[ Analog • Di • Mikrocontroller • Audio • Messtechnik ]

Über 25 Seiten Messen & Testen

G3078 E Januar 2012 (D) € 7,60 • CHF 14,50 • (A, B, L) € 8,40

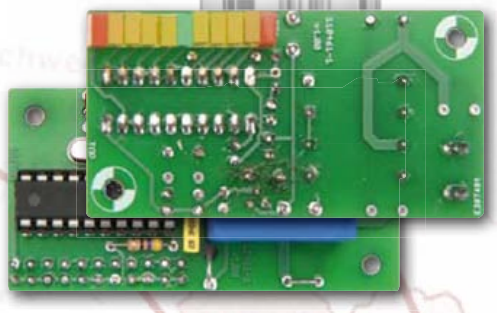
Neuer Kurs: Elektronik-Grundlagen

# Elektor

www.elektor.de

## Sauerstoff im Abgas messen

### Breitband-Lambdasonden-Interface



## Lupe für Netzfrequenz

**Kleine Abweichungen sichtbar gemacht**

\+ ***Wavelet Analyse***
***Auf einem PIC32-Entwicklungssystem***

## DCF77-Frequenznormal

**Ultragenau & DSP-basiert**

\+ ***Messen und Steuern mit BASIC***
***Programmierbares Hygrometer***

4 198630 307609 01

DAS ORIGINAL SEIT 1994

PCB-POOL®

Beta LAYOUT

# Oft kopiert – doch nie erreicht:

| | PCB-POOL® | Basista | Euro-circuits | Leiton | WEdirekt | multi-cb |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Leiterplatten online kalkulieren | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ |
| FREE STENCIL | ✓ | – | – | – | – | – |
| Bestückung online | ✓ | – | – | – | – | – |
| Kostenlose Layoutsoftware | ✓ | – | – | – | – | – |
| Bewertungs-Rabattsystem | ✓ | – | – | – | – | – |
| Akzeptierte Layoutformate | 16 | 6 | 1 | 3 | 5 | 3 |
| Kollisionsprüfung zum Anfassen | ✓ | – | – | – | – | – |
| Auftragsverfolgung mit Ansprechpartner | ✓ | – | – | – | – | – |
| Watch"ur"PCB | ✓ | – | – | – | – | – |
| Pünktlich oder kostenlos | ✓ | – | – | ✓ | – | – |
| 8h-Eilservice | ✓ | ✓ | – | – | – | – |
| Online Daten-Restore Service | ✓ | – | – | – | – | – |

## Das Original seit 1994!

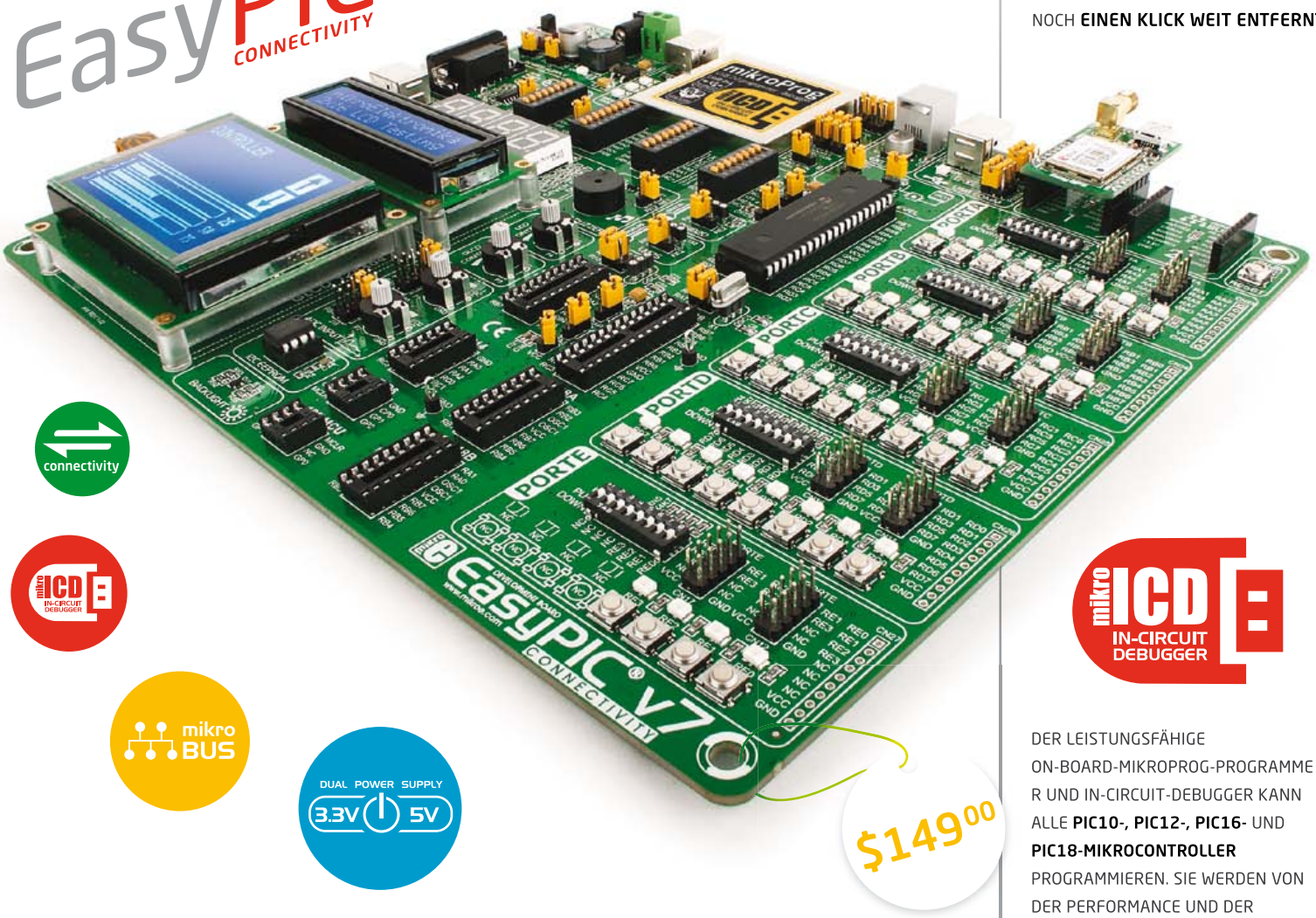
**www.pcb-pool.com**

PCB-POOL® ist eine eingetragene Marke der Beta LAYOUT GmbH

Beta LAYOUT

# IT'S HERE!

EasyPIC v7 CONNECTIVITY




connectivity

mikro ICD IN-CIRCUIT DEBUGGER

mikro BUS

DUAL POWER SUPPLY 3.3V 5V

$149^{00}$

Der weltweite Bestseller unter den PIC-Entwicklungs-Boardserscheint nun in dersiebten verbesserten Version und ist Spitzentechnik in Funktion und Qualität. Mitvier Steckverbindern für jeden Port von EasyPIC v7 ist es sehr **vielfältig anschließbar**. Die Ports sind logisch zu Gruppen für LEDs und Taster zusammengefasst. Der leistungsfähigeintegrierte **mikroProg**-In-Circuit-Debugger und-Programmer unterstützt über 250Chips mit **3,3 V und 5 V**. Ausgestattet mit zwei Display-Typen,seriellem EEPROM, zweiTemperatursensoren, Piezo-Buzzer, USB,RS-232 und FTDI, Oszilloskop-GND-Pins sowie **mikroBus-Support** ist dieses Board die unersetzliche Basis einer effektiven PIC-Entwicklungs-Umgebung.

mikro BUS

MAN BRAUCHT NUR EIN **CLICK-BOARD™** ANSTECKEN UND SCHÖN LÄUFT ES. DAS SPEZIELLE **MIKROBUS™ -KOMMUNIKATIONS-INTERFACE** VEREINFACHT DIE ENTWICKLUNG UND ERMÖGLICHT SIMPLE UND DOCH HOCHEFFEKTIVE KONNEKTIVITÄT.DAMIT IST ALLES NUR NOCH **EINEN KLICK WEIT ENTFERNT!**

mikro ICD IN-CIRCUIT DEBUGGER

DER LEISTUNGSFÄHIGE ON-BOARD-MIKROPROG-PROGRAMME R UND IN-CIRCUIT-DEBUGGER KANN ALLE **PIC10-, PIC12-, PIC16-** UND **PIC18-MIKROCONTROLLER** PROGRAMMIEREN. SIE WERDEN VON DER PERFORMANCE UND DER EINFACHEN FUNKTION VERBLÜFFT SEIN.OB ANFÄNGER ODER PROFI – EINMAL DAMIT GEARBEITET WILL MAN ES NICHT MEHR MISSEN.

DUAL POWER SUPPLY 3.3V 5V

EASYPIC V7 IST DERZEIT WOHL DAS EINZIGE-ENTWICKLUNGS-BOARD, DAS SOWOHL 3,3-V- ALS AUCH 5-V-MIKROCONTROLLER UNTERSTÜTZT. REVOLUTIONÄRE VERFAHREN FÜHREN ZUR UNTERSTÜTZUNG **VON 250 MIKROCONTROLLERN** DURCH EIN EINZIGES BOARD. ES IST, WIE WENN MEHRERE BOARDS IN EINEM STECKEN WÜRDEN!

MikroElektronika
DEVELOPMENT TOOLS | COMPILERS | BOOKS

**GREIFEN SIE ZU!**
**www.mikroe.com**

## Urgestein

Es ist so weit: Bei der deutschen Elektor steht ein Generationswechsel an. Ernst Krempelsauer, inzwischen 61, übergibt den Stab an mich, weshalb ich mich ab diesem Monat mit dem Titel des deutschen Chefredakteurs schmücken darf.

Mein bisheriger Chef hinterlässt veritable Fußstapfen, in die ich erst einmal hineinwachsen muss. Ernst kam 1974 zu Elektor, als meine Eltern gerade über meine Einschulung nachdachten; und als ich mit etwas Bartflaum im Gesicht auf meinem C64 herumklimperte, war er bereits für eine 7-Mann-Redaktion verantwortlich. Ich habe ihn manchmal als Redakteurs-Urgestein bezeichnet (was er nie mochte), doch wenn ich diese Zeilen schreibe, kommt mir das immer noch untertrieben vor.

In den letzten sechs Jahren habe ich mit meinem wichtigsten Kollegen unzählige Überstunden gekloppt (und ich kann Ihnen im Vertrauen sagen, dass wir es nicht immer leicht miteinander hatten). Von Anfang an habe ich meinen Chef für sein immenses technisches Wissen bewundert, das er jederzeit abrufbar in seinem „Hauptspeicher“ bereithält. Autos und vor allem Flugzeuge sind da nur ein Beispiel. Faszinierend, wie dieser Mann weit entfernte Maschinen allein am Triebwerksgeräusch erkennen kann, doch nicht nur das, er weiß auch das Jahr der In-Dienst-Stellung und die Zahl der Kabinenplätze. Und auch wenn ich über ein noch unbekanntes Fachwort stolperte, wusste Ernst jederzeit Rat; zumindest konnte er das Jahr benennen, in dem schon einmal ein lehrreicher Elektor-Artikel erschienen war. Unzähligen Lesern hat er so geholfen, alte Schaltpläne oder einen guten Grundlagen-Artikel zu finden, damit das Projekt doch noch gerettet oder restauriert werden konnte. Geradezu liebevoll kümmerte er sich in außerplanmäßigen Telefonsprechstunden um betagte Abonnenten. Ich habe noch keinen Redakteur erlebt, der so viel Zuneigung für sein Fach, seine Zeitschrift und seine Leser mitbringt; das hat andere (auch mich selbst) immer wieder inspiriert. Zu seinen Erfolgen haben sicherlich auch die guten Kontakte beigetragen: Ich will hier nur die Stichworte „R8C13“, „ElektorWheelie“ und „CC2-ATM18“ nennen. Es war mitunter ein Kraftakt, bis aus einer solchen Idee ein konkretes Projekt wurde, an dem unsere Leser ihre Freude hatten. Wenn es sein musste, schob Ernst auch mal eine Nachtschicht oder raste in ein Fernsehstudio, um rechtzeitig vor der Sendung eine Platine abzuliefern.

Ernst, vielen Dank für all dies!

Jens Nickel


6 **Impressum**
Who is who bei Elektor

8 **DesignSpark & chipKIT-Wettbewerb**
Es geht um Energieeffizienz!

10 **News & Mailbox**
Leserbriefe, Nachrichten und Updates

14 **Interface für Breitband-Lambdasonde**
Ansteuerung einer Lambdasonde – mit vielen Hintergrundinfos.

22 **Netzlupe**
Eine LED-Reihe zeigt auch kleine Abweichungen an!

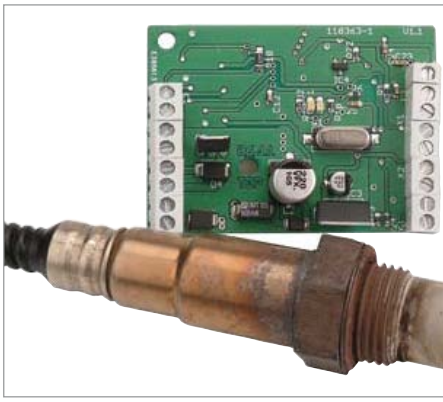
26 **Langwellenempfänger**
Auch im Jahr 2012 ist das Radio immer noch ein hervorragender Einstieg in die Welt der Elektronik. Die Attraktivität dieses Selbstbauempfängers wird durch das besondere Aufbau-Konzept noch gesteigert.

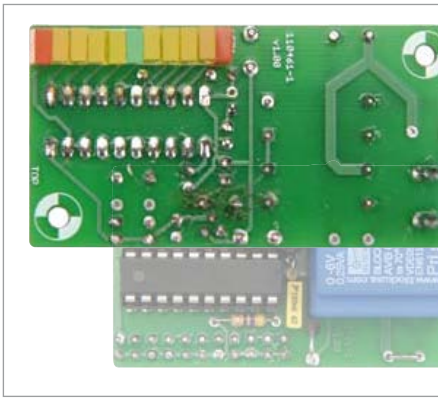
30 **Hier kommt der Bus (11)**
Die simulierten Busteilnehmer werden mit HTML/Javascript einfach programmiert.

36 **Ultra-präziser DCF77-Empfänger**
Das Funkuhren-Signal wird hier zur Generierung eines sehr stabilen 10-Hz-Takts genutzt.

43 **Labcenter**
Fledermaus-Sonar 2.0
Strahlungsmesser: Sensor montieren
Debugger debugged

48 **Zurück zu den Wurzeln (1): Dioden und LEDs**
Die Elektronik wird immer komplexer, ein einzelner Stromkreis oder Transistor ist da nicht mehr im Blick. So wird es für Einsteiger immer schwieriger, den Anschluss zu bekommen. In dieser Serie wollen wir daher zurück zu den Grundlagen!



# INHALT

43. Jahrgang
Januar 2012
Nr. 493

## 14 Interface für Breitband-Lambdasonde

Zur Analyse eines Verbrennungsvorgangs – beim Auto wie bei der Heizung – kann man mit einer Breitband-Lambdasonde den Sauerstoffgehalt im Abgas messen. Allerdings ist die Ansteuerung einer Lambdasonde nicht ganz einfach. Die vorgestellte Schaltung verwendet ein speziell entwickeltes IC des Sondenherstellers, das eine genaue Messung ohne Abgleich ermöglicht. Die Messwerte werden sowohl analog als auch digital über eine serielle Schnittstelle geliefert.

## 22 Netzlupe: Frequenz im Focus

Die Netzfrequenz ist ein Maß für die Übereinstimmung zwischen eingespeister und verbrauchter Leistung in einem Stromnetz und damit ein wichtiger Indikator für den momentanen Zustand der Energieversorgung. Unsere „Netzlupe“ misst auch sehr geringe Schwankungen der Frequenz im Bereich von ±0,2 Hz. So lassen sich Belastungen und Störungen an jeder beliebigen Steckdose beobachten!

## 30 ElektorBus: Simulieren geht über Studieren!

Bei der Entwicklung von Bus-Anwendungen ist es mitunter etwas hinderlich, immer mit dem ganzen Equipment hantieren zu müssen. Die neue PC-Software simuliert daher bis zu drei frei programmierbare Knoten, die sich auch mit echten Busteilnehmern und einem anderen Master (etwa auf dem Smartphone) unterhalten können. So kann man eine Steuerung ganz ohne, aber auch mit Bus-Hardware entwickeln und testen – und lernt beim Ausprobieren viel dazu.

## 36 Ultra-präziser DSP-basierter DCF77-Empfänger

Um die höchstmögliche Genauigkeit aus dem Zeitsignal des Mainflinger DCF77-Senders herauszukitzeln, nutzt dieses Projekt DSP-Algorithmen und einen preiswerten dsPIC33-Mikrocontroller. Auf diese Weise wird das amplituden- und phasenmodulierte Signal gefiltert und demoduliert. Das Ergebnis ist ein sehr stabiles 10-Hz-Taktsignal.


**52 Review: PIC32-Entwicklungsplattform**
Entwicklungs-Tools für Mikrocontroller bilden einen Programm-Schwerpunkt von MikroElektronika. Ein abgerundeter Werkzeugsatz für die PIC32-Reihe gehört auch dazu: C-, Pascal- und BASIC-Compiler, Debugger, Programmer sowie diverse Boards, sogar mit farbigen Touchscreens…

**58 Audio-DSP-Kurs (7): Digitaler Aussteuerungsmesser**
Für professionelle Tonaufnahmen ist ein Aussteuerungsmesser unverzichtbar. In diesem Artikel wird ein digitales Exemplar vorgestellt, das aus dem DSP-Board und einer separaten LED-Anzeige besteht.

**66 Programmierbares Hygrometer**
Das hier vorgestellte Hygrometer-Projekt verwendet ein in BASIC programmierbares Mikrocontroller-Modul auf Basis eines PIC16C876.

**74 PIC-animierter Roboterkopf**
Was tut man nicht alles für seinen Enkel. Zum Beispiel einen animierten Roboterkopf entwickeln…

**76 Retronik**
Philips „Colette“ Kofferradio (1956)

**79 Hexadoku**
Sudoku für Elektroniker

**80 Elektor-Shop**
Bücher, CDs, DVDs, Bausätze & Module

**84 Vorschau**
Nächsten Monat in Elektor


Aus technischen Gründen musste der Artikel zur Android-Interface-Platine „Andropod“ leider auf das Februarheft verschoben werden.

elektor international media bv

Eine multimediale und interaktive Plattform für jeden Elektroniker - das bietet Elektor International Media. Ob Anfänger oder Fortgeschrittener, ob Student oder Professor, ob engagierter Profi oder leidenschaftlicher Hobbyist: Hier finden Sie wertvolle Informationen, Inspiration für die eigenen Entwicklungen, Unterstützung bei der Ausbildung und nicht zuletzt eine gute Portion Unterhaltung. Gedruckt und im Web. Analog und digital. In Theorie und Praxis.

## IMPRESSUM

43. Jahrgang, Nr. 493 Januar 2012

**Erscheinungsweise: 11 x jährlich** (inkl. Doppelheft Juli/August)

Elektor möchte Menschen anregen, sich die Elektronik zu Eigen zu machen – durch die Präsentation von Projekten und das Aufzeigen von Entwicklungen in der Elektronik und technischen Informatik.

Elektor erscheint auch in Englisch, Französisch, Niederländisch, Spanisch und weiteren Sprachen.
ELEKTOR ist in über 50 Ländern erhältlich.

Verlag
**Elektor-Verlag GmbH - Süsterfeldstraße 25, 52072 Aachen**
**Tel. 02 41/88 909-0 - Fax 02 41/88 909-77**

**Technische Fragen bitten wir per E-Mail an redaktion@elektor.de zu richten.**

Internationale Chefredaktion **Wisse Hettinga**

Redaktion Elektor Deutschland
**Ernst Krempelsauer**
**Jens Nickel (Chefredakteur, v.i.S.d.P.)**
**(E-Mail: redaktion@elektor.de)**

Internationale Redaktion
**Harry Baggen, Thijs Beckers, Jan Buiting, Eduardo Corral, Clemens Valens**

Redaktionssekretariat **Hedwig Hennekens**

Labor/Technische Redaktion
**Christian Vossen (Ltg.), Thijs Beckers, Ton Giesberts, Luc Lemmens, Raymond Vermeulen, Jan Visser**

Grafische Gestaltung und Layout
**Giel Dols, Mart Schroijen**

# eC-reflow-mate

NEU!

## Professioneller SMD-Reflow-Ofen für perfekt gelötete Platinen

Der „eC-reflow-mate“ ist die perfekte Lösung, wenn es um das Löten von Platinen für Prototypen und Kleinserien mit SMD-Komponenten geht. Er hat einen großzügig bemessenen Innenraum, so dass mehrere Standard-Platinen gleichzeitig gelötet werden können. Zwei fest eingebaute Temperatursensoren und die neu konstruierten, nicht linearen Infrarot-Heizstäbe sorgen dafür, dass die Wärme im Innenraum homogen verteilt wird. Mit einem dritten, beweglichen Sensor kann die Temperatur der Platinenoberfläche oder die einer ausgewählten Komponente in die Steuerung einbezogen werden. Das Geschehen im Ofen lässt sich durch die Glasfront der Schublade jederzeit beobachten. Die Konstruktion des „eC-reflow-mate“ hält auch intensiver Dauerbeanspruchung stand.

Der neue „eC-reflow-mate“ ist ein kompromisslos konstruierter, universeller SMD-Lötfen – unverzichtbar für alle, die mit SMDs bestückte Platinen in Einzelanfertigungen oder Kleinserien entwickeln und produzieren.

**Technische Daten:**

- Betriebsspannung: 230 V/50 Hz
- Leistung: 3500 W
- Gewicht: ca. 29 kg
- Abmessungen: 620 x 245 x 520 mm (B x H x T)
- Heizung: Infrarot-Strahler kombiniert mit Umluft
- Bedienung: Funktionstaster und LC-Display am Ofen oder über PC-Programm und USB-Verbindung
- Temperaturbereich: 25...300 °C (300 °C Spitzenwert und 260 °C beim Löten)
- Effektive Platinengröße: max. 350 x 250 mm
- Temperatursensoren: 2 feste interne Sensoren, 1 externer Sensor (im Lieferumfang)
- Menüsprachen: Deutsch, Englisch, Französisch, Italienisch, Niederländisch, Ungarisch

**Besonderheiten:**

- Infrarot-Strahler für homogene Temperaturverteilung
- Schublade fährt nach Lötprozess-Ende selbsttätig aus
- Fenster in der Gerätefront zur ständigen Sichtkontrolle

**Art.-Nr.: 100447-91**
**Preis: 2495,00 €** (zzgl. MwSt. und Versand)

**Weitere Infos & Bestellung unter**

**www.elektor.de/reflow-mate**



Geschäftsführer/Herausgeber: **Don Akkermans**

Marketing/Vertrieb (Leitung): **Carlo van Nistelrooy**

Anzeigen (verantwortlich): **Irmgard Ditgens**
**ID Medienservice**
**Tel. 05 11/61 65 95-0 - Fax 05 11/61 65 95-55**
**E-Mail: service@id-medienservice.de**
**Es gilt die Anzeigenpreisliste Nr. 40 ab 01.01.2010**

Vertriebsgesellschaft: **IPS Pressevertrieb GmbH**
**Postfach 12 11, 53334 Meckenheim**
**Tel. 0 22 25/88 01-0 - Fax 0 22 25/88 01-199**

**E-Mail: elektor@ips-pressevertrieb.de**
**Internet: www.ips-pressevertrieb.de**

Vertrieb Österreich
**Pressegroßvertrieb Salzburg/Anif - Niederalm 300**
**Tel. +43/62 46/37 21-0**



Der Herausgeber ist nicht verpflichtet, unverlangt eingesandte Manuskripte oder Geräte zurückzusenden. Auch wird für diese Gegenstände keine Haftung übernommen. Nimmt der Herausgeber einen Beitrag zur Veröffentlichung an, so erwirbt er gleichzeitig das Nachdruckrecht für alle ausländischen Ausgaben inklusive Lizenzen. 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.

**© 2012 elektor international media b.v.**



**Druck: Senefelder Misset, Doetinchem (NL)**

**ISSN 0932-5468**

# DesignSpark & chipKIT™-Wettbewerb

## Umweltfreundliche Anwendungen auf Basis des Entwicklungssystems chipKIT™ Max32™ und der kostenlosen Layout-Software DesignSpark!

Von Ian Bromley (UK)

Unser Planet beherbergt seit diesem Herbst nun schon sieben Milliarden Menschen. Laut UN ist in wenigen Dekaden sogar mit einer Weltbevölkerung von gut neun Milliarden zu rechnen. Denkt man zudem an den steigenden Energiebedarf durch die aufstrebenden neuen Industriestaaten, dann gibt es wohl keinen Zweifel mehr daran, dass eine umweltfreundliche Energieerzeugung die große Herausforderung unserer Zeit ist. Dies erfordert zwingend neue Lösungen – für die meiner Ansicht nach Elektronik einen wichtigen Beitrag leisten kann.

Dabei geht es nicht nur um Ultra-Low-Power-Elektronik. Viel wichtiger ist die Frage der Energieeffizienz elektronischer Geräte. Die Erhöhung der Ausgangsleistung und/oder die Reduktion des Ressourcen-Bedarfs werden besonders wichtige Aspekte sein. Ein Beispiel: Bei einer Motorsteuerung verbraucht ein moderner 32-bit-Controller zwar mehr Energie als eine 8-bit-Variante, aber die höhere Rechenleistung kann möglicherweise zu einem deutlich günstigeren Gesamt-Energieverbrauch führen.
Von daher konnte es bei diesem Wettbewerb nur ein Thema geben: Die Sache muss etwas mit Energieeffizienz zu tun haben!

Der Ende November gestartete und mit einem Preisgeld von insgesamt 10.000 US-$ ausgestattete DesignSpark & chipKIT™-Wettbewerb soll Ingenieure, Studenten und Elektronik-Interessierte dazu animieren, über Energiefragen nachzudenken und kreative Lösungen zur Steigerung der Energieeffizienz zu entwickeln. Der 1. Preis ist immerhin mit 5.000 US-$ dotiert. Preiswürdig sind dabei alle Applikationen, welche die Energiebilanz eines Systems verbessern. Zu denken wäre beispielsweise an ein energiesparendes Akkuladegerät, eine Steuerung für ein Windrad oder auch eine Anlage, die den häuslichen Energieverbrauch optimiert.

Wettbewerbsteilnehmer arbeiten schon an energieeffizienten und umweltfreundlichen Anwendungen auf Basis der Entwicklungsplattform chipKIT™ Max32™ der Firma Digilent, welche auf den PIC32-Mikrocontrollern von Microchip basiert. Die ersten 1.000 registrierten Teilnehmer haben nämlich schon ihr kostenloses Entwicklungs-Board erhalten.

Die Entwicklungsplattform chipKIT™ Max32™ ist eine Arduino-kompatible Lösung, die Ingenieure, Studenten und Elektronik-Interessierte leicht und preiswert in eigene Projekte integrieren können. Die chipKIT™-Hardware ist mit existierenden Arduino-Shields und deren Anwendungen kompatibel. Sie eignet sich für eine modifizierte Version der Arduino-IDE; Arduino-Ressourcen wie Code-Beispiele, Libraries, Literatur und Anleitungen sind verwendbar. Das chipKIT™-Basic-I/O-Shield ist mit dem chipKIT™-Max32™-Board kompatibel und bietet einfache Taster, Schalter, LEDs, ein I²C-EEPROM, einen I²C-Temperatur-Sensor sowie ein grafisches OLED-Display mit 128 x 32 Pixeln.

Alle Beiträge sollten eine Erweiterungskarte beinhalten, die mit Hilfe der kostenlosen Platinen-Layout-Software DesignSpark von RS Components entwickelt wurde. Der Code sollte mit der MPIDE von Digilent erstellt und kompiliert worden sein. Seit Einführung im Juli 2010 haben schon über 100.000 Anwender DesignSpark heruntergeladen, wodurch diese Software die wohl weitverbreitetste kostenlose Platinen-CAD-Software sein dürfte. Tausende Anwender in der DesignSpark-Community (www.designspark.com) haben schon Verbesserungsvorschläge für die Weiterentwicklung eingereicht.
Während der Laufzeit des bis zum März 2012 andauernden Wettbewerbs sind alle Teilnehmer dazu aufgerufen, sich mit anderen Teilnehmern innerhalb der DesignSpark-Community auszutauschen. Kommentare und Ideen sind gern gesehen, um sich gegenseitig zu unterstützen. Die Teilnehmer des Wettbewerbs qualifizieren sich auch automatisch als Kandidaten für Sonderpreise, bei denen die Gewinner von der Community ausgesucht werden. Hier gibt es zusätzlich für die besten Entwickler-Kooperationen Gutscheine zu gewinnen, die bei RS Components / Allied Electronics eingelöst werden können.

Die Wettbewerbsbeiträge werden nach der Energieeffizienz und der Qualität des Platinen-Designs der Erweiterungskarte beurteilt. Einsendeschluss ist der 28.03.2012. Die Gewinner werden Anfang April 2012 benachrichtigt.

(120020)

Weitere Details und die Registrierung für den DesignSpark & chipKIT™-Wettbewerb finden sich unter www.chipkitchallenge.com.

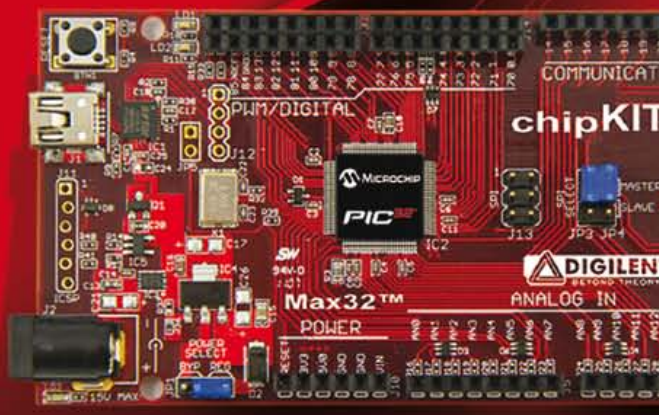
Ian Bromley ist Ingenieur bei RS Components und der Projektleiter der Platinen-Layout-Software DesignSpark. Vor seiner Tätigkeit für RS war er viele Jahre im Support von Texas Instruments sowie als Field Applications Engineer tätig.

DESIGNSPARK

# Turn a hot idea into a cool solution.

## DesignSpark chipKIT™ Challenge

The DesignSpark chipKIT™ Challenge is well under way! Have you registered at **www.chipkitchallenge.com** yet? Hurry over and get involved in the DesignSpark community today. By submitting your proposal for an energy-efficient design solution, you will automatically be considered for a **chipKIT™ Community Choice Award***. At the end of January, one lucky participant will be rewarded for having the most creative project proposal.




Awarded by the DesignSpark team, the winner of this sub-challenge will receive a **$100 voucher for RS Components/Allie Electronics** and a **free digital subscription to *Circuit Cellar* and *Elektor* magazines!**

Register your project today!
Visit **www.chipkitchallenge.com** to participate.

## Visit www.chipkitchallenge.com

for complete rules and details.

* Participation in the Community Choice Awards does not increase your chances of winning the Grand Prize with your Final Project(s) submission. The deadline for Final Project submissions is March 27, 2012. See website for more information.

**IN ASSOCIATION WITH:**

elektor · MICROCHIP · RS · CIRCUIT CELLAR · ALLIED ELECTRONICS · DIGILENT BEYOND THEORY

DesignSpark chipKIT™ Challenge

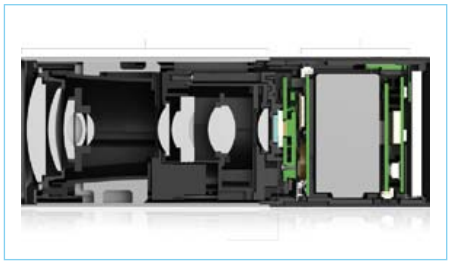
chipKIT™ is a registered trademark of Microchip Technology Inc. Max32™ is a registered trademark of Digilent, Inc.

Von Phil Knurhahn

## Ungewöhnlicher Fotoapparat

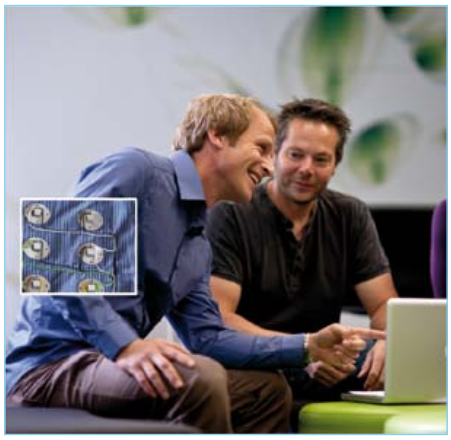
Von außen sieht das Gerät fast so aus wie eine Box-Kamera aus den dreißiger Jahren des letzten Jahrhunderts (Foto: Lytro). All das, was man an einer heutigen Kamera zur Bedienung braucht, gibt es nicht – außer einem Auslöser. Und die Zahl der aufgelösten Pixel wird gar nicht angegeben, weil diese Zahl keinen Sinn macht. Wir stellen hier die Neuentwicklung der Lichtfeld-Kamera Lytro vor, die nicht nur digitale Bildpunkte, sondern Lichtstrahlen speichert. Die Kamera hat ein Achtfach-Zoom und eine konstante Apertur von f/2 für alle Brennweiten. Die Bildleistung wird nicht in Megapixeln, sondern in Megarays angegeben. Dabei werden die Intensität und die Ausrichtung des einfallenden Lichts bewertet, was über die konventionelle Erfassung von Farbe und Helligkeit der Bildpunkte hinausgeht, weil auch noch räumliche Information für jeden der erfassten Bildpunkte mit gespeichert wird. Und das gibt dieser neuartigen Kamera etwas, was andere Kameras nicht können: Man kann nachträglich noch die Bildschärfe verändern. Die Lichtfeldbilder lassen sich auch elektronisch verschicken – der Empfänger kann dann im Bild scharf stellen, was er möchte. Die Idee zu dieser Lichtfeld-Technologie ist schon hundert Jahre alt, doch erst vor ein paar Jahren ist eine kommerzielle Kamera auf den Markt gekommen, die entsprechend teuer ist. Die neue „Lytro“ aber kostet nur zwischen 300 € und 400 € (je nach Speicherausstattung). Damit lassen sich 350 respektive 750 Bilder aufnehmen. Die ersten Kameras sollen Ende 2011 ausgeliefert werden. Der Hersteller ist ein Spin-Off der Stanford University, wo seit 15 Jahren an dieser Kamera gearbeitet wurde.

www.lytro.com



## Oberhemd mit Generator

Das IMEC hat gemeinsam mit dem Holst Center ein Oberhemd vorgestellt, das mit einem eingewebten thermoelektrischen Generator versehen ist. Dieser flächige Generator ist optisch nicht wahrnehmbar, liefert aber im Büro beim Sitzen und 22 °C Raumtemperatur rund 1 mW elektrischer Leistung. Wenn man herumläuft, sind es etwa 2 mW; im Freien bei 17 °C noch einmal das Doppelte. Diese generierte Energie würde ausreichen, um eine kontinuierliche Gesundheitsüberwachung zu ermöglichen: Drahtlose Elektrokardiografie benötigt heute etwa 0,4 mW. Man geht aber davon aus, dass dieser Wert in naher Zukunft auf etwa 0,1 mW gesenkt werden kann. Basis für den Thermogenerator sind 14 kleine Thermopfeiler (Foto: IMEC), welche die beiden Kontaktplättchen oben und unten miteinander verbinden. Diese Plättchen sind etwa 3 cm² groß und rund 5 mm dick, tragen aber nicht auf.



www.holstcentre.com/en/NewsPress/NewsList/shirt_thermoelectric_generator.aspx

## Energie aus der Luft

Sieht man die vielen Mobiltelefonierer auf den Straßen, dann kommt man ins Grübeln: Nur ein Bruchteil der Sendeenergie wird genutzt, das allermeiste geht einfach in der Luft verloren. Das hat ein Forscherteam um den IEEE-Fellow und Professor Manzis Tentzeris am Georgia Institute of Technology nicht ruhen lassen:
Dort entwickelte man einen Sensor mit einer Ultra-Breitbandantenne, die alle Frequenzen oberhalb von 100 MHz bis etwa 60 GHz zur Energiegewinnung nutzt. Die Energie wird dann zunächst einmal in einem Kondensator gespeichert. Die Entwicklung steht aber erst am Anfang – die (gedruckte) Antenne könnte man viel kleiner machen, die Energie in einem Lithium-Akku speichern.

http://theinstitute.ieee.org/technology-focus/technology-topic/harvesting-energy-out-of-thin-air

## Transistoren aus Baumwollfasern

So genannter „funktionaler Bekleidung“ mit eingebauter Elektronik wird eine große Zukunft vorhergesagt. Ein organischer Transistor aus Baumwollfasern könnte dabei einen großen Schritt nach vorn bedeuten. Solche Transistoren entstanden bei Professor Juan Hinestroza an der Cornell Universität aus leitenden und halbleitenden Baumwollfäden (Bild: Cornell University). Baumwollfasern als Träger hat man sowohl wegen ihrer mechanischen Eigenschaften als auch wegen des niedrigen Preises ausgewählt. Als erster Produktionsschritt wurde dabei eine Schicht aus Nanopartikeln über die vergleichsweise sehr raue Oberfläche der Baumwollfaser gelegt. Die nächste Schicht war dann entweder ein leitendes oder halbleitendes Polymer, aus denen dann Source, Drain und Gate des Transistors entstanden. Zwei Transistorarten wurden realisiert: Ein organischer elektrochemischer Transistor und ein organischer Feldeffekt-Transistor. Professor Hinestroza will nicht ausschließen, dass man damit eines Tages sogar kleine Computer bauen könnte.

www.news.cornell.edu/stories/Oct11/CottonTransistors.html

**Nachrichten aus Forschung und Technik, interessante Produkt-Neuheiten und vieles mehr findet man aktuell unter www.elektor.de!**

## Spektrum Analysator von HAMEG

Die Spektrum Analysator Serie HMS von HAMEG besteht aus mehreren kompakten TFT-Modellen, die über Bandbreiten von 1 oder 3 GHz verfügen. Die Modellreihe wird jetzt mit einem Gerät für unter 2000 Euro nach unten ergänzt.

Das neue „1GHz HMS1000E“ (Economy) stellt dabei den Nachfolger des HM5510 dar. Das Messgerät verfügt wie die anderen Modelle über ein kompaktes Gehäuse, einen 16,5 cm großen TFT-Bildschirm sowie drei USB-Schnittstellen zum Anschluss von USB-Sticks und Druckern sowie zur Fernsteuerung. Außerdem sind Eigenschaften wie acht Marker (inklusive Delta- und Rauschmarker), diverse Peak-Funktionen sowie die einfache Bedienung mit geringer Menütiefe aus der HMS-Serie übernommen worden. Zur weiteren Ausstattung des HMS1000E gehören die Detektoren Auto-, Min-, Max-Peak, Sample, RMS sowie die eingebauten AM- und FM-Demodulatoren (interner Lautsprecher und Kopfhörerausgang).
Verglichen mit dem Vorgänger HM5510 wurden die Auflösungsbandbreiten auf sechs erweitert, es sind RBW von 10 kHz bis 1 MHz in 1-3 Schritten und zusätzlich 200 kHz verfügbar. Auch die möglichen Videobandbreiten sind mit 1 kHz bis 1 MHz (ebenfalls in 1-3 Schritten) gegenüber dem HM5510 erweitert worden.

www.hameg.com

## Kostenloses Platinenprogramm in neuer Version

RS Components hat die Version 3 des Entwicklungstools DesignSpark PCB herausgebracht. Mehr als 100.000 Anwender haben das Programm, das der Distributor zusammen mit dem Toolhersteller Number One Systems entwickelt hat, seit der Markteinführung im Juli 2010 heruntergeladen. Seither haben Tausende Nutzer mit

wertvollen Vorschlägen dazu beigetragen, die neue Version in mehreren Bereichen zu verbessern.
Über eine Simulationsschnittstelle kann DesignSpark PCB mit SPICE-Simulationsprogrammen verknüpft werden. Damit lässt sich verifizieren, ob der Schaltkreis richtig arbeitet, bevor das Leiterplatten-Layout in der nächsten Entwicklungsstufe weiter bearbeitet wird. Die Version 3 von DesignSpark PCB unterstützt jetzt vier Simulationsprogramme: LTSpice, LSSpice, TopSpice und TINA.
Die Gruppierungsfunktion ermöglicht es, mehrere Elemente innerhalb des Designs zu verknüpfen, so dass sie sich wie eine Einheit oder eine „Gruppe“ verhalten. Bei der Übertragung des Prinzipschaltbilds in das Autoroute-Tool werden die Informationen über die „Gruppe“ inklusive der Komponenten übertragen, sodass eine einfache Platzierung möglich ist.
Mit dem Design Calculator kann man einen Strompfad oder eine Durchkontaktierung auswählen und dafür grundlegende Berechnungen elektrischer Parameter ausführen. Hierzu gehören die erforderliche Breite der Leiterbahnen für einen vorgegebenen Strom, die Impedanz der Leiterbahn, die optimale Dichte des Kupfers, die ungefähre Temperatur, die auf der Leiterbahn auftritt, und der Widerstand einer Durchkontaktierung, abhängig von den physikalischen Kenndaten.

www.designspark.com

## Xmega mit LCD-Controller

Atmel hat eine neue Serie von Xmega-Mikrocontrollern vorgestellt. Bei den Features ragt vor allem der integrierte LCD-Controller heraus. Die 100-Pin-Variante „B1“ unterstützt bis zu 4 x 40 Segmente, der „B3“-Typ im 64-poligen Gehäuse bis zu 4 x 25 Segmente. Bis zu 16 nicht benötigte LCD-Pins

## MAILBOX

### Neue Version

Artikel USB-Wetterlogger mit Langzeitspeicher, Elektor 09/2011, S. 14 (100888)

Sehr geehrter Herr Wätzig,
besten Dank für die Übersendung der Wetterlogger-Software in der Version 5. Das Ergebnis ist hervorragend. Die Grafiken sind jetzt optimal und die Messergebnisse (Luftdruck) stimmen mit Vergleichsgeräten des Wetterdienstes überein.
Nun kann ich nur noch ein Lob und vielleicht meinen Ergänzungswunsch bezüglich DCF-Zeitanbindung für ein späteres Update wiederholen.
Herzlichen Dank für das schöne Projekt.

Henning Pook

*Auch wir danken Wilfried Wätzig für das Update seines Projekts. Die neue Version ist unter www.elektor.de/100888 downloadbar.*

### Chaos-Programm

Artikel Chaos-Maschine (2), Elektor 10/2011, S. 74 (110546)

In der Retronik-Rubrik von Oktober 2011 wurden die Leser aufgefordert, den Lorenz-Attraktor in Software zu realisieren. Ich habe ein solches Programm mit einem Excel-Makro erzeugt.

Matthias Wolf (wolf-inf-tec)

*Vielen Dank hierfür! Gerne bieten wir das Makro für alle Leser zum Download an unter www.elektor.de/120039.*

können alternativ als normale I/Os genutzt werden. Beide Varianten sind mit 64 K und 128 K Flash verfügbar.
Die LCD-Treiberstufe ist mit 3 µA Stromaufnahme deutlich sparsamer als bei den bisherigen klassischen AVR-Typen wie etwa dem ATmega169. Die Bausteine verfügen über eine eingebaute Kontrastregelung, einen LCD-Buffer, eine eigene Spannungsversorgung für das LC-Display und Text-Scrolling. Ebenso wie die neuen Xmegas der A-Serie ist auch die B-Serie mit einer USB-Device-Schnittstelle, zwei 12-bit-ADCs, einem DMA-Controller, dem bekannten Event-System und mehr ausgestattet. Hinzu kommen spezielle Funktionen, die Strom sparen und die Entwicklung einfacher machen:
Das „ASCII Character Mapping“ erleichtert die Textausgabe, da keine tiefgehenden Kenntnisse über die Hardware und keine umfangreichen Look-Up-Tables benötigt werden. Zudem werden die Codegröße sowie der Zeitbedarf zum Aktualisieren der Anzeige reduziert. Dadurch kann der Controller länger im Sleepmode verbleiben, was wiederum Energie spart.
Das „Programmable Segment Blinking“ gestattet das Blinken einzelner Segmente unabhängig voneinander, auch mit unterschiedlicher Blinkfrequenz, ohne dass dazu die CPU benötigt wird - diese kann dabei sogar im Tiefschlaf verbleiben. Auch dieses Feature dient der Stromersparnis.
Der „SWAP-Mode“ kommt dem Hardware Designer entgegen, erlaubt er es doch, die Segment-Anschlüsse auf verschiedene Ausgangspins zu routen.
An Entwicklungstools stehen neben dem universellen Starter Kit STK 600, für das es passende Adapterplatinen geben wird, auch das neue XMEGA-B1 Xplained Kit zur Verfügung. Dieses kann auch als eigenständige Steuerplatine direkt in eigene Projekte/Prototypen eingebaut werden.

www.atmel.com/xmega

Autor: Andreas Riedenauer (INELTEK Mitte GmbH, riedenauer@ineltekmitte.de)

## USB-Mixed-Signal-Oszilloskop

Das neue PicoScope 2205 MSO ist eine Kombination aus Zweikanal-Oszilloskop und 16-Kanal-Logikanalysator. Mit dem kompakten, tragbaren USB-Gerät lassen sich analoge Wellenformen und digitale Daten auf demselben Bildschirm anzeigen. Da es

über USB mit Strom versorgt wird, benötigt man kein Netzteil.
Mit einer analogen Bandbreite von 25 MHz, analogen Abtastraten von bis zu 200 MSamples/s und einer maximalen digitalen Eingangsfrequenz von 100 MHz eignet sich das PicoScope 2205 MSO für die Entwicklung und Prüfung von analogen und digitalen Mehrzweckschaltungen sowie für die Störungssuche. Der Puffer für 48.000 Abtastungen ist groß genug, um mehrere Aufzeichnungen rasch aufeinanderfolgend in Abständen von nur 2 Mikrosekunden zu speichern.
Die mitgelieferte PicoScope-Software bietet eine hochauflösende, übersichtliche Anzeige und eine Reihe von erweiterten Signalverarbeitungsfunktionen: Spektrumanalysator, automatische Messungen mit Statistik, Rechenkanäle, Referenzwellenformen, mehrere Oszilloskop- und Spektralansichten, serielle Entschlüsselung von I2C-, UART-, SPI- und CAN-Bus-Signalen, XY-Modus, erweiterte Trigger, Maskengrenzprüfungen und Persistenzanzeigemodi in Farbe. Die 16 Digitaleingänge können einzeln oder in benutzerdefinierten Gruppen mit Beschriftungen in Form von binären, Dezimal- oder Hexadezimalwerten angezeigt werden. Für jeden 8-bit-Eingangsanschluss lässt sich ein separater Logik-Schwellenwert von -5 V bis +5 V definieren. Den digitalen Trigger kann man durch ein beliebiges Bit-Muster in Kombination mit einem optionalen Übergang an jedem Eingang aktivieren. Mithilfe von Boolescher Logik lassen sich außerdem analoge und digitale Trigger kombinieren, um eine komplexe Mixed-Signal-Triggerung zu ermöglichen.
Das ebenfalls im Lieferumfang enthaltene Software Development Kit (SDK) gestattet es, das neue Oszilloskop mit eigener Software zu steuern. Das SDK und die PicoScope-Software laufen unter Microsoft Windows XP, Vista und Windows 7, Programmierbeispiele werden für C, Excel und LabVIEW mitgeliefert.
Das neue PicoScope 2205 MSO ist ab sofort als einzelnes Oszilloskop sowie als Kit mit zwei passiven x1/x10-Tastköpfen, einem Logikkabel und Messklemmen erhältlich. Eine 5-Jahres-Garantie ist im Kaufpreis enthalten.

www.picotech.com

## Weltkleinstes SDR

Die für flexible Funk-Systeme bekannte Entwicklungsfirma Epiq Solutions hat mit dem Matchstiq™ das wohl kleinste SDR der Welt vorgestellt (Bild: Epiq Solutions). Das mobile SDR verfügt über einen Abstimmbereich von 300 MHz bis 3,8 GHz. Trotz der erstaunlich geringen Abmessungen von 5,6 x 12 x 2,3 cm verfügt der Matchstiq über eine Kombination von Breitband-HF-Empfänger und flexiblem Baseband-Prozessor, der unter Linux betrieben wird.
Der Matchstiq enthält ein Atlas-I-LPe-Computer-Modul, das von der Firma iVeia entwickelt wurde. Das Modul basiert auf einem Xilinx Spartan-6 LX45 FPGA in Verbindung mit einem 1 GHz schnellen ARM-Cortex-A8-Prozessor von Texas Instruments unter Linux. Diese Hardware ermöglicht eine Menge aufwändiger Signalverarbeitungs-Prozesse und benötigt doch nur etwa 3 W im Empfangs-Modus.
Dank diverser Software-Bibliotheken für Signalverarbeitungs-Anwendungen von Epiq Solutions und aus anderen Quellen wie GNU Radio verfügt der Matchstiq über eine ganze Reihe zusätzlicher Fähigkeiten. So kann das Gerät beispielsweise als Punkt-zu-Punkt-Daten-Modem, als LTE-Überwachungs-Tool oder als portabler Spektrum-Analyzer eingesetzt werden. Außerdem gibt es ein Entwicklungs-Kit für Anwender, die ihre eigenen Applikationen entwickeln wollen. Das Gerät wird ab Dezember 2011 für einen Preis von 4.500 $ ausgeliefert.

www.epiqsolutions.com/matchstiq/

## Bemannter Elektro-Multikopter

Nach einer ganzen Reihe von unbemannten Testflügen Ende Oktober war der elektrische Multikopter bereit für den ersten bemannten Test. Und der insgesamt eine Minute und 30 Sekunden dauernde bemannte Jungfernflug war dann ein voller Erfolg. Laut Testpilot waren die Flugeigenschaften eher gutmütig und ohne manuelle Steuerung bleibt der Multikopter einfach da in der Luft stehen, wo er gerade ist.
Um was dreht es sich dabei? Die Mannheimer Firma e-volo hat ein neuartiges, senkrecht startendes, manntragendes Fluggerät entwickelt, das keiner bekannten Kategorie zuzuordnen ist, sondern am ehesten noch Anleihen bei elektrischen Modell-Quadrokoptern macht, wie sie mittlerweile schon häufiger auf Modellflugplätzen zu sehen sind.

Dank seiner 16 Propeller kann dieser Multikopter wie ein Hubschrauber senkrecht starten und landen. Besondere Vorteile sind seine einfache Konstruktion und die Redundanz der Antriebe. Sogar beim Ausfall von bis zu vier Motoren lässt sich das Fluggerät noch sicher landen. Die 16 Elektromotoren werden von Lithiumakkus versorgt. Je nach Zuladung ist derzeit eine Flugdauer bis zu 20 Minuten möglich. Mit 80 kg Leergewicht inklusive Akkus handelt es sich um ein ultraleichtes Fluggerät.
Im Unterschied zu Hubschraubern und Tragschraubern, bei denen der Weg nach oben durch den Hauptrotor versperrt ist, kann der Multikopter mit einem Gesamtrettungssystem in Form eines Fallschirms ausgestattet werden.
Laut e-volo wird der wesentliche Einsatzbereich für einen Einsitzer der Freizeitbereich sein. Ein professioneller Einsatz könnte in bestimmten Bereichen erfolgen, wo Hubschrauber zu groß und zu teuer sind. Denkbar sind Luftaufnahmen oder die Außeninspektion von Großanlagen (z. B. Windkraftanlagen oder Pipelines). Dabei sind vor allem die Eigenschaften des senkrechten Startens und Landens sowie das Schweben auf der Stelle von entscheidender Bedeutung. Als Mehrsitzer wäre der Einsatz für Rundflüge, Flugrettung oder Flugtaxi im Nahbereich denkbar.

www.e-volo.com

## Intelligentes Licht warnt vor Kollisionen

Eine innovative Technologie am KIT (Karlsruher Institut für Technologie) verbessert die nächtliche Fahrsicherheit: Am Institut für Mess- und Regelungstechnik hat Marko Hörter ein Fahrerassistenzsystem entwickelt, das Personen und Tiere am Straßenrand mit Licht markiert und so deutlich früher erkennbar macht (Bild: Markus Breig).
Zwar gibt es bereits Fahrerassistenzsysteme auf Basis von Infrarot-Kameras, doch bisher muss man die Bilder noch auf einem Display anschauen, was ablenkt und Reaktionszeit kostet. Anders das neue System: Ein komplexes mechatronisches System übernimmt vollautomatisch die Bildanalyse und leuchtet bei Bedarf potenzielle Gefahren am Straßenrand mit einem sehr präzisen Lichtspot aus besonders hellen LED-Lampen kurz an. So wird der Fahrer aufmerksam, ohne die Augen von der Fahrbahn nehmen zu müssen.
Dass die neue Technologie die nächtliche Sicherheit tatsächlich erhöhen kann,

konnte in einem zweiwöchigen Praxistest mit 33 Probanden auf einer Landstraße bei Bad Bergzabern demonstriert werden. Mit Hilfe beheizbarer Reh- und Personenfiguren wurde die Wahrnehmungszeit sowie die daraus resultierende Erkennbarkeitsentfernung bei Fahrern mit und ohne Fahrerassistenzsystem verglichen. Mit markierendem Licht erkannten die Fahrer die Gefahren im Schnitt immerhin 35 bis 40 Meter früher.
Die in die Motorhaube des Versuchsautos eingebaute Wärmebildkamera ist nur der Anfang des Erkennungs- und Markierungsprozesses. Zentral ist die anschließende Bildanalyse. Der Computer untersucht in weniger als 40 ms jedes einzelne Bild der Infrarotkamera und kann dabei Personen und Tiere von anderen Objekten unterscheiden. Zudem kann er aus 2-D-Bildern ihre reale 3-D-Position, Geschwindigkeit und Richtung ermitteln und die Kollisionsgefahr errechnen. Nur wenn diese tatsächlich besteht, gibt er ein Signal an das Lichtsystem. Dort ermöglicht eine bewegliche Apparatur eine präzise und blendfreie Ausrichtung des Spots, der mit blinkendem, blau-weißem Licht gezielt die potenzielle Gefahr markiert.

www.kit.edu/besuchen/pi_2011_8457.php

## Updates und Ergänzungen

### Sinus-Inverter mit PFC

**Elektor 10/2011, S. 34 (100677)**

Widerstand R29 ist im Schaltplan von 240 Ω auf 1k5 zu ändern.

Anzeige

# Interface für Breitband-Lambdasonde

## Sauerstoffgehalt im Abgas messen

Von Sebastian Knödler (D)

Für die Analyse eines Verbrennungsvorgangs – beim Auto wie bei der Heizung – kann man mit einer Breitband-Lambdasonde den Sauerstoffgehalt im Abgas messen. Allerdings ist die Ansteuerung einer Breitband-Lambdasonde nicht ganz einfach. Die vorgestellte Schaltung verwendet ein vom Hersteller der Breitband-Lambdasonde speziell dafür entwickeltes IC, das eine genaue Messung ohne Abgleich ermöglicht. Die Schaltung liefert die Messwerte sowohl analog als auch digital über eine serielle Schnittstelle.

Der Sauerstoffgehalt im Verbrennungsabgas gibt Aufschluss darüber, wie vollständig oder unvollständig die Verbrennung abläuft. Aus dem Sauerstoffgehalt lässt sich der so genannte Lambdawert (λ-Wert) errechnen, der angibt, ob es bei der Verbrennung einen Kraftstoffüberschuss oder einen Luftüberschuss gibt. Bei $\lambda = 1$ ist genau so viel Luft (d.h. Luftsauerstoff) vorhanden, wie für die Verbrennung benötigt wird. Bei $\lambda > 1$ gibt es einen Luftüberschuss – die Verbrennung verläuft im „mageren“ Bereich, beim Ottomotor spricht man von einem mageren (Benzin-Luft-)Gemisch. Ein Lambda-Wert von unter 1,0 bedeutet Luftmangel, die Verbrennung verläuft im fetten Bereich („fettes“ Gemisch). Für eine vollständige Verbrennung ist dann nicht mehr genug Luft vorhanden.

Im mageren Bereich steht durch den Luftüberschuss mehr Sauerstoff zur Verfügung, als für die Verbrennung benötigt wird. Im Abgas befindet sich dann molekularer Sauerstoff. Dieser Bereich ist vor allem für Diesel-Motoren und Heizungsanlagen (z.B. Holzpellet- oder Ölheizungen) interessant, da diese im fetten Bereich nicht (richtig) funktionieren.

Der fette Bereich ist dadurch gekennzeichnet, dass der Brennstoff während der Verbrennung nicht vollständig umgesetzt wird. Es befindet sich somit noch ein Rest unverbrannten Kraftstoffs im Abgas.

Bei Ottomotoren erhält man die maximale Treibstoffeffizienz bei einem mageren Gemisch ($\lambda = 1{,}1 - 1{,}25$), die maximale Leis-

### Elektor Produkte & Service

- Platine: 110363-1
- Programmierter Controller: 110363-41
- Platinen-Layout (Gratis-PDF-Download)
- Projekt-Software: 110363-11 (Gratis-Download)

Erhältlich unter www.elektor.de/110363

## Eigenschaften

- Interface für Breitband-Lambdasonde
- Auch für niedrige Lambdawerte geeignet
- Ausgabe des Lambdawerts und der Betriebszustände
- Digitalausgang mit RS232-Schnittstelle
- Fehlerdiagnose durch Diagnoseregister
- Analogausgang 0...4 V
- Automatische Kalibrierung

tung hingegen mit einem leicht angefetteten Gemisch von λ = 0,9 - 0,95. Ein fettes Gemisch wird auch zur „inneren Kühlung“ des Motors verwendet (der unverbrannte Kraftstoff kühlt den Brennraum, Ventile und andere Bauteile).

Im Gegensatz zu den so genannten „Sprung-Lambdasonden“, die nur einen kleinen Messbereich im Bereich von λ = 1 aufweisen und praktisch nur den Wechsel zwischen λ > 1 und λ < 1 detektieren, können Breitband-Lambdasonden λ-Werte von etwa 0,65 bis Unendlich (= Luft) messen. Durch den vermehrten Einsatz im Automobilbereich ist ihr Preisniveau in den letzten Jahren stetig gefallen. Der Einsatz in Heizungsanlagen und zu Überwachungszwecken wird daher auch preislich immer interessanter.

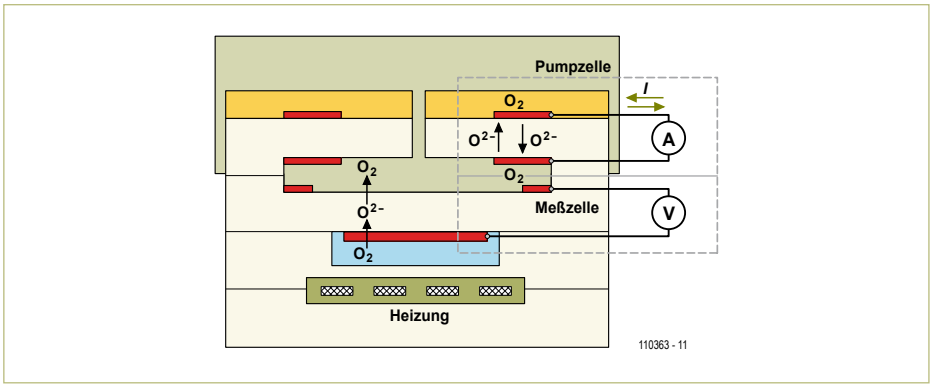



Bild 1. Bei der Breitband-Lambdasonde kommen zwei Keramikzellen zum Einsatz, eine so genannte „Pumpzelle“ und eine „Messzelle“.

## Prinzip

Die verschiedenen Arten von Lambdasonden wurden schon in Elektor 11/2006 in einem Artikel ausführlich beschrieben, der unter [1] noch erhältlich ist. Die Basis für die Messung der Sauerstoffkonzentration ist bei einer Breitbandsonde ebenso wie bei einer Sprungsonde die so genannte „Nernst-Zelle“, ein Sensor-Element auf keramischer Basis mit Zirkondioxid (ZrO2) als Keramikwerkstoff. Diese Keramik wird bei höheren Temperaturen ab etwa 300 °C für negativ geladene Sauerstoffionen zu einem Leiter, nicht aber für Elektronen, Atome und Ionen anderer Gase. An den Elektroden einer solchen Messzelle entsteht eine galvanische Spannung, wenn an den beiden Seiten der Zelle unterschiedliche Sauerstoffkonzentrationen herrschen. Dies ist der Fall, wenn auf der einen Seite Umgebungsluft (sauerstoffreich) und auf der anderen Seite Abgas (sauerstoffarm) anliegt. Die Spannung ist abhängig vom Unterschied im Sauerstoff-Partialdruck der beiden Gase. Bei der Breitband-Lambdasonde kommen zwei Keramikzellen zum Einsatz, eine so genannte „Pumpzelle“ und eine „Messzelle“ (**Bild 1**). Zwischen der Pumpzelle und der Messzelle befindet sich ein Messspalt. Die Pumpzelle befindet sich zwischen dem Abgasstrom und dem Messspalt. Der Messspalt ist durch einen kleinen Kanal, der durch die Pumpzelle nach außen führt, mit der Abgasseite verbunden (in Bild 1 rosa markiert). Die Messzelle liegt auf der einen Seite am Messspalt und auf der anderen Seite am Sauerstoff-Referenzgas (Umgebungsluft).

Die Messzelle (Nernstzelle) entspricht der einer einfachen Sprungsonde, deren Spannungsverlauf **Bild 2** zeigt. Sie eignet sich eigentlich nur dazu, den Bereich um λ = 1 bei einer Spannung von 450 mV zu detektieren. Der Trick bei der Breitbandsonde besteht nun darin, den Lambdawert im Messspalt mit Hilfe eines Stroms durch die Pumpzelle auf diesen Wert zu regeln.

Die Pumpzelle besteht aus dem gleichen Material wie die Messzelle (Yttrium-dotierte Zirkondioxidkeramik) und dient als Membran, deren Durchlässigkeit für Sauerstoffionen sich mit einem Strom (dem „Pumpstrom“) steuern lässt. Da der Messspalt über den nach außen führenden Kanal mit der Abgasseite verbunden ist, muss der Pumpstrom Änderungen im Sauerstoffgehalt des Abgases ausregeln, um den Lambdawert im Messspalt auf λ = 1 (= 450 mV an der Messzelle) zu halten. Der Pumpstrom ist dann die Messgröße für den Lambdawert, da er sich direkt und ziemlich linear mit dem vorherrschenden Lambdawert im Abgas ändert (siehe **Bild 3**).

## Betrieb

Neben dem Sauerstoffgehalt im Abgas beeinflusst auch die Temperatur der Son-

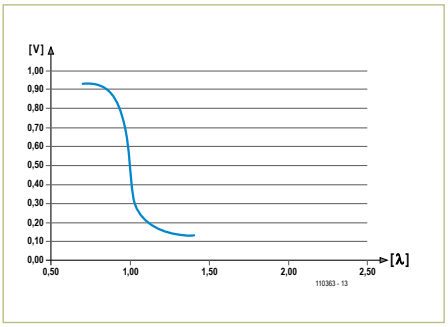



Bild 2. Die Messzelle (Nernstzelle) einer Breitband-Lambdasonde weist den gleichen Spannungsverlauf auf wie eine einfache Sprung-Lambdasonde.

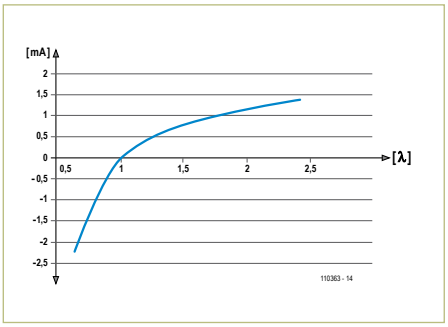



Bild 3. Bei der Breitband-Lambdasonde ist der Strom durch die Pumpzelle die Messgröße für den Lambdawert, da er sich proportional zum Lambdawert im Abgas ändert.

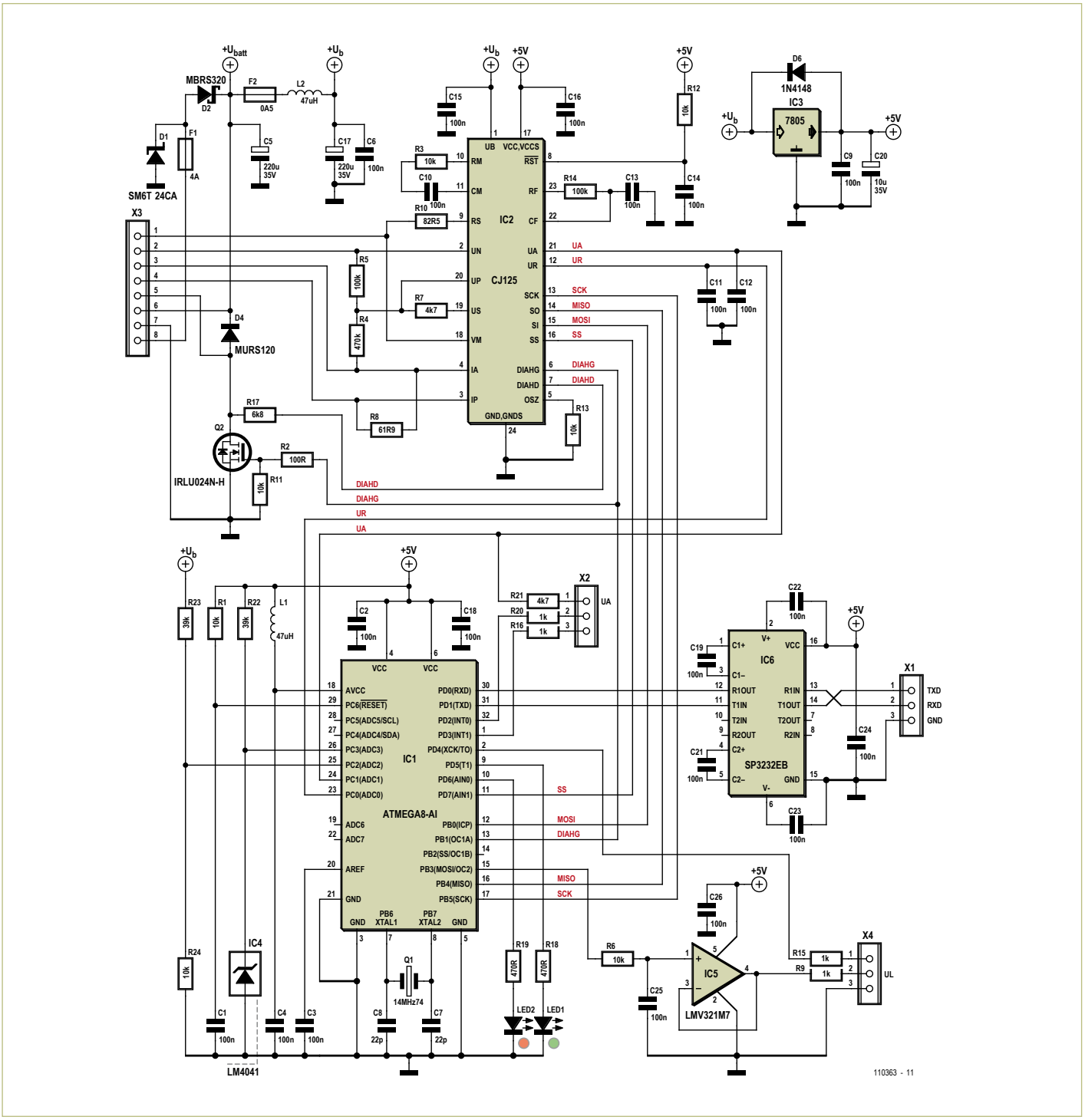



Bild 4. Die Schaltung besteht im Wesentlichen aus dem Lambdasonden-Interface-IC CJ125 und einem Mikrocontroller, der den Stand-alone-Betrieb und einen RS232-Datenlink ermöglicht.

denkeramik den Strom durch die Pumpzelle. Die Leitfähigkeit beginnt bei 300 °C, für einen ausreichend niedrigen Widerstand wird die Sonde aber bei rund 750 °C betrieben.

Um den Einfluss durch Temperaturänderungen gering zu halten, wird die Sonde beheizt, wobei der temperaturabhängige Widerstand der Messzelle (Nernstzelle) zur Regelung der eingebauten Heizung verwendet wird. Der Widerstand bei Betriebstemperatur ist vom verwendeten Sondentyp abhängig. Bei einer Bosch-Breitbandsonde LSU4.2 beträgt der angestrebte Widerstand 82,5 Ω, bei der neueren LSU4.9 sind es 300 Ω. Liegt der Widerstand darunter, so ist die Sonde zu heiß und die Heizung muss gedrosselt werden. Bei kalter Sonde (zum Beispiel nach dem Kaltstart des Motors) muss die Keramik langsam mit einer „Rampe“ angeheizt werden.

Für den Betrieb einer Breitband-Lambdasonde benötigt man also eine Interface-Schaltung mit minimal zwei Regelungen:

Eine für den Pumpstrom und eine für den Heizstrom. Von Bosch wurde dafür mit dem CJ110 erstmals ein spezielles Ansteuer-IC entwickelt. Die aktuelle Version ist der CJ125, der auch in dem hier vorgestellten Projekt verwendet wird. Als Nachfolgetyp wurde bereits der CJ135 angekündigt, der aber noch nicht erhältlich ist.
Im CJ125 sind die wichtigsten Funktionen für den Betrieb von Breitbandsonden der Reihe LSU4.x integriert:

- Regelung des Pumpstroms
- Ausgabe eines Spannungssignals proportional zum Pumpstrom
- Einstellbare Verstärkung des Pumpstromsignals (8 oder 17)
- Messung des Innenwiderstands der Nernstzelle zur Temperaturbestimmung
- Ausgabe einer Regelgröße für die Temperaturregelung
- Umfassende Fehlerdiagnose
- Kalibrierfunktion für Innenwiderstand und Pumpstrom
- Referenzstromfunktion für LSU4.9-Sonden

Die Messwerte für den Pumpstrom und den Innenwiderstand werden als analoge Spannung ausgegeben. Einstellungen wie die Kalibrierfunktionen und die Verstärkung sowie das Fehler- und Diagnoseregister werden über ein SPI-Interface gelesen und geschrieben.
Ein leider etwas verschachteltes Blockschaltbild des reichhaltigen Innenlebens ist im Datenblatt [2] des CJ125 enthalten.

## (Be-)Schaltung

Die Schaltung unseres Interfaces in **Bild 4** besteht im Wesentlichen aus dem CJ125 als „eigentliche“ Lambdasonden-Interface und einem Mikrocontroller, der den Standalone-Betrieb und den RS232-Datenlink zu einem PC ermöglicht. In Verbindung mit einem RS232/USB-Adapter ist der Anschluss an den PC auch über USB möglich.
Die Beschaltung des CJ125 basiert auf der von Bosch im Datenblatt vorgeschlagenen Anwendungsschaltung (**Bild 5)**, die auch den Anschluss und die Innenschaltung der Breitband-Lambdasonde (LSU4.2/4.9) zeigt. Hier eine Übersicht über die Anschlüsse des CJ125 (die Bauteilbezeichnungen beziehen

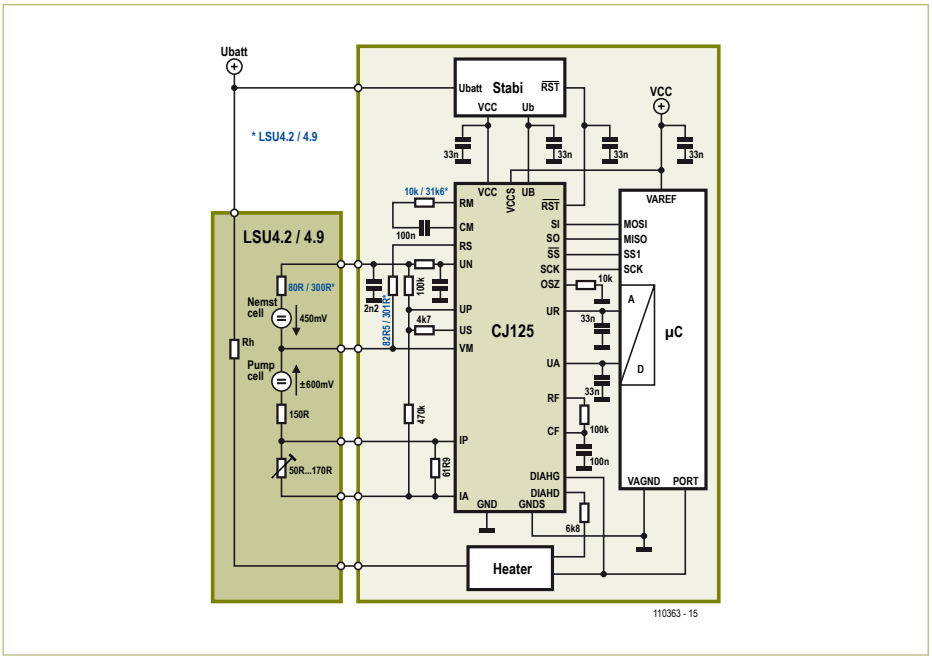



Bild 5. In der im Datenblatt vorgeschlagenen Anwendungsschaltung des CJ125 ist auch die Innenschaltung der Breitband-Lambdasonde dargestellt.

sich auf den Schaltplan Bild 4):

- Ub (Pin 1) ist die gefilterte Ubatt (PKW-Akkuspannung 12-15 V)
- VCC,VCCS (Pin 17) ist die geregelte 5-V-Betriebsspannung.
- GND,GNDS (Pin 24): Schaltungs-Masse
- IA (Pin 4) ist der Ausgang des Pumpstrom-Reglers im IC. Der Pumpstrom fließt von IA über den Shuntwiderstand R8 und die Pumpzelle in der λ-Sonde zum IC-Anschluss VM (Pin 18).
- IP (Pin 3) ist der invertierende Eingang des Pumpstromverstärkers, an dem der Spannungsabfall am Shuntwiderstand R8 liegt.
- VM (Pin 18) ist der virtuelle Massepunkt des Pumpstrom-Reglers und der λ-Sonde. Der virtuelle Massepunkt liegt auf halber Betriebsspannung (0,5 VCC = 2,5 V).
- US (Pin 19) ist die Nernstzellen-Referenzspannung (450 mV), die über R7 auch am Stromreglereingang UN liegt.
- UP (Pin 20) ist der nichtinvertierende Eingang des Pumpstromreglers.
- UN (Pin 2) ist der invertierende Eingang des Pumpstromreglers und gleichzeitig auch Ein-/Ausgang für die Messung des Innenwiderstands (Ri) der Nernst-Zelle.
- RS ist ein Ein-/Ausgang für die Kalibrierungsmessung des Ri (Nernst-Zelle).
- RM/CM (Pin 10/11): R3 und C10 bestimmen den Ri-Messstrom (Wechselstrom)
- CF/RF (Pin 22/23): R14 und C13 bilden ein Tiefpassfilter für das Lambda-Analogsignal (zwischen dem Ausgang des Pumpstrom-Verstärkers und dem Ausgangspuffer für das Lambda-Signal).
- UA (Pin 21): An diesem Analog-Ausgang liegt das Lambda-Signal (Spannung proportional zum Lambda-Wert).
- UR (Pin 22): An diesem Analog-Ausgang liegt das Ri-Signal (Spannung proportional zum gemessenen Ri der Nernst-Zelle).
- DIAHG und DIAHD (Pin 6/7): Diagnoseeingänge zur Überwachung der Heizung (verbunden mit Gate bzw. Drain des Leistungs-FETs Q2, der den Heizstrom schaltet).
- SCK/SO/SI/SS (Pin 13/14/15/16): SPI-Verbindung zum µC
- /RST (Pin 8): Power-up-Reset über R12/C14.
- OSZ (Pin 5): Externer 10-k-Widerstand nach Masse für den internen 192-kHz-Oszillator.

Während die Regelung des Pumpstroms vollständig durch den CJ125 erfolgt, ist für die Heizung der Sonde eine externe Temperaturregelung erforderlich, die hier der ATmega8-Mikrocontroller (IC1) in Verbindung mit dem Leistungs-FET übernimmt. Dabei liefert der CJ125 mit der Spannung UR

## Stückliste

**Widerstände:**
R8 = 62 Ω (SMD1206)
R10* = 82Ω5 (SMD1206)
R2 = 100 Ω (SMD0603)
R18,R19 = 470 Ω (SMD0603)
R9,R15,R16,R20 = 1 k (SMD0603)
R21,R7 = 4k7 (SMD0603)
R17 = 6k8 (SMD0603)
R1,R3*,R6,R11,R12,R13,R24 = 10 k (SMD0603)
R22,R23 = 39 k (SMD0603)
R5,R14 = 100 k (SMD0603)
R4 = 470 k (SMD0603)

*Für LSU4.9:*
*R3 = 31k6 (SMD0603)*
*R10 = 300 Ω (SMD1206)*

**Kondensatoren:**
C7,C8 = 22 p (SMD0603)
C1,C2,C3,C4,C6,C9,C10,C11,C12,C13, C14,C15,C16,C18,C19,C21,C22,C23,C24, C25,C26 = 100 n (SMD0603)
C20 = 10 µ/35 V (Panasonic B)
C5,C17 = 220 µ/35 V (Panasonic F)

**Induktivitäten:**
L1,L2 = 47 µH (SMD1210)

**Halbleiter:**
D1 = SM6T30CA (SMB)
D2 = MBRS320 (SMC)
D4 = MURS120 (SMB)
D6 = 1N4148 (Minimelf)
LED1 = LED rot (SMD0805)
LED2 = LED grün (SMD0805)
Q2 = IRLU024N (TO251)
IC1 = ATmega8-16TQ (Atmel) (programmiert: 110363-41)
IC2 = CJ125 (Bosch)
IC3 = 7805
IC4 = LM4041 (SOT23)
IC5 = LMV321 (SC70)
IC6 = SP3232EB (TSSOP16)

**Außerdem:**
Sicherung 4 A (Schurter OMT 125 4,0A)
Sicherung 500 mA (Schurter OMT 125 0,5A)
Q1 = Quarz, 14,7456 MHz (HC49-SMD)
X1,X2,X4 = Anschlussklemme, 3-polig, RM 3,5 (AKL059-03)
X3 = Anschlussklemme 8-polig, RM 3,5 (AKL059-08)
Platine 110363-1

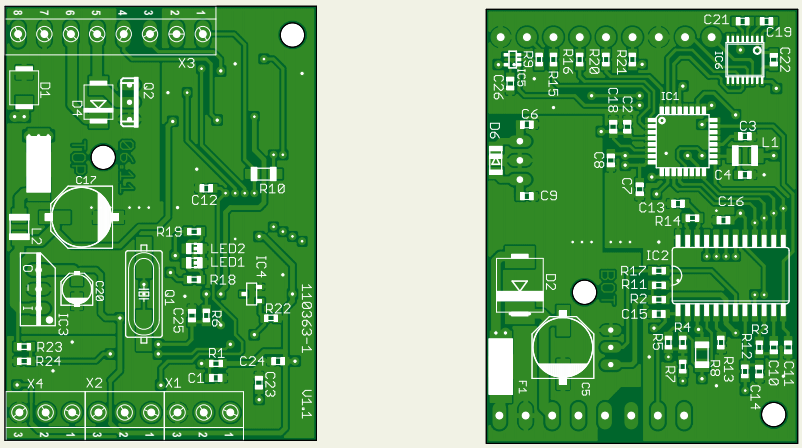


Bild 6. Die doppelseitige Platine wird fast vollständig mit SMDs bestückt.

sowohl das Signal für den Istwert der Temperatur als auch den Sollwert für die optimale Sondentemperatur. Den Sollwert gibt der CJ125 beim automatischen Kalibieren nach jedem Einschalten der Betriebsspannung als Spannungswert an Pin 12 aus. Der Mikrocontroller misst die Spannungswerte von UR mit seinem A/D-Wandlereingang ADC0 (Pin 23) und regelt den Heizstrom für die Sonde über den PWM-Ausgang OC1A (Pin 13) und den Power-FET Q2 mit einer relativ langsamen PWM.
Der CJ125 misst den Pumpstrom als Spannungsabfall am Shuntwiderstand R8, der bei allen Sonden 61,9 Ω beträgt. Dieser Spannungsabfall wird verstärkt als Spannung UA an Pin 21 des CJ125 bereitgestellt. Aus UA lässt sich der Pumpstrom berechnen und damit an Hand der Kennlinie der Lambdasonde auch der Lambdawert ermitteln. UA liegt zur weiteren Verarbeitung am A/D-Wandlereingang ADC1 (Pin 24) des ATmega und ist zu Test- und Messzwecken als „λ-Rohwert“ an Pin 1 von X2 herausgeführt. Der CJ125 liefert wie am Ausgang UR auch am Ausgang UA nach jedem Einschalten der Betriebsspannung einen Kalibrierwert, der hier den Wert von UA bei λ = 1 angibt und etwa 1,5 V beträgt. Mit diesem Kalibrierwert und hinterlegten Sonden-Parametern kann der ATmega aus dem gemessenen Wert von UA einen linearisierten Lambdawert berechnen und als PWM am Ausgang OC2 (Pin15) ausgeben. Nach Integration durch den Tiefpass R6/C25 und Pufferung durch Opamp IC5 liegt am analogen Lambda-Ausgang (Pin 2 von X4) eine zum Lambdawert linear proportionale Spannung UL (0...4,5 V) an.
Der A/D-Wandler des ATmega arbeitet mit der 5-V-Betriebsspannung als (relativ ungenauer) Referenz. Eine von IC4 gelieferte 1,22-V-Präzisions-Referenzspannung am Wandlereingang ADC3 (Pin 26) ermöglicht die Ausgabe eines Korrekturwerts über die RS232-Schnittstelle. Über ADC2 überwacht der ATmega die Betriebsspannung (+Ub).
Über PD5 und PD6 (Pin 9 und 10) steuert der Mikrocontroller eine Fehleranzeige mit zwei LEDs. Die Ausgabe der Daten erfolgt über die serielle Schnittstelle und einen Pegelwandler mit IC6, der für TXD und RXD mit RS232-Pegel an X1 sorgt.
Pin 1 von X4 liegt über R15 an PD4 (Pin 2) des Controllers, ein Low-Pegel startet einen Kalibriervorgang. Pin 2 von X2 setzt der Controller im Fehlerfall auf High, und mit einem Low-Pegel an Pin 3 von X2 kann man den Messvorgang starten.
Die Versorgung der Schaltung erfolgt durch eine Spannung im Bereich von 12 bis 15 V, bei Messungen an Fahrzeugen ist das die PKW-Akkuspannung. Der Anschluss erfolgt an Pin 7 (Masse) und Pin 8 (+12-15 V) von X3. Der Strombedarf der Schaltung beträgt bei ausgeschalteter Sondenheizung etwa 70 mA, beim Heizen der Lambdasonde kann die Stromaufnahme auf 3,6 A ansteigen. Der Strom fließt von X3/Pin 8 über die 4-A-Sicherung F1 und die Schottkydiode D2 zum Heizelement der Sonde an Pin 6 von X3. Hinter D2 wird die Versorgungsspannung für die Schaltung über eine 0,5-A-Sicherung abgezweigt und über L2 und C17 entkoppelt. Diese mit +Ub bezeichnete Spannung liegt auch an IC2, am Spannungsteiler (R23/R24) der Spannungsüberwachung mit IC1/Pin 25 und am 5-V-Regler IC3, der die anderen drei ICs versorgt.

### Platine, Anschlüsse und Versionen

Die Platine (**Bild 6**) wird auf beiden Seiten

und fast vollständig mit SMDs bestückt. Die einzigen Ausnahmen sind der Spannungsregler IC3, der MOSFET Q2 und die Schraubklemmen – alle auf der Platinenoberseite. Die Anschlussbelegung der Schraubklemmen ist in den **Tabellen 1 bis 4** angegeben. An X1 erfolgt der Anschluss der Versorgungsspannung und der Lambdasonde. Die Sonde ist nur mit dem zugehörigen Stecker verwendbar. In diesem Stecker befindet sich ein vom Hersteller abgeglichener Trimmwiderstand (siehe Innenschaltung der Sonde in Bild 5). Den Anschluss der Sonde sollte man gut kontrollieren, da ein Fehler zur Zerstörung durch Überhitzung führen kann. Im Bascom-AVR-Sourcecode der Firmware kann man drei verschiedene Versionen per Includefile für folgende Sonden und Messbereiche auswählen:

**Version 1**: LSU4.2,
Messbereich λ = 0,7...1,3
(Kalibrierung auf λ = 1,0)
**Version 2**: LSU4.2, Messbereich
λ = 1,0...2,0 (Kalibrierung auf λ = 1,37)
**Version 3**: LSU4.9, Messbereich
λ = 1,0...2,0 (Kalibrierung auf λ = 1,38)

Der unter [1] erhältliche ATmega8-Controller ist mit der Version 1 programmiert. Wer Version 2 oder 3 verwenden möchte, muss den Quellcode (Gratis-Download unter [1]) mit dem entsprechenden Includefile jeweils neu kompilieren und in den Controller laden.
Die Unterschiede zwischen den drei Versionen liegen ausschließlich in den Tabellen für die Linearisierung der Spannung UL am analogen Ausgang (X4/Pin 2). Für die Spannung am Ausgang UA (X2/Pin 1) und die Daten am RS232-Ausgang spielt es daher **keine** Rolle, welche der drei Versionen im Controller ist. Für Sonden vom Typ LSU4.9 müssen jedoch R3 und R10 anders dimensioniert werden:
R3 = 31k6 und R10 = 300 Ω.

## Verwendung

Die Schaltung lässt sich sowohl „Stand-alone“ als auch (über RS232- oder RS232/USB-Kabel) in Verbindung mit einem Rechner betreiben. In beiden Fällen geben LED1 und LED2 Aufschluss über den Betriebszustand.

**Tabelle 1. X3-Anschlussbelegung (Lambdasonde und Betriebsspannung)**

| Pin-Nummer | Bezeichnung | Lambdasonden-Anschluss/Farbe |
|---|---|---|
| 1 | Virtuelle Masse | IPN/gelb |
| 2 | Nernstspannung | RE+/schwarz |
| 3 | Trimm-Widerstand | RT/grün |
| 4 | Pumpstrom | APE/rot |
| 5 | Heizung – | H–/weiß |
| 6 | Heizung +Ubatt | H+/grau |
| 7 | Masse (0 V) | - |
| 8 | +12...15 V | - |

**Tabelle 2. Anschlussbelegung X1**

| Pin | Signal | Pegel |
|---|---|---|
| 1 | TXD | RS232 (Ausgang) |
| 2 | RXD | RS232 (Eingang) |
| 3 | Masse | 0 V |

**Tabelle 3. Anschlussbelegung X2**

| Pin | Signal | Pegel/Spannung |
|---|---|---|
| 1 | UA (λ-Spannung roh) | 0,2...4,8 V (Ausgang) |
| 2 | Fehlersignal | TTL (Ausgang) |
| 3 | Start Messung | TTL (Eingang) |

**Tabelle 4. Anschlussbelegung X4**

| Pin | Signal | Pegel/Spannung |
|---|---|---|
| 1 | Start Kalibrieren | TTL (Eingang) |
| 2 | UL (λ-Spannung linearisiert) | 0...4 V (Ausgang) |
| 3 | Masse | 0 V |

**Tabelle 5. Anzeige der Status-LEDs (LED1 = Grün, LED2 = Rot)**

| LED | Blinken | Betriebszustand |
|---|---|---|
| Grün | Dauerlicht (0 Hz) | Stand-by-Modus |
| Grün | schnell (5 Hz) | Aufheizen |
| Grün | langsam (1 Hz) | Sonde betriebsbereit, Messung läuft |
| Rot | langsam (1 Hz) | Fehler (Fehlercode über RS232 abrufbar) |
| Rot und Grün | schnell (5 Hz) | Fail-Safe-Modus (Reset erforderlich) |

Beim „Stand-alone-Betrieb“ werden als Ein- und Ausgänge nur die Anschlüsse an X2 und X4 (siehe Tabelle 3 und 4) verwendet. Wenn die Sonde an X3 angeschlossen ist, erfolgt nach dem Anschließen beziehungsweise Einschalten der Versorgungsspannung ein automatisches Kalibrieren der Schaltung, und die grüne LED leuchtet auf. Beim Kalibrieren liegt am Ausgang UA (X2/Pin 1) **immer** der Spannungswert, der auch bei λ = 1,0 anliegt. Am linearisierten Ausgang UL (X4/Pin 2) liegt die Spannung, die dem Kalibrierungswert in der verwendeten Firmware-Version entspricht (λ = 1,0, 1,37 oder 1,38, siehe vorheriges Kapitel). Die Kalibrierung erfolgt nicht nur beim Einschalten, sondern auch dann, wenn man Pin 1 von X4 auf Masse legt. Das Kalibrieren darf **nur bei kalter** Sonde erfolgen, da ansonsten die Messungen verfälscht werden.
Um die Sonde anzusteuern, muss Pin 3 von X2 auf Masse gelegt werden. Erst dann beginnt das Aufheizen (grüne LED blinkt schnell) und – sobald die Betriebstemperatur erreicht ist – das Messen (grüne LED blinkt langsam). Der Lambdawert kann nun an der Spannung am Ausgang UL (X4/Pin 2) linear „abgelesen“ werden:

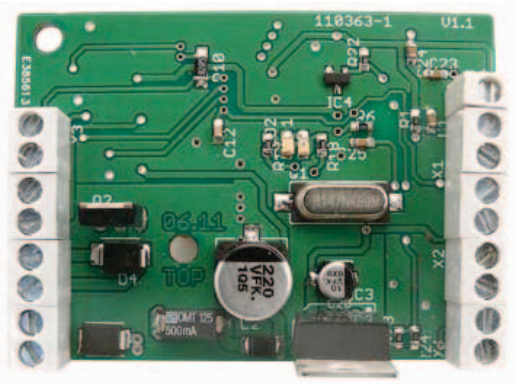
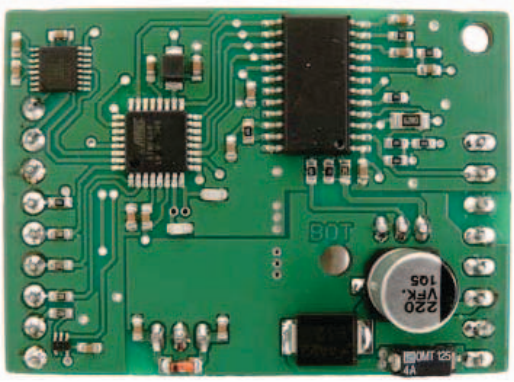



Bild 7. Die bestückte Elektor-Musterplatine.




**Firmware-Version 1**:
UL = 0...4 V entspricht λ = 0,7 bis 1,3
**Firmware-Version 2**:
UL = 0...4 V entspricht λ = 1,0 bis 2,0
**Firmware-Version 3**:
UL = 0...4 V entspricht λ = 1,0 bis 2,0

Man kann also zum Beispiel an den UL-Ausgang ein DC-Voltmeter mit 5 V Messbereich anschließen und mit einer entsprechenden linearen Skala versehen, an der sich der Lambdawert direkt ablesen lässt.
Wie schon erwähnt, steht am zweiten Analogausgang (X2/Pin1) die zum Pumpstrom proportionale Spannung UA zur Verfügung. Wer möchte, kann daraus den Wert des Pumpstroms Ip berechnen:

$$Ip = \frac{UA - U_{offset}}{Ap \times R_{shunt}}$$

$U_{offset}$ ist darin der Kalibrierwert der Spannung UA, also der Spannungswert, der im Kalibriermodus an X2/Pin 1 anliegt (rund 1,5 V). Ap ist die Verstärkung des Pumpstromsignals (8 im fetten und 17 im mageren Bereich) und $R_{shunt}$ der Shuntwiderstand (61,9 Ω).
Mit Hilfe des Datenblatts der Sonde (LSU4.2 bzw. LSU4.9) kann dann eine genaue Umrechnung des Ip auf Lambdawerte erfolgen (Wertetabelle in Excel erstellen und dann eine Trendlinie hindurch zeichnen lassen).
Aus dem Pumpstrom lässt sich auch der Sauerstoffgehalt im Abgas ermitteln. Bei Verwendung der Sonde LSU4.2 im mageren Bereich (Sauerstoffüberschuss) kann die Sauerstoffkonzentration wie folgt berechnet werden:

$$O_2 = \frac{Ip + 0{,}035}{0{,}1221}$$

Über die RS232-Schnittstelle an X1 lassen sich alle Diagnosefähigkeiten des CJ125 nutzen und die Messwerte und Betriebszustände der Schaltung vollständig erfassen. Die verschiedenen Einstellungen erfolgen dabei über einen Satz von einfachen RS232-Befehlen. Diese zusätzlichen Möglichkeiten werden im abschließenden Beitrag zur Verwendung der RS232-Schnittstelle im nächsten Heft noch ausführlicher beschrieben.

(110363)

Weblinks:

[1] www.elektor.de/050048

[2] www1.futureelectronics.com/doc/BOSCH/CJ125.pdf

Bild 8. Die Lambdasonde wird über einen Spezialstecker angeschlossen, in dem sich auch ein vom Hersteller abgeglichener Trimmwiderstand befindet.

# Subscribe to *audioXpress* magazine!

Do your **electronics speak** to you? Are the words **"audio", "vacuum tubes",** and **"speaker technology"** music to your ears?

## Then you should be reading *audioXpress!*

**Recently acquired by The Elektor Group, *audioXpress* has been providing engineers with incredible audio insight, inspiration and design ideas for over a decade. If you're an audio enthusiast who enjoys speaker building and amp design, or if you're interested in learning about tubes, driver testing, and vintage audio, then *audioXpress* is the magazine for you!**

### What will you find in *audioXpress*?

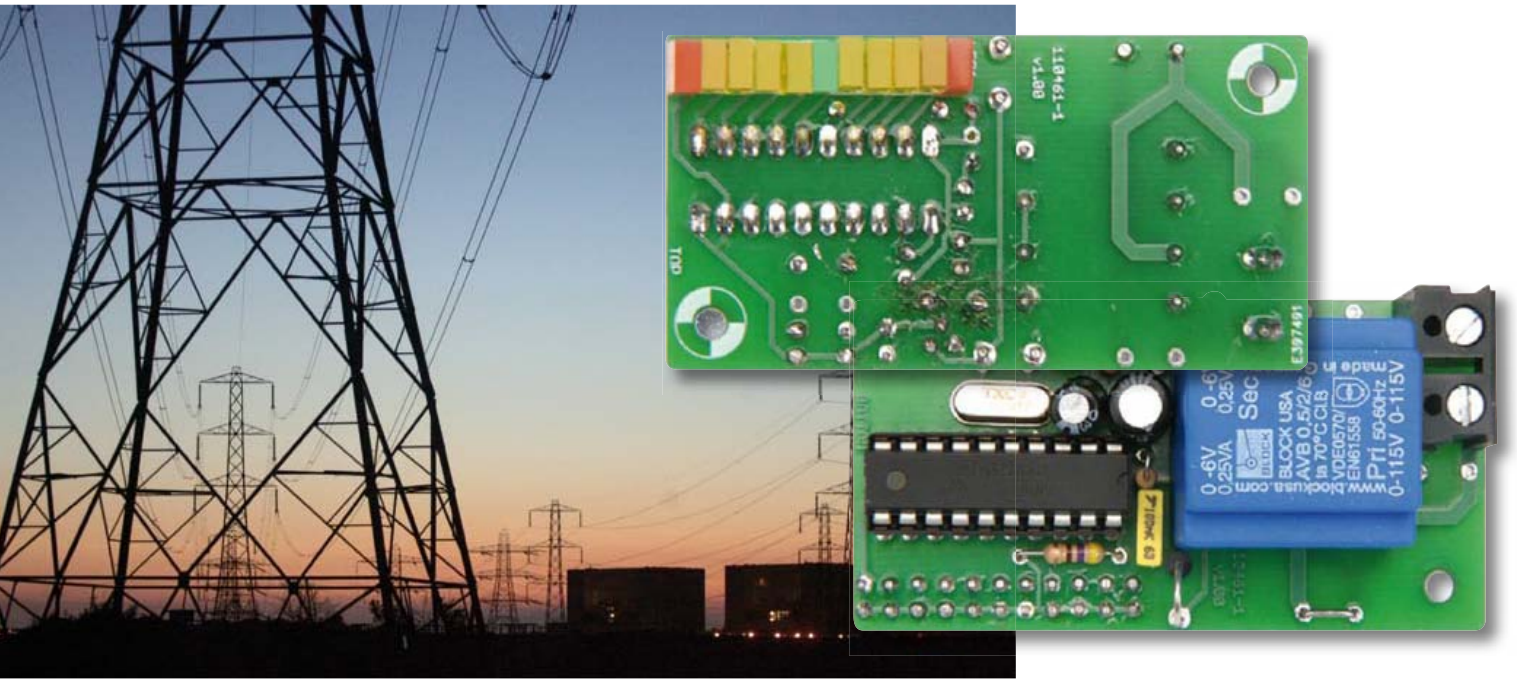
- In-depth interviews with audio industry luminaries
- Recurring columns by top experts on speaker building, driver testing, and amp construction
- Accessible engineering articles presenting inventive, real-world audio electronics applications and projects
- Thorough and honest reviews about products that will bring your audio experiences to new levels

Choose from print delivery, digital, or a combination of both for maximum accessibility.

**Subscribe to *audioXpress* at**
**www.cc-webshop.com**
**today!**

audioXPRESS

# Netzlupe
## Frequenz im Focus



Die Netzfrequenz ist ein Maß für die Übereinstimmung zwischen eingespeister und verbrauchter Leistung in einem Stromnetz und damit ein wichtiger Indikator für den momentanen Zustand der Energieversorgung. Die Netzlupe misst auch sehr geringe Schwankungen der Frequenz im Bereich von ±0,2 Hz und ermöglicht so die Beobachtung von Netzbelastungen und Störungen an jeder beliebigen Steckdose!

Von Dieter Laues (D)

Die Frequenz der Netzspannung beträgt in unseren Breiten nominell 50 Hz, in den USA und einigen anderen Ländern 60 Hz. An der Abweichung der Netzfrequenz von diesem Sollwert kann man erkennen, wie gut (oder wie schlecht) die Energieverteilung im Netz funktioniert. Bei einem Überangebot auf der Einspeisungsseite steigt die Frequenz, bei einem Unterangebot sinkt sie ab. Normalerweise liegen die Schwankungen im Bereich unter 0,2 Hz. Die Netzlupe misst die Frequenz genau in diesem Bereich von 50 Hz ±0,4 %.

### Balance-Akt

Da eine Speicherung von elektrischer Energie im Netz nur in sehr geringem Umfang möglich ist, muss das Verhältnis zwischen erzeugter und entnommener Energie (Leistungsbilanz) in einem Stromnetz praktisch immer ausgeglichen sein. Selbst kurzfristige Differenzen zwischen eingespeister und verbrauchter Leistung führen zu Schwankungen der Netzfrequenz und Netzspannung. Jedes Energieversorgungsnetz wird daher auf Frequenzhaltung und Leistungsbilanz geregelt [1].

Die Netzfrequenz [2] wird durch die Drehzahl der (Synchron-)Generatoren bestimmt. Da die Antriebsleistung der Generatoren bei den meisten Kraftwerkstypen nur in Grenzen zu ändern ist, führen zu große Belastungsänderungen zu Drehzahl- und damit auch zu Frequenzschwankungen. Ist die Belastung zu hoch, sinkt die Drehzahl und

### Elektor Produkte & Service

- Platine 110461-1
- Programmierter Controller für 50 Hz: 110461-41
- Programmierter Controller für 60 Hz: 110461-42
- Kostenloser Layout-PDF-Download
- Kostenloser Firmware-Download (Datei 110461-11)

Downloads und Produktinformation unter: www.elektor.de/110461

## Eigenschaften

- Anzeigebereich 49,8 Hz bis 50,2 Hz (50-Hz-Firmware-Version)
- Anzeigebereich 59,8 Hz bis 60,2 Hz (60-Hz-Firmware-Version)
- Messgenauigkeit ±0,025 Hz
- LED-Skala mit 11 LEDs
- Kein Abgleich erforderlich
- Keine SMD-Bauteile
- Geringer Bauteilaufwand
- Für 230- und 115-V-Netzspannung geeignet

damit die Frequenz, ist sie zu niedrig, dreht der Generator schneller und die Frequenz nimmt zu.

### mHz statt MHz

In der Energieversorgungstechnik haben wir es nicht mit den von den PCs und der Funktechnik gewohnten Megahertz (MHz), sondern mit Millihertz (mHz) zu tun. Im europäischen Verbundnetz wird eine maximale Abweichung der Netzfrequenz von ±50 mHz (±0,1 % von 50 Hz) angestrebt. Hierzu besitzen alle größeren Kraftwerke Regelmechanismen, die bei Lastschwankungen automatisch eine Leistungsanpassung vornehmen und damit die Netzfrequenz stabilisieren.
Bei größeren Abweichungen treten schrittweise weitere Maßnahmen in Kraft, die in detaillierten Stufenplänen vorgeschrieben sind. Der Netzfrequenz-GAU tritt ein, wenn die Frequenz 47,5 Hz unterschreitet (bzw. 52,5 Hz überschreitet). Zu diesem Zeitpunkt wird ein Kraftwerk vom Netz genommen, um es vor weiteren Schäden durch extreme Unter- oder Überlast zu schützen. Gründe für eine Überlast im Netz können zum Beispiel eine unvorhergesehene Verbrauchsspitze oder der Ausfall eines Kraftwerks oder einer Hochspannungsleitung sein. Wenn der momentane Energieverbrauch aus einem dieser Gründe nicht gedeckt werden kann, dürfen die Energieversorger nicht einfach die Spannung oder die Frequenz reduzieren, um den Gesamtverbrauch wieder der verfügbaren Leistung anzupassen. Sie müssen stattdessen Teile des Netzes abtrennen (und damit Last „abwerfen"), damit das restliche Netzsystem so weit wie möglich funktionsfähig bleibt.

### Blackouts

Das Stromversorgungsnetz ist ein hochdynamisches und komplexes Netzwerk, auch wenn es auf den ersten Blick nicht so aussieht. So kann zum Beispiel ein größerer Kurzschluss oder die Abschaltung einer Hauptversorgungsleitung unter ungünstigen Randbedingungen zu einer Kettenreaktion führen. Untersuchungsberichte zu diesen Blackouts sind „spannend" und lesenswert, um ein Gefühl für die Komplexität zu bekommen. Die dahinter stehenden Ingenieursleistungen und der organisatorisch-technische Aufwand für eine gesicherte Stromversorgung sind durchaus beeindruckend.

### Alle Steckdosen sind gleich...

Bei einem Verbundnetz laufen alle Generatoren und Wechselrichter synchron und die Netzfrequenz ist an jeder Stelle des Netzes identisch! Dies bedeutet, dass man unabhängig von der geografischen Lage jede

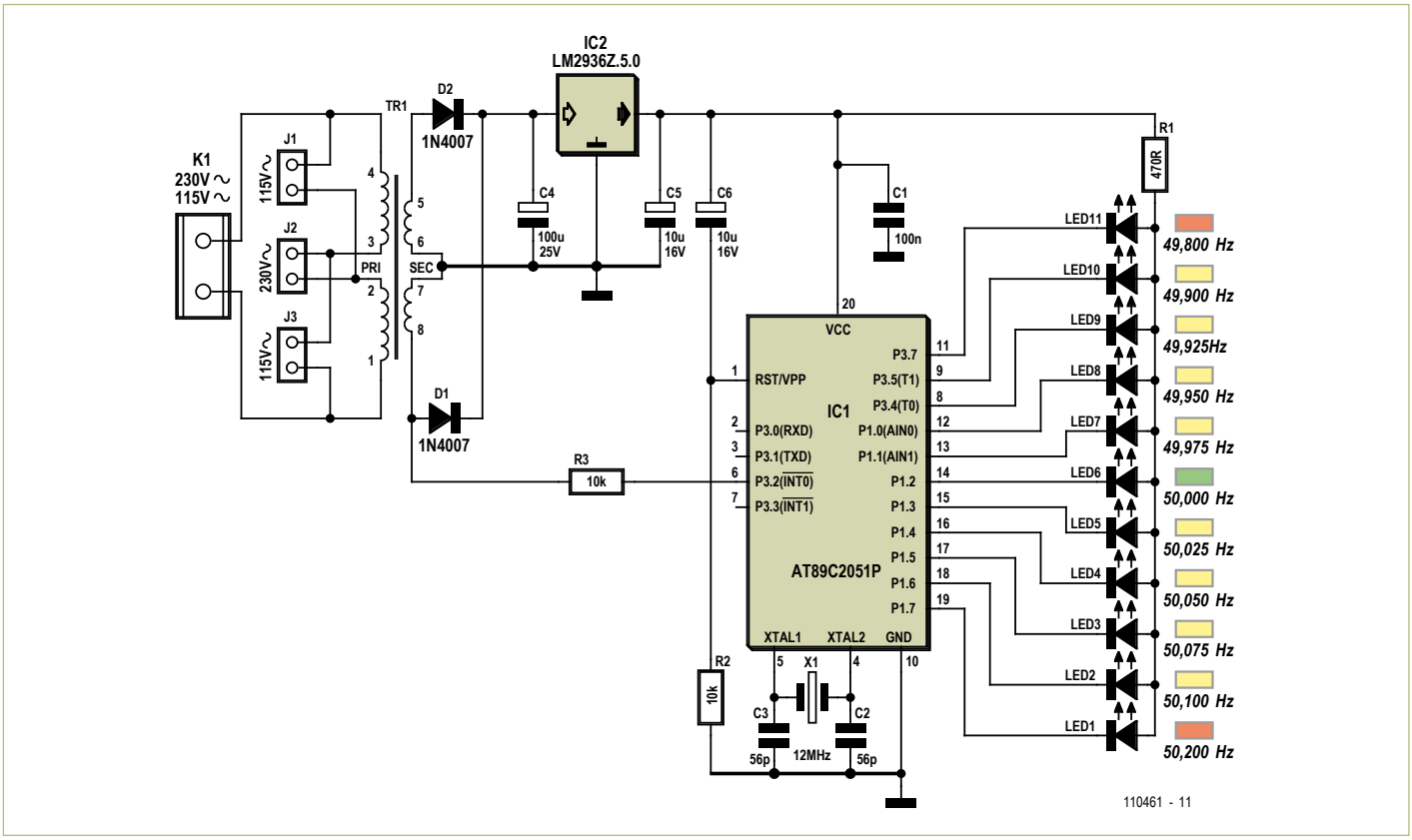



Bild 1. Netzteil + Mikrocontroller + LEDs = Frequenzlupe.

## Stückliste

**Widerstände:**
R1 = 470 Ω
R2,R3 = 10 k

**Kondensatoren:**
C1 = 100 n MKT, RM 5 mm
C2,C3 = 56 p keramisch, RM 2,5 mm
C4 = 100 µ/25 V radial, RM 2,5 mm
C5,C6 = 10 µ/16 V radial, RM 2,5 mm

**Halbleiter:**
D1,D2 = 1N4007
IC1 = AT89C2051-24PU (Atmel), programmiert 110461-41 (50Hz) oder 110461-42 (60 Hz)
IC2 = LM2936Z-5.0
LED1, LED11 = rote LED, low-current, 5 mm x 2 mm
LED2,LED3,LED4,LED5,LED7,LED8,LED9, LED10 = gelbe LED, low-current, 5 mm x 2 mm
LED6 = grüne LED, low-current, 5 mm x 2 mm

**Außerdem:**
K1 = Platinenanschlussklemme, 2-polig, RM 7,5 mm
J1,J2,J3 = 2-polige Stiftleiste, RM 5 mm mit Jumper (oder Drahtbrücke), siehe Text
TR1 = Printtrafo 0,5 VA, 2 x 115 V primär, 2 x 6 V sekundär (z.B. Block AVB0,5/2/6)
X1 = 12-MHz-Quarz, HC-49S
Platine 110461-1
Stecker-Gehäuse aus Kunststoff mit Eurostecker, z.B. Strapubox SG 1 (Conrad 522716 – 89)

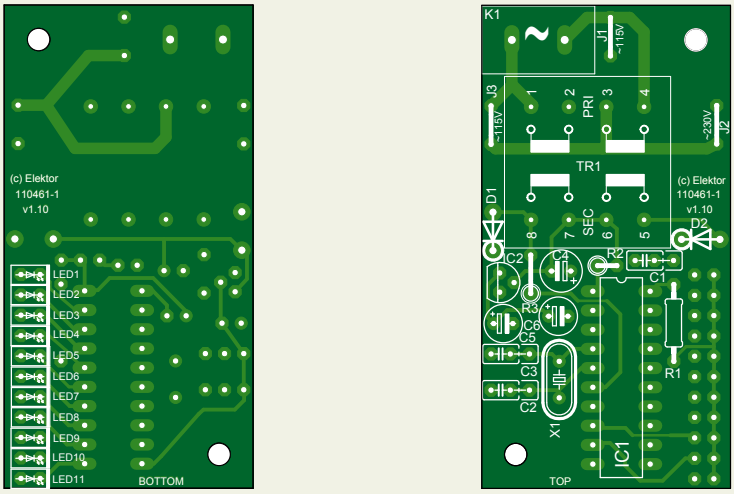



Bild 2. Die Bestückung der SMD- und abgleichfreien Platine.

beliebige Steckdose als Messquelle verwenden kann. Eine beliebige Steckdose in Bayern mag zwar eine andere Phase oder eine andere Spannung als eine Steckdose an der Nordsee haben, sie liefert aber exakt die gleiche Netzfrequenz. Dies gilt sogar europaweit, solange das Verbundnetz geschlossen ist.

## Anzeige

Die Aufgabe besteht also darin, kleinste Frequenzschwankungen im mHz-Bereich zu messen und darzustellen. Prinzipiell kann man die Netzfrequenz natürlich mit einem Multimeter oder Frequenzzähler messen. Bei einfachen Geräten beginnt der interessante Teil jedoch dort, wo die Nachkommastellen enden. Bei professionellen Geräten liegen hingegen die Preise gleich im dreistelligen Eurobereich.
Mit der hier vorgestellten Schaltung wird der aktuelle Messwert durch LEDs im Bereich von 49,8 Hz bis 50,2 Hz angezeigt. Das Gerät stellt damit im Prinzip die elektronische Version des früher verwendeten, mechanischen Zungenfrequenzmessers [2] dar – allerdings mit 100-fach besserer Auflösung und zu einem Hundertstel des Preises.

## Hardware

Wie heutzutage üblich, besteht die Schaltung (**Bild 1**) im Wesentlichen aus einem kleinen Mikrocontroller. Hier wird ein bekannter 89C2051 von Atmel für die Frequenzmessung und die Anzeige mit 11 LEDs eingesetzt. Die Controller-Firmware gibt es in zwei Versionen: Eine für 50 Hz und eine für 60 Hz Netzfrequenz.
Die Schaltung eignet sich auch netzseitig sowohl für 230 V/50 Hz als auch 115 V/60 Hz. Aus diesem Grund wird ein kleiner Netztrafo (0,5 VA) mit zwei 115-V-Primärwicklungen verwendet, die sich über den Jumper J2 für 230 V in Reihe und für 115 V mit J1 und J3 parallel schalten lassen. Dank der beiden 6-V-Wicklungen auf der Sekundärseite lässt sich ein Vollweggleichrichter mit nur zwei Dioden (D1 und D2) realisieren, wobei der Mittelpunkt der beiden Wicklungen den Massepunkt bildet. Der Spannungsregler IC2 liefert die 5-V-Betriebspannung für den Mikrocontroller IC1, der an seinem Portanschluss P3.2 (Pin 6) über R3 auch 6 V Wechselspannung von einer der beiden Trafo-Sekundärwicklungen zum Frequenzzählen erhält. Der 10-k-Widerstand begrenzt in Verbindung mit den internen Schutzdioden des Portpins den Strom auf weniger als 1 mA, was laut Atmel eine zulässige und sehr einfache Möglichkeit ist, ein Rechtecksignal aus der Wechselspannung zu erhalten – siehe [3].
Der Controller wird mit einem 12-MHz-Quarz getaktet. R2 und C6 erzeugen den Reset-Impuls beim Einschalten. Die Ports P1.0 ... P1.7, P3.4, P3.5 und P3.7 steuern direkt die Leuchtdioden an. Da immer nur eine LED leuchtet, genügt ein gemeinsamer Vorwiderstand (R1), mit dessen Wert sich die Helligkeit der LEDs einstellen lässt.
Die Farben der LEDs können im Prinzip beliebig gewählt werden. Um eine deutliche Anzeige zu erhalten, wurden für die Musteraufbauten die im Schaltplan angegebenen LED-Farben verwendet: Grün für den exakten Sollwert von 50 Hz, gelb für Abweichungen im Bereich von bis zu ±0,2 Hz und rot für die beiden Grenzen des Anzeigebereichs. Die Abstufung (Auflösung) der LED-Skala beträgt dabei zur Erzielung eines „Lupeneffekts“ zwischen den neun inneren LEDs (gelb und grün) 0,025 Hz und beim Übergang zu den beiden äußeren (roten) LEDs 0,1 Hz (siehe **Tabelle 1**).

## Software

Nach dem Einschalten (Power-up) wird jede LED für kurze Zeit eingeschaltet. So kann man prüfen, ob der Controller läuft und ob jede LED funktioniert. Anschließend verbleibt die mit Bascom 8051 compilierte Firmware in der Messroutine.
Dabei misst der Controller bei jeder negativen Flanke an INT0 die Periodendauer der Netzfrequenz aus. Bei der Quarzfrequenz von 12 MHz ergibt sich eine Soll-Perioden-

**Tabelle 1. Abstufung der LED-Skala**

| LED-Farbe | rot | gelb | gelb | gelb | gelb | grün | gelb | gelb | gelb | gelb | rot |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Abweichung von 50 Hz in mHz | <–200 | –100 | –75 | –50 | –25 | 0 | +25 | +50 | +75 | +100 | >+200 |

dauer von exakt 20.000 µs. Durch das Ablesen des Timers „on the fly“ erzielt man theoretisch eine zeitliche Auflösung von ±1 µs entsprechend 2,5 mHz bei 50 Hz.
Um eventuelle Störungen in der Netzfrequenz auszublenden, werden zwei Softwarefilter verwendet. Hierbei werden Frequenzen <45 Hz und >55 Hz verworfen und nach jeweils einer Sekunde der Mittelwert über die letzten 50 Messungen gebildet. Diese Methode eliminiert auch zufällige Schwankungen des Messergebnisses durch Flankenjittern.
Die LED-Anzeige wird jede Sekunde aktualisiert. An Port P3.3 wird bei jeder LED-Aktualisierung ein kurzer Impuls ausgegeben. Wer möchte, kann auch hier eine kleine LED anschließen. Sie blinkt nach jeweils 50 Messungen, also jede Sekunde kurz auf.

## Aufbau und Test

Der Aufbau auf der Platine entsprechend dem Bestückungsplan in **Bild 2** ist sowohl SMD- als auch abgleichfrei, und auch die Kosten für die Bauteile stellen keine Hürde für den Nachbau dar. Eine weitere Vereinfachung ist auch dadurch gegeben, dass der Mikrocontroller im Elektor-Shop fertig programmiert erhältlich ist. Für den Controller sollte man eine IC-Fassung verwenden und vorerst das IC noch nicht einsetzen. Bei den Dioden und Elkos der Stromversorgung muss man natürlich auf die richtige Polarität achten. Dank der Verwendung eines Netztrafos für Platinenmontage beschränkt sich die Verdrahtung auf den Anschluss der Netzleitung.
Vor der Inbetriebnahme sollte man die Bestückung noch einmal sorgfältig kontrollieren - auch die der Jumper für die Wahl der Netzspannung: Für 230 V wird **nur** der Jumper **J2** gesetzt. Für 115 V sind J1 und J3 zu setzen, aber **nicht J2** (sonst gibt es einen Kurzschluss!). Außerdem muss der Mikrocontroller IC1 mit der Firmware für 60 Hz Netzfrequenz programmiert sein.
Ist das alles geprüft, kann man die Platine in Betrieb nehmen. Da am Wechselspannungsanschluss Netzspannung angelegt wird, darf die Inbetriebnahme nur von Fachkräften vorgenommen werden, die auf Grund ihrer Ausbildung dazu berechtigt sind.
Nach dem Einschalten der Netzspannung sollte sich an C4 eine Gleichspannung von etwa 8,5 V einstellen, an C5 müssen es ziemlich genau 5 V sein. Ist dies der Fall, trennt man die Platine wieder vom Netz und setzt den programmierten Controller ein. Nach erneutem Einschalten sollten die LEDs kurz aufleuchten und anschließend die mittlere (grüne) LED die Netzfrequenz von 50 Hz (beziehungsweise 60 Hz in der 60-Hz-Version) anzeigen.
Ist so weit alles in Ordnung, kann man die Platine **berührungssicher und voll isoliert** in ein Kunststoffgehäuse mit angespritztem Netzstecker einbauen, wie es für Steckernetzteile und Ähnliches verwendet wird. Dadurch ist neben der elektrischen Sicherheit auch die einfache Anwendung gewährleistet: Einfach in eine Steckdose stecken und schauen, was die LEDs anzeigen.

## Praxis

Im Normalfall wird man feststellen, dass die Netzfrequenz sehr stabil ist und nur wenige Millihertz um den Sollwert schwankt. Die grüne LED wird daher als einzige fast immer leuchten. In der Regel gibt es aber mehrere, sich täglich wiederholende kleinere Schwankungen in den Morgen- und Abendstunden [4].
Mit dem zunehmenden Anteil von wetterabhängigen Energiequellen (Sonne, Wind) ist davon auszugehen, dass es häufiger zu unvorhersehbarer Über- bzw. Unterkapazitäten kommen wird, die dann zu größeren Frequenzschwankungen führen.
Auch das so genannte 50,2-Hz-Problem [5] wird sich demnächst mit der LED-Anzeige sicher gut beobachten lassen. Bis vor kurzem mussten in Deutschland zum Beispiel alle Solaranlagen ihre Netz-Einspeisung unterbrechen, wenn die Netzfrequenz über 50,2 Hz angestiegen ist. Dies wird gerade revidiert, da man bei einem hohen Anteil von regenerativer Energie mit einer Kettenreaktion beziehungsweise einem unkontrollierten Pendeln der Netzfrequenz rechnet. Mit der Netzlupe kann man derartige Entwicklungen in Echtzeit verfolgen.
Bei Lastwechseln kann man anscheinend sogar die Größe der beteiligten Energiemenge anhand der Frequenzabweichung abschätzen. Nach Angaben einer Informationsseite im Internet führt eine plötzliche Leistungsentnahme von 1000 MW(!) aus dem europäischen Verbundnetz zu einer kurzzeitigen Frequenzabsenkung um 80 mHz.
In den Abendstunden kann man auch den Beginn nächtlicher Stromlieferungen in angrenzende Länder beobachten. Meist zu einer vollen Stunde (zum Beispiel 20 Uhr oder 22 Uhr) steigt einige Minuten vorher die Netzfrequenz leicht an, um anschließend so lange abzusinken, bis die 50-Hz-Balance wieder hergestellt ist. In den letzten Jahren lagen die Änderungen zwischen etwa +30mHz und -60mHz. In letzter Zeit sind diese regelmäßigen Frequenzänderungen kleiner geworden. Vielleicht gibt es wegen der 2011 erfolgten Abschaltung von acht Atomkraftwerken in Deutschland derzeit nicht mehr so viel Strom zu exportieren...

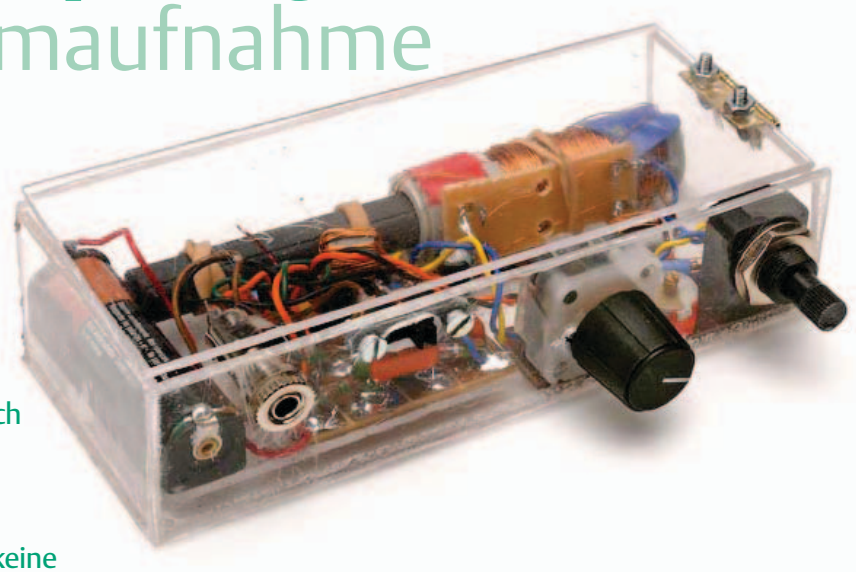
(110461)

## Weblinks

[1] http://de.wikipedia.org/wiki/Regelenergie
[2] http://de.wikipedia.org/wiki/Netzfrequenz
[3] www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2508.pdf
[4] www.amprion.net/netzfrequenz
[5] www.vde.de/de/fnn/arbeitsgebiete/tab/seiten/50-2-hz.aspx

# Langwellenempfänger
## mit geringer Stromaufnahme

Von Jean-Pierre Redouté (F)



Auch im Jahr 2012 ist das Radio immer noch ein hervorragender Einstieg in die Welt der Elektronik. Die Langwelle bietet nach wie vor auch tagsüber einen europaweiten Empfang. Die Attraktivität dieses Selbstbauempfängers wird durch das besondere (Aufbau-)Konzept noch gesteigert: Stromversorgung aus einer einzigen Mignonzelle, kein einziges IC, kein Ätzen einer Platine und (fast) keine Bohrungen. Eine ideale Schaltung, um den Spaß an der Elektronik zu entdecken oder neu zu (er-)finden.

Selbstbau-Radios werden oft mit einer 9-V-Blockbatterie betrieben, wobei der größte Teil dieser Spannung an den Kollektorwiderständen abfällt und dort zu Verlustleistung führt, die in Wärme umgewandelt wird. Die Kopfhörer sind häufig schwer erhältliche Modelle mit hoher Impedanz aus längst vergangenen Tagen. Empfangen wird in der Regel auf Mittelwelle, was tagsüber nur das Hören regionaler Sender mit großer Sendeleistung ermöglicht. Die hier vorgestellte Schaltung kommt hingegen mit einer einzelnen AA- oder AAA-Zelle aus und benötigt auch keine (lange) Drahtantenne. Dank der geringen Leistungs- und Stromaufnahme (etwa 1,5 mA) ist ein langer LW-Hörgenuss mit einem 30-Ω-Walkman-Kopfhörer erlaubt. Der einfache Aufbau umfasst nur etwa zwanzig diskrete Bauteile. Diese werden auf den quadratischen Kupferflächen einer Platine montiert, die voneinander durch sägeblattbreite Nute isoliert sind (kein Layout, kein Ätzmittel). Da die meisten Bauteile auf der Kupferseite montiert werden, gibt es auch nicht viel zu bohren.

## Prinzipieller Entwurf

Grundlage des hier beschriebenen Empfängers ist ein seit bald 50 Jahren etabliertes Konzept: Eine Kaskade aus zwei Transistoren in Reflex-Schaltung, die bereits im April 1964 von Sir Douglas Hall in der Zeitschrift *The Radio Constructor* unter Verwendung von Germanium-Transistoren und im November 1968 mit Siliziumtransistoren veröffentlicht wurde. Eine vereinfachte Version wurde im Januar 1968 von G. Short vorgestellt. Diese ist der Ursprung unzähliger Varianten, die in vielen Zeitschriften aus den verschiedensten Ländern und auch im Web zu finden sind. Eine Variante von R. Haig aus *Everyday Practical Electronics* vom Juli 2003 dient hier als Grundlage für den Bandpass und die Verstärkungsregelung.

Der eigentliche Nachteil der Kaskadenschaltung ist die Addition der $U_{BE}$-Schwellenspannungen der beiden Transistoren, welche für T2 in **Bild** 1 zu einer Basisspannung von mindestens 1,2 V führt, so dass eine einzelne 1,5-V-Zelle nur eingesetzt werden kann, wenn sie ganz frisch ist. Man sollte daher vorzugsweise eine Alkali-Mangan-Zelle verwenden, bei NiMH-Zellen muss man wegen der niedrigeren Zellenspannung zwei Stück in Reihe schalten.
Die Besonderheit der Schaltung besteht darin, dass ein PNP-Transistor hinzugefügt wurde. Dieser soll die Verstärkung von T2 herabsetzen und gleichzeitig die automatische Stabilisierung der ursprünglichen Schaltung gewährleisten.

## Schaltbild

Die Schaltung hat je nach betrachteter Frequenz unterschiedliche Funktionen:

**1. Hochfrequenz (HF)**
Das Radiosignal wird durch eine Ferritantenne (L1) empfangen, dieser Eingangskreis wird mit C6 abgeglichen. Die Koppelwicklung L2 passt den Schwingkreis an die niedrige Eingangsimpedanz von T1 an. Das kalte Ende liegt über C1 an Masse, der Kondensator hat eine für HF vernachlässigbare Impedanz. Das heiße Ende führt schließlich über ein optionales Bandfilter mit L4/L5 und C8. Ein Teil des Signals wird, abhängig von P1, der Basis von T1 zugeführt. T1 liegt mit dem Emitter an Masse, der Kollektor erhält Betriebsspannung durch R1. Das von T1 verstärkte Signal gelangt weiter über T2, T3 und C5 zum Demodulator, der aus D1 und C1 besteht. T2 arbeitet in Basisschaltung mit L3 als Arbeitsimpedanz am Emitter. Der Kollektor von T2 liegt für HF über C3 an Masse. Der Kollektor von T3 liegt direkt an Masse, während der Emitter über R3 und P2 eine Vorspannung erhält.
Der Schwingkreis L5/C8 ist optional, er dient der Abschwächung starker (lokaler) Sender, welche den Empfang wegen der geringen Selektivität des Empfängers stören könnten, da es nur einen einzigen abgestimm-

*Leserprojekte sind Beiträge von Elektor-Lesern für experimentelle Zwecke oder zur Anregung für andere Leser.*
*Die in dieser Rubrik vorgestellten Schaltungen wurden vom Elektor-Labor nicht auf Reproduzierbarkeit und Funktion getestet.*

ten Schwingkreis mit der Ferritantenne gibt. Ein Teil des durch T1 verstärkten HF-Signals wird phasengleich über C7 an den Eingangskreis zurückgeführt. Diese positive Rückkopplung entdämpft den Eingangskreis und erhöht so die Selektivität. Die Einstellung erfolgt mit Poti P1.

**2. Niederfrequenz (NF)**

Das nach Demodulation durch D1 an C1 anliegende NF-Signal durchläuft L2 und L4 (beide haben für NF eine vernachlässigbare Impedanz) und wird durch P1 einstellbar abgeschwächt. Danach wird es durch T1 und T2 verstärkt. Für NF arbeitet T2 in Emitterschaltung. Dabei stellt der an K1 angeschlossene Kopfhörer den Arbeitswiderstand (Kollektorwiderstand) dar, während der Emitter an Masse liegt, weil L3 und C2 für NF eine sehr geringe Impedanz aufweisen.

**3. Gleichstrom**

Weil der Emitter von T1 an Masse liegt, hat seine Basis ein Potential von etwa 0,6 V. Am Schleifer von P2 führt somit ein Potential, das um die Diodenspannung von D1 (ca. 0,3 V) höher ist. Der Emitter von T3 liegt abhängig von der Stellung von P2 auf gleichem oder etwas höherem Potential. Das Basispotential von T3 ist um etwa 0,6 V niedriger als das des Emitters, es ist somit durch P2 einstellbar und kann bis auf den Wert der Diodenspannung sinken. Diese Spannung liegt an R2 und bestimmt damit den Ruhestrom von T2. Das Basispotential von T2 liegt wiederum um etwa 0,6 V höher und kann also auf einen hinreichend kleinen Wert eingestellt werden, um die Funktion von T1 auch dann zu gewährleisten, wenn die Batterie nicht mehr ganz frisch ist.

## Aufbau

Die Beschaffung von HF-Bauteilen in kleinen Stückzahlen ist heutzutage nicht ganz einfach, es gibt aber noch einiges bei den großen Elektronikversendern wie zum Beispiel Conrad und Reichelt und einiges mehr bei kleineren Spezialversendern wie unter [1]. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, defekte Transistorradios zur Bauteilgewinnung auszuschlachten. Für die Ferritantenne benötigt man einen Ferritstab. Bei den genannten Quellen gibt es welche mit

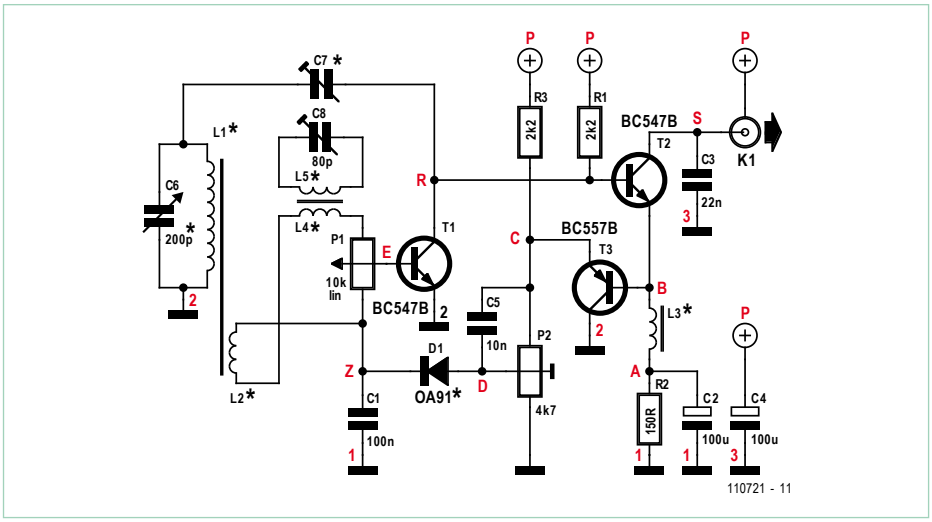



Bild 1. Das Schaltbild. Die in rot angegebenen Bezeichnungen entsprechen den Lötfeldern in Bild 2.

50 mm und 90 mm Länge, wobei der längere natürlich ein höheres Antennensignal liefert. Alle Spulen (L1 bis L5) werden mit Kupferlackdraht von etwa 0,2 mm Durchmesser (nicht kritisch) gewickelt. Die Spulen L1 und L2 werden auf ein Kunststoff-Rohr (z.B. PVC) oder ein Karton-Rohr gewickelt und auf den Ferritstab aufgeschoben. Der Durchmesser dieses Rohrstücks als Spulenträger richtet sich daher nach dem Durchmesser des Ferritstabs. Um parasitäre Kapazitäten zu vermindern wird L1 in drei Kammern zu je 90 Windungen aufgeteilt, es ergibt sich eine Induktivität von ca. 5,5 mH. Die Wicklung L2 besitzt 50 Windungen. Die einzelnen Kammern werden durch isolierende Ringe abgeteilt. Dafür kann man zum Beispiel von einem PVC-Rohr kurze Stücke absägen und schlitzen, so dass man sie auf den Spulenträger aufschieben kann(**Bild 3**). Die Anzahl der Windungen von L1 hängt vom Wert von C6 und dem $A_L$-Wert des Ferritstabs ab. Die angegebenen Windungszahlen sind für einen Ferritstab von etwa 90-110 mm Länge und einen Abstimmkondensator (Drehkondensator) von etwa 200 pF dimensioniert.

Die Verbindung der Spulen mit dem Rest der Schaltung erfolgt über ein Stück Lötleiste oder ein Stückchen Lochrasterplatine mit vier Lötfeldern. Zur Befestigung dienen einfache Haushalts-Gummiringe.

HF-Drossel L3 besteht aus 85 Windungen auf einem 9 mm-Ferritring (z.B. Conrad Best.-Nr.: 50-79-62), so erhält man eine Induktivität von etwa 3,2 mH.

Die Spule L5 des Bandpasses hat 40 Windungen auf einem gleichen Ferritring (Induktivität ca. 750 µH), die Koppelwick-

| | | | |
|---|---|---|---|
| Z | D | C | P |
| 1 | 2 | B | 3 |
| A | E | R | S |

110721 - 12

Bild 2. Die Anordnung und Bezeichnung der Lötfelder.

Bild 3. Spulen L1 und L2 werden auf einen Ferritstab mit etwa 8 mm Durchmesser und 90-100 mm Länge gewickelt.

Bild 4. Diese Nahaufnahme zeigt, wie die Bauteile auf die Platine zu löten sind.

| Tabelle 1. Beim Musteraufbau gegen o V gemessene Spannungen der Lötfelder. | | |
|---|---|---|
| **Lötfeld** | **Spannung** | **Bemerkung** |
| P | 1,315 V | Batterie schon ziemlich entladen |
| A=B | 0,15 V | |
| C | 0,745 V | |
| D | 0,64 V | |
| Z=E | 0,6 V | |
| R | 0,79 V | |
| S | 1,23 V | Kopfhörer mit 2x42 Ω (gemessen) in Serie |

Bild 5. Zwei verdrillte Drähte bilden den „Trimmkondensator“ C7.

lung L4 besitzt 7 Windungen. Mit Trimmkondensator C8 (6 bis 80 pF) und unter Berücksichtigung der parasitären Kapazitäten wird so der KW-Bereich unterdrückt (der Autor hat einen starken KW-Sender in der Nähe). Hat man keine starken KW-Signale zu befürchten, kann man den Bandpass (L4/L5/C8) auch weglassen und L2 direkt mit P1 verbinden.

Wenn der Drehko C6 (wie üblich) zwei Plattenpakete aufweist, werden diese parallel geschaltet. Drehko und P1 (sowie der Bandpass, falls vorhanden) werden zusammen auf ein Stück einseitig kaschiertes Platinenmaterial von 50 x 15 mm montiert. Es gibt kein Platinenlayout. Vielmehr bohrt man zuerst die benötigten Löcher in die Platine und unterteilt dann auf der Kupferseite der Platine die Kupferschicht mit Sägestrichen (Nuten) in parallele Streifen, Dann kann man diese kleine Platine mit den Bauteilen bestücken. Eine Lochraster-Streifenplatine wäre ebenfalls verwendbar, dann erspart man sich das Sägen und bohren.

Die anderen Bauteile werden auf der Hauptplatine bestückt. Auch hier wird die Kupferseite der einseitig kaschierten Platine mit der Säge unterteilt, und zwar in zwölf quadratische Felder (10 mm x 10 mm). Man sägt also Nute in die Kupferfläche, die tief genug sind, um die quadratischen Kupferinseln voneinander zu isolieren. Diese Methode wurde von einem brasilianischem Funkamateur (PY2OHH) übernommen. In **Bild 2** ist die Unterteilung und die Bezeichnung der Lötfelder zu sehen. Diese Bezeichnung korrespondiert mit den im Schaltplan rot bezeichneten Anschlusspunkten und den in **Tabelle 1** aufgeführten Spannungen. In **Bild** 4 sieht man die bestückte Platine. Die Bauteilanschlüsse müssen so kurz wie möglich sein und bei Kurzschlussgefahr durch Isolierschläuche geschützt werden.

Der Trimmkondensator C7 wird selbst hergestellt, er besteht nämlich aus zwei verdrillten Stücken CuL. Die Einstellung erfolgt mittels Seitenschneider (1 cm entspricht etwa 2 pF). Er ist in **Bild 5** zwischen der Platine und dem Ferritstab zu sehen. Poti P2 kann man auch nach einmaligem Abgleich ausbauen, ausmessen und durch einen Spannungsteiler aus zwei Festwiderständen ersetzen.

Die Platine wird mit einer Schraube durch das Lötfeld Nr. 3 im Gehäuse befestigt.

Um eine Impedanz von 64 Ω zu erreichen, werden die beiden (dynamischen) Schallwandler des Stereo-Kopfhörers vor dem Anschluss an K1 in Reihe geschaltet. Es werden nur die beiden Anschlüsse einer 3,5-mm-Stereo-Kopfhörerbuchse verwendet, die mit den Ringen des 3,5-mm-Stereo-Kopfhörersteckers verbunden sind (Anschlüsse und Widerstand mit dem Ohmmeter kontrollieren).

**Bild 6** zeigt den Musteraufbau des Autors.

Bild 6. Der fertige Empfänger in einem Eigenbau-Acrylgehäuse.

## Inbetriebnahme

Zunächst werden die Verdrahtung und Polaritäten der Bauteile geprüft, dabei ist besonders darauf zu achten, dass alle Anschlussdrähte ausreichend voneinander entfernt (isoliert) sind, um Kurzschlüsse zu vermeiden. Danach wird – noch ohne angeschlossenen Kopfhörer - die Batterie angeschlossen und die Stromaufnahme kontrolliert, die unter 1 mA liegen sollte.

Danach schließt man anstelle des Kopfhörers das mA-Meter an und stellt P2 so ein, dass ein Strom von 1 mA (als Kollektorstrom von T2) angezeigt wird. Wie schon beschrieben, kann man P2 anschließend ausmessen und durch zwei Widerstände mit dem gleichen Teilerverhältnis ersetzen. Als Anhaltspunkt sind in Tabelle 1 die an den Lötfeldern der Prototypen-Platine gemessenen Spannungen (bezogen auf 0 V) angegeben. Vor dem Abgleich sollte man darauf achten, dass alle Bauteile stabil montiert sind, da jede Änderung der Position auch zu einer Änderung der parasitären Kapazitäten und Induktivitäten führt, die mit der jeweiligen Einbaulage variieren. Man beginnt den Abgleich am besten mit einem absichtlich zu hoch gewählten Wert des „Drahtkondensators“ C7 (z.B. 10 bis 15 cm verdrillt). Danach dreht man P1 so weit hoch, bis der Oszillator mit T1 durch die Rückkopplung zu schwingen beginnt, die Frequenz der Schwingung wird durch

C6 und L1 bestimmt und kann mit einem in unmittelbarer Nähe aufgestellten Langwellen-Empfänger festgestellt werden. Um die Frequenzeinstellung unserer Schaltung zu überprüfen, reicht es aus, diesen Empfänger auf das untere Ende des LW-Bereiches einzustellen und C6 *ganz* langsam zu verändern. Bei Erreichen der Resonanz-Frequenz hören wir im Kopfhörer ein charakteristisches Interferenzpfeifen. Wiederholen Sie diesen Vorgang am oberen Ende des LW-Bereiches. Falls das obere Bereichsende nicht erreicht wird, sollte man einige Windungen von L1 entfernen oder eventuell nur ein Plattenpaket von C6 verwenden. Reicht der Bereich nicht weit genug nach unten, muss man einige Windungen nachlegen. Man kann auch einen Trimmkondensator parallel zu C6 anschließen und damit (bei ganz eingedrehtem Drehko) das untere Bereichsende abgleichen.

Sofern die Schaltung mit dem optionalen Bandfilter ausgestattet ist: Anschließen des Kopfhörers, Anlegen der Versorgungsspannung, Einstellen von P1 gerade unter dem Oszillationspunkt (falls nötig, C7 etwas kürzen, um einen ausreichenden Einstellbereich von P1 zu erhalten) und mittels Kontrolle durch den Kopfhörer Kondensator C6 und Ausrichtung der Antenne auf maximale Lautstärke des Störsignals einstellen. Danach langsam C8 einregeln, um das Störsignal möglichst stark abzuschwächen (falls möglich einen Schraubendreher aus Kunststoff oder Messing benutzen, da die bloße Anwesenheit einer eisenhaltigen Metallklinge die Einstellung beeinflusst). Schließlich wird C7 (mittels Seitenschneider, Millimeter für Millimeter, **nicht kurzschließen !**) so eingestellt, dass mit P1 ein möglichst großer Einstellbereich im ganzen LW-Bereich abgedeckt wird, ohne dass Oszillation einsetzt.

Beachten Sie, dass ein Empfänger mit Ferritantenne sehr richtungsempfindlich ist: er muss horizontal und quer zur Richtung des Senders ausgerichtet sein.

Dieser Empfänger ist für Walkman-Kopfhörer (Kapseln in Reihe geschaltet = 64 Ω) ausgelegt, er arbeitet aber ebenso mit (dynamischen) Kopfhörern, die eine höhere Impedanz (z.B. 600 Ω) aufweisen.

(110721)

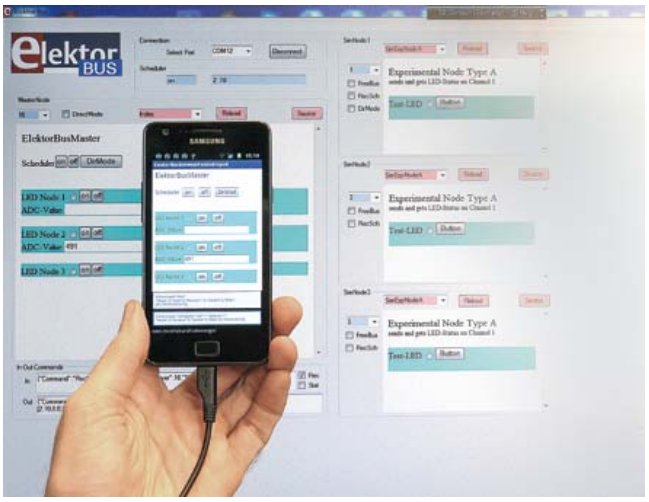
[1] www.ak-modul-bus.de
(Bauelemente > Passive Bauelemente)

Anzeige

# Hier kommt der Bus (11)

## Simulieren geht über Studieren!

Bei der Entwicklung von Bus-Anwendungen ist es mitunter etwas hinderlich, immer mit dem ganzen Equipment hantieren zu müssen. Die neue PC-Software simuliert daher bis zu drei frei programmierbare Knoten, die sich auch mit echten Busteilnehmern und einem anderen Master (etwa auf dem Smartphone) unterhalten können. So kann man eine Steuerung ganz ohne, aber auch mit Bus-Hardware entwickeln und testen – und lernt beim Ausprobieren viel dazu.




Von Jens Nickel

Nach einem eher gemütlichen letzten Teil nimmt unser Bus jetzt wieder Fahrt auf. An verschiedenen Stellen wird fleißig an C-Code, neuer Hardware und Bus-Applikationen gearbeitet. So ist mein Kollege Raymond Vermeulen aus dem Elektor-Labor damit beschäftigt, eine kompakte Schalt(er)-Platine für den Einbau zu entwickeln. So bald diese fertig ist, wollen wir einmal einen richtigen Praxis-Bus aufbauen, der mehrere Räume (also zig Meter) in unserem kleinen Schlösschen (=Verlagszentrale) überbrückt.
Im Zuge dieser Entwicklungen hat sich schon einiges an Hardware auf meinem Tisch angesammelt. Immer wieder muss etwas neu geschraubt, gesteckt und programmiert werden, wenn ich von einer Bus-Anwendung auf die andere wechseln möchte. Und so richtig mobil bin ich mit dem ganzen Equipment auch nicht.
Da die ganze Bus-Kommunikation aber schön „in Software“ abgewickelt wird, müsste es ja eigentlich leicht möglich sein, solche Hardware auch zu simulieren. Man könnte dann auf jedem beliebigen Computer eine Bus-Steuerung entwickeln und testen, die nach dem bisher vorgestellten Konzept aus einer HTML-Oberfläche und etwas Javascript besteht.

### Einfach programmierbar

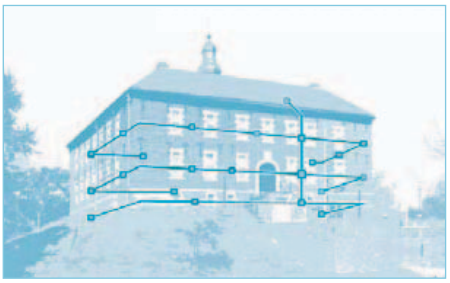
Nach ein paar langen, recht einsamen Abenden hier im Schloss ☺ ist ein stark erweiterter *ElektorBusBrowser* herausgekommen, den man wie immer von der Projektwebsite als VB.NET-Source und als .exe-Datei downloaden kann. Die Software ist schematisch in **Bild 1** gezeigt. Wie bisher stellt sie einen *Host* für eine Bus-Steuerung (Master) dar. Diese kann mit etwas HTML- und Javascript-Kenntnissen auch von Einsteigern programmiert werden und wird in Form von einer (oder mehreren) .htm-Datei(en) gespeichert. Das Konzept sei hier nochmals kurz zusammengefasst [1]. Wenn der Anwender zum Beispiel einen Button in der HTML-Oberfläche drückt, dann stellt die mitgelieferte Javascript-Bibliothek JSBus ein kleines Nachrichten-Element (*Part*) zusammen, codiert dieses zu einer Message und reicht die Nachricht nach „draußen“ zum Host weiter, der sie schließlich auf den Bus gibt. Genauso läuft es auch in der anderen Richtung. Empfangene Messages werden vom Host zu Javascript weitergegeben; JSBus decodiert die Nachrichten anschließend zu Parts (das können zum Beispiel Messwerte oder auch ein Grenzwertalarm sein). Der Anwendungsentwickler muss nur noch dafür sorgen, dass die Messwerte in der HTML-Oberfläche dargestellt werden; ein paar Zeilen Javascript reichen hierfür aus. Der Protokollstack ist noch einmal in **Bild 2** dargestellt.

Da sich die Bus-Entwickler also sowieso mit (dem einfach erlernbaren) HTML und Javascript auseinandersetzen müssen, lag es nahe, das gleiche System auch zur Programmierung der simulierten Knoten (*SimNodes*) zu nutzen. Man muss für jeden Knoten nur eine entsprechende .htm-Datei erstellen, welche das User-Interface wie Tasten und LEDs sowie die Intelligenz des simulierten Busteilnehmers beherbergt. Selbstverständlich ist es auch möglich, dass zwei oder drei der simulierten Knoten mit der gleichen .htm-Datei beladen werden, dann verhalten sich alle diese Knoten gleich. Da sich deren Funktionen in vielen Anwendungen zumindest ähneln dürften, wird man später darauf hoffen können, dass ein anderer Entwickler

### Elektor Produkte & Service

- Experimental-Knoten (Platine 110258-1 oder 3er-Set Platinen 110258-1C3)
- USB/RS485-Konverter (fertig aufgebaut und getestet 110258-91)
- Gratis Software-Download

Alle Produkte und Downloads sind über die Website zu diesem Artikel erhältlich: www.elektor.de/110708



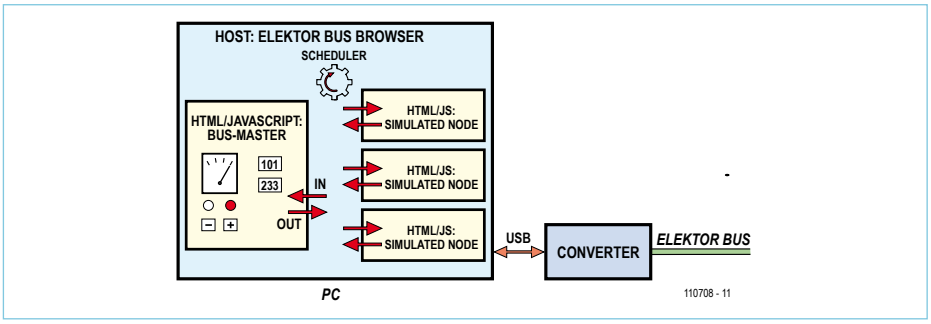



Bild 1. Wie gehabt ist das Host-Programm nur für die Bus-Basisfunktionen zuständig. Die Intelligenz des Masters und der simulierten Knoten besteht aus einem Stückchen Javascript.

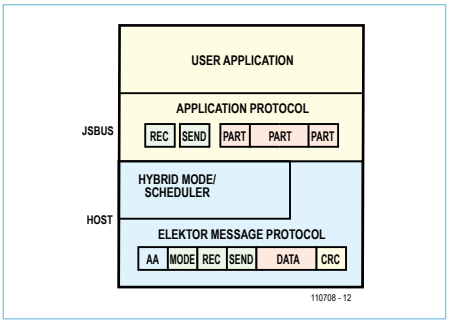



Bild 2. Protokollstack: Die Javascript-Bibliothek zerlegt die Bus-Message in Parts (z.B. Messwerte), die man bequem weiterverarbeiten kann [1].

schon eine passende Datei erstellt hat. Wir machen hier einmal den Anfang ;-) und stellen drei Typen von Knoten (siehe unten) zum Download zur Verfügung [2].

Übrigens hat die Sprache Javascript den Vorteil, dass sie im Wesentlichen die C-Syntax nutzt. Unsere spätere Bus-C-Bibliothek soll über ähnliche Funktionen verfügen wie die JSBus-Library, und so wird es möglich sein, Code ohne allzu großen Aufwand von einem virtuellen auf einen echten Knoten (oder umgekehrt) zu portieren.

## Frei wählbare Adressen

Die .htm-Dateien für die Simulation müssen sich genauso wie die Dateien „Index.htm“ und „JSBus.txt“ in einem Ordner namens „UIBus“ auf dem Desktop befinden. Die oberste .htm-Datei im Ordner, welche im Filenamen die Zeichen „Sim“ enthält, wird per Default für alle SimNodes voreingestellt (siehe **Bild 3**). Das Ganze macht natürlich nur Sinn, wenn man allen simulierten Knoten eine eigene Adresse zuteilt, was man mit der blau gefärbten Combobox erledigt. In den beiden vorangegangenen Teilen der Serie hatten wir die Senderadresse der Knoten fest in Javascript eincodiert. Eine solche .htm-Datei hätten wir also nicht gleichzeitig für mehrere Knoten nutzen können. Daher wurde die Javascript-Bibliothek nun noch

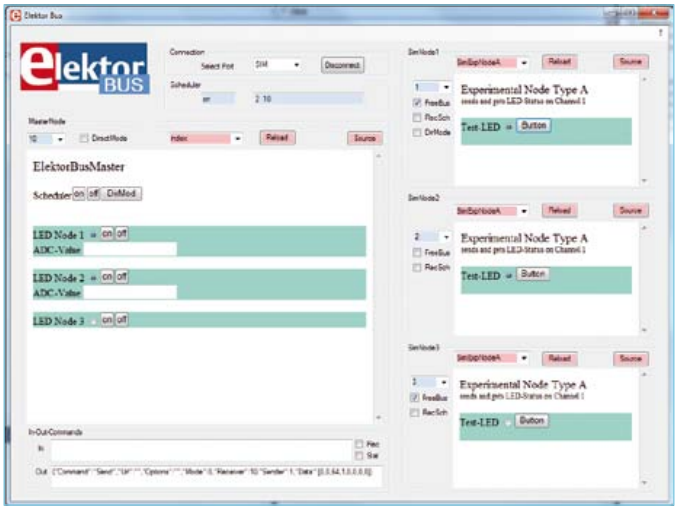



Bild 3. Der neue ElektorBusBrowser. Links ist die Master-Oberfläche zu sehen; rechts werden die simulierten Knoten angezeigt (hier alle vom Typ A).

um eine Variable `ownAddress` erweitert. Wenn man die kleine Combobox auf einen anderen Wert einstellt, dann reicht der Host die neue Adresse, die der Knoten haben soll, an Javascript weiter, und `ownAddress` wird entsprechend gesetzt. Die Variable kann man dann im Knoten-Code referenzieren. So versendet der Knoten (Typ A) den Status seiner Test-LED auf Channel 1 mit den folgenden Zeilen:

```
var parts = InitParts();
parts = TransmitValue(parts,
ownAddress, 10, 1, 0,
LedStatus);
SendParts(parts, true);
```

Gleich unter der Adressen-Combobox kann man bei jedem simulierten Knoten einstellen, ob er nur auf persönliche Aufforderung des Schedulers Nachrichten versenden darf oder auch in einer *FreeBusPhase* (siehe [3]). Der Host verschickt aber immer nur dann eine Nachricht des Knotens, wenn es auch etwas zu senden gibt. So zum Beispiel, wenn beim Knotentyp A die „Test-LED“ mit einem Druck auf den HTML-Button getoggelt wurde. Javascript leitet die entsprechende Message dann nach draußen zum Host weiter; dieser speichert die Nachricht so lange, bis der Knoten an der Reihe ist.

## Bus-Entwicklungsumgebung

Zum Ausprobieren lädt man das Zip-File zu diesem Artikel von der Elektor-Website [2] herunter, der darin enthaltene Ordner „UIBus“ muss dann auf den Desktop gezogen werden. Nach dem Start des neuen ElektorBusBrowsers zeigt dieser im großen Fenster links die Datei „Index.htm“ an, welche die eigentliche Bus-Steuerung enthält. Die Knotenadresse ist schon auf „10“ voreingestellt (Bild 3). Auf der rechten Seite werden drei simulierte Knoten vom recht simplen „Typ A“ gezeigt: Bei einem Druck

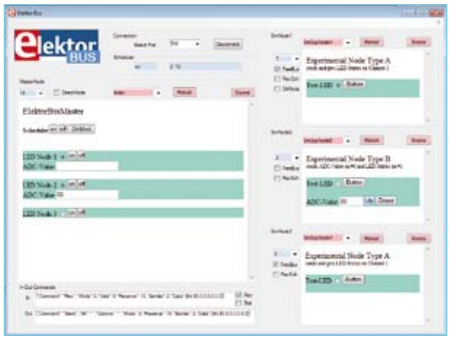


Bild 4. Der Knotentyp B versendet „Messwerte“, die man mit dem Up- und Down-Button einstellen kann.

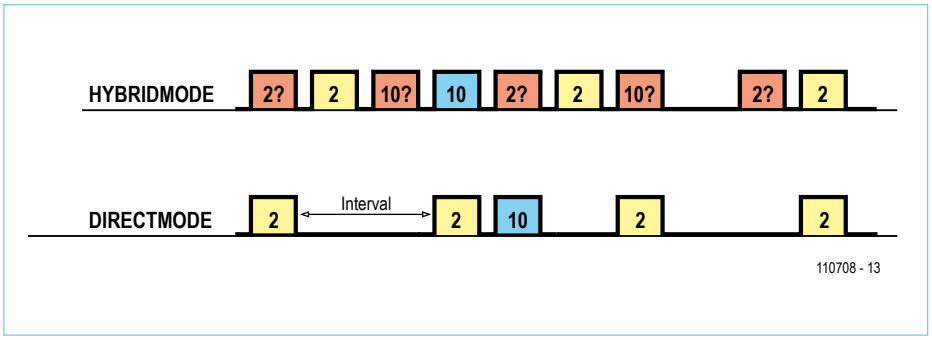



Bild 5. Wenn sich nur zwei Busteilnehmer unterhalten, benötigt man keine SchedulerMessages (rot). Beim *DirectMode* sendet der Slave (etwa ein Messgerät) in festgelegten Intervallen, eventuelle Steuernachrichten des Masters folgen dann unmittelbar.

auf den HTML-Button wird die „Test-LED“ getoggelt, der LED-Status (0 oder 1) wird auf Channel 1 über den Bus an den Master gesendet. Umgekehrt empfängt der Knoten auch Befehle zum An- oder Ausschalten der LED.

Den Inhalt der .htm-Dateien kann man sich jeweils mit einem Druck auf den Button „Source“ ansehen. In einem Extra-Fenster wird dann der Quellcode dargestellt. Wie in [1] beschrieben, besteht er aus einem Verweis auf die Javascript-Bibliothek JSBus, dem eigentlichen Javascript-Anwendungscode und etwas HTML, welches die Nutzeroberfläche beschreibt. Man kann den Code in der großen Textbox jetzt auch editieren und mit „Save“ abspeichern. Wenn man im Hauptformular den Button „Reload“ betätigt, wird die veränderte HTML-Seite dargestellt; so kann man kleine Änderungen schnell testen.

Sehen wir uns nun einmal die Source des Typ-A-Knotens an. Man erkennt eine Funktion `ToggleLED`, die wiederum die Funktion `TransmitValue` aufruft. Diese wurde in JSBus neu implementiert. Sie ist vergleichbar mit `SetValue`, die wir schon aus Teil 9 kennen [1], nur dass hier kein Wert vom Master aus gesetzt wird. Stattdessen teilt ein Knoten dem Master einen (Mess-)wert mit.

Jetzt kommt es darauf an, ob Bushardware angeschlossen ist oder nicht. Zuerst der Fall mit angestecktem RS485/USB-Konverter: Da dieser immer auch die selbst gesendeten Messages empfängt, wird jedes Mal auch die bereits in den vorhergehenden Teilen beschriebene VB-Routine `ShowMessage` aufgerufen. Dort wird die Nachricht analysiert und weiterverarbeitet – wenn die Adresse mit einer der simulierten Knoten oder mit der Masteradresse übereinstimmt, wird sie an das entsprechende Javascript-Prögrämmchen weitergereicht.

Falls jedoch kein Konverter angeschlossen ist, müssen wir das sogenannte RS485-Echo simulieren. In der VB-Software ruft die Senderoutine `SendMessage` dazu die Routine `EchoMessage` auf, welche die Nachricht nach einer kleinen Verzögerung wiederum an `ShowMessage` weitergibt. Vorher aber muss der User in der Combobox ganz oben „SIM“ statt eines seriellen Ports auswählen und wie gehabt den „Connect“-Button betätigen.

## LEDs und Analogwerte

Egal ob mit oder ohne angeschlossenem Konverter: Nachdem Sie den Scheduler angeworfen haben, müssten sich die Test-LEDs der drei Knoten vom Master aus schalten lassen. Wenn man umgekehrt die Buttons der drei Knoten betätigt, sieht man, dass im Master nur die LED von Knoten 2 „mitzieht“. Dies liegt daran, dass nur Knoten 2 *scheduled* ist; bei den beiden anderen Knoten muss erst die „FreeBus“-Checkbox gesetzt werden. Man kann dann auch in der Simulation erkennen, dass die LEDs von Knoten 1 und 3 in der Master-Oberfläche schneller umschalten. Dies liegt daran, dass der Scheduler doppelt so oft eine FreeBus-Phase ausruft, wie er den Knoten 2 an die Reihe nimmt (Anmerkung: auf eine Kollisionserkennung in der FreeBusPhase haben wir hier verzichtet).

Nun schalten wir den mittleren Knoten einmal auf Typ B um (in der Combobox „SimExpNodeB“) auswählen (siehe **Bild 4**). Mit den Buttons „Up“ and „Down“ können wir ein Poti simulieren, das an einem der ADCs unseres Experimental-Knotens hängt. Noch ist das aber nicht so recht wirklichkeitsgetreu. Das Javascript-Prögrämmchen gibt nur dann eine Message mit dem neuen „Messwert“ nach draußen, wenn wir einen der HTML-Buttons drücken. Unsere echten Sensorknoten hatten bisher aber immer eine Message mit dem aktuellen Wert versandt, wenn sie vom Scheduler aufgerufen wurden. So sah man den Wert im Master immer ein wenig hin und her tanzen.

Die Reaktion auf die SchedulerMessages wird jedoch bisher komplett vom Host-Code abgehandelt, das Knoten-Programm bekommt hiervon nichts mit. Das ändert sich, wenn wir die Checkbox „RecSch“ (*ReceiveSchedulerMessage*) setzen. Nun gibt der Host auch die SchedulerMessages an Javascript weiter. Die JSBus-Library wurde so erweitert, dass in diesem Fall ebenfalls die Funktion `ProcessPart` im Knoten-Code aufgerufen wird (sie darf in keinem der .htm-Files fehlen). Dann aber mit dem Parameter `null`, der in Javascript einfach „Nichts“ kennzeichnet. Das Scheduling können wir nun im Code des Typ-B-Knotens abhandeln (siehe **Listing**). Damit sich auch in der Anzeige etwas tut, addieren wir gleich noch etwas Rauschen (`Noise`) auf den Messwert.

## Echte Knoten im Spiel

Mit echter Hardware am Bus funktioniert unser Master genauso. So zum Beispiel mit dem Experimental-Knoten aus Teil 8 [4], an den ein Fotowiderstand angeschlossen wird (Firmware „ElektorBus9.bas“). Wenn das EEPROM des Controllers nicht verändert wurde, besitzt dieser Busteilnehmer die Adresse „2“. Wir müssen dem mittleren simulierten Knoten daher eine andere Adresse geben; danach aber werden die Messwerte des Fotosensors sauber dargestellt. Parallel können aber auch die simulierten Knoten mitspielen, deren Messages ja immer tatsächlich auf den Bus gegeben werden.

Das Ganze funktioniert sogar, wenn man einen weiteren Master ins Spiel bringt. Auf meinem Schreibtisch liegt ja bereits seit längerem der Prototyp der Android-Inter-

face-Platine „Andropod“, und auch ein ElektorBusBrowser für Android ist inzwischen einsatzbereit (leider ist die passende Elektor-Platine noch nicht fertig, ich muss unsere Leser also nochmals auf das nächste Heft vertrösten ☹ ).
Wenn man die Dateien „Index.htm“ und „JSBus.txt“ auf dem Smartphone ablegt und den „ElektorBusBrowserForAndropod“ startet, sieht man dort die gleiche Benutzeroberfläche wie auf dem PC. Der Wert des Fotosensors wird dann sowohl auf dem kleinen als auch dem großen Computer dargestellt.
Dabei muss man allerdings darauf achten, dass man nur in einem der ElektorBusBrowser einen Scheduler anwirft. Dann lassen sich sowohl vom PC als auch vom Smartphone aus Steuernachrichten absetzen. Der jeweilige Master kann nämlich von einem internen und externen Scheduler angesprochen werden, prinzipiell also auch von einem Exemplar, das auf einem der ATmega-Controller läuft. Wer die bisherigen Bus-Artikel genau verfolgt hat, weiß, dass das mit der bisherigen PC-Software nicht ging, weil das Aufrufen des Masters direkt in der Schleife des (internen) Schedulers erfolgte. In der neuen Software des ElektorBusBrowsers sind beide Funktionen getrennt. Die Routine `ShowMessage`, die nach dem Empfang einer vollständigen Nachricht aufgerufen wird, behandelt jetzt auch die SchedulerMessages. Und wie oben beschrieben ist es dank des Echos egal, ob diese vom selben Programm oder einem anderen Sender verschickt wurden.

## Direkt geht’s besser

Die Funktion `ShowMessage` wurde zusätzlich noch für einen Betriebsmodus fit gemacht, bei der sich nur zwei Busteilnehmer ohne Mitwirkung eines Schedulers unterhalten. Der *DirectMode* funktioniert immer dann, wenn ein Teilnehmer (etwa ein Messgerät) in einem vorher festgelegten Intervall Nachrichten versendet. Der andere Teilnehmer nutzt diese Nachrichten dann gleichzeitig als Taktgeber: Falls beispielsweise eine Steuerung eine Nachricht an das Messgerät zu versenden hat, schickt sie diese Message gleich anschließend heraus (siehe **Bild 5**).
Noch nicht implementiert, aber ebenfalls eine Möglichkeit ist der umgekehrte (klassische) Ansatz: Der Master gibt den Takt vor, der Slave antwortet. Im Wechsel mit dem Messgerät kann der Master so Steuerbefehle absetzen, aber auch Messwerte abfragen (der Kasten zeigt, wie ein solcher Abfrage-Befehl codiert werden muss).
Mit dem DirectMode läuft die Thermometer-Anwendung aus dem letzten Teil [5] viel besser, eine angepasste BASCOM-Firmware („ElektorBusDirectMode.bas“) findet man unter [2]. Sobald man den Temperatursensor-Knoten mit dem entsprechenden Hex-File programmiert hat, sendet dieser ohne äußeres Zutun etwa alle 500 ms einen neuen Temperaturwert an den Master. Umgekehrt gehen von dort aus Nachrichten zum Messgerät, welche die Einheit und Skalierung umschalten (funktioniert nun viel zuverlässiger). Laden Sie im neuen ElektorBusBrowser einmal die Datei „IndexTemp“ in den Masterknoten und probieren Sie es aus. Bevor der Master Nachrichten im DirectMode versenden kann, ist aller-

**Listing 1: Der Knoten-Code reagiert auf die SchedulerMessage (part==null) mit dem Versenden einer Nachricht (Auszug aus „SimExpNodeB.htm“).**

```
function ProcessPart(part)
{
  if (part==null)
  {
    if (Noise==1) {Noise=-1} else {Noise=1};
    SensorValue = SensorValue + Noise;
    TextboxSetvalue("SValue", SensorValue);

    var parts = InitParts();
    parts = TransmitValue(parts, ownAddress, 10, 0, 0, SensorValue);
    parts = TransmitValue(parts, ownAddress, 10, 1, 0, LedStatus);
    SendParts(parts, true);
  }
  else
  {
    if (part.Channel==1)
    {
      LedStatus = part.Numvalue;
      RadioButtonSetvalue("LED",LedStatus);
    }
  }
}
```

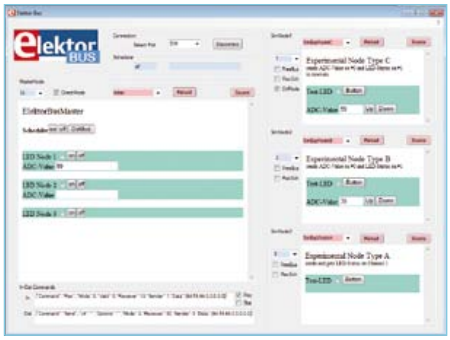


Bild 6. Der DirectMode in der Simulation. Der simulierte Knoten oben sendet periodisch Messwerte.

dings erst die gleichnamige Checkbox zu setzen (**Bild 6**). Man darf auch nicht vergessen, dass keiner der simulierten Knoten die Adresse 2 belegen darf!
Auf dem Smartphone hat man naturgemäß etwas weniger Platz für solche Steuerelemente; daher gibt es nun außerdem die Möglichkeit, den DirectMode auch von der HTML-Benutzeroberfläche aus anzuschalten (siehe den HTML-Button „DirMode“ in Bild 6).

## Wiederholungs-Funktion

Natürlich wollen wir das Ganze auch gleich einmal simulieren. Der Knotentyp C kann Nachrichten zeitgesteuert versenden, für einen Test laden wir den Code „SimExpNodeC“ in den obersten simulierten Knoten und setzen die Checkbox „DirMode“ (wie in Bild 6 gezeigt). Im Javascript-Code ist folgende Zeile für das periodische Senden zuständig:

```
var sendinterval =
setInterval(„SendValues()“,
500);
```

Als ersten Parameter erwartet die Funktion `setInterval` den Namen einer anderen Funktion, die regelmäßig aufgerufen werden soll; als zweiter Parameter wird die Intervall-Zeit in Millisekunden angegeben. Zurückgegeben wird eine Variable, die den periodischen Vorgang eindeutig kennzeichnet; auf diese Weise lassen sich die Wiederholungen mit `clearInterval(sendinterval)` stoppen. Das zeigt wieder recht schön, wie einfach mit Javascript programmiert werden kann.
Kleine Aufgabe für die Fortgeschrittenen: Der Code der Steuerung und des „Messgeräts“ soll nun so erweitert werden, dass sich die Intervall-Dauer vom Master aus auf 250 und 125 ms umschalten lässt (siehe [5]). Die neu implementierte, passende Funktion in JSBus heißt `SetIntervalValue(parts, sender, receiver, channel, mode, interval, numvalue)`, der Typ des Parts `PARTTYPE_INTERVAL`. Außerdem wurden noch ein paar Konstanten wie `INTERVAL_MILLISECONDS` definiert. Schauen Sie sich das am besten einmal in „JSBus.txt“ an. Die Lösung dieser kleinen Hausaufgabe findet man dann in den Dateien „IndexInterval.htm“ und „SimExpNodeC2.htm“.

In den kommenden Heften fährt der ElektorBus weiter – aber jeweils unter einer anderen Überschrift. In der Februarausgabe stellen wir die Android-Interface-Platine „Andropod“ vor, die mit einer RS485-Erweiterung ausgestattet ist. Mit Hilfe dieses Boards lassen sich Android-Smartphones oder -Tablets als Bus-Steuerung einsetzen. Im Märzheft soll es dann mit der anfangs erwähnten RS485-Schaltplatine weitergehen. Über aktuelle Entwicklungen versorgen wir die Bus-Fans zusätzlich in unserer Rubrik „Labcenter“ in der Mitte unseres Hefts.

(110708)

**Entwickeln Sie mit! Hinweise, Ideen und eigene Anwendungen sind willkommen unter redaktion@elektor.de!**

## Weblinks

[1] www.elektor.de/110517
[2] www.elektor.de/110708
[3] www.elektor.de/110258
[4] www.elektor.de/110428
[5] www.elektor.de/110610

## Werte abfragen

Mit dem ApplicationProtocol ist es möglich, von einer Steuerung aus Soll-Werte auf einem Knoten zu setzen. Auch können Sensorknoten Ist-Werte mitteilen [4]. Bisher war es aber nicht möglich, einen Sensor oder Aktor gezielt zum Versenden dieser Werte aufzufordern (der Scheduler teilt ja nur Sendezeit zu, führt aber im strengen Sinne kein Polling von Werten durch). Auch brauchen wir noch ein Format, um absolut angegebene Grenzwerte zu übermitteln (bisher konnten wir nur den aktuellen Messwert als oberen oder unteren Grenzwert festlegen).

Diese Lücken werden nun geschlossen:

| **Werte abfragen** | | |
|---|---|---|
| | **Byte 1** | **Byte 2** |
| Messwert abfragen | 104 + CH | 240 ($F0_{hex}$) |
| Unteren Grenzwert abfragen | 104 + CH | 241 ($F1_{hex}$) |
| Oberen Grenzwert abfragen | 104 + CH | 242 ($F2_{hex}$) |

| **Grenzwerte absolut setzen** | | | |
|---|---|---|---|
| | **Byte 1** | **Byte 2** | **folgende Bytes** |
| Unteren Grenzwert setzen | 104 + CH | 217 ($D9_{hex}$) | Zahlenwert (2 oder 4 Bytes) |
| Oberen Grenzwert setzen | 104 + CH | 218 ($DA_{hex}$) | Zahlenwert (2 oder 4 Bytes) |

Mitteilen der absoluten Grenzwerte vom Sensor aus: Byte 1 = 72 + CH

(CH = Channel 0..7)

# *Elektor Academy* Web-Seminare - in Kooperation mit *element14*

Elektronik-Fans aufgepasst: *Elektor Academy* und die Community-Plattform *element14* präsentieren mehrere (englischsprachige) Webinare zu besonders interessanten Elektor-Projekten. Die Teilnahme ist komplett kostenlos! Sie müssen sich nur unter der Adresse www.elektor.de/webinar registrieren.

## Webinar-Programm:

**Let's Build a Chaos Generator!**
Datum: 15. Dezember 2011
Beginn: 16:00 Uhr (MEZ)
Präsentiert von: Maarten Ambaum und R. Giles Harrison (Reading University)

Dieses Webinar ist ein Making-Of des interessanten Chaos-Generator-Projekts, das im September und Oktober 2011 in Elektor vorgestellt wurde. Seien Sie in Wort und Bild dabei, wenn wir die OpAmps zum Glühen bringen!

**Here comes The Elektor Bus!**
Datum: 19. Januar 2012
Beginn: 16:00 Uhr (MEZ)
Präsentiert von: Jens Nickel (Elektor-Redakteur)

Zum ElektorBus-Projekt haben Dutzende Leser mit Ideen, Hinweisen und eigenen Entwicklungen beigetragen. Elektor-Redakteur Jens Nickel erzählt uns, wie alles anfing – doch er kann auch mit vielen Hintergrund-Details zu diesem interessanten Projekt aufwarten, das immer wieder knifflige Herausforderungen bereithält.

**The Making of an Improved Radiation Meter**
Datum: 16. Februar 2012
Beginn: 16:00 Uhr (MEZ)
Präsentiert von: Thijs Beckers (Elektor-Redakteur)

Dieses Webinar behandelt die Entwicklungsgeschichte und alle wichtigen Aspekte des sehr erfolgreichen Strahlungsmessers aus Elektor 11/2011. Dieses Low-Cost-Instrument ist in der Lage, verschiedene Arten von Strahlung, wie Alpha, Beta und Gamma mit Sensoren zu messen.

## Webinar-Archiv:

**Platino – an ultra-versatile platform for AVR microcontroller circuits**
Präsentiert von: Clemens Valens (Elektor)

**E-blocks, Twitter and the Sailing Club**
Präsentiert von: Ben Rowland und John Dobson (Matrix Multimedia)

**Webinar verpasst? Aufzeichnungen abrufbar unter www.element14.com!**

elektor ACADEMY the school of electronics

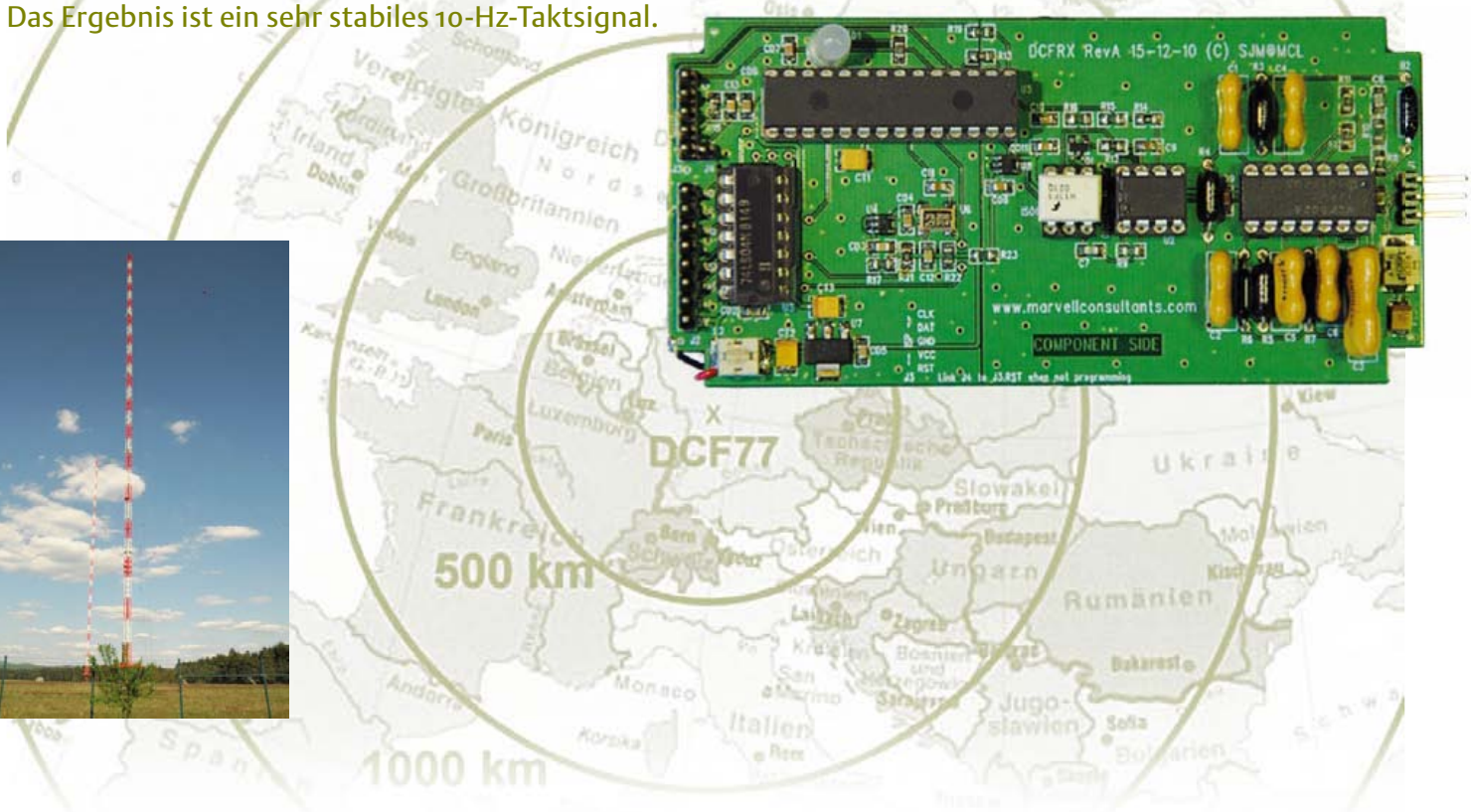
element14
www.element14.com

**Die Teilnehmerzahl ist begrenzt! JETZT ANMELDEN unter www.elektor.de/webinar!**

# Ultra-präziser DSP-basierter DCF77-Zeitsignal-Empfänger

## Besser als kommerzielle DCF-Empfänger...

Um die höchstmögliche Genauigkeit aus dem Zeitsignal des Mainflinger DCF77-Senders herauszukitzeln, nutzt dieses Projekt DSP-Algorithmen in einem preiswerten dsPIC33-Controller. So wird das amplituden-und phasenmodulierte Signal gefiltert und demoduliert. Das Ergebnis ist ein sehr stabiles 10-Hz-Taktsignal.




Von Steve Marchant (UK)

Kommerzielle DCF77-Receiver/Demodulatoren, zum Beispiel von Galleon Systems oder Conrad Elektronik, funktionieren zwar sehr gut und produzieren zuverlässige Zeitsignal-Impulse, doch die exakte Position dieser Impulse unterliegt im Vergleich mit einem „richtigen“ 1-Hz-Takt doch einem erheblichen Jitter. Über 10 ms Ungenauigkeit sind da nicht selten. Der Grund hierfür liegt im typischen Einsatz von Quarzen zur Extraktion der Trägerfrequenz. Ihre besonders schmale Bandbreite macht sie scheinbar ideal für diese Aufgabe, hat aber Timing-Probleme in der Demodulationsstufe zur Folge. Die preiswerten kommerziellen DCF77-Empfänger stellen außerdem am Ausgang weder einen stabilen, mit dem Trägersignal gekoppelten Takt zur Verfügung, noch decodieren sie die phasenmodulierte Zufallszahlenfolge, die ein sehr viel genaueres Timing ermöglicht und gerade bei geringerer Feldstärke deutlich zuverlässiger ist. Mit dem hier beschriebenen Verfahren kann man hingegen ein sehr präzises Taktsignal generieren.

### Hardware

Der Empfänger besteht aus zwei Teilen: Einer Platine mit dem eigentlichen Empfänger und einer aktiven Antenne. Auf diese Weise kann man die Antenne via Koaxkabel weit vom Empfänger

*Leserprojekte sind Beiträge von Elektor-Lesern für experimentelle Zwecke oder zur Anregung für andere Leser.*
*Die in dieser Rubrik vorgestellten Schaltungen wurden vom Elektor-Labor nicht auf Reproduzierbarkeit und Funktion getestet.*

entfernt anordnen, wodurch der Empfang deutlich weniger von Störstrahlungen anderer Geräte beeinflusst wird. Die Antenne besteht aus einen fertigen Ferritstab mit Spule und einem parallel geschalteten Kondensator, der eine Abstimmung auf 77,5 kHz erlaubt. Das Antennensignal wird von zwei phantomgespeisten Opamps verstärkt (siehe Bild 1), wodurch das Verbindungskabel zum Empfänger recht lang ausfallen kann.
Die erste Opamp-Stufe des Empfängers (Bild 2) sorgt für eine weitere Signalverstärkung und treibt eine Kette von drei weiteren

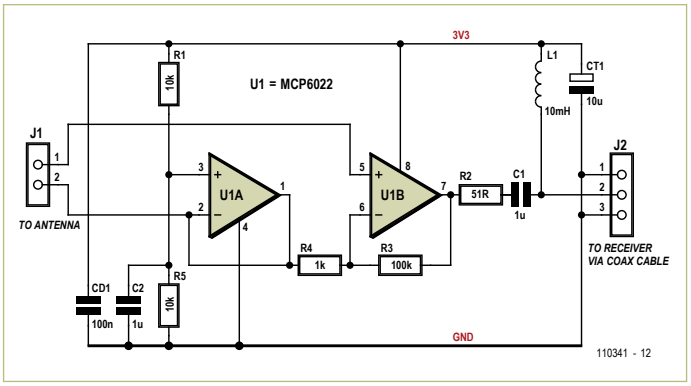



Bild 1. Schaltung der aktiven Antenne für DCF77. Die Elektronik wird phantomgespeist.

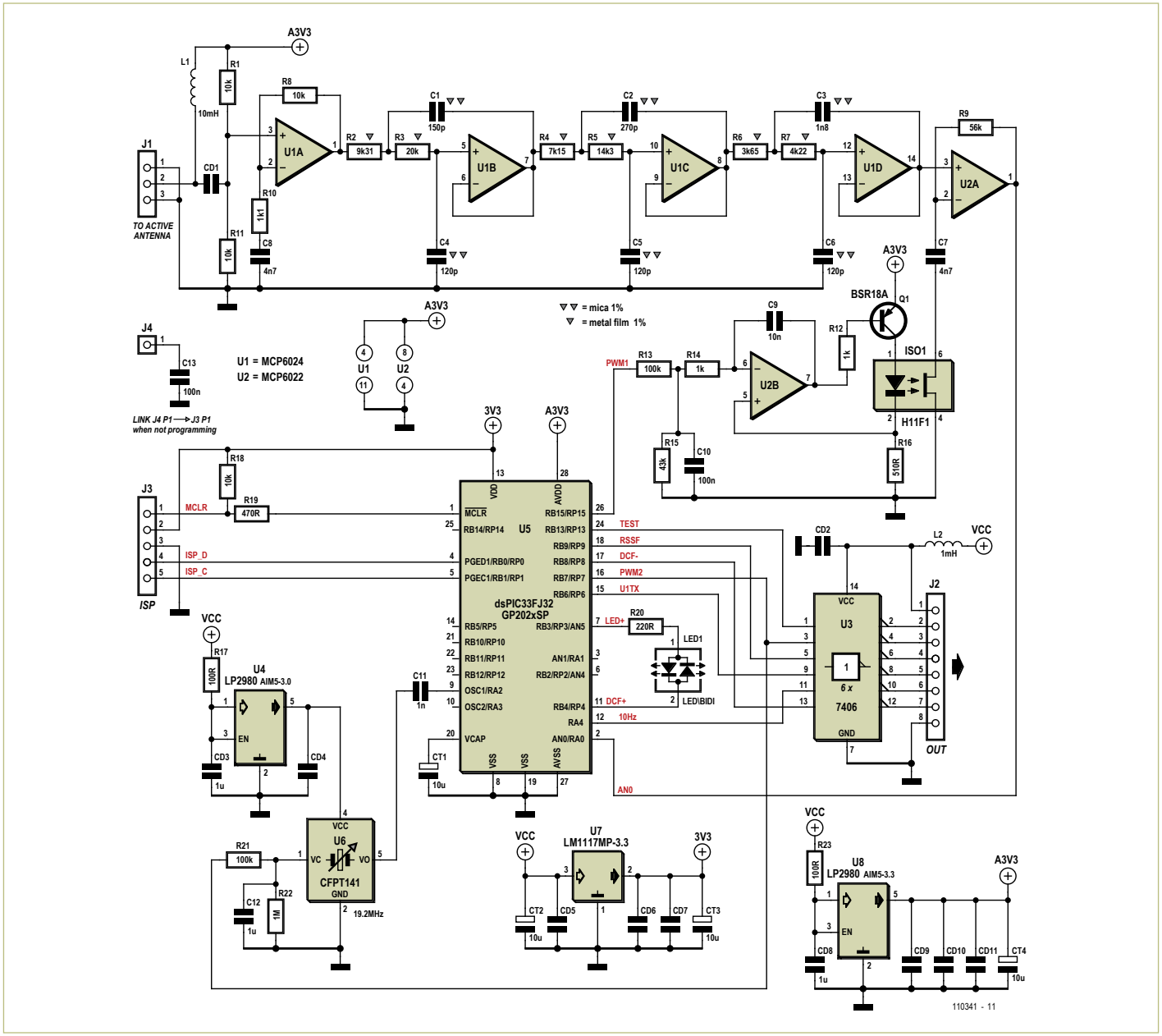



Bild 2. Die Schaltung des eigentlichen DCF-Empfängers enthält analoge und digitale Schaltungsteile.

| Anschlüsse | |
|---|---|
| **J1: Antennenanschluss (3-polig)** | |
| J1.1 | GND |
| J1.2 | HF-Signal |
| J1.3 | GND |
| **J2: Betriebsspannung und Ausgangssignale (8-polig)** | |
| J2.1 | 5 V / 100 mA |
| J2.2 | TEST-Ausgang, ändert sich, wenn die Hauptschleife zu viel Zeit braucht |
| J2.3 | VCXO-PWM-Signal für den Taktgenerator |
| J2.4 | unbenutzt |
| J2.5 | Serielles TTL-Signal mit 9600 Baud |
| J2.6 | 10-Hz-Referenz-Signal |
| J2.7 | DCF-Impuls-Ausgang, führende negative Flanke |
| J2.8 | GND |
| *Hinweis: Alle Ausgänge sind bei Verwendung eines 74LS06 vom Typ Open-Collector.* | |
| *Wird für IC3 ein 74HCT04 eingesetzt, erhält man Totem-Pole-Ausgänge.* | |
| **J3: PIC-ISP (5-polig)** | |
| J3.1 | MCLR |
| J3.2 | 3,3 V |
| J3.3 | GND |
| J3.4 | ISP Data / GPS-Referenz-Impuls-Eingang |
| J3.5 | ISP Clock |

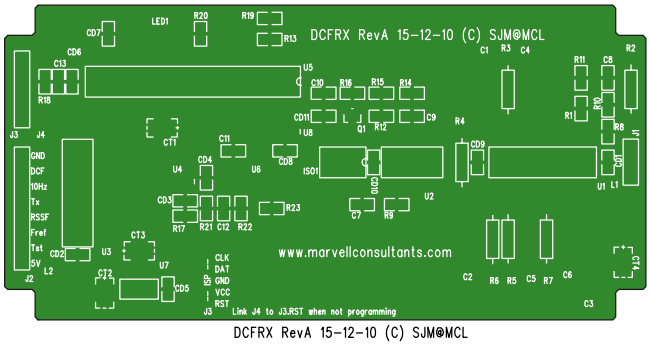



Bild 3. Bestückungsplan des Empfängers. Die Layout-Dateien sind kostenlos von [1] erhältlich.

Stufen, die zusammen als Tiefpass sechster Ordnung (Grenzfrequenz 78 KHz bei -1 dB und Dämpfung von –50 dB bei 232,5 kHz) die Anti-Aliasing-Filterung übernehmen. Nachfolgend wird das Signal mit einer Sample-Rate von 310 kHz ($f_s = 4f_c$) abgetastet und dann von einem mittels DSP realisierten 77,5-kHz-Kerbfilter behandelt, sodass man sich erst um die dritte Oberwelle bei 232,5 kHz kümmern muss. Die analogen Filter wurden mit Hilfe der kostenlosen FilterLab-Software von Microchip erstellt. Die indizierten Bauteile sollen eine Toleranz von 1% aufweisen. Der fünfte Opamp ist als einstellbarer Wechselspannungsverstärker geschaltet. Alle Opamps von IC1A bis einschließlich IC2A haben eine Gleichspannungsverstärkung von 1, weshalb sich die mit R1 und R11 am Anfang eingestellte halbe Betriebsspannung bis zum Ausgang von IC2A durchzieht. Am Ende ist direkt der Mikrocontroller mittels ADC-Eingang angeschlossen.

Die Verstärkung des Antennensignals wird von der Software automatisch (AGC) so eingestellt, dass am ADC-Eingang ein Pegel von etwa 3 $V_{ss}$ anliegt. Nach Demodulation durch die Software wird das DCF-Zeit-Signal an einen Open-Collector-Ausgang gelegt. Die einstellbare Verstärkerstufe um IC2A basiert auf dem speziellen Optokoppler H11F1 mit bidirektionalem FET, wodurch sich ein optisch gesteuerter Widerstand im Rückkopplungszweig von IC2A ergibt. Je heller die LED, desto niedriger der Kanalwiderstand des FETs und umso höher die Verstärkung. Die LED des Optokopplers wird vom U/I-Konverter um IC2B und T1 angesteuert. Am Eingang von IC2B liegt die Spannung eines PWM-Ausgangs des Controllers. Über dessen Tastverhältnis kann die Software die Verstärkung einstellen. Um einen an die DCF-Trägerfrequenz gekoppelten Takt für den Mikrocontroller zu erzeugen, wurde als Taktquelle mit IC6 ein spannungsgesteuerter Quarzoszillator verwendet. Auch hier wird die Regelung über das Tastverhältnis eines PWM-Ausgangs realisiert.

## Software

Ein dsPIC33 enthält einen 16-bit-Rechenkern mit gut 40 MIPS und neben RAM, Flash-Speicher und einiger Peripherie auch einen 12-bit-ADC mit einer Sample-Rate von bis zu 500 kS/s, der das HF-Signal problemlos mit 310 kHz Samplefrequenz abtasten kann. Der ADC-Teil des Controllers ist sehr gut konstruiert, denn sein Buffer enthält zwei Pages mit bis zu acht Samples. Er schaltet zwischen diesen automatisch um und setzt entsprechende Flags, um der Software mitzuteilen, dass neue Samples eingetroffen sind. Die Software bearbeitet vier Samples auf einmal in einer Endlosschleife, bei der jeder Durchlauf in weniger als 13 µs abgeschlossen sein muss – der Periodendauer des DCF77-Signals. Dazu reichen die verfügbaren 40 MIPS aber gerade nicht ganz aus, weshalb der Controller hier übertaktet wird.

Nach dem Einlesen der vier Samples (= 1 Periode) besteht die erste Aufgabe in der Kreuzkorrelation, der Multiplikation mit dem Sinus und Cosinus der zu extrahierenden Frequenz $f_c$. Digital besteht das lediglich aus {0,1,0,–1} und {1,0,–1,0} – die Multiplikationen sind also eher trivial. Alle vier Sinus- und Cosinus-Ergebnisse werden jeweils addiert und damit zwei Ring-Puffer mit einer Länge von je 120 Elementen gespeist. Die Gesamtsummen der beiden Ring-Puffer werden so vektoriell addiert:

$$\sqrt{(\sin^2 + \cos^2)}$$

und ergeben ein Amplituden-Resultat. Bei diesem gefilterten Amplitudensignal wird in den nächsten zwei Perioden Minimum und Maximum bestimmt. Von diesen Werten wird jeweils ein Schwellwert abgeleitet, mit dessen Hilfe eine Umwandlung in ein Binärsignal erfolgen kann. Dieses binäre Signal ist dann schon das rohe Zeitsignal und könnte so als Taktsignal weiterverwendet werden. Doch das geht noch besser.

Zuvor gilt es weitere Funktionsgruppen zu beleuchten. Zunächst der AGC-Teil: Die Software überprüft die vier ADC-Samples darauf, ob einige die untere oder obere Schwelle für den ADC-Eingang über- oder unterschreiten. Die Software ist bestrebt, den Pegel

## Debugging

Der Autor hat seinen Empfänger im rund 850 km vom DCF77-Sender entfernt gelegenen West Yorkshire (mitten in England) entwickelt. Auf Grund der dadurch bedingten geringen Signalstärke war eine hohe Verstärkung erforderlich. Wenn man deutlich näher an Mainflingen wohnt, könnte weniger Verstärkung besser sein, was sich durch einen geringeren Wert für R8 oder einen größeren Wert für R10 erreichen lässt. Bei geringer Feldstärke spielt auch die Antennenposition und ihre Ausrichtung eine entscheidende Rolle. Die breite Seite des Ferrit-Stabs sollte in Richtung Mainflingen (50° 2′ N, 9° 2′ O) ausgerichtet werden. Außerdem sollte man die Antenne von Interferenzquellen wie Computern, Monitoren und Schaltnetzteilen fernhalten. Besonders „elektronische“ Niedervolttrafos machen sich hier negativ bemerkbar. Sogar ein angeschlossener ICD2-Debugger beeinträchtigt die Signalqualität. Der serielle Debug-Ausgang liefert nichts, solange der Phasendecoder nicht eingerastet ist. Beim Einschalten passiert das dann, wenn die Takt-PLL einrastet und die LED von rot auf grün wechselt, was mindestens 10 s dauert. Dann muss ein brauchbares AM-Signal anliegen. An der LED kann man gut sehen, ob das Antennensignal verrauscht ist. Wenn die seriellen Daten fließen, stehen jede Menge Debug-Informationen zur Verfügung. Für einen vernünftigen Empfang sollte die Signalstärke >40 betragen. Dabei sollte die AGC nicht gegen die Extremwerte 0 oder 1.023 laufen. Außerdem sollte die Steuerspannung für den System-Taktoszillator nicht stark fluktuieren oder gegen die Extremwerte laufen.

am oberen Limit zu halten. Wenn keine oder nur wenige Samples die obere Schwelle überschreiten, dann wird die Verstärkung ein Stück erhöht. Wenn es zu viele Samples sind, wird sie entsprechend verringert. Da die Verstärkung letztlich vom Tastverhältnis eines PWM-Ausgangs abhängt, ändert die Software hierzu schlicht das zugehörige PWM-Register.

Ähnlich funktioniert auch der abstimmbare Taktgenerator: Ein fest an die Trägerfrequenz gekoppelter Takt (PLL) vereinfacht die Demodulation von phasenmodulierten Signalen nämlich deutlich. Hit Hilfe der Sinus- und Cosinus-Werte der Kreuzkorrelation ist es recht einfach, die Phase des Signals relativ zur Abtastfrequenz zu bestimmen. Und wenn man erst einen Wert für die Phasendifferenz hat, dann ist es einfach, eine PLL zu realisieren. Sowohl Sinus- als auch Cosinus-Daten dividiert durch die Amplitude sind ein Maß für die Phase. Dieser Wert wird direkt und über ein Software-Filter zur Steuerung eines weiteren PWM-Ausgangs benutzt. Nach einem RC-Tiefpass kommt das Signal auf den Steuerspannungseingang von IC6, womit die Regelschleife geschlossen ist. Der Takt steht nun in einem festen Verhältnis zur Trägerfrequenz, weshalb davon ein stabiles 10-Hz-Taktsignal zur beliebigen Verwendung abgeleitet werden kann. Die Software überwacht nun, ob die PLL „in lock“ ist. Andernfalls wird der 10-Hz-Takt solange ausgetastet, bis die PLL wieder einrastet.

Nun kann man endlich die phasenmodulierte Zufallszahlenfolge des DCF-Signals angehen. So eine Folge besteht aus 512 bit, von denen jedes für 120 Trägerperioden dazu verwendet wird, die Phase um ±13° zu verschieben. Die Modulation beginnt 200 ms nach der ansteigenden Flanke des AM-Zeit-Codes und dauert annähernd 793 ms. Da gleich viele Nullen und Einsen vorhanden sind, bleibt die Phase des Trägers „über alles“ von der Modulation unbeeindruckt. Die Software hat schon ein Maß für die Phase (stabilisiert durch die PLL), weshalb nun klar wird, weshalb hier eine Puffer-Größe von 120 Einträgen gewählt wurde. Der Code enthält noch einen weiteren Kreuz-Korrelator. Eine im Befehlsspeicher abgelegte Referenz-Bitsequenz wird mit der Träger-Phasenmessung alle 120 Perioden multipliziert und über 512 bit aufaddiert. Das Resultat hiervon ist ein Maß für die Korrelation zwischen der Referenz und der übermittelten Bitfolge. Sie hängt stark davon ab, wie gut die beiden Sequenzen übereinstimmen.

Bei hoher Übereinstimmung der Referenz-Sequenzen ergibt sich ein gutes Timing der Sekunden-Impulse. Tatsächlich ist im DCF-Signal ein Bit der Zeit-Code-Daten entweder normal oder als Komplement in der Sequenz codiert. Als Folge erhält man abhängig vom codierten Bit entweder eine positive oder negative Korrelation.

Doch wie erreicht man eine möglichst gute Übereinstimmung? In einer perfekten Welt mit unbegrenzter Rechenleistung könnte man alle Phasendaten für zum Beispiel eine Sekunde zwischenspeichern (77.500 Werte) und nach der höchsten Korrelation zur Referenz suchen, ausgehend von unterschiedlichen Startpositionen innerhalb der Daten. In der realen Welt reicht die Rechenleistung nur dazu aus, einen Satz von Korrelationen pro Sekunde zu berechnen. Von daher muss man einen Startpunkt festlegen und damit leben. Außerdem benötigt man eine Methode, um zu bestimmen, ob die Position in Ordnung geht oder nicht, sodass man den Startpunkt für die nächste Sekunde verändern kann.

Zur Gewinnung dieser Information wird eine weitere Kreuzkorrelation gerechnet, die um eine halbe Bit-Zeit versetzt ist und eine differentielle Bit-Sequenz nutzt, die aus der Eingangssequenz abgeleitet wurde. Man erhält dann ein Signal, das nach Korrektur bezüglich der Polarität der encodierten Daten dann Null wird, wenn die Übereinstimmung perfekt ist. Der Wert wird bei zu frühem Startpunkt negativ und bei zu spätem Startpunkt positiv. Mit diesem Verfahren wird permanent der nächste Startpunkt optimiert und eine gute Übereinstimmung erzielt. Ist Letzteres erreicht, dann können die Sekunden-Impulse mit einer sehr großen Präzision der führenden Flanke generiert werden. Ein Problem ist die Wahl des initialen Startpunkts, da die Korrelationsergebnisse nur für einen Wertebereich innerhalb der Zeit von ±1 bit beziehungsweise 120 Träger-Perioden oder 1,5 ms entfernt vom Optimum funktionieren. Für den initialen Startpunkt muss man sich daher auf das amplitudenmodulierte Signal verlassen. Die Software sucht nach einer sauberen negativen Flanke und setzt diese als Startpunkt. Bei gutem Empfang ist das kein Problem. Doch wenn der Phasen-Decoder nicht einrastet, muss man es nochmals versuchen. Hat er einmal eingerastet, dann ist diese Kopplung sehr robust und bleibt auch erhalten, wenn der Pegel so gering ist, dass sich keine amplitudenmodulierten Daten mehr extrahieren lassen.

Source- und Object–Code-Dateien für dieses Projekt sind wie immer kostenlos von [1] erhältlich.

### Serieller Datenausgang

Die Software stellt die phasenmodulierten Zeitsignal-Daten und einige zusätzliche Debug-Informationen an einer seriellen Schnittstelle mit 9600 Baud zur Verfügung. Jede Sekunde wird ein Datenpaket ausgegeben, wobei das Start-Bit des ersten Zeichens mit dem Sekunden-Impuls synchronisiert ist. Der serielle Ausgang liefert nur Daten, wenn der Phasen-Decoder läuft. Das Datenpaket kann eines von zwei Formaten haben:

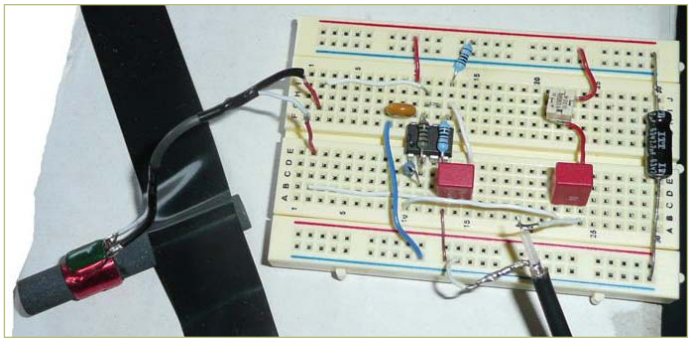


Bild 4. Die aktive Antenne wurde auf einem Steckbrett aufgebaut.

„!LDsseeeeddddpppaaayy“ oder
„:LDsseeeeddddpppaaayyooccrrrrrrzzzzz“

wobei
! = Übergang des Phasen-Decoders zwischen eingerastet und nicht eingerastet.
: = der Phasen-Decoder ist stabil.
L = Einrast-Status der Takt-PLL (0 oder 1).
D = Ausgang des Phasen-Decoders; Zeitsignal-Bit der vorherigen Sekunde.
ss = Signalstärke; <40 = schlecht, >100 = sehr gut, Maximum = 160.
eeee = Ausgang des Pseudo-Zufalls-Phasen-Korrelators.*
dddd = differentieller Ausgang des Pseudo-Zufalls-Phasen-Korrelators.*
ppp = gefilterter PWM-Wert des VCXO (PLL-Steuerspannung 0...1.023).
aaa = aktueller AGC-PWM-Wert (Steuerspannung 0...1.023).
yy = Signalamplitude am Ende der Phasenmodulation (0...160).
oo = Zustand des Phasen-Korrelators; –1 = Fehler, 0= schlecht, Maximum = 60.*
cc = letzte Anpassung des Startpunkts des Phasen-Korrelators.*
rrrrr = absolute Phase des GPS-Referenz-Eingangs, falls vorhanden (0...77.499).
zzzzz = absolute Phase der Sekunden-Impulse (0...77.499).

Alle Felder werden hexadezimal angegeben. * bedeutet, dass der Wert negativ sein kann; bei gesetztem MSB gilt der Komplementärwert; man addiere eine 1 und interpretiere den Wert als negative Zahl.

Der DCF-Ausgang der Platine entspricht dem eines gewöhnlichen AM-Empfängers, allerdings mit sehr viel höherer Präzision der führenden Impulsflanke. Der optimierte Impuls dauert 50 ms – danach übernimmt die Kurvenform des AM-decodierten Impulses bis 200 ms erreicht wurden. In der Zeit von 50...200 ms können bei schlechtem Empfang also durchaus Störungen auftreten. Das gilt auch für den Impuls der 59. Sekunde, der ja im AM-Signal fehlt. Der 50-ms-Impuls aus dem Phasen-Signal ist allerdings vorhanden. Wenn der Phasen-Decoder für Pseudo-Zufallszahlen nicht eingerastet ist, erscheinen keine Impulse am Ausgang. Interessant ist auch, dass die phasencodierten Daten für die Sekunden 59...9 zur Zeit alle als 1 codiert sind (im Gegensatz zu den AM-Daten), was für bestimmte Zwecke ausgenutzt werden kann.
Falls richtig angeschlossen, zeigt die LED bei eingerasteter Takt-PLL die AM-Impulse in grün an. Bei nicht eingerasteter PLL oder beim Start blinkt die LED rot.

## Aufbau

Die Platine des eigentlichen Empfängers ist doppelseitig und mit einer Mischung aus bedrahteten und SMD-Bauteilen bestückt. Bild 3 zeigt den Bestückungsplan. Die Layout-Dateien des Autors können kostenlos von [1] herunter geladen werden. Bild 4 zeigt den experimentellen Aufbau der aktiven Antenne. Hierfür gibt es (noch) keine Platine. Wenn Sie einen Entwurf hierfür zur Verfügung stellen wollen, können Sie das gerne im Elektor-Forum tun.

## Signalqualität

Beim DCF77-Signal gibt es zwei Ausbreitungswege: Die Bodenwelle ergibt im Radius von bis zu 1.000 km rund um Mainflingen brauchbare Pegel. Die von der Ionosphäre reflektierten Raumwellen variieren je nach Tages- und Jahreszeit erheblich. Normalerweise ist der Pegel nachts und im Winter stärker. Unglücklicherweise ist aufgrund der unterschiedlichen Laufzeiten auch die Phase relativ zur Bodenwelle variabel, was zu Fading mit Aussetzern und zu Phasenverschiebungen führt. Von daher wird es mit zunehmender Entfernung von Mainflingen immer schwieriger, nachts ein stabiles Signal zu bekommen. Tagsüber ist es zwischen 10:00 und 14:00 Uhr im Winter erfahrungsgemäß meistens möglich, ein Signal mit einer Abweichung von weniger als ±250 µs zu erhalten.

## Genauigkeit

Zur Überprüfung der Genauigkeit des Musteraufbaus wurde ein Eingang für einen GPS-Timing-Impuls (positiver Impuls mit 3,3 V Amplitude an J3.4) vorgesehen. Die Phase dieses Impulses und das

## Weitere Software-Entwicklung

Wer die Signallaufzeit kompensieren oder gar tiefer in den Code eintauchen möchte, der kann sich gerne den Source-Code herunterladen und damit experimentieren. Doch ein Anliegen hat der Autor: Bitte machen Sie eventuelle Bug-Fixes oder Verbesserungen für alle verfügbar! An Werkzeugen braucht man Microchips MPLab als IDE und den C30-Compiler, welche beide kostenlos von der C30-Webseite verfügbar sind.

Zur Übertragung der Firmware in den dsPIC33 benötigt man einen passenden ISP-Programmer. Die preiswerteste von MPLab unterstütze Variante ist PICKit3. Der Autor setzte einen ICD2 ein. Zum Anschluss an den fünfpoligen Port J3 muss man sich dann noch ein passendes Kabel anfertigen. Nochmals die Warnung: Bei angeschlossenem Programmer verschlechtert sich das DCF77-Signal!

der decodierten Sekunden-Marke sind Teil des seriellen Debug-Datenstroms. Beim Autor ergibt sich an einem guten Tag eine absolute GPS-Phase von typisch 32.547, die Phase des decodierten Sekunden-impulses liegt bei 32.768 (siehe Oszillogramm in Bild 5). Die Einheiten sind Träger-Perioden, sodass 221 Perioden gut mit der Signal-Laufzeit von 858 km aus Mainflingen übereinstimmen - rechnerisch wären dies nämlich 2,86 ms oder 221,8 Perioden. Langzeitdaten von GPS-basierten Messungen des Mustergeräts sind auf der Webseite des Autors zu sehen.

Für eine optimale absolute Genauigkeit ist eine Kalibrierung entweder des Taktgenerators oder des Empfängers erforderlich, um die Signallaufzeit der Bodenwelle auszugleichen. Aus diesem Grund ist ein Link zu www.daftlogic.com angegeben. Auf dieser Webseite kann man aus der Entfernung zu Mainflingen die zugehörige Signallaufzeit berechnen, wobei die Lichtgeschwindigkeit mit 300 km/ms oder 3,33 µs/km oder 0,2585 Trägerperioden/km angegeben wird. Die resultierende Zahl an Trägerperioden rundet man auf die nächste Integer-Zahl und gibt sie in den Source-Code ein, wenn sie kleiner als 378 ausfällt (siehe den Abschnitt „Propagation delay adjustment“ im Code). Größere Werte als 377 würden die Erzeugung von Sekunden-Impulsen behindern. Wenn die geänderte Firmware neu kompiliert ist, erreicht man damit am eigenen Wohnort eine absolute Präzision von ±250 µs am Tag — siehe Bild 6. Die Standard-Version der Firmware wurde ohne diese Korrektur compiliert.

(110341)

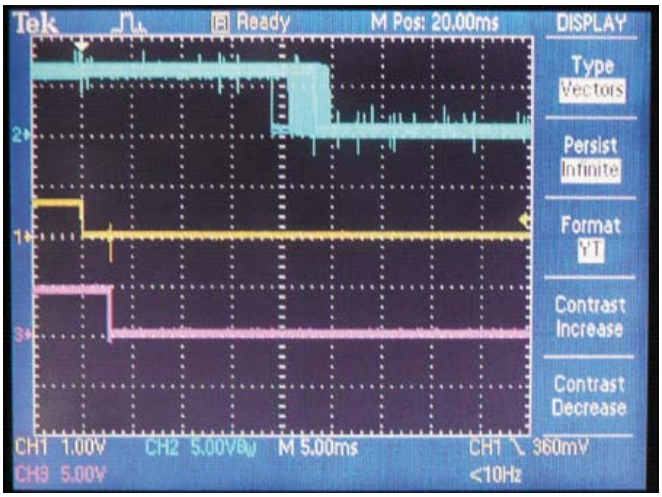



Bild 5. Ein Oszillogramm zeigt die Unterschiede: Oben (blau) = Galleon MSF Rxvr; mittlere Kurve (gelb) = GPS-Referenz; unten (pink) = DCF-Rx. Zwei Stunden = 7200 s Aufzeichnung von 14:30 bis 16:30 am 24.05.2011. Zuhause bei HX7 UK beträgt die Signallaufzeit 2,86 ms und die MSF-Verzögerung 0,3 ms.

## Kontakt zum Autor

steve@marvellconsultants.com

## Projekt-Webseite

[1] www.elektor.de/110341

## Weitere Webseiten

1. Webseite des Autors: www.marvellconsultants.com/DCF
2. Die Software für das digitale Sperrfilter mit Kreuzkorrelation ist inspiriert von „THE SCIENTIST & ENGINEER'S GUIDE TO DIGITAL SIGNAL PROCESSING“ von Steven W. Smith, erhältlich von www.analog.com: http://bit.ly/faQrb2. Das Original findet sich unter: www.analog.com/en/embedded-processing-dsp/adsp-21xx/processors/design-handbooks/scientist_engineers_guide/resources/fca.html
3. Entwickeln in C30 für dsPIC-Controller: www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS_GET_PAGE&nodeId=81
4. In-System-Programming für PIC-Mikrocontroller: www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS_GET_PAGE&nodeId=2519&param=en534451&page=wwwdevMPLABEmulatorDebuggers
5. Software FilterLab von Microchip: www.microchip.com/filterlab
6. DCF77-Details: www.ptb.de/en/org/4/44/442/dcf77_1_e.htm

http://hw-server.com/design/pcf8574/komponenta_pcf8574.html

http://elektronic-engineering.ch/microchip/datasheets/dcf77/dcf77.html

7. Google-Maps-Entfernungsrechner: www.daftlogic.com/projects-google-maps-distance-calculator.htm

Bild 6. Kurzzeitüberwachung des DCF77-Empfängers. Die roten Punkte zeigen die mittlere Timing-Genauigkeit während einer Periode von 200 s, während die grauen Linien die Standard-Abweichung während dieser Periode angeben. Die vertikale Achse ist 100 µs pro Skalenteil. Ein ideales Ergebnis wäre eine flache Linie in der Mitte. Die gelbe Linie zeigt die Signalstärke. Man beachte den Unterschied zwischen Tag (10 Uhr bis 14 Uhr) und Nacht.

# Von den Machern von Elektor!

Oder frei Haus unter www.elektor.de bestellen!

# Fledermaus-Sonar 2.0

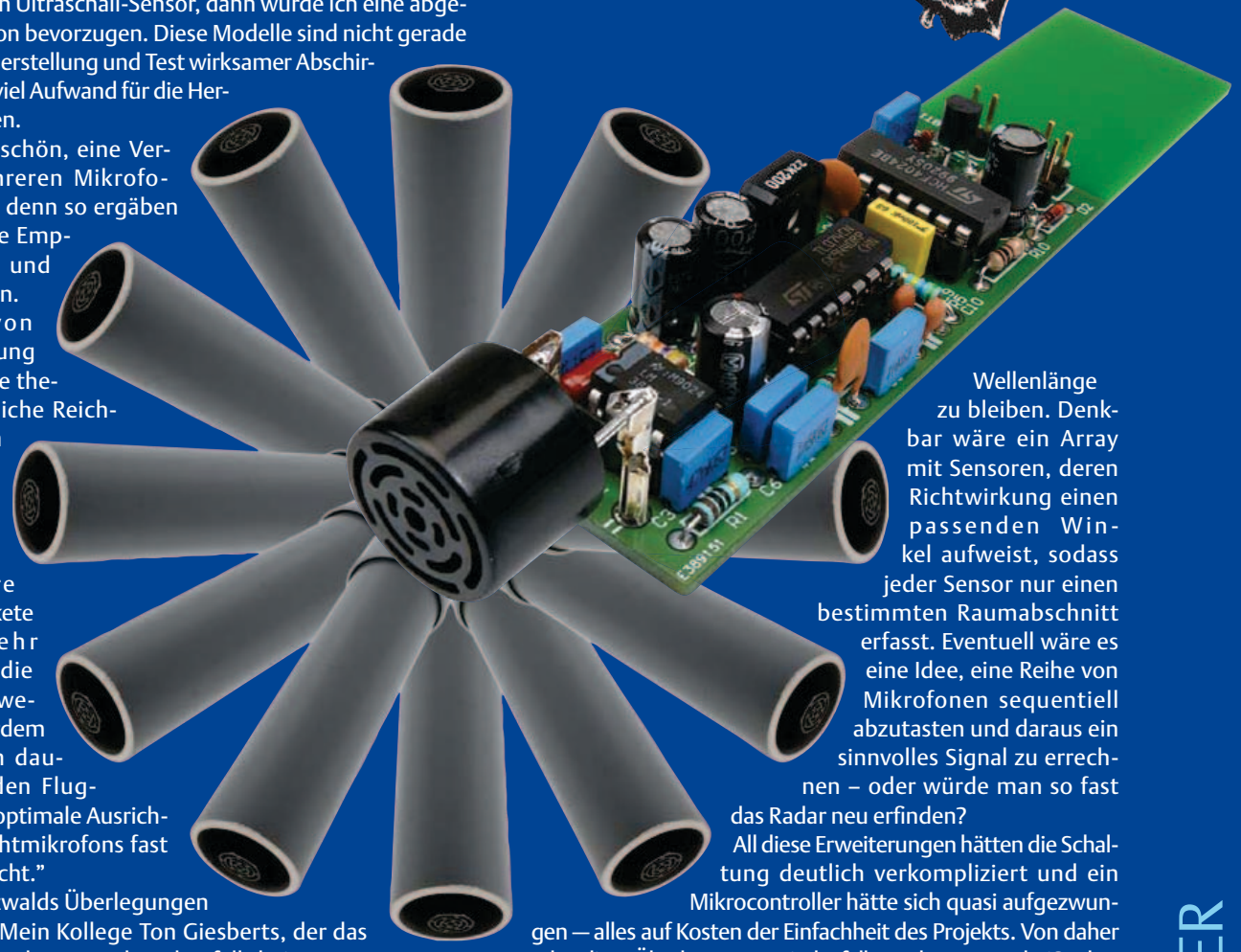
Von Thijs Beckers (Redaktion NL)

Matthias Schwarzwald schickte uns eine interessante Anmerkung zum Fledermaus-Sonar aus Elektor November 2011 [1]. Auch wenn ihm die SMD-freie Schaltung zugesagt hat und etliche Fledermaus-Fans sicher nicht zwangsläufig große Elektroniker sind, hätte er an einigen Stellen Bauteile mit höherer Qualität bevorzugt.

"Beispielsweise kann der 40-kHz-Ultraschall-Sensor lediglich die Hälfte der in Deutschland vorkommenden Fledermausarten detektieren. Etliche Arten „senden" auf anderen Frequenzen – manche sogar bei „tiefen" 20 kHz. Für die „Jagd" auf diese Spezies wäre eine passende Elektret-Mikrofon-Kapsel die bessere Wahl.

Wenn schon ein Ultraschall-Sensor, dann würde ich eine abgeschirmte Version bevorzugen. Diese Modelle sind nicht gerade preiswert, da Herstellung und Test wirksamer Abschirmungen wohl viel Aufwand für die Hersteller bedeuten.

Es wäre auch schön, eine Version mit mehreren Mikrofonen zu haben, denn so ergäben sich erweiterte Empfindlichkeiten und Richtwirkungen. Abhängig von der Richtwirkung bleibt sonst die theoretisch mögliche Reichweite von etwa 30 m auf nur wenige Meter beschränkt. Fledermäuse schicken ihre Ultraschall-Pakete nämlich sehr gerichtet auf die Reise und bewegen sich außerdem auf einer sich dauernd ändernden Flugbahn, was die optimale Ausrichtung eines Richtmikrofons fast unmöglich macht."



Herrn Schwarzwalds Überlegungen sind fundiert. Mein Kollege Ton Giesberts, der das Projekt im Labor betreute, hat ebenfalls beim Prototypen überlegt, ob er nicht einen Widerstand vorsehen sollte, über den eine Elektret-Kapsel versorgt werden könnte. Auch die Verwendung mehrerer Sensoren wurde in Erwägung gezogen. Bei einem Sensor-Array wäre es aber schwierig gewesen, die Signale korrekt zusammen zu fassen, ohne Probleme mit der Phasenlage zu bekommen. Bei 40 kHz beträgt die Wellenlänge in Luft nur 8,25 mm, wodurch es praktisch unmöglich ist, bei der Anordnung der Sensoren unterhalb der kritischen halben Wellenlänge zu bleiben. Denkbar wäre ein Array mit Sensoren, deren Richtwirkung einen passenden Winkel aufweist, sodass jeder Sensor nur einen bestimmten Raumabschnitt erfasst. Eventuell wäre es eine Idee, eine Reihe von Mikrofonen sequentiell abzutasten und daraus ein sinnvolles Signal zu errechnen – oder würde man so fast das Radar neu erfinden?

All diese Erweiterungen hätten die Schaltung deutlich verkompliziert und ein Mikrocontroller hätte sich quasi aufgezwungen — alles auf Kosten der Einfachheit des Projekts. Von daher wurden diese Überlegungen wieder fallen gelassen. Das heißt aber nicht, dass ein komplexerer und leistungsfähigerer Bat-Detektor nicht doch interessant wäre. Wenn sich jemand in dieses Thema verbissen hat und daran arbeitet, sollte er sich bei uns melden!

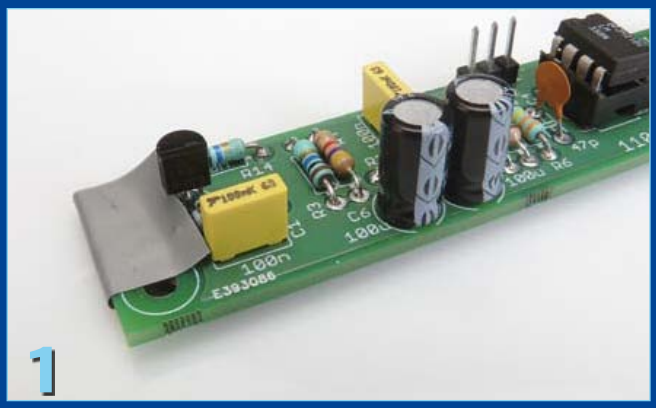
(120021)

## Weblink

[1] www.elektor.de/110550

LABCENTER

# Strahlungsmesser:



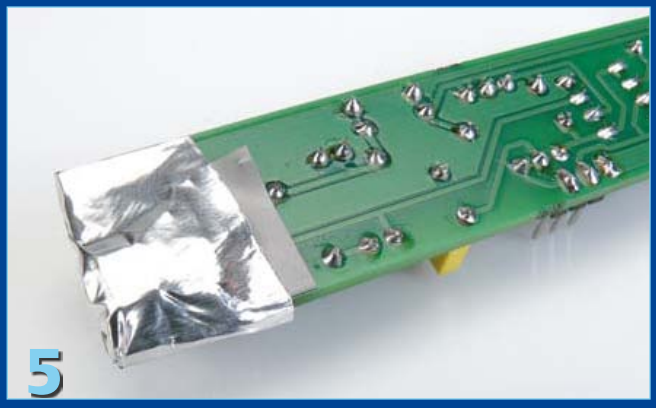
Von Thijs Beckers (Redaktion NL)

In dem Beitrag „Low-cost-Strahlungsmesser“ in Elektor 11/2011 [1] hatte der Autor darauf hingewiesen, dass die Fotodiode **BPW34** lichtdicht abgeschirmt werden muss. Um eventuell verbliebene Unklarheiten auszuräumen, soll diese Maßnahme hier anhand einiger Fotos demonstriert werden.
Mit einer Fotodiode wie der BPW34 kann Gammastrahlung nur dann gemessen werden, wenn die Fotodiode vollständig vom Umgebungslicht abgeschirmt ist. Da Gammastrahlung bestimmte lichtundurchlässige Materialien durchdringt, ist das Abschirmen gegen Umgebungslicht nicht schwierig. Bewährt haben sich zwei Methoden:

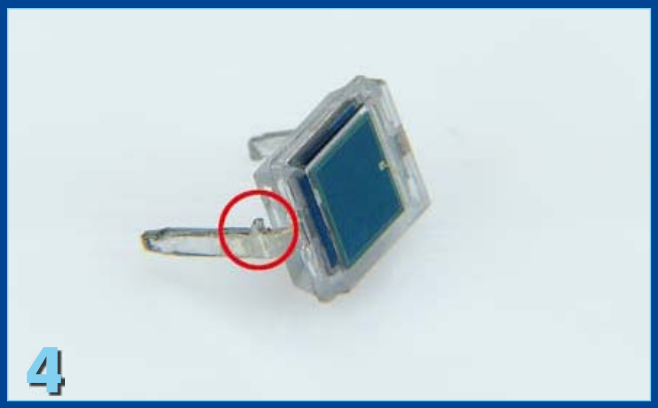
**Abschirmung mit haushaltsüblicher Alufolie**, es genügt ein nicht allzu großes Stück. Kurzschlüsse werden vermieden, wenn die Montagefläche auf der Platine mit lichtundurchlässigem Klebeband abgedeckt wird (**Foto 1** und **2**). Dadurch hat auch Streulicht, das über die Platine auf die Fotodioden-Rückseite fallen könnte, keine Chance. Nach dieser Vorbereitung kann die Fotodiode montiert werden (**Foto 3**). Beim Einlöten ist unbedingt auf korrekte Polung zu achten, die seitenrichtige Lage ist auf der Platine aufgedruckt. Die Markierung an der Fotodiode kennzeichnet die Kathode (**Foto 4**). Die Alufolie, mit der die Fotodiode umwickelt ist, muss mit einem Massepunkt auf der Platine verbunden werden. Zwischen Alufolie und Fotodiode darf kein nennenswerter Hohlraum vorhanden sein, anderenfalls reagiert der Strahlungsmesser möglicherweise auch auf starke mechanische Schwingungen (**Foto 5**). Zum Schluss wird die gesamte Platine mit Alufolie umwickelt (**Foto 6**), diese Alufolie hält störende äußere Einflüsse vom Vorverstärker fern. Natürlich dürfen keine Kurzschlüsse entstehen!

**Abschirmung durch eine ebenfalls haushaltsübliche Blechdose.** Die Platine wird vollständig in einer abschirmenden und gleichzeitig lichtdichten Küchendose untergebracht, eine leere Nivea-Dose (oder die Dose einer anderen Hautcreme) erfüllt den gleichen Zweck. Auch metallene Kräuter-, Tee- oder Kaffeedosen sind eine gute Wahl, vorausgesetzt, der Deckel hat keine Scharniere. An den Scharnieren könnte nämlich Restlicht in das Innere der Dose eindringen. Bei der Platinenmontage ist auf gute Masseverbindung zwischen der Platine und der Dose zu achten. Eine eigene Abschirmung der Fotodiode ist hier nicht erforderlich. Die Leitungen vom Vorverstärker zur Controllerplatine können unter dem Deckel nach außen geführt werden. In unseren Testreihen hat sich gezeigt, dass diese Lösung bezogen auf Rausch- und Störeinflüsse die besten Ergebnisse liefert.

**Alpha-Strahlung** durchdringt Hindernisse wesentlich schlechter als Gammastrahlung, ein Blatt Papier reicht zur Abschirmung bereits aus. Im Beitrag vom November 2011 wurde schon darauf hingewiesen, dass die Fotodiode BPW34 aus diesem Grund eigentlich nicht zum Messen von Alpha-Strahlung taugt. Das



# Sensor montieren



Dioden-Gehäuse hält einen Großteil der Alpha-Strahlung vom Dioden-Chip fern, Alufolie schirmt den Chip vollständig gegen Alpha-Strahlung ab. Ein gut brauchbarer alternativer Sensor für Alpha-Strahlung ist die Fotodiode **BPX61**. Der Preis dieser Fotodiode liegt zwar verglichen mit der BPW34 etwas höher, doch diese Fotodiode ist in einem TO-39-Gehäuse untergebracht, dessen Oberseite eine Linse abschließt (**Foto 8**). Wenn die Linse vorsichtig und ohne Beschädigung des Dioden-Chips entfernt wird, kann die Strahlung ungehindert zur Chip-Oberfläche gelangen.

Wie bereits erwähnt, hat Alpha-Strahlung eine nur geringe Durchdringungskraft. Deshalb muss sich ein alpha-aktives Präparat in unmittelbarer Nähe der Fotodiode befinden, damit es gemessen werden kann. Bei Tests mit der Fotodiode BPX61 und einem Präparat $^{239}$Pu (Strahlungsenergie etwa 5 MeV) wurden ungefähr 200 mV hohe Impulse am Ausgang des Vorverstärkers beobachtet.

Die Fotodiode BPX61 stellt einen für Alphastrahlung recht empfindlichen Sensor dar. Der Vorverstärker und die Controllerplatine sind wahlweise mit beiden genannten Fotodioden-Typen einsetzbar, Anpassungen sind nicht notwendig. Strahlungsquellen zum Erproben und Testen finden sich in der alltäglichen Umwelt. Das im Dunkeln leuchtende Ziffernblatt einer Uhr sendet hauptsächlich Alphastrahlung aus, deshalb muss das davor befindliche Glas entfernt werden. Der Glühstrumpf einer mit Gas betriebenen Campinglampe oder ein Rauchmelder, der mit dem Americiumisotop $^{241}$Am arbeitet, erfüllen den Zweck ebenso wie eine kleine Menge so genannter Pechblende.
Weil der Versand radioaktiver Stoffe unzulässig ist, muss der Strahlungsmesser an einen Ort gebracht werden, an dem sich solche Stoffe befinden. Die radiologische Abteilung eines Klinikums oder das physikalische Institut einer Universität sind zwei bewährte Anlaufadressen. Die Chance, dass der Strahlungsmesser dort auf Interesse stößt und auch eine Kalibrierung vorgenommen werden kann, ist durchaus realistisch.

Zurzeit experimentieren wir im Elektor-Labor mit weiteren Sensoren, zum Beispiel mit dem Leistungstransistor 2N3055, und auch Burkhard Kainka, der Autor des Beitrags, ist nicht untätig [2]. Aufschlussreiche Ergebnisse werden wir unseren Lesern nicht vorenthalten, gegebenenfalls werden wir sie in einem späteren Beitrag veröffentlichen.

(110709)gd

## Weblinks

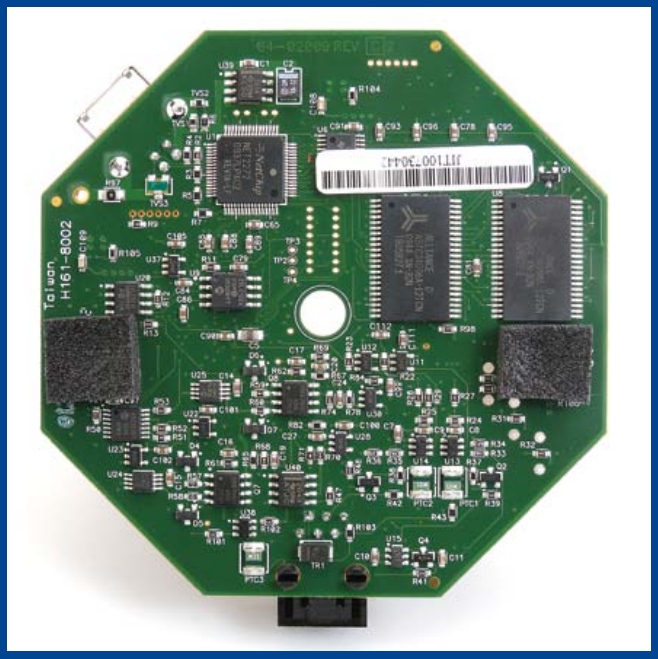

[1] www.elektor.de/110538
[2] www.elektronik-labor.de/Projekte/Projekte.html

# Debugger debugged

Von Luc Lemmens (Elektor Labor)

Während der Vorbereitungen zum USB-Wetterlogger, beschrieben in Elektor 09/2011, war die Kommunikation mit dem Mikrocontroller über den In-Circuit-Debugger 3 (ICD 3) von Microchip zunächst nicht möglich. Dagegen ließ sich der Flash-Speicher eines PIC24FJ64 mit der Vorgänger-Version ICD 2 mühelos programmieren. Zusammen mit dem USB-Wetterlogger meldete die ICD-3-Entwicklungsumgebung, dass der vorhandene Mikrocontroller mit dem eingestellten Typ nicht übereinstimmt. Die von MPLAB zurückgegebene Mikrocontroller-ID „0000“ ließ darauf schließen, dass eine Kommunikation generell nicht möglich war.

Microchip weist auf seiner Website darauf hin, dass der In-Circuit-Debugger 3 möglicherweise fehlerhaft arbeitet, wenn der Pullup-Widerstand der Leitung MCLR (Master Clear) zu niedrig ist. Auf unserer Musterplatine betrug der Wert nur 1 kΩ,



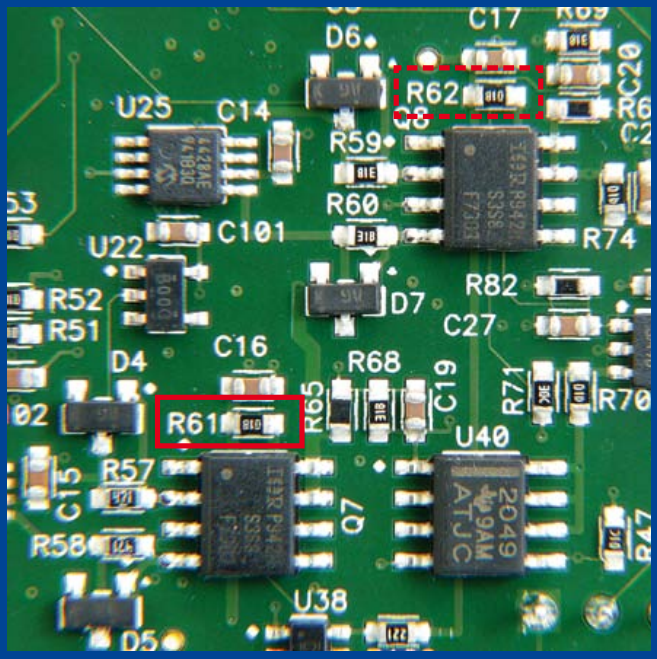
Microchip gibt jedoch an, dass Fehlfunktionen bereits bei Werten unter 4,7 kΩ auftreten können. Die naheliegendste Lösung des Problems war das Erhöhen des Wertes auf 5,6 kΩ.
Die Engineering Technical Note ETN #29 [1] empfiehlt, einen Widerstand der ICD-3-Hardware anzupassen, um diesem Problem aus dem Weg zu gehen. Das Foto demonstriert, wie das geschehen kann.

Der In-Circuit-Debugger 3 lässt sich unkompliziert öffnen. Zum Wechseln des Widerstands muss die Platine ausgebaut werden, denn der Widerstand befindet sich auf der Unterseite. Im Gehäuse wird die Platine von Klebefüßen gehalten, sie überlebten den Ausbau der Platine unbeschädigt. Der Widerstand hat die Bezeichnung „R61“ und einen Wert von 1 kΩ, er muss gegen 100 Ω getauscht werden. Die Demontage erfordert besonderes Fingerspitzengefühl, denn dieser SMD-Widerstand hat die wirklich winzige Bauform 0402. Trotzdem wird ein spezielles Werkzeug nicht benötigt, wir kamen auch mit einem konventionellen Lötkolben zum Ziel.

Der schwierige Teil der Arbeit ist die Demontage des vorhandenen Widerstands. Wir haben die heiße Lötkolbenspitze so auf den Widerstandskörper aufgesetzt, dass beide Anschlüsse gleichzeitig erhitzt wurden. Ein kleiner Lötzinntropfen an der Spitze förderte den thermischen Kontakt. Wenn der Widerstandskörper die Löttemperatur erreicht hat, löst er sich von der Platine, er bleibt an der Lötkolbenspitze hängen.

Zum Positionieren und Festhalten des Ersatzexemplars ist eine schmale Pinzette äußerst hilfreich. Nachdem der Ersatzwiderstand ausgerichtet ist, genügt ein kurzes Antippen der Kontaktfächen mit der heißen Lötkolbenspitze, um ihn elektrisch und mechanisch zu fixieren. Bei dieser Gelegenheit haben wir auch den Widerstand R62 ausgetauscht, der VDD-Anschluss des ICD 3 kann nämlich ebenfalls Probleme verursachen.

(120023)gd




## Weblink

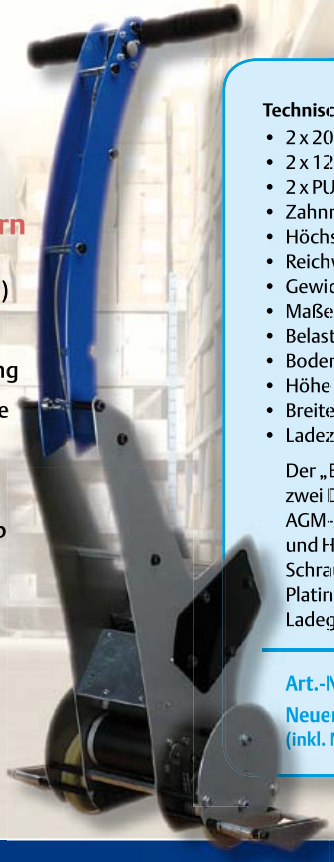
[1] http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/ETN29_MPLAB_ICD%20_%20VPP_CURRENT_SINK.pdf

LABCENTER

# Elektor OSPV

## Wheelie reloaded:
## Das Open-Source-Projekt auf 2 Rädern

Mit unserem beliebten ElektorWheelie (Elektor 06/2009) sind inzwischen viele Menschen unterwegs, die Technik des balancierenden Fortbewegungsmittels fasziniert Jung und Alt. Hinter dem neuen Open Source Personal Vehicle (kurz „OSPV“) stehen die gleichen Ideen – Unterschiede gibt es jedoch in der Umsetzung. Der leichter gebaute, zusammenlegbare „OSPV“ wurde für den Indoor-Betrieb entwickelt, Konstruktion und Software sind wiedermal Open Source. Auch mit diesem innovativen Einachser ist maximaler Fahrspaß garantiert!



Preis drastisch reduziert!

**Technische Daten:**

- 2 x 200-W-DC-Getriebemotoren
- 2 x 12-V-Bleigel-Akkus mit 9 Ah
- 2 x PU-Räder mit 14 cm Durchmesser
- Zahnriemenantrieb
- Höchstgeschwindigkeit: 15 km/h
- Reichweite: ca. 8 km
- Gewicht: 25 kg
- Maße (H x B x T): 120 x 47 x 47 cm
- Belastung: 90 kg
- Bodenfreiheit Trittflächen: 2 cm
- Höhe Trittflächen: 5,6 cm
- Breite zwischen Trittflächen: 29,5 cm
- Ladezeit: 2,5 Stunden

Der „Elektor OSPV“-Komplettbausatz umfasst zwei DC-Motoren (je 200 W), zwei 12-V-Bleigel-AGM-Akkus, zwei PU-Räder mit Riemenscheibe und HTD-Zahnriemen, Gehäusesatz inkl. aller Schrauben, bestückte und getestete Controller-Platine mit aufgesteckter Sensor-Platine + Ladegerät.

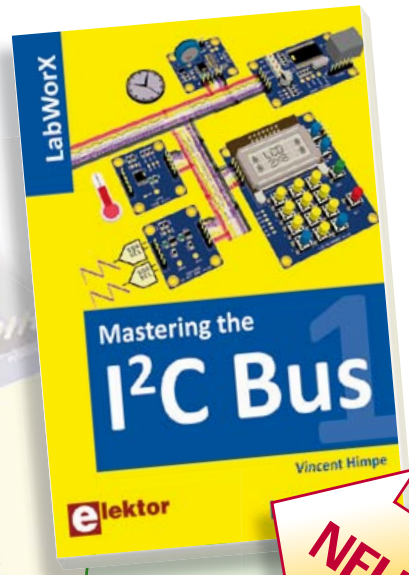
Art.-Nr.: 110320-91
Neuer Preis: 885,00 € (~~vorher 1095,00 €~~)
(inkl. Mwst., zzgl. Porto/Versand)

**Weitere Infos und Bestellung unter**
**www.elektor.de/ospv**

# LabWorX 1
# Mastering the I²C Bus

## Neues Fachbuch in englischer Originalsprache

„Mastering the I²C Bus“ ist das erste Buch der neuen (englischsprachigen) „LabWorX“-Reihe, die mit jedem Buch ein ganz spezielles Thema aus der Welt der Elektronik aufgreift.
Entdecken Sie jetzt mit diesem ersten Band den I²C-Bus und seine typischen Anwendungen. Neben den wichtigen Aspekten des Bus-Protokolls wird sehr viel Wert auf praktische Anwendungen und die Prinzipien für die Entwicklung stabiler Systeme gelegt. Die wichtigsten I²C-kompatiblen Chips werden detailliert besprochen.
Außerdem sind zwei Experimentierplatinen erhältlich, die sich auch für Rapid Prototyping eignen. Diese Boards werden von einem USB/I²C-Konverter und von Software komplettiert, mit der man I²C-bestückte Geräte vom PC aus steuern kann. Alle Beispiel-Programme können von der LabWorX-Webseite kostenlos heruntergeladen werden.




NEU!

248 Seiten (kart.)
Format 17 x 23,5 cm
ISBN 978-0-905705-98-9
€ 34,50 • CHF 42,80

**Weitere Infos & Bestellung unter www.elektor.de/shop**

# Zurück zu den Wurzeln (1)
## Dioden und LEDs

Die Elektronik wird immer komplexer, ein einzelner Stromkreis oder Transistor ist da nicht mehr im Blick. So wird es für Einsteiger immer schwieriger, den Anschluss zu bekommen. In dieser Serie wollen wir daher zurück zu den Grundlagen. Und die sind in der Elektronik schön analog. Da sich viele Einsteiger aber auch für Digitaltechnik interessieren, wenden wir das Gelernte auch in einer Mikrocontroller-Schaltung an.

Von Burkhard Kainka (D)

Bei einem Grundlagenkurs könnte man natürlich ganz vorne anfangen. Strom, Spannung und Leistung, Ohmsches Gesetz, Parallel- und Reihenschaltung, mit anderen Worten der ganze Kram aus dem Physikunterricht, den man eigentlich schon kennt oder kennen sollte. Aber das macht keinen Spaß. Deshalb soll es lieber gleich mittenrein gehen, in kleine praktische Versuche.

Vielleicht fragen Sie sich, für wen ist dieser Kurs eigentlich gedacht? Ideal wäre es, wenn er helfen könnte, neue Leser an das übliche Elektor-Niveau heranzuführen. Vielleicht sind es ja die Söhne und Töchter langjähriger Elektor-Leser, die nun eine Chance erhalten. Dabei ist es sicher hilfreich, wenn erfahrene Elektroniker und Einsteiger den Kurs zusammen verfolgen. Zu dieser Serie haben wir übrigens ein Forum eingerichtet (www.elektor.de/grundkurs-forum). Es wäre sehr schön, wenn die „alten Hasen“ dort etwas von ihrem Wissen und ihrer Erfahrung einbringen könnten.

Es mag auch den einen oder anderen Elektor-Leser geben, der schon viele Projekte aufgebaut hat, aber nie so ganz genau verstanden hat, wie das alles funktioniert. Natürlich kann so ein Kurs keine Wunder wirken, aber etwas Durchblick sollte sich schon einstellen.

Die Grundlagen gehören zu einem großen Teil in die „alte“ analoge Elektronik. Doch nur weil es eine Menge Digitales im Bereich der Elektronik gibt, sind diese Basics noch lange nicht unwichtig gewor-

### Halbleiter und Sperrschichten

Die Leitfähigkeit eines typischen Halbleiters wie z.B. Silizium steigt allgemein bei einer Erwärmung an, aber bei Raumtemperatur ist die Leitfähigkeit noch sehr gering. Das liegt daran, dass alle vier äußeren Elektronen im Kristallgitter gebunden sind (**Bild 6**). Sie lassen sich aber durch geringe Energiezufuhr befreien.

Als „Halbleiter“ bezeichnet man auch die Bauelemente, die aus Halbleitermaterial gefertigt sind, also z.B. Dioden und Transistoren. Man verwendet z.B. Silizium, das mit Fremdatomen gezielt verunreinigt (dotiert) wurde, um eine bestimmte Leitfähigkeit herzustellen. Setzt man fünfwertige Stoffe (z.B. Phosphor) ein, dann erhält man freie Elektronen und damit eine negative (n-) Leitfähigkeit (**Bild 7**). Mit dreiwertigen Stoffen (z.B. Aluminium) erreicht man Elektronen-Fehlstellen, die zu einer p-Leitfähigkeit führen. Dabei wandern Elektronen-Löcher quasi als positive Ladungsträger durch den Kristall, indem benachbarte Elektronen ein Loch füllen und damit wieder ein neues Loch zurücklassen (**Bild 8**).

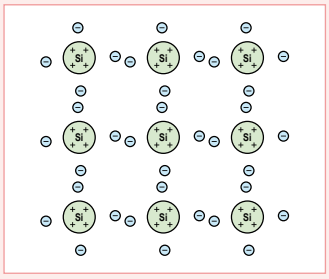



Bild 6. Kristallgitter des Siliziums.

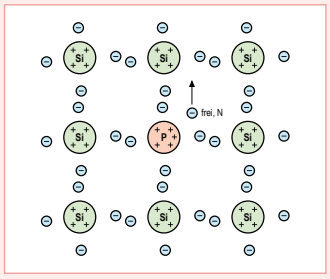



Bild 7. Mit Phosphor dotiertes n-Silizium.

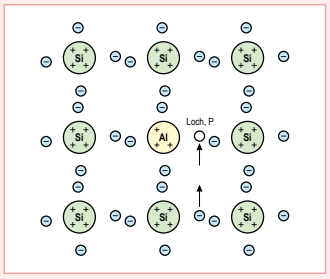
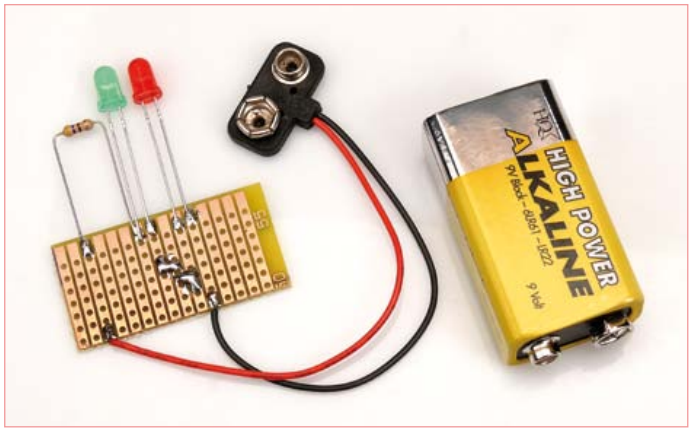



Bild 8. Mit Aluminium dotiertes p-Silizium.

Dioden sind Halbleiter-Bauelemente, die den Strom nur in einer Richtung leiten. Man baut sie meist aus Schichten mit n-dotiertem und p-dotiertem Silizium. An der Berührungsfläche zwischen beiden Schichten bildet sich eine nicht leitende Sperrschicht geringer Dicke. Freie Elektronen füllen in diesem Bereich Löcher (Rekombination), sodass wie im reinen Silizium praktisch keine freien Ladungsträger mehr vorhanden sind. Die Diode ist damit zunächst ein Nichtleiter (**Bild 9**).

Legt man an die äußeren Kontakte der Diode eine kleine Spannung, dann vergrößert oder verkleinert sich die Sperrschicht. Zunächst sollen der n-Anschluss mit dem Minuspol und der p-Anschluss mit dem Pluspol ver-



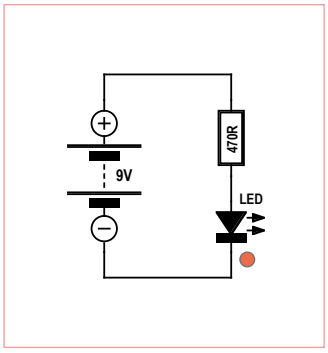




Bild 1. Die Schaltung der LED-Lampe.

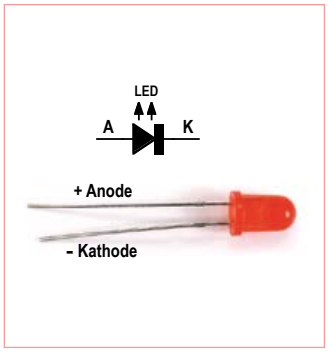



Bild 2. Die Leuchtdiode.

den. Auch wer sich für Mikrocontroller interessiert, kommt nämlich um die Analogtechnik nicht herum. Wir zeigen das an einfachen Beispielen aus der „Embedded-Welt“. So werden die Controller unter anderem zur Messung analoger Größen eingesetzt. Damit ist der Kurs durchaus auch für Einsteiger in die Welt der kleinen Rechenknechte geeignet.

## LED + Vorwiderstand

Bauen Sie als Erstes einmal den Stromkreis in **Bild 1** mit einer LED, einem Widerstand (470 Ω) und einer Batterie auf. Ganz egal wie, mit Luftlötungen frei auf dem Tisch, mit Krokoklemmen oder mit einer Steckplatine (nur eine speziell angefertigte Platine lohnt sich wohl nicht). Egal wie, Sie werden die LED sicher zum Leuchten bringen.

Bei LEDs muss immer die Polung beachtet werden. Der Plus-Anschluss ist die Anode. Der Minus-Anschluss heißt Kathode und liegt am kürzeren Anschlussdraht. Außerdem gibt es am Gehäuse eine abgeflachte Stelle auf der Kathodenseite. Im Inneren der LED erkennt man einen kelchartigen Halter für den LED-Kristall, der meist (aber nicht immer) an der Kathode liegt. Der Anodenanschluss ist über ein extrem dünnes Drähtchen mit einem Kontakt auf der Oberseite des Kristalls verbunden. Polen Sie die LED einmal um, dann leuchtet nichts mehr. So ist das bei jeder Diode, Strom fließt nur in einer Richtung hindurch, manchmal bezeichnet man sie deshalb auch als elektrisches Ventil.

Eine LED darf niemals direkt an die Batterie angeschlossen werden. Wenn man den Strom, der durch die LED fließt, über der Spannung

bunden werden. Die Ladungen an den Anschlüssen stoßen dann ihre jeweiligen Ladungsträger in Richtung der Sperrschicht. Ab einer Spannung von ca. 0,5 V beginnen sich die n- und die p-Schicht zu berühren, und jetzt fließt auch ein Strom (**Bild 10**). Bei ca. 0,7 V ist eine gute Leitfähigkeit erreicht. Die Diode wird nun in Durchlassrichtung betrieben.

Polt man die Spannung um, tritt der gegenteilige Effekt auf: Ladungsträger werden zu den äußeren Anschlüssen hingezogen, so dass sich die Sperrschicht vergrößert. Die isolierende Wirkung der Sperrschicht wird also besser (**Bild 11**). An eine typische Diode vom Typ 1N4148 kann eine Sperrspannung von bis zu 75 V gelegt werden. Man kann die Diode als ein elektrisches Ventil bezeichnen, da sie den Strom nur in einer Richtung passieren lässt. Sie kann daher als Gleichrichter eingesetzt werden.

Die Sperrspannung sollte im Normalfall nicht größer werden als der Hersteller empfiehlt. Legt man zu viel Spannung an, fließt ein Sperrstrom. Man spricht hier von einem Durchbruch (der Isolierung). Bei speziellen Dioden wie z.B. den Zenerdioden ist dieser Effekt gewünscht. Die Z-Diode hat eine genau definierte Durchbruchspannung und wird zur Spannungsstabilisierung eingesetzt. Quält man eine Si-Diode wie die 1N4148 mit zu hoher Sperrspannung, dann erlebt man den so genannten zweiten Durchbruch, und der ist endgültig. Der dann viel zu große Sperrstrom erwärmt nämlich die Sperrschicht bis zur Zerstörung. Es bildet sich dann ein dauerhafter und nicht mehr reparierbarer Kurzschluss.

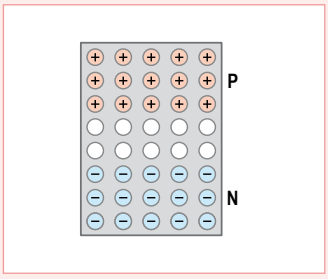



Bild 9. Schichtenaufbau einer Diode.

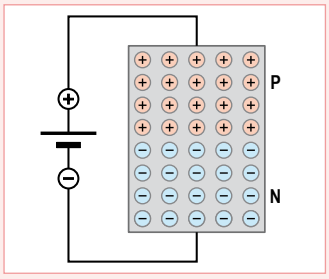



Bild 10. Diode in Durchlassrichtung.

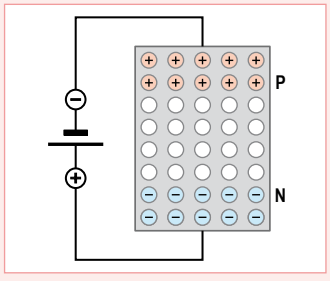



Bild 11. Vergrößerung der Sperrschicht in Sperrrichtung.

LEDs sind auch Dioden, sie besitzen ebenfalls einen pn-Übergang. Das Halbleitermaterial ist z.B. Galliumarsenid. In Durchlassrichtung findet man eine höhere Spannung als bei Si-Dioden. Und bei der Rekombination von Elektronen und Löchern entsteht sichtbares Licht. Dieser Effekt existiert zwar auch bei Si-Dioden, aber dort entsteht nur sehr wenig Licht im Infrarotbereich.

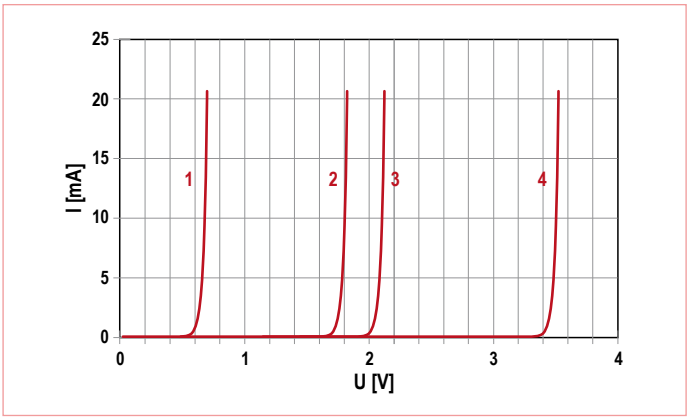



Bild 3. Kennlinien einer Si-Diode (1) sowie einer roten (2), grünen (3) und einer weißen LED (4).

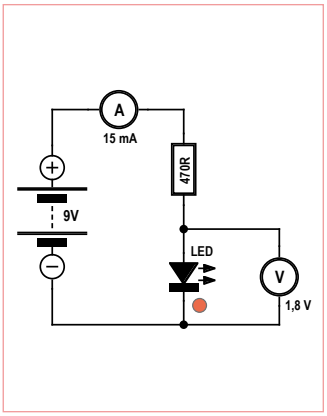



Bild 4. Messungen in der Schaltung.

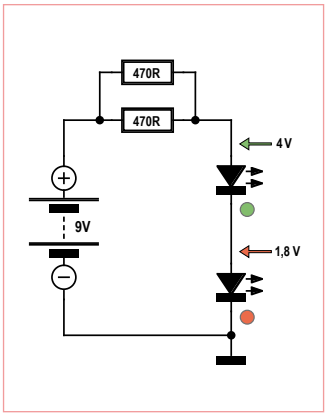



Bild 5. Reihenschaltung von LEDs.

aufträgt, sieht man, warum das so ist. **Bild 3** zeigt diese Kennlinien für verschiedene LED-Typen. Allen Kennlinien gemeinsam ist der exponentiell ansteigende Strom. Wenn die Spannung noch unter der so genannten Durchlass-Spannung liegt, dann fließt so gut wie kein Strom. Wird die Spannung aber auch nur ein wenig zu hoch, ist der Strom gleich viel zu groß, die LED könnte überlastet werden. Man hat kaum eine Chance, genau die richtige Spannung einzustellen. Auch deshalb nicht, weil sich die Kennlinie bei steigender Temperatur mit ca. 2 mV/K etwas nach links verschiebt. Aber einen bestimmten Strom einstellen, das ist einfach, und zwar über einen Vorwiderstand. Man muss nur den richtigen Wert aussuchen. Die korrekte Spannung ergibt sich dann ganz von allein.

Geht man von einem typischen Strom von 20 mA aus, dann findet man ungefähr die folgenden Durchlass-Spannungen:

| | |
|---|---|
| Si-Diode (z.B. 1N4148) | 0,7 V |
| Rote LED | 1,8 V |
| Grüne LED | 2,1 V |
| Blaue/weiße LED | 3,5 V |

Messen Sie das bitte einmal nach (siehe **Bild 4**). Die genauen Spannungen können etwas abweichen. Zum Beispiel haben neuere, superhelle rote LEDs eine etwas größere Durchlass-Spannung als ältere rote LEDs.

## Dimensionieren

Wenn Sie die Diodenspannung gemessen haben und die Batteriespannung kennen, brauchen Sie den Strom nicht mehr zu messen, denn Sie können ihn berechnen. Am Widerstand liegt nämlich in diesem Fall eine Spannung von 9 V – 1,8 V = 7,2 V. Das Ohmsche Gesetz liefert dann den Strom.

I = U / R
I = 7,2 V / 470 Ω
I = 0,0153 A = 15,3 mA

Um nun umgekehrt einen Vorwiderstand zu berechnen, muss man den gewünschten Strom festlegen und die Betriebsspannung und die LED-Spannung kennen. Man möchte z.B. mit einer grünen LED

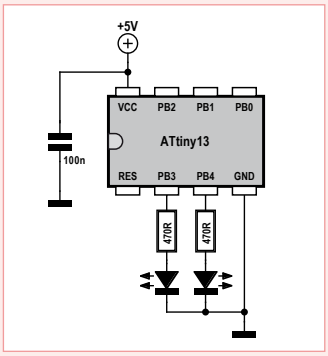



Bild 12. Ein Mikrocontroller mit zwei LEDs.

## LED-Blinker

LEDs werden oft von Mikrocontrollern angesteuert. Auch in diesem Fall müssen Vorwiderstände verwendet werden. Die Schaltung nach **Bild 12** zeigt zwei LEDs mit jeweils 470 Ω an zwei Ports des ATtiny13. Das zugehörige BASCOM-Mini-Programm schaltet PB3 permanent ein und PB4 immer wieder ein und aus, sodass ein LED-Blinker entsteht. Messen Sie einmal die Spannung direkt an PB3. Sie ist etwas geringer als 5 V und kann z.B. 4,9 V betragen, weil der Schalttransistor im Controller auch noch einen kleinen Widerstand hat. Aus dem Spannungsabfall können Sie den Innenwiderstand des Ports berechnen. Und welcher Strom fließt nun durch die LED? Das können Sie leicht ausrechnen. Schauen Sie mal im Datenblatt des ATtiny13 (www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2535.pdf) nach, welcher Strom für einen Port erlaubt ist...

```
,ATtiny13 driving LEDs
$regfile = „attiny13.dat"
$crystal = 1200000
Config Portb = Output

Do
  Portb.3 = 1
  Toggle Portb.4
  Waitms 500
Loop

End
```

einen Strom von 20 mA fließen lassen. Die Spannung an der LED kann ausreichend genau mit 2,1 V angenommen werden. Die Batteriespannung ist 9 V. Der Widerstand bewirkt also einen Spannungsabfall von 9 V – 2,1 V = 6,9 V.

Die Berechnung liefert 345 Ω. So etwas kann man aber leider nicht kaufen. In Ihrer Bastelkiste finden Sie aber vielleicht einen Widerstand mit 330 Ω oder mit 390 Ω. Nehmen Sie am besten den größeren, dann sind Sie mit dem Strom auf der sicheren Seite.

R = U / I
R = 6,9 V / 0,02 A
R = 345 Ω

Versuchen Sie es auch mal mit sehr viel größeren Vorwiderständen. Messen Sie jeweils die LED-Spannung und bestimmen Sie den Strom. Allgemein gilt: Ob Sie nun 1 mA, 5 mA oder 10 mA durch die LED schicken, die Spannung ändert sich nur wenig. Und das liegt am exponentiellen Verlauf der Kennlinie.

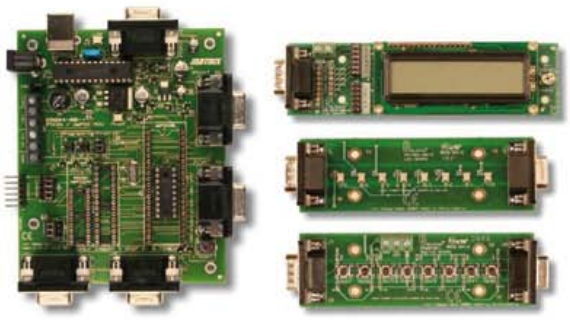
## Reihenschaltung

Oft ist es günstig, zwei oder mehr LEDs nach **Bild 5** mit einem gemeinsamen Vorwiderstand in Reihe zu schalten. Da sich nun beide Diodenspannungen addieren, wird der Spannungsabfall am Vorwiderstand entsprechend kleiner. Um trotzdem den erlaubten Strom von 20 mA zu erreichen, muss der Vorwiderstand verkleinert werden. Angenommen, Sie haben eine rote LED mit 1,8 V und eine grüne LED mit 2,2 V. Dann brauchen beide LEDs zusammen gerade 4 V. Am Vorwiderstand liegt dann noch eine Spannung von 5 V. Mit einem Vorwiderstand von 470 Ω kämen sie jetzt auf ca. 10 mA. Schalten Sie zwei gleiche Widerstände parallel, dann verdoppelt sich der Strom.
Wenn Sie mal genau nachrechnen, sollte ein Strom von 21 mA fließen.

(110202)

Anzeige

dsPIC/PIC24-Bundle
Kostengünstige Hardware/Software-Lösung für die schnelle Projektentwicklung



Dieses neue Vorteilspaket ist ideal für alle, die Systeme mit dem leistungsfähigen 16-bit-Controller von Microchip entwickeln wollen. Das aus Hard- und Software bestehende Paket wird komplett mit einem dsPIC30F2011 geliefert und ist voll kompatibel mit der gesamten Palette an E-blocks-Boards und -Zubehör. Zu jedem einzelnen Bestandteil stehen Datenblätter separat zur Verfügung.

**Lieferumfang:**
- Flowcode 4 für dsPIC/PIC24 (Professional-Version)
- dsPIC/PIC24-Multiprogrammer mit ICD-Funktionalität (bei Verwendung mit Flowcode 4)
- LCD-Board
- LED-Board
- Switch-Board
- Steckernetzteil
- USB-Kabel

**Bundle-Preis:**
Nur 371,90 Euro

13% Ersparnis gegenüber Einzelkauf!

Jetzt bestellen unter www.elektor.de/dspic-bundle

# Wavelet-Analyse

## Mit der PIC32-Entwicklungsplattform von MikroElektronika

Von Clemens Valens (Redaktion F)

Entwicklungs-Tools für Mikrocontroller bilden einen Programm-Schwerpunkt von MikroElektronika. Ein abgerundeter Werkzeugsatz für die PIC32-Reihe gehört auch dazu: C-, Pascal- und BASIC-Compiler, Debugger, Programmer sowie diverse Boards, sogar mit farbigen Touchscreens. Unlängst lag dies alles auf meinem Arbeitstisch, ein Zettel lag dabei, auf dem stand: „Viel Spaß, - *der Nikolaus*". Manchmal mag ich meinen Job...

Sicher würde es ein Buch füllen, wenn ich alles umfassend beschreiben wollte. Deshalb beschränke ich mich hier auf diese Komponenten: Das Tool-Paket *mikroC Pro for PIC32* (Version 1.80) mit C-Compiler, Editor, Debugger/Simulator und PIC32-Programmer, das Board *mikroMMB for PIC32* (Version 1.01), den Programmer/Debugger *mikroProg* sowie die Entwicklungsumgebung für grafische Benutzeroberflächen (GUIs), genannt *Visual TFT* (Version 2.01). Die Begutachtung des Prototyping-Boards *LV32MX* habe ich einem Kollegen überlassen, voraussichtlich wird er später darüber berichten.

### Starkes Board

Der PIC32 von Microchip mit MIPS MK4-Kern ist vielleicht weniger bekannt als sein Gegenstück mit ARM Cortex-M3-Prozessor, doch beide sind ernst zu nehmende Mitspieler im umkämpften Feld der 32-bit-Mikrocontroller (vergleiche „Super-Arduino" [1] in Elektor 11/2011). Die Entwicklungsboards für solche Mikrocontroller werden zunehmend leistungsstärker, sie rücken allmählich in den Rang vollwertiger Computer auf. Vermutlich wird es nicht lange dauern, bis die Software dieser Systeme ohne Umweg auf den Boards entwickelt werden kann. Entwicklungsumgebungen auf externen PCs wird es dann möglicherweise nicht mehr geben.

Das Board *MicroMMB*, das 99 $ kostet, hat die Abmessungen 8 · 6 cm. Ein Touchscreen mit 320 · 240 Pixeln belegt die Fläche einer Seite. Auf der anderen Seite befinden sich außer dem Mikrocontroller PIC32MX460F512L (80 MHz, 512 KB Programm-Flash und 12 KB Boot-Flash, 32 KB RAM, USB-OTG-Port, 4 · DMA, 2 · SPI, 2 · I²C, 16 · 10-bit-ADC mit 1 Megasample/s) auch noch ein Stereo-Audio-Codec WM8731SEDS, eine Buchsenleiste für eine Micro-SD-Speicherkarte, ein serieller 8-Mbit-Flash-Speicher M25P80, eine USB-Buchse sowie die Anschüsse der Betriebsspannung. An den Platinenrändern sind 26 Lötpunkte angeordnet, über die Lötpunkte sind die Portleitungen des Mikrocontrollers zugänglich.

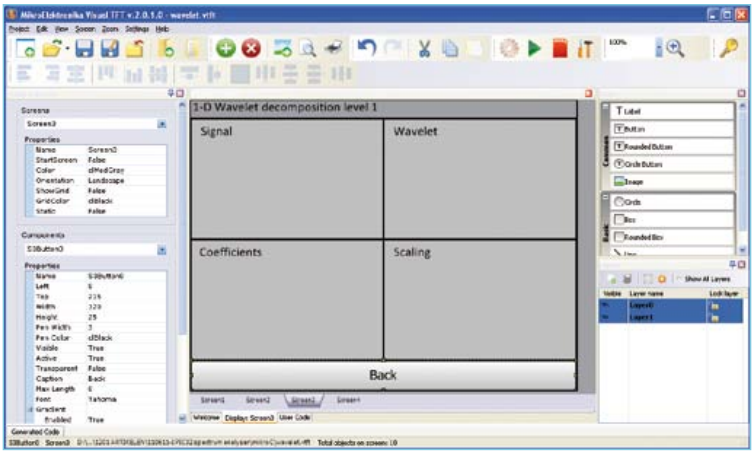



Bild 1. In *Visual TFT* lassen sich einfache grafische Benutzeroberflächen, hier mit vier Fenstern, schnell und unkompliziert erstellen.

Das beschriebene Board ist die kleine Ausgabe des größeren Multimedia-Board *MMB for PIC 32MX7*, das 149 $ kostet und unter anderem auch einen Ethernet-Port, einen USB-Host-Port sowie diverse LEDs und Taster mitbringt.

### Visual TFT

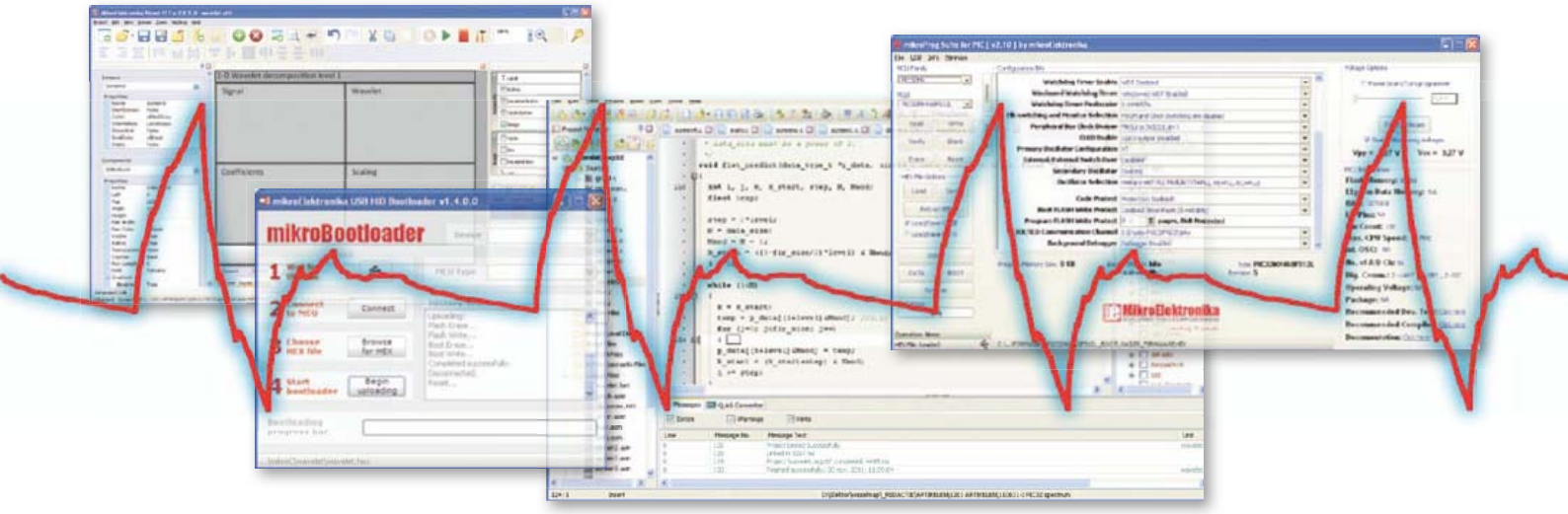
Begonnen habe ich mit *Visual TFT* (99 $), denn es erschien mir folgerichtig, mit der grafischen Benutzeroberfläche meiner Testapplikation zu starten. Nach kurzen Vorüberlegungen kam ich zu dem Schluss, dass drei Display-Fenster genügen:

- Einmal mit fünf Feldern unterschiedlicher Abmessungen und vier Schaltflächen,
- einmal mit vier Feldern gleicher Abmessungen und jeweils einer Schaltfläche
- und einmal mit einem großen Feld und nur einer Schaltfläche.

Weil es so schön aussieht, habe ich ein Fenster mit dem Elektor-Logo hinzugefügt, es erscheint nur beim Systemstart.

Mit dem gewünschten Ergebnis vor Augen sind die Fenster in *Visual TFT* schnell erstellt (**Bild 1**). Die Vorgehensweise ist intuitiv, hilfreich sind Vorkenntnisse in Visual Basic oder Visual Studio. Die Anzahl der vordefinierten *Controls* beschränkt sich auf ein *Label*, ein *Image* und drei unterschiedliche *Buttons*: Rechteckig, kreisförmig oder rechteckig mit gerundeten Ecken. Ferner sind vier grafische Objekte verfügbar: Linien, Kreise, Rechtecke und Rechtecke mit gerundeten Ecken. Die Auswahl ist zwar klein, doch komplexe Objekte können aus den vier Grundobjekten zusammengesetzt werden. Die Objekte lassen sich in Ebenen anordnen, die Ebenen dienen jedoch lediglich als Konstruktionshilfe.

Jedes Objekt besitzt mehrere Eigenschaften, die bei Bedarf anpassbar sind. Die meisten Objekte können an *Events* (Ereignisse) gekoppelt werden, zum Beispiel an kurzes oder langes Berühren eines




Touchscreen-Buttons.
Nachdem die Fenster erstellt sind, genügt ein Mausklick auf die Schaltfläche *Generate Code*, um den Programmcode der GUI wahlweise in C, Pascal oder BASIC zu generieren. Die erste von mir erstelle GUI gelang auf Anhieb. Zu dieser Zeit ist das Navigieren durch die verschiedenen Fenster natürlich noch nicht möglich, noch fehlt der steuernde Teil der Applikation. Trotzdem lässt sich das Ergebnis begutachten.
Visual TFT bietet an, die Applikation mit einer Eichung des Touchscreen zu starten. Dazu muss ein Haken in einem Kästchen unter *Project Settings -> Advanced Settings -> Touch Panel -> Calibration* gesetzt werden.
Die Qualität des C-Codes, den Visual TFT generiert, erscheint mir in mancher Hinsicht steigerungsfähig. Es werden Tiraden globaler Variablen definiert (darunter auch „i"), h-Dateien werden mehrfach eingebunden, und während der Compilierung erscheinen zahlreiche Warnungen wie „*Implicit conversion of int to ptr*". Ich finde, hier besteht leichter Nachbesserungsbedarf. Ein schwerer wiegendes Handicap ist jedoch, dass Visual TFT nicht mit Modifikationen umgehen kann, die mit einem Editor im Quellcode außerhalb von Visual TFT vorgenommen werden. In solchen Fällen geht die Synchronisation mit dem restlichen Projekt verloren. Die Konsequenz heißt: Visual TFT nicht verlassen, anderenfalls wird es schwierig.
Visual TFT kann aber auch mit einer unbestreitbaren Qualität aufwarten: Der gesamte grafische Teil des Quellcodes lässt sich getrennt vom übrigen Quellcode extern speichern, zum Beispiel auf einer SD-Karte. Dadurch ist es möglich, die GUI auszutauschen, ohne die Applikation ändern zu müssen.

## MikroC PRO

Meine nächste Station nach Visual TFT war die integrierte Entwicklungsumgebung (IDE) *MicroC Pro*, die 299 $ kostet. Die IDE kann mit C, Pascal oder BASIC gestartet werden, diese drei Sprachen stehen für die Programmierung zur Verfügung. Ich habe mein Testprogramm in C geschrieben.
Die IDE ist anwenderfreundlich und durchdacht, sie umfasst wesentlich mehr als nur einen Standard-Compiler, einen Editor und einen Debugger. Das Dasein des Programmierers wird durch diverse Tools erleichtert, als Beispiele seien ein Terminal-Programm und ein Bitmap-Editor genannt. Der Editor kann vorübergehend nicht benötigte Programmteile „einklappen" (*code folding*), was der Übersichtlichkeit dienlich ist. Variablen, die noch nicht definiert oder falsch geschrieben sind, werden unterstrichen, und teilweise geschriebene Begriffe werden automatisch vervollständigt (*auto complete*). Außerdem können so genannte „aktive Kommentare" hinzugefügt werden, was neue Möglichkeiten eröffnet. Ein aktiver Kommentar kann beispielsweise ein Datenblatt, eine Grafik oder ein Foto sein. Ein Mausklick auf den aktiven Kommentar öffnet die zugehörige Datei, so dass die Dokumente ohne Umweg betrachtet werden können. Die Dateien werden in das Projekt kopiert, das Ändern oder Verschieben der originalen Dateien hat keinen Einfluss auf die aktiven Kommentare.
Die gefällige Oberfläche der IDE kann nicht darüber hinweg täuschen, dass die IDE keine IDE für die Sprache C ist. Beispielsweise heißen neue Dateien *Unit* wie in Pascal oder Delphi (die IDE wurde in Delphi geschrieben), und bisweilen sehen Fehlermeldungen oder Warnungen des Compilers ungewohnt aus. Besonders gewöhnungsbedürftig ist jedoch die Bibliotheken-Verwaltung. In dem Bestreben, das Programmieren einfach zu gestalten, ist MikroElektronika vielleicht einen Schritt zu weit gegangen: Die IDE kennt keine Standard-C-Bibliotheken, typische Kommandos wie `#include <stdio.h>` führen zu Compilierfehlern! Anstelle des *include* muss ein Kästchen im Library Mana-

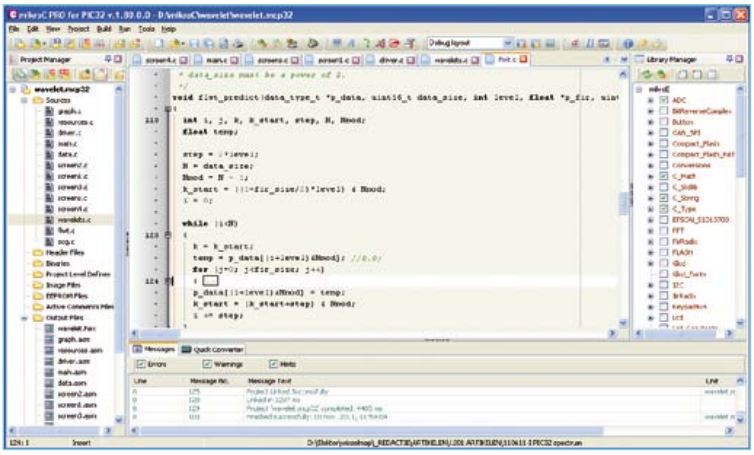


Bild 2. Dies ist die IDE *MikroC Pro*, rechts die Liste der in einer Baumstruktur angeordneten Bibliotheken, die Standard-C-Libraries ersetzen.

Bild 3. Wenn sich ein Bootloader im Mikrocontroller befindet, werden Programme mit dem *mikroBootloader* in erstaunlich kurzer Zeit geladen.

Bild 4. Verglichen mit dem Bootloader stellt die alternativ nutzbare *mikroProg Suite* wesentlich mehr Möglichkeiten zur Verfügung.

ger (**Bild 2**) angehakt werden. Das ist natürlich nicht schwierig, doch der Programmcode ist inkompatibel mit anderem C-Code, wie er überall gebräuchlich ist. Die IDE *MicroC Pro* von MikroElektronika ist nicht zum ANSI-Standard konform.

Abgesehen davon scheint mir auch der Editor verbesserungsfähig zu sein. Zum Beispiel gelang das „Falten" eines Programmteils nicht immer reibungslos: Nach dem Einklappen hat ein Doppelklick auf ein Wort zur Folge, dass der Cursor an die Stelle springt, an der das Wort vor dem Einklappen stand. Die Autokorrektur wirkte auf mich irritierend, insbesondere weil eine Rückgängig-Funktion (*undo*) fehlt. Beim Durchlaufen des Programmcodes kehrt der Cursor nicht an das Zeilenende zurück, obwohl die betreffende Option aktiviert ist. MikroElektronika hat diese Option hervorragend versteckt, sie befindet sich unter *Tools -> Options -> Editor Settings -> Advanced editor options*. Danach muss der Pfeil *options -> maintain caret column* angeklickt werden. Es hat eine ganze Weile gedauert, bis ich das herausgefunden hatte.

Auf meinem durchschnittlichen PC (Windows XP, T4200 mit 2 GHz, 4 GB RAM) holperte das Scrollen mit dem Scrollbalken, insbesondere bei schnellen Bewegungen. Die Autovervollständigen-Funktion erkennt zwar Elemente mit Punkt (beispielsweise `element.structure`), jedoch nicht mit Pfeil (`element->structure`). Die Unterstreichung unbekannter Namen erkennt keine Makros, die in anderen Dateien definiert sind. Vermutlich existieren weitere Bugs, auf die ich noch nicht gestoßen bin. Als ich MikroElektronika meine Erkenntnisse mitteilte, erhielt ich das Versprechen, dass die Bugs in einer folgenden Version beseitigt sein werden.

Unter der IDE *MikroC Pro* ist das Debuggen des Programmcodes ohne Hilfsmittel möglich, was an sich recht vorteilhaft ist. Möglich ist dies mit dem Simulator, der Programmcode kann aber auch *In-situ* debugged werden. Damit ist das Debuggen unmittelbar auf dem Board gemeint. Die Wahl des Debuggers wird im Fenster *Project Settings* vorgenommen, doch dieses Fenster ist zunächst verborgen. Anders als vermutet ist es im Menü nicht unter *Project*, sondern unter *View* zu finden. Zum Debuggen kann hier *Software* oder *mikroICD* sowie *Build Type Release* oder *ICD Debug* gewählt werden.

Der Debugger startet immer im Assembler-Modus, er kann über das Menü *Run* oder mit der Tastenkombination Alt-D in den C-Modus gesetzt werden. Doch sobald der Debugger stoppt, kehrt er in den Assembler-Modus zurück, auch innerhalb einer Library-Funktion. Die Tastenkombination Alt-D muss sich der Programmierer gut merken, er wird sie häufig brauchen.

Der Simulator ist insbesondere dann von Vorteil, wenn es um Algorithmen geht, die ohne Peripherie laufen. Das liegt daran, dass der Simulator deutlich schneller als der *In-situ*-Debugger arbeitet. Im Fall von Hardware-Problemen hat der *In-situ*-Debugger die Nase vorn, denn der Simulator kann die tatsächlichen Registerinhalte nicht anzeigen.

## Programmieren über den Bootlader

Programme können auf zwei Wegen in den Flash-Speicher des Mikrocontrollers gelangen: Über einen externen Programmer oder über den Bootlader. Auf dem Board *mikroMMB* ist der Bootlader bereits installiert, was an einem Symbol auf dem Display erkennbar ist. Falls der Bootlader aus irgendeinem Grund fehlt, kann er vom Anwender installiert werden. Die Website von MikroElektronika bietet den Bootlader zum kostenlosen Download an. Auf dem PC wird das herunter geladene Tool *mikroBootloader* (**Bild 3**) gestartet. Mit dem PC kommuniziert der Bootlader über einen USB-Port. Er meldet sich dort als HID an, so dass kein externer Treiber installiert werden muss. Das übernimmt Windows, sobald die USB-Verbindung hergestellt wird.

Auf meinem PC gelang die Verbindung erst beim zweiten Versuch, was aber nicht dramatisch war. Nachdem ich den USB-Stecker kurz herausgezogen und wieder eingesteckt hatte, wurde das Board erkannt. Später verlief die Prozedur ohne Probleme: Zuerst wird auf dem PC der *mikroBootloader* gestartet, danach wird das Board angeschlossen, oder der Reset-Taster wird gedrückt. Nachdem die Farbe des Symbols bei *Wait for USB link* nach Rot gewechselt hat, kann die darunter befindliche Schaltfläche *Connect to MCU* angeklickt werden. Dann wird die gewünschte Hex-Datei nach Anklicken der dritten Schaltfläche geladen, und schließlich wird mit der vierten Schaltfläche der Bootlader gestartet. Der Ladevorgang dauert nur kurz, schon bald erscheint die Meldung, dass alles OK ist. Nach jeder Programmänderung müssen diese Schritte durchlaufen werden.

Meine Kollegen ahnten sofort, was mich hier stört: Viel zu viele Mausklicks! Im Verlauf der Programmentwicklung muss die gleiche Datei nach jeder Fehlerbereinigung oder Änderung erneut in den Speicher geladen werden. Die Ladeprozedur bestehend aus Reset, Anschließen, Datei wählen, Laden, OK anklicken wiederholt sich am Tag

möglicherweise mehrere Dutzend Mal, die Nerven des Programmierers liegen blank. Ich habe MikroElektronika dringend gebeten, die Prozedur zu vereinfachen. MikroElektronika hat mir fest versprochen, daran zu arbeiten. Wir werden sehen...

## Programmieren mit externem Programmer

Weil Programme über den Bootlader nicht wirklich debugged werden können, ist das Anschaffen des Programmer/Debugger *mikroProg* (99 $) eine Überlegung wert. Dieser Programmer kommt in einem schmucken weißen Gehäuse daher, er wird vom Tool *mikroProg Suite for Pic* (Version 2.10, siehe **Bild 4**) unterstützt. Dieses Tool erlaubt das Einstellen zahlreicher Parameter, die über den *mikroBootloader* nicht zugänglich sind. Das Tool kann eigenständig oder innerhalb der IDE laufen. Nach einem Mausklick auf die Schaltfläche *Build and Program* ist alles getan, der übrige Vorgang läuft selbsttätig ab.
Zu meinem Erstaunen nahm das Laden des Testprogramms mit dem Programmer *mikroProg* verglichen mit dem Bootlader etwa die fünffache Zeit in Anspruch (32 s statt 6 s). Ich habe keine Lösung gefunden, die Ladezeit des Programmers zu beschleunigen. Ferner ist sicher nicht unwichtig, dass der Bootlader beim Laden mit dem Programmer überschrieben wird. Wenn dies nicht geschehen soll, muss in der *mikroProg Suite* die Option *Boot FLASH Write Protect* aktiviert werden. Natürlich kann der Bootlader mit *mikroProg* neu programmiert werden, doch dann geht leider das geladene Programm verloren...
Das Board *mikroMMB* kann vom Programmer mit Betriebsspannung versorgt werden, sie muss 3,3 V betragen. Bei meinen Tests habe ich davon Gebrauch gemacht, auch wenn das Display nicht sehr hell, sondern fast schwarz war. Die Display-Helligkeit steigt auf gewohnte Werte, wenn das Board die Betriebsspannung aus dem USB-Port bezieht.

## Kurzes Resümee

Das Sortiment der Tools von MikroElektronika für den PIC32 lässt keine Lücken offen. Um die Entwicklungsboards scharen sich eine integrierte Entwicklungsumgebung (IDE), die nötigen Hilfsprogramme und ein *In-situ*-Programmer/Debugger. Zur IDE gehören ein Compiler für C, Pascal und BASIC sowie ein Debugger/Simulator. Die Preise sind moderat, Kunden von MikroElektronika erhalten Rabatte auf bestimmte Produkte. MikroElektronika kann für sich verbuchen, dass dieses Unternehmen eine vergleichsweise unkomplizierte und anwenderfreundliche Entwicklungsumgebung für die PIC32-Familie auf den Markt gebracht hat. Meine Testapplikation lief, ohne dass ich einen Blick in das Datenblatt des Mikrocontrollers oder des Touchscreens geworfen hatte. Alle Fehler meiner Testapplikation hatte ich mir selbst zuzuschreiben.
MikroElektronika hat mir versichert, dass Bugs und Handicaps dieser Produktlinie in einer folgenden Version behoben sein werden. Insbesondere beim Editor *mikroPro* sehe ich deutlichen Nachholbedarf. Andere Tools wie *Visual TFT* und der *mikroBootloader* haben das Zeug zu mächtigen, leistungsstarken Werkzeugen. Das setzt jedoch voraus, dass sie die Aufmerksamkeit und Pflege erhalten, die sie verdienen. Ein über alle Zweifel erhabenes, professionelles Niveau hat diese Produktlinie wohl noch nicht erreicht. Dem steht gegenüber, dass die Preisgestaltung auch dem weniger budgetstarken Interessenten entgegen kommt. Vollständigkeitshalber sei noch darauf hingewiesen, dass Produkte von MikroElektronika ausschließlich unter Windows laufen.

(110729)gd

### Weblinks

[1] Super Arduino: www.elektor.de/110661
[2] Wavelets: www.polyvalens.com
[3] Quellcode: www.elektor.de/110729
[4] MikroElektronika: www.mikroe.com

## Mal etwas Neues

Um ein Entwicklungssystem fundiert beurteilen zu können, ist es sicher sinnvoll, zur Probe eine reale, nützliche Anwendung zu entwickeln. Mit dem Audio-Eingang, dem grafischen Touchscreen, den DMA-Funktionen und nicht zuletzt mit seiner Leistungsstärke bei der Programmausführung ist das *mikroMMB Board* wie geschaffen für den Bau eines kleinen Oszilloskops, eines Spektrum-Analysers oder sogar beidem. Da dies möglicherweise als wenig originell betrachtet wird, habe ich eine Applikation entwickelt, die in Elektor bisher noch nicht vorkam: Ein Wavelet-Analy-

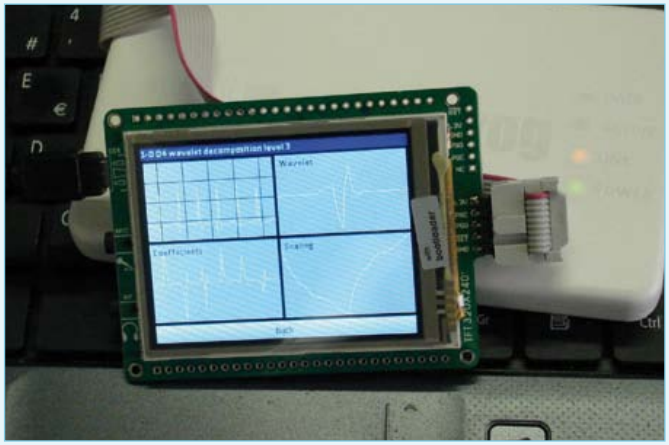


Bild 5. Das Board *mikroMMB* am Programmer *mikroProg*. Auf dem Display ist das zweite Fenster der Testapplikation zu erkennen. Gleichzeitig ist das Board mit einem USB-Port verbunden, was die Display-Helligkeit steigert.

ser, der sich über Touchscreen-Buttons bedienen lässt. **Bild 5** gibt einen ersten Eindruck.

## Was sind Wavelets?

Vor dem Einstieg in den praktischen Teil soll kurz erklärt werden, worum es bei der Wavelet-Analyse geht. Die nachfolgende kurze, zusammenfassende Beschreibung wird Mathematikern vermutlich Stirnrunzeln bereiten, ich bitte dafür um Entschuldigung. Wegen des begrenzten Platzes an dieser Stelle ist nur ein unvollständiger Überblick möglich.

Langjährigen Elektor-Lesern dürfte die Fourier-Analyse, benannt nach dem französischen Mathematiker Fourier, ein bekannter Begriff sein. Nach Fourier lässt sich jedes Signal als unendliche Reihe von Sinussignalen unterschiedlicher Frequenzen, Phasen und Amplituden beschreiben. Auf dieser Grundlage ist unter anderem das Frequenzspektrum eines Signals bestimmbar. Die Analyse-Methode, die auch *Fourier-Transformation* genannt wird, bezieht sich auf vollständige Signale, die Signale müssen als Ganzes verfügbar sein. Die Fourier-Analyse gibt nur Auskunft darüber, dass Signalanteile bestimmter Frequenzen im Signal vorkommen, sie sagt jedoch nichts über die Zeiten ihres Auftretens aus.
Zur Lösung dieses Problems wurden mehrere Verfahren entwickelt. Am einfachsten ist das Aufteilen des Signals in Abschnitte, die einzeln analysiert werden. Das genannte Verfahren ist zwar brauchbar, doch beim Aufteilen treten Fehler auf. Weiterentwicklungen mit dem Ziel der Fehlerreduzierung gehen mit wesentlichen Verkomplizierungen einher. Gemeint ist hier die *Short Time Fourier Transformation*, abgekürzt STFT.

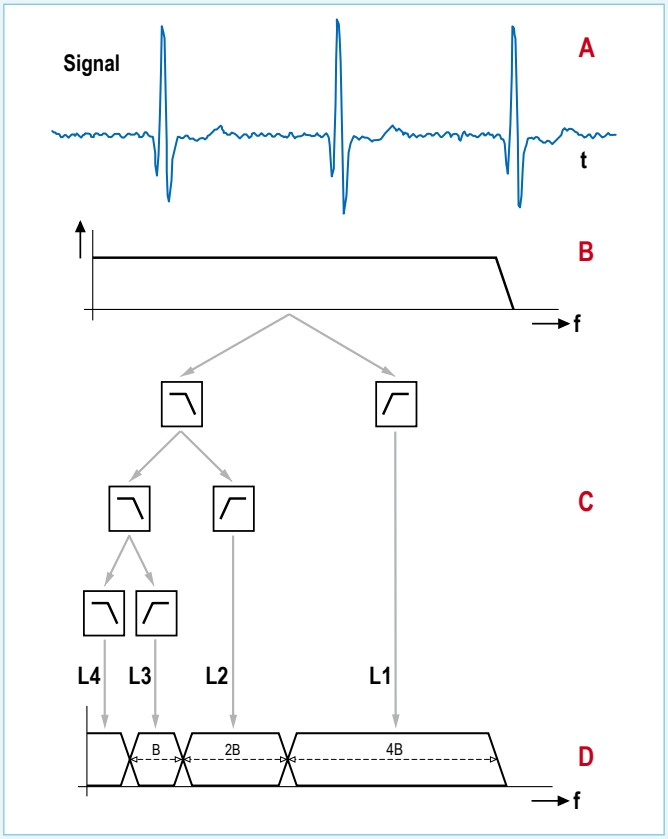



Bild 6. Grafische Darstellung der diskreten Wavelet-Transformation. Die Signale mit den Bezeichnungen *Signal* und *L1...L4* finden sich in der Darstellung der Testapplikation wieder. A: Eingangssignal, B: Eingangssignalspektrum, C: Wavelet-Transformation, wiedergegeben als iterative Filterbank, D: Filterbankspektrum, die Filter haben konstante Q-Faktoren.

Die elementare Ursache dafür, dass die Fourier-Transformation keine Zeitinformation enthält, liegt im Grundbaustein der Methode, dem Sinussignal. Ein Sinussignal ist ein kontinuierliches, zeitlich unbegrenztes Signal. Wenn jedoch ein endliches Signal die Grundlage der Analyse bildet, lassen sich auch singulär auftretende Signaleigenschaften beschreiben. An dieser Stelle betreten die *Wavelets* die mathematische Bühne.
Die Wavelet-Theorie, oder genauer gesagt die *Continue Wavelet Transformation* (CWT), existiert erst seit knapp vier Jahrzehnten. Mit der *Short Time Fourier Analysis* besteht eine enge Verwandtschaft, doch anstelle der Fourierschen Sinussignale kommt eine andere Funktion zur Anwendung, das Wavelet. Diese Funktion ist nicht exakt definiert, sie muss jedoch bestimmte Kriterien erfüllen. Es würde viel zu weit führen, an dieser Stelle den mathematischen Hintergrund der Wavelet-Transformation zu betrachten. Stark vereinfacht soll fest gehalten werden, dass eine solche Funktion einem kurzen, endlichen Abschnitt einer Schwingung gleich kommt.

Während bei der Fourier-Transformation die Frequenz des Sinussignals variiert wird, um das gesamte Frequenzspektrum abzutasten, geschieht bei der Wavelet-Transformation etwas anderes. Hier werden Wavelets mithilfe von Translation und Dilatation dazu eingesetzt, nicht nur das Spektrum, sondern auch die Zeiten der spektralen Komponenten zu analysieren.

Etwas anschaulicher wird die Wavelet-Transformation durch den Vergleich mit einem Gebäude. Ein Gebäude kann beschrieben werden als Ansammlung von Bausteinen gleicher Form, jedoch unterschiedlicher Größe, die sich an verschiedenen Orten befinden. Der Baustein ist das Wavelet, die Dilatation bestimmt die Größe und die Translation gibt an, wo der Baustein in der Gebäudesubstanz vorkommt.
Für das Berechnen der CWT mit Computern haben Mathematiker die *Discrete Wavelet Transformation* (DWT) entwickelt. Diese Transformation läuft darauf hinaus, dass ein Signal durch eine Filterbank mit konstantem Faktor Q geschickt wird. Der Beweis, dass dies korrekt ist, wurde wissenschaftlich erbracht, an dieser Stelle kann jedoch nicht darauf eingegangen werden. Erinnert sei nur daran, dass der Faktor Q eines Filters das Verhältnis der Mittenfrequenz zur Bandbreite des Filters ist. Eine typische Anwendung ist ein Audio-Equalizer, bei dem die Mittenfrequenzen der Regler den Abstand einer Oktave haben. In **Bild 6** wird der Versuch unternommen, das Prinzip grafisch zusammen zu fassen.
Es existieren mehrere Algorithmen, die DWT zu berechnen, doch nach meiner (nicht maßgeblichen) Meinung gehört *Lifting* zu den elegantesten Methoden. Bei diesem Algorithmus kommt es nicht darauf an, welches Wavelet angewendet wird. Der Algorithmus der DWT muss nicht an das Wavelet angepasst werden. Ferner ist der gleiche Algorithmus auch auf die Rücktransformation anwendbar.

Wem dies alles viel zu abstrakt ist, dem sei gesagt, dass die JPEG2000-Grafikkompression auf Wavelets und dem Lifting-Algorithmus basiert. Für Aufgaben der Datenkompression sind Wavelets enorm effiziente Werkzeuge.

## Die Testapplikation

Nach dem kurzen Blick hinter die Kulissen der Wavelets folgt jetzt eine Applikation, die mit Wavelets arbeitet. Wie schon erwähnt, habe ich dazu mit dem MikroElektronika-Tool *Visual TFT* drei Fenster erzeugt. Das erste Fenster gibt das Eingangssignal und die Unterteilung in Wavelets in vier Bereichen wieder, siehe **Bild 6** und **7**. Daran gekoppelt sind vier Schaltflächen, mit denen ein Wavelet gewählt werden kann. Der Name des Wavelet wird in die Fenstertitelleiste übernommen, anschließend öffnet sich das nächste Fenster. Kurzes Berühren des oberen Felds hat zur Folge, dass das Signal gezoomt wird, während das Berühren eines unteren Felds zum zweiten Fenster führt.

Das zweite Fenster ist in vier Felder unterteilt. Links oben wird das Eingangssignal dargestellt, links unten ist der Inhalt des Fensters zu sehen, das zum aktuellen Fenster geführt hat (auch ersichtlich aus der Titelleiste), rechts oben erscheint das Wavelet, darunter die zugehörige Skalierung. Diese beiden Grafiken werden durch inverse Wavelet-Transformation eines Impulses erzeugt. Es dürfte kaum überraschen, dass es sich dabei um die Impulsantwort der Filter L4 und L3 in Bild 6 handelt (L2 und L1 sind identisch). Nach Berühren eines Felds kann die dort stehende Grafik im Fenster detaillierter betrachtet werden. Die Schaltfläche *Back* führt zurück zum ersten Fenster. Das dritte Fenster gibt ein einzelnes Signal in voller Größe wieder, wobei der Name in der Fenstertitelleiste erscheint. Hier ist mit *Back* die Rückkehr zum letzten Fenster möglich.

Als Eingangssignal habe ich ein Elektrokardiogramm gewählt, das ich im Internet fand. Zur Analyse von Elektrokardiogrammen sowie verwandter Signale werden verbreitet Wavelets eingesetzt. Was dem Wavelet-Analyser noch fehlt, ist eine analoge Eingangsstufe, die ihm zur Eigenständigkeit verhilft. Die Realisierung einer solchen Eingangsstufe ist nicht schwierig, ich möchte sie den Lesern überlassen.

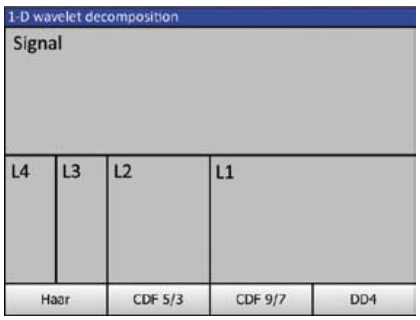
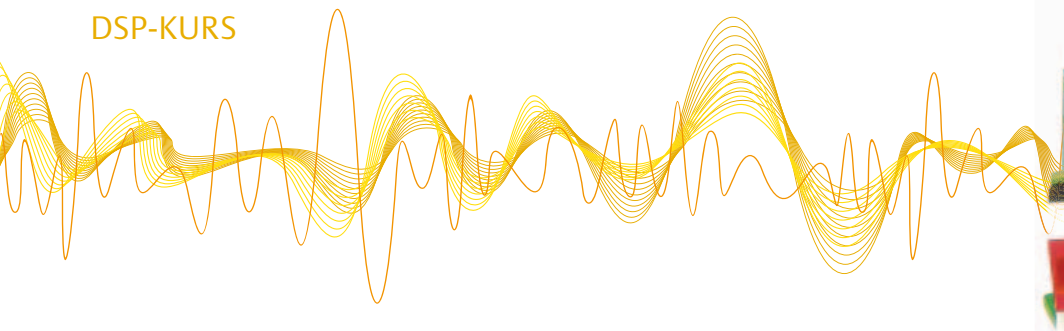


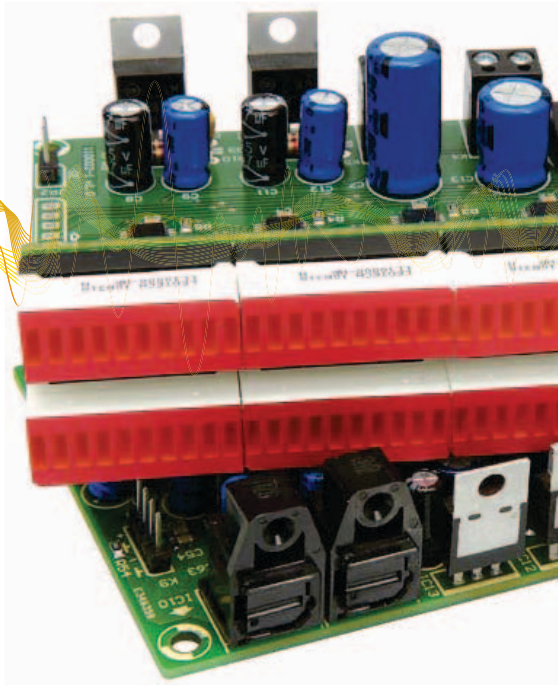

Bild 7. Zusammenhang zwischen den Signalen in Bild 6 und den fünf Feldern des ersten Fensters (ohne das Startlogo).

Sichtbar sind hier vier Wavelets, sie sind über die vier Schaltflächen des ersten Fensters wählbar. Der Quellcode der Testapplikation schließt weitere Wavelets ein, die der Wavelet-Familie *Cohen – Daubechies – Feauveau* (CDF) zuzuordnen sind. Das Koppeln mit den Schaltflächen ist nicht schwierig, wie dies geschieht, geht aus der Datei *screen2.c* hervor. An den ersten vier Wavelets der Testapplikation werden die Formvariationen besonders deutlich. Ich halte das *Daubechies-4-Wavelet* (D-4) wegen seiner unregelmäßigen Form für auffallend und bemerkenswert. Erstaunlich ist auch, dass dieses Wavelet fraktalartige Strukturen zeigt.

Dass hier die Wavelet-Transformation auf dem *Lifting*-Algorithmus beruht, hatte ich schon erwähnt. Leider ist an dieser Stelle kein Platz, diesen Algorithmus ausführlich zu betrachten. Ich muss auf das Internet verweisen, dort ist beispielsweise auf der Website von PolyValens [2] viel Informatives zusammen getragen. An dieser Stelle sei nur noch erwähnt, dass *Lifting* eine besondere Eigenschaft hat: Wenn der Algorithmus rückwärts ausgeführt wird, entsteht ein invertiertes Wavelet. Damit lässt sich schnell überprüfen, ob die Form des Wavelet für die Transformation geeignet ist. Der *Lifting*-Algorithmus ist in der Datei *flwt.c* implementiert (FLWT=*Fast Lifting Wavelet Transform*), die Datei *wavelets.c* enthält die zugehörigen Wavelets. Alle Dateien können von der der Elektor-Projektseite [3] herunter geladen werden.

Anzeige





# Audio-DSP-Kurs
## Teil 7: Digitaler Aussteuerungsmesser

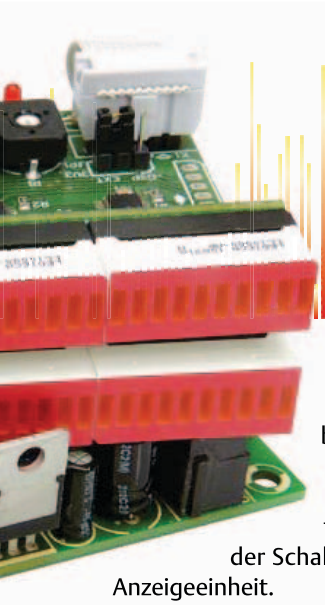
Für professionelle Tonaufnahmen ist neben der professionellen Aufnahmetechnik ein Aussteuerungsmesser unverzichtbar. Es sind nämlich die Dynamikeinschränkungen der elektroakustischen Komponenten zu berücksichtigen und möglichst geringe Verzerrungen anzustreben. So gilt es, sich sowohl vom Rauschen abzuheben als auch vom Übersteuern fernzuhalten. In diesem Artikel wird ein digitaler Aussteuerungsmesser vorgestellt, der aus dem DSP-Board dieses DSP-Kurses in Verbindung mit einer separaten LED-Anzeige besteht.

Von Alexander Potchinkov (D)

Bei einer Musikaufnahme möchte man einerseits möglichst weit aussteuern, damit das Nutzsignal sich vom unvermeidbaren Störsignal abhebt, und andererseits muss man in kritischen Fällen Übersteuerungen vermeiden, da sie zu nicht akzeptablen Signalverzerrungen führen können. Bei Rockmusik wird man Übersteuerungen in lauten Passagen kaum wahrnehmen, bei menschlichen (aber nicht elektronisch verfremdeten) Stimmen oder beispielsweise Holzblasinstrumenten, wie zum Beispiel einer Oboe, werden auch geringe Verzerrungen schnell unerträglich. Um den bestmöglichen Kompromiss zwischen den beiden widersprüchlichen Zielen zu erreichen, verwendet man einen Aussteuerungsmesser, der einem hilft, den gewünschten Pegelabstand nach unten (zum Rauschpegel) zu erreichen und den notwendigen Pegelabstand nach oben (zur Übersteuerungsgrenze) einzuhalten. Ein Aussteuerungsmesser ist ein Anzeigeinstrument für den Pegel eines Audiosignals, der zumeist als Spitzenwertpegel gemessen wird, manchmal aber auch als Effektivwertpegel. In beiden Fällen werden jeweils ein Gleichrichter, ein Pegelkonverter und eine Anzeigeeinheit benötigt.

Wurden früher trägheitsbehaftete Zeigerinstrumente für die Anzeige verwendet, im professionellen Bereich auch sogenannte *Lichtzeigerinstrumente*, so verwendet man heutzutage gerne trägheitslose Anzeigen wie *LED-Balkenanzeigen*, *Plasma-* und *Fluoreszenzdisplays* oder auch *LC-Displays*. Die in dieser Anwendung wünschenswerte Trägheit muss dann mit Mitteln der (digitalen) Signalverarbeitung nachgebildet werden. Wir haben uns für eine LED-Doppelbalkenanzeige mit zwei Mal 40 LEDs in der Grundausbaustufe entschieden, da dann einerseits leicht beschaffbare und kostengünstige Komponenten zur Verfügung stehen und andererseits die Anzeige leicht erweitert werden kann, indem man die Anzahl der LEDs und somit die Balkenlänge vergrößert. In diesem Projekt sind in Stufen 40, 80 oder sogar 120 LEDs pro Balken möglich. Auch wenn diese Zahlen zunächst sehr groß erscheinen, so verlangt der professionelle Bereich doch wenigstens 100 Anzeigenelemente für einen Balken. Für diese Anzeige wird ein separates Board verwendet.

Aussteuerungsmesser werden nach der Art der Gleichrichtung, der Auflösung der Anzeigeeinheit und den so genannten *ballistischen* Eigenschaften spezifiziert. In den USA benutzt man häufig die so genannten *VU meter* und in den europäischen Ländern die so genannten *peak programme meter* (Spitzenwertanzeigeinstrumente). Anzeigeeinheiten unterscheiden sich hinsichtlich der Skalenbereiche und der Festlegung von Betriebs- und Übersteuerungsbereich (*modulation range* und *headroom*). Mit den ballistischen Eigenschaften ist das Zeitverhalten (nachgebildete mechanische Trägheit) gemeint, das man mit den Begriffen *Anstiegszeit*, *attack time* oder *integration time* für das Anstiegsverhalten sowie *Abfallzeit*, *fallback time*, *release time* oder *decay time* für das Abfallverhalten beschreibt. Grob gesagt enthält ein Aussteuerungsmesser einen ballistischen Gleichrichter, einen Pegelkonverter und eine Anzeigeeinheit. Dies trifft selbstverständlich auch für unseren Aussteuerungsmesser zu. Prinzipiell muss bei der Festlegung der ballistischen Eigenschaften zwischen analoger und digitaler Aufnahmetechnik unterschieden werden. Bei digitalen Aufnahmen sind Übersteuerungen weit strenger zu vermeiden als bei analogen Aufnahmen. So ist es wünschenswert, dass die Signalverarbeitung in einfacher Weise parametrisiert werden kann, was für unser Projekt in jeder Hinsicht der Fall ist.
Mit diesem Artikel werden wir zunächst die digitale Signalverarbeitung und das dafür



benötigte DSP-Programm vorstellen. Im Anschluss daran folgt die Vorstellung der Schaltung der separaten Anzeigeeinheit.

## Signalverarbeitung des digitalen Aussteuerungsmessers

Die digitale Signalverarbeitung in unserem Aussteuerungsmesser lässt sich auf die vier Blöcke in **Bild 1** aufteilen:

- Spitzenwertgleichrichter mit Zeiteinheit (ballistischer Gleichrichter)
- Pegelberechnung
- Pegelquantisierung und Skalierung
- LED-Decoder

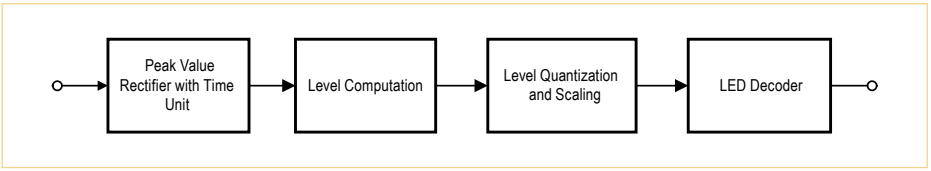



Bild 1. Signalverarbeitungsblöcke im digitalen Aussteuerungsmesser.

Ein Spitzenwertgleichrichter mit Zeiteinheit ist die Kombination von Gleichrichter mit einer Halteeinheit und einstellbaren Anstiegs- und Abfallzeiten. Da unser digitaler Spitzenwertgleichrichter eine direkte Umsetzung eines analogen Spitzenwertgleichrichters ist, betrachten wir zunächst das Analogsystem in **Bild 2**. Die Schaltung hat zwei Betriebsbereiche: Den Anstiegsbereich mit $U_E>U_A$, in dem der Kondensator C mit der Zeitkonstanten $\tau_1=CR_1R_2/(R_1+R_2)$ geladen wird, und den Abfallbereich $U_E<U_A$, in dem der Kondensator C mit der Zeitkonstanten $\tau_2=CR_2$ entladen wird. Die Zeitkonstante $\tau_2$ legt die Abfallzeit und die Zeitkonstante $\tau_1<\tau_2$ legt die Anstiegszeit fest. Beide Zeitkonstanten können als Parameter vorgegeben werden. Die Zeitkonstante $\tau_2$ hängt bei gegebenem C nur von $R_2$ ab. Die Zeitkonstante $\tau_1$ hängt hingegen sowohl von $R_1$ als auch von $R_2$ ab. Für vorgegebene Zeitkonstanten und vorgegebene Kondensatorkapazität C müssen zuerst $R_2$ und anschließend $R_1$ berechnet werden. Die Abhängigkeit von beiden Widerständen in $\tau_1$ erschwert in einer Analogrealisierung eine unabhängige Einstellung der Widerstandswerte mit zwei Potentiometern. In einem Digitalsystem spielt dieses Problem keine Rolle.

**Bild 3** zeigt die digitale Signalverarbeitung im Spitzenwertgleichrichter mit Zeiteinheit. Der Block abs(.) entspricht einer Zweiweggleichrichtung. Die Größen $\alpha$ und $\beta$ legen die Zeitcharakteristik fest. Der Block max(0,.) trennt zwischen Anstiegs- und Abfallzustand, in dem nur im Anstiegszustand ein Signal passieren kann. Beim analogen System wurde dies mit dem Betrieb der Diode in Sperrrichtung erreicht. Wenn das Eingangssignal blockiert wird, also im Abfallzustand, wird das Ausgangssignal aus dem Gedächtnis im Block $z^{-1}$ gespeist und $\beta$ legt hierfür die Zeitkonstante fest.

Mit der Pegelberechnung ermitteln wir die Dezibel-Werte für das gleichgerichtete Signal. Genau genommen sind dies die in der digitalen Audiosignalverarbeitung mit dBFS (*Dezibel Full Scale)* bezeichneten Pegelwerte, die sich auf die betragsgrößte digital dargestellte Zahl beziehen, die in unserem Fall den Wert 1 hat. So ordnet man dem Signalwert 0,1 den Pegel –20 dB und dem Signalwert 0,05 den Pegel –26 dB zu. Um den Zusammenhang zwischen Full Scale und dem Eingangsspannungsbereich eines ADCs herzustellen, muss man die Daten des ADCs kennen. Leider sind dies oft keine präzisen Angaben, und zudem müssen wir auch die Verstärkung des Eingangsverstärkers ebenso genau kennen. Es ist dann oft sinnvoller, ein Signal mit einem bekannten Normpegel einzuspeisen (zum Beispiel 0 dBm = 0,775 V) und im DSP-Programm einen Skalierfaktor zu verwenden, mit dem die Anzeige korrigiert wird. Man kann sogar einen Kalibrierzyklus einrichten, wie dies bei einigen hochwertigen Multimetern üblich ist. In diesem Zusammenhang sollten wir auch den Unterschied zwischen Spitzen- und Effektivwert nicht aus den Augen verlieren. Eine Sinusschwingung mit einer Amplitude von 1 V hat einen Spitzenwert von 1 V und einen Effektivwert von ungefähr 0,7071 V, was zwei Pegelwerten von 0 dB und –3 dB entsprechen kann. Woran wir sehen, dass bei der Interpretation unse-

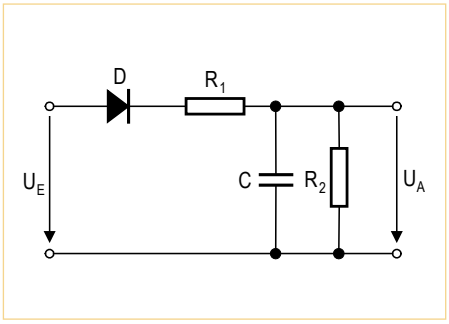



Bild 2. Analoger Spitzenwertgleichrichter mit Zeiteinheit.

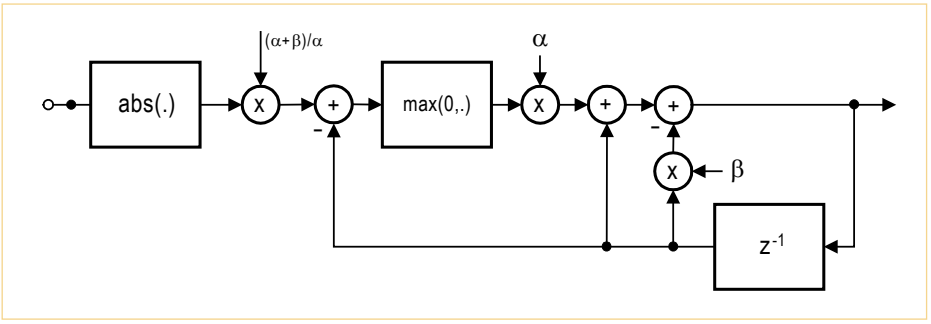



Bild 3. Digitaler Spitzenwertgleichrichter mit Zeiteinheit.

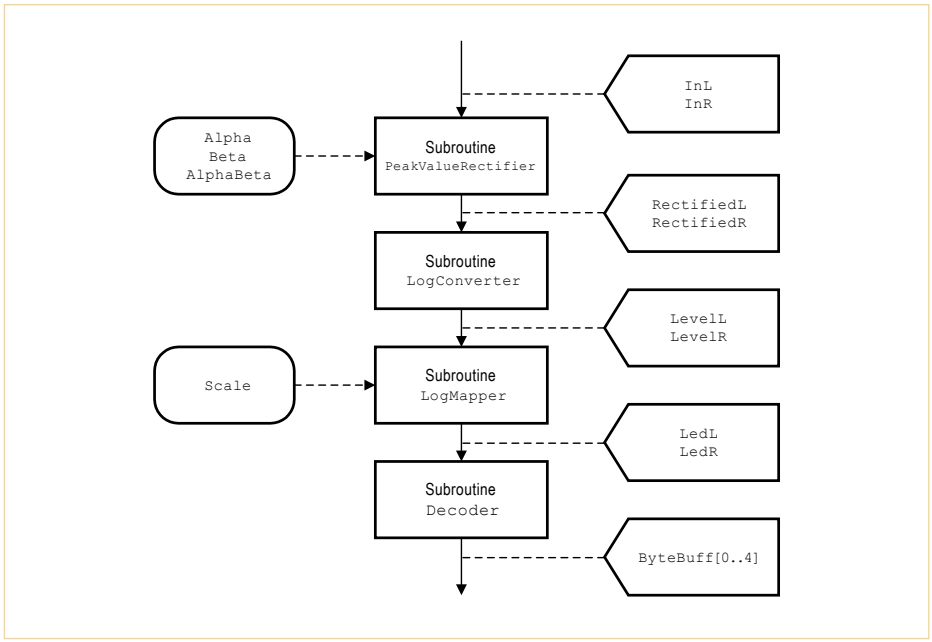



Bild 4. Unterprogramme und Signale in der Audioloop.

res Dezibels weitere Voraussetzungen berücksichtigt werden müssen, vor allem für Analogsignale.
Mit der Pegelberechnung überstreichen wir einen Bereich von ungefähr –110 dB bis 0 dB bei Digitalsignalen. Der Bereich ist wegen des ADC-Rauschens bei Analogsignalen geringer und wird ungefähr 90 dB betragen. Von diesem Pegelbereich wählen wir für die Darstellung einen Teilbereich. In diesem Projekt werden die beiden Teilbereiche –39 dB bis 0 dB und –78 dB bis 0 dB vorgeschlagen. Ein anderer Teilbereich kann durch entsprechende Wahl der Konstanten im DSP-Programm jederzeit leicht gewählt werden. Dieser Teilbereich, der Anzeigebereich, muss in Hinblick auf die in einem Leuchtbalken verwendete Anzahl von LEDs quantisiert werden, das heißt, bei 40 LEDs im ersten Fall mit 1-dB-Schritten und im zweiten Fall mit 2-dB-Schritten. Beide Vorgänge werden im dritten Block „Pegelquantisierung und Skalierung“ ausgeführt.
Im Weiteren müssen die quantisierten Werte codiert werden, damit die Anzeigeeinheit, die nicht notwendigerweise in direkter LED-Reihenfolge bedient wird, die entsprechend „sortierten Bits“ erhält. Dies ist die Aufgabe des vierten Blocks in **Bild 1**. Schließlich muss noch in der Audioloop festgelegt werden, mit welchem Takt die Daten zur Anzeigeeinheit geschrieben werden. Hierbei ist es das Einfachste, ein ganzzahliges Vielfaches des Audiotakts zu wählen, da dieser ohnehin genutzt werden kann. Im Prinzip könnte man auch das DSP-Timersystem nutzen, das sogar besonders leistungsfähig ist. Allerdings wäre dies im konkreten Fall etwas zu umständlich.

## Unterprogramme in der Audioloop

In **Bild 4** sind die Audioloop-Unterprogramme, ihre Parameter und die Signale dargestellt. In der Audioloop arbeiten vier Unterprogramme, von denen nur zwei Parameter benötigen.
Das Unterprogramm `PeakValueRectifier` bildet den digitalen Spitzenwertgleichrichter mit Zeiteinheit für zwei Kanäle. Es liest die Signale `InL/R` ein und erzeugt die Signale `RectifiedL/R`. Zu Beginn des Unterprogramms wird der von den beiden Zeitkonstanten abhängige Verstärkungsfaktor des Gleichrichters korrigiert und der Absolutwert des Signals berechnet, was einer Zweiweggleichrichtung entspricht. Die Verstärkungskorrektur benötigt einen Faktor zwischen 1 und 2 und wird deshalb mit dem `mac`-Befehl ausgeführt. Anschließend wird zwischen den beiden Betriebszuständen Anstiegs- und Abfallzustand mit einer bedingten Verzweigung unterschieden. Die Bedingung für die Verzweigung ist ein negativer Wert des Differenzsignals am Ausgang des ersten Summierers (hier als Subtrahierer genutzt). Die beiden Programmzweige entsprechen dann dem Anstiegs- und dem Abfallzustand, also Laden und Entladen des „digitalen Kondensators“. Mit den Parametern `Alpha` und `Beta` ($\alpha$ und $\beta$) werden die Zeitkonstanten eingestellt. Der Parameter `AlphaBeta` wird aus den Größen $\alpha$ und $\beta$ berechnet und dient der Verstärkungskorrektur. **Bild 5** zeigt für ein Sinusburst-Signal das Ausgangssignal des Spitzenwertgleichrichters. Der Burst-Abschnitt ist zu kurz, um den Spitzenwertgleichrichter voll auszusteuern. Die Unterprogrammparameter sind in der **Tabelle 1** aufgeführt.

Das Unterprogramm `LogConverter` berechnet den skalierten Pegel des gleichgerichteten Signals. Es liest die Signale `RectifiedL/R` ein und erzeugt die Signale `LevelL/R`, die die Pegelwerte repräsentieren. Der Pegelbereich bei 24-bit Signalverarbeitung liegt zwischen –138 dB und 0 dB und muss für den DSP-Zahlenbereich von [-1,0] skaliert werden. Die Logarithmusfunktion zur Basis 2 nähern wir wie die Sinusfunktion im vorangehenden Artikel mit einem Polynom im Teilintervall [0.5,1].

**Tabelle 1. Parameter des Unterprogramms für den Spitzenwertgleichrichter.**

**Fractional DSP-Programmparameter und ihre Defaultwerte**

| Parameter und Default-Werte | DSP-Programm-Parameter | Berechnung der DSP-Programmparameter | Defaultwerte der DSP-Programmparameter |
|---|---|---|---|
| $t_A$=10 ms, $t_R$=100 ms, $n_A$=480, $n_R$=4800 | `Alpha`<br>`Beta`<br>`AlphaBeta` | $\alpha$=0,4234$^{(1/nR)}$-0,649844$^{(1/nA)}$<br>$\beta$=1-0,4234$^{(1/nR)}$<br>$\alpha_\beta$=$\beta/\alpha$ | 0,00036018<br>0,00023982<br>0,6658 |

**Tabelle 2. Parameter `Scale` im Unterprogramm `LogMapper`.**

| Parameter | Wertebereich | Datentyp | Wortlänge | Position |
|---|---|---|---|---|
| `Scale` | [0,1] | integer | 24 | rechtsbündig |

**Tabelle 3. Datenbelegung im Array `ByteBuff`, 40-LED-Balken**

| Adresse im DSP-RAM | Bits 23 .. 16 | Bits 15 .. 8 | Bits 7 .. 0 |
|---|---|---|---|
| `ByteBuff` | L, LEDs 39..32 | R, LEDs 39..32 | Nicht belegt |
| `ByteBuff+1` | L, LEDs 31..24 | R, LEDs 31..24 | Nicht belegt |
| `ByteBuff+2` | L, LEDs 23..16 | R, LEDs 23..16 | Nicht belegt |
| `ByteBuff+3` | L, LEDs 15..8 | R, LEDs 15..8 | Nicht belegt |
| `ByteBuff+4` | L, LEDs 7..0 | R, LEDs 7..0 | Nicht belegt |

**Tabelle 4. Programmdateien des digitalen Peak-Level-Meters.**

| **`PeakLvm.asm`** | **Das Hauptprogramm** |
|---|---|
| `LogCoef.tab` | Logarithmus-Polynomkoeffizienten |
| `src4392.tab` | Bytefolge zur Programmierung des SRCs |
| `ivt.asm` | Einträge in die Interruptvektortabelle, Audio-Interrupts |
| `esai4r2t.asm` | Audio-ISR, 4 Eingangskanäle, 2 Ausgangskanäle |
| `Mioequ.asm` | Nützliches, Klarnamen für die DSP-IO-Adressen |

Die Berechnung für den DSP-Zahlenbereich erfolgt dann mit Hilfe einer Fließkommarechnung, die der DSP mit den beiden Befehlen `clb` und `normf` hilfreich unterstützt. Das verwendete Unterprogramm kann im Dynamikbereich von -110 dB bis 0 dB verwendet werden. Falls man einen größeren Bereich abdecken möchte, muss man eine bedarfsweise zuschaltbare Signalverstärkung vorsehen, was in der Fließkommaarithmetik nur wenigen Zeilen weiteren Assemblercodes entspricht. Das Unterprogramm `LogConverter` benötigt keine Parameter.

Das Unterprogramm `LogMapper` rechnet den skalierten Dezibel-Wert aus dem Unterprogramm `LogConverter` für eine LED-Skalenanzeige um. Es liest die Signale `LevelL/R` ein und erzeugt die Signale `LedL/R`. Mit dem Parameter `scale` in **Tabelle 2** kann zwischen zwei Skalen gewechselt werden. Für das Unterprogramm `LogMapper` müssen die Anzahl der LEDs pro Balken und ein Dynamikbereich für die Anzeige festgelegt werden. Wir gehen davon aus, dass der „Pegelabstand“ zwischen allen aufeinanderfolgenden LEDs gleich ist. Mit den Parameterwerten `dBScale40` und `dBScale80` stellen wir eine 40-dB-Skala mit dem Abstand 1 dB zwischen 2 LEDs und eine 80 dB-Skala mit dem doppelten Abstand ein. Das Unterprogramm liest die Pegelwerte ein und erzeugt zwei Bytes mit dem Wertebereich $000000 bis $000028, die der Anzahl der leuchtenden LEDs entsprechen. Eine genauere Beschreibung der Berechnungsvorschriften ist im Abschnitt *Berechnung der Anzahl der aktiven LEDs aus den skalierten Pegelwerten* aufgeführt.

Man kann ohne Weiteres auch Spreizskalen einrichten, mit denen sich beispielsweise Pegellupen einrichten lassen. So kann man den wichtigen Bereich von -19 dB bis 0 dB mit 20 LEDs und dem Abstand 1 dB und den unteren Bereich von –77 dB bis –20 dB ebenfalls mit 20 LEDs und dem Abstand 3 dB betreiben.

Das Unterprogramm `Decoder` bindet die LED-Anzeige an und wird mit den Signalen `LedL/R` gespeist. Das Ausgangssignal `ByteBuff` entspricht in der Form nicht den sonstigen Signalen, da statt eines 24-bit-Peripheriegeräts ein solches mit N-mal-16-bit, 80 bit für 40-LED-Balken und 160 bit für 80-LED-Balken, gespeist werden muss. Zur Ansteuerung der 40-LED-Doppelbalkenanzeige müssen wir periodisch 80 Bits seriell via SPI vom DSP zur Anzeigenschaltung schreiben. Die 80 Bits werden auf fünf 16-bit-Schieberegister aufgeteilt. Wegen der relativ großen LED-Ströme wurden zur Vereinfachung der Leiterplatte die Schieberegister in zwei 8-bit-Hälften aufgeteilt und für linken und rechten Kanal verwendet. Die Umsetzung der vom Unterprogramm `LogMapper` zur Verfügung gestellten Bytes auf fünf 16-bit-Worte für die SPI-Übertragung wird im Unterprogramm `Decoder` vorgenommen. Dieses Unterprogramm ließe sich „nach einheitlichem Strickmuster“ auch auf 160 bit oder 240 bit erweitern und benötigt keine Parameter. Die Datenbelegung im Array `ByteBuff` wird für 40-LED-Balken in der **Tabelle 3** aufgeführt.

## DSP-Programm und Erweiterungsideen

Die **Tabelle 4** listet die Softwarekomponenten für dieses Projekt auf (Gratis-Download von www.elektor.de/110391). Benötigt werden zusätzlich zu den auch in den anderen Projekt- und Testprogrammen benötigten Dateien die Dateien **`PeakLvm.asm`**, das Hauptprogramm, und die Datei `LogCoef.tab`, in der die Polynomkoeffizienten für die Logarithmusfunktion abgelegt sind. Zum Schluss dieses Abschnitts sollen noch drei Anregungen zur Erweiterung des Projekts gegeben werden. Eine bereits angesprochene Erweiterung ist die Verwendung einer zweiten oder sogar einer dritten Anzeigeeinheit. Hierfür muss das Unterprogramm `Decoder` erweitert und die zu übertragende Datenmenge erhöht werden. Dann kann man statt des Spitzenwertgleichrichters einen Effektivwertgleichrichter verwenden. Einen solchen kann man mit einer Ballistik für das quadrierte Signal einrichten. Man kann auch Spitzen- und Effektivwertgleichrichter mit einer kombinierten Einzelwert- und Balkenanzeige nutzen, um beide Werte gleichzeitig anzuzeigen. Wenn man ein A-Bewertungsfilter in die Signalverarbeitung vor dem Gleichrichter einfügt, kann man Lautstärken messen. Hinweise zu Bewertungsfiltern findet man beispielsweise in der Wikipedia.

## Refresh der Anzeige und Datenübertragung vom DSP-Board zur Anzeigeeinheit

In der Audioloop läuft ein Modulo-N-Zähler (Sample-Counter) mit dem Register R7 unter Nutzung der DSP AGU und ihrer Fähigkeit zur Moduloarithmetik mit. Immer dann, wenn der Zähler den Zählerstand Null erreicht, schreibt das DSP-Programm die 80 Bits an die LED-Doppelbalkenanzeige. Die Refresh-Rate wird mit der Abtastfrequenz $f_T$=48kHz zu $f=f_T/N$ berechnet. Wir haben N zu 192 für eine Refresh-Rate von 4 ms gewählt.

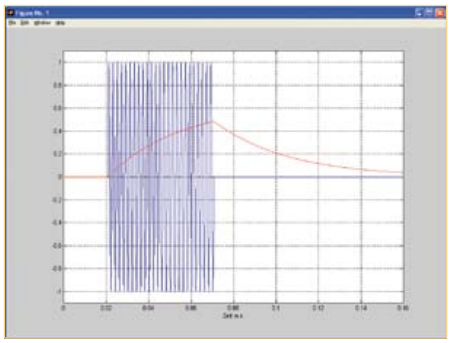


Bild 5. Ausgangssignal des Spitzenwertgleichrichters (rot) für ein Sinus-Burstsignal (blau).

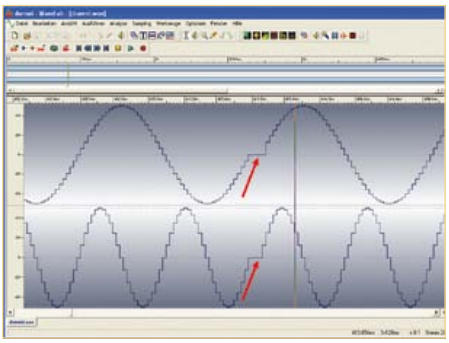


Bild 6. Signalstörungen bei zu geringer SPI-Taktfrequenz.

Die Datenübertragung erfolgt in einem Übertragungsblock. Wenn beispielsweise das SPI auf einen Takt von 1 MHz eingestellt ist, werden für die Übertragung von 80 Bits ungefähr 80 µs benötigt. Bei einer Audioabtastfrequenz von 48 kHz entspricht diese Übertragungszeitdauer ungefähr vier Abtastzeitintervallen. Die in dieser Zeitspanne eintreffenden Audiowerte werden zwar immer wieder vom Schnittstellenregister eingelesen, nicht aber vom DSP-Programm übernommen. In dieser Anwendung muss dies, vor allem bei Analogsignalen, nicht problematisch sein. Wenn aber, wie es bei Digitalsignalen gefordert wird, Spitzenwerte samplegenau zu erfassen sind und/oder mehr als 40 LEDs pro Balken betrieben werden sollen, ist dieser Umstand zu beachten. Man muss die SPI-Übertragungsrate auf 10, 20 oder noch mehr Mbit/s erhöhen, solange der Aufbau elektrisch mit diesen hohen Datenraten zurechtkommt. Eine weitere Strategie besteht darin, die Daten nicht in einem Übertragungsblock, sondern beispielsweise mit einem 16-bit-Wort pro Abtastzeitintervall zu übertragen. In diesem Fall sind Audio- und SPI-Takt voneinander unabhängig. Da ohnehin ein Modulo-N-Sample-Counter verwendet wird, ist dieser Übertragungsmodus leicht im DSP-Programm umzusetzen. In unserem Probeaufbau verwenden wir eine SPI-Taktfrequenz von ungefähr 10 MHz, womit bei 40 LEDs pro Balken auch bei Blockübertragung kein Abtastwert verloren geht. Diese Einstellung wird im DSP-Programm mit der Wertzuweisung `x:HCKR=$000034` (Noise reduction filter disabled, Prescaler bypassed, divide by 2*(6+1), SHI-Clock 10,5326 MHz) erreicht. Ein sicherer Betrieb beim Probeaufbau war auch noch mit 18,432 MHz möglich, was mit `x:HCKR=$000024` eingestellt wird. Falls man beim Experimentieren merkt, dass die Datenrate zu groß gewählt wurde (unplausible Bilder), muss sie durch Erhöhen des Teilerfaktors HDM reduziert werden. **Bild 6** zeigt, wie Abtastwerte bei einer SPI-Taktfrequenz von ungefähr 1 MHz verlorengehen.

## Schaltung der LED-Doppelbalkenanzeige

Für den Betrieb einer LED-Balkenanzeige hat man im Prinzip zwei Möglichkeiten. Man kann im Multiplexbetrieb mit Stromtreibern für große Impulsströme (Nadelimpulse) und vorzugsweise einer Matrixanordnung der LEDs arbeiten, wofür man einen Taktgenerator und eine Logikschaltung (im wesentlichen Zähler, Vergleicher und Decodierer) benötigt. Solche Multiplexschaltungen haben aber den Nachteil, dass bei Ausfall des Taktgenerators LEDs durchbrennen können. Außerdem muss man dafür die Logikschaltung aufbauen, was man heutzutage eher mit programmierbarer Logik (zum Beispiel mit CPLDs) und nicht diskreter Logik ausführt. Die Alternative hierzu ist ein „langes“ Schieberegister mit entsprechend vielen Stromtreibern für geringe (gegebenenfalls kontinuierliche) Ströme zum Betrieb der LEDs in Linearanordnung. In unserem Fall hat das Schieberegister eine Länge von 80 Stufen, dies entspricht auch der Anzahl der Stromtreiber. Eine solche Schaltung ist risikoärmer als ein Multiplexer, benötigt aber eine größere Datenmenge zur Erzeugung eines Bildes. Hierzu ein Zahlenbeispiel: Wenn wir zwei Balken mit je 100 LEDs aufbauen, reichen im Multiplexbetrieb zur Ansteuerung zwei 7-bit-Worte, mit denen man sogar je 127 LEDs ansteuern könnte. Beim Schieberegister müssen 200 Bits übertragen werden, ein Bit für jede LED.

Einige Halbleiterhersteller, zum Beispiel Texas Instruments (TI), Catalyst- oder ON-Semiconductors, bieten mittlerweile zu sehr geringen Kosten LED-Treiber-ICs an, die nicht nur seriell zu schreibende und seriell zu lesende Schieberegister enthalten, sondern auch Stromquellen für die LEDs, die eine einfache Einstellung der Helligkeit mit einem Trimmerpotentiometer ermöglichen. Wir haben den TLC5926 von TI ausgewählt, mit dem 16 LEDs angesteuert werden können. Da die darin enthaltenen Schieberegister seriell geschrieben und seriell gelesen werden können, kann man diese ICs in Kettenschaltungen mit beliebiger Länge einsetzen.

Für unseren DSP-Kurs haben wir eine separate Anzeigeeinheit mit zwei Boards (für Anzeigentreiber und Display) entwickelt. Beide Boards werden zu einer kompakten Anzeigeeinheit in **Bild 7** zusammengesteckt. Im Folgenden werden die Schaltung (**Bild 8**) und die Anwendung des Anzeigentreibers kurz vorgestellt. Für unsere 80 LEDs benötigen wir fünf Treiber-ICs. Die Kette beginnt mit IC5 und endet mit IC1. Um eine günstige Anordnung auf dem Board zu ermöglichen, werden mit jedem IC jeweils 8 LEDs in zwei Gruppen für jeden der beiden Balken betrieben. Das IC verwendet zwei Betriebsspannungen: 3,3 V für das SPI, das für das erste IC in der Kette am DSP betrieben wird, und eine Betriebsspannung an K5 für die LEDs. Diese Spannung sollte so klein wie möglich gewählt werden, damit die Verlustleistung in den ICs gering bleibt. Wir haben hierfür einen Wert von 3,0 V vorgesehen, die wir mit den Spannungsreglern IC6 und IC7 aus einer 5-V-Versorgung gewinnen. Ein Spannungsregler versorgt jeweils 40 LEDs. Die Betriebsspannung

an K5 kann auch höher als 5 V sein, wobei dann aber die Verlustleistung der Regler ansteigt. Der Anzeigentreiber wird am SPI des DSPs betrieben. Der DSP kann ein SPI im 8-, im 16- und im 24-bit-Modus betreiben. Wir haben den 16-bit-Modus gewählt, da 16 ein größerer ganzzahliger Teiler von 80 ist als 8. Um ein Bild zu erzeugen, sendet der DSP nacheinander fünf 16-bit-Worte für eine Anzeigeeinheit. Die Boards sind so konzipiert, dass mehrere Anzeigeeinheiten in einer Kette betrieben werden können, die man in der Regel nebeneinander anordnet. Dafür benötigt man nur wenige Verbindungsleitungen: K3 der einen Platine wird mit K2 der folgenden Platine verbunden. Der DSP muss dann entsprechend viele 16-bit-Worte schreiben.

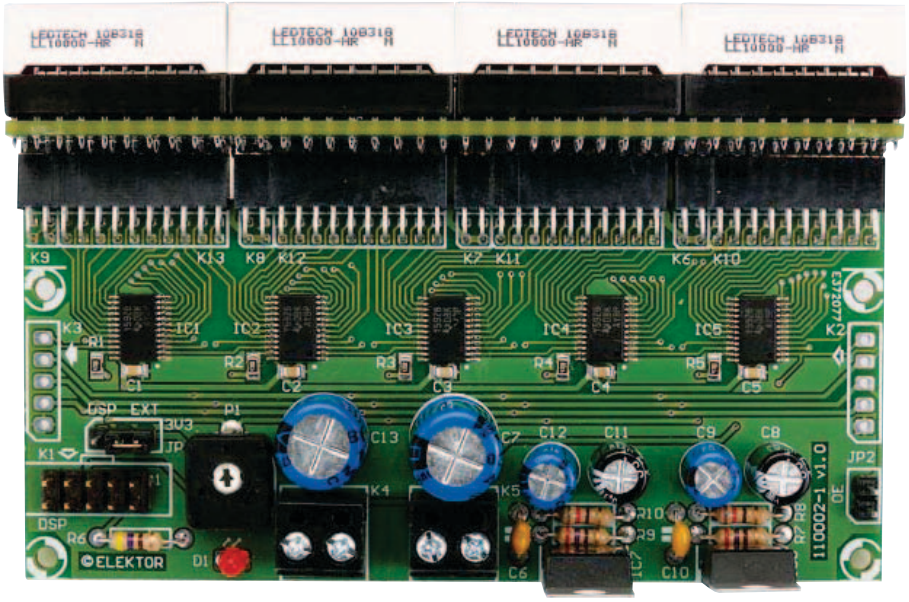



Bild 7. Aufbau der separaten Anzeigeeinheit.

Die Kommunikation mit dem DSP erfolgt nur über eine der verwendeten Anzeigeeinheiten, auch wenn mehrere Anzeigeeinheiten betrieben werden. Man benötigt eine 10-adrige Flachbandleitung mit zwei Standard-Pfostenverbindern. Diese Leitung verbindet auf dem DSP-Board K7 mit K1 auf dem Anzeigentreiber. Die 3,3-V-Versorgungsspannung für das SPI kann aus einer externen Quelle oder vom DSP-Board gewonnen werden. Im letztgenannten Fall ist ein Jumper auf JP1 zwischen Pin 1 und Pin 2 zu setzen (Bezeichnung „DSP“). Der Anschluss K4 wird dann nicht benötigt, C13

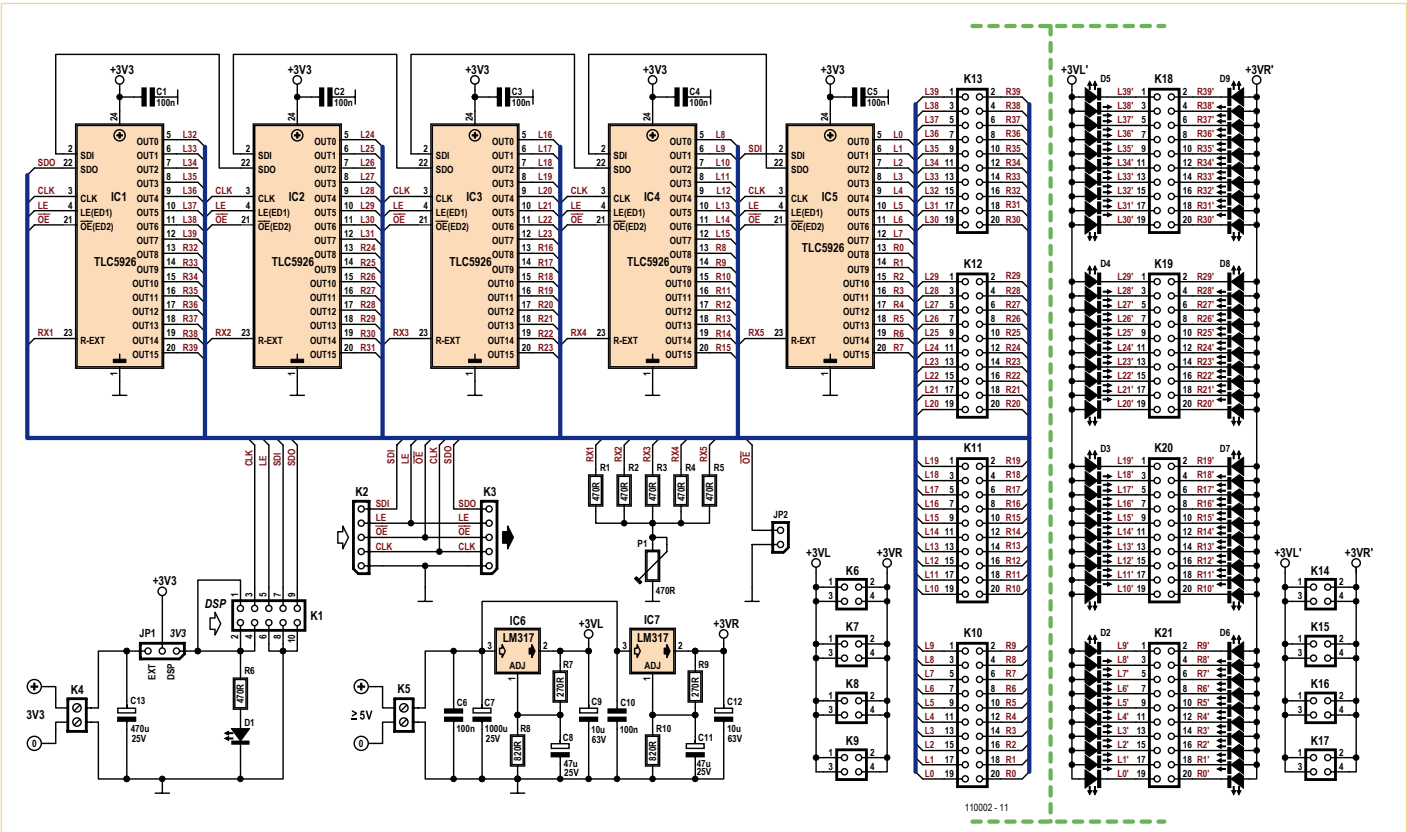



Bild 8. Schaltung von Anzeigentreiber und Display.

kann entfallen. Über die zweipolige Pfostenleiste JP2 kann die LED-Anzeige dunkel geschaltet werden. Der Anzeigenbetrieb erfolgt mit einem Jumper auf JP2. Mit dem Trimmer P1 lässt sich die Anzeigenhelligkeit einstellen. Hier muss man aber bedenken, dass bei einem LED-Strom von beispielsweise 10 mA ein Gesamtstrom von 800 mA zum Betrieb aller LEDs benötigt wird. Gegebenenfalls sind dann die Spannungsregler mit kleinen Kühlkörpern zu versehen.

Die Anzeige verwendet ein eigenes Board, auf dem die von mehreren Herstellern verfügbaren LED-Bargraph-Arrays mit je 10 oder 20 LEDs verwendet werden können, die mit unterschiedlichen Leuchtfarben erhältlich sind. Wir bevorzugen das helle Rot, da die Stromaufnahme dann geringer ausfallen kann. Das Anzeigenboard wird richtig orientiert senkrecht auf das Treiberboard aufgesteckt, wozu ein gewisser Kraftaufwand wegen der vielen Steckverbindungen nötig ist. Am besten legt man das Anzeigenboard mit den LEDs auf einen Tisch und achtet auf lotrechtes Zusammenpressen.
Der DSP ist in der Lage, das SPI mit mehreren 10 Mbaud zu betreiben, und auch das LED-Treiber-IC kann mit bis zu 30 MHz Daten lesen. So ist es in dieser Anwendung belanglos, ob eine, zwei oder noch mehr Anzeigeeinheiten anzusteuern sind, denn unser Auge ist in jedem Fall viel träger.

Wir haben auch für die Anzeigeeinheit ein DSP-Testprogramm vorgesehen, das Programm `tst_led.asm`. Es enthält zwei Programmkomponenten des Aussteuerungsmesserprogramms, den Decoder und die Datenübertragung. Zum Test werden ein Balken mit 23 und einer mit 27 LEDs angezeigt. Das Testprogramm benötigt nur die Datei `tst_led.asm`.

(110391)

## Display-Platine

Die zweiteilige Platine für das Display ist bereits mit den SMDs bestückt unter der Bestellnummer 110002-71 erhältlich (siehe www.elektor.de/110391).

## Berechnung der Anzahl aktiver LEDs aus den skalierten Pegelwerten

Der Pegel $P_x$ eines Signalwerts x, hier ein Ausgangswert des Gleichrichters, wird berechnet mit:

$$P_x = 20 \cdot \log_{10}(x),\ |x|>0,\ \text{nutzbarer Wertebereich } -110 \le P_x \le 0,$$

Die Logarithmusroutine in unserem DSP-Programm berechnet aber wegen des abweichenden Fractional-Zahlenbereichs einen skalierten Pegelwert:

$$P_{sx} = \log_2(x)/32 = (\ln(10)/\ln(2)) \cdot \log_{10}(x)/32,\ -0{,}570956 \le P_{sx} \le 0,$$

Worin ln(.) den natürlichen Logarithmus bezeichnet, der zusammen mit dem Logarithmus zur Basis 10 mit den meisten Taschenrechnern berechnet werden kann. Wir können leicht umrechnen:

$$P_x = 20 \cdot (\ln(2)/\ln(10)) \cdot 32 \cdot P_{sx} = 192{,}6592 \cdot P_{sx}$$

Und in der anderen Richtung:

$$P_{sx} = (\ln(10)/\ln(2)) \cdot P_x/(20 \cdot 32) = 0{,}005190513 \cdot P_x.$$

Wir steuern die LEDs mit rechtsbündigen Integer-Zahlen an, deren Fractional-Werte beim 24-bit-DSP Vielfache von \$000001 = $2^{-23} = 1{,}1921 \cdot 10^{-7}$ sind.

Dazu ein Zahlenbeispiel: Der Pegelbereich -60 dB ≤ $P_x$ ≤ 0 dB soll mit 80 LEDs dargestellt werden. Zur Ansteuerung von 80 LEDs wird die Zahl

$$LED_{80} = \$000050 = 9.536743 \cdot 10^{-6}$$

benötigt. Im Einzelnen müssen wir zwei Grenzfälle betrachten. Der erste Fall lautet mit $N_{LED}$, der Anzahl der aktiven LEDs:

$$P_x = -60\text{dB},\ P_{sx} = -60 \cdot 0{,}005190513 = -0{,}31143076 \text{ und } N_{LED} = LED_0 = 0$$

Und der zweite lautet:

$$P_x = 0\text{dB},\ P_{sx} = 0 \text{ und } N_{LED} = LED_{80} = 9.536743 \cdot 10^{-6}.$$

Der DSP muss also für die Anzahl der aktiven LEDs in Abhängigkeit eines skalierten Pegelwerts

$$N_{LED} = P_{sx} \cdot 80 \cdot 2^{-23}/0{,}31143076 + 80 \cdot 2^{-23} = 3.0622354 \cdot 10^{-5} \cdot P_{sx} + 9.536743 \cdot 10^{-6}$$

berechnen. Die unterschiedlichen Skalen für dieses Zahlenbeispiel zeigt **Bild A**.

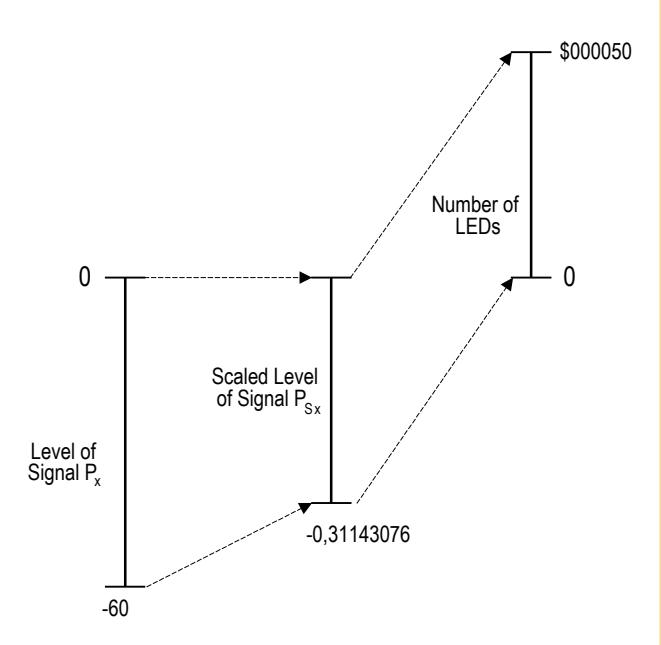



Bild A. Skalen für Pegel- und LED-Anzahlbereiche.

# Markt elektor | Elektronik & Mikrocontroller

Kontakt: Tel. 0511/61 65 95-0 – Fax 0511/61 65 95-55 – E-Mail: service@id-medienservice.de


jasys
Entwicklung industrietauglicher Software und Hardware sowie Elektronik
**03303/212166** oder **www.jasys.de**

**Alles Spule!**
Wir **liefern** und **fertigen**:
Drähte, HF-Litzen, Ferrit- und Eisenpulverkerne, Spulenkörper, Isoliermaterial, Klebebänder, Tränklacke, Übertrager, RFID-Spulen, Sensor- und Aktorspulen, Prototypen, Kleinserien, Serien, Ersatzteile und vieles mehr.
MM Menting Mikroelektrik
**www.spulen.com**

**Bausätze zu ELEKTOR**
**1986 bis heute!**
Teilesätze, Platinen, programmierte Kontroller sowie Cds zu fast allen Elektor-Projekten vom Spezialist. Alle Elektor-Artikel zum Verlagspreis.
Ihr zuverlässiger Partner für aktive und passive elektronische Bauteile und Komponenten:
**Geist Electronic-Versand GmbH**
**Tel.: 07720/36673**
**Fax: 07720/36905**
Mail: info@geist-electronic.de
**Shop: www.geist-electronic.de**

LCDs und mehr
www.lcd-store.de
www.LC-Design.de
www.crystalfontz.de

www.anttronic.de
ab 1 Stck.
ANTTRONIC
Leiterplatten zu TOP-Preisen!!

**VTS – ELEKTRONIK GbR**
VTS
Preiswerter Leiterplatten Service
info@vts-elektronik.de
www.vts-elektronik.de

Ein Projekt für Leute, die den 8bit-Heimcomputern nachtrauern
**www.bomerenzprojekt.de**

LOETRONIC
Embedded MP3 Module
www.loetronic.com

**Baugruppenbestückung**
vom Prototypen bis zur Serie
**FS-ELECTRONIC.de**

- Konfigurierbare digitale & analoge Schaltaktoren für die Hausautomation
- Seriell ansteuerbar über Modbus von PC, SPS oder µController
- 4,3" TFT Touch-Display mit I²C-Extender

**www.elconeq.de**
**Tel. 02832-9784 301**
Elconeq TECHNOLOGIES
**Hard- & Softwareentwicklung**
- µController-Module (8051-komp.) z.B. 64kFlash, 2xCAN, 2xUART, I²C, RTC, 32k-FRAM, ID
- I²C-Erweiterungen digital/analog

Laehn-Versand.de
**schlanke Preise - fettes Angebot**
**Schnellversand ohne Mindestumsatz**
Bauteile - Ersatzteile - Zubehör
Fernbedienungen - Zeilentrafos
HDTV DVB-T Sat Audio/Video
Überwachungstechnik und vieles mehr.
**www.Laehn-Versand.de**

**HEXWAX LTD** www.hexwax.com
Treiberunabhängige USB-ICs von einem der Weltmarktführer
• USB-UART/SPI/I2C-Konverter • TEAleaf-USB Authentifizierungs-Dongles • expandIO-USB I/O-USB-Expander • USB-FileSys Flash-Drive mit SPI-Interface • USB-DAQ Flash-basierter Datenlogger

GESUCHE

SCOPES und mehr
HAMEG® Instruments
A Rohde&Schwarz Company
MESSTECHNIK zum fairen Preis

**Alte NF-Röhren (ECC83,EL34 etc.)** u. Messgeräteröhren ECC803,802s usw. gesucht. Tel.: 05295-286.

NienTech
SCHNITTSTELLENWANDLER von
WLAN LAN USB
nach
RS485 RS422 RS232 TTY
über virtuellen COM-Port ansprechbar
www.NienTech.de


Ausgabe:
Elektor März 2012

Anzeigenschluss:
24. 01. 2012

Erscheinungstermin:
22. 02. 2012

Die Buchung einer Anzeige beeinhaltet einen kostenlosen Eintrag auf der Website von Elektor, inklusive eines Links zu Ihrer Seite.

**Reservieren Sie jetzt Ihre Jahresbuchung!**


**www.elektor.de**

# Programmierbares Hygrometer

## Messen der relativen Luftfeuchtigkeit und Steuerung eines Luftbefeuchters

Von Gérard Guihéneuf und René De Misy

Das hier vorgestellte Hygrometer-Projekt verwendet mit dem PICBASIC-3B ein in BASIC programmierbares Mikrocontroller-Modul, das einen PIC16C876 enthält. Dieser Baustein ermöglicht den Einstieg in die µC-Programmierung ohne Assembler oder die Sprache C.

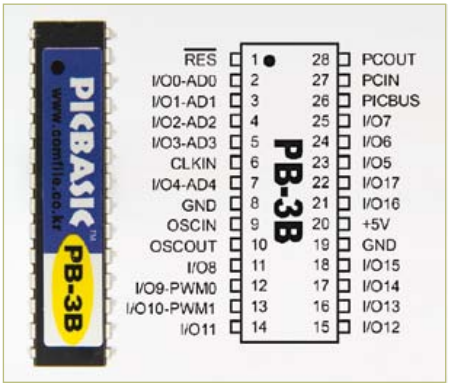



Bild 1. Pinbelegung des PICBASIC PB-3B.

Die PICBASIC-Module enthalten neben einem PIC-Mikrocontroller von Microchip auch noch einige zusätzliche Bauteile. Das hier verwendete PICBASIC PB-3B-Modul ist aber so kompakt, dass es sich von der Bauform her nicht von einem „normalen" 28-poligen DIL-IC unterscheidet. Neben dem PICBASIC PB-3B gibt es auch noch einige andere PICBASIC-Module, die sich durch den verwendeten PIC, die Größe des Programm- und Arbeitsspeichers, durch die Zahl der Ein- und Ausgänge und durch die Taktfrequenz unterscheiden, die wiederum vom verwendeten Quarz abhängt. Einsatz und Programmierung der PICBASIC-Module gestalten sich dank der Verwendung von BASIC als Programmiersprache einfach. Es genügt ein PC mit der Gratis-Entwicklungsumgssoftware PICBASIC Studio. Diese Software übersetzt das BASIC-Programm in hexadezimalen Code, der danach via Kabel vom Drucker- oder USB-Port des Rechners in den Speicher des PICBASIC-Moduls übertragen wird. Sobald der Code einmal in das Modul geladen ist, kann dieses selbständig arbeiten.

### PICBASIC PB-3B

Das PICBASIC PB-3B-Controllermodul verarbeitet 56.000 Hexcodes pro Sekunde, was die Langsamkeit von BASIC einigermaßen kompensiert. Das 28-polige Gehäuse stellt 21 Ein-/Ausgänge zur Verfügung (**Bild 1**). Die Funktion der Anschlüsse ist aus **Tabelle 1** ersichtlich.

- Pin 1 ist der Reseteingang (low-active). Eine logische Null (0 V) setzt den Controller zurück.
- Die Ports 0 bis 3 (Pin 2 bis 5) können als Eingänge (I0 bis I3), als Ausgänge (O0 bis O3) oder als Analog-Eingänge (AD0 bis AD3) verwendet werden. In letzterem Fall beträgt die Auflösung 10 bit. 5 V am Eingang werden in den Binärwert 11 1111 1111 (=1023) umgesetzt.
- Der Zähler-Eingang CLKIN (Pin 6) wirkt auf einen 16-bit-Zähler (max. 20 kHz, Werte von 0 bis 65535).
- Die interne Taktfrequenz des PIC16C876 wird durch einen 20-MHz-Quarz und 2 Kondensatoren von jeweils 22 pF festgelegt.
- Die acht Ein-/Ausgänge I/O8 bis I/O15 (Byte „Block1") liegen an Pin 11 bis Pin 18. Pin 12 (PWM0) und Pin 13 (PWM1) liefern ein pulsbreiten-moduliertes Signal (PWM = Pulse Width Modulation), um zum Beispiel die Drehzahl eines Gleichstrom-Motors zu steuern (BASIC-Befehl PWM).
- Die Versorgungsspannung liegt an Pin 19 (0 V) und Pin 20 (+5 V).
- Pin 21 bis Pin 25 stellen weitere Ein-/Ausgänge zur Verfügung.
- Über den Ausgang PICBUS (Pin 26) kommuniziert der PIC mit Peripherie-Einheiten, zum Beispiel einem LC-Display.
- Über Pin 27 (PCIN) und Pin 28 (PCOUT) wird das kompilierte BASIC-Programm in den PIC geladen. Die Ports sind entweder für TTL-Pegel ausgeführt (logisch HIGH >1,4 V, logisch LOW <1,3 V) oder als Schmitt-Trigger-Eingänge (HIGH >3,4 V, LOW <3,3 V). Der Anschluss an Rechner unter Windows XP erfolgt über ein Kabel am Drucker- oder USB-Port (Anmerkung: Vista und Windows 7 werden von der Software PICBASIC Studio nicht unterstützt).

### PICBASIC Studio

Im Rahmen dieses Artikels können nicht alle Details der Entwicklungssoftware besprochen werden. PICBASIC Studio kann kostenlos von der Webseite des Herstellers [1] oder einer Projektseite [2] geladen werden, ebenso das Datenbuch [3] in Englisch.
Die Hauptkomponenten von PICBASIC Studio sind:

- Ein **Editor**, um die BASIC-Programme einzugeben.
- Ein **Kommunikationsmodul** für den Trans-

**Tabelle 1. Anschlüsse des PICBASIC PB-3B-Controllermoduls**

| Pin-Nr. | Bezeichnung | | Block | Pegel/Art (Spannung) | Funktionen |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | /RES | Reset | | TTL | |
| 2 | I/O0-AD0 | Port 0 | | TTL (0-5 V) | A/D-Konverter |
| 3 | I/O1-AD1 | Port 1 | | TTL (0-5 V) | A/D-Konverter |
| 4 | I/O2-AD2 | Port 2 | | TTL (0-5 V) | A/D-Konverter |
| 5 | I/O3-AD | Port 3 | | TTL (0-5 V) | A/D-Konverter |
| 6 | CLKIN | Zählereingang | | TTL | |
| 7 | I/O4-AD4 | Port 4 | | TTL (0-5 V) | |
| 8 | GND | Masse | | 0 V | |
| 9 | OSCIN | Takteingang (Quarz) | | | |
| 10 | OSCOUT | Taktausgang (Quarz) | | | |
| 11 | I/O8 | Port 8 | Block 1 | Schmitt-Trigger (0-5 V) | |
| 12 | I/O9-PWM0 | Port 9 | Block 1 | Schmitt-Trigger (0-5 V) | PWM-Port |
| 13 | I/O10-PWM1 | Port 10 | Block 1 | Schmitt-Trigger (0-5 V) | PWM-Port |
| 14 | I/O11 | Port 11 | Block 1 | Schmitt-Trigger (0-5 V) | |
| 15 | I/O12 | Port 12 | Block 1 | Schmitt-Trigger (0-5 V) | |
| 16 | I/O13 | Port 13 | Block 1 | Schmitt-Trigger (0-5 V) | |
| 17 | I/O14 | Port 14 | Block 1 | Schmitt-Trigger (0-5 V) | |
| 18 | I/O15 | Port 15 | Block 1 | Schmitt-Trigger (0-5 V) | |
| 19 | GND | Masse | | 0 V | |
| 20 | +5V | 5V-Versorgung | | +5 V | |
| 21 | I/O16 | Port 16 | | Schmitt-Trigger (0-5 V) | Interrupt |
| 22 | I/O17 | Port 17 | | Schmitt-Trigger (0-5 V) | |
| 23 | I/O5 | Port 5 | | Schmitt-Trigger (0-5 V) | |
| 24 | I/O6 | Port 6 | | Schmitt-Trigger (0-5 V) | |
| 25 | I/O7 | Port 7 | | Schmitt-Trigger (0-5 V) | |
| 26 | PICBUS | LCD-Port | | TTL | |
| 27 | PCIN | Verbindung mit PC (IN) | | TTL | |
| 28 | PCOUT | Verbindung mit PC (OUT) | | TTL | |

fer (über Drucker- oder USB-Port) des kompilierten Programms in den internen Speicher des PB-3B.
- Solange der PB-3B mit dem PC verbunden ist, erlaubt es ein **Emulator-Modul**, das Programm schrittweise abzuarbeiten und Variablen zu überprüfen oder zu verändern.
- **Download from Object**...: Laden des Hexcodes eines gesicherten und kompilierten Programms sowie Transfer zum PB-3B.
- **Toggle Bookmark**: Setzt einen Marker auf den Zeilenrand.
- **Run**: Kompilieren eines in BASIC geschriebenen Programms und übertragen des Hexcodes in das Flash-Memory.
- **Break**: Öffnet ein Fenster mit Einstellmöglichkeiten des Programms.
- **Syntax Check**: Überprüft die Syntax des eingegebenen BASIC-Programms.
- **View PICBASIC Flash Memory**...: Zeigt den Code im Speicher an.

## BASIC-Befehle

Neben den arithmetischen Befehlen (+, -, * und /), den logischen (AND, OR, XOR und MOD) und den Vergleichsbefehlen (=, >, <, >=, <=) kennen die PICBASIC-Module 92 BASIC-Befehle. Der PB-3B kennt davon 52, die sich in „commands“ (zum Beispiel PRINT, GOTO, RETURN) und „functions“ aufteilen (zum Beispiel ADIN(0), KEYIN(2), PADIN(1)).
Die Kenntnis der Befehlsliste ist wichtig, damit nicht versehentlich einer Variablen im Programm ein solcher reservierter Bezeichner zugewiesen wird. Andernfalls wird beim Syntax-Check ein Fehler gemeldet. Hier folgt eine Teilübersicht:
- **ADIN**: Messen der Spannung an einem analogen Eingang (AD0 bis AD3) und Konversion in einen numerischen Wert (10 Bits), das Ergebnis wird in einer Integer-Variablen abgelegt (16 Bits).
- **ADKEYIN**: Verwalten einer Tastatur an den A/D-Eingängen AD0 bis AD3.
- **BCD**: Umsetzung eines Wertes oder einer Variablen (8 oder 16 bit) in das BCD-Format (Binary Coded Decimal).
- **BYTEIN**: Liest die Eingänge I8 bis I15 ein (Block 1).
- **BYTEOUT**: Gibt einen Binärwert an die Ausgänge O8 bis O15 aus.
- **CAPTURE**: Misst eine Impulsdauer an einem Eingang (I0 bis I3).
- **COUNT**: Weist einer 16-Bit-Variablen (Integer) die Zahl der Impulse am Zähleingang CLKIN (Pin 6) zu.
- **CLS**: Löscht die LCD-Anzeige.
- **DELAY**: Wartet n Millisekunden.
- **FREQOUT**: Erzeugt ein Rechtecksignal mit vorher festgelegter Frequenz an den Ausgängen O9 (PWM0) oder O10 (PWM1).
- **IN**: Weist einer Variablen vom Typ Byte den Binärwert des Eingangs zu.

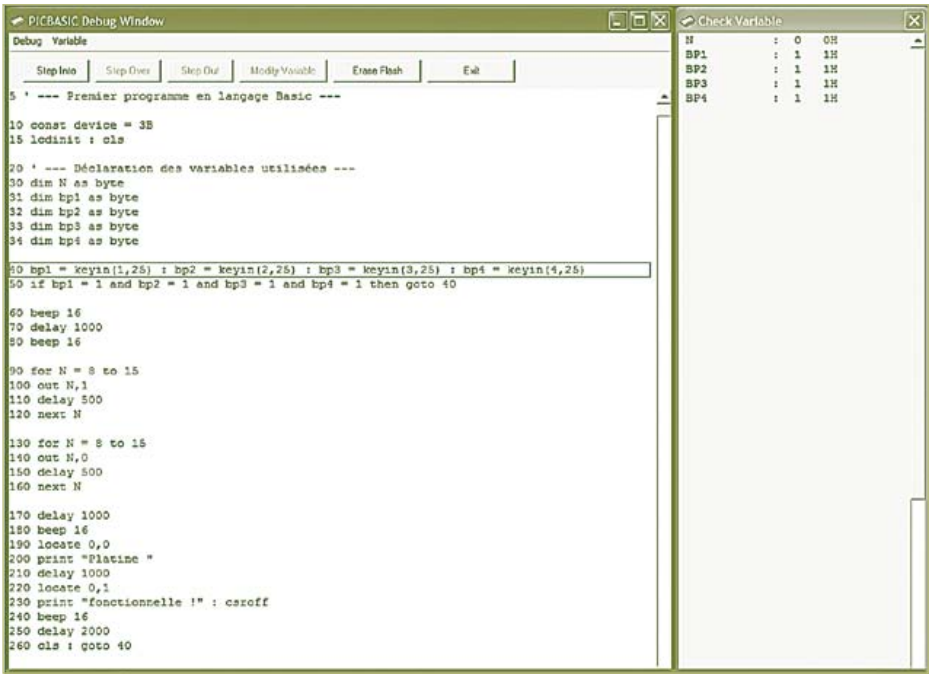



Bild 2. Die Fenster mit den Einstell-Optionen erlauben die Programmüberwachung im Einzelschrittbetrieb.

- **KEYDELAY**: Legt die Tastenwiederholfrequenz fest.
- **KEYIN**: Liefert den Zustand eines Tasters am Eingang.
- **LOCATE**: Horizontale und vertikale Cursor-Koordinaten.
- **OUT**: Setzt einen Ausgang auf logisch 0 oder 1.
- **PADIN**: Verwaltet eine 4-mal-4-Tastatur (Pins I/O8 bis I/O15).
- **PEEK**: Liest die PIC16F876-Register.
- **POKE**: Schreibt in die Register des PIC16F876.
- **PRINT**: Gibt Texte an die LC-Anzeige aus.
- **PRINT DEC**: Zeigt eine Variable dezimal auf dem LCD an.
- **PRINT HEX**: dto. hexadezimal.
- **PULSE**: Erzeugt positive (Ausgang aktiviert) oder negative (Ausgang deaktiviert) Pulse mit einer Dauer von 2 bis 3 µs.
- **PWM**: Erzeugt an den Ausgängen O9 oder O10 ein Rechtecksignal (19,53 kHz) mit variablem Tastverhältnis.
- **SERIN**: Empfängt RS232-Daten.
- **SEROUT**: Sendet RS232-Daten.
- **SERVO**: Steuert einen Servo.

Bild 3. Beispiel eines Haushalts-Luftbefeuchters, der sich durch das programmierbare Hygrometer steuern lässt.

- **SHIFTIN**: Kommunikation mit seriellen Komponenten (I2C oder SPI).
- **SHIFTOUT**: Kommunikation mit seriellen 2-Draht-Bausteinen.
- **SOUND**: Erzeugt einen Ton.
- **STEPOUT**: Steuert einen Schrittmotor.
- **TOGGLE**: Invertiert den Logikpegel eines Ausgangs.

Die vollständige Befehlsübersicht ist im Manual zu finden.

## Programmierung mit PICBASIC Studio

PICBASIC Studio kommuniziert unter Windows XP mit dem PB-3B über den Parallel-Port (Centronics-Drucker) oder über einen USB-Port des Rechners. Im ersten Fall installiert man einen HP Laser Jet 4-Drucker (nicht als Standard-Drucker), ohne ihn tatsächlich anzuschließen. Andernfalls wird der PB-3B vom Programm nicht erkannt werden, was ein Laden des Programms in den PB-3B verhindert.

Auch bei Verwendung des USB-Ports muss erst ein Treiber passend zum Programmierkabel installiert werden. Verbinden oder trennen Sie das Programmierkabel mit dem PC nur, wenn der PICBASIC PB-3B spannungsfrei ist.

Die Hauptseite des Programmeditors dient zum Eingeben von Texten. Speichern Sie mit dem Befehl *Save As*, um eine Datei von Typ .bas zu erzeugen. Prüfen Sie dann die Syntax mit *Syntax Check*. Kompilieren Sie das Programm danach mittels *Run* und transferieren Sie den Hexcode in den mit dem PC verbundenen PB-3B. Stellen Sie vorher die Art der Kommunikation (Parallel oder USB) durch Ausführen von *PC Interface Setup* (im Menu SETUP) ein. Der Hexcode kann mittels *View Object Code* (im Menu RUN) angezeigt werden.

Überprüfen Sie Funktion der PB-3B-Anwendung.

Nutzen Sie bei Problemen die Emulator-Option durch *Break*, um das Programm zu debuggen. Es werden zwei Fenster nebeneinander angezeigt (**Bild 2**). Links ist das Programm, und die aktuell auszuführende Zeile ist durch einen Kasten hervorgehoben. Rechts stehen die benutzten Variablen mit den aktuellen Werten. Die Programmausführung ist unterbrochen. Fahren Sie nun

einzelschrittweise mit dem Button *Step Into* im linken Fenster fort. Einfügen des Befehls *Break* an einer oder mehreren Stellen im Programm erlaubt es, Änderungen der Variablen zu verfolgen oder Fehlfunktionen festzustellen.
Sobald das Programm läuft, sichern Sie es als „Objekt"-File (Hexcode des kompilierten Programms) mit dem Befehl *Save Object* (im Menu File), welcher eine .obj-Datei erzeugt, die direkt mit *Download Object* zum PB-3B geschickt werden kann. Läuft die Anwendung einmal korrekt, funktioniert sie auch ohne Verbindung zum PC. Das Programm wird bei jedem Einschalten des PICBASIC PB-3B initialisiert.

## Programmierbares Hygrometer

Der PICBASIC PB-3B in unserem programmierbaren Hygrometer steuert einen Luftbefeuchter in Abhängigkeit von der relativen Feuchtigkeit der Umgebungsluft.
Man unterscheidet zwei Größen, die relative Luftfeuchte (rh) und die absolute Luftfeuchtigkeit (H).
Die relative Luftfeuchtigkeit ist das Verhältnis zwischen aktuellem Dampfdruck (Pv) und dem maximal möglichen Dampfdruck (Sättigungsdampfdruck Ps) bei gegebener Temperatur. Die relative Luftfeuchtigkeit ist eine dimensionslose Größe, sie wird in Prozent % angegeben.
Zu trockene Luft ist nicht nur unangenehm, sondern auch ungesund. Richtig eingesetzt, bringt ein durch ein programmierbares Hygrometer gesteuerter Haushaltsluftbefeuchter (**Bild 3**) beträchtlichen Komfort. Unser Hygrometer besitzt folgende Eigenschaften:

- Anzeige der relativen Feuchtigkeit der Umgebungsluft auf einem LC-Display
- Programmierbarer Leistungsausgang (max. 500 W)
- Eingabe zweier Schaltschwellen möglich
- Befehl An/Aus per Hand
- Stromversorgung mit 230 V

Das Messen der Luftfeuchtigkeit wird durch den Sensor HIH 4000 von Honeywell im dreipoligen Kunststoffgehäuse (**Bild 4**) übernommen, welcher eine Spannung zwischen 0 V und +5 V abgibt, die proportional zur gemessenen Luftfeuchtigkeit ist. Dieser Spannungsbereich ist direkt mit

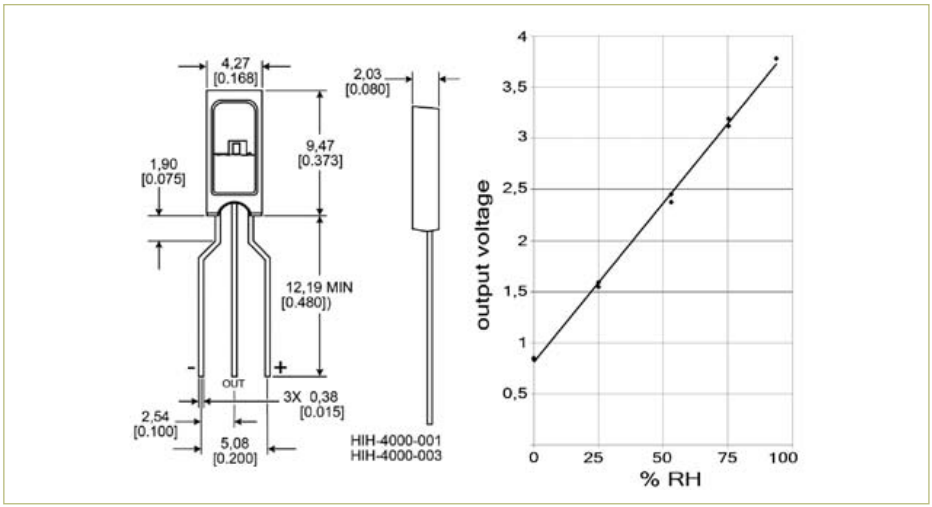



Bild 4. Anschlussbild und Ausgangskennlinie des Feuchtigkeitssensors HIH 4000 (Quelle : Honeywell)

den Analogeingängen des Moduls PB-3B kompatibel.
Im Gegensatz zu anderen resistiv oder kapazitiv arbeitenden Sensoren misst der HIH 4000 alle Werte zwischen 0 % und 100 % nach folgender Formel:
$V_{OUT} = V_S \times ((0{,}00062 \times RH) + 0{,}16)$ mit RH: relative Luftfeuchte in %.

Man muss noch ein wenig tricksen, damit der PICBASIC, der nur positive ganze Zahlen kennt, damit umgehen kann:

$$RH = \frac{\frac{100 \cdot V_{OUT}}{V_S} - 1600}{62}$$

mit $V_{OUT}$ in Hundertstel Volt.
Beispiel: wenn an Eingang AD4 des PB-3B eine Spannung von 2,5 V anliegt, die vom HIH 4000 ($V_S$ = 5 V) geliefert werden, dann weist Programmzeile 1230 (siehe Listing) dieser Spannung einen Wert von 250 (Hundertstel Volt) zu, wohingegen Zeile 1240 diesen umwandelt in relative Luftfeuchtigkeit mit:

$$RH = \frac{\frac{100 \cdot 250}{5} - 1600}{62} =$$

$$\frac{5000 - 1600}{62} = 54\%$$

## Die Schaltung

Der Sensor HIH 4000 (IC2) (**Bild 4**) ist am Analogeingang AD4 des PICBASIC angeschlossen. Der Sensor wird über ein dreiadriges Kabel an K3 der Platine angeschlossen. Die Eingänge I1, I2 und I3 erhalten die Informationen von den drei Tastern S1 (Inkrement), S2 (Dekrement) und S3 (Messung/Initialisierung). Pull-up-Widerstände von 100 kΩ (R2, R3 und R4) und Kondensatoren von 47 nF (C6, C7 und C8) schützen vor Störsignalen.
Die Low-Power-LED D4 ($I_F$ = 2 mA) ist direkt an den Pin O0 des PICBASIC angeschlossen und zeigt das Funktionieren des Hygrometers durch Blinken an. Um einen Luftbefeuchter mit 230 V anzusteuern, aktiviert O11 des PB-3B einen Triac-Optokoppler (IC4), der wiederum einen Leistungs-Triac (TRI1) ansteuert.

## Praktischer Aufbau

Alle Bauteile finden auf einer einseitigen Platine im Eurokarten-Format (160 × 100 mm²) Platz (**Bild 5**). Das Platinenlayout steht unter [4] zum Download zur Verfügung. Der Sensor wird wie schon erwähnt an K3 angeschlossen. Das Display LCD1 wird mit Abstandshaltern von 35 mm Länge montiert. Summer Bz1 ist auf dem Foto der Musterplatine (**Bild 6**) nicht sichtbar, weil er, ebenso wie D3 und C5, vom Display verdeckt wird. Diese Bauteile finden sich aber im Bestückungsplan, der ebenfalls im Layout-Download unter [4] enthalten ist. Falls die Stromaufnahme des Luftbefeuchters bei 2 A oder mehr liegt, sollte man die Leiterbahnen, die zur Klemme K4 führen, mit Lötzinn verstärken.

## Test und Abgleich

Voraussetzung: Da Netzspannung (230 V) angeschlossen wird, darf die Inbetriebnahme nur von Fachkräften vorgenommen werden, die auf Grund ihrer Ausbildung dazu berechtigt sind.

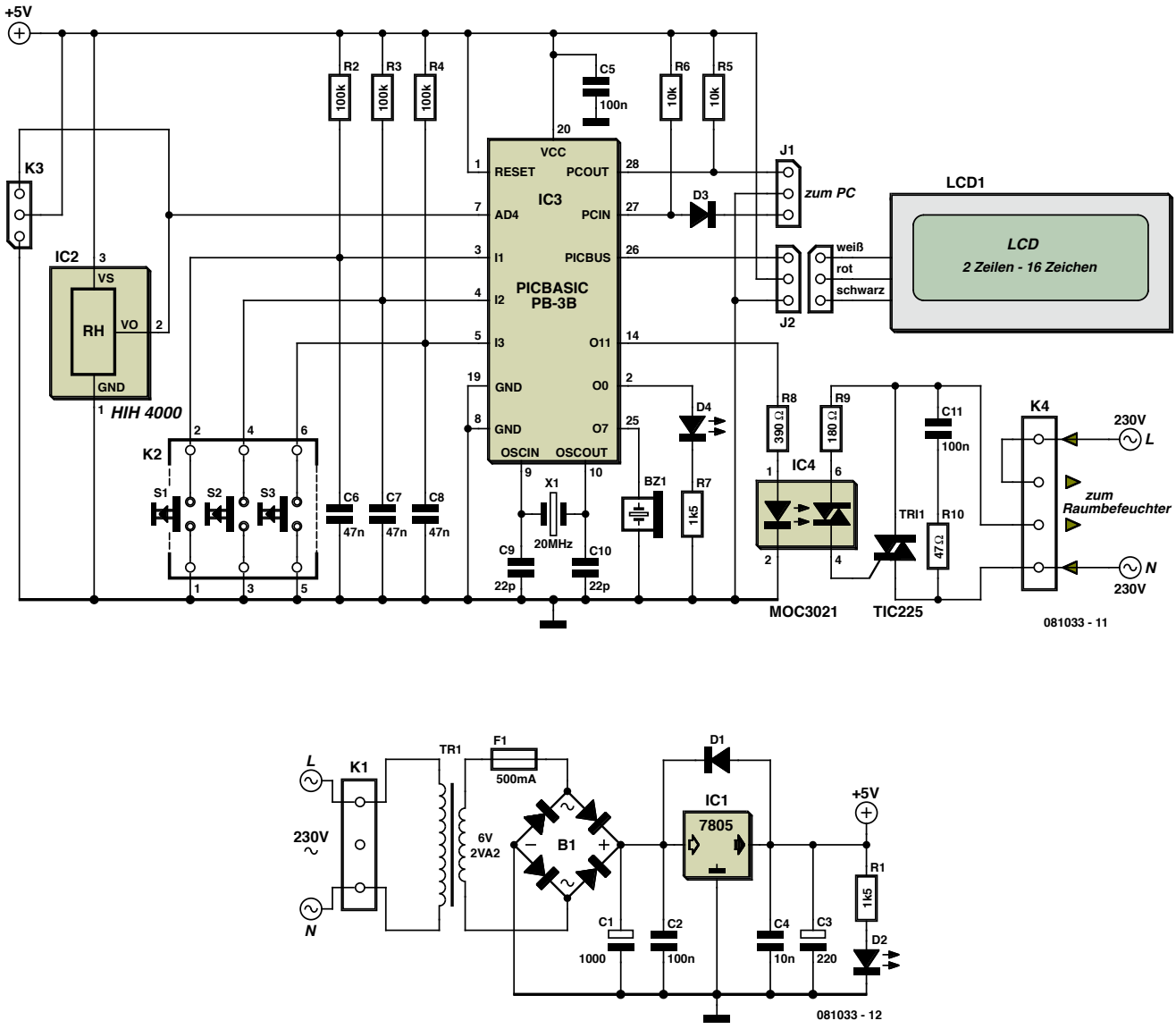



Bild 5. Die Schaltung des Hygrometers verwendet ein PICBASIC PB-3B-Modul und den Feuchtigkeitssensor HIH 4000 und schaltet über einen Optokoppler und einen Triac einen Luftbefeuchter an 230 V. Die Verdrahtung und Inbetriebnahme darf nur von Fachkräften vorgenommen werden, die auf Grund ihrer Ausbildung dazu berechtigt sind.

Anfangsbedingungen: IC3 (PICBASIC PB-3B) ist noch nicht in die Fassung eingesetzt und das Display ist noch nicht mit J2 verbunden. Der Luftbefeuchter ist noch nicht an K4 angeschlossen und hier liegen auch noch keine 230 V an.

Legen Sie Spannung (230 V) an Anschlüsse 1 und 3 von K1: LED D2 leuchtet auf. Prüfen Sie die 5-V-Spannung an den Pins 20 (+) und 19 (-) an der Fassung von IC3.

Ohne Spannung: Verbinden Sie die LC-Anzeige mit J2, bevor Sie das Programmierkabel an J1 anschließen.

Nach dem Einschalten (Anlegen von Spannung): Das LCD zeigt einen feststehenden Cursor.

Übertragen Sie nun das Programm in den PICBASIC-Controller und warten Sie, bis für 5 Sekunden „***Hygrometer*** / © ELEKTOR 2011“ erscheint: Das Programm hat seine Arbeit aufgenommen.

## Stückliste

**Widerstände:**
(alle 0,25 W)
R1,R7 = 1k5
R2,R3,R4 = 100 k
R5, R6 = 10 k
R8 = 390 Ω
R9 = 180 Ω
R10 = 47 Ω

**Kondensatoren:**
C1 = 1000 µ/25 V
C2 = 220 µ/25 V
C3, C5 = 100 n/63 V
C4 = 10 n/63 V
C6,C7,C8 = 47 n/63 V
C11 = 100 n/400 V
C9, C10 = 22 p (keramisch)

Halbleiter:
D1 = 1N4004
D2,D4 = LED 3 mm grün (low power, $I_F$ = 2 mA)
D3 = 1N4148
IC1 = 7805 (TO220)
IC2 = HIH 4000-001 Honeywell-Feuchtigkeitssensor (z.B. Farnell)
IC4 = Optokoppler MOC3021
B1 = Brückengleichrichter 1 A
TRI1 = Triac 8 A/600 V (z.B. TIC225M oder Vergleichstyp)

**Außerdem:**
Bz1 =Piezo-Schallwandler
S1,S2,S3 = Drucktaster (Schließer)
Tr1 = Transformator 230 V/6 V, 2,2 VA für Platinenmontage
F1 = Feinsicherung 500 mA mit Halter
X1 = 20-MHz-Quarz
K1, K3 = Anschlussklemme 3-polig für Platinenmontage
K4 = Anschlussklemme 4-polig (2x2) für Platinenmontage
K2 = Anschlussklemme 6-polig (2x3) für Platinenmontage
DIL-Fassung 28-polig (schmal, Präzisionskontakte)
DIL-Fassung 6-polig (Präzisionskontakte)
Kühlkörper für IC1 und TR1 (TO220)
Schrauben und Abstandshalter
Serielles LCD, 2x16 Zeichen (Best.-Nr. ELCD162)
Lötverbinder =
J1 = Lötverbinder (Lextronic Best.-Nr. CON-PB3)
J2 = Lötverbinder (Lextronic Best.-Nr. CON-AFF)
IC3 = PICBASIC PB-3B
Programmierkabel USB oder parallel

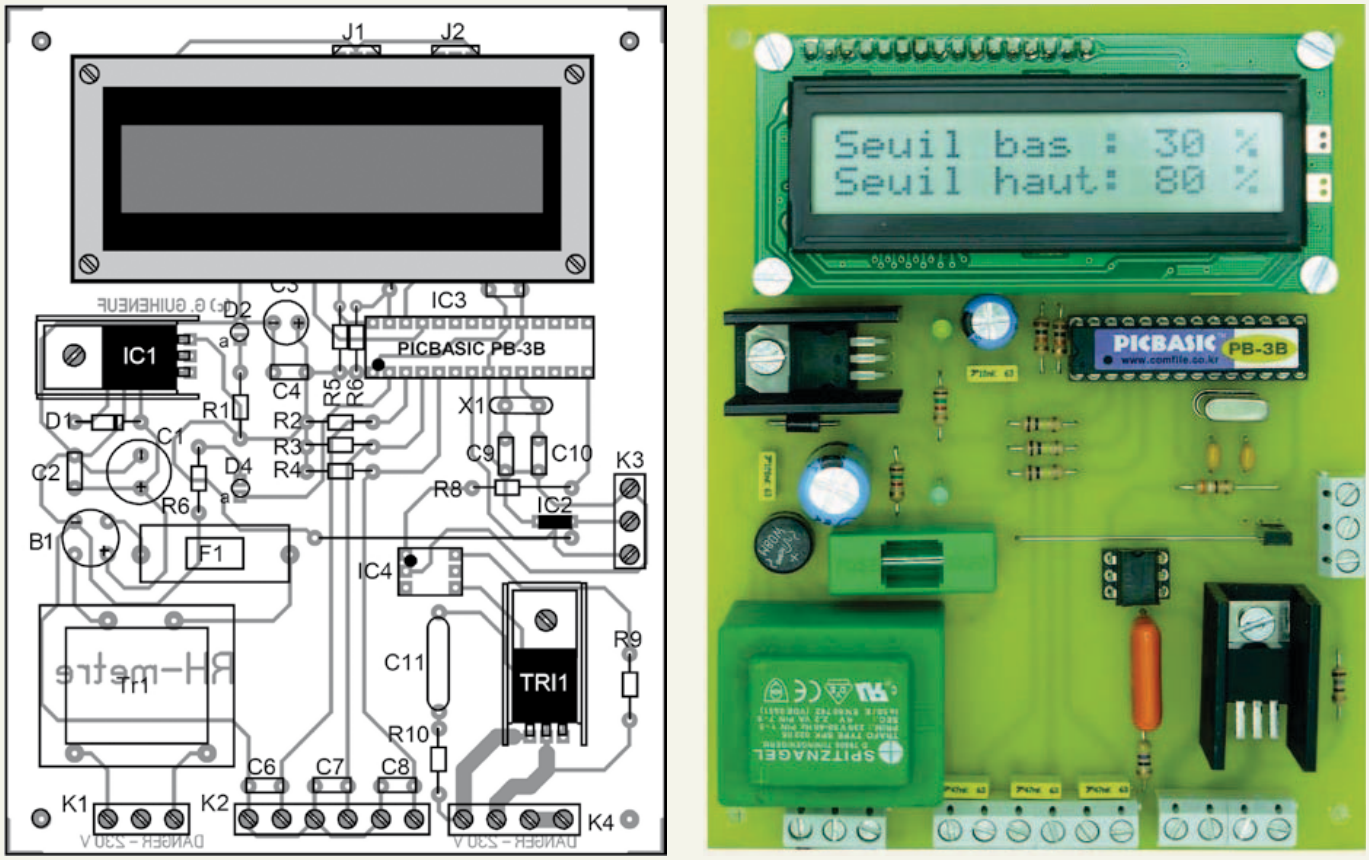



Bild 6. Bestückungsplan der Platine und Musteraufbau. Das Display zeigt die eingestellten Schaltschwellen an, die hier bei 30 % und 80 % relativer Luftfeuchtigkeit liegen (Software auf Englisch verfügbar).

Als erstes wird die relative Luftfeuchtigkeit der Umgebung angezeigt (5 s).
Drücken Sie nun die Taster S1, S2 und S3, um die untere Einschaltschwelle für den Hygrometer-Ausgang einzugeben und zu bestätigen. Die gleiche Vorgehensweise gilt bei der Eingabe des Sollwerts der oberen Schaltschwelle, bei welcher der Luftbefeuchter ausgeschaltet wird.
Das Hygrometer zeigt abwechsend die beiden Sollwerte (obere und untere Schaltschwelle) und die relative Luftfeuchtigkeit der Umgebung an. Falls sich die Luftfeuchtigkeit zwischen den beiden einprogrammierten Schaltschwellen befindet, ist der Ausgang des Hygrometers im Ruhezustand. Nun kann der Schaltausgang auch per Hand durch Druck auf S1 eingeschaltet und durch Druck auf S2 ausgeschaltet werden. Falls man keinen Haltebefehl mittels S2 gibt, reicht es auch, zum Ausschalten leicht auf

## Besprechung des Programms (in Auszügen)

Die vollständige Version (auch mit englischen Display-Texten) kann von der Website heruntergeladen werden. Zweck dieses Auszugs (etwa die Hälfte des Programms) ist es, die Einfachheit des Programmierens unter BASIC aufzuzeigen.

In Zeile 37 wird die relative Luftfeuchte der Umgebung gemessen und angezeigt (mittels der Unterprogramme 1200-1250 und 1100-1120). Beginnend mit Zeile 41 erfolgt die Eingabe des unteren Sollwerts für die Ansteuerung des Schaltausgangs. Hier kann, beginnend mit einem Default-Wert von 50%, der Schwellenwert mittels S1 inkrementiert werden (Zeile 45). Umgekehrt wird mit S2 dekrementiert (Zeile 46). Sobald der Wert einmal eingestellt ist, wird mit S3 die Eingabe abgeschlossen (Zeile 47). Auf die gleiche Art wird der obere Schwellenwert, der das automatische Ausschalten des Ausgangs festlegt, ab Zeile 51 programmiert. Zeilen 55, 56 und 57 verwalten Inkrementieren, Dekrementieren und Übernahme des editierten Sollwertes „seuil haut“ (Ausschaltschwelle); der neue Wert wird übernommen, sofern er höher ist als der untere Schwellenwert (Befehl SH > SB). Schließlich sei noch erwähnt, dass die Steuerung des Hygrometers mit einem grafischen Ablaufdiagramm entwickelt wurde (hier aus Platzgründen nicht abgebildet). Das Hygrometer zeigt abwechselnd die aktuelle Luftfeuchtigkeit (Unterprogramme 1100-1120 und 1200-1250) und die programmierten oberen und unteren Schwellenwerte an (Aufruf des Unterprogramms 1000-1030).

[...]

```
36 ' --- Affichage du taux d'hygrométrie ambiante  / Anzeige der Feuchtigkeit der Umgebungsluft
37 cls : locate 0,0 : print " Rh ambient " :    " : gosub 1200 : gosub 1100 : delay 5000    '   Rh ambiant =
   rel. Feuchte Umgebungsluft
40 ' --- Configuration des seuils --- / Konfiguration der Schwellenwerte
41 ' --- Saisie seuil bas --- / Eingabe untere Schwelle
42 SB = 50 : cls : locate 0,0 : print "Rh niveau bas : " : locate 6,1 : print dec (SB);" %" : locate 4,1 :
   print "Rh :"   ' frz. Rh = relative Feuchte
43 S1 = keyin (1,10) : S2 = keyin (2,10) : S3 = keyin (3,10)
44 if S1 = 1 and S2 = 1 and S3 = 1 then goto 43
45 if S1 = 0 and S2 = 1 and S3 = 1 and SB < 99 then SB = SB + 1 : locate 6,1 : print dec (SB); " %" : locate
   4,1 : print "Rh : " : sound 7,159,2
46 if S1 = 1 and S2 = 0 and S3 = 1 and SB > 0 then SB = SB - 1 : locate 6,1 : print dec (SB); " %" : locate
   4,1 : print "Rh : " : sound 7,159,2
47 if S1 = 1 and S2 = 1 and S3 = 0 then locate 0,0 : print "  VALIDATION !  " : sound 7,255, 16 : delay 1000
   : goto 50  ' Messung erfolgt
48 goto 43
50 ' --- Saisie seuil haut --- / Eingabe obere Schwelle
51 SH = SB
52 cls : locate 0,0 : print "Rh niveau haut : " : locate 6,1 : print dec (SH); " %" : locate 4,1 : print "Rh
   : "
53 S1 = keyin (1,10) : S2 = keyin (2,10) : S3 = keyin (3,10)
54 if S1 = 1 and S2 = 1 and S3 = 1 then goto 53
55 if S1 = 0 and S2 = 1 and S3 = 1 and SH < 100 then SH = SH + 1 : locate 6,1 : print dec (SH); " %" :
   locate 4,1 : print "Rh : " : sound 7,159,2
56 if S1 = 1 and S2 = 0 and S3 = 1 and SH > SB then SH = SH - 1 : locate 6,1 : print dec (SH); " %" : locate
   4,1 : print "Rh : " : sound 7,159,2
57 if S1 = 1 and S2 = 1 and S3 = 0 and SH > SB then locate 0,0 : print " VALIDATION !  " : sound 7,255, 16 :
   delay 1000 : goto 60  ' Messung erfolgt
58 goto 53
```

den Sensor HIH 4000 zu blasen, vorausgesetzt, man hat einen oberen Schwellenwert von etwa 70 % eingegeben.
Wenn der Schaltausgang im Ruhezustand ist, können Sie die 230-V-Leitungen - wie im Schaltbild gezeigt - an die Anschlussklemmen 1 und 4 von K4 anschließen und den Luftbefeuchter an die Klemmen 2 und 3 von K4.
Betätigen Sie S3, um das Hygrometer zu initialisieren und neue Sollwerte für die obere und untere Schaltschwelle zu programmieren, welche nahe bei der aktuellen Luftfeuchtigkeit liegen sollten. Abhängig von der Luftfeuchtigkeit und den beiden eingestellten Schwellenwerten aktiviert der Schaltausgang des Hygrometers den angeschlossenen Luftbefeuchter, um eine Pseudo-Regelung der Luftfeuchtigkeit zu erreichen: Das programmierbare Hygrometer erfüllt seine Funktion.

081033

### Weblinks:


[1] www.comfile.co.kr/download/pb/pbstv16.zip

[2] http://robotlivet1.free.fr/Composants_electroniques_en.htm

[3] www.allhotelsinfethiye.com/satilik_elkt/pic/picbasicdatabook.pdf

[4] www.elektor.de/081033

elektor

# Elektor Print

## Gewohnter Lesespaß auf Papier

+

# Elektor Digital

## Neuer Lesespaß auf PC, Notebook oder Tablet

=

# Elektor PLUS

## Ultimativer Lesespaß zu Hause oder unterwegs

**Lesen Sie Elektor im vorteilhaften PLUS-Abonnement!**

**Jetzt abonnieren oder upgraden: www.elektor.de/abo**

# Robotersimulator ROBBI

## PIC-animierter Roboterkopf

Von Walter Trojan (D)

Was tut man nicht alles für seinen Enkel. Zum Beispiel einen animierten Roboterkopf entwickeln. So entstand das hier vorgestellte Projekt, an dem nicht nur der Enkel seine Freude hatte. Viel Spaß mit ROBBI!

Es war kurz vor Weihnachten und der Autor hatte Besuch von seinem Enkel. Bei den dann angesagten Gesprächen über Spielsachen kristallisierte sich der Wunsch nach einem bewegten, blinkenden und tönenden Roboterkopf heraus. Eine Lichtquelle sollte er auch noch erkennen und sich danach ausrichten können, und der Enkel wollte ihn ROBBI nennen.

### Keep it simple

Kein Problem, dachte der Autor. Mal sehen, was die Bastelkiste hergibt. Schnell fanden sich ein Modellbau-Servo, diverse Kleinteile und ein PIC12F683. Dieser ist mit einem PWM-Modul ausgestattet, das sich für die einfache Erzeugung von Tönen eignet. Aber schafft der die gestellten Aufgaben mit seinen fünf I/O-Ports? Das war dann doch eine Herausforderung.

Dafür erfolgte der mechanische Aufbau nach dem Motto „keep it simple“: In eine Pappschachtel wurden als Augen zwei blaue LEDs eingeklebt und mit Unterlegscheiben und Dichtungsringen optisch aufgepeppt – siehe Foto. Hinter dem aufgeklebten Mund mit einigen Austrittslöchern befindet sich ein kleiner Lautsprecher. Damit der Kopf die Richtung zu einer Lichtquelle gut erkennen kann, sind zwei Fototransistoren als „Brillies“ an den Ohren platziert. Der auf einer kleinen Holzplatte befestigte Servo nimmt auf seinem Servoarm den Kopf auf. Für eine flexible Verbindung mit der Steuereinheit sorgt ein 6-poliges Flachkabel mit einer Buchsenleiste (K2) am Ende.

### PIC-Tricks

Die Steuereinheit befindet sich auf einer kleinen Platine, an deren Rückseite ein Batteriehalter für vier AAA-Batterien montiert ist. Es können Alkali- oder NiMH-Zellen eingesetzt werden. Bei Alkali-Zellen ist die Spannung für den PIC in der Schaltung (**Bild 1**) etwas zu hoch, weshalb sie mit zwei Dioden (1N4001) reduziert wird. Für den Betrieb mit vier NiMH-Zellen muss man J1 setzen, die Dioden kann man dann auch weglassen. Servo und Lautsprecher liegen hingegen an der vollen Batterie- beziehungsweise Akkuspannung.

Der PIC-Mikrocontroller wird vom internen Oszillator mit 4 MHz getaktet und steuert den Roboterkopf über vier I/O-Ports:

GP0 und GP1 werden die meiste Zeit als digitale Ausgabe-Ports genutzt und steuern die Augen-LEDs mit einem kräftigen Strom von ca. 20 mA an. Periodisch werden die beiden Ports kurzzeitig auf Analog-Eingabe geschaltet, um die Kollektor-Spannung der Fototransistoren zu messen. Fällt kein oder nur schwaches Licht ein, sind die Transistoren gesperrt, und an GP0 und GP1 liegt die Durchlass-Spannung der blauen LEDs (D3 und D4) in Höhe von etwa 2,7 V.

Die relativ hochohmigen Widerstände R8/R9 bzw. R10/R11 begrenzen den LED-Strom auf ca. 0,2 mA, so dass in dieser kurzen Phase kein wahrnehmbares Licht emittiert wird. Bei Lichteinfall schalten die Fototransistoren durch und an den Kollektoren reduziert sich die Spannung auf einen Wert zwischen 0 und 2,7 V. Beide Spannungen werden über die Ports (GP0, GP1) gemessen, die Differenz regelt die Ausrichtung des Kopfes. Die eingesetzten Fototransistoren (T2/T3) des Typs BP103BF verfügen neben einer guten Empfindlichkeit über ein Tageslichtfilter und sind damit gut für die Kopfsteuerung mit einer Taschenlampe geeignet.

GP2 lässt sich als PWM-Ausgang konfigurieren und übernimmt damit die Tonerzeugung. Der Lautsprecher wird über Transistor T1 angesteuert, wobei R3 die Lautstärke der Quiekgeräusche auf einen erträglichen Pegel reduziert. GP3 ist als Reset-Eingang mit RC-Glied R2/C2 und Taster S2 beschaltet. GP5 steuert den Servo mit 1 bis 2 ms breiten Impulsen in einem Abstand von 20 ms. Die Impulsbreite bestimmt die Position des Servos. GP4 wird lediglich zur Simulation des Roboter-Herzschlags genutzt, der Ausgang lässt die „Heartbeat-LED“ (LED1) einmal pro Sekunde kurz aufleuchten.

### Licht und Ton

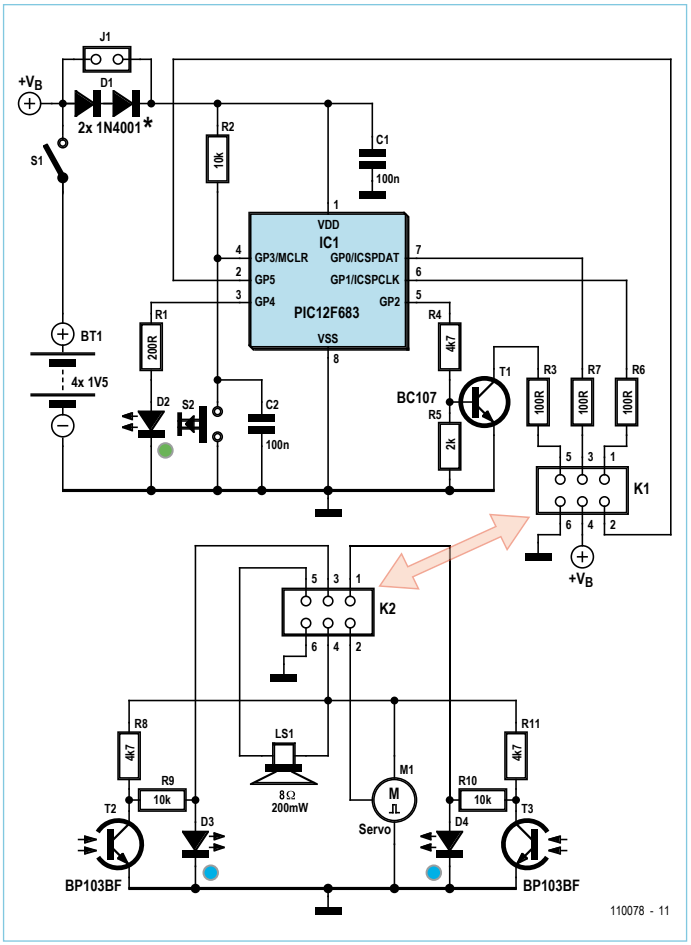
Die eigentlichen „PIC-Tricks“ stecken in der Firmware, die nicht ganz so einfach zu realisieren war wie die Schaltung. Wenn ROBBI

*Leserprojekte sind Beiträge von Elektor-Lesern für experimentelle Zwecke oder zur Anregung für andere Leser.*
*Die in dieser Rubrik vorgestellten Schaltungen wurden vom Elektor-Labor nicht auf Reproduzierbarkeit und Funktion getestet.*

keine Lichtquelle erkennt, sollte ein Bewegungsprogramm ablaufen, bei dem der Kopf sich hin und her dreht, die LED-Augen mit unterschiedlichen Effekten blinken und zusätzlich verschiedene Quieklaute erzeugt werden. Dabei muss ständig nach einer Lichtquelle Ausschau gehalten werden, damit der Kopf darauf reagiert und sich zur Lichtquelle hin ausrichtet.

Zur Lösung dieser Aufgabenstellung hielt sich der Autor an einen klassischen Programmaufbau, bestehend aus einer übersichtlichen Hauptschleife mit zahlreichen Unterprogrammen. Dabei wird von Timer1 in einer Interruptroutine ein 20-ms-Takt abgeleitet, der alle aktiven Komponenten ansteuert.
Der Servo erhält alle 20 ms einen Impuls, dessen Breite die Servoposition einstellt. Die Mittelstellung entspricht einer Impulsbreite von 1,5 ms, die Endpositionen korrespondieren mit einer Impulsbreite von 1,0 beziehungsweise 2,0 ms.
Für die LEDs sind fünf verschiedene Zustände (Effekte) vorgesehen: aus, dauernd an, langsam blinken, schnell blinken und blitzen. Auch zur Erzeugung verschiedener Quieklaute stehen fünf Optionen zur Verfügung: Ton aus, Tonhöhe mittelhoch (schnell ansteigend), hoher Ton (schnell abfallend), hoher Ton (langsam abfallend) und tiefer Ton (langsam ansteigend).
Die Töne werden durch entsprechende Parametrierung der PWM-Register erzeugt, wobei die Periodenlänge ständig modifiziert wird. Zuletzt wird in der Hauptschleife geprüft, ob ein helleres Licht erkennbar ist. Falls ja, wird das zuvor beschriebene Bewegungsprogramm verlassen und ROBBI geht in den „Follow-me“-Modus, richtet sich nach der Lichtquelle aus und folgt ihr, falls diese sich bewegt. Erlöscht das Licht, dreht, blinkt und quiekt ROBBI weiter wie oben beschrieben.
Der Bewegungsablauf ist nicht fest in den Code gemeißelt, er wird vielmehr in einer zweidimensionalen Tabelle parametriert. Jede Zeile dieser Tabelle beschreibt, was ROBBI in der nächsten Zeit zu tun hat:
< Dauer in 20-ms-Ticks, Zielposition Servo, Geschwindigkeit, LED links, LED rechts, Ton >
Beispiel: < 200, 100, 2, 4, 1, 3 >
In einem Zeitabschnitt mit einer Dauer von 200*20 ms = 4 s soll sich der Kopf von der aktuellen Position an den linken Endpunkt (100*10 µs = 1,0 ms) bewegen und bei jedem Takt die Impulsbreite um 2 µs (langsame Bewegung) reduzieren. Die linke LED soll Effekt 4 (blitzen) und die rechte LED soll Effekt 1 (Dauerlicht) produzieren. Zusätzlich soll gemäß Option 3 ein hoher Ton mit abfallender Frequenz erzeugt werden.
Ist der Zeitabschnitt vorüber, wird die nächste Zeile der Tabelle abgearbeitet und am Ende wieder auf die erste Zeile geschaltet. Diese Technik ermöglicht nette Experimente und einen individuellen Bewegungsablauf.

Die Firmware umfasst etwa 600 Zeilen, sie wurde in Pascal geschrieben und mit Pascal Pro 4.6 von Mikroelektronika kompiliert. Auch die aktuelle Compilerversion 5.2 sollte die Firmware problemlos umwandeln. Da der Hexcode lediglich 1,5 KB belegt, kann die Software mit der kostenlosen Demoversion des Compilers verändert und bis auf 2 KB Hexcode erweitert werden. Das könnte im Ausbildungsbereich zum Beispiel für Schülerarbeitsgruppen interessant sein. Quell- und Hexcode stehen wie immer auf der Elektor-Webseite zum Projekt [1] als kostenloser Download zur Verfügung. In einem Videoclip des Autors ist ROBBI auf der Elektor-Youtube-Seite [2] zu sehen.




Das Projekt besteht aus einer Steuerschaltung mit einem PIC-Mikrocontroller und einer Sensor/Aktor-Schaltung, die aus einem Modellbauservo, einem Lautsprecher sowie zwei LEDs und zwei Fototransistoren besteht.

## Am Ende...

...war der Enkel begeistert und der Autor ganz zufrieden mit sich und dem, was er aus dem kleinen Mikrocontroller alles herausgeholt hat. Bei Verwendung eines etwas größeren Controllers mit SPI könnte man ROBBI mit einem Sprachchip wie zum Beispiel dem ISD4002 auch noch das Sprechen beibringen. Wenn der Enkel davon erfährt, ist wohl das nächste Projekt fällig. Was tut man nicht alles für seinen Enkel...

(110078)

## Weblinks:

[1] www.elektor.de/110078
[2] www.youtube.com/user/ElektorIM

# Philips „Colette“ Kofferradio (19

## Und nicht zu vergessen: Anette, Evette,

Von Jan Buiting (Elektor UK & US)

Röhren sind für Radios und Verstärker super, wenn man genug Platz hat und immer eine Steckdose in der Nähe ist. Viele denken: „Röhren brauchen halt viel Strom und so“. Und richtig: Ein mittleres Wohnzimmer-Radio der 1950er Jahre schluckte gut und gerne 25...100 W und gab nur etwa 1...5 W davon wieder in Form von NF-Ausgangsleistung zum eigenen Genuss oder Ärger der Nachbarn an den Lautsprecher. Mit so einem Apparat konnte man schlecht verreisen oder ein Picknick am Strand untermalen. Das Problematischste daran war die große Menge Energie, die allein die Heizung der Röhren erforderte, um genug Elektronen den Austritt aus der Kathode zu erleichtern. Gerade bei kleinen Trioden und Pentoden benötigte die Heizung mehr Energie als das Produkt aus Anodenspannung und Anodenstrom.

Schon kurz nach dem zweiten Weltkrieg begann der führende niederländische Röhrenhersteller Philips in seinem berühmten „Natuurkundig Laboratorium“ (Physik-Labor) die Entwicklung und Perfektionierung einer Serie von Miniaturröhren kleiner Leistung, deren direkte Heizung sie für Kofferradios prädestinierte. Diese Röhren, deren gleichzeitig als Kathode dienende Heizung nur 1,4 V bei 50 mA benötigte, wurden mit einem Führenden „D“ in ihrer Typenbezeichnung versehen – anders als die E-Typen mit ihrer indirekten Heizung für die typischen 6,3 V Wechselspannung. Schaltete man vier D-Röhrenheizungen in Serie, konnte man sie sogar gut am damals üblichen 6-V-Auto-Akku betreiben. Die Anodenspannungen lagen zwischen etwa 45 und 90 V, was damals als sehr niedrig galt und wofür es passende Batterien und Akkus gab. Auch in den USA wurden solche Röhren entwickelt. Ein Beispiel dafür ist die 3S4 (DL92).

Letztlich ebneten die „Batterieröhren“ der Miniwatt-D-Serie den Pfad zum Bau portabler Radios. Schon Ende der 1940er Jahre begann Philips mit der Produktion transportabler Radios, auch wenn diese in einem nicht sehr ansprechenden Bakelit-Gehäuse steckten und nur Lang-, Mittel- und Kurzwellenempfang boten. Man brauchte damals zwar schon eine dickere Brieftasche, um sich so ein modernes Radio leisten zu können, doch trugen diese Radios maßgeblich zum Erfolg der kleinen „kühlen“ Röhren bei. Ab 1951 gab es sogar professionelle Elektronik auf Basis der D-Röhren: den tragbaren Sendeempfänger SDR314, der in der Rubrik Retronik in Elektor 11/2006 beschrieben wurde.

Außerdem wurde 1951 ein 72-seitiges Buch zur Miniwatt-D-Serie für Ingenieure veröffentlicht. Das Buch wurde richtig berühmt, da es neben handfester Theorie die einzelnen Röhren vorstellte und dies mit Schaltungen für Radios kombinierte, die man mit einigen dieser Röhren selbst bauen konnte. Eine Auswahl:

- DK92 selbst-oszillierender Heptoden-Mischer
- DF91 HF-Pentode;
- DAF91 Diode/NF-Pentoden-Demodulator

- DL92 und DL94 NF-Leistungspentoden
- DM70 und DM71 Abstimmanzeige bzw. „magisches Auge“

Heute ist dieses Buch sehr selten. Abgebildet ist ein Exemplar der zweiten Auflage von 1954.

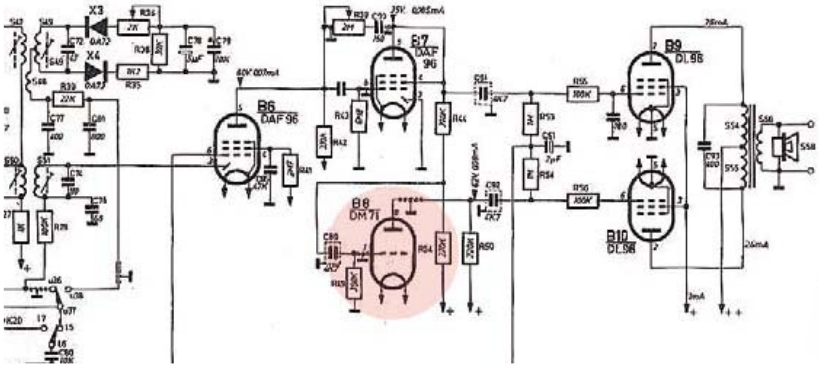
Etwa um 1955 gingen zunächst in Deutschland und dann in ganz Europa die ersten UKW-Sender in Betrieb. Und schon war ein von Philips speziell für den UKW-Bereich von 87,5...108 MHz geeignetes UKW-Kofferradio auf dem Markt. Es trug den schönen Namen „Colette“ und folgte damit unabsichtlich einer in den USA um 1950 auftauchenden und bis in die 1970er Jahre andauernden Marotte, an alle möglichen und unmöglichen Produktnamen ein „ette“ anzukleben. Es gab damals eine DryCleanerette, Kitchenette, Sedanette, Echolette, Corvette, Mobylette, Autoette, Wagonette und nicht zuletzt die Sandalette. In diesem speziellen Fall wollten die Marketing-Verantwortlichen von Philips Deutschland aber nicht unbedingt auf ein verniedlichendes Dimunitivum setzen, sie bevorzugten schlicht französische Frauennamen für ihre portablen Radios. Techniker bevorzugten allerdings die Modellnummer - bei der Colette sprachen sie vom Modell L5D62AB, wobei:

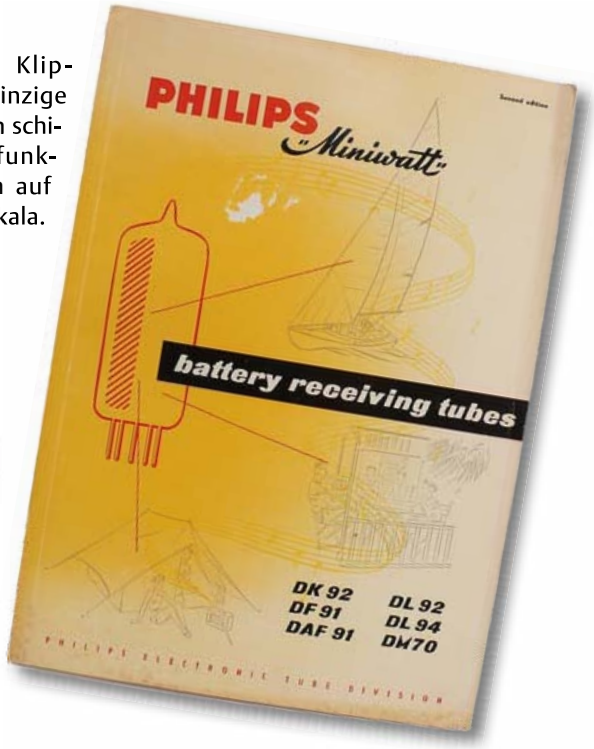
L = Radio, portabel
5 = Preisklasse (0–9)
D = Made in Germany (X =Belgien/Niederlande)
6 = Jahr der Dekade (195x)
2 = Modell
A = für Netzbetrieb
B = für Batteriebetrieb

*Retronik ist eine monatliche Rubrik, die antiker Elektronik und legendärer ELEKTOR-Schaltungen ihre Referenz erweist.*
*Beiträge, Vorschläge und Anfragen schicken Sie bitte an: editor@elektor.com*

# 56) Babette und Georgette

Eine Colette mit ihrem neuartigen UKW-Empfang war nicht leicht zu bekommen, da der damalige Listenpreis von 398 niederländischen Gulden etwa zwei Monatsgehältern eines Fabrikarbeiters entsprach. Daher gab es mit *Anette*, *Babette*, *Evette* und *Georgette* auch „billigere“ Schwestern in den Preisklassen 3 und 4 ohne UKW. In den Niederlanden benannte Philips eine Reihe nahezu identischer Colette alias Klipper war das einzige Modell mit den schicken Doppelfunktions-Knöpfen auf der Abstimmskala.



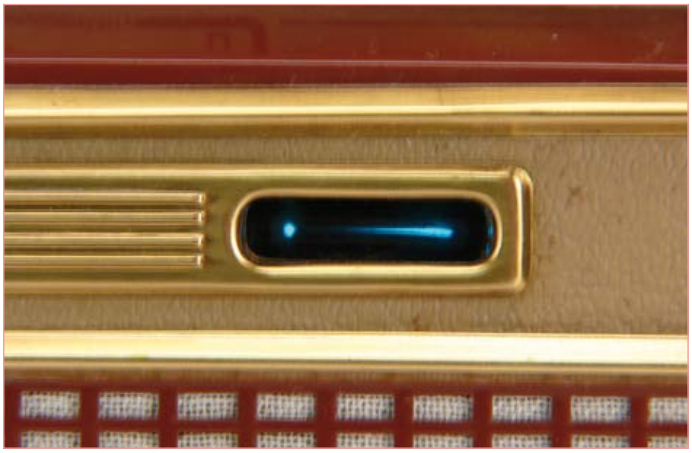



Radios nach Booten oder Schiffen: Jol (Jolle), Klipper, Flying Dutchman, Regenboog (Regenbogen), Valk (mittelgroßes offenes Segelboot) und Boeier (friesisches Boot). Im Gegensatz zur deutschen Sparte wurden die niederländischen Radios nicht mit diesen Namen auf dem Lautsprechergrill verziert. Die Namen standen lediglich in den Prospekten.

Das Radio basierte auf insgesamt zehn D-Röhren, einer Diode und zwei Selen-Brückengleichrichtern. Im portablen Betrieb wurde die Heizung von einem 1,2-V-Akku mit einer Kapazität von immerhin 6 Ah versorgt. Die Anodenspannung lieferte eine 90-V-Batterie. Beim Heizungs-Akku handelte es sich um einen Nickel-Cadmium-Typ, der berüchtigt für seinen korrosiven Inhalt war, der das

Innenleben des Radios attackierte. Nach über 25 Jahren Stillstand hat man es mit einem Wrack zu tun. Beim Öffnen eines solchen Radios mit vergessenem Akku bot sich meist ein trauriger Anblick.
Mit etwas Geschick lässt sich der Akku durch zwei Monozellen (LR20) mit 1,5 V ersetzen, indem man noch einen dicken Elko drüber legt. Primärzellen waren damals immerhin eine Option und es gab zwei Batteriehalter im Radio dafür. Die Anoden-Batterie ist eine andere Baustelle. Heute kann man einen Step-up-Schaltregler einsetzen - selbstverständlich gut abgeschirmt zur Vermeidung von Interferenzen. Es gibt einige Lösungen für dieses Problem im Internet. Auch in Elektor (2/2005) gab es schon eine Bauanleitung mit täuschend echt aussehenden Eveready-Batteriekarton als Gehäuse.
Colette verfügt über ein eingebautes Netzteil, das nicht nur die 90-V-Anodenspannung liefert, sondern sogar als einfacher Akkulader fungiert, wobei dann der Akku die Siebung übernimmt. Bei direkter Heizung will man keine 50-Hz-Wechselspannungsteile an den Kathoden haben. Eine komplette Ladung dauerte mit einem Strom von 0,6 A gut 14 Stunden. Dabei konnte man während des Ladens gleichzeitig Radio hören.
Meine Colette funktioniert nur mit Netzbetrieb. Es ist kein Akku und keine Batterie mehr im Gerät. Der Klang – speziell bei UKW – überrascht nicht Wenige, denn ein Kofferradio aus dieser Zeit assoziiert man eher mit Telefonqualität. Doch der Klang der Colette ist warm und voll. Er gibt sogar eine Art „Loudness-Effekt“ bei geringeren Lautstärken. Die größte Überraschung dürfte für unbedarfte Hörer aber der satte Bass sein, der mit bescheidenen 400 mW Ausgangsleistung möglich ist. Das Radio verfügt sogar über einen Öko-Modus: Man muss nur den Lautstärkeregler herausziehen. Damit wird jeweils eine Hälfte der beiden Heizungen in den Ausgangsröhren (DL96) abgeschaltet, was die Betriebsdauer auf Kosten der Lautstärke verlängert.
Es gibt noch einen Konstruktionsfehler: Eigentlich würde man von dem „magischen Auge“ DM71 erwarten, dass es die Feldstärke anzeigt. Faktisch ist es aber nur eine Kontrollleuchte. Die Schaltung zeigt, dass die DM71 lediglich als Phasenumkehrstufe für den Gegentaktbetrieb der beiden DL96 fungiert. Möglicherweise hat die DAF96 (B7) auch einfach zu wenig Leistung zur Ansteuerung der beiden Endröhren, da der Pegel der AM- und FM-Detektoren nicht sehr hoch ist.
Erwähnenswert sind außerdem die ausziehbaren Antennen mit ihren hellen Kunststoffkappen an den Enden, die einen Verstellwinkel von 0...180° für optimalen UKW-Empfang aufweisen. Falls das Signal dieses offenen Dipols zu schwach sein sollte, kann man auch eine externe Antenne anschließen. Die runden Löcher in den Seiten sind für den Anschluss einer Autoantenne und des 6-V-Auto-Akkus gedacht. Spätere Modelle hatten noch mehr Anschlussmöglichkeiten – nur an USB wurde damals noch nicht gedacht. ;-)
Meine Colette ist in gutem Allgemeinzustand, abgesehen von einigen Gebrauchsspuren an der Front unten. Die runden Ecken, das in hellem Ocker (oder war es mal grün?) gehaltene Gehäuse, die Hartkunststoffteile und der goldene Lautsprechergrill sprechen die Designsprache der 1950er Jahre. Und es waren keine Reparaturen nötig, um das Gerät nach 30 Jahren Tiefschlaf auf einem staubigen Dachboden wieder zum Leben zu erwecken. Lediglich die beiden DAF96 wurden ausgetauscht und das Batteriefach gesäubert.
Die Colette wiegt inklusive zwei Monozellen heftige 6,5 kg. Ich bin immer noch auf der Suche nach den UKW-losen Schwesterchen L4X und L3X, damit ich ein vollständiges Familienbild machen kann. Leider ist es mittlerweile sehr schwierig, noch brauchbare Exemplare zu finden...

(110705)



# Hexadoku

## Sudoku für Elektroniker

Gerade rechtzeitig vor den Feiertagen halten Sie hier wieder ein neues Hexadoku in Händen. Wenn Sie unter dem Christbaum genug von der Völlerei und den ewigen Wiederholungen im Fernsehen haben, dann ist das ihre Rettung...

Und etwas gewinnen können Sie dabei auch, nämlich einen von vier Elektor-Gutscheinen!

Die Regeln dieses Rätsels sind ganz einfach zu verstehen: Bei einem Hexadoku werden die Hexadezimalzahlen 0 bis F verwendet, was für Elektroniker und Programmierer ja durchaus passend ist.
Füllen Sie das Diagramm mit seinen 16 x 16 Kästchen so aus, dass **alle** Hexadezimalzahlen von 0 bis F (also 0 bis 9 und A bis F) in jeder Reihe, jeder Spalte und in jedem Fach mit 4 x 4 Kästchen (markiert durch die dickeren schwarzen Linien) **genau einmal** vorkommen.
Einige Zahlen sind bereits eingetragen, was die Ausgangssituation des Rätsels bestimmt.
Wer das Rätsel löst - sprich die Zahlen in den grauen Kästchen herausfindet - kann wie jeden Monat einen Hauptpreis oder einen von drei Trostpreisen gewinnen!

### Mitmachen und gewinnen!

Unter allen internationalen Einsendern mit der richtigen Lösung verlosen wir
einen **ELEKTOR-Gutschein** im Wert von 100 €
und
drei **ELEKTOR-Gutscheine** im Wert von je 50 €.

### Einsenden

Schicken Sie die Lösung (die Zahlen in den grauen Kästchen) per E-Mail, Fax oder Post an:
Elektor – Redaktion Süsterfeldstr. 25 52072 Aachen
Fax: 0241 / 88 909-77 E-Mail: hexadoku@elektor.de
**Als Betreff bitte nur die Ziffern der Lösung angeben!**
**Einsendeschluss ist der 31. Januar 2012!**

### Die Gewinner des Hexadokus aus dem Novemberheft stehen fest!

Die richtige Lösung ist: 40F58.
Der Elektor-Gutschein über 100 € geht an: M. Murphy (Irland).
Einen Elektor-Gutschein über je 50 € haben gewonnen: A. Jaques, Phillip Kelley und J.L. Kruger.
Herzlichen Glückwunsch!

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | B | 7 | A | 3 | | | | | | | C | 2 | 4 | E | |
| 8 | C | | E | 6 | B | 4 | | | 0 | A | 7 | 3 | | 5 | 1 |
| | | 1 | 2 | | 5 | | | | | 9 | | 8 | 0 | | |
| 0 | | 3 | | | E | | 2 | 6 | | B | | | 9 | | C |
| | F | | | E | C | | 5 | 8 | | 4 | A | | | 9 | |
| | A | 6 | | 2 | | | | | | | B | | 5 | D | |
| C | 3 | | 1 | | 6 | 9 | | | D | 0 | | A | | F | 2 |
| | | | | | | F | | | 1 | | | | | | |
| | | | | | | 2 | | | 3 | | | | | | |
| D | 6 | | 3 | | 1 | C | | | A | 5 | | 4 | | 8 | 9 |
| | 1 | 8 | | 0 | | | | | | | 6 | | F | 2 | |
| | 4 | | | 9 | 8 | | 6 | B | | C | 1 | | | 3 | |
| 3 | | 0 | | | F | | 4 | 9 | | 2 | | | 1 | | E |
| | | A | C | | 9 | | | | | 1 | | 5 | 2 | | |
| 1 | 9 | | D | C | 2 | 6 | | | 7 | E | 0 | F | | B | 8 |
| | 2 | F | B | 1 | | | | | | | 4 | 9 | 6 | 7 | |

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 3 | 9 | F | 4 | D | 6 | 1 | 5 | E | 0 | 2 | A | C | 7 | 8 | B |
| 5 | 0 | 8 | A | 7 | F | C | 4 | B | 1 | 3 | 9 | E | 2 | D | 6 |
| 1 | E | 6 | D | 8 | 2 | B | 3 | C | 7 | F | 5 | 9 | A | 0 | 4 |
| 7 | 2 | B | C | E | 0 | 9 | A | 8 | 4 | 6 | D | F | 3 | 1 | 5 |
| 8 | B | D | 5 | 9 | 1 | F | 6 | 0 | C | 4 | 3 | A | E | 2 | 7 |
| 9 | F | E | 2 | C | 7 | D | 8 | A | B | 1 | 6 | 0 | 4 | 5 | 3 |
| A | 1 | 7 | 3 | B | E | 4 | 0 | F | 5 | 8 | 2 | D | 6 | 9 | C |
| C | 4 | 0 | 6 | 3 | A | 5 | 2 | 7 | 9 | D | E | 8 | F | B | 1 |
| E | A | C | B | F | 3 | 7 | 1 | 9 | 6 | 5 | 0 | 2 | 8 | 4 | D |
| D | 5 | 1 | F | A | C | 2 | E | 3 | 8 | 7 | 4 | B | 9 | 6 | 0 |
| 0 | 6 | 4 | 9 | 5 | B | 8 | D | 1 | 2 | E | F | 3 | C | 7 | A |
| 2 | 7 | 3 | 8 | 0 | 4 | 6 | 9 | D | A | B | C | 1 | 5 | E | F |
| F | 3 | 5 | 0 | 1 | 8 | E | C | 4 | D | 9 | 7 | 6 | B | A | 2 |
| 4 | 8 | A | 7 | 2 | 9 | 0 | B | 6 | F | C | 1 | 5 | D | 3 | E |
| B | C | 2 | 1 | 6 | D | 3 | 7 | 5 | E | A | 8 | 4 | 0 | F | 9 |
| 6 | D | 9 | E | 4 | 5 | A | F | 2 | 3 | 0 | B | 7 | 1 | C | 8 |

Der Rechtsweg ist ausgeschlossen. Mitarbeiter der in der Unternehmensgruppe Elektor International Media B.V. zusammengeschlossenen Verlage und deren Angehörige sind von der Teilnahme ausgeschlossen.

# Starke Stücke

## Die ganze Welt der Elektronik in einem Shop!

NEU!

**Kreative Lösungen aus allen Bereichen der Elektronik**

### 311 Schaltungen

Das mittlerweile zwölfte Buch aus Elektors erfolgreicher „Dreihunderter"-Schaltungsreihe bietet ein weiteres Mal neue Konzepte sowie einen (fast) unerschöpflichen Fundus zu allen Bereichen der Elektronik: Audio & Video, Spiel & Hobby, Haus & Hof, Prozessor & Controller, Messen & Testen, PC & Peripherie, Stromversorgung & Ladetechnik sowie zu Themen, die sich nicht katalogisieren lassen. „311 Schaltungen" enthält viele komplette Problemlösungen, zumindest aber die Idee hierzu. Nicht zuletzt sind die 311 Schaltungen der Anstoß zu ganz neuen Überlegungen.
Dieses Buch ist ideal für alle, die kreativ mit der Elektronik umgehen; sei es im Beruf oder als Hobby.

544 Seiten (kart.) • ISBN 978-3-89576-255-0 • € 36,80 • CHF 45,70

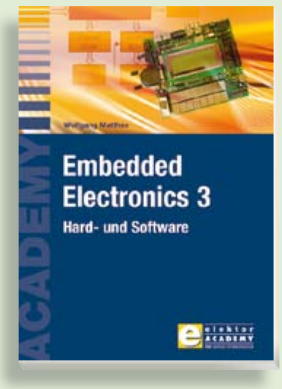
Topseller

**Band 1: Grundlagen**

### Stromversorgung ohne Stress

Die Funktion alle elektronischen Schaltungen und Geräte steht und fällt mit der Stromversorgung. Schon deshalb muss man dieser Baugruppe besondere Aufmerksamkeit widmen. Dieses Buch beinhaltet Grundlagen und Schaltungen der Stromversorgungstechnik für elektronische Geräte aus der Praxis. Dem aktuellen Trend folgend hat der Autor der mobilen Stromversorgungstechnik und der Schaltnetzteiltechnik besondere Aufmerksamkeit gewidmet.

294 Seiten (kart.) • ISBN 978-3-89576-248-2
€ 38,00 • CHF 47,20




**Der 3. Band der neuen Buchreihe**

### Embedded Electronics 3

Die Bände  Reihe wenden sich an jene, die sich – als Auszubildende, Studierende oder Berufseinsteiger – von A bis Z in die professionelle Schaltungs- und Systementwicklung einarbeiten wollen. Sie bieten, was Praktiker und Lernende brauchen: Eine Auffrischung und Vertiefung der Grundlagen, Anregungen zu eigenen Gedanken und Zugänge zu Einzelheiten, Querverbindungen und Spitzfindigkeiten.

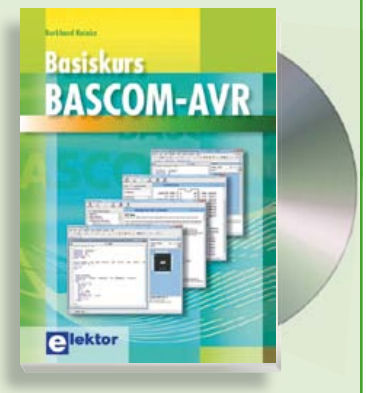
412 Seiten (kart.) • ISBN 978-3-89576-185-0
€ 49,00 • CHF 60,80

**„Die Spannung steigt!“**

## Stromversorgungen in der Praxis

Die Elektronik bestimmt unser tägliches Leben mehr denn je – Tendenz steigend. Dabei benötigen alle elektronischen Geräte und Systeme eine gut funktionierende Stromversorgung mit spezieller Anpassung an die Betriebsbedingungen. Dieses neue Buch beschreibt die entsprechenden Möglichkeiten vom Transformator bis zum passenden Kühlkörper. Behandelt werden die wichtigsten Merkmale, Einsatzmöglichkeiten und das Betriebsverhalten von vielen unterschiedlichen Stromversorgungsgeräten.

366 Seiten (kart.) • ISBN 978-3-89576-239-0
€ 46,00 • CHF 57,10

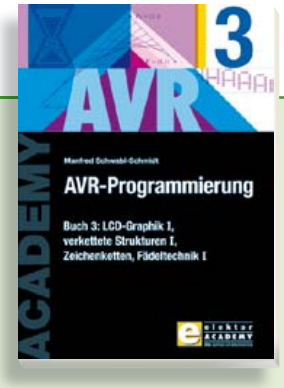



**Von Top-Autor und Entwickler Kainka**

## Basiskurs BASCOM-AVR

BASCOM und AVR-Controller sind ein starkes Team! Was immer man entwickeln möchte, meist hat ein ATmega schon das Wichtigste an Board: Ports, Timer, AD-Wandler, PWM-Ausgänge und serielle Schnittstelle, RAM, Flash-ROM und EEPROM, alles ist reichlich vorhanden. Und BASCOM macht die Anwendung zu einem Kinderspiel. Auch komplexe Peripherie wie LCD, RC5 und I²C lassen sich mit wenigen Befehlen nutzen.

223 Seiten (kart.) • inkl. Software-CD
ISBN 978-3-89576-238-3 • € 39,80 • CHF 49,40




**LCD-Graphik I, verkettete Strukturen I, Zeichenketten, Fädeltechnik I**

## AVR-Programmierung 3

Dieser dritte Band der Buchreihe zur Assembler-Programmierung von AVR-Mikrocontrollern richtet sich nicht nur an Einsteiger. Auch die C-Programmierer von AVR-Prozessoren profitieren von der Erläuterung der Besonderheiten, die es bei der Assembler-Programmierung zu beachten gilt. Nach der Erläuterung der statischen Datenstrukturen in Buch 2 folgt in diesem Buch der Einstieg in die dynamischen Strukturen. Er beginnt nach einer allgemeinen Einführung mit der einfachsten Struktur, der verketteten Liste. Der letzte Teil führt in den Selbstbau von Fädelsprachen ein, die ein äußerst personalisiertes und projektorientiertes Programmieren erlauben.

319 Seiten (kart.) • ISBN 978-3-89576-231-4
€ 46,00 • CHF 57,10

**Weitere Informationen zu unseren Produkten sowie das gesamte Verlagssortiment finden Sie auf der Elektor-Website:**

**www.elektor.de**

**Elektor-Verlag GmbH**
**Süsterfeldstr. 25**
**52072 Aachen**
**Tel. +49 (0)241 88 909-0**
**Fax +49 (0)241 88 909-77**
**E-Mail: bestellung@elektor.de**

**MIFARE und kontaktlose Smartcards angewandt**

## RFID

MIFARE ist die weltweit meistgenutzte RFID-Technologie. Dieses neue Buch bietet einen praxisorientierten und umfassenden Einstieg in diese Technologie. Die einleitenden Kapitel behandeln u. a. die physikalischen Grundlagen, die relevanten Normen, das RFID-Antennendesign, die Sicherheitsaspekte und die Kryptografie. Das vollständige Hardware- und Softwaredesign eines Readers ist ausführlich beschrieben.

464 Seiten (kart.) • ISBN 978-3-89576-219-2
€ 56,00 • CHF 69,50

**Visual Studio**

## C# 2010 Programmierung und PC-Anbindung

Ziel dieses Buches ist, auf einfache Weise zu zeigen, wie mit der populären Hochsprache C# ein PC programmiert werden kann. Am Anfang beschreibt das Buch Datentypen und Programmsteuerungen, die dann um fortschrittliche Konzepte wie die objektorientierte Programmierung, Threads, die Internetkommunikation und Datenbanken erweitert werden. Alle verwendeten Code-Beispiele können kostenlos von der Elektor-Webseite heruntergeladen werden.

349 Seiten (kart.) • ISBN 978-3-89576-244-4
€ 44,00 • CHF 54,60

CD- & DVD-ROMs

**Der Logikbaukasten für Jederman**

## Workshop-DVD „FPGA“

In diesem Workshop werden Sie in die Lage versetzt, auf die neuen Möglichkeiten einzugehen. Sie lernen den Aufbau und die Funktionsweise von FPGAs (*Field Programmable Gate Arrays*) kennen und sind danach in der Lage, den für Sie geeigneten Hersteller und Bausteintyp auszuwählen. Sie werden mit einem Schaltplan-Eingabewerkzeug arbeiten und erfahren, welchen „Logikbaukasten“ der FPGA-Hersteller für Sie in seinen Bibliotheken bereithält.

ISBN 978-3-89576-254-3 • € 29,80 • CHF 37,00

**Kompletter Elektor-Jahrgang 2010 auf DVD**

## Elektor-DVD 2010

Die neue Elektor-Jahrgangs-DVD enthält alle Artikel des Jahrgangs 2010. Sie verfügt über eine sehr übersichtlich gestaltete Benutzeroberfläche. Mit der Elektor-DVD 2010 können Sie: Platinenlayouts in perfekter Qualität drucken; diese Layouts mit einem Zeichenprogramm verändern; die Schnellsuchfunktion benutzen, mit der Sie in den einzelnen Artikeln oder im ganzen Jahrgang nach Wörtern, Bauteilen oder Titeln suchen können; Schaltbilder, Platinenlayouts, Illustrationen, Fotos und Texte exportieren.

ISBN 978-90-5381-267-9 • € 27,50 • CHF 34,10

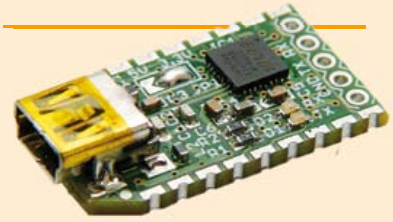
## Verbesserter Strahlungsmesser

(Elektor November 2011)

Für die Messung radioaktiver Strahlung braucht man nicht viel mehr als eine PIN-Fotodiode und den passenden Sensorverstärker. Bei diesem Projekt handelt es sich um einen optimierten Vorverstärker mit einem Mikrocontroller-Zähler. Der Controller übernimmt auch gleich die Zeitmessung und zeigt die Impulsrate in „counts per minute“ an. Das Gerät kann mit unterschiedlichen Sensoren für Gamma- und Alphastrahlung verwendet werden. Es eignet sich gut für Langzeitmessungen und für Untersuchungen an schwach strahlenden Proben.

*Bausatz mit allen Bauteilen inkl. Platine, Display und progr. Controller*

Art.-Nr. 110538-71 • € 39,95 • CHF 49,60



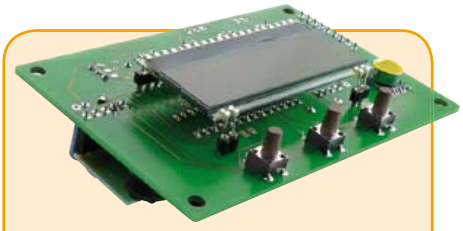
## USB-FT232R Breakout-Board

(Elektor September 2011)

Dieser USB-nach-TTL-Wandler ist nicht viel größer als der angegossene Stecker eines USB-Kabels. Seine nützlichen Dienste kann die Mini-Platine unter Windows, Linux und anderen Betriebssystemen entfalten. Mit dem praktischen Konverterboard lassen sich eigene Schaltungen einfach um einen USB-Anschluss erweitern und leicht USB/RS232- oder RS485-Wandler realisieren. Die Platine ist überall dort praktisch, wo TTL erwünscht, aber nur USB vorhanden ist.

*Bestückte und getestete Platine*

Art.-Nr. 110553-91 • € 15,00 • CHF 18,60



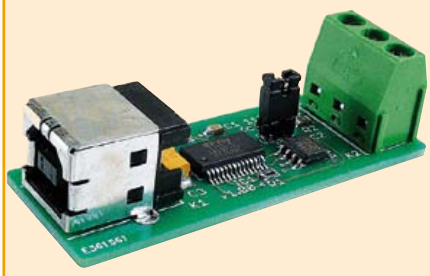
## USB-Wetterlogger mit Langzeitspeicher

(Elektor September 2011)

Dieser autonome Datenlogger zeichnet die von I²C-Sensoren gelieferten Daten für Luftdruck, Temperatur und Feuchte auf und zeigt sie auf einem LC-Display an. Die Ergebnisse lassen sich über USB auslesen und mit GNUplot auf einem PC grafisch darstellen. Dank der digitalen Sensormodule ist der Hardwareaufwand gering und ein Abgleich nicht erforderlich. Die Betriebsdauer mit drei Mignonzellen beträgt sechs bis acht Wochen.

*Kit bestehend aus Platine, prog. Controller, Feuchte- und Luftdrucksensor*

Art.-Nr. 100888-73 • € 34,95 • CHF43,40



## USB/RS485-Konverter

(Elektor Juni 2011)

Der USB/RS485-Konverter stellt die Verbindung zwischen dem USB-Port am PC oder Laptop und RS485-Signalen her. Der Konverter ist speziell für den 2-Draht-RS485-Bus konzipiert, der Anschluss an den Bus erfolgt unkompliziert durch eine dreipolige Klemmleiste. Dank der Verwendung des bekannten FT232L-Schnittstellenwandlers von FTDI stehen virtuelle COM-Port-Treiber nicht nur für alle gängigen Windows-Versionen, sondern auch für Windows CE, Windows Mobile, Linux und Mac OS X zur Verfügung.

*Bestückte und getestete Platine*

Art.-Nr. 110258-91 • € 24,95 • CHF 31,00

Bausätze & Module

# Lieferprogramm

**Januar 2012 (Nr. 493)** €

+++ Das Lieferprogramm zu dieser Ausgabe finden Sie auf www.elektor.de +++

**Dezember 2011 (Nr. 492)**

**USB-Stick am Mikrocontroller**
110409-1 ..... Platine ..... 10,95
110409-41 ..... Progr. PIC24FJ64GB002-I/sp dil-28s ..... 14,95

**Hier kommt der Bus (10)**
110258-1 ..... Platine (Experimental-Knoten) ..... 5,95
110258-1C3 ... 3 x Platine (Experimental-Knoten) ..... 12,95
110258-91 ..... USB/RS485-Konverter (bestückt und getestet) ..... 24,95

**November 2011 (Nr. 491)**

**Verbesserter Strahlungsmesser**
110538-41 ..... Progr. Controller ATmega88PA-PU ..... 10,50
110538-71 ..... Bausatz mit allen Bauteilen inkl. Platine, Display und progr. Controller ..... 39,95

**Hier kommt der Bus (9)**
110258-1 ..... Platine (Experimental-Knoten) ..... 5,95
110258-1C3 ... 3 x Platine (Experimental-Knoten) ..... 12,95
110258-91 ..... USB/RS485-Konverter (bestückt und getestet) ..... 24,95

**Fledermaus-Sonar**
110550-1 ..... Platine ..... 9,95

**OnCE/JTAG-Interface**
110534-91 ..... Programmer-Platine (bestückt und getestet) ..... 39,95

**Oktober 2011 (Nr. 490)**

**AVR-Platine Platino**
100892-1 ..... Platine ..... 12,95

**Hier kommt der Bus (8)**
110258-1 ..... Platine (Experimental-Knoten) ..... 5,95
110258-1C3 ... 3 x Platine (Experimental-Knoten) ..... 12,95
110258-91 ..... USB/RS485-Konverter (bestückt und getestet) ..... 24,95

**Audio-DSP-Kurs**
110001-91 ..... DSP-Board (bestückt und getestet) ..... 129,95
110001-92 ..... Kit bestehend aus DSP-Board (110001-91) und Programmer (110534-91 / Veröffentlichung im November-Heft / erhältlich ab KW42) ..... 149,95

**September 2011 (Nr. 489)**

**USB-Wetterlogger mit Langzeitspeicher**
100888-1 ..... Platine ..... 17,95
100888-41 ..... Programmierter Controller ATmega88-20PU ..... 9,95
100888-71 ..... HH10D Feuchtesensor ..... 7,95
100888-72 ..... HP03SA Luftdrucksensor ..... 6,45
100888-73 ..... Kit bestehend aus Platine, prog. Controller, Feuchte- und Luftdrucksensor ..... 34,95

**I²C-Sensoren**
100888-71 ..... HH10D Feuchtesensor ..... 7,95
100888-72 ..... HP03SA Luftdrucksensor ..... 6,45

**USB-FT232R Breakout-Board**
110553-91 ..... Bestückte und getestete Platine ..... 15,00

**J²B: Vielseitiges HMI-Modul mit ARM Cortex-M3**
050176-74 ..... Gehäuse Bopla Unimas 160 ..... 9,95
110274-71 ..... Kit bestehend aus Platine mit LPC1343-Controller, Quarz, Spannungswandler, LCD- und USB-Interface (bereits bestückt), LED und Stiftleisten ..... 39,95
110274-72 ..... LCD, 4 x 20 Zeichen (HD44780-kompatibel) ..... 9,95

**Hier kommt der Bus (7)**
110258-1 ..... Platine (Experimental-Knoten) ..... 5,95
110258-1C3 ... 3 x Platine (Experimental-Knoten) ..... 12,95
110258-91 ..... Bestückte und getestete Platine ..... 24,95

**Twittern mit E-blocks**
EB003 ..... E-blocks Sensor-Interface ..... 26,80
EB005 ..... E-blocks LCD-Board ..... 29,75
EB006 ..... E-blocks PIC-Multiprogrammer ..... 89,25
EB007 ..... E-blocks Switch-Board ..... 17,85
EB059 ..... E-blocks Servo-Board ..... 17,85
EB069 ..... E-blocks WLAN-Board ..... 164,95
TEDSSI4 ..... Flowcode 4 für dsPIC (Professional-Version) ..... 221,65

# Bestseller

## Bücher

1. **311 Schaltungen**
   ISBN 978-3-89576-255-0 ..... € 36,80 ..... CHF 45,70
2. **Stromversorgungen in der Praxis**
   ISBN 978-3-89576-239-0 ..... € 46,00 ..... CHF 57,10
3. **C# 2010 Programmierung** und PC-Anbindung
   ISBN 978-3-89576-244-4 ..... € 44,00 ..... CHF 54,60
4. **AVR-Programmierung 3**
   ISBN 978-3-89576-231-4 ..... € 46,00 ..... CHF 57,10
5. **Embedded Electronics 3**
   ISBN 978-3-89576-185-0 ..... € 49,00 ..... CHF 60,80

## CD- & DVD-ROMs

1. **ECD 6**
   ISBN 978-90-5381-258-7 ..... € 29,50 ..... CHF 36,60
2. **Elektor-DVD 2010**
   ISBN 978-90-5381-267-9 ..... € 27,50 ..... CHF 34,10
3. **ATM18-Collection**
   ISBN 978-0-905705-92-7 ..... € 29,50 ..... CHF 36,60
4. **Wireless-Toolbox**
   ISBN 978-90-5381-268-6 ..... € 32,50 ..... CHF 40,30
5. **The Audio Collection 3**
   ISBN 978-90-5381-263-1 ..... € 21,50 ..... CHF 26,70

## Bausätze & Module

1. **Verbesserter Strahlungsmesser**
   Art.-Nr. 110538-71 ..... € 39,95 ..... CHF 49,60
2. **USB-FT232R Breakout-Board**
   Art.-Nr. 110553-91 ..... € 15,00 ..... CHF 18,60
3. **Pico C**
   Art.-Nr. 100823-71 ..... € 82,50 ... CHF 102,30
4. **USB/RS485-Konverter**
   Art.-Nr. 110258-91 ..... € 24,95 ..... CHF 31,00
5. **USB-Wetterlogger** mit Langzeitspeicher
   Art.-Nr. 100888-73 ..... € 34,95 ..... CHF 43,40

**Bestellen Sie jetzt einfach und bequem online unter www.elektor.de/shop oder mit der portofreien Bestellkarte am Heftende!**

Elektor-Verlag GmbH
Süsterfeldstr. 25, 52072 Aachen
Tel. +49 (0)241 88 909-0
Fax +49 (0)241 88 909-77
E-Mail: bestellung@elektor.de



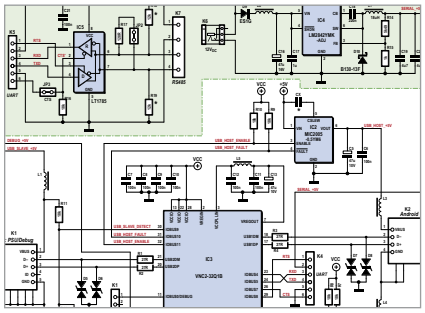
Preisänderungen und Irrtümer vorbehalten!

## Sky-Light-Meter

Dieses Projekt umfasst Sensoren für Helligkeit, Temperatur und Luftfeuchtigkeit sowie einen Datenlogger. Die programmierbaren Lichtsensoren vom Typ TSL230 messen die Helligkeit des Himmels in fünf Richtungen. Zentrale Einheit für die Steuerung der Messungen und die Messdaten-Erfassung und Speicherung ist ein PIC18F4455-Mikrocontroller.

## Pico-C-Multi-Meter

Das in Elektor April 2011 veröffentlichte Pico-C-Meter ist ein sehr handliches und kompaktes Kapazitätsmessgerät, das schnell und präzise Kondensatoren mit einer Auflösung von 0,1 pF misst. Allerdings ist der Messbereich mit Werten von maximal 2 nF etwas limitiert. Dank verbesserter Software ist es nun möglich, den Messbereich nach oben und unten zu erweitern, so dass sich Kapazitäten von 0,01 pF (!) bis 500 nF messen lassen. Darüber hinaus ist die Schaltung nun auch als Signal-Generator zu verwenden. Doch nicht nur das: Die neu entwickelte Platine verfügt auch über einen separaten Eingang für die Perioden-dauer- und Frequenzmessung!



## Andropod

Android-Geräte eignen sich sehr gut zur Verwendung in Verbindung mit selbst entwickelten Mikrocontroller-Systemen. Für wenig Geld erhält man ein Display, Rechenleistung, Schnittstellen und Sensoren. Das Problem besteht darin, die Ressourcen des Android-Geräts für die eigene Anwendung zu nutzbar zu machen. Genau dafür wurde Andropod entwickelt – ein Android-USB-Interface mit TTL- und RS485-Anschluss.

*Elektor Februar 2012 erscheint am 18. Januar 2012.*
*Elektor gibt es im Bahnhofsbuchhandel, Elektronik-Fachhandel, an ausgewählten Kiosken und garantiert beim Presse-Fachhändler.*
*Sie können Elektor auch direkt bei www.elektor.de bestellen.*

*Änderungen vorbehalten!*

ww.elektor.de www.elektor.de www.elektor.de www.elektor.de www.elektor.de www. elekto

# Elektor im Netz

Alle Magazin-Artikel ab 1996 können einzeln im PDF-Format heruntergeladen werden (gegen Elektor-Credits). Zu jedem Artikel findet man eine kurze Zusammenfassung, technische Daten und eine Stückliste (sofern vorhanden), was bei der Projektauswahl hilft. Dazu kommen eventuelle Updates/Berichtigungen und die Downloads zum Artikel (z.B. Software und Zusatzinfos). Auch die zum Projekt gehörenden Produkte wie Platinen, programmierte Controller und mehr lassen sich hier bestellen.

Im Elektor-Shop findet man alle anderen Angebote von Elektor, wie CD-ROMs, DVDs, Kits, Module, Software und Bücher. Mit der Suchfunktion können Sie die ganze Site nach Stichwörtern durchforsten.

### Ebenfalls unter www.elektor.de:

- News aus der Elektronikwelt
- Leseforum
- Download des E-Magazins
- Spezialangebote (zeitlich begrenzt)
- FAQs, Inhaltsverzeichnisse und Kontaktformular

# Ja, ich möchte Elektor im Jahresabonnement

01/2012

(11 Hefte / inkl. Doppelheft Juli/August) pünktlich und zuverlässig frei Haus beziehen*.
Im Vergleich zum Einzelheftkauf am Kiosk spare ich beim Standard-Abonnement über 10 €
(bei der PLUS-Variante sogar mehr als 25 €). Als Dankeschön erhalte ich das Elektor-Buch
"Software Defined Radio" (sofort nach Zahlung der Abonnementsrechnung) gratis zugeschickt.

*Bitte wählen Sie Ihr Jahresabonnement aus:*

☐ **Jahresabonnement-Standard für nur 82,00 €**

☐ **Jahresabonnement-PLUS (inkl. Jahrgangs-DVD 2011** + exklusiver Online-Zugang zu Elektor-Plus.de) für nur 99,50 €**

TIPP

**Zahlungsweise** ☐ Rechnung ☐ Bankeinzug (gilt nur für D)

*Bank*

*Konto*

*BLZ*

*Datum, Unterschrift*

**Das Abonnement verlängert sich automatisch um 12 Monate, wenn nicht spätestens zwei Monate vor Ablauf schriftlich gekündigt wird.*
***Diese DVD-ROM wird Ihnen sofort nach Erscheinen (Februar 2012) zugeschickt.*

# Ja, ich möchte Elektor kennenlernen!

01/2012

**Ich erhalte die nächsten 3 Ausgaben für nur 14,90 € pünktlich und zuverlässig frei Haus.***

**Wenn Sie innerhalb von 1 Woche nach Erhalt der dritten Ausgabe nichts von mir hören, möchte ich Elektor im Jahresabonnement für nur 82,00 € weiter beziehen.**

**Zahlungsweise** ☐ Rechnung ☐ Bankeinzug (gilt nur für D)

*Bank*

*Konto*

*BLZ*

*Datum, Unterschrift*

**Dieses Angebot gilt nur, wenn Sie während der letzten 12 Monate noch nicht Abonnent waren.*

# Elektor-Bestellkarte 01/2012

*Diesen Streifen an den unten stehenden Streifen kleben!*

## Ich bestelle folgende Elektor-Produkte:

| Bezeichnung | Preis | Anzahl | Gesamtpreis |
|---|---|---|---|
| **Workshop-DVD "FPGA"** NEU | 29,80 € | | |
| **311 Schaltungen** NEU | 36,80 € | | |
| Stromversorgung ohne Stress 1 | 38,00 € | | |
| Embedded Electronics 3 | 49,00 € | | |
| AVR-Programmierung 3 | 46,00 € | | |
| Stromversorgungen in der Praxis | 46,00 € | | |
| C# 2010 Programmierung und PC-Anbindung | 44,00 € | | |
| Basiskurs BASCOM-AVR | 39,80 € | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| *zzgl. Porto- und Versandkosten* | | | 5,00 € |
| **Gesamtbetrag** | | | € |

**Datum:** **Unterschrift:**

**Tragen Sie bitte Ihre Anschrift auf der Rückseite ein!**

*Diesen Streifen an den oberen Streifen kleben!*

# Elektor-PCB-Service

**Die Adresse für Platinen, Prototypen und Multilayer**

Möchten Sie Ihre selbst entworfene Platine schnell und zuverlässig geliefert bekommen? In Kleinserie und dabei zu einem unschlagbar günstigen Preis? Bestellen Sie jetzt Ihre individuelle Platine beim Elektor-PCB-Service!

elektor PCB Service

Elektor-PCB-Service ist der Leiterplatten-Service von Elektor! Über die Website **www.elektorpcbservice.de** können Sie Ihren Entwurf als professionelle Platine herstellen lassen. Der Elektor-PCB-Service ist die richtige Adresse für Prototypen von neu entwickelten Platinen und für die Produktion modifizierter Elektor-Platinen.

Brauchen Sie kurzfristig einige Muster (Protos) oder eine Kleinserie (Batch), bestehend aus 5 bis 50 Exemplaren? Der Elektor-PCB-Service bietet jetzt beides zu einem günstigen Preis. Sie müssen uns nur über unsere Website Ihr Platinenlayout zusenden.

- Höchste Präzision und Industrie-Qualität zum günstigen Preis
- Kein Mindestbestellwert
- Keine Film- oder Einrichtungskosten
- Keine versteckten Kosten
- Online-Preisrechner
- Versand innerhalb von 5 Werktagen

**Überzeugen Sie sich selbst vom Elektor-Leiterplatten-Service – jetzt unter**

**www.elektorpcbservice.de!**

**Hier ist meine Anschrift:**

*Firma*

*Vorname*

*Name*

*Straße, Nr.*

*PLZ, Ort*

*Land*

DE

*Kunden-Nr.*

*E-Mail*

*Innerhalb Deutschlands kein Porto nötig!*

Antwort

**Elektor-Verlag GmbH**
**Süsterfeldstr. 25**
**52072 Aachen**

**Hier ist meine Anschrift:**

*Firma*

*Vorname*

*Name*

*Straße, Nr.*

*PLZ, Ort*

*Land*

DE

*Kunden-Nr.*

*E-Mail*

*Innerhalb Deutschlands kein Porto nötig!*

Antwort

**Elektor-Verlag GmbH**
**Süsterfeldstr. 25**
**52072 Aachen**

**Hier ist meine Anschrift:**

*Firma*

*Vorname*

*Name*

*Straße, Nr.*

*PLZ, Ort*

*Land*

DE

*Kunden-Nr.*

*E-Mail*

*Innerhalb Deutschlands kein Porto nötig!*

Antwort

**Elektor-Verlag GmbH**
**Süsterfeldstr. 25**
**52072 Aachen**

# Elektor Electronic Toolbox

Erhältlich im App Store

**Umfangreiche Elektroniker-App von Elektronikern für Elektroniker**

Die neue „Elektor Electronic Toolbox"-App ist ganz auf die Belange von Elektronikern zugeschnitten. 29 Einzelprogramme/Anwendungen können über eine übersichtliche Oberfläche ausgewählt werden.
Sehr hilfreich im Entwickleralltag sind die Datenbanken für die Bauteilgruppen Bipolar-Transistoren, FETs, Triacs, Thyristoren, Dioden und ICs. Ein Bauteil kann anhand der Typenbezeichnung kinderleicht ausgewählt werden – eine Internetverbindung ist nicht notwendig. Insgesamt sind über 45.000 Bauteile in den Datenbanken verzeichnet.
Hinzu kommt eine Spezialdatenbank, in der die Belegung einer Vielzahl von Steckverbindern aus den Bereichen Audio & Video, Computertechnik und Telefon nachgeschlagen werden kann. Nützlich sind auch die interaktiven Bauteilwert-Kalkulatoren.
Tools wie eine virtuelle Widerstandsuhr, ein Umrechner zwischen Maßeinheiten, eine Schaltsymboldatenbank und vieles mehr runden die Elektor-App ab.
Die neue „Elektor Electronic Toolbox" (geeignet für iPhone, iPod und iPad) kann zum Preis von nur 4,99 Euro heruntergeladen werden.


## INSERENTENVERZEICHNIS JANUAR 2012


| | | |
|---|---|---|
| AAudioXpress | www.cc-webshop.com | 21 |
| Beta Layout | www.pcb-pool.com | 2 |
| DesignSpark chipKIT™ Challenge | www.chipkitchallenge.com | 9 |
| Eurocircuits | www.eurocircuits.de | 57 |
| Jackaltac | www.jackaltac.com | 13 |
| LeitOn | www.leiton.de | 29 |
| Markt | | 65 |
| MikroElektronika | www.mikroe.com | 3 |
| Reichelt | www.reichelt.de | 88 |
| Toroidy | www.toroidy.pl | 29 |

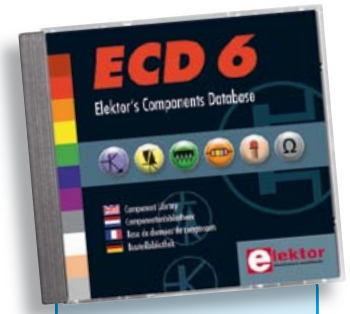


# ECD 6

NEU!

**Elektor's Components Database**

**Neue Edition mit noch mehr Bauteilen**




ISBN 978-90-5381-258-7
€ 29,50 • CHF 40,20

Diese neue Edition umfasst acht Datenbanken für ICs, Germanium- und Silizium-Transistoren, FETs, Thyristoren, Triacs, Dioden und Optokoppler. Weitere elf Anwendungen zur Berechnung von Vorwiderständen bei LEDs, Spannungsteiler, Ohmsches Gesetz sowie Farb-codeschlüssel für Widerstände und Induktivitäten etc. runden das Paket ab.
So verfügen Sie über die Daten von über 7.800 ICs; knapp 35.700 Transistoren, FETs, Thyristoren und Triacs; etwa 25.000 Dioden und über 1.800 Optokopplern.
Alle genannten Datenbank-Anwendungen sind interaktiv, d. h. Sie können Bauteile hinzufügen, ändern oder ergänzen.

**Weitere Infos & Bestellung unter**
**www.elektor.de/shop**



# Event-Kalender

**Workshops • Seminare • Webinare • Weiterbildungen**

**Top-Fachleute aus der Branche referieren über ein faszinierendes Thema!**

inklusive Elektor Zertifikat

NEU! **Digitale Signalprozessoren**

| | |
|---|---|
| Dortmund | 01.02. + 02.02.2012 |
| Seligenstadt | 08.02. + 09.02.2012 |

**www.elektor.de/dsp-workshop**

**CAN und AVR**

| | |
|---|---|
| Stuttgart | 01.03.2012 |
| München | 22.03.2012 |
| Frankfurt | 26.04.2012 |
| Zürich (CH) | 07.06.2012 |

**www.elektor.de/can-workshop**

NEU! **LabVIEW meets µC**

| | |
|---|---|
| München | 21.03. + 22.03.2012 |

**www.elektor.de/lv-seminar**

**Gratis-Webinare**

NEU!

| | |
|---|---|
| Let's Build a Chaos Generator | 15.12.2011 |
| Here comes The Elektor Bus! | 19.01.2012 |
| Improved Radiation Meter | 16.02.2012 |

**www.elektor.de/webinar**

*Änderungen vorbehalten.*

**Weitere Infos unter**
**www.elektor.de/events**

Elektronikring 1, 26452 Sande
Telefon: +49 (0)4422 955-333
Telefax: +49 (0)4422 955-111

Anzeigenforum: www.explore.reichelt.de
Tagespreise! - Preisstand: 24. 11. 2011

# reichelt.de elektronik

## Professioneller Laser-Entfernungsmesser

**mit höchster Auflösung und einer Reichweite von bis zu 70 Metern**

- Entfernungsmessungen bis max. 70 m
- Messgenauigkeit: +/- 1,5 mm
- Auflösung: 1 mm
- Countdown-Messungen
- Flächen- & Volumenberechnung
- Additions- & Subtraktionsfunktion
- Dauer-, Min- & Max-Messungen
- speichert letzte 20 Messwerte
- inkl. Batterien, Tasche, Markierungsstift

CA 770
**69,00**

## 2-Kanal-Handheld-Digital-Speicher-Oszilloskop

**mit hervorragenden Leistungsdaten und integriertem Digitalmultimeter**

- alle Funktionen eines Desktopgerätes
- Ideal für den Servicetechniker
- Hintergrundbeleuchtetes 145 mm-/5,7"-Display
- Bandbreite: 25 MHz
- Anstiegszeit: <14 ns
- Sample Range: 125 MS/s Realtime
- Dateilänge (max.): 2 x 512k
- Trigger Arten: Flanke, Pulsbreite, Video und alternierend
- Inkl.: 2 Tastköpfen (1x/10x), Prüfleitungen, Koffer, Strom-/Spannungskonverter, Netzkabel etc.

UTD 1025 C
**399,00**

*Katalog kostenlos!*
*Tagesaktuelle Preise:*
***www.reichelt.de***

## *Markenqualität - Top-Service - günstige Preise!*

## Produktwelt Multimeter

Eine kleine Multimeterauswahl: bei reichelt finden Sie die ganze Welt der Messtechnik, Produkte für den Einsteiger genau so wie Lösungen für den professionellen Techniker!

| Bezeichnung | Peaktech 2010 | UT 61D | Benning MM 9 | Fluke 175 |
|---|---|---|---|---|
| Anzeige / Beleuchtet | 3 1/2-stellig / Ja | 4-stellig / Ja | 4-stellig / Ja | 4-stellig / Ja |
| Digits / Bargraf | 2000 / - | 6000 / Ja | 6000 / - | 6000 / Ja |
| Grundgenauigkeit | 0,50% | 0,40% | 0,50% | 0,10% |
| Dioden-/Durchgangstest | Ja | Ja | Ja | Ja |
| Autorange / Data-Hold | - / Ja | Ja / Ja | Ja / Ja | Ja / Ja |
| REL-Messung | - | Ja | - | - |
| Widerstand | 0,1Ω-20MΩ | 0,1Ω-60MΩ | 0,1Ω-60MΩ | 0,1Ω-50MΩ |
| Spannung DC | 0V-1000V | 0V-600V | 0V-1000V | 0V-1000V |
| Spannung AC | 0V-750V | 0V-600V | 0V-750V | 0V-1000V |
| Strom DC | 0A-20A | 0A-10A | bis 10A | bis 10A |
| Strom AC | 0A-20A | 0A-10A | bis 10A | bis 10A |
| Kapazität | bis 200µF | bis 4mF | bis 6mF | bis 10.000µF |
| Frequenz | bis 10MHz | bis 10MHz | bis 60MHz | bis 100kHz |
| Temperatur | -20°C-1000°C | - | - | - |
| Induktivität | - | - | - | - |
| db | - | - | - | - |
| Transistortest | - | - | - | - |
| True RMS | - | Ja | ACV/ACA | Ja |
| Schnittstelle | - | USB | - | - |
| Sonstiges | - | Duty Cycle | CAT IV, VDE | Smoothing-Modus |
| Preis | 24,50 | 49,95 | 135,85 | 195,00 |

## AT 90USB KEY 2 - DemoBoard

- kostengünstiges Demo-Board
- basierend auf AT 90USB 1287
- schnelle Entwicklung mit AVR Microcontrollern

AT 90USB KEY **34,95**

## USB-ISP-Programmer Entwicklungstools für ATMEL-Controller

ISP-Programmer

- für per SPI-Schnittstelle programmierbare ATMEL-Prozessoren
- sehr schnelle Programmierzyklen
- OnBoard-Prozessor
- Schnittstelle: USB 2.0

DIAMEX USB ISP **19,95**

## USB-Programmieradapter

- Schnittstellen: SPI, TPI und PDI
- ideal für AVR-Studio und AVRDUDE
- 32bit CORTEX-M3 Controller

DIAMEX ALL AVR **29,95**

## AVR-Programming Tool JTAG ICE MKIII

**Atmel ATJTAGICE3**

Das Entwicklungswerkzeug für die 8- und 32-Bit-AVR-Controller mit On-Chip-Debugging-Möglichkeit für Source-Level-Symbolik-Debugging, NanoTrace und Controller-Programmierung.

- Unterstützt Programmieren via JTAG, SPI, PDI, aWire
- Unterstützt Debuggen via debugWire, JTAG, PDI, aWire
- bis zu 128 Software-Breakpoints
- USB powered
- Systemversorgung mit 1,8 bis 5,5 V
- Schnelle Programmierung: 256 KB Code in 15 s

AT JTAG ICE3 **236,50**

## NEU! Hauptkatalog 01|2012

**1140 Seiten, über 30.000 Artikel**

Entdecken Sie das gesamte reichelt-Sortiment in unserem neuen Katalog. Auf weit über 1000 Seiten im handlichen Format finden Sie alles aus Elektronik, PC-Technik und vielem mehr. Der Katalog ist für Sie kostenlos!

KATALOG **0,00**

Gesetzliches Widerrufsrecht innerhalb zwei Wochen nach Erhalt der Ware und der Widerrufsbelehrung. Alle angegebenen Preise in € einschl. 19% gesetzl. MwSt. (DE), ab Lager Sande, zzgl. Versandspesen für den gesamten Warenkorb. Es gelten ausschließlich unsere AGB (unter www.reichelt.de/agb, im Katalog oder auf Anforderung). Zwischenverkauf vorbehalten. Alle Produktnamen und Logos sind Eigentum der jeweiligen Hersteller. Abbildungen ähnlich. Druckfehler, Irrtümer und Preisänderungen vorbehalten. reichelt elektronik GmbH & Co. KG, Elektronikring 1, 26452 Sande (HRA 200654 Oldenburg)