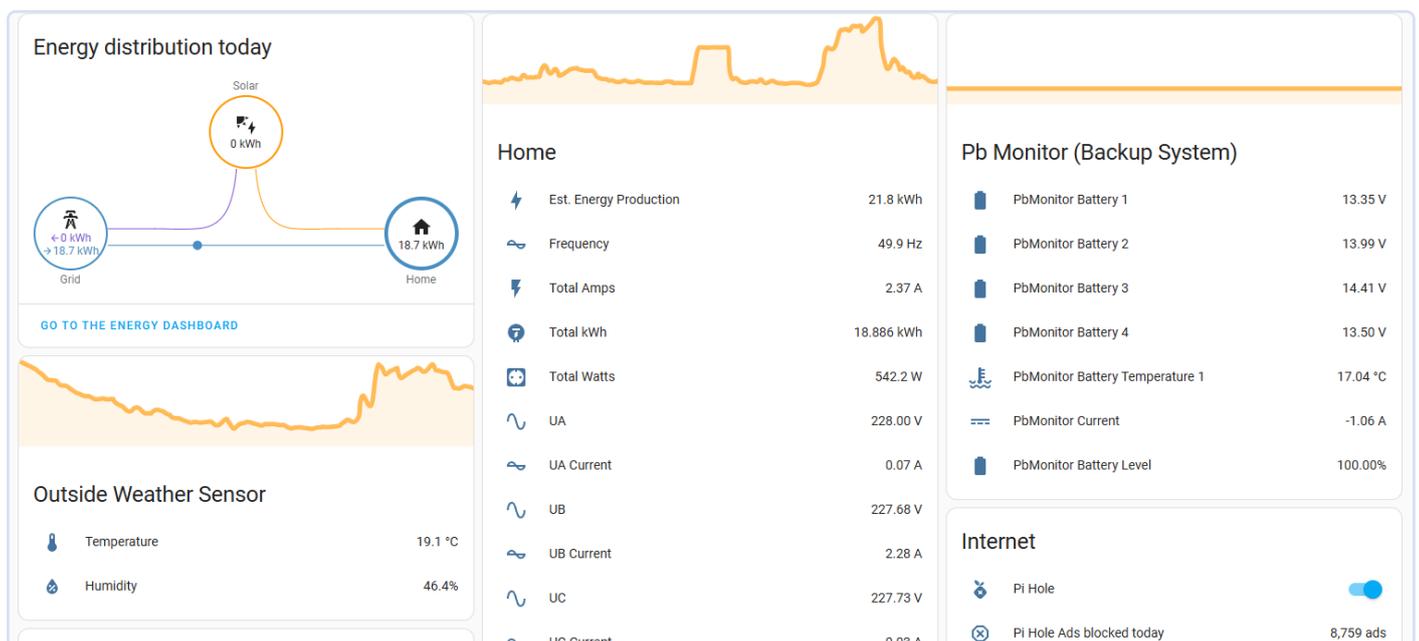


Bild 6. Die Echtzeit-Überwachungsdaten des Akkus werden auf dem Dashboard des Home Assistant angezeigt.



Bild 7. Lade- und Entladevorgänge der Batteriebank, angezeigt im Home Assistant History Dashboard.

Aufladung und Erhaltungsladung. Während der Konstantstromladung liefert die USV einen hohen Strom, um die Batterien schnell zu laden, bis sie etwa 80 % ihrer vollen Kapazität erreichen. In der Aufladung wird die Spannung auf einem konstanten Niveau gehalten, während der Strom allmählich abnimmt, so dass die Batterien die volle Ladung ohne Überhitzung erreichen können. In der Phase der Erhaltungsladung kompensiert die USV die Selbstentladung und sorgt dafür, dass die Batterien stets vollständig geladen bleiben, ohne sie zu überladen.

Obwohl die Batterien voll geladen sind, liefert die USV kontinuierlich einen Erhaltungsstrom von 1 A. Dieser geringe Strom verhindert eine Sulfatierung, ein häufiges Problem bei Blei-Säure-Batterien, bei dem sich Bleisulfatkristalle auf den Batterieplatten bilden und die Kapazität und Effizienz verringern. Durch die Aufrechterhaltung dieses geringen Ladestroms sorgt die USV dafür, dass die Batterien in optimalem Zustand für den Standby-Betrieb bleiben.

Um den Lade- und Entladezyklus zu testen, wurden die Batterien vollständig aufgeladen und im Backup-Modus betrieben. Die USV lieferte eine Backup-Dauer von 4 Stunden und 40 Minuten, bevor sie sich entlud. Die während dieses vollständigen Ladezyklus gesammelten Daten (Bild 7) zeigten, dass

Batterie 1 und Batterie 4 eine Ladespannung von 13,5 V erreichten, während Batterie 2 und Batterie 3 sich bis zu 14,23 V beziehungsweise 13,9 V aufluden. Diese Diskrepanz deutet auf ein Ungleichgewicht beim Laden hin, das auf Schwankungen des Innenwiderstands oder Unterschiede bei der Alterung der Batterien zurückzuführen sein könnte.

Während der Entladung wurden bemerkenswerte Spannungsunterschiede festgestellt. Batterie 1 sank etwa 40 Minuten vor Ende des Entladezyklus auf 8 V, während Batterie 4 nur 10 Minuten vor der vollständigen Entladung auf 8 V sank. Im Gegensatz dazu behielten Batterie 2 und Batterie 3 höhere Spannungen bei und stabilisierten sich jeweils bei 11,5 V am Ende des Entladezyklus. Diese Unterschiede deuten darauf hin, dass Batterie 1 und Batterie 4 möglicherweise eine geringere Kapazität oder einen höheren Innenwiderstand haben, was zu einem früheren Spannungsabfall im Vergleich zu den anderen beiden Batterien führt. Dieses Ungleichgewicht unterstreicht die Bedeutung einer Echtzeitüberwachung, um schwache Batterien zu erkennen und Korrekturmaßnahmen zu ergreifen, bevor die Systemleistung beeinträchtigt wird.

Zukünftige Verbesserungen

Am PbMonitor könnten mehrere Verbesserungen vorgenommen werden, um Genauigkeit,

Zuverlässigkeit und Benutzerfreundlichkeit zu verbessern. Auf der Softwareseite schwanken die Strommesswerte, wie in Bild 7 zu sehen ist, erheblich und pendeln zwischen Null und dem tatsächlichen Wert. Da die Messungen der Stromsensoren stabil bleiben, muss dieses Problem weiter untersucht werden. Die Implementierung von Filtertechniken wie gleitende Mittelwerte oder die Anpassung der ADC-Abtastrate könnten die Messwerte stabilisieren. Zu den weiteren Softwareverbesserungen gehören die Integration einer Taste zum Umschalten zwischen verschiedenen Display-Ansichten, die Verfeinerung Algorithmen des SoC (State of Charge) und SoH (State of Health) zur Verbesserung der Genauigkeit und die Implementierung einer internen Protokollierung zur Verfolgung historischer Daten. Das System könnte auch durch vorausschauende Analysen zur Abschätzung der Batterieüberbrückungszeit und des Trends zur Leistungsver schlechterung verbessert werden.

Was die Hardware betrifft, so ist das derzeitige Platinenlayout zwar kompakt, hat aber nur drei Löcher zur Befestigung der Platine, was möglicherweise keine ausreichende strukturelle Stabilität bietet. Eine geringfügige Vergrößerung der Platine und ein viertes Befestigungsloch würde die Gehäusemontage verbessern. Darüber hinaus würde das Hinzufügen von zwei weiteren Thermistoren die Überwachung



aller vier Batterien statt nur der beiden mittleren ermöglichen und ein vollständigeres Wärmeprofil liefern. Künftige Versionen könnten auch eine Echtzeituhr (RTC) für die präzise Aufzeichnung von Lade- und Entladezyklen sowie EEPROM- oder SD-Kartenspeicher für die langfristige Datenspeicherung enthalten. Erweiterung der Konnektivitätsmöglichkeiten wie Bluetooth oder LoRaWAN könnten eine Fernüberwachung ermöglichen, während die Integration eines Summers oder von LED-Anzeigen Echtzeitwarnungen bei Spannungsanomalien liefern könnte. Darüber hinaus sollte unter Beibehaltung der MQTT-Funktion des Home Assistant eine Webserver-Funktion für Standorte hinzugefügt werden, an denen WLAN oder Home Assistant nicht zugänglich sind, und ein kleines Dashboard auf dem ESP32-Webserver zur Verfügung stellen, um den Systemstatus zu verfolgen. ◀

240704-02

Über den Autor

Saad Imtiaz, Senior Engineer bei Elektor, ist ein Mechatronik-Ingenieur mit umfassender Erfahrung im Bereich eingebetteter Systeme und Produktentwicklung. In seinem Berufsleben hat er mit einer Vielzahl von Unternehmen zusammengearbeitet, von innovativen Start-ups bis hin zu etablierten globalen Unternehmen, und zukunftsweisende Prototyping- und Entwicklungsprojekte vorangetrieben. Mit seinem umfangreichen Hintergrund, der eine Tätigkeit in der Luftfahrtindustrie und die Leitung eines Technologie-Start-ups umfasst, bringt Saad eine einzigartige Mischung aus technischem Fachwissen und Unternehmergeist in seine Rolle bei Elektor ein. Hier trägt er zur Projektentwicklung sowohl im Bereich Software als auch Hardware bei.

Sie haben Fragen und Kommentare?

Wenn Sie technische Fragen oder Anmerkungen zu diesem Artikel haben, wenden Sie sich bitte an den Autor unter saad.imtiaz@elektor.com oder an die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Passende Produkte

- > **Seeed Studio XIAO ESP32C3**
www.elektor.de/20265
- > **0,96"-OLED-Display (blau, I2C)**
www.elektor.de/18747
- > **Multimeter DT4256 von Hioki** ◯
www.elektor.de/20208



WEBLINKS

- [1] 10-Bit A/D-Wandler MCP3008 von Microchip: <https://www.microchip.com/en-us/product/mcp3008>
- [2] Stromsensor-Platine ACS72981 von Pololu: <https://www.pololu.com/category/317/acs72981-current-sensor-large-carriers>
- [3] Pololu, deutsche Distributoren: <https://www.pololu.com/distributors#Germany>
- [4] Saad Imtiaz, „AmpVolt v2.0 Projekt-Update“, Elektor 1-2/2025: <https://elektormagazine.de/240672-02>
- [5] XIAO-Boards von Seeed Studio: <https://www.seeedstudio.com/xiao-series-page>
- [6] Pb-Monitor, GitHub-Repositorium: <https://github.com/ElektorLabs/Pb-Monitor>
- [7] Home Assistant: <https://www.home-assistant.io/>
- [8] Saad Imtiaz, „Energienmessgerät mit ESP32, Projekt-Update #4“, Elektor 11-12/2024: <https://elektormagazine.de/240349-02>



**WÜRTH
ELEKTRONIK**
MORE THAN
YOU EXPECT

WE are here for you!

Nehmen Sie teil an unseren kostenlosen
Webinaren: www.we-online.com/webinars

Power Up mit Würth Elektronik!

Mit unserem umfangreichen Angebot an leistungsfähigen Bauelementen, einer Toolbox voller technischer Leitfäden, unserer Designplattform REDEXPERT, unseren Büchern und anwendungsbezogenen Inhalten bieten wir für jeden Aspekt Ihres Designs die richtige Lösung.

Unser Expertenteam unterstützt Sie persönlich und digital bei allen Fragen rund um die Leistungswandlung. Steigern Sie mit uns Ihre Effizienz und verkürzen Sie die Design-In-Zeit. www.we-online.com

Highlights

- Große Auswahl an Induktivitäten, Eingangs- und Ausgangskondensatoren, EMV-Lösungen, thermischen Materialien und elektromechanischen Komponenten
- Design Plattform REDEXPERT
- Application Notes und Referenzdesigns
- Fachbuch DC/DC Converter
- Sofort verwendbare Simulationsmodelle

#PowerUp

Solarladeregler mit MPP-Tracking

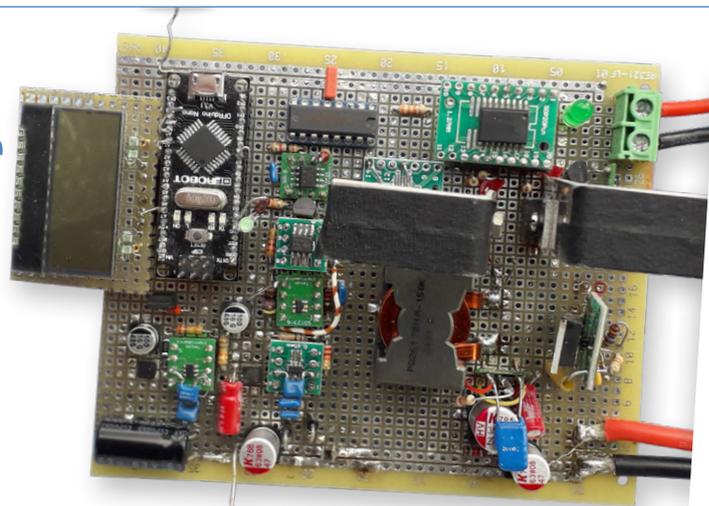
Teil 1: Grundlagen eines Solarreglers für Insel-Anlagen

Von Roland Stiglmayr (Deutschland)

An Orten, an denen keine öffentliche Stromversorgung verfügbar ist, zum Beispiel an Vereinshütten oder Gartenhäusern, kommen Insel-Solaranlagen zum Einsatz.

Im Gegensatz zu Balkonkraftwerken benötigen sie immer einen Energiespeicher in Form eines Akkus, andernfalls gäbe es keinen Strom ohne Sonne. Natürlich ist es wünschenswert, den Akku mit der maximalen Leistung zu laden. Das leistet ein Laderegler mit Maximum-Power-Point-Tracking, dessen Entwurf hier beschrieben wird. In diesem ersten Artikel-Teil geht es um Grundlagen, Vorteile, die Funktionsweise und das Design, bevor im zweiten Teil der Lötcolben angeheizt werden darf.

Eine Insellösung besteht prinzipiell aus den Photovoltaik-Modulen (PV), einem Laderegler und dem Akku mit Schutzeinrichtung am Ausgang. Der Laderegler steuert den Ladevorgang des Akkus und optimiert idealerweise den Energiefluss zwischen den Solarmodulen und dem Akku. Die Schutzeinrichtung beinhaltet einen Lastabwurf, der die Last bei Unterspannung trennt, um den Akku vor Tiefentladung zu schützen. Preisgünstige Laderegler nutzen die Stromquellen-Charakteristik der PV-Module. Sie laden den Akku mit dem Strom, den das Modul gerade zur Verfügung stellt. Der Akku ist dabei direkt mit den Solarmodulen durchverbunden. Wenn die Ladeschlussspannung erreicht ist, wird die Verbindung unterbrochen, bis die Spannung am Akku einen Schwellwert unterschreitet und der Ladevorgang wieder von Neuem beginnt.



Ein Prototyp mit 250 W Ladeleistung.

Je nach Laststrom ergibt sich ein bestimmtes Ein/Aus-Verhältnis, weswegen diese Regler auch als PWM-Regler bezeichnet werden. Wesentlich aufwendiger, deshalb teurer, dafür aber hocheffizient sind die sogenannten MPPT-Regler. MPPT steht für Maximum Power Point Tracking. Damit ist gemeint, dass der Arbeitspunkt der PV-Module gesucht wird, bei dem die höchste Leistung abgegeben wird und diese Leistung dann vollständig zur Ladung des Akkus benutzt wird. Der MPP ist kein fester Punkt, sondern hängt von den äußeren Bedingungen wie Sonneneinstrahlung und Temperatur ab. Um zu verstehen wie ein MPPT-Regler arbeitet, muss die Charakteristik eines PV-Moduls analysiert werden.

MPP, der Maximum Power Point eines Solarmoduls

Das I-U-Diagramm in **Bild 1**, das den Solarstrom als Funktion der Spannung darstellt, zeigt sehr deutlich ein Leistungsmaximum bei einem bestimmten Arbeitspunkt. Das ist der MPP. Das Diagramm zeigt den Stromverlauf I_{PV} bei einer Laständerung von Kurzschluss bis Leerlauf, jeweils bei einer Einstrahlung E von 50%, 75% und 100%. Links vom MPP ist der Strom nahezu unabhängig von der Last. Das Modul stellt in diesem Bereich eine Stromquelle dar. Die Stromhöhe ist exakt proportional zur Höhe der Einstrahlung E . Rechts vom MPP ähnelt

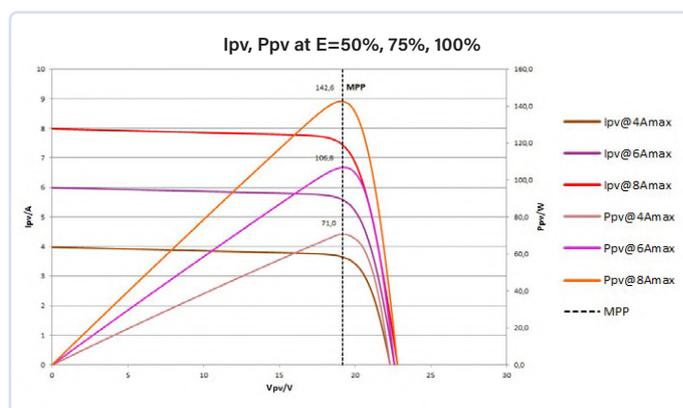


Bild 1. I_{PV} , P_{PV} als Funktion der Solarspannung bei Variation der Strahlungsintensität E .

der Verlauf einer Spannungsquelle mit der Leerlaufspannung $U_{PV,OC}$ (Open Circuit). Sehr vereinfachend lässt sich ein PV-Modul als eine Stromquelle mit einer parallel geschalteten Z-Diode zur Spannungsbegrenzung betrachten. Mehr dazu unter [1] und [2].

Weiterhin enthält das Diagramm die Kurven der resultierenden Leistung, die sich aus dem Produkt $I_{PV} \times U_{PV}$ ergibt. Das klar ausgeprägte Maximum der Leistung tritt bei der Spannung $U_{PV,MPP}$ auf. $U_{PV,MPP}$ ist nur marginal von der Einstrahlung E abhängig. Lediglich bei sehr geringer Intensität steigt $U_{PV,MPP}$ geringfügig an.

Bild 2, das später genauer besprochen wird, zeigt das I-U Diagramm mit der Temperatur als Variable. Hier zeigt sich ein sehr interessanter Effekt. Je kälter die Solarmodule sind, umso mehr Leistung erzeugen sie. Gerade im Winter, wenn die Einstrahlung gering ist, ist dieser Effekt sehr hilfreich ([3], siehe Passende Produkte).

Was macht ein MPP-Tracker?

Die Aufgabe eines MPP-Trackers ist es, den MPP zu finden und durch Transformation des Stroms die maximale Leistung an den Akku zu liefern. Der Vergleich eines PWM-Reglers mit einem MPPT-Regler zeigt dessen Vorteil.

Hierzu geht man von der Spezifikation des Moduls bei 100% Einstrahlung und einer Temperatur von 20°C aus, zum Beispiel $P_{PV,MPP} = 150 \text{ W}$; $I_{PV,SC} = 8,1 \text{ A}$ (Kurzschlussstrom); $I_{PV,MPP} = 7,9 \text{ A}$; $U_{PV,OC} = 23,4 \text{ V}$; 36 Zellen. Größen, die sich direkt auf das PV-Modul beziehen, sind mit dem Index PV gekennzeichnet.

Die Ladeleistung $P_{Charge,PWM}$ des PWM-Reglers ergibt sich aus $(U_{Bat} \times I_{PV})$. Bei einer Bleibatterie mit sechs Zellen erhält man:

$$P_{Charge,PWM} = 12,3 \text{ V} \times 8 \text{ A} = 98,4 \text{ W}$$

Demgegenüber ist die Leistung eines MPPT-Reglers bei 96% Wirkungsgrad:

$$P_{Charge,MPPT} = 150 \text{ W} \times 0,96 = 144 \text{ W}$$

In diesem Beispiel verschenkt der PWM-Regler also 32 % der Leistung. Wenn der Abstand von $U_{PV,OC}$ zu U_{Bat} noch größer ist, kann der Verlust auch 50% und mehr betragen. Vorausgesetzt, die Kostenvorstellungen lassen es zu, sollte man also immer einen MPPT-Regler einsetzen.

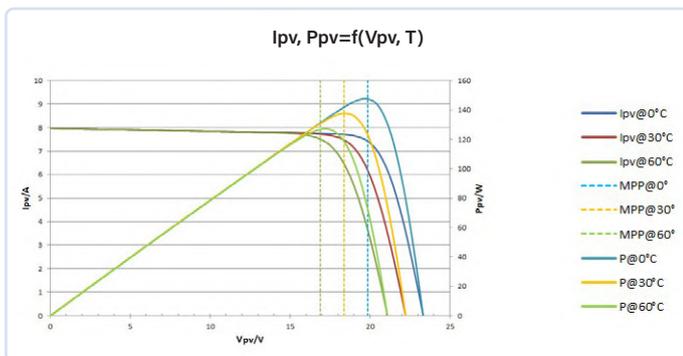


Bild 2. Strom und Spannung bei konstanter Strahlungsintensität, bei 0°C, 30°C, 60°C.

Kurz gesagt, transformiert der MPPT den Solarstrom in einen Ladestrom, der gerade so hoch ist, dass der resultierende Solarstrom am MP-Punkt liegt. An diesem Punkt stellt sich dann die MPP-Spannung ein.

Die Anlage ist so ausgelegt, dass die Solarspannung immer höher ist als die Batteriespannung. Deshalb kommt zur Transformation ein Abwärtswandler (Buck-Konverter) zum Einsatz, dessen Ausgangsstrom und Ausgangsspannung regelbar ist. Typisch für Buck-Konverter ist, dass ihr Ausgangsstrom immer höher ist als der Eingangsstrom. Das Verhältnis Eingangsspannung zu Ausgangsspannung ist der erhöhende Faktor. Unter der Annahme, dass keine Verluste auftreten (Wirkungsgrad η gegen 1) gilt:

$$I_{Out} = I_{PV} \times (U_{PV}/U_{Bat}) = (I_{PV} \times U_{PV}) \times 1/U_{Bat} = P_{PV}/U_{Bat}$$

$$P_{Out} = I_{Out} \times U_{Bat}$$

$$U_{Bat} = \text{const} = c \quad (\text{die Akkuspannung } U_{Bat} \text{ ist konstant})$$

$$I_{Out} = I_{PV} \times U_{PV}/c = (I_{PV} \times U_{PV}) \times 1/c = P_{PV}/c \quad (I_{OUT} \text{ ist proportional zu } P_{PV})$$

$$P_{Out} = (I_{PV} \times U_{PV}/c) \times c = (P_{PV}/c) \times c = P_{PV}$$

Das bemerkenswerte Ergebnis ist, dass der Verlauf des Ausgangsstroms völlig identisch ist mit dem Verlauf der Leistung, die das Solarmodul erzeugt. Damit fallen das Maximum des Ausgangsstroms und der MPP zusammen, das heißt, sie treten bei derselben Spannung auf.

Auf der Suche nach dem MPP

Sehr vereinfacht gesagt, benötigt man zur Suche des MPPs einen Regelkreis, der den Ausgangsstrom auf seinen Maximalwert regelt. Die einzig verfügbare Stellgröße dabei ist der Ausgangsstrom selbst. Es kann also kein fester Wert für die Sollgröße definiert werden, was für eine Regelung ungewöhnlich und sehr erschwerend ist. Egal, welchen Algorithmus man auch befolgt, es läuft letztendlich auf „Trial and Error“ hinaus.

Weil sich der Ausgangsstrom wie die Leistung verhält, kann man den Sollwert des Ausgangsstroms schrittweise erhöhen, bis der tatsächliche Strom I_{Out} nicht mehr dem Sollwert folgt, sondern abnimmt. Das ist das Kriterium, dass der MPP gerade überfahren wurde. Bei Abnahme von I_{Out} reduziert man den Sollstrom, bis der tatsächliche Strom wieder ansteigt. Im Folgenden pendelt man um diesen Punkt, der den MPP darstellt. Das hört sich einfach an, ist in der Praxis aber mit einigen Problemen behaftet, wie noch zu sehen ist.

Spannungsmethode

Eine andere Lösungsmöglichkeit zum Auffinden des MPPs wird als Spannungsmethode bezeichnet. Wie der Name vermuten lässt, wird auf eine bestimmte Spannung geregelt. Der große Vorteil ist, dass eine Spannungsregelung relativ einfach zu realisieren ist. Dem Diagramm in Bild 1 kann man entnehmen, dass die Solar-Spannung $U_{PV,MPP}$ relativ unabhängig von der Intensität der Einstrahlung ist. Dies macht man sich bei diesem Verfahren zu Nutze. Meist ist $U_{PV,MPP}$ in der Spezifikation des Panels angegeben. Allerdings ist diese Spannung sehr temperaturabhängig, wie **Bild 2** zeigt.

Dafür verantwortlich ist die Temperaturabhängigkeit der Dioden-Spannung. Bei Solarmodulen liegt der typische Temperaturkoeffizient

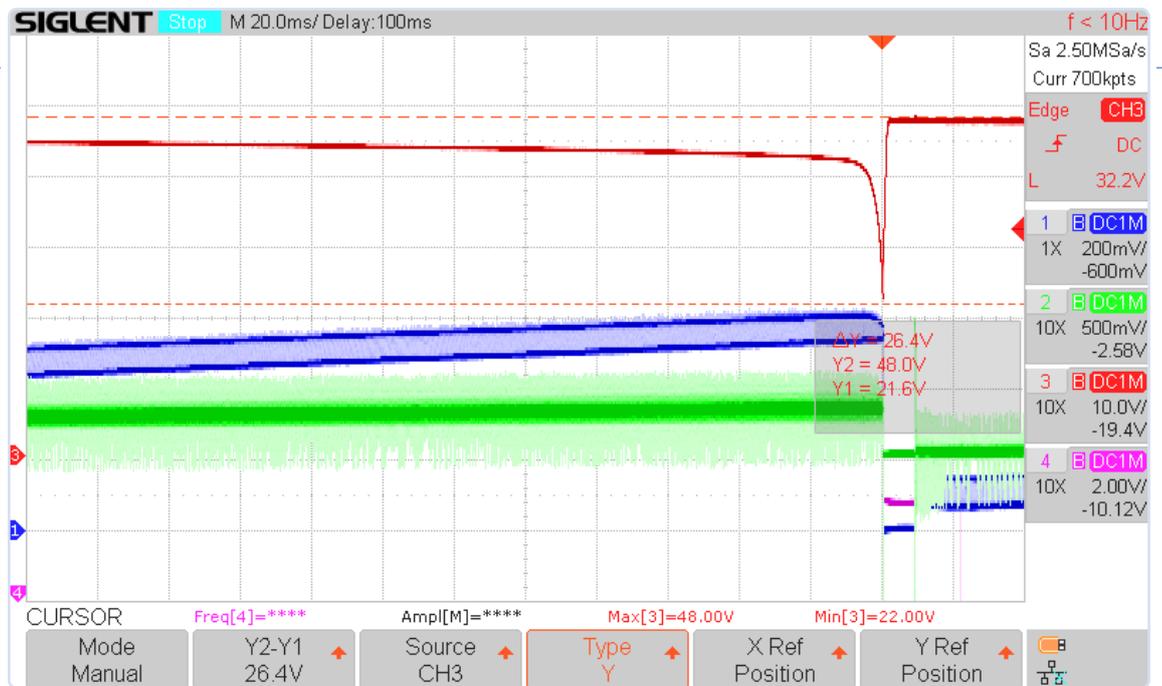


Bild 3. Spannungseinbruch bei Überfahren des MPPs (CH1 = blau: Zielstrom, CH2 = grün: Ausgangsstrom 50 mV/1 A, CH3 = rot: Eingangsspannung, CH4 = rosa: Unterspannungs-Trigger).

bei $-1,6 \text{ mV/K}$ je Zelle. Der resultierende Temperaturkoeffizient eines Panels mit n Zellen beträgt $-1,6 \text{ mV} \times n/\text{K}$. Die Leerlaufspannung ändert sich mit der Temperatur um exakt diesen Faktor. Glücklicherweise verschiebt sich der MPP proportional zur Leerlaufspannung. Typisch ist eine MPP-Spannung von 82 % der Leerlaufspannung. Die Strategie ist, die Leerlaufspannung zu messen, womit man die Exemplarstreuung der Module ausgleicht. Daraus wird eine Spannung für $U_{PV,MPP}$ berechnet, die etwas unter den 82 % von $U_{PV,OC}$ liegt. Diese Spannung bildet den ersten Sollwert. Jetzt erhöht man den Strom schrittweise, bis entweder die berechnete $U_{PV,MPP}$ erreicht oder der maximale Ladestrom des Akkus überschritten wird. Mit viel Glück liegt der berechnete Wert geringfügig über der tatsächlichen $U_{PV,MPP}$. Dann ist man auch schon fertig. Ziemlich sicher wird aber die Eingangsspannung bei einem bestimmten Stromwert schlagartig zusammenbrechen.

Der Grund hierfür ist, dass der MPP überfahren wurde und die Region der Stromquelle erreicht wird. Eine Stromquelle hat einen sehr hohen Innenwiderstand, wodurch die Spannung unter Last äußerst stark abfällt. Verstärkt wird dieser Effekt durch die Kapazität des Solarpanels und den unbedingt erforderlichen Kondensatoren am Eingang des Buck-Konverters. Für einige Taktzyklen des Konverters können die Kapazitäten den Eingangsstrom des Konverters noch aufrechterhalten, wenn aber die gespeicherte Ladung abgebaut ist, erhöht der Konverter das Tastverhältnis und belastet das Panel mit einem höheren Strom. Als Folge verschiebt sich der Arbeitspunkt in Richtung Kurzschluss und die Eingangsspannung bricht innerhalb kürzester Zeit dramatisch ein.

Bild 3 zeigt eine Messung dieses Effekts. Der Ausgangsstrom beträgt 7 A, die Zykluszeit des Systems liegt bei 4 ms. Man sieht, dass das System den drohenden Einbruch bereits kurz vorher erkennt und den Sollstrom reduziert, aber das Ereignis lässt sich nicht mehr verhindern. Weiterhin zeigt sich ein extremes Rauschen, das durch die hohen Schaltströme ($> 20 \text{ A}$) des Schaltreglers verursacht werden. Eine Messung von kleinen Signalen ist deshalb sehr schwierig. Dieses Verhalten wurde deshalb so ausführlich erklärt, da es für jede Trackingmethode die größte Herausforderung darstellt. Auch das eingangs erwähnte Verfahren scheitert meist an diesem Effekt.

Suchvorgang

Die Spannungsmethode macht aus dieser Not eine Tugend. Wie Bild 3 zeigt, beträgt der Spannungseinbruch mehrere Volt und ist daher einfach zu erfassen. Nach dem Auftreten eines Einbruchs wird der Sollwert von $U_{PV,MPP}$ um einen geringen Betrag erhöht, zum Beispiel um 0,8 % von $U_{PV,OC}$, und dann ein neuer Versuch gestartet. Falls erforderlich, wird dieser Vorgang solange wiederholt, bis das System stabil arbeitet.

Bild 4 zeigt einen kompletten Suchvorgang bei circa 20% Einstrahlung, was eine sehr ungünstige Startbedingung darstellt. Der gefundene Wert liegt geringfügig über der tatsächlichen MPP-Spannung, was aber für die Leistungsausbeute kaum eine Rolle spielt. Auch nach Erreichen der Sollspannung wird der Regelvorgang fortgesetzt, indem der Sollstrom bei Unterschreiten der Sollspannung reduziert und bei Überschreiten erhöht wird. So pendelt die Spannung um den Sollwert. Da sich die äußeren Verhältnisse wie Einstrahlung und Temperatur ständig ändern, muss das System darauf reagieren können. Dazu ist es erforderlich, die aktuelle Größe der Leerlaufspannung zyklisch zu ermitteln und einen neuen Suchvorgang zu initiieren.

Steigung ermitteln

Eine weitere Methode nutzt einen mathematischen Zusammenhang. Schaut man sich Bild 1 an, erkennt man, dass der Verlauf der Leistung eine Funktion der Spannung ist, $P_{PV} = f(U_{PV})$ beziehungsweise $I_{Out} = f(U_{PV})$. Bekanntlich ist die Steigung einer Funktion, auch Gradient genannt, am Scheitelpunkt null. Der Funktionswert am Scheitelpunkt ist das Maximum und damit der MPP. Die Steigung einer Funktion wird durch Berechnen des Differentialquotienten ermittelt. Dazu wird bei jedem Stromschritt der Quotient aus Spannungsänderung und Leistungsänderung ermittelt. Ist das Ergebnis 0, ist das Maximum der Leistung erreicht. Die Spannung an diesem Punkt beträgt $U_{PV,MPP}$. Ein weiteres sicheres Indiz für das Überfahren des MPPs ist der Wechsel des Vorzeichens des Differentialquotienten.

Da der Verlauf des Ausgangsstroms exakt dem der Leistung entspricht, lässt sich der Differentialquotient auch aus ΔU_{PV} und ΔI_{Out} berechnen. Der Ausgangsstrom wird - beginnend bei 0 - sukzessive erhöht und bei jedem Schritt der Quotient $(\Delta U_{PV}/\Delta I_{Out})$ berechnet. Ist der Quotient 0

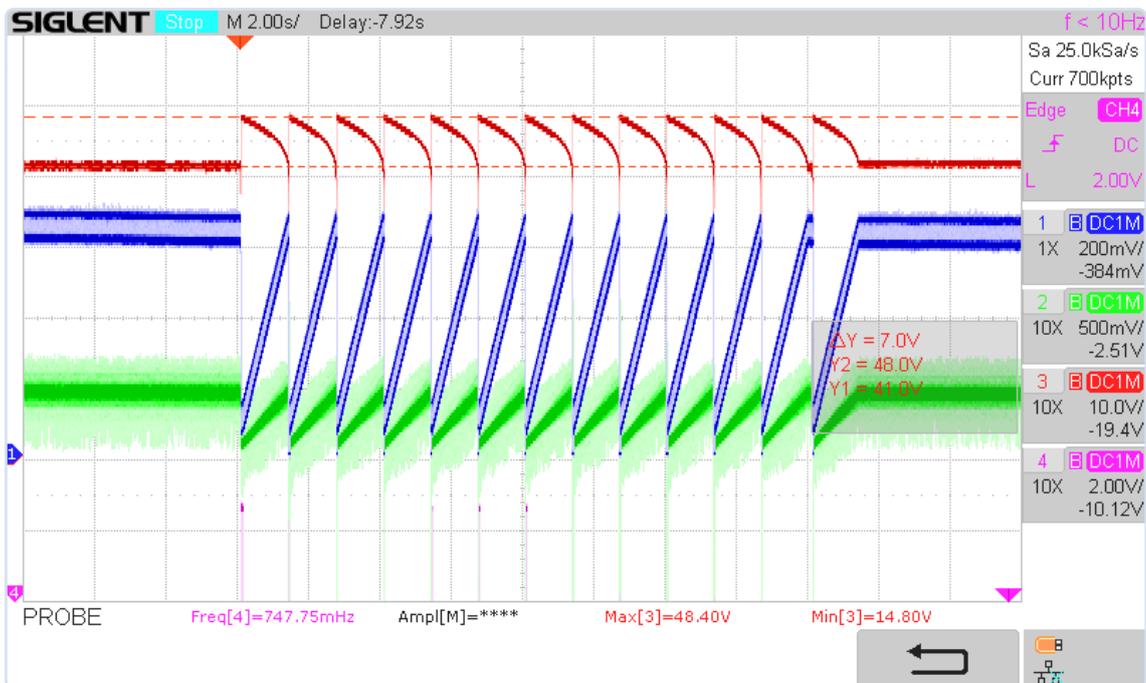


Bild 4. MPP-Suche bei $E \leq 0,2 \times E_{max}$; $I_{Out} \leq 8 A$; $U_{PV,MPP} \approx 0,84 \times U_{PV,OC}$ (CH1 = blau: Zielstrom, CH2 = grün: Ausgangsstrom 50 mV/ 1 A, CH3 = rot: Eingangsspannung, CH4 = rosa: Unterspannungs-Trigger).

oder ändert sich sein Vorzeichen, dann befindet man sich am MPP. Bild 5 zeigt die Zusammenhänge, auch die Ähnlichkeit von P_{PV} und I_{Out} . Wegen der begrenzten Anzahl der Messpunkte und der sehr kleinen Signale verschwindet die Stromänderung am MPP, was eine Division durch 0 bedeutet. In der Praxis werden nur Stromänderungen akzeptiert, die größer sind als 0. Es darf nicht verschwiegen werden, dass auch hier das Problem des Spannungseinbruchs auftritt. Deshalb und auch wegen der Division durch 0 versucht man den MPP nicht zu überfahren, sondern sich ihm nur anzunähern. Hierbei macht man sich zu Nutze, dass der Betrag des Differentialquotienten kurz vorm MPP stark ansteigt, was gut ausgewertet werden kann. Generell gilt: Um eine Überlastung des Akkus zu verhindern, wird bei Erreichen des maximalen Ladestroms das Inkrementieren des Ausgangsstroms abgebrochen. Die beschriebenen Methoden lassen sich auch kombinieren. So kann bei der Spannungsmethode auch der Differentialquotient gebildet werden, um die Suche zu beschleunigen oder sich das zyklische Suchen zu ersparen. Da nicht die Spannung gesteuert wird, sondern der Ausgangsstrom, ist ein Diagramm mit U_{PV} als Funktion des Ausgangs-

stroms das geeignetere. Für tiefere Überlegungen ist daher Bild 6 sehr gut geeignet.

Umsetzung in die Praxis

Die Definition der Hauptkomponenten und ihrer Funktionen stehen dabei am Anfang. Zum Erfassen aller Messwerte, zum Steuern der Hardware und zum Visualisieren wird ein Mikrocontroller mit einem geeigneten A/D-Wandler eingesetzt. Wenn die Rechenleistung groß genug ist, kann der Controller auch das PWM-Signal für den Buck-Konverter erzeugen. Dazu müssen in der Software zwei Regelkreise realisiert werden. Ein Buck-Konverter transformiert die Eingangs- auf die Akkuspannung und regelt gleichzeitig den Ausgangsstrom. Das Prinzip entspricht einem Spannungsregler mit einer steuerbaren Strombegrenzung. Die Ausgangsspannung ist die Ladeschlussspannung, der Ausgangsstrom ist der Ladestrom des Akkus. Wie so ein Entwurf im Detail aussehen kann, ist im Blockschaltbild (Bild 7) dargestellt. Ins Auge fallen dabei sofort die zwei Opamps A1 und A2, die den PWM-Block ansteuern. A1 bildet die Differenz aus U_{ISense} und $U_{IOut,ref}$. U_{ISense} wird vom Stromsensor I_{Sense} geliefert und

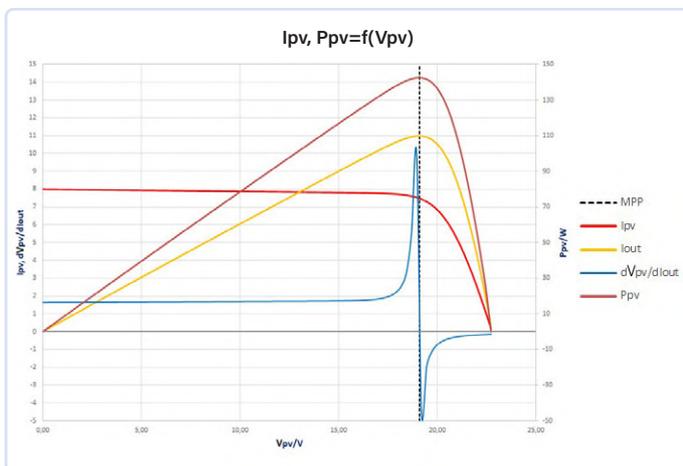


Bild 5. I-U Diagramm mit dem Differentialquotient $\Delta U_{PV}/\Delta I_{Out}$

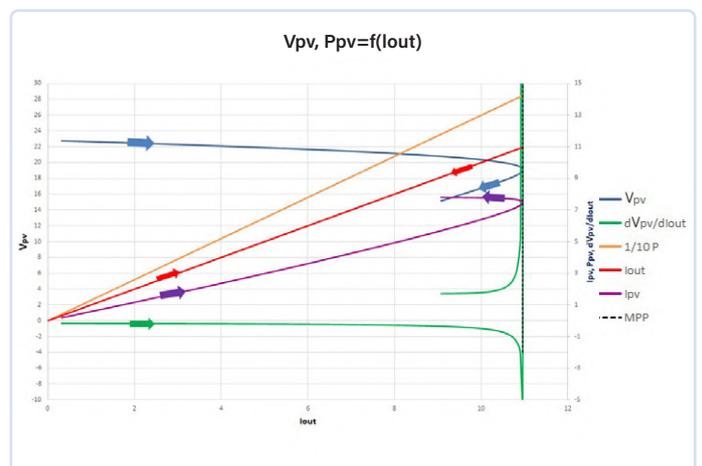


Bild 6. Spannung am Solarmodul als Funktion des Ausgangsstroms.

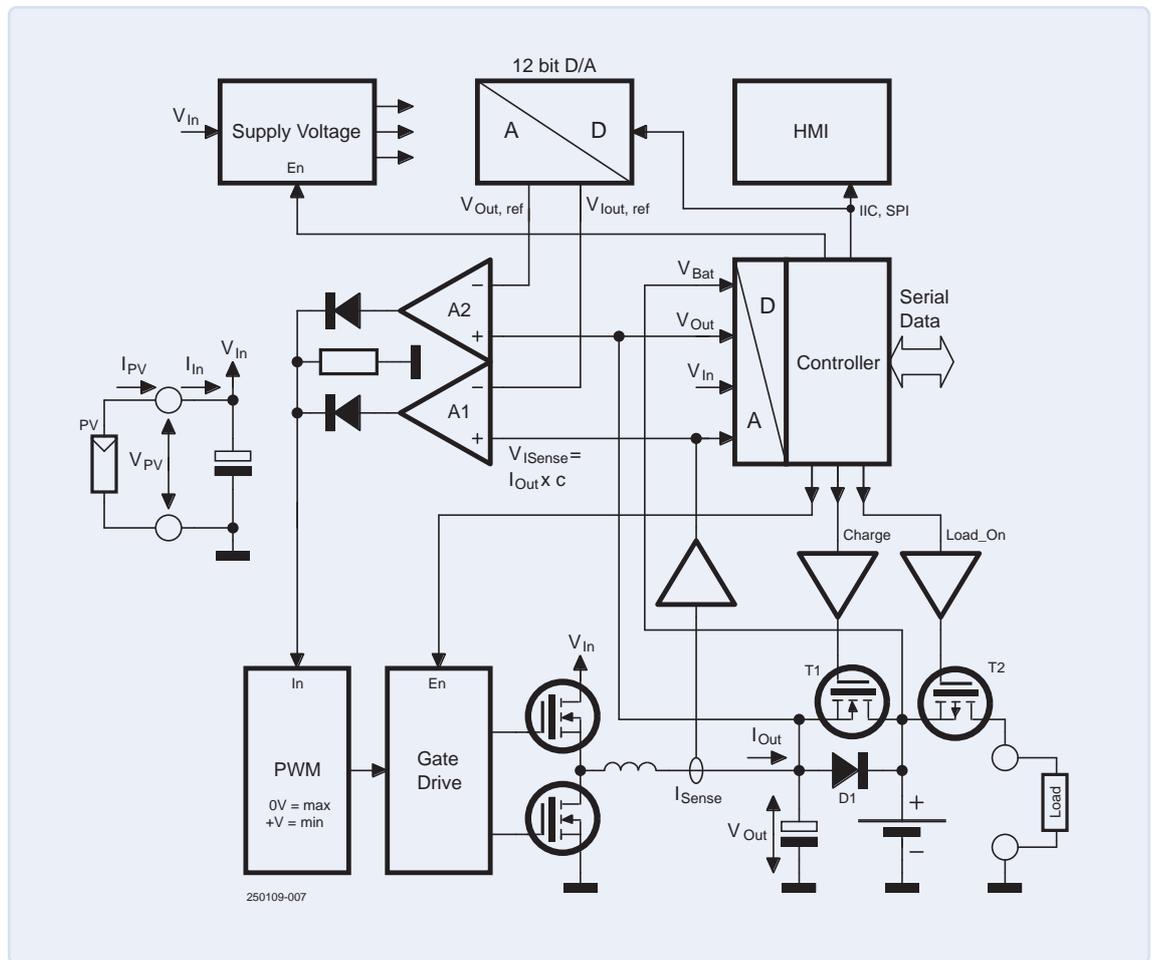


Bild 7. Blockschaltbild eines Ladereglers mit MPP-Tracking.

repräsentiert den Ausgangsstrom I_{Out} . Ein D/A-Wandler liefert den Sollwert $U_{I_{Out,ref}}$. Das verstärkte Ausgangssignal von A1 steuert den PWM-Block und schließt so die Regelschleife des Ausgangsstroms. Ähnliches gilt für A2, der die Differenz aus der Ausgangsspannung U_{Out} und dem Sollwert $U_{Out,ref}$ bildet. Der Ausgang von A2 liefert die Regelspannung für die Ausgangsspannung U_{Out} ebenfalls an den PWM-Block. Die Ausgänge der zwei Regelverstärker sind so über zwei Dioden verbunden, dass immer das höhere Ausgangssignal die Pulsweite steuert. Da eine Erhöhung der Regelspannung die Pulsweite reduziert, bedeutet das, dass immer die Regelschleife aktiv ist, die die kleinere Pulsweite anfordert. So setzt sich während des Ladevorgangs die Stromregelung durch, obwohl die Spannungsregelung eine hohe Pulsweite anfordert, da die Sollspannung nicht erreicht ist. Bei Ladeschluss wird der Ladestrom reduziert und die Spannungsregelung übernimmt das Ruder. Genau das ist die angestrebte Funktion beim Laden des Akkus.

Der PWM-Block steuert den Gate-Treiber der MOSFETs in der Halbbrücke des Buck-Konverters. Ein Synchrongleichrichter ist hier aufgrund der hohen Leistung ein Muss. Am Ausgang des Konverters liegt der Stromsensor I_{Sense} , der zur Reduzierung der Verluste auf dem Hall-Effekt beruht. Solange der Abwärtswandler inaktiv ist, ist U_{Out} gleich null. In dieser Phase verhindert die Diode D1, dass die Akkuspannung auf den Ausgang des Buck-Konverters gelangt und

sich so entlädt. Ist der Abwärtswandler aktiv, dann überbrückt MOSFET T1 die Diode und reduziert die Verlustleistung.

Die Last wird bei Unterspannung des Akkus von T2 abgetrennt. Dieser Lastabwurf stellt für den Akku eine Lebensversicherung dar. Der Lastabwurf wird vom Controller gesteuert, der die Akkuspannung ständig überwacht. Deshalb muss der Controller auch bei Dunkelheit in Betrieb sein. Wenn der Controller erkennt, dass keine Eingangsleistung zur Verfügung steht, deaktiviert er alle nicht erforderlichen Komponenten und geht selbst in einen Low-Power-Modus, in dem die Stromversorgung nur noch durch den Akku erfolgt. Bei Lastabwurf schaltet sich auch der Controller ab, wodurch kein Strom mehr fließt. Der Block „Supply Voltage“ generiert die internen Spannungen zur Versorgung der digitalen und analogen Komponenten. Wegen des weiten Eingangsspannungsbereichs von 20 V bis zu 60 V kommen auch hier Abwärtswandler zur Anwendung. Im Low-Power-Modus werden sie (mit Ausnahme der Controllerversorgung) abgeschaltet, um dem Akku keinen Strom zu entnehmen.

Hinter dem Block HMI verbirgt sich die Visualisierung des Betriebszustands. Um auch hier keine Energie zu vergeuden, muss ein LC-Display eingesetzt werden. Über die serielle Schnittstelle des Controllers werden alle relevanten Daten übertragen. ◀

Bearbeitet von Rolf Gerstendorf — 250109-02



Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Projekt? In diesem Fall nehmen Sie bitte Kontakt auf mit dem Autor (1134-715@online.de) oder mit der Elektor-Redaktion (redaktion@elektor.de).



Passende Produkte

- **Elektor-Special: Solaranlagen und Photovoltaik**
www.elektor.de/20596
- **Waveshare Solarstrom-Managementmodul**
www.elektor.de/20488

Über den Autor

Roland Stiglmayr hat in den 70ern Informationstechnik studiert und verfügt über 40 Jahre Erfahrung im Bereich Forschung und Entwicklung. Schwerpunkte seiner Tätigkeit waren die Entwicklung von Computer-Mainframes, von Glasfaser-basierenden Datenübertragungssystemen, von RRHs für den Mobilfunk und von kontaktlosen Energieübertragungssystemen. Heute ist er in beratender Funktion tätig. Hier liegt ihm speziell die Wissensvermittlung am Herzen.



WEBLINKS

- [1] H. Föll, Die reale Solarzelle, Lehrstuhl für Allgemeine Materialwissenschaft, Universität Kiel: <https://t1p.de/a9gyy>
- [2] Peter Kroll, „Solarmodul-Simulator“, Elektor 1-2/2025: <https://www.elektormagazine.de/magazine/elektor-396/63563>
- [3] Elektor-Special: Solaranlagen und Photovoltaik, S. 30, Bild 8: <http://www.elektor.de/20596>

SIGLENT®

Tragbar. Präzise. Leistungsstark.

SHA850A
Handheld Spektrum Analysator

SHA860A
Handheld Signal Anaysator

SHN900A
Handheld Vektornetzwerkanalysator

www.siglenteu.com Info-eu@siglent.com

B-Feld-Integrationsmagnetometer mit selbstgebauten Sensoren



Von Michael Monkenbusch (Deutschland)

Ein Magnetfeld zu detektieren, ist eine relativ einfache Aufgabe, aber seine Intensität zu messen, ist weitaus komplexer! Der Autor dieses Artikels beschreibt ein Projekt, das diese Messung auf der Grundlage der Integralmethode durchführt. Das Projekt deckt einen weiten Bereich von Intensitäten ab, von einigen Gauß bis zu mehreren Tesla, mit der Möglichkeit, selbstgebaute, preiswerte Sensoren zu verwenden.



Auf der Suche nach einer Methode zur Messung des Magnetfelds von einzelnen und angeordneten Neodym-Magneten (NbFeB) erinnerte ich mich an eine „archaische“ Methode, nämlich die Integration des Spannungsimpulses, der induziert wird, wenn eine Messspule in das unbekannte Feld gebracht wird. Früher wurden solche Messungen mit ballistischen oder Kriechgalvanometern durchgeführt, die die (erstaunlich hohe) Empfindlichkeit von einigen μVs erreichten. Weitere Informationen finden Sie in Kapitel VI bis Kapitel IX des uralten, aber sehr wertvollen Textes unter [1]. Die Herausforderung bestand also darin, zu versuchen, eine solche Messung mit moderneren elektronischen Mitteln zu realisieren, nämlich mit einem Integrator auf der Basis eines Operationsverstärkers.

Für den Hobbybastler liegt der Vorteil dieser Methode in der Möglichkeit, die erforderlichen Sensoren (Messspulen) selbst herzustellen, um Bereiche von wenigen Gauß (die Feldstärke der Erde beträgt etwa 0,5 Gauß) bis zu mehreren Tesla abzudecken (wobei 1 Tesla = 10.000 Gauß; 1...2 T ist wahrscheinlich die höchste Feldstärke, die man zu Hause antreffen kann). Während Magnetometer mit

Messbereichen von einigen Gauß heute in Smartphones gang und gäbe sind und unkalibrierte, billige Hall-Sensoren bis zu einigen 100 Gauß reichen, erfordert eine Erweiterung des Messbereichs in der Regel den Einsatz professioneller (= teurer) Ausrüstung.

Abgesehen davon ist es auch ein spannendes Projekt, um die Grenzen dessen auszutesten, was mit leicht verfügbaren modernen elektronischen Bauteilen erreicht werden kann. Es ist auch lehrreich, um elektromagnetische Felder und Induktionsphänomene zu verstehen. Und schließlich ist das Ergebnis ein im Heimlabor brauchbares Gaußmeter.

Prinzip der Funktion

Magnetfelder werden durch die magnetische Feldstärke beschrieben, die gewöhnlich mit H oder der magnetischen Induktion B bezeichnet wird. Die Einheit von H ist A/m ($/\text{A} \times \text{m}^{-1}$) und die Einheit von B ist $\text{T} = \text{Vs}/\text{m}^2$. Außerhalb magnetischer Materialien (also Vakuum, Luft und so weiter) stehen H und B durch die Proportionalitätskonstante $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Tm}/\text{A}$ im Verhältnis zueinander:

$$B = \mu_0 H$$

Im Folgenden wird für die Magnetische Flussdichte, kurz das Magnetfeld, das Formelzeichen B verwendet.

Wenn ein Leiter in einem Magnetfeld bewegt wird (und die Feldlinien kreuzt), wird eine Spannung induziert. Dieses Phänomen wird in verschiedensten Geräten genutzt, von elektrischen Generatoren bis hin zu dynamischen Mikrofonen.

Wenn eine enge Leiterschleife, die eine Fläche A umspannt, von einer Zone ohne Feld in einen Bereich mit dem Feld B bewegt wird, wird ein Spannungsimpuls $U(t)$ induziert, der gemessen werden kann. Vor Beginn und nach Beendigung der Bewegung ist die Spannung Null, aber während der Bewegung werden Messwerte ungleich Null mit einer beliebigen Zeitfunktion beobachtet. Der entscheidende Punkt ist das Integral

$$\int U(t)dt = B A$$

oder

$$B = \frac{1}{A} \int U(t)dt$$

(Beachten Sie, dass diese Einheiten hat: $1/m^2 Vs = Vs/m^2 = T$)

Technisch gesehen kann die Integration $\int U(t)dt = B A$ „einfach“ mit einer Kombination aus einem Operationsverstärker, einem Kondensator und einem Widerstand realisiert werden.

Dies ist das grundlegende Funktionsprinzip des beschriebenen Magnetometers. Die Schleifenfläche A wird in der Regel durch eine Spule mit vielen Schleifen ($N =$ Windungen) in Reihe vergrößert, wodurch eine größere Fläche $A = N A_{1/Schleife}$ entsteht.

Probleme, Herausforderungen

Das größte Manko der vorgestellten Methode liegt in den winzigen Spannungen, die dabei auftreten. Nehmen wir als Beispiel eine mittelgroße SONDENSULE mit 500 Windungen á 1 cm^2 , also $A = 0,05 \text{ m}^2$ und ein mittelstarkes Feld von $100 \text{ Gauß} = 0,01 \text{ T} = 0,01 \text{ Vs/m}^2$ (das 200-fache des Erdfeldes). In diesem Fall erwarten wir einen Impuls mit einem Integral von

$$\int U(t)dt = BA = 0,01 \times 0,05 \text{ Vs} = 0,5 \text{ mVs}$$

Wenn die Bewegung der Messspule innerhalb einer Sekunde erfolgt, beträgt die durchschnittliche induzierte Spannung während dieses Vorgangs $0,5 \text{ mV}$. Auch wenn dies nicht allzu schlecht aussieht, wollen wir eine Zeitspanne haben, in der der Messwert stabil genug ist, um das Feld mit einem Fehler von wenigen Prozent darzustellen. Wenn wir diese Zeitspanne beispielsweise

auf 100 s festlegen und eine Abweichung von 1% anstreben, muss die Offset-Spannungen des Opamps reduziert werden auf

$$0,5 \text{ mVs} \cdot 0,01 / 100 \text{ s} = 50 \text{ nV}$$

was selbst für einen modernen Präzisions-Operationsverstärker wie den OPA2388 von Texas Instruments, für den das Datenblatt einen typischen Offset von $\pm 0,25 \mu\text{V}$ und eine garantierte Offsetspannung von unter $5 \mu\text{V}$ angibt, eine große Herausforderung darstellt. Auch wenn dies hervorragend gute Werte sind, sind dennoch zusätzliche Maßnahmen erforderlich, zumal es eine weitere Quelle für Spannungsabweichungen gibt, nämlich den thermoelektrischen Effekt.

Jeder Kontakt zwischen verschiedenen Leitern ist eine Quelle für eine temperaturabhängige Spannung (die bei der Verwendung von Thermoelementen zur Temperaturmessung genutzt wird). Typischerweise liegen diese Spannungen in der Größenordnung von $10 \mu\text{V/K}$ für verschiedene Materialien. Dies gilt zum Beispiel, wenn Widerstände mit Eisenleitungen an Kupferdrähte angeschlossen werden (unbedingt zu vermeiden!). Aber auch bei gleichen Metallen können Inhomogenitäten in Drähten und Gradienten in Lötstellen zu (niedrigen) Abweichungen beitragen.

Daher muss besonders darauf geachtet werden, dass die gesamte Messspulenverbindung und die Widerstandsschaltung am Operationsverstärker ausschließlich aus Kupfer besteht. Außerdem sollten die kritischen Verbindungen thermisch abgeschirmt und auf einer gleichmäßigen, konstanten Temperatur gehalten werden. Eine einzige Verbindung verschiedener Materialien in der Schaltung bräuchte wahrscheinlich nur einen Temperaturunterschied von einigen Millikelvin, um störend zu wirken! Außerdem ist die Wahl des Integrationskondensators entscheidend. Dieser Punkt wird in einem Abschnitt später in diesem Artikel behandelt.

Umsetzung in die Praxis

Das Herzstück der Schaltung ist ein so genannter Zero-Offset-Operationsverstärker, dessen Offset-Spannung in der Realität zwar nicht wirklich null, aber doch extrem gering ist. Die Messspule ist über einen Widerstand mit dem (Strom-) Integrator-Eingang (dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers) verbunden. Der Kondensator in der Rückkopplungsschleife integriert dann die Spannung der Messspule. Um die Offset-Effekte weiter zu reduzieren, wird der nicht-invertierende Eingang des Operationsverstärkers mit dem stark heruntergeteilten Ausgang eines Digital-Analog-Wandlers verbunden, der von einem Mikrocontroller auf die „exakte“ Offset-Null-Spannung eingestellt wird.

Um dies zu erreichen, muss die SONDENSULE in einer Referenzposition gehalten werden. Beim Start (Reset) oder auf ausdrücklichen Tastendruck wird eine „Nullsetzungssequenz“ eingeleitet. Während dieser Phase wird die Integratorspannung über einen A/D-Wandler

beobachtet (entweder direkt oder um den Faktor 100 verstärkt, um um den Nullpunkt herum empfindlicher zu sein), und entsprechend dem Anstieg wird die Ausgangsspannung des D/A-Wandlers in einem Zeitintervall von etwa 30 s korrigiert.

Dieser Vorgang wird mehrmals wiederholt und führt hoffentlich zu einer perfekten Offset-Kompensation, die für die folgende Messperiode gültig bleibt. Anschließend wird die Sondenspule (manuell) in die Messposition gebracht und das Ergebnis auf dem Display abgelesen. Der gemessene Wert stellt immer die Felddifferenz zwischen dem Feld an einer Referenzposition und dem Feld an einer tatsächlichen Sondenposition dar. Für eine möglichst exakte Absolutfeldmessung kann eine Mu-Metall-geschirmte Referenzposition (Mu-Metall-Rohr) verwendet werden. Zwischen den Messungen kann der Integrator durch ein Relais zurückgesetzt werden, um den Kondensator zu entladen, ohne dass ein neuer Offset-Nullabgleich durch Drücken der entsprechenden Taste erfolgt. Um Feldwerte in Gauss zu erhalten, kann/muss die effektive Fläche A der Sondenspule über die Einstellung eines Trimmerpotis eingegeben werden.

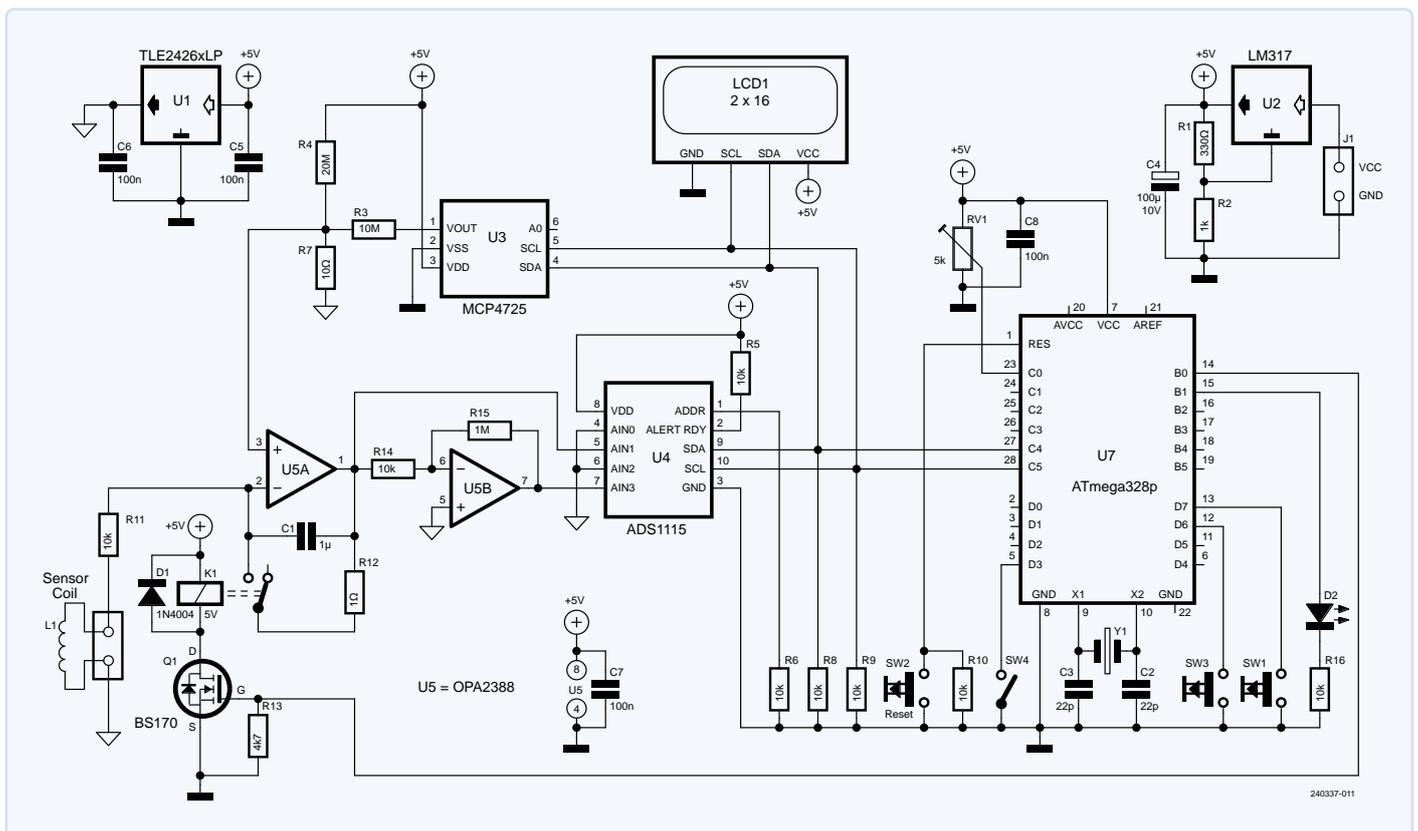
Der Schaltplan

Der Schaltplan des elektronischen Teils des Messgeräts ist in **Bild 1** dargestellt. Das Schlüsselement der Schaltung ist der Präzisions-Nulldrift-Operationsverstärker U5A, ein OPA2388 von Texas Instruments, in Verbindung mit dem Integrationskondensator C1. U5A arbeitet mit R11

und C1 als Integrator und misst das Zeitintegral des Spannungsimpulses der Messspule bei der Bewegung in das unbekannte magnetische B-Feld. Die Sonde, die das Eingangssignal liefert, ist die externe Sensorspule L. Der zweite Operationsverstärker U5B wird als Faktor-100-Verstärker verwendet, um den Bereich um den Nullpunkt zu strecken. Die resultierenden Spannungen werden vom A/D-Wandler U4, einem ADS1115IDGS von Texas Instruments, in digitale Werte umgewandelt.

Der eingesetzte Operationsverstärker hat laut Datenblatt eine typische Offset-Spannung von $\pm 0,25 \mu\text{V}$ und einen typischen Bias-Strom von $\pm 30 \text{ pA}$ (was $\pm 0,3 \mu\text{V}$ über dem $10\text{-k}\Omega$ -Widerstand R11 entspricht). Die Werte für den Worst-Case-Fall liegen 10-mal höher. Dies sind zwar bereits hervorragende Werte, doch für die äußerste Stabilität der Integrator-Ausgangsspannung ist eine Art zusätzlicher „dynamischer“ Nullabgleich erforderlich, bei dem die D/A-Wandler-Ausgangsspannung (U3, ein MCP4725 von Microchip) nach einer millionenfachen Reduzierung als Korrektur-Offset verwendet wird. Der Wert von R4 und eventuell die Wahl, ob er an $V+$ oder an GNDD angeschlossen wird, hängt vom individuellen Offset des verwendeten Operationsverstärkers ab und muss nach dem Zusammenbau bestimmt werden. Die endgültige Einstellung wird durch den ATmega328P-Mikrocontroller nach dem Start oder auf Anforderung per Knopfdruck über SW1 vorgenommen. Nach der thermischen Stabilisierung konnte ein effektiver Rest-Offset von nur 50 nV erreicht werden.

Bild 1. Schaltbild des Magnetometers auf Grundlage eines Integrators. Ein zusätzlicher Schalter (SW4) kann verwendet werden, um den Messbereich zu erweitern.



Die Kalibrierkonstante (die wirksame Fläche) der verwendeten Sonden­spule wird über das Potentiometer RV1 eingegeben, dessen Schleiferspannung über einen echten Analogeingang des Mikro­controllers gelesen wird. In der praktischen Umsetzung könnte eine zusätzliche Verbesserung erreicht werden, indem RV1 in den Sonden­anschluss eingebunden wird, so dass er für jede unterschiedliche Sonde den richtigen Wert hat.

Das Relais setzt den Integrator durch Entladen von C1 zurück. Die Stromversorgung ist eine beliebige externe Quelle mit 8...20 V, die durch U2 auf 5 V stabilisiert wird, und der Spannungsteiler U1 liefert die erforderliche virtuelle Masse GND1 für die Verstärker.

D2 soll anzeigen, wann der Nullabgleich abgeschlossen ist und das System bereit ist, eine neue Messung zu starten. Im Prinzip könnte es als redundant angesehen werden, da dieselbe Information auch der LC-Anzeige entnommen werden kann. Die Funktion der Tasten und Schalter wird im Folgenden erläutert.

Die Schaltung wurde in Funktionsgruppen wie in **Bild 2** dargestellt auf eine kupferkaschierte Grundplatte geklebt/montiert. A/D- und D/A-Wandler sind vorkonfigurierte Arduino-Shields. Die Montage muss so erfolgen, dass alle Verbindungen und Teile im primären Signalkanal die gleiche Temperatur haben.

Das LC-Display sowie der Eingangsspannungsregler (LM317) sind an Gehäuseteilen befestigt und hier nicht abgebildet. Außerdem wurde der Hauptintegrationskondensator C1 später durch einen mechanisch größeren und elektrisch besseren Typ ersetzt.

Wahl des Integrationskondensators

Neben dem Verstärker ist der Integrationskondensator ein zentrales Bauteil, das besondere Aufmerksamkeit

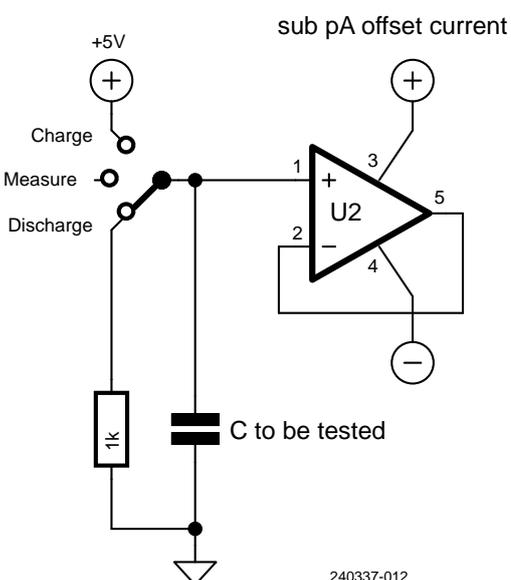
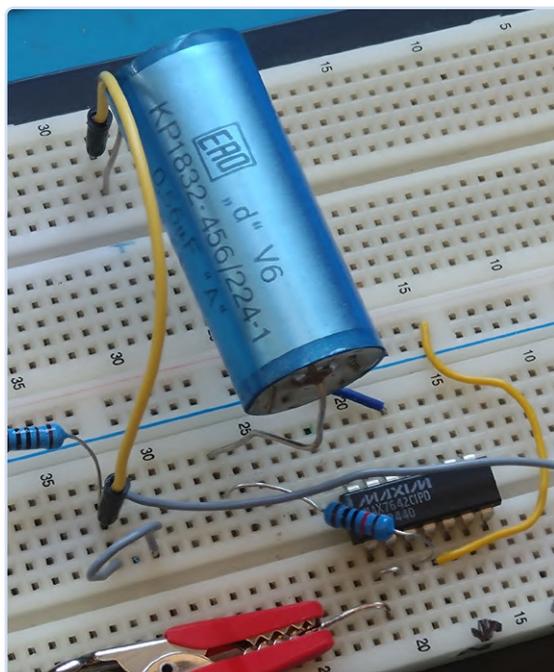


▲ *Bild 2. Die Schaltung auf einer kupferkaschierten Platine vor dem Einbau in das Gehäuse. Der gelbe Kondensator (oben Mitte) wurde später gegen einen anderen Typ ausgetauscht.*

erfordert, insbesondere im Hinblick auf ein bestimmtes nicht-ideales Verhalten. Für die vorliegende Anwendung ist es wichtig, dass die Spannung nach der Aufnahme einer bestimmten Ladung über einen längeren Zeitraum konstant bleibt (zumindest für die Positionierung der Sonden­spule zum zu untersuchenden Feld und für das Ablesen des Ergebnisses erforderliche Zeit).

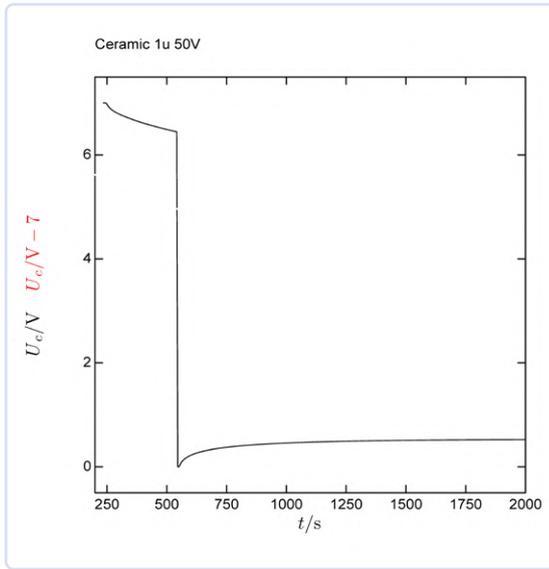
Außerdem sollte ein Kondensator nach der Entladung weder Memory-Effekte aufweisen noch eine Restspannung aufbauen. Beide Effekte sind miteinander verbunden und treten häufig in mehr oder weniger großem Umfang auf. Sie hängen mit dem allmählichen Entweichen von Ladung in das Dielektrikum und, nach der Entladung, mit dem allmählichen Rückfluss der entwichenen Ladung aus dem Dielektrikum zusammen.

Wie in **Bild 3a** dargestellt, wäre ein hochwertiger Hochspannungs-Polypropylen-Folienkondensator wahrscheinlich eine gute (beste) Wahl. Zu meiner Überraschung sind die hochwertigen (und teuren) Glimmerkondensatoren in dieser Hinsicht furchtbar; allerdings sind ihre Hochfrequenzverluste besonders gering. Für die vorliegende Anwendung ist dies und auch der ESR jedoch nicht von Bedeutung.



▲ *Bild 3. Testaufbau für den Ladungsanstieg/verlust eines Kondensators. Die Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers MAX7642 wird mit einem sechsstelligen Digitalmultimeter überwacht. Links: der Aufbau mit dem Sieger-Kondensator auf dem Breadboard. In der aktuellen Version des Geräts wurden zwei dieser 560-nF-Kondensatoren parallel geschaltet.*

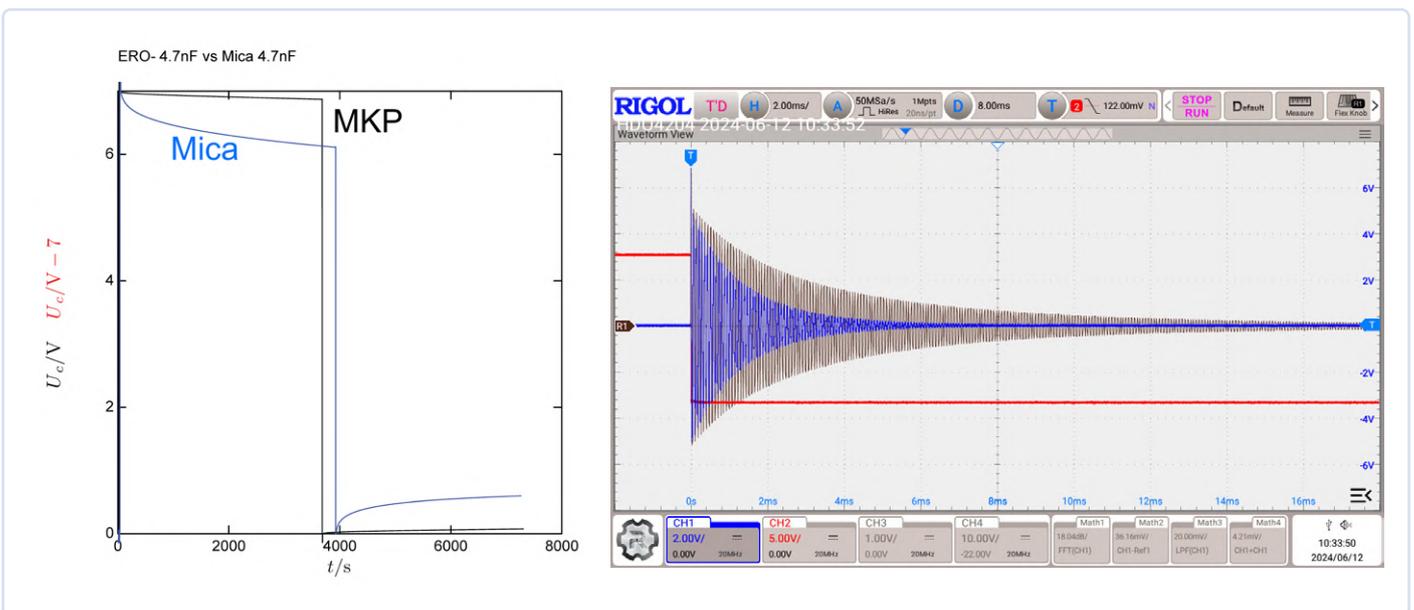
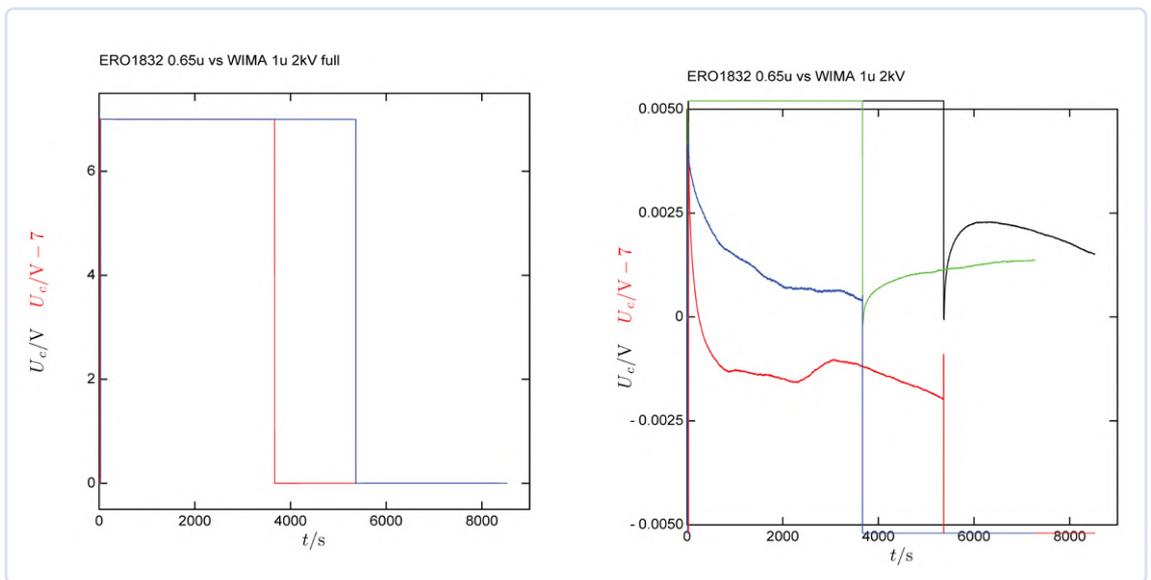
► Bild 4. Ein kleiner 1- μ F/50-V-Kondensator, offensichtlich eine schlechte Wahl für den Integrator.



Testaufbau

Um verschiedene Kondensatoren zu beurteilen, habe ich die einfache Schaltung in **Bild 3b** verwendet. Der Kondensator wird zunächst auf die positive Versorgungsspannung (7 V) aufgeladen, dann nur an den sehr hochohmigen nicht-invertierenden Eingang des Operationsverstärkers MAX7642 von Analog Devices angeschlossen und dort etwa 1 h lang belassen, während der Spannungsabfall am Ausgang mit einem Digitalmultimeter überwacht wird. Dann wird der Kondensator über einen an Masse angeschlossenen 1-k Ω -Widerstand für etwa 5 s entladen und anschließend der Spannungsanstieg während (etwa) einer weiteren Stunde überwacht.

► Bild 5. Spannungsverlauf bei der Prüfung von hochwertigen Hochspannung-Folienkondensatoren. Effekte sind nur in der vergrößerten Darstellung auf der rechten Seite sichtbar. Am besten schnitt der ERO 560 nF ab (blau = Abfall von 7 V, grün = Anstieg nach Entladung).



▲ Bild 6. Die blaue Kurve zeigt die Testergebnisse eines 4,7-nF/500-V-Glimmerkondensators, während die schwarze Kurve die eines 4,7-nF/500-V-MKP-Folienkondensators ist. Andererseits zeigt der rechte Screenshot die Schwingungsdämpfung des Folienkondensators (hier blau) im Vergleich zur Referenzkurve Glimmer.

Ich habe verschiedene Kondensatoren aus meiner Sammlung ausprobiert und einige wichtige Erkenntnisse gewonnen.

Ergebnisse und Erkenntnisse

Um zu veranschaulichen, wie schlecht die Wahl von C1 sein kann, ist das Testergebnis für einen winzigen Keramik Kondensator in **Bild 4** dargestellt. Innerhalb von Minuten ändert sich die Spannung erheblich! Im Gegensatz dazu schneiden Hochspannungs-Polypropylen-Folienkondensatoren (hier ein alter ERO KP1832, 560 nF oder ein neuer WIMA 1 µF 2 kV) viel besser ab, wie in **Bild 5** zu sehen ist.

Eine Bemerkung am Rande: Hochwertige Glimmerkondensatoren schneiden in diesen Szenarien schlecht ab. Ihre Hochfrequenzverluste sind jedoch außerordentlich gering, wie in **Bild 6** dargestellt.

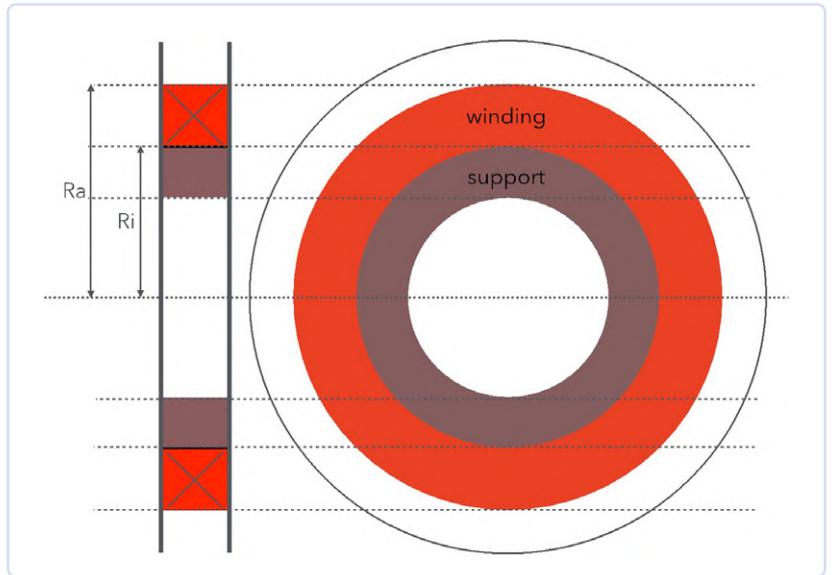
Messspulen

Der Sensorteil des Magnetometers besteht aus einer (Reihe von) Mess- oder Sondenspule(n). Ein Vorteil für uns Hobby-Elektroniker ist, dass wir diese mit relativ wenig Aufwand selbst herstellen können. Mit etwas Sorgfalt lässt sich ihre Empfindlichkeit (entspricht der wirksamen Fläche A) schon vor der Kalibrierung mit einem Fehler von 10 % abschätzen.

Der prinzipielle Aufbau der Sondenspulen ist in **Bild 7** dargestellt. Die Empfindlichkeit wird durch die gesamte umschlossene Fläche A aller Wicklungen bestimmt. Für eine einwandfrei gewickelte Spule lässt sich diese Fläche aus den geometrischen Parametern ableiten, insbesondere aus den inneren und äußeren Wicklungsradien R_i und R_a und der Anzahl der Windungen:

$$A = \frac{\pi}{12} \frac{R_a^3 - R_i^3}{R_a - R_i}$$

Allerdings muss (natürlich) auf die Genauigkeit der Messungen der effektiven Innen- und Außenradien geachtet werden, auch in Anbetracht der Tatsache, dass



„handgewickelte“ Spulen ein gewisses Maß an elliptischen Windungen aufweisen, was zu einem gewissen Fehler bei der Bestimmung von der Fläche A führt. Dennoch sollte ein Fehler im Bereich von 10 % von Anfang an erreichbar sein. Bessere Werte können durch weitere Kalibrierung erzielt werden. Um eine Reihe von Spulen herzustellen, habe ich die folgende Methode verwendet:

- **Halterung:** Nehmen Sie einen flachen Dichtungsring von geeigneter Größe
- **Seitenwände:** Kleben Sie einige Kunststofffolienabschnitte auf die Seitenwände
- **Draht:** 0,1...0,15 mm Durchmesser Kupferlackdraht
- **Wickeln:** Verwenden Sie einen Gleichstrommotor mit einem Getriebe und einem Zähler, wie in **Bild 8** dargestellt

Wenn Ihnen ein 3D-Drucker zur Verfügung steht, können Sie auch professionellere Lösungen entwickeln.

Spulendaten/Empfindlichkeiten

Der maximale Bereich der Integratorschaltung beträgt 20.000 µVs = 0,02 Vs. Um dies in Feldwerte in Tesla umzurechnen, muss es durch die Sondenspulenfläche A geteilt werden. Eine Fläche von 100 cm² = 0,01 m² ermöglicht also die Messung von Feldern bis zu 2 T, was wahrscheinlich das absolute Maximum ist, dem man

Bild 7. Zeichnung der Sondenspule.

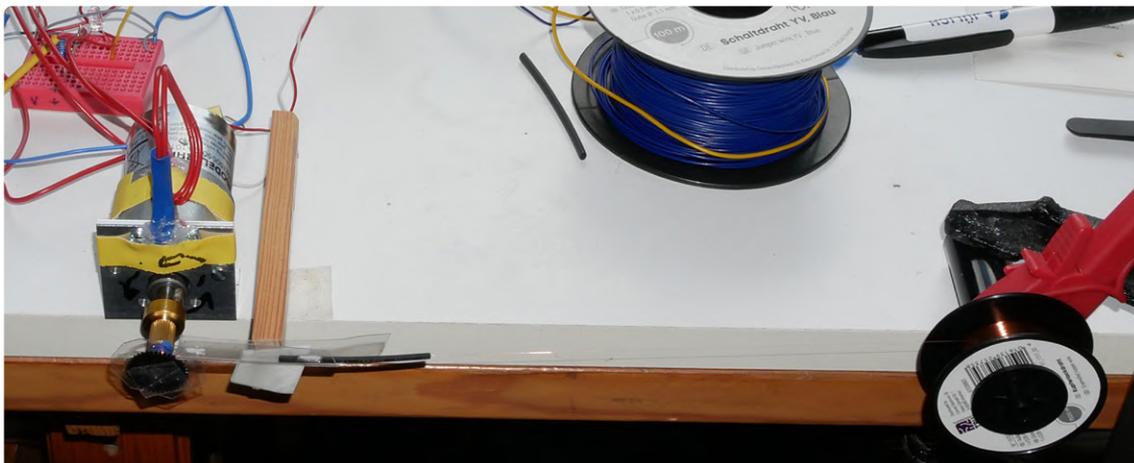


Bild 8. Wickelvorrichtung für die Messspulen.

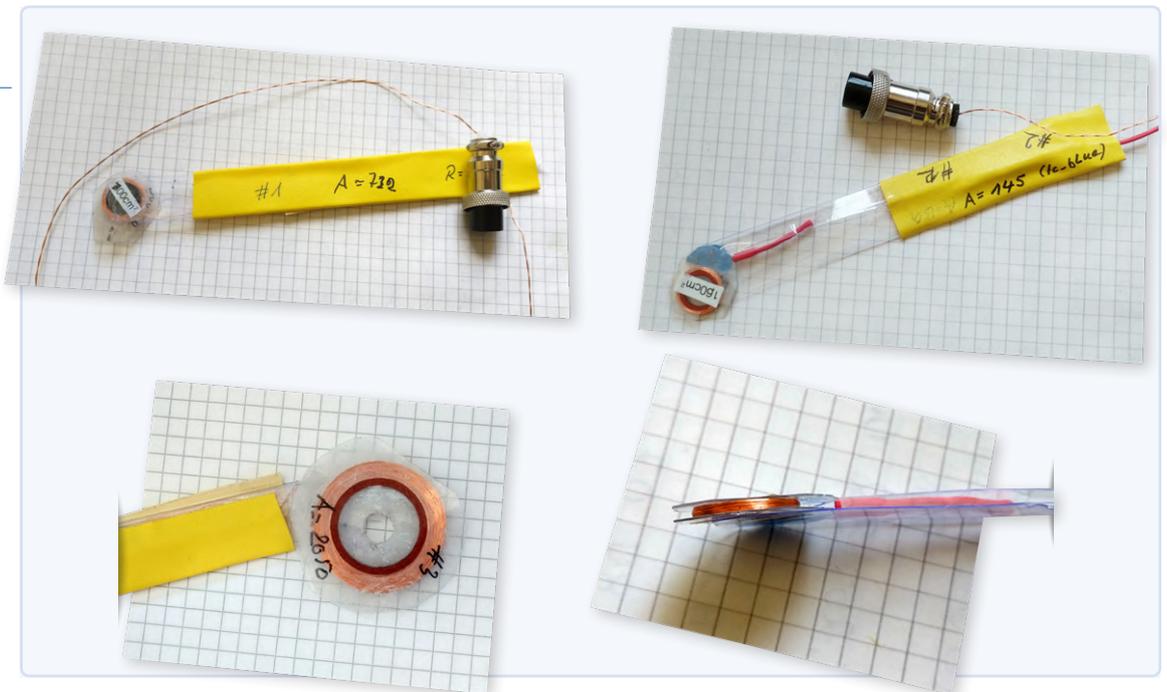


Bild 9. Einige Messspulen mit einer wirksamen Fläche A von etwa 150 cm^2 bis 2000 cm^2 .

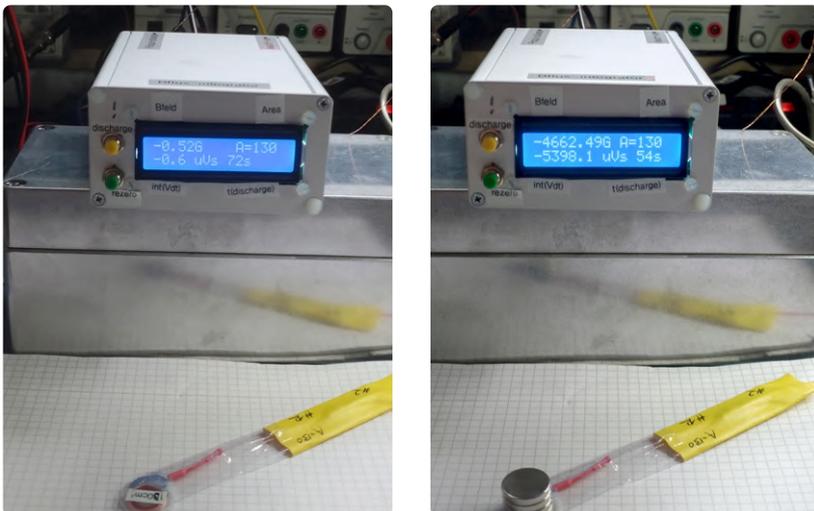


Bild 10. Messung der Feldstärke am Pol eines Stapels starker Neodym-Magnete.

außerhalb von Speziallabors jemals begegnen wird. Eine Vergrößerung von A verringert den maximalen Bereich, erhöht aber die Empfindlichkeit. Mit $A = 2.000 \text{ cm}^2$ ist es möglich, Feldänderungen von nur $0,01 \text{ Gauß}$ zu erkennen.

Vermeiden Sie den thermoelektrischen Effekt!

Es ist wichtig, dass die Verbindung von der Sonden­spule zum Integrator aus derselben Art Draht besteht (nur Kupfer). Falls ein Stecker verwendet wird, muss dieser aus Kupfer sein. Die Lötstellen sollten örtlich sehr begrenzt und thermisch abgeschirmt sein. Denken Sie daran: Wir streben Offset-Spannungen $< 50 \text{ nV}$ an, während typische Spannungen, die durch die Verbindung verschiedener Metalle entstehen, in der Größenordnung von $10 \text{ } \mu\text{V/K}$ liegen!

Messungen

Als Beispiel ist in **Bild 10** nur die Wirkung eines Stapels von Neodym-Magneten an der Spitze einer Sonden­spule dargestellt.

Kalibrierung

Auch wenn die Geometriedaten der Sonden­spulen die Berechnung des Empfindlichkeitsfaktors A ermöglichen, ist eine unabhängige Kalibrierung zur Ausschaltung von Wicklungsfehlern und Maßunsicherheiten wünschenswert. In der Regel ist der Zugang zu einem bekannten Standard-Magnetfeld schwierig. Daher beschreibe ich in diesem Abschnitt einen Weg, ein bekanntes Feld von $100 \dots 200 \text{ Gauß}$ selbst herzustellen, das für eine vernünftige Kalibrierung verwendet werden kann. Dennoch ist die beschriebene einfache Methode nicht supergenau, kann aber verbessert werden, wenn eine bestimmte Testspule gewickelt wird.

Bequem wie ich bin, habe ich eine Spule mit 100 m Draht gekauft (mit Zugang zum inneren Ende) und das Feld aus der äußeren Wickelgeometrie und der Drahtlänge abgeleitet. Meine Beispielspule hatte folgende Parameter: Windungszahl $N = 590$, innerer Wicklungsradius $ri = 0,018 \text{ m}$, äußerer Wicklungsradius $ra = 0,036 \text{ m}$ und gesamte Wicklungslänge $L = 0,045 \text{ m}$. Mit diesen Daten kann das Feld der Spule abgeschätzt werden.

Betrachten wir die „einfache“ Formel für das zentrale Feld einer Zylinderspule. Für eine solche einfache Zylinderspule, die als Kalibrierungshilfe verwendet werden soll, kann man das Feld entlang ihrer Achse, insbesondere in der Mitte, leicht berechnen.

Für ein beliebiges Verhältnis von Länge L zu Radius und Innenradius ri zu Außenradius ra der Wicklung mit einer Anzahl von N Windungen kann das Feld in der Mitte der Spule wie in der Formel auf der nächsten Seite gezeigt ausgedrückt werden.

Das Feld ist proportional zum Strom I , der durch die Spule fließt.

Idealerweise wäre die Position für die Kalibrierung der Sonden­spule die Mitte dieser Spule. In der Mitte ist der Feldwert nur wenig empfindlich gegenüber der genauen Sonden­position. Die Kurven in **Bild 11** zeigen, wie sich das Feld entlang der Achsen ändert, und veranschaulichen,

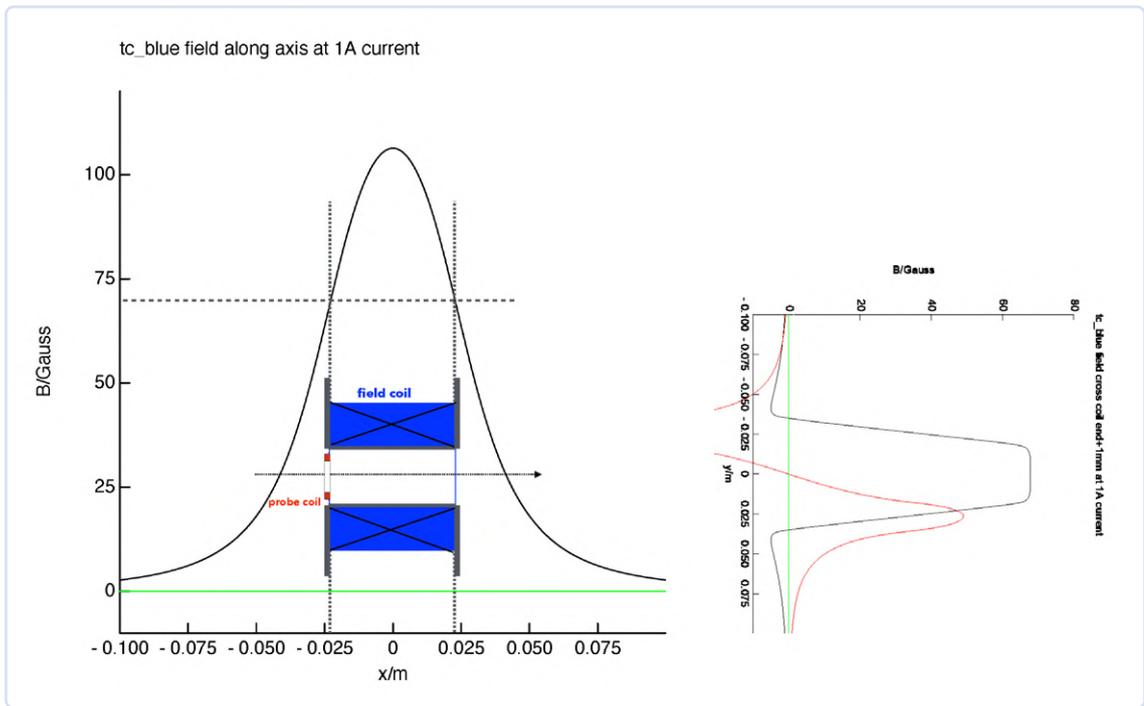


Bild 11. Feld der zylindrischen (Kalibrier-) Spule entlang der Achse für die Spulenparameter $N = 590$, $r_i = 0,018$ m, $r_a = 0,036$ m, $L = 0,045$ m.

$$B(\text{center}) = \frac{NI\mu_0}{4r_a - 4r_i} \ln \left(\left(\sqrt{1 + \frac{L^2}{r_a^2}} + 1 \right) \left(\sqrt{1 + \frac{L^2}{r_i^2}} - 1 \right) \left(\sqrt{1 + \frac{L^2}{r_a^2}} - 1 \right)^{-1} \left(\sqrt{1 + \frac{L^2}{r_i^2}} + 1 \right)^{-1} \right)$$

Formel für das magnetische Feld in einer Spule

dass sich das Feld in der Mitte der Spule bei kleinen Abweichungen der Sondenposition von der Mitte nicht wesentlich ändert, aber dass an den Enden die Änderungen aufgrund von Positionierungsfehlern größer sind. Je nach der Konstruktionsgeometrie von (meinen) Sonden-spulen ist diese Position jedoch nicht möglich. Glücklicherweise kann man, wenn man sich vorstellt, zwei Spulen übereinander zu stapeln, folgern, dass das Feld am Ende einer der Spulen genau die Hälfte des Feldes in der Mitte des Spulenstapels ausmacht, daher lässt sich

$$B(\text{Ende}, L) = B(\text{Mitte}, 2L)$$

verwenden, um das Feld am Spulenende zu erhalten. Leider ist das Feld dort sehr positionsempfindlich (siehe **Bild 11**), so dass die Genauigkeit einer solchen Kalibrierung begrenzt ist. Setzt man die Daten meiner Spule in die Feldgleichung ein, so erhält man:

$$B(\text{Ende}, I = 1 \text{ A}) = 0,00705 \text{ T} = 70,5 \text{ Gau\ss}.$$

Hinweis: Wenn Sie eine andere Spule verwenden wollen, lassen Sie sich nicht von der oben gezeigten „einfachen Formel“ für B einschüchtern, die sich leicht mit einem Taschenrechner mit wissenschaftlicher Funktion (ln) berechnen lässt.

Notieren Sie zunächst die Werte für $a = 1 + (L/ra)^2$ und für $b = 1 + (L/ri)^2$, und mit

$$f = \frac{(a + 1)(b - 1)}{(a - 1)(b + 1)}$$

kommen Sie zu:

$$B = \frac{NI\mu_0}{4r_a - 4r_i} \ln(f)$$

Alle Abmessungen sind in Meter einzugeben, der Strom I in Ampere, dann wird das Feld in Tesla T = Vs/m² ausgegeben (1 Tesla = 10.000 Gauss und $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Tm/A).

Das Programm

Das Programm für einen Arduino-Mikrocontroller, erhältlich unter [2], sorgt für die exakte Nullstellung des Integrators, die Einleitung von Integrator-Resets (Kondensatorentladung), die gelegentliche Nulleinstellung und schließlich die Umrechnung der Integratorergebnisse in Magnetfeldwerte und deren Anzeige.

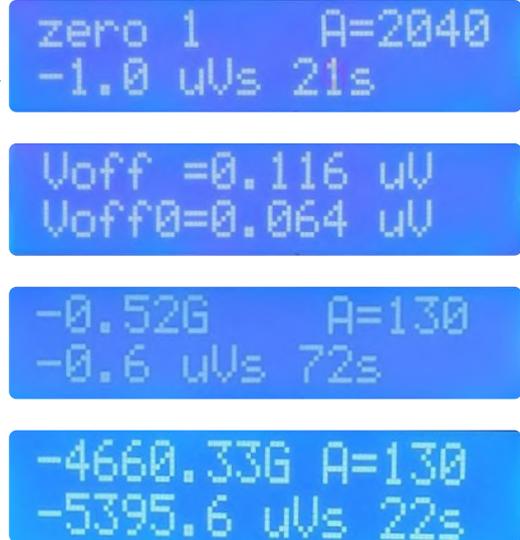
Nach dem Start wird zunächst eine Sequenz von fünf Iterationen ausgeführt, um die Offset-Spannung so fein abzustimmen, dass das Ergebnis innerhalb einer voreingestellten Integrationszeit von 20 s konstant bleibt. Danach können weitere Nullstellungssequenzen manuell durch Drücken der an D6 (GPIO6) angeschlossenen Taste SW3 gestartet werden.

Mehrere Tastendrucke erhöhen die Integrationszeit für den Nullabgleich in Schritten von 10 s bis zu einem Maximum von 100 s; danach beginnt die Auswahl wieder bei 10 s. Wird die Taste nicht betätigt, erfolgt automatisch alle 1000 s ein neuer Nullabgleich.

Während der gesamten Dauer des Nullabgleichs muss die Sensorsonde in einer Referenzposition mit konstantem Feld gehalten werden! Falls vorhanden, wäre eine



Bild 12. Versuch der Kalibrierung mit der Drahtspule als „Kalibrierungsspule“ bei einem Strom von 2 A (nur für einige Sekunden!). Rechts: Die Sondenspule ist in der Mitte des Spulenendes positioniert.



▲ Bild 13. LCD-Anzeige während der letzten Iteration des Nullabgleichs, kurze Anzeige der neuen und der zuvor angewendeten Offset-Korrekturen, Nullzustand (kein angelegtes Feld) nach einiger Zeit (72 s) nach der Entladung und Messsonde an den Pol (eines Neodym-Magneten) um 22 s nach der letzten Entladung bewegt.

Null-Gauss-Kammer auch Mu-Metall dafür ideal, aber es ist auch in Ordnung, die Position im Umgebungsfeld zu halten, die absoluten Feldwerte können dann aufgrund des Erdfeldes ein Offset < 1 Gauss haben. Die besten Ergebnisse erzielt man, wenn man vor den Messungen die vollständige Stabilisierung der Temperatur abwartet. Das einfache Nullsetzen der angezeigten Werte (das Zurücksetzen des Integrators) wird durch Drücken des an D7 (GPIO7) angeschlossenen Drucktasters SW1 ausgelöst. Die Tasten müssen lange genug gedrückt werden, damit die Aktion akzeptiert wird.

Die Fläche A (Empfindlichkeit) für die verwendete Sondenspule kann dem Programm mitgeteilt werden, indem das Potentiometer RV1 so eingestellt wird, dass der auf dem Display angezeigte Wert A (in cm^2) mit dem Wert der Messspule übereinstimmt. Der Standardbereich ist 1..1024. Um auch größere A-Werte zu ermöglichen, muss der an GPIO3 angeschlossene Schalter SW4 umgeschaltet werden, um den Maximalwert auf 10.240 zu erweitern. Das Display ist ein Standard-Typ mit 2×16 Zeichen; wenn ein 4×20 -Display angeschlossen ist, sollte der Kommentar vor der Definition `large display` entfernt werden. Dann wird auch ein wenig mehr interne Information angezeigt. Das kleine Display enthält aber alle notwendigen Ausgaben. Es

- informiert, wenn der Nullabgleich im Gange ist (Null-Countdown)
- zeigt die Magnetfeldwerte und den Empfindlichkeitsfaktor A an (erste Zeile)
- zeigt das aktuelle Integral in μVs und die aktuelle Integrationszeit in Sekunden an **◀**

Übersetzung: S. Gerstendorf — 240337-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Anmerkungen zu diesem Artikel? Bitte kontaktieren Sie den Autor unter michael.monkenbusch@googlemail.com oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Über den Autor

Michael Monkenbusch ist ein pensionierter Physiker, der in den Bereichen Neutronenstreuung, Instrumentierung und Physik der weichen Materie gearbeitet hat. Die Wiederbelebung seines alten Hobbys Elektronik führte zu dem hier vorgestellten Projekt.



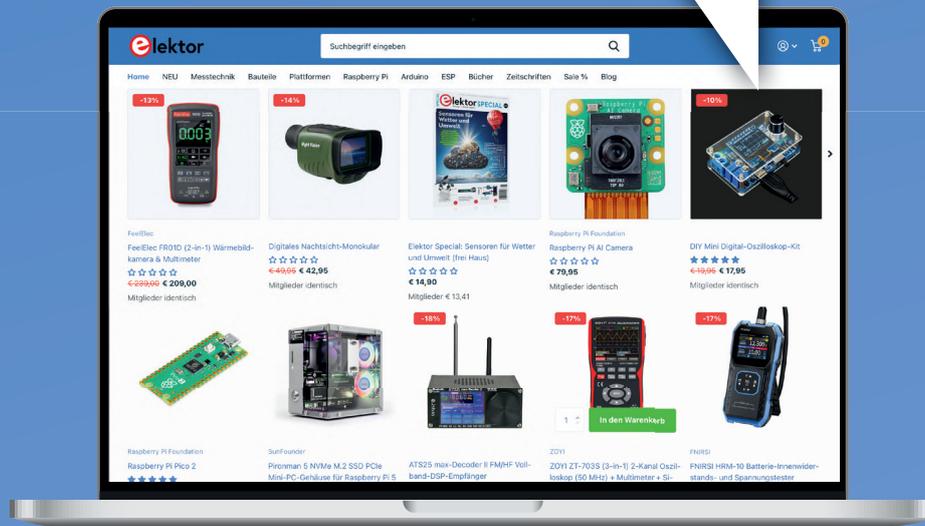
Passende Produkte

- **PeakTech 3440 True RMS Grafisches Multimeter**
www.elektor.de/18157
- **AE970D Lötstation (80 W) inkl. Extra-Lötlitze**
www.elektor.de/20731

WEBLINKS

- [1] R. W. Pohl, „Einführung in die Elektrizitätslehre“, Springer-Verlag, 1927: <https://tinyurl.com/44zrey6p>
- [2] Elektor-Labs-Seite für dieses Projekt: <https://t1p.de/2a2y8>

Was ist Ihre Meinung?



Bei Elektor bieten wir mehr als nur Elektronik - wir schaffen ein Erlebnis, von Qualitätsprodukten und außergewöhnlicher Kundenbetreuung, unterstützt durch die Leidenschaft unserer Community.

Teilen Sie Ihre Meinung auf
www.elektor.de/pages/customer-reviews



★★★★★

Günther A.

Das Meßgerät wurde kurzfristig geliefert. Solide Ausführung, gut ablesbares Display, zuverlässige Kontaktierung der 4-Leiter Kelvin Meßleitungen, hohe Genauigkeit der Meßwerte (Spannung, Innenwiderstand)

★★★★★

Matthias D.

Ich hatte die Elektor schon in der 80ern und dann etwas aus den Augen verloren. Es ist wie damals: prima Schaltungsideen, anwendbar, sehr gut erklärt, alles bestens. Danke und bitte weiter so.

★★★★★

Hartmut W.

Sehr guter Service!

Schnelle Lieferung, gute Bezahlmöglichkeit, Gerät top. Sehr zu Empfehlen! Werde weiter Bestellen.

Präzise, richtig oder genau?

Ihre Messgeräte müssen
alles sein!

Von Roberto Armani (Elektor)

Bei der Redaktion oder Übersetzung technischer Fachtexte kommt es häufig vor, dass die Begriffe Präzision, Richtigkeit und Genauigkeit synonym verwendet werden, als wären sie austauschbar. Das sind sie jedoch nicht!

In diesem Beitrag wollen wir etwas Klarheit schaffen, unterstützt durch einige praxisnahe Beispiele und eine (sehr) geringe Zahl an Formeln und Berechnungen.

Beim Verfassen technischer Fachartikel läuft man leicht Gefahr, sprachlich ungenau zu werden – besonders in strengen Disziplinen wie der Messtechnik, in denen jeder Begriff eine klar definierte Bedeutung hat und unsaubere Terminologie in der Regel wenig geschätzt wird.

Messungen

Eine Messung ist per Definition eine zahlenmäßige Beziehung, die sich aus dem Vergleich einer gegebenen Größe mit einer anderen, gleichartigen und bekannten Größe ergibt, die als *Referenz* betrachtet wird.

Unabhängig von der verwendeten Einheit können weder der Vergleich noch die darauf basierenden Berechnungen völlig fehlerfrei sein: Messfehler sind unvermeidlich! Sie lassen sich zwar reduzieren, aber nie vollständig ausschließen. Im technischen und wissenschaftlichen Umfeld besteht der richtige Umgang mit Messfehlern darin, das Ausmaß dieser Fehler zu quantifizieren und sie systematisch in den Messprozess einzubeziehen.

In der Mess- und Prüftechnik gilt grundsätzlich: Qualität hat ihren Preis. Hochwertige, meist teure Messgeräte können die Messunsicherheit deutlich verringern und damit die Aussagekraft und Zuverlässigkeit der Ergebnisse steigern. Vor der Anschaffung eines Messgeräts sollten Techniker und Ingenieure daher genau prüfen, welches Qualitätsniveau ein Gerät bietet und dabei gegebenen-



falls einen bewussten Kompromiss zwischen Preis und Leistung eingehen.

Begriffe wie *Präzision*, *Genauigkeit*, *Richtigkeit*, *Wiederholbarkeit*, *Langzeitstabilität*, *Empfindlichkeit*, *Auflösung*, *Betriebsbereitschaft* und *Vollbereichswert* sind inzwischen geläufig und können die Auswahl aus dem breiten Angebot handelsüblicher Geräte erleichtern.

In diesem Zusammenhang jedoch geraten drei Begriffe besonders häufig ins Kreuzfeuer: *Präzision*, *Richtigkeit* und *Genauigkeit*, die oft synonym und unsachgemäß verwendet werden (was allerdings nicht zwangsläufig gravierende Folgen hat).

Eine erste Definition

Was bedeuten Genauigkeit, Richtigkeit und Präzision in der Messtechnik wirklich? Beginnen wir mit drei prägnanten Definitionen:

- › **Präzision:** Ein Messgerät gilt als präzise, wenn es Messwerte erzeugt, die möglichst eng um den Mittelwert der aufgenommenen Messreihe streuen.
- › **Richtigkeit:** Die Richtigkeit beschreibt die Differenz des Mittelwerts der Messwerte vom tatsächlichen, wahren Wert.
- › **Genauigkeit:** Ein Messgerät gilt als genau, wenn es Messwerte liefern kann, die möglichst eng und nahe am Referenz- beziehungsweise wahren Wert liegen, also präzise und richtig sind.

Nach dieser kurzen Begriffsbestimmung ist ein wichtiger Punkt hervorzuheben: Bei nur einer einzigen Messung lässt sich - wenn auch nur näherungsweise – die Richtigkeit eines Messgeräts beurteilen, jedoch nicht seine Präzision. Für eine Aussage über die Präzision ist eine ausreichende Anzahl von Messwerten erforderlich, sodass statistisch relevante Aussagen getroffen werden können. Bevor es weiter ins Detail geht, ist es sinnvoll, zunächst den Begriff des Messfehlers näher zu betrachten.

Messfehler

Bei einer *Einzelmessung* wird der Fehler als die Differenz zwischen dem gemessenen Wert X und dem wahren Wert θ beziehungsweise einem als *wahr* angenommenen *Referenzwert* der betreffenden

Messgröße definiert. Man spricht in diesem Fall vom *absoluten Fehler*, mit $\eta = X - \theta$.

Der absolute Fehler allein hat jedoch nur begrenzte Aussagekraft, da er keine Information über das Verhältnis des Fehlers zur Größe der Messgröße liefert. Aus diesem Grund wird die Fehlergröße häufig als Verhältnis des absoluten Fehlers η zum wahren Wert θ angegeben – der sogenannte *relative Fehler* $\epsilon = \eta / \theta$.

Ein relativer Fehler lässt sich nur berechnen, wenn der Referenzwert θ bekannt ist. In der Praxis wird ϵ meist als Prozentwert angegeben, indem er mit 100 multipliziert wird. Daher wird der prozentuale Fehler in der Regel für jeden Messbereich eines Messgeräts separat ausgewiesen.

Fehlerarten

Fehler bei experimentellen Messungen können zahlreiche Ursachen haben – darunter auch Verfahrens- oder Bedienfehler. Besonders bei analogen Messgeräten spielt der Einfluss des Anwenders eine größere Rolle, wie im Kasten *Analog- oder Digitalanzeige? Die Auflösung zählt!* näher erläutert wird.

Im Folgenden gehen wir jedoch davon aus, dass keine Bedienfehler vorliegen und dass alle auftretenden Fehler im Wesentlichen auf zufällige Einflüsse und gerätespezifische Eigenschaften zurückzuführen sind. Grundsätzlich lassen sich Messfehler in zwei Hauptkategorien einteilen:

- **Systematische Fehler**, die Messwerte stets in eine bestimmte Richtung verschieben. Diese Fehlerart kann in vielen Fällen verringert oder sogar ganz beseitigt werden. Sie wirkt sich primär auf die *Richtigkeit* eines Messgeräts aus.
- **Zufällige Fehler**, die durch technische Eigenschaften des Geräts, die Qualität von Entwurf und Bauteilen sowie durch unvorhersehbare und/oder nicht kontrollierbare Einflüsse während der Messung entstehen. Diese Fehlerart beeinträchtigt vor allem die *Präzision* eines Geräts. Sie lässt sich nicht

vollständig eliminieren, kann aber durch Wiederholung der Messung und anschließende statistische Auswertung zumindest abgeschätzt werden.

Bei elektronischen Messgeräten können systematische Fehler beispielsweise durch langfristige Veränderungen der Bauteileigenschaften (Alterung oder Derating) oder durch kurzfristige Abweichungen wie eine Überschreitung des zulässigen Betriebstemperaturbereichs entstehen. Hochwertigere Geräte verfügen in der Regel über eine oder mehrere entweder hardware- oder softwarebasierte Kalibrierfunktionen, mit denen sich diese Fehler weitgehend kompensieren lassen.

Zufällige Fehler hingegen können etwa durch elektromagnetische Störeinflüsse (EMI) entstehen, die über Messleitungen eingekoppelt werden, oder durch instabile oder minderwertige Signalaufbereitung beziehungsweise Abtastung im Frontend. Solche Fehler lassen sich teilweise durch Abschirmmaßnahmen reduzieren. Liegen die Ursachen jedoch in einem grundlegend mangelhaften Entwurf oder anderen konstruktiven Schwächen, sind sie durch äußere Maßnahmen kaum zu beheben.

Ein erstes Praxisbeispiel

Nehmen wir an, im Labor befinden sich vier Multimeter, deren Zuverlässigkeit überprüft werden sollen möchten. Für einen ersten Funktionstest (*Go-/No-Go-Test*) steht eine hochpräzise Referenzstromquelle zur Verfügung, der entsprechend vorbereitet wird. Für den Test wird die Stromquelle auf exakt 2,000 A eingestellt. Dieser Wert wird als *wahrer Wert*, *Referenzwert* oder θ betrachtet. Angenommen, das erste (und einzige) Messergebnis des überprüften Multimeters, im Folgenden als *Messwert* oder X bezeichnet, beträgt 2,0052 A. Daraus ergibt sich, wie bereits erläutert, ein absoluter Fehler:

$$\eta = X - \theta$$

$$\eta = 2,0052 - 2,0000 = 0,0052 \text{ A}$$

Analog- oder Digitalanzeige? Die Auflösung zählt!

Die Auflösung eines Messgeräts ist die kleinste Änderung der Messgröße, die das Gerät zuverlässig erfassen und anzeigen kann.

Im gezeigten Beispiel sind ein analoges Milliampereometer von Cassinelli & C. (von etwa 1960) und ein digitales High-End-Multimeter vom Typ Siglent SDM3055 (Modelljahr 2024) in Reihe an eine Stromquelle mit 30 mA angeschlossen. Das obere Bild zeigt die Skala 0...50 mA des analogen Instruments, dessen Genauigkeit übrigens auch nach über 60 Jahren noch bemerkenswert ist! Die Skala ist mit großen Teilstrichen zu je 1 mA und kleineren zu je 0,5 mA unterteilt, woraus sich eine Auflösung von 0,5 mA (entsprechend 500 μ A) ergibt.

Der kritische Punkt bei analogen Anzeigen liegt in der optischen Einschätzung der Zeigerposition zwischen zwei Teilstrichen – eine Bewertung, die zwangsläufig subjektiv ist und stark von der jeweiligen Person abhängt.

Beim digitalen Gerät zeigt das Display einen Wert von 29,690 mA auf fünf Stellen an. Die letzte Ziffer steht für die kleinste darstellbare Einheit, also 0,001 mA (entspricht 1 μ A). Selbstverständlich erlaubt die Auflösung allein keinerlei Rückschlüsse auf die Richtigkeit oder Präzision eines Instruments!



Gaußsche Glockenkurve, in Kürze

In der Wissenschaft entstehen viele bedeutende Entdeckungen durch das Zusammenwirken mehrerer Forscher. So verhält es sich auch mit der Gaußschen Normalverteilung. Ihr Konzept entwickelte sich aus verschiedenen Beobachtungen, beginnend Ende des 18. Jahrhunderts mit dem zentralen Grenzwertsatz von Laplace [3].

Abraham de Moivre erkannte anschließend, dass sich mit zunehmender Anzahl von Ereignissen eine zunehmend geglättete Verteilung ergibt. Schließlich war es Carl Friedrich Gauß, der die mathematische Formel zur Berechnung der Kurve definierte, die später seinen Namen erhielt. Eine interessante historische Zusammenfassung dieser Forschung, die die Grundlage der modernen Statistik bildet, ist unter [4] zu finden.

Bild A zeigt eine typische Gaußsche Glockenkurve. In einer Normalverteilung treten Werte in einer Stichprobe mit größerer Häufigkeit auf, je näher sie am Mittelwert μ liegen, dem arithmetischen Mittel aller Daten. Diese Häufung verleiht der Kurve ihre charakteristische glockenförmige Form. Die Fläche unter der Kurve stellt die Verteilung der Messdaten dar. Die Y-Achse zeigt, wie oft ein bestimmter Wert in der Stichprobe vorkommt.

Der Abstand zwischen dem Mittelwert μ und dem Wendepunkt der Kurve, also dem Punkt, an dem sich die Krümmung umkehrt, entspricht der sogenannten Standardabweichung oder Sigma (σ). Weitere gebräuchliche Begriffe sind *Wurzel der mittleren quadratischen Abweichung* (root-mean-square deviation, RMSD) oder *Wurzel des mittleren quadratischen Fehlers* (root-mean-square error, RMSE).

Anders ausgedrückt: Sigma (σ) kann als Maß für die Streuung der Daten um den Mittelwert μ betrachtet werden. Sigma und Präzision verhalten sich umgekehrt proportional – je geringer die Streuung (also je kleiner σ), desto höher die Präzision. Die Gaußkurve wird dann entsprechend schmaler und spitzer.

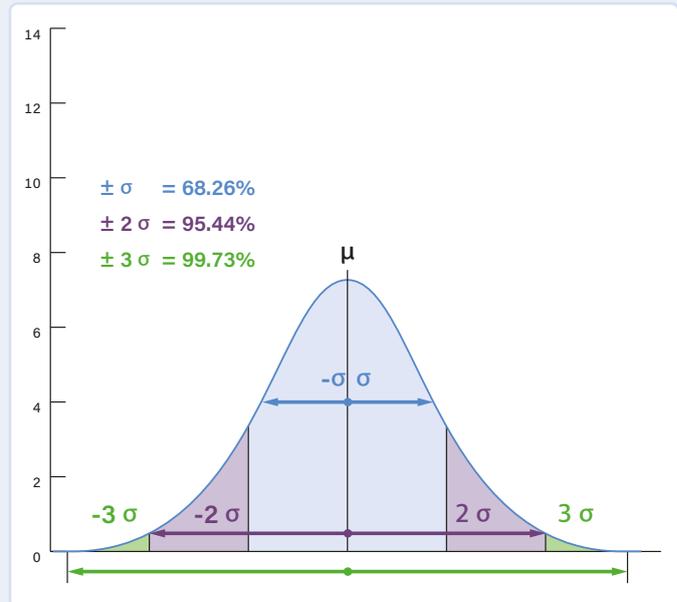


Bild A.

Umgekehrt führt ein hoher Sigma-Wert zu einer abgeflachten Kurve mit breiter Basis.

Eine in der Praxis häufig verwendete Faustregel für die Normalverteilung besagt: Etwa 68,26 % aller Messwerte liegen im Intervall $[-\sigma \dots +\sigma]$ (blauer Bereich in Bild A). Rund 95,44 % fallen in den erweiterten Bereich $[-2\sigma \dots +2\sigma]$ (blauer und violetter Bereich), und ganze 99,73 % der Werte befinden sich im Bereich $[-3\sigma \dots +3\sigma]$, also innerhalb des blauen, violetten und grünen Bereichs.

Sigma ist keine dimensionslose Größe, sondern übernimmt die Einheit der betrachteten Messgröße, im Fall unseres Multimeter-Beispiels also Ampere (A).

Aus dem bekannten absoluten Fehler η lässt sich der *relative Fehler* ϵ berechnen. Ausgedrückt in Prozent ergibt sich:

$$\epsilon = (\eta / \theta) \times 100$$

$$\epsilon = (0,0052 / 2,0000) \times 100 = 0,26\%$$

Dieser Wert ist eine dimensionslose Zahl (ohne physikalische Einheit) und bedeutet, dass das Multimeter in dieser konkreten Messung und in dem gewählten Bereich einen relativen Fehler von 0,26 % aufweist.

Statistische Auswertung

Die einzelne Messung, die wir bislang mit dem ersten unserer Multimeter durchgeführt haben, erlaubt keine verlässliche Aussage über die Gesamtzuverlässigkeit des Geräts. Ebenso wenig lässt sich daraus ableiten, ob systematische, zufällige oder kombinierte Fehler vorliegen. Für eine fundiertere Analyse erweitern wir daher den Ansatz und erstellen vier Messdatenbanken – jeweils eine für jedes Multimeter.

Dazu führen wir an jedem Gerät je 100 aufeinanderfolgende Messungen durch. Dabei achten wir darauf, die Prüfbedingungen zwischen den einzelnen Messungen konstant zu halten. Jeder Messwert wird als X_n bezeichnet.

Aus diesen Daten berechnen wir anschließend den arithmetischen Mittelwert der jeweiligen Messreihe. Dieser wird als *mittlerer Messwert* μ definiert (mit $n = 100$ in unserem Fall):

$$\mu = (X_1 + X_2 + X_3 \dots + X_n) / n$$

Der Mittelwert μ erlaubt erste Rückschlüsse auf die durchschnittliche *Richtigkeit* des Geräts. Er genügt jedoch nicht, um den zufälligen Anteil des Messfehlers, also die *Präzision*, zu bewerten.

Deshalb berechnet man auf Basis derselben Daten für jede der vier Messreihen zusätzlich die *Standardabweichung* σ . Dabei wird davon ausgegangen, dass die Verteilung der Messwerte der Normalverteilung folgt. Die Standardabweichung σ der Messwerte $X_1 \dots X_{100}$ wird mit folgender Formel ermittelt:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2}{n}}$$

Auf diese Weise lässt sich beurteilen, wie stark die einzelnen Messwerte vom zuvor bestimmten Mittelwert abweichen. Wenn Ihnen das Konzept der Standardabweichung nicht vertraut ist, hilft ein Blick in Quelle [1] weiter. Eine genauere, mathematische

Erklärung finden Sie in Quelle [2]. Zusätzlich bietet der Textkasten *Gaußsche Glockenkurve*, in Kürze einen kurzen Überblick.

Interpretation der Daten

Multimeter 1

Aus den hundert Messungen mit Multimeter 1 wurden der Mittelwert μ sowie die Standardabweichung σ gemäß der vorher beschriebenen Methode berechnet. Die resultierende Verteilung ist in **Bild 1** dargestellt. Die Kurve zeigt eine Normalverteilung der Messwerte um den Mittelwert μ , der in diesem Fall bei $\mu = 1,9$ A liegt. Die Verteilung ist stark gebündelt, was auf eine hohe Konzentration der Messwerte nahe am Mittelwert hinweist – ein Zeichen für gute *Präzision*.

Allerdings liegt dieser Mittelwert deutlich unter dem wahren Wert $\theta = 2$ A. Die Differenz $\delta = (\mu - \theta) = -0,1$ A steht für die *systematische Abweichung*, also die durchschnittliche Unrichtigkeit dieses Geräts. Dies ist ein typischer Fall, bei dem eine Kalibrierung helfen kann, den systematischen Fehleranteil deutlich zu reduzieren, δ auf nahezu null zu bringen und damit die erwartete Genauigkeit wiederherzustellen.

Der Abstand zwischen den extremsten Messwerten (angezeigt durch den roten Doppelpfeil an der Basis der Glockenkurve) stellt die *maximale Messunsicherheit* dar. In der Messtechnik gilt: *Je höher die Präzision, desto geringer die Unsicherheit* – und umgekehrt.

Mit einer Standardabweichung von $\sigma = 0,042$ A (das entspricht einem Standardfehler von $\pm 2,2$ % relativ zum Mittelwert μ) kann festgehalten werden: Das Gerät arbeitet präzise, ist jedoch aufgrund des hohen systematischen Fehlers ($\delta = -0,1$ A) unrichtig – der durchschnittliche Messfehler beträgt -5 % zum Referenzwert.

Multimeter 2

Das Diagramm zu Multimeter 2 (**Bild 2**) zeigt ein grundlegend anderes Bild. Der Mittelwert der Messreihe beträgt $\mu = 1,998$ A,

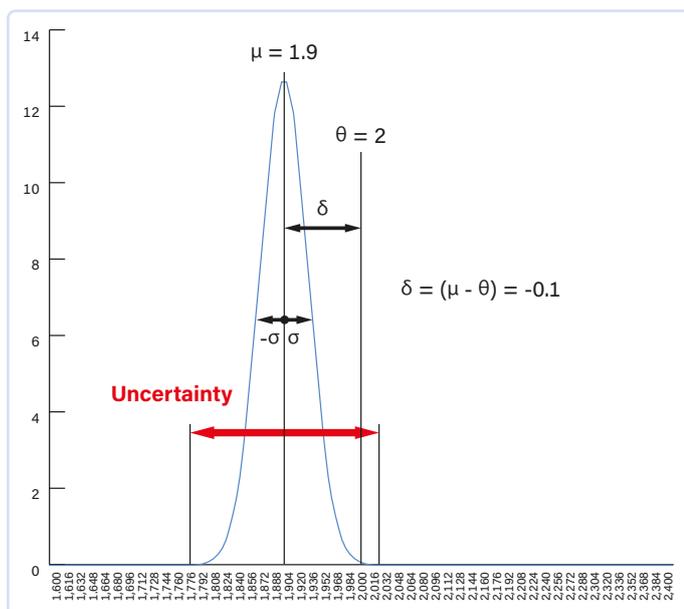


Bild 1. Multimeter 1 zeigt das Potenzial für ein zuverlässiges Messgerät. Es müsste lediglich mithilfe eines Referenzgerätes kalibriert werden, da seine systematische Abweichung δ nicht vernachlässigbar ist.

liegt also sehr nahe am Referenzwert. Dennoch ist die *maximale Messunsicherheit* dieses Geräts deutlich größer als bei Multimeter 1. Mit einer Standardabweichung von $\sigma = \pm 0,116$ A (entsprechend $\pm 5,8$ % Fehler relativ zum Mittelwert) weist das Gerät einen erheblichen *zufälligen Fehleranteil* auf. Die Messwerte sind stark streuend und nicht um den Mittelwert konzentriert. Da sich dieser Zufallsfehler nicht vollständig kompensieren lässt, führt er zu einer *geringen Präzision* – auch wenn die *scheinbar beeindruckende Richtigkeit* von $\delta = -0,012$ A ($-0,6$ % Fehler zum Referenzwert) etwas anderes suggerieren könnte.

Insgesamt handelt es sich um ein Gerät mit hoher Richtigkeit, aber sehr geringer Präzision – und somit für den Laboreinsatz ungeeignet, da die *Wahrscheinlichkeit für unzuverlässige oder unrealistische Messergebnisse* hoch ist. In einer anderen, aber gebräuchlichen Terminologie lässt sich sagen: Dieses Multimeter besitzt eine sehr geringe *Wiederholgenauigkeit*, ein direkter Ausdruck mangelnder Präzision. Dieses Beispiel zeigt deutlich, dass Richtigkeit allein nicht ausreicht, um eine verlässliche Messung sicherzustellen.

Multimeter 3

Die Situation bei Multimeter 3 ist noch ungünstiger – falls das überhaupt möglich ist. Das Diagramm in **Bild 3** zeigt einen berechneten Mittelwert von $\mu = 2,15$ A mit einer systematischen Abweichung $\delta = 0,15$ A, was einem Fehler von $+7,5$ % relativ zum Referenzwert entspricht. Dieser Wert allein ist bereits als signifikant schlecht zu betrachten. Darüber hinaus beträgt die Standardabweichung $\sigma = \pm 0,19$ A, entsprechend einem Fehler von $\pm 8,8$ % bezogen auf den Mittelwert μ . Die resultierende Verteilungskurve ist extrem abgeflacht, was auf einen sehr ausgeprägten zufälligen Fehler hinweist. Die Gesamtabweichung ist so groß, dass sie im Diagramm über den rechten Rand hinausgeht. Daher ist dieses dritte Gerät sowohl grob unpräzise als auch ungenau.

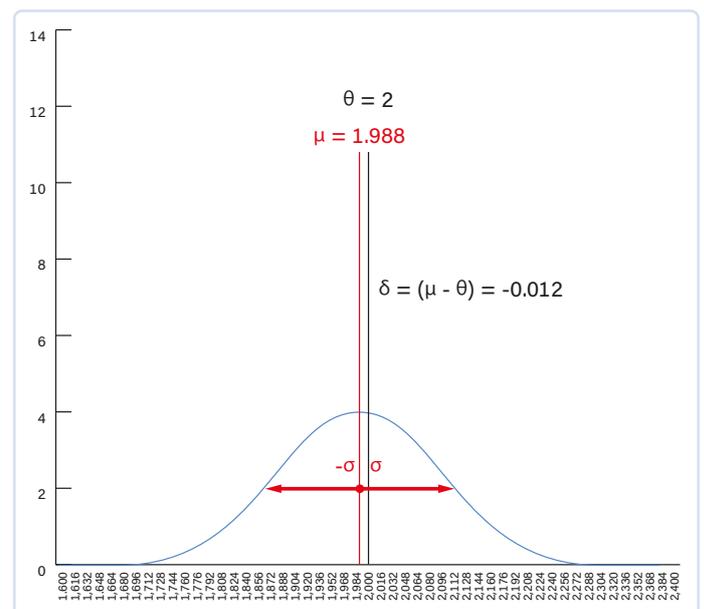


Bild 2. Die hohe Richtigkeit dieses Multimeters wird durch die erhebliche Unpräzision praktisch zunichte gemacht.

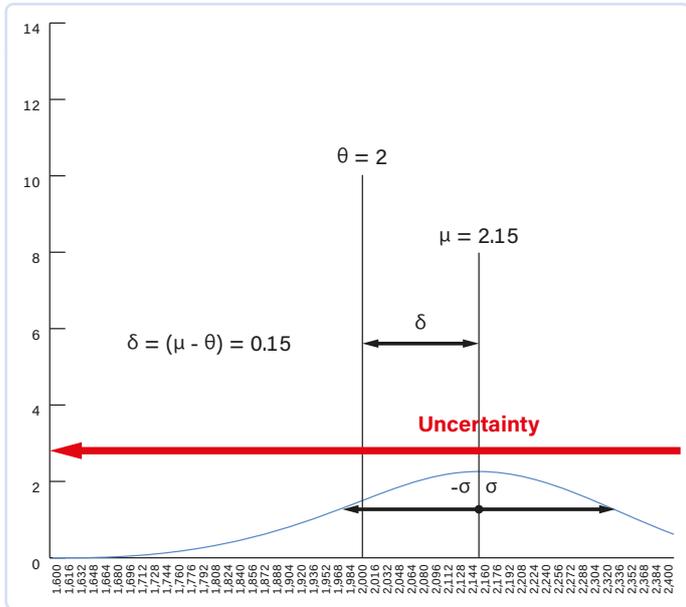


Bild 3: Wo ist die Mülltonne? Dieses Gerät weist eine deutliche systematische Abweichung von +7,5 % zum Referenzwert auf, verschärft durch eine stark ausgeprägte Streuung (sehr hohe Standardabweichung σ).

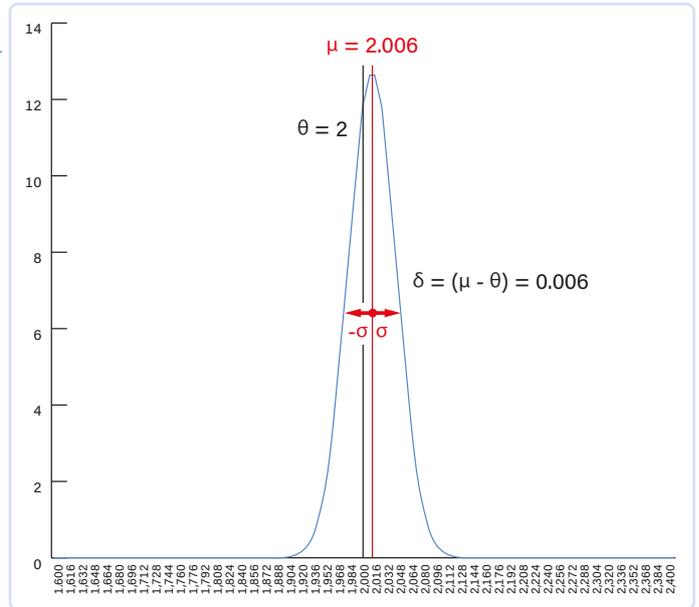


Bild 4. Endlich ein vertrauenswürdigen Multimeter! Mit einer Abweichung von +0,3 % in der Richtigkeit und $\pm 2\%$ in der Präzision eignet es sich auch weiterhin für den Einsatz auf dem Labortisch.

Multimeter 4

Die Kurve des vierten Messgeräts (**Bild 4**) stellt das beste Ergebnis der gesamten Serie dar. Die Fehlerverteilung ist eng um den Mittelwert $\mu = 2,006$ A konzentriert. Die daraus resultierende systematische Abweichung $\delta = 0,006$ A (entsprechend einem Fehler von +0,3 % relativ zum Referenzwert) ist als vernachlässigbar einzustufen. Auch die Standardabweichung beträgt lediglich $\sigma = \pm 0,04$ A ($\pm 2\%$ des Mittelwerts), was auf eine geringe Streuung hinweist. Daraus lässt sich eindeutig schließen, dass es sich um ein sowohl präzises Messgerät handelt, das richtige Ergebnisse liefert. Aufgrund dieser Eigenschaften kann es als *genau* bezeichnet werden.

Eine anschaulichere Darstellung

Für eine praxisnähere Veranschaulichung kann die Übersicht in **Bild 5** hilfreich sein. Darin sind die Messwertverteilungen der zuvor beschriebenen Beispiele als Trefferbilder auf vier Zielscheiben dargestellt. Dieses Darstellungsformat ist in solchen Fällen weit verbreitet, da es sich besonders intuitiv interpretieren lässt. Zusätzlich markieren grüne und blaue Umrahmungen die Bereiche der systematischen beziehungsweise der zufälligen Fehleranteile. Im ungünstigsten Fall von Multimeter 3 überlagern sich diese Bereiche deutlich, da hier sowohl der systematische als auch der zufällige Fehleranteil sehr hoch ausfällt. Idealtypisch ließen sich in dieser Darstellung kartesische Koordinaten überlagern, wobei die Y-Achse die *Präzision* und die X-Achse die *Richtigkeit* beschreibt. Die Gerade $Y = X$ im ersten Quadranten würde dann die *Genauigkeit* der Messung repräsentieren, also die ideale Kombination aus hoher Richtigkeit und hoher Präzision.

Referenzwert oder wahrer Wert?

Zu Beginn dieses Artikels wurde der *Referenzwert* als wahrer Wert betrachtet. Der Grund dafür liegt in den Spezifikationen der Referenzstromquelle, die für unsere Zwecke als exakt angenommen wurde. In Wirklichkeit jedoch, und das könnte Sie enttäuschen, existiert der wahre Wert einer physikalischen Größe zwar theoretisch, ist jedoch in der Praxis *unbekannt* und *nicht exakt bestimmbar*,

da jede Messung zwangsläufig mit einer Unsicherheit größer als null behaftet ist, oder anders ausgedrückt:

- Der *wahre Wert* ist ideal, aber rein **theoretisch** – die exakte Bestimmung ist unmöglich.
- Der *Referenzwert* ist der **bestverfügbare Näherungswert** und dient in praktischen Messsituationen als (lokaler) Standard.

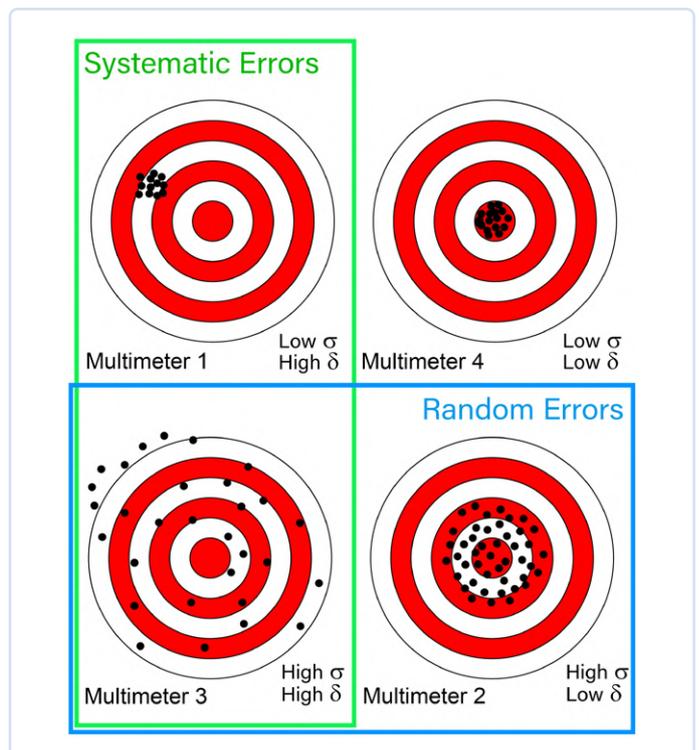


Bild 5. Eine praxisnahe und leicht verständliche Darstellung. In den vier Zielscheiben steht der Durchmesser der Trefferfläche für die Streuung (σ , also geringe Präzision), der Abstand zum Mittelpunkt für die Abweichung vom Sollwert (δ). Multimeter 4 ist nicht perfekt, zeigt aber deutlich geringere systematische und zufällige Fehler.

Die zentrale Aufgabe der Metrologie besteht genau darin, die Differenz zwischen wahrem Wert und gemessenem Wert so weit wie möglich zu minimieren.

Diese Annäherung erfolgt durch den Einsatz von Kalibrierstandards mit zunehmender Genauigkeit, die gemeinsam die sogenannte Rückführbarkeitskette eines Messinstruments bilden [5]. Dieser Themenbereich, ebenso wie viele weitere Aspekte zu Erfassungs- und Ablesfehlern bei elektronischen Messgeräten, wird in einem zukünftigen Artikel vertieft behandelt. ◀

Übersetzung: Mahy Arafa — 250046-02

Sie haben Fragen oder Anmerkungen?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Dann schreiben Sie bitte direkt an den Autor unter roberto.armani@elektor.com oder wenden Sie sich an die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Über den Autor

Roberto Armani ist Elektroingenieur und absolvierte sein Studium am Politecnico di Milano. Mehr als 35 Berufsjahre sammelte er umfassendes Wissen in unterschiedlichsten Technologiebereichen. Bevor er als Senior Editor zum Elektor-Team stieß, war er unter anderem in der Computerbranche, der digitalen Bildverarbeitung, der Telekommunikation, der Materialprüftechnik und im Web-Publishing tätig. Neben seiner Begeisterung für Elektronik widmet er sich leidenschaftlich der klassischen Musik – als Zuhörer ebenso wie als Sänger – und unternimmt gerne ausgedehnte Wanderungen in den Bergen.



Passendes Produkt

➤ **Grafisches Multimeter 3440 True RMS von PeakTech**
www.elektor.de/18157

WEBLINKS

- [1] Über Standardabweichung und Varianz, [mathsisfun.com](https://mathsisfun.com/data/standard-deviation.html): <https://mathsisfun.com/data/standard-deviation.html>
- [2] Über Standardabweichung, [cuemath.com](https://cuemath.com/data/standard-deviation): <https://cuemath.com/data/standard-deviation>
- [3] Kurze Anmerkungen zum zentralen Grenzwertsatz von de Moivre-Laplace, [Medium.com](https://tinyurl.com/56wbem3d): <https://tinyurl.com/56wbem3d>
- [4] Edel Alexandre Silva Pontes, „A Brief Historical Overview Of the Gaussian Curve“, IJESI: <https://tinyurl.com/murz3nuh>
- [5] Rückführbarkeitskette (NIST): <https://nist.gov/image/traceability-chain.jpg>

You CAN get it...

Hardware und Software für CAN-Bus-Anwendungen...



PCAN-M.2

CAN-FD-Interface für M.2-Steckplätze. Erhältlich mit ein, zwei oder vier Kanälen inklusive Software, APIs und Treiber für Windows und Linux.



PCAN-GPS FD

Programmierbares Sensormodul mit CAN-FD-Anbindung zur Erfassung von Position, Lage und Beschleunigung mit Entwicklungspaket.



PCAN-MiniDisplay

Konfigurierbares Einbaudisplay zur Visualisierung und Aufzeichnung von CAN-Daten. Optional auch im Gehäuse.

Irrtümer und technische Änderungen vorbehalten.

www.peak-system.com

Tel.: +49 6151 8173-20
Fax: +49 6151 8173-29
info.peak@hms-networks.com



AD7124

Ein Präzisions-ADC in der Praxis

Hinweise für die Sensor-Signalaufbereitung

Von Diego de Azcuénaga (Argentinien)

Präzisions-Hochleistungs-A/D-Wandler erfordern im Gegensatz zu den gängigen Wandlermodellen einige zusätzliche technische Überlegungen für die Anbindung und Signalaufbereitung typischer Sensoren. Nur so lässt sich das volle Potenzial des Wandlers ausschöpfen.

Dieser Artikel schlägt praktische Anwendungen vor, bei denen man sehen kann, wie die besonderen Eigenschaften des Analog-Digital-Wandlers AD7124 von Analog Devices es ermöglichen, die von verschiedenen Sensortypen stammenden Signale zu verarbeiten, um präzise und effiziente Messungen zu erhalten. Anhand der folgenden Anwendungsbeispiele werden diese Eigenschaften erläutert und wie sie dazu beitragen, ein effizientes Messsystem zu schaffen.

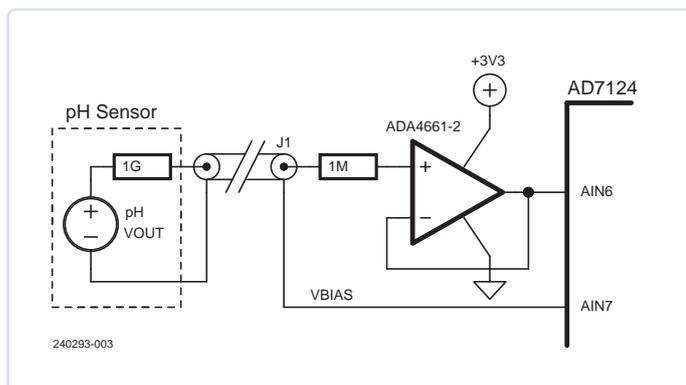


Bild 1. Schaltung zur pH-Messung.

Fall 1: pH-Sensor

Der Ausgang des pH-Sensors ist bipolar und liefert ein maximales Signal von ± 414 mV bei 25°C . Der AD7124 arbeitet mit einer einzigen Spannungsversorgung ($AVDD = 3,3$ V) gegen Masse; daher sollte der pH-Sensor über Masse vorgespannt werden, damit seine Ausgangsspannung innerhalb des vorgegebenen Gleichaktbereichs des AD7124 liegt.

Ein Signal über das Massepotential vorzuspannen bedeutet, einem Signal eine konstante Gleichspannung (Vorspannung oder Bias-Spannung) hinzuzufügen, die den Ruhepegel des Signals über das Massepotential (normalerweise 0 V) anhebt, wodurch das Signal eine positive Offsetspannung erhält, so dass es immer mit einer Spannung arbeitet, die höher als die Masse ist.

Eines der „hauseigenen“ Merkmale des AD7124 ist sein interner Vorspannungsgenerator, der die Gleichaktspannung eines Kanals auf $AVDD/2$ oder 1,65 V einstellt. Diese Vorspannung des A/D-Wandlers wird wie in **Bild 1** an die Abschirmung des pH-Sensors gelegt und setzt die Ausgangsspannung des Sensors auf $1,65\text{ V} \pm 414\text{ mV}$ bei 25°C .

Die Schaltung verwendet den Präzisions-Operationsverstärker ADA4661-2 zur Pufferung des hochohmigen pH-Sensorausgangs und zur Ansteuerung des ADC. Der typische Bias-Strom beträgt 0,15 pA, um Offset-Fehler zu minimieren, die durch den Bias-Strom verursacht werden, der durch die hohe Ausgangsimpedanz von etwa $1\text{ G}\Omega$ des pH-Sensors fließt.

Ein Opamp-Spannungspuffer spiegelt eine Spannung von seinem hochohmigen Eingang (+) zu seinem niederohmigen Ausgang, wobei die Spannungsverstärkung 1 beträgt. Der Ausgang ist wiederum mit dem invertierenden Eingang (-) verbunden.

Fall 2: 4-Draht-Widerstandsthermometer

Ein Widerstandsthermometer (Resistance Temperature Detector, RTD) des Typs Pt100 ist ein Temperatursensor, der die Temperatur anhand von Änderungen des Widerstands eines Platinleiters misst. Eine der Stromquellen auf dem Chip des AD7124 (IOUT1, siehe **Bild 2**) erregt den 4-Draht-Pt100-RTD mit einem Gleichstrom. Der maximale Widerstand des Pt100 beträgt $313,71\ \Omega$ (bei 600°C). Wenn

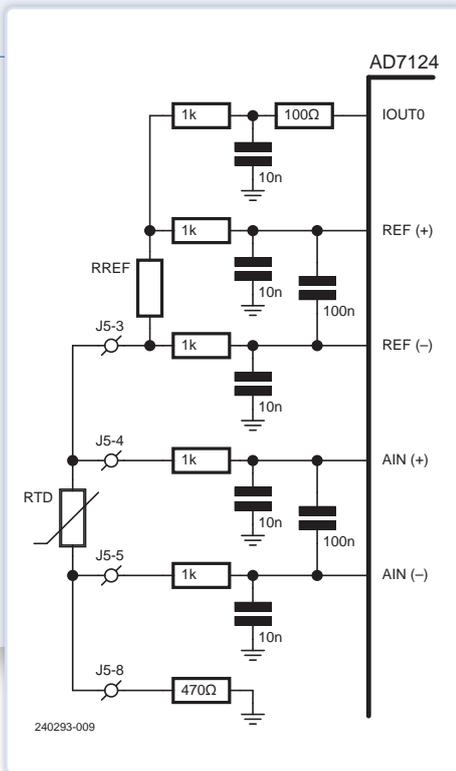


Bild 2. 4-Draht-RTD-Messschaltung.

der Erregerstrom auf 250 μA eingestellt ist, beträgt die maximale Spannung über dem Pt100-Sensor $250 \mu\text{A} \times 313,71 \Omega = 78,43 \text{ mV}$. Wenn der programmierbare Verstärker (Programmable Gain Amplifier, PGA) auf eine Verstärkung von 16 eingestellt ist, beträgt die maximale Spannung am ADC-Modulator-Eingang $78,43 \text{ mV} \times 16 = 1,25 \text{ V}$.

Ein 5,6-k Ω -Präzisionswiderstand (R_{REF}) erzeugt die Referenzspannung. Der Wert des Referenzwiderstands R_{REF} ist so gewählt, dass die an ihm erzeugte Spannung in dieser Schaltung einen Mindestwert von 1,25 V hat. Die am Modulatoreingang des ADC „gesehene“ Spannung, die sich aus der am Analogeingang anliegenden Spannung ergibt, ist dann kleiner als oder gleich der Referenzspannung.

Die Referenzspannung (V_{REF}) eines Analog-Digital-Wandlers (ADC) ist die maximale Spannung, die der ADC umwandeln kann. Sie legt den Bereich der Spannungen fest, die der ADC in Binärwerte umwandelt. Die digitalen Ausgänge sind ein Verhältnis zur Eingangsreferenzspannung.

Der Strom von 250 μA , der den Pt100 versorgt, fließt auch durch den 5,6-k Ω -Widerstand, was zu einer ratiometrischen Konfiguration führt. Daher hat eine Veränderung des Erregerstroms keine Auswirkungen auf die Übertragung der Schaltung. Die über dem Präzisionswiderstand erzeugte Spannung beträgt $5,6 \text{ k}\Omega \times 250 \mu\text{A} = 1,4 \text{ V}$. Der Analogeingang und der Referenzeingang sind mit Antialiasing-Filtern ausgestattet. Diese Filter verhindern, dass Fehler bei einem Vielfachen der Abtastfrequenz des Modulators in das interessierende Frequenzband einfallen.

Differentielle Antialiasing-Filter werden durch Bauteile zwischen AIN(+) und AIN(-) und zwischen REF(+) und REF(-) gebildet. Es handelt sich um einen RC-Tiefpass, der aus 1 k Ω , 1 k Ω und 0,1 μF besteht.

Gleichtakt-Antialiasing-Filter bestehen aus Teilen zwischen AIN(+) und Masse, AIN(-) und Masse und zwischen REF(+) und Masse,

Programmierbare Verstärker

Ein programmierbarer Verstärker (PGA) ist ein Operationsverstärker, dessen Verstärkungsfaktor durch externe Steuersignale eingestellt wird. Die Verstärkung dieses nicht-invertierenden Verstärkers wird durch das Verhältnis $(R_{\text{F}}/R_{\text{X}}) + 1$ eingestellt. Um ihn zu „programmieren“, kann man den Wert von R_{X} ändern, indem man einige Widerstände über Analog-Schalter ein- und ausschaltet.

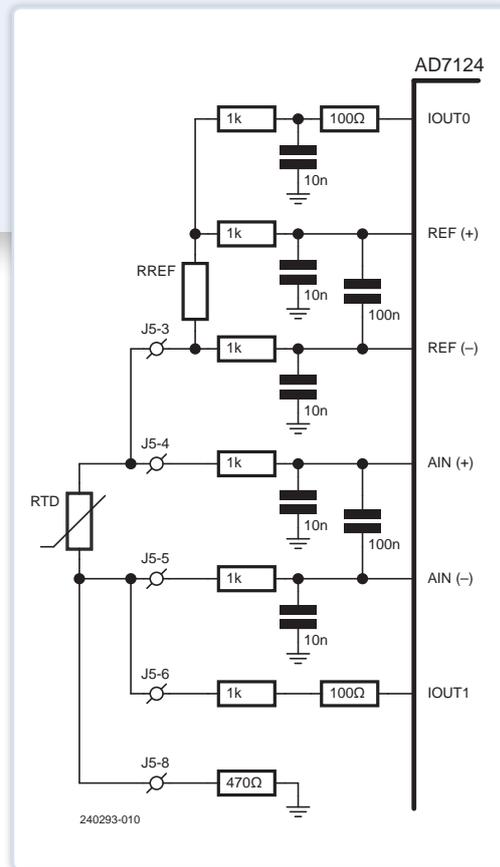
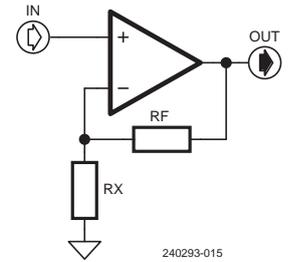


Bild 3. 3-Draht-RTD-Messschaltung.

REF(-) und Masse. Es handelt sich um einen RC-Tiefpass, der aus 1 k Ω und 10 nF besteht.

Damit diese Filter und die externen Widerstände keine Verstärkungsfehler verursachen, sind die Referenzpuffer aktiviert. Die analogen Eingangspuffer werden automatisch aktiviert, wenn der PGA verwendet wird. Die Referenzpuffer benötigen eine gewisse Reserve (100 mV innerhalb der Stromversorgungsschienen). Daher wurde ein 470- Ω -Widerstand auf der Low-Seite eingefügt, um diesen Spielraum zu schaffen. Der Erregungsstrom von 250 μA erfordert 370 mV Spielraum. Die (akzeptable) Spannung an diesem Pin beträgt:

$$(470 + 5600 + 313,71) \Omega \times 250 \mu\text{A} = 1,6 \text{ V}$$

Fall 3: 3-Draht-RTD

Der AD7124 hat zwei zusammengehörende Ausgänge für Erregerströme (IOUT0 und IOUT1, Bild 3). Beide werden für ein 3-Draht-Widerstandsthermometer verwendet, so dass eine

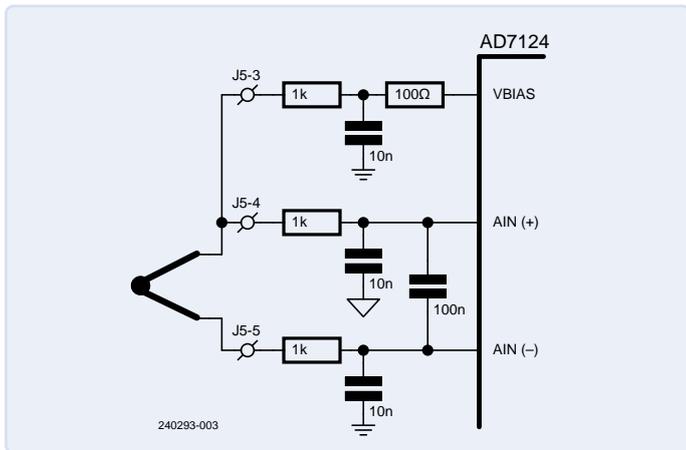


Bild 4. Messschaltung mit T-Typ-Thermoelement.

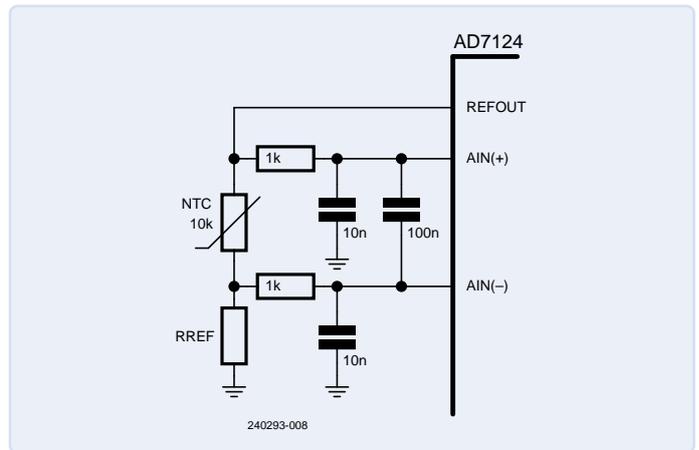


Bild 5. Thermistor für die Kaltstellenkompensation.

Kompensation der Anschlussdrähte durchgeführt werden kann. Da der Pt100 einen maximalen Widerstand von 313,71 Ω (bei 600°C) hat, sind die Erregerströme auf 250 μA programmiert.

Der Referenzwiderstand R_{REF} ist auf der oberen Seite angeschlossen. Daher fließt ein 250- μA -Anregungsstrom (IOUTo) durch den 5,6-k Ω -Präzisionsreferenzwiderstand R_{REF} und dann durch den Pt100. Der zweite 250- μA -Strom (IOUT1) erzeugt eine Spannung durch den Leitungswiderstand, die der durch den Strom an IOUTo erzeugten Spannung über dem Widerstand der Anschlussleitung entgegengesetzt ist. Dadurch wird der durch den Leitungswiderstand verursachte Fehler minimiert.

Die über dem 5,6-k Ω -Referenzwiderstand erzeugte Spannung beträgt $250 \mu\text{A} \times 5,6 \text{ k}\Omega = 1,4 \text{ V}$. Die maximale Spannung, die über dem Pt100 erzeugt wird, beträgt $250 \mu\text{A} \times 313,71 \Omega = 78,43 \text{ mV}$.

Wenn der PGA auf eine Verstärkung von 16 programmiert ist, beträgt die Spannung am Sigma-Delta-Modulator des AD7124 genau $78,43 \text{ mV} \times 16 = 1,25 \text{ V}$. Diese Spannung liegt innerhalb des erlaubten Bereichs, da sie geringer ist als die Referenzspannung. Der Erregerstrom von 250 μA erfordert einen Headroom von 370 mV. Die am REF(+)-Pin gemessene Spannung beträgt $(470 \Omega \times 2 \times 250 \mu\text{A}) + (5600 + 313,71) \Omega \times 250 \mu\text{A} = 1,713 \text{ V}$, was akzeptabel ist.

Fall 4: Thermoelement

Ein Thermoelement wird zwischen den Klemmen AIN+ und AIN- angeschlossen (Bild 4). Der AD7124 enthält eine VBIAS-Spannungsquelle, die das Thermoelement auf $(\text{AVDD} - \text{AVSS})/2$ vorspannt, wobei $\text{AVDD} = 3,3 \text{ V}$ und $\text{AVSS} = 0 \text{ V}$.

Die interne 2,5-V-Referenz wird für die Umwandlung verwendet. Ein Thermoelement vom Typ T kann Temperaturen von -200...+400 °C messen und erzeugt dabei eine Spannung von -8...+16 mV. Der PGA ist auf 128 eingestellt. Die Kalt-, Übergangs- oder Vergleichsstelle (Cold Junction) eines Thermoelements ist der Anschlusspunkt, an dem das Thermoelement mit dem AD7124 verbunden ist (J5-4 und J5-5). Für die Kaltstellenkompensation wird ein 10-k Ω -NTC-Thermistor verwendet (Bild 5). Die Kaltstellenkompensation ist ein Verfahren, bei dem die Ausgangsspannung eines Thermo-

elements (eine Temperaturdifferenz) an die (absolute) Temperatur der Kaltstelle bezogen wird.

Die interne Referenz versorgt den Thermistor über REFOUT, wobei die Verstärkung für diese Umwandlung auf 1 gesetzt wird. Der 5,6-k Ω -Widerstand R_{REF} wird auf der Low-Seite des Thermistors verwendet. Er erzeugt einen Headroom von 100 mV für den Analogeingang, da die Eingangspuffer aktiviert sind.

Fall 5: Erregter Drucksensor

Der spannungserregte Drucksensor wird durch AVDD (3,3 V) erregt (Bild 6). Die Erregerspannung kann direkt als ADC-Referenz

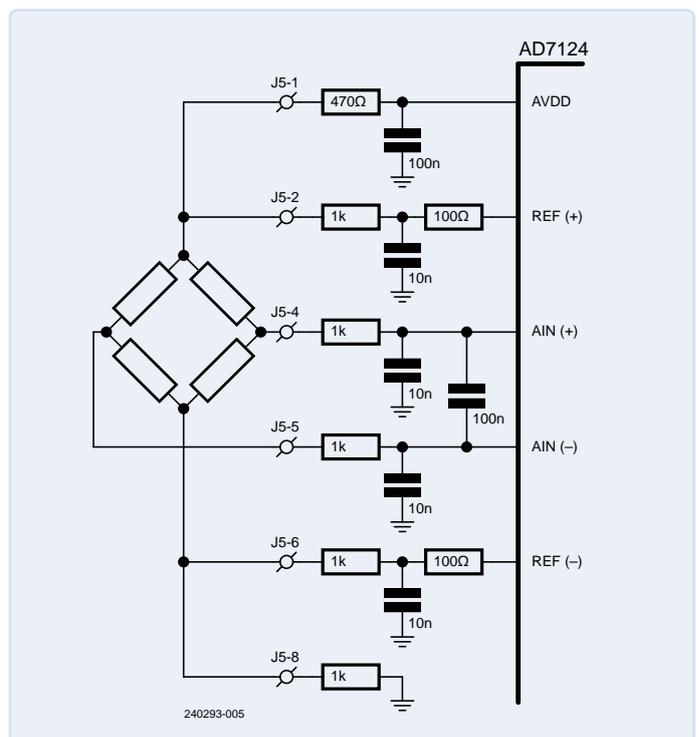


Bild 6. Spannungserregter Drucksensor.

verwendet werden. Beachten Sie, dass je ein Widerstand auf der High-Seite und der Low-Seite des Sensors hinzugefügt wurde, damit die Anforderungen bezüglich des Headrooms des AD7124-Puffers erfüllt werden. Es wird eine Verstärkung von 16 verwendet.

Für den stromerregten Drucksensor werden beide 100- μ A-Erregerströme des AD7124 zu IOU_{TO} geleitet (**Bild 7**), wodurch sich ein Erregerstrom von 200 μ A für den Sensor ergibt. Die Verstärkung ist auf 16 eingestellt. Ein 5,6-k Ω -Präzisionswiderstand erzeugt die Referenz. Diese Anordnung führt zu einer ratiometrischen Konfiguration, das heißt, dass eine Abweichung der Erregerströme keine Auswirkungen auf die Systemgenauigkeit hat.

Fall 6: Thermistor

Die Erregung des Thermistors mit dem für den AD7124 kleinstmöglichen Erregerstrom ist nicht sinnvoll, da der Thermistor dazu neigt, bei niedrigen Temperaturen eine hohe Ausgangsspannung zu erzeugen. So bewirkt ein Erregerstrom von 50 μ A eine Spannung von $441,117 \text{ k}\Omega \times 50 \mu\text{A} = 22 \text{ V}$, wenn eine Temperatur von $-50 \text{ }^\circ\text{C}$ gemessen wird. Diese Spannung liegt weit außerhalb des spezifizierten Bereichs des AD7124.

Ein einfacher Ansatz zur Messung von R_{TH} besteht darin, den Thermistor in Reihe mit einem 0,01%igen Messwiderstand (R_{SENSE}) als Teil eines Widerstandsteilers zu schalten (siehe **Bild 8**). Eine konstante Erregerspannung von 2,5 V von REF_{OUT} erzeugt eine Spannung über R_{TH}, die dann mit dem 24-Bit-Sigma-Delta-ADC in eine präzise digitale Entsprechung umgewandelt wird.

Durch die gewählte Referenzspannung zur Versorgung des

Thermistors und/oder von R_{SENSE} und durch dieselbe Referenz als ADC-Referenz für die Messung von R_{SENSE} können Fehler in der Erregerstromquelle aufgehoben werden, was wiederum zu einem ratiometrischen Messergebnis führt.

Die maximale Spannung, die über dem 10-k Ω -NTC-Thermistor erzeugt wird, beträgt etwa 2,44 V. Der PGA ist auf eine Verstärkung von 1 eingestellt, damit der gesamte Sensorausgangsbereich innerhalb des zulässigen Eingangsbereichs des AD7124 liegt.

Der AD7124 verfügt über einen Pufferverstärker mit hochohmigen analogen Eingangsstufen. Daher kann der Eingang beträchtliche Quellenimpedanzen tolerieren und ist für den direkten Anschluss an externe Widerstandssensoren wie Thermistoren geeignet. Die Eingänge werden automatisch gepuffert, wenn die PGA-Verstärkung größer als 1 ist; der Puffer kann jedoch deaktiviert werden, auch wenn die Verstärkung gleich 1 ist, wenn die Quellimpedanz niedrig ist.

In der Schaltung wird der Analogeingang aber durch den Thermistor mit einem hohen Widerstandswert (bis zu 441,11 k Ω) angesteuert, was zu erheblichen Verstärkungs- und Offsetfehlern führen kann. Nur durch Aktivierung der Eingangspuffer ist ein breiter Bereich von Widerstandswerten und die Filterung zur elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) ohne zusätzliche Fehler möglich. Die Puffer benötigen mindestens 0,1 V Spielraum über und unter den Versorgungsschienen.

Diese Methode sorgt dafür, dass die Spannung über dem Thermistor immer niedriger ist als die Referenzspannung, unabhängig von seinem größeren Widerstandswert bei niedrigeren Temperaturen, was den direkten Eingangsanschluss für die Messung des gesamten Temperaturbereichs erheblich vereinfacht.

Wenn mehrere Thermistoren verwendet werden, muss jeder seinen eigenen Präzisions-R_{SENSE} haben, aber sie können sich brüderlich

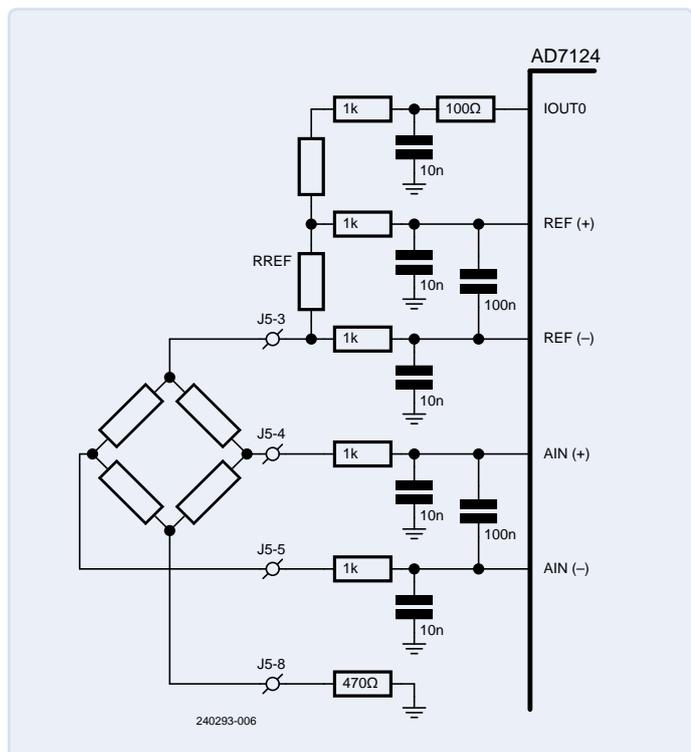


Bild 7. Stromerregter Drucksensor.

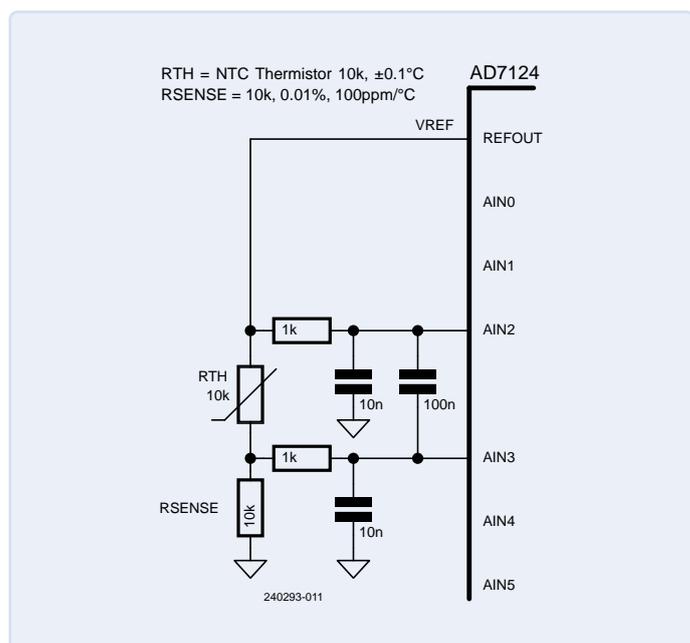


Bild 8. Analogeingangskonfiguration eines 10-k Ω -NTC-Thermistors.

THEMEN FOKUS

Besuchen Sie unsere Webseite
Testen & Messen für mehr
 Artikel, Projekte, Nachrichten
 und Videos.

[www.elektormagazine.de/
messen-testen](http://www.elektormagazine.de/messen-testen)

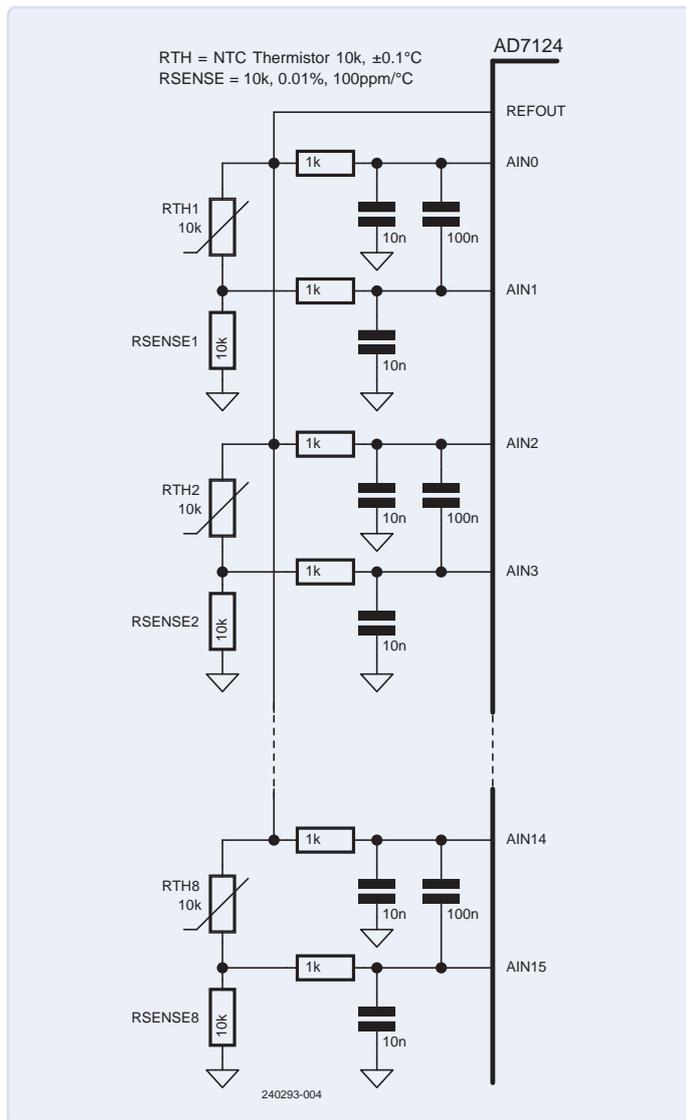



Bild 9. Eine Konfiguration mit 10-k Ω -NTC-Thermistor und mehreren Analogeingängen.

eine Erregerspannung teilen (interne VREF, siehe **Bild 9**). Jeder NTC-Thermistor benötigt mindestens zwei analoge Eingangspins des AD7124.

Let's sample!

Wie man sehen konnte, wurden verschiedene Sensortypen mit dem AD7124 ADC verbunden, wobei die besonderen Eigenschaften und Fähigkeiten des ADC genutzt wurden, um eine korrekte Messung ihrer Parameter zu gewährleisten. Auf diese Weise haben wir den Betrieb des Bias-Spannungsgenerators, der Erregerströme, der internen Spannungsreferenz, des programmierbaren Verstärkers, der Referenz und der analogen Eingangspuffer für jeden Sensortyp beschrieben. ◀

Übersetzung: Rolf Gerstendorf — 240293-02

Über den Autor

Diego de Azcuénaga ist Elektronikingenieur und ein technischer Autor, der sich auf verschiedene Themen der Elektronik und Technik spezialisiert hat. Er hat an verschiedenen Projekten zur Entwicklung von Datenerfassungs- und Steuerungssystemen gearbeitet. Diego schreibt und erzählt gerne Geschichten über Leistungselektronik, IoT, Embedded und Referenzdesigns.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Bitte kontaktieren Sie den Autor unter azcuenagadiego@yahoo.com.ar oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Passendes Produkt

> **Elektor Ultimates Sensor-Kit**
www.elektor.de/19104



WEBLINKS

- [1] CN-0398 Circuit Note: Soil Moisture and pH Measurement System with Temperature Compensation (Analog Devices): <https://tinyurl.com/yeznamms>
- [2] CN-0382 Circuit Note: Isolated 4 mA to 20 mA/HART Temperature and Pressure Industrial Transmitter Using a Low Power, Precision, 24-Bit, Sigma-Delta ADC (Analog Devices): <https://tinyurl.com/bdcnp6em>
- [3] CN-0545 Circuit Note: Completely Integrated, 0.1°C Thermistor Measurement System Using a Low Power, Precision, 24-Bit Sigma-Delta ADC (Analog Devices): <https://tinyurl.com/4ev4d23e>

ADANTECH

AIR-150

EDGE AI NEU GEDACHT KOMPAKT, STARK, INDUSTRIETAUGLICH

Kompakt und leistungsstark

- Edge-AI-System im Mini-Format
- Intel® Core™ (13. Gen.) + Hailo-8
- Ideal für platzsparende KI-Anwendungen

Überlegene AI-Inferenz

- 26 TOPS Rechenpower
- Schneller als Orin Nano & Xavier NX
- Energieeffizient & leistungsstark



HAILO

intel
CORE

Flexible Einsatzmöglichkeiten

- Für Robotik, Sicherheit & Inspektion
- COM, USB, LAN, M.2 E-Key Anschlüsse
- Flexible Einbindung in bestehende Systeme

Robust für den Industrieinsatz

- Robustes Gehäuse & -20 bis +60 °C
- EMV-zertifiziert (IEC 61000-6-4/-6-2)
- Für raue Industrieumgebungen geeignet

FORTEC
INTEGRATED

www.fortec-integrated.de

Interesse geweckt?



PID-Regelungswerkzeug

Optimieren Sie ganz einfach Ihre Parameter

Von Johannes Sturz (Deutschland)

Die PID-Regelung wird schon lange in der Industrie verwendet, aber erst seit ein paar Jahren auch in der Arduino-Welt. Bisher gab es dazu nur wenige Bibliotheken und keine grafischen Hilfsmittel. Dieses Projekt füllt die Lücke mit einer praktischen grafischen Benutzeroberfläche (GUI), die das Experimentieren erleichtert.

Es gibt viele Mikrocontroller-Projekte, die PID-Regelungen nutzen, aber die meisten sind nicht ideal für Experimente. Erstens muss der Code jedes Mal neu kompiliert werden, wenn man einen Parameter ändert. Zweitens gibt es oft keine oder nur schlechte Visualisierung des Regelkreises – eine Zoom-Funktion fehlt häufig. Zudem sollte die Anpassung der Benutzeroberfläche einfach sein. Aus diesen Gründen wurde eine Anwendung mit HTML/JavaScript erstellt, die direkt im Internetbrowser läuft. Wenn Sie mit PID-Regelungen nicht ganz vertraut sind, schauen Sie sich den Textkasten „Wie funktioniert ein PID-Regler?“ in diesem Artikel an.

Nichts beschreibt das GUI-Tool besser als ein praktisches Beispiel: Wir möchten die Sollposition eines Motors schnell und sanft erreichen. Ein Motor-Encoder gibt uns dabei ständig die aktuelle Position zurück. Wer mehr über das Prinzip eines Regelkreises – bestehend aus Motor und Encoder – erfahren möchte, findet auf dieser Webseite [1] nützliche Informationen. Auch das Elektor-Buch zu diesem Thema [2] bietet eine gute Einführung.

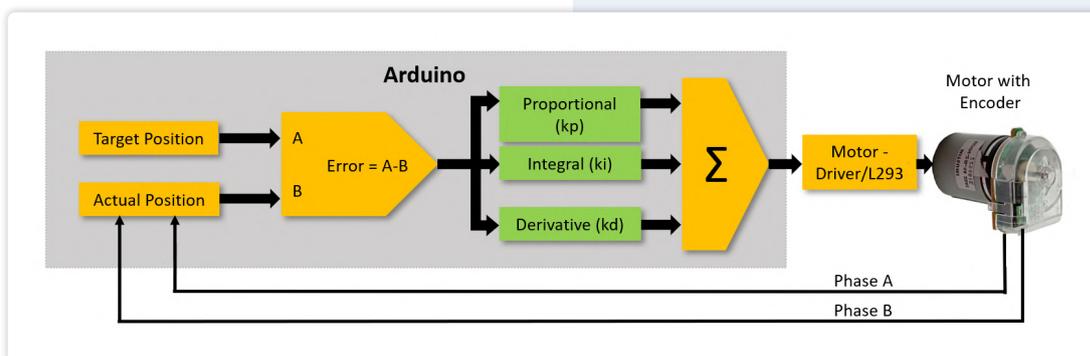
Wie funktioniert ein PID-Regler?

Ein PID-Regler ist ein Rückmelde-Regler, der in vielen Regelsystemen eingesetzt wird, um eine gewünschte Ausgangsgröße aufrechtzuerhalten, indem die Eingaben basierend auf dem Fehler zwischen gewünschtem Sollwert und dem tatsächlichen Ist-Wert angepasst werden. PID steht für proportional, integral und differential, die drei Glieder, aus denen der Regelalgorithmus besteht. Diese sollten durch drei Faktoren optimiert werden: stationärer Fehler, transiente Reaktion und Stabilität.

Warum sind hier drei Glieder (P, I und D) notwendig?

Der proportionale Anteil erhöht den Fehler um den Faktor K_p . Vielleicht denken Sie jetzt, dass ein höherer K_p -Wert eine genauere Regelung bedeutet, aber das hat seine Grenzen. Ein hoher K_p -Wert kann zu Oszillationen führen, da in unserem Fall der Motor nicht schnell genug bremsen kann und das Ziel übersteuert. Mit einem moderaten K_p -Wert wird der Sollwert nicht erreicht (dies nennt man stationären Fehler), da der Fehler klein wird, wenn der Sollwert fast erreicht ist.

Der integrale Anteil löst das vorherige Problem, indem er alle Fehler summiert. In unserem Fall beträgt die Zykluszeit 1 ms. Das bedeutet, dass selbst die kleinsten Fehler schließlich ausgeglichen werden. Hier ist aber Vorsicht geboten, denn wenn ein System eine Begrenzung erreicht, kann der Integrationswert unendlich groß werden. Der Regelkreis kann weiter optimiert werden, indem der Ableitungsanteil genutzt wird. Hierbei wird die Veränderung des Fehlers über die Zeit betrachtet. Man kann quasi in die Zukunft sehen. Dieser Anteil reagiert stark, wenn sich die regelbare Größe plötzlich vom Sollwert entfernt. Er tendiert dazu, das Überschießen und die Einschwingzeit zu reduzieren. Weitere Informationen finden Sie in diesem Buch [2].



```

|*****|
|**      PID-Tuning (1.0)      **|
|**              Menu              **|
|*****|

Select one of the following options:
[h]          - Menu
[t <value>] - Set target position
[p <value>] - Set proportional part
[d <value>] - Set derivative part
[i <value>] - Set integral part
[s <value>] - Set speed [%]
[g]          - Get parameter (t,p,d,i, psw)
[l]          - Load configuration to EEPROM
[v]          - Save configuration to EEPROM

```

Bild 1. Liste der verfügbaren Befehle.

Das Demo-Projekt besteht aus drei Teilen (alle Dateien können unter [3] heruntergeladen werden):

- > **Arduino-Sketch:** Berechnet die aktuelle Motorposition aus den Encodersignalen, bedient die PID-Regelung (mithilfe einer PID-Bibliothek für Arduino) und steuert den Motor mit einem externen Motortreiber. Die Motorposition wird kontinuierlich über eine serielle Schnittstelle gesendet, gleichzeitig können Befehle zur Konfiguration der PID-Parameter empfangen werden.
- > **Tuning-GUI:** Erstellt mit HTML, CSS und JavaScript. Die GUI läuft in jedem Browser mit nativer serieller Schnittstellen-Unterstützung (Chrome, Edge und Opera, nicht jedoch Firefox). Der Code kann mit jedem Editor einfach angepasst werden.
- > **Hardware:** Arduino Nano, H-Brücken-Motortreiber (L293D) und ein DC-Motor mit Encoder.

Arduino-Sketch

Ein einfaches Befehlsinterface ermöglicht die Einstellung der Parameter. Dabei ist zu beachten, dass zwischen Parameter und Wert ein Leerzeichen eingefügt werden muss. **Bild 1** zeigt eine Liste aller verfügbaren Befehle. Alternativ können die Parameter manuell über ein Terminalprogramm gesetzt werden, komfortabler ist jedoch die Nutzung des grafischen Tools, welches dasselbe serielle Befehlsinterface verwendet.

Für die PID-Regelung wird die bewährte Arduino-Bibliothek von Brett Bearegard verwendet. Die Bibliothek `PID_v2.h` kann über den Bibliotheksverwalter der Arduino-IDE installiert oder von [4] heruntergeladen werden. Eine ausführliche Beschreibung gibt es unter [5]. Die Implementierung eines PID-Reglers ist mit dieser Bibliothek nicht kompliziert, jedoch gibt es einige Punkte zu beachten. Beispielsweise kann es vorkommen, dass die gewünschte Position nicht erreicht wird, weil der Motor mechanisch blockiert ist. In diesem Fall würde die Integralkomponente weiter steigen, was zu einer Überhöhung der nachfolgenden Positionierungen führen kann.

Eine weitere Bibliothek, `EEPROM.h`, ermöglicht einen einfachen Zugriff auf das EEPROM. Alle Parameter werden in einer Struktur namens `Configuration` gespeichert. Das erleichtert das Speichern aller Daten im EEPROM. Die maximale Geschwindigkeit wird nur über PWM eingestellt und nicht reguliert. Das Passwort ist notwendig, damit der Sketch erkennt, dass nach einem Reset oder

einer Neuprogrammierung des Arduino bereits eine Konfiguration gespeichert wurde. Andernfalls werden die Standardwerte geladen. Die Konfiguration wird durch einen Reset oder eine Neuprogrammierung des Arduino nicht überschrieben. Wenn eine neue Zielposition festgelegt wird, sendet der Sketch die Encoder-Position über den seriellen Port, bis die Zielposition erreicht ist oder 2000 Positionen empfangen wurden.

Tuning-GUI

Die grafische Benutzeroberfläche ist als Webanwendung umgesetzt und läuft im Browser. Sie besteht aus vier Dateien:

- > `index.html`
- > `pid.js`
- > `serial.js`
- > `style.css`

Die Datei `index.html` ist verantwortlich für die Struktur. Alle Steuerelemente, Bibliotheken und Links sind ebenfalls hier integriert. Die `style.css` wird verwendet, um die Webseite zu gestalten, wie zum Beispiel Farbe, Schriftart, Textgröße und so weiter. Die grundlegenden Funktionen der seriellen Kommunikation befinden sich in `Serial.js` und die Funktionen, die mit dem Arduino kommunizieren, sind in `pid.js` untergebracht.

Die serielle Kommunikation ist vollständig interrupt-gesteuert, was bedeutet, dass während des Empfangs von Daten keine Informationen verloren gehen, auch wenn gleichzeitig Daten gesendet werden. Weitere Informationen finden Sie in [6] und [7]. Um die GUI zu starten, müssen Sie lediglich auf die Datei `index.html` doppelklicken. Anschließend muss der richtige Port ausgewählt werden. Dann sind alle Steuerelemente sichtbar, wie im Screenshot von **Bild 2** gezeigt.

Es ist wichtig, dass sich alle oben genannten Dateien im selben Ordner befinden und dass der verwendete Browser Microsoft Edge, Google Chrome oder Opera ist. Visual Studio Code wurde als Editor gewählt, da er interessante Funktionen bietet, um HTML-Seiten zu erstellen und JavaScript-Code zu schreiben. Zum Beispiel: Die Intellisense-Funktion (Codevervollständigung), automatische Strukturierung und ein lokaler Webbrowser für Test- und Entwicklungszwecke. Sie können Visual Studio Code kostenlos unter [8] herunterladen. Allerdings kann auch jeder andere Editor verwendet werden. Das Debuggen von HTML/JavaScript-Code kann direkt im Browser erfolgen. Die Aktivierung hängt vom verwendeten Browser ab (Microsoft Edge: `Ctrl+Shift+I` und Google Chrome: `Ctrl+Shift+J`) Weitere Details finden Sie unter [9] oder [10]. Der Opera-Browser soll ebenfalls die serielle Schnittstelle unterstützen, aber das wurde nicht getestet.

Nachdem Sie die Werte in den Datenfeldern oder Schieberegler geändert haben, müssen Sie den entsprechenden `Send`-Button drücken. Solange die Daten nicht gesendet wurden, bleibt der Button rot. Die Parametereinstellungen können auch durch Drücken von `Safe Conf` im EEPROM des Arduino-Controllers gespeichert werden. Eine gespeicherte Konfiguration kann durch Drücken des Buttons `Load Conf` abgerufen werden.

Die protokollierten Daten können im `.csv`-Format exportiert werden.

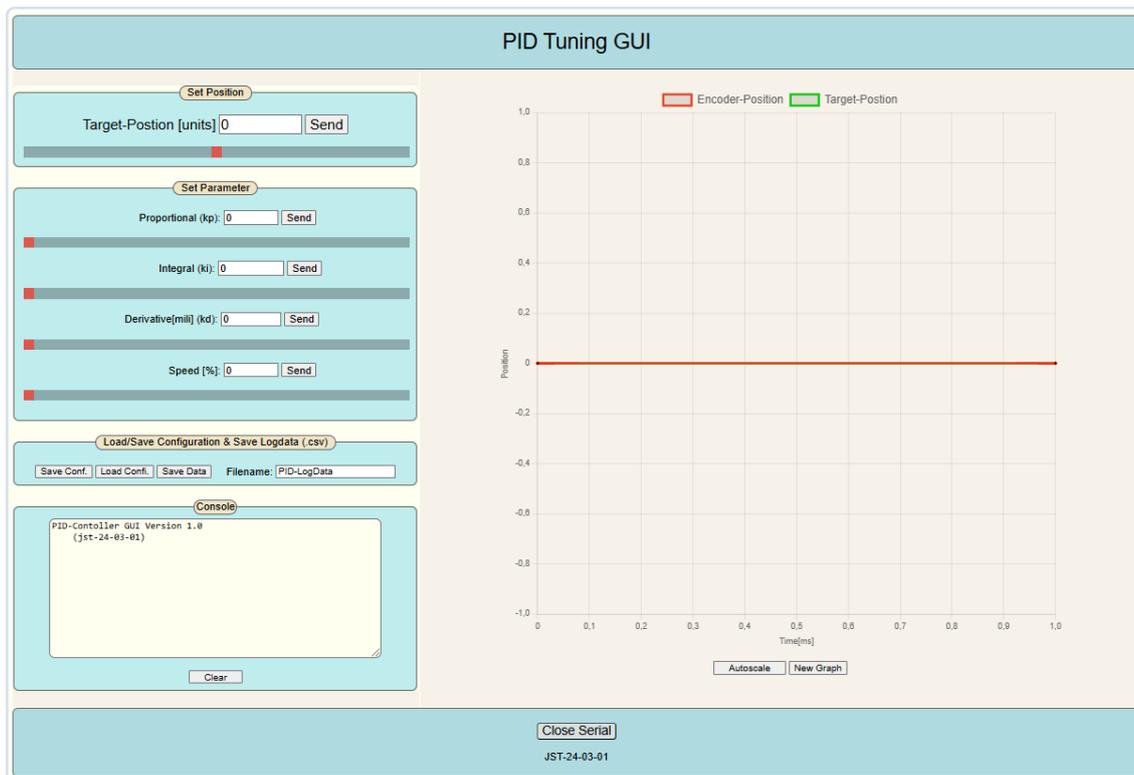


Bild 2. Nachdem ein COM-Port ausgewählt wurde, werden alle Steuerungen sichtbar.

Im Konsolenfenster werden alle seriellen Kommunikationsdaten angezeigt. In den Graphen kann man mit der Maus hinein- und herausgezoomen sowie ihn verschieben. Die Funktion Autoscale setzt die Grafikeinstellungen zurück. Der Umschalter Add Graph/ New Graph (Bild 3) fügt die neuen Daten zu den alten hinzu oder löscht die zuvor gespeicherten Daten. Das Zeitintervall zwischen den Datenpunkten beträgt 1 ms.

Die Grenzen der Zielposition und Parameter können in der Datei `index.html` geändert werden. Da `index.html` der Webanwendung verschiedene Verweise auf externe Bibliotheken enthält, ist eine Online-Verbindung erforderlich:

- `Chart.js` (JavaScript Open-Source-Diagrammbibliothek)
- `Serial.js` (vereinfacht die Nutzung von Web-Serial)

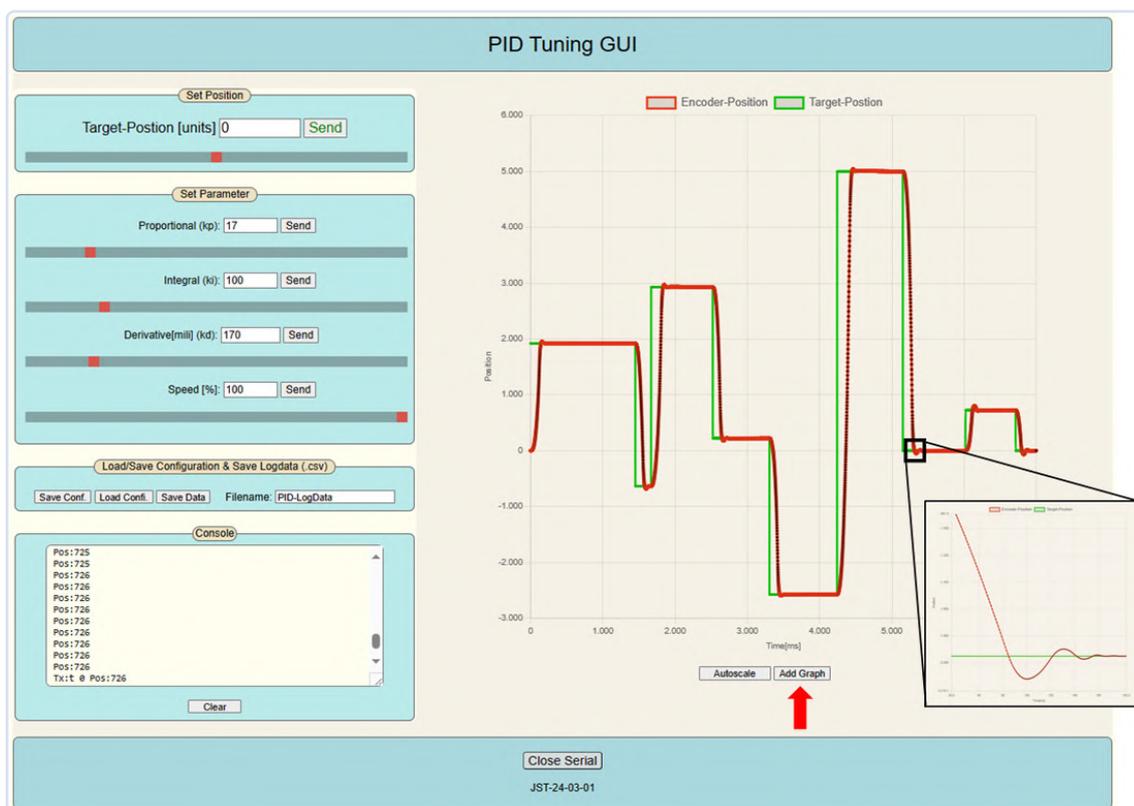


Bild 3. Hier ist Add Graph ausgewählt, was bedeutet, dass jede neue Position an die alte angehängt wird. Mit dem Mausrad kann man hineinzoomen.

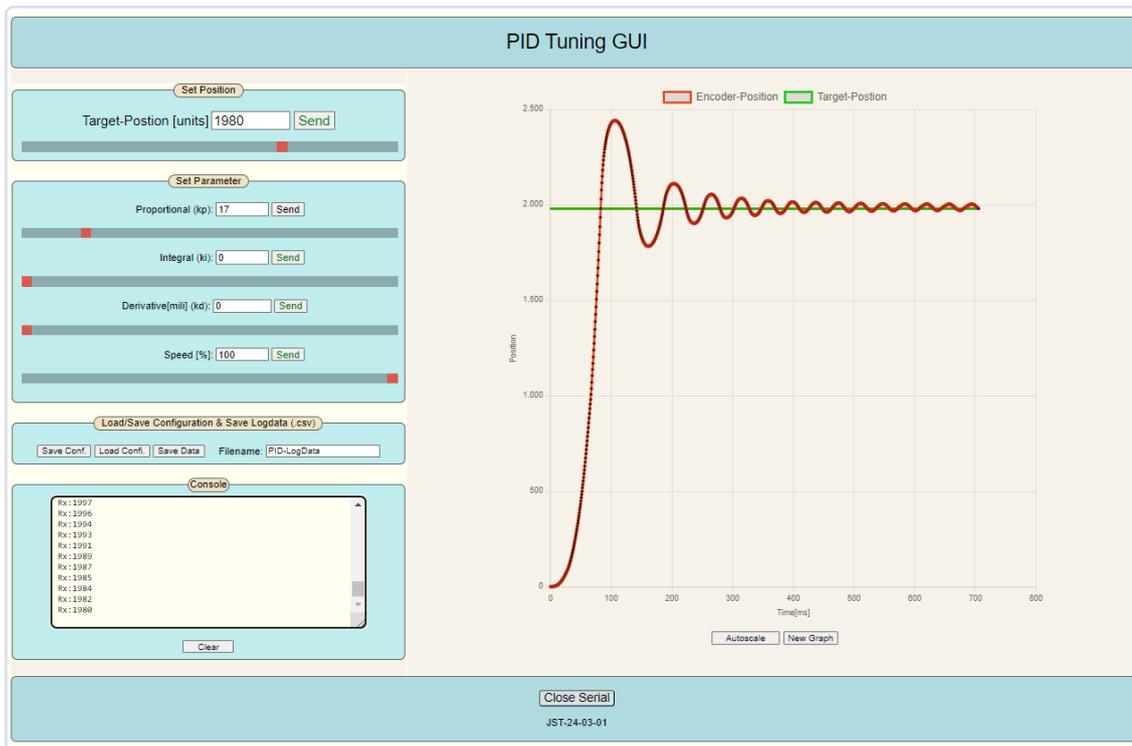


Bild 4. Hier ist die proportionale Komponente zu hoch eingestellt. Die Oszillation hört nie auf.

Wenn die Bibliotheken lokal installiert sind, funktioniert es auch offline.

So starten Sie mit der Parametereinstellung

Beginnen Sie mit $K_p = 3$, $K_i = 0$ und $K_d = 0$. Erhöhen Sie dann K_p , bis Sie die gewünschte Stellgröße erreichen. Ein zu hoher Wert in der proportionalen Regelung könnte zu unkontrollierbaren Oszillationen führen, wie in **Bild 4** zu sehen. Danach erhöhen Sie K_i , bis Sie den Sollwert ohne (oder nahezu ohne) Überschwinger erreichen.

Jetzt erhöhen Sie K_d und stoppen, bevor die Regelkreise zu oszillieren beginnen. Ein genau abgestimmtes System sollte ein Diagramm wie in **Bild 5** erzeugen

Schaltplan

Bild 6 zeigt den Arduino Nano mit allen Verbindungen. JP1 ist für die Spannungsversorgung des Motors zuständig und JP2 ist der Anschluss für den Encoder. Die Höhe der Spannung hängt vom Motor ab und ist aufgrund der H-Bridges auf maximal 36 V begrenzt.

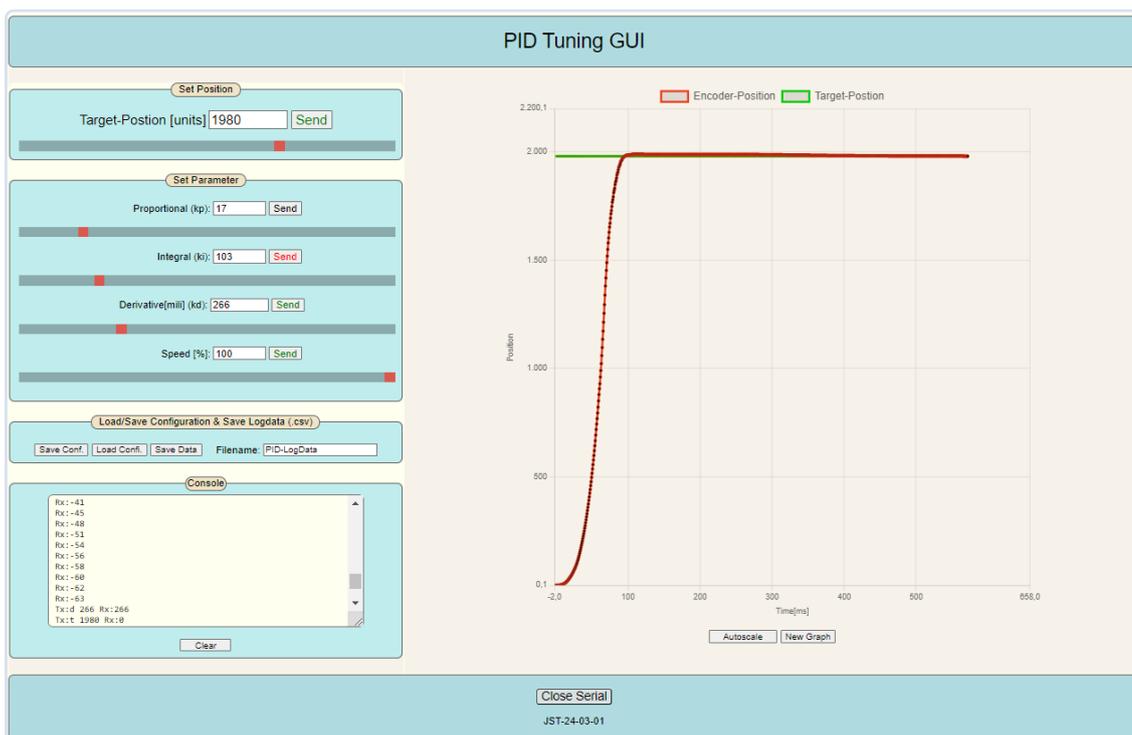


Bild 5. Nahezu perfektes Ergebnis (bei linearem System).

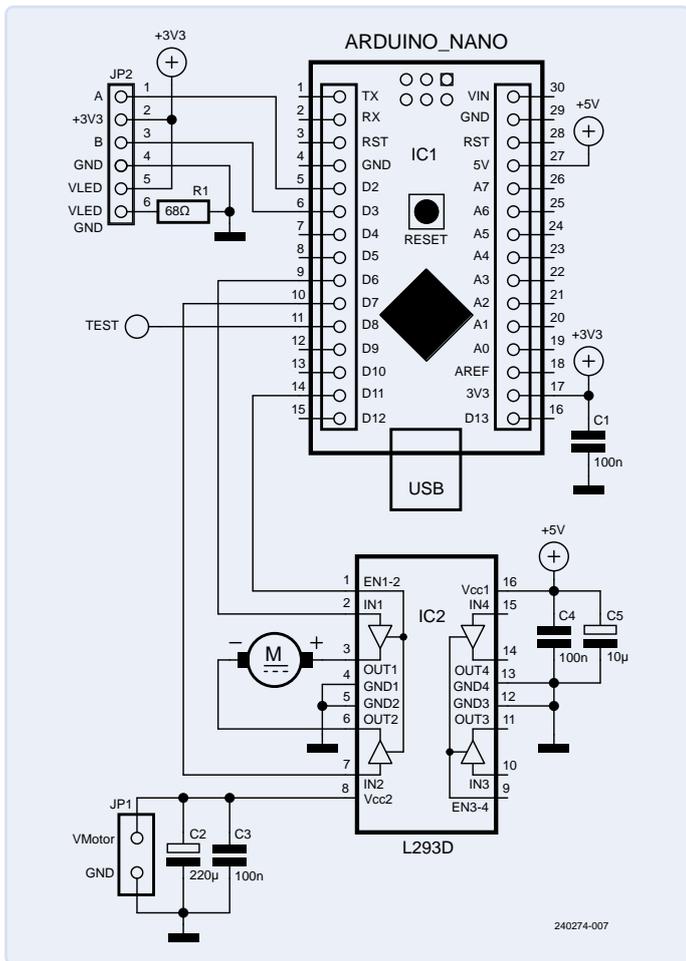


Bild 6. Die H-Bridge hat zwei Versorgungsspannungen, VCC1 (Pin 16) für die Logik und VCC2 (Pin 8) für den Motor.

Der Strom muss auf etwa 500 mA begrenzt werden, da sonst die H-Bridge (L293D) beschädigt werden könnte. Wenn der Motor beim Positionieren nicht stoppt, sollte die Polarität der Motoranschlüsse umgekehrt werden.

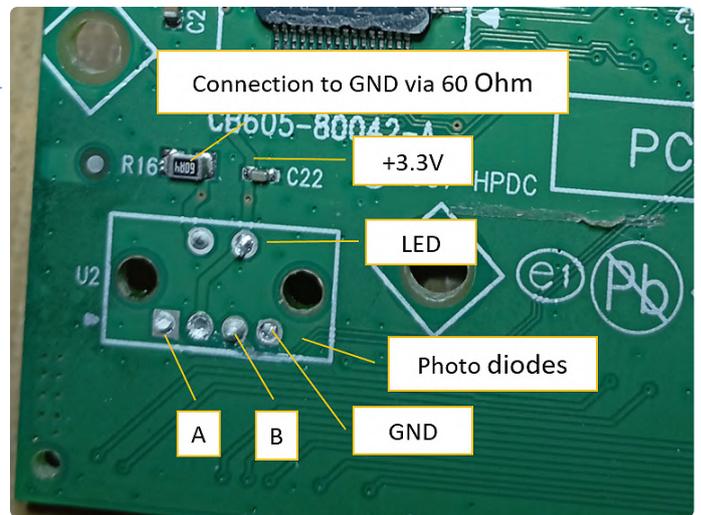


Bild 7. Rückseite einer Drucker-Platine (Druckschlitten).

Encoder-Anschlüsse

Wenn Sie einen Encoder aus einem alten Tintenstrahldrucker verwenden, ist es normalerweise ganz einfach, die Pinbelegung auf der Platine zu finden. Die breiteste Verbindung ist üblicherweise Masse (oder hat ein thermisches Via), gefolgt von der Betriebsspannung, während die schmalsten die Datenleitungen sind (Bild 7). Eine andere Möglichkeit besteht darin, das Bauteil bei einem Distributor zu suchen oder einfach die Trial-and-Error-Methode anzuwenden.

Typischer Encoder von Agilent/Avago/Broadcom

Bild 8 zeigt den Aufbau eines typischen optischen Encoders. Auf der linken Seite befindet sich eine Infrarot-LED und auf der anderen Seite gibt es zwei Infrarotempfänger. Das Band (im Fall des Schlittenwagens, sehen Sie Bild 9) und das Codierad, das hinten am Gleichstrommotor montiert ist (Bild 10), haben winzige Streifen darauf, durch die kein Licht hindurchdringen kann. Wenn dieser Streifen oder das Rad das IR-Licht vom Sender blockiert, sehen die Empfänger es nicht.

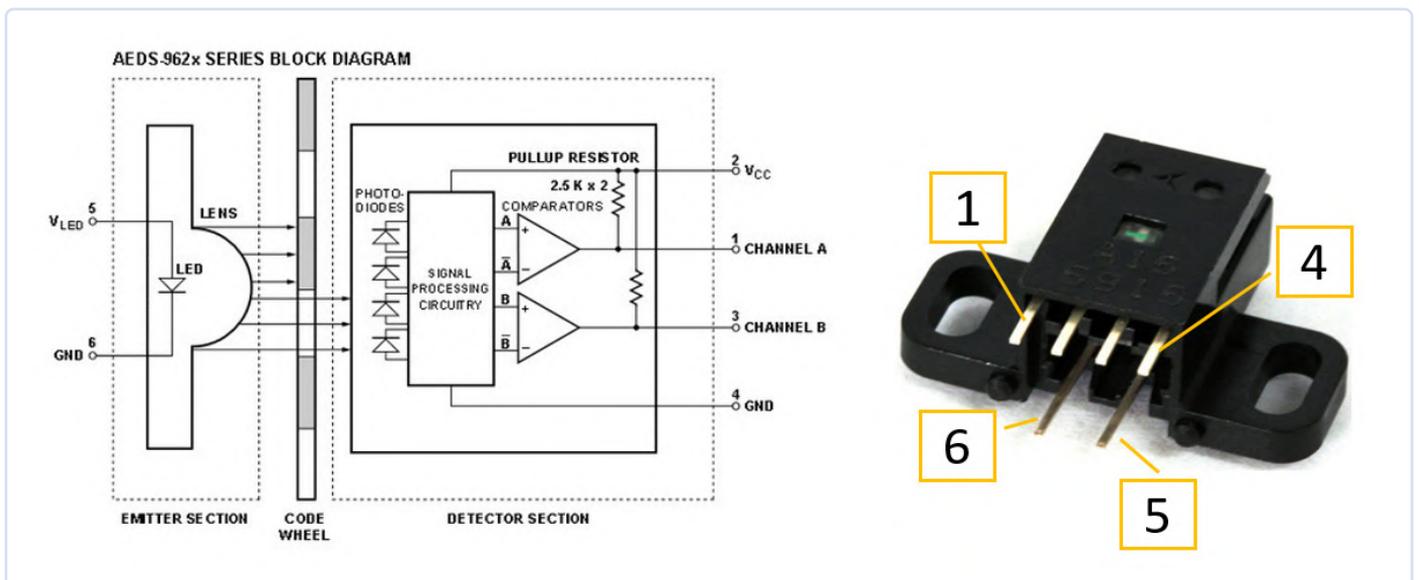


Bild 8. Beispiel eines typischen optischen Encoders (AEDS-962x) und die Pinbelegung auf der rechten Seite. (Quelle: Agilent AEDS-962x Optical Encoder Module, www.farnell.com/datasheets/20481.pdf)

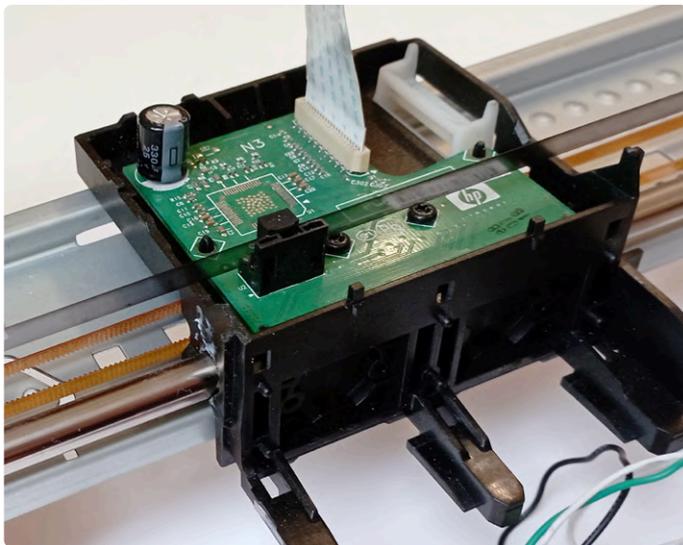


Bild 9. Druckkopfmontage mit Riemen, optischem Band und optischem Sensor. Der Controller auf der Platine wurde entfernt, um mögliche Fehler zu vermeiden.



Bild 10. Gleichstrommotor mit Encoder-Rad.



Probieren Sie es aus!

Die Erfahrung zeigt, dass es gar nicht so einfach ist, die optimalen Parameter für die verschiedenen Anwendungen zu finden. Die Überschwinger hängen stark vom System selbst (Dämpfung) und auch von der zurückgelegten Strecke ab. Eine Idee hierbei ist, die Parameter abhängig von der Distanz zu ändern. Für weitere Informationen sehen Sie [4].

Neben dem Ansteuern eines DC-Motors, wie in diesem Artikel beschrieben, können auch BLDC-Motoren betrieben werden. In diesem Fall müssen jedoch die Funktionen `pwmOut()`, `forward()` und `reverse()` an den jeweiligen Motorantrieb angepasst werden. Eine komplexe Bibliothek findet man unter [11]. Diese Bibliothek ermöglicht ebenfalls eine Geschwindigkeitsregelung. ◀

Übersetzung: Mahy Arafa — 240274-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Wenn Sie technische Fragen oder Anmerkungen zu diesem Artikel haben, wenden Sie sich bitte an den Autor unter johannes.sturz@web.de und die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.

Über den Autor

Johannes Sturz ist seit seinem 12. Lebensjahr begeistert von Elektronik. Sein Interesse wurde durch Elektronik-Bausätze geweckt. Er hat mehrere Jahrzehnte lang als Validierungs- und Charakterisierungsingenieur für einen Halbleiterhersteller gearbeitet. Ein Teil seiner Arbeit bestand darin, geöffnete ICs mit einer Halbleiter-Probe-Station zu debuggen, hauptsächlich RFID-Geräte und Mikrocontroller. Anfang 2024 ging er in den Ruhestand. Das bedeutet, dass er jetzt mehr Zeit für seine eigenen Projekte und andere Aktivitäten hat, die ihm Freude bereiten, wie Wandern und Radfahren.



Passende Produkte

- **Dogan Ibrahim, PID-basierte digitale Regelungstechnik mit Raspberry Pi und Arduino Uno (Elektor, 2022)**
Taschenbuch, deutsch: www.elektor.de/20398
E-Buch, PDF, deutsch: www.elektor.de/20399
- **Arduino Nano**
www.elektor.de/17002

WEBLINKS

- [1] „Arduino PID DC motor position control close loop system“ auf Electric DIY Lab: <https://tinyurl.com/ys7jara5>
- [2] Dogan Ibrahim, PID-basierte digitale Regelungstechnik mit Raspberry Pi und Arduino Uno (Elektor 2022): <https://t1p.de/4aq8l>
- [3] Elektor-Labs-Seite für dieses Projekt: <https://www.elektormagazine.de/labs/pid-control-example-using-arduino>
- [4] Arduino-PID-Bibliothek-V2: <https://github.com/illinoistechrobotics/Arduino-PID-Library-V2>
- [5] Brett Beauregard, Improving the Beginner's PID – Introduction: <https://tinyurl.com/mwms4thk>
- [6] Physical Computing, Why Web Serial? : <https://tinyurl.com/y4dj5ame>
- [7] Chrome für Entwickler, Web Serial API: <https://developer.chrome.com/docs/capabilities/serial?hl=de>
- [8] Download Visual Studio Code: <https://code.visualstudio.com/>
- [9] JavaScript-Debugfeatures (MS Edge): <https://t1p.de/ivmwi>
- [10] JavaScript-Fehler beheben (Google Chrome): <https://t1p.de/j8ipl>
- [11] Arduino Simple Field Oriented Control (FOC) project: <https://docs.simplefoc.com/>

RECAP

embedded world 2025

Die embedded world 2025 fand vom 11. bis 13. März in Nürnberg statt – ein Pflichttermin für alle, die mit Mikrocontrollern arbeiten. In diesem Jahr kamen über 32.000 Besucher und mehr als 1.100 Aussteller. Wie gewohnt war Elektor mit einem Team aus Redakteuren und Ingenieuren vor Ort. Unterstützung erhielten wir außerdem von unseren Kolleginnen und Kollegen bei eeNews Europe. Hier zeigen wir einige der spannenden Neuheiten, die auf der Messe vorgestellt wurden. Noch mehr Eindrücke gibt es auf unserem YouTube-Kanal: www.youtube.com/@ElektorTV.



Microchip: Single Pair Ethernet

Microchip zeigte auf der Messe eine Automatisierungsdemo, bei der Mikrocontroller unterschiedlicher Leistungsklassen über Single Pair Ethernet (SPE) nahtlos miteinander kommunizieren. SPE ist eine kompakte Alternative zum CAN-Bus. Es benötigt lediglich zwei Leitungen und Schraubklemmen anstelle von klassischen Ethernet-Steckverbindern und -Kabeln. Der Standard erlaubt Übertragungsdistanzen von bis zu 50 Metern bei einer Datenrate von 10 Mbit/s und ermöglicht zudem die Stromversorgung von Geräten über dasselbe Leitungspaar.

<https://tinyurl.com/microchip-SPE>

Analog Devices: CodeFusion Studio IDE

Analog Devices stellte seine neue Entwicklungsumgebung CodeFusion Studio IDE vor, die auf Visual Studio Code basiert und als Open-Source-Lösung verfügbar ist. Ein zentrales Element ist der integrierte „System Planner“, der die Aufteilung von Ressourcen für Mikrocontroller unterstützt – auch teamübergreifend. Damit lassen sich zwei oder mehr Prozesskerne konfigurieren, inklusive Taktdomänen, Pinbelegungen und Peripheriezuweisung.

<https://tinyurl.com/AD-codefusion-studio>



Mouser Electronics: Innovative Entwicklungslösungen

Mouser versteht es jedes Jahr aufs Neue, seinen Messestand zu einem echten Publikumsmagneten zu machen. Auch 2025 sorgten kreative Aktionen für lange Besucherschlangen – besonders beliebt waren das Glücksrad „Spin to Win“ mit attraktiven Preisen sowie der nostalgische Retro-Spielautomat „Pick, Pack, Stack“, bei dem Entwicklungskits und weitere Gewinne lockten.

www.mouser.com



Schauen Sie das Video



Elektor TV auf der embedded world 2025

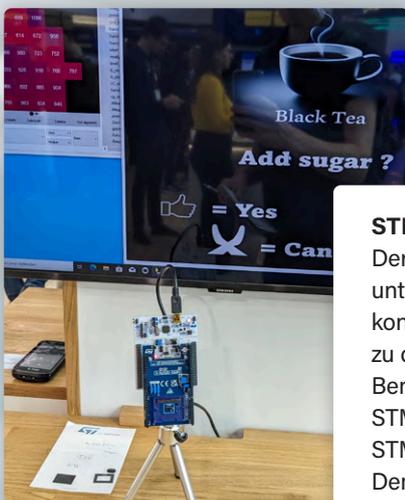
Natürlich hatten wir auch diesmal unser Videoequipment im Gepäck und konnten spannende Gespräche mit vielen Ausstellern führen – darunter bekannte Namen wie:

- > **Arduino:**
www.youtube.com/watch?v=NL5ocrFa8dE
- > **Espressif:**
www.youtube.com/watch?v=3A3fRV18N-o
- > **Raspberry Pi:**
www.youtube.com/watch?v=NujFl9MxbZo
- > **Texas Instruments:**
www.youtube.com/watch?v=WTlgMPQcGqA
- > **Edge Impulse:**
www.youtube.com/watch?v=bb6rACsZwhg

Auch ELATEC, QNX, AdaCore und viele weitere waren vertreten.

Besuchen Sie unsere YouTube-Kanäle:

- > **Elektor TV:** www.youtube.com/@ElektorTV
- > **Elektor Industry × eeNews Europe:**
www.youtube.com/@ElektorIndustry



STMicroelectronics: STM32-Demos und mehr

Der weitläufige Messestand von STMicroelectronics war in zahlreiche Themeninseln unterteilt, die sich jeweils auf neue Produkte aus verschiedenen Technologiebereichen konzentrierten. Besonders im Mikrocontroller-Bereich zählte die STM32C0-Serie zu den diesjährigen Highlights. Sie bietet großzügigen Flash-Speicher für grafische Benutzeroberflächen sowie integrierte Schnittstellen wie USB und CAN. Das gesamte STM32-Portfolio ist äußerst vielfältig – es reicht vom besonders energieeffizienten STM32U3 bis hin zur leistungsstarken STM32N6-Serie. Unter den zahlreichen Live-Demonstrationen stach eine gestengesteuerte Benutzeroberfläche hervor, die mithilfe des VL53L8 Time-of-Flight-Sensors realisiert wurde. Dessen hohe Auflösung ließ die Demo beinahe wie eine Kameralösung wirken.

www.st.com/en/imaging-and-photonics-solutions/vl53l8cx.html

Würth Elektronik: WL-ICLED und weitere Highlights

Würth Elektronik war auf der embedded world 2025 mit einem stark frequentierten Stand vertreten und zog erneut große Aufmerksamkeit auf sich – nicht zuletzt dank des umfangreichen Portfolios an Komponenten für Leistungselektronik, Automobiltechnik, Funkanwendungen und viele weitere Einsatzbereiche. Ein besonderes Highlight war die Vorstellung eines neuen Referenzdesigns für eine Variante von Single Pair Ethernet (SPE), diesmal mit Power over Data Lines (PoDL). Diese Lösung reduziert die Verkabelung auf ein Minimum: ein einziges verdrehtes Aderpaar für Daten- und Stromübertragung. Zusätzlich präsentierte Würth seine neuesten Optoelektronik-Komponenten, darunter ICLEDs mit Zwei-Leiter-Technik. Diese adressierbaren LEDs verwenden separate Leitungen für Daten und Takt, was eine deutlich schnellere Datenübertragung ermöglicht als herkömmliche 1-Draht-LEDs.

www.we-online.com/de/components/products/WL-ICLED

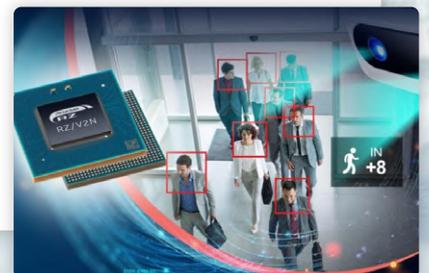
Renesas: Quad-Core-Prozessor mit DRP-AI-Technologie

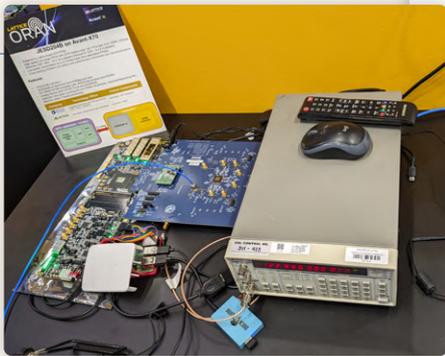
Renesas Electronics hat einen neuen Quad-Core-ARM-Mikroprozessor vorgestellt, der mit der firmeneigenen DRP-AI-Technologie ausgestattet ist und speziell für bildverarbeitende Anwendungen in hohen Stückzahlen entwickelt wurde. Der RZ/V2N nutzt den Dynamically Reconfigurable Processor DRP-AI3 und erreicht eine Energieeffizienz von 10 TOPS/W. Dank fortschrittlicher Pruning-Technologien erzielt der Prozessor eine KI-Inferenzleistung von bis zu 15 TOPS – ideal für anspruchsvolle Vision-Anwendungen am Edge.

www.renesas.com/rzv2n

<https://tinyurl.com/renesas-DRP-AI>

[renesas-DRP-AI](https://tinyurl.com/renesas-DRP-AI)





XMOS: Vielseitige Lösungen für intelligente Anwendungen

Der britische fabless-Halbleiterhersteller XMOS präsentierte in diesem Jahr mit Stolz seine xcore.ai-Plattform – leistungsstarke, latenzarme Universalprozessoren, die speziell für den Einsatz in intelligenten IoT-Systemen entwickelt wurden. Ergänzend dazu erweiterte das Unternehmen seine Unterstützung für anspruchsvolle Audioanwendungen mit einer neuen DSP-Bibliothek für Audiotbearbeitung sowie passenden Anwendungsbeispielen. Zudem zeigte XMOS KI-gestützte Sprachaufnahme-funktionen, die mithilfe fortschrittlicher Rauschunterdrückungsalgorithmen auch in akustisch schwierigen Umgebungen für klare Sprachqualität sorgen. Ein weiteres Highlight war die Demonstration von netzwerkbasierendem Audio über Ethernet – konzipiert für professionelle Audioanwendungen.

www.xmos.com/xcore-ai



Texas Instruments: Ultrakompakter Mikrocontroller

Ein besonderes Highlight am Stand von Texas Instruments war der MSPM0C1104, den das Unternehmen als „kleinsten Mikrocontroller der Welt“ präsentierte. Im direkten Größenvergleich mit einem Elektor-Kugelschreiber kaum zu glauben, dass dieser winzige Baustein Schnittstellen wie I²C, SPI, 1 KB SRAM, und 16 KB Flash-Speicher und eine Taktfrequenz von bis zu 24 MHz mitbringt. Da er kleiner ist als eine gewöhnliche Hausameise, sollte man sich gut merken, wo man ihn zuletzt hingelegt hat.

<https://ti.com/product/MSPM0C1104>



Lattice Semiconductor: Leistungsfähige FPGAs

Lattice Semiconductor zeigte auf der embedded world 2025 eindrucksvoll, wie das Unternehmen sein Portfolio im Bereich leistungsfähiger FPGAs kontinuierlich erweitert – weit über die ursprüngliche Spezialisierung auf stromsparende Lösungen hinaus. Im Mittelpunkt stand der Avant-X 70, einer der leistungstärksten Bausteine im Lattice-Sortiment. Auch wenn er im internen Portfolio als „Mid-Range“-Modell geführt wird, beeindruckt er mit 600.000 Look-Up-Tables (LUTs) und bis zu 28 Schnittstellen mit jeweils 25 Gbit/s. Gezeigt wurde der Chip im Rahmen einer 5G-Basisstationsanwendung. Wie in den Vorjahren wurde Lattice von zahlreichen Partnerunternehmen begleitet, die praxisnahe Anwendungsbeispiele präsentierten. Besonders erwähnenswert war Secure-IC – ein französisches Unternehmen, das Sicherheitslösungen für die Post-Quanten-Ära entwickelt. Ziel ist es, Systeme gegen zukünftige Angriffe durch Quantencomputer zu schützen.

www.latticesemi.com/Products/FPGAandCPLD/Avant-X

www.secure-ic.com

Swissbit: Sicherheits-Upgrade für Embedded-Systeme

Das Schweizer Unternehmen Swissbit ist auf Speicherlösungen, Sicherheitsanwendungen und Embedded-IoT-Systeme spezialisiert. Ein zentrales Highlight auf der Messe war das Security Upgrade Kit. Dieses besteht aus einer microSD-Karte der Sicherheitsstufe 2 und dient als Nachrüstlösung für Linux-basierte Embedded-Systeme. Es schützt sensible Daten wie Konfigurationsinformationen, Zugangsdaten, Lizenzen oder extern gespeicherte Inhalte effektiv vor Diebstahl, Kopieren oder Manipulation. Zusätzlich ermöglicht die Karte einen sicheren Bootvorgang (Secure Boot) für kritische Firmware und Anwendungen.

<https://tinyurl.com/swissbit-security-kit>



M5Stack: Modulare Entwicklungskits

M5Stack präsentierte seine farbenfrohen, modular aufgebauten Entwicklungskits, die speziell für schnelles Prototyping und die zügige Umsetzung von Produktideen entwickelt wurden. Im Fokus stand das neue Unit C6L, das den ESP32-C6-Mikrocontroller mit einem SX1262-Transceiver kombiniert. Dadurch werden neben LoRa auch moderne Funkstandards wie Wi-Fi 6, Bluetooth 5.3, Zigbee und Thread unterstützt. Ein weiteres Highlight war der Cardputer – ein kompakter, kartenförmiger Mini-Computer mit ESP32-S3, Tastatur, Display und Lautsprecher. Er eignet sich besonders für portable Steuer- und Bedienlösungen. Für den industriellen Bereich bietet M5Stack den StamPLC an – eine kompakte speicherprogrammierbare Steuerung (SPS) mit optisch isolierten Eingängen, Relaisausgängen sowie Schnittstellen für CAN und RS485.

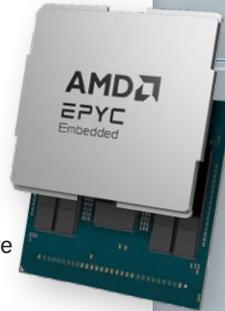
<https://tinyurl.com/m5stamp-plc-controller>

AMD: Embedded-Prozessoren

AMD hat sein x86-Embedded-Prozessorportfolio mit der Einführung der Embedded-Prozessoren der fünften Generation aus der AMD-EPYC-Serie erweitert. Basierend auf der bewährten „Zen 5“-Architektur bieten diese Prozessoren eine führende Kombination aus Rechenleistung und Energieeffizienz. Sie ermöglichen es Netzwerk-, Speicher- und Industrial-Edge-Systemen, größere Datenmengen schneller und effizienter zu verarbeiten. Die Prozessoren sind speziell für rechenintensive Embedded-Anwendungen konzipiert und unterstützen Kernzahlen von 8 bis 192 in einem einzigen Sockel – bei gleichzeitig hohem Datendurchsatz. Damit eignen sie sich ideal für Netzwerk- und Sicherheits-Gateways, Speichersysteme sowie industrielle Steuerungslösungen.

www.amd.com

<https://tinyurl.com/amd-fifth-gen-processors>



Onsemi: iToF-Tiefensensoren

Die Hyperlux-ID-Serie von Onsemi umfasst Echtzeit-Tiefensensoren auf Basis der indirekten Time-of-Flight-Technologie (iToF), die hochpräzise Messungen über große Entfernungen sowie 3D-Erfassung schnell bewegter Objekte ermöglichen. Mithilfe einer neu entwickelten, proprietären Global-Shutter-Pixelarchitektur und integriertem Speicher können die Sensoren komplette Szenen erfassen und gleichzeitig Tiefendaten in Echtzeit verarbeiten. Die Hyperlux-ID-Sensoren bieten eine Reichweite von bis zu 30 Metern – das entspricht dem Vierfachen herkömmlicher iToF-Sensoren – und das bei kompakteren Abmessungen.

www.onsemi.com

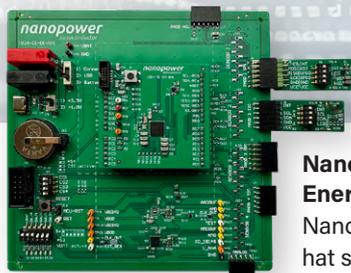
<https://tinyurl.com/onsemi-iToF>

Congatec: Computer-on-Modules

Industrie-PCs stellen traditionell einen bedeutenden Bereich auf der embedded world dar. Das bayerische Unternehmen Congatec präsentiert in diesem Jahr seine Produktlinie *aReady.COM* – anwendungsfertige Computer-on-Modules. Diese Module sind mit verlötetem Massenspeicher ausgestattet und werden mit vorinstallierten, vorkonfigurierten und lizenzierten Betriebssystemen wie etwa Ubuntu Pro ausgeliefert. Vorgeprüfte Funktionsbausteine erleichtern die Entwicklung erheblich und reduzieren den Aufwand in unterschiedlichen Anwendungsbereichen – darunter Künstliche Intelligenz (KI), Sicherheit, IoT, Human-Machine-Interfaces und viele weitere.

www.aready.com

www.congatec.com



Nanopower Semiconductor: Energieeffiziente Steuer-ICs

Nanopower Semiconductor AS hat sein erstes Evaluation Kit für den innovativen nPZero-

Stromspar-IC vorgestellt. Dieses Bauteil reduziert den Energiebedarf batteriebetriebener Anwendungen um bis zu 90 %. Mit dem neuen Kit können Entwickler den nPZero-IC einfach konfigurieren, um Sensor-Peripherie autonom mit Strom zu versorgen, Daten auszulesen und das System bei Bedarf aufzuwecken. Der extrem stromsparende nPZero übernimmt zeitweise die Steuerungsaufgaben vom Haupt-Mikrocontroller, versetzt diesen in den Schlafmodus und übernimmt selbstständig das Hochfahren, die Konfiguration sowie das Auslesen von bis zu vier Sensoren oder anderen Peripheriegeräten.

www.nanopower.com

<https://tinyurl.com/nanopower-kit-nPZero>



Elektor Lab Talk: Live von der embedded world 2025

Wir haben eine Live-Ausgabe von Elektor Lab Talk direkt von der Messe gestreamt. Mit dabei waren die Elektor-Redakteure Brian T. Williams und Jens Nickel sowie Elektor-Autor Stuart Cording. In der rund einstündigen Sendung sprachen sie über die spannendsten Demos rund um Embedded-Systeme – und natürlich auch über Künstliche Intelligenz (KI). Etwa eine Woche später folgte eine zusätzliche „Recap“-Ausgabe von Elektor Lab Talk, bei der Keith Jackson von Arduino als besonderer Gast dabei war.

➤ **Elektor Lab Talk #31:** Live von Embedded World 2025: www.youtube.com/watch?v=-oJACP4ZET8

➤ **Elektor Lab Talk #32:** Embedded World 2025 Rückschau: www.youtube.com/watch?v=muDGTf_IsWY

250162-02

Aller Anfang...

...muss nicht schwer sein: Klangeinstellung!

Von Eric Bogers (Elektor)

In der letzten Folge haben wir einen zaghaften Einstieg in die Anwendung aktiver Filter in Klangstellern gewagt.

Zugegeben - Audio-Puritaner werden jetzt lautstark ausrufen, dass Klangsteller in einer guten Audiokette nichts zu suchen haben. Das mag bei High-End-Geräten der Fall sein, aber ansonsten spricht nichts dagegen, die Wiedergabeeigenschaften eines Verstärkers in gewissen Grenzen an den Hörraum anzupassen. Wie dem auch sei, die Geschmäcker sind verschieden, und Elektor bietet einfach „für jeden etwas“, und deshalb stellen wir hier weiterhin unseren Sound so ein, wie wir es wollen.

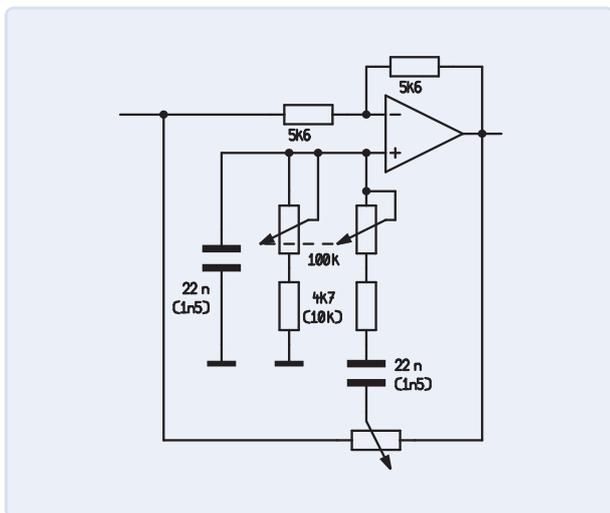


Bild 1. Das Mitteltonfilter.

Das Mitteltonfilter

Nach dem Hochtonfilter in der vorigen Folge ist nun der Mitteltoner an der Reihe. Für beide (tatsächlich: es sind zwei) Mitteltoner-Filter wird die gleiche Schaltung verwendet, allerdings mit unterschiedlichen Bauteilwerten (**Bild 1**). Die Bauteilwerte in den Klammern des Diagramms gelten für das obere Hochtonfilter.

Als frequenzbestimmendes Netzwerk wurde hier ein „echtes“ Wien-Filter verwendet, also eine Reihenschaltung von zwei gleich dimensionierten RC-Netzwerken (eine Parallelschaltung und eine Reihenschaltung). Mit einem Stereopotentiometer können die beiden Widerstände und damit die Mittenfrequenz des Filters eingestellt werden. Der resultierende Frequenzgang ist in **Bild 2** dargestellt.

Grundsätzlich ist mit dieser Schaltung nur eine Verstärkung beziehungsweise Abschwächung von bis zu 10 dB möglich. Ein anderer Wert für die 5,6-k Ω -Widerstände ändert daran nichts.

Das Tieftonfilter

Die Schaltung in **Bild 3**, die als Bassfilter verwendet wird, zeigt, wie ein großer Einstellbereich erreicht werden kann. Hier wurde ein zweiter Operationsverstärker eingesetzt, um die Güte (Q-Faktor) des Filters zu verbessern. Wenn wir den Widerstand von 5,6 k Ω

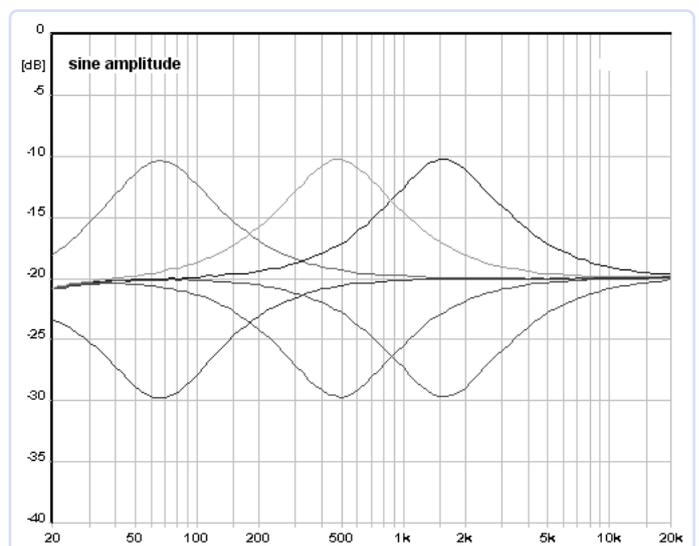


Bild 2. Frequenzcharakteristik des Mitteltonfilters.

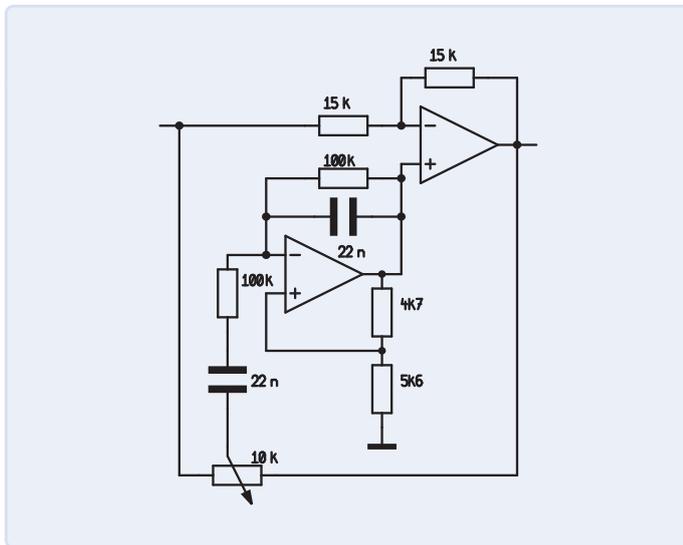


Bild 3. Das Tiefpassfilter.

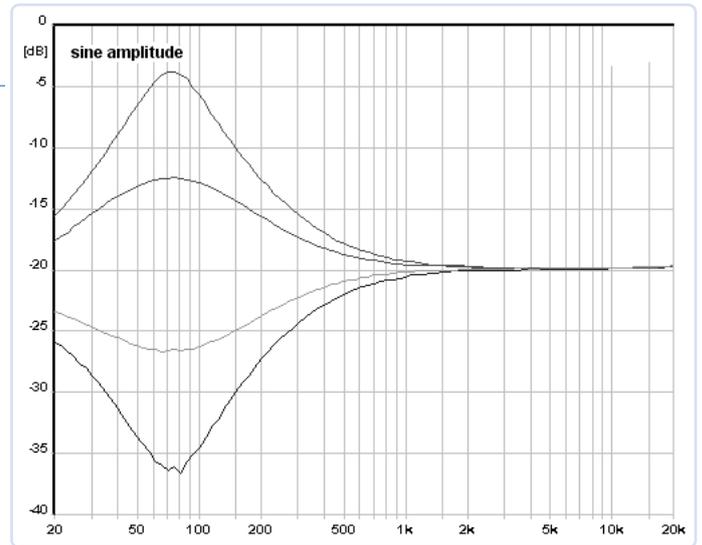


Bild 4. Frequenzcharakteristik des Tiefpassfilters.

erhöhen würden, könnte der Filterbereich auf mehr als ± 16 dB vergrößert werden.

Anders als das Hochpassfilter hat das Bassfilter keine Kuhschwanz- oder Shelving-Charakteristik (**Bild 4**). Dies wäre unserer Meinung nach auch nicht sehr sinnvoll, denn warum sollte man den Signalpegel im Frequenzbereich von 20...40 Hz anheben?

Das Zustandsvariablenfilter

Für die vollparametrische Klangregelung werden in der Regel sogenannte zustandsvariable Filter (State-Variable-Filter) eingesetzt. Dabei handelt es sich um universelle Filter, die Hochpass-, Tiefpass- und Bandpassfilter kombinieren.

In **Bild 5** sehen Sie zwei Kennlinien für jedes der drei Durchlassfilter, die sich aus einer unterschiedlichen Filtergüte (Q-Faktor) ergeben. Die leichte Welligkeit der Kurven ist das Ergebnis eines etwas unsauberen Messaufbaus und ist keine inhärente Eigenschaft dieses Filtertyps.

Bild 6 zeigt die Prinzipschaltung des zustandsvariablen Filters, das aus zwei Integratoren besteht, deren Signale summiert werden.

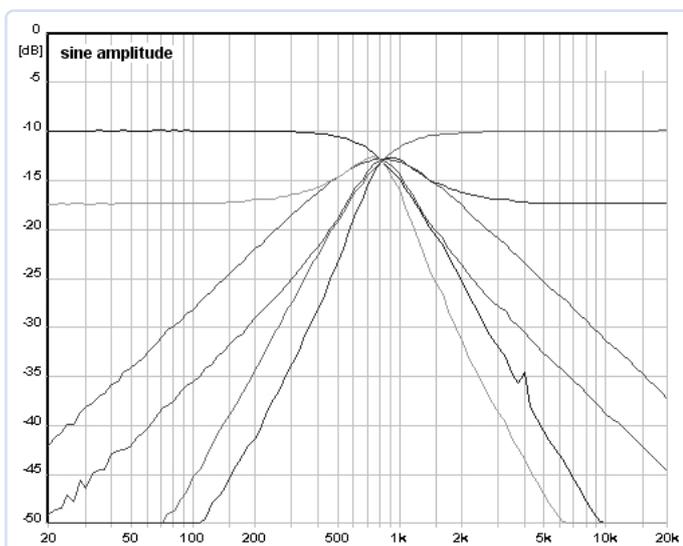


Bild 5. Frequenzcharakteristik des State-Variable-Filters.

Integratoren verhalten sich wie Tiefpassfilter mit einer Steilheit von 6 dB/Oktave, wie andere Filterschaltungen erster Ordnung - allerdings über den gesamten Frequenzbereich und nicht nur deutlich oberhalb der Grenzfrequenz.

Mit zwei in Reihe geschalteten Integratoren erhalten wir ein Filter zweiter Ordnung mit einer Steilheit von 12 dB/Oktave. Wenn man ein auf diese Weise gefiltertes Signal vom ursprünglichen Signal subtrahiert, ergibt sich ein Hochpassfilter. Verwendet man das resultierende Signal zur Ansteuerung der beiden Integratoren, erhält man die in **Bild 5** dargestellten Eigenschaften. Die Vorteile dieses Aufbaus liegen auf der Hand:

- > Verstärkung, Filtergüte und Frequenz können unabhängig voneinander eingestellt werden.
- > Die Verstärkung und der Q-Faktor werden beide mit nur einem Widerstand eingestellt. Für die Einstellung der Frequenz benötigt man für jeden Filterabschnitt einen Widerstand; bei den üblichen Filtern zweiter Ordnung ist also ein Stereopotentiometer erforderlich.
- > Wird die Schaltung als Frequenzweiche eingesetzt, so haben Hoch- und Tiefpass immer die gleiche Grenzfrequenz, außerdem lässt sich die Filtercharakteristik sehr einfach verändern.

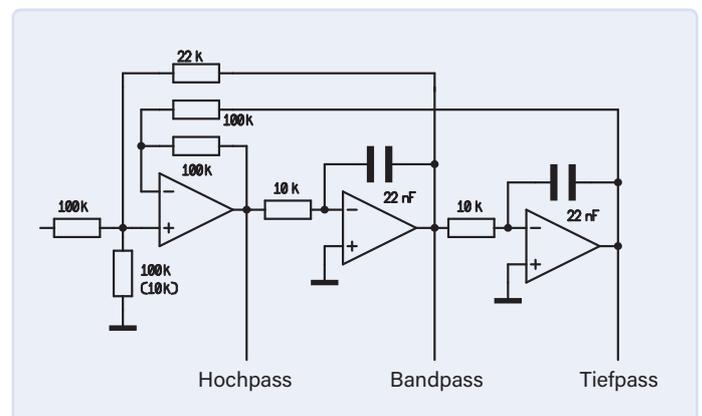


Bild 6. Prinzipschaltbild des Zustandsvariablenfilters.

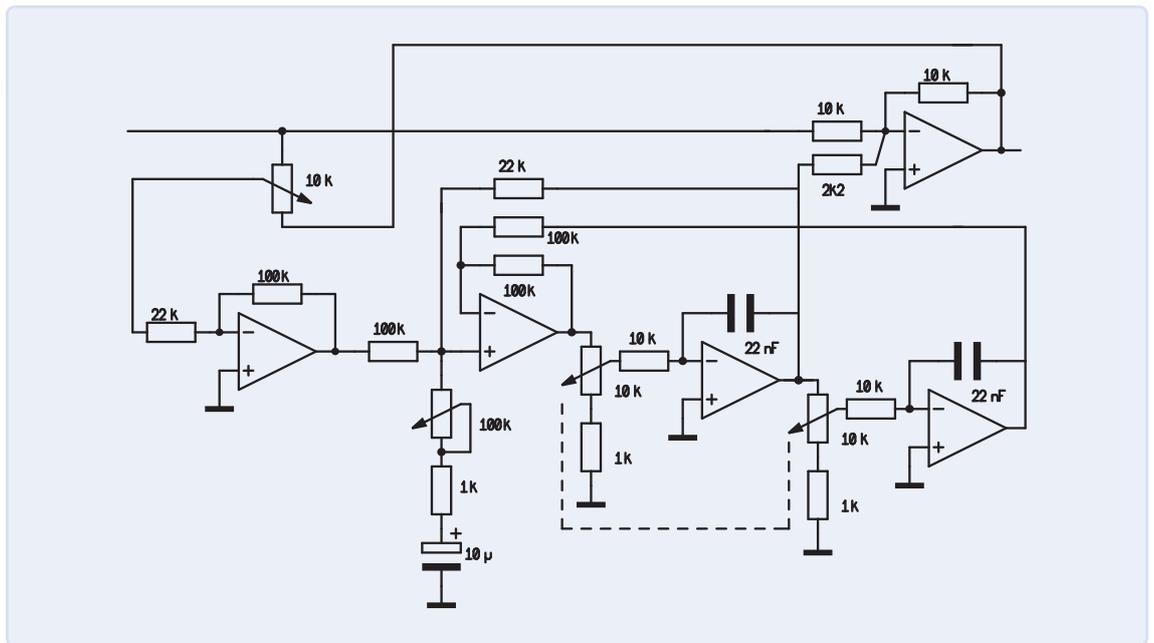


Bild 7.
Vollparametrisches Filter.

Das Zustandsvariablenfilter als vollparametrisches Filter

Das Schaltbild in **Bild 7** zeigt das zustandsvariable Filter als vollparametrisches Filter. Im Grunde genommen sehen wir hier den normalen Aufbau eines Filters mit dem Potentiometerschleifer zwischen Eingang und Ausgang. Allerdings wird hier ein zustandsvariables Filter als frequenzbestimmendes Netzwerk verwendet, das dem Prinzip von Bild 6 weitgehend entspricht. Zwei Details sind erwähnenswert:

- Die Filtergüte wird mit einem Potentiometer von 100 kΩ eingestellt; der minimal einstellbare Wert beträgt 1 kΩ, so dass extrem „schmale“ Filter möglich sind.
- Die Mittenfrequenz wird mit einem Stereo-Potentiometer eingestellt, das allerdings nicht die frequenzbestimmenden Widerstände variiert (auch das ist möglich), sondern die Spannung einstellt, mit der dieser Widerstand versorgt wird.

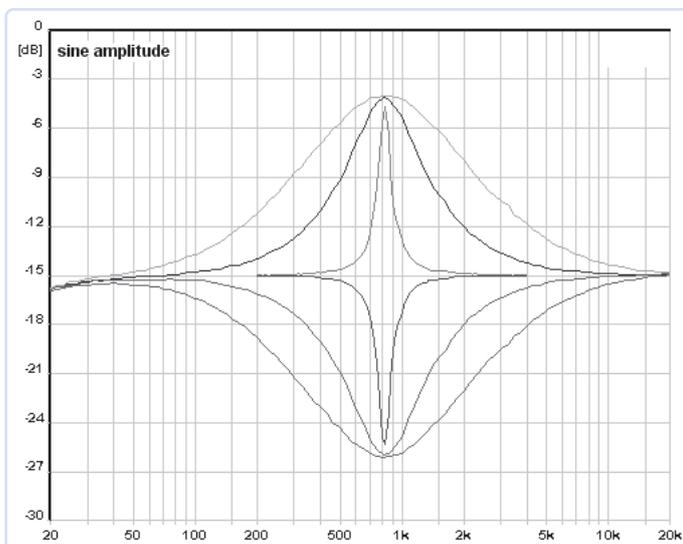


Bild 8. Verschiedene Gütefaktoren.

Bild 8 zeigt die Kennlinie des Filters bei verschiedenen Güten (mit 100 kΩ, 10 kΩ und 1 kΩ). Der Einstellbereich könnte noch erweitert werden, indem der 22-kΩ-Widerstand auf einen kleineren Wert geändert wird.

Equalizer

Im Prinzip könnte man mit den oben beschriebenen Schaltungen einen grafischen Equalizer bauen. In der Beschallungstechnik sind jedoch Terzband-Equalizer üblich, und wenn wir 21 Filter in Reihe schalten würden, hätten wir - trotz moderner rauscharmer Operationsverstärker - ein (wahrscheinlich unlösbares) Problem mit hohem Rauschen.

Wie können wir dieses Problem angehen? Das werden wir in der nächsten Folge sehen. ◀

Übersetzung: Rolf Gerstendorf — 250149-02

Anmerkung der Redaktion: Diese Artikelserie „Aller Anfang...“ beruht auf dem Buch „Basiskurs Elektronik“ von Michael Ebner, das bei Elektor erschienen ist.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Schicken Sie bitte eine E-Mail an Elektor unter redaktion@elektor.de.



Passendes Produkt

- **B. Kainka, Elektronik-Grundlagen und Einsteiger-Projekte (Elektor, 2019)**
Buch, kartoniert, deutsch: www.elektor.de/19035
E-Buch, PDF, deutsch: www.elektor.de/19036

Academy Pro Box

Buch + Online-Kurs + Hardware



Vom Elektor Team

Elektor präsentiert mit Academy Pro Box eine einzigartige Kombination aus multimedialem Lernmaterial und praxisorientierter Hardware. Dieses innovative All-in-One-Lernpaket richtet sich an Elektroingenieure, technische Fachkräfte, Studierende sowie engagierte Maker.

Mit jahrzehntelanger Erfahrung im Bereich Elektronikpublikationen und -bildung kennt Elektor die Herausforderungen, denen sich Ingenieure und Maker beim Schritt halten mit dem rasanten technologischen Fortschritt stellen müssen. Klassische Lernmittel bieten oft keinen ausreichenden Praxisbezug, während reine Online-Kurse möglicherweise nicht die praktische Erfahrung liefern, die für das Beherrschen der Elektronik erforderlich ist.

Ein neuer Standard für technisches Lernen

In einer Welt, in der sich Elektronik und Technik ständig weiterentwickeln, reicht reines Theoriewissen nicht mehr aus. Wer am Ball bleiben will, braucht auch praktische Erfahrung. Genau hier setzt *Academy Pro Box* an: Elektor kombiniert drei entscheidende Elemente des Lernens in einem durchgängigen, gut abgestimmten Gesamtpaket:

- > **Fachwissen:** Technisch fundierte Bücher und ausgewähltes Begleitmaterial legen die theoretische Grundlage.
- > **Hardware:** Passend zusammengestellte elektronische Bauteile machen das Gelernte direkt erfahrbar.
- > **Digitales Lernen:** Online-Kurse von Branchenprofis führen mit klar strukturierten Inhalten, interaktiven Modulen und Schritt-für-Schritt-Anleitungen durch den Stoff.

So entsteht ein Lernkonzept, das Wissen, Anwendung und Anleitung sinnvoll miteinander verbindet – praxisnah, flexibel und auf den Punkt. Ob Sie Ihr Fachwissen erweitern, neue Technologien erforschen oder

eigene Projekte verwirklichen möchten: Mit Academy Pro Box haben Sie das passende Werkzeug zur Hand.

Audioverarbeitung, Mastering von Cortex-M-Controllern, PCB-Design mit KiCad

Diese Academy Pro Box-Pakete sind bereits verfügbar oder erscheinen in Kürze:

Red Pitaya Academy Pro Box

Lernen Sie die FPGA-Programmierung mit Verilog und entwickeln Sie ein Echtzeit-Audioverarbeitungssystem! Dieses umfassende Lernpaket enthält Industrie-Hardware, einen selbstgesteuerten Kurs auf Udey sowie Schritt-für-Schritt-Projektanleitungen – ideal für Ingenieure, Studierende und Elektronikbegeisterte. Steigen Sie jetzt ein und erwerben Sie praxisnahe FPGA-Kenntnisse durch direktes Anwenden und Ausprobieren!

NXP Academy Pro Box

Entdecken Sie die Leistungsfähigkeit des FRDM-MCXN947-Entwicklungsboards von NXP. Entwickelt für Embedded-Entwickler, enthält dieses Kit Industrie-Hardware,

einen geführten Lernkurs und praxisnahe Projekte, um Ihnen den sicheren Umgang mit ARM-Cortex-M-Mikrocontrollern zu vermitteln. Ob Sie IoT-Lösungen prototypisch umsetzen, Echtzeitanwendungen entwickeln oder das Energiemanagement optimieren – die NXP Academy Pro Box liefert Ihnen das Wissen und die Werkzeuge, um Ihre Embedded-Entwicklung auf das nächste Level zu heben.

KiCad Academy Pro Box

Diese Academy Pro Box ist Ihr Komplettpaket für das professionelle PCB-Design mit der leistungsstarken KiCad-EDA-Software. Das Set enthält Schritt-für-Schritt-Anleitungen, praxisnahe Projekte und Expertenwissen, um Sie beim Entwurf, der Simulation und der Fertigung individueller Leiterplatten zu unterstützen. Egal, ob Sie Einsteiger sind oder Ihre PCB-Kenntnisse vertiefen möchten – mit der KiCad Academy Pro Box erhalten Sie alles, was Sie für hochwertige Designs und erfolgreiche Elektronikprojekte brauchen.

Elektor arbeitet bereits an der Erweiterung der Serie, entwickelt neue Lernmodule und baut strategische Partnerschaften auf, um das Lernerlebnis weiter zu optimieren.

Finden Sie mehr heraus:
[www.elektormagazine.com/Academy Pro Box](http://www.elektormagazine.com/AcademyProBox) ◀

Übersetzung: Mahy Arafa -- 250279-02



Interesse an einer Zusammenarbeit für eine Academy Pro Box?

Sind Sie Fachexperte, Lehrkraft oder ein Unternehmen, das maßgeschneiderte Schulungsmaterialien für Fachkräfte entwickeln möchte? Wir suchen aktiv nach Partnern, um zukünftige Academy Pro Boxes gemeinsam zu entwickeln – abgestimmt auf spezifische Technologien, Branchen und Qualifizierungsanforderungen. Wenn Ihr Unternehmen hochwertige technische Lerninhalte benötigt oder Sie zur nächsten Academy Pro Box beitragen möchten, kontaktieren Sie uns gerne unter: [Academy Pro Box@elektor.com](mailto:AcademyProBox@elektor.com)!



Milliohmmeter-Adapter

Nutzen Sie die Präzision Ihres Multimeters!

Von Clemens Valens (Elektor)

Manchmal müssen Sie niedrige Widerstandswerte bis hinab in den Milliohm-Bereich messen. Ein Beispiel dafür ist das Auffinden eines Kurzschlusses auf einer Platine, aber auch das Prüfen von elektrischen Kontakten, Kabeln und Widerständen von Spulenwicklungen ist nützlich. Mit dem unten vorgestellten Adapter können Sie dies zusammen mit dem Multimeter tun, das Sie bereits besitzen.

Multimeter sind handliche Geräte, die grundlegende elektrische Größen wie Spannung, Strom und Widerstand messen. Eine detaillierte Beschreibung dürfte hier überflüssig sein, da Sie bestimmt ein solches Gerät in Ihrem Labor haben und es anwenden. Normalerweise können damit Spannungen und Ströme bis aufs Millivolt und Mikroampere genau gemessen werden, aber Widerstandsmessungen enden oft bei $1\ \Omega$.

Es gibt jedoch Situationen, in denen Sie niedrigere Widerstandswerte bis hinunter in den Milliohm-Bereich messen müssen. Ein Beispiel ist das Auffinden eines Kurzschlusses auf einer Platine, aber auch das Prüfen von elektrischen Kontakten, Kabeln und Wicklungswiderständen. Aus diesem Grund habe ich beschlossen, mein eigenes Milliohmmeter zu bauen.

Herangehensweise

Zunächst stellte ich mir ein Alleskönner-Messgerät mit einem Display und erweiterten Funktionen vor, aber bei meinen Recherchen zu diesem Thema stieß ich auf eine Applikationsschrift von Analog Devices [1]. Diese einfache Schaltung verwendet ein Multimeter als Anzeige, was den Entwurf erheblich vereinfacht. Bei weiteren Nachforschungen fand ich schließlich auch ein Elektor-Projekt aus dem Jahr 1992 [2], das möglicherweise oder augen-

scheinlich die Hauptinspiration für die Applikationsschrift von Dallas Semiconductor (2001 von Maxim und später von Analog Devices im Jahr 2021 übernommen) aus dem Jahr 1998 war. Damit war die Sache klar. Anstatt etwas völlig Neues zu entwerfen, und in dem Wissen, auf den Schultern von Giganten zu stehen, sollte lediglich die Schaltung der Applikationsschrift modernisiert werden.

Die Schaltung

Der daraus resultierende Schaltplan ist in **Bild 1** dargestellt. Wie Sie sehen können, ist er recht einfach und nicht besonders kreativ, da es sich nur um eine aktualisierte Kopie des Originals handelt. Im Wesentlichen handelt es sich um eine einstellbare Stromquelle mit drei wählbaren Einstellungen: 1 A, 100 mA und 10 mA. Daraus ergeben sich die drei entsprechenden Messbereiche $1\ \text{m}\Omega/\text{mV}$, $10\ \text{m}\Omega/\text{mV}$ und $100\ \text{m}\Omega/\text{mV}$.

Der Schalter S2 ist der Bereichswahlschalter. Dieser Schiebeschalter (2P3T oder DP3T) ist im Internet als Ersatzteil für Haartrockner erhältlich. Überprüfen Sie die Abmessungen, bevor Sie ihn bestellen, da es anscheinend mehrere Varianten mit der gleichen Bezeichnung gibt. Eine Alternative ist der L20301MS02 von C&K, der ebenfalls auf die Platine passt.



Der Strom wird über K1 zu dem zu prüfenden Widerstand geführt, zum Beispiel an ein Kabel, einen Schaltkontakt, eine Leiterbahn oder (sic!) einen Widerstand. Dieser Strom erzeugt einen Spannungsabfall über dem Widerstand, der mit einem Multimeter im Millivoltbereich gemessen werden kann. In gewisser Weise dient dies als praktische Demonstration des Ohm'schen Gesetzes.

Beachten Sie, dass der Milliohmmeter-Adapter nur für die gelegentliche Anwendung gedacht ist. Wenn Sie häufig solche Messungen vornehmen wollen oder müssen, ist es wahrscheinlich besser, in ein spezielles Milliohmmeter zu investieren.

Programmierbare Stromquelle

Die Stromquelle ist eine klassische Schaltung, die mit IC2 und T1 aufgebaut ist. Der Widerstand zwischen der Source von T1 und GND bestimmt die Höhe des Stroms. Die Spannung an der Source von T1 sollte auf 100 mV eingestellt werden, um eine Skalierung von $10^x\ \text{m}\Omega/\text{mV}$ zu erhalten (wobei x eine ganze Zahl ist). IC1 liefert die Referenzspannung, die mit P1 eingestellt werden kann.

IC2 sollte eine niedrige Eingangsoffsetspannung haben. Der Schaltplan zeigt einen MCP6401, der eine spezifizierte Eingangsoffsetspannung von 0,8 mV besitzt. Ich habe auch den MAX4238 ($0,1\ \mu\text{V}$) und den LTC2054 ($0,5\ \mu\text{V}$) ausprobiert, konnte aber keinen Unterschied in der Leistung feststellen, nur im Preis. Diese Operationsverstärker werden alle in pinkompatiblen SOT-23-Gehäusen geliefert (6-polig der MAX4238, 5-polig die anderen) und können daher ohne Änderung der Platine montiert werden.

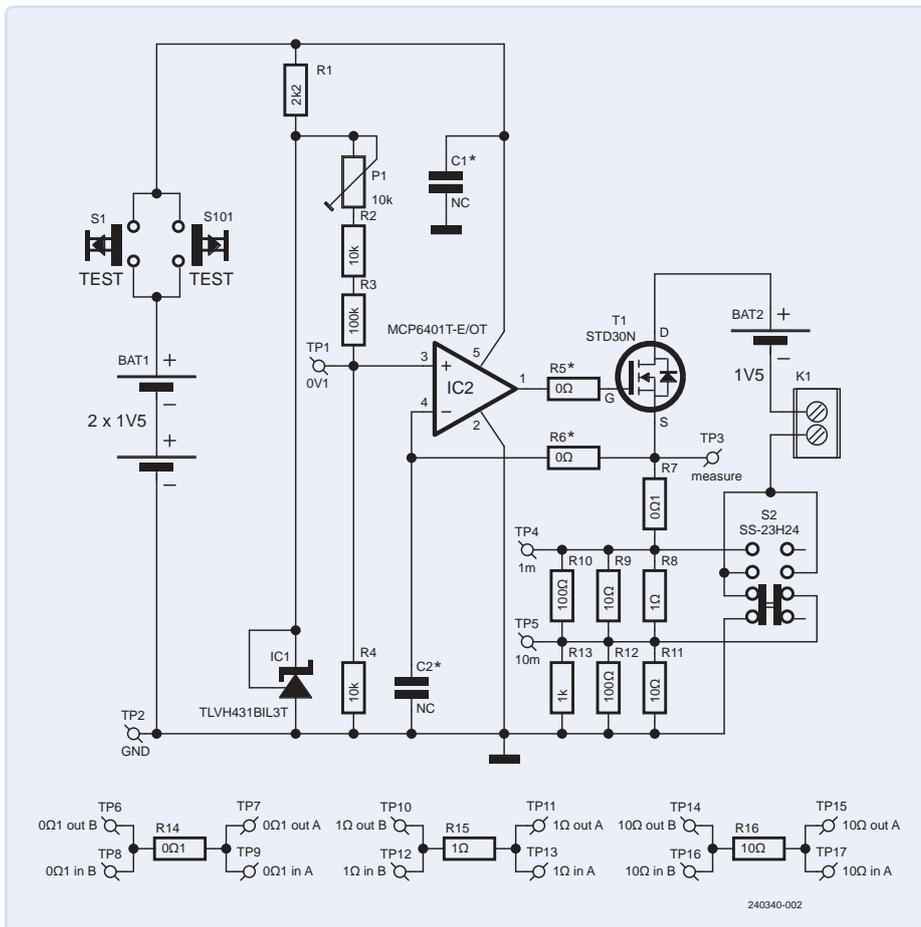


Bild 1. Die Milliohm-Meter-Adapterschaltung ist eine präzise programmierbare Stromquelle.

Batteriebetrieb

Der Milliohm-Meter-Adapter wird von zwei 1,5-V-AA-Zellen versorgt (Bild 2). Da die Stromversorgung nur dann erfolgt, wenn eine der Testtasten gedrückt wird, werden sie ein langes und glückliches Leben haben. BAT2 hat es etwas schwerer, vor allem in der 1 mΩ/mV-Stellung, wenn die Batterie einen Strom von 1 A liefern muss. In den meisten Fällen dauert ein Test jedoch nie länger als ein paar Sekunden, so dass sich ihr Leiden in Grenzen hält. Ich habe sie während meiner zahlreichen Versuche nicht ein einziges Mal austauschen müssen. Eine Monozelle böte zwar eine längere Lebensdauer, aber sie passt nicht auf die Platine.

Aus rein ergonomischen Gründen gibt es zwei Test-Tasten, S1 und S101, die an entgegengesetzten Enden der Platine angebracht sind. Es bleibt Ihnen überlassen, welche Position Sie bevorzugen.

Zusammenbau des Adapters

Wie bereits mehrfach erwähnt, wurde eine Platine entwickelt, die allen Bauteilen einschließlich der Batterien Platz bietet. Sie passt in eine Schale eines preisgünstigen Hammond-Kunststoffgehäuses vom Typ 1593N. Diese Anordnung schützt die unten auf der Platine montierten Bauteile (Bild 3),

während die Batterien, der Bereichsschiebeschalter und die Testanschlüsse zugänglich bleiben.

Auf der Platine befinden sich mehrere Löcher zur Befestigung des BAT1-Halters mit einer Schraubverbindung. Es wird dringend empfohlen, die Verschraubung fest anzuziehen oder besser noch mit einem Schraubenkleber wie Loctite zu fixieren, da jede Bewegung des Adapters mit der Zeit unweigerlich zu einer wackelnden Halterung führt.

Kalibrierung

Auf der Platine ist Platz für die drei Kalibrierwiderstände R14, R15 und R16, einen für jeden Bereich. Für diese Widerstände sollten 0,1%-Typen verwendet werden, was eine präzise Kalibrierung des Adapters ermöglicht. Der erste Teil des Kalibrierungsverfahrens ist einfach: Schieben Sie den Schalter S2 in die Position 1 mΩ/mV (1 A, am nächsten zu K1), verbinden Sie den 0,1-Ω-Kalibrierwiderstand R14 mit kurzen Messleitungen mit den Kontakten *in A* und *in B* und schließen Sie ein Multimeter an den Kontakten *out A* und *out B* an, um den Spannungsabfall über dem Widerstand zu messen. Drücken Sie auf eine *Test*-Taste und stellen Sie P1 so ein, dass Sie einen Wert von 100 mV ablesen. Die Kalibrierung der beiden anderen Bereiche



Bild 2. Die Schaltung wird von drei 1,5-V-AA-Batterien versorgt.

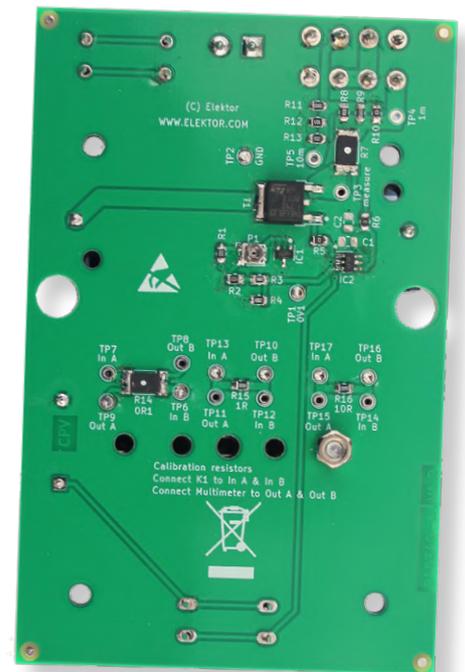


Bild 3. Die Bauteile sind auf der Unterseite der Platine angebracht.

ist etwas komplizierter. Es empfiehlt sich, zunächst nur R8 und R11 einzulöten. Schließen Sie eine Widerstandsdekade oder ein Trimpoti parallel zu R8 an und stellen Sie S2 auf die 100-mA-Position (Mitte). Verbinden Sie die Messleitungen mit dem Kalibrierwiderstand R15 und schließen Sie wie beschrieben ein Multimeter an. Drücken Sie die *Test*-Taste und stellen Sie die Widerstandsdekade oder das Trimpoti so ein, dass Sie einen Wert von 100 mV ablesen. Messen Sie jetzt den Widerstand des Potis oder der Widerstandsdekade und bestücken Sie die freien Plätze für R9 und R10 mit passenden Parallelkombinationen von jeweils zwei Festwiderständen.



Stückliste

Widerstände:

(0805, 0,125 W, 5%)
 R1 = 2k2
 R2, R4 = 10 k
 R3 = 100 k
 R5*, R6* = 0 Ω
 R7, R14 = 0 Ω 1 (2512)
 R8, R15 = 1 Ω
 R9, R11, R16 = 10 Ω
 R10, R12 = 100 Ω
 R13 = 1 k
 P1 = 10 k, Trimpoti TC33X

Kondensatoren:

C1*, C2* = 100 n, 50 V, X7R, 0805

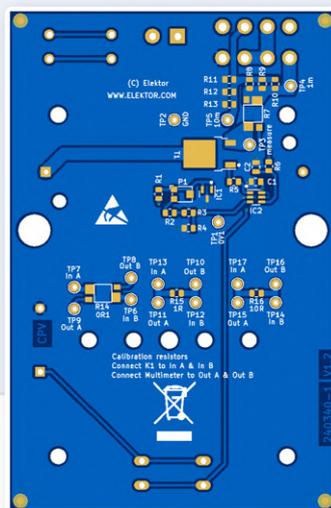
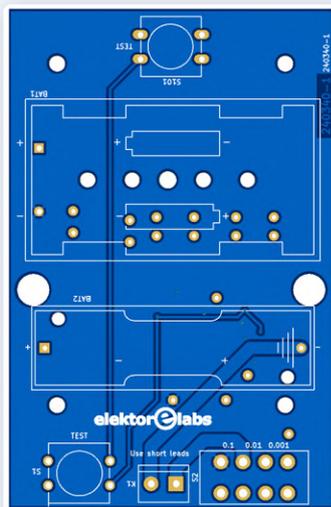
Halbleiter:

IC1 = TLVH431BIL3T, SOT-23
 IC2 = MCP6401T-E/OT, SOT-23-5
 T1 = STD30NF06LT4, TO-252-2

Außerdem:

BAT1 = Batteriehalterung 2xAA
 BAT2 = Batteriehalterung 1xAA
 K1 = 1x2-polige Schraubklemme, Raster 5,08 mm
 S1, S101* = Taster, 12 mm
 S2* = Schiebeschalter (z. B. SS-23H24)

* = siehe Text



Verwendung des Milliohmmeter-Adapters

Der Milliohmmeter-Adapter verwendet eine als Kelvin- oder Thomson-Schaltung bekannte 4-Draht-Brücke zur Widerstandsmessung. Das Gerät speist den Strom in den zu prüfenden Widerstand ein, und der Spannungsabfall über dem Widerstand wird über eine eigene Verbindung mit einem Multimeter gemessen. Der Vorteil dieser Technik besteht darin, dass der Widerstand der Multimeterleitungen und deren Anschlüsse kaum eine Rolle spielt, was zu genaueren Messwerten führt.

Die Leitungen des Multimeters müssen so nahe wie möglich an den Kontakten des zu prüfenden Widerstands liegen, um auch den Leitungswiderstand der Bauteile zu eliminieren. Die Platzierung der Adapterkabel ist nicht wichtig (**Bild 4**). Allerdings sollten die Leitungen vom Adapter zum zu prüfenden Widerstand so kurz wie möglich sein. Lange Messleitungen mit Bananensteckern bringen den Adapter sehr wahrscheinlich zum Oszillieren und die erhaltenen Messwerte sind dann unbrauchbar. Wenn Sie unerwartete Werte feststellen, überprüfen Sie deshalb die Messleitungen.

Stellen Sie das Multimeter auf den Millivoltbereich ein, damit der Widerstandswert in Millivolt angezeigt wird. Multiplizieren Sie die Messwerte je nach Stellung des Schiebeschalters mit 1, 10 oder 100, um die Werte in Milliohm umzurechnen. Wird beispielsweise ein Wert von 123 mV mit dem Schalter in der Stellung 10 m Ω /mV angezeigt, beträgt der Widerstand 1.230 m Ω oder 1,23 Ω . Befindet sich der Schalter dagegen in Stellung 100 m Ω /mV, beträgt der Widerstand 12.300 m Ω , also 12,3 Ω .

Offen für Experimente

Für diejenigen, die mit der Schaltung experimentieren möchten, wurden an strategischen

Der 10-mA-Bereich wird auf die gleiche Weise kalibriert, aber jetzt mit R16, R12 und R13. Eine andere Möglichkeit besteht darin, nur den 1-A-Bereich zu kalibrieren. Dann misst man für die beiden anderen Bereiche zunächst einen bekannten Widerstand und dividiert den tatsächlichen Wert durch den gemessenen Wert. Dies ist der Korrekturfaktor. Anschließend messen Sie den unbekannten Widerstand und multiplizieren ihn mit dem Korrekturfaktor. Schließlich wird der Bereichsmultiplikator angewendet. Beispiel: Angenommen, Sie haben einen Referenzwiderstand mit einem bekannten Wert von 18 Ω . Bei der Messung in der Position 100 m Ω /mV ergeben sich jedoch 169,8 mV, was 16,98 Ω entspricht. Der Korrekturfaktor beträgt also $18/16,98 = 1,06$. Als nächstes messen Sie einen unbekannten Widerstand und finden einen Wert von 258,58 mV. Multipliziert mit dem Korrekturfaktor ergibt dies 274,09 mV, und nach Multiplikation mit dem Skalierungsfaktor erhalten Sie 27,41 Ω . Verwirrt? Die gute Nachricht ist, dass Sie den Adapter nur dann vollständig kalibrieren müssen, wenn Sie hochgenaue Widerstandsmessungen vornehmen wollen. Aber dann müssen Sie auch ein ebenso genaues Multi-

meter verwenden. Bei der Suche nach Kurzschlüssen oder der Prüfung von Schaltkontakten und vielen anderen Anwendungen ist der absolute Wert weniger wichtig als der relative. Bei der Suche nach einem Kurzschluss brauchen Sie einfach nur den niedrigsten Wert zu finden, egal wie hoch er ist. Eine Anleitung zum Auffinden von Kurzschlüssen auf einer Platine finden Sie unter [3].

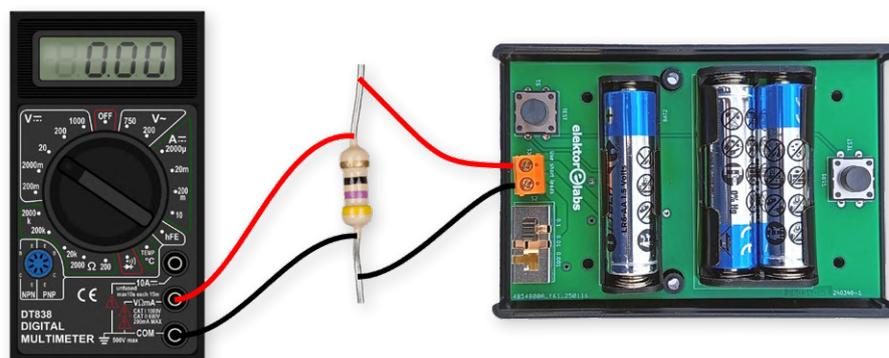


Bild 4. So wird die 4-Draht-Kelvin-Brücke zur Messung kleiner Widerstandswerte verwendet.



Positionen Testpunkte vorgesehen. TP4 ist für den 1-m Ω -Bereich (1m) und TP5 ist für den 10-m Ω -Bereich (10m) zuständig. Die Widerstände R5 und R6 ermöglichen es, die Leistungsstufe vom Ausgang des Operationsverstärkers zu trennen. Mit R5 und C2 können Sie einen Tiefpass als Rauschfilter aufbauen, falls Sie eines benötigen (was recht unwahrscheinlich sein dürfte). C1 ist ein optionaler Entkopplungskondensator. Er wird nicht benötigt, wenn die Stromversorgung über Batterien erfolgt. Weitere Testpunkte auf dem Board finden Sie an strategisch wichtigen Positionen, einschließlich Masse. Das KiCad-Projekt ist verfügbar unter [4]. **◀**

Übersetzung: S. Gerstendorf — 240340-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Schicken Sie bitte eine E-Mail an den Autor unter clemens.valens@elektor.com oder kontaktieren Sie Elektor unter redaktion@elektor.de.



Passende Produkte

- > **Milliohm-Meter-Adapter**
www.elektor.de/21147
- > **Multimeter XDM1141 von OWON**
www.elektor.de/products/owon-xdm1141-true-rms-multimeter

Über den Autor

Nach seiner Karriere in der Schiffs- und Industrieelektronik kam Clemens Valens im Jahre 2008 zu Elektor als Chefredakteur von Elektor Frankreich. Seitdem hatte er verschiedene Positionen inne und ist derzeit Mitglied der Abteilung Produktentwicklung. Seine Hauptinteressen gelten der Signalverarbeitung und der Klangerzeugung.

WEBLINKS

- [1] Analog Devices, „Battery-Powered Circuit Measures Milli Ohms and Micro Ohms“: <https://tinyurl.com/mw7usnfz>
- [2] Bernard C. Zschocke, „Mikroohm-Messadapter“, Elektor 4/1992: <https://www.elektormagazine.de/magazine/elektor-199203/29816>
- [3] Z. Peterson, „How to test for a short Circuit on a PCB“, Altium, Februar 2018: <https://resources.altium.com/p/how-test-short-circuit-pcb>
- [4] Dieses Projekt bei Elektor Labs: <https://www.elektormagazine.de/labs/elektor-milliohm-meter>

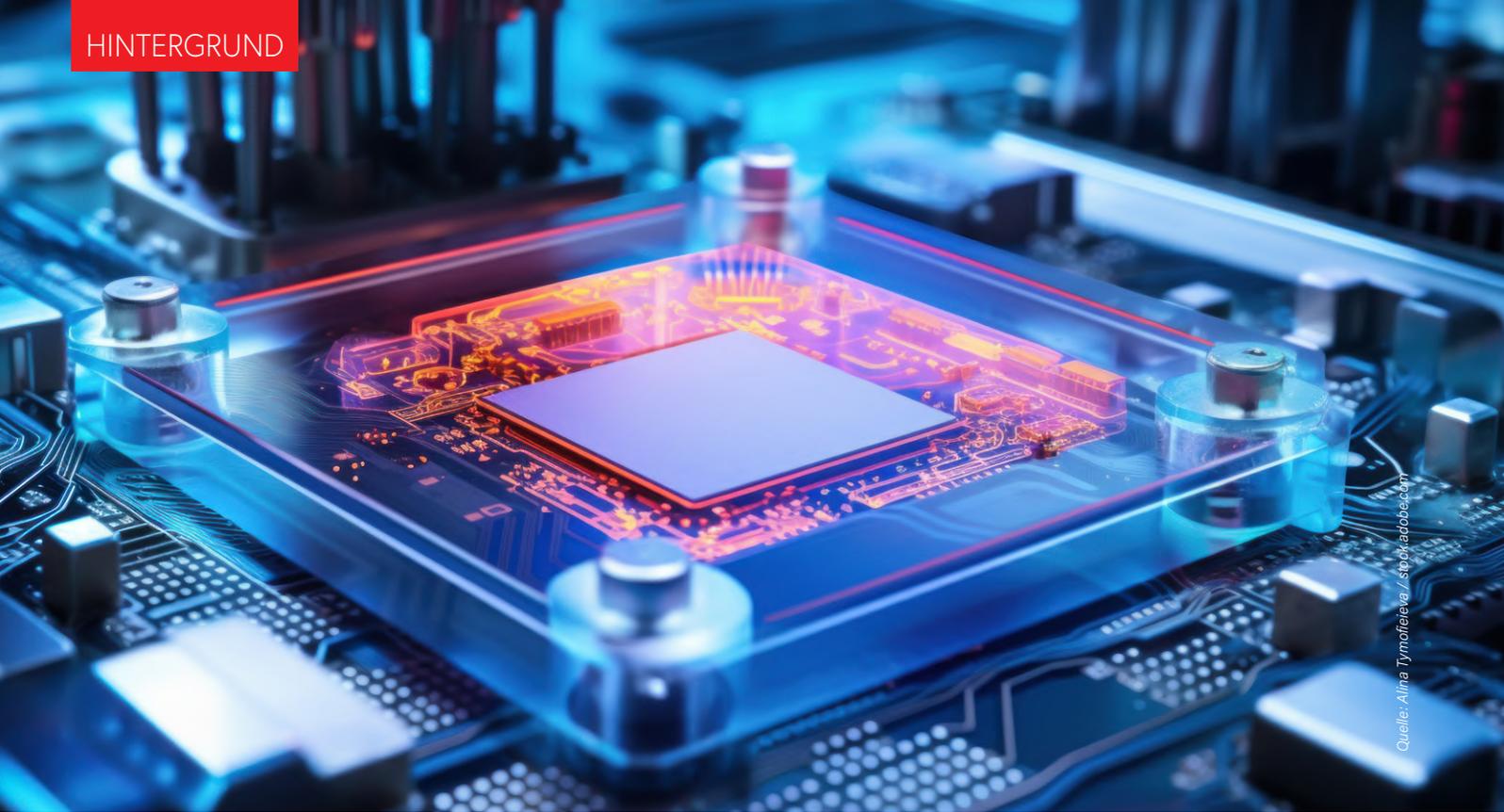
Starten Sie Ihre Elektronik-Innovationen mit

Elektor Labs

- Kostenlose Veröffentlichung von Projekten
- Experten-Unterstützung
- Gelegenheiten zur Zusammenarbeit
- Zugang zu exklusiven Ressourcen
- Veröffentlichung im Elektor-Magazin

Teilen Sie Ihre Projekte mit anderen!
www.elektormagazine.de/e-labs





Quelle: Alina Tymofieva / stockadobe.com

Der nächste Meilenstein bei Halbleitern

Weiter in Richtung 1,4 nm

Von Mark Patrick (Mouser Electronics)

Das Jahr 2025 hat begonnen und die 2-nm-Halbleiterstruktur geht endlich in Produktion. Die Branche spricht bereits über das, was als Nächstes kommt: 1,4 nm.

Das ist typisch für die Halbleiterindustrie – sie bereitet sich bereits Jahre im Voraus auf die nächste Revolution vor.

Dabei bewegen sich die Entwickler wie immer zwischen den Anforderungen an Miniaturisierung und Wirkungsgrad. Sie arbeiten jedoch nicht nur daran, die Größe elektronischer Geräte zu reduzieren, sondern versuchen auch, die Grenzen der Technologie zu überwinden, und dafür sind kleinere Technologieknoten erforderlich. Dies ist weniger ein Trend als vielmehr die Erfüllung des Mooreschen Gesetzes. Während wir noch versuchen, diese technologischen

Fortschritte zu verstehen, steht die Halbleiterindustrie bereits kurz vor einem weiteren bedeutenden Meilenstein.

Der 1,4-nm-Technologieknoten wird voraussichtlich 2027 auf den Markt kommen und verspricht ein neues Zeitalter der Halbleitertechnologie. Er zeichnet sich durch eine hervorragende Dichte, Energieeffizienz und Leistung der Transistoren aus. Die 1,4-nm-Technologie ist die nächste Phase der Miniaturisierung, die die Grenzen der Rechenleistung neu definieren und die Tür für Fortschritte in der KI und im Quantencomputing öffnen wird.

Erst fortschrittliche Prozesstechnologien wie die von ASML entwickelten, 400 Millionen US-Dollar teuren EUV (Extreme Ultraviolet)-Lithografiemaschinen ermöglichen die Herstellung dieser Technologieknoten und bringen uns der Evolution der Halbleiter einen Schritt näher [1]. Diese Maschinen bieten die für die Herstellung dieser Knoten erforderliche Präzision und ebnen den Weg für die weitere Halbleiterentwicklung. Werfen wir einen Blick darauf, wie sich diese Entwicklung vollziehen wird und welche

Auswirkungen dieser Sprung in der Halbleitertechnologie haben wird.

Die Rolle der EUV-Technologien in der Halbleiterfertigung

Die EUV-Lithografie ermöglicht neue Dimensionen der Miniaturisierung. Dabei werden kurze Lichtwellenlängen – viel kürzer als bei der herkömmlichen Lithografie – eingesetzt, um feine Muster in Silizium zu ätzen. Der Übergang zur EUV-Lithografie hat den Trend zur Miniaturisierung vorangetrieben und es Unternehmen ermöglicht, Milliarden von Transistoren in einem einzigen Chip unterzubringen. Mit früheren Technologien der DUV (Deep Ultraviolet)-Lithografie war dies eine weitaus größere Herausforderung.

Diese Maschinen sind jedoch nicht billig. Vor Kurzem kündigte Intel eine hohe Investition in EUV-Lithografiesysteme der Firma ASML mit hoher numerischer Apertur an [2]. Dieser Schritt zeigt, dass Intel die Entwicklung von Chips mit hochmodernen 1,4-nm-Technologieknoten vorantreiben möchte. Intel ist sich der Bedeutung dieser Maschinen für die Weiterentwicklung der Chipherstellung bewusst und plant, sie zu einem wichtigen Bestandteil seiner Strategie zu machen.

Die Entwicklung der Transistorendichte

Als in den 1950er-Jahren der integrierte Schaltkreis (Integrated Circuit, IC) entwickelt wurde, enthielt dieser nur eine Handvoll Transistoren. Heute sind in einem Chip Milliarden dieser Einheiten enthalten, wodurch eine Umstellung von der Mikroskala auf die Nanoskala sowie einige neue Fertigungsfähigkeiten und neue theoretische Erkenntnisse notwendig wurden. Diese Entwicklung ging von den 1950ern bis in die 1970er-Jahre mit den 10-Mikrometer-Prozessen weiter und setzte sich in den letzten Jahren mit 10-Nanometer-Prozessen fort. Jedes Mal, wenn Entwickler die Größe der Transistoren reduzieren, erleben wir einen entsprechenden Anstieg der Rechenleistung, Effizienz und Komplexität elektronischer Geräte.

Der Übergang zu 1,4-nm-Technologieknoten wird der bisher bedeutendste Sprung in der Transistordichte und in der Chip-Performance sein. Dies bedeutet eine noch nie dagewesene Anzahl von Transistoren auf einem Chip, bringt aber auch einige Herausforderungen in der Materialwissenschaft und den Fertigungstechniken mit sich. Um diese Herausforderungen zu meistern, muss die Industrie die Herstellung von Halbleitern innovativ gestalten, einschließlich der Weiterentwicklung der Lithografie und neuer Materialien, die mit Wärme und Verhalten auf Quantenebene umgehen können.

Wir müssen unser bisheriges Verständnis von der Dichte von Transistoren überdenken. Es geht nicht um die Anzahl der Transistoren auf einer Einheit,

sondern vielleicht um die Anzahl der Transistoren pro „Footprint“, bezogen auf das 3D-Volumen. Applikationen wie Virtual Reality (VR), Augmented Reality (AR) und autonome Fahrzeuge sind Beispiele dafür, wie wichtig spezialisierte Transistor-Applikationen sind, da sie auf fortschrittlichen Halbleitersystemen basieren, die mit einem komplexen Netz von Transistoren arbeiten.

Dieser Wandel ist ein Beispiel für Innovationen in der Transistorentwicklung, bei dem die Herausforderung nicht nur darin besteht, Transistoren kleiner, leichter und billiger zu machen, sondern auch darin, Hardware und Software gemeinsam zu entwickeln, um eine bessere Modellierung zu ermöglichen. Entwickler beschäftigen sich mit den erwarteten 1,4-nm-Technologieknoten und planen bereits für die Zukunft. Die Halbleiterindustrie wird sich zwangsläufig verändern, und systemzentrierte Designs von Chipsätzen, die durch fortschrittliche Transistoren ermöglicht werden, definieren unsere Fähigkeiten neu.

Intel führt den Wandel an

Derzeit setzt Intel die EUV-Technologie in drei Fertigungsanlagen ein: Intel 4, Intel 3 und Intel 20A. Diese Anlagen tragen mit etwa 15 Prozent zur gesamten Wafer-Produktion des Unternehmens bei. Auch wenn die DUV-Lithografie im Intel® 7-Prozess noch dominiert, rechnet das Unternehmen bald mit einer Verlagerung hin zu EUV-basierten Knoten [3]. Intel verfolgt einen proaktiven Ansatz, um die Nachfrage nach Halbleitern zu decken, insbesondere angesichts der wachsenden Bedeutung von KI-Beschleunigern. Um sich auf diesen erwarteten Nachfrageanstieg einzustellen, konzentriert sich Intel nicht nur auf die Umstellung auf fortschrittlichere Lithografiertechniken, sondern erweitert auch seine Fertigungskapazitäten. Das Unternehmen legt auch großen Wert auf moderne Packaging-Technologien [4].



Bei der Reise über den 1,4-nm-Knoten hinaus geht es nicht darum, wie sehr Designer die Elektronik verkleinern können, sondern um die Mission, die Zusammensetzung der Computertechnologie neu zu definieren.

Jenseits von 1,4 nm

Intel denkt natürlich bereits über das Jahr 2027 hinaus. Die Branche arbeitet auf den 1,4-nm-Technologieknoten hin, nähert sich damit aber auch den physikalischen und technischen Grenzen der siliziumbasierten Technologie. Silizium ist zwar weiterhin ein Hauptbestandteil der Elektronik, seine Zukunft ist jedoch ungewiss. Herausforderungen wie das Quanten-Tunneling und die Ableitung von Wärme stellen bei kleineren Strukturen ein Problem dar. Dadurch wird die weitere Miniaturisierung erschwert, während gleichzeitig Wirkungsgrad und Zuverlässigkeit der Chips gefährdet sind. Die Weiterführung des Mooreschen Gesetzes wird durch diese Hürden für alternative Materialien erschwert.

Die gute Nachricht ist, dass die Branche – wie immer – bereits daran arbeitet. Neue Technologien mit zweidimensionalen Materialien wie Graphen und Übergangsmetall-Dichalkogeniden sind aufgrund ihrer elektrischen, thermischen und mechanischen Eigenschaften und ihrer Dicke von nur wenigen Atomen potenzielle Nachfolger der EUV-Lithografie.



Über den Autor

Als Director of Technical Content für EMEA bei Mouser Electronics ist Mark Patrick für die Erstellung und Verbreitung technischer Inhalte in der Region verantwortlich – Inhalte, die für Mousers Strategie, sein technisches Publikum zu unterstützen, zu informieren und zu inspirieren, von zentraler Bedeutung sind. Vor seiner Tätigkeit als Leiter für technische Inhalte war Mark Teil des EMEA-Lieferantenmarketingteams von Mouser und spielte eine zentrale Rolle beim Auf- und Ausbau der Beziehungen zu wichtigen Fertigungspartnern. Marks bisherige Berufserfahrung umfasst praktische Ingenieursfunktionen, technischen Support, technischen Vertrieb von Halbleitern und verschiedene Marketingpositionen. Mark ist im Herzen ein praxisorientierter Ingenieur und hat einen erstklassigen Honours Degree in Elektrotechnik von der Coventry University. Er begeistert sich für Vintage-Synthesizer und britische Motorräder und hat weder vor Wartung noch vor Reparaturen Angst.

Zudem bieten Quantenpunkte das Potenzial für Fortschritte in der Photonik und im Quantencomputing und eröffnen neue Möglichkeiten zur Verarbeitung und Speicherung von Informationen. Fortgeschrittene Aufbau- und Verbindungstechniken wie 3D-integrierte Schaltkreise (ICs) bieten Lösungen, mit denen mehrere Chiplets oder Dies in einem einzigen „Package“ kombiniert werden können, um die Leistung und den Funktionsumfang zu verbessern, ohne die Bauteile zu verkleinern.

Was bedeuten Fortschritte über 1,4 nm hinaus?

Mit dem Erreichen einer Strukturgröße von 1,4 nm eröffnen sich neue Möglichkeiten für die Transformation der Datenverarbeitung. KI-Systeme werden leistungsfähiger und können komplexere Schlussfolgerungen ziehen, und das bei geringerem Energieverbrauch. Quantencomputer, die von den Fortschritten bei Quantenpunkten und Quantenmaterialien profitieren, werden praktischer und können sogar Probleme lösen, die für klassische Computer nach wie vor schwierig sind. Letztendlich können wir durch die Entwicklung neuer Materialien und Lösungen das Tempo der Miniaturisierung aufrechterhalten und gleichzeitig die Energieeffizienz verbessern.

Fazit

Das Ziel jenseits von 1,4-nm-Technologieknoten besteht nicht darin, die Elektronik so weit wie möglich zu verkleinern, sondern die Technologie des Computing neu zu definieren. Die Aussicht auf den 1,4-nm-Technologieknoten bis 2027 sorgt für Begeisterung, aber nicht wegen der Möglichkeiten, die sich jetzt bieten, sondern wegen des großen Schritts, der damit verbunden ist. Unternehmen wie Intel investieren in modernste EUV-Lithografie und fortschrittliche Packaging-Technologien, was einen Wandel in der Branche einläutet. Mit Blick auf die Zeit nach 2027 weckt die Aussicht auf den 1,4-nm-Knoten die Erwartung, dass neue Bereiche der KI und des Quantencomputings erschlossen werden, die mit einer beispiellosen Effizienz und Rechenleistung arbeiten. ◀

250220-02

WEBLINKS

- [1] A. Friedman, "Intel video shows the \$400 million tool that will help it build more powerful chips," PhoneArena, März 2024: https://www.phonearena.com/news/intel-video-shows-installation-of-new-lithography-machine_id155941
- [2] C. Trueman, "Intel acquires ASML's entire 2024 stock of High NA EUV machines," Data Centre Dynamics, Mai 2024: <https://tinyurl.com/intel-acquires-high-na-euv>
- [3] "Intel reaches 3nm milestone," Global SMT & Packaging, Juni 2024: <https://www.globalsmt.net/advanced-packaging/intel-reaches-3nm-milestone>
- [4] Intel, "Intel Launches World's First Systems Foundry Designed for the AI Era," Februar 2024: <https://newsroom.intel.com/artificial-intelligence/foundry-news-roadmaps-updates#gs.e94taz>

Steckverbinder in Durchstecktechnik

Das Beste aus zwei Welten: THR

Von Fabian Altenbrunn und Markus Hildmann (Würth Elektronik eiSos)

Die Through-Hole-Reflow-Technologie kombiniert die Vorteile der THT- und SMT-Technik, so dass sich im Fertigungsprozess elektronischer Baugruppen Zeit und Kosten einsparen lassen. Insbesondere für Steckverbinder ist THR attraktiv, jedoch gibt es einiges zu beachten.

Der anhaltende Kostendruck zwingt Elektronikfertiger ihre Fertigungsprozesse kontinuierlich anzupassen und effizienter zu gestalten. Wenngleich die fortschreitende Miniaturisierung, gepaart mit stetig steigender Packungsdichte die Entwicklungen entlang der SMT-Fertigungslinie unaufhaltsam vorantreibt, eignen sich nicht alle Bauteile für die oberflächenmontierbare Bestücktechnologie. Vielmehr wird die totgeglaubte Durchstecktechnik, auch als Through Hole Technology (THT) bekannt, auch künftig eine Daseinsberechtigung

haben. Gleiches gilt für die Bestückung per Hand – und das, obwohl Odd-Shape-Bestückautomaten mit kundenspezifischen Nozzeln sich in der Elektronikproduktion immer mehr etablieren.

Mit Hochdruck arbeiten Hersteller an Steckverbindern, die SMT-tauglich sind und den hohen mechanischen Belastungen standhalten können. Insbesondere bei mehrpoligen Steckverbindertypen besteht die Gefahr, dass die Lötverbindung den hohen Steck- und Ziehkräften auf Dauer nicht standhalten können. Mittels Durch-

steckmontage wird zwar eine robuste und zuverlässige Verbindung zur Leiterplatte sichergestellt. Allerdings erfolgt die THT-Bestückung meist noch von Hand, um Schäden bei bereits auf die Platine aufgelöteten Bauelementen zu vermeiden. Das gilt besonders bei beidseitig bestückten Leiterplatten.

THR-Besonderheiten beachten

Die THR-Technologie begegnet diesen Herausforderungen: Sie vermag THT-Komponenten gemeinsam mit SMT-Bauteilen im selben Reflow-Lötprozess zu verarbeiten, wodurch sich Herstellungskosten gleich in zweifacher Hinsicht einsparen lassen: Einerseits entfallen zusätzliche, für THT erforderliche Löt Schritte wie Wellen-, Selektiv- oder gar Handlöten. Andererseits ist eine komplett automatisierte Bestückung der elektronischen Baugruppe realisierbar – ohne die bislang notwendige Ausschleusung an einen Handarbeitsplatz.



Bild 1. Abstandshalter eines THR-kompatiblen Terminal Block sorgen dafür, dass das Bauteil nicht mit der Lotpaste in Berührung kommt.

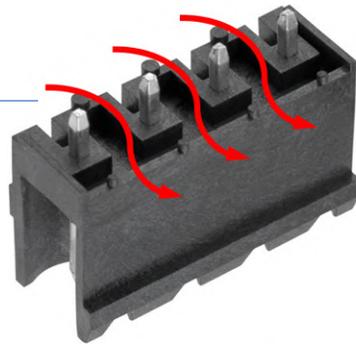


Bild 2. Durch die Abstandshalter bzw. Abstandsstifte auf der Unterseite des Terminal Block bilden sich Luftstromkanäle während des Reflow-Lötprozesses aus.

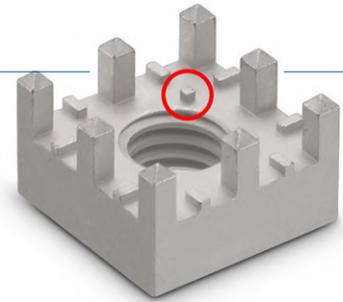


Bild 3. Die in Metall ausgeführten Redcube-THR-Bauteile verfügen über Abstandsstifte. Sie stellen die Luftzirkulation sicher und sorgen für eine Durchwärmung des Bauteils.

Doch Steckverbinder ist nicht gleich Steckverbinder: THR erfordert einige Anpassungen, die oftmals verkannt werden. So genannte automatisierte Einlöt-Steckverbinder müssen den hohen thermischen Belastungen des Reflow-Lötprozesses standhalten können. Um dies zu ermöglichen, sind Anpassungen der Steckverbindermaterialien und deren Geometrie erforderlich. Leiterplattenseitig ist die THR-Technik bereits sowohl im Baugruppen- als auch im Druckschablonen-Layout zu berücksichtigen. Zudem kommt es auf die korrekte Lotpasten-Auswahl und auf das richtige Auftragsvolumen auf den Löt pads an. Schließlich muss noch das gängige SMT-Reflow-Lötprofil überarbeitet werden. Doch der Reihe nach:

Wie wird ein Bauteil THR-fähig?

Die Produktion eines THR-kompatiblen Steckverbinders erfordert sowohl beim Gehäuse als auch bei den Kontakten Änderungen an Konstruktion und Material: Das Gehäuse setzt einen Kunststoff voraus, der den hohen Reflow-Löttemperaturen von üblichen +245°C standhält. Gemäß der Norm IPC/Jedec J-STD-020 muss sich der Kunststoff sogar für einen Temperaturbereich von bis zu +260°C eignen. Allerdings sind bei der Temperatureinwirkung zwei wesentliche Aspekte zu beachten: Der erste steht im Zusammenhang mit den Auswirkungen der Löttemperaturen auf den Feuchtigkeitsgehalt des Polymers. Die absorbierte Feuchtigkeit dehnt sich unter Einfluss der Löttemperatur aus und erzeugt so Blasen und Einschlüsse im Gehäuse. Die zweite Auswirkung sind die Schmelz- und Verformungsvorgänge am Gehäuse aufgrund von Temperatureinwirkung. Würth Elektronik verwendet für das Gehäuse seiner THR-kompatiblen Steckverbinder (z. B. die Terminal-Block-Familie WR-TBL) so genannte Liquid Crystal Polymere (LCP), die sich besonders durch ihre Hochtemperaturfestigkeit und Dimen-

So funktioniert THR

Da sich THR-Bauteile sowie SMT-Komponenten gegurtet über den Feedern der Bestückautomaten und mittels Nozzels bzw. Pipetten mit Lotpastedepots auf den Leiterplatten-Löt pads aufbringen lassen, ist nicht nur eine vollautomatische Bestückung gegeben. Auch ein gemeinsamer Reflow-Lötprozess ist garantiert. Der Lötprozess beginnt entsprechend des Lötprofils mit der Verflüssigung des Lotes. Während SMT-Bauteile durch die Oberflächenspannung des Lotes auf der Platine gehalten werden, fließt die Lotpaste der THR-Komponenten aufgrund der Kapillarwirkung in die Bohrlöcher und bildet somit eine sichere Lötverbindung aus.

sionsstabilität auszeichnen. Der niedrige Wärmeausdehnungskoeffizient ist vor allem dann wichtig, wenn durch eine Fehlanpassung bei der Wärmeausdehnung entstandene mechanische Spannungen ins Spiel kommen. Im Übrigen ähnelt das Ausdehnungsverhalten von LCP dem des Leiterplattenmaterials FR4. Überdies muss LCP nicht erst getempert werden und lässt sich unbegrenzt lagern.

Neben dem Gehäusematerial muss die Gehäusekonstruktion angepasst werden: Auf der Gehäuseunterseite sind Abstandsstifte erforderlich (**Bild 1**), um Platz für die Lotpaste zu schaffen und den Luftstrom unter dem Gehäuse zu fördern (**Bild 2**). Das erleichtert nicht nur das Aufschmelzen der Lotpaste im Reflow-Lötprozess, es sorgt überdies auch für den optimalen Wärmetransport. Wichtig hierbei ist, dass das Bauteil nicht mit der Lotpaste in Berührung kommt. Daher sollte ein Kontakt zwischen den Abstandshaltern und der Lotpaste vermieden werden, um das Risiko einer Lotperlenbildung zu minimieren. Darüber hinaus wird dieser sogenannte „Stand Off“ für eine ideale Ausformung des Lötmeniskus' auf der Leiterplattenoberseite benötigt. Auch bei einem Gehäuse aus Metall müssen Abstandshalter eingearbeitet werden, da die Menge des Luftstroms nicht ausreicht, um das Bauteil durchzuwärmen. Bei seiner für robuste Hochstromverbindungen ausgelegten Redcube-THR-Familie (WP-THRBU und WP-THRSH) (**Bild 3**) sowie für die Koaxial-Steckverbinder (WR-SMA und WR-SMP)

hat Würth Elektronik durch das Anbringen von Stiften an dedizierten Stellen ebenfalls für THR-Kompatibilität gesorgt. Der ideale Abstand zwischen Gehäuseunterseite und zum Lotpastendepot sollte min. 0,5 mm betragen.

Um schließlich die benötigte Kompatibilität für den SMT-Fertigungsprozess mitzubringen, sollte sich die Gehäuseform der THR-Steckverbinder für die SMT-Vakuum-Pipette eignen und – sofern erforderlich – mit Ansaug-Pads ausgestattet sein. Überdies muss einkalkuliert werden, dass der Bestückvorgang die maximal verwendbare Steckverbindergröße begrenzt.

THR-kompatible Kontaktstifte

Neben der Gehäusegeometrie spielen die Anschlussenden der Kontakte ebenfalls eine große Rolle. Das betrifft vor allem die Länge: Zu kurze Anschlussenden beeinträchtigen unter Umständen die Stabilität des Kontaktstifts in der Durchstecköffnung, was beim Reflow-Lötprozess zu Problemen führen kann. Ein zu langer Stift drückt hingegen die Lotpaste durch die Platinen-Durchgangsbohrung, wodurch nicht mehr genügend Lot in der Bohrung verbleibt, um den Stift sicher umschließen zu können. Neben dem Effekt, dass sich am Stiftende Lotperlen ausbilden, wird die Ausbildung des typischen Lotauges be- oder sogar verhindert.

Das Ende des aus der Leiterplatte hervorstehenden Stifts im Lot muss also erkennbar sein und darf 1,5 mm nicht überschreiten.

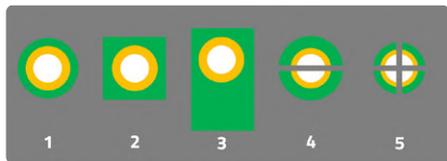


Bild 4. Für den THR-Druck sind die Aperturen 1 und 2 typisch. Ist zusätzliche Lotpaste erforderlich, ist die Apertur 3 sinnvoll, während die Aperturen 4 und 5 für große Pads ausgelegt sind.

Gemäß der Norm DIN EN 61760-3 sollte der Pin min. 0,5 mm auf der Unterseite der Platine überstehen. Die THR-Kontaktstifte von Würth Elektronik weisen eine Stiftlänge von 2,6 mm auf, um die Kompatibilität mit Leiterplattenstärken von zwischen 1,6 und 2,3 mm sicherzustellen. Auch die Zentrierung des Stifts in der durchkontaktierten Bohrung ist für einen optimalen Lotfluss von hoher Bedeutung.

Relevant ist zudem die Kontaktoberfläche im Zusammenspiel mit der Leiterplatten-Oberflächenbeschaffenheit: Die Anforderungen der THR-Technologie an die Lötbarkeit können einen Wechsel von Hochglanz- zur Mattverzinnung erforderlich machen. Eine unzureichende Kontrolle des Glanzzusatzes beeinträchtigt mitunter die Lötbarkeit hochglanzverzinnter Stifte, da sich bei der Lagerung der Steckverbinder eine Oxidationsschicht bilden kann. In der elektronischen Baugruppenfertigung von heute ist Zinn aufgrund seiner Benetzungseigenschaf-

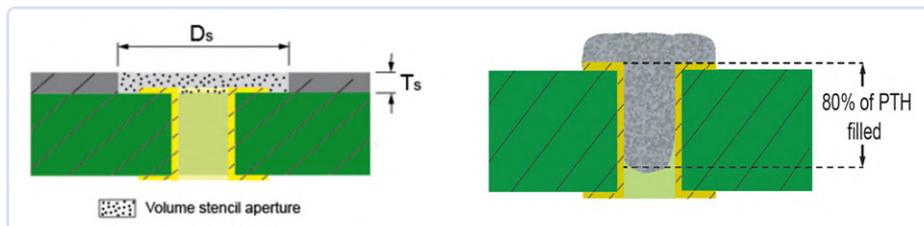


Bild 5. Als Faustformel gilt: Damit die Füllrate von mindestens 80 Prozent erzielt werden kann, muss die Lotpastenmenge dem Doppelten des freien Volumens entsprechen. Grund hierfür ist die Lotpasten-Zusammensetzung aus Metallpartikeln und Flussmittel. Diese sind im Volumenverhältnis 50:50 miteinander vermischt, und während des Lötvorgangs verflüchtigt sich das Flussmittel vollständig.

ten die erste Wahl. Allerdings kann Zinn glänzend oder matt sein. Eine Mattverzinnung ist für hohe Temperaturen ungeeignet, während glänzendes Zinn dazu neigt, unter Einfluss hoher Temperaturen nachzudunkele. Wird als Leiterplatten-Oberflächen-Finish Messing (CuZn), chemisch Zinn oder eine ENIG-Legierung verwendet, muss der Stift zunächst in einer Stärke von mindestens 1,25 µm vernickelt werden, bevor Zinn oder Gold aufgebracht werden dürfen.

Layout-Empfehlungen für THR

Weil die Kontaktstifte rund oder eine beliebige rechteckige Form aufweisen können, spielt die Stiftgeometrie eine wichtige Rolle: Sie hat Auswirkung auf die Pad-Größe und Pad-Geometrie auf der Leiterplatte sowie im Zusammenhang mit den Aperturen auf der Druckschablone. Mit ausreichend großen Lötaugen auf der Platinenober- und -unterseite sollten die durchkontaktierten Bohrungen im Durchmesser nur 0,2 mm größer sein als der zu verlötende Stiftdurchmesser. Das erhöht die Stabilität zwischen Leiterplatte und Steckverbinder. Größe und Geometrie der Aperturen der Druckschablone (Aspect Ratio) bestimmen letztlich das Lotpastenvolumen, das auf die Leiterplatte an den Lötspots appliziert wird (Bild 4). Wie gut die Lotpaste die Durchkontaktierung und die Druckschablonen-Apertur ausfüllt, hängt von mehreren Faktoren ab: der Auswahl der Lotpaste und der Geschwindigkeit, dem Druck sowie Aufsetzwinkel des Rakels, mit dem die Lotpaste auf die Leiterplatte aufgebracht wird. Überdies hat das Pastenauslöseverhalten einen beträchtlichen Einfluss auf die Zuverlässigkeit der Lötverbindung. Das Augenmerk sollte deshalb auf der Oberflächengüte der Druckschablone in den Aperturen, aber auch auf das richtige Area Ratio (das Verhältnis zwischen Grundfläche und Wandungsfläche der Schablonenöffnung) liegen. Bei großen Pads besteht die Gefahr, dass der Rakel eintaucht und die Paste wieder herauszieht. Um dem entgegenzuwirken, sind Rakelstege sinnvoll – entweder als Kreuz oder in Rakelrichtung.

Vorab muss das Lotpastendepot berechnet werden, um sicherzustellen, dass die Durchgangsbohrung ausreichend ausgefüllt ist und sich eine Hohlkehle bzw. zwei Hohlkehlen bilden können. Beispiel: Bei einer 150 µm dicken Druckschablone werden etwa 80 Prozent des Lochs verfüllt (Bild 5). Dieser Wert variiert je nach Platinen- und Schablonendicke. Auch die Oberfläche der Platine hat einen Einfluss auf das Volumen des Lotpastendepots. Dies lässt sich durch den Überdruck der Lotpaste auf der Leiterplattenoberseite, eine ausreichende Füllung der Durchgangbohrung und einen Durchdruck von max. 1 mm erreichen. Ab einem Via-Durchmesser von mehr als 0,8 mm sind die Lotpastentypen 4 und 5 empfehlenswert. Diese Öffnung mit den Stegen kann ein Abtropfen bei einem großen Via verhindern. ◀

250237-02

Zeit und Kosten sparen mit THR-Technologie

Die Anforderung an die elektronische Baugruppenfertigung steigen. Immer höhere Qualität zu immer günstigeren Preisen treiben die Anforderungen an die Prozessoptimierung voran. THR gewinnt zunehmend an Attraktivität, weil die Technologie das Beste aus den beiden Welten THT und SMT vereint. Gerade bei Steckverbindern stellt THR eine sinnvolle Alternative zu THT dar: Als Bauteile in Durchsteckmontage lassen sie sich gleichsam wie SMT-Komponenten mittels Bestückautomaten auf die Platine aufbringen und im selben Reflow-Lötprozess verlöten. Zwar lässt sich durch die maschinengerechte Prozessfähigkeit der THR-Anschlussart eine hohe Zuverlässigkeit in der Baugruppenfertigung erzielen. Die THR-Technik stellt allerdings besondere Anforderungen an das Bauteil, Layout und den Lotpastenauftrag. Um welche notwendigen Konstruktions- und Materialanforderung es dabei geht, behandelt die Titelstory.



Über Markus Hildmann

Markus Hildmann (M. Eng.) studierte Technische Informatik und Systems Engineering an der Technischen Hochschule Nordhausen. Danach arbeitete er 10 Jahre als Hardwareentwickler im Bereich Batterienmanagementsysteme. Seit 2022 ist er als Field Application Engineer bei Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG im Bereich Elektromechanik tätig.



Über Fabian Altenbrunn

Fabian Altenbrunn (B. Sc.) absolvierte ein duales Studium Elektrotechnik an der Hochschule Schmalkalden. Er arbeitete als Prozessingenieur, Produktmanager und Testentwickler. Seit 2019 ist er Field Application Engineer für Key-Account-Kunden der Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG.

Frequenz- zähler

Portabel und mit automatischer
GPS-Kalibrierung



Von Willem den Hollander (Schweiz)

Die größten Einschränkungen eines preiswerten Frequenzzählers sind die schlechte mittel- bis langfristige Stabilität und das Fehlen einer internen Referenzquelle für die Kalibrierung. Das Projekt in diesem Artikel überwindet diese Nachteile durch die Implementierung eines sehr stabilen temperaturkompensierten Quarzoszillators und einer hochgenauen Satellitenreferenzquelle.

Erschwinglichen Frequenzzählern mangelt es oft an Präzision und Stabilität. Hier wird ein Frequenzzähler mit einer garantierten achtstelligen Genauigkeit zu akzeptablen Kosten vorgestellt. Ein OLED-Display sorgt für hervorragende Ablesbarkeit. Die Kalibrierung erfolgt automatisch mit Hilfe des GPS-Signals. Ein eingebauter Akku macht das Gerät portabel.

Prinzipielle Arbeitsweise

Der Frequenzzähler verwendet die sogenannte reziproke Zählermethode. Dabei wird eine Anzahl von vollständigen Zyklen des Eingangssignals gezählt. Während dieses Zeitraums werden die Zyklen eines Referenzsignals mit einer genau bekannten Referenzfrequenz (f_{ref}), gezählt. Mit der Formel

$$f_{in} = \frac{n_{in}}{n_{ref}} \times f_{ref}$$

wird die Frequenz des Eingangssignals (f_{in}) berechnet. Für die Erfassung der Anzahl der

Eingangszyklen (n_{in}) und der Anzahl der Zyklen des Referenzfrequenzsignals werden n_{ref} Zählungen benötigt. Wenn ein Ergebnis mit einer Genauigkeit von acht Stellen gewünscht wird, sollte n_{ref} größer als 10^8 sein. Der Wert der Referenzfrequenz bestimmt also die Dauer der Periode, in der die Zyklen des Eingangssignals gezählt werden.

Diese Zeit ist die Mindestzeit, um die Frequenz des Eingangssignals mit 8-stelliger Genauigkeit zu messen. Je höher also die Referenzfrequenz ist, desto schneller erhalten man ein Ergebnis. Für die Berechnungen ist ein moderner Mikrocontroller erforderlich, der mit hohen Frequenzen arbeiten kann und verschiedene Zähler auf dem Chip besitzt.

Gestaltungsaspekte

Der Mikrocontroller PIC18F26Q83 von Microchip verfügt über alle für diese Anwendung erforderlichen Funktionen. Er arbeitet mit einer maximalen Frequenz von 64 MHz. Controller, die mit einer noch höheren Frequenz arbeiten, sind nur zu einem unverhältnismäßig höheren Preis erhältlich und für die hier beschriebene Anwendung zu kompliziert.

Da der interne Oszillator des Controllers nicht stabil genug ist, liefert ein temperaturkompensierter Quarzoszillator (TCXO) den

Spezifikationen

Abtastrate	1,6 s
Zeitbasis	~64 MHz GPS-kalibriert
Frequenzbereich	5 Hz bis 64 MHz
Auflösung/Genauigkeit	8 Stellen
Eingangsimpedanz	1 MΩ/15 pF
Eingangsempfindlichkeit	50 mVSS
Max. Eingangsspannung	30 V
Stromversorgung	Wiederaufladbarer Li-Ion-Akku
Batteriebetrieb	~20 Stunden

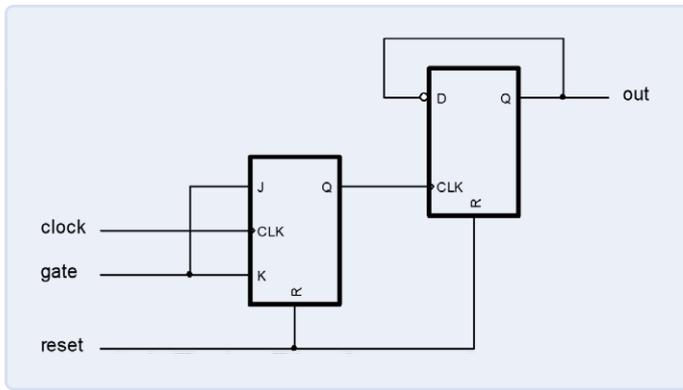


Bild 1. Der 2-Bit-Vorteiler.

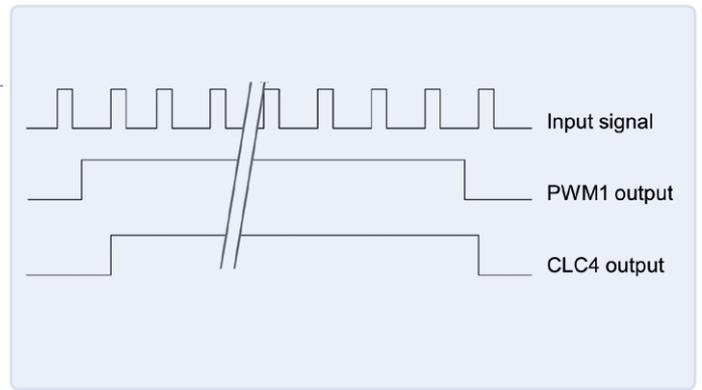


Bild 2. Wellenformen von Eingangssignal, PWM1-Ausgang und CLC4-Flipflop-Ausgang.

64-MHz-Takt. Mit dieser Frequenz lässt sich ein Zähler mit achtstelliger Genauigkeit bei einer Aktualisierungszeit von weniger als 1,6 s realisieren. Die Timer des Controllers können jedoch nur Signale mit einer maximalen Frequenz von 20 MHz verarbeiten.

Glücklicherweise befinden sich acht konfigurierbare Logikzellen (CLC) auf dem Chip, die schnell genug für Signale mit einer Frequenz von 64 MHz sind. Dies ist dann die maximale Frequenz, die man mit diesem Controller messen kann. Zwei CLCs bilden einen 2-Bit-Vorteiler mit Gate (Bild 1), dessen Ausgang dann eine Frequenz von maximal 16 MHz aufweist, was für alle Zähler im Mikrocontroller akzeptabel ist.

Wie bereits erwähnt, muss mindestens 1,6 s lang gezählt werden. Die Zählung von 64-MHz-Zyklen über einen solchen Zeitraum erfordert einen Zähler mit mindestens 27 Bits. Zwei Bits werden durch den Vorteiler bereitgestellt, so dass ein interner Zähler mindestens 25 Bits breit sein sollte. Da die Zähler alle 8 Bit oder ein Vielfaches davon breit sind, bietet sich der 32-Bit-Zähler an. Der Controller verfügt über sechs 16-Bit-Timer (TMR0, TMR1, TMR3, TMR5, UTMRA und UTMRB), die zu 32-Bit-Zählern verkettet werden können. Hier sind die Timer TMR1 und TMR3 sowie die Timer UTMRA und UTMRB verbunden. CLC5 und CLC6 sind Vorteiler für den 32-Bit-UTMR-Zähler und CLC7 und CLC8 für die Kombination TMR1/TMR3. Mit dem PWM1-Modul wird ein 1,6-s-Impuls erzeugt. Sobald ein Zyklus des Eingangssignals ankommt, wird das Flip-Flop von CLC4 gesetzt (Bild 2).

Dieses Flipflop liefert das Gate-Signal für die erste Stufe des Vorteilers. Es wird mit dem ersten Zyklus des Eingangssignals zurückgesetzt, nachdem der PWM1-Ausgang auf Low gegangen ist. Wenn der Ausgang von CLC4 auf Low geht, wird ein Interrupt ausgelöst. In der Interrupt-Service-Routine werden die Zähler gelesen, die Berechnungen durchgeführt und die Ergebnisse angezeigt. Danach werden die Zähler zurückgesetzt und

der beschriebene Vorgang beginnt von vorne. Die Präzision des Geräts wird durch einen sehr stabilen 64-MHz-TCXO erreicht, dessen Frequenz durch das GPS-Signal sehr genau gemessen wird. Am Ausgang des verwendeten GPS-Empfängermoduls liegt ein Signal mit einer extrem stabilen 1-Hz-Frequenz (besser als 10^{-15}). Mit dem 8-Bit-Zähler TMR2 wird ein 10-s-Impuls erzeugt. Während dieser Zeitspanne zählt der von CLC1 und CLC2 gebildete Vorteiler die TCXO-Ausgangsimpulse. Das Ausgangssignal dieses Vorteilers dient als Taktsignal für den 32-Bit-Zähler, der aus den verknüpften Zählern TMR0 und TMR5 besteht.

Das Ausgangssignal von TMR2 löst einen Interrupt aus, sobald es auf High geht. Die Interrupt-Service-Routine liest den Wert des TMR0/TMR5-Zählers, der genau das Zehnfache der Frequenz des TCXO darstellt. Dieser Wert wird bei den Berechnungen während der Frequenzmessungen verwendet. Die mögliche Abweichung von ± 1 Zählung hat keinen Einfluss auf die 8-stellige Genauigkeit des Zählers, da die Messperiode 10 s beträgt. Nachdem die TCXO-Frequenz einige Male gemessen wurde, wird das Ergebnis im

EEPROM des Controllers gespeichert. Damit steht dieser Wert schon beim Einschalten des Frequenzzählers zur Verfügung. Die Praxis zeigt, dass nur die Alterung des Oszillators die Frequenz des TCXO verändert.

Die Schaltung

Wie in Bild 3 dargestellt, übernimmt der Mikrocontroller alle logischen Funktionen und Berechnungen. Aber ein Frequenzzähler braucht mehr: Die Signale - deren Frequenz gemessen werden muss - sind nicht unbedingt digital. Das Signal muss unter Umständen von einem Vorverstärker verstärkt oder abgeschwächt werden. Ein Display am Mikrocontroller zeigt die Messergebnisse an. Zur Peripherie des Controllers gehören auch der schon erwähnte TCXO und der GPS-Empfänger, um die Referenzfrequenz bereitzustellen.

Der vollständige Schaltplan ist in Bild 4 dargestellt. Der Controller U2 bildet zusammen mit dem TCXO, dem GPS-Empfänger U4 und dem Display U3 den digitalen Teil des Zählers. Der Vorverstärker hat eine Eingangsimpedanz von $1\text{ M}\Omega$ (R1). Der Sperrschicht-FET Q1 bietet eine sehr hohe Eingangsimpedanz und eine

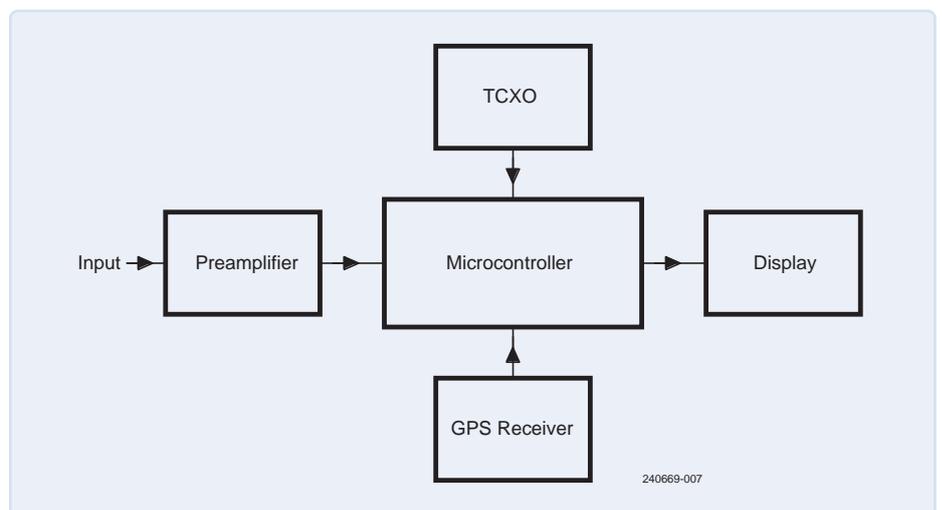


Bild 3. Blockschaltbild des Frequenzzählers.

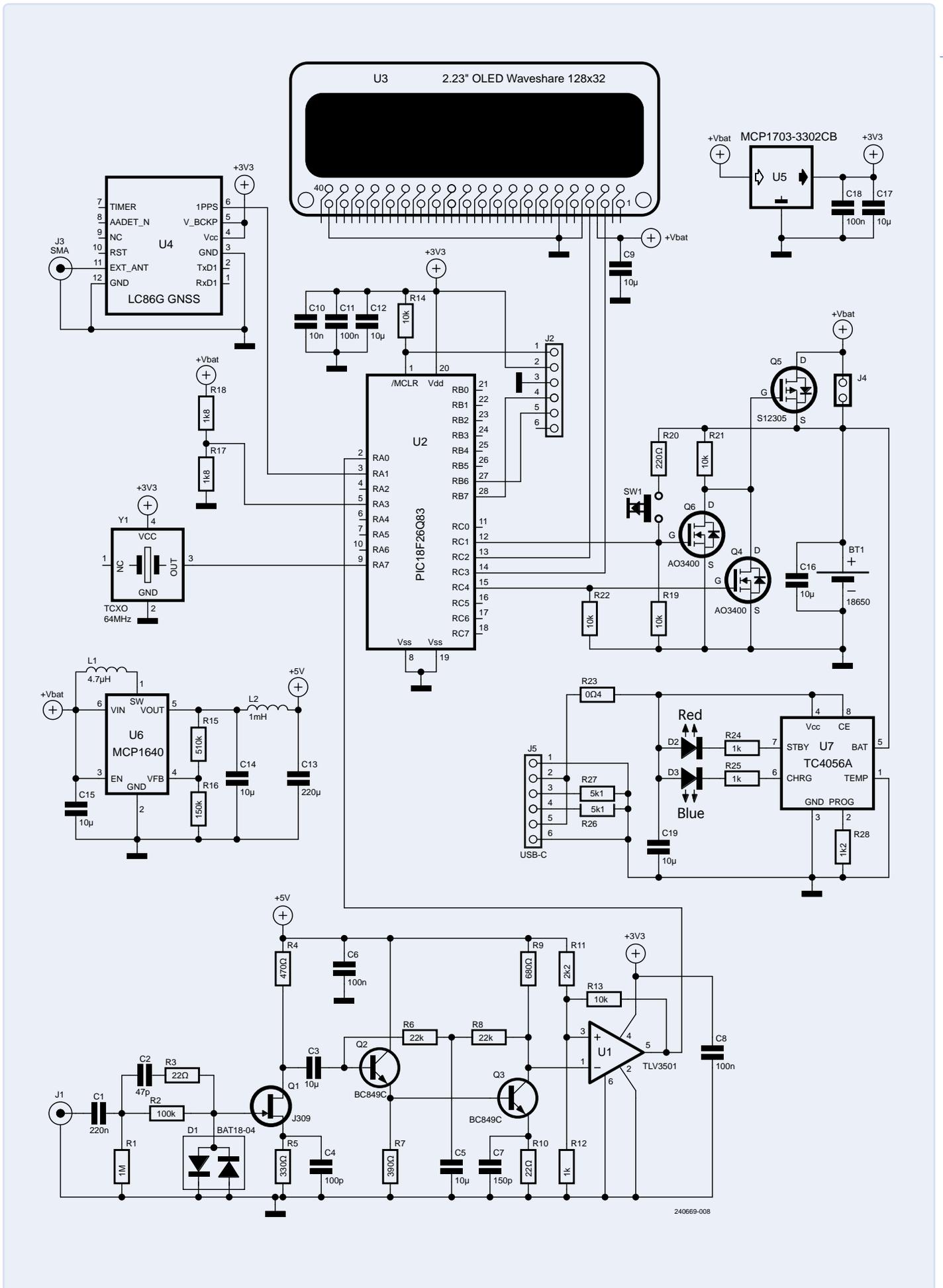


Bild 4. Detailliertes Schaltbild des Frequenzzählers.

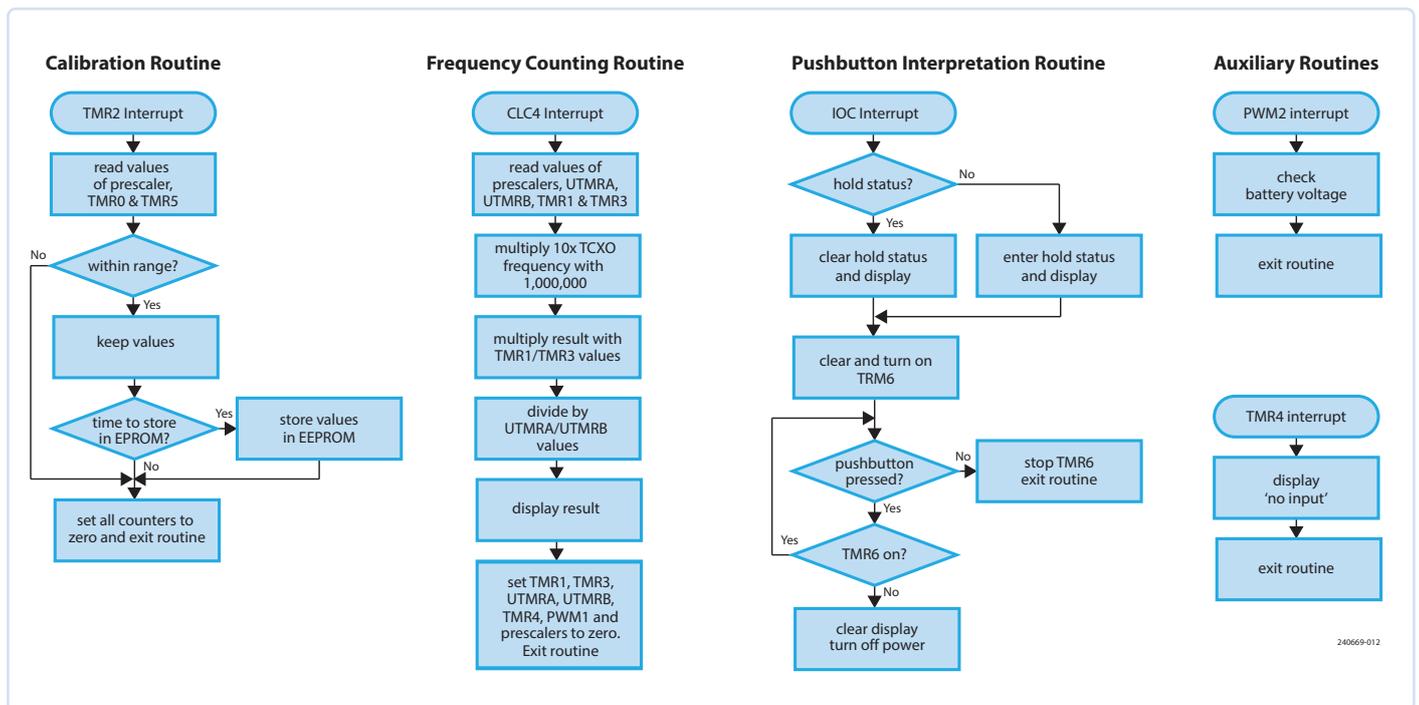


Bild 5. Flussdiagramme der fünf Interrupt-Routinen.

gewisse Verstärkung (D1 klemmt die Wechselspannung auf ein für das empfindliche Gate sicheres Maß). Der Emitterfolger Q2 ist mit dem Ausgangsverstärkertransistor Q3 gleichstromgekoppelt. U1 ist ein Hochgeschwindigkeits-Komparator, der aus dem Eingangssignal ein schön geformtes Rechtecksignal am Abtasteingang des Mikrocontrollers erzeugt. Diese Schaltung hat eine ausreichende Bandbreite für den Zähler, was durch eine SPICE-Simulation bestätigt wurde. Die Spitz-Spitze-Spannung des Eingangssignals muss für gutes Ausgangssignal nur 50 mV betragen, mit dem der Hochgeschwindigkeits-Komparator gefüttert wird. Der Rückkopplungswiderstand R13 sorgt für eine gewisse Hysterese. Selbst wenn die Eingangsspannung an Pin 1 des Komparators seine Versorgungsspannung übersteigt, wird das IC nicht beschädigt, da der Eingangsstrom nicht höher als zulässig ist. Das Ausgangssignal des Komparators wird zur Verarbeitung an den Mikrocontroller weitergeleitet. Wegen seines empfindlichen Eingangs ist der eingangsseitige Teil des Vorverstärkers abgeschirmt.

Stromversorgung

Ein Lithium-Ionen-Akku des Typs 18650 (BT1) versorgt die Schaltung mit Energie. Die Batteriespannung beträgt nominell 3,7 V. Der GPS-Empfänger benötigt aber 3,3 V, und da dieser direkt mit dem Controller verbunden ist, betreiben wir diesen und den TCXO praktischerweise ebenfalls mit 3,3 V. Ein einfacher Spannungsregler (U5) übernimmt diese Aufgabe. Der Eingangverstärker benötigt für den ordnungsgemäßen Betrieb allerdings eine

Versorgungsspannung von 5 V, für die der Aufwärtsregler U6 sorgt.

Es sind sogar etwas mehr als 5 V, aber die Induktivität L2, die mit C13 die Restwelligkeit am Ausgang des Wandlers beseitigen muss, verursacht einen kleinen Spannungsabfall, so dass die Versorgungsspannung des Vorverstärkers genau 5 V beträgt. Da das Display über einen eigenen Regler verfügt, wird es direkt von der Batterie versorgt. Durch Betätigung des Tasters SW1 wird der MOSFET Q6 eingeschaltet und damit auch der MOSFET Q5, der die Stromversorgung einschaltet. Der Controller beginnt zu arbeiten und schaltet dann den MOSFET Q4 ein, so dass die Batterie nach dem Loslassen des Drucktasters angeschlossen bleibt.

Mit einer voll aufgeladenen Batterie kann der Zähler bis zu 20 Stunden ununterbrochen arbeiten. Zum Aufladen wird eine USB-Stromquelle verwendet. Das Lade-IC U7 übernimmt diese Aufgabe. Pin 3 und Pin 4 des USB-Steckers benötigen jeweils einen Widerstand gegen Masse, ohne die so genannte Schnellladegeräte keinen Strom liefern würden. Die rote LED leuchtet während des Ladens, die blaue, wenn der Akku vollständig geladen ist. Der Controller wird über den Anschluss J2 programmiert, während man mit Jumper J4 den Akku dauerhaft anschließt, was beim Debuggen und Programmieren nützlich ist.

Die Umgebungsbedingungen für einen guten GPS-Signalempfang können zuweilen unzureichend sein. Für solche Fälle ist der optionaler Anschluss J3 für eine externe Antenne vorgesehen.

Die Firmware

Die Firmware ist in Assembler ohne Verwendung von Bibliotheken geschrieben und kann unter [1] heruntergeladen werden [1]. Die Programmierung in Assembler führt zu einer Firmware, die die Speicherressourcen effizienter nutzt und schneller ist als eine in einer höheren Sprache erstellte. Daher benötigt sie nur etwa 5 % des Programmspeichers des Controllers.

Nach der obligatorischen Konfiguration von IOs, CLCs, Zählern und anderen internen Modulen wird das Hauptprogramm aufgerufen. Dieser Teil kümmert sich nur um die Anzeige des Wellen-Icons während der Zeit, in der der GPS-Empfänger einen Impuls ausgibt, und um das Löschen des Aktualisierungs-Icons (zu diesen Symbolen später mehr). Alle anderen Funktionen werden von fünf Interrupt-Service-Routinen übernommen. Die Flussdiagramme dieser Routinen sind in **Bild 5** dargestellt. Sie sind selbsterklärend. Interrupt-Routinen in älteren Mikrocontrollern beginnen damit, herauszufinden, welche Peripherie einen Interrupt verursacht hat. Nachdem die Ursache gefunden wurde, wird ein Sprung zur entsprechenden Service-routine durchgeführt. Der Mikrocontroller verwendet sogenannte vektorielle Interrupts, was bedeutet, dass jedes Peripheriegerät seinen eigenen eindeutigen Vektor hat, der auf seine Interrupt-Service-Routine verweist. So ist es innerhalb der Interrupt-Routine nicht erforderlich, herauszufinden, welches Peripheriegerät den Interrupt ausgelöst hat. Die Verarbeitung von Interrupts erfolgt auf diese Weise sehr schnell.



Bild 6. Die bestückte Vorderseite der Platine ohne Display und Abschirmung (links), fertiggestellt (Mitte) und die Rückseite der Platine, montiert im oberen Teil des Gehäuses (rechts).

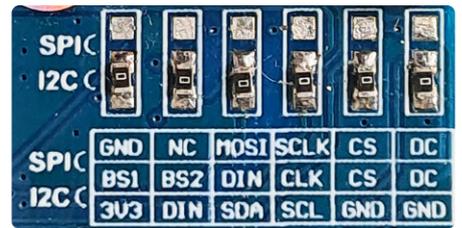


Bild 7. Detail der Displayplatine, das die korrekte Position der 0-Ω-Widerstände zur Auswahl des I²C-Busses zeigt.



Stückliste

Widerstände:

(1206, wenn nicht anders angegeben)

R1 = 1 M

R2 = 100 k

R3, R10 = 22 Ω

R4 = 470 Ω

R5 = 330 Ω

R6, R8 = 22 k

R7 = 390 Ω

R9 = 680 Ω

R11 = 2k2, 1%

R12 = 1 k, 1%

R13, R14, R19, R21, R22 = 10 k, 0805

R15 = 510 k, 1%, 0805

R16 = 150 k, 1%, 0805

R17, R18 = 1k8, 1%, 0805

R20 = 220 Ω, 0805

R23 = 0Ω

R24, R25 = 1 k, 0603

R26, R27 = 5k1, 0805

R28 = 1k2, 0805

Kondensatoren:

(1206, wenn nicht anders angegeben)

C1 = 220 n, 0805

C2 = 47 p

C3, C5, C9, C12, C14...C17, C19 = 10 μ, 0805

C4 = 100 p

C6, C8, C11, C18 = 100 n, 0805

C7 = 150 p

C10 = 10 n, 0805

C13 = 220 μF

Halbleiter:

D1 = BAT18-04

D2 = LED, rot

D3 = LED, blau

Q1 = MMBFJ309

Q2, Q3 = BC849C

Q4, Q6 = AO3400

Q5 = SI2305

U1 = TLV3501AIDB

U2 = PIC18F24Q71 SO

U3 = 2,23-Zoll-OLED (Waveshare)

U4 = LC86G (Quectel)

U5 = MCP1703-3302CB

U6 = MCP1640B

U7 = TC4056A

Induktivitäten:

L1 = 4μ7, 1210

L2 = 1 m, 1210

Außerdem:

SW1 = SMD-Schalter 1241 (Schurter)

Y1 = 64-MHz-TXCO

BT1 = 18650-Li-Ion-Zelle

J1 = BNC-Buchse für Platinenmontage, vertikal

J2 = 1x6-polige Stiftleiste, gewinkelt

J3 = SMA-Buchse für Platinenmontage, horizontal (optional)

J4 = 1x2-polige Stiftleiste mit Jumper

J5 = USB-B-Buchse für Platinenmontage, horizontal

1 Stück 2x2-polige Stiftleiste

1 Stück 2x4-polige Stiftleiste

2 Stück 5 mm Abstandshalter M3

4 Stück 4 mm Abstandshalter M2,7

Gehäuse Datec-Mobil-Box S (OKW)

Aufbau

Die gesamte Schaltung ist auf einer einzigen Platine mit den Abmessungen 100 × 70 mm² untergebracht (**Bild 6**). Es wurde darauf geachtet, dass der Eingangsverstärker, der Prozessor, der GPS-Empfänger und die Stromversorgung räumlich voneinander getrennt sind.

Bis auf die Steckverbinder, das Display und den TCXO ist alles in SMD-Technik ausgeführt. Das spart Platz, erleichtert das Layout und führt zu einer kompakten Schaltung mit geringen Abmessungen. Die Widerstände des Eingangsverstärkers sind von der Bauform 1206, die eine geringere parasitäre Kapazität als Bauteile der Größe 0805 aufweisen, die für den Rest der Schaltung verwendet werden.

Indem ein bestimmter Bereich auf der Platine kupferfrei gelassen wurde, konnte die Eingangskapazität des Verstärkers bei etwa 15 pF gehalten werden. Die Platine wurde in einer Datec-Mobil-Box S von OKW untergebracht. Wegen seiner Höhe wurde das Display zunächst mit 5 mm Abstandshaltern montiert und dann erst die Stiftleiste von der Rückseite der Platine eingeschoben. Um einen optimalen Kontakt herzustellen, wurden die Pins der Stiftleiste dann einzeln so weit wie möglich eingeschoben. Die maximale Höhe der kompletten Platine erreichte so nur 19 mm, was gut in die verfügbaren 22 mm des OKW-Gehäuses passte. Da nur wenige Verbindungen zum Displaymodul benötigt wurden, wurden nicht nur diese Stiftleisten, sondern auch einige zusätzliche zur Fixierung des Moduls montiert.

Das OLED-Display von Waveshare ist standardmäßig für einen SPI-Bus konfiguriert. Da der Frequenzzähler den I²C-Bus verwendet, mussten sechs 0-Ω-Widerstände auf dem Modul verschoben werden. **Bild 7** zeigt, wie es nach dieser Änderung aussieht. Es ist Vorsicht geboten, da diese Teile recht klein sind.



Bild 8. Kleine, aber wichtige Symbole: der aktualisierte Anzeigewert (links), der empfangene GPS-Ausgangsimpuls (Mitte) und zehn aufeinanderfolgende erfolgreiche GPS-Impulse (rechts).

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Anmerkungen zu diesem Projekt? Bitte kontaktieren Sie den Autor unter wdenhollander@solnet.ch oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.

Gebrauch des Zählers

Durch Drücken der Taste SW1 wird das Gerät eingeschaltet. Wird die Taste während der Frequenzmessung gedrückt, wird der angezeigte Wert gehalten und die Meldung *hold* angezeigt. Durch erneutes Drücken wird die Anzeige wieder freigegeben. Der Frequenzzähler schaltet sich automatisch aus, wenn mehr als 60 s lang kein Eingangssignal anliegt.

Alternativ kann der Zähler auch ausgeschaltet werden, indem die Taste länger als 2 s gedrückt wird, was durch das Erlöschen der Anzeige quittiert wird. **Bild 8** zeigt alles, was in der Ecke des Displays angezeigt werden kann. Jedes Mal, wenn die Anzeige aktualisiert wird, leuchtet oben links ein kleiner Punkt auf (Bild 8, links). Während der Zeit, in der der GPS-Empfänger einen Impuls ausgibt, wird das Wellensymbol (Bild 8, Mitte) angezeigt. Wenn der Controller eine Serie von zehn aufeinanderfolgenden Impulsen vom GPS-Empfänger erfolgreich empfangen hat, wird das Häkchen in Bild 8 (rechts) für eine Sekunde auf dem Display angezeigt. **Bild 9** zeigt alle möglichen Ansichten der Hauptanzeige, mit (von oben nach unten) der regulären Anzeige, der Anzeige des Status *low battery*, dem Einfrieren der Frequenzanzeige *hold* und dem Status *no input* (gestrichelte Anzeige). Die Überprüfung der Batteriespannung erfolgt etwa alle 30 s; liegt sie unter 3,2 V, erscheint die Meldung *low battery*, was bedeutet, dass die Batterie geladen werden muss. ◀

Übersetzung: Ulrich Drees -- 240669-02

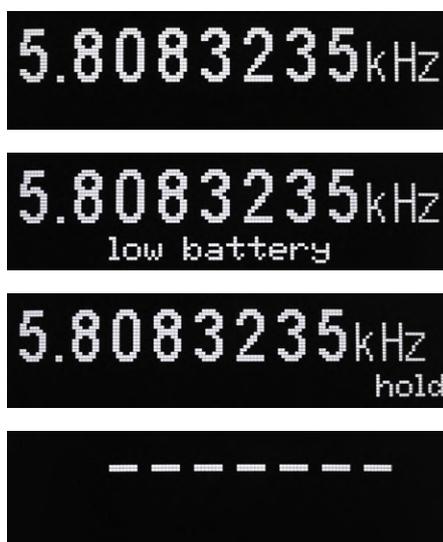


Bild 9. Die Anzeige des Frequenzzählers mit allen möglichen Optionen (von oben): der reguläre Messwert, der Status *low battery*, der Status *frequency hold* und der Status *no input* (gestrichelte Anzeige).



Passende Produkte

- > **Microchip MPLAB PICKit 5 In-Circuit-Debugger/Programmierer**
www.elektor.de/20665
- > **Tam Hanna, Mikrocontroller-Basics mit PIC (Elektor, 2020)**
www.elektor.de/18945



Über den Autor

Willem den Hollander begeistert sich seit seinem zwölften Lebensjahr für Elektronik. Er hat einen Master-Abschluss in Elektrotechnik und arbeitete 37 Jahre lang in der Forschung und Entwicklung im Bereich der Unterhaltungselektronik. Seine Lieblingsthemen sind Netzteile, digitale Schaltungen, programmierbare Logik und Mikroprozessoren. Mehrere seiner Projekte wurden in Elektor veröffentlicht.



WEBLINK

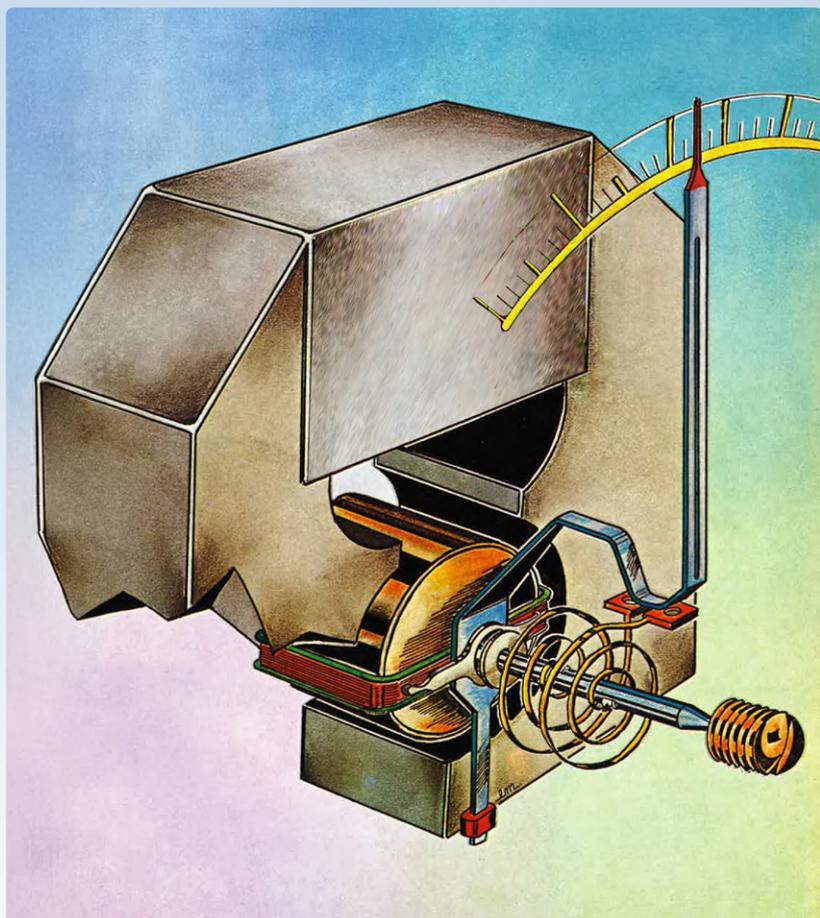
[1] Firmware-Download: <https://elektormagazine.de/labs/elektor-articles-software-downloads>

Analoge Messgeräte

Von David Ashton (Australien)

Wann haben Sie das letzte Mal ein analoges Messinstrument in einem Gerät gesehen? Heutzutage hat alles digitale Anzeigen, und obwohl diese sehr präzise sein können, haben analoge Messgeräte einen gewissen Charme und einige Vorteile. Werfen wir einen Blick darauf.

Bild 1. Dieses prächtige Messwerk eines Drehspulinstruments prangte auf einem Elektor-Cover von 1979..



Analoge Messgeräte lassen sich leichter ablesen als digitale. Ein Zeiger, der etwas mehr als die Hälfte einer 20-V-Skala überstreicht, entspricht etwa 12 V, und wenn Sie mehr Präzision brauchen, müssen Sie genauer hinsehen. Wenn Sie auf einer Digitalanzeige einen schnellen Blick auf 1234 werfen, sind das dann 1,234 V oder 12,34 V? Wo ist der Dezimalpunkt? Besonders verwirrend kann dies bei einer Anzeige mit automatischer Umschaltung sein. Und: Analoge Messgeräte brauchen keine Stromversorgung. Kein Gefummel mit (manchmal auch isolierten) $\pm 5\text{-V}$ -Versorgungen.

Drehspule und Dreheisen

Der wichtigste Teil eines analogen Messgeräts ist das *Messwerk*. Ein Messwerk besteht aus einer Nadel (einem Zeiger), die an etwas befestigt ist, das sie gegen die Kraft einer winzigen Feder über eine Skala bewegt, um einen Messwert anzuzeigen. Normalerweise - aber nicht immer - ist Magnetismus im Spiel. Der maximale Wert, den ein Messgerät messen kann, wird als *Vollausschlag* bezeichnet.

Drehspulinstrumente sind die gebräuchlichste Art; der zu messende Strom erzeugt ein Magnetfeld in einer Spule, die sich gegen das Feld eines Permanentmagneten bewegt. Sie können sehr empfindlich gemacht werden (50 μA ist nicht ungewöhnlich), sie sind in der Regel sehr linear, und man kann mit einem guten Messgerät eine Genauigkeit von 1 % erreichen, mit einer „Spiegelskala“, um sicherzustellen, dass man den Zeiger genau frontal abliest.

Aber: Drehspulinstrumente sind empfindlich, die Kosten sind proportional zur Qualität, und gute Messgeräte sind teuer. Der Aufbau eines Drehspulmessgeräts ist in **Bild 1** dargestellt.

Der andere gängige Typ ist das *Dreheiseninstrument*. Eine Eisenfeder wird durch den gemessenen Strom in einer festen Spule angezogen. Dreheisenmessgeräte sind günstig, nichtlinear, sehr robust, aber normalerweise nicht sehr empfindlich; 1 A ist ein typisches Minimum. Sie eignen sich hervorragend für Dinge wie Batterieladegeräte oder ähnliches, bei denen keine hohe Präzision erforderlich ist. **Bild 2** zeigt ein 5-A-Dreheisenmessgerät. Man beachte die nichtlineare Skala an den Enden.

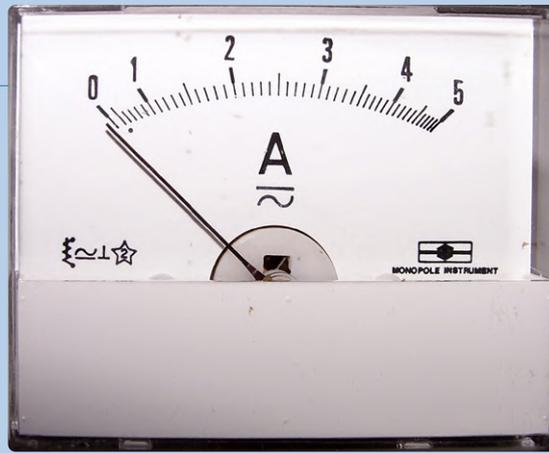


Bild 2. Skala eines 5-A-Dreheiseninstruments. Man beachte die nichtlineare Skala, insbesondere an den Enden, mit dem Beginn der Anzeige bei 500 mA (markiert durch den kleinen Punkt unter der Skala). (Quelle: David Ashton)

Shunts und Vorwiderstände

Messgeräte können so angepasst werden, dass sie höhere Ströme als den Nennstrom oder die Nennspannung messen können. Um einen höheren Strom zu messen, wird ein Shunt verwendet - ein niederohmiger Widerstand, der einen Teil des Stroms im Stromkreis „stiehlt“. Um Spannungen zu messen, wird ein Vorwiderstand verwendet, also ein Widerstand, der den Strom bei der zu messenden Spannung auf den Wert des Vollausschlags begrenzt. Die Berechnung von Shunts und Vorwiderständen ist eine Kunst für sich und würde einen kurzen Artikel wie diesen sprengen.

Bild 3 zeigt ein VU-Meter (kalibriert zum Ablesen von Dezibel für Audiomessungen), während **Bild 4** eine ältere Art von rundem Messgerät zeigt, das bei Retro- und Steampunk-Fans beliebt ist. **Bild 5** zeigt ein Panelmeter, bei dem das Messwerk horizontal liegt und die Nadel um 90 Grad gebogen ist, um Platz zu sparen.

Das Wissen über analoge Messgeräte - und wie und wann man sie einsetzt - kann Ihre Entwürfe vereinfachen, manchmal Kosten senken und zu einigen sehr gut aussehenden Geräten führen! ◀

Übersetzung: S. Gerstendorf — 250117-02



Bild 3. VU-Meter, kalibriert in Dezibel, dieses hat auch eine Spitzenwert-LED. (Quelle: Wikipedia - Iainf - Creative Commons License, https://it.wikipedia.org/wiki/VU_meter#/media/File:VU_Meter.jpg)



Bild 4. Altes 300-V-Wechselspannungsmeter aus den 1940er Jahren im runden Bakelit-Gehäuse. (Quelle: Roberto Armani)

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Wenn Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel haben, wenden Sie sich bitte an die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Über den Autor

David Ashton wurde in London geboren, wuchs in Rhodesien (heute Simbabwe) auf, lebte und arbeitete in Simbabwe und lebt heute in Australien. Er interessiert sich für Elektronik, seit er „kniehoch zu einem Grashüpfer“ war. Rhodesien war nicht das Zentrum des Elektronikeruniversums, so dass das Anpassen, Ersetzen und Schnorren von Bauteilen zu seinen erworbenen Fähigkeiten gehörte, Fähigkeiten, auf die er heute noch stolz ist.

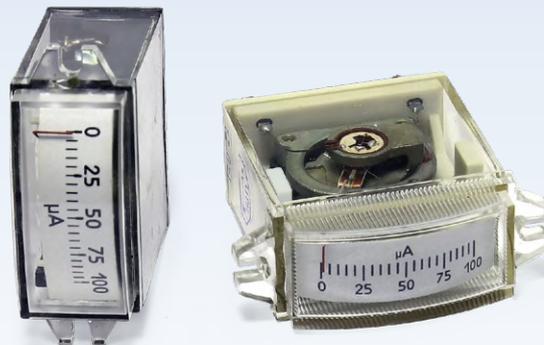


Bild 5. Panelmeter mit 100 µA Vollausschlag. (Quelle: Oleg Rozencvaig - eBay - alexer1)

Stand-alone- Quarztester

Wie genau ist
Ihre Taktquelle?



Von Philippe Le Guen (Frankreich)

Durchsucht man seinen Bauteilebestand nach den bestimmten Quarzen, stellt sich manchmal heraus, dass die Markierungen teilweise verwischt oder gar nicht vorhanden sind. Der in diesem Artikel beschriebene kompakte Quarztester kann zwar nicht mit komplexeren und teureren professionellen Geräten mithalten, aber die korrekte Funktion eines unbekanntes Quarzes überprüfen und seine Frequenz auf einem achtstelligen Display anzeigen.

Mit diesem Entwurf wollte ich ein einfaches, aber ausreichend genaues Testgerät für mein Labor bauen, das zum größten Teil aus Standardbauteilen besteht, die ich in den Schubladen meines Labors zu finden hoffte. Natürlich gibt es auch andere Projekte dieser Art, aber nicht mit einer 8-stelligen Frequenzanzeige, wie sie mein Prototyp in **Bild 1** präsentiert.

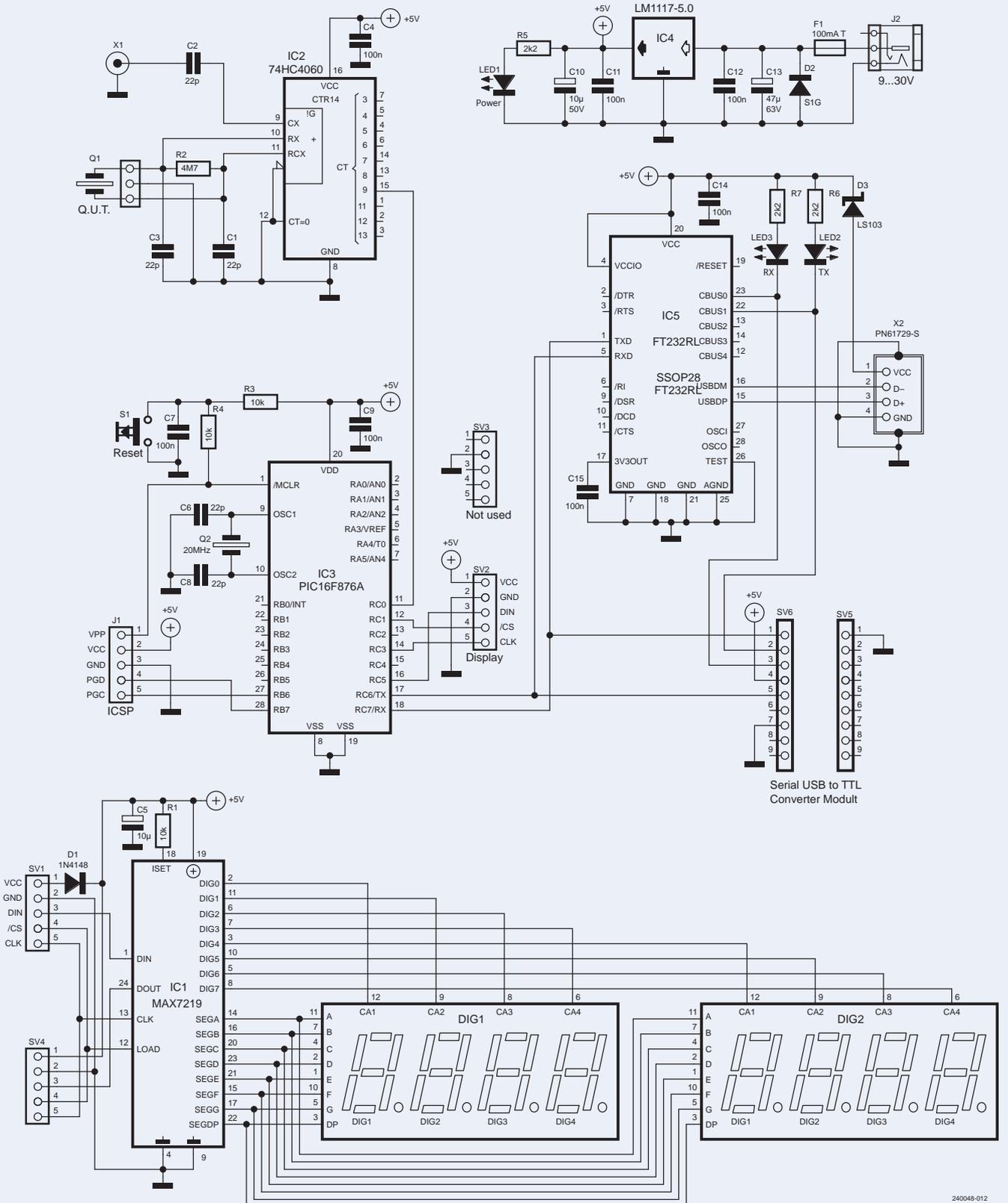
Bild 1. Der Prototyp des Quarztesters bei der Arbeit, während er einen 30-MHz-Quarz testet und die Frequenz in dem achtstelligen Display anzeigt.

Funktionsprinzip

Wie im Schaltplan (**Bild 2**) zu sehen, dreht sich die gesamte Elektronik um einen Mikrocontroller PIC16F876A von Microchip [1], der die Impulse einer analogen 14-stufigen Zählerschaltung mit einem 74HC4060 [2] zählt, die die zu bestimmende Quarzfrequenz durch 1024 dividiert hat. Warum diese Auswahl?

- Ich wollte Bauteile wiederverwerten, die in meinem Labor verfügbar waren.
- Ich hatte bereits einen ähnlichen Vorteiler für mein Induktivitätsmessgerät [3] entwickelt, in diesem Fall einen 12-stufigen Zähler mit HEF4040 von Philips, der perfekt funktionierte.

Im 74HC4060 befindet sich ein Pierce-Oszillator [4], der in seiner typischen Konfiguration auf **Bild 3** zu sehen ist, mit dem RC-Netzwerk aus R2, C1, C3 und dem zu testenden Quarz. Dabei habe ich teilweise die Idee aus einem Elektor-Artikel von Dezember 2002 von Karl-Heinz Lorenz aufgegriffen [5]. In dieser Architektur versucht R2, die Spannungen am Ein- und Ausgang des invertierenden Gatters von IC2 gleich



240048-012

Bild 2. Vollständiges Schaltbild des Quarztesters.

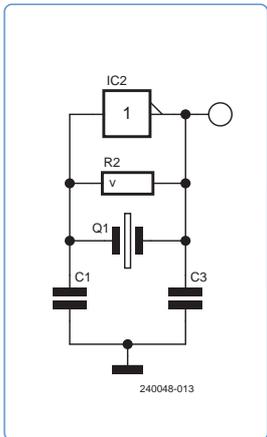


Bild 3. Ein typischer Pierce-Oszillator. Der Einfachheit wurden die Bauteilbezeichnungen vom Hauptschaltbild übernommen.

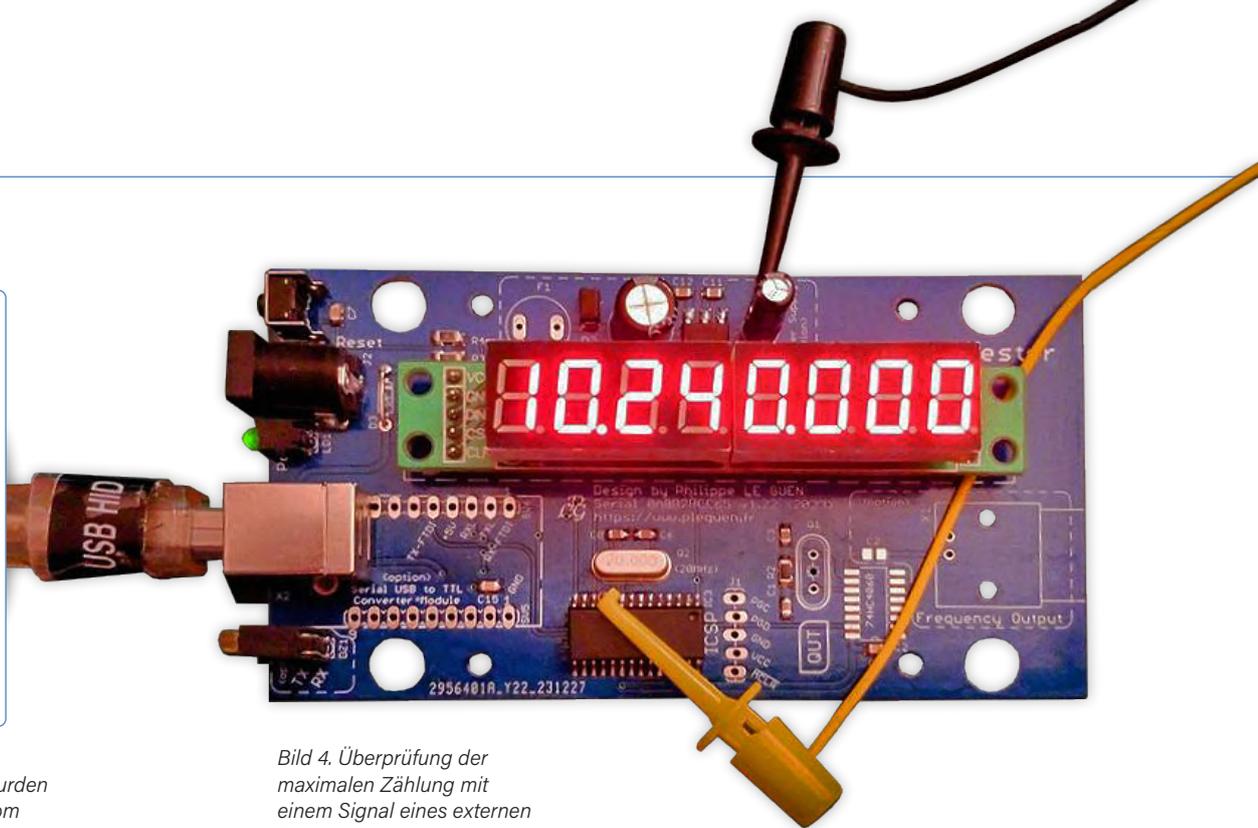


Bild 4. Überprüfung der maximalen Zählung mit einem Signal eines externen Funktionsgenerators.

zu halten, so dass dieses Gatter im Übergangsbereich arbeitet und - wenn es schaltet - eine Phasenverschiebung von 180° in der Schleife mit Q1, C1 und C3 bewirkt. Diese drei Bauelemente sorgen dann für eine weitere Verschiebung um 180° , wodurch die Schleife geschlossen wird und das Stabilitätskriterium der Barkhausen-Phasenverschiebung (360°) für Schwingkreise erfüllt ist [6]. In dieser „Parallelquarz“-Konfiguration stabilisiert sich die Schleife bei der Resonanzfrequenz des Quarzes.

In meinem Entwurf hätte der Oszillator auch auf einer Colpitts-Architektur beruhen können. In diesem Fall hätte ich jedoch etwas mehr Elektronik benötigt, um das resultierende Signal an den Mikrocontroller weiterzuleiten, was den Schaltplan und das Platinenlayout unnötig verkompliziert hätte; daher entschied ich mich, bei einer Pierce-Architektur zu bleiben.

Der gewählte Mikrocontroller verwendet bereits seinen 1:256-Vorteiler und kann bei direkter Messung (RC0/T1CK1) nicht über 65.535 hinaus zählen. Um Quarze bis 30 MHz zu prüfen, ist also ein zusätzlicher Teiler erforderlich, und dies wird mit dem 74HC4060 erreicht. Wenn man den Zähler-Ausgang Q9 verwendet, der bis 1024 zählt, dann ist es theoretisch möglich, Frequenzen von 67 MHz zu messen ($65.535 \times 1024 = 67.10784 \times 10^6$). Und die Theorie erweist sich auch in der Praxis als gültig, wie ich mit meinem Funktionsgenerator überprüfen konnte (Bild 4). Tatsächlich konnte ich angesichts des winzigen Fehlers, den das System erzeugt, eine Eingangsfrequenz von 65,530 kHz (an Pin 11 = RC0 von IC3) nicht überschreiten. Das Display zeigte dann 67.107.840 an, was geteilt durch 1024 genau 65.535 ergibt, das Maximum, das Timer1 im 16-Bit-Modus des Mikrocontrollers zählen kann. Angesichts des Multiplikationskoeffizienten von 1024 beträgt die Auflösung des Geräts 1024 Hz.

Hardware-Bestandteile

Der Mikrocontroller PIC16F876A, den ich aus einem ausrangierten Gerät gerettet hatte, ist ein SMD, das von einem 20-MHz-Quarz getaktet wird. Das Netzwerk mit dem Taster S1 und den Widerständen R3 und R4 bildet die Reset-Schaltung, wobei Kondensator C7 den Taster entprellt.

Der serielle SPI-Bus, der Pin 12, Pin 14 und Pin 16 verwendet, gelangt über den Anschluss SV2 zum Anzeigemodul, während SV3 lediglich als mechanische Stütze dient. Die vom 74HC4060 gelieferten Zählimpulse erreichen den Mikrocontroller über Pin 11, während Pin 17 (TX) und Pin 18 (RX) mit den seriellen Kommunikationsleitungen verbunden sind. Für die Anzeige wird ein kleines achtstelliges Modul mit sieben Segmenten verwendet, das im Internet weithin erhältlich ist [7] und über den SPI-Bus angesteuert wird. Es wird auf der Hauptplatine als „Doppeldecker“ aufgesteckt, wie Bild 5 zeigt.

Das Gerät kann über die USB-Schnittstelle X2 oder über eine externe 0...30-V-Gleichspannungsquelle über J2 erfolgen, wobei Festspannungsregler IC4 diese Eingangsspannung auf 5 V für den Betrieb des Testgerätes herunterbricht. Eine Schottky-Diode (D3) zwischen Pin 1 (VCC) der USB-Buchse X2 und Pin 4 und Pin 20 des FT232 (IC5) schützt die vom PC-USB kommende +5-V-Leitung, falls die von der externen Spannungsversorgung erzeugten 5 V ebenfalls vorhanden sind. IC4 ist ein LDO-Regler LM1117-5.0 von Texas Instruments [8], der bis zu 800 mA liefern kann. Angesichts des geringen Stroms, den das Projekt benötigt, ist ein Kühlkörper hier nicht erforderlich. Eine Schutzdiode (D2) gegen Verpolung ist unmittelbar nach der Sicherung F1 eingefügt. Die Kondensatoren C10...C13 sorgen für die übliche Filterung. Die Stromaufnahme der Platine liegt bei etwa 40 mA, wenn bei +12 V alle acht Ziffern eingeschaltet sind, was selbst im Testmodus, wenn das gesamte Display mit seinen Multiplex-Anzeigen aktiv sind, immer noch angemessen gering ist. Wenn Sie das Display auf Dauerbetrieb (maximale Helligkeit) einstellen wollen, müssen Sie Sicherung F1 entsprechend anpassen, aber mit 100 mA sollten Sie immer auf der richtigen Seite liegen. Ich habe das natürlich an meinem Prototyp ausprobiert. Die Platine bietet auch Platz und einen Footprint für eine optionale BNC-Buchse zur Anzeige des gemessenen Signals auf einem Oszilloskop oder zum Anschluss eines externen Frequenzmessers.

Firmware

Ich habe die Firmware in der Sprache mikroC geschrieben; der Code steht auf der Elektor-Labs-Webseite für dieses Projekt zum Download

bereit [9]. Die Programmierung kann mit einem Programmiergerät Ihrer Wahl (in meinem Fall ist es ein PICkit4 von Microchip [10]) über den ICSP-Anschluss erfolgen, wie in **Bild 6** gezeigt. Ich habe einen Bootloader integriert, der es dank der USB-UART-Stufe ermöglicht, den Code einfach zu ändern und/oder zu aktualisieren, ohne das Gerät öffnen und den Mikrocontroller herausnehmen zu müssen.

Ein durch das Gehäuse zugänglicher Mikroschalter ermöglicht es, das Gerät zurückzusetzen. Dies ist jedoch optional, da es auch möglich ist, auf den Bootloader zu verzichten und den Mikrocontroller direkt mit der Firmware zu programmieren. In diesem Fall wird die USB-UART-Schnittstelle überflüssig. Die Firmware ist äußerst ressourcenschonend:

- > Verwendetes RAM (Bytes): 37 (11%),
freies RAM (Bytes): 315 (89%)
- > Verwendetes ROM (Programmewörter): 1166 (14%),
freies ROM (Programmewörter): 7026 (86%)

Das Messprinzip ist grundlegend: Die Frequenz des Prüflings, der mit dem Oszillator in IC2 (74HC4060) und dem RC-Netzwerk (R2, C1, C3) verbunden ist, wird durch 1024 geteilt, wobei das resultierende Signal an Pin 15 (Q9) von IC2 zur Verfügung steht. Dieses Signal wird direkt an den Mikrocontroller IC3 (PIC16F876A) an Pin 11 (RC0/T1CKI) weitergeleitet. Ein Impulszähler, der Timer1 im 16-Bit-Modus verwendet, zählt diese Impulse über einen Zeitraum von 1 s und multipliziert die Anzahl der Impulse mit 1024. So erhält man die Frequenz des zu analysierenden Quarzes. Das Ergebnis wird auf der achtstelligen Sieben-Segment-Anzeige über einen seriellen SPI-Bus angezeigt. Für jede neue Messung wird eine Min/Max-Erkennung durchgeführt und eine entsprechende Anzeige erzeugt:

- > Acht Striche „-----“ bedeuten, dass die gemessene Frequenz zu niedrig ist, oder können darauf hinweisen, dass das zu prüfende Bauteil fehlt oder sogar defekt ist (siehe **Bild 7**).
- > „0.F. Error“ (Überlauferfehler) bedeutet, dass die gelesene Frequenz zu hoch ist, wobei der Höchstwert 67,10784e6 oder etwa 67 MHz beträgt (siehe **Bild 8**).

Je nach der anzuzeigenden Frequenz werden die Tausenderpunkte automatisch positioniert, um das Ablesen zu erleichtern.

Programmierung

Die USB-UART-Schnittstelle wird mit dem bekannten FT232RL von FTDI [7] und den dazugehörigen Bauteilen oder mit einem fertigen Modul aufgebaut, je nach Gusto. Sie empfängt Signale von der USB-Typ-B-Buchse an Pin 15 und Pin 16 (USBDP/USBDM). Zwei LEDs (LED2 und LED3, auf der Platine als DZ1-1 und DZ1-2 gekennzeichnet) zeigen den Datenfluss auf diesen Kommunikationsleitungen an. Wie bereits erwähnt, kann der Mikrocontroller mit einem Bootloader programmiert werden, was aber nicht unbedingt erforderlich ist. Er macht es aber einfach einfacher, die Software über die UART-USB-Verbindung zu aktualisieren. Der von mir verwendete *Tiny Bootloader* läuft unter Windows 10 einwandfrei und ist im Softwarepaket auf der Elektor-Labs-Webseite enthalten.



Bild 5. Die Anzeigeplatine wird auf die Hauptplatine des Quarztesters gesteckt.



Bild 6. Programmierung des PICs über den ICSP-Verbinder durch ein PICkit 4 von Microchip.



Bild 7. Striche auf dem Display können darauf hinweisen, dass der zu prüfende Quarz fehlt, defekt ist oder mit einer für die Messung zu niedrigen Frequenz schwingt.



Bild 8. Wenn die Anzeige „0.F. Error“ (Überlauferfehler) anzeigt, ist die Frequenz des Quarzes für eine korrekte Messung zu hoch.

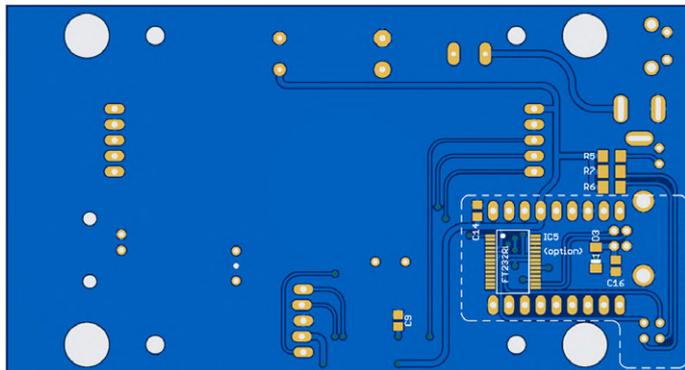
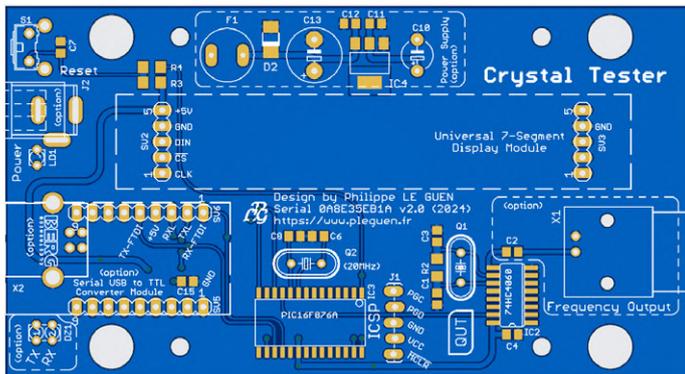


Bild 9. Platinenlayout der Bauteilseite (oben) und der Lötseite (unten).

In der aktuellen Version v2.0 der Platine habe ich einen ICSP-Anschluss zur Programmierung des PICs aufgenommen. Ich habe dafür keine Buchsenleiste oder einen anderen Steckverbinder vorgesehen, sondern stelle einfach den Footprint (J1) für die fünf zur Programmierung benötigten Stifte (MCLR, VCC, GND, PGD, PGC) zur Verfügung. Die entsprechenden Pads sind absichtlich nicht perfekt ausgerichtet, sondern weisen einen leichten Versatz zueinander auf, was für einen guten Halt und gute Kontakte beim Anschluss des Programmer-Käbelchens sorgt. Für den Anschluss meines PICkit 4 verwende ich ein selbst angefertigtes 12 cm langes fünfadriges flexibles Flachbandkabel, das ebenfalls in Bild 6 zu sehen ist.

Auswahl der Bauteile

Jetzt möchte ich Ihre Aufmerksamkeit auf den/die Lieferanten und die Herkunft empfindlicher Bauteile wie Mikrocontroller und natürlich CMOS-Logik-ICs lenken. Für meinen eigenen Prototyp fehlte mir der 74HC4060D in SMD-Ausführung. Aus Kostengründen (bei Farnell ist die Lieferung ab 75 € ohne MwSt. kostenlos; bei Mouser beträgt der Mindestbestellwert 50 €) habe ich mich für eine Bestellung bei AliExpress entschieden und ein 10er-Set für 3,48 € mit kostenlosem Versand gekauft (wie machen die das?). Das hat sich als schlechte Wahl erwiesen.

Von einer Charge von zehn Chips habe ich vier getestet, von denen einer völlig tot war. Alle von mir getesteten Chips wiesen ein übermäßiges Überschwingen an Pin 10 und Pin 11 (RX/RX) auf, so dass ich (in Abwesenheit des zu messenden Quarzes) offensichtlich einen völlig erratischen Wert im Display vorfand und - viel schlimmer - mit eingesetztem Quarz die Messung völlig daneben lag. Einmal mehr zeigt sich, dass empfindliche Bauteile aus unzuverlässigen Quellen nicht

die richtige Wahl sind. Diese Bauteile stammen zwar wahrscheinlich von großen Herstellern, haben aber mit Sicherheit die systematisch durchgeführten Qualitätskontrollen in der gesamten Herstellungskette nicht bestanden oder sind unten durchgerutscht oder von der Palette gefallen und sind daher so minderwertig, dass sie meiner Meinung nach auf dem Müll landen sollten. Im Vergleich zur AliExpress-Lieferung hat mich der Satz, den ich dann doch bei Farnell bestellt habe, 0,436 € pro IC gekostet, zuzüglich Mehrwertsteuer und natürlich Versandkosten obendrauf. Aber immerhin funktioniert das Gerät jetzt einwandfrei und entsprechend meinen Erwartungen.

ESD-Warnung!

Achtung vor elektrostatischer Entladung! Mehrmals habe ich ESD-empfindliche Bauteile wie Mikroprozessoren, Speicher und so weiter beim Entwerfen oder Reparieren von Camcordern zerstört. Ich besitze zwar ein antistatisches Armband, das ich an die Klemme meines Weller-Lötkolbens WECP-20 mit einem Erdungsanschluss anschließe, aber manchmal vergesse ich es und die Wahrscheinlichkeit, diese statisch empfindlichen Bauteile (insbesondere den FT232RL) zu zerstören, ist leider hoch!

Also ein Ratschlag: Wenn Sie ein antistatisches Armband haben, benutzen Sie es; ansonsten sollen Sie eines kaufen, es kostet nicht viel und ist wirklich effektiv. Übrigens habe ich nicht nur ein Armband, sondern auch eine antistatische Tischmatte, was ausreicht, um gleiche Potentiale zwischen dem Körper und der Spitze des LötKolbens zu erzeugen. Verbindet Sie dies, wenn möglich, mit der Masse der Schaltung, an der Sie arbeiten, vorausgesetzt, Sie können sie mit der Erde verbinden. Diese Vorsichtsmaßnahme gilt nicht nur für diesen FTDI-Chip, sondern zum Beispiel auch für jedes CMOS-Bauteil und viele andere mehr. Im Zweifelsfall gibt es nur eine Lösung: Tragen Sie das antistatische Armband!

Letzte Überprüfungen

Das Erste, was zu überprüfen ist, ist die Zählgenauigkeit der Software. Am Ausgang von IC2 (dem Vorteiler 74HC4060) wird das Signal des Prüflings durch 1024 geteilt (Ausgang Q9, Pin 15). Wenn kein Quarz zur Verfügung steht, kann man mit einem Funktionsgenerator oder, wie ich es getan habe, mit einem Logikanalysator (wie in Bild 4 bereits gezeigt) ein 10-kHz Rechtecksignal (0/5 V, 50% Tastverhältnis) in Pin 15 von IC2 oder Pin 11 von IC3 einspeisen (leider habe ich vergessen, die Testpunkte auch in der Version 2.0 der Platine zu berücksichtigen, so dass ich einen Messpin direkt an IC3 anbringen musste). Unter diesen Bedingungen sollte die Anzeige 10.240.000 oder 10,240 MHz anzeigen. Wenn das der Fall ist, ist alles in Ordnung, wenn nicht, sollte man einen anderen 20-MHz-Quarz für den Mikrokontrollertakt ausprobieren, da es an dieser Stelle zu Ungenauigkeiten kommen kann.

Zusammenbau

Bei der von mir gewählten „Doppeldecker“-Konstruktion ist das Anzeigemodul auf die Hauptplatine gelötet. Das USB-UART-Modul ist in ähnlicher Weise montiert. Obwohl ich einige Module im Labor hatte, zog ich es vor, diskrete Bauteile zu verwenden, die ich von alten Platinen entnommen habe. Aus diesem Grund zeigt die Platine Bereiche, die sowohl für die



modulare als auch für die SMD-Bestückung geeignet sind. Nicht alle Bauteile im Schaltplan sind also unbedingt erforderlich: Sie können entweder den Bereich für das USB-UART-Modul unbestückt lassen und eine externe Stromversorgung für den Betrieb des Geräts verwenden, oder den Bereich für die 5-V-Stromversorgung frei lassen und den USB-UART-Teil entweder mit den auf der Platine montierten Bauteilen oder mit einem kleinen Arduino-kompatiblen Modul als USB-zu-UART-Konverter verwenden, das im Internet fast überall für wenig Geld erhältlich ist [11]. Achten Sie aber immer darauf, ob das Modul, das Sie kaufen wollen, auch kompatibel ist, da sich die Pinbelegungen von dem unterscheiden können, was ich so im Labor habe.

Eine der wenigen Schwierigkeiten liegt im Lötten von IC5 (FT232RL), da der Abstand zwischen den Pins minimal ist (0,65 mm) und man einen temperaturgeregelten LötKolben mit einer ausreichend feinen Spitze, besser aber eine Heißluftstation benötigt. Dieses IC ist aber optional und nur dann nützlich, wenn man eine USB-Verbindung für eventuelle Software-Updates benötigt. Wenn Sie also keinen Bootloader in den Mikrocontroller programmieren, ist der Chip überhaupt nicht notwendig.

Ich habe eine Platine, von der **Bild 9** beide Seiten zeigt, speziell für den Einbau in Gehäuse MCRH3135 von Multicomp oder MH3135 von Hammond entworfen, die ich oft für meine kleinen Geräte verwende. Die Frontplatte habe ich einfach mit dem hervorragenden Fotobearbeitungsprogramm GIMP entworfen. Der Laserdruck auf selbstklebender mattsilberner Aluminium-Polyesterfolie [12] verleiht dem Gerät ein professionelles Äußeres. ◀

SE - 240048-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Wenden Sie sich bitte an den Autor unter pleguen@gmail.com oder an die Redaktion von Elektor unter redaktion@elektor.de

Über den Autor

Ruheständler Philippe Le Guen arbeitete als Wartungstechniker für audiovisuelle Geräte und reparierte Camcorder und Videorecorder, nachdem er zunächst in der Audio- und Hi-Fi-Branche tätig gewesen war. Die Messgeräte in seinem kleinen privaten Labor stammen hauptsächlich aus Anschaffungen, die er während seiner Tätigkeit als Ingenieur getätigt hat. Philippe ergänzt oder ersetzt sie je nach Bedarf. Er arbeitet an kleinen Projekten, hauptsächlich im Bereich der Messtechnik für sein Labor, und programmiert autodidaktisch in der Sprache C. Manchmal muss er auch Geräte reparieren, wie zum Beispiel seinen Trinkwasserenthärter.



Passende Produkte

- > **Microchip MPLAB PICKIT 5 In-Circuit Debugger/Programmer**
www.elektor.de/20665
- > **Bert van Dam, PIC Microcontrollers (Elektor E-Buch, 2021)**
www.elektor.de/18093

WEBLINKS

- [1] Microchip PIC16F876A: <https://www.microchip.com/en-us/product/pic16f876a>
- [2] Datenblatt 74HC4060 (PDF): <https://tinyurl.com/mu6vw4kj>
- [3] Induktivitätsmessgerät des Autors (französisch): <https://tinyurl.com/48pakwaa>
- [4] Pierce-Oszillator auf Wikipedia: <https://de.wikipedia.org/wiki/Pierce-Schaltung>
- [5] K.-H. Lorenz, „Quartztester“, Elektor 7/2002: <https://www.elektormagazine.de/magazine/elektor-200207/1417>
- [6] Stabilitätskriterium von Barkhausen: https://de.wikipedia.org/wiki/Stabilit%C3%A4tskriterium_von_Barkhausen
- [7] Anzeigemodul: <https://t1p.de/ksk56>
- [8] Datenblatt FT232RL von FTDI (PDF): <https://tinyurl.com/58nbehe4>
- [9] Datenblatt LM1117 von TI (PDF): <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1117.pdf>
- [10] Elektor-Labs Webseite für dieses Projekt: <https://t1p.de/lrr2c>
- [11] In-Circuit-Debugger PICKIT4 von Microchip: <https://tinyurl.com/4ey2z9pm>
- [12] USB-UART-Modul: <https://t1p.de/180hd>
- [13] Selbstklebende Metallfolie für Laserdruck: <https://t1p.de/cwmpmr>

Preiswerter I²C-Tester

Schließen Sie I²C-Chips direkt an Ihren PC an

Quelle: Adobe Stock

Von Iván Cabrera (Mexiko)

Das Protokoll Inter-Integrated Circuit (I²C) ist ein adressierbarer serieller Bus, der 1982 von Philips entwickelt wurde. Es wurde für die nahtlose Kommunikation zwischen verschiedenen ICs entwickelt. Heute gibt es eine Vielzahl von I²C-kompatiblen Chips auf dem Markt, darunter Speicherchips, Expander, Sensoren, Echtzeituhren und LCD-Controller. Angesichts dieser Vielfalt kann ein einfaches Testwerkzeug zu einem unentbehrlichen Werkzeug in Ihrem Elektroniklabor werden.

Während üblicherweise I²C-ICs an einen Mikrocontroller angeschlossen werden, erfordern bestimmte Szenarien einen einfacheren Ansatz. Für Testzwecke kann die Verwendung eines Mikrocontrollers unnötig kompliziert sein: Eine funktionierende Firmware muss entwickelt, der Mikrocontroller programmiert, eine Verbindung zu einem sekundären Gerät (häufig ein PC) hergestellt und eine geeignete Testsoftware erstellt werden. Während der Testphase besteht aber das Ziel darin, diese Aufgabe zu vereinfachen und einige Variablen außerhalb des Testprozesses festzulegen.

In diesem Artikel wird eine Schnittstelle vorgestellt, die es ermöglicht, I²C-ICs direkt mit einem PC zu testen, ohne dass ein zusätzlicher Mikrocontroller benötigt wird. Die Schnittstelle verwendet ein IC zur Kommunikation mit dem I²C-Bauteil und verfügt über eine grafische Benutzeroberfläche zur Visualisierung der erfassten Daten. Das zentrale Element dieses Geräts ist der Bridge Controller CH341 von Nanjing Qinheng Microelectronics, auch bekannt als WCH. Der CH341-Chip ist im Einzelhandel zu günstigen 2...3 US-Dollar erhältlich. Er führt serielle Konvertierungen von USB in verschiedene Formate wie UART, SPI,

parallel (EPP, MEM) und insbesondere I²C durch. Trotz seiner langjährigen Marktpräsenz sind die Ressourcen für die Entwicklung mit dem CH341, insbesondere für das Betriebssystem Windows, recht knapp.

Installationsprozess

Der erste Schritt besteht darin, die entsprechenden Treiber herunterzuladen und zu installieren. Die Datei *CH341SER.zip* [1] ermöglicht nur eine Konvertierung von USB in UART, was für I²C-Verbindungen nicht sinnvoll ist. Besser ist es, wenn man sich an die Datei *CH341PAR.zip* hält, obwohl es gegen die Intuition sprechen mag, eine Version mit parallelem Datenverkehr zu verwenden. Und doch enthält dieses Paket den passenden Treiber und die wesentlichen Bibliotheken für I²C-Operationen.

Die folgenden Abschnitte beschreiben die Verwendung des CH341 in Verbindung mit den Programmiersprachen C und Python für PC-Software. Für die C-basierte Software sind die Bibliothek *CH341DLLA64.LIB* (64-Bit) und die Header-Datei *CH341DLL_EN.H* erforderlich. Für Python reicht die *CH341DLLA64.DLL* (64-Bit). Mein persönliches GitHub-Repository [2] enthält alle hier zitierten Beispiele. Bitte beachten Sie, dass die Beispiele ohne Bibliotheken und/oder Header-Dateien vorliegen, die manuell eingebunden werden müssen.

Grundlagen von I²C

Die Funktionsweise von I²C sollte allgemein bekannt sein. Abgesehen von der benötigten Stromversorgung für die Chips und einem gemeinsamen Massepunkt erfolgt die Kommunikation zwischen I²C-Bausteinen typischerweise über zwei Leitungen: SDA (Daten) und SCL (Takt). Um die Kommunikation zu initiieren, ist es wichtig, eine Adresse für das Gerät zu konfigurieren. I²C-ICs haben oft Anschlüsse, um die unteren Bits der Adresse zu setzen, indem man sie mit VCC oder GND verbindet, so dass man den gleichen IC-Typen verschiedene Adressen zuweisen kann. Das Datenblatt des Bausteins enthält detaillierte Anweisungen zur Konfiguration der I²C-Adresse.

Erkundung der CH341-Bibliothek

CH341DLL_EN.H listet die unterstützten Bibliotheksfunktionen auf. Aufgrund der spärlichen Kommentare in der Datei werden im Folgenden die für die Entwicklung wichtigsten Funktionen erläutert.

Nachdem Sie sich mit diesen Grundlagen vertraut gemacht haben, sollten Sie die übrigen Funktionen selbständig erkunden. **Tabelle 1** zeigt die vier Grundfunktionen. Der Parameter *i* indiziert das IC, auf das zugegriffen werden soll, wobei ein Index von 0 das erste IC bezeichnet. Der Parameter *m* bestimmt den Betriebsmodus, wobei die beiden niederwertigsten Bits für I²C entscheidend sind (siehe **Tabelle 2**).

Tabelle 3 listet die für die Datenübertragung relevanten Funktionen auf. Gemäß der von WCH zur Verfügung gestellten Dokumentation können diese Funktionen wie folgt verwendet werden:

Schreiben an ein I²C-Gerät

Die Funktion `CH341WriteI2C()` wird verwendet, um Daten an ein I²C-IC zu schreiben. Die Syntax lautet wie folgt:

```
BOOL WINAPI CH341WriteI2C(int iIndex, int iDevice,
    int iAddr, int iByte)
```

Mit den Parametern:

- > *iIndex* (ULONG): ID des CH341.
- > *iDevice* (UCHAR): Adresse des I²C-ICs (untere 7 Bits).
- > *iAddr* (UCHAR): Registeradresse des I²C-ICs.
- > *iByte* (UCHAR): Datenbyte, das in das I²C-IC geschrieben werden soll.

So sendet zum Beispiel `CH341WriteI2C(0, 0x40, 7, 0x75)` zuerst die Adresse des durch *iDevice* (0x40) spezifizierten Bausteins über den Bus. Bevor das Datenbyte geschrieben wird, schreibt diese Funktion ein zusätzliches Byte, *iAddr*, (in diesem Fall 7), und dann die Daten in *iByte* (0x75). Dies führt zu dem **Bild 1** dargestellten Datenfolge.

Lesen von einem I²C-IC

Analog liest `CH341ReadI2C()` Daten von einem I²C-IC:

```
BOOL WINAPI CH341ReadI2C(int iIndex, int iDevice,
    int iAddr, int* oByte)
```

Mit den Parametern:

- > *iIndex* (ULONG): ID des CH341.
- > *iDevice* (UCHAR): Adresse des I²C-ICs (untere 7 Bits).
- > *iAddr* (UCHAR): Registeradresse des I²C-ICs.
- > *oByte* (UCHAR): Zeiger auf das vom I²C-IC gelesene Datenbyte.

Zum Beispiel sendet `CH341ReadI2C(0, 0x40, 1, &data)` zuerst die Adresse des durch *iDevice* (0x40) angegebenen ICs auf den Bus.

Table 1: Basisfunktionen

Name	Description
<code>CH341OpenDevice(i)</code>	Öffnet ein CH341-Gerät und gibt das Handle zurück. Ein Rückgabewert von <0 zeigt einen Fehler an.
<code>CH341ResetDevice(i)</code>	Bei Erfolg wird true zurückgegeben
<code>CH341SetStream(i, m)</code>	Bei Erfolg wird true zurückgegeben Tabelle 2
<code>CH341CloseDevice(i)</code>	Schließt einen CH341

Tabelle 2: Modi

Modus	I ² C-Geschwindigkeit
00	20 kHz
01	100 kHz, default
10	400 kHz
11	750 kHz

Tabelle 3: Datenfunktionen

Name	Beschreibung
<code>CH341WriteI2C()</code>	Schreibt ein Datenbyte auf I ² C
<code>CH341ReadI2C()</code>	Liest ein Datenbyte von I ² C
<code>CH341StreamI2C()</code>	Führt eine Schreib- und Leseoperation über I ² C durch

Vor dem Lesen schreibt diese Funktion ein zusätzliches Byte, *iAddr* (1), und liest dann die Daten an der durch *oByte* (&data) spezifizierten Adresse. Dies erzeugt die I²C-Sequenz im **Bild 2**.

Streaming von I²C-Daten

Mit der Funktion `CH341StreamI2C()` können sowohl Schreib- als auch Leseoperationen in nur einem Aufruf durchgeführt werden:

```
BOOL WINAPI CH341StreamI2C(int iIndex, int iWriteLength,
    const int* iWriteBuffer, int iReadLength,
    int* oReadBuffer)
```

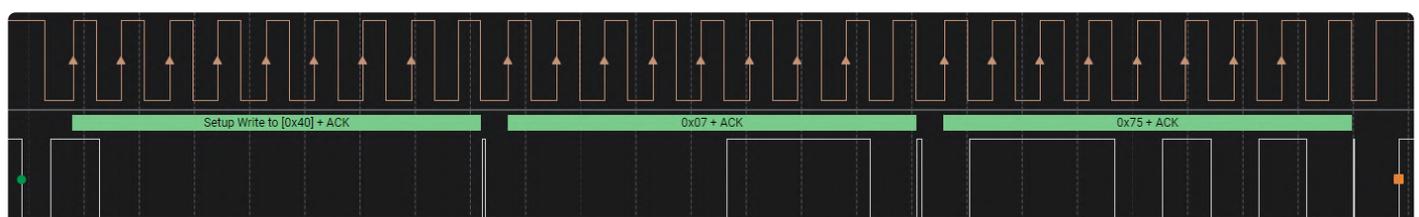


Bild 1. Eine typische Datenfolge, die aus `CH341WriteI2C()` resultiert.

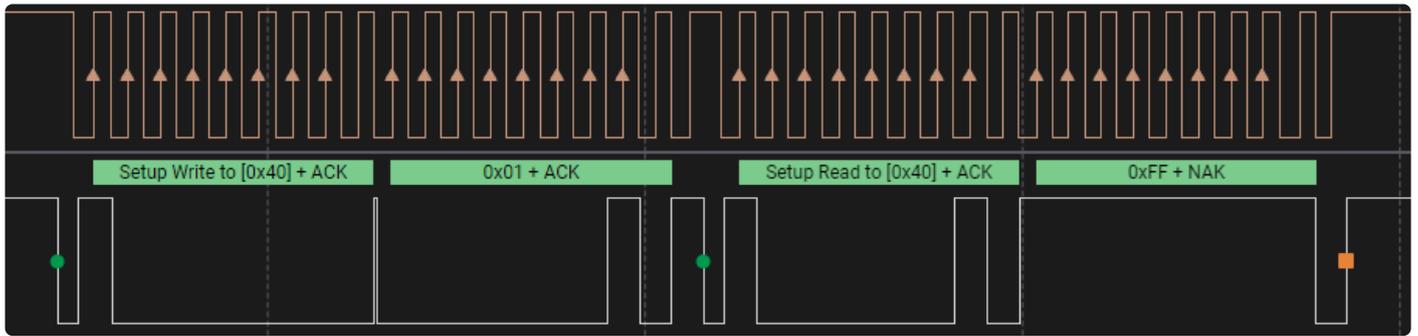


Bild 2. Sequenz von CH341ReadI2C().

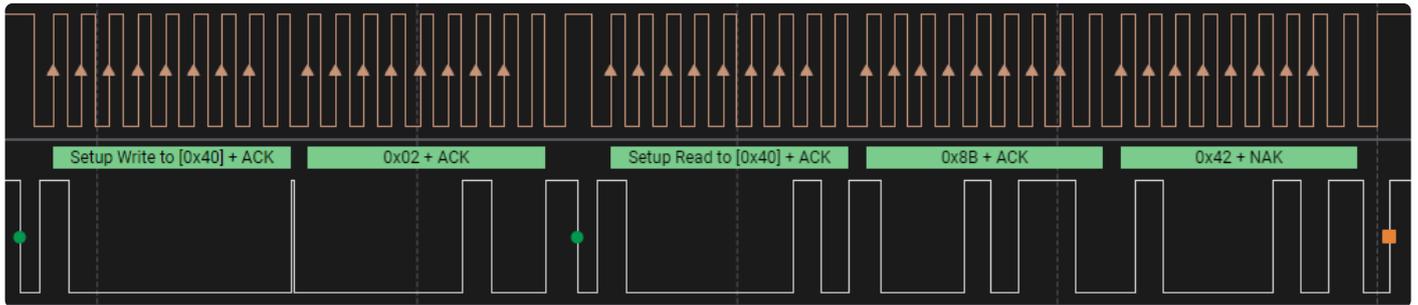


Bild 3. Beispiel von CH341StreamI2C().

Mit den Parametern:

- > `iIndex` (ULONG): ID des CH341.
- > `iWriteLength` (ULONG): Anzahl der zu schreibenden Bytes.
- > `iWriteBuffer` (PVOID): Zeiger auf den zu schreibenden Datenpuffer, einschließlich Geräteadresse.
- > `iReadLength` (ULONG): Anzahl der zu lesenden Bytes.
- > `oReadBuffer` (PVOID): Zeiger auf den Datenpuffer zum Lesen.

Zum Beispiel sendet `CH341StreamI2C(0, 2, [0x80, 0x02], 2, &data)` die Adresse des I²C-Bausteins im ersten Byte von `iWriteBuffer` (0x80), schreibt dann die Anzahl der Bytes in `iWriteLength` (in diesem Fall 2) und liest dann die Anzahl der Bytes in `iReadLength` (wieder 2) von der Adresse in `oReadBuffer` (&data). Dies erzeugt die I²C-Sequenz im **Bild 3**. Die Funktion `CH341StreamI2C()` erledigt diese Aufgabe in den meisten Fällen, abhängig von Ihrem I²C-IC. `CH341WriteI2C()` und/oder `CH341ReadI2C()` können jedoch auch nützlich sein.

Erstes C-Programm

Mein erstes C-Programm ist ein I²C-Scanner, der entwickelt wurde, um die Adresse eines angeschlossenen I²C-ICs zu identifizieren. Für die Entwicklung kann jeder C-Compiler verwendet werden. Das Beispiel wurde zum Beispiel mit der IDE *Code::Blocks* [3] erstellt; es kann aber auch ein anderer Compiler verwendet werden.

Die Einrichtung erfordert die Angabe des Pfades zu `CH341DLL_EN.H` und die Information an den Compiler, wo die Bibliothek während der Kompilierung gelinkt werden soll (siehe **Bild 4**).

Der Scanner versucht, ein Byte von jeder möglichen I²C-Adresse zu lesen. Ein erfolgreicher Lesevorgang, der durch eine Rückmeldung angezeigt wird, bestätigt das Vorhandensein eines ICs an dieser Adresse. Der vollständige Code für den I²C-Scanner in **Listing 1** wird als Ausgangspunkt für eigene Entwicklungen in C zur Verfügung gestellt.

Entwicklung mit Python beschleunigen

Nachdem die Installation und die Grundkenntnisse der C-Programmierung gemeistert sind, ist es an der Zeit, die Entwicklung zu beschleunigen, insbesondere zu Testzwecken. Python erweist sich als ideale Wahl für die Erstellung einer grafischen Benutzeroberfläche, wie zum

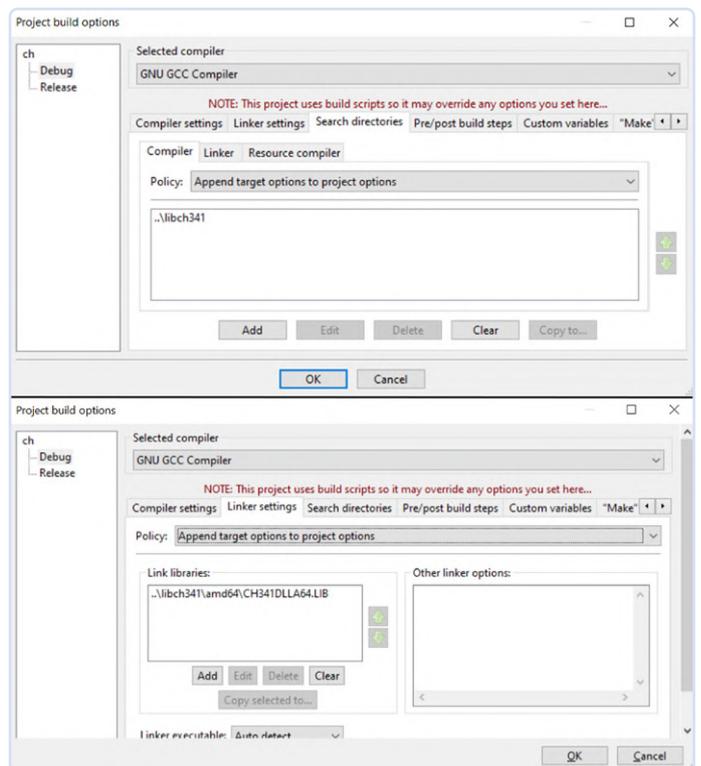


Bild 4. Optionen für den Aufbau des Projekts.



Listing 1: Implementierung eines I²C-Scanners in C

```
int i2c_scanner(void)
{
    int address, address_i2c;
    int nDevices = 0;
    byte obyte;
    printf("CH341 I2C Scanner\n");
    HANDLE result = CH341OpenDevice(0);
    if (!FAILED(result))
    {
        printf("Scanning...\n");
        for(address = 1; address < 256; address++)
        {
            address_i2c = address >> 1;
            CH341ReadI2C (0, address_i2c, 0, &obyte);
            if (obyte != 0xFF && address % 2 == 0)
            {
                printf("I2C device found at address 0x%02X 0x%02X\n", address, address_i2c);
                nDevices++;
            }
        }
    }
    CH341CloseDevice(0);
    return nDevices;
}
```

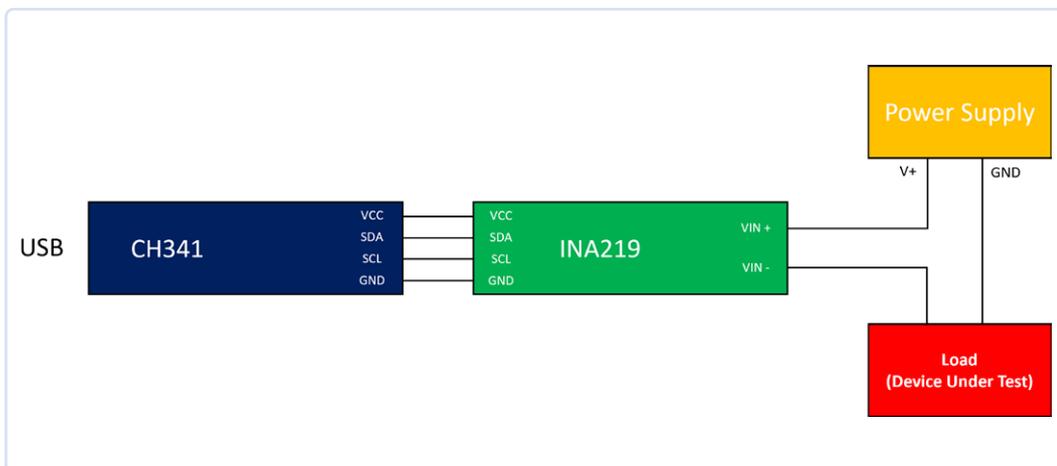


Bild 5. Blockschaltbild eines CH341, an den ein INA219 angeschlossen ist.

Bild 6. Physische Umsetzung von Bild 5.

Beispiel die Anzeige der Ausgänge eines Stromsensors. Betrachten wir den INA219-Sensor von Texas Instruments [4] als Beispiel! Der INA219 ist ein reichhaltig ausgestatteter Strommonitor mit einer I²C-Schnittstelle, der Strom-, Spannungs- und Leistungsmessungen in Echtzeit liefert. Er arbeitet im Bereich von 3,0..5,5 V und hat eine Stromaufnahme von circa 1 mA, so dass er direkt über USB betrieben werden kann. Die Blockschaltung und ein Foto des Aufbaus sind in **Bild 5** und **Bild 6** dargestellt.

Das Hauptziel besteht darin, Busspannung, Strom und Leistungsmetriken aus dem INA219 auszulesen und in einer grafischen Benutzeroberfläche darzustellen. Dieser Prozess zeigt, wie einfach es ist,

Daten aus I²C-ICs zu extrahieren. Der zugrundeliegende Code kann für andere I²C-Geräte angepasst werden, indem eine spezielle Klasse erstellt wird, die die erforderliche Logik kapselt.

In Python kann die DLL einfach mit einem Befehl wie `cdll.LoadLibrary("CH341DLLA64.DLL")` eingebunden werden. Sorgen Sie dafür, dass die DLL für den Python-Interpreter zugänglich ist. Die Funktionsnamen und Argumente müssen mit den entsprechenden C-Funktionen übereinstimmen. Der schwierigste Aspekt könnte sein, die Argumente so zu formatieren, dass sie den Anforderungen von `ctypes` entsprechen, aber die mitgelieferten Beispiele bieten eine ausreichende Anleitung.



Listing 2: Beispiel für eine Leseimplementierung mit Python

```

1 def get_power(self):
2     data_power = [c_uint8(self.i2c_address), c_uint8(INA219_REG_POWER)]
3     output = [c_uint8(0), c_uint8(0)]
4     UInt8Array = ctypes.c_uint8 * len(data_power)
5     parameter_array = UInt8Array(*data_power)
6     power_output = ctypes.c_uint8 * 2
7     output = power_output(*output)
8     self.ch341.CH341StreamI2C(0, len(data_power), parameter_array, len(output), output)
9     return self.convert_bytes2int(output) * self.power_multiplier

```

Tabelle 4: INA219-Funktionen

Name	Beschreibung
<code>get_bus_voltage()</code>	Holt die Busspannung vom INA219
<code>get_current()</code>	Holt den Strom vom INA219
<code>get_power()</code>	Holt die Leistung vom INA219

Die Applikation ist in zwei Skripte unterteilt: `sensor_graph.py` und `INA219.py`. Das erste Skript enthält den gesamten Code, der zur Anzeige der Sensordaten benötigt wird, während das zweite Skript für die Konfiguration, Initialisierung und Datenabfrage des Sensors zuständig ist; siehe die Kalibrier- und Konfigurationsfunktionen für weitere Details.

Tabelle 4 zeigt drei einfache Funktionen für den Datenabruf. Ein Beispiel für Leistungswertmessungen ist in **Listing 2** zu sehen. Dazu

- Erstellen Sie eine Liste mit diesen beiden Elementen: `self.i2c_address` und dem Index des Registers, aus dem `INA219_REG_POWER` gelesen werden soll (Zeile 2).
- Erstellen Sie das Array `data_power` mit der Länge der Anforderung (Zeile 4).
- Erweitern Sie das Array um den Inhalt von `data_power` und speichern es als neue Variable `parameter_array` (Zeile 5).
- Bereiten Sie einen Datenpuffer für das Lesen der Ausgabe vor (Zeile 6 und Zeile 7).
- Rufen Sie die DLL-Funktion `CH341StreamI2C` mit den vorbereiteten Argumenten auf (Zeile 8).
- Konvertieren Sie das Ergebnis und geben Sie es zurück (Zeile 9).

Durch den Austausch von `INA219.py` durch eine Klassendatei, die auf Ihr spezifisches I²C-IC zugeschnitten ist, können Sie nahtlos zwischen verschiedenen Sensoren und der entsprechenden Datenvisualisierung wechseln. **Bild 7** zeigt die GUI mit Spannungs-, Strom- und Leistungsdiagrammen. Darüber hinaus verfügt die GUI über Kombinationsfelder, mit denen verschiedene INA219-Parameter angepasst werden können. Benutzereingaben werden an die Konfigurations- und Kalibrierungsfunktionen weitergeleitet, die wiederum die INA219-Einstellungen ändern. Die grafische Benutzeroberfläche wurde unter Verwendung von `PyQt5` [5] in Verbindung mit dem `PlotWidget` von `pyqtgraph` konstruiert. Jede neue oder geänderte Einstellung über die Kombinationsfelder

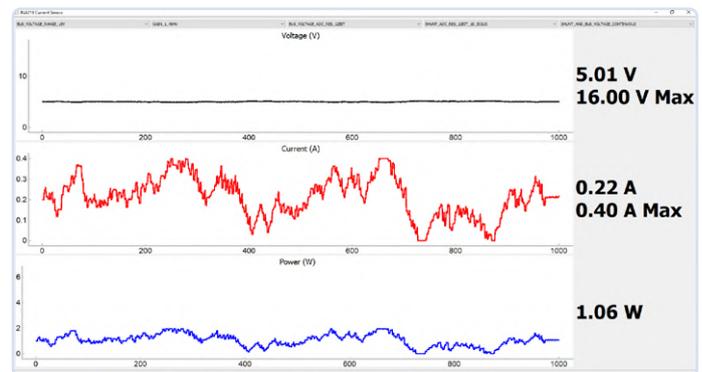


Bild 7. Grafische Benutzeroberfläche der Sensorauslesungen.

löst einen Rückruf an eine Funktion aus, die die Konfiguration und Kalibrierung neu berechnet, gefolgt von einer erneuten Initialisierung des CH341. Ein periodischer Timer ruft die Funktion `process_samples()` auf, die die Spannungs-, Strom- und Leistungswerte vom INA219 über den CH341 liest. Diese Werte werden dann in einer Liste aktualisiert und auf einem Label im Hauptfenster angezeigt. Die Funktion `update_graph()` ist dafür verantwortlich, veraltete Daten zu löschen und die neuesten Informationen darzustellen. ◀

SE — 230364-02



Über den Autor

Iván Cabrera ist Elektronikingenieur mit einem Master in Informatik. Er entwickelt Firmware für einen Hersteller von Elektrogeräten. Er liebt es, neue Technologien und Geräte zu erforschen, langweilige Aufgaben zu automatisieren und Entwicklungswerkzeuge zu schreiben. Seine Spezialgebiete sind eingebettete Systeme und Kommunikation.

Haben Sie Fragen oder Kommentare?

Bei technischen Fragen und Kommentaren wenden Sie sich bitte per E-Mail an die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Passende Produkte

- > ScanaQuad SQ200 Logikanalysator und Signalgenerator
www.elektor.de/18103
- > LabNation SmartScope USB-Oszilloskop
www.elektor.de/17169



WEBLINKS

- [1] CH341SER.zip und CH341PAR.zip von WCH: <https://wch-ic.com/search?q=CH341&t=downloads>
- [2] Github-Repository von Iván Cabrera: https://github.com/icabrera/sensor_graph
- [3] IDE Code::Blocks: <https://codeblocks.org>
- [4] Datenblatt INA219: <https://ti.com/lit/ds/symlink/ina219.pdf>
- [5] PyQt5: <https://pythonguis.com/pyqt5-tutorial>

Treten Sie unserer Community bei



www.elektormagazine.de/community

elektor
MEDIA & LEARNING



Aus dem Leben gegriffen

Wer das Kleine nicht ehrt...

Von Ilse Joostens (Belgien)

Träumen Sie von einem wartungsarmen, netzunabhängigen Tiny House? Rechtliche Hürden in Ihrer Region könnten es schwierig machen. Dieser Artikel befasst sich mit den Herausforderungen, Energielösungen und der Frage, wie Elektronik das autarke Leben unterstützen kann. Liegt die Zukunft in Tiny Houses oder wird die Bürokratie sie aufhalten?

Ein Haus zu haben ist mühsam, und heutzutage gibt es auch immer mehr Einmischungen seitens der Behörden, die natürlich - wie immer - nur unser Bestes im Sinn haben. Auch ich bin nicht von den vielen Ärgernissen verschont geblieben, mit denen sich Hausbesitzer herumschlagen müssen, wie zum Beispiel (endlose) Instandhaltungsarbeiten. Ich bin in die Jahre gekommen - in ein paar Jahren darf ich mich sogar bei SeniorenNet [1] anmelden -

und hätte gerne endlich mehr Ruhe in meinem Leben. Außerdem hasse ich es, zu putzen, zu schrubben, abzustauben und andere Hausarbeiten zu erledigen. Nach ein paar Tagen sieht man nichts mehr von der mühevollen Arbeit und man kann wieder von vorne anfangen. Eigentlich träume ich schon seit einiger Zeit von einem Tiny House, mit viel weniger Wartungsaufwand und niedrigeren Energiekosten - kurzum, mehr Freiheit.

Bild 1. Ein wunderschön gelegenes Tiny House...
(Quelle: Adobe Stock / Fokke Baarssen)

Verdichtung oder Zersiedlung?

Anfang 2023 hab ich in der Nähe ein Tiny House besichtigt, das vorübergehend auf dem Parkplatz eines Möbelhauses als Muster aufgestellt war. Ich hatte sogar Kontakt zu den Leuten, die hinter der Firma stehen, die diese kleinen Häuser baut. Obwohl es heutzutage mehr Interesse an alternativen Wohnformen gibt, ist leider nichts draus geworden. Es ist nämlich so: In Flandern ist eine Mindestwohnfläche von 18 m² für ein unabhängiges Haus vorgeschrieben, mit einer Mindestraumhöhe von 2,20 m. Die lokalen Behörden erweitern diese Mindestwohnfläche oft beträchtlich, was leider bedeutet, dass es nicht immer möglich ist, in einem Tiny House als Hauptwohnsitz zu leben [2]. In der Praxis ist das Aufstellen eines Tiny Houses im Garten eines bestehenden Hauses nur im Rahmen einer sogenannten „Pflegetwohnung“ erlaubt. Glücklicherweise bin ich noch nicht so pflegebedürftig, dass ich dafür in Frage käme. Vielleicht sollte ich so tun, als müsse ich mit einer Behinderung leben wie Philippe Abrams in dem französischen Film „Willkommen bei den Sch'itis“ [3], oder in den französischsprachigen Teil

des Landes, in die Wallonie, ziehen, wo es bereits einen rechtlichen Rahmen für alternative Wohnformen gibt, wie die Broschüre „L’habitation légère en Wallonie“ [4] zeigt, in der die spezifischen Vorschriften erläutert werden.

Ich verstehe das nicht ganz. Die Regierungen wollen die CO₂-Emissionen mit allen möglichen drakonischen Maßnahmen so weit wie möglich einschränken, aber Tiny Houses, die viel weniger Energie benötigen und uns helfen, uns zu verkleinern, sind nicht erlaubt. Tiny Houses im Grünen könnten auch eine schöne Alternative zur immer stärkeren Verdichtung der Wohngebiete sein (**Bild 1**). Ich persönlich kann mir nicht vorstellen, in einer dieser 15-stöckigen Konsumkisten aus Beton zu leben. Ich hätte viel lieber ein winziges Haus, und das Schöne daran wäre, dass ich wieder etwas mit Elektronik machen könnte.

Am Netz oder nicht am Netz?

Die Wohnfläche eines Tiny Houses ist viel kleiner, was bedeutet, dass weniger Energie für Heizung und Beleuchtung benötigt wird. Ein solches Minihaus ist auch leicht zu isolieren und zu belüften, vor allem im Vergleich zu bestehenden älteren Häusern. Die Tatsache, dass man ein solches Haus selbst bauen kann und dass der niedrige Energieverbrauch es auch erlaubt, netzunabhängig zu wohnen, gibt dem begeisterten Heimwerker reichlich Gelegenheit, nach Herzenslust zu experimentieren.

Die nächstliegende Energiequelle für eine netzunabhängige Stromversorgung ist eine Kombination aus Solarmodulen und Batteriespeicher [5]. Um im Winter genügend Strom zur Verfügung zu haben, ist es wichtig, die Anzahl der Solarmodule



Bild 2. Die Sonne sorgt für warmes Wasser.
(Quelle: Adobe Stock / Michal)

und die Batteriekapazität zu überdimensionieren. Die überschüssige Energie im Sommer kann dann zur Erwärmung des Brauchwassers in einem Warmwasserspeicher verwendet werden, eventuell in Kombination mit einem Solarkollektor mit Wärmerohr (**Bild 2**). Theoretisch ist das Heizen mit einer Wärmepumpe im Winter möglich, und für kältere Klimazonen gibt es kleine Mini-Split-Systeme mit wechselrichter-betriebem Kompressor auf dem Markt. In der Praxis ist dies jedoch eine Gratwanderung, da hier in den niederen Landen auch im Sommer meist Schmuddelwetter herrscht. Nicht umsonst ist die „Drache Nationale“ [6] in Belgien ein Begriff, der sich auf die starken Regenfälle bezieht, die manchmal am Nationalfeiertag, dem 21. Juli, fallen. Bei klarer Kälte im Winter ist ein kleiner Pelletofen vielleicht die sicherere Wahl, da man ihn auch zur Erwärmung des Brauchwassers im selben Kessel verwenden kann.

Gleich- oder Wechselspannung?

Ich habe nicht die Absicht, die als „Stromkrieg“ bekannte Fehde zwischen Thomas Edison und George Westinghouse aus der Zeit um 1890 wiederzukäuen. Bei der großen Anzahl von Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungen (HGÜ), die heute weltweit im Einsatz sind, hat

Thomas Edison posthum einen kleinen Sieg errungen. Es ist ein Kinderspiel, ein Tiny House mit Wechselstrom-Steckdosen auszustatten, genau wie in einem normalen Haus, aber wenn das Haus netzunabhängig ist, braucht man sowieso Batterien, und es kann eine gute Idee sein, ein zusätzliches 12-V- oder 24-V-Netz zu installieren [7]. Viele Verbraucher wie LED-Strahler und -Leisten, Smartphones und Laptops arbeiten ohnehin mit einer niedrigen Gleichspannung, so dass auf Steckernetzteile verzichtet werden kann und die Effizienz steigt. Die Kupferverluste sind nicht so schlimm, weil in einem Tiny House nicht Dutzende von Metern Kabel verlegt werden müssen. Mit einem Ring-Circuit [8], wie er in Großbritannien für die Netzwechselspannung verwendet wird, mit Abzweigungen für die Verbraucher, kommt man schon weit und begrenzt die Kupferverluste noch mehr. Niederspannungsnetze und -geräte lassen sich auch leicht mit gängigen Mikrocontrollerboards kombinieren, von Arduino, Raspberry Pi und ESP32 bis hin zu industriellen IoT-Gateways. Mit Open-Source-Software wie Node-RED, Domoticz, Home Assistant und anderer sind die Möglichkeiten zum Experimentieren endlos. Und wenn dann die flämische Regierung noch ein wenig kooperieren würde... ◀

Übersetzung: S. Gerstendorf — 250136-02

WEBLINKS

- [1] SeniorenNet.be, Website für die aktiven über 57-Jährigen in Flandern (niederländisch): <https://www.seniorennet.be/>
- [2] Jubel - Eva Sterkens: Die rechtliche Regelung für Tiny-Häuser in Flandern (niederländisch/französisch): <https://www.jubel.be/het-wettelijk-regime-van-tiny-houses-in-vlaanderen/>
- [3] Wikipedia: Willkommen in den Sch'ties: https://de.wikipedia.org/wiki/Willkommen_bei_den_Sch%E2%80%99tis
- [4] Tiny-Häuser in der Wallonie (französisch): <https://logement.wallonie.be/fr/actualite/habitation-legere-en-wallonie>
- [5] YouTube - Netzunabhängige Tiny-Häuser tief in einem belgischen Wald: <https://www.youtube.com/watch?v=LtNRxxGiLwo>
- [6] VRT nws: Ist die belgische Fahne tatsächlich in Brüssel erfunden und genäht worden?: <https://www.vrt.be/vrtnws/de/2024/07/25/ist-die-belgische-fahne-tatsaechlich-in-bruessel-erfunden-und-ge/>
- [7] Strohplatz: Haus mit 12 Volt Gleichspannung (niederländisch): <https://www.strohplatz.com/zelfvoorzienend-off-grid/huis-op-12-volt>
- [8] Wikipedia: Ring-Circuit: <https://de.wikipedia.org/wiki/Ring-Circuit>

2025: Eine Odyssee in die KI

Die transformativen Auswirkungen auf die Softwareentwicklung

Von Brian Tristram Williams (Elektor)

In dem Maße, in dem die KI beginnt, immer mehr Software zu schreiben, ändern sich die Rollen der Entwickler - von Programmierern zu Mitwirkenden. Techniken wie „Vibe Coding“ und KI-gesteuerte eingebettete Systeme sind auf dem Vormarsch und die Zukunft der Softwareentwicklung wird in Echtzeit neu geschrieben.

Auf dem Weg ins Jahr 2025 erlebt die Softwareentwicklung einen gravierenden Wandel, der in erster Linie von Fortschritten der künstlichen Intelligenz (KI) begünstigt wird. Die Integration von KI in die Praxis des Programmierens ist nicht nur eine Verbesserung, sondern ein grundlegender Wandel, der Rollen, Prozesse und das Wesen der Softwareentwicklung neu definiert.

Der Aufstieg der KI in der Codegenerierung

In den letzten Monaten hat die Fähigkeit der KI, Code zu generieren, ein noch nie dagewesenes Niveau erreicht. Dario Amodei, Geschäftsführer von Anthropic, prognostiziert, dass KI innerhalb von drei bis sechs Monaten für das Schreiben von 90 % des Softwarecodes verantwortlich sein wird, was möglicherweise dazu führt, dass KI innerhalb eines Jahres den gesamten Code generiert [1]. Diese Prognose unterstreicht eine rasante Entwicklung, bei der sich

die KI von einem unterstützenden zu einem primären Werkzeug entwickelt.

Der Chief Product Officer von OpenAI, Kevin Weil, unterstützt diese Entwicklung und geht davon aus, dass KI bis Ende 2025 die menschlichen Programmierfähigkeiten übertreffen und die Landschaft der Softwareentwicklung umgestalten könnte [2]. Solche Fortschritte deuten auf eine Zukunft hin, in der KI die Softwareentwicklung nicht nur unterstützt, sondern möglicherweise sogar anführt.

Diese Entwicklung ist nicht auf trendige Startups oder KI-Forschungsunternehmen beschränkt. Große Unternehmen wie Google, Microsoft und Amazon haben stark in KI-gesteuerte Entwicklungsumgebungen investiert, die KI-generierten Code in ihre Softwareproduktion integrieren. Mit der zunehmenden Fähigkeit der KI, Code zu schreiben, zu debuggen und zu optimieren, verlagern sich die Aufgaben der Softwareingenieure von der traditionellen Programmierung auf die Überwachung und Steuerung von KI-Modellen.

Vibe Coding: Ein neues Paradigma

Das Konzept des „Vibe Coding“, das der KI-Experte Andrej Karpathy im Februar 2025 vorstellte, verkörpert diesen Wandel. Vibe Coding ermöglicht es dem Anwender, gewünschte Funktionen in natürlicher Sprache zu beschreiben, wobei KI-Modelle den entsprechenden Code generieren. Dieser Ansatz demokratisiert das Programmieren und ermöglicht es auch Personen ohne formale Programmierausbildung, Software zu entwickeln. Es wirft jedoch Bedenken hinsichtlich der Codequalität, der Sicherheit und der

Tiefe des Verständnisses auf, die für die Verwaltung komplexer Systeme erforderlich ist [3].

Vorteile von Vibe Coding

- **Beschleunigte Entwicklung:** KI-generierter Code beschleunigt die Software-Entwicklung und ermöglicht es kleineren Teams, mit weniger Ressourcen mehr zu erreichen.
- **Niedrigere Einstiegshürden:** Ermöglicht es Nicht-Programmierern, funktionale Anwendungen zu erstellen.
- **Höhere Kreativität:** Entwickler können sich auf Innovationen statt auf Routine-Codierungsaufgaben konzentrieren.
- **Effizientes Prototyping:** KI kann schnell mehrere Iterationen von Code erzeugen, so dass Ingenieure verschiedene Ansätze schnell testen können.
- **Schnelleres Debugging und Optimierung:** KI-Tools können automatisch Ineffizienzen erkennen und den Code im Handumdrehen überarbeiten.

Risiken von Vibe Coding

- **Codequalität und Wartbarkeit:** KI-generierter Code kann unstrukturiert sein, was zu nicht wartbaren Codebasen führt.
- **Schwachstellen in der Sicherheit:** KI kann ausnutzbare Schwachstellen in Software einführen.
- **Fehlendes tiefes Verständnis:** Ein übermäßiges Vertrauen in KI kann dazu führen, dass Entwickler Schwierigkeiten haben, komplexen Code zu verstehen.
- **Ethische Bedenken:** KI-Modelle, die auf öffentlichen Datensätzen trainiert wurden, können versehentlich oder absichtlich Code generieren, der gegen Lizenzvereinbarungen verstößt oder zu Verzerrungen führt.
- **Inkonsistente Code-Stile:** KI-generierter Code kann uneinheitlich sein, was die langfristige Wartung erschwert.

Während einige Unternehmen das Vibe Coding übernommen haben, bleiben andere skeptisch. Auf Plattformen wie Reddit werden hitzige Debatten über die Praktikabilität und Zuverlässigkeit dieses Ansatzes geführt, und einige Entwickler weigern sich regelrecht, ihn zu übernehmen [4]. Unternehmen, die mit unternehmenskritischer oder sicherheitsrelevanter Software arbeiten, sind in der Regel am skeptischsten und bevorzugen traditionelle Programmiermethoden, die mehr Transparenz und Verantwortlichkeit bieten. Reddit ist immer für amüsante Analogien zu haben und bietet eine Fülle von Kommentaren von Anhängern wie Gegnern. Ein Redditor meint dazu: „Vibe Coding ist, als würde man einen Bausatz für ein

KI auf der embedded world 2025

Im März war Elektor auf der embedded world 2025 in Nürnberg, wo sich KI-gesteuerte Code-Generierung und KI in eingebetteten Systemen als dominierende Trends herauskristallierten. KI hält nun Einzug in stromsparende, ressourcenbeschränkte Geräte und optimiert die Leistung ohne menschliches Zutun.

KI-Code-Generierung in eingebetteten Systemen

KI-gestützte Codegenerierung hilft Ingenieuren, Firmware schneller zu entwickeln, die Zeit des Debuggens zu verkürzen und die Gesamteffizienz zu verbessern. Zahlreiche Aussteller präsentierten KI-gestützte Entwicklungstools, die Programmierprozesse automatisieren und die Embedded-Entwicklung zugänglicher machen [8].

Unternehmen wie Arm und Connect Tech zeigten, wie KI-Modelle Code für eingebettete Prozessoren schreiben und optimieren können, um maximale Effizienz bei minimaler Leistungsaufnahme zu gewährleisten. Die Auswirkungen auf IoT-Geräte (Internet der Dinge), Software für die Automobilindustrie und die industrielle Automatisierung sind tiefgreifend, da diese Sektoren in hohem Maße auf hocheffiziente eingebettete Systeme angewiesen sind.

Edge-KI: Intelligenz an der Quelle

Die Edge-KI, bei der KI-Funktionen direkt auf Edge-Geräten eingesetzt werden, verringert die Latenzzeit, verbessert den Datenschutz und ermöglicht Entscheidungen in Echtzeit. Diese Technologie ist besonders wertvoll für die industrielle Automatisierung, das Gesundheitswesen und die Unterhaltungselektronik, wo die Datenverarbeitung in Echtzeit entscheidend ist [9].

Auf der embedded world 2025 stellten mehrere Anbieter KI-gestützte Mikrocontroller vor, die komplexe maschinelle Lernmodelle auf winzigen, energieeffizienten Chips ausführen können. Dies stellt eine Verlagerung von der Cloud-basierten KI-Verarbeitung hin zur lokalen Entscheidungsfindung dar, wodurch die Notwendigkeit einer ständigen Cloud-Konnektivität verringert wird.



elektor TV

Sehen Sie Elektor Lab Talk #3 | Live von der embedded world 2025 auf Video!



Rennauto kaufen, seinen betrunkenen Onkel, der ‚ein oder zwei Dinge über Rennen weiß‘, dafür bezahlen, den Bausatz für einen zusammenzusetzen, und dann all seinen Freunden erzählen, dass man ihn selbst gebaut hat.“ [5]

KI-Tools steigern die Produktivität

Die Verbreitung von KI-Codierassistenten hat die Produktivität von Entwicklern erheblich gesteigert. Tools (**Bild 1**) wie GitHub Copilot, der KI-Code-Assistent Tabnine und Amazon CodeWhisperer bieten



► Bild 1.
Tools wie Amazon CodeWhisperer, GitHub Copilot und Tabnine beschleunigen die harte Arbeit der Programmierer.
Quelle: Prima91, Photo For Everything, Koshiro K @Adobe Stock

Code-Vorschläge in Echtzeit, automatisieren repetitive Aufgaben und bieten Unterstützung beim Debuggen, so dass sich Entwickler auf strategischere Aspekte der Softwareentwicklung konzentrieren können [6]. Diese Konzentration auf die Strategie statt auf die Taktik hat dazu geführt, dass einige Unternehmen von schnellen Effizienzsteigerungen berichten: JPMorgan Chase meldete eine 20-prozentige Steigerung der Produktivität von Softwareingenieuren nach der Einführung eines KI-Programmierassistenten. Diese Verbesserung bringt den Ingenieuren mehr Zeit für hochwertige Projekte, insbesondere in den Bereichen KI und Datenmanagement [7].

Die Zukunft der Softwareentwicklung

Da die künstliche Intelligenz die Softwareentwicklung immer weiter durchdringt, entwickelt sich die Rolle der Softwareingenieure weiter. Der Schwerpunkt verlagert sich von der routinemäßigen Programmierung zu Aufgaben, die menschliches Urteilsvermögen, Kreativität und ethische Überlegungen erfordern. Von den Entwicklern wird nun erwartet, dass sie mit den KI-Tools zusammenarbeiten, sie anleiten, um die gewünschten Ergebnisse zu erzielen und die Zuverlässigkeit und Sicherheit des von der KI generierten Codes zu gewährleisten.

Diese Umstellung erfordert eine Neubewertung der Lehrpläne und Programme der Berufsausbildung, um künftigen Softwareingenieuren die nötigen Fähigkeiten zu vermitteln, um in einer KI-gestützten Umgebung erfolgreich zu sein. Die Betonung von kritischem Denken, Anpassungsfähigkeit und kontinuierlichem Lernen wird von größter Bedeutung sein.

Wir haben noch Fragen!

Die Integration von KI in die Softwareentwicklung ist keine ferne Perspektive, sondern eine gegenwärtige Realität, die die Branche rasch verändert. Auch wenn Herausforderungen wie die Verdrängung

von Arbeitsplätzen, ethische Überlegungen und wirtschaftliche Unwägbarkeiten fortbestehen, sind die potenziellen Vorteile einer durch KI gesteigerten Produktivität, Innovation und Demokratisierung des Programmierens erheblich. ◀

Übersetzung: Rolf Gerstendorf — 230181-M-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Wenn Sie technische Fragen oder Kommentare haben, wenden Sie sich bitte per E-Mail an mich: brian.williams@elektor.com. Sie können mich auch jeden Monat bei Elektor Engineering Insights auf YouTube sehen, und Sie können mich unter [@briantw](https://twitter.com/briantw) auf X finden.

Über den Autor

Brian Tristam Williams ist von Computern und Elektronik fasziniert, seit er im Alter von zehn Jahren seinen ersten „Mikrocomputer“ bekam. Seine Reise mit Elektor begann, als er mit 16 Jahren sein erstes Elektor-Heft kaufte. Seitdem verfolgt er die Welt der Elektronik und Computer, erforscht und lernt ständig dazu. Seit 2010 arbeitet er bei Elektor und hält sich gerne über die neuesten technischen Trends auf dem Laufenden, insbesondere über KI und Einplatinencomputer wie den Raspberry Pi.



Passende Produkte

- **D. Situnayake & J. Plunkett: AI at the Edge** (O'Reilly Media, 2023)
Buch, englisch: www.elektor.de/20465
- **G. Spanner: Machine Learning mit Python für PC, Raspberry Pi und Maixduino**
Buch, kartoniert, deutsch: www.elektor.de/19981
E-Buch, PDF, deutsch: www.elektor.de/19982

WEBLINKS

- [1] Anthropic CEO: AI to Write 90% of Code within 6 Months, businessinsider.com: <https://tinyurl.com/anthropicbi>
- [2] OpenAI: AI to Surpass Human Coding Skills in 2025, opentools.ai: <https://tinyurl.com/openaicoding>
- [3] Vibe Coding, Wikipedia: https://de.wikipedia.org/wiki/Vibe_Coding
- [4] „Why ‚Vibe Coding‘ Makes Me Want to Throw Up?“, reddit.com: <https://tinyurl.com/redditvibecoding>
- [5] Diskussion über Vibe Coding bei Reddit.com: <https://tinyurl.com/redditvibeuncle>
- [6] Die 15 besten KI-Programmierassistenten im Jahr 2025, Qodo: <https://qodo.ai/blog/best-ai-coding-assistant-tools>
- [7] JPMorgan: AI coding assistant makes software engineers 20% more efficient, New York Post: <https://tinyurl.com/nypostjpmorgansw>
- [8] KI-Prognosen für 2025, Embedded: <https://embedded.com/ai-predictions-for-2025>
- [9] embedded world 2025: Züge, Flugzeuge, Automobile...und Edge AI, EE|Times: <https://tinyurl.com/eetimesew25>

Projekt 2.0

Korrekturen, Updates und Leserbriefe

Zusammengestellt von Jean-François Simon (Elektor)



Neue Nixie-Uhr mit GPS

Elektor 5/2016, S. 34 (150189)

Einige unserer Leser haben uns mitgeteilt, dass die Uhr seit Anfang Januar 2025 nicht mehr funktioniert und Nullen anzeigt. Dies ist auf ein Softwareproblem mit der automatischen Sommerzeit in der Original-Firmware zurückzuführen. Im Code endete die Sommerzeit-Datenbank im Jahr 2025. In den Kommentaren des entsprechenden Elektor-Labs-Projekts (www.elektor-magazine.com/labs/150189-6-digit-nixie-clock) wurden schon mehrere Problemlösungen vorgeschlagen, aber um dieses Problem (hoffentlich) ein für alle Mal zu lösen, habe ich eine neue Software geschrieben. Die Sommerzeit (+1 Stunde) wird nicht automatisch umgestellt, sondern kann durch Drücken von S1 aktiviert oder deaktiviert werden. Außerdem ist der einfache C-Code quelloffen und ohne kryptische Bibliotheken, so dass er leicht zu korrigieren und anzupassen sein sollte. Er ist im Download-Bereich auf der Elektor Labs-Projektseite unter dem Tab Software verfügbar. Falls nötig, kann dieser Code auch leicht für die 4-stellige Version der Uhr angepasst werden.

Clemens Valens (Elektor)



DIY-Solarakkus

Elektor 1-2/2025, S. 6 (220233)

Obwohl ich eigentlich keinen Solarstromspeicher brauche, interessiert mich das Thema trotzdem sehr. Ich habe einige YouTube-Videos zu diesem Thema gefunden, die ich faszinierend fand und die auch für andere Leser von Interesse sein könnten.

Claus Offermanns hat auf seinem Kanal, Offys Workshop, in einem zweiteiligen Video unter anderem den Bau einer 14,4-kWh-Batterie beschrieben. Der erste Teil ist hier zu sehen: <https://youtube.com/watch?v=RzKX-TqFj30>. Natürlich gibt es noch viele andere Videos zu diesem Thema, aber hier baut Claus auf höchstem handwerklichen Niveau. In einem seiner letzten Videos demonstriert er auch, wie heiß die Anschlusskabel werden können, wenn sie unterdimensioniert sind. Das schreckt vielleicht diejenigen ab, die denken, sie könnten so etwas einfach zusammenbasteln, und macht ihnen die Risiken bewusster. Man muss einfach sorgfältig arbeiten.

Frank Klee (Deutschland)

Vielen Dank für die Anregungen und die Links. Ich schätze Ihre Bedenken. In der Tat sollten Leser, die eine DIY-Solarbatterie in Angriff nehmen, wissen, wie man Kabelquerschnitte auf der Grundlage des Stroms ohne eine weitere Erklärung des Ohmschen Gesetzes berechnet. In dem Artikel habe ich keine Schritt-für-Schritt-Anleitung gegeben, sondern vielmehr ein Beispiel vorgestellt. Jeder, der ein solches Projekt in Angriff nimmt, muss im Internet ausführlich recherchieren und wird zwangsläufig mehr als einmal auf das Problem der angemessenen Kabeldimensionierung stoßen.

Thomas Scherer (Autor des Artikels)



Projekt 2.0

Elektor 1-2/2025, S. 110 (240681)

Nur eine kurze Anmerkung zu dem von Hans-Joachim Petzky in der Januar-Ausgabe angesprochenen Problem eines kombinierten Projekts in KiCad mit mehreren verschiedenen Schaltplänen. Er erwähnt, dass alle Bauteile gleichzeitig auf der Platine erscheinen. Es gibt jedoch eine Möglichkeit, dies zu verhindern. Wenn Sie nur eine bestimmte Teilschaltung auf der Platine haben wollen, gehen Sie zu den Schaltplänen, die Sie nicht auf der Platine haben wollen, markieren Sie dort alle Bauteile, klicken Sie mit der rechten Maustaste darauf und wählen Sie dann unter Attribute die Option, sie von der Platine auszuschließen. Auf diese Weise bleiben nur die gewünschten Bauteile übrig.

Dick Goossens (Niederlande)

Vielen Dank für Ihren Kommentar, wir haben ihn weitergeleitet. Ich bin sicher, dass er auch für andere Leser nützlich sein kann!

Jean-François Simon (Elektor)



Crescendo Millennium Edition

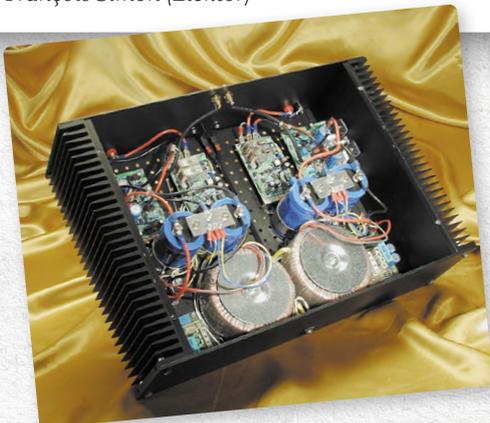
Elektor 4/2001, S. 16 (010001)

Vor einiger Zeit haben wir beschlossen, diesen MOSFET-Verstärker zu bauen. Es war wirklich schwierig, weil viele der Bauteile nicht mehr hergestellt werden. Aber schon bei der ersten Inbetriebnahme stießen wir auf Probleme. Am Testpunkt TP3 beträgt die Gleichspannung etwa 6 V. Können Sie uns weitere Daten für andere Prüfpunkte übermitteln? Nach so viel harter Arbeit und dem Warten auf die Bauteile wollen wir nicht aufgeben.
Zoran Gjurovski (Nordmazedonien)

Leider sind wir nicht in der Lage, unseren Lesern eine detaillierte Konstruktionshilfe für ein Projekt zu geben, das vor über zwanzig Jahren veröffentlicht wurde. Trotzdem hier ein paar „Kurztipps“, die für diese Art von Oldtimer-Projekten relevant sein können:

- Da die Haupttransistoren der Schaltung veraltet sind, nehme ich an, dass Sie Plattformen wie eBay oder Aliexpress genutzt haben, um sie zu beschaffen? Vorsicht, die Wahrscheinlichkeit ist groß, dass es sich bei den erhaltenen Bauteilen nicht um echte handelt. Einige Verkäufer auf diesen Plattformen verkaufen gefälschte Bauteile, die nicht unbedingt die gleichen Spannungs- und Stromwerte wie das Originalteil haben; manchmal handelt es sich sogar um einen völlig anderen Bauteiltyp.
- Wenn Sie eBay oder Ihre lokalen Kleinanzeigen nutzen, suchen Sie nach Artikeln im „New Old Stock“ (NOS), die lokal von kleinen Unternehmen verkauft werden, die ihre Lagerbestände auflösen, oder von Privatpersonen. Dies kann Ihre Erfolgsaussichten erhöhen. Ich empfehle Ihnen, die Ware mit einem Transistortester wie dem LCR-T4 oder dem DCA75 pro zu testen, je nach Ihrem Budget.
- Prüfen Sie natürlich auch alle Lötstellen nach dem Zusammenbau mit einer Lupe und suchen Sie nach möglichen Fehlern. Wenn die Schaltung dann immer noch nicht so funktioniert, wie im Artikel beschrieben, können Sie sich an eines der Foren für Audio-Enthusiasten im Internet wenden. Viel Erfolg!

Jean-François Simon (Elektor)



40 Jahre - Ein Leben mit Elektor

Es waren die letzten Tage des Winters 1983 in Isfahan, Iran. Ich erinnere mich an das sehr schöne, sonnige Wetter, als ich eine Buchhandlung auf dem Boulevard betrat. Ich hatte von einem Freund, der ein Elektronikgeschäft betrieb, von der Zeitschrift Elektor gehört und wollte unbedingt mein eigenes Exemplar haben. Nachdem ich darum gebeten hatte, zog der Ladenbesitzer eines aus einer Schublade - die Ausgabe vom März 1983. Licht fiel auf den Hochglanzumschlag, und auf dem Cover schien ein 8-poliges IC zu leuchten. Bevor ich danach greifen konnte, schüttelte er den Kopf. „Es ist reserviert“, sagte er. Enttäuscht fragte ich, ob er ein weiteres Exemplar bestellen könne. Das konnte er nicht, denn es war nicht mehr vorrätig. Aber er riet mir zu einem Abonnement. Damals war es wegen der strengen Vorschriften schwierig, ausländische Zeitschriften zu beziehen. Es dauerte fast ein Jahr, aber im April 1984 hatte ich mir ein Jahresabonnement gesichert. Von da an lag Elektor fast jeden Monat in meinem Briefkasten. Damals war ich Student der Elektrotechnik und hatte eine wachsende Leidenschaft für Elektronik. Elektor wurde zu meinem Begleiter, brachte Projekte, Schaltpläne und die unverwechselbaren Platinenlayouts, die den Stil der Zeitschrift prägten. Die Zeitschrift war so praktisch, dass jede Ausgabe etwas Interessantes enthielt - mindestens eine Schaltung oder ein Projekt, das jeder ausprobieren und bauen konnte. Besonders die Halbleiterhefte haben mich begeistert, denn sie waren vollgepackt mit einfachen, praktischen Schaltungen, von denen viele von Lesern beigesteuert wurden. Ich habe sie oft in meine eigenen Entwürfe übernommen! Im Laufe der Jahre entwickelte sich Elektor weiter. Neue Eigenschaften kamen hinzu: Farbdruck, eine jährliche CD/DVD, eine Website, herunterladbare PDFs, professionelle Projekte und Bücher. Die Zeitschrift passte sich den rasanten Fortschritten in der Elektronik an und verlagerte ihren Schwerpunkt auf Mikrocontroller und digitale Designs. Während sich einige Traditionen änderten und die Heftklammern zugunsten von Klebstoff verschwanden, blieb der Kern von Elektor erhalten: eine Quelle der Inspiration und des Lernens.

Jetzt, im Jahr 2025, bin ich immer noch Abonnent von Elektor. Wenn ich zurückblicke, wird mir klar, wie viel ich der Zeitschrift verdanke. Sie hat meinen Weg in der Elektronik geprägt und mir Wissen, Ideen und Freude vermittelt. Dafür bin ich zutiefst dankbar - der Zeitschrift, ihrem Gründer und all denen, die zu ihrem Erbe beigetragen haben.

Sam Abadani (Iran)

Vielen Dank für diese sehr bewegende Geschichte und für Ihre Treue zu unserer Zeitschrift!

Jean-François Simon (Elektor)

Jens Nickel (Elektor)



Projekt-Update #4: Energiemessgerät mit ESP32

Elektor 11/2024, S. 62 (240349)

Wir haben viele Fragen zu dem von Elektor-Ingenieur Saad Imtiaz entwickelten ESP32-Energiezähler erhalten. Vielen Dank für Ihre Mails! Hier ist eine Zusammenfassung der wichtigsten Punkte, die diskutiert wurden:

- › Kann man mit diesem Zähler auch erkennen, wann Energie ins Netz zurückgespeist wird und dafür ein Signal erzeugen? Eventuell mit einer Arduino-Schnittstelle, um in einem solchen Fall einen Stromverbraucher einzuschalten, damit weniger Energie ins Netz zurückgespeist wird? Das könnte helfen, Einspeisegebühren des Energieversorgers zu vermeiden.

Ja, die Firmware bietet Echtzeitmessungen von positiver und negativer Leistung, einschließlich Wirk-, Blind- und Scheinleistung. Fast alle Funktionen des Mess-ICs M90E32AS werden genutzt. Ich möchte die Leser ermutigen, das GitHub-Repository (<https://github.com/ElektorLabs/esp32-energymeter>) zu „forken“ und dazu beizutragen, die bestehende MQTT-basierte Firmware um zusätzliche Funktionen und Optimierungen zu erweitern. Ihre Beiträge werden dazu beitragen, die Funktionalität zu verbessern und die Möglichkeiten des Projekts zu erweitern.

- › Ich freue mich auf Ihre Forschung zur KI-Verarbeitung der erfassten Daten. Wann und wo werden Sie die Ergebnisse veröffentlichen?

Zurzeit kann ich keinen Zeitplan für die Veröffentlichung der Ergebnisse oder des Fortschritts des KI-Aspekts dieses Projekts nennen. Die Ergebnisse werden sowohl in der Zeitschrift als auch auf der Website elektormagazine.de veröffentlicht.

- › Ich will die Schaltung im Dreiphasenmodus betreiben. Kann ich dafür meinen vorhandenen Stromwandler SCT013-020 (20 A / 1 V) verwenden?

Ja, Sie können Ihre vorhandenen Stromwandler SCT013-020 verwenden. Allerdings müssen Sie die Software entsprechend kalibrieren und auch die Lastwiderstände auf der Platine ändern. Um den Prozess zu vereinfachen,

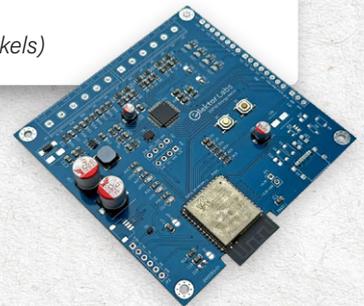
empfehle ich allerdings, stattdessen die Version SCT013-000 (100 A / 50 mA) dieses Stromsensors zu verwenden. Die Stromeingangskanäle für diesen Sensor sind entsprechend kalibriert, aber Sie werden immer noch eine leichte Softwarekalibrierung benötigen, um die genauesten Strommesswerte zu erhalten.

- › Auf der Platine befindet sich kein USB-C-Anschluss. Ist dies beabsichtigt? Wie lautet die Teilenummer dafür, damit ich einen hinzufügen kann? Wie kann ich die Firmware aktualisieren oder Over-The-Air-Updates ohne USB aktivieren? Sind zusätzliche Bauteile als Bausatz von Elektor erhältlich?

Wir haben uns aus zwei Gründen gegen den USB-C-Anschluss entschieden: aus Sicherheitsgründen und um zusätzliche Komplexität und Kosten zu vermeiden. Glücklicherweise ist die Programmierung des Messgeräts mit einem externen ESP32-Programmiergerät wie dem ESP32-Programmer USB2UART von Makerfabs oder dem Connect-Programmiergerät von Soldered (<https://soldered.com/product/connect-programmer>, erhältlich bei Reichelt unter der Teilenummer 333073) einfach möglich. Verbinden Sie einfach die Pins des ESP32-Programmiers mit den entsprechenden Pins an der JP2-Stifteleiste des Energiezählers (auf der unteren linken Seite der Platine). Sobald es angeschlossen ist, können Sie es genauso programmieren wie jedes andere ESP32-Entwicklungsboard.

Nachdem Sie das Board zum ersten Mal programmiert haben, können Sie OTA-Updates (Over-the-Air) aktivieren, um Firmware-Uploads ohne eine physische Verbindung zu vereinfachen. Ich empfehle die Verwendung des Home Assistant und der ESP Home-Firmware, um es einfach zu halten, da diese auch über OTA-Funktionen verfügt. Wenn Sie in Zukunft einen USB-C-Anschluss hinzufügen möchten, müssen Sie die erforderlichen SMD-Bauteile selbst beschaffen. Elektor bietet derzeit keinen Bausatz speziell für das Hinzufügen der USB-C-Funktionalität an. Die vollständige Stückliste finden Sie im GitHub-Repository des Projekts (<https://github.com/ElektorLabs/esp32-energymeter>). Ich hoffe, das hilft weiter!

Saad Imtiaz (Elektor, Autor des Artikels)



Sie haben Ideen oder Feedback?
Haben Sie eine gute Idee oder wertvolles Feedback für Elektor? Melden Sie sich bitte bei uns unter redaktion@elektor.de.
Wir sind gespannt auf Sie!

Übersetzung: Rolf Gerstendorf — 250104-02

Elektor Mini-Wheelie Selbstbalancierender Roboter

Der Elektor Mini-Wheelie ist eine experimentelle autonome selbstbalancierende Roboterplattform. Der selbstbalancierende Roboter basiert auf einem ESP32-S3-Mikrocontroller und ist mithilfe der Arduino-Umgebung und Open-Source-Bibliotheken vollständig programmierbar.



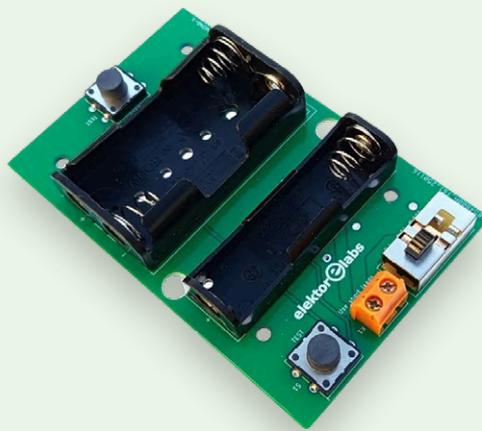
Preis: 99,95 €

Mitgliederpreis: 89,96 €

www.elektor.de/21087

Elektor Milliohmometer Adapter

Der Elektor Milliohmometer-Adapter nutzt die Präzision eines Multimeters zur Messung sehr niedriger Widerstandswerte. Er wandelt einen Widerstand in eine Spannung um, die mit einem Standardmultimeter gemessen werden kann.



Preis: 34,95 €

Mitgliederpreis: 31,46 €

www.elektor.de/21147

Elektor Sanduhr für Raspberry Pi



inkl. Laserkopf-
Upgrade



Preis: 84,95 €

Mitgliederpreis: 76,46 €

www.elektor.de/21169

FNIRSI DSO-TC4 (3-in-1) Oszilloskop + Transistortester + Signalgenerator



Preis: 89,95 €

Mitgliederpreis: 80,96 €

www.elektor.de/21146



Raspberry Pi 45 W USB-C Netzteil



Preis: 16,95 €

 www.elektor.de/21165

Velleman Multifunktions- Präzisionsbohrer-Set (162 Teile)



Preis: 54,95 €

Mitgliederpreis: 49,46 €

 www.elektor.de/21148

Geekworm KVM-A3 Kit für Raspberry Pi 4



Preis: 119,95 €

Mitgliederpreis: 107,96 €

 www.elektor.de/21139

SEQURE T55 Smart Mini Löttheizplatte (55x55 mm)



Preis: 49,95 €

Mitgliederpreis: 44,96 €

 www.elektor.de/21149

Standalone-MIDI-Synthesizer mit Raspberry Pi

Teil 2: Setup mit Intelligenz aufwerten

Von Brian Tristam Williams (Elektor)

In ersten Teil des Artikels ging es darum, ein MIDI-Keyboard an einen Raspberry Pi anzuschließen und mit FluidSynth Klänge zu erzeugen. Jetzt wird das Projekt auf die nächste Stufe gehoben, indem ein Audio-DAC hinzugefügt, das Setup automatisiert, die Latenz für Live-Auftritte verbessert und KI-gesteuerte Verbesserungen integriert werden.

Mit dem Abschluss des ersten Teils des Artikels [1] wurde das Ziel erreicht, den Raspberry Pi 5 dazu zu bringen, Musik auszugeben, wenn er Noten von einem Standalone-MIDI-Keyboard erhält. Jetzt geht es darum, das Setup so optimieren, dass man keinen Monitor mehr benötigt, nur um einen Ton zu hören. Stattdessen soll der Raspberry Pi „headless“ laufen.

Lösung des Monitor-Problems

Die Raspberry Pi 5 und die Zero-Serie geben Audio standardmäßig nur über die HDMI-Verbindung an den Monitor aus, der den Ton dann extrahiert und an die (aktiven) Lautsprecher oder einen Kopfhöreranschluss leitet. Eine Möglichkeit, dies zu umgehen, wäre ein HDMI-Audiosplitter gewesen, aber die, die ich im Internet gesehen habe, waren klobig, teuer, unhandlich, benötigten Kabel und so weiter, also habe ich nach anderen Möglichkeiten gesucht.

Ich fand mehrere Digital-Analog-Wandler (DACs), von „USB-Soundkarten“ und USB-Pigtail-Adaptoren bis hin zu HATs wie dem DAC + ADC von HiFiBerry (Bild 1) und sogar dem Elektor-Projekt von Ton Giesberts aus dem Jahr 2017 [2].

Besonders kreativ erschien mir der mit „hackable“ beworbene

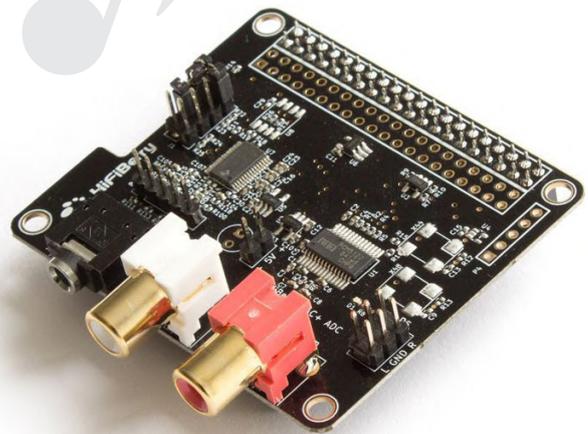


Bild 1. Der DAC+ADC von HiFiBerry hat eine Menge netter Audiofunktionen, aber kein Display.

Raspberry-Pi-Kopfhörerverstärker *Pirate Audio* von Pimoroni [3] (Bild 2), der auch im Elektor-Store erhältlich ist (siehe **Passende Produkte**). Was ich daran so beeindruckend kreativ fand, war die Integration eines 240×240-Pixel-Displays für die Anzeige von Album-Covern, das aber auch für viele andere Anzeigen verwendet werden kann.



Bild 2. Der Kopfhörer-Verstärker für Raspberry Pi namens *Pirate Audio* von Pimoroni hat ein praktisches Display und vier GPIO-Tasten.



Das kleine Board besitzt vier Tasten, die zur Steuerung der MP3-Musikwiedergabe verwendet werden können, die aber auch mit GPIOs verbunden sind, so dass wir unsere eigene Kreativität einsetzen können, um andere Verwendungszwecke zu verwirklichen. Was mich weiterhin beeindruckt hat, war der Formfaktor. Er passt gut zu einem Raspberry Pi Zero und seine Varianten. Das Board arbeitet natürlich auch mit dem Raspberry Pi 5, mit dem dieses Projekt begonnen wurde, aber ich konnte nicht widerstehen, das Gerät noch ein wenig kompakter zu gestalten.

Die für die aktuelle Anwendung wichtigen Teile befinden sich aber auf der Unterseite der Platine (**Bild 3**): der DAC, der Kopfhörerverstärker und die Kopfhörerbuchse.

Zunächst muss natürlich das Raspberry-Pi-OS auf die übliche Weise installiert werden [4], dann wurde für einen ersten Test die Pirate-Audio-Anwendung für die Wiedergabe von MP3/Spotify/SoundCloud und so weiter eingerichtet, was Sie in meinem Video unter [5] sehen können. Aber das eigentliche Format ist hier ja nicht MP3, sondern MIDI. Das Ziel ist es, den Raspberry Pi in einen intelligenteren, ausdrucksstärkeren MIDI-Synthesizer zu verwandeln, der nicht jedes Mal manuell konfiguriert werden muss und der dynamisch auf das Spielverhalten reagieren kann. Das bedeutet, dass dynamische Velocity-Anpassungen, KI-gestützte Akkorderzeugung und sogar Echtzeit-Begleitung mit maschinellen Lernmodellen wie Google Magenta implementiert werden.

Automatisieren des MIDI-Setups

FluidSynth automatisch starten lassen

Es ist umständlich, FluidSynth jedes Mal von Hand starten zu müssen. Man kann es so einrichten, dass es beim Hochfahren automatisch gestartet wird:

1. Erstellen Sie eine *systemd*-Servicedatei:

```
sudo nano /etc/systemd/system/fluidsynth.service
```

2. Fügen Sie den folgenden Inhalt hinzu:

```
[Unit]
Description=FluidSynth MIDI Synthesizer
After=sound.target

[Service]
ExecStart=/usr/bin/fluidsynth -a alsa -g 1
-o synth.polyphony=64 /usr/share/sounds/sf2/
FluidR3_GM.sf2
Restart=always

[Install]
WantedBy=default.target
```

3. Speichern und beenden (*STRG+X*, dann *Y*).
4. Aktivieren Sie den Service und starten Sie ihn:

```
sudo systemctl enable fluidsynth
sudo systemctl start fluidsynth
```

Automatisches Verbinden des MIDI-Keyboards

Als nächstes muss die MIDI-Eingabe automatisch an FluidSynth weitergeleitet werden:

1. Erstellen Sie ein Startscript:

```
nano ~/auto_midi.sh
```

2. und fügen hinzu:

```
#!/bin/bash
sleep 5 # Allow time for MIDI devices to initialize
aconnect 24:0 128:0
# Adjust these numbers to match your hardware
```

3. Machen Sie die Datei ausführbar:

```
chmod +x ~/auto_midi.sh
```

4. Öffnen Sie den *crontab*-Editor, indem Sie Folgendes in das Terminal eingeben:

```
crontab -e
```

und fügen Sie dann diese Zeile hinzu:

```
@reboot /home/pi/auto_midi.sh &
```

Wenn Sie nun den Raspberry Pi einschalten, erkennt er automatisch Ihr MIDI-Keyboard und verbindet es mit FluidSynth, ohne dass Sie manuell eingreifen müssen.

Optimieren für Echtzeit-Performance

Die Latenzzeit ist für die Live-Performance entscheidend. Verwenden Sie also einen Kernel mit niedriger Latenzzeit:

```
sudo apt install linux-lowlatency
```



Bild 3. Auf der Unterseite des Pirate-Audio-Platine befinden sich ein hochwertiger DAC auf Basis eines PCM5100A von Texas Instruments und ein Kopfhörerverstärker PAM8908.



Listing 1: velocity.py

```
import rtmidi
import numpy as np

midi_in = rtmidi.MidiIn()
midi_out = rtmidi.MidiOut()
midi_in.open_port(0)
midi_out.open_port(1)

velocity_history = []

def smooth_velocity(velocity, factor=0.2):
    velocity_history.append(velocity)
    if len(velocity_history) > 10:
        velocity_history.pop(0)
    return int((1 - factor) * velocity + factor * np.mean(velocity_history))

while True:
    msg = midi_in.get_message()
    if msg:
        note, velocity = msg[0][1], msg[0][2]
        new_velocity = smooth_velocity(velocity)
        midi_out.send_message([msg[0][0], note, new_velocity])
```



Listing 2: chords.py

```
import rtmidi
import random

chords = {
    'C': [0, 4, 7],
    'G': [0, 4, 7],
    'D': [0, 3, 7],
    'A': [0, 4, 7]
}

midi_in = rtmidi.MidiIn()
midi_out = rtmidi.MidiOut()
midi_in.open_port(0)
midi_out.open_port(1)

while True:
    msg = midi_in.get_message()
    if msg:
        note, velocity = msg[0][1], msg[0][2]
        key = random.choice(list(chords.keys()))
        for interval in chords[key]:
            midi_out.send_message([msg[0][0], note + interval, velocity])
```



Passen Sie die Puffereinstellungen in FluidSynth an:

```
fluidsynth -a alsa -g 1 -o audio.period-size=128 -o  
synth.polyphony=128 /usr/share/sounds/sf2/FluidR3_GM.sf2
```

Kleine Puffer verringern die Latenz, können aber zu Störungen führen, wenn sie allzu klein sind.

Ausprobieren der intelligenten Erweiterungen

Führen Sie nun zwei Experimente durch, für die Sie die Python-Skripte unter [6] herunterladen können.

1. Dynamische Anpassung der Anschlagdynamik

Eine starre Anschlagdynamik lässt das MIDI-Spiel roboterhaft wirken. Deshalb soll die Anschlagstärke dynamisch auf der Grundlage früherer Eingaben angepasst werden, um ein „menschlicheres“ Spielgefühl zu erzeugen.

Das Python-Skript dazu in **Listing 1** verwendet die Bibliothek *rtmidi*, um MIDI-Nachrichten in Echtzeit zu verarbeiten und die Anschlagstärke anzupassen, bevor sie an ein Ausgabegerät gesendet werden. Es beginnt mit der Initialisierung einer MIDI-Eingangs- und Ausgangsschnittstelle, die jeweils mit einem bestimmten Port verbunden sind. Um abrupte Änderungen der Anschlagstärke zu reduzieren, speichert das Skript einen Verlauf der letzten zehn Anschlagstärkewerte. Wenn ein neuer MIDI-Befehl empfangen wird, wird die Anschlagstärke mit dem Durchschnitt der letzten Werte gemischt, wobei ein Glättungsfaktor eingesetzt und dadurch ein natürlicherer Übergang zwischen den einzelnen Noten geschaffen wird, ohne dass scharfer Spitzen oder Intensitätsabfälle auftreten.

Eine Endlosschleife wartet auf eingehende MIDI-Messages. Wenn eine Note gespielt wird, extrahiert das Skript ihre Anschlagstärke, wendet die Glättungsfunktion an und sendet die geänderte Message an den MIDI-Ausgang.

2. Skriptgesteuerter Akkordgenerator

Anstatt eine statische Harmonie zu spielen, wandelt das Skript in **Listing 2** einzelne MIDI-Noten in zufällig ausgewählte Akkorde um. Die Software definiert eine Reihe von Akkorden als Notenintervalle und wartet auf eingehende MIDI-Nachrichten. Wenn eine Note gespielt wird, wählt das Skript einen zufälligen Akkord aus und sendet die ursprüngliche Note zusammen mit zusätzlichen Noten, die auf den

Intervallen des gewählten Akkords basieren. So entsteht ein dynamischer, harmonischer Effekt, bei dem jeder Tastendruck einen anderen Akkord erzeugt.

Durch die Automatisierung des MIDI-Setups und die Optimierung der Latenzzeit wurde der MIDI-Synthesizer mit Raspberry Pi in ein intelligentes, dynamisches Instrument verwandelt. Das ist zwar noch keine richtige KI, aber es schafft eine musikalisch „intelligenter“ Begleitung. Mit den zur Verfügung stehenden KI-Tools einschließlich des Trainings eigener Modelle können jetzt Melodievorhersagen in Echtzeit, KI-gestützte Improvisation und interaktive generative Musiksysteme erforscht werden - es ist nur die Spitze des Eisbergs erreicht. Im nächsten Teil des Artikels werden wir uns mit dem Rest dieses Eisbergs befassen! ◀

Übersetzung: Rolf Gerstendorf — 240714-B-02

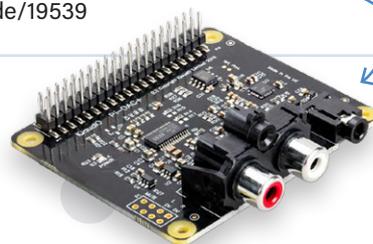
Sie haben Fragen oder Kommentare?

Wir würden gerne erfahren, wie Sie KI einsetzen und wie sie sich in den letzten zwei Jahren auf Sie ausgewirkt hat. Wenn Sie technische oder Kommentare haben, schicken Sie mir bitte eine E-Mail an brian.williams@elektor.com. Sie können mich auch jeden Monat bei *Elektor Engineering Insights* auf YouTube sehen, und Sie finden mich auf X unter [@briantw](https://twitter.com/briantw).



Passende Produkte

- > **Pimoroni Pirate Audio: Kopfhörerverstärker für Raspberry Pi**
www.elektor.de/20168
- > **HiFiBerry DAC+ADC**
www.elektor.de/18948
- > **IQaudIO Pi-DAC+ (für Raspberry Pi)**
www.elektor.de/19539



WEBLINKS

- [1] Brian Tristam Williams, „Standalone MIDI Synthesizer mit Raspberry Pi, Teil 1“, Elektor 3-4/2025: <https://elektormagazine.de/240714-02>
- [2] Ton Giesberts, „Audio-DAC für Raspberry Pi“, Elektor 7/2017: <https://www.elektormagazine.de/magazine/elektor-201707/40438>
- [3] Pirate Audio, Kopfhörerverstärker für Raspberry Pi: <https://shop.pimoroni.com/products/pirate-audio-headphone-amp>
- [4] Raspberry Pi OS — Download und Installation: <https://raspberrypi.com/software>
- [5] Kopfhörerverstärker für den Raspberry Pi Pirate Audio von Pimoroni, ausgepackt im Elektor TV: <https://youtu.be/5rnQldmviRg>
- [6] GitHub-Repository für diese Experimente: <https://github.com/briantw/pi-midi>

Nortonisierter Wien-Brücken-Oszillator

Kleine Änderungen führen zu bedeutenden Verbesserungen

Von Alain Delahodde (Frankreich)

Analog-Enthusiasten sind wahrscheinlich mit dem Begriff Wien-Brücke vertraut, einer grundlegenden elektronischen Schaltung, die auch als RC-Generator oder Wien-Robinson-Oszillator bekannt ist. Selbst eine solche Standardschaltung kann optimiert werden, wie dieser Artikel zeigt.

Der klassische Wien-Brücken-Oszillator beruht auf der halben Wien-Brücke in **Bild 1**, die Widerstände und Kondensatoren in Reihe und parallel schaltet. Mit je zwei identischen Widerständen und Kondensatoren ist die Übertragungsfunktion der halben Wien-Brücke

$$\frac{s}{e} = \frac{RZ}{R^2 + Z^2 + 3RZ}$$

wobei $Z = 1 / j C \omega$. Wenn $R C \omega = 1$ ist, dann ergibt sich $R^2 + Z^2 = 0$ und

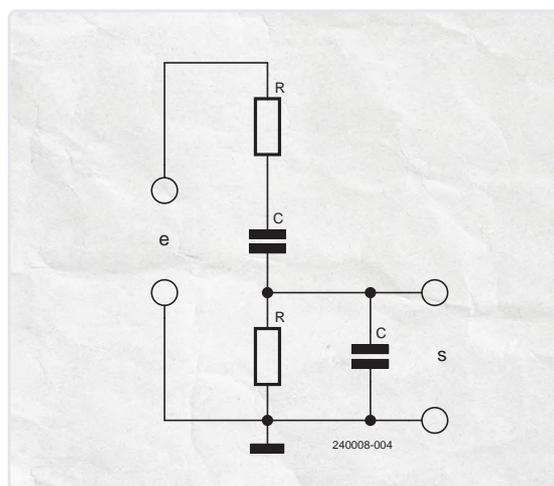


Bild 1.
Die standardmäßige
halbe Wien-Brücke.

$$\frac{s}{e} = \frac{1}{3}$$

Wenn man einen Operationsverstärker hinzufügt, erhält man einen vollständigen, aber idealisierten Wien-Brücken-Oszillator (**Bild 2**). Ein Verstärker mit einer Verstärkung von $A = 3$, wie in **Bild 2**, ergibt einen Wert der Übertragungsfunktion von 1, so dass die Schaltung schwingt.

Nortonisierung

Ein Nachteil der Standardkonfiguration ist, dass der obere Kondensator keine Verbindung zur Masse hat, was für einen variablen Oszillator ungünstig ist, da der Rahmen des Doppel-Drehkondensators, kurz Drehko genannt, nicht geerdet werden kann. Um den Drehko einzustellen, werden gute Isolatoren und Kunststoff- oder Nylonzahnräder benötigt, und es ist notwendig, die parasitäre Kapazität zwischen dem Rahmen und dem Gehäuse zu kompensieren.

Mit der Norton-Transformation werden Reihenkomponenten zu parallelen, Ströme zu Spannungen und umgekehrt. Diese Transformation wird in **Bild 3** angewandt. Das Ergebnis ist

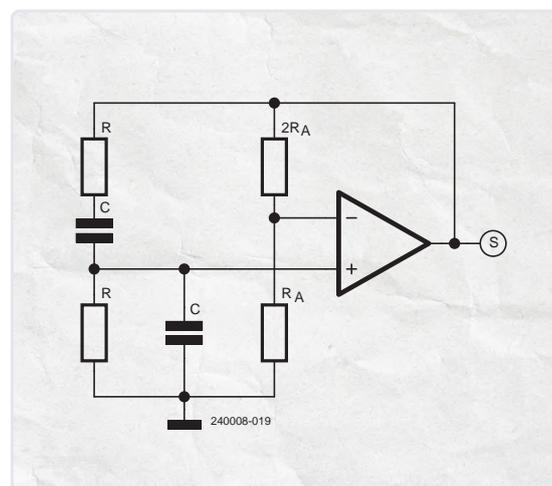


Bild 2. Durch Hinzufügen eines Operationsverstärkers zu einer Wien-Brücke entsteht ein (idealisierter) Wien-Brücken-Oszillator.

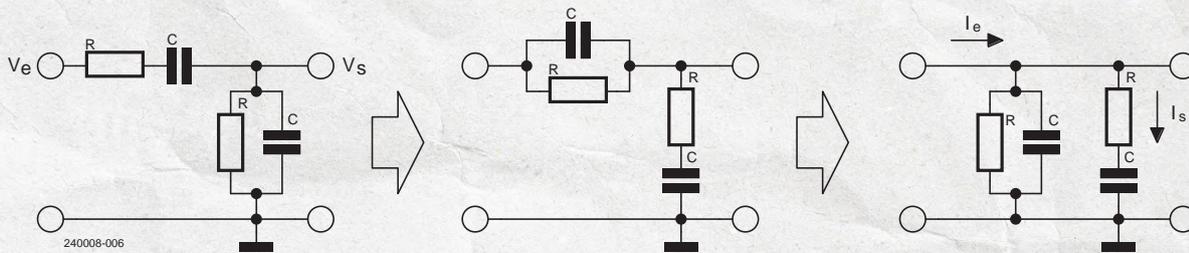


Bild 3. Die Anwendung der Norton-Transformation auf eine Wien-Brücke ermöglicht es, beide Kondensatoren auf Masse zu legen.

$$\frac{I_s}{I_e} = \frac{RZ}{R^2 + Z^2 + 3RZ}$$

und wenn $R C \omega = 1$ ist, ergibt sich

$$\frac{I_s}{I_e} = \frac{1}{3}$$

Der Hauptvorteil dieser Konfiguration besteht darin, dass beide Kondensatoren jetzt geerdet sind, so dass der Rahmen des Drehkos mit Masse/dem Gehäuse verbunden werden kann.

Ein erster und einfacher Aufbau zur Bestätigung dieses Konzepts ist in **Bild 4** dargestellt. Das Verstärker-IC in dieser Schaltung ist ein OTA (Operations-Transkonduktanz-Verstärker) vom Typ CA3080. Er „liest“ den Ausgangsstrom I_s durch den horizontalen Widerstand und speist I_e in den Eingang ein. Diese Schaltung arbeitet im Bereich von 15...250 kHz, aber die Einstellung des I_{ABC} erfordert, dass die Amplitude im Bereich von einigen Zehntel Millivolt liegt, um Verzerrungen zu vermeiden.

Verbesserungen und Varianten

Bei der folgenden Anordnung in **Bild 5** wird nur ein Teil der Spannung über dem Horizontalwiderstand verwendet, was die Verzerrung verringert und eine höhere Ausgangsamplitude von mehreren Volt ermöglicht. Bei einer Versorgungsspannung von ± 5 V liefert die Schaltung

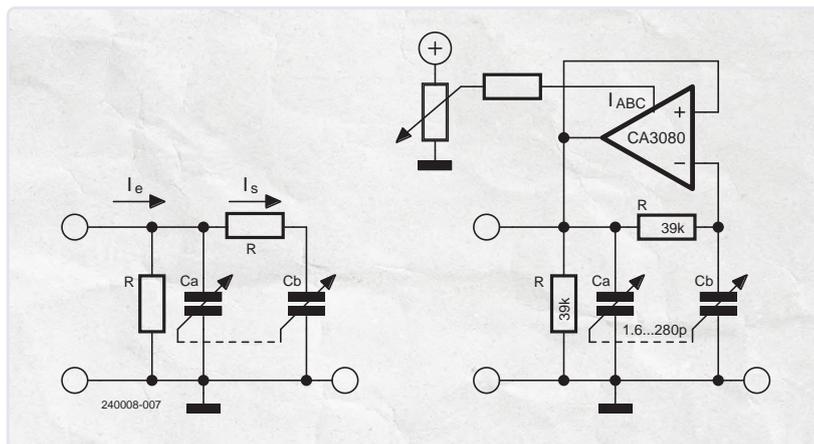


Bild 4. Eine einstellbare Wien-Brücke nach Norton mit Hilfe eines OTA.

ein konstantes Ausgangssignal von $4 V_{SS}$ mit geringen Verzerrungen im Bereich von 15...250 kHz. Für IC1 wird der gleiche OTA wie in Bild 4 verwendet. IC2 ist ein Puffer mit einem niederohmigen Ausgang und IC3 steuert I_{ABC} über die Funktion $I_e = 3 \times I_s$ und dient als Rückkopplung für die Ausgangsamplitude.

Bild 6 zeigt, dass der OTA durch einen Stromgenerator mit einem einfachen Operationsverstärker ersetzt werden kann. Übertragen auf den vorherigen Aufbau in Bild 5 führt dies zu einem sehr ähnlichen Design, aber mit besserer Leistung. Mit

$$I = \frac{v - e}{\rho}$$

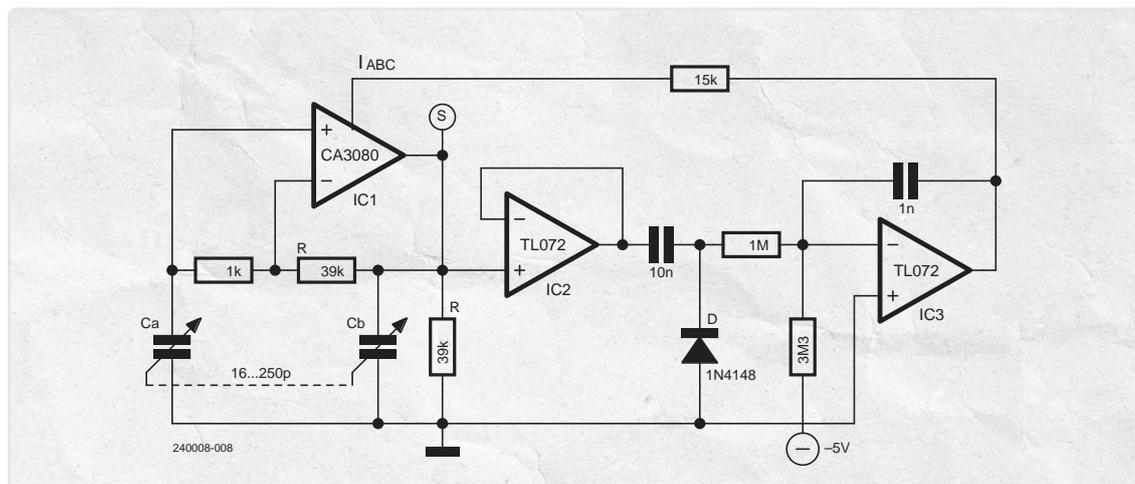


Bild 5. Verbesserte Norton'sche Wien-Brücke mit Amplitudenstabilisierung.

Bild 6. Diese Opamp-Schaltung kann einen OTA ersetzen.

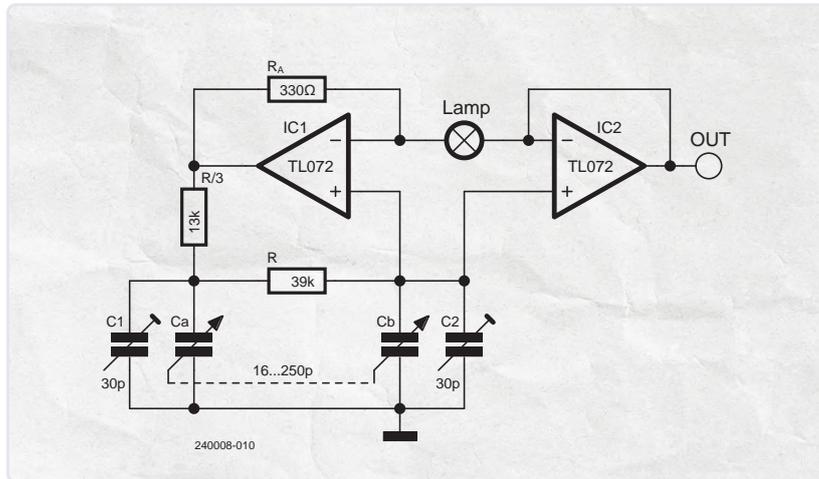
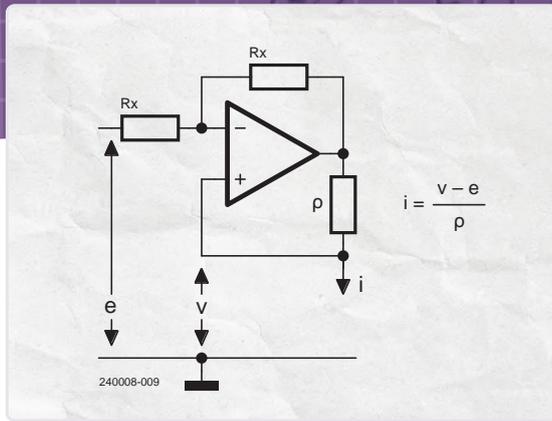


Bild 7. Verbesserte nortonisierte Wien-Brücke ohne OTA, mit Trimmkondensatoren.

ist klar, dass I_e gleich $3 \times I_g$ ist, wenn $\rho = R/3$ ist. Diese weitere Verbesserung führt zu der Schaltung in **Bild 7**. Mit $R = 39 \text{ k}\Omega$ ($R/3 = 13 \text{ k}\Omega$) und demselben Drehkondensator deckt die Schaltung einen 1:10-Bereich von 15...150 kHz ab. Bei einer Versorgungsspannung von $\pm 12 \text{ V}$ beträgt die Amplitude $15 V_{SS}$ (etwa $5 V_{eff}$). Zwei Trimmkondensatoren von 30 pF werden zu jeder Hälfte des Doppel-Drehkos hinzugefügt, um den Frequenzbereich zu begrenzen und die Ausgangsamplitude über die Frequenz gleich zu halten. Die Ausgangssignalamplitude wird durch den temperatur- und damit spannungsabhängigen Wider-

stand des kleinen Wolframlämpchens ($12 \text{ V} / 20 \text{ mA}$) stabilisiert. Im symmetrischen Zustand ist sein Widerstand gleich $R_A = 330 \Omega$.

Der Frequenzbereich hängt von den drei Widerständen $2 \times R$ und $R/3$ ab. **Bild 8** zeigt, dass eine Verringerung des Bereichs um den Faktor 10 möglich ist, wenn nur zwei Widerstände verändert werden: In der mittleren Schaltung wird der $0\text{-}\Omega$ -Widerstand aus der linken Schaltung in $9 \times R/4$ geändert, und der linke R wird dann zu $10R$. Die rechte Schaltung zeigt, dass die mittlere Schaltung funktional identisch ist mit der Standardmethode, bei der $10R$ verwendet wird, um die Frequenz um den Faktor 10 zu verringern.

Diese Variante des Wien-Brücken-Oszillators ermöglicht die Verwendung eines Doppel-Drehkondensators, dessen Rahmen mit der gemeinsamen Masse verbunden ist, was die Erstellung eines Sinusgenerators mit mehreren Dekaden erleichtert.

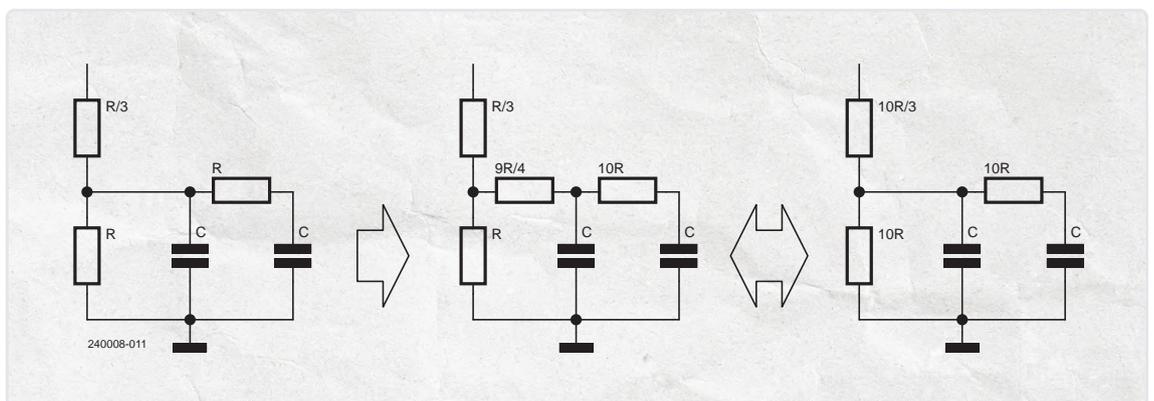
Die letzte Schaltung in **Bild 9** zeigt, wie man durch Hinzufügen von zwei weiteren Operationsverstärkern Quadraturausgänge erzeugen kann. Die Zahlen vor einigen R_X -Widerständen geben ein Verhältnis an. Ein Wert von $10 \text{ k}\Omega$ ist eine gute Wahl für R_X . Ein Vierfach-Operationsverstärker wie der TL074 ist für diese Schaltung ausreichend.

Übersetzung: Rolf Gerstendorf — 240008-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Bitte wenden Sie sich an die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.

Bild 8. Es gibt (mindestens) zwei gleichwertige Möglichkeiten, die Frequenz um den Faktor 10 zu verringern.



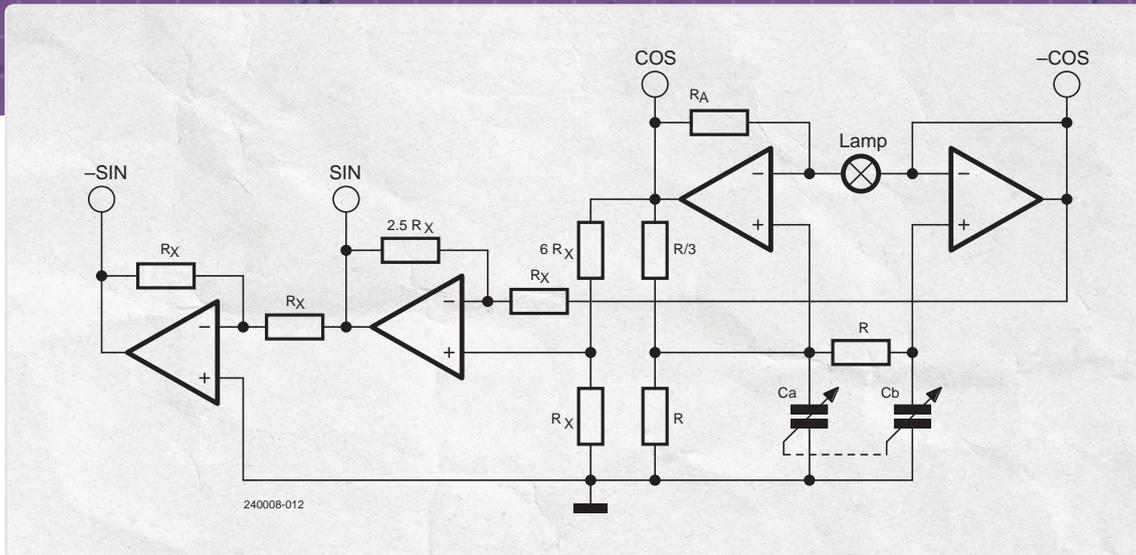


Bild 9. Eine nortonisierte Wien-Brücke mit Quadraturausgängen.



Passendes Produkt

> **OWON HDS307S (3-in-1) 2-Kanal Oszilloskop (70 MHz) + Multimeter + Signalgenerator**
www.elektor.de/20880



Über den Autor

Alain Delahodde ist Elektronikingenieur (Ecole de l'air und Supélec) und diente in der französischen Luftwaffe, wo er sich auf Radar-Luftverteidigungssysteme und elektronische Kriegsführung spezialisierte. Nach seiner Pensionierung war er bei Air France für die Wartung der französischen AWACS zuständig. Als lebenslanger Liebhaber von Elektronikdesign findet er gerne innovative Lösungen in der Metrologie und bei Messgeräten. Beeinflusst von Publikationen wie Radio Plans, Le Haut-Parleur, Electronique Pratique und Elektor, schätzt er sowohl digitale als auch analoge Elektronik.

Jede Bewertung spiegelt ein persönliches Erlebnis wider

Top Service (Updated Jun 15, 2024)
 Schnelle Lieferung, guter Preis. Leider war das teure Buch schlecht verpackt (lose im zu großen Karton), so dass es ziemlich angestoßen bei mir ankam. Das Buch wurde anstandslos ersetzt, so geht guter Service!
 Date of experience: June 11, 2024

Elektor lieferte schnell (Jun 3, 2024)
 Elektor lieferte schnell, preiswert und zuverlässig wie immer!
 Date of experience: June 03, 2024

Perfekt (Feb 12, 2024)
 Perfekt. Schnelle Lieferung, sehr gut verpackt. Artikel im perfekten Zustand. Danke!
 Date of experience: February 01, 2024

Elektor, das Elektronik-DIY El Dorado (Jun 3, 2024)
 Elektor ist ein El Dorado für Elektronik-DIY-Fans. Es gibt unzählige Projekte und deren Shop bietet kostengünstige Produkte.
 Date of experience: May 31, 2024

Wir lieben Elektronik und Projekte, und wir setzen alles daran, die Bedürfnisse unserer Kunden zu erfüllen
 Der Elektor-Store: 'Never expensive, always surprising'

Elektor Store
 Reviews 365 • Excellent
 ★★★★★ 4.3
 VERIFIED COMPANY

Sehen Sie sich weitere Bewertungen auf unserer Trustpilot-Seite an: www.elektor.com/TP/de
 Oder bilden Sie sich selbst eine Meinung und besuchen Sie unseren Elektor Store, www.elektor.de



10-Cent-Controller in der Praxis

RISC-V-Mikrocontroller CH32V003 und MounRiver Studio ausprobiert

Von Tam Hanna (Ungarn)

Die Open-Source-ISA RISC-V und immer günstigere Fertigungsverfahren machen es möglich: WCH bietet einen ordentlich ausgestatteten 32-bit-Controller zum Stückpreis von 10 Cent an. Doch wie arbeitet es sich mit dem Controller und der zugehörigen MounRiver-Studio-IDE? Wir machen den Praxistest.

Die Ansprüche von Anwendern werden immer höher, während Inflation und Wirtschaftskrise das verfügbare Einkommen zusammenschmelzen lassen. Wer durch Nutzung billigerer Teile Kosten auf der Bill of Materials einsparen kann, verschafft seinem Produkt einen geldwerten Wettbewerbsvorteil.

Außer Frage steht, dass man bei berühmt-berüchtigten Versandplattformen immer wieder Mikrocontroller für deutlich unter einem Euro/Dollar findet, die beispielsweise auf der einst populären 8051-Architektur basieren. Der Nachteil dieser Angebote ist allerdings, dass man die Chips oft nicht in uneingeschränkter Menge bekommt - ist ein Redesign erforderlich, so sind alle Kostenvorteile zum Fenster rausgeflogen. Darüber hinaus galt bisher, dass wirklich ganz billige Chips nicht sonderlich bequem zu programmieren sind. Mit dem Verfügbarwerden der quelloffenen RISC-V-Architektur gilt nun, dass jetzt auch leistungsstärkere Controller preiswert realisierbar sind, weil das „Körpergeld“ für ARM wegfällt. Außerdem werden die Strukturen im High-End-Bereich immer kleiner, was Platz in Fabs schafft.

WCH bietet mit dem CH32V003 einen durchaus leistungsfähigen 32-bit-Mikrocontroller an, der in Stückzahlen trotzdem nur zehn US-Cent kostet. Da sich der Chip außerdem mit einer durchaus komfortablen IDE und einem mehr oder weniger vollwertigen C-Dialekt programmieren lässt, sowie eine Menge Peripherie mitbringt (**Bild 1**), sollte dies ausreichen, um uns und auch Sie zu Experimenten zu motivieren.

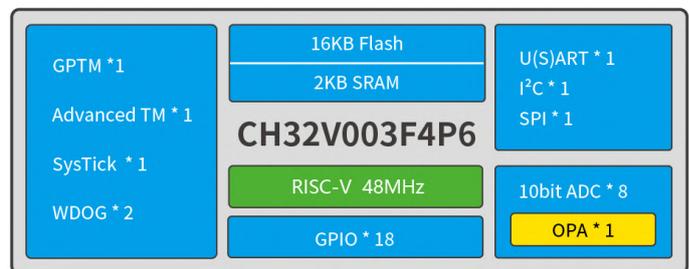


Bild 1. Das Blockschaltbild informiert über die enthaltene Peripherie.

Evaluationsboard kaufen, IDE einrichten

Schon seit längerer Zeit gilt, dass der chinesischen Halbleiterindustrie die westlichen Märkte vergleichsweise egal sind. Daraus folgt, dass die hauseigenen Entwicklerwerkzeuge nur allzu oft entweder gar nicht oder nur sehr spät für westliche Entwickler verfügbar werden. Im Fall von WCH ist die Lage insofern besser, als das Unternehmen zumindest prinzipiell offen für die Arbeit mit westlichen Kunden ist.

Im ersten Akt müssen wir uns dabei Hardware bestellen - der Autor empfiehlt hier die Nutzung des amerikanischen Hardware-Anbieters Tindie. Achten Sie darauf, neben der unter [1] bereitstehenden Evaluationsplatine auch das unter [2] bereitstehende Kommandogerät zu erwerben. Nach dem Postversand (der nach Ungarn gut drei Wochen dauerte) haben Sie jedenfalls die in **Bild 2** und **Bild 3** gezeigte Hardware am Platz.

Ob der bekannten Probleme mit der Pick-and-Place-Verarbeitbarkeit der diversen Steckverbinder gilt auch im Fall der hier vorliegenden Hardware, dass etwas manuelle Mitarbeit erforderlich ist. Bei einem Pin-Abstand von 2,54 mm ist das Lötten der Steckerleisten aber eine Aufgabe, die auch mit einfachen Mitteln problemlos von der Hand geht. Wichtig ist dabei zu beachten, dass der Stecker am Programmiergerät nicht verpolungssicher ist. Beim Autor kam eine übrig gebliebene Buchsenleiste zum Einsatz, um beide Boards miteinander zu verbinden (**Bild 4**).

Im Bereich der eigentlichen Entwicklungsumgebung unterstützt WCH Windows, Mac OS und Linux gleichermaßen; das eigentliche Werkzeug ist eine IDE, die WCH bei MounRiver bezieht.

Aus Gründen der Bequemlichkeit wird der Autor in den folgenden Schritten auf Windows 10 setzen. Öffnen Sie [3], um die Datei

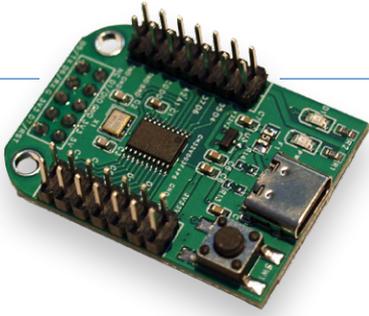


Bild 2. Das Evaluationsboard mit den angelöteten Pins.

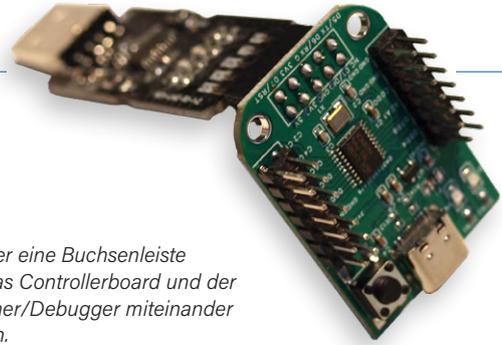


Bild 4. Über eine Buchsenleiste wurden das Controllerboard und der Programmer/Debugger miteinander verbunden.

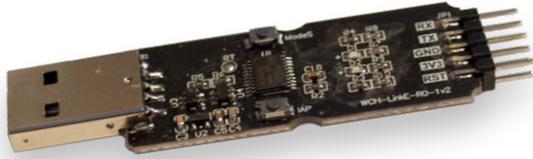


Bild 3. ...und das dazugehörige Kommandogerät.

MounRiver_Studio_Setup_V192.zip herunterzuladen. Entpacken Sie das Archiv danach in einen bequem zugänglichen Ort des Dateisystems, und starten Sie den Installationsassistenten - der Autor entschied sich in den folgenden Schritten für das Verzeichnis C:\MounRiver als Aufenthaltsort.

MounRiver bietet mit MRS2 seit einiger Zeit auch eine auf Visual Studio Code basierende Variante an; der Autor verwendet in den folgenden Schritten schon aus Gründen der Bequemlichkeit die auf Eclipse basierende Version der IDE.

Probleme? Downgrade!

In Tests des Autors erwies sich die ältere Version V183 von MounRiver Studio in manchen Fällen als stabiler. Wer mit dem Download Probleme hat, kann die ältere Variante unter der URL www.tamoggemon.com/test/2025/MounRiver_Studio_Setup_V183.zip herunterladen.

Der erste Start von MounRiver nimmt etwas mehr Zeit in Anspruch, weil die IDE die diversen Treiber für die verschiedenen Kommandogeräte beim Betriebssystem anmeldet. Nach getaner Arbeit sehen sie jedenfalls den in **Bild 5** gezeigten Startbildschirm.

Projektskelett erstellen

Nach dem erfolgreichen Start von MounRiver klicken wir auf den Knopf *New MounRiver Project*. Die IDE reagiert darauf mit der Einblendung des in **Bild 6** gezeigten Projektauswahl-Assistenten. Da wir hier auf einen Controller vom Typ CH32V003F4P6 setzen, ist es empfehlenswert, die passende Vorlage zu wählen. Die restlichen Einstellungen übernehmen wir eins zu eins und klicken danach auf *Finish*, um das System zum Erzeugen der Solution zu animieren. Lohn der Mühen ist das Erscheinen eines neuen Projektskeletts, das Sie wie von Eclipse gewohnt durchforsten können.

Beim Zur-Verfügung-Stellen der diversen Bibliotheken orientiert sich WCH an ST bzw. GigaDevice: Jedes Projektskelett bekommt sein eigenes Komplement aus Hardwaretreibern eingeschrieben. Diese lassen sich deshalb bequem unter Nutzung der in Eclipse enthaltenen Verfolgungsfunktionen analysieren, was im Zusammenspiel mit dem Datenblatt bei der Einarbeitung hilft. Von Haus aus generiert MounRiver dabei ein vergleichsweise umfangreiches Beispiel-Projektskelett, das die am Pin PD5

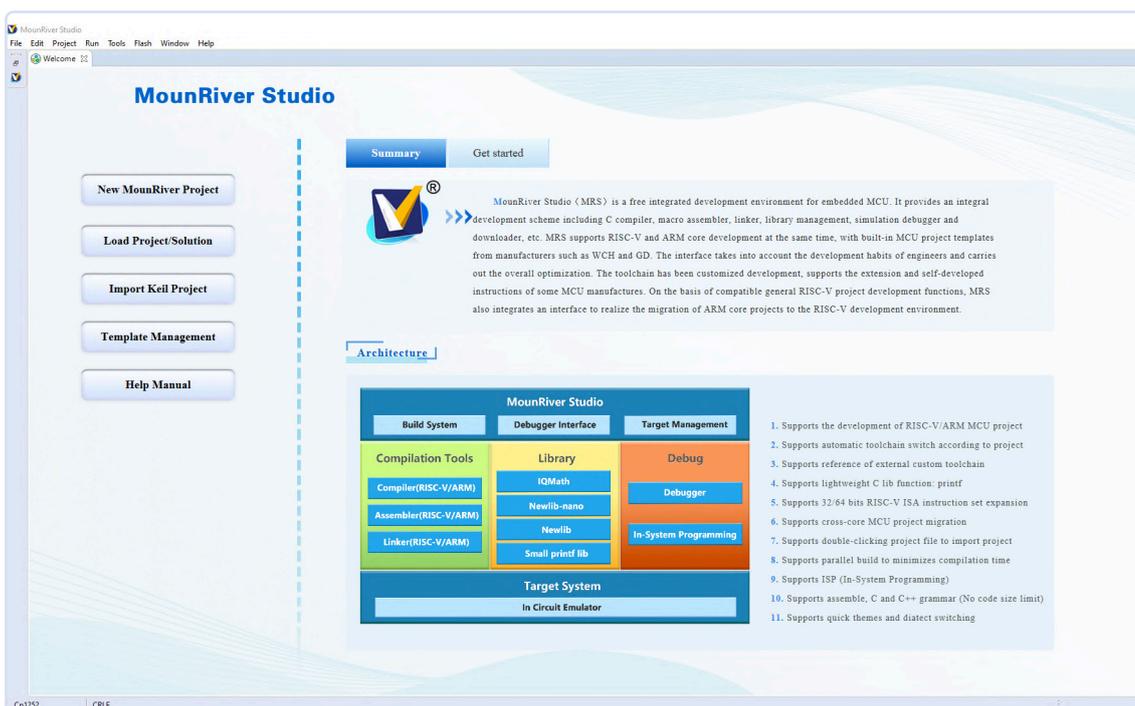


Bild 5. MounRiver ist gefechtsbereit!

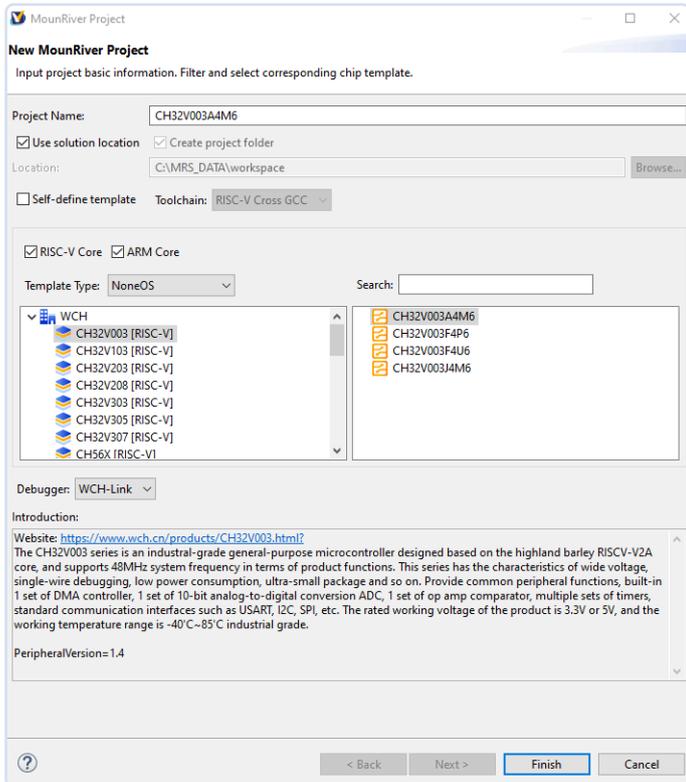


Bild 6. Wahl des Controller-Typs.

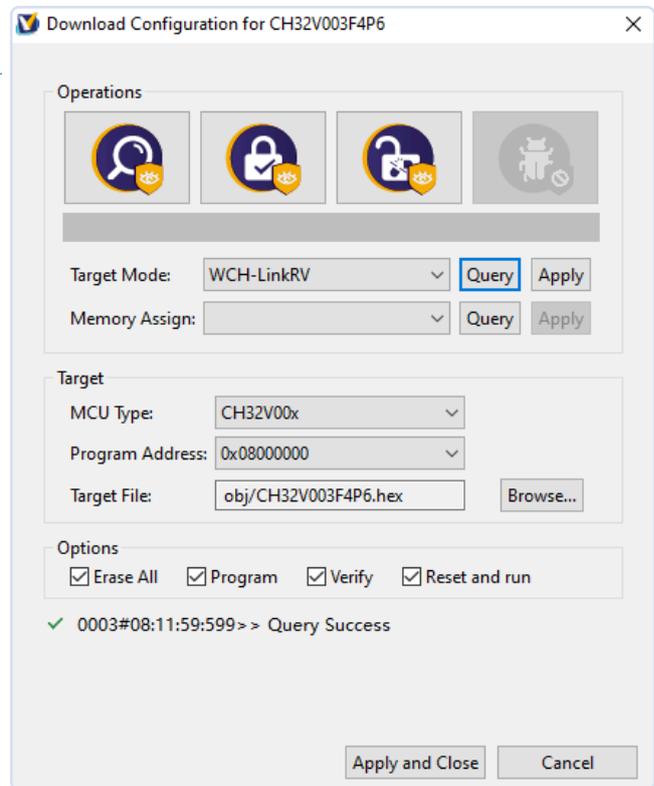


Bild 7. Die Erkennung des Ziels verlief erfolgreich.

eingehenden Signale entgegennimmt, invertiert und danach auf PD6 ausgibt. In beiden Fällen setzt das Beispiel dabei auf den hauseigenen Hardware-UART.

Im nächsten Schritt bietet sich eine erste Inbetriebnahme an. Verbinden Sie Kommandogerät und Platine wie in Bild 4 gezeigt. Wer auf der Unterseite Buchsen einlötet, erspart sich das Herumspielen mit Dupontdrähten - in der Praxis erweisen sich diese nämlich mitunter als durchaus lästig, was insbesondere bei schneller eingestellten Debugger-Verbindungen zu Problemen führen kann.

USB über Dupont

Dem Autor ist der Versuch bekannt, USB 2.0 über Dupontleitungen zu führen. Was „experimentell“ funktioniert, mag insbesondere in einem EMI-belasteten Labor schnell eine zusätzliche (und vermeidbare) Fehlerquelle darstellen.

Auf jeden Fall sollte dann die mit PWR bezeichnete Leuchte aufleuchten - sofern das Board im jungfräulichen Zustand ist, blinkt außerdem die zweite LED.

Im ersten Schritt bietet sich dann ein kleiner Debug-Test an. Klicken Sie hierzu in die Zierzeile links neben dem Befehl `RCC_APB2PeriphClockCmd`, um einen Breakpoint zu setzen. Im nächsten Schritt klicken wir auf den nach unten zeigenden Pfeil neben dem Konfigurations-Symbol, um den Konfigurations-Manager zu öffnen (Bild 7). Klicken Sie danach in der Rubrik *Target Mode* auf den *Query*-Knopf, um sich vom Ergreifen des korrekten Debug-Tools (WCH-LinkRV) zu überzeugen. Danach ist noch ein Klick auf *Apply and Close* erforderlich.

Für die eigentliche Programmausführung klicken wir im nächsten Schritt auf die *Debug*-Option, und werden dann auf das Fehlen einer Binärdatei hingewiesen. Zur Behebung dieses Problems reicht es aus, über *Project* -> *Build Project* eine Rekompilation zu befehlen.

Wie im Fall vieler anderer Embedded-Systeme gilt auch hier, dass der erste Durchlauf etwas mehr Zeit in Anspruch nimmt, weil die diversen Hardwaretreiber ebenfalls durch den Compiler laufen müssen.

Im nächsten Schritt öffnen wir die Debugger-Konfigurationsverwaltung, und entscheiden uns - wie in Bild 8 gezeigt - für eine Variante, die für unseren vorliegenden Core geeignet ist. Klicken Sie danach auf den *Debug*-Knopf, um den Start des Programms zu befehlen. Nach dem Start finden Sie sich im ersten Schritt in der Funktion `handle_reset` wieder - analog zu STM32 gilt auch im Fall des CH32V003F4P6, dass vor der ersten Instruktion ein „Convenience“-Breakpoint gesetzt wurde. Danach finden Sie sich auch schon in der erwarteten Methode wieder, wo sie die diversen im Controller befindlichen Werte manipulieren können.

Experimente mit Peripheriegeräten

In den folgenden Schritten wollen wir den WCH-Controller mit einem Potentiometer verbinden und den eingestellten Wert zur Ansteuerung einer Leuchtdiode verwenden. Als erste Aufgabe müssen wir hierzu den ADC des Chips in Betrieb nehmen. Hierzu wechseln wir in die `.c`-Datei, in der wir eine Gruppe von Initialisierungsmethoden aufrufen:

```
int main(void)
{
    u16 adc_val;

    NVIC_PriorityGroupConfig(NVIC_PriorityGroup_2);
    Delay_Init();
    USART_Printf_Init(115200);
    printf("SystemClk:%d\r\n", SystemCoreClock);

    ADC_Function_Init();
}
```

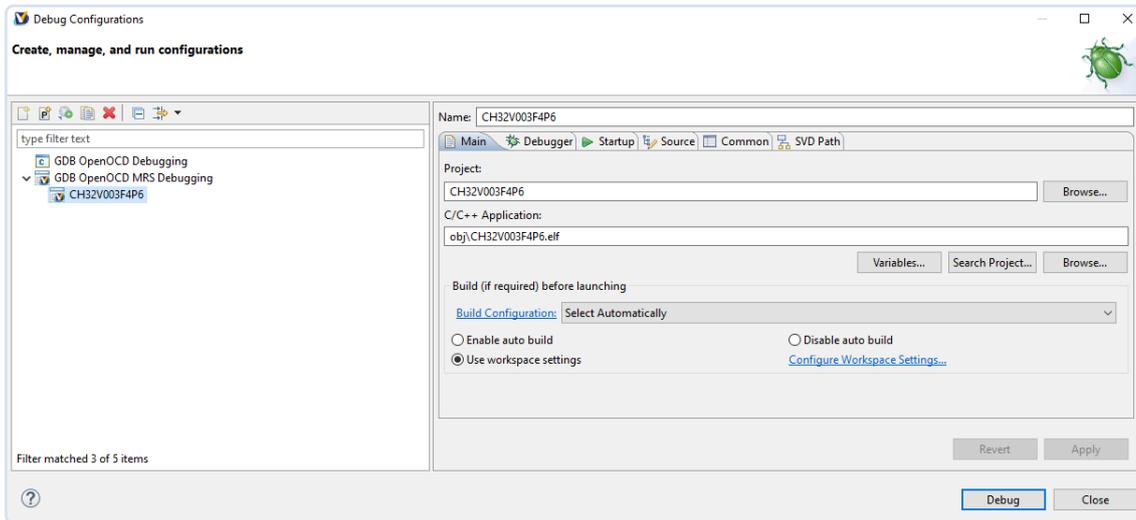


Bild 8. Diese Konfiguration führt zum Debugger.

Der Aufruf der Methode `USART_Printf_Init` sorgt dafür, dass die `printf`-Ausgabe über den internen UART läuft - dies ist insofern wichtig, als Sie diese so mit einem Logic-Analyzer aberten können. Die Funktion `ADC_Function_Init` ist für die eigentliche Konfiguration des ADC verantwortlich, genauer gucken wir uns das gleich an. Lassen Sie uns vorher aber noch einen Blick auf den eigentlichen Applikationscode werfen, der wie meist in einer Endlosschleife unterkommt:

```
while(1)
{
    ADC_SoftwareStartConvCmd(ADC1, ENABLE);
    while(!ADC_GetFlagStatus(ADC1, ADC_FLAG_EOC));
    adc_val = ADC_GetConversionValue(ADC1);
    Delay_Ms(500);
    printf("val:%04d\r\n", adc_val);
    Delay_Ms(2);
}
```

Unsere erste Aufgabe ist dabei das Aufrufen der Methode `ADC_SoftwareStartConvCmd`, um den ADC zu einem neuen Konversionslauf zu animieren. Wie im Fall so gut wie aller anderen Mikrocontroller gilt auch hier, dass die Konversion nicht instantan erfolgt. Aus diesem Grund überprüfen wir den Wert des Bits `ADC_FLAG_EOC`. Die `while`-Schleife retourniert erst dann, wenn der ADC durch Setzen den Abschluss der Wandlung anzeigt. Danach fehlt eigentlich nur noch ein Aufruf von `ADC_GetConversionValue`, um den Wert in eine Variable zu schreiben. Laut der im Datenblatt festgelegten Spezifikation - siehe hierzu auch **Bild 9** - gilt dabei, dass der Wertebereich von 0 bis 2^{10} reicht. Für einen ersten Funktionstest ist es dann empfehlenswert, am zweiten `Delay`-Befehl einen Breakpoint zu platzieren und den in der Variable befindlichen Wert über den soeben vorgestellten Debugger abzuerten.

Als Nächstes wollen wir uns der eigentlichen Konfiguration des ADC zuwenden. WCH entscheidet sich hierbei insofern für eine interessante Vorgehensweise, als die einzelnen zu initialisierenden Peripheriegeräte so gut wie immer über eine `InitTypeDef`-Klasse beschrieben werden:

```
void ADC_Function_Init(void)
{
    ADC_InitTypeDef ADC_InitStructure = {0};
```

```
GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure = {0};
```

Im Interesse der geringeren Energieaufnahme gibt es natürlich auch beim CH32V003 ein `Clock Gating`, weshalb wir im nächsten Schritt durch Aufrufen der Methode `RCC_APB2PeriphClockCmd` dafür sorgen, dass die jeweils benötigten Peripheriegeräte des Mikrocontrollers Zugang zur Taktversorgung erhalten:

```
RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_GPIOC |
    RCC_APB2Periph_GPIOD, ENABLE);
RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_ADC1, ENABLE);
RCC_ADCCLKConfig(RCC_PCLK2_Div8);
```

Im nächsten Schritt müssen wir den GPIO-Pin als Eingang konfigurieren. Dies erfolgt durch Parametrisierung des `GPIO_InitTypeDef`-Objekts, das danach an die Methode `GPIO_Init` übergeben wird:

```
//PC4
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_4;
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AIN;
GPIO_Init(GPIOC, &GPIO_InitStructure);
```

Die Initialisierung des ADC ist dann insofern etwas komplizierter, als moderne Mikrocontroller meist Dutzende verschiedener Möglichkeiten anbieten, um Taktquellen und Konversionstrigger zu steuern. Die hier gezeigte Konfiguration entspricht dabei einem „Bare Minimum“:

```
ADC_DeInit(ADC1);
ADC_InitStructure.ADC_Mode = ADC_Mode_Independent;
ADC_InitStructure.ADC_ScanConvMode = DISABLE;
ADC_InitStructure.ADC_ContinuousConvMode = ENABLE;
ADC_InitStructure.ADC_ExternalTrigConv =
```

1.4.11 Analog-to-digital converter (ADC)

The product is embedded with a 10-bit analog/digital converter (ADC) that shares up to eight external channels and two internal channel samples, with programmable channel sampling times for single, continuous, sweep or intermittent conversion. Provides analog watchdog function allows very accurate monitoring of one or more selected channels for monitoring channel signal voltages. Supports external event-triggered transitions with trigger sources including internal signals from the on-chip timer and external pins. Support for using DMA operation. Supports external trigger delay function. When this function is enabled, the controller delays the trigger signal according to the configured delay time when an external trigger edge is generated, and the ADC conversion is triggered as soon as the delay time is reached.

Bild 9. Die AD-Wandler weisen eine Auflösung von 10 Bit auf.

```

    ADC_ExternalTrigConv_None;
ADC_InitStructure.ADC_DataAlign =
    ADC_DataAlign_Right;
ADC_InitStructure.ADC_NbrOfChannel = 1;
ADC_Init(ADC1, &ADC_InitStructure);

ADC_RegularChannelConfig(ADC1, ADC_Channel_2,
    1, ADC_SampleTime_241Cycles);
ADC_Calibration_Vol(ADC1, ADC_CALVOL_50PERCENT);
ADC_Cmd(ADC1, ENABLE);

```

Zu guter Letzt finden sich dann noch Aufrufe der Methoden `ADC_ResetCalibration(ADC1)` und `ADC_StartCalibration(ADC1)`, um eine Software-Kalibrierung des ADCs einzuleiten. Dabei handelt es sich um ein algorithmisches Verfahren, das Imperfektionen der Hardware durch numerische Prozesse zu korrigieren sucht:

```

ADC_ResetCalibration(ADC1);
while(ADC_GetResetCalibrationStatus(ADC1));
ADC_StartCalibration(ADC1);
while(ADC_GetCalibrationStatus(ADC1));
}

```

Sofern Sie den Eingangspin - im Interesse der Sicherheit vielleicht über einen kleinen Vorwiderstand - mit einem zwischen 0 und 3,3 V verbundenen 10-kΩ-Poti beschalten, können Sie das Programm an dieser Stelle ausführen und sich an den in der Variable auftauchenden Werten erfreuen.

Im nächsten Schritt müssen wir uns um die Ansteuerung der Leuchtdiode bemühen. Hierzu initialisieren wir einen weiteren GPIO-Pin:

```

void GPIO_Function_Init(void)
{
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure = {0};

    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_GPIOID, ENABLE);
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_7;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_Out_PP;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;
    GPIO_Init(GPIOID, &GPIO_InitStructure);
}

```

Der wichtigste Unterschied zu weiter oben ist, dass wir nun als Modus `GPIO_Mode_Out_PP` übergeben und das Ding so als digitalen Ausgang konfigurieren. Analog zum STM32 gibt es auch hier die Möglichkeit, die „maximale Flankensteilheit“ über das Attribut `GPIO_Speed` anzupassen - ein Verfahren, das hier ob der maximalen Taktrate nicht unbedingt notwendig ist.

Im nächsten Schritt bietet es sich an, nach folgendem Schema ein Blinken der LED zu befehlen:

```

while(1)
{ . . .
    printf("val:%04d\r\n", adc_val);
    Delay_Ms(2);
}

```

```

GPIO_WriteBit(GPIOID, GPIO_Pin_7,
    (i == 0) ? (i = Bit_SET) :
    (i = Bit_RESET));
}

```

Interessant ist hier vor allem, dass die Methode `GPIO_WriteBit` zur Ermittlung des eigentlichen in den Pin-Transceiver zu schreibenden Werts auf einen ternären Operator setzt. Im ersten Schritt wird dabei verglichen, ob der Wert der Variable `i` gleich Null ist - danach erfolgt in Abhängigkeit des jeweiligen Wertes eine Zuweisung. Ergebnis der Programmausführung ist dann ein periodisches Blinken der LED.

Als letzte kleine Demo wollen wir eine primitive Pulsbreitenmodulation realisieren. Außer Frage steht, dass so gut wie alle modernen Mikrocontroller durchaus umfangreiche PWM-Hardware mitbringen - ihre Inbetriebnahme setzt allerdings ein Datenblatt-Studium voraus. An dieser Stelle soll deshalb einfach eine Software-PWM zum Einsatz kommen:

```

while(1)
{
    ADC_SoftwareStartConvCmd(ADC1, ENABLE);
    while(!ADC_GetFlagStatus(ADC1, ADC_FLAG_EOC));
    adc_val = ADC_GetConversionValue(ADC1);
    //Delay_Ms(500);
    printf("val:%04d\r\n", adc_val);
    Delay_Ms(2);
    for (int outer=0;outer<10;outer++)
    {
        for(int inner = 0; inner<1024;inner++)
        {
            if(inner<adc_val)
                GPIO_WriteBit(GPIOID,
                    GPIO_Pin_7, Bit_SET);
            else
                GPIO_WriteBit(GPIOID,
                    GPIO_Pin_7, Bit_RESET);
        }
    }
}
}

```

Als letzte Amtshandlung bietet es sich dann an, das Programm abermals auszuführen. Die Helligkeit der roten Leuchtdiode lässt sich fortan über das Poti regeln.

Dokumentation

Außer Frage steht, dass das komplette Beschreiben eines Mikrocontrollers in einem Fachartikel unmöglich ist. Obwohl WCH den Fokus der hauseigenen Ressourcen auf den Heimatmarkt legt, ist man auch im Bereich der Dokumentation durchaus gewillt, auf westliche Entwickler einzugehen - Feldingenieure antworten im Hersteller-Forum gerne auch auf in Englisch vorgebrachte Fragen. Wer eigenmächtig auf Ressourcen-Suche gehen möchte, wird im ersten Schritt im unter [4] bereitstehenden GitHub-Repository bedient. Im Unterordner [5] findet sich dann - wie in **Bild 10**

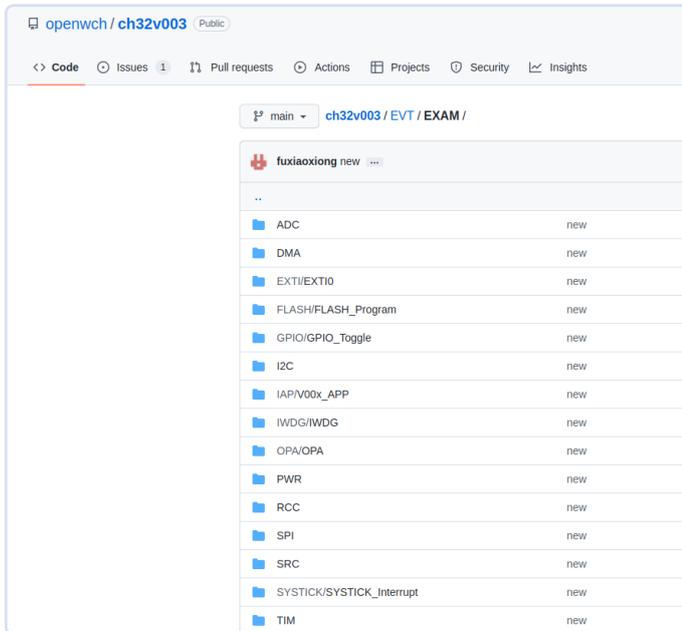


Bild 10. Umfangreiche Codebeispiele flankieren den Kern.

gezeigt - eine Sammlung von Beispielen, aus dem der Entwickler nach Belieben wählen kann.

Nicht selbstverständlich ist bei chinesischen Mikrocontrollern außerdem, dass auch eine vollständige englischsprachige Dokumentation zur Verfügung steht. Unter [6] findet man das Datenblatt.

Beschaffung des Controllers

Wer eine Bauteile-Suchmaschine nach dem String CH32V003F4P6 befragt, bekommt zum Zeitpunkt der Drucklegung dieses Artikels noch so gut wie keine Ergebnisse. Auf AliExpress bietet WCH mittlerweile Fünzfingiger-Pakete der verschiedenen Controller an, die - nach Berücksichtigung von Versandkosten und Zoll - bei der Ankunft an der Labor-Türe in Budapest dann etwa 0,30 € pro Stück kosteten.

In der Praxis ist es empfehlenswerter, die Beschaffung des Controllers in Stückzahlen dem Fertiger zu überlassen. Wenn dieser in Asien sitzt, ist es ihm normalerweise ein Leichtes, bei WCH die Controller zu beschaffen, die im Allgemeinen immer ab Lager lieferbar sind.

So dies nicht gangbar ist, gilt allerdings, dass WCH auch mit Kleinstkunden sehr kooperativ umgeht. Besuchen Sie die URL der jeweiligen Chipfamilie [7], und scrollen Sie nach unten, um Kontakt mit

dem - im Allgemeinen sehr reaktiven - Verkaufsteam des Controller-Herstellers aufzunehmen.

Ein Chip, den man kennen sollte

Außer Frage steht, dass Chips wie STM32 und ESP32 sehr bequem programmierbar sind. Wirft man allerdings einen Blick auf die BOM, so stellt man schnell fest, dass die Chips - wohl auch ob der großen Die-Größe - alles andere als preiswert sind.

Der vorgestellte Controller mag vom „Komfort der Arbeit“ hier nicht ganz mit seinen etablierten Konkurrenten mithalten können, ist aber um ein Vielfaches preiswerter. Schon aus diesem Grund handelt es sich deshalb um einen Chip, den man kennen sollte - insbesondere dann, wenn man auch größere Serien ins Auge fasst. ◀

250042-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Wenn Sie technische Fragen oder Anmerkungen zu diesem Artikel haben, nehmen Sie bitte Kontakt auf mit dem Autor (tamhan@tamoggemon.com) oder der Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Über den Autor

Ing. Tam Hanna befasst sich seit mehr als 20 Jahren mit Elektronik, Computern und Software; er ist freiberuflicher Entwickler, Buchautor und Journalist (www.instagram.com/tam.hanna). In seiner Freizeit beschäftigt sich Tam unter anderem mit 3D-Druck und dem Vertrieb von Zigarren.



Passendes Produkt

➤ **WCH CH32V307V-EVT-R1 RISC-V Entwicklungsboard**
www.elektor.de/20448

WEBLINKS

- [1] RISC-V-MCU-Entwicklungsboard CH32V003 : <https://www.tindie.com/products/adz1122/ch32v003-risc-v-mcu-development-board/>
- [2] WCH Linke Debugger CH32V003: <https://www.tindie.com/products/adz1122/wch-linke-online-download-debugger-ch32v003/>
- [3] MounRiver Studio Download: <http://www.mounriver.com/download>
- [4] CH32V003 GitHub-Repository: <https://github.com/openwch/ch32v003>
- [5] Codebeispiele von WCH, GitHub: <https://github.com/openwch/ch32v003/tree/main/EVT/EXAM>
- [6] CH32V003 Datenblatt, GitHub: <https://github.com/openwch/ch32v003/tree/main/Datasheet>
- [7] CH32V003 Controller, WCH: <https://www.wch-ic.com/products/CH32V003.html>

Audio-Player

mit **FPGA** und **Equalizer**

Teil 2: Lautstärkeregelung, erweitertes Mischen und ein Web-Interface

Von Dr. Christian Nöding (Deutschland)

Im zweiten Teil der Projektbeschreibung eines FPGA-basierten Audioplayers werden fortgeschrittene Audioverarbeitungsfunktionen wie Equalizer, dynamische Kompression und Frequenzweichen-Filterung hinzugefügt. Eine Webschnittstelle zur Steuerung des Geräts rundet das Projekt ab.

Im ersten Teil des Artikels [1] haben wir die Grundlagen des Projekts behandelt: Vorbereitung der Toolchain, Einrichten der Hardware und Einführung in Konzepte der Audiosignalverarbeitung. Nun ist es an der Zeit, die eigentliche Signalverarbeitung in Angriff zu nehmen und das Projekt abzuschließen!

Die „grundlegendste“ Audioverarbeitung, die implementiert werden muss, ist eine Lautstärkeeinstellung der einzelnen Kanäle. Dies kann mit einem oder mehreren der 9×9 bit-DSP-Multiplikatoren des FPGAs erfolgen, die eine vorzeichenbehaftete Ganzzahlmultiplikation mit dem Signal durchführen. Um die Anzahl der verwendeten DSP-Multiplikatoren zu reduzieren, wurde ein vorzeichenloses 8-Bit-Lautstärke-signal zwischen 0 und 255 verwendet. Nach der Multiplikation wird das Ergebnis einfach um 7 Bits nach rechts verschoben und dadurch durch 128 dividiert, ohne irgendwelche DSP-Slices im FPGA zu verwenden. Damit lässt sich eine Lautstärkeeinstellung zwischen 0 % und 200 % erreichen, sodass starke Audiosignale abgeschwächt und schwache Audiosignale verstärkt werden können.

Vom Lautstärkesteller zum Mischer

Von einem einfachen Lautstärkesteller zu einem Mischpult ist es nur ein kleiner Schritt. Das Zusammenmischen verschiedener Audioquellen funktioniert wie bei einem analogen Mischpult, bei dem jeder Eingangskanal über ein eigenes Lautstärkepotentiometer verfügt. Der Benutzer wählt den gewünschten Lautstärkepegel für jedes Eingangssignal und alle Signale werden addiert, um ein Ausgangssignal zu erzeugen. Das bedeutet, dass der im vorigen Abschnitt beschriebene Lautstärke-einstellungsblock wiederverwendet werden kann. Im vorliegenden

Fall wird jedes Audioeingangssignal durch zwei Lautstärkesignale gesteuert: eines für den linken und eines für den rechten Kanal. So lässt sich nicht nur die Mischung, sondern auch die Stereobalance präzise einstellen.

Mit dem wiederverwendbaren Multiplikationsprozess in VHDL kann man einen Mehrkanal-Audiomixer erstellen, indem einfach nacheinander dieselbe Multiplikatoreinheit für alle Audiosignale verwendet wird. Da der Takt des FPGA mit mindestens 100 MHz etwa 2000 Mal schneller ist als der Audiotakt mit 48 kHz, bereiten viele sequentielle Multiplikationen keine Probleme. Die Latenzzeit beträgt für diesen Block etwa 200 ns. Insgesamt gibt es 22 Kanäle: zwei Kanäle von einem externen ADC, zwei von einer SD-Karte, zwei vom S/PDIF-Eingang und 16 vom UltraNet-Eingang. Jedes der 22 Mono-Audio-Samples wird in einen Audio-Mischblock eingespeist, wo es mit den entsprechenden 8-Bit-Lautstärkefaktoren multipliziert wird.

Die ersten sieben Bits jedes Lautstärkefaktors werden verwendet, um die Lautstärke des entsprechenden Eingangssignals zwischen $-\infty$ dB_{FS} (0%) und 0 dB_{FS} (100%) zu einzustellen. Das letzte Bit ermöglicht eine zusätzliche Lautstärkeverstärkung von +6 dB_{FS} (200%), um schwache Eingangssignale zu verstärken. Da alle Samples als vorzeichenbehaftete Ganzzahlen (Integer) verarbeitet werden, werden die resultierenden 44 Kanäle (22 für den linken und 22 für den rechten Kanal) durch einfache Addition summiert. Für den Fall, dass die mehreren 24-Bit-Eingangssignale hohe Lautstärken enthalten, wird das Ausgangssignal mit 36 Bit verarbeitet, um Clipping und digitaler Verzerrungen zu vermeiden.

Digital oder analog?

Was nützt die beste Logik, wenn wir nichts hören? Es muss eine Lösung gefunden werden, um Lautsprecher an unseren neuen Audiomixer anzuschließen. Wenn Sie einen Audio-Video-Receiver (AVR) in Ihrem Heimkino haben, können Sie dessen TOSLINK-Eingang verwenden. Auf der Website ackspace.nl [2] findet man eine VHDL-Implementierung eines S/PDIF-Senders, der differentielle, Manchester-kodierte AES/EBU-Signale ausgibt, die direkt mit unseren 24-Bit-Logikvektoren gefüttert werden. Falls das System, das Ihre Lautsprecher ansteuert, jedoch nur analoge Eingänge hat, müssen Sie eine andere Lösung finden. PWM ist das Mittel der Wahl für die meisten Dinge, aber für ein Audiosignal würde man ein unbefriedigendes Ergebnis erhalten, denn bei Modulationsfrequenzen um 48 kHz reduziert sich die Auflösung auf nur wenige Bits. Um dies zu überwinden, müsste der für die



Listing 1: Berechnen der Koeffizienten für einen Peak-Filter.

```

double V = pow(10.0, fabs(gain)/20.0);
double K = tan(PI * frequency/48000);
double norm; // we will normalize to b0
double coeff_a[3];
double coeff_b[3];
if (gain >= 0) { // coeffs for positive gain-values
    norm = 1.0 / (1.0 + 1.0/Q * K + K * K); // norm = 1/b0
    coeff_a[0] = (1.0 + V/Q * K + K * K) * norm;
    coeff_a[1] = 2.0 * (K * K - 1.0) * norm;
    coeff_a[2] = (1.0 - V/Q * K + K * K) * norm;
    coeff_b[0] = 1.0; // normalizing to b0 reduces to 5 coeffs
    coeff_b[1] = coeff_a[1];
    coeff_b[2] = (1.0 - 1.0/Q * K + K * K) * norm;
}else{ // coeffs for negative gain-values
    norm = 1.0 / (1.0 + V/Q * K + K * K); // norm = 1/b0
    coeff_a[0] = (1.0 + 1.0/Q * K + K * K) * norm;
    coeff_a[1] = 2.0 * (K * K - 1.0) * norm;
    coeff_a[2] = (1.0 - 1.0/Q * K + K * K) * norm;
    coeff_b[0] = 1.0; // normalizing to b0 reduces to 5 coeffs
    coeff_b[1] = coeff_a[1];
    coeff_b[2] = (1.0 - V/Q * K + K * K) * norm;
}

```

PWM-Erzeugung benötigte Dreiecksgenerator mit etwa 805 GHz laufen! Wir haben uns bemüht, die Audio-Samples bei 24 Bit zu halten - und sind jetzt nicht bereit, das aufzugeben. Ein externer I²S-DAC könnte eine Lösung sein; ICs wie der PCM5102A sind schon für unter 5 € erhältlich. Bei der Lektüre von Audioartikeln tauchte jedoch immer wieder der Begriff Direct Stream Digital (DSD) auf. Wenn man den Artikeln Glauben schenken darf, soll DSD außergewöhnliche Audioqualitäten haben. DSD verwendet eine Pulse Density Modulation (PDM). Während PCM-Audio getaktete Audio-Samples überträgt, wird bei PDM ein kontinuierlicher Audiostrom übertragen.

PDM verwendet dazu einen hochfrequenten Basistakt im Bereich von mehreren Megahertz. Für 48-kHz-Audio könnte man ein 100-faches Oversampling mit 4,8 MHz verwenden, eine Frequenz, mit der ein FPGA problemlos umgehen kann. Unter [3] findet sich ein PDM-Modulator in VHDL, der einen Logik-Vektor mit einem 24-Bit-Audio-Sample und einem Taktsignal aufnimmt und als Ausgangssignal ein pulsdichtemoduliertes Signal liefert. Der Charme dieser Lösung ist die einfache Umwandlung in ein echtes analoges Signal durch ein simples Tiefpassfilter. Mit der Grenzfrequenz von 48 kHz und einem Widerstand von 10 kΩ als Zielwert berechnet sich die Kapazität mit der folgenden Gleichung:

$$C_{LP} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot f_c} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10k\Omega \cdot 48kHz} \approx 330pF$$

330 pF ist ein Standardwert für Keramikkondensatoren. Von nun an kann das Arduino-Board ein oder mehrere schöne und saubere Audiosignale erzeugen, und das für ein paar Cent anstelle des Preises für einen I²S-DAC. Wunderbar!

Mehr Bass!

Möchten Sie vielleicht einige Equalizer-Funktionen hinzufügen, wenn Ihre Audiodatei oder der Live-Eingang des ADCs ein wenig flach klingt? Da das FPGA über Tausende von freien Logikelementen verfügt, lässt sich leicht ein parametrischer Equalizer realisieren. Eine schnelle Suche im Internet zeigt, dass IIR-Filter ziemlich universell sind. Die IIR-Gleichung besitzt (nur) einige wenige Koeffizienten, benötigt einen Speicher für vorherige Eingangs- und Ausgangssamples und verwendet hauptsächlich Multiplikationen:

$$y[n] = \frac{1}{b_0} (a_0 \cdot x[0] + a_1 \cdot x[-1] + a_2 \cdot x[-2] - b_1 \cdot y[-1] - b_2 \cdot y[-2])$$

Ein Diagramm, das die Koeffizienten in der Klammer auf der rechten Seite erklärt, ist in **Bild 1** dargestellt. Die Division durch b_0 kann in den Mikrocontroller verlagert werden, indem alle anderen Koeffizienten durch b_0 dividiert werden. Zwei oder mehr dieser Filter können in Reihe geschaltet werden, so dass das Audio-Sample bei mehreren Frequenzen anpassbar ist. Mit den sechs Koeffizienten a_x und b_x lässt sich das Verhalten des Filters steuern. Mit dem Online-Tool *Biquad calculator v3* [4] und dem *Audio EQ Cookbook* [5] kann man alle

Koeffizienten berechnen, um ein Tiefpass-, Hochpass-, Peak- oder Shelf-Filter (Kuhschwanzfilter) mit einer einzigen Differenzgleichung zu bilden. Bei der Gestaltung eines allgemeinen Peak-EQ mit Frequenz, Qualitätsfaktor und Verstärkung berechnet der Mikrocontroller die Koeffizienten, wie in **Listing 1** gezeigt.

Da $b_0 = 1$ ist, verbleiben fünf Koeffizienten (die meisten davon liegen weit unter 1,0), die per UART an das FPGA übertragen werden müssen, wo die Gleichung in Echtzeit für jedes Audio-Sample berechnet wird. Aber halt: Das FPGA hat keine Gleitkommaeinheit und kann das nicht mit der erforderlichen Auflösung berechnen... also muss man eine einfachere Mathematik verwenden. Eine Lösung ist, alle Koeffizienten mit Zahlen zur Basis 2 zu multiplizieren, im FPGA eine Integer-Multiplikation durchzuführen und am Ende durch Bit-Shifting zu dividieren - die sogenannte Festkomma-Arithmetik. Für konventionelle parametrische Equalizer reicht es aus, Q30-Zahlen [6] zu verwenden, das heißt 30 Bits für den Bruchteil zu reservieren und zwei Bits für den ganzzahligen Teil. Die Multiplikation mit $2^{30} = 1.073.741.824$ ist also ausreichend.

Der Cyclone 10CL016 auf dem Arduino Vidor 4000 ist ein recht kleines FPGA mit nur 112 9x9-Bit-DSP-Multiplikatoren. Da jedes IIR-Filter eine

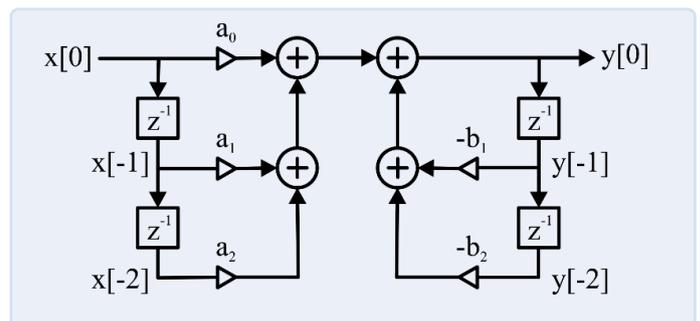


Bild 1. IIR-Filterung (rechter Term von Gleichung 2) visuell erklärt.

Multiplikation des 24-Bit- bis 36-Bit-Audiosignals mit fünf 32-Bit-Koeffizienten benötigt, würden die DSP-Slices im FPGA nicht für mehrere Equalizer ausreichen. In Anlehnung an das Prinzip der Lautstärke-einstellung des Audiosignals könnte man aber einen einzigen Multiplikationsprozess mehrmals verwenden, um DSP-Slices zu sparen. Mit einer Pipeline-VHDL-Struktur könnte man die Koeffizienten mit demselben Multiplikationsprozess fünfmal multiplizieren. Da das FPGA mit einem 100-MHz-Takt arbeitet, wird jedes IIR-Filter innerhalb von 130 ns berechnet, während ein neues Audiosignal nach 20,83 µs empfangen wird - es bleibt also genügend Zeit.

Die Berechnung ist dann einfach: Angesichts der Gleichung des IIR-Filters wird eine Festkommamultiplikation der Feedforward-Signale berechnet (man multipliziert die Eingangssignale „x“ mit den „a“-Koeffizienten), verschiebt 30 Bits nach links, bildet die Summe, berechnet die Multiplikation der Feedback-Signale, (man multipliziert die Ausgangssignale „y“ mit den „b“-Koeffizienten), verschiebt 30 Bits nach rechts und subtrahiert die Signale. Nach dreizehn Taktzyklen erscheint das Ergebnis des IIR-Filters und man kann die Sequenz zurücksetzen. Das bedeutet, dass jedes Filter dem Signal weitere 130 ns hinzufügt. Im fertigen Projekt hat das FPGA Cyclone 10CL016 genügend freie Logikelemente für bis zu fünf Stereo-EQs.

Gas geben!

Als Trompeter in einer Big Band mag ich einen guten und tiefen Bass. Also habe ich mir überlegt, wie sich ein Subwoofer in das System integrieren lässt. Es gibt die verschiedensten Arten von Frequenzweichenfiltern, und Elektor hat in der Vergangenheit bereits einige großartige aktive Audio-Frequenzweichen vorgestellt. Der hier beschriebene Audio-Player ist bisher ebenfalls großartig, also sollte man sich auch weiterhin auf keine Kompromisse einlassen. Eine Linkwitz-Riley-Weiche 4. Ordnung mit einer Flankensteilheit von 24 dB/Oktave zur Trennung der Signale zwischen Subwoofern und „Hochtönern“ sollte für hochfliegende Erwartungen ausreichen. Die Hauptvorteile solcher scharfer Filter sind eine 360°-Phasenverschiebung, um in der Phase zu bleiben, und das Fehlen jeglicher Frequenzanhebung an der Trennfrequenz - schließlich soll die Entzerrung über die frisch gestaltete PEQ-Sektion vorgenommen werden.

Die Berechnung auf der FPGA-Seite folgt der Berechnung für das

IIR-Filter, nur dass die Anzahl der Koeffizienten verdoppelt wurde: fünf Koeffizienten für die Feedforward- und fünf für die Feedback-Signale. Außerdem muss man die Genauigkeit der Festkommaberechnung für diese Art von Filter auf mindestens Q35 erhöhen, um Übernahme-Frequenzen unter 100 Hz zu ermöglichen. Da Q35 oberhalb der typischen 32-Bit-Werte liegt, muss auch im Arduino-Code eine 64-Bit-Ganzzahl mit Vorzeichen verwendet werden. Hier kommt der 64-Bit-Union-Typ zum Einsatz, der direkt als Double und 64-Bit breite Signed-Integer verwendet werden kann (**Listing 2**).

Um die implementierten Filter zu testen, wurden die Eingangs-Ausgangs-Charakteristiken mit einem Vektor-Netzwerk-Analysator Bode 100 der Firma Omicron Lab mit verschiedenen EQ-Einstellungen gemessen. Der Analysator erzeugt einen Frequenzsweep über einen gewünschten Bereich; der Frequenzbereich lag zwischen 10 Hz und 100 kHz. Bei einer Audio-Abtastrate von 48 kHz ist kein Signal oberhalb von 24 kHz zu erwarten, und genau das kann man in **Bild 2** sehen.

Die Grafik zeigt auch die Wirkung von Peak-, Bandpass- und Notch-Filtern sowie von Hochpass- und Low-Shelf-Filtern mit unterschiedlichen Verstärkungen. Wie Sie sehen können, lassen sich die gewünschten Frequenzgänge erreichen. Im Allgemeinen erhält man einen Rauschabstand von mindestens 60 dB, was recht gut ist, aber man könnte noch etwas mehr Aufwand in den analogen Teil der Schaltung stecken. Andererseits lässt sich das Rauschen auch auf digitalem Wege reduzieren.

Dynamik rauf, Rauschen runter

Statisches Audio-Mischen ist eine Sache, aber was ist, wenn Ihre Audioquelle ein unerwartet lautes Knacken und Zischen aufweist? Um solche unangenehmen Dinge in den Griff zu bekommen, wurden in der Vergangenheit dynamische Kompressoren und Noise-Gates entwickelt. Die Grundfunktion eines Kompressors besteht darin, die Lautstärke zu reduzieren, wenn ein Schwellenwert überschritten wird. Es ist also etwas nötig, das die Verstärkung berechnet und steuert, sowie ein Zeitglied für die Einstellung von Attack und Release. Die Berechnung der Verstärkung sieht wie folgt aus:

$$gain_{target} = \frac{|sample| - threshold}{ratio} + threshold$$

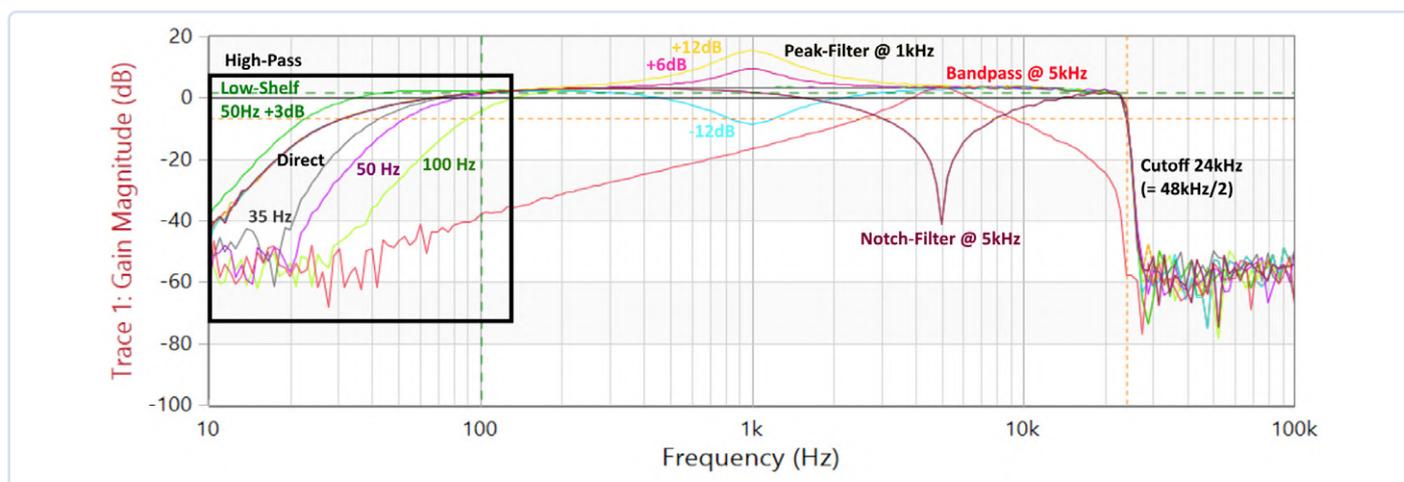


Bild 2. Frequenzgang bei verschiedenen Filtereinstellungen.



Listing 2: Berechnung der Koeffizienten für ein Linkwitz-Riley-Filter.

```
double wc = 2.0 * PI * frequency;
double wc2 = wc * wc;
double wc3 = wc2 * wc;
double wc4 = wc2 * wc2;
double k = wc / tan(PI * (frequency/48000));
double k2 = k * k;
double k3 = k2 * k;
double k4 = k2 * k2;
double sq_tmp1 = sqrt(2.0) * wc3 * k;
double sq_tmp2 = sqrt(2.0) * wc * k3;
double a_tmp = 4.0 * wc2 * k2 + 2.0 * sq_tmp1 + k4 + 2.0 * sq_tmp2 + wc4;
union_64b coeff_a[5];
union_64b coeff_b[5];
if (isHighpass) {
    // coefficients for HighPass-Filter
    coeff_a[0].d = k4 / a_tmp;
    coeff_a[1].d = -4.0 * k4 / a_tmp;
    coeff_a[2].d = 6.0 * k4 / a_tmp;
    coeff_a[3].d = a[1].d;
    coeff_a[4].d = a[0].d;
}else{
    // coefficients for LowPass-Filter
    coeff_a[0].d = wc4 / a_tmp;
    coeff_a[1].d = 4.0 * wc4 / a_tmp;
    coeff_a[2].d = 6.0 * wc4 / a_tmp;
    coeff_a[3].d = a[1].d;
    coeff_a[4].d = a[0].d;
}
coeff_b[1].d = (4.0 * (wc4 + sq_tmp1 - k4 - sq_tmp2)) / a_tmp;
coeff_b[2].d = (6.0 * wc4 - 8.0 * wc2 * k2 + 6.0 * k4) / a_tmp;
coeff_b[3].d = (4.0 * (wc4 - sq_tmp1 + sq_tmp2 - k4)) / a_tmp;
coeff_b[4].d = (k4 - 2.0 * sq_tmp1 + wc4 - 2.0 * sq_tmp2 + 4.0 * wc2 * k2) / a_tmp;
// convert to Q35-format
for (int i=0; i<5; i++) {
    coeff_a[i].s64 = coeff_a[i].d * 34359738367;
    coeff_b[i].s64 = coeff_b[i].d * 34359738367;
}
```

Für die Implementierung in VHDL müssen zwei Divisionen berücksichtigt werden. Leider erfordern Divisionen eine Menge Logik, wenn man nur den Operator „/“ verwendet. Um einen Drei-Wege-Audio-kompressor in die verbleibenden Logikelemente einzupassen, wurde ein einfaches Bit-Shifting zur Berechnung des Verhältnisses in festen Basis-2-Schritten (2:1, 4:1, 8:1 und so weiter) und für eine bessere Audioleistung ein SRT-Divisionsalgorithmus (oder Radix-2-Division) [7] für die Berechnung der Verstärkung selbst verwendet. Der endgültige Kompressor benötigt 1244 LEs und vier Multiplikatoren.

Wenn nun ein Signal einen Pegel über dem Schwellenwert hat, reduziert der Verstärkungsrechner die Verstärkung in Abhängigkeit von der Höhe des Überschwingens und dem gewählten Verhältnis. Das Attack- und Release-Timing wird über ein Tiefpassfilter erster Ordnung mit einem geschalteten Koeffizienten α in Abhängigkeit vom aktuellen Zustand (Attack = α_A oder Release = α_R) realisiert:

$$gain[n] = (\alpha_x \cdot gain[n - 1]) + (1 - \alpha_x) \cdot gain_{target}$$

Das Umschalten zwischen den Koeffizienten und die allgemeine Steuerung des Effekts erfolgt über eine kleine Zustandsmaschine mit nur fünf Zuständen: *s_Idle*, *s_Attack*, *s_Active*, *s_Hold* und *s_Release*. Während das Attackieren und das Freigeben mit Hilfe des Tiefpassfilters erfolgt, wird für das Halten ein einfacher Zähler mit vorberechneter Anzahl von Audio-Samples auf der Grundlage der Audio-Sample-Rate verwendet.

Letzendlich ist ein Noise-Gate sehr ähnlich, da es eine fast identische Struktur aufweist. Nur die Richtung für den Vergleich der Signale und die Verstärkung sind unterschiedlich: $gain_{closed} = 0..90\%$ für ein geschlossenes Gate und $gain_{opened} = 100\%$, wenn es geöffnet ist. Das Timing für das Ansprechen und Freigeben des Gatters kann mit demselben Tiefpassfilter-Ansatz wie bei der Kompression erfolgen.

Endgültige FPGA-Struktur und praktischer Aufbau

Das FPGA hat die gewünschte Struktur, um alle Arten von verschiedenen digitalen Audiodaten in Echtzeit zu verarbeiten. Die Verarbeitung von Daten mit logischen Vektoren sollte Probleme mit leicht

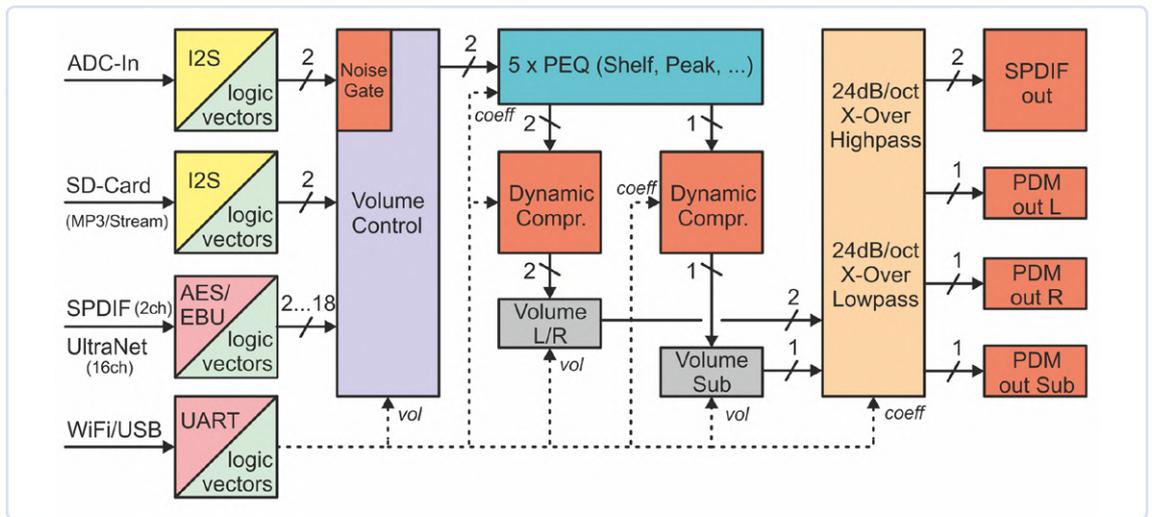


Bild 3. Übersicht über die gesamte FPGA-Struktur.

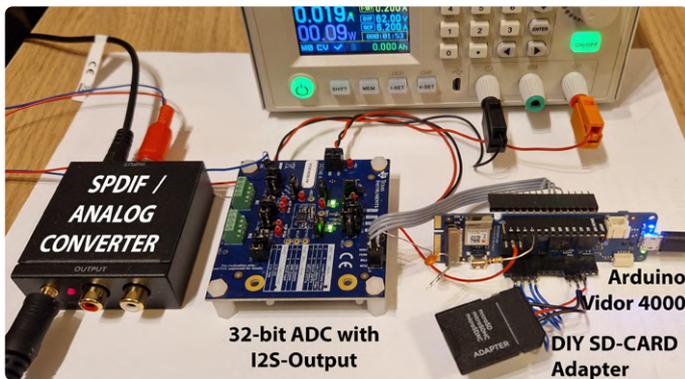


Bild 4. Im Testaufbau wurde ein kleiner S/SPDIF-zu-Analog-Wandler verwendet, um das Ausgangssignal abzuhören.

unterschiedlichen Taktraten vermeiden, wenn alle Systeme 48 kHz als Abtastrate verwenden. Sicherlich ist dies weit entfernt von einem Endprodukt, das man für eine professionelle Veranstaltung kaufen würde, aber es ist ein solider Einstieg. **Bild 3** zeigt die endgültige Struktur mit allen implementierten Blöcken für Wandlung, Lautstärkeeinstellung und Equalizing. Innerhalb von Quartus können Sie in der grafischen Oberfläche des Blockdiagramms einzelne Funktionen hinzufügen oder entfernen. Je nach Rechner dauert der Syntheseprozess 3...8 Minuten, bis eine neue Bitstream-Datei erstellt ist. Zum Testen wurden alle Module (S/SPDIF-Wandler, ADC und der Arduino Vidor 4000) mit Hilfe von Jumper-Drähten miteinander verbunden, wie in **Bild 4** zu sehen ist.

(Mobile) Steuerung

Nun, da das FPGA seine Arbeit getan hat, kann man sich wieder dem NINA-W102-Modul zuwenden. Zunächst muss eine Lösung gefunden werden, um die Firmware des ESP32-Chips im Modul zu aktualisieren. Glücklicherweise haben ESP32-Chips einen seriellen Bootloader, der über einen speziellen GPIO zusammen mit dem RESET-Signal aktiviert werden kann. Das FPGA tunnelt diese Pins zum SAMD21, der eingehende ASCII-Befehle von der USB-Verbindung parst. Befehle, die mit `samd` beginnen, werden vom SAMD verarbeitet; alle anderen Befehle werden an den ESP32/NINA weitergeleitet. Mit dieser Befehlsstruktur kann das System ganz einfach für eigene Projekte wiederverwendet werden. Das Senden des folgenden Befehls startet den Bootloader des ESP32 und leitet die gesamte USB-Kommunikation über das FPGA an den ESP32 weiter:

```
samd:update:nina
```

Von nun lässt sich die übliche Arduino-Toolchain für den ESP32 oder das Python-Skript `esptool.py` direkt verwenden, um neuen Code auf den ESP32-Controller zu laden. Ein Druck auf den Reset-Knopf des MKR-Boards oder ein Power-Cycle beendet den Upload-Modus.

Der im ersten Teil des Artikels [1] implementierte Webserver bietet verschiedene Funktionen zur Steuerung des gesamten Systems (**Bild 5**). Neben den allgemeinen Wiedergabesteuerungen kann man den Modus und die Parameter für alle fünf PEQs, die Frequenzweiche und die dynamische Verarbeitung in Echtzeit ändern. Ein nettes Feature ist, dass eine JavaScript-Funktion den Frequenzgang berechnet und den aktuellen Zustand der fünf in Reihe geschalteten PEQs in einem Diagramm anzeigt. Ein Nachteil des NINA W102 ist der relativ kleine verfügbare Flash-Speicher von 2 MB, wovon 1,9 MB für die Anwendung und 190 kB für SPIFFS reserviert sind (unter Verwendung des ESP32-Partitionsschemas „Minimal“). Deshalb kann der interne Flash-Speicher nicht verwendet werden; alle Dateien müssen von einer SD-Karte geladen werden. Leider gibt es keinen SD-Kartenhalter am Arduino Vidor 4000, weshalb hier, wie in **Bild 4** zu sehen ist, ein alter MicroSD-Kartenadapter mit angelöteten Drähten verwendet wurde. Eine Funktion in der JavaScript-Datei `src/ajaxfrsh.js` fragt die Update-Daten vom ESP32 ab, indem sie die Seite `/json` aufruft. Der C-Code sammelt dann alle Informationen und gibt die Daten im JSON-Format an den Client zurück, das geparkt und mit `document.getElementById()` in die einzelnen HTML-Elemente eingefügt wird. Beim Laden der Hauptseite werden zwei weitere Funktionen aufgerufen: `loadTitles()` und `initEQ()`. `loadTitles()` aus der Datei `src/player.js` ruft die Seite `/toc` auf, die den ESP32 anweist, die interne C-Funktion `SD_getTOC()` aufzurufen, die die SD-Karte durchsucht und alle abspielbaren Audio-dateien sammelt (die derzeit unterstützten Dateiformate sind MP3 und WAV) und die Titel zusammen mit ihrer Größe an das Client-Gerät zurückschickt. `initEQ()` aus `src/eq.js` schließlich erzeugt mit Hilfe der Komponente `Plotly` aus der Datei `src/plotly.js` ein Canvas für das EQ-Diagramm. Bei jeder Änderung eines EQ-Parameters werden die Funktionen `setPEQ()` und `updateEQ()` aufgerufen, um Werte an den ESP32 zu senden und das EQ-Diagramm zu aktualisieren.

Da es drei Geräte gibt, die eine bidirektionale Kommunikation ermöglichen, wurde ein Befehlsinterpreter in das System implementiert; so dass es auch möglich ist, das Gerät von einem einfachen Terminalprogramm auf einem PC oder einem anderen Mikrocontroller zu steuern. Im normalen Modus werden alle ASCII-basierten Befehle, die von einem Computer an den SAMD21 gesendet werden, an den ESP32 weitergeleitet. Es gibt Befehle zum Mischen und Wiedergeben und zum Konfigurieren der Parameter wie Lautstärke und Filterkoeffizienten, siehe den Kasten **Befehlsübersicht**.

f/bape - The FPGA-based Audioplayer with EQ

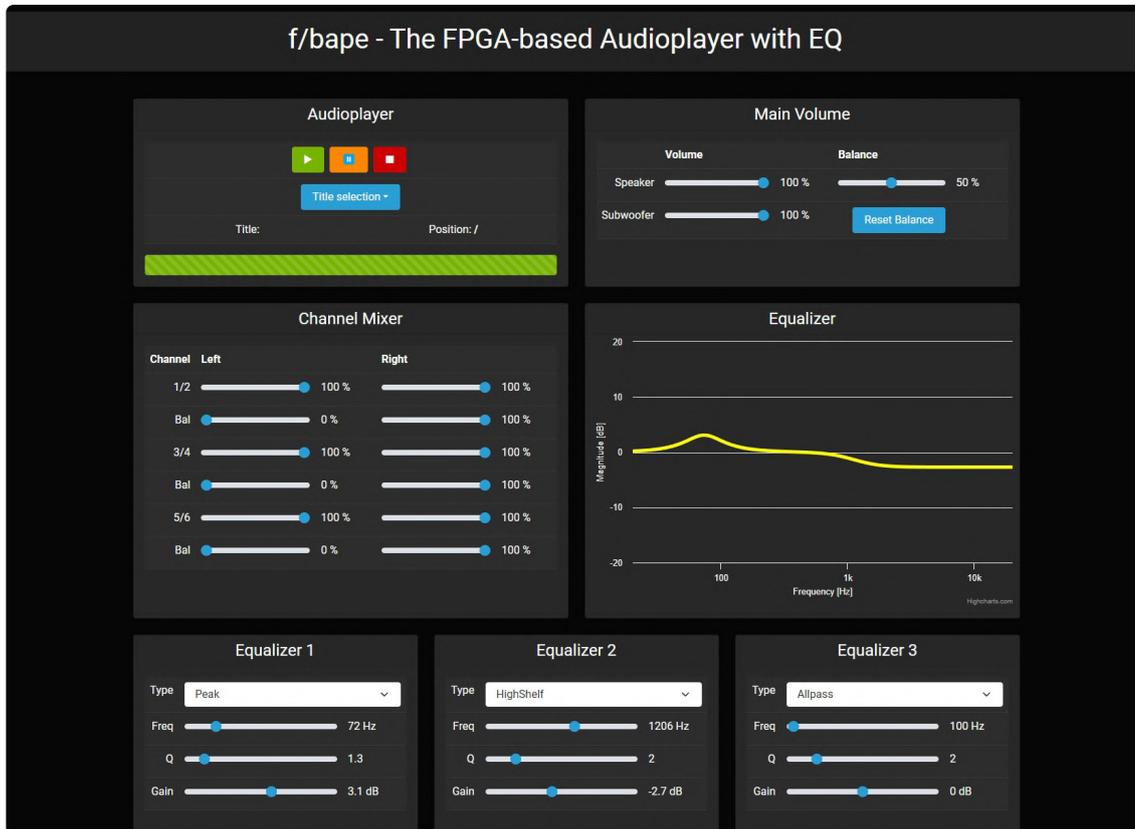


Bild 5. Web-Interface mit Player-Steuerung und Equalizer.

Alle Funktionen des digitalen Audio-Mischpults

Das fertige Gerät ist beeindruckend: Es mischt mehrere Kanäle von 24-Bit-Digital-Audio mit einem parametrischen 5-Band-Stereo-

Equalizer, einem Noise-Gate, dynamischer Kompression und einer LR24-Weiche für ein 2.1-Lautsprechersystem mit analogem und digitalem Ausgang - alles auf einer Platine mit einer Fläche von nur 20 cm²!

Befehlsübersicht

Im normalen Modus werden alle ASCII-basierten Befehle, die von einem Computer an den SAMD21 gesendet werden, an den ESP32 weitergeleitet. Wenn Sie aber ein `samd:` voranstellen, versucht der SAMD21 selbst, den Befehl zu interpretieren. Hier ist eine Auswahl der wichtigsten Befehle zum Mischen und Abspielen, die der ESP32 des NINA-SoCs ausführt:

- › Abspielen einer gewünschten Datei:
`player:file@filename.mp3`
- › Abspielen eines gewünschten Netzwerk-Streams:
`player:stream@http://stream.m3u`
- › Aktuelle Datei (oder Stream) abspielen/pausieren/anhalten:
`player:play / ...:pause / ...:stop`
- › Aktuelle Datei abfragen:
`player:currentfile?`
- › Aktuelle Position abfragen:
`player:position?`
- › Einstellen der Lautstärke des Hauptlautsprechers oder Subwoofers zwischen -140 dB und +6 dB:
`mixer:volume:main@-12`
`mixer:volume:sub@-5.8`

- › Einstellen der Lautstärke von Kanal 4 zwischen -140 dB und +6 dB:
`mixer:volume:ch4@-8.5`
- › Einstellen der Balance von Kanal 6 zwischen links (0), Mitte (50) und rechts (100):
`mixer:balance:ch6@25`
- › PEQ #2 auf den Typ „Peak“ bei 250 Hz mit Quality 2.1 und einer Verstärkung von +19,2 dB einstellen:
`mixer:eq:peq2@1,250,2.1,19.2`
- › Tief- oder Hochpass auf 95 Hz setzen:
`mixer:eq:lp@95`
`mixer:eq:hp@95`
- › Noise-Gate auf -60 dB mit einem Bereich von 30 dB einstellen:
`mixer:gate1@-60,40,10,50,258`
- › Kompressor 2 auf -20 dB, Verhältnis 4:1, +6 dB Makeup einstellen:
`mixer:comp2@-20,4,6,10,10,151`

Es gibt weitere Befehle zur Steuerung der Playerposition, der WLAN-Konfiguration oder anderer Bestandteile des Systems. Werfen Sie dazu einen Blick in die Datei `Communication.ino` im NINA-Sketch-Ordner oder in die Dokumentation selbst [11].

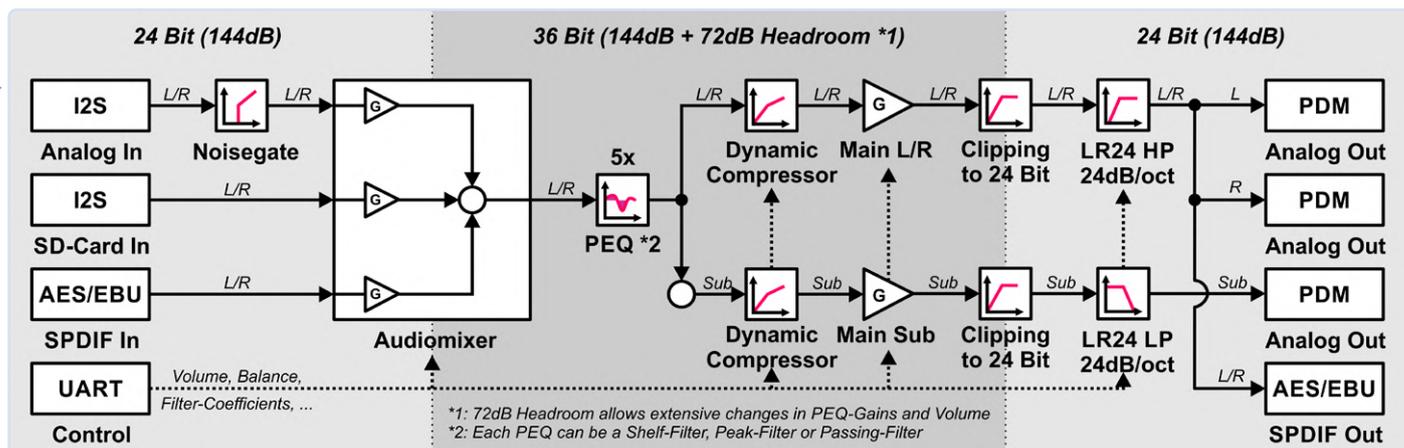


Bild 6. Übersicht über einen alternativen Entwurf mit 36-Bit-Vektoren.

Der Umgang mit Audio und einem FPGA ist eine großartige Gelegenheit, sich mit digitaler Signalverarbeitung im Allgemeinen zu beschäftigen und dabei Spaß zu haben, da man die Ergebnisse direkt hören kann, während man lernt.

Dabei habe ich gelernt, dass der Umgang mit Festkomma-Ganzzahlen das Problem mit sich bringt, dass die Daten beschnitten werden können. Das brachte mich auf die Lösung: Der Audiomixer sollte die Audiodaten intern mit 36 Bit verarbeiten und dabei 9-Bit-DSP-Multiplikatoren im Auge behalten. Das würde natürlich viel mehr Logik erfordern. Eine Übersicht über diesen alternativen Entwurf mit 36-Bit-Vektoren ist in **Bild 6** dargestellt.

Am Ende werden 94 % der verfügbaren Logikelemente verwendet, so dass 854 LEs für weitere Aufgaben zur Verfügung stehen. Die gewonnenen Erfahrungen mit Filtern lassen sich leicht auf Video oder andere Arten der Signalverarbeitung übertragen. Aber das Beste ist die einfache, frustfreie und erweiterbare Realisierung mit den Arduino-MKR-Boards zu einem vollwertigen digitalen Audiomischpult in HD-Qualität. Das gesamte Projekt mit allen Quellen finden Sie auf Github [8]. Dieser Audioplayer mit FPGA kann als Basis für weitere Folgeprojekte dienen. Zum Beispiel haben wir zusammen mit Studenten der Universität Kassel einen voll-digitalen Klasse-D-Verstärker gebaut [9]. Außerdem habe ich eine DIY-Erweiterungskarte für den Behringer X32 gebaut, die 32 zusätzliche Kanäle hinzufügt, um ein Mischpult mit 64 Kanälen zu schaffen [10]. Diese beiden Projekte bauen auf den hier behandelten Konzepten auf und zeigen die Vielseitigkeit dieser FPGA-Audio-Plattform für hoch entwickelte Audioanwendungen. ◀

Übersetzung: Rolf Gerstendorf — 230632-B-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Wenden Sie sich bitte an den Autor unter christian@noeding-online.de oder an Elektor unter redaktion@elektor.de.



Über den Autor

Dr.-Ing. Christian Nöding studierte von 2003 bis 2009 Elektrotechnik an der Universität Kassel. Anschließend arbeitete er am Fachgebiet Leistungselektronik der Universität Kassel und schloss 2016 seine Promotion ab. Seine Interessenschwerpunkte liegen im Entwurf und der Steuerung von elektronischen Leistungsumrichtern für die dezentrale Energieversorgung, Bühnen- und Beleuchtungstechnik sowie Musik- und digitale Audiotechnik.



Passende Produkte

- ▶ **Dogan und Ahmet Ibrahim, *Practical Audio DSP Projects with the ESP32* (Elektor 2023)**
Taschenbuch, englisch: www.elektor.de/20558
E-Buch, PDF, englisch: www.elektor.de/20559
- ▶ **Elektor Audio-Collection (USB-Stick)**
www.elektor.de/19892

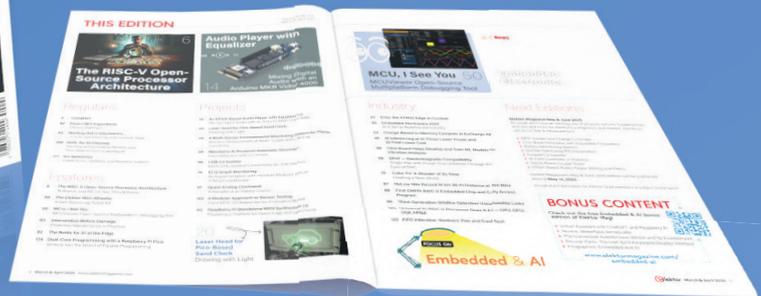
WEBLINKS

- [1] Christian Nöding, „Audio Player mit FPGA und Equalizer“, Elektor 3-4/2025: <https://www.elektor.com/230632-02>
- [2] ACK.space: S/PDIF-Sender in VHDL: https://ackspace.nl/wiki/SP/DIF_transmitter_project
- [3] FreeCores: PDM-Modulator in VHDL (GitHub): https://github.com/freecores/sigma_delta_dac_dual_loop
- [4] Earlevel Engineering: Filter-Rechner: <https://www.earlevel.com/main/2021/09/02/biquad-calculator-v3>
- [5] Audio EQ Cookbook von Robert Bristow-Johnson: <https://webaudio.github.io/Audio-EQ-Cookbook/audio-eq-cookbook.html>
- [6] Q (Zahlenformat) auf Wikipedia: [https://en.wikipedia.org/wiki/Q_\(number_format\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Q_(number_format))
- [7] SRT-Divisionsalgorithmus: <http://www.lothar-miller.de/s9y/categories/24-Rechnen>
- [8] Author's GitHub repository: <https://www.github.com/xn--nding-jua>
- [9] Voll-digitaler Klasse-D-Verstärker: https://www.youtube.com/watch?v=2TJE_azlhkl
- [10] DIY-Erweiterungskarte für den Behringer X32: <https://github.com/xn--nding-jua/xfbape>
- [11] Befehlsdokumentation des Audioplayers (GitHub):
<https://github.com/xn--nding-jua/Audioplayer/blob/main/Documentation/Commands.xlsx>

Treten Sie jetzt der Elektor Community bei!



Jetzt  Mitglied werden!



- ✓ Zugang zum kompletten Online-Archiv (1970-heute)!
- ✓ 8x Elektor Magazin (gedruckt)
- ✓ 8x Elektor Magazin (PDF)
- ✓ 10% Rabatt im Elektor Store und exklusive Angebote
- ✓ Zugriff auf über 5.000 Gerber-Dateien u.v.m. aus der Projektplattform Elektor Labs



Auch erhältlich

Die digitale
Mitgliedschaft!



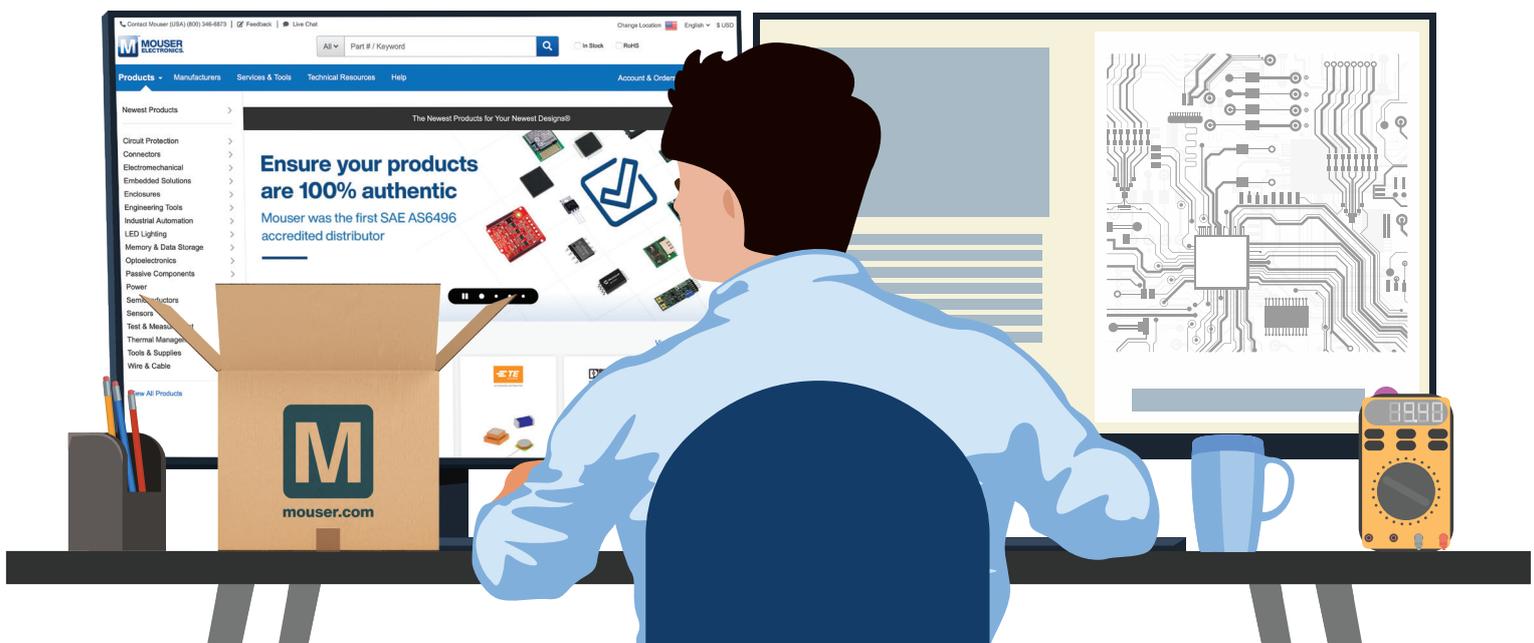
- ✓ Zugang zum kompletten Online-Archiv
- ✓ 8x Elektor Magazin (PDF)
- ✓ 10% Rabatt im Elektor Store und exklusive Angebote
- ✓ Zugriff auf über 5.000 Gerber-Dateien u.v.m. aus der Projektplattform Elektor Labs



www.elektormagazine.de/abo

Sie designen. Wir liefern.

Die neuesten Produkte für Ihre neuesten Designs.™



[mouser.de/new](https://www.mouser.de/new)



**MOUSER
ELECTRONICS**