

SONDERHEFT

CIRCUIT SPECIAL 2024

Entwicklungsideen, Tipps und Tricks

132
Seiten!

40+
Schaltungen
und Projekte

- > Digitale Last für Hochstromtests
- > Gesangsentferner
- > Abschwächer für Audiosignale
- > Universeller Infrarot-Fernschalter
- > Versorgung von Low-Power-Geräten mit Powerbanks
- > Kleiner Klasse-A-Verstärker mit Stromausgang
- > Türöffner für musikalisch Begabte
- > Fingerabdruck-Sensor-Schalter

- > Autobatterie-Ladegerät aufgemotzt
- > 3-A-Gleichspannungswandler
- > Audio-Eingangswahlschalter mit Verstärkungseinstellung
- > Infrarot-Telegrafie



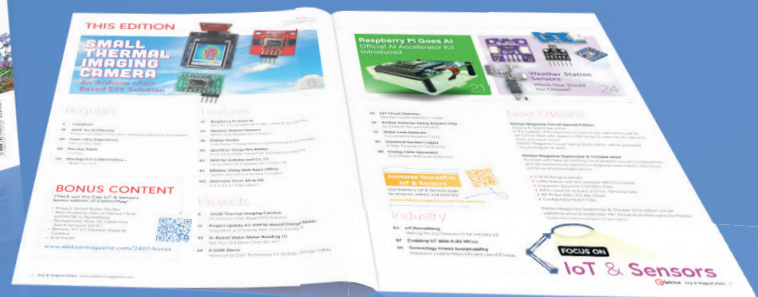
Treten Sie jetzt der Elektor Community bei!



Jetzt



Mitglied werden!



- ✓ Zugang zum kompletten Online-Archiv (1970-heute)!
- ✓ 8x Elektor Magazin (gedruckt)
- ✓ 8x Elektor Magazin (PDF)
- ✓ 10% Rabatt im Elektor Store und exklusive Angebote
- ✓ Zugriff auf über 5.000 Gerber-Dateien
u.v.m. aus der Projektplattform Elektor Labs



Auch erhältlich

Die digitale
Mitgliedschaft!



- ✓ Zugang zum kompletten Online-Archiv
- ✓ 8x Elektor Magazin (PDF)
- ✓ 10% Rabatt im Elektor Store und exklusive Angebote
- ✓ Zugriff auf über 5.000 Gerber-Dateien
u.v.m. aus der Projektplattform Elektor Labs



www.elektormagazine.de/abo

55. Jahrgang, Nr. 603 / 02401
August/September 2024
ISSN 0932-5468

Das Elektor Magazin wird 8 Mal im Jahr herausgegeben von
Elektor Verlag GmbH
Lukasstraße 1, 52070 Aachen (Deutschland)
Tel. +49 (0)241 95509190
www.elektor.de | www.elektormagazine.de

Für alle Ihre Fragen
service@elektor.de

Mitglied werden
www.elektormagazine.de/abo

Anzeigen
Büra Kas
Tel. +49 (0)241 95509178
busra.kas@elektor.com
www.elektormagazine.de/mediadaten

Urheberrecht
© Elektor International Media b.v. 2024

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

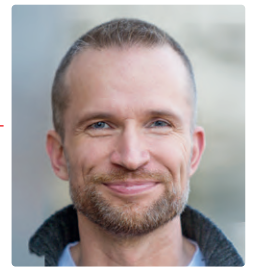
Druck
Senefelder Misset, Mercuriusstraat 35
7006 RK Doetinchem (Niederlande)

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



Jens Nickel

Chefredakteur ElektorMag



Open-Air-Elektronik

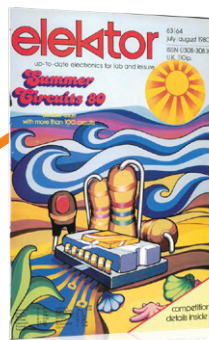
Wir haben Sommer, und das heißt bei Elektor, dass es ein extradickes Heft voller Projekte gibt. Vor vielen Jahrzehnten wurde dieses „Schaltungs-Sonderheft“ mit Absicht in den Sommer gelegt. Bei der Erstellung dieser Ausgabe, die nicht besonders aktuell sein musste, konnten die Redakteure und Grafiker im ersten Halbjahr vorarbeiten. Sie hatten dann ein paar Wochen Luft, um in den Sommerurlaub zu fahren. Inzwischen hat sich unser Deadline-Kalender geändert, doch die Sommertradition ist geblieben. Und dass die Ausgabe immer noch eine der beliebtesten ist, sehen wir an den Verkaufszahlen am Kiosk.

Ich finde sowieso, dass Projekte schon von sich aus gut zum Sommer passen. Viele eignen sich für den mobilen Einsatz, so auch in dieser Ausgabe. Da geht es um das Testen von Stromversorgungen (Seite 6), einen Schutz gegen das Abschalten von Power-Banks (Seite 27 und Seite 30) sowie um die Fernsteuerung von Audio-Verstärkern (Seite 60).

Mir macht es jedenfalls besonders viel Spaß, mobiles Equipment bei warmen Wetter und frischer Luft auszuprobieren. An Open-Air-Elektronik werden freilich besondere Anforderungen gestellt, was das Ganze nochmal spannender macht. Robust soll das Ganze sein, einfach zu bedienen, und autark versorgt. Man muss sich Gedanken um die passende Stromversorgung machen, ein gutes Gehäuse, und wie man Teile leicht ersetzen kann. Seit Open-Air-Audio-Elektronik mein neues Lieblingsprojekt ist, habe ich in jedem Fall sehr viel gelernt: vom Design kompakter Platinen über den Einsatz robuster Steckertypen, von den Stärken und Schwächen von Powerbanks bis zu den Spannungsbereichen von Schaltern.

Für das Learning by Doing finden Sie in diesem Heft mehr als 40 Projekte. Doch das ist noch nicht alles: Wir haben auch wieder eine Bonus-Ausgabe mit noch mehr Schaltungen, einem Maker-Interview und vielem mehr zusammengestellt. Diese kostenlose PDF-Ausgabe und viele weitere Inhalte zum Thema „Schaltungen und Projekte“ finden Sie auf unserer Themenseite unter www.elektormagazine.de/schaltungen-schaltungsdesign.

Entwickeln Sie mit!



Dieses Summer-Circuit-Cover ist ein Mosaik aus alten Elektor-Covern. Unser Art Director, Harmen Heida, hat ein altes Elektor-Sommerschaltungen-Cover als Grundlage verwendet. Eine hochauflösende, zoombare Version finden Sie unter

www.elektormagazine.com/summer-circuits-mosaic

Unser Team

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

DEUTSCHE

FACHPRESSE

Elektor ist Mitglied des 1929 gegründeten VDZ (Verband Deutscher Zeitschriftenverleger), der „die gemeinsamen Interessen von 500 deutschen Consumer- und B2B-Verlagen vertritt.“

Digitale Last für Hochstromtests

Von der Notwendigkeit
zur Innovation

6

Gesangs- entferner

Instant-Karaoke-
Schaltung

10

Rubriken/Hintergrund

3 Impressum

66 Digitale Isolatoren

Galvanische Trennung einfach realisieren

94 Review: Fnirsi SWM-10

Reparatur von Batteriepacks mit
tragbarem intelligentem Punktschweißgerät

98 Die Kunst des Lötens

Lötzinn-Techniken für einwandfreie Verbindungen

116 Elektor Bücher

Aktive Bauelemente – Die Diode

127 Entwicklungstipp

ESP32 mit nur einer Lithium-Zelle versorgen

130 Hexadoku



30 Stromversorgung von Low-Power-Geräten mit Powerbanks

32 Kleiner Klasse-A-Audioverstärker mit Stromausgang

34 Pseudosymmetrisches Modul

37 Automatisches Ladegerät für Ni-MH-Zellen

40 Sicherheit durch thyristor-basierte Strombegrenzung

42 Fingerabdruck-Sensor-Schalter

44 3-A-Gleichspannungswandler

46 Innovationen aus dem Arduino-Project-Hub

Rotierende LED-Anzeige
Digitalisierer für 16-mm-Filme
Arduino-Türschloss mit Smartphone-Blitz
Chatten mit ChatGPT über die Arduino IoT-Cloud



50 Fernkontrolle eines Boilers

52 Abschwächer für Audiosignale

54 Autobatterie-Ladegerät aufgemotzt

60 Eine Platine für „The Blue One“

64 50-Hz-Referenz aus 60-Hz-Netzspannung

70 Kompakter 12-W-Hi-Fi-Monoverstärker

73 LM386-Rampengenerator

74 Drehstromgenerator

Projekte

6 Digitale Last für Hochstromtests

10 Gesangsentferner

12 Audio-Eingangswahlschalter mit Verstärkungseinstellung

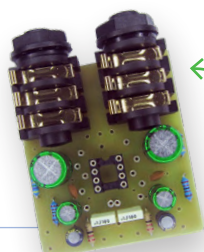
14 Ladeschaltung für LIR2032

16 Touch-Sensing leicht gemacht

20 Universeller Infrarot-Fernschalter

24 Mikrocontroller-gesteuerte Muidose

27 USB-Batterieschnittstelle



Klinke rein, Klinke raus

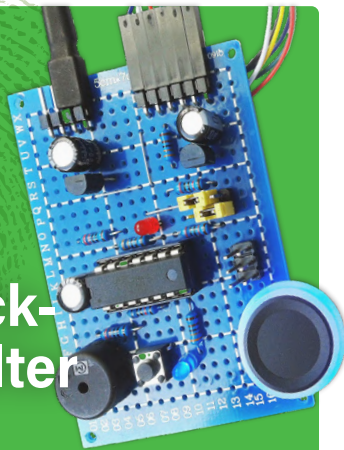
Eine nützlicher Anschluss für
Audioschaltungen

124

Fingerabdruck-Sensor-Schalter

Ein nützliches
Gerät zum
Identitätsnachweis

42



Kleiner Klasse-A-Audioverstärker mit Stromausgang

Lautsprecher mit Strom statt
mit Spannung ansteuern

32



- 76 Türöffner für musikalisch Begabte
- 80 Mwsh3g - Der Surf-Synthesizer
- 83 Autobatterie-Ladegerät aufgemotzt (Teil 2)
- 88 Lampenstromüberwachung
- 92 Infrarot-Telegraphie
- 96 Stereo-Audio-Codec für ESP32 und Co.
- 106 Abschwächer für Audiosignale (Teil 2)
- 110 USB-C-Power
- 113 Drei Schaltungen mit zwei und drei Zähler-ICs
- 120 Timer für extrem lange Verzögerungen
- 124 Klinker rein, Klinker raus

Vorschau

Elektor September/Oktober 2024

Das nächste Heft ist wie immer randvoll gefüllt mit Schaltungsprojekten, Grundlagen sowie Tipps und Tricks für Elektronik. Schwerpunkt wird das Thema Drahtlose Applikationen sein.

- > ESP32-Reichweitenverlängerer
- > LoRa-Station mit dem kompakten WIO-E5-Modul
- > Erweiterungsplatine für ESP32S3 XIAO
- > Modifizierung von Satelliten-LNBs für 10-GHz-Experimente
- > Modelleisenbahn mit Kamera
- > HF-Tastkopf mit LED-Balkenanzeige
- > Solarbetriebener LoRa-Knoten
- > Konfigurierbares Notch-Filter

Elektor September/Oktober 2024 erscheint am 11. September 2024.
Änderungen vorbehalten!

BONUS-AUSGABE

Lernen Sie unsere kostenlose Bonus-Ausgabe Schaltungen & Schaltungsdesign kennen!

- Abschwächer mit automatischer Bereichseinstellung
- Eine winzige Spieldose: Ein modernes Spielzeug mit Vintage-Charakter
- Einfaches analoges Thermostat
- PIR-Schalter: Ein Infrarot-empfindlicher Näherungsschalter
- Review: Tischmultimeter XDM1141 von Owon

Und mehr!

www.elektormagazine.de/schaltungen-schaltungsdesign



Tauchen Sie ein in Schaltungen & Schaltungsdesign

Besuchen Sie die Elektor-Webseite Schaltungen & Schaltungsdesign für Projekte, Videos und Tutorials!

www.elektormagazine.de/schaltungen-schaltungsdesign





Digitale Last für Hochstromtests

Von der Notwendigkeit zur Innovation

Von Saad Imtiaz (Elektor)

Haben Sie sich schon einmal inmitten eines Projekts wiedergefunden, nur um festzustellen, dass Ihnen die passende Ausrüstung fehlt? Genau in dieser Situation befand ich mich - ich musste mein Energiemessgerät mit ESP32 bis an seine Grenzen belasten, hatte jedoch keine Gleichstromlast von über 2 A zur Verfügung. Doch was tut man, wenn Zeit und Ressourcen knapp sind? Hast du keins, bau dir eins! Mit dieser auf MOSFETs basierender Schaltung kann ich nun bis zu 8 A und mehr erreichen.

In jedem technischen Arbeitsbereich ist die Bedeutung von Prüf- und Messgeräten von enormer Wichtigkeit. Sie stellen oft den Unterschied zwischen „gut genug“ und Perfektion dar. Qualitativ hochwertige Prüfgeräte gewährleisten, dass die entwickelte Hardware den Erwartungen entspricht, unter verschiedenen Bedingungen funktioniert und die hohen Standards erfüllt, die in der modernen Elektronikbranche erwartet werden. Jedoch kann es vorkommen, dass man kein passendes Testgerät zur Hand hat, die Zeit drängt oder man einfach ohne Verzögerung testen möchte. In solchen Fällen muss man vielleicht eine eigene Lösung finden. Genau vor dieser Herausforderung stand ich, als ich die Grenzen des Energiemessgeräts mit ESP32 [1] testen musste und keine Last zur Verfügung hatte, die mehr als 2 A bewältigen konnte.

Im Elektronikbereich denkt man bei dem Begriff „Last“ meist und zuvorderst an einen Widerstand. Doch das Konzept der digitalen Last bietet bedeutende Vorteile im Vergleich zu herkömmlichen Festwiderständen, insbesondere in modernen Testumgebungen. Digitale Lasten nutzen Leistungshalbleiter wie MOSFETs, IGBTs und BJTs, um sich dynamisch an wechselnde elektrische Bedingungen anzupassen, was eine präzise Simulation des elektrischen Verhaltens ohne manuelle Anpassungen ermöglicht. Diese Anpassungsfähigkeit rationalisiert die Prüfprozesse und steigert die Genauigkeit. Zudem können digitale

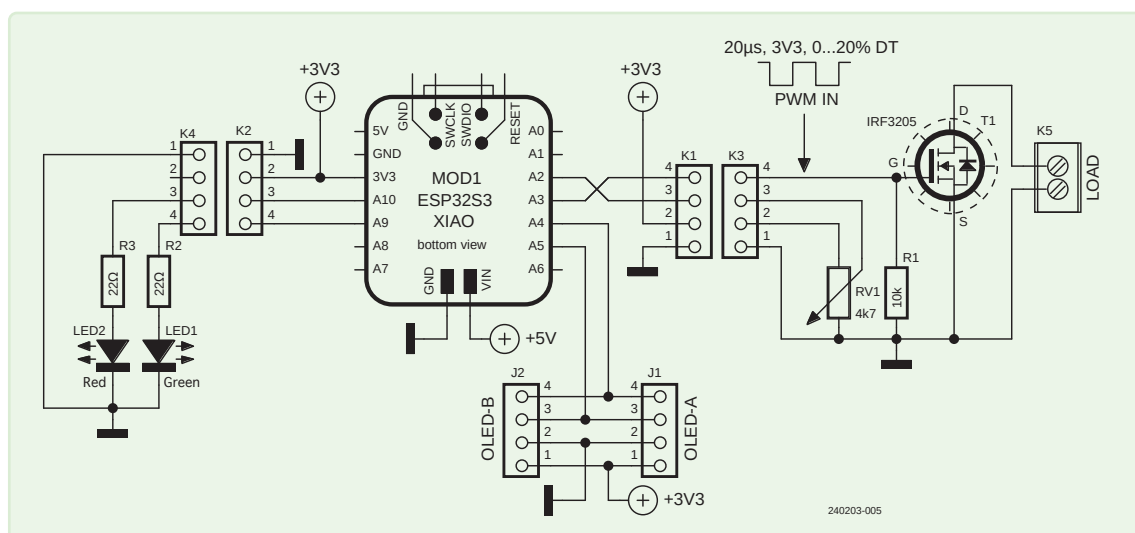


Bild 1. Schaltung des Projekts.



Bild 2. Der Versuchsaufbau wird mit einem Funktionsgenerator getestet, der die Schaltung über PWM steuert.

Lasten Mess- und Datenprotokollierungsfunktionen integrieren, die mit effizientem Wärmemanagement und integrierten Sicherheitsfunktionen einhergehen.

Die Schaltung

Der Schaltplan in **Bild 1** zeigt die bewusste Wahl des MOSFETs IRF3205. Mit einer spezifizierten Drain-Source-Spannung von 55 V und einem Nennstrom von 110 A ist er in der Lage, harte Tests ohne Zögern zu bewältigen. Durch einen passend dimensionierten Kühlkörper kann er trotz der hohen Anforderungen an die kontinuierliche Verlustleistung effektiv Wärme ableiten.

Das Herzstück der Schaltung ist allerdings das kompakte Mikrocontroller-Breakout-Board XIAO ESP32S3 von Seeed Studio [3]. Um das Prototyping einfach zu halten, wurde eine sehr kompakte Erweiterungsplatine für dieses XIAO-Modul verwendet. Inzwischen haben wir bei Elektor unsere eigene Elektor-XIAO-Erweiterungsplatine entwickelt (siehe [4]), die die GPIOs an den Stiftleisten der XIAO-Platine zu Grove-Steckverbinder führt, die jeweils einen Pin für GND, einen Pin für 3,3 V und zwei Input/Output/Bus-Pins bereitstellen. Im Schaltplan sind diese Anschlüsse als K2, K1, J1 und J2 gekennzeichnet, wobei die letzten beiden für I²C-Kommunikation vorgesehen sind.

K2/K4 sind miteinander verbunden, um LED1 und LED2 anzusteuern, die den Betriebsstatus anzeigen und visuelles Feedback zum Zustand der Last geben. K1/K3 weisen einen PWM-Ausgangspin auf, der den MOSFET schaltet, und einen analogen Eingangspin, der den Wert des Potentiometers misst. Über die Potistellung bestimmt die Firmware das gewünschte PWM-Tastverhältnis, was eine präzise Modulation der Last ermöglicht.

R1 ist ein Pull-Down-Widerstand zwischen Gate und Source des MOSFETs, der dafür sorgt, dass das Gate ordnungsgemäß entladen wird, wenn das PWM-Signal ausgeschaltet ist, um unbeabsichtigtes Schalten zu verhindern.

Der Schaltplan für die digitale Last bietet Optionen für zukünftige Erweiterungen, zum Beispiel für ein OLED-Display und für einen Stromsensor. Um aber die Einfachheit des ursprünglichen Entwurfs beizubehalten, wird vorerst ein einfaches Potentiometer für die unkomplizierte manuelle Lasteinstellung verwendet. Dieser Ansatz ermöglicht einen einfachen Betrieb und eröffnet gleichzeitig die Möglichkeit zur späteren Integration komplexerer Funktionen.

Testaufbau

Für den Test wurde nur der rechte Teil der Schaltung verwendet, wobei ein PWM-Signal von einem Funktionsgenerator an Pin 4 von K3 eingespeist wurde. Eine digitale Stromversorgung wurde mit dem Anschluss K5 verbunden, wobei Source von T1 mit dem Minuspol und Drain von T1 mit dem Pluspol der Stromquelle verbunden wurde. Anschließend wurde ein PWM-Signal mit einer Periode von 20 μ s, einer Amplitude von 3,3 V_{ss} und einem Tastverhältnis von 3...50 % an das Gate angelegt. Der durch den MOSFET fließende Strom wurde dabei mit der digitalen Stromversorgung und einem Multimeter gemessen.

Bei einem Tastverhältnis von etwa 21,3 % zog die elektronische Last fast 4,9 A (**Bild 2**). Eine weitere Erhöhung des Tastverhältnisses könnte den Strom steigern, jedoch würde dies zu einer hohen Chiptemperatur führen, die ohne aktive Kühlung 70 °C erreichen würde. Alternativ zur aktiven Kühlung könnte man zwei oder mehr MOSFETs parallel schalteten, so dass sich die hohe Verlustleistung auf mehrere Transistoren verteilen würde.

Software

Die Firmware, um ein PWM-Signal mit einem ESP32 zu steuern, wurde in der Arduino-IDE entwickelt. Das Tastverhältnis wird an einem Potentiometer eingestellt, der Zustand des Systems von LEDs angezeigt (**Listing 1**). Die erforderlichen Pins für das Poti, der PWM-Ausgang, die Pins für die LEDs werden zu Beginn des Sketches definiert. Es folgt die Einstellung der PWM-Parameter, einschließlich einer Frequenz von 50 kHz, einer 8-Bit-Auflösung und eines maximalen PWM-Werts von 255. In der Setup-Funktion wird auch die serielle Schnittstelle für das Debugging initialisiert, und die LED-Pins werden als Ausgänge konfiguriert. Die PWM wird auf dem angegebenen Pin mit der definierten Frequenz und Auflösung eingerichtet. Zunächst liest der Code die Position des Potentiometers aus und prüft, ob sie die Mindestspannungsschwelle überschreitet. Ist dies der Fall, leuchtet die rote LED auf, und das System wartet darauf, dass der Benutzer das Poti auf seinen Mindestwert einstellt.

Der Code liest dann kontinuierlich die Position des Potentiometers aus, wandelt sie in eine Spannung um und ordnet diese einem PWM-Tast-

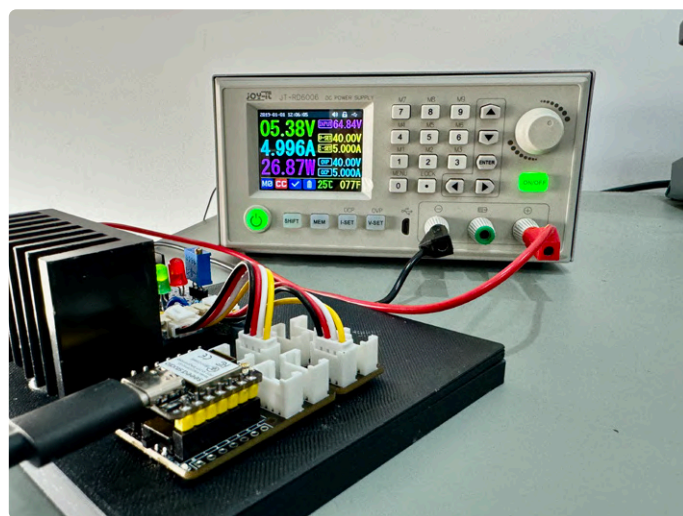


Bild 3. Die digitale ESP32-Last ist an eine Stromversorgung angeschlossen und misst und steuert den Strom.

verhältnis von 0...50 % des maximalen PWM-Werts zu. Dieses Tastverhältnis wird dann am PWM-Pin ausgeführt. Die grüne LED signalisiert den normalen Betrieb. Zusätzlich werden Debug-Informationen, zum Beispiel das prozentuale Tastverhältnis und die Potentiometerspannung im seriellen Monitor ausgegeben. In **Bild 3** ist das Projekt in Aktion zu sehen, wie es die Last in Abhängigkeit von der Potieinstellung anpasst.

Der vollständige Code und die Schaltpläne sind auf GitHub [5] verfügbar, um das Projekt nachzubauen oder anzupassen. Mit einem ESP32 ist es sogar möglich, die digitale Last drahtlos zu steuern, indem ein Webserver auf dem ESP32 betrieben wird, um die Last über ein Webinterface per WLAN oder sogar über das Internet fernzusteuern. Die Möglichkeiten sind grenzenlos! 

SE-240203-02



Listing 1: Basis-Firmware.

```
#include <Arduino.h>

// Pin definitions
#define POT_PIN 3
#define PWM_PIN 2
#define RED_LED_PIN 9
#define GREEN_LED_PIN 8

// PWM parameters
const long pwmFrequency = 50000; // 50 kHz to achieve a 20 us period
const uint8_t pwmResolution = 8; // 8-bit resolution for PWM
const uint8_t maxPwmValue = 255; // Maximum value for 8-bit resolution PWM

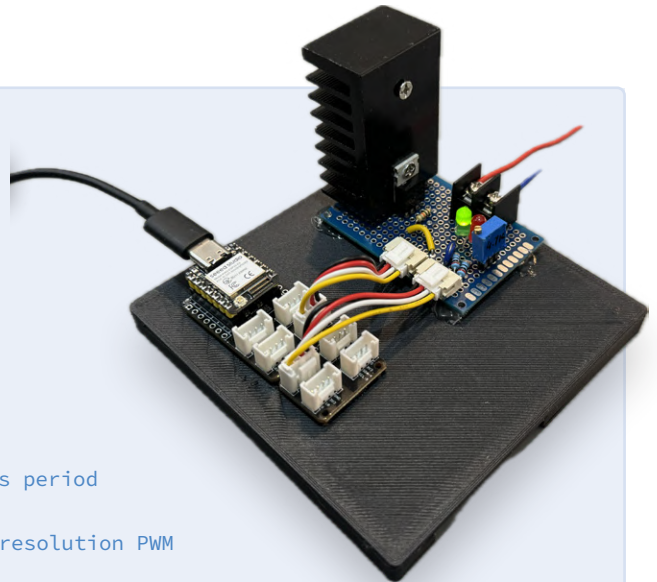
// ADC and Voltage settings
const float referenceVoltage = 3.3; // ADC reference voltage in volts
const int adcMaxValue = 4095; // Maximum ADC value for 12-bit resolution
const float minimumVoltage = 0.1; // Minimum voltage threshold to start PWM

void setup() {
  // Initialize Serial for debug output
  Serial.begin(9600);

  // Set up LED pins
  pinMode(RED_LED_PIN, OUTPUT);
  pinMode(GREEN_LED_PIN, OUTPUT);

  // Initialize PWM on pin
  ledcSetup(0, pwmFrequency, pwmResolution);
  ledcAttachPin(PWM_PIN, 0);

  // Check initial position of the potentiometer
  float initialVoltage = (analogRead(POT_PIN) * referenceVoltage) / adcMaxValue;
  if (initialVoltage > minimumVoltage) {
    digitalWrite(RED_LED_PIN, HIGH); // Turn on red LED
    digitalWrite(GREEN_LED_PIN, LOW); // Make sure green LED is off
    while ((analogRead(POT_PIN) * referenceVoltage / adcMaxValue) > minimumVoltage) {
      // Wait for the user to adjust the potentiometer to minimum
      delay(100); // Delay to avoid excessive reading
      Serial.println("Adjust potentiometer to minimum to start.");
      Serial.println((analogRead(POT_PIN) * referenceVoltage / adcMaxValue));
    }
  }
}
```




```
// Potentiometer is at minimum value, proceed with normal operation
digitalWrite(RED_LED_PIN, LOW);
digitalWrite(GREEN_LED_PIN, HIGH);
}

void loop() {
  // Read the potentiometer value and convert to voltage
  float potVoltage = (analogRead(POT_PIN) * referenceVoltage) / adcMaxValue;

  // Calculate the PWM duty cycle (0 - 50% of maximum PWM value)
  int pwmDutyCycle = map(potVoltage * 1000, 0, referenceVoltage * 1000, 0, 128);

  // Set the PWM duty cycle
  ledcWrite(0, pwmDutyCycle);
  digitalWrite(GREEN_LED_PIN, HIGH);
  // Debug output to Serial Monitor
  Serial.print("Duty Cycle: ");
  Serial.print((float)pwmDutyCycle / maxPwmValue * 100);
  Serial.println("%");
  Serial.print("Potentiometer Voltage: ");
  Serial.print(potVoltage);
  Serial.println(" V");
}
```



Über den Autor

Saad Imtiaz (Senior Engineer, Elektor) ist ein Mechatronik-Ingenieur mit Erfahrung in eingebetteten Systemen, mechatronischen Systemen und Produktentwicklung. Er hat mit zahlreichen Unternehmen, von Startups bis hin zu Weltkonzernen, bei der Prototypenerstellung und Entwicklung zusammengearbeitet. Saad hat auch einige Zeit in der Luftfahrtindustrie verbracht und ein Technologie-Startup-Unternehmen geleitet. Bei Elektor treibt er die Projektentwicklung sowohl im Bereich Software als auch Hardware voran.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

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



Passende Produkte

- Joy-IT HD35 USB-Lastwiderstand (35 W)
www.elektor.de/19164
- Owon DGE3062 2-Kanal Funktionsgenerator (60 MHz)
www.elektor.de/20500
- Owon SPE6102 DC Labornetzteil (200 W)
www.elektor.de/20501



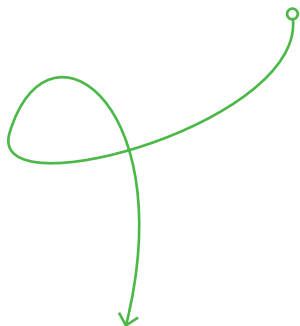
WEBLINKS

- [1] Saad Imtiaz, „Energienessgerät mit ESP32“, Elektor 5-6/2024: www.elektormagazine.de/magazine/elektor-342/62845
- [2] Datenblatt IRF3205PbF (PDF): <https://t1p.de/9ifij>
- [3] XIAO ESP32S3 im Sseed Studio: www.seeedstudio.com/XIAO-ESP32S3-p-5627.html
- [4] Saad Imtiaz und Jens Nickel, „###Elektor eXpansion Board v1.0###“, Elektor 7-8/2024: <https://elektormagazine.de/230367-02>
- [5] Digitale Last mit ESP32, Github-Repository: <https://github.com/ElektorLabs/esp32-digital-load/>



Gesangsentferner

Instant-Karaoke-Schaltung



Von Raymond Schouten (Niederlande)

Diese winzige Schaltung entfernt den größten Teil der Lead-Stimme aus jedem Lied. Sie brauchen dazu nur einen kleinen Audio-Transformator, vier Widerstände und einen Kondensator. Eine Stromversorgung ist nicht erforderlich!

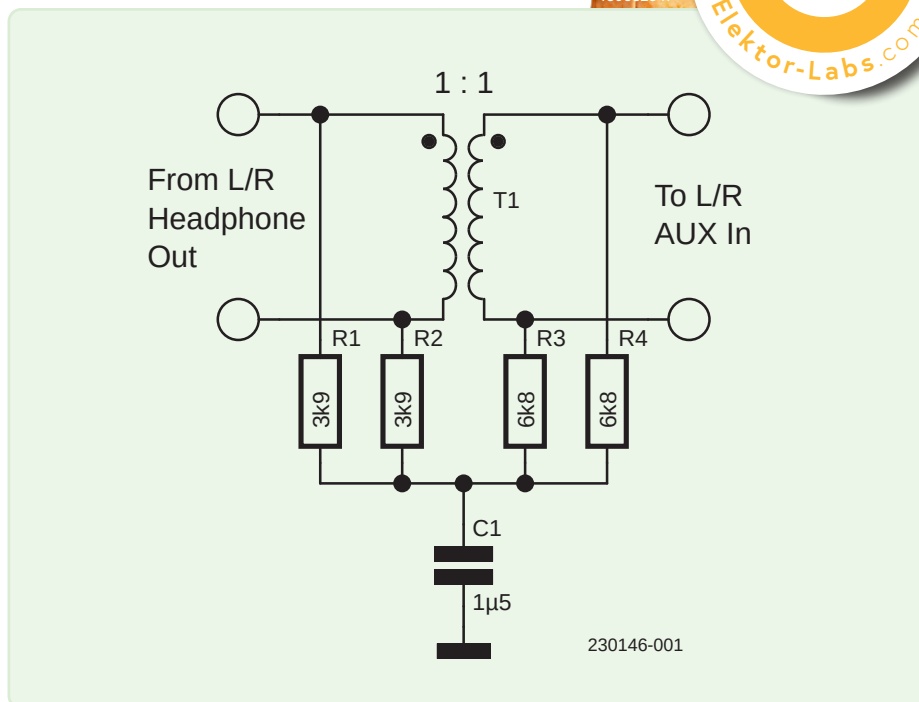


Bild 1. Schaltplan.

Lead-Vocals liegen normalerweise in der Mitte. Durch Subtraktion der linken von den rechten Audiosignalen können die Stimmen leicht aus dem Song entfernt werden. Andererseits befinden sich auch die Basssignale in der Mitte, die nicht entfernt werden sollten, da der Klang dadurch an Tiefe verliert. Die in diesem Artikel vorgestellte Schaltung löst dieses Problem durch einen Bass-Bypass.

Anwendung

Die wichtigste Anwendung und der Vorteil der Schaltung bestehen darin, dass sie einen sofortigen Karaoke-Wandler zwischen dem Kopfhörerausgang Ihres Mobiltelefons und dem Eingang eines Aktivlautsprechers darstellt. Einmal gebaut, hat man dieses sehr kompakte Gerät stets zur Verfügung. Es ist keine Stromversorgung erforderlich, damit die einfache Schaltung funktioniert. Für andere

Situationen, in denen Sie genügend Vorbereitungszeit und Geduld haben, gibt es Software, die Audiodateien so bearbeiten kann, dass der Gesang in einer höheren Qualität entfernt wird.

Die Schaltung

Der Transformator wird als eine Art Differenzverstärker (mit einer Verstärkung von 1) verwendet, der den linken Kanal vom rechten Kanal subtrahiert und die Differenz am Ausgang ausgibt. Auf diese Weise werden sowohl die zentralen Stimmen als auch die Basssignale unterdrückt. Das Schaltbild der Gesangsentfernungsschaltung ist in **Bild 1** dargestellt. Die Basssignale werden mit einem Bypass-RC-Tiefpassfilter (R1, R2, C1) zurückgewonnen, das die Bässe vom Eingang (links + rechts) sammelt und sie über die Widerstände R3 und R4 wieder zum Ausgangssignal hinzufügt.

Ein weiterer Trick schafft einen Bypass für die sehr hohen Frequenzen oberhalb des Stimmenspektrums (5 kHz und höher). Der verwendete Transformator ist nämlich ein kleiner 1:1-Audio-Transformator, wie in **Bild 2** und **Bild 3** dargestellt. Diese Transformatoren haben in der Regel eine Streukapazität von einigen Nanofarad zwischen den Wicklungen; bei diesem Modell wurden 3 nF gemessen. Die Streukapazität wird verwendet, um einige hochfrequente Inhalte (oberhalb des Stimmereichs) zum Ausgang zu leiten, weil sie zusammen mit den 6k8-Widerständen (R3, R4) ein Hochpassfilter bildet.

Der Wert von 3 nF ist nicht sehr kritisch. Wenn Sie jedoch einen anderen Transformator mit einer geringeren Kapazität verwenden, könnten Sie einen Kondensator mit einem höheren Wert als 3 nF einsetzen, und wenn er mehr hat, könnten Sie die Werte von R3

und R4 verringern. Keiner der Beuteilwerte ist kritisch, ich habe sie nur durch Zuhören und Testen ausgewählt. Sie können sie also so verändern, dass sie für Sie besser klingt. Versuchen Sie zum Beispiel, den Wert des Kondensators C1 auf 0,47 μF /1 μF /2,2 μF zu ändern. Ein RC-Filter zweiter Ordnung könnte die Sache verbessern, aber mein Ansatz für diese Schaltung war, sie so einfach wie möglich zu gestalten. Verschiedene Anpassungsvorschläge und Designdateien sowie einige Audiodemos finden Sie auf der Projektseite von Elektor Labs[1]. ◀

SG – 230146-02

Über den Autor

Neben seinem Hauptberuf, der Entwicklung rauscharmer Instrumentenelektronik, entwirft Raymond Schouten als Hobby winzige Musiksynthesizer und andere kompakte Schaltungen. Die meisten seiner Designs zielen darauf ab, mit einfachster Hardware maximale Ergebnisse zu erzielen. Er veröffentlicht auch häufig Projekte auf Elektor Labs, YouTube und auf seiner persönlichen Website rs-etc.nl.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Schreiben Sie an den Autor unter rs.etc.projects@gmail.com oder an das Elektor-Redaktionsteam unter redaktion@elektor.de.



Passende Produkte

- **Pimoroni Raspberry Pi Pico Audio-Paket**
www.elektor.de/19765
- **Pimoroni Pirate Audio: Lautsprecher für Raspberry Pi**
www.elektor.de/20171

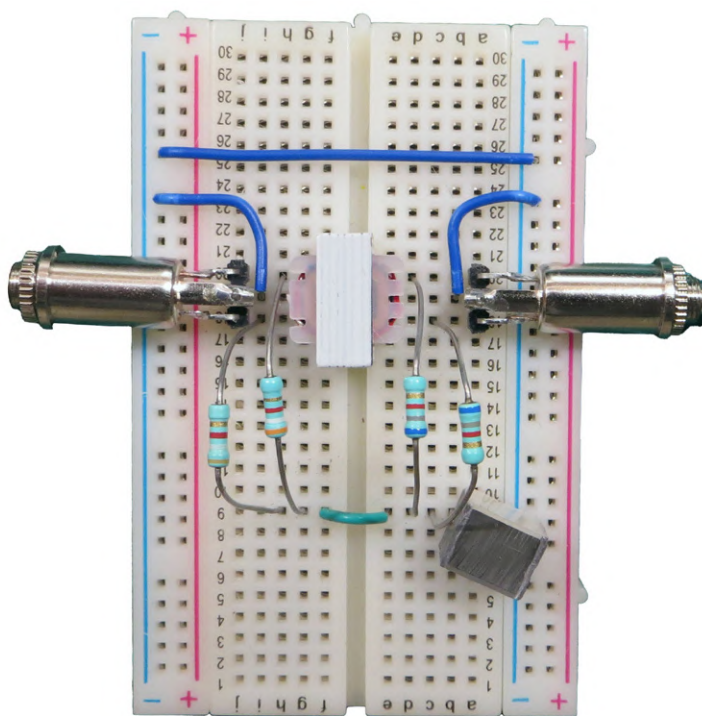


Bild 2. Schaltungslayout auf dem Breadboard.

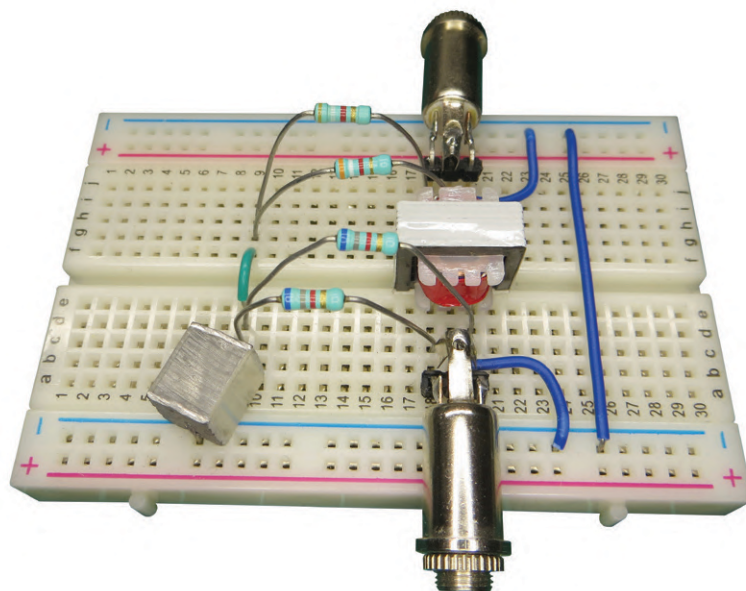


Bild 3. Seitenansicht der Schaltung auf dem Breadboard.

WEBLINK

[1] Vocal Remover auf Elektor Labs: <https://elektormagazine.de/labs/vocal-remover-circuit-no-chips-passives-only>



Audio-Eingangswahlschalter mit Verstärkungseinstellung

Schaltet von Mikrofon- auf Line-Eingänge um

Von Thierry Clinquart (Belgien)

In Audioschaltungen bietet die innovative Technik einer virtuellen Masse eine brauchbare Alternative zur traditionellen Methode des elektromechanischen Umschaltens von Signalleitungen. Bei diesem Ansatz werden die Signale nicht durch den Schalter geleitet, sondern die Masse dient als „Mute/Unmute“-Steuerung. Dieses clevere Projekt schaltet mit Hilfe von Operationsverstärkern und Widerständen nahtlos zwischen Mikrofon- und Line-Eingängen um und erlaubt sogar eine Einstellung der Eingangsverstärkung.

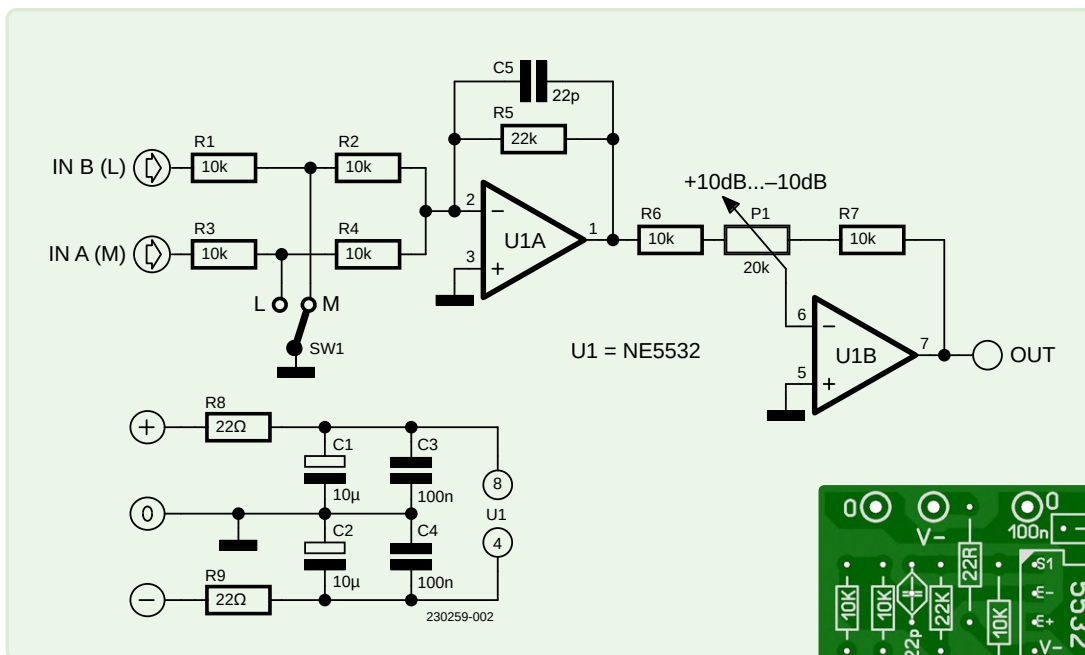


Bild 1. Schaltplan des A/B-Eingangswahlschalters.

Zunächst möchte ich darauf hinweisen, dass dieses Projekt eine Ergänzung zu zwei anderen Veröffentlichungen im letztjährigen Circuit Special von mir darstellt, nämlich *Mikrofonvorverstärker mit 48-V-Phantomversorgung* [1] und *Unsymmetrisch-Symmetrisch-Wandler* [2]. Mehr dazu finden Sie im Artikel *Klinke rein, Klinke raus* an anderer Stelle dieser Ausgabe. Dieses Projekt dient als Mikrofon/Line-Umschalter mit der Technik der virtuellen Masse. Der Vorteil ist, dass das Signal nicht durch einen Schalter oder ein Relais läuft, sondern die Masse eine Mute/Unmute-Funktion übernimmt. Und das funktioniert folgendermaßen:

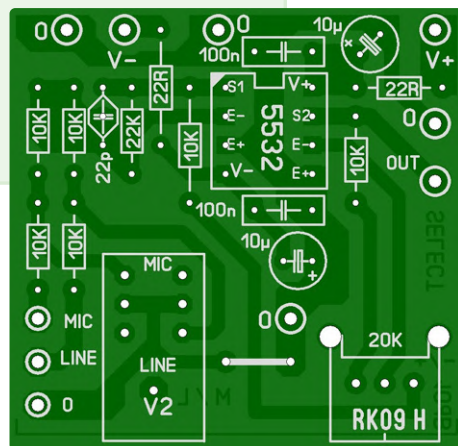


Bild 2. Platinenlayout für das Projekt (Bauteilseite).

Die Schaltung

Wie in **Bild 1** zu sehen, ist der Opamp U1A als Teil des NE5532 - eines dualen, rauscharmen Operationsverstärkers von Texas Instruments - als invertierender Verstärker mit einer Verstärkung von 1 konfiguriert. Unsere Aufgabe ist es, den Mikrofoneingang (IN A) zu aktivieren, während der Line-Eingang (IN B) inaktiv bleiben muss. Dies wird erreicht, indem der Knotenpunkt zwischen R1 und R2 über den Schalter SW1 mit Masse verbunden wird. Auf diese Weise wird das Signal an IN B durch den 10-k-Widerstand R1 auf Masse geleitet. R2 liegt ebenfalls auf Masse. Daher fließt am Knoten R2-R5 kein Strom für den Line-Eingang IN B.

Auf der anderen Seite, wenn R3 und R4 frei sind, finden wir am Ausgang des U1A eine Spannung, die mit der folgenden einfachen Formel berechnet werden kann:

$$-U_{\text{IN A}} \times [R5/(R3+R4)]$$

Oder, in unserem Fall:

$$-U_{\text{IN A}} \times (22 \text{ k}\Omega/20 \text{ k}\Omega).$$

Um den Line-Eingang (IN B) zu aktivieren, muss der Mikrofoneingang (IN A) ausgeschaltet bleiben. Wenn SW1 den Eingang IN A über R3 auf Masse kurzschließt, liegt R4 ebenfalls auf Masse, und am Knoten R4-R5 fließt kein Strom für den Mikrofoneingang (IN A).

Auf der anderen Seite, wenn R1 und R2 frei sind, finden wir am Ausgang von U1A eine Spannung, die mit der gleichen Formel berechnet werden kann, die wir im vorherigen Fall verwendet haben:

$$-U_{\text{IN B}} \times [R5/(R1+R2)] \text{ oder}$$

$$-U_{\text{IN B}} \times (22 \text{ k}\Omega/20 \text{ k}\Omega)$$

Mit U1B kann man die Verstärkung mit einem Bereich von $\pm 10 \text{ dB}$ einstellen. Das Potentiometer ist ein Modell mit Mittelastung. In dieser Mittelstellung wird die Verstärkung mit der folgenden Formel berechnet:

$$-20 \log(R7 + 10 \text{ k}\Omega)/(R6 + 10 \text{ k}\Omega) = -20 \log(20 \text{ k}\Omega / 20 \text{ k}\Omega) = 0 \text{ dB}$$

+10 dB kann durch $20 \log (P1+R7)/R6$ berechnet werden

-10 dB kann durch $20 \log R7/(R6+P1)$ berechnet werden

mit $P1 = 20 \text{ k}\Omega$.

Die Phase des Ausgangssignals ist korrekt, da im Pfad zwei invertierende Verstärker hintereinander geschaltet sind.

Die Layoutdateien für die Platine – Bestückungsaufdruck in **Bild 2** und die bestückte Bauteilseite des Prototyps in **Bild 3** – stehen auf der Elektor-Labs-Seite [3] zum Download bereit. ◀

SG - 230259-02

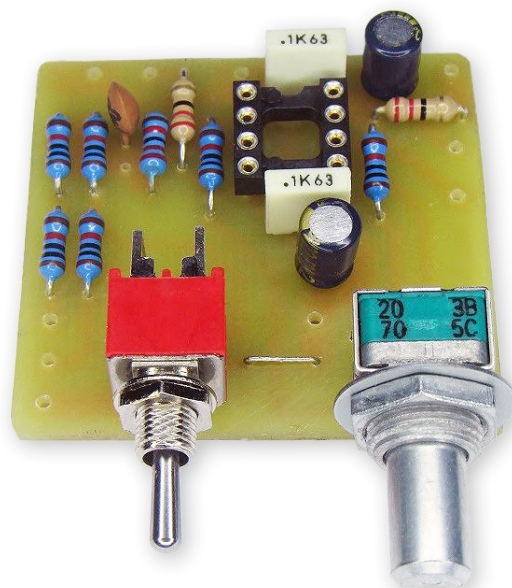


Bild 3. Der bestückte Prototyp, ohne IC.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Anmerkungen zu diesem Artikel? Bitte wenden Sie sich an die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.

Über den Autor

Als Elektroniker entdeckte Thierry Clinquart 1980 während seines Studiums am Don-Bosco-Institut in Tournai (Belgien) den berühmten Operationsverstärker $\mu\text{A}741$. Damit war es viel einfacher, ein Audio-Projekt zu erstellen als mit der Transistortechnologie. Er verfolgte die Entwicklung dieses Vorfahren über den TL071 und NE5534 bis zu den aktuellen audiotauglichen Produkten von Texas Instruments, Analog Devices, JRC, THAT Corp, etc. Alle Schaltungen, die Thierry bei Elektor Labs vorstellt, werden zu anforderungsgerechten Modulen zusammengefügt. Um den Verdrahtungsaufwand zu reduzieren, bringt er Steckverbinder der Neutrik-A-Serie direkt auf Platinen an, wobei er die Software Sprint Layout verwendet, um das Design zu optimieren.

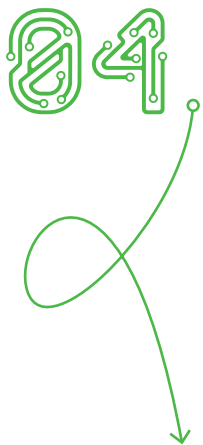


Passendes Produkt

> **FNIRSI 2C23T (3-in-1) 2-Kanal Oszilloskop (10 MHz) + Multimeter + Signalgenerator**
www.elektor.de/20717

WEBLINKS

- [1] Elektor-Projekt „Mikrofonvorverstärker mit 48-V-Phantomspeisung“: <https://www.elektormagazine.de/magazine/elektor-309/62066>
- [2] Elektor-Projekt „Symmetrisch-Unsymmetrisch-Wandler“: <https://www.elektormagazine.de/magazine/elektor-309/62067>
- [3] Elektor-Labs-Seite für dieses Projekt: <https://tinyurl.com/52uzwesk>



Ladeschaltung für LIR2032

Optimierte Ladung = längere Haltbarkeit

Von Peter Krüger (Deutschland)

Lithium-Akkuzellen des Formats 2032 und ähnliche Stromspeicher als Puffer zur Datenerhaltung befinden sich in vielen Elektronik-Produkten. Oft ist aber nur eine recht rudimentäre Ladeschaltung implementiert, welche die Akkus überlädt und somit schädigt. Das geht besser, wie hier gezeigt wird.

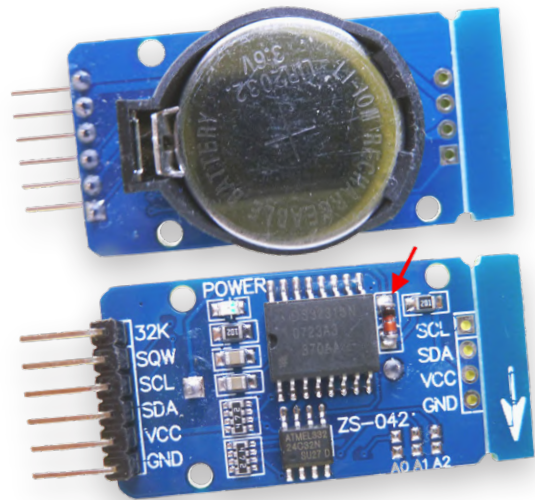


Bild 1. Vorder- und Rückseite meines RTC-Moduls mit der Knopfzelle LIR2032. Der Pfeil zeigt auf die zu entfernende Diode.

Gerade einfachere Mikrocontroller-Projekte, die zum Beispiel mit einem Arduino UNO auskommen, benötigen manchmal die aktuelle Uhrzeit. Sind diese nicht mit dem Internet verbunden, dann fällt die eingestellte Uhrzeit jedes Mal ins Daten-Nirvana, wenn die Stromversorgung wegfällt. Für solche Zwecke gibt es daher recht genaue und trotzdem sehr preiswerte RTC-Module (**R**eal **T**ime **C**lock), welche die Zeit und oft auch das Datum vorhalten – falls sie mit eigener Batterie einen Stromausfall überbrücken. Manchmal ist hier eine Lithium-Knopfzelle und gelegentlich sogar eine wiederaufladbare Akkuzelle vorgesehen, die einen jahrelangen, problemlosen Betrieb verspricht, da diese Zelle ja im Normalbetrieb immer wieder voll aufgeladen wird.

RTC-Modul

Als ich mir ein so ein RTC-Modul zugelegte, staunte ich nicht schlecht, dass die Spannung dieser Akkuzelle „im Betrieb“ leicht höher wurde als vom Hersteller für diesen Zellentyp empfohlen. Auf meinem Modul (siehe **Bild 1** oben) ist ein Lithium-Akku des Typs LIR2032 zu sehen. Solche Akkus haben eine typische Nominalspannung von 3,6 V und eine Kapazität von 35...45 mAh. Sie können üblicherweise mit maximal 0,2 C an einer Konstantspannung von 4,2 V geladen werden, wobei ein maximaler Ladestrom von 7...9 mA einzuhalten ist.

So weit, so schön. Als ich aber nachgemessen habe, lag die Spannung an der Lithiumzelle leicht über 4,2 V. Das war nicht gut, denn eine Ladung auf eine zu hohe Spannung ist der Lebensdauer eines solchen Akkus nicht eben zuträglich. Obwohl diese Zellen dafür ausgelegt sind, ist es nicht sonderlich klug, Lithium-Akkus lange Zeit voll geladen zu haben – aber die empfohlene Ladespannung zu überschreiten, das geht gar nicht!

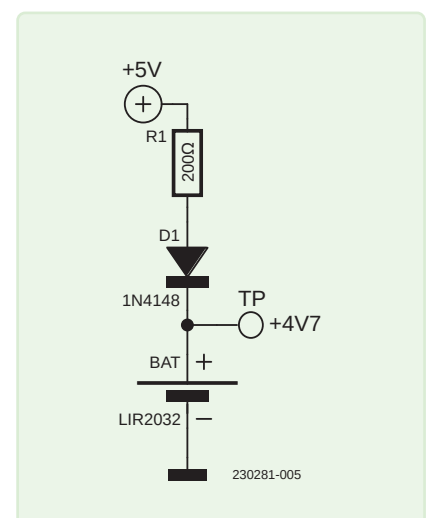


Bild 2. Die originale Ladeschaltung ist so primitiv, dass sie diese Bezeichnung kaum verdient.

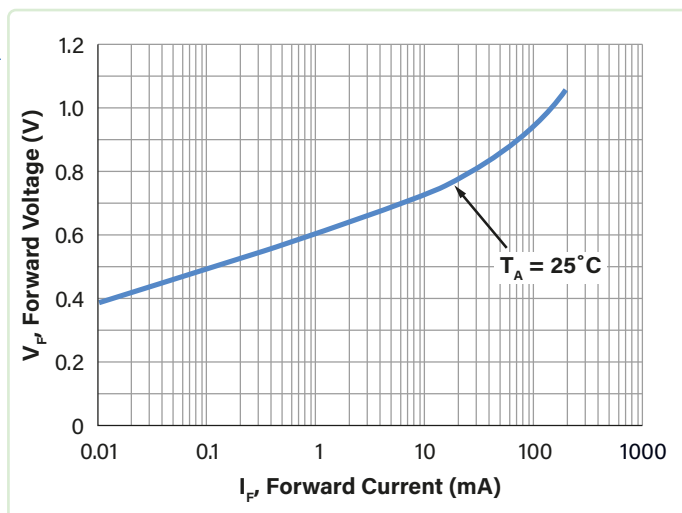


Bild 3. Strom/Spannungs-Kennlinie einer Silizium-Diode bei 25 °C.

Ladeschaltung

Ich schaute mir das Modul an. Tatsächlich war hier eine „Ladeschaltung“ realisiert, die zu Recht in Anführungsstrichen steht. **Bild 2** zeigt, warum. Die Akkuzelle wird von der 5-V-Versorgung geladen, indem der Ladestrom über einen simplen 200- Ω -Widerstand zur Strombegrenzung und eine normale Silizium-Diode in den Akku fließt. D1 dient dabei der Spannungsreduktion. Der geübte Elektroniker nimmt hierfür überschlägig einen Spannungsabfall von etwa 0,7 V an. Und $5 - 0,7 \text{ V}$ ergeben nach Adam Ries 4,3 V: ein Wert, der so halbwegs hinkommen würde.

Tatsächlich aber stimmt das nur bei Strömen im Bereich einiger Milliampere, wie die Kennlinie in **Bild 3** beweist. Bei etwa 7 mA ergeben sich an einer 1N4148 bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C knapp 0,7 V Spannungsabfall. Irgendwann ist die Akkuzelle aber voll und der Strom wird geringer. Dann sinkt der Spannungsabfall an der Diode und die Spannung am Akku steigt, und zwar auf inakzeptable Werte. Bei 10 μA wird der Akku schon auf 4,6 V geladen. Rechnet man noch einen Temperaturgang und eine Versorgungsspannung von möglichen realen 5,1 V sowie noch kleinere Ströme mit ein, wird das für den Akku ungemütlich. Er wird dann unter Umständen eben nicht jahrelang halten. Das muss anders gehen!

Modifikation

Nach kurzer Überlegung habe ich die Ladeschaltung etwas aufwändiger gestaltet. Zwei zusätzliche Widerstände und ein Silizium-Transistor reichen aus, wie **Bild 4** zeigt. Der Spannungsteiler aus R2 und R3 legt die Spannung an der Basis von T1 auf etwa 4,62 V fest. Die Basis-Emitter-Strecke eines Silizium-Transistors hat eine ähnliche Strom/Spannungs-Kennlinie wie eine Silizium-Diode. Bei 10 μA beträgt die Spannung am Emitter und damit am Akku daher nur noch 4,22 V und das entspricht der Herstellerempfehlung. Fällt

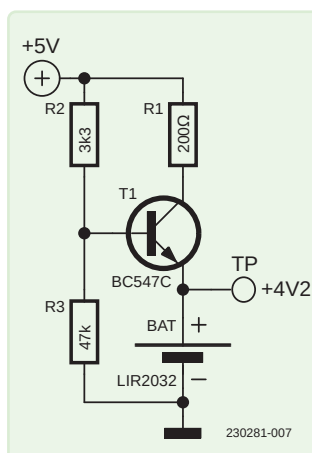


Bild 4. Die modifizierte Ladeschaltung ist nicht viel komplizierter, aber viel besser.

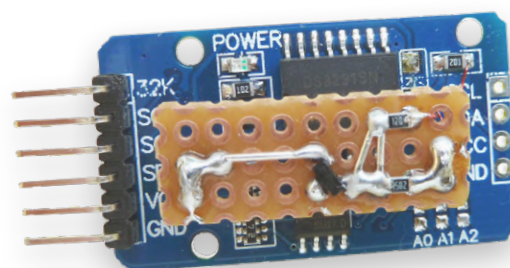


Bild 5. So sieht die praktische Modifikation bei meinem Modul aus: eine Lochrasterplatine huckepack.

die Versorgung aus, sperrt die BE-Strecke von T1 und der Akku wird abgetrennt. Er dient dann wie zuvor als Pufferversorgung; im Betrieb wird er auf eine ungefährliche Spannung geladen.

Bild 5 zeigt, wie ich diese Modifikation durchgeführt habe. Die drei zusätzlichen SMD-Bauteile habe ich mit einigen Drahtstückchen auf ein Stück Lochrasterplatine gelötet und an den entsprechenden Punkten (+5 V, Masse und Pluspol des Akkus) mit der Modulplatine verbunden. Wenn Sie dies an einem ähnlichen Modul ebenfalls machen möchten, sollte vor der Modifikation zuerst der Akku entfernt und dann die Diode ausgelötet werden (siehe Pfeil von Bild 1). Es empfiehlt sich, für einen ersten Test den Akku durch einen 1-M Ω -Widerstand zu ersetzen und die daran abfallende Spannung zu messen. Liegt sie im Bereich von 4,2 V, ist alles in Ordnung. Gegebenenfalls kann man diese Spannung durch Veränderung des Spannungsteilers aus R2 und R3 anpassen. Jetzt sollte der Akku wirklich etliche Jahre halten! 

230281-02



Über den Autor

Peter Krüger ist Entwicklungs-Ingenieur mit einem Abschluss als MSCE & CNA. Seine beruflichen Schwerpunkte waren EMV, Industrie-Elektronik und Wehrtechnik, Hardware- und Software-Entwicklung sowie große Induktionsheizungen und 3D-Design. Er war für viele Firmen im In- und Ausland tätig.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Anmerkungen zu diesem Artikel? Kontaktieren Sie Elektor unter redaktion@elektor.de.



Passendes Produkt

> **Fnirsi DMT-99 Smart Multimeter**
www.elektor.de/20765



Touch-Sensing leicht gemacht

Ein DIY-Leitfaden für jeden Mikrocontroller

Von Michael J. Bauer (Australien)

Nicht alle Mikrocontroller verfügen über eingebaute touch-sensitive GPIOs. Dieser Artikel beschreibt eine Methode, kapazitive Berührungserkennung mit gewöhnlichen I/O-Pins auf Controllern wie dem AVR ATmega328P zu realisieren. Sie umfasst die Konfiguration von Pins zur Erkennung von Kapazitätsänderungen und nutzt entsprechenden Code, der mit Microchip Studio entwickelt wurde.

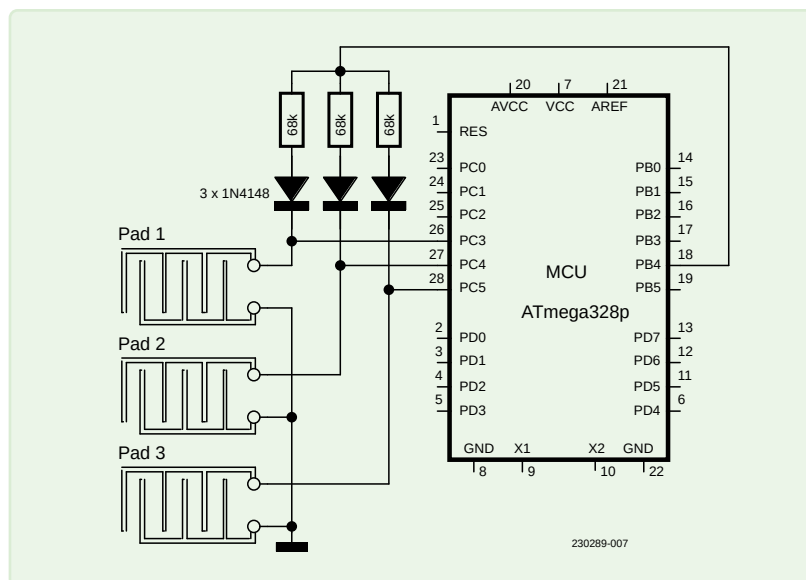


Bild 1. Schaltbild der Touchpad-Verbindungen zum Mikrocontroller.

Einige Mikrocontroller verfügen über On-Chip Hardware, die das Lesen von kapazitiven Touchpads unterstützt. Diese Controller bieten eine „automatische“ Messung der Kapazität zwischen einem I/O-Pin und Masse (GND). Eine Änderung der Kapazität auch an einem gewöhnlichen (analogen) Eingangspin ohne besondere On-Chip-Zauberei leicht erkannt werden. Die hier vorgestellte Technik basiert auf der Messung der Ladezeit eines Kondensators (in Form eines Touchpads). Genauer gesagt, wird die Spannung am Kondensator nach einer festen Ladezeit gemessen. Wenn ein Pad berührt wird, ist seine effektive Kapazität höher, die Ladezeit niedriger und damit die Endspannung nach einer bestimmten Zeit ebenfalls niedriger.

Im Prinzip

Der Mikrocontroller muss I/O-Pins haben, die entweder als digital (GPIO) oder analog (ADC-Eingänge) konfiguriert werden können. Ein solcher Pin wird für jeden Touch-Eingang benötigt. Die Anzahl der möglichen Touchpads kann durch einen externen analogen Multiplexer über die Anzahl der am Controller verfügbaren ADC-Eingänge hinaus erhöht werden. Zudem wird ein digitaler Ausgang als „Stromquelle“ benötigt. Eigentlich handelt es sich um eine Spannungsquelle, aber ein hochohmiger Widerstand (einer für jede Touchtaste) verwandelt sie in eine Stromquelle. Sehen Sie im Schaltbild (**Bild 1**) wie die Touchpads mit dem Mikrocontroller verbunden sind. Die Touchpads können auf eine Platine geätzt

werden, wobei die Leiterbahnen für Signal und Masse miteinander verschränkt werden, um so einen Kondensator zu bilden. Wenn sie mit einem Finger berührt werden, wird die Kapazität zwischen den Signal- und Masseleitungen erhöht. Alternativ können Touchpads auch aus blankem Metall bestehen, wie etwa ein Schraubenkopf, eine Niete oder ein Metallstreifen. Der menschliche Körper stellt zwar eine große Kapazität zur Erde dar, wenn er ein Touchpad berührt; die Touch-Erkennung ist jedoch effektiver, wenn der Körper irgendwie mit der Masse (GND) des Mikrocontrollersystems verbunden ist. Zunächst wird die Stromquelle (PB4) ausgeschaltet. Die Touchpad-Pins (PC3, PC4, PC5) werden als Ausgänge konfiguriert und auf low

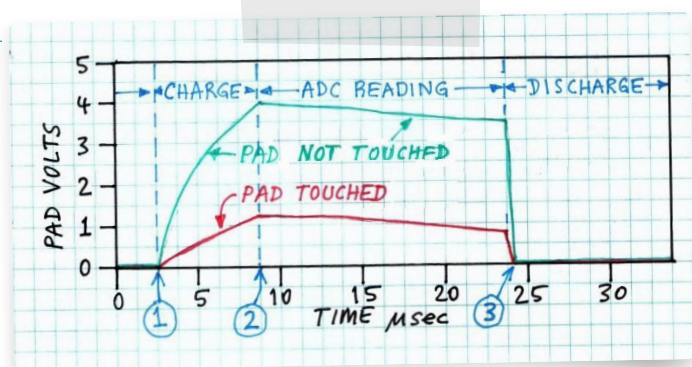


Bild 2. Spannung gegen die Zeit für ein unberührtes und ein berührtes Touchpad.

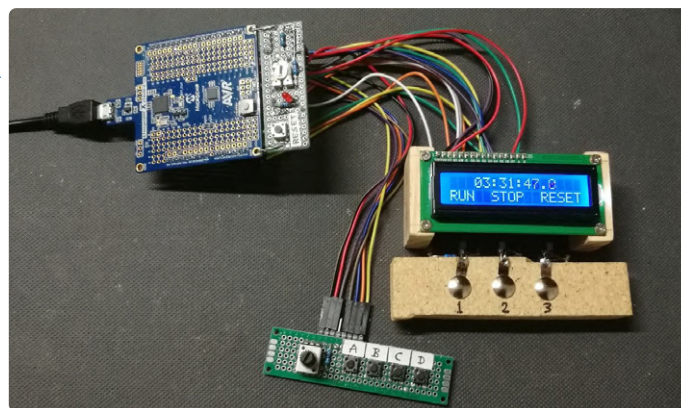


Bild 3. Eine Test- und Demoschaltung mit dem AVR-X-mini Board.

(0 V) gesetzt, um die Pads zu entladen. Die Pads werden nacheinander „abgearbeitet“. Zu Beginn einer Service-Routine wird der Pad-I/O-Pin als Analogeingang konfiguriert. Das Pad wird über die Stromquelle (Widerstand und Diode) für eine feste Zeitdauer aufgeladen, typischerweise einige Mikrosekunden.

Am Ende der Ladezeit wird die Stromquelle ausgeschaltet. Die Diode verhindert eine Entladung, während die Pad-Spannung vom ADC gemessen wird. Wenn die ADC-Umwandlung abgeschlossen ist, wird das Ergebnis ausgelesen. Der Pad-I/O-Pin wird daraufhin als digitaler Ausgang neu konfiguriert und auf low gesetzt, um das Pad zu entladen.

Bild 2 zeigt ein Diagramm, das die Signalspannung des Pads in Abhängigkeit von der Zeit während der Lesesequenz darstellt. Die obere (grüne) Kurve zeigt die Pad-Spannung, wenn das Pad nicht berührt wird: Die Pad-Kapazität ist sehr niedrig, daher lädt sie sich schnell auf und erreicht eine relativ hohe Spannung. Zum Ende der Ladezeit (2) wird die Stromquelle ausgeschaltet und die ADC-Wandlungssequenz gestartet. Aufgrund des Leckstroms der Diode und des ADC-Eingangs entlädt sich die Kapazität langsam, aber dies ist kein Problem, da der ADC die Spannung schon zu Beginn der Wandlung (Punkt 2) abtastet. Der Eingangswert im ADC bleibt also konstant, bis am Ende der Wandlungssequenz (Punkt 3) der ADC-Wert ausgelesen und in einem Array gespeichert wird. Schließlich wird das Touchpad entladen, um es für die folgende Messung vorzubereiten.

Je nach spezifischen Anforderungen Ihrer Anwendung kann das Intervall zwischen dem Aufrufen der Touchpad-Service-Routine zwischen 100 μ s bis zu 5 ms oder mehr betragen. Die Ausführungszeit der Service-Routine selbst beträgt typischerweise weniger als 30 μ s pro Touch-Eingabe. Somit ist der zeitliche Aufwand für die „Abhandlung“ eines Touchpads sehr gering. Während der Ausführung der Service-Routine müssen Interrupts

deaktiviert werden, da die Zeitabläufe kritisch sind. Für die meisten Embedded-Anwendungen würde eine Verzögerung von unter 30 μ s, die einmal pro Millisekunde (mehr oder weniger) auftritt, nicht als Blockierung des Prozessablaufs angesehen werden.

Test- und Demo-Aufbau

Diese Touch-Sense-Technik wurde erfolgreich auf dem kleinen und einfachen 8-Bit-AVR-Mikrocontroller ATmega328P von Atmel getestet, der auf vielen beliebten Entwicklungsboards wie dem Arduino UNO R3, dem Arduino Nano und ATmega328P-X-Mini-Board von Microchip zu finden ist. Ich habe das X-Mini-Board gewählt, weil es ein Programmierwerkzeug an Bord hat, mit weniger als 15 € sehr preisgünstig

bei großen Lieferanten leicht erhältlich ist. Ok, der wahre Grund war, ich hatte noch eines in meiner Kiste mit ungenutzten Komponenten ;-). **Bild 3** zeigt das konfigurierte X-Mini-Board und angeschlossene Peripheriegeräte. Außerdem arbeite ich lieber mit der Microchip/Atmel-Studio-IDE für AVR und SAM als mit der Arduino-IDE. Mein Test- und Demo-Programm könnte in die Arduino-IDE migriert werden, aber die MCU-Pinzuordnungen (insbesondere für ein 1602A-LCD-Modul, siehe unten) sind mit gängigen Arduino-Bibliotheken nicht kompatibel. Daher müssten Sie für einige Peripheriefunktionen den Quellcode aus der AVR-X-Mini-Bibliothek extrahieren, um ihn in Ihren Arduino-Sketch zu importieren. Wenn Sie das Test- und Demo-Programm

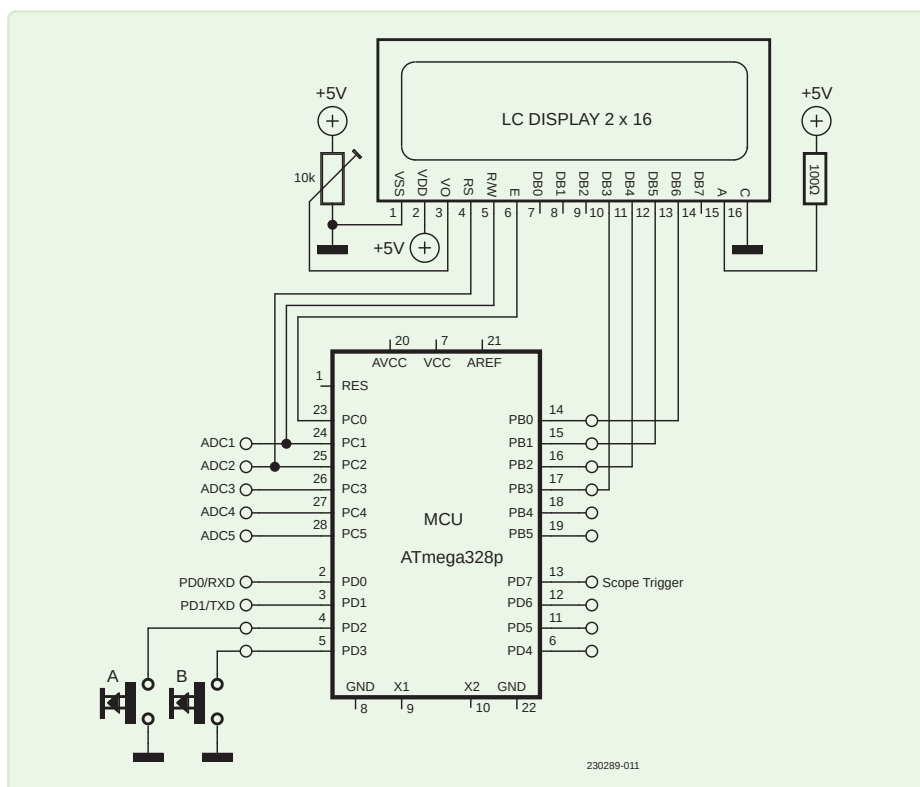


Bild 4. Schaltplan für die Test- und Demoschaltung mit einem ATmega328P.

Wie man einen Arduino UNO oder Nano programmiert

Die Firmware wurde mit Microchip Studio für AVR- und SAM-Controller (ehemals Atmel Studio) entwickelt. Einer der vielen Gründe für die Wahl dieser IDE (Integrated Development Environment) anstelle der Arduino-IDE ist, dass das Hardware-Design des Projekts mit verfügbaren Arduino-Bibliotheken nicht kompatibel ist. Insbesondere die Anschlussbelegung des 1602A-LCDs (MCU-I/O-Pin-Zuordnung) wird von keiner Arduino-Bibliothek unterstützt. Die Programmierung des Zielcontrollers (ATmega328P MCU) kann ohne Arduino-IDE und ohne spezielles Hardware-Programmierungswerkzeug durchgeführt werden. Die UNO- und Nano-Boards verfügen über ein eingebautes USB-Serial-Bridge-IC und einen AVR-Bootloader, der im Flash-Speicher residiert. Eine Windows-PC-Anwendung namens AVRdude kommuniziert über USB mit dem Bootloader, um die Firmware in den Flash-Speicher der MCU zu programmieren.

Sie müssen also einige Dateien aus dem AVRdude GitHub-Repository [2] herunterladen, um AVRdude unter Windows auszuführen. Es sollten drei Distributionsdateien vorhanden sein: avrdude.exe, avrdude.conf und avrdude.pdb. Kopieren Sie diese Dateien in einen neuen Ordner namens AVRdude auf Ihrer lokalen Festplatte im Stammverzeichnis (C:). Verbinden Sie Ihr UNO/Nano-Board mit einem USB-Anschluss Ihres PCs. Öffnen Sie den Windows-Gerätemanager und klicken Sie auf Ports (COM & LPT). Sie sollten das UNO/Nano USB-Serial-Gerät aufgelistet sehen. Notieren Sie sich die Nummer des zugehörigen COM-Ports. Beachten Sie, dass sich die COM-Port-Nummer von Zeit zu Zeit ändern kann, eine lästige USB-Unart. Vergewissern Sie sich bei jeder erneuten Verbindung des UNO- oder Nano-Boards mit Ihrem PC, dass der richtige COM-Port zugewiesen ist. Sie können AVRdude direkt aus Microchip Studio heraus ausführen, wenn Sie ein Programmierungswerkzeug in dieser IDE erstellen:

In Microchip Studio klicken Sie im Menü *Tools/External tools*. Es wird ein Dialogfeld angezeigt werden, das nach einigen Parametern fragt, und zwar:

Bei *Title* schreiben Sie: *Program Nano* oder einen anderen Namen Ihrer Wahl.

Bei *Command* schreiben Sie: *C:\AVRdude\avrdude.exe*

Bei *Arguments* schreiben Sie (alles in einer Zeile):

```
-C "C:\AVRdude\avrdude.conf" -p atmega328p -c arduino -P COM# -b 115200  
-U flash:w:"$(ProjectDir)Debug\$(TargetName).hex":i
```

Ersetzen Sie in den Argumenten *COM#* durch den tatsächlichen COM-Port, an den Ihr Nano-Board angeschlossen ist, wie im Gerätemanager gefunden (Beispiel: *COM4*).

Aktivieren Sie die Checkbox *Use output window* und klicken Sie auf *OK*.

Fertig... Sie sollten jetzt eine neue Option *Program Nano* im Tools-Menü sehen.

Nachdem Ihr Programmcode erstellt wurde, kann er durch einen einfachen Klick auf *Program Nano* im *Tools*-Menü auf das Nano-Board programmiert werden.

Hinweis: Einige preiswerte chinesische Nano-Board-Klone verwenden eine nicht standardmäßige Baudrate für den seriellen Bootloader, typischerweise 57600 Baud. Wenn Microchip Studio beim Ausführen des Programmierungswerkzeugs eine Fehlermeldung ausgibt, versuchen Sie, *115200* in den Argumenten durch *57600* zu ersetzen.

auf einem Arduino-UNO- oder Nano-Board ausführen möchten, kann der vorkompilierte Objektcode (aka Hex-Datei) sowohl mit als auch ohne Microchip/Atmel-Studio programmiert werden, und das ohne zusätzliches Programmierungswerkzeug (siehe den nebenstehenden **Textkasten**).

Unabhängig von der Hardwareplattform und den Software-Entwicklungswerkzeugen, die Sie für Ihre Anwendung verwenden, kann die Touch-Sensing-Technik (und dies stellt den Königsweg dar) durch das Studium des Codes im Test- und Demo-Programmcode verstanden und nachvollzogen werden, insbesondere der Touch-Sense „Service Routine“. Wenn Sie die Anwendung auf einer kompatiblen AVR-Hardwareplattform replizieren möchten, verbinden Sie das LCD und andere Peripheriegeräte wie in **Bild 4** gezeigt.

Zwei Drucktaster (beschriftet mit A und B) stehen dem User für Eingaben zur Verfügung, falls die Touchpads nicht auf Anhieb funktionieren wollen. Die Touchpads sind wie in Bild 1 verdrahtet. Wenn Ihre Anwendung das LCD oder den I²C-Bus (PC4, PC5) nicht benötigt, können Sie alle (acht) Pins des Port C für Touchpads oder andere analoge Eingaben verwenden.

Der Schwellwert für die Touch-On/Off-Spannung muss möglicherweise in der Software angepasst werden. Im Quellcode der Test- und Demo-Software (file *main.c*) wird in Zeile 29 der Schwellwert festgelegt, der bestimmt, ob ein Pad berührt wird oder nicht. Der Standardwert ist 150, was für die meisten physischen Anordnungen von Touchpads funktionieren sollte. Der optimale Schwellwert kann gefunden werden, indem das Programm durch Drücken von Taste A im Testmodus ausgeführt wird. Dabei werden die ADC-Werte (Bereich 0...255) für die drei Touchpads angezeigt.

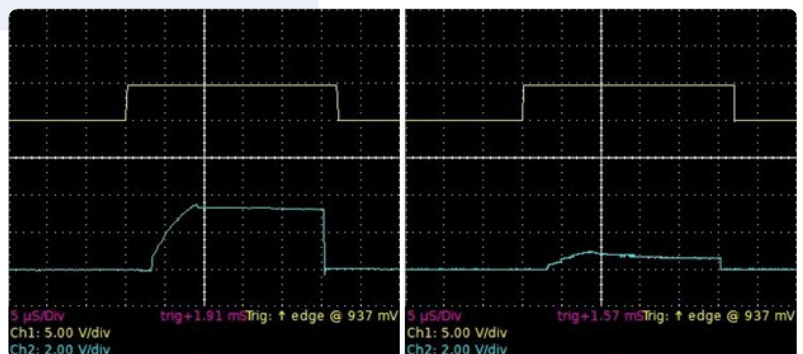


Bild 5.

Ergebnis auf dem Oszilloskop, wenn die Pads nicht berührt werden (links) und wenn die Pads berührt werden (rechts).

Notieren Sie für jedes Pad den Wert mit berührtem Pad und erneut ohne Berührung. Der optimale Schwellenwert liegt ungefähr in der Mitte dieser beiden Werte.

Das Programm enthält auch einen **Demo-Modus**, der als einfache Stoppuhr/Timer funktioniert und die drei Touchpads zum Starten, Stoppen und Zurücksetzen des Timers verwendet. Drücken Sie Taste B, um diesen Modus zu aktivieren. Der Demo-Code ist als Zustandsmaschine mit den drei Zuständen **Reset**, **Running** und **Stopped** implementiert. Das Berühren eines Pads ändert den Zustand (sofern die Zustandsmaschine nicht bereits im ausgewählten Zustand ist).

Auf dem Oszillogramm

Bild 5 zeigt die Oszillogramme, die während der Tests gemacht wurden und das Signalverhalten des Touchpads veranschaulichen. Die obere (gelbe) Spur ist ein Testpunkt-Ausgangssignal. Dieses Signal wird zu Beginn der Serviceroutine auf High gesetzt und am Ende auf Low, kurz bevor dem Return der Funktion. Der Testpunkt-Ausgang (Pin PD7) erfüllt zwei Aufgaben: Er triggert das Oszilloskop und misst die Ausführungszeit der Serviceroutine. Die untere (blaue) Spur ist das Touchpad-Signal am ADC-Eingang. Bei diesen Tests wurde die Ladezeit auf 6 µs eingestellt. Der Wert des Widerstands der Stromquelle (68 kΩ) und die Ladezeit wurden so gewählt, dass das Padsignal fast (aber nicht ganz) die ADC-Referenzspannung (+5 V) erreicht, wenn das Pad nicht berührt wird. Dies führt zu einer optimalen Berührungsempfindlichkeit.

Auf der rechten Seite des Oszillogramms ist zu sehen, was passiert, wenn das Pad berührt wird. Die „Ladegeschwindigkeit“ ist viel niedriger, so dass die Spannung auf dem Pad am Ende der Ladezeit niedriger ist. Die Software definiert eine Spannung, die irgendwo dazwischen liegt, als Schwellenwert für „Touch ON“. Beachten Sie, dass die ADC-Wandlungszeit etwa 15 µs beträgt. Dies macht den größten Teil der Ausführungszeit der Serviceroutine

aus. Die ADC-Taktrate des ATmega328P kann erhöht werden, um die Ausführungszeit der Serviceroutine zu reduzieren. Es gibt natürlich einen Kompromiss zwischen ADC-Geschwindigkeit und Wandlungsgenauigkeit.

Firmware-Entwicklung

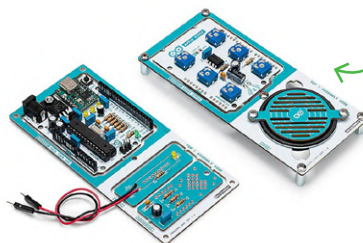
Sollten Sie sich entschließen, Ihre eigene Anwendung mit der Microchip/Atmel Studio-IDE zu entwickeln, ist es ein guter Anfang, mein Test- und Demoprogramm nachzuvollziehen, sofern Sie es noch nicht verwendet haben. Sobald Sie die Anwendung auf Ihrer Zielplattform zum Laufen gebracht haben, können Sie den Quellcode für Ihre Zwecke modifizieren und erweitern.

Laden Sie zunächst die Projektdateien von GitHub [1] herunter. Erstellen Sie einen Projektordner auf dem lokalen Laufwerk Ihres Computers und kopieren Sie alle Dateien in diesen Ordner. Wählen Sie auf der Startseite des Atmel-Studios **Open Existing Project**. Navigieren Sie zu Ihrem Projektordner und klicken Sie auf die Datei mit dem Namen **X-mini-touch-sense.atsln**. Dies ist einfacher als die Erstellung eines neuen Projekts (**New Project**) und sorgt dafür, dass alle erforderlichen Komponenten in das Projekt geladen werden, insbesondere die Peripherie-Bibliotheksdateien **lib_avrXmini**.*

Falls Sie später ein neues Projekt mit der X-mini-Bibliothek erstellen möchten, vergewissern Sie sich, dass die Bibliotheksdateien korrekt angehängt sind. Dies können Sie im Fenster **Solution Explorer** auf der rechten Seite des IDE-Editors überprüfen.

Für detaillierte Programmierschritte und spezifische Konfigurationen bietet die Elektor-Labs-Seite [3] nützliche Anleitungen. ◀

SE – 230289-02



Über den Autor

Michael Bauer studierte Elektro- und Elektronikingenieurwesen und unterrichtete

später Informatik an der Deakin University in Australien. Zu seinen Karriere-Highlights zählen die Mitentwicklung des möglicherweise ersten kommerziell erfolgreichen „Smart Meters“ (MCU-basierter kWh-Zähler), die Ingenieurarbeit an Steuerungssystemen für die Automatisierung von Theaterbühnen sowie die Elektronik- und Softwareentwicklung für wissenschaftliche und biomedizinische analytische Instrumente. Nun im Ruhestand, widmet sich Mike seinen Interessen an elektronischer Musiktechnologie, Radfahren und Langlaufski. Sein Hauptanspruch auf Ruhm ergibt sich aus einem DIY-Hobby-computerprojekt namens „DREAM-6800“ (veröffentlicht 1979), das bei Enthusiasten für historische Mikrocomputer immer noch beliebt ist.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

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



Passende Produkte

- > **Arduino Make-Your-Uno Kit**
www.elektor.de/20330
- > **Seeed Studio Grove LCD mit RGB-Hintergrundbeleuchtung**
www.elektor.de/20014

WEBLINKS

- [1] Github Repository „Touch sense on any MCU“ von M. J. Bauer: <https://github.com/M-J-Bauer/Touch-sense-on-any-MCU>
- [2] Github Repository AVR Dude: <https://github.com/mariusgreuel/avrdude/releases>
- [3] Elektor-Labs-Webseite für dieses Projekt: <https://elektormagazine.de/labs/touch-sense-technique-for-any-mcu>

06 Universeller Infrarot-Fernschalter

Ein neues Leben für alte Fernbedienungen

Von Rob van Hest (Die Niederlande)

Bauen Sie einen universellen Infrarot-Fernbedienungsempfänger, der fast alle Geräte mit einfachen Ein/Aus- oder Impulssignalen steuern kann. Er ist in der Lage, die FernbedienungsCodes beinahe aller Infrarot-Fernbedienungen zu lernen. Es werden sowohl eine einkanalige als auch eine Vier-Kanal-Variante beschrieben.

Vor einiger Zeit wollte ich eine alte Sport- und Spiel-Uhr umfunktionieren, damit sie mit einer Fernbedienung funktioniert. Dazu musste ich einen Empfänger entwickeln, der vier spezifische Aktionen der Uhr ausführen kann: *start*, *stop*, *reset* und *lap*, alles ausgelöst durch die Fernbedienung. Ein wichtiger Aspekt dieses Vorhabens war, dass der Empfänger mit fast allen Infrarot-Fernbedienungen funktionieren sollte. Eingedenk der vielen ungenutzten Fernbedienungen in unseren Haushalten bot dieses Projekt eine gute Gelegenheit, zumindest eine von ihnen wiederzuverwenden. Damals wurden ein PIC12F675-Mikrocontroller von Microchip Technology und eine alte Fernbedienung mit NEC-Protokoll verwendet. Dieses alte Projekt brachte mich auf die Idee, ein ähnliches Fernbedienungsmodul, diesmal mit einem Kanal, mit meiner universellen PIC-Platine [1] nachzubauen. Das Ergebnis ist in **Bild 1** zu sehen.

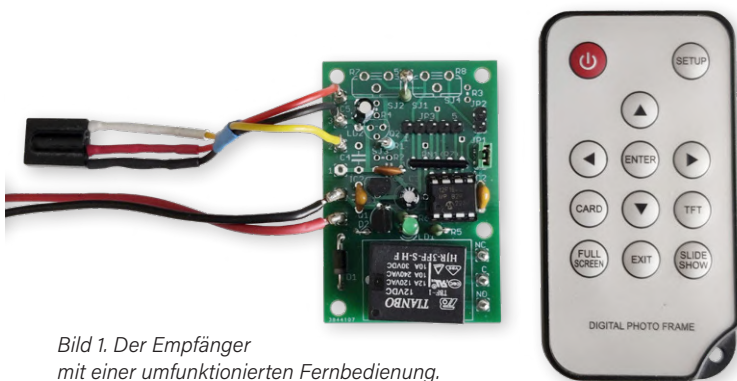


Bild 1. Der Empfänger mit einer umfunktionierten Fernbedienung.

Ein-Kanal-Fernempfänger

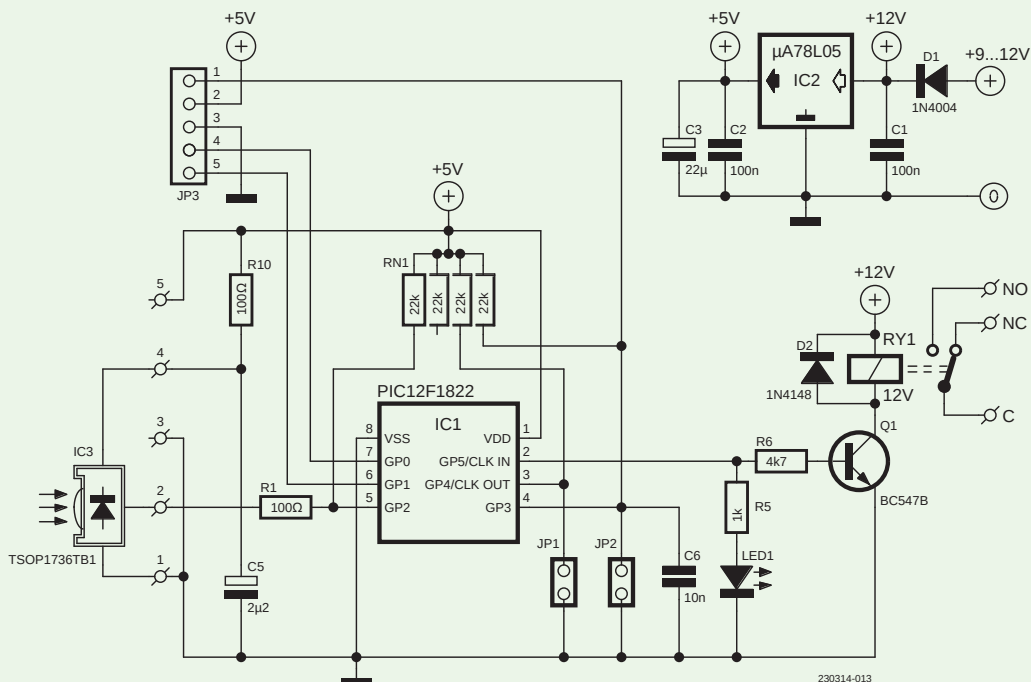
Infrarot-Fernbedienungen arbeiten mit kodierten Impulsfolgen, die für jede Marke einzigartig ausfallen können. Die Betätigung einer Taste sendet ein eindeutiges Signal, das ein Fototransistor empfängt und ein Mikrocontroller entschlüsselt. Und dieser Mikrocontroller steuert dann über einen Transistor ein Relais. Der hier vorgestellte Empfänger verfügt über drei Modi: *on/off*, *pulse* und *setup* — letzterer dient der Synchronisierung des Empfängers mit der von Ihnen gewählten Fernbedienung.

- Im *On/Off*-Modus wird der Ausgang durch Drücken einer ersten Taste ein- und durch eine zweite Taste ausgeschaltet
- Im *Impuls*-Modus wird der Ausgang für eine vorher festgelegte Zeitspanne aktiviert, wenn der Druck einer bestimmten Taste erkannt wird, und dann bei einem zweiten Druck auf die selbe Taste wieder ausgeschaltet. In diesem Modus ist eine zweite Taste nicht erforderlich. Es können jedoch zwei Tastencodes gespeichert werden, die die gleiche Aktion ausführen
- Im *Setup*-Modus lernt der Empfänger die Codes der Fernbedienung

Bemerkenswert ist, dass dieses System nur zwei Tasten einer Fernbedienung benötigt, was große Freiheit bei der Auswahl aus vielen ungenutzten Fernbedienungen bietet. Aber wie stellen wir die Kompatibilität mit verschiedenen Fernbedienungen sicher?

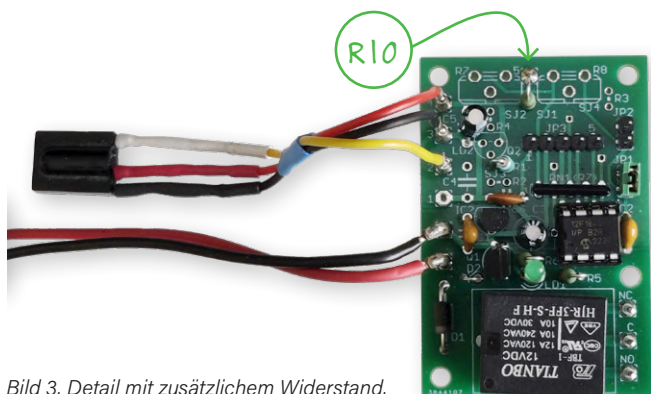
Ein universeller Empfänger

Angeichts der Vielfalt der Fernsteuerungsprotokolle wurde der Ansatz vereinfacht: Anstatt jedes Signal mühevoll vollständig zu dekodieren, zählt der Empfänger nur die Signalübergänge und deren relatives Timing. Diese Methode funktioniert mit einer Vielzahl von Fernbedienungen einschließlich RC-5- und NEC-Modelle effektiv, wie sich in Tests bestätigte. Wenn Sie jedoch eine RC-5-Fernbedienung verwenden, werden Sie feststellen, dass der Schalter nicht immer reagiert. Der Grund ist das „Toggle-Bit“ im RC-5-Code, das bei jedem Loslassen und Drücken einer Taste zwischen 0 und 1 wechselt. Dies bedeutet, dass eine Taste manchmal ein zweites Mal gedrückt werden muss, bevor der Code wieder gleich ist. Im *Pulse*-Modus kann dieses Problem überwunden werden, indem derselbe Code zweimal im *Setup*-Modus gespeichert wird (siehe unten).



Hardware

Dieses Projekt (auf Elektor Labs [2]) kann mit der in einem anderen Artikel [1] beschriebenen Universal-PIC-Platine oder alternativ auf einem Stück Lochraster gebaut werden. Die Schaltung in **Bild 2** zeigt die Bauteilnummern und Bezeichnungen, wie sie auf der Universal-PIC-Platine verwendet werden. Beachten Sie, dass R10 auf der Platine nicht gekennzeichnet ist; er wird zwischen dem mit X5 gekennzeichneten Knoten und der nächstgelegenen Durchgangsbohrung eingefügt (siehe Platinenfoto in **Bild 3**). Meine Schaltung war für den Betrieb mit 12 V ausgelegt, um 12-V-LEDs zu schalten, da diese Spannung damals leicht verfügbar war. Ein Betrieb mit 5 V ist jedoch auch möglich, wenn man IC2 (Anschluss 1-3) und D1 durch Drahtbrücken ersetzt und ein 5-V-Relais verwendet. In diesem Fall kann möglicherweise ein altes USB-Ladegerät als Stromversorgung dienen. Wenn Sie kein passendes Widerstandsnetzwerk in Ihrer Bauteilkiste finden, kann RN1 leicht durch einzelne 22-k Ω -Widerstände ersetzt werden. Ich habe für R1 einen Wert von 100 Ω verwendet, um das Rauschen zu reduzieren, aber der Wert ist nicht kritisch, er kann sogar durch eine Drahtbrücke ersetzt werden. Anstelle des TSOP1736 lassen sich auch andere IR-Empfänger wie der TSOP1836 verwenden, aber beachten Sie die unterschiedlichen Pinbelegungen!



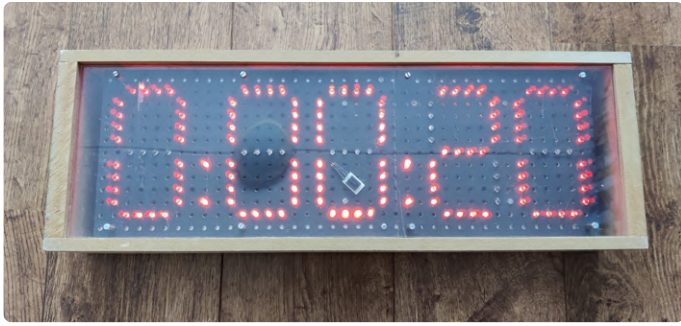
Verbinden JP3 ist der Programmieranschluss des PICs mit der Standard-Belegung des PICKit: MCLR, +5V, GND, ICSP Data, ICSP Clock (von 1 bis 5).

Software

Wenn der Zustand des IR-Signal-Pins GP2 von hoch nach low wechselt, wird eine Interrupt-Routine ausgelöst. Derselbe Interrupt wird auch aufgerufen, wenn Timer0 alle 4 ms überläuft. Dies bedeutet, dass der Interrupt sofort gestartet wird, sobald ein IR-Signal erkannt wird. Jedes Mal, wenn sich der Zustand des Eingangspins ändert, wird der Wert des Timers gespeichert (bis zu 48 Werte). Wenn zu viele Überläufe des Timers ohne Änderungen im Pin-Zustand auftreten oder die maximale Anzahl von Samples erreicht ist, wird die Abtastung des IR-Codes gestoppt. Auf diese Weise werden die Anzahl der Flanken und die Zeit zwischen zwei Flanken bestimmt. Im *Setup*-Modus werden diese Werte im EEPROM gespeichert; im normalen Betriebsmodus werden eingehende Werte mit den im EEPROM gespeicherten Werten verglichen. Der Überlauf von Timer0 wird auch in der `delay_ms()`-Routine verwendet. Die Interrupts werden nur zum Erfassen der eingehenden Impulse freigegeben und ansonsten von der Hauptschleife deaktiviert. Der Code in `remote_uni.c` [2] schafft eine seriellen Schnittstelle nur zu Debugging-Zwecken, wobei die Anzahl der empfangenen Flanken und die Anzahl der Abtastwerte gleich den EEPROM-Werten ist. Da die empfangenen Daten nicht interpretiert werden, sind keine weiteren Informationen über den Inhalt des IR-Codes verfügbar. Ein Ausschnitt des Codes ist in **Listing 1** zu sehen; der vollständige Quellcode ist unter [2] verfügbar.

Betrieb des Empfängers

Die Konfiguration erfolgt über zwei Jumper: JP1 für das Setup und die Modusauswahl und JP2 für das Zurücksetzen des Geräts. Steckt man JP1 (vor dem Einschalten), versetzt dies den Empfänger in den *On/off*-Modus. Der PIC prüft den Zustand des Pins GP4 (Pin 3) bei jedem Einschalten. Ist der Jumper nicht gesteckt, arbeitet der Empfänger im *Pulse*-Modus. Wird der Jumper JP1 *nach* dem Einschalten gesteckt, wechselt der Empfänger in den *Setup*-Modus aktiviert. Mit JP2 wird das Gerät zurückgesetzt.



Empfänger auf Partnersuche

Zum Koppeln schalten Sie den Empfänger ein, rufen den **Setup**-Modus auf und senden mit der Fernbedienung das Signal für **On** (Code 1) und für **Off** (Code 2). Die Signale werden erfasst und gespeichert. Während dieses Vorgangs wird die LED ein- und ausgeschaltet, um eine visuelle Rückmeldung zu geben. Von diesem Moment an ist das Gerät bis zum nächsten Reset gesperrt. Schalten Sie also das Gerät aus und wieder ein, um den **Setup**-Modus zu verlassen, je nach Wunsch mit oder ohne gestecktem JP1.

Im **Pulse**-Modus lösen beide IR-Codes eine kurze Aktivierung des Ausgangs aus. Die Impulslänge wurde im Programm auf 500 ms eingestellt und kann mit dem Parameter `pulslen` geändert werden.

Im **On/Off-Modus** schaltet Code 1 den Ausgang ein und Code 2 ihn wieder aus. Code 1 und Code 2 können identisch sein, was bedeutet, dass Sie dieselbe Taste zum Ein- und Ausschalten des Ausgangs verwenden können. Das Halten der Taste auf der Fernbedienung hat keinen Effekt, da nach jeder Reaktion eine Wartezeit folgt, während der keine IR-Codes empfangen werden können. Sie müssen die Taste also loslassen und wieder drücken.

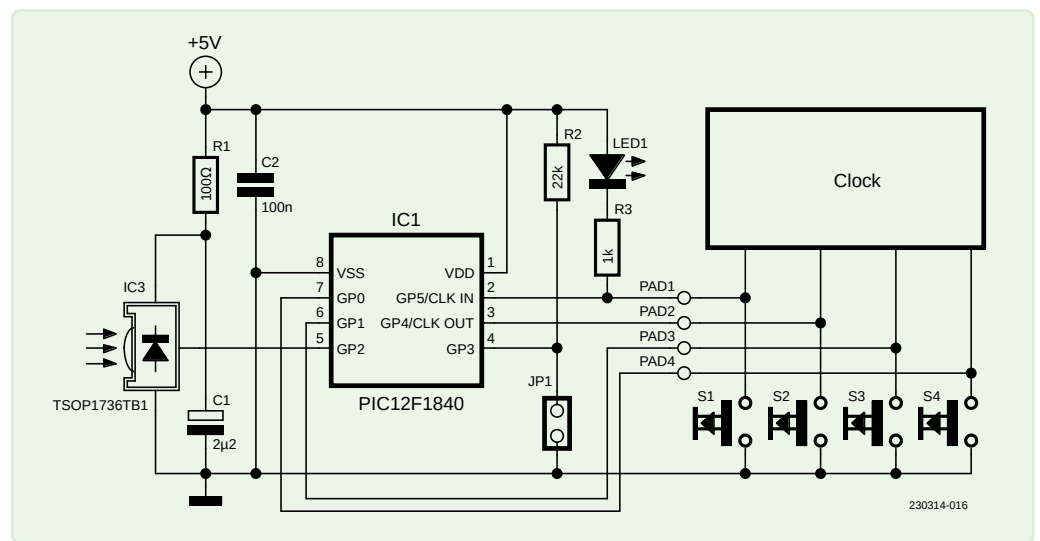


Bild 5. Schaltplan der vierkanaligen Version.

die Ausgangspins des Mikrocontrollers auf Masse gezogen, wenn ein *On*-Zustand durch einen Tastendruck auf der Fernbedienung benötigt wird. Für die *Off*-Position werden die Ausgangspins in einen hochimpedanten Zustand versetzt. Auf diese Weise können sie direkt parallel zu den Drucktasten der Uhr angeschlossen werden, ohne zusätzliche Relais. Dieser Modus ermöglicht es auch, dass der Empfänger kompatibel zu diesen günstigen chinesischen Platinen mit vier Relais ist, wie sie beispielsweise zur Steuerung von vier Lampen angeboten werden. Die zweite Variante gibt +5 V für *On* und 0 V für *Off* an den Ausgangspins des Mikrocontrollers aus, was dem Verhalten des zuvor beschriebenen Einkanalgeräts entspricht. Um zwischen diesen beiden Modi zu wechseln, wurde die Direktive `#define KLOK` eingesetzt, die bei Bedarf auskommentiert werden kann. Wenn `KLOK` definiert ist,

arbeitet der Empfänger im Open-Collector-Modus, wenn nicht, schaltet er in den Push-Pull-Modus. Die ZIP-Datei aus dem Projektdownload [2] enthält die C-Quelldatei, die mit CC5X zu kompilieren ist. Da nicht jeder Zugang zu diesem Compiler hat, habe ich HEX-Dateien für beide Situationen vorbereitet, mit und ohne die Direktive `#define KLOK`.

Die Vier-Kanal-Version

Um die oben genannte Uhr zu steuern (**Bild 4**), benötigte ich aber einen Vierkanal-Empfänger, um die vier Drucktasten der Uhr zu simulieren, was vier verschiedene gepulste Ausgänge erfordert. Diese Anpassung war ursprünglich nicht für die Öffentlichkeit bestimmt, aber warum soll ich Sie ihnen vorenthalten? Sie ist mit einem besseren Mikrocontroller, dem PIC12F1840 aufgebaut, der über einen besseren internen Oszillator verfügt. Außerdem habe ich einen *On/Off*-Modus und eine zentrale Ausschaltfunktion für alle vier Kanäle hinzugefügt. Der Schaltplan in **Bild 5** zeigt, dass die Pins PAD1 bis PAD4 mit vier Drucktasten S1...S4 der Uhr verbunden sind. An PAD1 ist eine LED angeschlossen, die anzeigt, ob das Setup funktioniert. Optional können auch andere LEDs an alle vier Ausgänge angeschlossen werden. Der ursprüngliche Einbau in die ferngesteuerte Uhr in **Bild 6** zeigt übrigens anstelle des hier angepriesenen PIC12F1840 einen PIC12F675.

Ausgangsvarianten

Für diese Version gibt es zwei mögliche Ausgangskonfigurationen: Open-Collector und Push-Pull (Gegentakt). Im ersten Fall werden

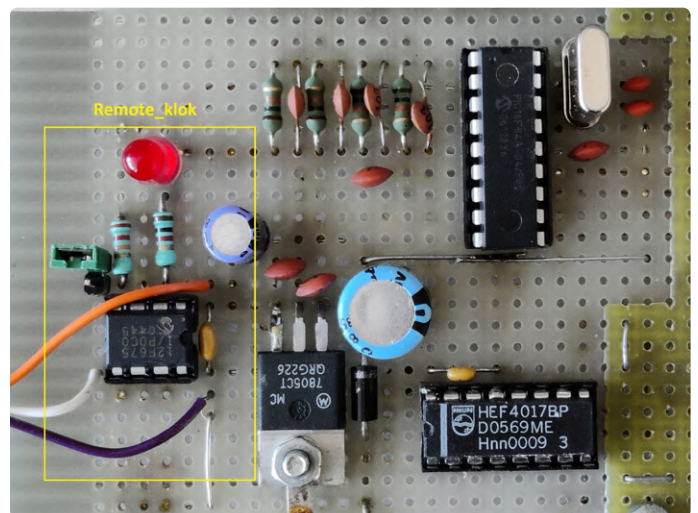


Bild 6. Praktischer Aufbau in der Uhr.



Listing 1: Vergleich des empfangenen mit dem gespeicherten Code

— Circuit Special 2024

```
uns8 chkcod(uns8 num) {
    uns8 hlpvar, cntr, retval=false, memofs;
    memofs = num * maxcnt;          // starting address in EEPROM
    for (cntr=0; cntr < maxcnt; cntr++) {
        hlpvar = GetEE(memofs);
        memofs++;
        if (hlpvar == 0 || timr0[cntr] == 0)
            break;
        if (timr0[cntr]<(hlpvar-timtol) || timr0[cntr]>(hlpvar+timtol))
            break;
    }

    if (hlpvar == 0 && timr0[cntr] == 0)
        retval = true;
    return retval;
}
```

Mehr Schalter

In dieser Vier-Kanal-Version wird der *On/Off*-Modus ein wenig anders gehandhabt als bisher. Es werden nun fünf Tasten auf der Fernbedienung benötigt. Durch Drücken der Tasten 1...4, die jeweils die Codes 1...4 senden, wird der Zustand des korrespondierenden Ausgangs umgeschaltet. Durch Drücken der Taste 5 werden alle Ausgänge gleichzeitig ausgeschaltet. Der Impulsmodus entspricht der einkanaligen Version, bei der ein Ausgang für eine kurze Dauer (definiert durch `plslen`) aktiviert wird, wenn eine der ersten vier Tasten gedrückt wird, während die Taste 5 nicht verwendet wird.

Der *Setup*-Prozess bleibt weitgehend unverändert. Er beginnt mit der Speicherung von Code 1 im EEPROM, was der Mikrocontroller sichtbar macht, indem er vorübergehend Ausgang 1 einschaltet. Dieser Vorgang wird für die übrigen Codes 2...4 wiederholt, wobei die Speicherung jedes Codes durch einen kurzen Impuls auf dem jeweiligen Ausgang bestätigt wird. Die Speicherung von Code 5 schließt das Setup ab und löst einen letzten Impuls auf Ausgang 1 aus. Dann muss nur noch der Empfänger neu gestartet werden, um in den normalen Betriebsmodus zu gelangen. 

SE - 230314-02



Über den Autor

In den 1970er Jahren studierte Rob van Hest Elektrotechnik an der Universität Twente. Zu dieser Zeit schrieb er auch seine ersten Artikel für Elektronikzeitschriften. Damals baute er seine ersten PCs selbst - zunächst ein 8080-CP/M-System und später ein Z80-Board. In seiner beruflichen Laufbahn wechselte van Hest in die Software-Entwicklung, bastelte aber immer weiter auch an „harter“ Elektronik herum. Jetzt, im Ruhestand, hat er sogar noch mehr Zeit dafür!



Stückliste

Widerstände:

RN1 = 22 k
R1 = 100 Ω
R5 = 1 k
R6 = 4k7
R10 = 100 Ω (zwischen X5 und Via)

Kondensatoren:

C1, C2 = 100 n
C3 = 22 μ
C5 = 2μ2
C6 = 10 n

Außerdem:

IC1 = PIC12F1822 (oder PIC12F1840)
IC2 = 78L05
IC3 = TSOP1736 (Pinbelegung: X2 = Signal, X3 = GND, X4 = Vcc)
LD1 = grüne LED, 3 mm
Q1 = BC547B
Ry1 = Relais 12 V SPDT

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Dann wenden Sie sich bitte an den Autor unter trainer99@ziggo.nl oder an die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Passendes Produkt

➤ **Bert van Dam, PIC Mikrocontroller, Elektor, 2010**
E-Buch, PDF, deutsch:
www.elektor.de/products/pic-mikrocontroller-pdf

WEBLINKS

- [1] R. van Hest, „Board für einfache Mikrocontroller-Projekte“, Elektor 7-8/2024: <https://elektormagazine.com/230175-02>
[2] Projektseite auf Elektor Labs: <https://www.elektormagazine.de/labs/universal-ir-remote-switch>

07 Mikrocontroller-gesteuerte **Muhdose**

Bovine Klänge mit einem Mikrocontroller erzeugen



Von Bruno Clerc (Frankreich)

Muhdosen haben sich seit jeher bewährt. Bauen wir eine! Dieser Artikel beschreibt ein DIY-Projekt mit einem Mikrocontroller ATtiny85 und minimaler Hardware, das in der Lage ist, den Muh-Laut einer Kuh abzuspielen, wenn die Muhdose auf den Kopf gestellt wird. Der Schwerpunkt liegt dabei auf dem Finden, Modifizieren und Programmieren des „perfekten“ Muhens und dessen Speicherung im Speicher des ATtiny.



Bild 1. Die fertige Muhdose.

Diejenigen, die mit meiner Arbeit vertraut sind, werden langsam ein Muster erkennen. Ich habe meiner Enkelin Paolina versprochen, dass wir aus dem von der handbetriebenen Spieluhr [1] übrig gebliebenen Papprohr etwas anderes als ein Armband machen würden. Aber was? Ein taktiles *Simon-Says*-Spiel? Ein *Whac-a-Mole*-Spiel? Machen wir stattdessen eine Muhdose, eine dieser kleinen Boxen, die man

in Souvenirläden findet und die das Muhen einer Kuh imitieren. Das Endergebnis ist in **Bild 1** zu sehen. Das kleine Gefäß links daneben wird für eine zweite Version im Miniaturformat verwendet. Was braucht man für eine Muhdose? Man nehme:

- einen ATtiny85
- einen Tilt-Schalter
- einen kleinen 8-Ω-Lautsprecher
- einen Akku, in diesem Fall eine 18650-Zelle aus einem Laptop
- ein Lithium-Lademodul mit TP4056, hier ein HW373

Die Idee

Wie bei meinem Mini-Klavier oder meiner handbetriebenen Spieluhr werde ich einen ATtiny85 verwenden, der in der Lage sein sollte, eine Datei im Hexadezimalformat zu lesen und den Muh-Ton über einen Lautsprecher abzuspielen. Als ich das Internet nach verschiedenen Strategien durchforstete, um einen Mikrocontroller dazu zu bringen, mit solch minimalistischer Hardware einen Ton zu erzeugen, stieß ich auf die ausgezeichnete Technoblogy-Seite [2]. Diese Seite beschreibt ein schönes Projekt, bei dem ein einfacher ATtiny85 so programmiert wird, dass er ein kurzes digitales Audiosample über einen Lautsprecher ausgibt. Er kann ein 1 s langes Sample eines beliebigen digitalisierten Audiosignals nur mit einem Lautsprecher und ohne weitere Komponenten abspielen. Perfekt! Genau das, was ich brauchte. Dieser Entwurf nutzt die Vorteile der speziellen 64-MHz-Taktoption des ATtiny85, mit der man **Timer/Counter1** für eine schnelle Digital-Analog-Wandlung ansteuern kann. Zu Beginn habe ich den Mikrocontroller mit dem Beispielprogramm von Technoblogy programmiert. Das Programm

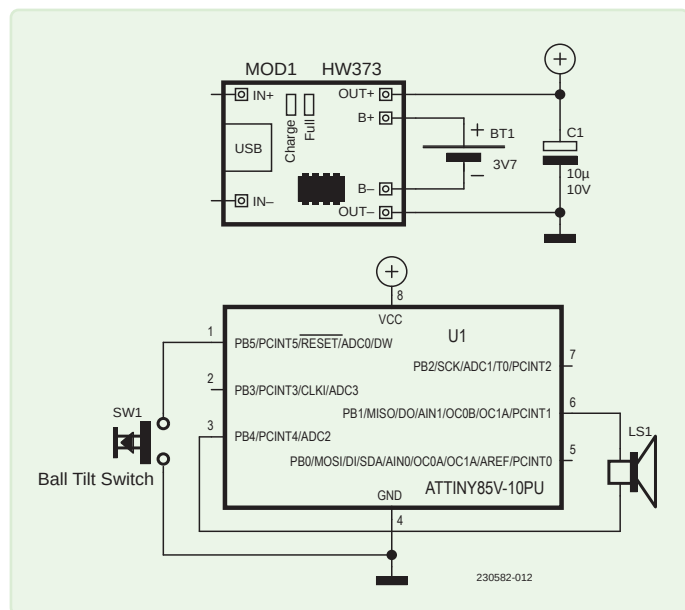


Bild 2: Das Schaltbildchen.

funktioniert gut, und der Mikrocontroller hat ein Entengeräusch erzeugt. Die Schaltung dazu ist in **Bild 2** zu sehen.

Die Suche nach dem perfekten Muh

Ich machte mich auf die Suche nach einem geeigneten Kuh-Muhen für das Projekt und fand dank der Magie des Internets glücklicherweise einen Moo-Box-Sound auf der Website von La Sonothèque [3]. Es gibt dort findet man auch eine Reihe verschiedener Sounds, mit denen man das Projekt in kreativen Variationen nachbauen kann. Wie von Technoblogy erwähnt, müssen Sie die Audiodatei jedoch zunächst konvertieren.

In der Aufnahme, die ich gefunden habe, gab es eine Folge von mehreren Muhs, was weit mehr als notwendig ist. Die Datei wurde in Audacity [4] geöffnet, auf ein einziges Muh geschnitten und im 8-Bit-WAV-Format gespeichert. Um die WAV-Datei weiter in ein C-freundliches Textformat zu konvertieren, können Sie auf einem Mac- oder Linux-System zum Beispiel den Befehl `xxd` verwenden. Ich als armer Windows-User habe den HEX-Editor *HxD* [5] verwendet, um die WAV-Datei zu öffnen und die Werte zu extrahieren. Dies ist weniger praktisch als die Verwendung des `xxd`-Befehls, da das Format der Werte aus *HxD* keine direkte Verwertung im C/Arduino-Code zulässt und man zahlreiche 0x und Kommas in das resultierende Array einfügen muss. Nachdem diese mühsame Aufgabe erledigt war, musste ich die Größe der Aufnahme optimieren: so viel wie möglich von den „geräuschlosen“ Anteilen entfernen, das Ende des Tracks so kurz wie möglich schneiden, einige letzte Datenpunkte manuell aus dem Array löschen und so weiter. Einen geeigneten Soundeffekt zu erzielen und gleichzeitig die Fähigkeiten des ATtiny85 optimal zu nutzen, gelang mir erst nach mehreren Versuchen. Mit Hilfe von EasyTinyProg [6] wurden mehrere WAV-Dateien bearbeitet und Testcodes hochgeladen. Der endgültige Code belegt 8104 Byte (98%) des Programmspeichers. Das Maximum liegt bei 8192 Bytes. Da bleibt so gut wie kein mehr Platz übrig!

Das Prinzip

Den Code des Projekts finden Sie auf Elektor Labs [7]. Er nutzt eine Phasenverriegelung (Phase-locked Loop, PLL) mit 64 MHz als Frequenzquelle für **Timer1**. Mit dieser Konfiguration tritt der ISR-Interrupt (**TIMER0_COMPA_vect**) mit einer Frequenz von etwa 512.820 Hz auf. Das Programm verwendet die Vergleichsregister **OCR1A** und **OCR1B**

für die Kanäle A und B von **Timer1**. Auf diese Weise können zwei komplementäre PWM-Signale aus demselben Audio-Sample-Wert erzeugt werden, was sich perfekt für die direkte Ansteuerung eines Lautsprechers eignet: Die Signale OC1A und OC1B haben entgegengesetzte Polarität, wie bei einer Gegentaktschaltung.

Lesen des Arrays

Der Code liest das Array, Zelle für Zelle, über eine Schleife. Um zu wissen, wo man sich im Array befindet, werden zwei Variablen verwendet: `readWavLen`, um den aktuellen Index zu speichern, und `mheuWavLen`, um die Gesamtgröße des Samples zu speichern. Jedes Mal, wenn die Interrupt-Routine (ISR) ausgeführt wird, wird die Anweisung `if(readWavLen == mheuWavLen)` verwendet. Wenn dieser Test **True** zurückgibt (also wenn wir das Ende des Arrays erreicht haben), deaktiviert der Code die Interrupts und versetzt den Mikrocontroller in den energiesparenden Sleep-Modus.

In unserem Beispiel hatte das Array nach mehreren Versuchen, den verfügbaren Speicher so vollständig wie möglich zu füllen, 7677 Zellen. Da ich mit einer Probe unbekannter Länge begonnen und sie manuell geändert habe, kannte ich ihre tatsächliche Dauer nicht direkt. Es gibt mehrere mögliche Strategien, um diese Zahl zu ermitteln; zum Beispiel kann man ein Programm wie Notepad++ bitten, die Vorkommen von `0x` zu zählen. Ich für meinen Teil hatte Spaß daran, einen zusätzlichen Arduino Uno sowie den Code *Taille_tableau_mheu.ino* und die serielle Schnittstelle zu verwenden. Eine vollständige Erklärung des Mohdosen-Codes finden Sie in der Datei *ATTINY_MHEU_WAV.ino*.

Bau der Muhdose

Der Bau der Muhdose ist einfach. Die Bestandteile, die gemäß dem Schaltbild zusammengebaut (und noch nicht in das Gehäuse eingebaut) wurden, sind in **Bild 3** zu sehen. Der Akku und das Ladegerät sind identisch mit denen der handbetriebenen Spieldose. Die Elektronik funktioniert mit 3,7 V, kann aber auch mit 5 V betrieben werden. Als Gehäuse habe ich das besagte Stück Pappröhre verwendet, das vom Prototyp der Spieldose übrig geblieben war. Ich habe einen Tiltschalter verwendet, damit die Elektronik erkennt, wenn die Dose auf den Kopf gestellt wird. In diesem Fall stammt der Tiltschalter aus einer alten Xbox-Konsole, die recycelt werden sollte (**Bild 4**). Der Lautsprecher stammt aus meiner persönlichen Sammlung, die das Ergebnis vieler

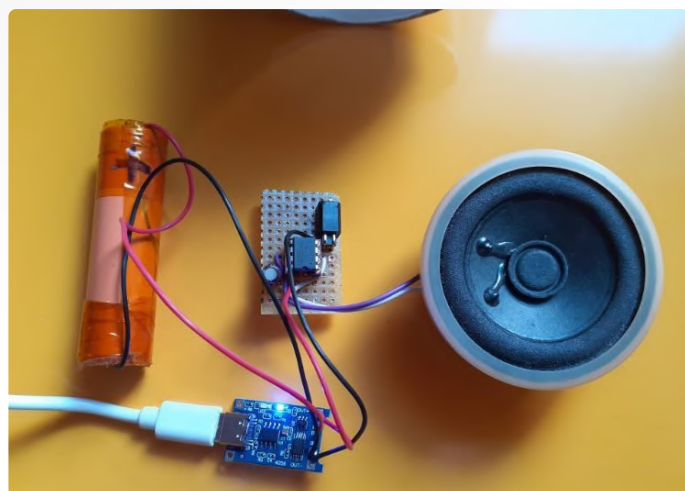


Bild 3. Alles schon verkabelt, nichts ist eingebaut.

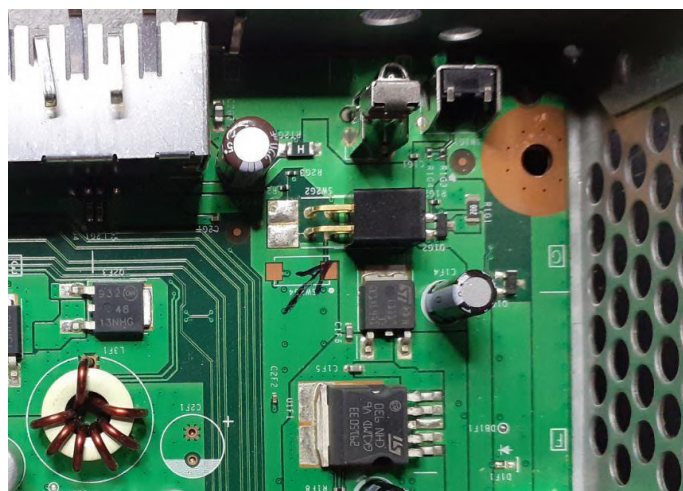


Bild 4. Aus einer Konsole wiedergeboren: der Tiltschalter.

in der Vergangenheit zerlegter Dinge ist, und die 18650-Lithiumzelle stammt aus einem alten Laptop-Akku. Die Platine wird senkrecht mit Heißkleber befestigt. In der aufrechten Position befindet sich die Sensorkugel des Tiltschalters unten und berührt nicht die Kontakte, die sich auf der Oberseite befinden. Wenn die Dose richtig herum steht, schließt die Kugel den Stromkreis. Die Anschlussdrähte dieses Sensors sind direkt mit dem Reset-Pin und der Masse des ATtiny verbunden, wodurch der Mikrocontroller im Reset-Zustand bleibt.

Wenn man also die Dose auf den Kopf stellt, fällt die Kugel zurück und öffnet den Reset-Kontakt. Der Mikrocontroller fährt hoch, die Box gibt wie vorgesehen ein Muhen von sich und geht dann wieder in den Ruhezustand, um die Batterie zu schonen. Es sei denn, wir machen es noch einmal? Und nochmal? Ein Demonstrationsvideo ist verfügbar [8].

Verschumpfung: die miniaturisierte Version

Ich habe mir selbst die Aufgabe gestellt, eine zweite, kleinere Version zu bauen. Und habe es geschafft! Die endgültigen Abmessungen sind: Durchmesser 50 mm, Höhe 44 mm und das Gewicht beträgt 38 g. Das Gehäuse besteht aus dem kleinen Glas, das auf dem ersten Bild zu sehen ist. Der Lautsprecher stammt von einem alten Bluetooth-Kopfhörer, während das Metallgitter von einem alten PC stammt. Für den Mikrocontroller hatte ich noch einige Platinen von der vor zwei Jahren veröffentlichten Tastenfreien Garagentorsteuerung [9]. Der ATtiny85 und seine Platine passen in einen CR2032-Batteriehalter. Ein zweiter Halter, diesmal mit einer richtigen CR2032-Zelle, versorgt die gesamte Einheit mit Energie (**Bild 5**). Das Endergebnis ist in **Bild 6** sowie in dem Video [10] zu sehen. 

SG – 230582-02

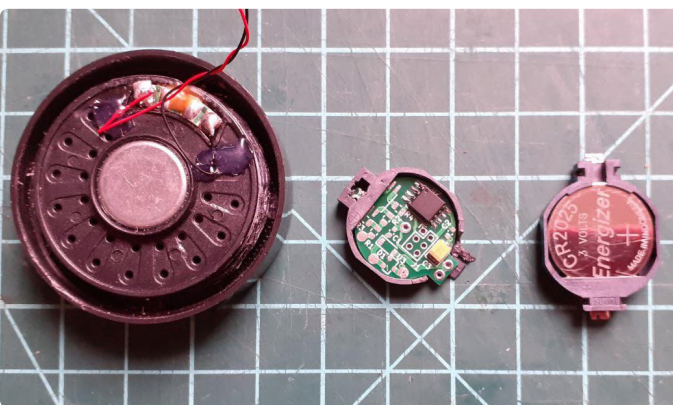


Bild 5. Die Muhdose schrumpft!



Bild 6. Fertige Miniaturversion.

Sie haben Fragen oder Anmerkungen?

Wenn Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Projekt haben, kontaktieren Sie bitte den Autor unter b.clerc31@laposte.net oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Passende Produkte

- > **Elektor Summer Circuits 2022**
www.elektor.de/magazine/elektor-262
- > **M. Cina, MSP430 Microcontroller Essentials (Elektor 2022)**, Taschenbuch, englisch: www.elektor.de/20112
E-Buch, PDF, englisch: www.elektor.de/products/msp430-microcontroller-essentials-e-book

WEBLINKS

- [1] Bruno Clerc, „Eine winzige Spieldose“, Elektor Circuit Special 2024: <https://elektormagazine.de/230505-02>
- [2] Technoblogy: Audio-Sample-Player mit ATtiny: <http://www.technoblogy.com/show?QBB>
- [3] Muhdosensounds und mehr: <https://bigsoundbank.com/search?q=meuh>
- [4] Audacity: <https://audacityteam.org>
- [5] HEX-Editor HxD: <https://mh-nexus.de/en/hxd/>
- [6] EasyTinyProg: <https://elektormagazine.de/labs/make-programming-the-attiny-dip8-easier-with-easytinyprog>
- [7] Dieses Projekt auf Elektor Labs: <https://elektormagazine.de/labs/moo-box-or-boite-a-mheu>
- [8] Demo-Video 1: https://youtu.be/DO0_t3U06aI
- [9] Tastenfreie Garagentorsteuerung: <https://elektormagazine.de/magazine/elektor-261/60658>
- [10] Demo-Video 2: <https://youtu.be/TkjpJaAW-wY>

USB-Batterie- schnittstelle

Von Pascal Rondane (Frankreich)

Ladegeräte schalten sich oft ab, wenn sie an Geräte mit niedriger Stromaufnahme angeschlossen werden. Dieses Projekt bietet eine Lösung, die einen Mikrocontroller (Modul) verwendet, um die Powerbank betriebsbereit zu halten.

20 s einzustellen. Es gibt mehrere Möglichkeiten, dies zu erreichen (siehe zum Beispiel [2]). In diesem Projekt habe ich mich für einen Mikrocontroller entschieden.

Zusammenbau

Die Hardware basiert auf einem ATtiny45-Modul von Digispark (siehe **Bild 1**), das mit der Arduino-IDE programmiert wurde, um einen MOSFET-Transistor anzusteuern. Der Schaltplan ist in **Bild 2** dargestellt.

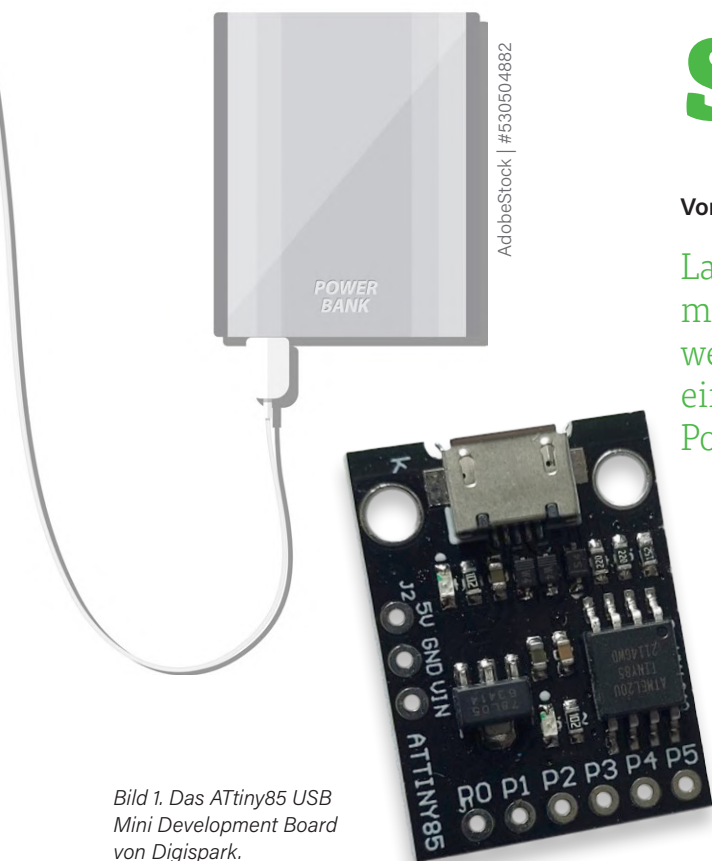


Bild 1. Das ATtiny85 USB Mini Development Board von Digispark.

Dieses Projekt entstand, als ich eine 10.000-mAh-Powerbank zur Stromversorgung einer Baugruppe verwenden wollte, die im Standby-Betrieb nur wenige Milliampere benötigt. Diese Akkupacks sind interessant, weil sie eine Spannung von 5 V abgeben, leicht aufzuladen sind und über mehrere USB-Buchsen verfügen, die einen erheblichen Strom liefern können. Und sie sind sehr erschwinglich.

Powerbank-Akkus sind so konzipiert, dass sie beim Laden eines Smartphones einen hohen Strom liefern können und sich abschalten, wenn der Strom unter einen bestimmten Wert fällt. Mein Projekt benötigt im Ruhezustand aber nur etwa 4 mA. Bei den ersten Tests schaltete sich der Akku nach etwa 30 s ab. Diese Zeitspanne bis zur Abschaltung hängt von der Marke des Akkus ab, und deshalb habe ich die Schaltung so konzipiert, dass in der Software zwei Abschaltzeiten von 10 s und 30 s festgelegt werden können.

Nach einigen Recherchen habe ich eine Lösung gefunden: alle 20 s für einige Millisekunden eine Widerstandslast einzuschalten [1]. Die meisten Schaltungen verwenden dazu monostabile Flipflops, doch da die Abschaltzeiten der verschiedenen Powerbank-Typen nicht identisch sind, sollte es eine Möglichkeit geben, andere Zeiten als nur die festen

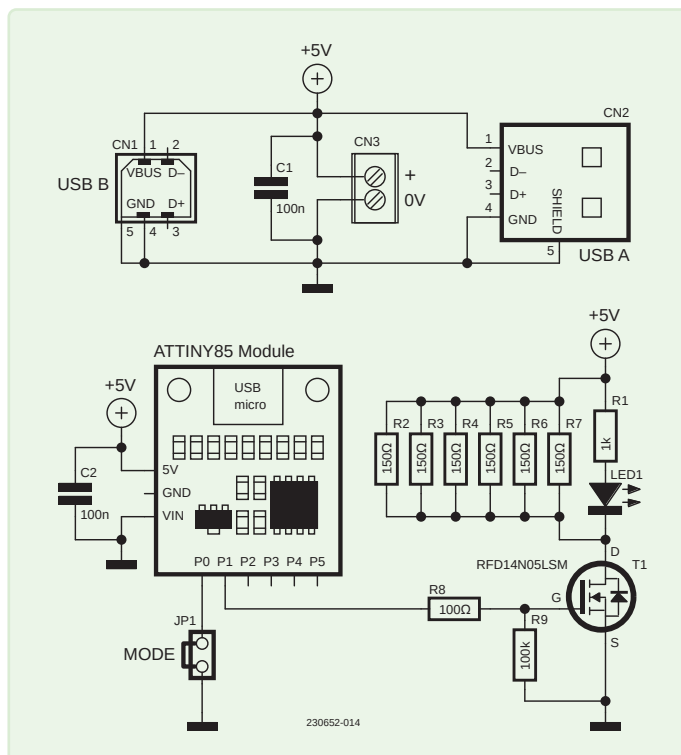


Bild 2. Schaltung der ersten Variante des USB-Batterieinterfaces.

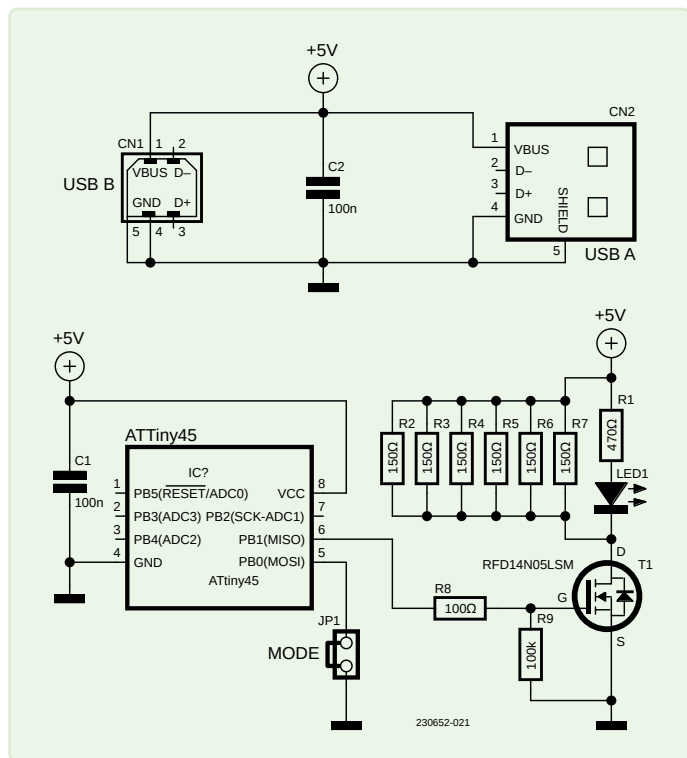


Bild 3. Schaltung der zweiten Variante.

Die Powerbank-Batterie ist mit dem USB-Anschluss CN1 und die Last mit dem USB-Anschluss CN2 verbunden. Auf der 5-V-Stromschiene des USB-Anschlusses befindet sich eine Reihe von parallel geschalteten Widerständen (die Anzahl der eingebauten Widerstände kann je nach der von der Batterie benötigten Last angepasst werden), die durch einen vom Mikrocontroller gesteuerten MOSFET-Transistor gegen Masse geschaltet werden.

Wenn der MOSFET leitet, zeigt LED1 dies an, und der Jumper JP1 erlaubt es, die Aktivierungszeit in Abhängigkeit vom Batterietyp zu wählen. So kann der Benutzer in der Software zwischen den Ein- und Ausschaltzeiten für zwei Arten von Powerbanks wählen, ohne die Software für jede Powerbank neu programmieren zu müssen (siehe unten).

Bitte beachten Sie, dass das Digispark-Modul modifiziert werden muss, um die Verlustleistung des Moduls zu optimieren, indem der Widerstand R4 von der Power-LED entfernt wird.

Zweite Variante

Die zweite Variante ist wesentlich kompakter und kann in ein Stück Schrumpfschlauch eingeschweißt werden. In der Schaltung in **Bild 3** ist zu sehen, dass die Auswahl des Batterietyps zwar identisch bleibt, aber wir nicht das Digispark-Modul, sondern nur den blanken ATtiny45-Mikrocontroller verwenden. Die einfachste Lösung ist, das Digispark-Modul zu programmieren und dann den Mikrocontroller auszulöten, um ihn auf der neuen Leiterplatte zu anzubringen.

Die Software

Die Software ist relativ einfach: Am Anfang des Programms werden Variablen und Konstanten definiert, um die Ein- und Ausschaltzeiten des MOSFETs je nach dem mit dem Jumper JP1 gewählten Modus einzustellen. Die Schaltzeiten des MOSFETs werden durch die Konstanten `T_ON_BATT` / `T_OFF_BATT` oder `T_ON_BATT_1` / `T_OFF_BATT` bestimmt.

Die Variable `currentMillis` in der Hauptschleife wird verwendet, um die Zeiträume zu verwalten. Der Mikrocontroller geht zwischen den einzelnen Timer-Interrupts in den Schlafmodus, wenn er den MOSFET-Transistor nicht einschalten muss.

Die Treiber für das Digispark-Modul können aus dem Github-Repository *DigistumpArduino* von Digistump heruntergeladen werden [3].

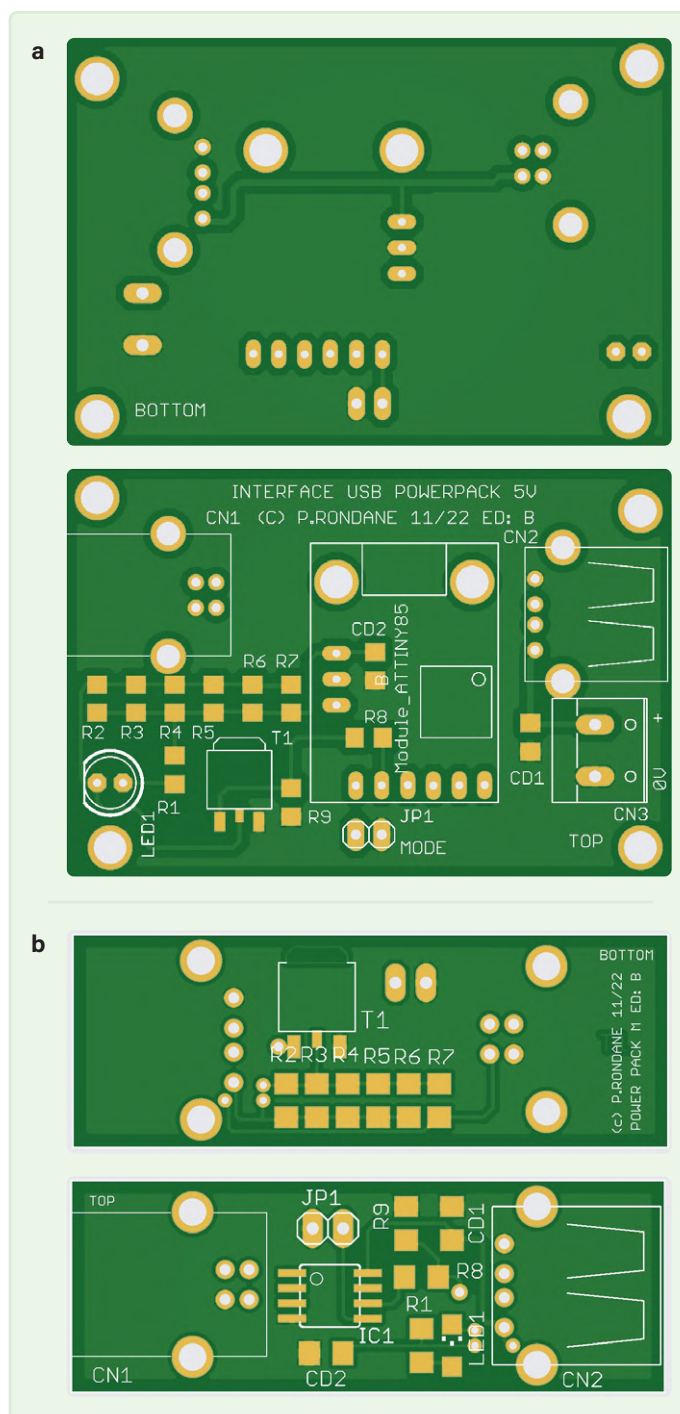


Bild 4. Platinenlayout der ersten Variante (a) und der zweiten Variante (b).

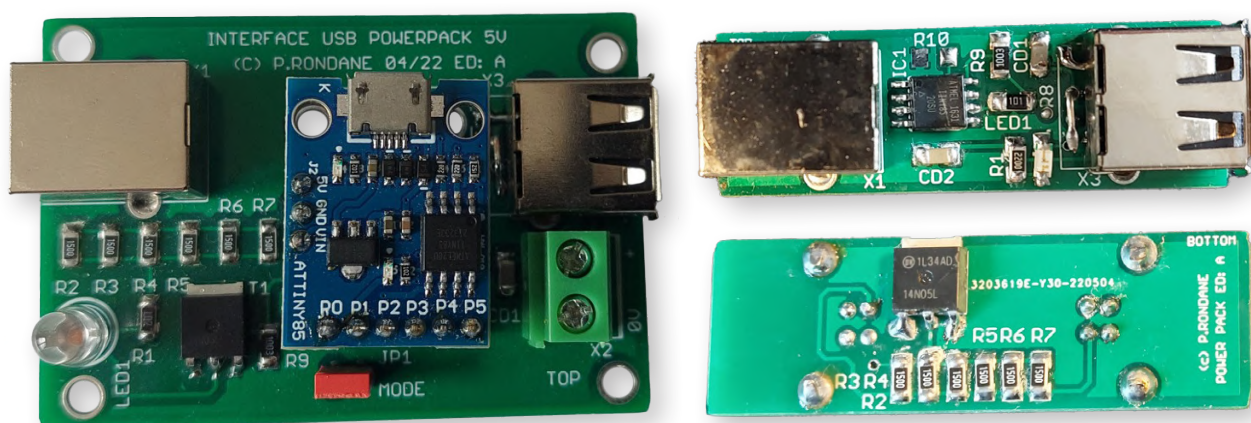


Bild 5. Bestückte Platine der USB-Batterieschnittstelle der ersten (links) und der zweiten Variante (rechts).

Platinen, Platinen

Die Schaltung kann zwar einfach auf einer Lochrasterplatine aufgebaut werden, für ein professionelleres Finish kann jedoch auch eine Online-Platinenfertigung genutzt werden. Dank der Größe 1206 der SMDs kann die Platine auch von Elektronikern mit mäßiger Lötterfahrung aufgebaut werden. **Bild 4** zeigt die Platinen der ersten und zweiten Variante, **Bild 5** selbige mit vollständiger Bestückung und **Bild 6** die USB-Batterieschnittstelle in Aktion, um ihre praktische Anwendung und Funktionalität zu demonstrieren. ◀

SE – 230652-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

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



Passende Produkte

- > **SparkFun Power Delivery Board - USB-C (Qwiic)**
www.elektor.de/19600
- > **Joy-IT UM25C USB-Messgerät mit Bluetooth**
www.elektor.de/18599



Bild 6. USB-Batterieschnittstelle in Aktion.



WEBLINKS

- [1] USB battery prevent shutdown (Teensy-Forum bei PJRC): <https://t1p.de/tvuoa>
- [2] Johnny Verhoeven, „Stromversorgung von Low-Power-Geräten mit Powerbanks“, Elektor Circuit Special 2024: <https://elektormagazine.de/230637-02>
- [3] Treiber bei Digispark: <https://github.com/digistump/DigistumpArduino>



Stromversorgung von **Low-Power-Geräten** mit **Powerbanks**

Eine Stay-Alive-Lösung

Von Johnny Verhoeven (Belgien)

Die meisten Powerbanks schalten sich ab, wenn die Stromentnahme unter einen Mindestwert fällt. Hier ist eine clevere Lösung, die es Powerbanks ermöglicht, Geräte mit geringer Stromaufnahme wie eine Arduino-Schaltung durch Stromimpulse kontinuierlich zu versorgen. Diese Innovation erweitert das Spektrum von Geräten, die von tragbaren Stromquellen profitieren können!

Kürzlich stieß ich auf ein Problem, als ich versuchte, eine minimalistische Arduino-Schaltung mit einer 5-V-Powerbank zu betreiben. Die Schwierigkeit ergab sich aus der automatischen Abschaltfunktion der Powerbank, die aktiviert wird, wenn die Stromaufnahme der angeschlossenen Schaltung unter einen bestimmten Schwellwert fällt, normalerweise etwa 100 mA. Dieser Sicherheitsmechanismus soll eigentlich Strom sparen, da die Powerbank einen Aufwärtswandler verwendet, der den Betrieb bei geringem Stromverbrauch einstellt. Die entscheidende Frage war, wie man die Powerbank aktiv halten kann, ohne die Stromaufnahme der Arduino-Schaltung wesentlich zu erhöhen. Ein einfacher Ansatz bestand darin, einen 49-Ω-Ladewiderstand zu verwenden, um der Powerbank 100 mA zu entziehen. Diese Methode ist aber sinnlose Energieverschwendung, da sie die Betriebsdauer der Powerbank drastisch reduziert, angesichts der üblichen Stromaufnahme des Arduino von wenigen Milliampere. Nachforschungen ergaben, dass durch periodische Stromentnahme, die kürzer dauert als das Abschaltintervall der Powerbank, eine ausreichende Last simuliert werden kann, so dass sich die Powerbank nicht

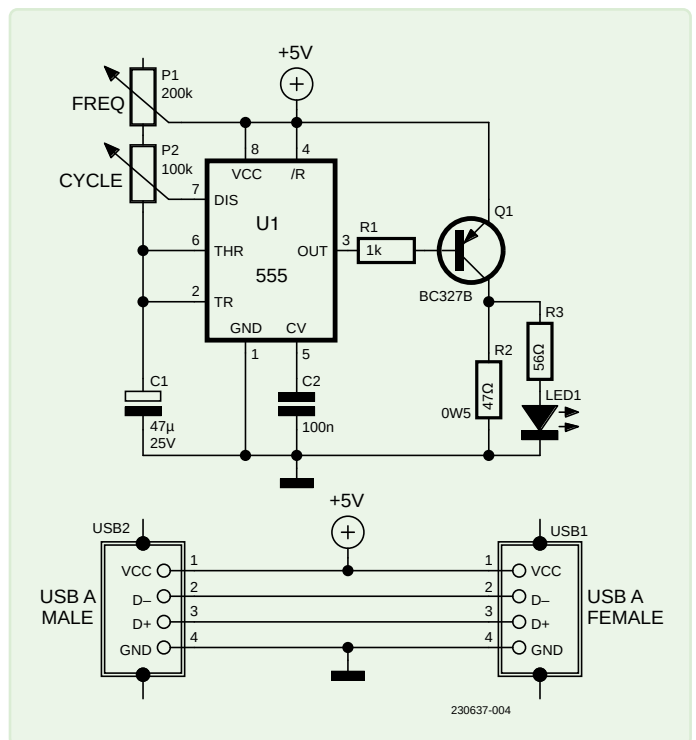


Bild 1. Schaltplan des Stay-Alive-Geräts.

abschaltet. Die vorgeschlagene Lösung umfasste den Einsatz eines pulsierenden Mechanismus, der in regelmäßigen Abständen für eine Dauer aktiviert wird, die ausreicht, um eine ausreichende Last zu simulieren.

Die Schaltung

Wenn ein Elektroniker an „Impuls“ denkt, kommt ihm als erstes der NE555 in den Sinn. Die Grundlage dieser Schaltung ist also ein NE555. Frequenz und Tastverhältnis (Impulslänge) werden mit Trimpotis so eingestellt, dass der hohe Laststrom nur so kurz wie nötig fließt. In

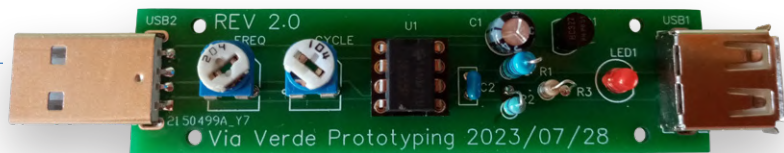


Bild 2. Platine mit bestückten Bauteilen (huch, keine SMDs?).

Bild 1 bilden der Transistor Q1 und der Widerstand R2 die eigentliche Last, etwa 100 mA, aber dies kann nach Bedarf angepasst werden. LED1 zeigt die Impulse an. Jede Powerbank ist anders, daher müssen Pulsfrequenz und -dauer entsprechend eingestellt werden, damit die Powerbank nicht abschaltet. Es ist auch wünschenswert, die zusätzliche Last so gering wie möglich zu halten. Dies erreichen wir, indem wir die Pulsfrequenz so niedrig wie möglich einstellen und den Puls so kurz wie möglich halten.

Schließen Sie zunächst das Gerät an die Powerbank an. Im Schaltplan und auf meinem Prototyp (**Bild 2**) sehen Sie zwei Potentiometer: FREQ und CYCLE. Stellen Sie das FREQ-Poti P1 auf den Maximalwert (Potentiometer nach rechts) und dann das CYCLE-Poti P2 auf den kürzesten Impuls ein, der das Netzteil im eingeschalteten Zustand hält. Wenn Sie dieses Poti nach rechts drehen, wird der Impuls länger, wenn Sie es nach links drehen, natürlich kürzer. Nachdem Sie den Impuls eingestellt haben, reduzieren Sie die Frequenz auf den Mindestwert, der die Powerbank im wachen Zustand belässt; drehen Sie als an P1 (FREQ) nach links. Nun können Sie Ihr Gerät an das Stay-Alive-Gerät anschließen, wie in **Bild 3** dargestellt.

Die Platine

Nachdem ich mit den Breadboard-Tests zufriedenstellende Ergebnisse erzielt hatte, entwarf ich eine Platine, die so klein sein sollte, dass die Schaltung in ein kompaktes Gehäuse in USB-Stick-Größe passt. Die Platine und ihr Schaltplan wurden mit Easy EDA sorgfältig erstellt und dann an einen Platinendienst geschickt. **Bild 4** zeigt die unbestückte Platine. Schließlich wurden alle Bauteile verlötet, wie in Bild 2 zu sehen, und in ein 3D-gedrucktes Gehäuse (**Bild 5**) eingebaut. ◀

SG – 230637-02

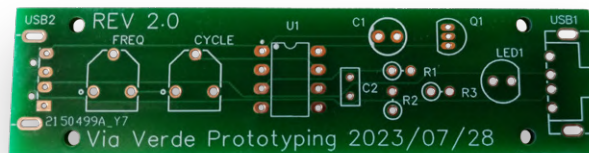


Bild 4. Platine des Geräts ohne Bauteile.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Schreiben Sie bitte an den Autor unter johnny.verhoeven@yahoo.com oder an das Elektor-Redaktionsteam unter redaktion@elektor.de.



Über den Autor

Johnny Verhoeven hat Elektrotechnik studiert und besitzt einen Bachelor-Abschluss in Informatik. Er hat auch mehrere Abschlüsse in der Kunst der Musik. Johnny ist ein kreativer Maker, der sich seit seiner kürzlichen Pensionierung wieder der Elektronik zugewandt hat. Mehr dazu finden Sie auf seiner Facebook-Seite „Via Verde Prototypes“ unter facebook.com/profile.php?id=100083476892160.

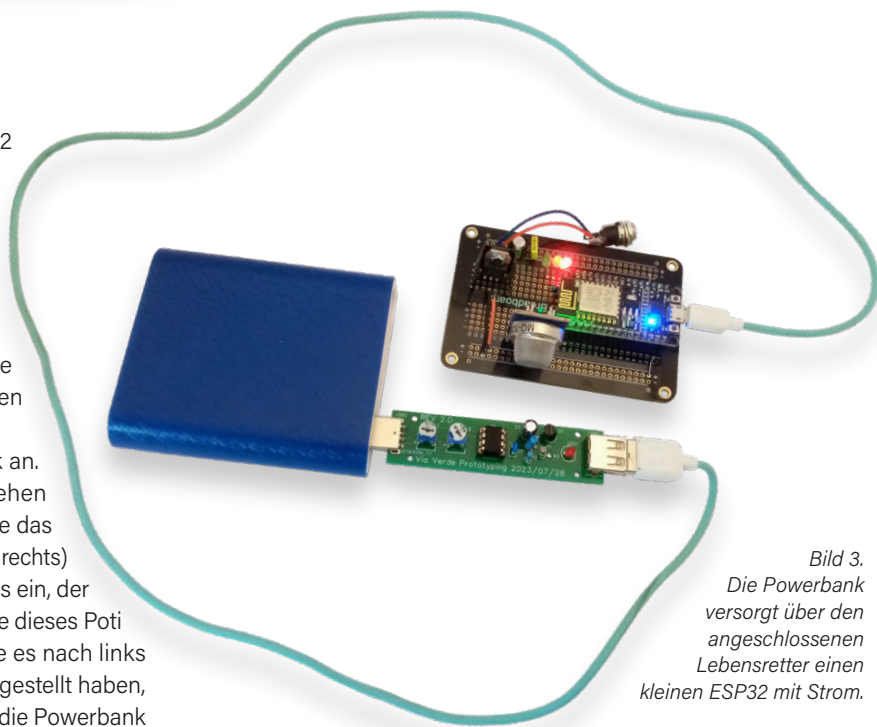


Bild 3. Die Powerbank versorgt über den angeschlossenen Lebensretter einen kleinen ESP32 mit Strom.

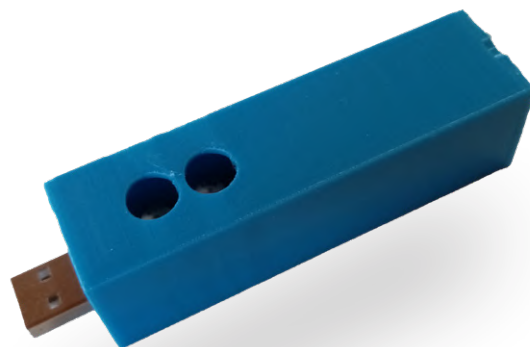
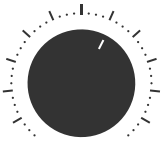


Bild 5. Die Platine des Geräts in einem 3D-gedruckten Gehäuse.



Kleiner Klasse-A-Audioverstärker mit Stromausgang

Lautsprecher mit Strom statt mit Spannung ansteuern

Von Walter Orlov (Deutschland)

Fast alle Audioverstärker liefern eine um einen bestimmten Faktor verstärkte Ausgangsspannung, die der Eingangsspannung folgt, was zu einem niederohmigen Ausgang führt. Eine ungewöhnliche, aber interessante Alternative besteht darin, den Verstärker so zu konstruieren, dass der Ausgangsstrom die Eingangsspannung widerspiegelt, wodurch eine spannungsgesteuerte Stromquelle mit hoher Impedanz entsteht. Erfahren Sie, wie dieser spezielle Verstärkertyp funktioniert und wie Sie ihn bauen und nutzen können.

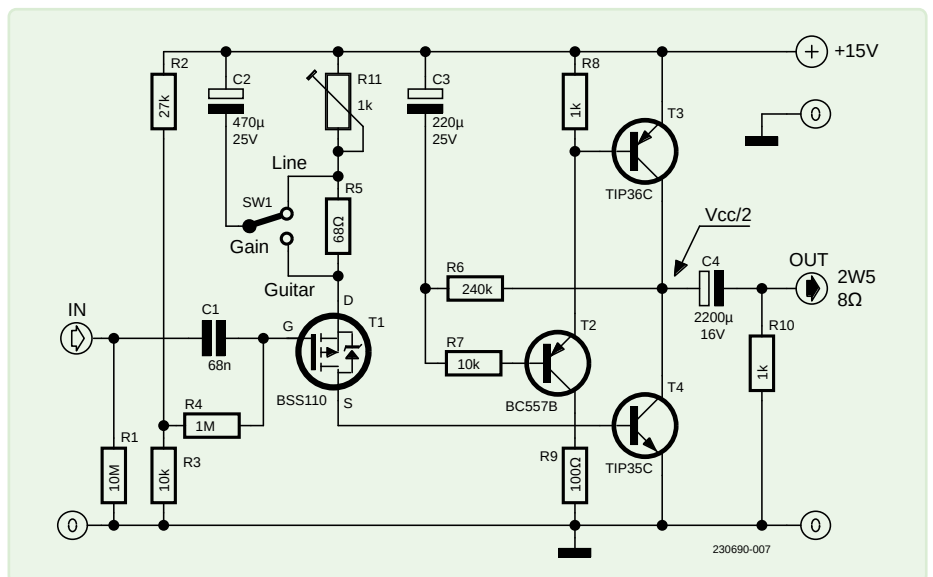


Bild 1. Die einfache Schaltung eines Verstärkers mit Röhrenklang.

Die Eingangsstufe erreicht eine verbesserte Linearität durch den Einsatz eines MOSFET für T1 anstelle eines herkömmlichen bipolaren Transistors (**Bild 1**). Daher kann die Eingangsimpedanz hoch genug gewählt werden (mit R10 praktisch parallel zu R4), was den direkten Anschluss einer E-Gitarre ermöglicht. Die Betriebsspannung kann von +12 V ($P_{\text{out}} \leq 1,5 \text{ W}$) bis +19 V (ein altes Notebook-Netzteil, $P_{\text{out}} \leq 4 \text{ W}$) reichen. Die Eingangsstufe um T1 funktioniert als Drain-Follower und liefert den Basisstrom für T4, der als Spannungsverstärker dient. T2/T3 arbeiten als Konstantstromquelle dieses Klasse-A-Verstärkers. Der Wert von R6 hängt von der Betriebsspannung und der gewünschten maximalen Ausgangsleistung ab. Für 12 V (1,5 W) wählen Sie einen Wert für R6, der den Ruhestrom von T3/T4 auf etwa

0,8 A einstellt, und für 19 V (4 W) auf etwa 1,2 A. Als gute Abschätzung des Ruhestroms ist es ausreichend, die Stromaufnahme des gesamten Verstärkers zu messen. Stellen Sie vor der Strommessung R11 ein oder setzen Sie die Spannung am Pluspol von C4 auf die Hälfte der Betriebsspannung. Anschließend können Sie den Wert von R6 ändern und R11 neu einstellen, um den DC-Pegel der Endstufe auf der Hälfte der Betriebsspannung zu halten.

Clipping und mehr

Der Gain-Schalter SW1 in der Position *Line* führt zu einem reduzierten Verzerrungsgrad - etwa 1,5 % für die zweite Harmonische bei 1 W (**Bild 2**). In der Stellung *Guitar* steigt der Verzerrungsgrad auf 4,5 % (**Bild 3**). Bei hohen Signalamplituden ist die resultierende Übersteuerung weich und ohne „scharfe

Kanten“ (**Bild 4**), ähnlich wie bei einem Röhrenverstärker. Die obere Grenzfrequenz des Verstärkers liegt bei etwa 150 kHz und wird durch die Eigenschaften von T3 und T4 bestimmt.

Eine angemessene Kühlung der Ausgangstransistoren T3 und T4 ist angesichts des fehlenden Wärmeschutzes in der Schaltung unerlässlich. Bei einer Betriebsspannung von 12 V und einem Strom von 0,8 A gibt jeder Transistor 5 W an Wärme ab. Bei 19 V und 1,2 A erhöht sich diese Wärmeverlustrleistung auf etwa 11 W pro Transistor.

Klang

Dieser Klasse-A-Verstärker arbeitet ohne globale Gegenkopplung, ein Vorteil, der nur bei Klasse-A-Konfigurationen möglich ist. Alternative Betriebsarten wie AB oder B würden zu unannehmbar hohen Verzerrungswerten führen. Ein weiterer bemerkenswerter Aspekt ist der stromgesteuerte Ausgang, bei dem die Ausgangsleistung mit steigender Impedanz des angeschlossenen Lautsprechers zunimmt (typisch bei höheren Frequenzen). Damit ahmt dieser Verstärker nicht nur die Klangeigenschaften eines Röhrenverstärkers nach, sondern hebt auch den Höhenbereich an und macht den Klang „präziser“. Aufgrund des niedrigen Ausgangsstroms ist der Klasse-A-Verstärker gegen Kurzschlüsse geschützt. Der Standard-Eingangsspegel beträgt 1 V_{eff} . Clipping tritt ab $1,2\text{ V}_{\text{eff}}$ auf. 

RG – 230690-02

Über den Autor

Walter Orlov, ein Physikingenieur, ist auf praktische Elektronik spezialisiert. Sein Fachgebiet ist der Entwurf verschiedener elektronischer analoger und digitaler Schaltungen, vor allem für Mess- und Steuerungsanwendungen. In seiner Freizeit experimentiert er leidenschaftlich gerne mit Audioelektronik.



Sie haben Fragen oder Kommentare?

Wenn Sie technische Fragen oder Anmerkungen haben, können Sie sich per E-Mail an die Elektor-Redaktion wenden: redaktion@elektor.de.

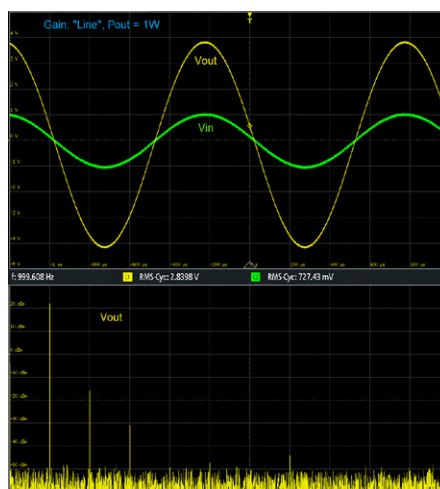


Bild 2. Verzerrungen im Line-Modus.

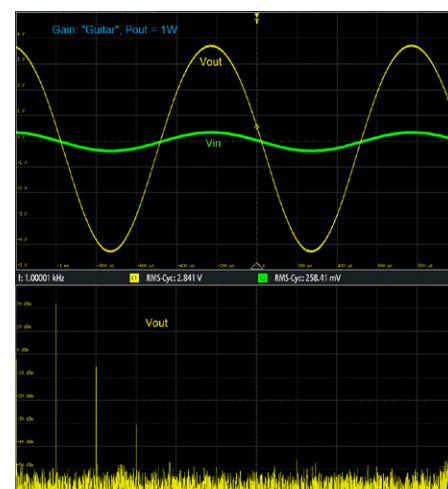


Bild 3. Verzerrungen im Guitar-Modus.

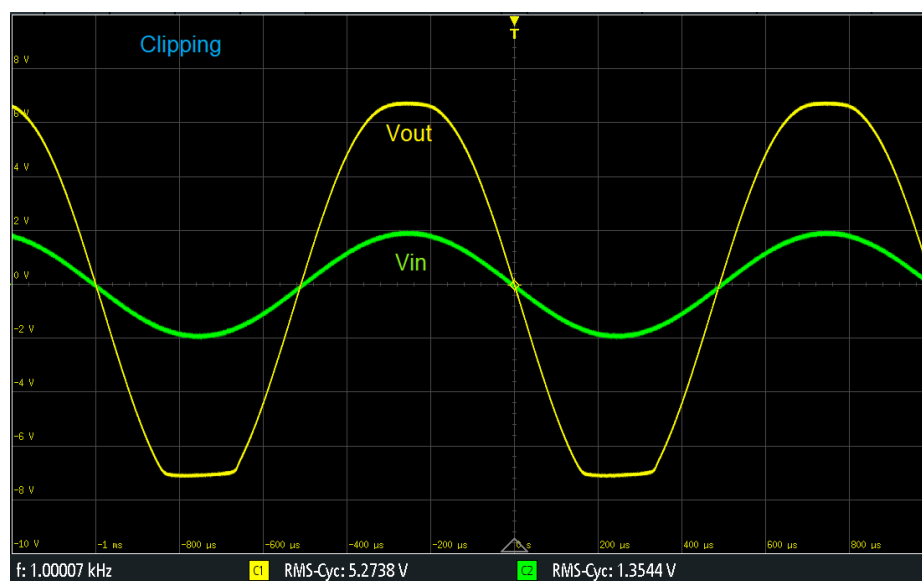


Bild 4. Clipping bei einem Eingangspegel von $1,4\text{ V}_{\text{eff}}$



Passende Produkte

- **Retro Audio**
E-Buch, PDF, englisch:
www.elektor.de/18207
- **The Complete Linear Audio Library**
USB-Stick, englisch:
www.elektor.de/19672

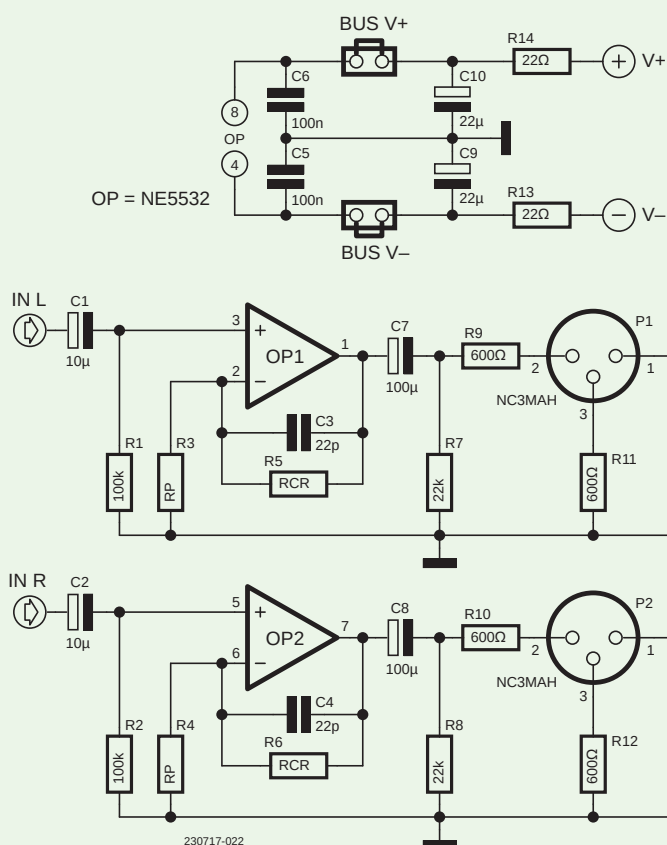


11 Pseudosymmetrisches Modul

Hohes Gleichtaktunterdrückungsverhältnis trotz asymmetrischen Audioverbindungen

Von Thierry Clinquant (Belgien)

Wenn Sie an ein Audiogerät mit einem asymmetrischen Ausgang einen Differenzeingang anschließen, können Sie diesen Impedanzadapter verwenden, der Gleichtaktstörungen unterdrückt.



Das erste Mal, dass ich den Begriff „pseudo-symmetrisch“ hörte, war in den 90er Jahren, als Soundcraft das Mischpult *Spirit Folio* herausbrachte. HF-Mikrofonempfänger haben diesen Ansatz oft verwendet, der auch gerne als Impedanzsymmetrie bezeichnet wird, weil am Ausgang zwei identische Widerstände vorhanden sind, um das Gleichtaktunterdrückungsverhältnis (englisch: Common-mode Rejection Ratio, CMRR) der Differenz-Eingangsschaltung zu optimieren, die diesem Modul nachgeschaltet wird.

Die Schaltung

Wie Sie in der Schaltung in **Bild 1** sehen können, ist der Ausgang nicht symmetrisch, sondern asymmetrisch. Es ist eher eine Frage der bequemen Verdrahtung. An der Differenzverbindung zum entfernten XLR-Eingang liegt das eigentliche Signal nur an Pin 2 an, während Pin 3 mit einem Widerstand, der der 600-Ω-Leitungsimpedanz entspricht, gegen Masse abgeschlossen wird. Auf ihrem Weg zum Ziel-Audiogerät werden die beiden Adern (+) und (-) dem gleichen elektrischen

Bild 1. Schaltung des pseudosymmetrischen Moduls.

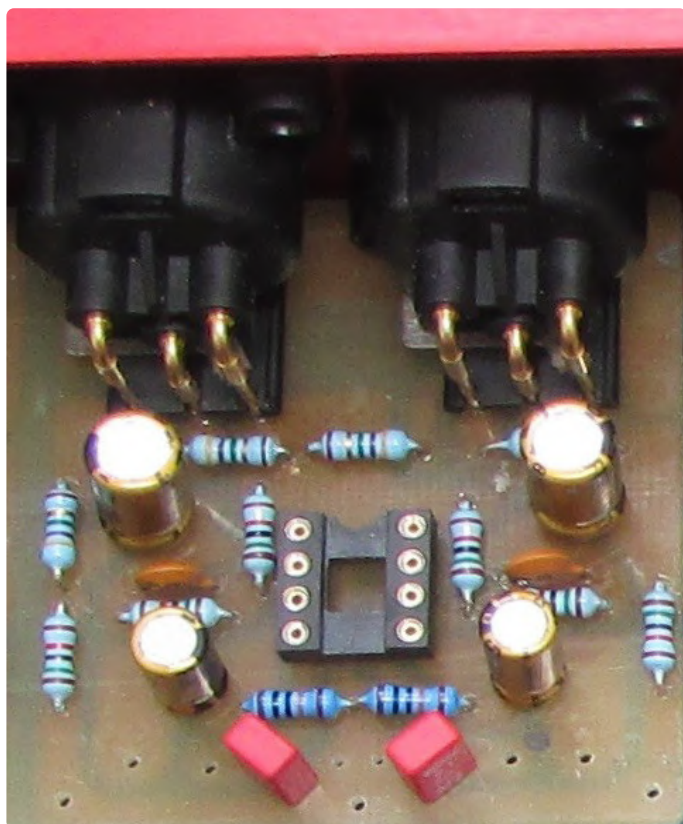


Bild 2. Die bestückte Platine des pseudosymmetrischen Moduls.

Rauschen (Störungen) ausgesetzt (falls vorhanden), das sich mit gleicher Amplitude und Phase auf beiden Adern addiert. Folglich passiert das asymmetrische Audiosignal den Differenzeingang des empfangenden Geräts, während das symmetrische Rauschen von diesem eliminiert wird. Dadurch bleibt die CMRR einer typischen Differenz-Audioverbindung erhalten.

Übrigens, wenn Sie ein Gerät überprüfen wollen, dessen Ausgangssymmetrie Sie anzweifeln, messen Sie einfach mit einem Millivoltmeter: Wenn das Signal an den Pins 2 und 3 anliegt, ist die Symmetrie in Ordnung. Wenn Sie dagegen ein Signal an Pin 2, aber nicht an Pin 3 haben, ist das Gerät pseudo-symmetrisch. Mit einem Zweikanal-Oszilloskop lässt sich dies am einfachsten beurteilen.

Der Entwurf, der bestückte Prototyp ohne IC ist in **Bild 2** zu sehen, verwendet den dualen, rauscharmen Operationsverstärker NE5532 von Texas Instruments [1] und nur wenige andere Bauteile. C1, C2 und C7, C8 sind Koppelkondensatoren, während R1, R2 den Eingangswiderstand bestimmen. Die Verstärkung der beiden Kanäle wird nach den folgenden Formeln berechnet:

$$G_L = 1 + R5/R3$$

$$G_R = 1 + R6/R4$$

Wenn wir eine Verstärkung von etwa 10 dB wünschen, um vom Cinch-Pegel (250 mV) auf einen Linepegel von 775 mV zu kommen, sollten die Werte $R3, R4 = 10 \text{ k}\Omega$ und $R5, R6 = 22 \text{ k}\Omega$ sein. In meiner Konfiguration arbeiten R13, C9 und R14, C10 als Filter auf den beiden

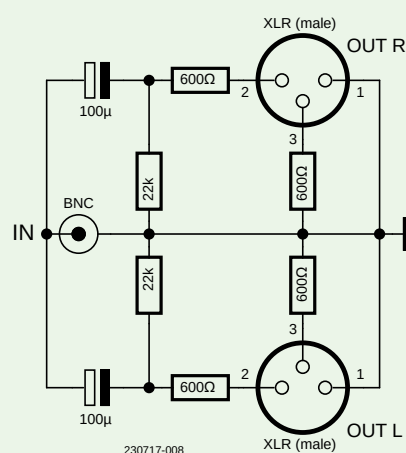


Bild 3. Schaltung für einen NF-Generator mit 50-Ω-Ausgangs impedanz.

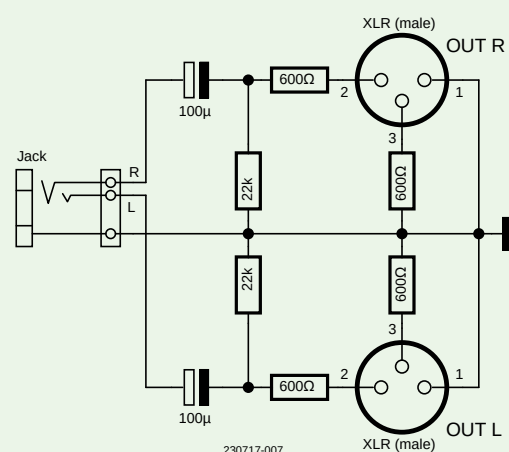


Bild 4. Pseudosymmetrisches Modul zum Anschluss einer coaxialen 3,5-mm-Stereo-Klinke eines asymmetrischen Audiogeräts.

Versorgungsspannungsleitungen. Diese Konfiguration ist ideal für kurze Verbindungen, zum Beispiel in Heimstudios, kleinen Soundsystems oder für die Integration in klassischem Audioequipment.

Eine Bemerkung zu den Anschlüssen BUS V+ und BUS V-: Sie verbinden die gemeinsamen V+ und V- Stromschienen mit einer oder mehreren Platinen im Falle von modularen, mehrkanaligen Audioschnittstellen. Auf dem in **Bild 3** gezeigten Schaltplan sehen Sie Beispiele für die Modifizierung eines NF-Generators mit einem BNC-Ausgang, den Sie in einen doppelten XLR-Ausgang umwandeln können. Sie brauchen keinen Operationsverstärker, da die Generatoren oft eine Ausgangs impedanz von 50 Ω haben. Das Gleiche gilt beispielsweise für tragbare Radios, PCs, Tablets mit ihren 3,5-mm-Klinkenausgängen, wie Sie aus der Schaltung in **Bild 4** ersehen können.

Für längere Verbindungen empfehle ich auf jedem Fall dringend die Verwendung einer „echten“ symmetrischen Leitung. Vielleicht möchten Sie sich meinen „Balanced Audio Line Driver“ auf Elektor Labs [3] oder den „Unsymmetrisch-Symmetrisch-Wandler“ im letztjährigen Circuit Special [4] ansehen, ein Projekt, das auf dem leistungsfähigen symmetrischen Leitungstreiber 1646 der THAT Corporation [5] basiert.

Über die Platinen

Die von mir angefertigten Platinen bestehen aus einer Stereo-Version mit zwei XLR-Steckverbindern vom Typ Neutrik NC3MAH, die in **Bild 5** zu sehen ist, und einer platzsparenden Mono-Version, die in **Bild 6** gezeigt wird. Beide benötigen eine symmetrische Stromversorgung ($V+$ und $V-$), deren Spannung zwischen $\pm 5\text{ V}$ und $\pm 15\text{ V}$ liegen sollte. Bitte besuchen Sie die Elektor-Labs-Seite [2] dieses Projekts, wo Sie die herunterladbaren Layouts der Platinen finden. 

SG – 230717-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Bitte kontaktieren Sie die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.

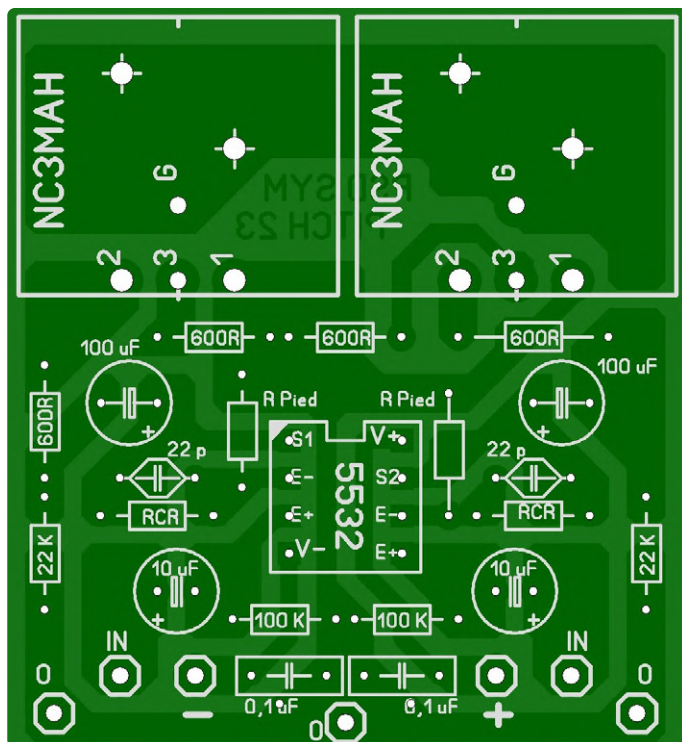


Bild 5. Bestückungsaufdruck der Stereoversion des Moduls.

Über den Autor

Als Elektroniker entdeckte Thierry Clinquant 1980 während seines Studiums am Don-Bosco-Institut in Tournai (Belgien) den berühmten Operationsverstärker $\mu\text{A}741$. Damit war es viel einfacher, ein Audio-Projekt zu erstellen als mit der Transistortechnologie. Er verfolgte die Entwicklung dieses Vorfahren über den TL071 und NE5534 bis zu den aktuellen audiotauglichen Produkten von Texas Instruments, Analog Devices, JRC, THAT Corp, etc. Alle Schaltungen, die Thierry bei Elektor Labs vorstellt, werden zu anforderungsgerechten Modulen zusammengefügt. Um den Verdrahtungsaufwand zu reduzieren, bringt er Steckverbinder der Neutrik-A-Serie direkt auf Platinen an, wobei er die Software Sprint Layout verwendet, um das Design zu optimieren.

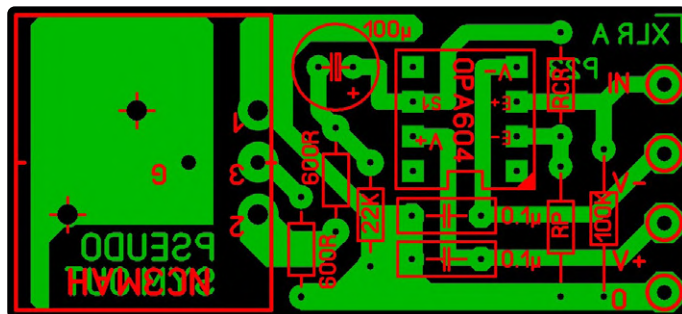
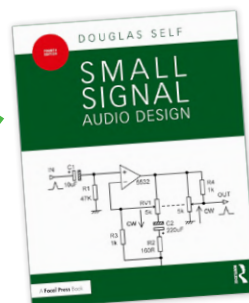


Bild 6. Die Mono-Version der Schaltung, von der Bauteilseite aus gesehen.



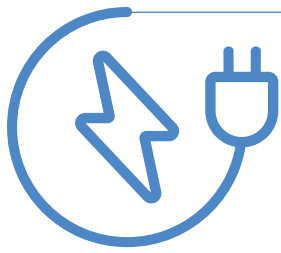
Passendes Produkt

> Douglas Self, *Small Signal Audio Design* (4. Auflage), Focal Press
Taschenbuch, englisch:
www.elektor.de/18046



WEBLINKS

- [1] Datenblatt NE5532: <https://ti.com/lit/ds/symlink/ne5532a.pdf>
- [2] Elektor-Labs-Webseite für diesen Artikel: <https://elektormagazine.de/labs/pseudo-balanced-module>
- [3] Elektor-Labs-Webseite für das Projekt „Balanced Audio Line Driver“: <https://t1p.de/z5ktq>
- [4] „Unsymmetrisch-Symmetrisch-Wandler“ in Elektor 7-8 2023: <https://t1p.de/g8u8e>
- [5] Datenblatt THAT1646: https://thatcorp.com/datashts/THAT_1606-1646_Datasheet.pdf



12

Automatisches Ladegerät für Ni-MH-Zellen

Füllen Sie alle Ihre Akkupacks in einem Rutsch auf!

Von Stefano Purchiaroni (Italien)

Obwohl Li-Po-Zellen auf dem Markt sehr beliebt und weit verbreitet sind, haben Ni-MH-Zellen aufgrund ihrer geringen Kosten und hohen Zuverlässigkeit weiterhin eine große Bedeutung in Geräten des täglichen Gebrauchs. Dieser Artikel beschreibt ein automatisches Gerät zum gleichzeitigen Laden von Akkupacks mit 2...12 Zellen und Kapazitäten von 300...3.600 mAh.

Dieser Entwurf basiert auf dem Fast-Charge-Controller MAX712 von Analog Devices [1]. Auch wenn dieses IC vor nicht allzu langer Zeit durch neuere Modelle wie den MAX846A ersetzt wurde, wird es immer noch produziert und ist ab Lager erhältlich. Ich habe mich für diesen Ladecontroller entschieden, weil sich die Anzahl und die Kapazität der zu ladenden Zellen leicht konfigurieren lassen und weil er in einem leicht zu lötenden PDIP-Gehäuse erhältlich ist. Der MAX712 verfügt auch über die Fähigkeit, am Ende der Schnellladephase einen Erhaltungsladestrom zu liefern, um die Batterie am oberen Ende ihres Ladezustands zu halten.

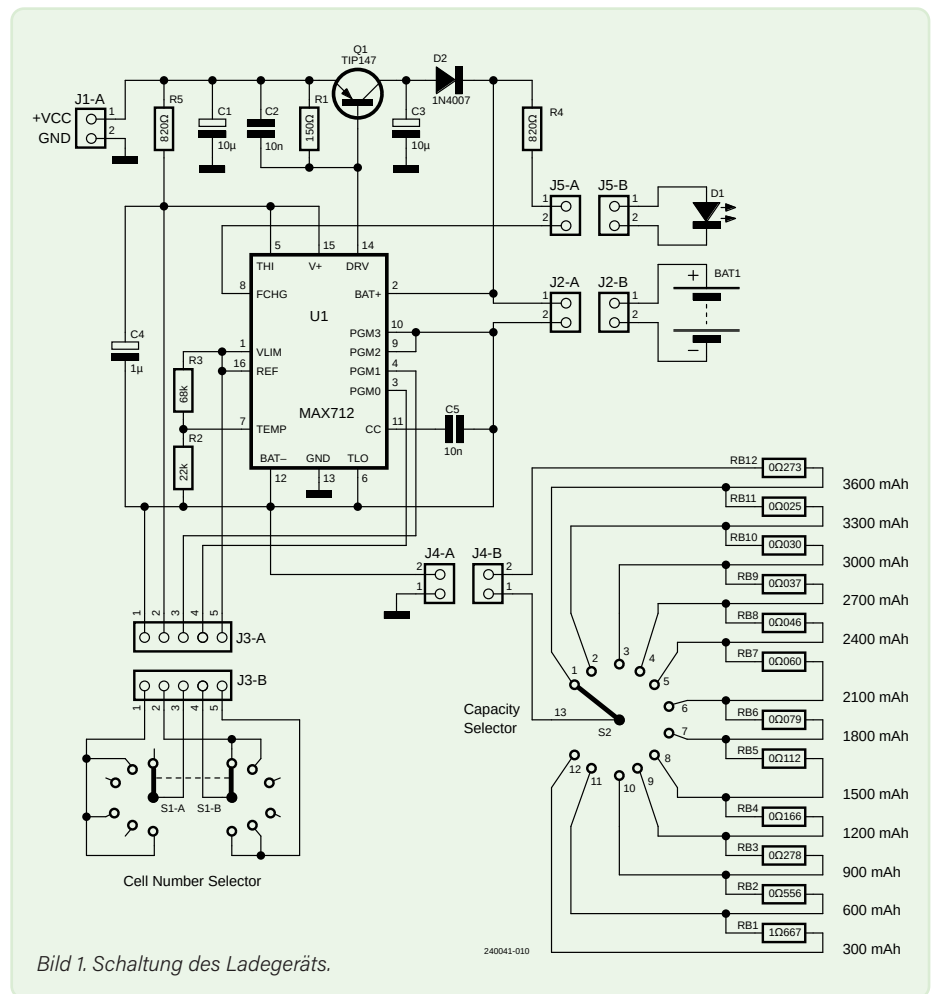


Bild 1. Schaltung des Ladegeräts.

Schaltung

Wie in **Bild 1** dargestellt, ist Q1 der Serienregler, bei dem es sich um einen beliebigen PNP-Leistungs-Darlington-Transistor handeln kann, der Kollektorströme von mehr als 4 A aufzunehmen in der Lage ist. Es werden vier Pins des MAX712 verwendet: PGM0 und PGM1, um die Anzahl der Zellen einzustellen, und PGM2/PGM3 für die maximale

Ladezeit. Diese „Timeout-Bedingung“ wird aber nur angewendet, wenn die Methode des Spannungsanstiegs (Voltage Slope) den Abschluss der Ladephase nicht erkennt. Normalerweise stoppt nämlich die Schaltung den Ladevorgang, wenn die Batteriespannung nach der relativ flachen Phase der Ladekurve gegen Ende des Vorgangs wieder zu steigen beginnt.

Ein zusätzlicher Temperatursensor könnte ebenfalls eingesetzt werden, aber ich habe mich dafür entschieden, ihn nicht zu verwenden, um das Projekt einfach zu halten. Die beschriebene konservative Steigung der Ladekurve und die in diesem Chip implementierte Timeout-Funktion sind weitgehend ausreichend, um jeden Akkupack sicher zu laden, mit oder ohne internen NTC-Sensor. Der MAX712 ermöglicht das Laden von bis zu 16 Zellen eines Ni-MH-Akkus mit Laderaten von C/4 bis 4C. Um Ni-Cd-Akkus zu laden (sollte es auf dieser Welt noch solche geben), wird der MAX712 einfach durch einen MAX713 in der IC-Fassung ersetzt, da diese beiden integrierten Schaltungen pinkompatibel sind. Um eine längere Lebensdauer der Batterien zu gewährleisten, habe ich beschlossen, den niedrigsten Ladestrom auf C/4 einzustellen, indem ich die Bx-Widerstände sorgfältig genau dimensioniert habe (siehe unten). Außerdem habe ich eine maximale Timeout-Dauer von 264 Minuten festgelegt, indem ich sowohl PGM2 als auch PGM3 an die negative Batterieklemmen angeschlossen habe. Was die Anzahl der zu ladenden Zellen betrifft, so habe ich die Auswahl auf eine

gerade Zellenzahl beschränkt. Mit einem 2x6-Drehschalter kann man so alles von zwei bis zwölf Zellen (von 2,4 V bis 14,4 V) auswählen. Man könnte auch einen größeren Drehschalter verwenden, um die Ladung von insgesamt 16 Zellen zu erreichen. Der Ladestrom kann durch über einen zweiten Schalter geändert werden, der zusätzliche sehr kleine Widerstände (mΩ)

dazuschaltet, um einen höheren Wert von R_{sense} zu erreichen. Der MAX712 sorgt für die C/4-Ladung der Zellen mit einem Strom von $I_{chg} = 0,25 / R_{sense}$. Die Werte von RB1...RB12 sind in **Tabelle 1** angegeben. Der rechte Teil der Tabelle zeigt die Verbindungen der Pins PGM0 und PGM1 mit den beiden Batterieklemmen, die nötig sind, um das IC entsprechend der Akkugröße einzustellen.

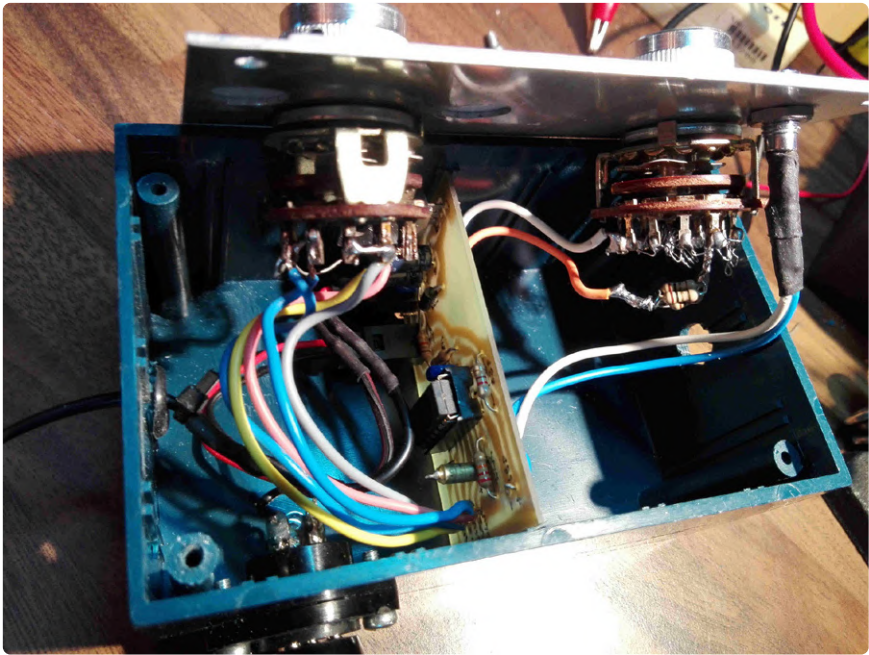


Bild 2. Der fertige Prototyp, untergebracht in einem kleinen Kunststoffgehäuse.

Tabelle 1: Auswahl der Batteriekapazität und Zellenzahl

Mit zwei Drehschaltern können Sie die Zellenzahl und die Anzahl der Zellen im Akkupack auswählen.

Zellenkapazität Drehschalter

(Angenommene Kapazität 300 mAh/Schritt)

Position	RB (Ω)	Rs (Ω)	Ichg (A)	BatCap (mAh)
12	0,273	0,273	0,916	3.600
11	0,025	0,298	0,839	3.300
10	0,030	0,328	0,762	3.000
9	0,037	0,365	0,685	2.700
8	0,046	0,411	0,608	2.400
7	0,060	0,471	0,531	2.100
6	0,079	0,550	0,455	1.800
5	0,112	0,662	0,378	1.500
4	0,166	0,828	0,302	1.200
3	0,273	1,101	0,227	900
2	0,556	1,657	0,151	600
1	1,667	3,324	0,075	300

Zellenzahl am Drehschalter

Position	PGM1 an	PGM2 an	Zellen	Spannung (V)
1	offen	V+	2	2,4
2	BAT-	V+	4	4,8
3	offen	offen	6	7,2
4	BAT-	offen	8	9,6
5	offen	REF	10	12,0
6	BAT-	REF	12	14,4

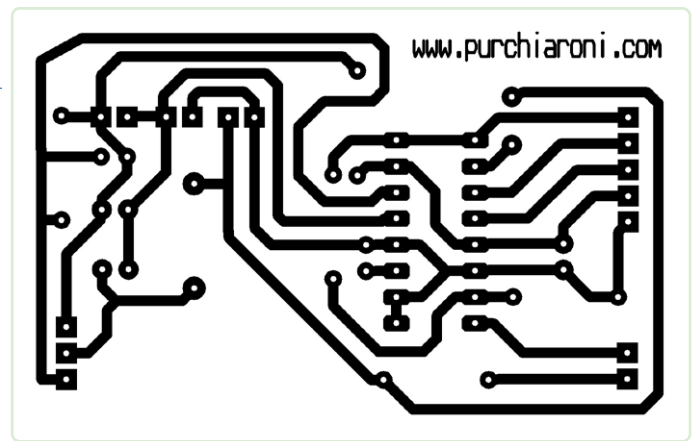
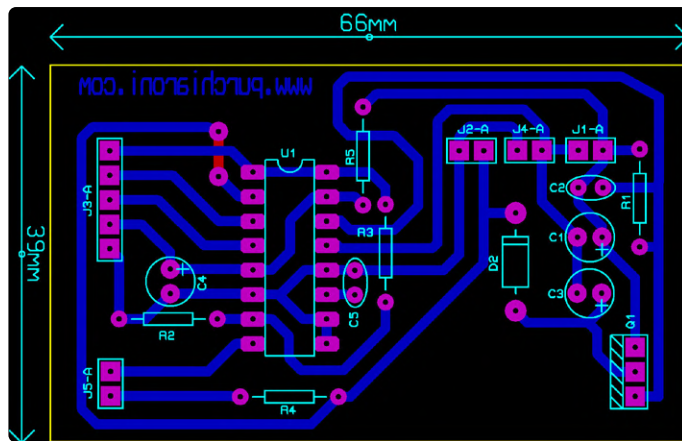


Bild 3. Layout der Bauteilseite (links) und der Lötseite (rechts) der Platine.

Während des Zusammenbaus hatte ich nur einen 11-Positionen-Schalter zur Auswahl von R_{sense} zur Hand, so dass ich auf den unteren 300-mAh-Bereich verzichten musste. Natürlich können Sie mit einem 12-fachen Drehschalter auch diesen Bereich realisieren, wie im Schaltplan angegeben. Wenn Sie den Widerstand der Strombegrenzung messen, achten Sie darauf, dass Sie tatsächlich den **gesamten Widerstand** der Leitung, also von der negativen Batterieklemme nach GND einschließlich des Widerstands der Drähte und Steckverbinder ermitteln. Sie müssen einen Wert von $0,273 \Omega$ für die Position RB12 (S2-1) anstreben, gemessen zwischen Pin 12 (BAT-) der Fassung von U1 (ohne den Chip!) und GND. Wenn möglich, verwenden Sie ein Milliohmometer oder führen Sie eine Messung mit einer stabilisierten Stromversorgung und mehreren Multimetern durch, um sowohl Strom als auch Spannung zu messen, indem Sie Widerstände parallel zu RB12 hinzufügen, bis RB12 den Wert exakt $0,273 \Omega$ erreicht.

Kleine Widerstände

Um die sehr niedrigen Widerstandswerte zu erhalten, die für die anderen Strombereiche des Ladestromwählers benötigt werden, habe ich Stücke von Konstantan-Widerstandsdraht [2] verwendet, die auf Länge gemessen, zugeschnitten und direkt auf die Drehschalteranschlüsse gelötet wurden, wie rechts in **Bild 2** zu sehen ist, wo das Ladegerät kurz vor der Befestigung der kleinen Frontplatte gezeigt wird.

Das Download-Paket für diesen Artikel von Elektor-Labs [3] enthält eine einfache Grafik für die Frontplatte und die einseitigen Platinenlayouts für die Bauteil- und die Lötseite, die in **Bild 3** zu sehen sind. **Bild 4** zeigt den fertigen Prototyp in Aktion.

Einschalten

Die Stromversorgung muss über ein Labornetzteil an J1-A erfolgen, das auf eine Spannung von $V_{bat} + 3 \text{ V}$ eingestellt wird, wobei 18...20 V nicht überschritten werden sollen. Es empfiehlt sich auch, eine 1N4007-Diode in Reihe mit dem Stromversorgungseingang zu schalten, um die Elektronik vor Verpolung zu schützen. ◀ RG – 240041-02



Passende Produkte

- > Joy-IT HD35 USB-Lastwiderstand (35 W)
www.elektor.de/19164
- > DIY LiPo-Supercharger-Bausatz V2
www.elektor.de/19525



Bild 4. Das fertige Ladegerät bei der Arbeit mit einem vierzelligen Akkupack.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Anmerkungen zu diesem Artikel? Kontaktieren Sie bitte den Autor unter info@purchiaroni.com oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.

WEBLINKS

- [1] MAX712-Datenblatt: <https://analog.com/en/products/max712.html>
- [2] Konstantan (Wikipedia): <https://de.wikipedia.org/wiki/Konstantan>
- [3] Elektor-Labs-Seite zu diesem Artikel:
<https://elektormagazine.de/labs/ni-mh-cells-automatic-charger>

13 Sicherheit durch thyristor-basierte Strombegrenzung

Von Giovanni Carrera (Italien)

In einem Elektroniklabor kann es nützlich sein, eine Schaltung zur Strombegrenzung zur Hand zu haben, wenn man an und mit einer Stromversorgung arbeitet, die keine solche hat. In diesem Artikel beschreiben wir eine clevere, aber altmodische Schaltung mit einem Thyristor und einer Glühbirne, und eine moderne Alternative.

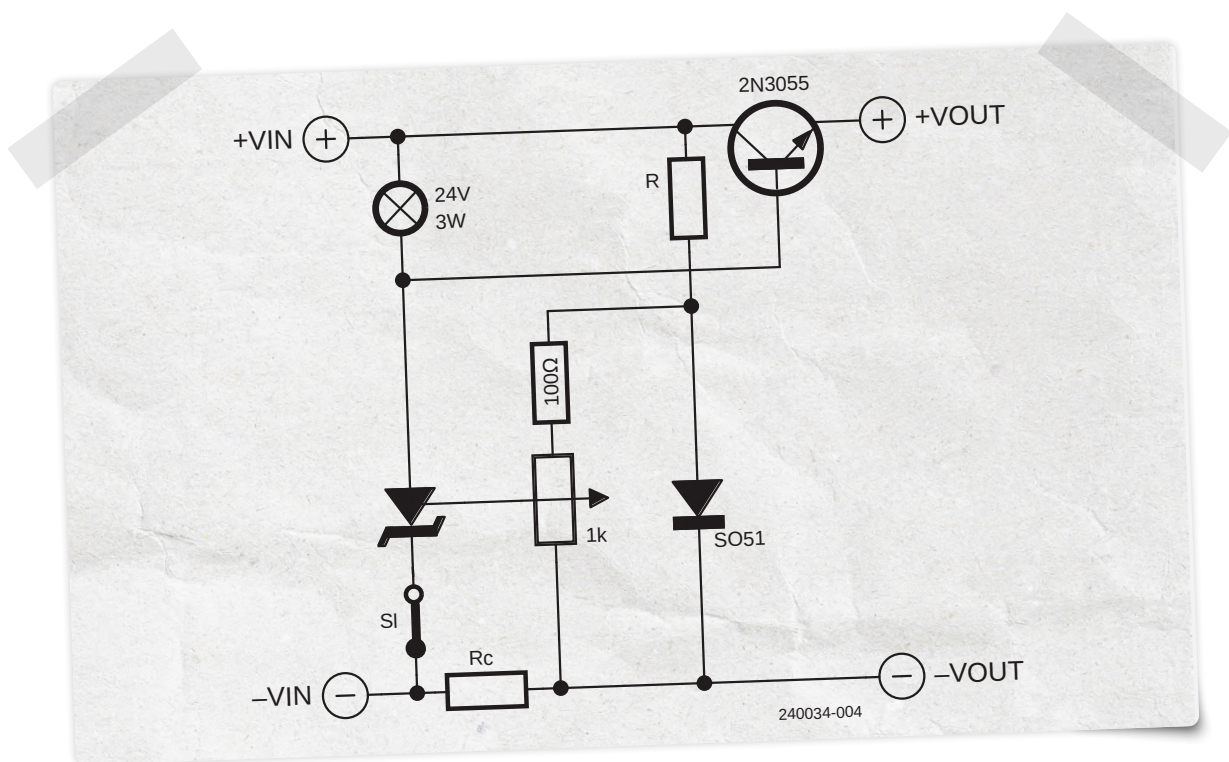


Bild 1. Der Schaltplan des ursprünglichen Projekts vom Oktober 1970.

Die Schaltung in **Bild 1** war das Kernstück meines ersten Artikels, der im Oktober 1970 in der Zeitschrift *CQ elektronica* veröffentlicht wurde, die aber schon seit einigen Jahren eingestellt ist. Damals war ich noch Student der Elektrotechnik; und erst 2015, nachdem ich in den Ruhestand getreten war, habe ich wieder angefangen, Artikel über Elektronik zu schreiben.

Diese Schaltung nutzt die Eigenschaften eines Thyristors, ein 2N5060 im TO92-Gehäuse, der im Datenblatt einfach als *Sensitive Gate Silicon Controlled Rectifier* (SCR) bezeichnet wird. Vereinfacht betrachtet funktioniert das Bauteil wie eine normale Diode, wenn V_G , die Spannung zwischen Kathode und Gate, 0 V beträgt. Überschreitet V_G jedoch einen

bestimmten Schwellwert, bei einem kleinen SCR etwa 0,5 V bis 0,8 V, beginnt der Thyristor zu leiten, auch wenn die Überschreitung nur für kurze Zeit als schmaler Impuls anhält. Um in den nichtleitenden Zustand zurückzukehren, wird der Gleichstrom durch den Thyristor einfach mit dem NC-Schalter oder Taster S1 in Bild 1 unterbrochen.

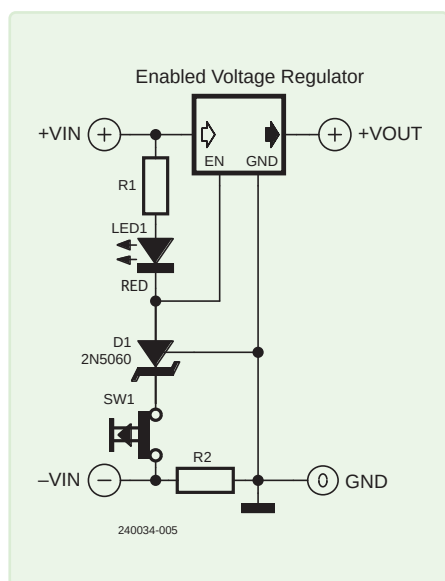


Bild 2. Der Schaltplan einer komplexeren und moderneren Alternative.

Durch den Leistungswiderstands R_G als Strom-Spannungs-Wandler kann der SCR bei gewünschten Stromwerten angesteuert werden. Mit dem Potentiometer lässt sich der Auslösestrom einstellen. Die kleine Glühbirne besitzt einen niedrigen Kaltwiderstand, der sich beim Einschalten aufgrund der

hohen Temperatur des Glühfadens bis auf das Hundertfache erhöht. Dadurch kann dem Transistor im Normalbetrieb ein hoher Basisstrom zugeführt werden, und der Stromverbrauch beim Einschalten des SCR wird reduziert.

Damals hatte die Zeitschrift meinen Artikel wegen der Originalität der Idee angenommen; nach der Veröffentlichung sah ich ähnliche Schaltungen in einigen kommerziellen Netzteilen. Im Gegensatz zu normalen Schutzschaltungen, die den Strom auf die von den Regeltransistoren erlaubten Werte begrenzen, stoppt diese Schaltung den Strom komplett und erfordert zudem eine manuelle Rückstellung. Damit sollte die größte Sicherheit gewährleistet ist.

Moderne Alternative

Anstelle der Glühbirne und des BJT-Transistors kann man auch eine LED und einen P-Kanal-MOSFET verwenden, aber die Schaltung ist dann nicht mehr so einfach. Eine mögliche Verbesserung ist die Verwendung eines Spannungsreglers mit einem Freigabeeingang, der in der Regel aktiv high ist. In diesem Fall kann der Enable-Pin mit der Anode des SCR verbunden werden, wie in der Schaltung in Bild 2. ◀

SG – 240034-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Kontaktieren Sie bitte den Autor unter giov.carrera@gmail.com oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Über den Autor

Giovanni Carrera hat einen Abschluss in Elektrotechnik. Als Universitätsprofessor an der Fakultät für Schiffstechnik in Genua unterrichtete er zahlreiche Kurse, zum Beispiel über Schiffsautomatisierung und die Simulation von Schiffsantriebssystemen. Carrera begann in den späten 1970er Jahren mit der 6502-CPU zu arbeiten und ging dann zu anderen Prozessoren über. Heute widmet er sich dem Entwurf und der Entwicklung analoger und digitaler elektronischer Schaltungen, über die er in seinen Blogs (ArduPicLab und GnssRtkLab) und in verschiedenen Zeitschriften berichtet hat.

ULTRA LOW LOSSES WE-MXGI



WURTH
ELEKTRONIK
MORE THAN
YOU EXPECT

WE meet @ electronica
Halle A6 - 502

Die WE-MXGI ist eine gemoldete Speicherinduktivität. Ihr innovatives Kernmaterial aus Eisenpulvergemisch, kombiniert mit einem optimierten Wicklungsaufbau, ermöglichen hohe Permeabilität und geringste R_{DC} -Verluste.

Bereit für das Design-In? Unser technisches Vertriebsteam unterstützt Sie dabei. Muster erhalten sie kostenlos.

www.we-online.com/WE-MXGI

Highlights

- Hoher Wirkungsgrad und Leistungsdichte
- Extrem niedrige R_{DC} - und AC-Verluste
- Magnetisch geschirmte Konstruktion
- Optimiert für hohe Schaltfrequenzen über 1 MHz

#UltraLowLosses

Ein nützliches Gerät zum Identitätsnachweis

Die Funktion des Auslesens von Fingerabdrücken ist in High-Tech-Geräten wie Notebooks, fortschrittlichen Tastaturen und automatischen Zugangskontrollen weit verbreitet, aber es ist ziemlich selten, dass man sie als eigenständiges Gerät auf dem Markt findet. Dieses Projekt füllt diese Lücke mit einer vielseitigen und einfach zu bauenden Schaltung.

Als Alternative zu den üblichen optischen Sensoren habe ich einen kleinen, preisgüns-

tigen, aber dennoch leistungsfähigen kapazitiven Sensor FPM383C von Hi-Link verwendet, dessen fingerabdruckempfindliche Seite in **Bild 1a**, die Rückansicht in **Bild 1b** zu sehen ist, wobei ich der Bequemlichkeit halber die Steckerbelegung hinzugefügt habe. Diese Art von Gerät enthält einen programmierten Mikrocontroller, der die Erfassung, Überprüfung, Speicherung und Verwaltung der Fingerabdruckdatenbank als Reaktion auf entsprechende Befehle von einer seriellen Schnittstelle übernimmt. Diese Befehle in Form von

Byte-Arrays können von einem PC oder einem Mikrocontroller kommen. Dank dieser großartigen Vorarbeit reichen Leistung und Speicherkapazität eines kleinen ATtiny84A aus, um grundlegende Funktionen zu implementieren. Die Interaktion mit dem User erfolgt über den Sensor selbst und seine eingebaute RGB-LED. Zusätzlich habe ich zwei Jumper, eine Reset-Taste, zwei weitere LEDs und einen Summer auf einer Platine hinzugefügt.

Der Schaltplan in **Bild 2** ist also einfach, da die Hauptarbeit vom Sensormodul und der ATtiny-Firmware geleistet wird. Die Schaltung wird über den LDO-Spannungsregler mit 3,3 V versorgt. Der Sensor und der Mikrocontroller befinden sich normalerweise im *Sleep-/Power-Down*-Modus mit einer Stromaufnahme von etwa 40 μA . Der Watchdog-Timer des ATtinys weckt die MCU alle 4 s auf und lässt die blaue LED kurz aufblitzen, um anzuzeigen, dass das Gerät aktiv ist.



PIN1: V_Touch, 3.3V
PIN2: Touch Out
PIN3: VCC, 3.3V
PIN4: TX
PIN5: RX
PIN6: GND



Bild 1. Die aktive Seite des Sensors (a) und die Pinbelegung des rückseitigen Steckers (b).
(Quelle: Labor des Autors)

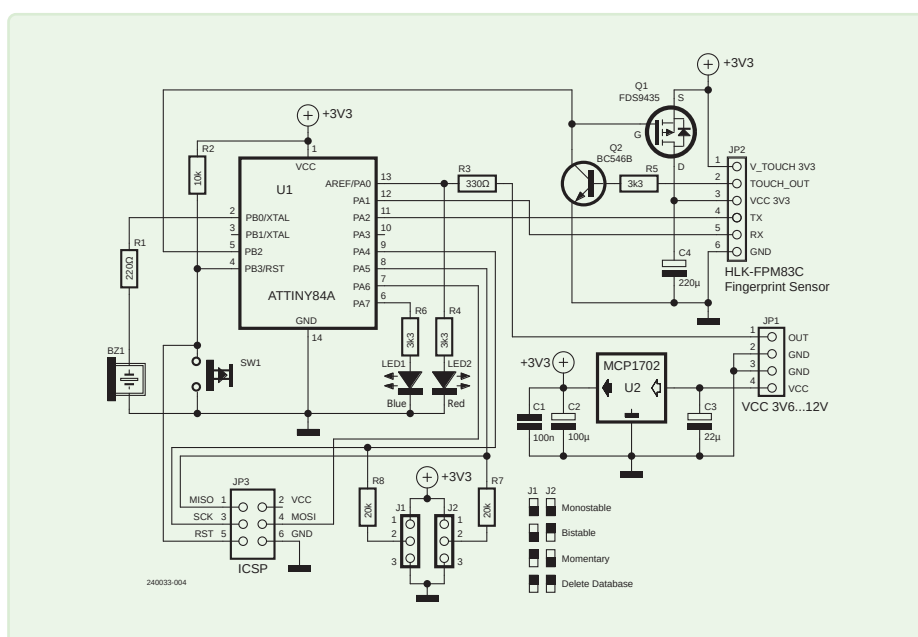


Bild 2. Kleine Schaltung des Fingerabdrucklesers.

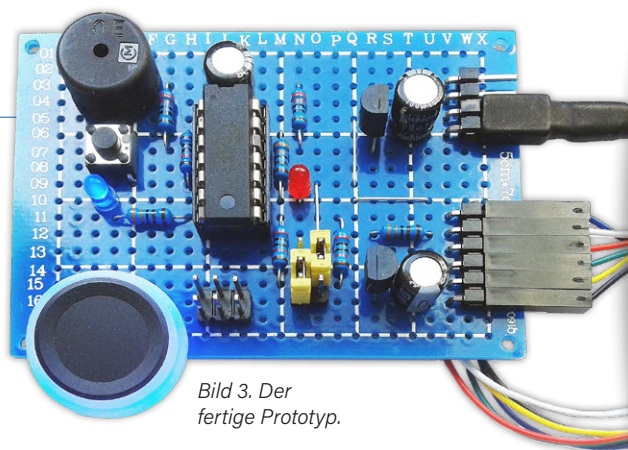


Bild 3. Der fertige Prototyp.

Der Sensor wird doppelt mit Betriebsspannung versorgt, einmal permanent über Pin 1 und dann, wenn ein Finger auf den Sensor gelegt wird, schaltet der Sensor über den Anschluss TOUCH_OUT und Q2/Q1 die „richtige“ Betriebsspannung (VCC 3V3) für den Sensor ein. Gleichzeitig weckt ein Interrupt den Mikrocontroller auf, damit dieser die Kontrolle übernimmt. Die blaue LED leuchtet auf, die rote LED leuchtet ebenfalls auf, wenn der Ausgang auf High ist. **Bild 3** zeigt den fertigen Prototyp während seiner ersten Testphase.

Im aktiven Zustand nimmt die Schaltung etwa 35 mA auf, so dass sie auch in batteriebetriebenen Geräten eingesetzt werden kann. Durch Stecken der Jumper J1 und J2 (entsprechend den Angaben im Schaltplan) kann der Ausgang arbeiten wie ein Monoflop (einmaliger Impuls, etwa zur Betätigung eines elektrischen Schlosses), bistabil (Verriegelung) oder „momentary“ (Ausgang High, solange der Finger auf dem Sensor liegt) sein. Nach dem Stecken der Jumper muss die Reset-Taste SW1 gedrückt werden, um die Änderungen zu übernehmen. Die Hauptfunktionen werden durch den Summer akustisch bestätigt. Der 330-Ω-Widerstand R3 schützt den Ausgang PA0 vor Überlastung, während die Kondensatoren C1...C4 die traditionelle Entkopplung für die Stromversorgung darstellt. An den ICSP-Anschluss JP3 kann ein USBasp-Programmiergerät angeschlossen werden, um die MCU zu programmieren.

Software

Der Quellcode wurde mit der Arduino-IDE 1.8.19 geschrieben und kompiliert, wobei *ATTiny core* 1.5.2 von Spence Konde installiert sein muss. Der Sketch, der von der Elektor-Labs-Webseite des Autors [1] heruntergeladen werden kann, ist in zwei Dateien unterteilt, die Hauptdatei *Fingerprint_Sensor_Switch.ino* und *FPM383C.h*. Letztere enthält die aus den Dokumenten des Sensors abgeleiteten Befehls-Byte-Arrays und die zur Steuerung des Sensors selbst erforderlichen Funktionen. Es werden keinerlei Bibliotheken von Drittan-

biern verwendet. Die wichtigsten Funktionen im Zusammenhang mit der Fingerabdruckverwaltung sind `fpm383cGetImage()`, `fpm383cConvertImage()`, `fpm383cFingerSearch()` und `fpm383cAutoEnroll(uint16_t pageID)`.

Die in den Byte-Arrays definierten Befehle ermöglichen auch die vollständige Steuerung der eingebauten RGB-LED des Sensors mit einem hohen choreografischen Effekt. Die Datei *Fingerprint_Sensor_Switch.ino* ist wie ein klassische Arduino-Sketch strukturiert, das heißt, nach den Pin- und Variablendefinitionen und -deklarationen finden wir die `loop()`-Routine, die hauptsächlich bedingte Anweisungen enthält, die benötigt werden, um den Sensorstatus zu überprüfen, andere Funktionen aufzurufen, den MCU-Status und Interrupts zu setzen, Daten in das EEPROM zu schreiben und zu lesen. So kümmert sich die Funktion `enrollFingerPrint(uint16_t id)` um die Registrierung von Fingerabdrücken, `activateOutput()` und `setOutputMode()` verwalten die Ausgabemodi, `wdtSleepEnable()` setzt den `SLEEP_MODE_PWR_DOWN`-Modus für den Mikrocontroller. Ich empfehle, den gut kommentierten Sketch zu studieren, der zudem weitere Informationen und nützliche Links enthält. Ich habe versucht, möglichst selbsterklärende Namen für Funktionen und Variablen zu verwenden.

Betrieb

Sobald die Firmware geladen ist, blinkt die Sensor-LED beim ersten Start blau und wartet darauf, dass der erste, der Fingerabdruck des Administrators eingelesen wird. Der Administrator ist dann der Boss der Schaltung und kann alle Funktionen ausführen, indem er die Fingerspitze auf den Sensor legt und die blauen Blinksignale abzählt. Das Entfernen des Fingers nach einem einmaligen Blinken löst das Ausgangssignal aus. Das Entfernen

des Fingers nach dreimaligem Blinken ermöglicht, das weitere (bis zu neun) Benutzer registriert werden. Nach fünfmaligem Blinken wird der Fingerabdruck des Benutzers gelöscht, nach siebenmaligem Blinken wird die Datenbank der Fingerabdrücke, einschließlich dem des Administrators, vollständig gelöscht. Ein erfolgreicher Vorgang wird durch grünes Blinken der Sensor-LED bestätigt, im Fall eines Fehlers blinkt sie dagegen rot. Die konstant rot leuchtende LED zeigt an, dass das Limit von zehn Fingerabdrücken erreicht wurde. Die Fingerabdrücke, die nach dem ersten (Administrator) eingelesen werden, können nur das Ausgangssignal triggern.

Persönlich finde ich die Technologie zum Auslesen der Fingerabdrücke zwar faszinierend, aber es reicht schon eine kleine Wunde auf der Haut, um die Erkennung ungültig zu machen. Daher ist es meiner Meinung nach immer besser, eine zweite Option zu haben und mehr als den Abdruck nur eines Fingers Ihrer Hand zu speichern!  SG – 240033-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Bitte kontaktieren Sie den Autor unter anto62mail@gmail.com oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Über den Autor

Seit seiner Kindheit ist Antonello Della Pia von Elektrizität und elektronischen Geräten fasziniert. Er verfügt über ein Diplom als Elektrotechniker der Oberstufe. Antonello hat seine Leidenschaft für analoge und digitale Elektronik stets gepflegt und weiterentwickelt. Zurzeit beschäftigt er sich mit Mikrocontrollern und Programmierung und versucht, seine Fähigkeiten zu verbessern. Antonello liebt es, Projekte zu entwickeln und zu teilen, die so originell wie möglich und - wie er hofft - auch interessant sind.

WEBLINK

[1] Elektor-Labs-Webseite für dieses Projekt:
<https://elektormagazine.de/labs/fingerprint-sensor-switch>

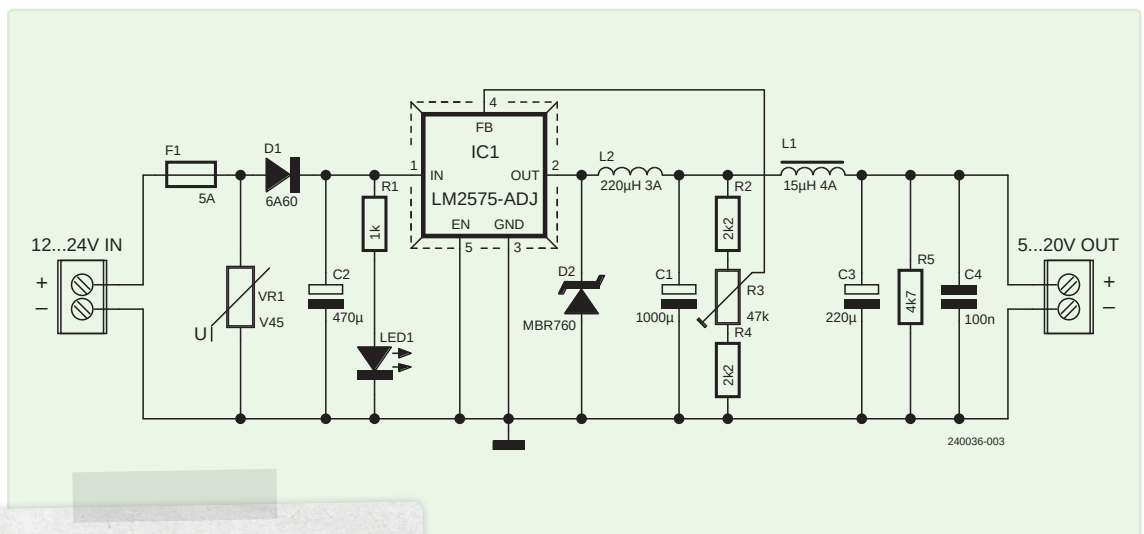
15 3-A- Gleichspannungswandler

Bessere Nutzung Ihrer Festspannungsquellen

Von Giuseppe La Rosa (Italien)

Gleichspannungswandler können in Ihrem Elektroniklabor sehr nützlich sein. Diese Schaltungen erzeugen verschiedene geregelte Ausgangsspannungen, basierend auf der Eingangsgleichspannung einer Batterie oder einem Netzteil mit fester Ausgangsspannung. Dieser Entwurf kann eine Eingangsgleichspannung von 5...24 V in eine geregelte und durch Einstellen eines Trimpotis einstellbare Ausgangsspannung im Bereich 5...20 V umwandeln.

Bild 1. Schaltung des DC-DC-Wandlers.



Eigenschaften

- Eingangsspannungsbereich: 5...24 V_{DC}
- Ausgangsspannungsbereich: 3...23 V_{DC}, einstellbar
- Maximaler Ausgangsstrom: 3 A (Nennwert), 5 A (Spitze)
- Geschützt gegen Kurzschluss, Überlast und Verpolung der Eingangsspannung
- Platinenabmessungen: 60,3 mm × 98 mm
- Passive Kühlung durch großen Kühlkörper
- Ein-/Aus-LED-Anzeige
- Schmelzsicherung am Eingang

Wie **Bild 1** zeigt, ist die Schaltung ziemlich einfach. Sicherung F1 und der Varistor VR1 schützen vor Spannungsspitzen auf der Eingangsspannung. D1 verhindert Schäden am IC, falls die Schaltung versehentlich verkehrt gepolt angeschlossen wird. Kondensator C2 puffert die Eingangsspannung; R1 ist der Vorschaltwiderstand für LED1, die anzeigt, dass eine Eingangsspannung anliegt und der Wandler aktiv ist.

Im Zentrum des Projekts steht IC1, der einstellbare Schaltregler LM2576-ADJ von Texas Instruments, der hier als Abwärtswandler konfiguriert ist. Er schaltet mit der Nennfrequenz von 52 kHz und akzeptiert eine breite Palette von Eingangsspannungen, von 5 V bis 35 V.

Stückliste

Widerstände:

(alle 0,25 W, 5%)

R1 = 1 k

R2, R4 = 2k2

R3 = 47 k Trimpoti

R5 = 4k7

VR1 = Varistor, 45 V_{eff}

Kondensatoren:

C1 = 1000 µ, 35 V, Elko, radial

C2 = 470 µ, 35 V, Elko, radial

C3 = 220 µ, 35 V, Elko, radial

C4 = 100 n, 63 V, Polyester

Induktivitäten:

L1 = 15 µ, 4 A, axial

L2 = 220 µ, 3 A, Ringkern, vertikal montiert

Halbleiter:

D1 = 6A60

D2 = MBR760, Fast-recovery Schottky-Diode

LED1 = LED, rot, 3 mm

U1 = LM2576-ADJ, TO-220

Außerdem:

1x2-poliger Schraubklemme für Platinenmontage, 5 mm

F1 = Feinsicherung, 3 A trägt, mit passendem

Platinen-Sicherungshalter

TO-220-Kühlkörper 32x35x20 mm

Um die Ausgangsspannung zu regeln, ändert dieser Schaltregler das Ein-Aus-Verhältnis (Tastverhältnis) eines Signals mit fester Frequenz, das den internen Schalttransistor steuert. Die Ausgangsspannung des ICs wird nach dem LC-Glättungsfilter (L2 und C1) über Pin 4 (Feedback) zurückgekoppelt, allerdings nicht direkt, sondern aus dem einstellbaren Spannungsteiler R2...R4. So kann an Trimpoti R3 die Ausgangsspannung eingestellt werden. D2 spielt eine Schlüsselrolle in dieser Art von Schaltung. Es handelt sich um eine Flyback-Diode (auf Deutsch auch Freilauf- oder Klemmdiode genannt), die bei jedem Öffnen des internen, in Serie geschalteten Schalttransistors die negativen Spannungsspitzen kurzschließt, die von L2 erzeugt werden. Dafür wird eine schnelle Schottky-Diode („Fast recovery Diode“) benötigt. Verwenden Sie für D2 keine Gleichrichterdioden, die solch hohe Frequenzen nicht verarbeiten können!

Hinter diesem wichtigsten LC-Filter wurde eine sekundäre Stufe (L1 und C3) hinzugefügt, um die Ausgangswelligkeit weiter zu reduzieren. Widerstand R5 stellt eine Mindestlast für die Schaltung dar für den Fall, dass der Ausgang offen betrieben wird. C4 ist der klassische HF-Entkopplungskondensator.

Diese Schaltung bietet einen durchschnittlichen Wirkungsgrad von 88 %, was im Vergleich zu anderen linearen Reglern recht hoch ist. Darüber hinaus ermöglicht ein großzügig dimensionierter Kühlkörper einen kontinuierlichen Betrieb ohne Überhitzungsprobleme, selbst ohne Lüfter.

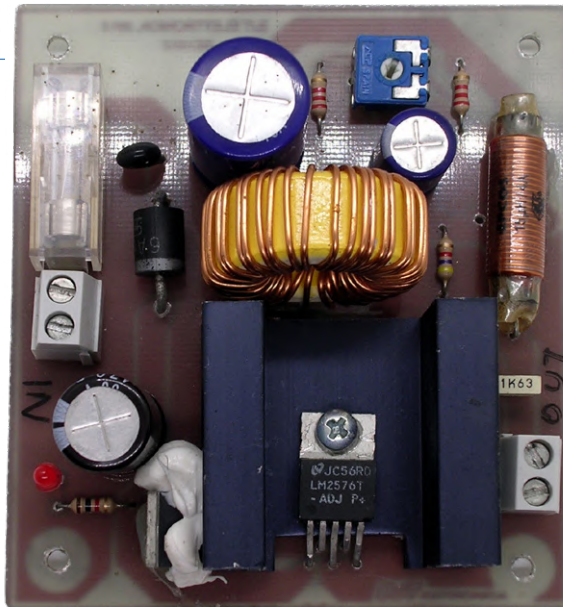


Bild 2. Der fertige Prototyp.

Aufbau

Für das Projekt wurde eine einseitige Platine entworfen, die sehr einfach zu bestücken ist. Platinenlayout und Bestückungsaufdruck können von [2] heruntergeladen werden. Wie aus dem Bestückungsaufdruck und auch aus dem Titelbild hervorgeht, werden nur bedrahtete Bauteile verwendet, die keine Schwierigkeiten beim Aufbau verursachen.

Folgen Sie einfach der Zeichnung und achten Sie auf die Ausrichtung der gepolten Bauteile. Die Montage stellt selbst für Elektroneinsteiger kein Problem dar. Es genügt ein LötKolben mit geringer Leistung (30...40 W) mit einer feinen Spitze und Lötzinn mit einem Durchmesser von höchstens 1 mm. Am Ende der Lötarbeiten sieht der Wandler wie der Prototyp in Bild 2 aus.

Während Schaltregler eine wesentlich höhere Effizienz als lineare Regler bieten, erfordert ihre hohe Betriebsdynamik vor der endgültigen Inbetriebnahme eine sorgfältigere Überprüfung. Es ist ratsam, einen Hochlastwiderstand — entsprechend der bei der gewünschten Prüfspannung anfallenden Verlustleistung — an den Ausgang anzuschließen und mit einem Oszilloskop die Höhe der Restwelligkeit und (das Fehlen von) HF-Schwingungen zu überprüfen. In diesem Stadium ist es auch möglich, die maximale Ausgangsspannung bei bestimmten Eingangsspannungen zu überprüfen. ◀

SE – 240036-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

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

WEBLINKS

[1] Datenblatt LM2576: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2576hv.pdf>

[2] Platinenlayout für dieses Projekt: <https://elektormagazine.de/240036-02>

16 Innovationen aus dem Arduino-Project-Hub

Neue Projekte aus der Community

Vom Arduino-Team

Arduino ist eine digitale Open-Source-Plattform, die seit 2005 Ingenieure, Entwickler und Künstler auf der ganzen Welt unterstützt und inspiriert. Als Plattform bietet Arduino nicht nur Boards, sondern auch IDEs, Online-Tools und einen sehr ansprechenden Cloud-Service für Maker, Pädagogen und Profis. Die folgenden Projekte sind nur einige Beispiele dafür, was Arduino-Mitarbeiter und Community-Mitglieder erstellt und in dem offiziellen offenen Repository Arduino-Project-Hub veröffentlicht haben.



Bild 1. Rotierende LED-Anzeige von Zeit- und Wetterdaten.

Rotierende LED-Anzeige

Community-Mitglied @lhmo hat ein rotierendes Display in der Größe einer Compact Disc entwickelt, das sich mit einem CD-Motor leise dreht [1]. Es verfügt über LEDs, die Zeit- und Wetterdaten aus dem Internet anzeigen (**Bild 1**). Das Gerät besteht aus einem Arduino-Nano-Board, einem ESP-01, zwei Platinen und 40 LEDs und lässt sich auch benutzerfreundlich über eine Webschnittstelle steuern.

Das Rotierende Display besteht aus zwei Hauptteilen: einer Stromversorgung und einer Displayplatine (**Bild 2**). Beide haben eine Kreisform in der Größe einer Standard-Compact-Disk. Die Energie des Netzteils wird an die Anzeigetafel übertragen, die von einem CD-Motor gedreht wird. Die LEDs werden von einem Arduino Nano gesteuert, während ein ESP-01S-Mikrocontroller den Inhalt des Displays verwaltet und die WLAN-Verbindung aufrechterhält. Die Verbindung zum Internet ermöglicht es dem Gerät, Uhrzeit und Wetterdaten abzurufen.

@lhmo hat sogar ein Webinterface mit der Bibliothek ESPAsyncWebServer implementiert, um eine Anpassung des Geräts an eigene Vorstellungen zu ermög-

lichen. Mit diesem Webinterface kann man nämlich die Inhalte auf dem Display anpassen, zum Beispiel den Standort der Wettervorhersage auswählen, entscheiden, was auf dem Display angezeigt werden soll, die WLAN-Anmeldedaten eingeben oder ein Bild hochladen, das auf dem Display angezeigt werden soll.

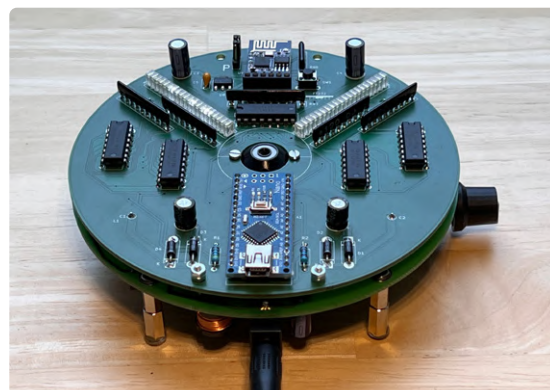


Bild 2. Innenansicht der Stromversorgungseinheit und der Displayplatine.





▲ Bild 3. Aufbau eines Film-Digitalisierers.

Digitalisierer für 16-mm-Filme

Interessieren Sie sich für Filmkonservierung und -digitalisierung? Dann sollten Sie sich dieses Projekt [2] unseres Community-Mitglieds @dstein425 ansehen. Der User wurde zu dieser Lösung inspiriert, als er die alten 16-mm-Fußballfilme seines Vaters aus den 1970er Jahren digitalisieren wollte. Dieses Gerät besteht aus einem Arduino UNO, einem Raspberry Pi 3, einer Raspberry Pi HD-Kamera, einem Pimoroni-Mikroskopobjektiv, NEMA-17-Schrittmotoren und einem alten Projektor (**Bild 3**).

Die Lösung besteht darin, den Arduino mit zwei Schrittmotor-Treibern zu verbinden, die an zwei Schrittmotoren am Projektor angeschlossen sind, wodurch die Filmrolle Bild für Bild gedreht wird. Der Raspberry Pi mit der HD-Kamera und dem Mikroskop-Objektiv wird dann an den Arduino angeschlossen (**Bild 4**), um die einzelnen Bilder des Projektors zu erfassen. Der User hat auch kleine Halterungen in 3D gedruckt, um die Motoren und die LED-Leuchte damit zu befestigen. Das gesamte Projekt funktioniert mit weniger als 200 Codezeilen! Das Material von der Filmrolle liegt dann digital vor und kann in jeder Schnittsoftware verwendet werden.

Arduino-Türschloss mit Smartphone-Blitz

Dieses Li-Fi-Projekt des Community-Mitglieds @mircemk ist eine recht ungewöhnliche Art, einen elektronischen Türöffner zu realisieren [3]. Es verwendet die Taschenlampenfunktion des Handys als Schlüssel zum Öffnen eines Schlosses. Die Anwendung auf dem Smartphone (**Bild 5**) erfordert zunächst die Eingabe eines Passworts. Die App ist nichts anderes als ein Timer, der in genauen Millisekunden die Taschenlampe aktiviert. Dadurch ist ein doppelter Schutz des Schlosses gewährleistet. Das Schloss erwartet nämlich diese genaue Zeitspanne der aktiven Taschenlampe, um sich zu öffnen. Das bedeutet, dass es fast unmöglich ist, das Schloss zu öffnen, das man nicht öffnen können sollte.

Das Projekt verwendet einen Arduino Nano, um das korrekte Timing des Lichts zu überprüfen, das zum Aufschließen des Schlosses benötigt wird, und um andere Module nach Bedarf zu steuern. Ein LDR-Widerstandsmodul registriert, wann die Taschenlampe

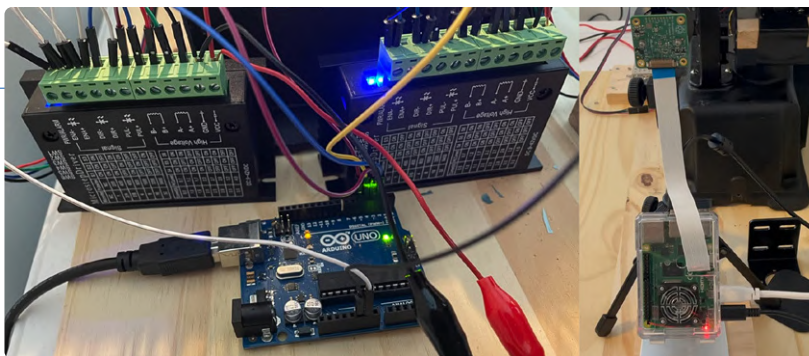


Bild 4. Der Arduino ist mit zwei Schrittmotortreibern verkabelt.

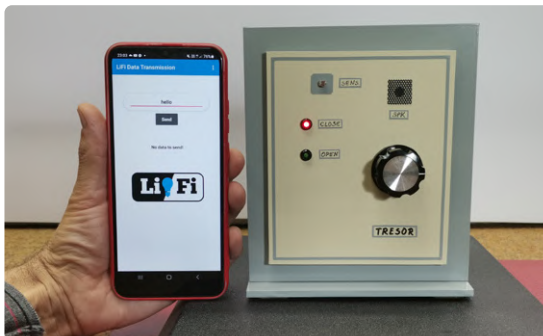


Bild 5. Übertragung von Daten vom Telefon zum Arduino über Lichtsignale.

aktiv ist, und sendet diese Information zum Arduino-Board, das überprüft, ob das Timing korrekt ist. Ein 12-V-Relais steuert die Verriegelung der Tür. Ein Summer und zwei LEDs mit einigen anderen Bauteilen informieren den Benutzer darüber, ob die Tür offen oder geschlossen ist (siehe **Bild 6**).

Die Smartphone-Anwendung, die Ihr Telefon zum Schlüssel macht, enthält mehrere vordefinierte Passwörter, und um den Blitz mit dem richtigen Timing zu aktivieren, muss eines dieser Passwörter eingegeben werden. Jedes Passwort aktiviert den Blitz mit einer präzisen voreingestellten Zeit in Millisekunden. Das Schloss wird nur aktiviert, wenn ein Licht mit der exakten, im Arduino-Code festgelegten Zeit den LDR-Widerstand beleuchtet, die mit der in der Smartphone-Anwendung definierten Zeit identisch sein sollte. Diese Zeit ist sehr genau definiert, so dass es nahezu unmöglich ist, das Schloss durch zufälliges manuelles Ein- und Ausschalten der Taschenlampe zu öffnen.

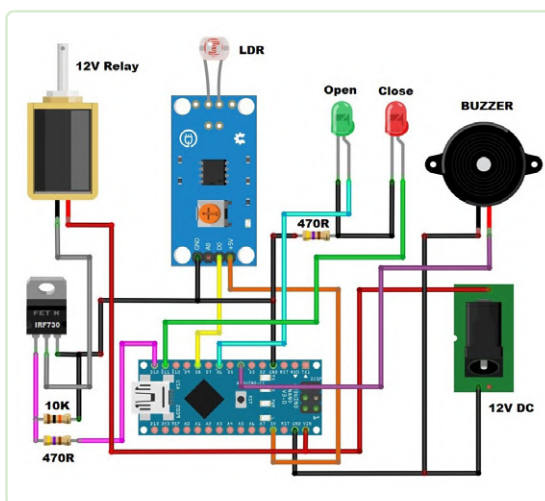


Bild 6. Schaltung des Türschlosses.

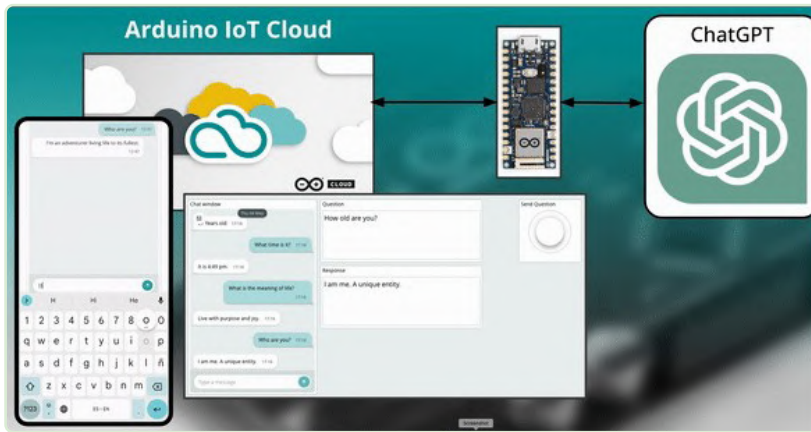


Bild 7. Das Arduino-Board zwischen ChatGPT und Arduino IoT Cloud.

Chatten mit ChatGPT über die Arduino IoT-Cloud

Wer hat in letzter Zeit nicht von ChatGPT gehört? Der revolutionäre Einsatz von Large Language Models hat bereits vielen Ingenieuren bei der Entwicklung komplexer Projekte geholfen. Wir haben gesehen, wie Menschen dieses Tool für maschinelles Lernen nutzen, um Code für sich zu schreiben, aber in diesem Projekt [4] geht es nicht darum. David Beamonte, Telekommunikationsingenieur und Produktmanager für Arduino IoT Cloud, hilft Ihnen, Ihr Arduino-Board als Vermittler zwischen der ChatGPT-API und der Arduino IoT-Cloud einzusetzen (**Bild 7**).

Das Projekt bedingt ein Arduino-IoT-Cloud-kompatibles Gerät wie einen Arduino Nano RP2040 Connect oder ein ESP32/ESP8266 als Middleware zwischen der IoT Cloud und dem GPT-3.5-Sprachmodell von OpenAI. Das Gerät empfängt Prompts (Fragen) von der IoT Cloud, sendet sie an die OpenAI-API, empfängt und parst die Antworten und sendet sie zurück an die IoT Cloud. Um loszulegen, müssen Sie zunächst ein OpenAI-Konto anlegen, einen API-Schlüssel erstellen und über genügend Guthaben verfügen. Dann können Sie Ihr Device auf der IoT Cloud erstellen, es programmieren und ebenda das Dashboard einrichten. Das Dashboard ermöglicht es Ihnen, Fragen (Prompts) zu schreiben und die Antworten von ChatGPT zu empfangen. Um zu chatten, können Sie auf Ihr Dashboard entweder über Ihren Browser oder die Smartphone-App IoT-Remote zugreifen (**Bild 8**). Beim Testen gibt es zwei Möglichkeiten, mit ChatGPT zu interagieren: im Chat-Fenster oder über den Frage-Antwort-Sende-Mechanismus. Wenn ein Fehler auftritt, werden der Fehlercode und eine Beschreibung angezeigt. Das vollständige Projekt umfasst auch einige abschließende Überlegungen zum Beispiel zur Anpassung von Variablen, der Definition der maximalen Anzahl von Token, die ChatGPT bei der Generierung

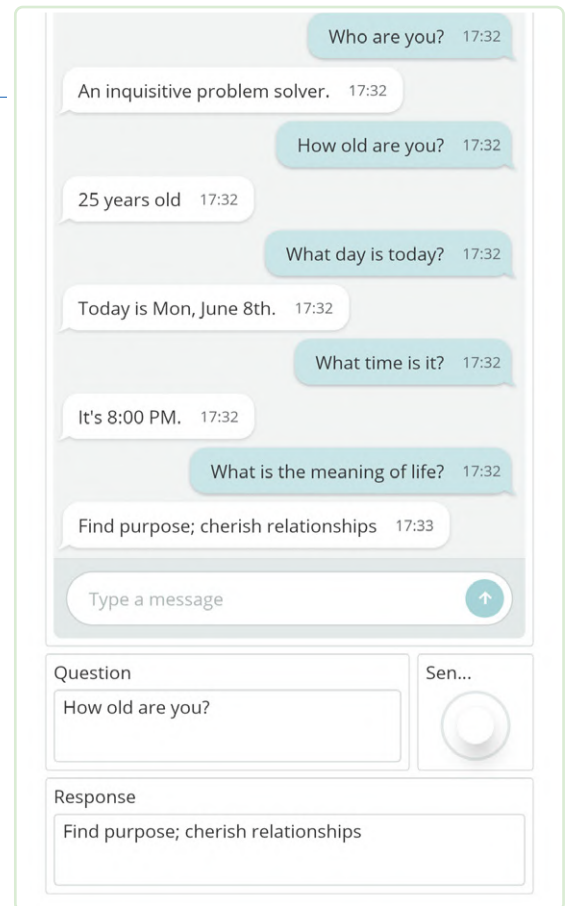


Bild 8. Screenshot der App IoT Remote auf dem Smartphone.

einer Antwort verwendet, und die Berücksichtigung der Grenzen der OpenAI-API-Nutzung. ◀

RG — 240379-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

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

Über Arduino

Arduino (www.arduino.cc) ist ein Open-Source-Unternehmen, das sich der Entwicklung von Hardware, Software und Bildungsressourcen verschrieben hat. Arduino wurde 2005 als Open-Source-Projekt gegründet und hat Niederlassungen in Italien, Schweden, der Schweiz und den USA. Arduino unterstützt Maker, Innovatoren, Pädagogen und Unternehmen auf der ganzen Welt bei der Erstellung von Projekten, Kursen, digitalen Produkten und Dienstleistungen.

WEBLINKS

- [1] Rotierendes LED-Display: <https://tinyurl.com/arduino-lhm0n>
- [2] Digitalisierer für 16-mm-Filme: <https://tinyurl.com/arduino-dstein425>
- [3] Arduino-Türöffner mit Smartphone-Blitz: <https://tinyurl.com/arduino-mircemk>
- [4] Chat mit GPT über die Arduino IoT-Cloud: <https://tinyurl.com/arduino-dbeamonte>

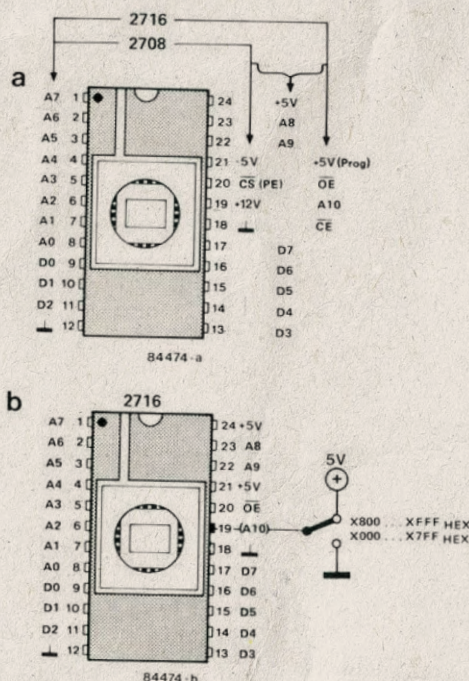




Eine Frage des EPROMs: 2716 versus 2708

Das EPROM 2708 ist praktisch veraltet, und zwar aus gutem Grund, denn es benötigt sage und schreibe drei Versorgungsspannungen für seine Kapazität von 1024×8 Bit, während sein unmittelbarer Nachfolger, das EPROM 2716 im gleichen 24-poligen Gehäuse nur eine Versorgungsspannung benötigt, aber dafür die doppelte Speicherkapazität (2048×8 Bit) bietet. Außerdem ist der 2708 inzwischen so schwer zu beschaffen, dass er teurer geworden ist als der 2716. Das allein ist schon Grund genug, sich Gedanken über die Modifikationen zu machen, die erforderlich sind, um den einen durch den anderen Speicher zu ersetzen. Glücklicherweise sind nur wenige Änderungen erforderlich, da die Adressdekodierung die gleiche bleibt. Die meisten Pins des 2716 sind direkt kompatibel mit denen seines Vorgängers 2708; die folgenden Pins sind jedoch erwähnenswert:

- Pin 21 (-5 V beim 2708) muss beim 2716 an +5 V angeschlossen werden.
- Pin 20, der beim 2708 fälschlicherweise als CS\ (Chip Select) bezeichnet wird, während seine Funktion eigentlich OE\ (Output Enable) lauten müsste, behält die gleiche Funktion.



- Pin 19 (+12 V beim 2708) wird zum Adresseingang A10 beim 2716. Abhängig vom Logikpegel an diesem Pin wird entweder der erste oder der zweite 1-K-Block ausgewählt. Hierfür könnte ein Schalter verwendet werden, so dass,

wenn das EPROM zum Beispiel einen Monitor enthält, zwei verschiedene Versionen eines Programms in demselben IC gespeichert werden könnten.

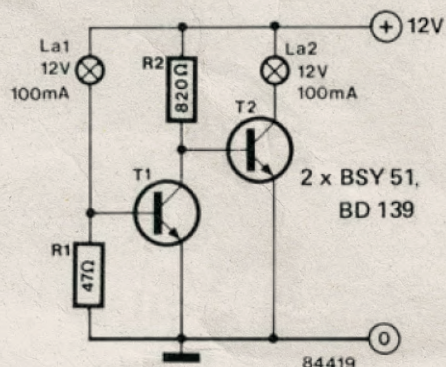
- Pin 18, der beim 2708 mit Masse verbunden ist, braucht beim 2716 nicht geändert zu werden (CE; Chip Enable): Es ist aber zu beachten, dass der 2716 dann niemals die minimale Verlustleistung von 132 mW (Standby-Strom) erreicht.

Diese Änderungen können auf verschiedene Weise vorgenommen werden. Man kann eine IC-Zwischenfassung verwenden, wobei die zu ändernden Pins nicht in die untere Fassung gesteckt, sondern separat verdrahtet werden. Wenn Sie es vorziehen, können Sie das Gleiche auch ohne Fassung tun. Wir empfehlen jedoch, die Platine durch Beschneiden der entsprechenden Leiterbahnen zu ändern. Seien Sie besonders vorsichtig, wenn es sich um eine doppelseitige Platine handelt!

Elektor Juli/August 1984

SE - 240359-02

Automatische Ersatz-Warnleuchte



Warnleuchten spielen in vielen technischen Anlagen eine unverzichtbare Rolle. Doch selbst in den besten Anlagen können diese Lampen ausfallen. Eine Glühwendel hält nicht ewig. Diese Schaltung verhindert zwar

nicht den Ausfall des Glühfadens, sorgt aber dafür, dass bei einem Defekt der Warnlampe automatisch eine Ersatzlampe eingeschaltet wird. Diese Ersatzlampe leuchtet nur, wenn es unbedingt notwendig ist, also um eine Störung des Geräts anzuzeigen. Abgesehen von den beiden Lampen besteht die Schaltung aus nur zwei günstigen Transistoren und zwei Widerständen. Das Prinzip ist einfach: Bei einer Störung leuchtet die Lampe La1 auf, und ein kleiner Teil des Stroms fließt zur Basis von T1, wodurch dieser Transistor leitend wird. Dadurch wird die Basis von T2 mit Masse kurzgeschlossen, und dieser Transistor kann nicht leiten. In der Kollektorleitung

von T2 fließt kein Strom durch die Reservelampe (La2): Sie bleibt dunkel. Sobald La1 erlischt, etwa durch einen schlechten Kontakt oder eine durchgebrannte Glühbirne, wird der Basisstrom zu T1 unterbrochen, und dieser Transistor sperrt. Der Strom durch R2 bewirkt dann, dass T2 leitet und die Ersatzlampe leuchtet. Lampen für eine höhere Spannung als die angegebenen 12 V, können ebenfalls in dieser Schaltung verwendet werden. Die Bauteile müssen dann entsprechend angepasst werden.

Elektor Juli/August 1984

SE - 240355-02

17 Fernkontrolle eines Boilers

Spannungs- und Stromdetektion für Netzspannungsleitungen

Von Stefano Purchiaroni (Italien)

Suchen Sie eine einfache Lösung zur Fernkontrolle eines Warmwasserboilers? Dieser Entwurf nutzt einen selbstgebauten Stromsensor, einen Transistor und zwei LEDs, um den aktiven oder Standby-Status des Geräts anzuzeigen. Die Schaltung lässt sich leicht montieren und installieren und bietet eine praktische Überwachungslösung.

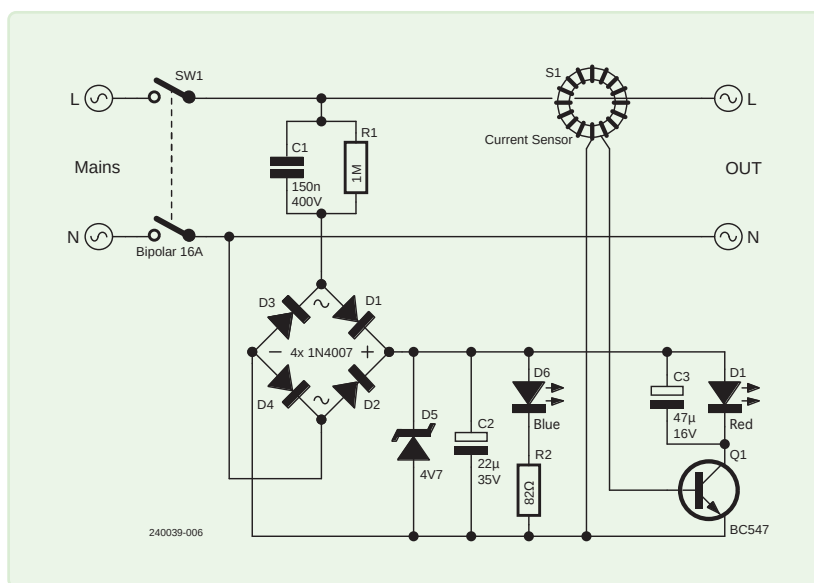
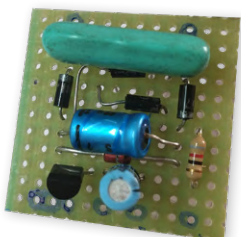


Bild 1.
Die kleine
Schaltung.

Bild 2. Schaltung
auf der Prototyp-
Lochrasterplatine.



Mein Warmwasserbereiter (Boiler) liefert mir warmes Wasser für die Badezimmerdusche, hängt jedoch vom Badezimmer aus nicht sichtbar in der Garage. So konnte ich nicht die beiden LEDs am Gerät sehen, die anzeigen, ob das Gerät unter Netzspannung steht und ob es gerade Warmwasser bereitet. Für einen gewieften Elektroniker sollte die Lösung des Problems aber kein Problem sein. Mein Projekt benötigt dazu nur einen Stromsensor, einen Transistor und zwei verschiedenfarbige LEDs. Die erste LED zeigt an, dass der Warmwasserbereiter unter Netzspannung steht, die zweite LED signalisiert, ob der Warmwasserbereiter gerade aktiv ist und das Duschwasser erhitzt. Die Zusatzschaltung erfordert nicht, dass man am Boiler herumschrauben muss, sondern sie wird einfach in die Netzleitung des Boilers eingeschleift.

Die einfache Schaltung

Die Schaltung in **Bild 1** zeigt einen klassischen Kondensator, der durch seinen kapazitiven Blindwiderstand etwa 20 mA direkt aus der Netzspannung zieht. Eine

Gleichrichterbrücke verwandelt die Netzspannung in eine pulsierende Gleichspannung, die von dem kleinen Elko C1 geglättet und von der Z-Diode auf 4,7 V begrenzt wird. Mit dieser Spannung wird mein Projekt versorgt. Die erste „Elektronik“ ist die blaue LED D6 mit ihrem Vorwiderstand R2, die das Vorhandensein der Netzspannung am Boiler anzeigt. Die rote LED D1 signalisiert, dass dem Boiler nicht nur Netzspannung zur Verfügung steht, sondern dass auch ordentlich Strom fließt (der Boiler heizt). Die LED wird von Q1, einem NPN-Transistor BC547 ein- und ausgeschaltet. Die dazu erforderliche Basisspannung liefert ein Stromsensor, der aus einem kleinen Ringkern mit 200 Windungen aus 0,25-mm-Kupferlackdraht besteht und durch den der Außenleiter L (oder der Neutraleiter N) verläuft. Auch 100...150 Windungen reichen aus, was den Aufwand beim Wickeln des Kupferlackdrahts reduziert. Die Wicklung erzeugt durch elektromagnetische Induktion auf jeden Fall genug Spannung, um den NPN-Transistor an den positiven Spannungsspitzen durchzusteuern, was wiederum die rote LED aktiviert. Ein parallel zur roten LED geschalteter Kondensator dämpft das Flackern.

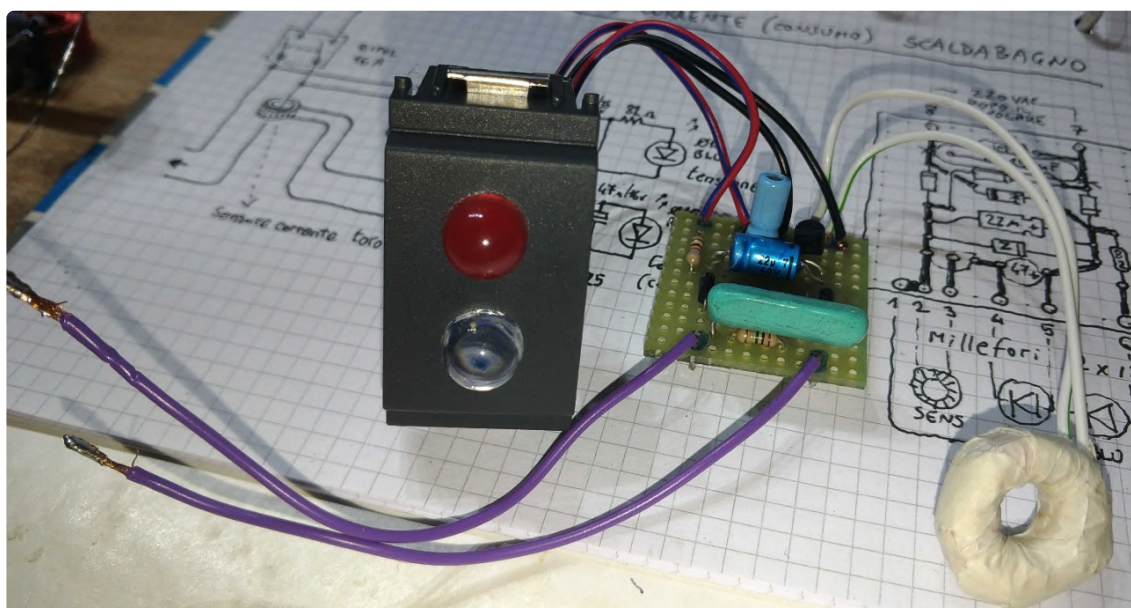


Bild 3. Fertig bestückt und bereit zum Einbau in die Wandplatte!

Installation und Betrieb

Aufgrund der wenigen Bauteile habe ich die Schaltung schnell auf einer Lochrasterplatine (12 × 12 Löcher) aufgebaut, wie in **Bild 2** gezeigt. Die fertige Schaltung mit dem Stromsensor und den 10-mm-LEDs klebte ich berührsicher auf die Rückseite einer gebohrten Verschlussplatte. Dies ergab einen kompakten und effizienten Aufbau, ideal für die schnelle Installation.

Bild 3 zeigt, wie ich die kleine Konstruktion zusammenbaute und neben dem zweipoligen 16-A-Schalter in meinem Badezimmer installierte, der den Warmwasserbereiter einschaltet. Einer der abgehenden Drähte zur Last führt durch den Ringkern, der als Stromsensor dient. Dann baute ich alles in die Wandplatte ein, siehe **Bild 4**.

Wenn der Warmwasserbereiter eingeschaltet wird, zeigt die blaue LED an, dass das Gerät aktiv ist, und die rote LED, dass es gerade Wasser erhitzt (**Bild 5**). Die rote Statusanzeige schaltet sich aus, sobald das Wasser die vom Thermostat eingestellte Temperatur erreicht hat und die Stromaufnahme stoppt. Sie leuchtet wieder auf, wenn das Gerät erneut Wasser aufheizt. In der Praxis entspricht die rote LED also der Kontrollleuchte am Warmwasserbereiter. ◀

SE - 240039-02



Bild 4. Das Projekt wird in die Wandplatte eingebaut.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

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



Passendes Produkt

➤ **PeakTech 4350 Stromzange**
www.elektor.de/18161

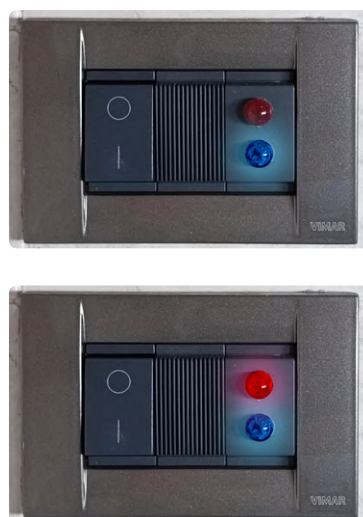


Bild 5. Gerät im Einsatz: Standby (oben) und Heizung (unten).

18 Abschwächer für Audiosignale

Teil 1. Einstellbar über Jumper

Von Alfred Rosenkränzer (Deutschland)

Audiomessgeräte haben meistens einen Eingangspegelbereich, in dem sie optimal arbeiten und selbst nur wenig harmonische Verzerrungen erzeugen. Ist die Eingangsamplitude zu hoch, ergeben sich schlechtere Messresultate. Abhilfe schafft ein schaltbarer Abschwächer mit definierter Dämpfung pro Stufe.

Im HF-Bereich nutzt man zur Abschwächung häufig hintereinander geschaltete Pi- und T-Dämpfungsglieder, die mit Umschaltern bedient werden. Dabei bleiben Ein- und Ausgangsimpedanz konstant (typisch 50 Ω). Ein solches Gerät wurde zum Beispiel in Elektor 7/2017 beschrieben [1]. Nachteilig ist, dass man dabei pro Stufe zwei Umschalter braucht.

Audiobereich

Im Audiobereich ist normalerweise keine konstante Impedanz erforderlich. Daher genügen für die Abschwächung von Audiosignalen mehrstufige einfache Spannungsteiler mit Umschaltern.

Um so etwas als „Fertiggerät“ verfügbar zu haben und nicht immer wieder ad hoc fliegend aufbauen zu müssen, habe ich für

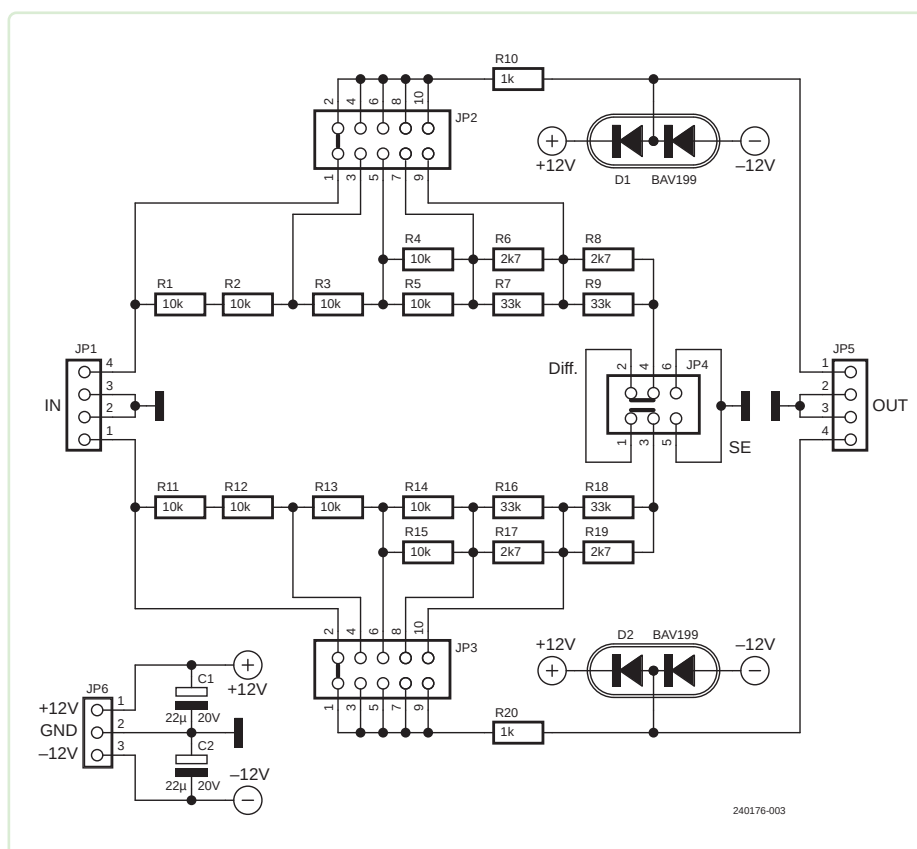


Bild 1. Schaltung der einfachen Jumper-Version.

diesen Zweck drei Abschwächervarianten mit passenden Platinen entwickelt, die nachfolgend beschrieben werden.

Die einfachste Version benutzt schlicht Jumper als Umschalter. Eine luxuriösere und bessere Variante steuert Relais über einen Umschalter an. Letztere Schaltung gibt es in zwei Ausführungen: Einen auf Masse bezogenen Single-Ended-Abschwächer und ein Exemplar für Differenz-Signale, wie sie häufig in Studioanwendungen zum Tragen kommen.

Jumperlösung

Bild 1 zeigt den Abschwächer, dessen Stufen per Steckbrücken beziehungsweise Jumper auf einem zweireihigen Pin-Header eingestellt

werden. Dieser Abschwächer kann zudem zwischen den Modi SE (Single Ended) und Diff (differential) umgeschaltet werden.

Das oder die Eingangssignal(e) werden via JP1 eingespeist. Darauf folgen die Spannungsteiler, beginnend mit R1 beziehungsweise R11. Mit der angegebenen Dimensionierung der Widerstände dämpft jede Stufe um 6 dB - sie halbiert also den Eingangspegel. Insgesamt stehen vier Teilerstufen und das ungedämpfte Eingangssignal zur Verfügung. Damit sind Dämpfungen von 0, 6, 12, 18 und 24 dB möglich. Zum Einsatz kommen soweit wie möglich Widerstände der Bauform MELF 0204 mit 10 k Ω . MELF-Typen sind bezüglich Verzerrungen so gut wie bedrahtete Metallfilm-Wi-

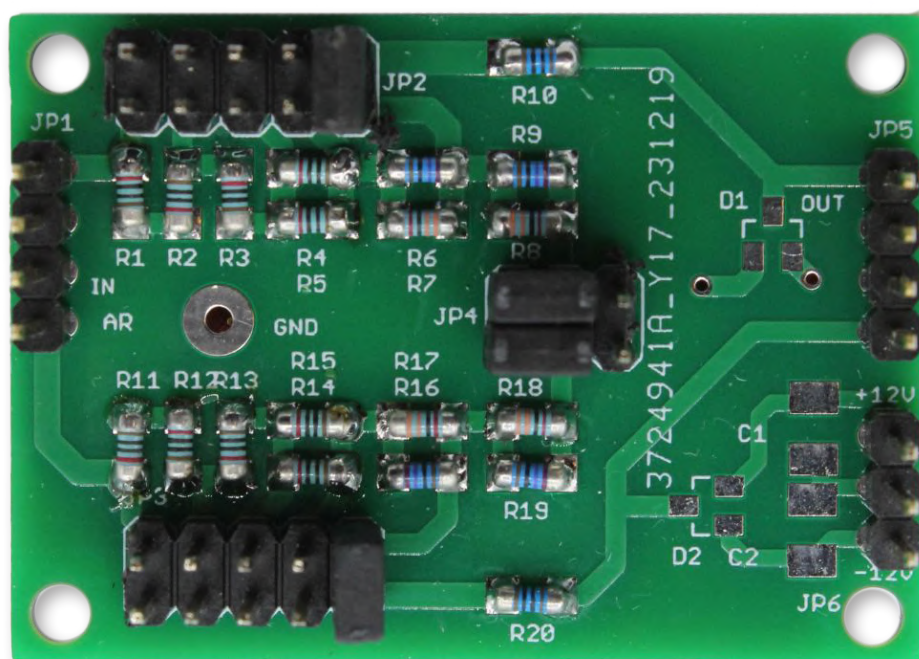


Bild 2. Bestückte Platine der Jumper-Version.

derstände. Es können aber auch Dünnschicht-Widerstände der Bauform SMD1206 bestückt werden.

Am Ende der Spannungsteiler kann man mit JP4 nach R8 beziehungsweise R19 festlegen, ob die beiden Teilerketten gegen GND (Jumper-Positionen 3-5 und 4-6) geschaltet sind und damit *single ended* fungieren oder gegeneinander (Jumper-Positionen 1-3 und 2-4) geschaltet sind und damit *differential* operieren.

Mit jeweils **einem** Jumper an JP2 respektive JP3 wird die gewünschte Dämpfung ausgewählt und das Signal über R10 (R20) zum Ausgang an JP5 geführt. Die beiden Dioden gegen ± 12 V sollen Beschädigungen durch Transienten bei den folgenden Audio- oder Messgeräten verhindern.

Falls man die Dioden bestückt hat, muss an JP6 auch ± 12 V angeschlossen werden, denn sonst ergeben sich heftige Verzerrungen. Die beiden Tantalkondensatoren C1 und C2 dienen der Entkopplung. **Bild 2** zeigt die bestückte Platine meines Prototypen.

Im zweiten Teil dieses Beitrags werden die Lösungen mit Relais besprochen und die Layoutdateien der Platinen verlinkt. Beim Autor sind noch einige Leerplatinen erhältlich! 

240176-02



Stückliste (Jumper-Version)

Widerstände:

(Wenn nicht anders angegeben:
MELF 0204 oder Dünnschicht SMD 1206, 1%)
R1...R5, R11...R15 = 10 k
R10, R20 = 1 k
R6, R8, R17, R19 = 2k7
R7, R9, R16, R18 = 33 k

Kondensatoren:

C1, C2 = 22 μ / 25 V, Tantal, SMC-B

Halbleiter:

D1, D2 = BAV199, SOT23

Außerdem:

JP1, JP5 = 4-pol. Stiftleiste, RM 1/10"
JP2, JP3 = 2 x 5-pol. Stiftleiste, RM 1/10"
JP4 = 2 x 3-pol. Stiftleiste, RM 1/10"
JP6 = 3-pol. Stiftleiste, RM 1/10"
Platine 240176-01

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie Fragen oder Anmerkungen zu diesem Artikel? Schicken Sie bitte eine E-Mail an den Autor unter alfred_rosenkraenzer@gmx.de oder kontaktieren Sie Elektor unter redaktion@elektor.de.

Über den Autor

Alfred Rosenkränzer arbeitete viele Jahre als Entwicklungsingenieur, zu Anfang im Bereich der professionellen Fernsehtechnik. Seit Ende der 1990er Jahre entwickelt er digitale High-Speed- und Anlogschaltungen für IC-Tester. Das Thema Audio ist sein privates Steckenpferd.



Passendes Produkt

> Fnrssi SG-003A Signalgenerator
www.elektor.de/20774

WEBLINKS

[1] A. Rosenkränzer, „Schaltbarer HF-Abschwächer“, Elektor 7/2017:
www.elektormagazine.de/magazine/elektor-201707/40437

19

Autobatterie-Ladegerät aufgemotzt

Teil 1. Wiederverwenden statt wegwerfen!



Von Roberto Armani (Elektor)
und Walter Ribbert (Italien)

Es ist erstaunlich, dass trotz des Mikrocontroller-Zeitalters immer noch konventionelle Batterieladegeräte auf dem Markt sind. Diese Ladegeräte sind einfach, robust und laden Blei-Säure-Batterien schnell auf, haben jedoch einige Nachteile. Dazu gehören ein unkontrollierter Ladezyklus, ein zu hoher Ladeschlussstrom und eine mangelnde Verpolungssicherheit. Wenn Sie ein solches Ladegerät besitzen, können Sie es mit der in diesem Artikel vorgestellten Schaltung aufrüsten. Im ersten Teil wird die Konstruktion einer grundlegenden Schutzschaltung diskutiert. Im zweiten Teil fügen wir eine Ladesteuerung hinzu, sowohl in einer rein analogen Version als auch in einer luxuriösen Mikrocontroller-Variante für anspruchsvolle Nutzer.

Die Idee für dieses Projekt entsprang der Entdeckung eines alten verstaubten Geräts in der Garage eines Freundes: ein robust aussehendes, gut lackiertes Ladegerät, das vor etwa einem Jahrzehnt hergestellt wurde, jedoch nie zum Einsatz kam. Es wurde großzügigerweise an mich weitergereicht, und für einen Ingenieur wie mich war es unumgänglich, das Gerät zu zerlegen. Dabei offenbarte sich mir die erstaunlich schlichte elektrische Schaltung: ein Transformator, ein Brückengleichrichter, eine Autosicherung und ein Eisenkern-Ampèremeter hinter der Frontplatte. Die einzige „Premium“-Funktion war ein Schalter zur Auswahl zwischen 6 V und 12 V. Die grundlegende Schaltung ist in **Bild 1** zu sehen.

Trotz seiner Einfachheit präsentierte sich das Innenleben des Geräts als chaotisch, wie **Bild 2** verdeutlicht. Gewohnt an moderne Regelschaltungen für Strom und Spannung erschien mir dieses Produkt recht grob gestrickt. Angesichts der Probleme bei der Verwendung

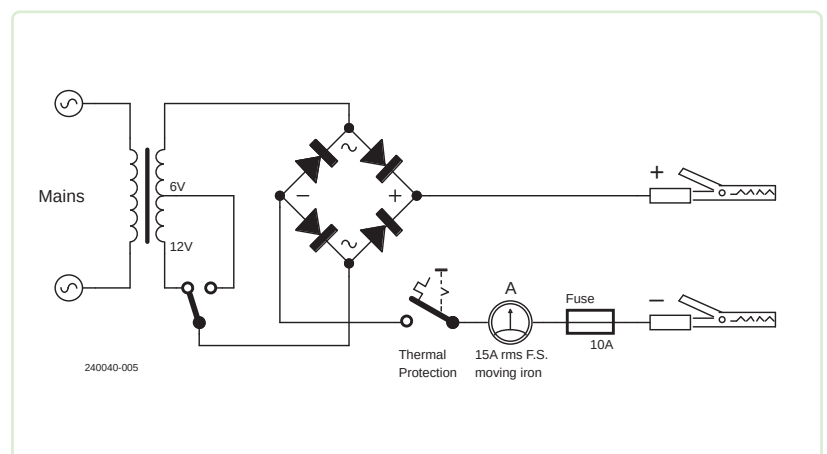


Bild 1. Das originale Schaltbild des sehr minimalistischen Ladegeräts.

Bleiakku laden „state of the art“

Die neuesten Generationen von Blei-Säure-Batterieladegeräten arbeiten in gut definierten Phasen:

- Bulk-Phase
- Akzeptanz-Phase
- Float-Phase
- Ausgleichsphase (optional)

In der **Bulk-Phase** findet der erste, der Großteil des Ladevorgangs statt. Ein vollständig gesteuertes Ladegerät aktiviert den Strombegrenzer, so dass der Ladestrom sein festgelegtes Maximum erreicht. Ideal wäre es, wenn der Anfangsstrom zwischen 20% und 40% der Batteriekapazität C läge. Zum Beispiel sollte eine 12-V-Batterie mit 52 Ah wie in unseren Tests mit einem Strom von 10 A bis maximal 20 A geladen werden. Gegen Ende dieser Phase, die etwa 75% des gesamten Ladevorgangs ausmacht, sollten die je nach Batterietyp unterschiedlichen durchschnittlichen Ladeschlussspannungen berücksichtigt werden, wie im **Diagramm A** dargestellt.

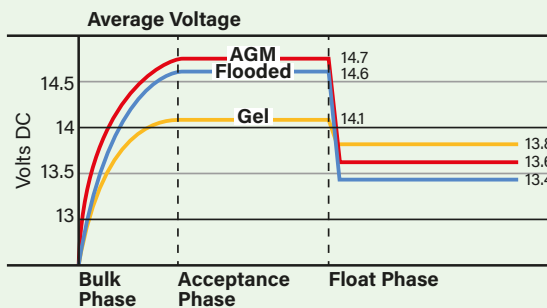


Diagramm A: Die Phasen des Ladevorgangs bei einem modernen Ladegerät, mit Schwellwerten, die je nach Batteriechemie variieren.

Sobald die anfängliche durchschnittliche Zielspannung erreicht ist, beginnt die **Akzeptanz-Phase**. In dieser typisch spannungsgesteuerten Phase wird der eingestellte Spannungsschwellwert konstant gehalten, während die letzten 25% des Ladevorgangs ablaufen und der Strom langsam auf 2...4% von C (in unserem Fall von 1,04 A bis 2,08 A) abnimmt. Sobald dieser Zustand erreicht ist, kann der Akku als voll geladen betrachtet werden.

In der darauf folgenden **Float-** oder Erhaltungs-Phase wird die Zielspannung weiter reduziert, um übermäßige Gasproduktion an den Bleielektroden zu vermeiden und somit den Elektrolytverlust aus den Zellen zu verhindern. Diese Phase sollte nicht als Ladephase angesehen werden, sondern eher als Wartungsphase.

Die **Equalization-** oder Ausgleichsphase (im Diagramm A nicht dargestellt) ist eine optionale Phase, die aufgrund ihrer aggressiven Wirkung auf die Batterie nur in speziellen Fällen eingesetzt wird, nämlich um teilweise sulfatierte Akkus wiederherzustellen. Wenn diese Phase in den Ladezyklus integriert ist, erfolgt sie unmittelbar nach der Akzeptanz-Phase mit einem kontinuierlichen Ladestrom von 4%, bis der absolute maximale Ladezustand — und die Spannung — erreicht sind. Diese Phase endet normalerweise bei etwa 15,5...16,2 V und ist daher nicht für AGM- und Gel-Batterietypen geeignet! Bei „nassen“ Akkus wird das Verfahren aufgrund des Batterieverschleißes auch nur dann verwendet, wenn die Batterie vom System getrennt und eine begrenzte Anzahl von Zyklen beschränkt ist.

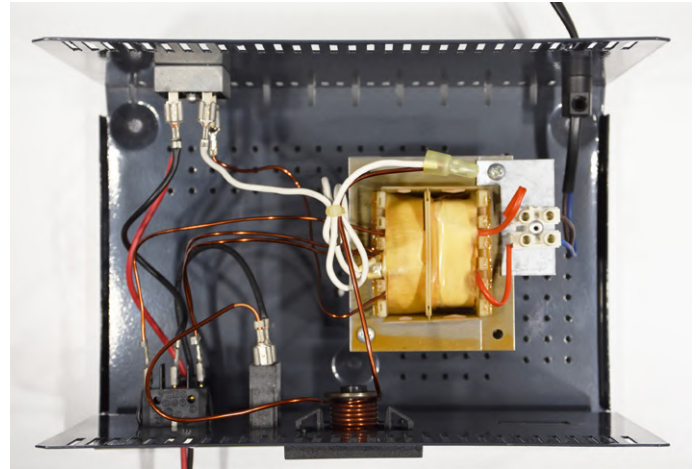


Bild 2. Trotz der Einfachheit ist die Verkabelung unordentlich mit umherhängenden Kupferlackdrähten. Ein Schutzleiter-Anschluss fehlt (trotz Metallgehäuse) völlig!

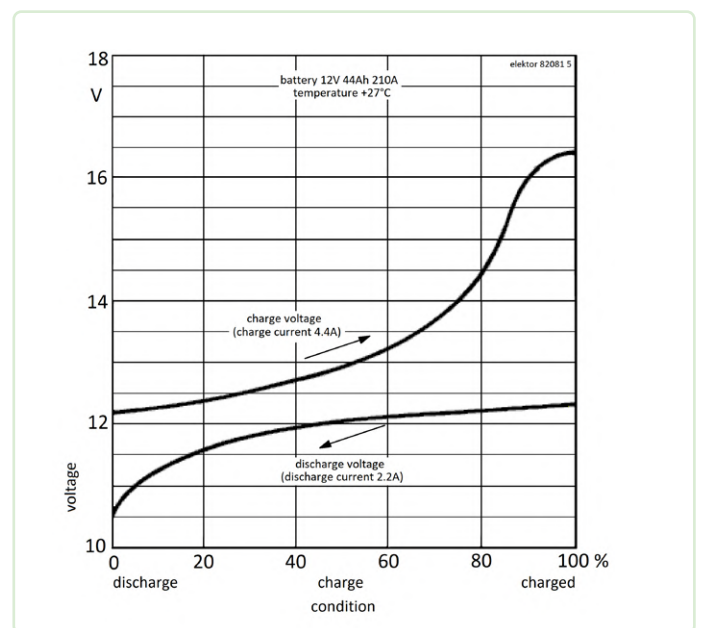


Bild 3. Die typische Lade-Kurve bei 0,1 C (4,4 A) und Entlade-Kurve bei 0,05 C (2,2 A) einer Blei-Säure-Zelle in einer 44-Ah-Batterie.

mit versiegelten Blei-Säure-Batterien und insbesondere der neuen Generation von AGM-Batterien war ich kurz davor, das Ladegerät zu entsorgen.

Jedoch ergab sich in Gesprächen mit meinem Freund Walter Ribbert, dass solch simple Ladegeräte nach wie vor ihre Anhänger haben und in vielen Geschäften erhältlich sind, obwohl sie zunehmendem Wettbewerb durch moderne, mehrphasige IC-gesteuerte Ladegeräte ausgesetzt sind. Trotz ihres höheren Preises profitieren mikrocontrollergesteuerte Ladegeräte von einem zeitgemäßen Design und gefährden niemals die Gesundheit der angeschlossenen Batterie. Für weitere Einblicke in ihre Funktionsweise empfehle ich die Lektüre des nebenstehenden Textkastens „Bleiakku laden „state of the art““.

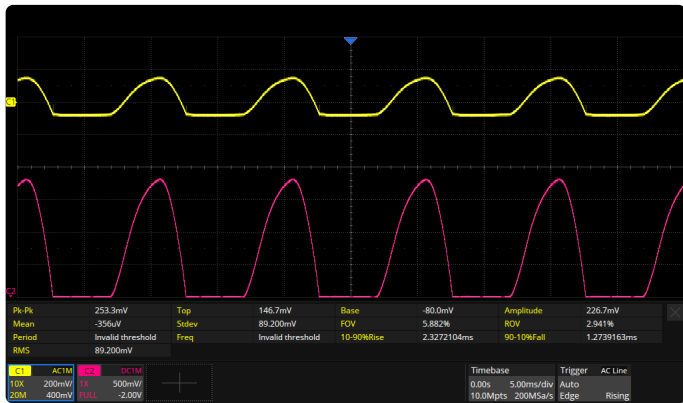


Bild 4. Oszillogramm zu Beginn des Ladevorgangs. Die lila Kurve zeigt den DC-Strommesswert mit 5 A/div (18,5 A Spitzenstrom), die gelbe Kurve – AC-gekoppelt – die Welligkeit an den Batterieklemmen (253 mV_{SS}).



Bild 5. Oszillogramm am Ende des Ladevorgangs. Hier zeigt die lila Kurve 10-A-Spitzen, während die Welligkeit an der Batterie auf 113 mV gesunken ist. Der berechnete Innenwiderstand R_i liegt nun bei etwa 11 mΩ, 20 % niedriger als zu Beginn des Ladevorgangs.

Die Blei-Säure-Zelle

Bevor wir unsere Projektbeschreibung beginnen, sollten wir die typischen Parameter einer gewöhnlichen Blei-Säure-Zelle betrachten. Eine Autobatterie besteht aus sechs dieser Zellen und hat eine Nennspannung von 12 V. Die Konstantstrom-Lade- und Entladekurven einer solchen Batterie sind in **Bild 3** dargestellt. Wichtig ist, dass die Spannung nicht unter 10,5 V (1,75 V pro Zelle) fallen darf. Ein Absinken darunter oder gar auf null führt meist zu einer irreparablen Beschädigung der Batterie. Nach dem Zusammenbau werden diese Batterien durch das Befüllen mit einer 30...40-prozentigen Schwefelsäure-Lösung aktiviert, wodurch die Spannung jedes Elements auf etwa 2,1...2,2 V steigt.

Taper-Ladegeräte

Die ersten dieser so genannten Taper-Batterieladegeräte stammen aus den 1950er Jahren und waren mit Selen-Gleichrichtern ausgestattet, die später durch Silizium-Gleichrichter ersetzt wurden. Diese Ladegeräte sind kostengünstig in der Herstellung und im Kauf, zuverlässig, wenn sie korrekt verwendet werden, erfordern jedoch eine präzise Überwachung und basieren ausschließlich auf einem sorgfältig konstruierten Transformator-Entwurf, mit genauen Überlegungen zur Ausgangsspannung $U_{out(rms)}$ und Ausgangsimpedanz Z_{out} der spezifischen Verwendung mit Blei-Säure-Batterien.

Da solche Geräte keinerlei Kontrolle über Strom oder Spannung bieten, muss der Ladevorgang genau überwacht werden. Der Anfangsładestrom variiert je nach Kapazität, Ladezustand und Zustand der Batterie erheblich. Ein thermischer Überlastschuttschalter im Transformator verhindert Überhitzung.

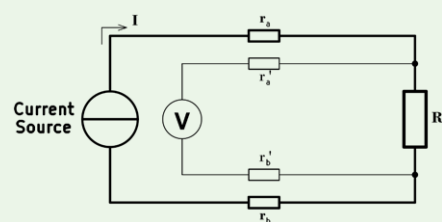
Vorabmessungen

Um mehr darüber zu erfahren, wie ein ungeregeltes Ladegerät eine Standard-Blei-batterie lädt, führten wir präzise Messungen durch, unabhängig von den angedachten Modifikationen. Um reproduzierbare Bedingungen für die Messungen zu schaffen, wurde die zu testende Batterie an eine elektronische 300-W-Last (Kel103 der Firma Korad) angeschlossen, die kontrollierte Entladezyklen bis zu einem festgelegten Schwellenwert von 11,5 V (entspricht 80-prozentiger Entladung) ermöglichte.

Um die Ladestromparameter zu ermitteln, verwendeten wir eine Gleichstromzange TA018 von Pico Technology mit geringer Drift und einer Ausgangsteilheit von 100 mV/A, die an einem Oszilloskop angeschlossen war, wobei ein zweiter Kanal die zwei Hilfsspannungs-Messdrähte zu den Batterieklemmen maß, also eine so genannte *Kelvin*-Verbindung herstellten. Wenn Sie mehr darüber erfahren möchten, können Sie einen Blick in den Textkasten **4-Draht-Messung** werfen. Dieser Messaufbau ermöglichte es, die Beziehung zwischen dem Ausgangsstrom zur Batterie (in Form von 100-Hz-Gleichstromimpulsen) und den Spannungsänderungen an den Batterieklemmen dynamisch und genau zu erfassen.

4-Draht-Messung

Die 4-Draht-Messung, auch bekannt als Kelvin-Verbindung, verdankt ihren Namen dem berühmten britischen Physiker Lord Kelvin, der sie 1861 erfand. Das Prinzip dieser Technik besteht darin, die Lastkabel mit den Innenwiderständen r_a und r_b , die einen hohen Strom I zur Last R (in diesem Fall einer Batterie) leiten, von den Kabeln (r'_a und r'_b) zu trennen, die für die Spannungsmessung durch einen hochimpedanten Sensor vorgesehen sind und einen separaten Weg nehmen. Auf diese Weise wird der Spannungsabfall $U_{drop} = (I \times r_a + I \times r_b)$ von der Stromquelle bis zu den Enden der Verbindungen, die den Strom zur Last R leiten, unerheblich, selbst wenn sich der Strom I ändert. Die Spannungsmessung erfolgt immer direkt an den Klemmen des versorgten Geräts, was in der Industrie oft als *Point of Load* bezeichnet wird. Durch diese 4-Leiter-Verbindung ist es möglich, den Wert der Last R äußerst präzise zu messen, selbst bei sehr niedrigen Ohm-Werten.



Der Screenshot in **Bild 4** zeigt die Messung der Anfangsladephase (Batterie bei 20% Ladezustand). Die lila Kurve gibt die Stromwerte wider, die in diesem Fall 18,5 A in der Spitze erreichten, während die gelbe Kurve (mit AC-Kopplung) eine Spannungswelligkeit von 253 mV direkt an der Batterie ausmachte. So konnte der Innenwiderstand R_i der Batterie während des Ladevorgangs berechnet werden:

$$R_i = \Delta U / I = 0,253 \text{ V} / 18,5 \text{ A} = 0,0136 \Omega$$

In **Bild 5** sind die Werte am Ende des Ladevorgangs dargestellt, als die Batterie eine Klemmenspannung von 14,8 V erreicht hatte. Der Ladestrom erreichte Spitzenwerte von immer noch 10 A, was viel zu hoch ist, um das Gerät über längere Zeit angeschlossen zu lassen! Bitte beachten Sie, dass in Bild 4 und Bild 5 die Basislinie der lila Kurve der tatsächlichen Spannung der Batterie entspricht ($I = 0$, $U_{\text{Lader}} < U_{\text{Bat}}$), während die sinusförmigen Teile die Zeiten darstellen, in denen $U_{\text{Lader}} > U_{\text{Bat}}$ ist und der Strom fließt.

Unsere Schlussfolgerung war daher, dass trotz der Unregelmäßigkeiten im Ladezyklus das Ladegerät nicht entsorgt werden sollte, sondern eine Modifikation das Gerät sicherer und nützlicher machen würde. Es galt nun herauszufinden, wie dies umgesetzt werden könnte. Walter stellte die folgenden Anforderungen auf:

- Schutz des Ladegeräts vor versehentlichen Kurzschlüssen an den Klemmen und bei verpolt angeschlossener Batterie.
- Sofortige Wiederherstellung des Schutzes, falls die Klemmen von der Batterie getrennt werden, ohne Funkenbildung.
- Hinzufügen einer präzisen Spannungsüberprüfung in der Endphase des Ladevorgangs.
- Entwicklung einer auf Mikrocontrollern basierenden Version für die Leser, die das Programmieren nicht lassen können!

Da die ordnungsgemäße Funktion eines einfachen Ladegeräts fast ausschließlich von den geringfügigen Unterschieden in Spannung und Impedanz zwischen dem Ladegerät und der Batterie abhängt, wurde schnell klar, dass selbst geringfügige Abweichungen vom Originalschema – sei es durch das Hinzufügen von Halbleitern wie Leistungsgleichrichtern, Transistoren oder MOSFETs – erhebliche Abweichungen des Ladestroms und letztendlich in der Effektivität des Geräts verursachen würden. Daher schien die einzige mögliche Lösung darin zu bestehen, das Laden über ein Leistungsrelais zu steuern.

Letzteres konnte kein Standardrelais mit wenigen Ampere sein, wie es in der Elektronik verwendet wird, sondern ein klassisches Automobil- oder ein Schwerlastrelais (mindestens 20 A) für industrielle Anwendungen mit einem sehr niedrigen Kontaktwiderstand. Schließlich wurde ein Modell von Potter & Brumfield [1] gewählt, mit 12-V_{DC}-Spule und drei parallel geschalteten massiven Schaltkontakten für die Anwendungen.

Erste Lösung: Grundlegender Schutz

Der erste Entwurf von Walter, dessen Schaltplan in **Bild 6** zu sehen ist, erfüllt die ersten beiden Anforderungen. Er aktiviert das Relais nur, wenn die Batterie angeschlossen ist, und reagiert nur bei Erreichen einer einstellbaren minimalen Spannung. Diode D1 schützt die Schaltung vor Verpolung der Batterieklemmen. Die beiden LEDs D6 und

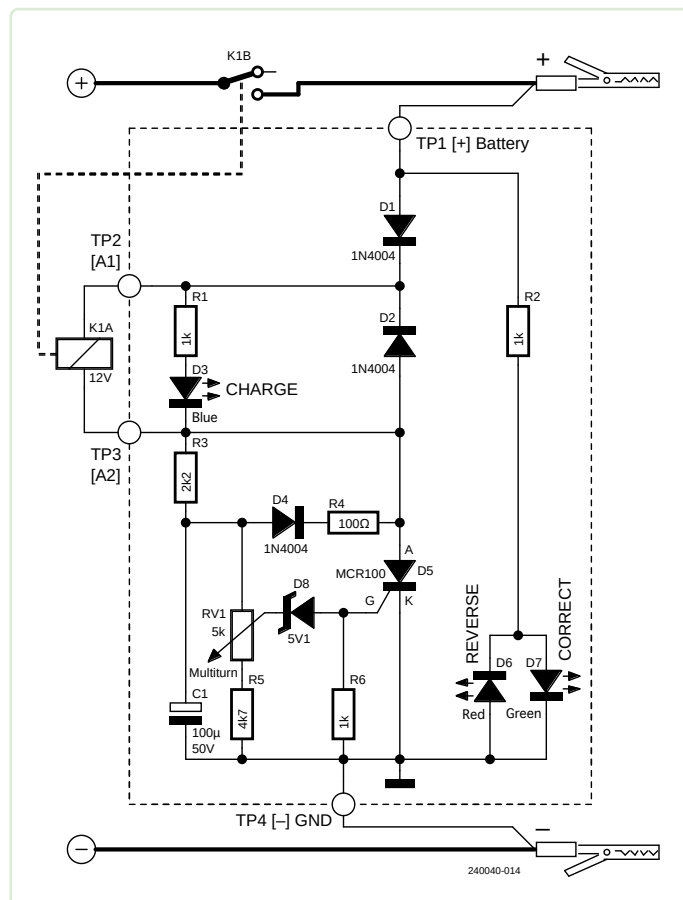


Bild 6. Schaltplan der Schutzschaltung.

D7 zeigen den korrekten Anschluss der Klemmen an: Wenn alles in Ordnung ist, leuchtet D7 (grün); andernfalls leuchtet D6 (rot).

Bei korrektem Anschluss lädt sich der Kondensator C1 über die Relais-spule und den Widerstand R3 auf. Erreicht die Batteriespannung den Schwellenwert, den RV1 und die Z-Diode D8 festlegen, aktiviert dies das Gate des Thyristors D5. D5 schaltet durch und das Relais K1 zieht an. Eine blaue LED (D3) zeigt uns, dass das Ladegerät mit der Batterie verbunden ist. Der Ladevorgang beginnt, sobald das Ladegerät an die Netzspannung angeschlossen wird. Trimpmpoti RV1 ermöglicht die Einstellung des Schwellenwerts, der bei etwa 8...9 V liegt.

Wenn der Thyristor D5 durchschaltet, wird der Kondensator C1 über D4 und R4 entladen. Klemmt man die Batterie bei eingeschaltetem Ladegerät ab, fällt die pulsierende Gleichspannung auf Null, der Haltestrom des Thyristors wird unterschritten, so dass selbiger abschaltet. Dadurch fällt das Relais wieder ab, wobei die Zeitkonstante $R3 \times C1$ (größer als 200 ms) verhindert, dass D5 sofort wieder in den leitenden Zustand geraten kann. Diese Schaltung funktioniert mit Gleichrichtern sowohl mit einer einfachen Diode (Halbwelle) als auch mit Brückengleichrichtern (Vollwelle). In diesem Zusammenhang ist es wichtig, keine Kondensatoren vor oder nach dem Relaiskontakt der Schutzschaltung zu schalten (die im Übrigen auch nicht erforderlich sind).

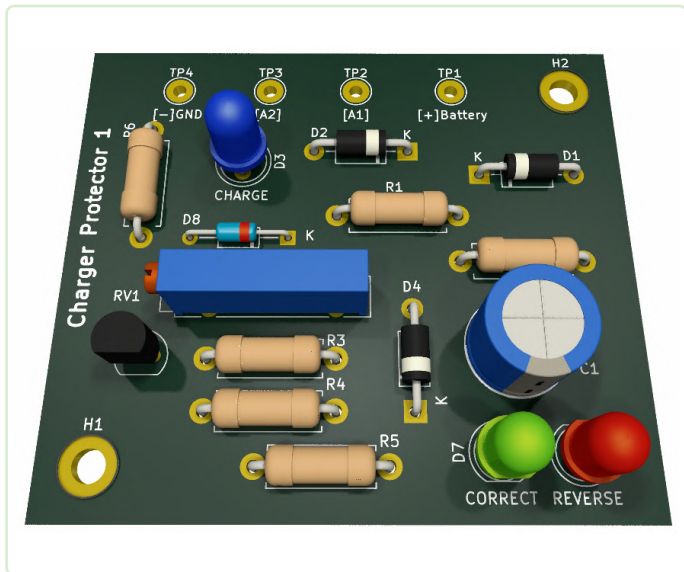


Bild 7. Eine 3D-Darstellung der bestückten Platine des Projekts.

Abgleich

Zur Kalibrierung der Auslösespannung wird Trimpoti RV1 in Richtung R5 gedreht und bei abgeklemmtem Ladegerät anstelle der Batterie ein einstellbares Netzgerät angeschlossen. Stellen Sie die gewünschte Mindestspannung ein, zum Beispiel 10 V, und justieren Sie RV1, bis das Relais anspricht und D3 leuchtet. Sobald der Thyristor leitet, verbleibt er in diesem Zustand, auch wenn die Batteriespannung schwankt. Der Schaltplan in **Bild 6** zeigt auch, wie die Schaltung in das Ladegerät integriert wird. Zur genauen Messung der Batteriespannung und zur Vermeidung von Fehlern durch Spannungsabfälle auf den Versorgungsleitungen wurde auch in diesem und den folgenden Entwürfen die oben beschriebene 4-Draht-Messung eingesetzt. Die 3D-Darstellung dieses Projekts ist in **Bild 7** zu sehen.

Was kommt als Nächstes?

Im nächsten Teil dieses Artikels werden wir eine spannungsgesteuerte Endladestromschwelle sowohl in einer analogen als auch in einer mikrocontrollerbasierten Version vorstellen. Weiterlesen lohnt sich! 

SE – 240040-02



Passende Produkte

- **PeakTech 1404 2-Kanal-Oszilloskop (100 MHz)**
www.elektor.de/20229
- **PeakTech 4350 Stromzange** 
www.elektor.de/18161



Über Walter Ribbert

Walter Ribbert, geboren 1957 in Turin, studierte Elektromechanik und Industrieelektronik und begann im Alter von 17 Jahren als Lehrling zu arbeiten. Heute ist er nach einer 43-jährigen Karriere als Elektro- und Elektronikentwickler bei einem großen Unternehmen für industrielle Automatisierung und Robotik im Ruhestand, wobei er niemals aufgehört hat zu lernen. Jetzt, mit mehr Freizeit, hat er begonnen, ein wenig Mathematik und Physik zu studieren (ohne zu viel Aufwand) und „spielt“ weiterhin wie ein Kind mit elektromechanischen und elektronischen Geräten. Wahre Leidenschaft stirbt nie!



Über Roberto Armani

Roberto Armani ist ein Elektronikingenieur. Nach seinem Studium am Politecnico di Milano sammelte er über 35 Jahre Erfahrung in verschiedenen Bereichen. Bevor er als Senior Editor zum Elektor-Team stieß, arbeitete er in der Computerindustrie, elektronischen Bildverarbeitung, Telekommunikation, Materialprüfgeräten und Web-Publishing. Neben der Elektronik liebt er es, klassische Musik zu hören (und zu singen) und hochalpine Wanderungen in den Bergen zu unternehmen.

Sie haben Fragen oder Anmerkungen?

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

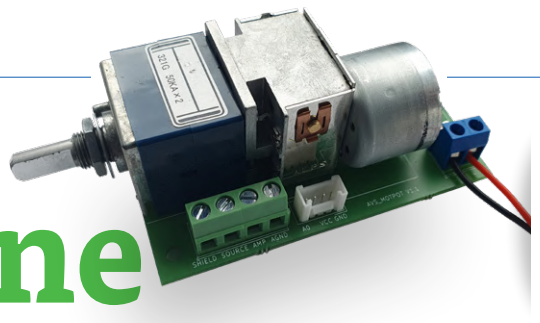
WEBLINK

[1] Potter & Brumfield, „KUP Series Panel Plug-In Relay“, TE Connectivity, 01-2022: <https://tinyurl.com/4e6twnp3>

Treten Sie unserer Community bei



www.elektormagazine.de/community



20 Eine Platine

für The Blue One

Platine für Alps-Motorpotentiometer mit Rückmeldung

Von Jens Nickel (Elektor)

Audiogeräte sind großartig, aber es ist noch besser, wenn sie ferngesteuert werden können. Ein hochwertiges Motorpotentiometer, das es schon seit Jahrzehnten gibt, ist das Stereopotentiometer RK27112MC von Alps, unter Kennern auch als „The Blue One“ bekannt. In diesem Artikel stellen wir eine kleine, einfache Platine für dieses Potentiometer vor. Sie eignet sich besonders für einen Mono-Verstärker oder ein anderes Gerät, bei dem ein Potentiometer fernsteuerbar gemacht werden muss. Der andere Stereokanal wird verwendet, um die Position des Potentiometers mit einem Analog/Digital-Wandler zu bestimmen und an den Controller zurück zu melden.

Mein Freund Marco und ich legen gerne auf und machen DJ-Videos - nicht nur im Studio, sondern auch im Freien. Dabei ist der Aufbau und Abbau des Equipments immer mit viel Aufwand verbunden, und die Kabel sind immer eine Gefahrenquelle. Bald entdeckten wir die Möglichkeit, die Audiosignale per Funk vom DJ-Equipment zu den Lautsprechern zu übertragen. Die Latenzzeit war so gering, dass wir sogar den linken und den rechten Kanal mit separaten Empfängern direkt an den linken und rechten Lautsprechern empfangen konnten, ohne den Stereoeffekt zu verlieren. Die Idee unabhängiger, batteriebetriebener, drahtloser Mono-Lautsprecherstationen war geboren [1].

Glauben Sie mir, es ist sehr bequem, wenn man einen Lautsprecher-Verstärker-Batterie-Bundle einfach in die Hand nehmen und an den gewünschten Ort bringen kann, ohne sich Gedanken über Kabel machen zu müssen.

Mono-Verstärker

Zuerst haben wir 12-V-Batterien, kleine Wechselrichter und aktive 230-V-Lautsprecher verwendet, aber im Prinzip ist es albern, nur für den Verstärker im Lautsprecher die Spannung von 12 V_{DC} auf 230 V_{AC} und dann wieder auf DC zurück zu wandeln. Schnell bin ich auf kleine Class-D-Mono-Verstärker im Internet gestoßen, die mit 24...48 V Gleichspannung betrieben werden können, und auf passive statt aktive Lautsprecher. Wenn es um genügend Leistung und Lautstärke geht, ist der relativ neue TPA3255-Verstärkerchip von Texas Instruments [2] ein echter Glücksgriff. Auf dem Markt gibt es bereits viele Module und Geräte, die auf diesem Chip basieren. Wir haben uns für den Mono-Verstärker G2 Pro der Firma Nobsound [3] für rund 80 €

entschieden. Der G2 Pro verfügt außerdem über ein integriertes, konfigurierbares Tiefpassfilter, so dass man das Gerät auch als Subwoofer verwenden kann (was wir auch tun, daher haben wir insgesamt drei dieser Verstärker).

Fernsteuerung

Es ist jedoch nicht bequem, immer zu allen Lautsprechern und Subwoofern zu gehen und die Lautstärke an jeder Station einzeln und manuell einzustellen. Deshalb haben Marco und ich über eine Fernbedienung für die Lautstärke unserer „Lautsprecherstationen“ nachgedacht, und so sind wir auf die Idee gekommen, die Lautstärkeeinstellung unserer Mini-Mono-Verstärker aus der Ferne zugänglich zu machen.

In diesen Verstärkern fanden wir ein logarithmisches 50-kΩ-Potentiometer für die Lautstärkeeinstellung. Um es zu ersetzen, haben wir Alps-Motorpotentiometer gewählt, die zwar ihren Preis haben (etwa 20 €, wenn man Glück hat), aber die sehr zuverlässig und daher die beste und „reinste“ Lösung sind. Wir verwenden derzeit Stereopotentiometer des Typs RK27112MC, und da wir nur Mono steuern müssen, gibt uns das die Möglichkeit, den zweiten Kanal als Rückmeldung über den Pegel des Potentiometers zu verwenden, der mit einem ADC gemessen werden kann. Aus Platzgründen konnten wir das Motorpotentiometer nicht in den Verstärker integrieren, also haben wir das manuelle Potentiometer ausgelötet und drei Drähte an die entsprechenden Pins gelötet - diese gehen dann zum Motorpotentiometer, das außen angebracht wird. Um eine robuste Lösung erhalten, wollten wir das Motorpotentiometer auf eine Platine setzen, die dann in ein Gehäuse

integriert werden kann, aber ich möchte Sie an dieser Stelle nicht mit zu vielen weiteren Details über unser Projekt belastigen, da es in diesem Artikel um die Motorpotentiometer-Platine gehen soll, die Sie in Ihrer eigenen Anwendung einsetzen können. Wer sich für Details zur Elektronik interessiert, findet mehr im Textkasten **Lautsprecherstation** sowie auf einer Elektor-Labs-Seite [1] zum Projekt.

Motorpotentiometer-Platine

Die Platine soll nicht nur das Potentiometer aufnehmen, sondern auch beherbergen:

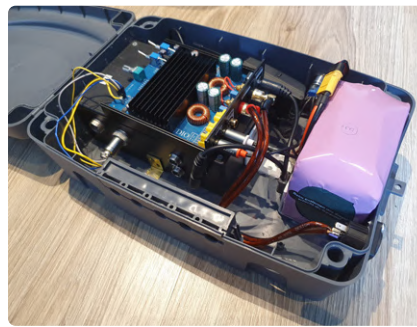
- Eine 4-polige Platinenschraubklemme für den Anschluss an den Mono-Verstärker. Drei der Klemmen sind mit dem ersten Kanal des Potentiometers verbunden. Die vierte Schraubklemme sollte mit der Chassis-Masse des Verstärkers verbunden werden, was Störungen des Audiosignals deutlich reduziert.
- Ein 4-poliger Grove-Stecker für die Leitungen zum ADC. Pin 1 und Pin 2 sind GND und VCC (3,3 V), Pin 3 ist nicht angeschlossen und Pin 4 führt das zu messende Analogsignal, das der Stellung des Potentiometers entspricht (Feedback). Anstelle eines Grove-Steckers, der mit dem Grove-System von Seeed Studio kompatibel ist, können hier natürlich auch andere Verbinder im Raster 2,0 mm eingelötet werden.
- Ein Anschluss für die Motorstromversorgung (3,3 V oder 5 V und circa 150 mA Maximalstrom). Hier habe ich mich für

Lautsprecherstation

Zur Ansteuerung des Motors des Alps-Potentiometers verwenden wir ein fertiges „Grove Mini Motor“-Modul, im Grunde ein Breakout-Board für den Motortreiber DRV8830 von Texas Instruments [4]. Es kann problemlos 3,3 V und die für den Motor benötigten 100...150 mA liefern und wird über I²C gesteuert. Zur Messung des Potentiometerpegels verwenden wir einen A/D-Wandler ADS1015 [5] von Texas Instruments mit 12-Bit-Auflösung und I²C-Schnittstelle auf einer vorgefertigten Breakout-Platine, die auf eine weitere selbst entworfene Platine mit einigen Grove-Steckern gesteckt wird.

Sowohl das Motormodul als auch die ADS1015-Platine sind über Grove-Kabel mit einem XIAO ESP32-Mikrocontroller verbunden, der über WLAN ferngesteuert werden kann. Es versteht sich von selbst, dass alles robust, aber auch kompakt sein muss. Die Platine für das Alps-Motorpotentiometer, das Motorsteuerungsmodul, die Platine für den ADS1015 und die XIAO-Platine finden ihren Platz in einem „inneren“ Gehäuse. Dieses Innengehäuse für die Elektronik ist zusammen mit dem Audioverstärker und dem Empfänger für die drahtlose Audioübertragung sowie einer 36-V-Fahrradbatterie (10 Ah, was für mindestens 10...12 Stunden Musik ausreicht) in einem robusten Außengehäuse untergebracht.

In unserem Projekt ist die Welle des Alps-Motorpotentiometers nicht mehr von außen zugänglich, so dass es auch nicht mehr manuell eingestellt werden kann. Für den Fall, dass die WLAN-Verbindung (die von einem weiteren ESP32 überbrückt wird, der als Fernbedienung dient) im Feld gestört werden sollte, haben wir in jeder Station einen IR-Empfänger als Ausweichmöglichkeit eingebaut. Die Lautsprecher können dann der Reihe nach mit einer Standard-IR-Fernbedienung gesteuert werden.



Prototyp der Lautsprecherstation, mit einem 36-V-Fahrrad-Akku, dem Verstärker (Gehäuse geöffnet), der schwarzen Elektronikbox unter dem Verstärker und dem kleinen drahtlosen Audioempfänger hinter dem Verstärker. Man sieht, wie der Verstärker umgebaut wurde (manuelles Potentiometer durch Kabel zur Elektronikbox mit motorisiertem Potentiometer im Inneren ersetzt).

einen zweipoligen PH2.0-Verbinder entschieden, der häufig für Stromversorgungen im Modellbau und bei kleinen Drohnen verwendet wird.

- Eine zweifarbige LED zeigt den Motorstrom und dessen Richtung an.

Der grundsätzliche Schaltplan ist in **Bild 1** zu sehen.

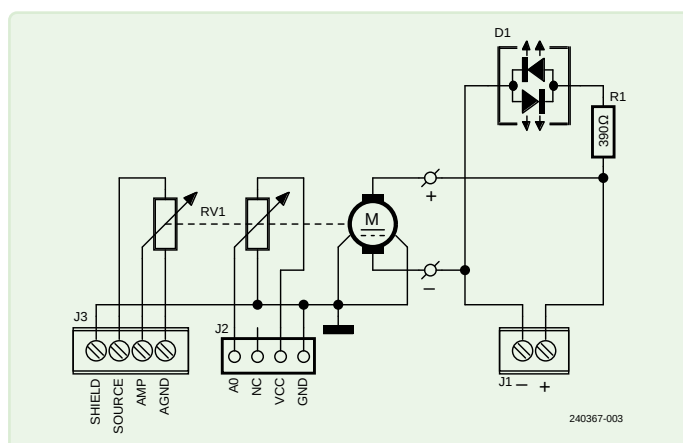


Bild 1. Der Schaltplan: Der linke Kanal stellt die Lautstärke ein, die Rückkopplung erfolgt über den rechten Kanal (an A0 mit einer Spannung zwischen GND und VCC).

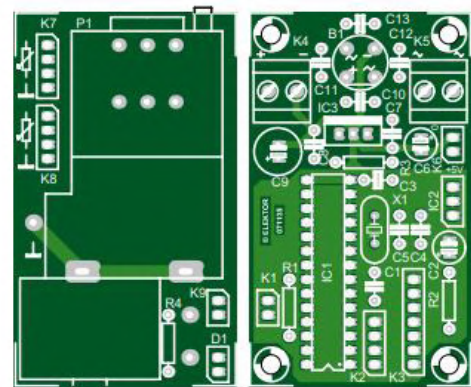


Bild 2. Platinenlayout des Elektor-Artikels von 2008.

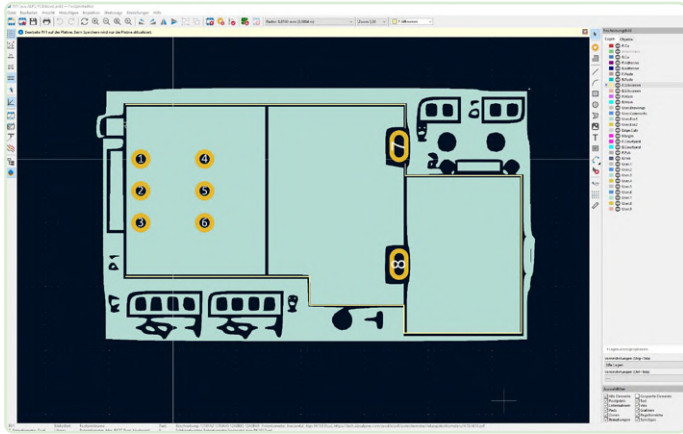


Bild 3. Im Footprint-Editor von KiCad habe ich das Platinenlayout von 2008 als Vorlage für meine neue Platine verwendet.

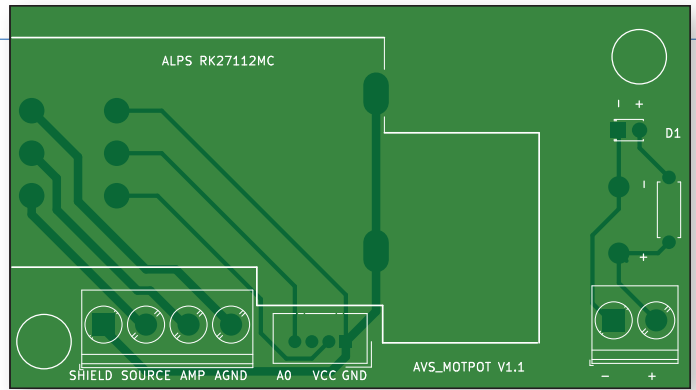


Bild 4. Die neue Platine.

Projekt aus dem Jahr 2008

Ursprünglich wollte ich nicht unbedingt selbst eine Platine entwerfen (um Entwicklungszeit zu sparen), sondern lieber etwas Fertiges kaufen. Bei meinen Recherchen fand ich - ta-dah! - einen Elektor-Artikel aus dem Jahr 2008 [6] (tatsächlich erinnerte ich mich dann dunkel daran, dass wir einmal einen „Alps-Artikel“ in der Zeitschrift hatten). Der Autor Frank Link hatte damals nicht nur eine Trägerplatine für das Motorpotentiometer, sondern auch eine Mikrocontroller-Platine dafür entwickelt (Bild 2). Bei seinem Entwurf wurden allerdings beide Kanäle des Stereopotentiometers zur Steuerung des Musiksignals verwendet. Zumindest bei der zweifarbig-LED habe ich mich von Frank inspirieren lassen. Um ehrlich zu sein, enthielt mein erster Entwurf unserer eigenen Platine noch nicht mal die Schraubklemme für die Gehäusemasse des Verstärkers. Ich dachte, dass ich mir den Anschluss vielleicht sparen könnte. Meine Faulheit wurde dann mit einem Knarren des Lautsprechers bestraft. Hätte ich mal auf den erfahrenen Elektor-Autor gehört!

Beim Entwurf unserer Platine konnte ich den Potentiometer-Footprint aus dem alten Elektor-Artikel verwenden. Im Footprint-Editor von KiCad lud ich die alte Elektor-Platine als

Bilddatei hoch, stellte sie dann auf schwarz-weiß und zeichnete alle Löcher, Pads und Ränder nach (Bild 3).

Die Version 1.1 unserer Platine ist in Bild 4 zu sehen. Die KiCad-Dateien können unter [1] heruntergeladen werden, so dass Sie das Projekt nach Ihren eigenen Vorstellungen anpassen können.

Erfolgreicher Test

Bild 5 zeigt die bestückte Platine. Für das Prototyping unseres Projekts habe ich sie auf eine 2 mm dicke Acrylglasplatte geschraubt. Die 10,7 cm lange Platte kann in das von uns verwendeten Gehäuse [7] eingesetzt werden, das zu diesem Zweck an den Rändern Nuten haben. Natürlich hätte ich auch eine entsprechend lange Platine entwerfen können, aber das hätte sie größer und damit weniger flexibel und auch teurer gemacht.

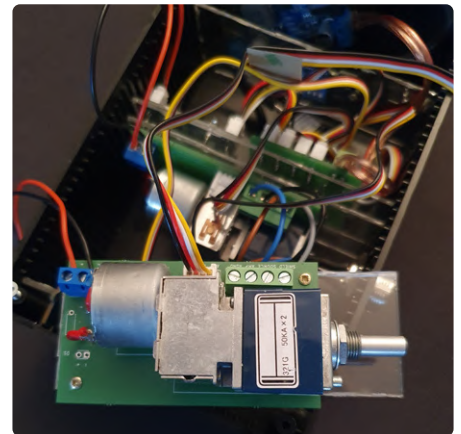


Bild 5. Bestückte Platine, oben auf der Elektronikbox, wo sie ihren Platz findet. Unsere Elektronikbox bietet sogar Platz für zwei dieser Potentiometerplatinen, aber diese Möglichkeit nutzen wir im aktuellen Aufbau nicht.



Stückliste

- R1 = 390 Ω
- RV1 = Doppel-Motorpotentiometer RK27112MC (Alps)
- D1 = 2-polige Duo-LED zweifarbig
- J1 = 1x2-polige Platinenschraubklemme, Abstand 5 mm
- J2 = Grove-Stecker (4 Stifte mit 2 mm Abstand)
- J3 = 1x4-polige Platinenschraubklemme, Abstand 5 mm

Warum so modular?

Die Nutzer dieser Platine müssen sich über vieles selbst Gedanken machen, vom Motortreiber bis zum ADC, und natürlich über einen Controller und eine Software. Ein anderer Ansatz wäre, einen I²C-Motortreiber und einen externen I²C-ADC direkt auf die Platine zu setzen, so dass man alles digital über eine I²C-Schnittstelle steuern kann; aber dann müssen die Benutzer immer noch ihre eigene Firmware schreiben. Um das Ganze noch integrierter zu machen, könnte man einen kleinen und billigen Controller auf die Platine setzen, auf dem eine einfache Regelungs-Firmware läuft und der mit einem Host-Controller über UART kommuniziert (der Host-Controller stellt nur den Wert ein, auf den der Potentiometer-Motor gehen soll).

Ein Nachteil wäre dann, dass die Platine größer und - komplett bestückt - teurer wird. Außerdem verliert man etwas an Flexibilität. Zum Beispiel kann der Motortreiber-Chip in unserem Projekt sogar zwei Kanäle steuern, also zwei Alps-Motorpotentiometer gleichzeitig, was in unserem Setup eine Option ist. Wenn wir diese Doppelpotentiometer-Option nutzen wollen, wäre es eine Verschwendung von Bauteilen, einen Motortreiber auf jede der Potentiometerplatinen zu setzen. Das Gleiche gilt für den ADC, der sogar vier Kanäle hat. In unserer Box wird dieser ADC auch für andere Aufgaben verwendet.

Aber vielleicht ist das nicht das letzte Wort der Weisheit. Wir arbeiten ständig daran, das Projekt zu verbessern, und vielleicht gibt es bald mehr und bessere Spin-offs.

Vor einigen Tagen haben wir die gesamte Anlage (zwei Satellitenlautsprecher und ein JBL-Subwoofer) erfolgreich auf einer Wiese getestet. Das eingeladene Testpublikum und wir waren mit dem Pegel und der Klangqualität vollkommen zufrieden, und die Elektronik erwies sich als robust und zuverlässig. Ich habe die WLAN-Reichweite nicht genau getestet, aber eine Entfernung von etwa 20 m war für die Fernbedienung kein Problem. Das spornt uns an: Eine vierte Elektronikbox ist in Arbeit und das Budget für einen weiteren Marken-Subwoofer ist bereits eingeplant! 

RG – 240367-02



Über den Autor

Jens Nickel studierte Physik in Stuttgart. Schon in seiner frühen Jugend begeisterte er sich für das Verfassen von Fachartikeln; als bekennender Fan von technischen und wissenschaftlichen Zeitschriften nutzte er die Gelegenheit, sein Hobby mit einer Weiterbildung zum Zeitschriftenredakteur zum Beruf zu machen. Er arbeitet als Redakteur für verschiedene Fachzeitschriften, bevor er 2004 zu Elektor kam. Neben dem Programmieren zählt er auch die Produktion von DJ-Videos zu seinen Hobbys.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Anmerkungen zu diesem Artikel? Schreiben Sie bitte an die Redaktion von Elektor unter redaktion@elektor.de.

Software

Bei diesem Projekt handelt es sich um eine kleine Platine für ein Alps-Motorpotentiometer, das Sie für viele Anwendungen nutzen können. Die Software zur Steuerung des Potentiometers mit der Rückkopplungsschleife ist natürlich stark abhängig vom verwendeten Mikrocontroller, dem Motortreiber und dem ADC. Anregungen finden Sie in unserem Fernsteuerungsprojekt *AudioVideoStation*, das einen ESP32, einen Motorcontroller-Chip DRV8830 und einen externen ADS1015-ADC verwendet. Mein Freund und ich haben den Code mit der Arduino-IDE 2.0 und Bibliotheken für den DRV8830 und den ADS1015 entwickelt. Einen ersten Prototyp der Software können Sie unter [1] herunterladen.

Hier sind nur einige Hinweise zu den Grundlagen. Der Motorcontroller DRV8830 kann über I²C-Register so eingestellt werden, dass er sich in beide Richtungen und mit einer Spannung (= Geschwindigkeitswert von 6...63) dreht, aber wir verwenden in unserem Fall nur volle und etwa die halbe Geschwindigkeit. Es gibt auch einen Befehl zum Anhalten des Motors. Der ADC ADS1015 kann über I²C auf verschiedene Verstärkungsfaktoren eingestellt werden. Wir verwenden einen Skalenendwert von ± 4.096 mV (die Spannung des Potentiometers, die wir messen, reicht von 0 V bis 3,3 V).

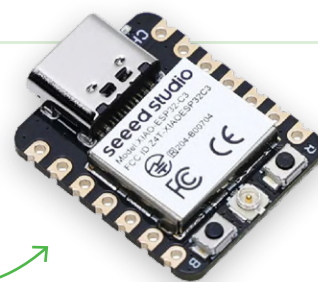
In der `setup`-Funktion stellen wir die I²C-Adresse des DRV8830 ein und überprüfen die I²C-Kommunikation mit beiden Chips. Dann stoppen wir den Motor und stellen die Verstärkung des ADCs ein. In der Funktion `loop()` lesen wir den ADC-Wert etwa 150 Mal pro Sekunde aus. Jedes Mal vergleichen wir den aktuellen Wert mit dem Wert, der eingestellt werden soll. Wir haben auch eine Art Hysteresewert von fünf ADC-Einheiten eingeführt: Innerhalb eines Hysteresebandes von zehn ADC-Einheiten sind wir mit der Position des Potentiometers zufrieden. Liegt der Stromwert unter dem eingestellten Wert minus dem Hysteresewert, fährt der Motor mit halber Drehzahl, liegt der aktuelle ADC-Wert sogar unter dem Sollwert abzüglich des zweifachen Hysteresewerts, fährt der Motor das Potentiometer mit voller Geschwindigkeit, und zwar für etwa 50 ms. Ein ähnlicher Vergleich wird für die andere Richtung durchgeführt. Fällt der Stromwert innerhalb des Hysteresebandes, bleibt der Motor stehen. Um zu verhindern, dass der Motor bei jedem Durchlauf der Schleife einen Stoppbefehl erhält, setzen wir ein Flag auf `true`, wenn sich der Motor in Bewegung setzt. Der Motor wird dann erst angehalten, wenn er die richtige Position erreicht hat.

Wir haben Werte erreicht, die für unsere Anforderungen an die Lautstärke genau genug sind, aber es gibt noch viel Raum für Verbesserungen. Für Ihre Anwendung müssen Sie selbst mit dem Hysteresewert, der Motorgeschwindigkeit, der Bewegungsdauer und der ADC-Abtastrate herumspielen.



Passendes Produkt

> **Seeed Studio XIAO ESP32C3**
www.elektor.de/20265



WEBLINKS

- [1] AudioVideoStations-Projekt bei Elektor Labs:
<https://elektormagazine.de/labs/audiovideostations-remote-controlled-wireless-av-devices>
- [2] Klasse-D-Audio-Verstärker TPA3255: <https://ti.com/product/de-de/TPA3255>
- [3] Mono-Verstärker G2 Pro von Nobsound:
<https://t1p.de/pouhj>
- [4] DC-Motor-Treiber DRV8830: <https://ti.com/product/de-de/DRV8830>
- [5] 12-bit-ADC ADS1015: <https://ti.com/product/ADS1015>
- [6] Frank Link, „Einstellen mit Niveau“, Elektor 11/2008: <https://www.elektormagazine.de/magazine/elektor-200811/3127>
- [7] Gehäuse von Pollin Electronic: <https://t1p.de/x3mb>

Lösungen

Beim Re-Design für den 60-Hz-Netzbetrieb prüften wir drei Optionen. Die erste Idee nutzte einen Quarzoszillator mit einem 32,768-kHz-Quarz als Referenz. Die zweite Möglichkeit sah einen wählbaren Teiler zwischen 15000 und 18000 vor. Beide Ansätze erforderten viele Änderungen. Doch aller guten Dinge sind drei: Die hier vorgestellte Lösung fügt eine kleine Schaltung hinzu, die aus 60 Hz 50 Hz macht, indem sie jeden sechsten Impuls überspringt, sodass 50 Impulse pro Sekunde verbleiben. Für den Taktgeber verwenden wir ein Mitglied der Standard-4000-Logik-Reihe, den 4017, der einen 5-stufigen durch 10 teilenden Johnson-Zähler [2] enthält. Von den zehn dekodierten Ausgängen ist jeweils nur einer aktiv.

Bild 3 zeigt zwei Schaltungen, die die Frequenz umsetzen können. Diese Schaltungen lassen sich natürlich auch für andere Anwendungen mit ähnlichen Problemen nutzen.

Schaltung A

Im linken Teil von Bild 1 sind zwei der sechs Schmitt-Trigger-Inverter eines 40106 (IC1) in Kombination mit einem 4017 (IC2) zu sehen. Die Sekundärspannung des Trafos ist über das RC-Glied R1/C1 mit IC1A verbunden, um Störungen und Spannungsspitzen zu filtern, hohe Eingangsspannungen zu begrenzen und den Gate-Eingang zu schützen. Die Trafospannung ist auch über das RC-Glied R2/C2 an IC1B angeschlossen. Die Schmitt-Trigger-Eingänge der Inverter sorgen in beiden Fällen für saubere Impulse.

Da der Reset-Pin 15 mit dem Ausgang 6 (Pin 5) verbunden ist, wird dieser Ausgang beim sechsten Impuls aktiv, der Zähler zurückgesetzt und der Ausgang 0 (Pin 3) aktiv. Dieser Ausgang steuert das Gate des MOSFETs T1, eines BS170. Der MOSFET-Typ ist unkritisch; auch ein 2N7000 kann verwendet werden. Der Ausgang 0 ist für eine Periode der Netzfrequenz aktiv; daher wird ein Impuls unterdrückt, indem der Eingang von IC1A über

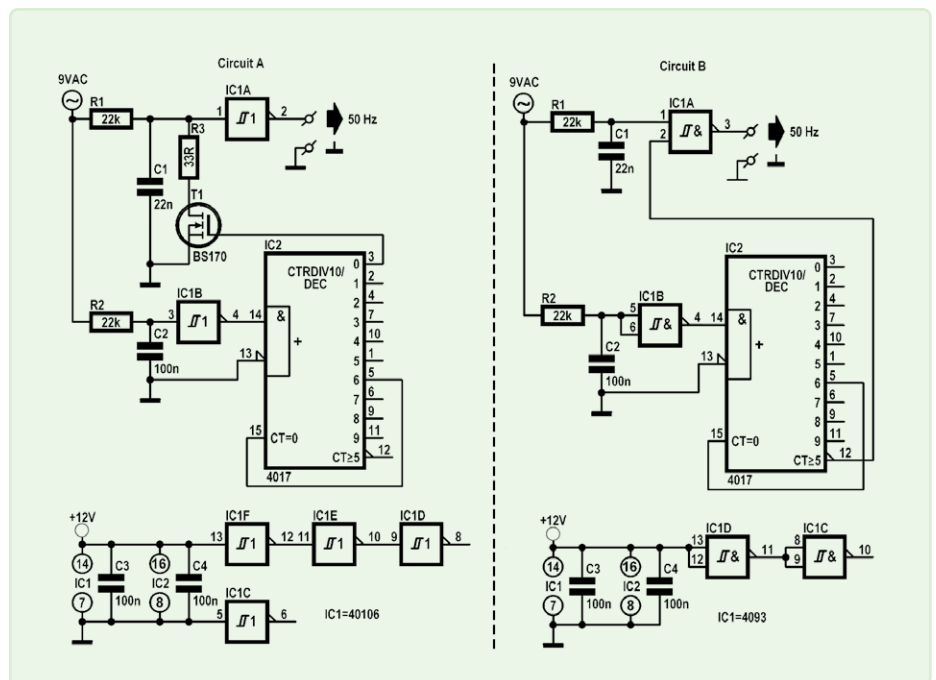


Bild 3. Zwei (ähnliche) Schaltungen zur Umwandlung eines 60-Hz-Signals in ein 50-Hz-Signal.

T1 auf Masse gelegt wird. R3 begrenzt den Entladestrom von C1 auf einen sicheren Wert, aber mit dem richtigen Timing wird T1 aktiv, wenn die Spannung an C1 fast 0 V beträgt. C1 ist kleiner als C2, und die durch R2/C2 verursachte größere Phasenverschiebung verhindert auch Störungen am Ausgang von IC1A. Jeder der Ausgänge 0...5 kann T1 ansteuern. Das Zeitdiagramm in **Bild 4** zeigt das Ausgangssignal.

Schaltung B

Anstelle von zwei 40106-Invertern können zwei NAND-Gatter mit zwei Eingängen eines 4093 verwendet werden, um die gleiche Funktion wie in Schaltung A zu erzielen, ohne einen zusätzlichen Transistor zu benötigen. Diese NAND-Gatter besitzen ebenfalls Schmitt-Trigger-Eingänge. Der Übertragsausgang CT ≥ 5 (Pin 12), auch bekannt als /Q5-9 oder Terminal Count, wird zur Aktivierung von IC1A verwendet. Der Carry-Ausgang ist während der ersten fünf Takte high, sodass fünf Takte IC1A passieren können, während jeder sechste Takt unterdrückt wird. Wie in Schaltung A ist der Ausgang 6 mit Reset verbunden, und wenn er aktiv ist, wird der Zähler zurückgesetzt und der Zyklus beginnt von vorn.

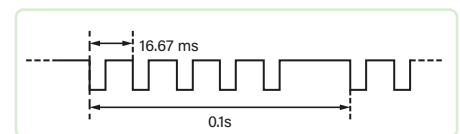


Bild 4. Das Timing von Schaltung A und Schaltung B ist das gleiche.

Anmerkungen

Wenn ein Frequenzzähler zur Messung der Ausgangsfrequenz verwendet wird, kann der Messwert instabil von 50 Hz abweichen, wenn die Torzeit des Zählers nicht mit einem Vielfachen von sechs Perioden der Netzspannung übereinstimmt. Die Stromaufnahme der Schaltungen beträgt nur den mageren Bruchteil eines Milliampères. 

SE – 240266-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

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



Passende Produkte

➤ **Waveshare RGB-Vollfarb-Digitaluhr**
www.elektor.de/20094

➤ **USB Logic-Analyzer (8 Kanäle, 24 MHz)**
www.elektor.de/20531

WEBLINKS

- [1] P. Hogenkamp, „Riesen-LED-Uhr“, Elektor 12/1994:
<https://www.elektormagazine.de/magazine/elektor-199501>
- [2] Datenblatt 4017: <https://ti.com/product/CD4017B>
- [3] Elektor Labs: Quasi-Analog Clockwork Kit: <https://t1p.de/czy0m>

22 Digitale Isolatoren

Galvanische Trennung einfach realisieren

Von Timur Uludag und Dr. Heinz Zenkner (Würth Elektronik eiSos)

In industriellen Umgebungen gibt es zahlreiche Fälle, in denen eine galvanische Trennung von Schaltungsteilen erforderlich ist. Kapazitive digitale Isolatoren vereinfachen die Umsetzung und übertragen die Nutzsignale sicher und zuverlässig über eine Isolationsbarriere. Die folgende Beispielschaltung zeigt, wie kapazitive digitale Isolatoren zur galvanischen Trennung von entfernten Industriegeräten eingesetzt werden können.

Störungsfreie Datenkommunikation und Personensicherheit sind zwei große Herausforderungen für die Elektronik in typischen Industrieumgebungen. Starke elektromagnetische Felder, Überspannungen, transiente Spannungen und hohe EMV-Störungen sind an der Tagesordnung. Wird beispielsweise die Kommunikationsleitung ungünstig in der Nähe einer Steuerleitung eines Frequenzumrichters verlegt, werden die Impulse kapazitiv eingekoppelt und die Signale in der Kommunikationsleitung schwingen mit dem Pulsmuster des Frequenzumrichters. Diese Störungen können schnell ein Ausmaß erreichen, bei dem erhebliche Fehlfunktionen auftreten und sogar die Sicherheit von Personen gefährdet werden kann.

Wenn beispielsweise die Temperatur eines Motors mit einem Thermoelement gemessen wird, entstehen Spannungen im Millivolt-Bereich. Werden diese Spannungen nun über eine Kabellänge von mehre-

ren Metern zu einer zentralen Steuereinheit übertragen, die sich auf ein anderes Massepotential bezieht, wird das Messsignal durch die Potentialunterschiede verfälscht.

Wenn man die beschriebenen Phänomene zusammenfasst, ergeben sich die folgenden vier Herausforderungen:

- Eine Sicherheitsbarriere zwischen gefährlichen Spannungen und einem Benutzer
- Trennung von Masseschleifen zwischen räumlichen Stromkreisen
- Minimierung von Gleichtaktstörungen
- Störungsfreie Datenübertragung

In **Bild 1** ist die Situation des Datenübertragungssystems grafisch dargestellt. Um den Anforderungen gerecht zu werden, gefährliche Spannungen vom Anwender abzuschirmen und trotzdem eine störungsfreie Datenübertragung zu gewährleisten,

muss eine galvanische Trennung realisiert werden, die die Zonen elektrisch, das heißt vom Potential her voneinander trennt, so dass sie getrennt und damit störungsfrei arbeiten können. Der Datenfluss läuft über den Isolator. Stör- und Potentialausgleichsströme jedoch werden durch die galvanische Isolation unterbunden.

Isolierte Messung einer Batteriespannung

Die dezentrale Erfassung physikalischer Parameter ist aktueller Stand der Technik und leistungsfähige Mikrocontroller erleichtern die Aufbereitung der Daten. Die Erfassung der Daten am Objekt ist jedoch oftmals eine Herausforderung und häufig ist eine drahtlose Übertragung der Daten nicht möglich. Das Erfassen der Daten am Objekt muss so erfolgen, dass der Tastkopf die zu messende Größe möglichst nicht beeinflusst, da sonst Messfehler entstehen. Dazu ist eine elektrische Entkopplung notwendig, die schaltungstechnisch realisiert werden muss. Des Weiteren muss die drahtgebundene Übertragung der Daten potentialfrei und symmetrisch erfolgen, damit die Übertragung nicht durch elektromagnetische Einkopplungen und Masseschleifen gestört wird. In der vorliegenden Applikation wurde bewusst auf den Einsatz von Mikrocontrollern verzichtet, um aufzuzeigen, dass mit analoger Schaltungstechnik ein leistungsfähiges, störsicheres Design mit geringem Aufwand realisierbar ist. Das Design unterteilt sich in zwei Schaltungen, einen Sender und einen Empfänger. Der Messwertempfänger kann eine Gleichspannung von $\pm 30 V_{\max}$ mit einer Schwankungsperiode von einer Sekunde erfassen. Die Stromaufnahme wurde minimiert und beträgt, bei einer Spannungsversorgung von +15 V, für den Sender <85 mA und für den Empfänger <25 mA. Sowohl der Sender als auch der Empfänger sind jeweils galvanisch getrennt, der Sender zwischen Messdaten-

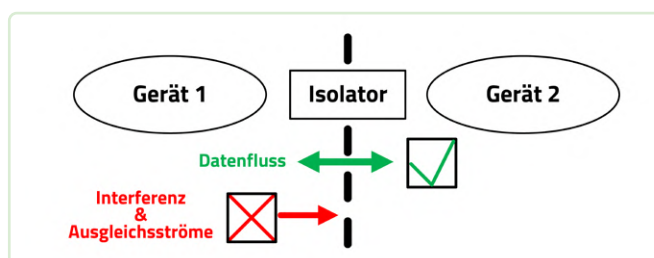


Bild 1. Grundkonzept eines isolierten Systems zur Trennung verschiedener Potentiale.

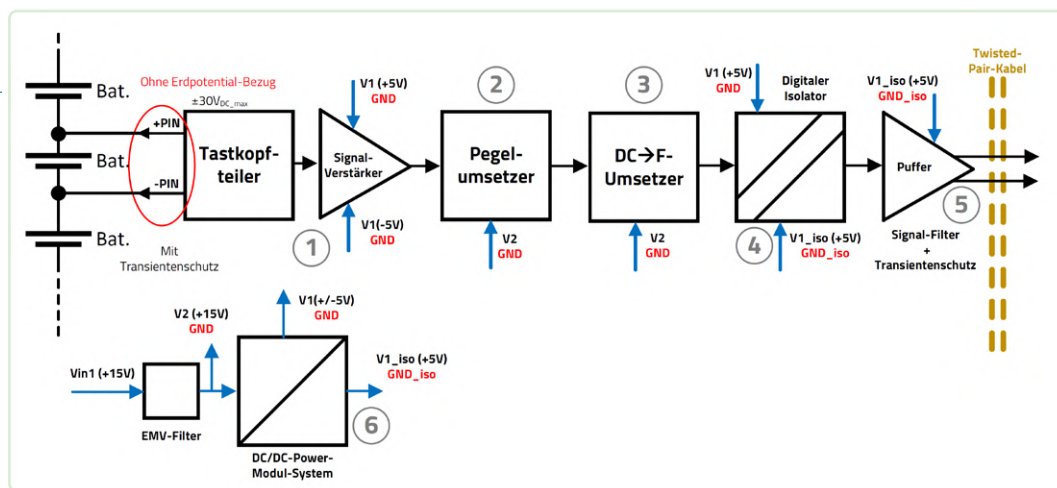


Bild 2. Blockschaltung des Senders zur potentialfreien Messung von Spannung.

erfassung und Signalübertragungsstrecke und der Empfänger zwischen Signalübertragungsstrecke und Datenausgang. Um diese Isolierung schaltungstechnisch zu realisieren, wurden spezielle DC/DC-Power-Module und digitale Isolatoren mit galvanischer Trennung und besonders niedriger parasitärer Koppelkapazität eingesetzt. Die Signalübertragung zwischen Sender und Empfänger erfolgt per Zweidrahtleitung. Die Strecke kann, abhängig von den elektromagnetischen Umgebungseinflüssen, mehrere hundert Meter betragen.

Sender-Schaltung

Bild 2 zeigt die Blockschaltung des Senders. Die Schaltung unterteilt sich in sechs Blöcke:

1. **Tastkopf:** Messwertaufnehmer mit Spannungsteiler und Verstärker zur Messung von positiver und negativer Polarität.

2. **Pegelumsetzer:** Pegelumsetzer für den Spannungs-Frequenz-Umsetzer.
3. **Spannungs-Frequenz-Umsetzer:** Digitales Ausgangssignal, Frequenz abhängig von der Eingangsspannung.
4. **Digitaler Isolator:** Galvanische Trennung zwischen Messpotential und Schnittstelle.
5. **Schnittstellenpuffer:** Niederimpedanter Leitungstreiber mit symmetrischem Ausgang.
6. **Stromversorgung:** DC/DC-Wandler, galvanisch isolierte Wandler für den Tastkopfteil.

Um Funktionssicherheit sicherzustellen, sind sowohl tastkopfseitig als auch am Treiberausgang Maßnahmen zum Transientenschutz und Filter vorgesehen; auch vor und nach den DC/DC-Power-Modulen sind Tiefpässe vorgesehen, um HF-Einkopplungen wirksam zu dämpfen.

Empfänger-Schaltung

Bild 3 zeigt die Blockschaltung des Empfängers. Die Schaltung unterteilt sich in fünf Blöcke:

1. **Eingangspuffer:** Signalaufnehmer, Signalaufbereitung mit symmetrischem Eingang. Die Link-Anzeige gibt an, ob eine detektionsfähige Verbindung zum Sender besteht.
2. **Digitaler Isolator:** Galvanische Trennung zwischen Eingangssignal und sekundärer Signalaufbereitung / Ausgangsschnittstelle. Zusätzlich galvanisch isolierte Spannung für den eingangsseitigen Puffer.
3. **Frequenz-Spannungs-Umsetzer:** Erzeugt aus einem digitalen Signal eine Ausgangsspannung. Spannungsspiegel ist abhängig von der Frequenz des Eingangssignals.
4. **Schnittstellenpuffer mit Polaritätsanzeige:** Pegelwandler für das Ausgangssignal. Das Ausgangssignal hat eine positive Polarität, die Polaritätsanzeige zeigt die Polarität des Eingangssignals.
5. **Stromversorgung:** DC/DC-Wandler für die sekundärseitige Versorgung.

Auch im Empfangsteil sind zahlreiche EMV-Maßnahmen vorgesehen. Der Signaleingang, vom Twisted-Pair-Kabel kommend, ist mit einem Transientenschutz und einem Gleichtakt-Filter versehen, um Störungen, die vom Kabel kommen, wirksam zu dämpfen. Die Stromversorgungen um die DC/DC-Wandler sind sowohl eingangs- als auch ausgangsseitig mit Tiefpässen versehen, um sowohl elektromagnetische Störungen von außen als auch von innerhalb der Schaltung deutlich zu reduzieren. So werden ein hoher Signal-Rauschabstand und auch eine hohe Funktionssicherheit gewährleistet.

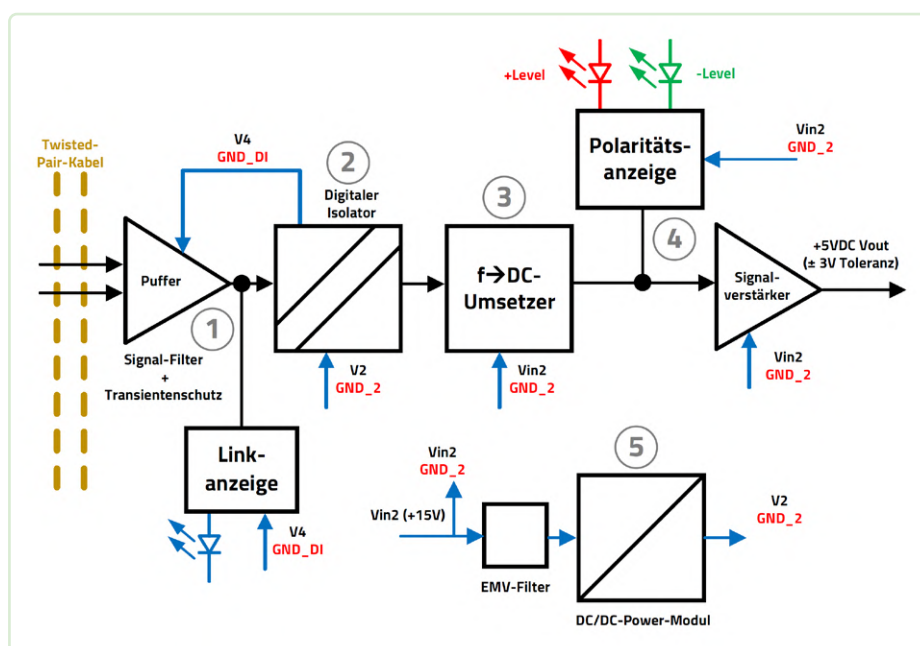


Bild 3. Blockschaltung des Empfängers zur potentialfreien Messung von Spannung.

Kapazitive digitale Isolatoren

Der digitale Isolator von Würth Elektronik [1][2] besteht aus einem Oszillator und einem Modulator auf der Primärseite. Auf der Sekundärseite befinden sich ein Demodulator und ein Signalpuffer. Die primärseitigen Komponenten sind von den sekundärseitigen Komponenten durch eine kapazitive Struktur mit einer Isolationsbarriere aus SiO_2 galvanisch getrennt. Die Signalübertragung über die Isolationsbarriere hinweg erfolgt mit einem Modulationsverfahren, dem so genannten On/Off-Keying. Der im Chip integrierte Oszillator wird zur Modulation des Eingangssignals, das über einen Schmitt-Trigger läuft, eingesetzt. Der Modulator erzeugt ein Differenzsignal, das über die kapazitiven Isolationsleitungen übertragen wird.

Bild 4 zeigt das Blockdiagramm eines kapazitiven digitalen Isolators. Der Demodulator, auf der Sekundärseite des Isolators, übernimmt die Funktionen der Verstärkung, Filterung und Rekonstruktion des Eingangssignals. Dabei sind die

Signalverzögerung und die Signalverzerrung minimal. Abschließend leitet ein Puffer das Signal vom Demodulatorausgang zum Gesamtausgang, wobei der Puffer das Signal auf den erforderlichen Pegel verstärkt. **Bild 5** veranschaulicht den internen Aufbau.

Digitale Isolatoren werden in Standard-CMOS-Technologie hergestellt und nutzen daher Materialien und Prozesse, die bekannt und erprobt sind. Die Kondensatoren der Transmitterseite und der Empfängerseite sind auf einem Leadframe aufgebracht. Die Kondensatoren selbst, die in Bild 5 grau dargestellt sind, befinden sich zwischen den beiden horizontalen Kontakten in rot. Das dielektrische Material zwischen den Elektroden beziehungsweise den Kondensatorplatten dient als galvanische Isolationsbarriere.

Die durch das Verfahren erreichte Isolationsdicke liegt im Bereich von einigen zehn Mikrometern. In digitalen Isolatoren wird SiO_2 als Isoliermaterial im Kondensator verwendet, weil es aufgrund seiner viel höheren Durchschlagfestigkeit von $500 \text{ V}/\mu\text{m}$ wesentlich weniger Platz für den Isolierspalt benötigt. Andere gebräuchliche Isoliermaterialien, wie Polyimid, haben eine Durchschlagfestigkeit von nur $300 \text{ V}/\mu\text{m}$. Die beiden Kondensatoren sind mit einem Bonddraht elektrisch verbunden, so dass zwei Kondensatoren in Reihe geschaltet sind, wie in der Blockschaltung in Bild 4 dargestellt. Um die gesamte Struk-

tur zu schützen, werden der Die und das Leadframe in einem Standard-IC-Montageverfahren vergossen.

Sicherheit und Zuverlässigkeit

Im Ernstfall sollen die digitalen Isolatoren Menschen vor gefährlichen Spannungen schützen. Sie müssen daher höchste Anforderungen an die Sicherheit und Haltbarkeit erfüllen. Die digitalen Isolatoren der CDIP- und CDIS-Serie von Würth Elektronik sind vom VDE in Deutschland nach der neusten und anspruchsvollsten Norm DIN EN IEC 60747-17 (VDE 0884-17):2021-10 „Magnetische und kapazitive Koppler für Basisisolierung und verstärkte Isolierung“ zertifiziert worden (**Tabelle 1**).

Aber was bedeuten jetzt eigentlich die Begriffe „Basis“ und „verstärkt“ für die Sicherheit einer Person? Die Norm für sich gibt hier nur eine eher abstrakte Definition, siehe DIN EN IEC 60747-17 (VDE 0884-17): 2021-10.

Wann nimmt man nun eine Basis- oder verstärkte Isolation? Vereinfacht ausgedrückt sind hier die Punkte „Einzelfehlerbedingung“ und „normale Betriebsbedingungen“ von Bedeutung. Eine verstärkte Isolation gewährleistet auch unter einer Einzelfehlerbedingung im normalen Betrieb einen Schutz gegen elektrischen Schlag. Eine Basis-Isolation ist nur wirksam im normalen Betrieb also ohne Betrachtung eines Einzelfehlers. ◀

240341-02

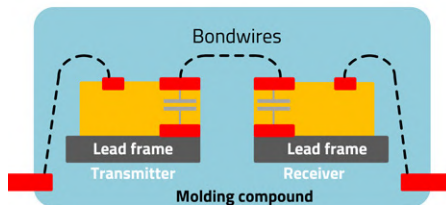


Bild 5. Prinzipieller Aufbau eines digitalen Isolators von Würth Elektronik.

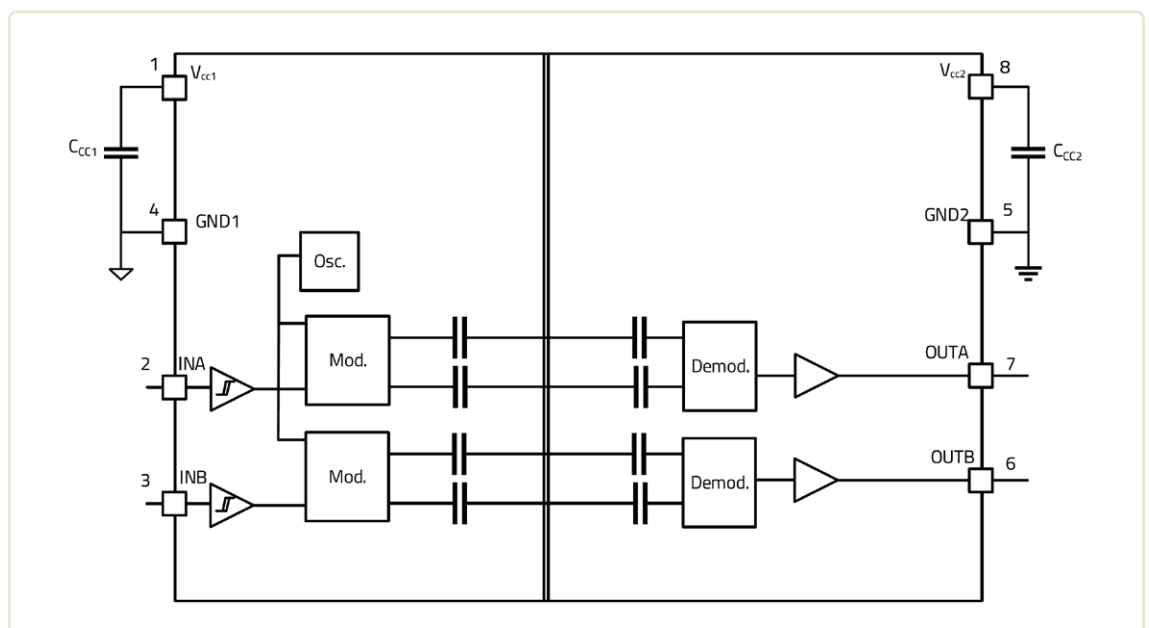


Bild 4. Blockschaltung des digitalen Isolators CDIS 18012x15411x von Würth Elektronik.

Tabelle 1. Norm IEC 60747-17 (VDE 0884-17).

Parameter	IEC 60747-17 (VDE 0884-17)	
	Basis-Isolation	Verstärkte Isolation
Gehäuse	SOIC-8NB	SOIC-16WB
VIOSM - max. Surge Isolationsspannung	5000 Vpk	7070 Vpk
Test	VTEST = 1.3 × VIOSM VTEST = 6.5 kV	VTEST = 1.6 × VIOSM VTEST = 11.3 kV
Fehlerrate über die Lebensdauer	≤ 1000 ppm	≤ 1 ppm

Über die Autoren



Timur Uludag erwarb seinen Abschluss eines Dipl.-Ing. in Mechatronik an der Fachhochschule Regensburg. Anschließend arbeitete er mehrere Jahre als Hardware-Ingenieur auf den Gebieten Schaltnetzteile und analoges Schaltungsdesign. Seit 2015 ist Uludag als Senior Technical Marketing Manager bei Würth Elektronik eiSos in der Geschäftseinheit Magl³C Power Modules tätig. Dort ist er auf die Roadmap-Planung und Markteinführung neuer Leistungsmodule spezialisiert.



Dr.-Ing. Heinz Zenkner hat Elektrotechnik mit Schwerpunkt Nachrichten – und Hochfrequenztechnik studiert und promoviert. Er ist seit vielen Jahren öffentlich bestellter und vereidigter Sachverständiger für EMV. Neben zahlreichen wissenschaftlichen Veröffentlichungen betätigt er sich häufig als Autor in vielen Werken zur EMV. Zusätzlich hat Zenkner an verschiedenen Universitäten, an der IHK und in zahlreichen Seminaren als Dozent gearbeitet. Seit vielen Jahren beschäftigt er sich mit industrieller Elektronik, von der ersten Idee eines Produktes bis hin zur Serienproduktion. Sein besonderes Interesse gilt der drahtlosen Energieübertragung, zu der er theoretisch als auch praktisch eigene Konzepte entwickelt hat.

WEBLINKS

- [1] Uludag, T., „Reliable Galvanic Isolation, Simplified“, Power Electronics News, Dezember 2023, S. 6ff:
<https://powerelectronicsnews.com/reliable-galvanic-isolation-simplified>
- [2] Digitale Isolatoren WPME-CDIS von Würth Elektronik:
<https://www.we-online.com/de/components/products/DIGITAL-ISOLATORS-WPME-CDIS>

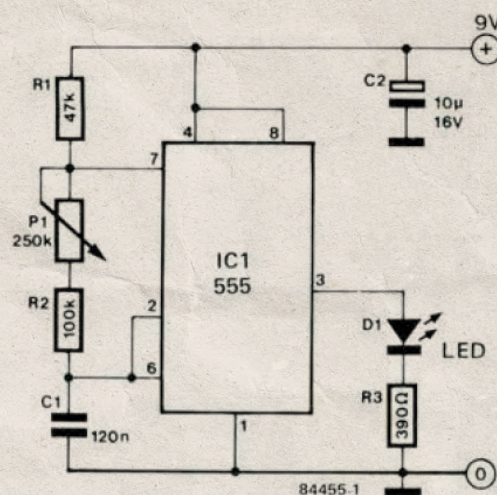
Ermüdungsprüfgerät (für redaktionelle Anwendungen)

Das menschliche Auge hat eine gewisse „eingebaute“ Verzögerung. Diese Tatsache macht sich bei Filmen, im Fernsehen und bei Leuchtstoffröhren positiv bemerkbar, da das Auge ab einer bestimmten „Blinkfrequenz“ keine Unterbrechung mehr wahrnehmen kann. Interessanterweise wird die höchste Blinkfrequenz, die ein Mensch wahrnehmen kann, durch Müdigkeit und Alkoholkonsum negativ beeinflusst. Eine kleine Schaltung genügt, um diese Frequenz zu jeder Tages- und Nachtzeit exakt zu bestimmen.

Wie das Schaltbild zeigt, ist die Schaltung denkbar einfach. Sie basiert auf einem guten alten Timer des Typs 555, der hier als astabiler Multivibrator geschaltet ist. Sein Ausgang ist mit einer LED verbun-

den, die mit einer bestimmten Frequenz blinkt. Diese Frequenz kann mit dem Potentiometer P1 zwischen 20 Hz und 50 Hz eingestellt werden. Die höchste Frequenz, die die meisten Menschen wahrnehmen können, liegt bei 30...40 Blitzen pro Sekunde, aber ein Test, der an einem Montagmorgen mit Mitgliedern der Elektor-Redaktion durchgeführt wurde, führte zu erstaunlich vielen leeren Blicken, begleitet von der Frage „Welche LED?“ Bei der Art der Schaltung ist es nicht verwunderlich, dass der Stromverbrauch nur etwa 25 mA beträgt, so dass eine 9-V-Blockbatterie als Stromquelle ausreicht.

Elektor Juli/August 1984 SE - 240360-02



23 Kompakter 12-W-Hi-Fi-Monoverstärker

Klein, aber leistungsstark

Von Giuseppe La Rosa (Italien)

Suchen Sie nach einem leistungsstarken Verstärker, der wenig Platz beansprucht? Dieses kompakte, aber kraftvolle Design liefert bis zu 12 W Leistung an Lasten von $1,6 \Omega$ bis 32Ω in Hi-Fi-Qualität.

Es handelt sich um einen klassischen IC-Audioverstärker, der Sie mit seinem ausgezeichneten Preis-Leistungs-Verhältnis und seiner Fähigkeit, unverfälschten Klang zu reproduzieren, beeindrucken wird – Eigenschaften, die normalerweise komplexeren und teureren Hi-Fi-Systemen zugeschrieben werden. Dieser Verstärker kann eine ideale Lösung für den Anschluss von Audiosignalquellen wie PCs, MP3-Player, Smartphones und mehr darstellen.

Der angeschlossene Lautsprecher (oder das Lautsprechersystem) muss die vom Verstärker bereitgestellte Leistung verkraften können. Für geringere Leistungsanforderungen genügt ein kleiner 8- Ω -Lautsprecher mit 2...5 W und einem Durchmesser von 10...15 cm. Wer es gerne etwas lauter mag, benötigt einen 4- Ω -Lautsprecher mit einer Leistung von mindestens 10...15 W und eine entsprechend größere und robustere Bauweise. Selbst unter Vollast, die ein 18-V-Netzteil erfordert, bleibt die Verzerrung mit weniger als 0,15 % aber minimal.

Dank der geringen Größe der Platine (einschließlich des Kühlkörpers) ermöglichen zwei Module für eine Stereoverversion immer noch ein kompaktes Endstufengerät.

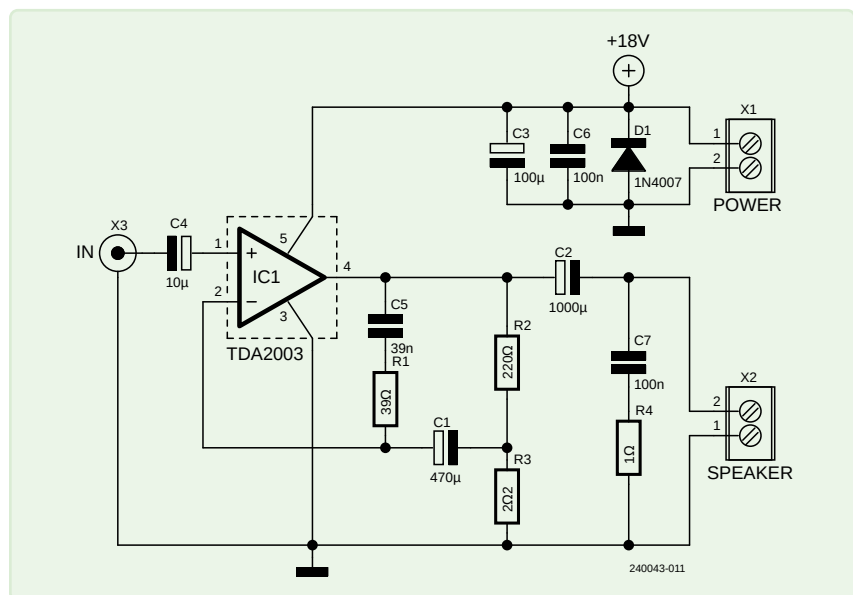


Bild 1. Schaltplan des Audioverstärkers.

Schaltplan

Der Schaltplan basiert auf dem TDA2003 von STMicroelectronics (**Bild 1**). Dieses Leistungsverstärker-IC wurde im Vergleich zum TDA2002 verbessert, behält jedoch das Pin-Layout und alle positiven Eigenschaften bei: wenige externe Bauteile, einfache Montage, kompakte Bauform und Kosteneffizienz. Der TDA2003 bietet einen Ausgangsstrom von bis zu 3,5 A bei minimalen harmonischen Verzerrungen.

Um einen sicheren Betrieb zu gewährleisten, verfügt der Baustein über Schutzfunktionen wie DC-Eingangsoverspannungsschutz bis 28 V, Kurzschlusschutz am Ausgang und zwischen den IC-Pins sowie Schutz vor Kurzschlüssen gegen Masse. Zudem wurde der Betriebstemperaturbereich erweitert, wie im Datenblatt [1] beschrieben.

Die elektrische Schaltung ist unkompliziert. Die Diode D1 verhindert eine versehentliche Verpolung der Versorgungsspannung, während C3 und C6 Netzstörungen filtern. Das

spezielle Gegenkopplungsnetzwerk (bestehend aus C5, R1, C1, R2 und R3) gewährleistet eine hohe Audioqualität. Das Filter (bestehend aus C7 und R4) dämpft Eigenschwingungen, die durch die induktive Last des Lautsprechers verursacht werden könnten und bei vielen minderwertigen Verstärkern auch auftreten. Solche Oszillationen könnten IC1 in wenigen Minuten durch Überhitzung beschädigen. Kondensator C2 entkoppelt den Ausgang von der DC-Spannung (circa 50 % von V_s), die aufgrund der einfachen (asymmetrischen) Stromversorgung an Pin 4 des ICs anliegt. Nach Abschluss der Schaltplanbeschreibung können wir nun zur praktischen Umsetzung übergehen!

Aufbau

Beginnen wir mit dem Aufbau der Platine, was recht einfach ist. Die einseitige Platine wird gemäß dem Plan auf der linken Seite von **Bild 2** bestückt. Die Zeichnung erleichtert die Identifizierung der zu platzierenden und

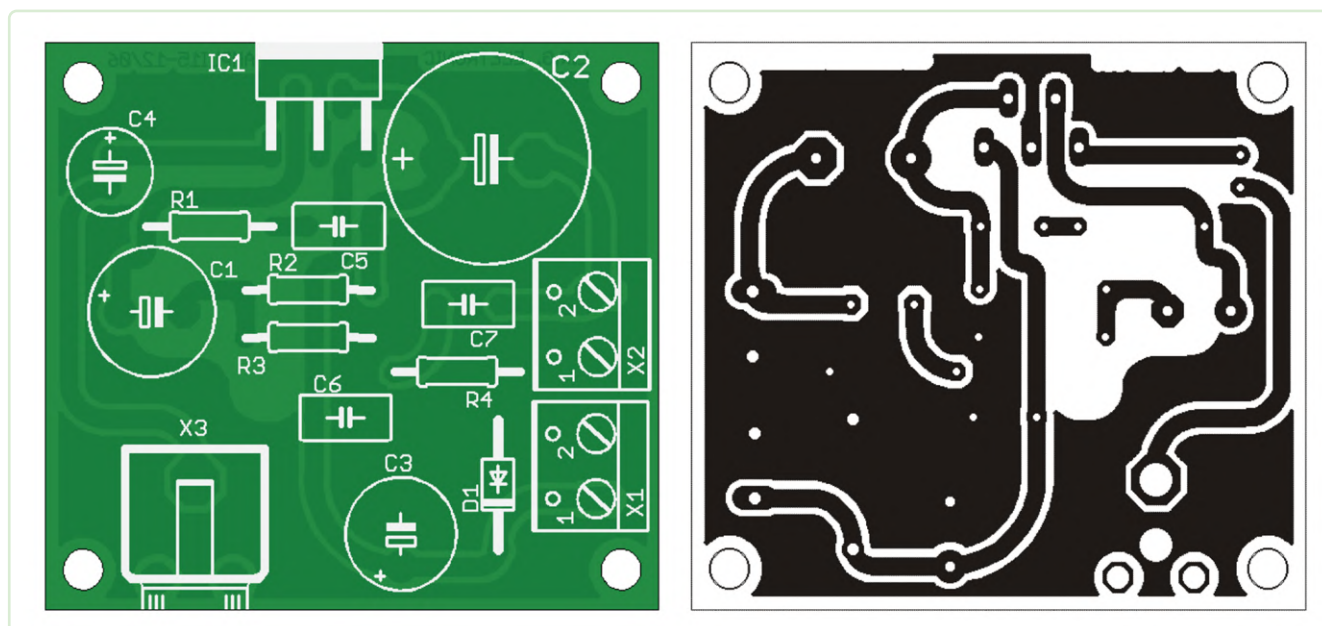


Bild 2. Layout der Platine auf der Bauteilseite (links) und auf der Lötseite (rechts).

insbesondere die korrekte Ausrichtung der gepolten Bauteile. Die Zeichnungen beider Seiten der Platine stehen zum Download zur Verfügung [2].

Der Zusammenbau ist auch für lötunerfahrene Elektronik-Einsteiger problemlos möglich, da die Platine ausschließlich mit traditionellen bedrahteten Bauteilen bestückt wird. Der Lötkolben sollte eine geringe Leistung von 30...40 W aufweisen und eine feine Lötspitze besitzen. Dazu verwendet man Qualitätslot

mit einem Durchmesser von 0,7...1 mm und schon kann so gut wie nichts schief gehen. Der fertige Prototyp ist in **Bild 3** zu sehen. Der Kühlkörper spielt natürlich eine wichtige Rolle bei diesem Verstärker. Es wurde ein relativ effizientes Modell mit den Maßen 88×40×35 mm und einem thermischen Widerstand von etwa 4,5 K/W gewählt. Dies gewährleistet einen kontinuierlichen Betrieb des Verstärkers, ohne dass das IC an die Grenzen seiner Temperaturbelastbarkeit gerät.

Test, Test ...

Nach Abschluss der Montage können wir mit den Tests beginnen. **Bild 4** zeigt die notwendigen Verbindungen. Wir verwenden zur Versorgung ein Gleichspannungsnetzteil — auch ein ungeglättetes ist geeignet — mit einer maximalen Ausgangsspannung von 18 V und einem Strom von bis zu 3 A. Wir können einen Audio-Signalgenerator oder irgendeine andere Audioquelle an den Eingang anschließen. Wenn Sie ein Oszilloskop besitzen, ist es

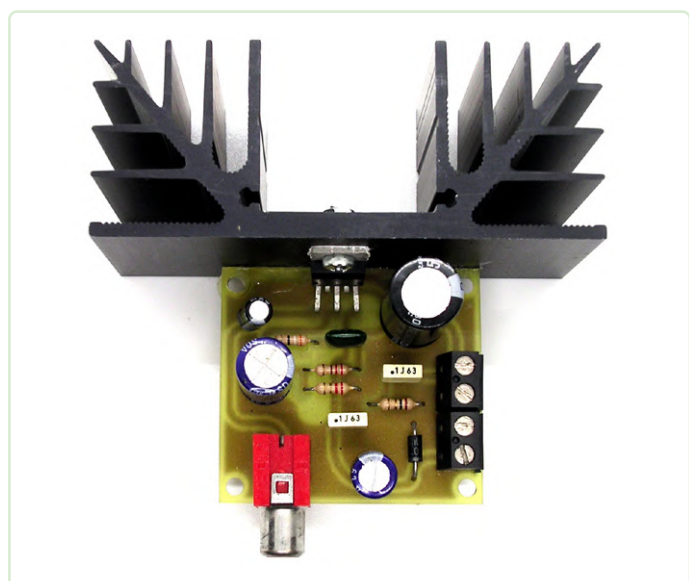


Bild 3. Draufsicht auf den fertiggestellten Prototyp.

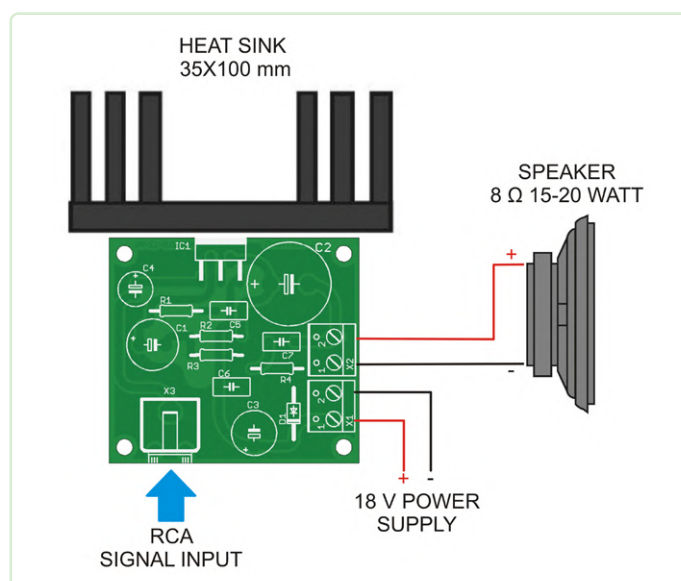


Bild 4. Das einfache Schaltbild des Verstärkers.



ratsam, für die ersten Tests einen nicht-induktiven Hochlastwiderstand von $4...8\ \Omega$ an den Ausgang anzuschließen und die Wellenform im gesamten Leistungs- und Frequenzbereich des Verstärkers zu überprüfen. Dies ist besonders nützlich, wenn diese Tests bei maximaler Leistung durchgeführt werden. Der Anschluss eines Lautsprechers bei diesen Tests ist aus offensichtlichen Gründen nicht praktikabel. Erst wenn alles zur Befriedigung funktioniert, können Sie akustische Tests und Bewertungen durchführen, wenn ein „richtiger“ Lautsprecher mit geeigneter Impedanz an den Verstärker angeschlossen wird. ◀

SE – 240043-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Bitte kontaktieren Sie den Autor per E-Mail unter lrgeletronic@hotmail.com oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.

Über den Autor

Giuseppe La Rosa, der sich von klein auf für Elektrizität begeisterte, machte 2002 seinen Abschluss in Elektronik und Telekommunikation am I.T.I.S. „G. Ferraris“ in Acireale, Sizilien. Später begann er, sich mit Mikrocontroller-Systemen zu beschäftigen, insbesondere mit PIC-Mikrocontrollern und der Open-Source-Plattform Arduino UNO. Im Laufe der Jahre hat er verschiedene Prototypen entwickelt, von denen viele in Elektronikzeitschriften veröffentlicht wurden. Derzeit beschäftigt er sich mit Sicherheitssystemen (Videoüberwachung und Einbruchschutz) und Software für die Verwaltung von Verkaufsstellen.



Passendes Produkt

➤ **FNIRSI 1014D (2-in-1)**
2-Kanal Oszilloskop (100 MHz) & Signalgenerator
www.elektor.de/20639



Stückliste

Widerstände:

(0,25 W)

R1 = $39\ \Omega$ R2 = $220\ \Omega$ R3 = $20\ \Omega$ R4 = $1\ \Omega$

Kondensatoren:

C1 = $470\ \mu$, 35 V, ElkoC2 = $1000\ \mu$, 35 V, ElkoC3 = $100\ \mu$, 35 V, ElkoC4 = $10\ \mu$, 35 V, ElkoC5 = $39\ \text{n}$, 63 V, PolyesterC6, C7 = $100\ \text{n}$, 63 V, Polyester

Halbleiter:

D1 = 1N4007

IC1 = TDA2003

Außerdem:

X1, X2 = 2-poliger Schraub-Klemmblock für Platinenmontage, Raster 5 mm

X3 = Cinch-Buchse für Platinenmontage, Mono

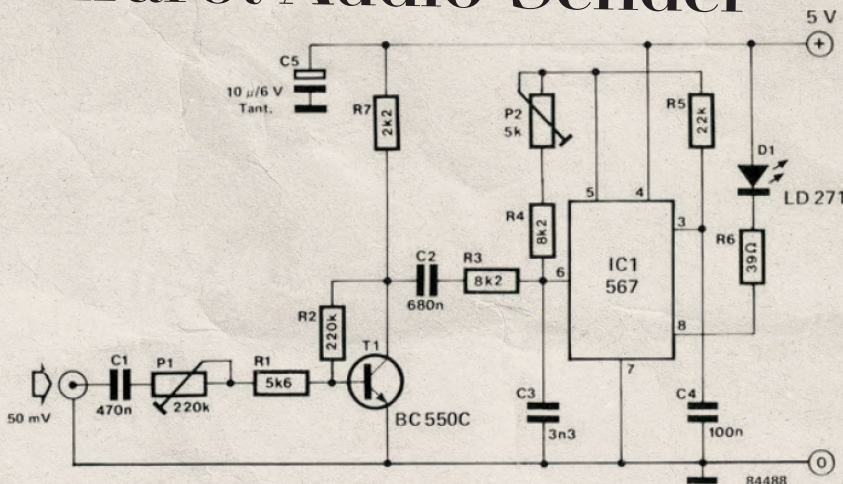
Kühlkörper $88 \times 40 \times 35\ \text{mm}$, 4,5 K/W

WEBLINKS

[1] Datenblatt TDA2003 von ST (PDF): <https://st.com/resource/en/datasheet/dm00028077.pdf>

[2] Download des Platinenlayouts: <https://elektormagazine.de/240043-02>

Infrarot-Audio-Sender



Dieser Sender arbeitet mit Pulsweitenmodulation (PWM), die zwar für kritische HiFi-Anwendungen ungeeignet ist, aber eine akzeptable Qualität und Reichweite bietet. In guter

Elektor-Tradition ist die Schaltung um den Tondetektor LM567 etwas ungewöhnlich, aber der interne VCO und die Schaltstufe des Chips ergeben zusammen eine viel bessere Linea-

rität, als sie zum Beispiel mit einer einfachen 555-Timer-Schaltung erreicht werden könnte. Das Audiosignal (mindestens $50\ \text{mV}_{\text{SS}}$) wird durch den Transistor T1 verstärkt und dann zur Modulation von IC1 verwendet. Pin 6 des LM567 ist der Triggereingang, so dass das Audiosignal mit einem höherfrequenten Dreieckssignal (circa 50 kHz) überlagert wird. Dadurch wird das rechteckförmige Ausgangssignal pulswidenmoduliert. Der Rest des ICs dient als Puffer, so dass der LM567 die Infrarot-LED D1 direkt ansteuern kann (mit einem Spitzenstrom von mindestens 100 mA), ohne dass externe Bauteile erforderlich wären. Die Sendefrequenz kann mit P2 zwischen circa 25 kHz und 40 kHz eingestellt werden.



Elektor Juli/August 1984

SE – 240361-02

24 LM386 Rampengenerator

Von Burkhard Kainka (Deutschland)

Mit einem Audio-Verstärker LM386 von Texas Instruments lässt sich ein einfacher Rampengenerator aufbauen.

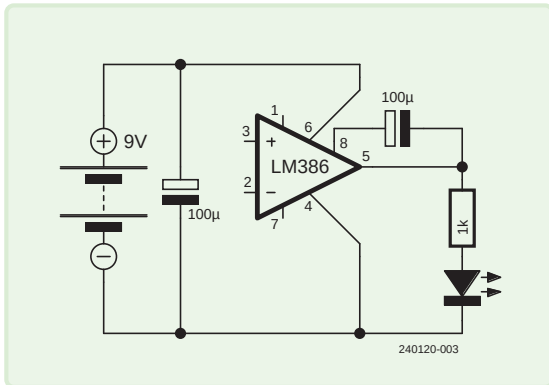


Bild 1. Ein einfacher Rampengenerator - ohne Beschaltung der üblichen Opamp-Eingänge.

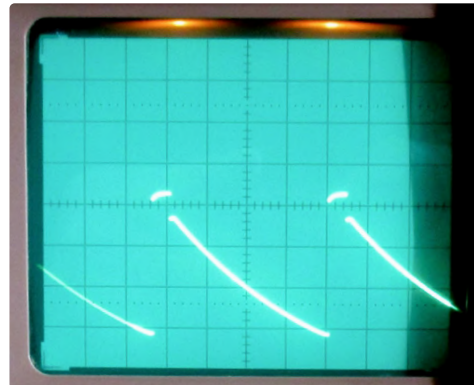


Bild 2. Die Rampenschwingung, sichtbar gemacht mit einem Oszilloskop.

Mehr oder weniger zufällig habe ich die Schaltung in **Bild 1** entdeckt. Der Lautsprecherverstärker LM386 dient als Rampengenerator, er liefert zugleich eine große Ausgangsleistung. Die Rückkopplung über einen Kondensator geht auf keinen der üblichen Eingänge (Pin 2 oder Pin 3), sondern an den Pin 8, der normalerweise im Zusammenhang mit der Verstärkungseinstellung gebraucht wird. Am Ausgang entstehen fast lineare, absteigende Rampensignale. Mit 100 µF erhält man ein zyklisches, langsames Abklingen der LED-Helligkeit (**Bild 2**).

Ein ähnliches Verhalten findet man, wenn der Rückkopplungskondensator mit Pin 3 verbunden wird, also dem nicht-invertierenden Eingang des Verstärkers. Dass Schwingungen entstehen, ist klar. Aber die Rampe weist auf einen Integrator hin, der statt einer Rückkopplung eine Gegenkopplung verwendet. Tatsächlich kehrt sich die Funktion des nicht-invertierenden Eingangs um, wenn man weit in den negativen Bereich aussteuert. Er wird zu einem invertierenden Eingang.

Das Schaltbild des LM386 (siehe **Bild 3**) klärt das Verhalten auf. Über Pin 8 erreicht man hauptsächlich den Emitter des linken Darlington-Transistors. Statt eines invertierenden Eingangs hat man hier einen ++-Eingang, der aber auf eine Übersteuerung ähnlich reagiert und seine Funktion umkehrt. ◀

240120-02

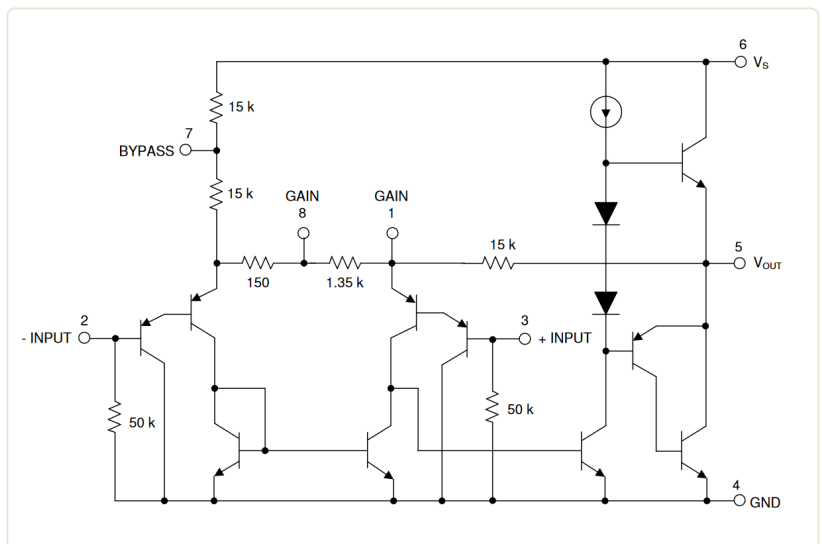


Bild 3. Schaltbild des LM386 (Quelle: Texas Instruments).

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Bitte wenden Sie sich per E-Mail an den Autor unter b.kainka@t-online.de oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.

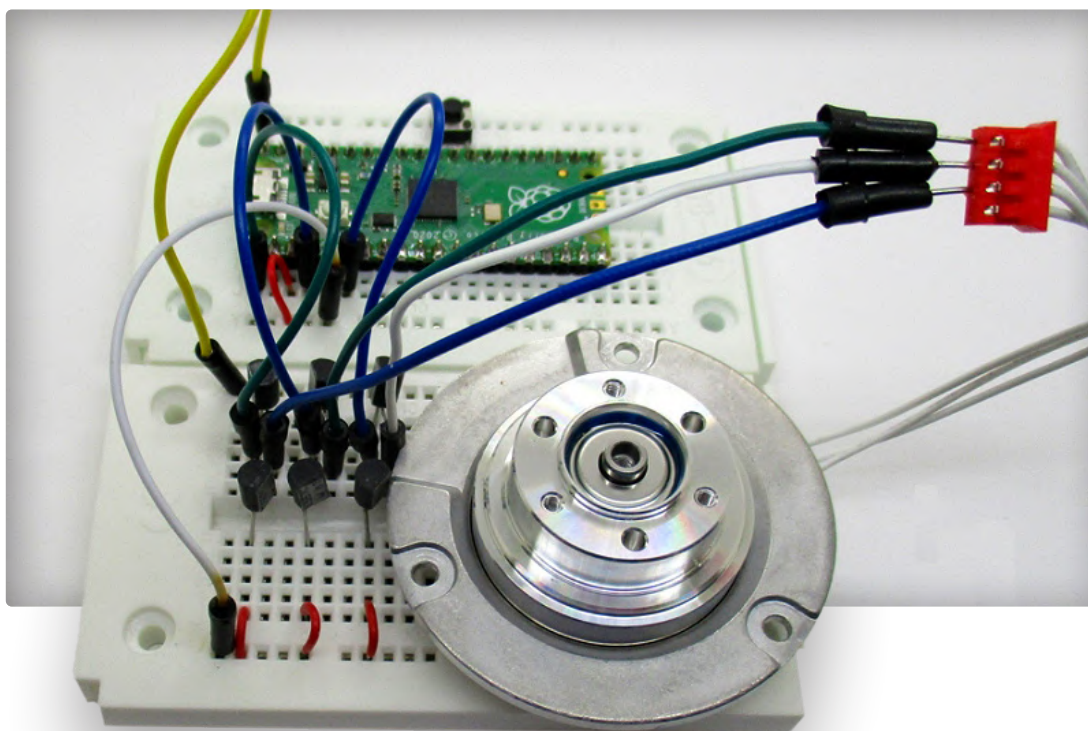
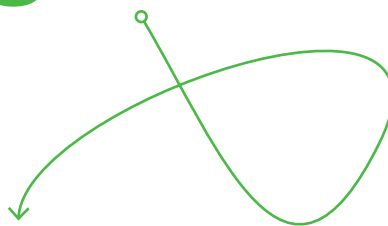
WEBLINKS

[1] Webseite zum Artikel: <http://www.elektormagazine.de/240120-02>

25

Drehstromgenerator

Mit Raspberry Pi Pico



Von Burkhard Kainka (Deutschland)

Beim Ausschlachten einer alten Festplatte ist dem Autor ein Dreiphasen-Motor in die Hände gefallen. Er ist extrem gut gelagert und leichtgängig. Da kam der Gedanke auf, ihn mit einem Drehstromgenerator in Gang zu setzen.

Weil der Motor ein Synchronmotor ist, muss er langsam angefahren werden. Warum nicht einen kleinen Drehstromgenerator selbst bauen? Ein Raspberry Pi Pico, der mit MicroPython programmiert werden kann, ist bestens geeignet. Drei Signale mit unterschiedlichen Phasen lassen sich leicht per PWM erzeugen.

Die Schaltung des einfachen Motortreibers sieht man in **Bild 1**. Er besteht aus drei komplementären Emitterfolgern, ähnlich wie sie in Gegentaktendstufen zu finden sind. Sie sollen hier direkt mit den

PWM-Signalen angesteuert werden. Eine gewisse Glättung wird durch die Induktivität der Motorspulen erreicht. Ein Nachteil ist der Spannungsverlust von rund 0,7 V pro Transistor. Aus einem PWM-Signal von 3,3 Vss wird am Ausgang eines von 1,9 Vss. Die Motorspulen haben einen Widerstand von circa 6 Ω , sodass ein maximaler Strom von 300 mA fließen kann, den die Transistoren gerade noch so schaffen.

Software

Die Software in **Listing 1** kann unter [1] heruntergeladen werden. Eine Sinustabelle besteht aus 16 Werten für eine volle Schwingung, damit man die letzten vier Bits des Adresszeigers mit & 15 isolieren kann. Die fortlaufend ausgegebenen Stützwerte sollten in drei gleichen Abständen an die drei PWM-Ausgänge ausgegeben werden, sodass Phasendifferenzen von 120° entstehen. Weil man aber 16 nicht durch 3 teilen kann, werden die Positionen 0, 5 und 10 verwendet (siehe **Bild 2**). Diese kleine Ungenauigkeit in den Phasendifferenzen stört den Motor nicht.



Listing 1. MicroPython-Code.

```
#DDS4.py Motortreiber
from machine import Pin, Timer, PWM
import time

pwm0 = PWM(Pin(0))
pwm0.freq(5000)
pwm1 = PWM(Pin(2))
pwm1.freq(5000)
pwm2 = PWM(Pin(4))
pwm2.freq(5000)

tim = Timer()
x = [128,176,217,245,254,245,217,176,128,80,39,11,2,11,38,80,128]
t=0
def tick(timer):
    global t
    global f
    t += f
    t1 = int(t / 100) & 15
    t2 = (t1 + 5) & 15
    t3 = (t1 + 10) & 15
    pwm0.duty_u16(256*x[t1])
    pwm1.duty_u16(256*x[t2])
    pwm2.duty_u16(256*x[t3])

tim.init(freq=1600, mode=Timer.PERIODIC, callback=tick)

for f in range(31):
    time.sleep(0.2)
    print(f, " Hz")
while 1:
    time.sleep (1)
```

In der Schleife fährt die Frequenz von 0 Hz bis 30 Hz hoch. Bei 1 Hz ruckelt der Motor noch deutlich sichtbar, ab 5 Hz läuft er schon rund. Die maximal erreichbare Frequenz ist 40 Hz, weil dann die Induktionsspannung ähnlich groß wird wie die erzeugte Spannung. Für höhere Drehgeschwindigkeiten müsste man mehr Spannung liefern. ◀

240121-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Bitte wenden Sie sich per E-Mail an den Autor unter b.kainka@t-online.de oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.

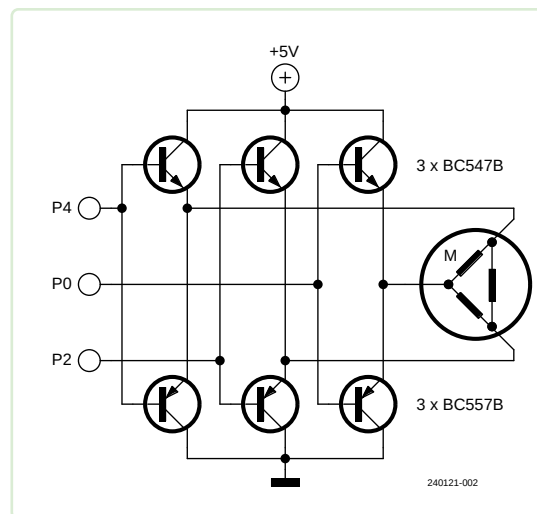


Bild 1. Die Schaltung wird von drei Pins des Pico angesteuert.

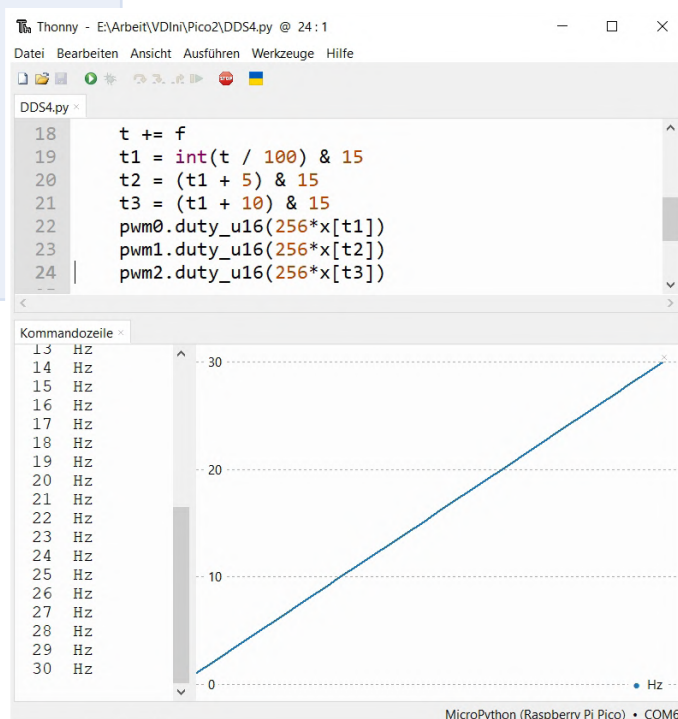


Bild 2. Zu Testzwecken wird die Frequenz von 0 Hz bis 30 Hz hochgefahren.

WEBLINK

[1] Webseite zum Artikel: <http://www.elektormagazine.de/240121-02>

26 Türöffner für musikalisch Begabte



Quelle: Adobe Stock

Von Jörg Trautmann (Deutschland)

Schon wieder den Haustürschlüssel vergessen? Mit diesem Türöffner brauchen Sie in Zukunft nur noch etwas musikalisches Talent, um in Ihre Wohnung zu gelangen. Dieses innovative Türschloss wird durch eine C-Dur-Tonfolge aktiviert. Bis zu fünf Töne, gesungen, gepfiffen oder auf einem Instrument gespielt, können es entriegeln. Das System erkennt Melodien über vier Oktaven, von 131 Hz bis 1.976 Hz, und ist damit für verschiedene Stimmlagen und Instrumente einsetzbar.

Das Herzstück der Schaltung ist ein Arduino Nano, der von folgenden Peripheriegeräten und Bauteilen unterstützt wird:

- LCD-Modul TC1604A-05 von Tinsarp
- Modul ST1146 von Iduino zur Aufnahme der Geräusche
- Relais KY019RM von Joy-IT zur Aktivierung des elektrischen Türöffners
- Grüne, rote und weiße Tasten zur Steuerung und Konfiguration
- Kondensator 100 nF
- Widerstand 470 Ω
- Widerstand 10 k Ω
- Trimm-Poti 1 k Ω
- Diode 1N4001

Der Schaltplan in **Bild 1** zeigt, wie ich alle Baugruppen und Bauteile miteinander verbunden habe. Der Arduino koordiniert alles und ist über den 8-Bit-Bus D5...D12 mit dem LCD-Modul verbunden. D13 steuert das Relaismodul, während der Analogeingang A0 das Mikrofonmodul abhört.

Bei der Stromversorgung gibt es einen wichtigen Punkt zu beachten. Tests haben gezeigt, dass der USB-Anschluss eines Notebooks eine recht saubere 5-V-Versorgung liefert und für das Gerät gut geeignet ist; wird aber das Gerät mit einem gewöhnlichen USB-Ladegerät betrieben, verursacht die schlecht geglättete Gleichspannung verschiedene Störfrequenzen, so dass ein zuverlässiger Betrieb nicht gewährleistet ist. Ich empfehle daher dringend die Verwendung eines separaten Netzteils von guter Qualität.

Bestimmung der Frequenz

Der Arduino-Sketch ist auf der Elektor-Labs-Seite dieses Projekts verfügbar [1]. Das Audiosignal wird zu einem der analogen Eingänge des Arduinos geführt. Der erste Schritt besteht darin, die Frequenz dieses Eingangssignals zu bestimmen. Dazu wird die bewährte Methode der schnellen Fourier-Transformation (Fast Fourier Transform, FFT) verwendet. Das mühsame Erstellen der benötigten Funktionen entfällt, da die *arduinoFFT*-Bibliothek diese bereits enthält.

Um herauszufinden, welche Fensterfunktion für die Frequenzmessung am besten geeignet ist, waren einige Versuche nötig. In Frage kamen die Fensterfunktionen Hamming und Hann, die beide eine Sinusform haben. Beide führen zu einem breiten Spitzenwert und geringen sekundären Oberschwingungen. Das Hann-Fenster nähert sich an beiden Enden dem Nullpunkt, wodurch Unstetigkeiten vermieden werden. Beim Hamming-Fenster wird der Nullpunkt nicht ganz erreicht, so dass das Signal leichte Unstetigkeiten aufweisen kann. Aufgrund dieses Unterschieds löscht das Hamming-Fenster den nächsten Nebenkeule besser, aber alle anderen werden weniger effektiv gelöscht. Letztlich haben zahlreiche Tests gezeigt, dass die Hann-Methode für meine Anwendung die geeignetste Variante ist.

Da die Obergrenze der zu messenden Frequenz bei 1.976 Hz liegt, erfordert dies eine Abtastrate von 4.096 Hz,

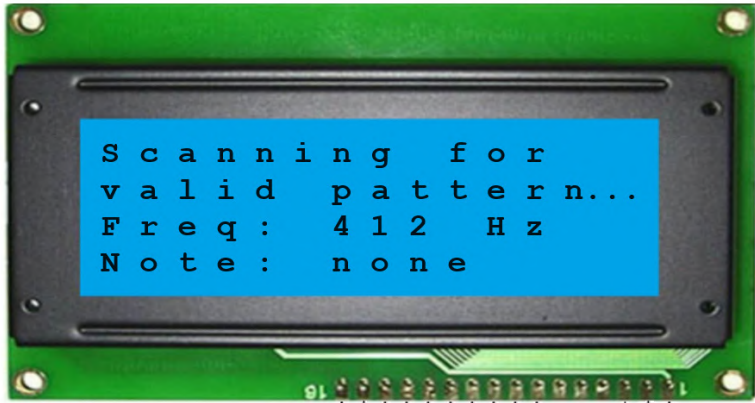
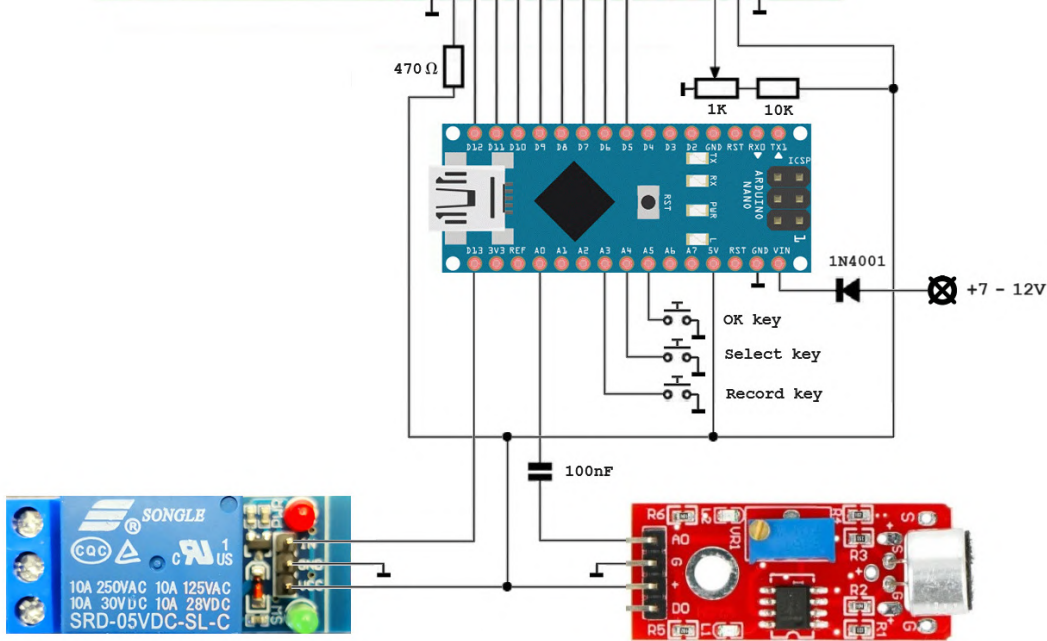


Bild 1. Schaltplan des Projekts.

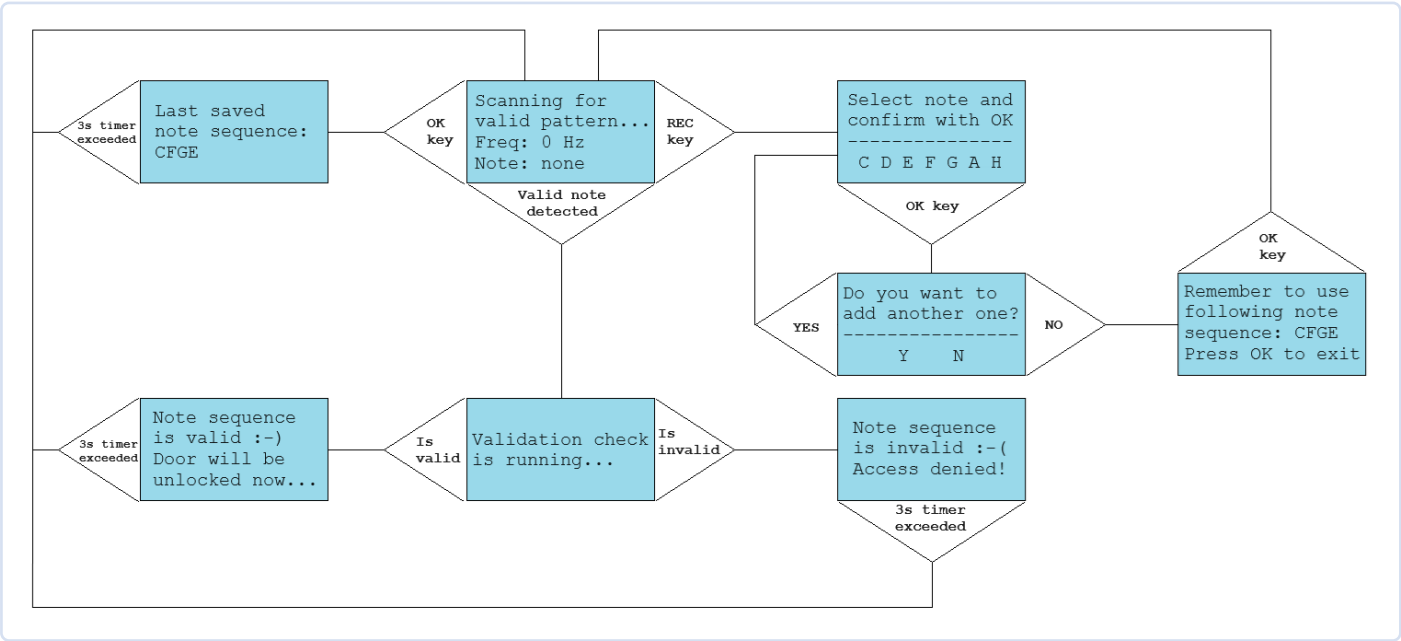


was zu einem theoretischen oberen Messwert von 2.048 Hz führt. Um eine gute Genauigkeit bei der ermittelten Frequenz zu erreichen, habe ich experimentell einen Korrekturfaktor ermittelt, der in die Berechnung einfließt, wie in **Listing 1** gezeigt.

Menüstruktur

Als nächstes müssen wir eine intuitive Menüstruktur für die Bedienung des Geräts erstellen. Nach einigen Schritten habe ich eine Lösung gefunden, die Sie in **Bild 2** sehen können.

Bild 2. Ablauf des Programms.



Der anfängliche Startbildschirm bleibt im permanenten Scan-Modus und zeigt die aktuell erkannte Frequenz und, falls vorhanden, die zugehörige C-Dur-Note an. Um die höchstmögliche Trefferquote zu erreichen, wird eine Frequenzabweichung von ± 9 Hz akzeptiert. Wird der erste Ton einer gespeicherten Sequenz korrekt erkannt, schaltet das Programm in den Validierungsmodus und überprüft die gesamte Sequenz. Jeder Ton sollte mindestens zwei Sekunden lang gehalten werden, bevor der nächste Ton wiedergegeben wird. Wenn die Sequenzprüfung erfolgreich war, wird eine Bestätigungsmeldung ausgegeben und das Relais über einen Arduino-Ausgang aktiviert: Der Türöffner gibt das Schloss für etwa drei Sekunden frei. Wenn die Überprüfung der Tonfolge fehlschlägt, wird ein entsprechender Hinweis angezeigt, und nach etwa drei Sekunden kehrt das System zum Startbildschirm zurück.

Um die Melodie festzulegen, wird die rote **Record**-Taste gedrückt. Es erscheint ein Dialog, in dem mit der weißen **Select**-Taste eine Note ausgewählt werden kann. Die Auswahl wird mit der grünen **OK**-Taste bestätigt. Es folgt ein Dialog mit der Frage, ob eine weitere Note hinzugefügt werden soll. Mit dem Select-Knopf kann „Y“ oder „N“ ausgewählt und mit dem OK-Knopf der nächste Dialog aufgerufen werden. Nach fünf Noten ist die maximale Sequenzlänge erreicht und es erscheint wieder der Startbildschirm. Wenn Sie sich nicht mehr an die gespeicherte Sequenz erinnern, können Sie diese durch Drücken der OK-Taste anzeigen lassen.

Da die gespeicherte Tonfolge auch nach einer Stromunterbrechung verfügbar sein soll, wird sie im EEPROM gespeichert.

Einrichtung und Inbetriebnahme

Die Pinbelegung des Arduino Nano ist so gewählt, dass eine 1:1-Verdrahtung mit dem LCD-Modul gegeben ist. Da es nur wenige Bauteile gibt, habe ich auf eine Platine verzichtet und mit „fliegender“ Verdrahtung gearbeitet. Das Trimpoti des Mikrofonmoduls ist so eingestellt, dass nur eine LED leuchtet.

Wenn Sie eine gute Singstimme haben, können Sie nun die C-Dur-Tonleiter ausprobieren. Wird ein Ton erkannt, so wird er mit der zugehörigen Frequenz angezeigt. Natürlich ist es auch möglich, einen Tongenerator zu verwenden und die entsprechende Sequenz zum Beispiel auf dem Smartphone zu speichern, um sie später abspielen zu können. Allerdings hängt die Wiedergabe sehr stark von

der Lautstärke des verwendeten Smartphones und der Qualität des Lautsprechers ab. Direkt gesungen, war die Lautstärke kein Problem und die Notenerkennung funktioniert sehr zuverlässig.

Noch ein Hinweis zum verwendeten LCD-Modul: Anstelle des Moduls TC1604A-05 kann auch ein anderer Typ verwendet werden, allerdings muss dann die folgende Zeile im Sketch entsprechend angepasst werden, wenn die Spaltenzahl abweicht:

```
lcd.begin(16, 4);  
// Initialize LCD with 16 columns and 4 rows
```

Das Gerät eignet sich auch sehr gut als Party-Gag. Jeder versucht, als Sänger das verfluchte akustische Schloss zu knacken. Wenn es gelingt, ertönt zur Belohnung zum Beispiel eine Sirene. Um zu demonstrieren, wie diese Schaltung funktioniert, habe ich ein kurzes Video erstellt [2]. 

SG – 240066-02

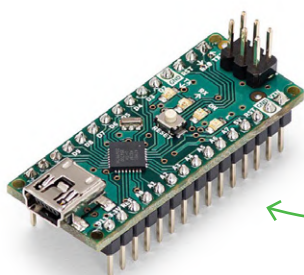
Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Senden Sie bitte eine E-Mail an den Autor unter joerg.trautmann@gmx.de oder an die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Über den Autor

Jörg Trautmann, ein lebenslanger Elektronik-Enthusiast, begann seine Reise in die Welt der Elektronik den frühen 1980er Jahren mit einem Texas Instruments TI-99/4A. Nach Jahrzehnten als Hardware-Entwickler und später als Software-Entwickler bei OpenText ging er 2023 in den Ruhestand. Jetzt gibt Trautmann seine Leidenschaft weiter, indem er Grundschülern das Löten und den Bau von Schaltungen beibringt. Seine Karriere umspannt die Entwicklung der Elektronik von der Röhre bis zur modernen Technologie und inspiriert auch die nächste Generation.



Passendes Produkt

> **Arduino Nano**
www.elektor.de/17002



Listing 1: Codeschnipsel

```
// Create Fast Fourier Transformation object
arduinoFFT FFT = arduinoFFT();
// Sampling period
int samplingPeriod = 0;

...

// Count of samples
const int SAMPLES = 128;
// Sampling frequency - frequencies up to 2048 Hz can be handled
const int SAMPLING_FREQUENCY = 4096;
// Correction factor to be used for frequency calculation
const double FREQUENCY_CORRECTION_FACTOR = 0.033;
// Frequency measurement starts at 100 Hz
const int MIN_FREQUENCY = 100;

...

int getInputFrequency() {
    double vReal[SAMPLES]; // Vector for real values
    double vImag[SAMPLES]; // Vector for imaginary values

    // Cycle through the number of samples
    for(int i = 0; i < SAMPLES; i++)
    {
        // Current microseconds value
        long microSeconds = micros();
        // Save microphone input value
        vReal[i] = analogRead(ANALOG_INPUT);
        vImag[i] = 0; // Save static imaginary value
        while(micros() < (microSeconds + samplingPeriod)) {
            // Wait until time for next sample is reached
        }
    }

    // Execute Fast Fourier Transform calculations on samples
    FFT.Windowing(vReal, SAMPLES, FFT_WIN_TYP_HANN, FFT_FORWARD);
    FFT.Compute(vReal, vImag, SAMPLES, FFT_FORWARD);
    FFT.ComplexToMagnitude(vReal, vImag, SAMPLES);
    double peakFrequency =
        FFT.MajorPeak(vReal, SAMPLES, SAMPLING_FREQUENCY);
    double correctedFrequency =
        peakFrequency - peakFrequency * FREQUENCY_CORRECTION_FACTOR;

    // Convert value to integer value
    return correctedFrequency < MIN_FREQUENCY ?
        0 : round(correctedFrequency);
}
```

WEBLINKS

- [1] Quellcode auf Elektor Labs: <https://elektormagazine.de/labs/door-opener-for-musical-talents>
- [2] Demovideo des Projekts: <https://youtu.be/iI9sYQETmpw>

27

Elektor-Klassiker: Surf-Synthesizer

Meereswassersporthintergrundgeräuschgenerator
(Mwsh3g)

Von Clemens Valens (Elektor)

Im Laufe der Jahre hat Elektor verschiedene Schaltungen für Ozean-Sound-Generatoren veröffentlicht, angefangen von einfachen Rauschgeneratoren bis hin zu komplexeren Schaltungen mit verschiedenen Bedienelementen. Die Schaltung, die in diesem Artikel präsentiert wird, gilt als eine der anspruchsvollsten und eine der realistischsten.

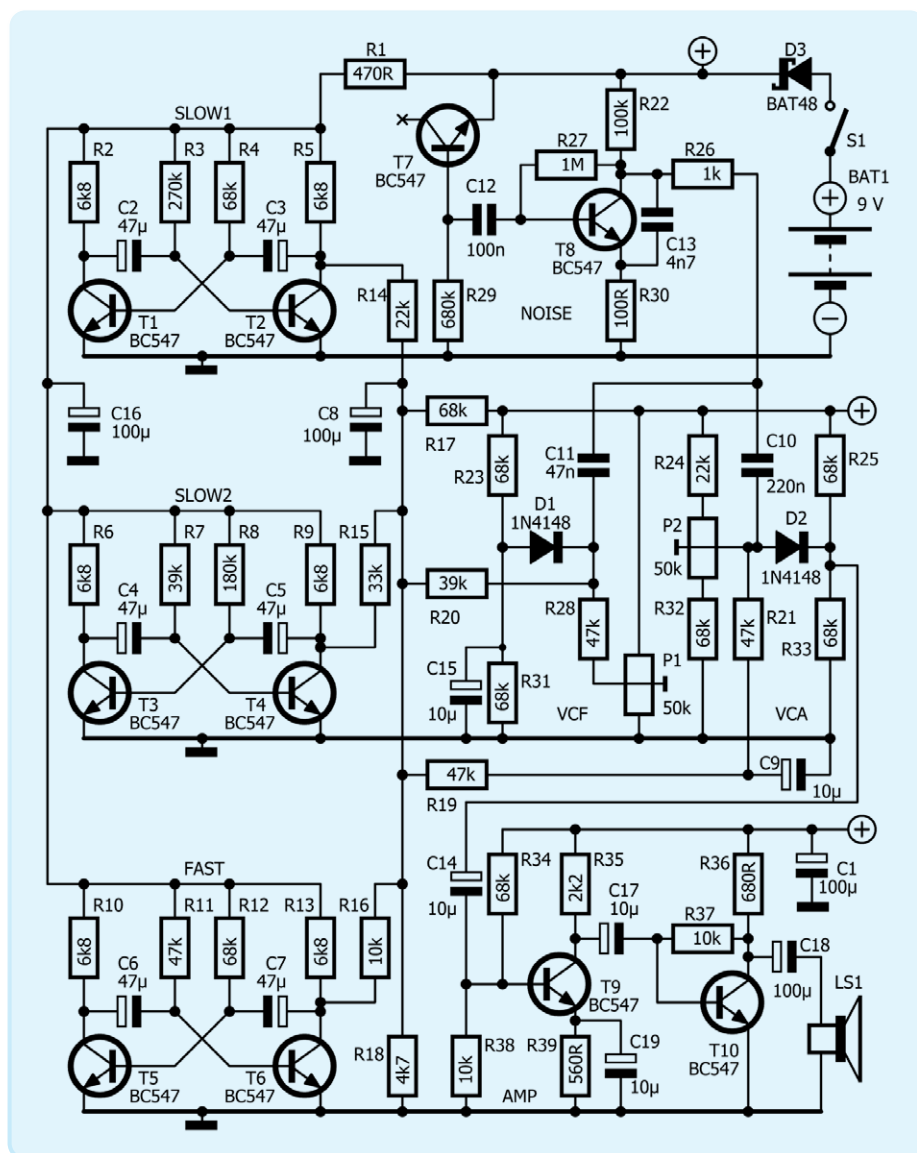


Bild 1. Fast jeder Wert aus der E12-Widerstandsreihe ist in der Schaltung vertreten. Die drei LFOs (astabile Multivibratoren) befinden sich links, der VCF und VCA werden durch die Dioden D1 und D2 gebildet.

Die vorgestellte Schaltung ahmt überzeugend das Geräusch sich brechender Wellen nach. Ursprünglich in der Februarausgabe 1972 der amerikanischen Zeitschrift *Popular Electronics* als „Surf Synthesizer“ veröffentlicht, wurde diese Schaltung im damaligen Halbleiterheft von Elektor präsentiert, als Teil einer Sammlung von fünf Schaltungen, die den Olympischen Sommerspielen von München gewidmet waren. In der niederländischen Ausgabe [1] wurde die Schaltung als „zwsaggg“ bezeichnet, was das Geräusch brechender Wellen nachahmt. Der deutsche Titel „Mwsh3g“ [2] war weniger onomatopoetisch. Oder klingt nur in Deutschland das Meer so?

Mwsh3g gilt als einer der komplexesten Meeresklanggeneratoren, die je entwickelt wurden. Er kann als ein authentischer analoger Musiksintthesizer betrachtet werden, da er dem Konzept der spannungsgesteuerten subtraktiven Klangsynthese folgt, das durch Robert Moog und seine Kollegen populär wurde (erinnern Sie sich an den Elektor-Formant?). Obwohl er keinen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) besitzt, nutzt er einen Rauschgenerator als Klangquelle. Die Schaltung umfasst ein spannungsgesteuertes Filter (VCF), einen spannungsgesteuerten Verstärker (VCA) und drei niederfrequente Oszillatoren (LFO).

Die Schaltung

Der Schaltplan des Mwsh3g ist in **Bild 1** zu sehen. Ein wichtiger Bestandteil ist der Transistor T7, der als Rauschquelle fungiert, da er mit nicht angeschlossenem Kollektor in Sperrrichtung geschaltet ist. Das Rauschsignal wird durch T8 verstärkt und an den VCF und den VCA weitergeleitet.

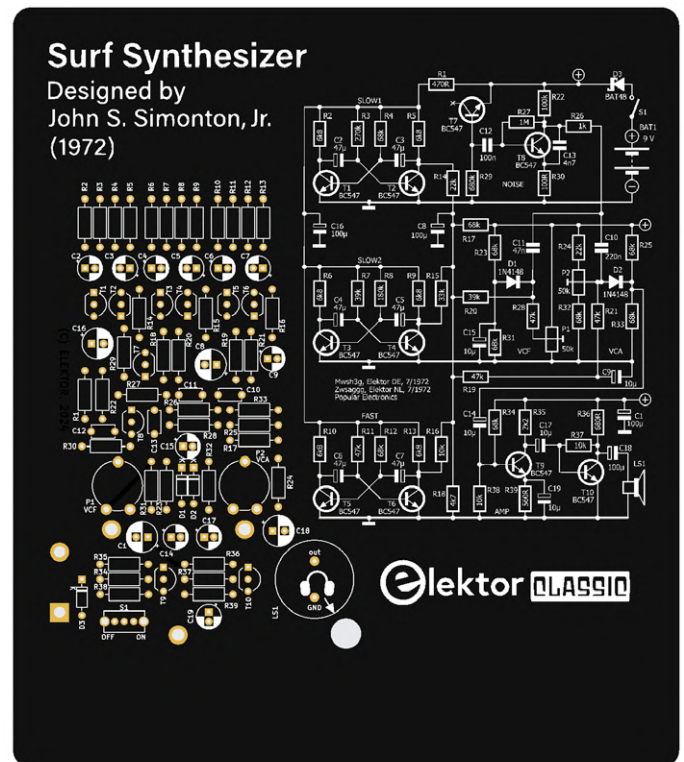
Drei astabile Multivibratoren (T1/T2, T3/T4, T5/T6) erzeugen jeweils periodische Signale mit unterschiedlichen Frequenzen und Tastverhältnissen. Diese Signale werden addiert (R14...R16) und geglättet (C8), um eine sich langsam und quasi-zufällig ändernde Spannung an R18 zu erzeugen. Diese Spannung moduliert sowohl den VCF als auch den VCA. Das Signal durchläuft zudem den VCA (C9), wo es weiter geglättet wird, um dem Filter zu folgen und noch realistischer zu erscheinen.

Spannungsgesteuerte Dioden

Das vom VCF gefilterte Rauschen wird mit dem ungefilterten Signal gemischt und dann dem Eingang des VCA zugeführt. Sowohl der VCF (D1) als auch der VCA (D2) nutzen den stromabhängigen Widerstand von Siliziumdioden, um eine Spannungssteuerung zu ermöglichen. Die entsprechenden Pegel können mit P1 und P2 eingestellt werden. Das Ausgangssignal des VCA wird durch T9 und T10 verstärkt, um einen kleinen Lautsprecher oder Kopfhörer zu treiben.

Aufbau des Surf-Synthesizers

Der Aufbau des Generators gestaltet sich einfach, insbesondere mit der von uns entworfenen Schmuckplatine (**Bild 2**). Es ist ratsam, die Bauteile nach Baugröße zu montieren, beginnend mit den Dioden, gefolgt von den Widerständen und abschließend mit den Elektrolytkondensatoren. Die Krönung der Bauarbeiten ist der Batteriehalter, der an der Rückseite der Platine befestigt wird. Es wird empfohlen, ihn mit (mindestens) einer Schraube/Mutter zu fixieren, um den Batteriewechsel zu erleichtern.



Anstelle eines Lautsprechers ist ein Ausschnitt für eine 3,5-mm-Kopfhörerbuchse in der Platine vorgesehen. Verbinden Sie diese Buchse mit zwei Drähten mit dem Audioausgang auf der Rückseite der Platine (siehe **Bild 3**).

Die Stromversorgung erfolgt über eine 9-V-Blockbatterie, da der Rauschgenerator diese „hohe“ Spannung erfordert. Bei einer niedrigeren Spannung dürfte das Gerät nicht ordnungsgemäß funktionieren (Sturm im Wasserglas?).

Individuelle Klanganpassung

Die Feinabstimmung der Schaltung folgt den persönlichen Vorlieben und ist einfach durchzuführen. Schließen Sie einen Lautsprecher oder Kopfhörer an und drehen Sie P1 und P2 auf die maximale Position. Sie sollten ein kontinuierliches unmoduliertes Rauschen hören. Durch Zurückdrehen von P1 (VCF) können Sie den Welleneffekt anpassen, während P2 (VCA) den „Realismus“ beeinflusst. Experimentieren Sie mit beiden Trimpotentiometern nach Herzenslust, um den gewünschten Klang zu erzielen. ◀

SE – 240095-02



Stückliste

Widerstände:

(alle 5%, 0,25 W)

R30 = 100 Ω

R1 = 470 Ω

R39 = 560 Ω

R36 = 680 Ω

R26 = 1 k

R35 = 2k2

R18 = 4k7

R2, R5, R6, R9, R10, R13 = 6k8

R16, R37, R38 = 10 k

R14, R24 = 22 k

R15 = 33 k

R7, R20 = 39 k

R11, R19, R21, R28 = 47 k

R4, R12, R17, R23, R25, R31, R32, R33, R34 = 68 k

R22 = 100 k

R8 = 180 k

R3 = 270 k

R29 = 680 k

R27 = 1 M

P1, P2 = Trimpoti 50 k

Kondensatoren:

C13 = 4n7

C11 = 47 n

C12 = 100 n

C10 = 220 n

C9, C14, C15, C17, C19 = 10 µ, 16 V, Raster 2 mm

C2, C3, C4, C5, C6, C7 = 47 µ, 16 V, Raster 2 mm

C1, C8, C16, C18 = 100 µ, 16 V, Raster 2,5 mm

Halbleiter:

D1, D2 = 1N4148

D3 = BAT48

T1...T10 = BC547C

Außerdem:

BAT1 = PP3 9 V Batteriehalter

K1 = Lautsprecher 8 Ω, 200 mW

S1 = Schiebeschalter

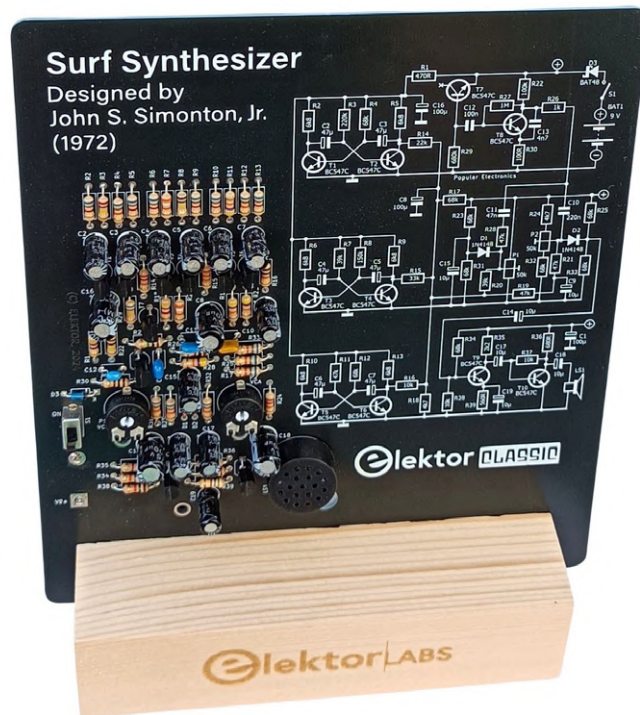


Passende Produkte

➤ **Bausatz Elektor Surf Synthesizer**
www.elektor.de/20896

➤ **Bausatz Elektor Funny Bird**
www.elektor.com/20523

➤ **Bausatz Elektor One-Armed Bandit**
www.elektor.de/20516



WEBLINKS

[1] „Zeewatersportachtergrondgeluidgenerator (zwsagg)“, Elektuur 7-8/1972:
<https://elektormagazine.nl/magazine/elektor-197207>

[2] „Mwsh3g (Meereswassersporthintergrundgeräuschgenerator)“, Elektor 7-8/1972:
<https://elektormagazine.de/magazine/elektor-197207/55057>

[3] J. S. Simonton, Jr., „Build the Surf Synthesizer“, Popular Electronics, Februar 1972, S. 45:
<https://tinyurl.com/popelec7202>

28 Autobatterie-Ladegerät aufgemotzt

Teil 2. Ladesteuerung analog und digital

Von Roberto Armani (Elektor) und Walter Ribbert (Italien)

Im vorherigen Teil haben wir erklärt, wie ein einfaches Batterieladegerät arbeitet und wie Sie es mit einer Schutzelektronik ausstatten können. Jetzt zeigen wir, wie Sie eine wirksame Spannungsregelung für das Ende des Ladevorgangs hinzufügen. Das Ganze funktioniert sowohl mit einer analogen als auch mit einer digitalen Version – für diejenigen, die gerne programmieren!

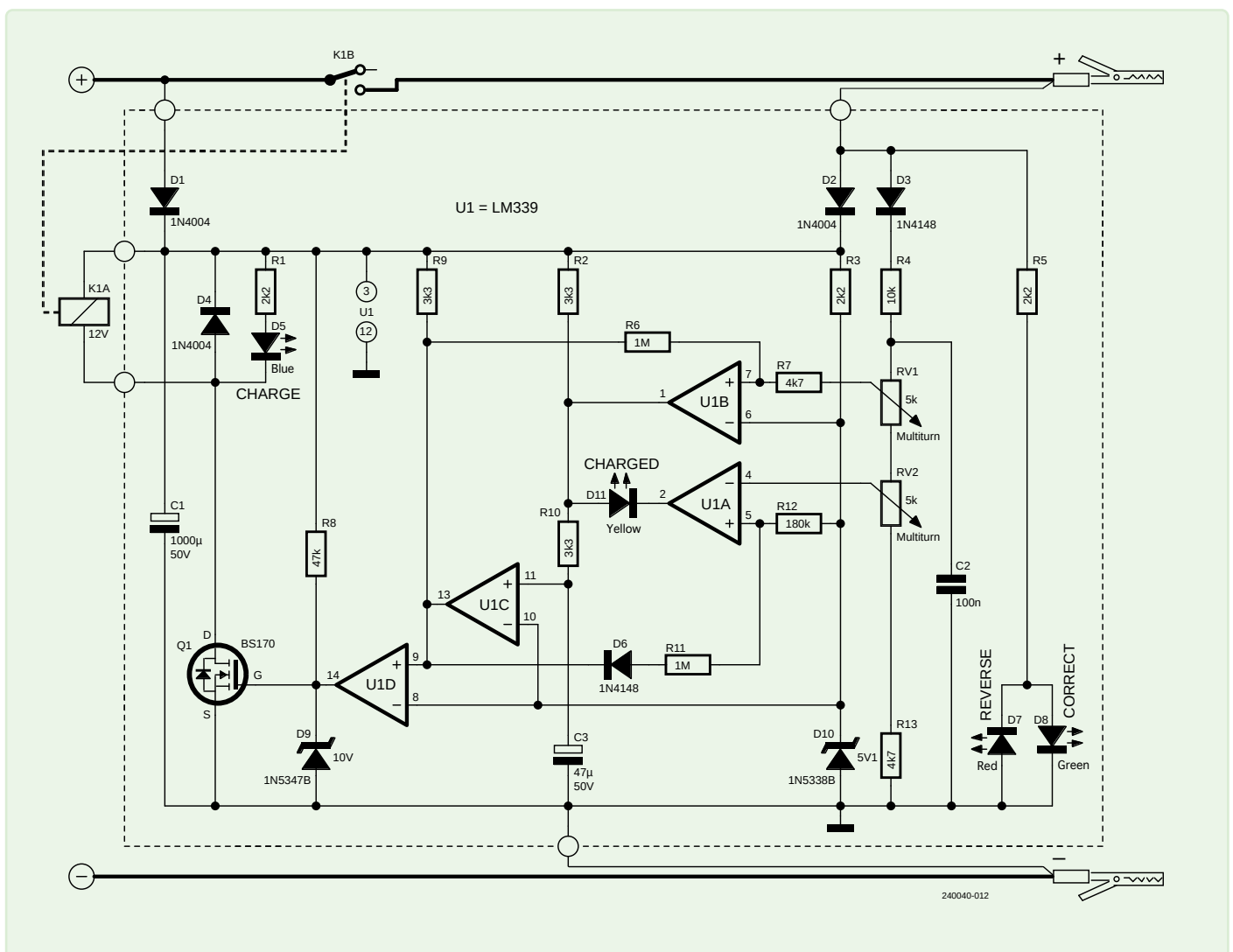


Bild 1. Schaltplan der analogen Spannungsregelung.

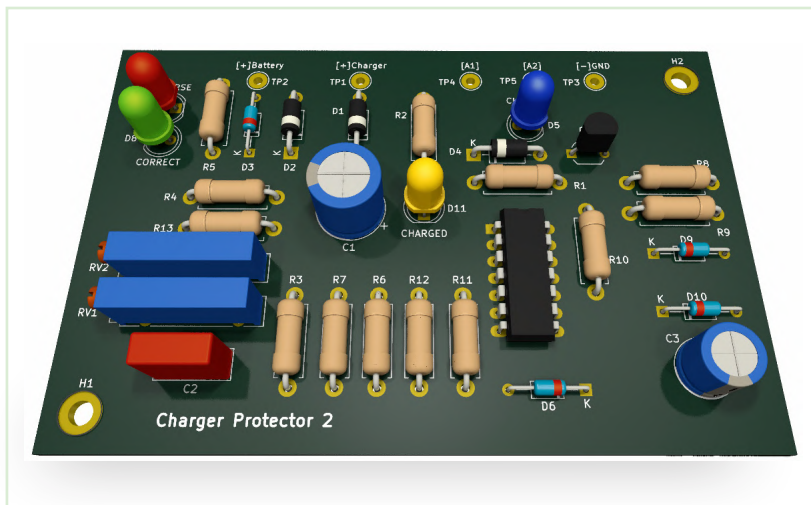


Bild 2. 3D-Darstellung der bestückten Leiterplatte für das Projekt.

Obwohl die Sicherheitsvorkehrungen aus dem letzten Teil die Nutzung des Batterieladegeräts sicherer machen, reicht das allein nicht aus, um den Akkus eine lange Lebensdauer zu gewähren. Deshalb haben wir zwei neue Schaltungen entwickelt.

Zweite Modifikation: Schutz mit Spannungsregelung

Diese zweite, vollständig analoge Modifikation bietet die gleichen Schutzfunktionen wie das erste Design aus dem vorherigen Artikel, fügt jedoch eine Spannungsregelung hinzu, die den Ladevorgang stoppt, sobald die Zielspannung erreicht ist. Wie im Schaltplan in **Bild 1** gezeigt, steuert dieser Entwurf das Relais mit einem MOSFET des Typs BS170 anstelle eines Thyristors.

Diode D1 versorgt die Schaltung über das Batterieladegerät mit Strom, während D2 die Versorgung über die Batterie ermöglicht. D2 und D3 schützen die Elektronik vor verpolten Verbindung der Klemmen. Optional zeigen LEDs D7 und D8 die korrekte oder falsche Verbindung der Klemmen an. Die Schaltung basiert hauptsächlich auf U1, einem Quad-Komparator LM339 von Texas Instruments mit Open-Collector-Ausgängen, und dem Relais K1, das vom dem MOSFET BS170 (Q1) angesteuert wird. Die Schaltung erkennt die Batteriespannung über den Spannungsteiler, der aus D3 (1N4148) und aus R4, RV1, RV2 und R13 besteht. Die Komparatoren U1A und U1B vergleichen die Referenzspannung der Zenerdiode D10 (5,1 V) mit den Schwellwerten, die mit den Mehrgang-Trimpotens RV1 und RV2 eingestellt sind. Beide Komparatoren arbeiten als Schmitt-Trigger. U1B mit R6 und R7 hat eine Hysterese von etwa 0,2 V. Er aktiviert das Relais K1 und schaltet gleichzeitig LED D5 (blau) ein, wenn die Spannung den mit RV1 eingestellten Schwellwert (> 7,5 V) überschreitet, zum Beispiel 10 V, und schaltet unterhalb von 9,8 V wieder aus.

U1A mit D6, R11 und R12 hat eine Hysterese von etwa 1,8 V. Der Komparator schaltet das Relais K1 und D5 aus und LED D11 (gelb) ein, wenn die Spannung den Schwellwert

von RV2 (> 13 V) überschreitet, zum Beispiel 14,4 V. U1A schaltet K1 wieder ein, wenn die Klemmenspannung auf etwa 12,6 V abfällt.

U1D entkoppelt die Ansteuerstufe mit Q1 vom Rest der Schaltung, während U1C die Hystereseschleifen mit seinem nicht-invertierenden Eingang an Pin 11 schließt, verzögert durch das RC-Netzwerk R10 und C3.

Die automatischen Schwellwerte ermöglichen es, das Ladegerät im Puffermodus mit dem verbundenen Akku zu belassen und den Ladevorgang zu unterbrechen, bevor die „gasbildende“ Ladespannung von circa 14,5 V erreicht wird, um versiegelte Batterien oder solche, bei denen keine Flüssigkeit nachgefüllt werden kann, zu schonen. Auch bei dieser Schaltung bewirkt das Abnehmen der Klemmen bei eingeschaltetem Ladegerät, dass das Relais öffnet, jedoch auf eine andere Weise als beim vorherigen Entwurf. Durch das Abklemmen der Batterie steigt die pulsierende Spannung des Ladegeräts auf ihren Maximalwert, überschreitet den oberen Schwellwert der Komparatoren und schaltet das Relais aus. Der resultierende Spannungsabfall bewirkt eine Unterschreitung des unteren Schwellwerts, was das Ereignis bestätigt. Das RC-Filter, bestehend aus C3, R2 und R10, verhindert die Reaktivierung des Relais während dieses Übergangs. Diese Schaltung funktioniert sowohl mit Einzeldioden als auch mit Brückengleichrichter, und es ist auch hier wichtig, keine Elektrolytkondensatoren vor oder nach der Schutzschaltung anzubringen. Bild 1 zeigt auch, wie diese Schaltung in das vorhandene Batterieladegerät integriert wird. In **Bild 2** ist die aufgebaute Platine in 3D zu sehen.

Abgleich

Zur Kalibrierung der Schwellwerte führen Sie folgende Schritte durch:

- Drehen Sie die Trimpotens RV1 und RV2 nach links in Richtung R13.
- Schließen Sie zwischen TP2 [+] und TP3 [-] ein einstellbares Netzgerät mit der gewünschten Ladespannung an (zum Beispiel 10 V).
- Drehen Sie RV1 langsam auf, bis LED D5 aufleuchtet und das Relais K1 schließt.
- Erhöhen Sie die Spannung auf die gewünschte Ladeschlussspannung (zum Beispiel 14,8 V).
- Justieren Sie RV2, bis die LED D5 verlischt, die LED D11 aufleuchtet und das Relais K1 öffnet.

Luxus-Version Nr. 3 mit Mikrocontroller

Die dritte und leistungsfähigste Schaltung hat die gleiche Funktionalität wie die eben beschriebene, jedoch mit festen Schwellwerten. Sie nutzt einen Mikrocontroller, den PIC16F88 von Microchip, um die Batteriespannung über seinen 10-Bit-ADC-Eingang zu messen. Der Einsatz eines Mikrocontrollers vereinfacht die Schaltung und ermöglicht die Überwachung des Ladezustands der Batterie mit LEDs. Allerdings erfordert dies einen zusätzlichen

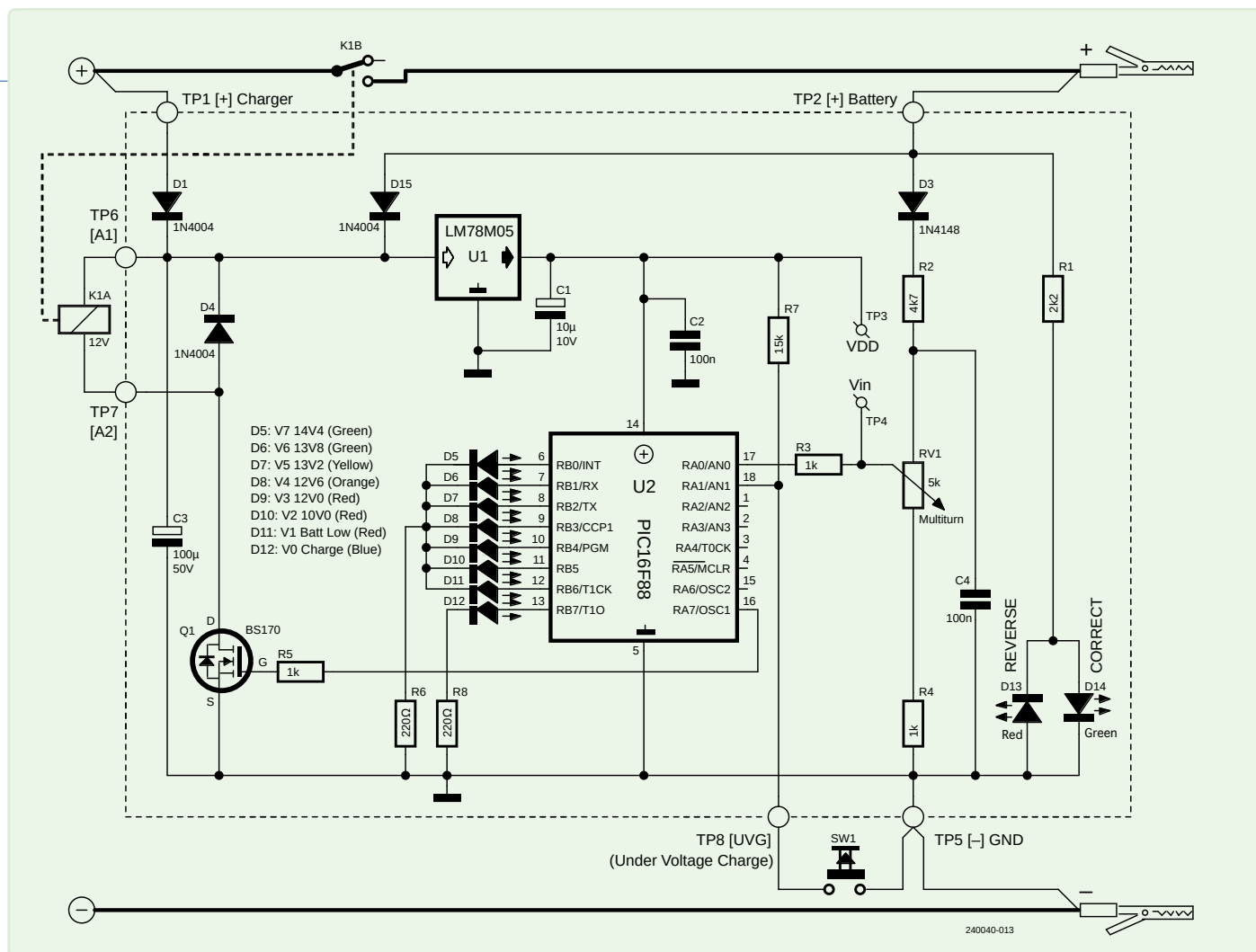


Bild 3. Schaltplan der Mikrocontroller-Spannungsregelung.

5-V-Spannungsregler (78L05) für die Stromversorgung. Der Schaltplan dieser dritten Version ist in **Bild 3** zu sehen, während **Bild 4** eine 3D-Darstellung der bestückten Platine zeigt.

Firmware

Die Firmware des Mikrocontrollers ist in GCBASIC geschrieben und Teil des vollständigen KiCad-Projekts, das unter [2] heruntergeladen werden kann. Eine Art Flussdiagramm ist in **Bild 5** zu finden. Die Batteriespannung wird alle 10 ms gemessen. Wenn die Bedingungen mindestens 500 ms lang anhalten, schließt das Relais und die Schaltung wird mit der Batterie verbunden. Sobald allerdings ein abnehmender Wert erkannt wird, wird aus Sicherheitsgründen das Relais sofort abgeschaltet. Die Hauptaktivierungs- und Trennschwellen sind:

- Die Aktivierung erfolgt bei 10 V mit einer Hysterese von 0,2 V.
- Die Deaktivierung erfolgt bei etwa 14,8 V mit einer Hysterese von fast 2 V

Wenn die Spannung bis zu 10 V beträgt, bleibt die LED D11 (V1, *Batt Low*) eingeschaltet. Bei Spannungen über 10 V bis zu 14,8 V werden das Relais und die LED D12 (V0, *Charge*) aktiviert. Gleichzeitig leuchtet eine der

LEDs D10 bis D5 dauerhaft, abhängig von der gemessenen Spannung an den Batterieklemmen. Wenn die Spannung 14,8 V überschreitet, wird das Relais deaktiviert, die **Charge**-LED erlischt, die Batteriespannung sinkt langsam und die LEDs D5 bis D8 beginnen mit einer

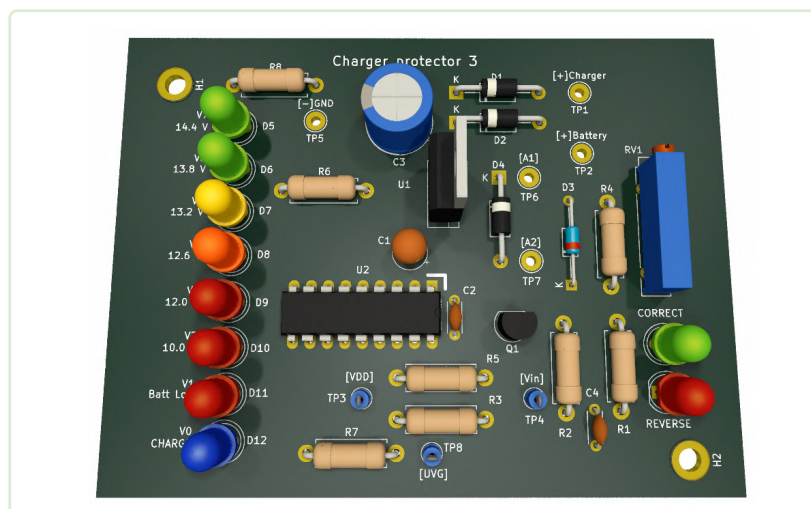


Bild 4. 3D-Darstellung der mikrocontroller-gesteuerten Version. Lötet man die LEDs „schwebend“ mit etwas Abstand zur Platine ein, kann man die Elektronik direkt hinter der Frontplatte montieren; andernfalls können sie wie bei unserem Ladegerät auf dem Boden befestigt und verkabelt werden.

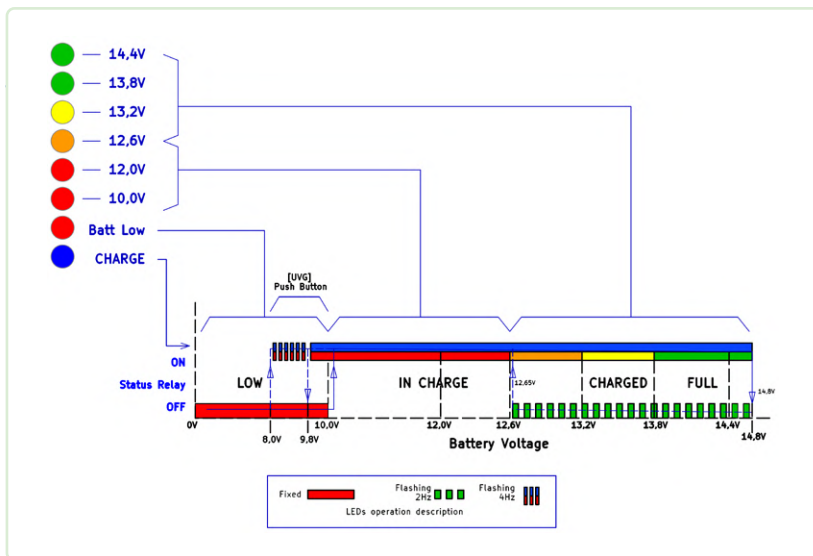
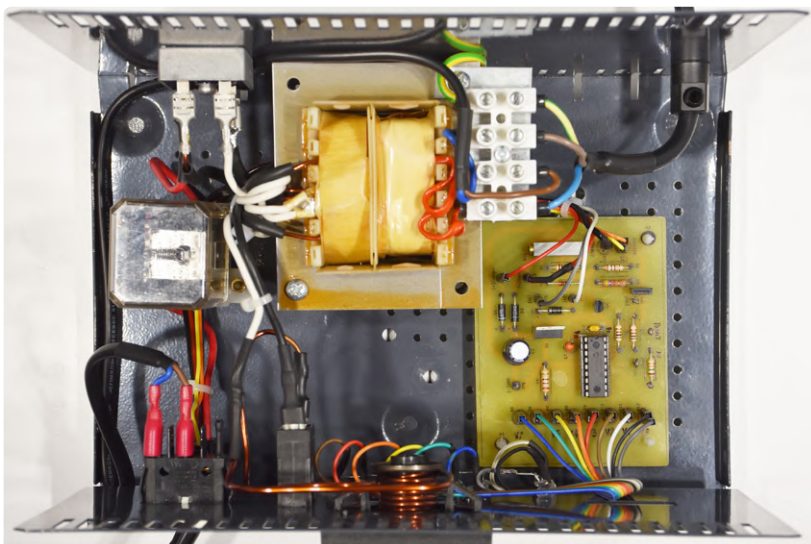


Bild 5. Funktionsdiagramm der Ladelogik. Während des ersten Ladezyklus leuchten die Spannungs-LEDs 10...14,4 V konstant, entsprechend dem Ladezustand. Nach Erreichen der maximalen Ladeschwelle von 14,8 V beginnen sie zu blinken, um anzuzeigen, dass die Batterie bereits voll aufgeladen ist und das Gerät im Pufferbetrieb arbeitet.

Bild 6. Endlich ein aufgeräumtes Innenleben! Die Steuerplatine und das Relais haben ihren Platz gefunden. Außerdem wurde der Schutzleiter am Netzkabel hinzugefügt.



bis 10 V erreicht, blinken die **Charge**-LED und die **Low Batt**-LED mit etwa 4 Hz, um diese temporäre Bedingung anzuzeigen. Das Drücken der Taste hat keine Wirkung, wenn die Batteriespannung unter 8 V oder über 10 V liegt. Der Abtasteingang dieser Schaltung ist ausschließlich über die Kelvin-Verbindung, einem langen Kabel, mit dem Pluspol der Batterie verbunden. Es besteht die Möglichkeit, dass das Kabel unterwegs elektrische Störungen auffängt, denen dann aber von C4 der Garaus gemacht wird. Dank der Softwaresteuerung der Einschaltzeit ist diese Schaltung toleranter gegenüber Kapazitäten, die vor oder hinter dem Relaiskontakt montiert sind. Dennoch ist es empfehlenswert, solche Kondensatoren nicht zu installieren und den Schaltplan in Bild 3 für den Einbau der Elektronik in das Ladegerät zu befolgen.

Kalibrierung

Obwohl die Schwellwerte festgelegt sind, ist aufgrund von Bauteiltoleranzen eine Kalibrierung sinnvoll. Diese besteht im Abgleich der Referenzspannung des A/D-Wandlers, die von der Spannungsversorgung des Controllers entnommen wird, mit der maximal messbaren Batteriespannung (Vollausschlag), die auf 15,00 V eingestellt ist. Damit wird sichergestellt, dass die Schwellwerte korrekt gelesen werden. Um diesen Abgleich durchzuführen, müssen Sie die Spindel des Trimpotivs RV1 ganz nach R4 drehen, die Schaltung zwischen TP2 [+] und TP5 [-] mit 15,00 V versorgen, RV1 einstellen und gleichzeitig mit einem DVM 0,00 V zwischen TP3 (VDD) und TP4 (Vin) messen. Dies gleicht automatisch eventuelle Unterschiede in der nominalen, theoretischen Ausgangsspannung des Spannungsreglers von 5 V und die Toleranz der Widerstandswerte des Eingangsteilers aus. Trotz der Kalibrierung bleibt ein Unsicherheitsfaktor bestehen: der Spannungsabfall der Diode D3, der bei einer 1N4148 typischerweise etwa 0,6 V beträgt. Um den Bit-Wert zu bestimmen, der bei einem 10-Bit-ADC der erwarteten Schwellspannung entspricht, wird die folgende Formel verwendet:

$$bit(value) = \left(\frac{(V_{threshold} - V_{D3})}{(15V - V_{D3})} * 1023 \right)$$

Der Vollausschlag beträgt 15 V - U_{D3} (0,6 V zum Beispiel für die 1N4148):

$$bit(value) = \left(\frac{(10V - 0,6V)}{(15V - 0,6V)} * 1023 \right) = 667bit$$

Einbau in das Ladegerät

Wie bereits im vorherigen Artikel erwähnt, war das Innere des Geräts nicht optimal genutzt, um es höflich auszudrücken, und nicht für den Einbau von Modifikationen geeignet. Daher haben wir (siehe **Bild 6**) den Transformator

in eine günstigere Position verschoben. Danach haben wir die Verbindungen zum 6-V/12-V-Schalter entfernt, wodurch die Verbindung zum Mittelabgriff der Sekundärwicklung des Transformators eliminiert und isoliert wurde. Das ursprünglich zweiadrige Netzkabel haben wir durch ein flexibles dreiadriges ersetzt und den Schutzleiter mit dem Gehäuse verbunden. Natürlich nutzt das nur, wenn am anderen Ende des Kabels auch ein Schuko-Stecker baumelt!

Als nächstes haben wir Löcher für die verschiedenen LEDs gebohrt und entsprechende Beschriftungen auf der Frontplatte angebracht. Der ursprüngliche 6-V/12-V-Schalter wurde einer ehrenvolleren Funktion zugeführt und dient nun als EIN/AUS-Schalter. Das Leistungsrelais fand seinen Platz in der Nähe des Brückengleichrichters. Die Steuerplatine wurde so platziert, dass die Verbindungen zu den (vielen) LEDs so ordentlich wie möglich gehalten wurden. **Bild 7** zeigt das fertige Ladegerät im Betrieb. Die dünnen roten und schwarzen Kabel der 4-Draht-Verbindung von den Batterieklemmen haben wir an die entsprechenden Eingänge auf der Mikrocontroller-Platine angeschlossen.

Bevor die Klemmen klemmen...



Hinweis: Es ist wichtig zu beachten, dass eine Blei-Säure-Batterie während des Ladevorgangs eine hochexplosive Mischung aus Wasserstoff und Sauerstoff abgeben kann. Daher ist es unerlässlich, die Sicherheitsvorschriften einzuhalten und immer in einer **gut belüfteten Umgebung** zu arbeiten. Bevor Sie die Klemmen an die Batteriepole anschließen, überprüfen Sie, ob Ihre Garage (oder Werkstatt) dieses Merkmal aufweist. Wenn Sie außerdem die Eigenschaften des elektrischen Systems Ihres Autos oder Motorrads nicht kennen, ist es immer am besten, mit Offline-Laden zu beginnen (das heißt, die Batterie vom Fahrzeug zu trennen, bevor Sie mit dem Laden beginnen). ◀

SE – 240040-B-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

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



Passende Produkte

- **Owon HDS242 2-Kanal-Oszilloskop (40 MHz) + Multimeter**
www.elektor.de/20415
- **Microchip MPLAB PICKIT 5 in-circuit debugger/Programmierer**
www.elektor.de/20665



Über Walter Ribbert

Walter Ribbert, geboren 1957 in Turin, studierte Elektromechanik und Industrieelektronik und begann im Alter von 17 Jahren als Lehrling zu arbeiten. Heute ist er nach einer 43-jährigen Karriere als Elektro- und Elektronikentwickler bei einem großen Unternehmen für industrielle Automatisierung und Robotik im Ruhestand, wobei er niemals aufgehört hat zu lernen. Jetzt, mit mehr Freizeit, hat er begonnen, ein wenig Mathematik und Physik zu studieren (ohne zu viel Aufwand) und „spielt“ weiterhin wie ein Kind mit elektromechanischen und elektronischen Geräten. Wahre Leidenschaft stirbt nie!

Bild 7. Das modifizierte Batterieladegerät während des Tests. Beachten Sie den hohen Anfangsladestrom und die Gleichstromzange, die für die Messungen verwendet wird.



Über Roberto Armani

Roberto Armani ist ein Elektronikingenieur. Nach seinem Studium am Politecnico di Milano sammelte er über 35 Jahre Erfahrung in verschiedenen Bereichen. Bevor er als Senior Editor zum Elektor-Team stieß, arbeitete er in der Computerindustrie, elektronischen Bildverarbeitung, Telekommunikation, Materialprüfgeräten und Web-Publishing. Neben der Elektronik liebt er es, klassische Musik zu hören (und zu singen) und hochalpine Wanderungen in den Bergen zu unternehmen.

WEBLINKS

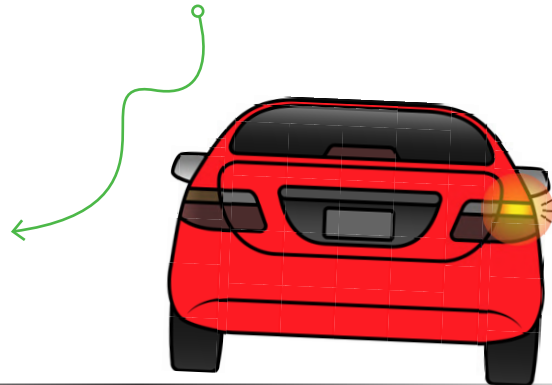
- [1] Datenblatt LM339:
www.ti.com/lit/ds/symlink/lm339-mil.pdf
- [2] Elektor-Labs-Seite für dieses Projekt:
www.elektormagazine.de/labs/pimp-my-car-battery-charger

29 Lampenstromüberwachung

Mit Raspberry Pi Pico

Von Burkhard Kainka (Deutschland)

Bei Autos und Motorrädern wird der Ausfall einer Blinkerlampe durch ein schnelleres Blinken der anderen Leuchte signalisiert. Welche Schaltung steckt dahinter?



Gerade wollte ich mit meinem Motorrad zum TÜV, da fiel mir auf meiner Probefahrt auf, dass der vordere linke Blinker nicht in Ordnung war. Die Kontrolllampe blinkt dann mit höherer Geschwindigkeit. So ist es auch bei PKWs, wenn eine Lampe durchbrennt, blinkt die andere schneller, damit der Fehler bemerkt wird. Das Problem ist inzwischen behoben, es lag an einer Kabelverbindung. Aber dann habe ich mich gefragt, wie der Blinker die Lampen überwacht. Und ich wollte so etwas im Modell nachentwickeln.

Hier sollte eine Glühlampe 6 V/0,1 A zum Einsatz kommen, die von einem NPN-Transistor BC547B geschaltet wird. Im Datenblatt des Transistors (siehe **Bild 1**) gibt es eine interessante Kurvenschar, die zeigt, dass die Basisspannung mit dem Laststrom steigt. Man kann also die Basisspannung messen und daraus Rückschlüsse auf den Laststrom ziehen. Bei 100 mA liegt die Basisspannung mindestens 200 mV höher als ohne Kollektorstrom, wenn die Lampe durchgebrannt ist. Der Transistor wird nebenbei also als Stromsensor verwendet.

Ich habe die Schaltung in **Bild 2** auf einem Steckbrett aufgebaut (**Bild 3**). Bei mir wird alles von einem RPi Pico gesteuert. An GP13 entstehen die Blinkimpulse, und ADC2 (= GP28) überwacht die Basisspannung. Wenn die Lampe ausfällt oder aus der Steckplatine gezogen wird, erkennt man das an der kleineren Basisspannung. Dann blinkt die eingebaute LED auf der Pico-Platine, die über den GPIO-Pin GP25 angesteuert wird, und zwar mit doppelter Geschwindigkeit. Der Python-Code ist in **Listing 1** zu sehen und kann von [1] heruntergeladen werden. [◀](#)

240122-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Bitte wenden Sie sich per E-Mail an den Autor unter b.kainka@t-online.de oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.

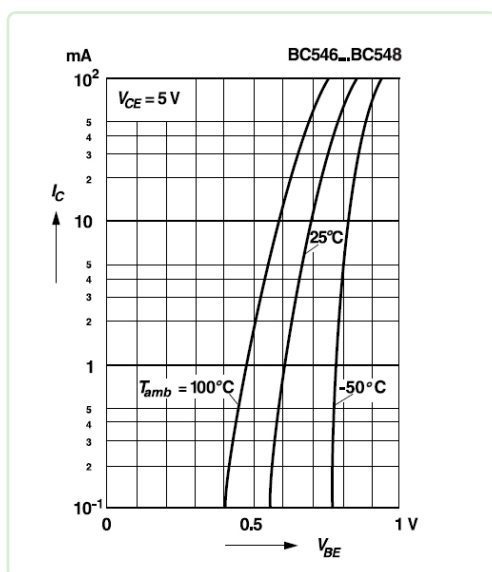


Bild 1. Aus dem Transistor-Datenblatt: Die Basisspannung steigt mit dem Laststrom. (Copyright Vishay Intertechnology, Inc.)

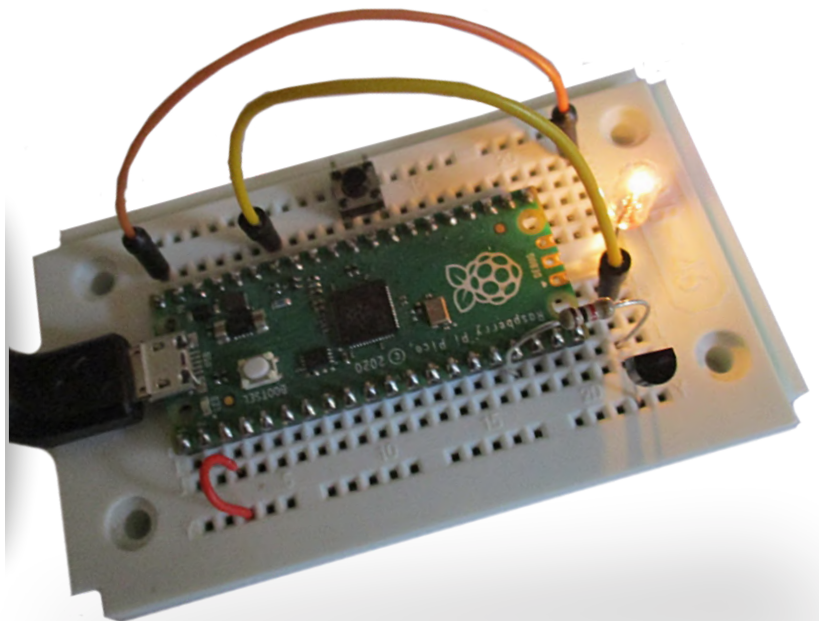


Bild 2. Die eigentliche Mess-Schaltung.

Der Elektor Store

Nie teuer, immer überraschend!

Der Elektor Store hat sich vom Community-Store für Elektor-eigene Produkte wie Bücher, Zeitschriften, Bausätze und Module zu einem umfassenden Webshop entwickelt, der einen großen Wert auf überraschende Elektronik legt.

Wir bieten die Produkte an, von denen wir selbst begeistert sind oder die wir einfach ausprobieren wollen. Wenn Sie einen Produktvorschlag haben, sind wir hier erreichbar (sale@elektor.de).



Aoyue Int 866 (3-in-1) SMD-Heißluft-Rework-Station

Aoyue Int 866 ist eine mikroprozessorgesteuerte 3-in-1 Rework-Station, die alle Ihre Reparatur- und Lötanforderungen erfüllt. Sie vereint Heißluftpistole, LötKolben, Vorwärmer und externen Sensor zusammen mit einem integrierten Heißluftpistolenständer in einem umfassenden Paket.

Preis: ~~199,95 €~~

Sonderpreis: 159,95 €

 www.elektor.de/20783

Pironman 5 Mini-PC-Gehäuse für Raspberry Pi 5



Verbessern Sie Ihren Raspberry Pi 5 mit dem Pironman 5, der aus robustem Aluminium, hervorragender Kühlung, NVMe M.2 SSD-Unterstützung, OLED-Display, RGB-Beleuchtung, Standard-HDMI-Anschlüssen x2 und einem sicheren Netzschalter besteht. Es ist perfekt für NAS, Home Assistant, Medien- und Game Center. Der Pironman 5 ist nicht nur ein Gehäuse, sondern ein Upgrade, das Ihren Raspberry Pi 5 in ein leistungsstarkes, effizientes und elegantes Gerät verwandelt.

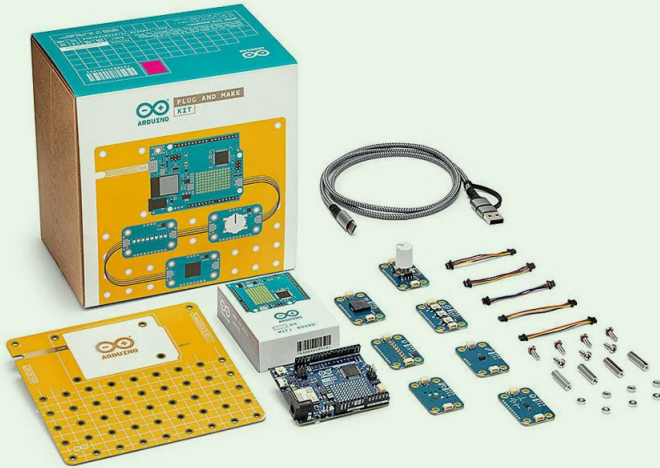
Preis: 74,95 €

Mitgliederpreis: 67,46 €

 www.elektor.de/20916



Arduino Plug and Make Kit

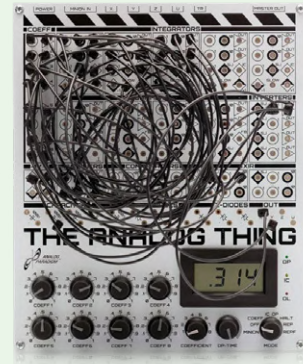


Preis: 94,95 €

Mitgliederpreis: 85,46 €

www.elektor.de/20920

The Analog Thing (THAT) Analogcomputer



Preis: 499,00 €

Mitgliederpreis: 449,10 €

www.elektor.de/20918

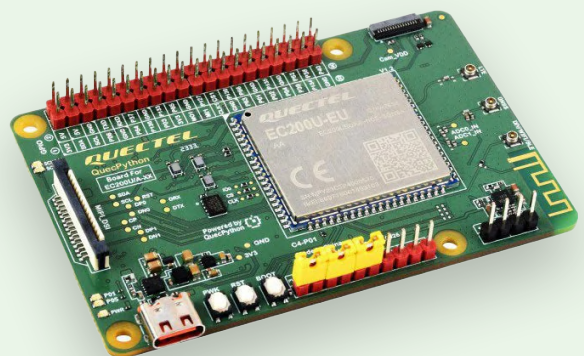
Aktive und passive Filter



Preis: 39,80 €

www.elektor.de/20871

QuecPython EC200U-EU C4-P01 Development Board



Preis: 69,95 €

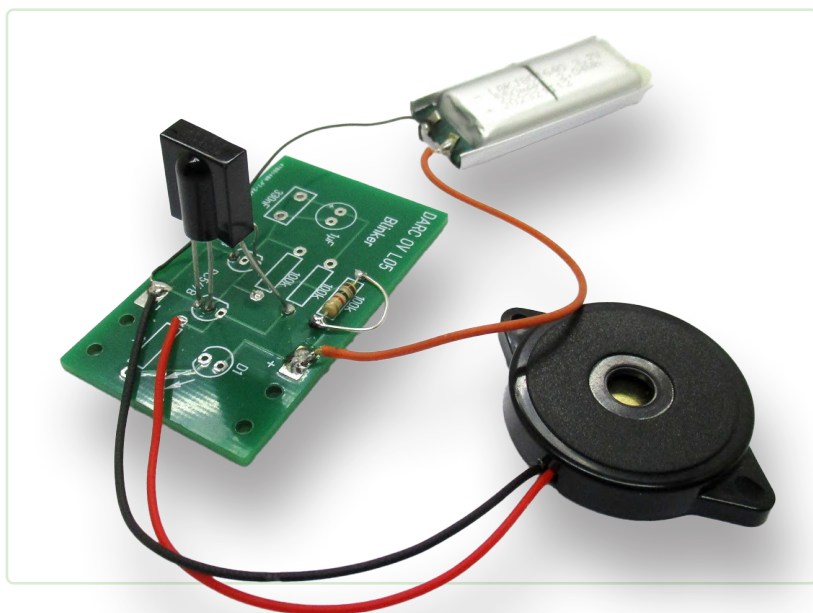
Mitgliederpreis: 62,96 €

www.elektor.de/20894

30 Infrarot-Telegrafie

Von Burkhard Kainka (Deutschland)

Für Morse-Übungskurse im Amateurfunk-Club habe ich eine Übertragungsstrecke mit Infrarotlicht aufgebaut. Man kann damit auch IR-Fernbedienungen testen.



▲ Bild 1. Empfänger für Infrarotlicht in Morse-Übungskursen (hier auf einer Platine eines anderen Projektes aufgebaut).

Der Empfänger in **Bild 1** besteht aus einem integrierten IR-Empfänger TSOP31236 für 36-kHz-Signale. Ein Piezo-Schallwandler wird direkt angeschlossen. Damit kann man Infrarot-Fernbedienungen testen und das Störfeld beurteilen. Wenn zum Beispiel Leuchtstoffröhren im Raum sind, hört man ein unregelmäßiges Knistern. Der Sender (**Bild 2**) soll nun so arbeiten, dass er einen hörbaren Ton auf ein 36-kHz-Signal aufmoduliert, das dann am Empfänger hörbar wird. Versuche mit einem Signalgenerator und einer IR-Sendediode haben gezeigt, dass optimale Empfangsergebnisse erzielt werden, wenn man stets nur kurze Sequenzen von 36-kHz-Impulsen sendet (ungefähr zehn), damit die automatische Verstärkungsregelung des Empfängers nicht unnötig weit zurückregelt. Um das Signal aufzumodulieren, werden die rund 280 μ s langen 36-kHz-Bursts einfach im Takt

der Modulationsfrequenz wiederholt. Hier kommt 800 Hz zum Einsatz, was einer Periode von 1.250 μ s entspricht.

Schaltung

Der Schaltplan ist in **Bild 3** zu sehen. Eine gute Morsetaste ist nicht leicht zu finden oder zu bauen. Deshalb soll hier ein kapazitiver Berührungssensor verwendet werden. Das Arbeitsprinzip ist einfach. Der Port wird aktiv low geschaltet und damit entladen. Für eine Messung wird er in den Eingangszustand mit internem Pullup umgeschaltet. Der Controller misst dann die Zeit, bis der Eingangszustand high gelesen wird. Normalerweise dauert das nicht mal eine Mikrosekunde. Bei einer Berührung steigt jedoch die Kapazität, und es wird eine größere Verzögerung gemessen. Das entspricht einer gedrückten Morsetaste.

So gut wie jeder kleine Mikrocontroller kann diese Aufgaben übernehmen. Den ATtiny202 habe ich deshalb gewählt, weil er über seinen UPDI-Pin programmiert werden kann und dazu nur ein extrem einfaches Programmiergerät braucht. Es besteht aus einem USB-Seriell-Wandler und einem einzelnen Widerstand.

Software

Die Software (**Listing 1**) wurde mit Visual Studio Code, PlatformIO und dem Arduino-Framework entwickelt und kann unter [1] heruntergeladen werden. In der Hauptschleife wird zuerst der Berührungssensor ausgewertet, indem die Ladezeit t gemessen wird. Wenn sie größer als 1 ist, wird ein Burst aus zehn 36-kHz-Impulsen erzeugt. Jeder einzelne Impuls ist für ungefähr 3 μ s an und für rund 21 μ s aus. Dazu kommen jeweils noch Programmlaufzeiten von insgesamt 3...4 μ s, sodass man die 36 kHz genau genug einhält. Die folgende Wartezeit von einer 1 ms bestimmt zusammen mit der Burst-Dauer von rund 280 μ s die Modulationsfrequenz von ungefähr 800 Hz. Das modulierte Signal wird solange erzeugt, wie die Berührung mit dem Finger anhält.



Listing 1. Arduino Sketch.

```
//IRCW202, Touch PA1, IR-LED PA3
#include <Arduino.h>
char t=0;

void setup() {
  PORTA.DIRSET = 0x08;    //Output PA3
  PORTA.DIRSET = 0x02;    //Output PA1
  PORTA.PIN1CTRL = 0x08;  //Pullup PA1
}

void loop() {
  t=0;
  PORTA.DIRCLR = 0x02;

  while(!(VPORTA.IN & 0x02)){
    t++;
  }

  PORTA.DIRSET = 0x02;

  if (t>1){
    for(char n=0; n<10; n++){
      PORTA.OUTSET = 0x08;
      delayMicroseconds (3);
      PORTA.OUTCLR = 0x08;
      delayMicroseconds (21);
    }

    delay(1);
  }
}
```

Das kompilierte Programm *firmware.hex* kann mit dem Tool *pymcuprog.exe* unverändert auch in den ATtiny402 gebrannt werden. Größe und Form der Sensorfläche lassen sich experimentell ermitteln. Beim Musteraufbau hat es sich bewährt, die Sensorkontakte mit Tesafilm zu isolieren. ◀

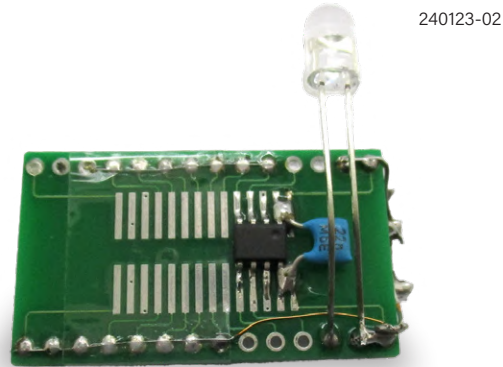


Bild 2. Der Sender auf einer Platine für das SMD-Prototyping.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Bitte wenden Sie sich per E-Mail an den Autor unter b.kainka@t-online.de oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.

Über den Autor

Burkhard Kainka (b-kainka.de) ist Funkamateur und ein bekannter Autor von vielen Elektor-Büchern und -Artikeln. Nach vielen Jahren als Physiklehrer machte er sich 1996 als Entwickler und Autor selbstständig.

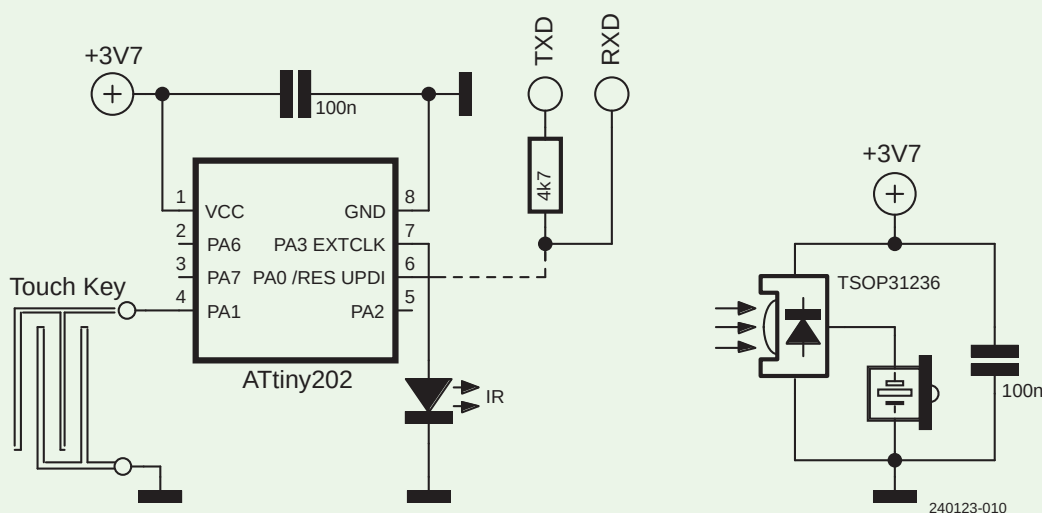


Bild 3. Das Schaltbild zeigt einen integrierten IR-Empfänger TSOP31236 für 36-kHz-Signale.

WEBLINK

[1] Webseite zum Artikel: <https://www.elektormagazine.de/240123-02>

31

Fnirsi

SWM-10

Reparatur von Batteriepacks
mit tragbarem intelligentem
Punktschweißgerät

Von Clemens Valens (Elektor)

Das Verbinden von Drähten oder Metallfahnen an Batterien durch Löten kann eine nahezu unmögliche Aufgabe sein, wie Sie vielleicht schon erfahren mussten.

Für solche Reparaturen ist ein Punktschweißwerkzeug nahezu unerlässlich. Hier kommt das SWM-10 von Fnirsi ins Spiel.

Bild 1. Das Fnirsi SWM-10 ist zum Schweißen von Nickel-, Eisen- und Edelstahlblechen mit einer Dicke von bis zu 0,25 mm spezifiziert. Ich habe es ausprobiert, und es funktioniert!



Mit dem Aufkommen von kabellosen Elektrogarten-geräten, Elektrofahrzeugen [1], Rollern, Autos und anderen Geräten sind Batteriepacks zu einem festen Bestandteil unseres Alltags geworden. Die Zellen in diesen Batteriepacks werden meist durch feine, punktgeschweißte Metallbänder verbunden. Bei fachgerechter Anwendung entstehen so starke Verbindungen, ohne die Batterie zu beschädigen. Das Problem besteht jedoch darin, dass es ohne die richtigen Werkzeuge schwierig ist, eine defekte Zelle zu ersetzen.

Nicht löten, schweißen!

Wer schon einmal versucht hat, einen Draht oder ein Metallband an eine Batterie zu löten, weiß, dass dies nahezu unmöglich ist. Im besten Fall entsteht eine fragile Verbindung, die sofort bricht, wenn man daran ruckelt. Im schlimmsten Fall kann die Batterie explodieren, wenn sie überhitzt wird. Klebeband oder Kaugummi führen in der Regel zu besseren Ergebnissen.



Für eine solche Reparatur ist das Fnirsi SWM-10 unerlässlich (siehe **Bild 1**), ein tragbares Punktschweißgerät in der Größe eines kleinen Multimeters. Es wurde entwickelt, um Batteriepacks zusammenzustellen und zu reparieren, kann aber aufgrund seiner Vielseitigkeit auch als USB-Powerbank mit einer Kapazität von 5.000 mAh genutzt werden, wenn man gerade nicht damit beschäftigt ist, Batteriepacks zu reparieren.

Auspacken des Fnirsi SWM-10

Beim Auspacken des Fnirsi SWM-10 finden sich neben dem Gerät selbst zwei dicke 8-AWG-Kabel (reichlich 8 mm², circa 30 cm lang), zwei Ersatz-Schweißspitzen, ein USB-A-zu-C-Ladekabel, eine Rolle Blechband (10 mm breit, 0,1 mm dick, Nickel?) und ein mehrsprachiges Handbuch (**Bild 2**). Das Metallband habe ich nicht entrollt, aber anhand des Umfangs und der Anzahl der Wicklungen die Länge auf etwa 5 m geschätzt.

Das SWM-10 ist im schlichten Schwarz gehalten, mit einem schwarzen Display und drei schwarzen Druck-tasten. Die beiden Buchsen für die Schweißkabel befin-



▲ Bild 2. Out of the box: Dies ist der Inhalt der Verpackung.

den sich in der linken oberen Ecke, während auf der Rückseite ein klappbarer Standfuß angebracht ist. Der An/Aus-Schalter befindet sich auf der Oberseite des SWM-10, neben den USB-Anschlüssen und einem Reset-Loch.

Intuitives Display

Nach dem Einschalten des Geräts fällt sofort das intuitive 1,8-Zoll-Farbdisplay auf, das verschiedene Werte anzeigt (**Bild 3**). Diese sind leicht verständlich, da sie aus vier vom Benutzer einstellbaren Parametern (Vorheizzeit, Pulsdauer, Pulsintervall und Punktanzahl) sowie Statusinformationen (Batteriespannung, Temperatur, Ton ein oder aus, Stromstärke und Schweißpunktzähler) bestehen. Mit den Links/Rechts-Tasten bewegt man den Cursor nach oben und unten, während die Hoch/Hinunter-Tasten den ausgewählten Wert (gelb markiert) anpassen. Ein längeres Drücken der Links/Rechts-Taste öffnet (und schließt) das Einstellmenü.

Ein kurzer Druck auf die Einschalttaste ruft (und schließt) den Lade-/Entlade-Bildschirm auf. Hier kann man den aktuellen Batteriestand überprüfen und den Fortschritt des Ladevorgangs verfolgen.

Das Handbuch ist knapp gehalten und erklärt lediglich die Bedeutung der Werte und Parameter sowie die Funktionen der Tasten und LEDs. Es fehlen jedoch Anleitungen zur eigentlichen Verwendung des Geräts für das Schweißen, sodass ich dies selbst herausfinden musste. Die einzige Anweisung, die ich entdeckte, besagte, dass die Batterie vor dem Schweißen aufgeladen werden sollte und dass man beim Schweißen des Nickelbands nicht zu fest aufdrücken sollte, um optimale Ergebnisse zu erzielen.

Wie einfach ist die Benutzung?

Die Bedienung des Fnirsi SWM-10 ist bemerkenswert einfach, was wohl der Grund ist, warum es als intelligent bezeichnet wird. Um das Gerät zu verwenden, platzieren Sie einfach die beiden Spitzen nacheinander auf das Werkstück (ohne starken Druck) und warten zwei Sekunden (siehe **Bild 4**). Anschließend hören Sie ein leises Klickgeräusch – das war's. Die Anzahl der Klicks variiert je nach eingestellter Punktanzahl (Dot) von 1...5.

Die Standardwerte funktionierten gut, als ich ein Stück Nickelband an eine Knopfzelle schweißte (**Bild 5**). Das Abziehen des Bands war möglich, erforderte aber ordentlich Kraft. Für stärkere Verbindungen erhöhen Sie die Pulslänge und die Anzahl der Punkte. Seien Sie jedoch vorsichtig: Bei hohen Werten entstehen Funken und Rauch, und die darunterliegende Oberfläche kann verbrennen oder beschädigt werden. **Tragen Sie stets eine Schutzbrille, um Ihre Augen zu schützen.** Arbeiten Sie vorsichtig mit dem dünnen Blech, da es leicht zu Schnittverletzungen führen kann.

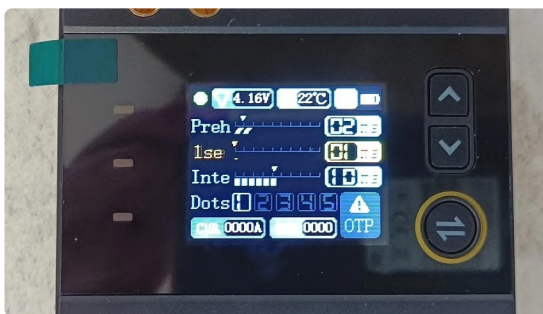


Bild 3. Ein farbenfrohes Display.



Bild 4. So funktioniert das Schweißen: Leicht drücken und ein paar Sekunden warten.



Bild 5. Schweißen des Nickelbands an eine Knopfzelle.

Hervorragendes Werkzeug

Das Fnirsi SWM-10 ist ein hervorragendes Werkzeug für jeden, der eine defekte Zelle in einem Batteriepack reparieren muss. Batteriepacks sind oft teuer, und schon die Reparatur eines einzigen Packs rechtfertigt den Kauf dieses preiswerten Geräts. Mit dem SWM-10 können Sie auch eigene Batteriepacks zusammenstellen oder das Punktschweißen für andere Projekte nutzen. Zudem dient es als 5000-mAh-Powerbank. 

SE – 240269-02

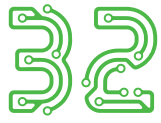


Passendes Produkt

> **Fnirsi SWM-10 Tragbares Akku-Punktschweißgerät**
www.elektor.de/20716

WEBLINKS

[1] C. Valens, „Self-balancing bicycle rides itself“, elektormagazine.com, 2016:
<https://elektormagazine.com/news/self-balancing-bicycle>



Stereo-Audio-Codec für ESP32 und Co.

Keine Angst vor Audio-Messtechnik

Von Tam Hanna (Ungarn)

Der ES8388S von Everest Semiconductor ist ein Stereo-Audio-Codec, mit dem man Audiosignale via I2S von einem Host-Controller aus erzeugen und sampeln kann. Auch ein Kopfhörer-Verstärker ist integriert.

Am Everest Semiconductor ES8388S sticht besonders die Fähigkeit hervor, mehrere Eingabequellen parallel zu verarbeiten. Ein Paradebeispiel für den Einsatz dieses ICs wäre das Entwicklungsboard ESP32-LyraT von Espressif [1], das – im Prinzip nur durch Software – das Umschalten zwischen Line In und den auf der Platine befindlichen Mikrofonen realisiert.

Einfache Inbetriebnahme der Hardware

Zum Verständnis des ES8388S ist die in **Bild 1** gezeigte Basisbeschaltung ideal: Sie zeigt die externen Interfaces und die diversen Blockkondensatoren. Wenn die Ansprüche an die Audioqualität sehr hoch sind, kann das Teilen der analogen und digitalen Versorgungsspannung Vorteile bringen. Unter [2] finden Sie diese als Quasi-Referenzimplementierung anzusehende Schaltung des LyraT. Die 33-Ω-Widerstände sind dabei eine Empfehlung von Everest.

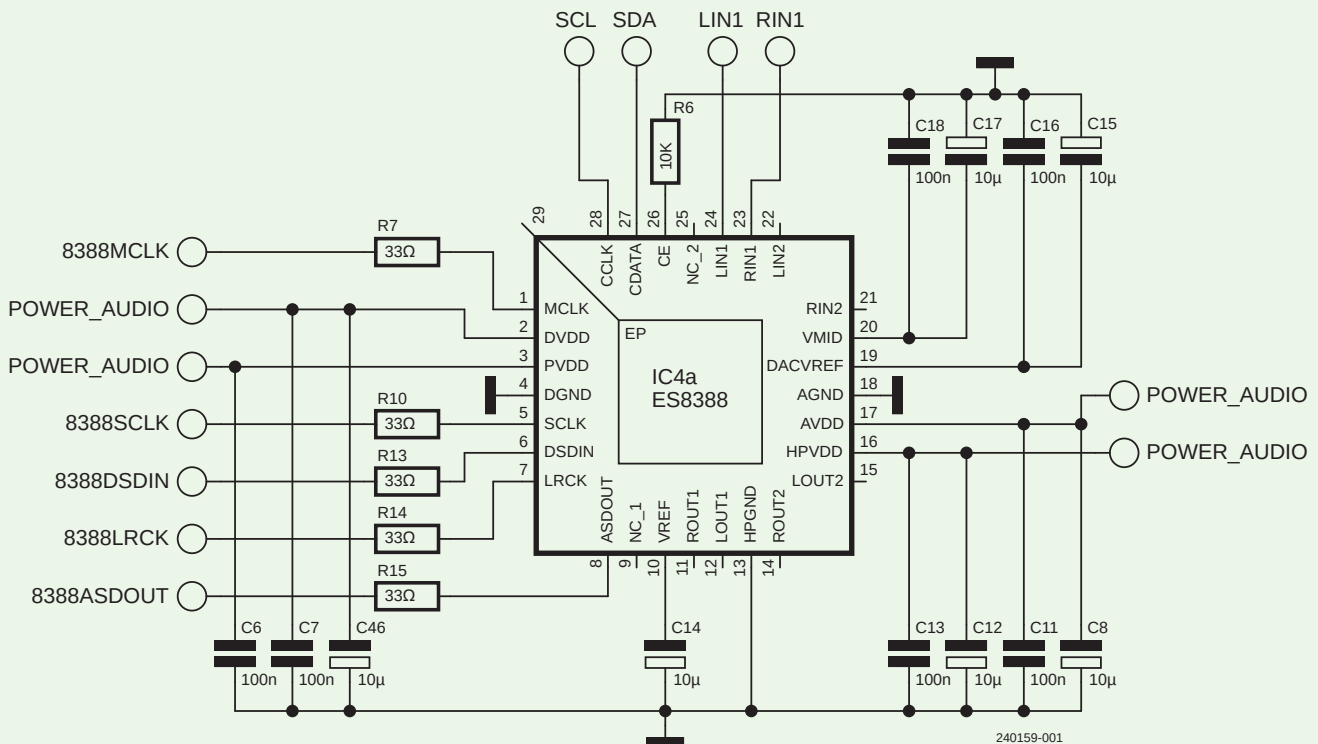


Bild 1. Diese Schaltung zeigt die relevanten externen Interfaces.

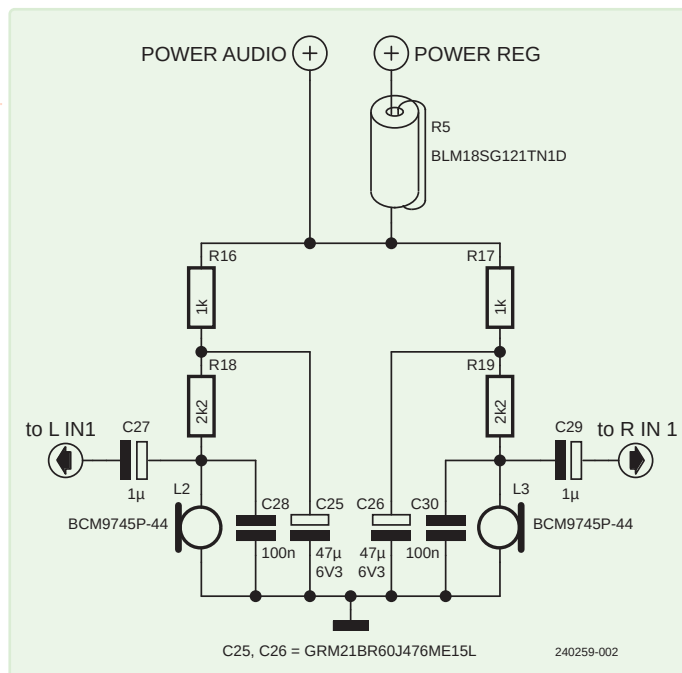


Bild 2. Das Analog-Frontend ist nicht sonderlich kompliziert.

Die Kommunikation zwischen MCU und ES3833S erfolgt über zwei serielle Busse. Einerseits findet sich ein I²C-Interface auf den Pins CCLK und CDATA, das die Parametrierung diverser für das Funktionieren des Chips notwendiger Register erlaubt, aber keine Rohdaten überträgt. Für den Transfer der Audiodaten setzt das Bauteil normalerweise auf I2S. Wichtig ist die Taktgenerierung, die durch das Anlegen eines externen Signals am MCLK-Eingang des Bauteils erledigt werden muss. Wer auf Controllerseite auf das Framework ESP-ADF von Espressif setzt, bekommt diese Logik indes kostenlos beziehungsweise um den Preis eines GPIO-Pins.

Bild 2 zeigt eine beispielhafte Schaltung, die im Unternehmen des Autors zwei Mikrofone vom Typ BCM9xxx bedient. Derartige Produkte sind seit einigen Jahren im Markt erfolgreich – wenn ein Audio-Crack unter den Lesern Feedback geben möchte, nimmt der Autor dieses dankbar entgegen.

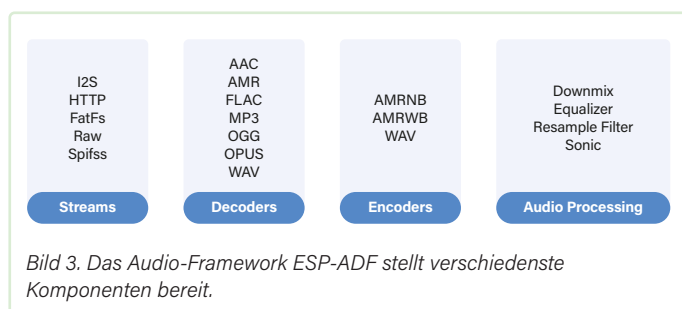


Bild 3. Das Audio-Framework ESP-ADF stellt verschiedenste Komponenten bereit.

Beschaffungsprobleme?

Die Beschaffung des ES8388S bei klassischen Distributoren kann mitunter schwierig sein. Der Autor arbeitet für Kleinmengen gern mit NewTech zusammen - das Unternehmen ist unter yan.lu@ntgroup.com.hk ansprechbar.

WEBLINKS

- [1] ESP32-LyraT: <https://www.espressif.com/en/products/devkits/esp32-lyrat>
- [2] Schaltung des LyraT: <https://dl.espressif.com/dl/schematics/esp32-lyrat-v4.3-schematic.pdf>
- [3] Tam Hanna, „Audio mit dem ESP32“, Elektor 1-2/2023: <https://www.elektormagazine.de/magazine/elektor-289/61384>
- [4] Der Gerät: https://de.wikipedia.org/wiki/Der_Ger%C3%A4t

Eine kleine Falle im ADF-Framework

Im Allgemeinen ist die Integration in das in Elektor 1/2023 [3] en detail beschriebene Audioframework ADF unproblematisch. Es implementiert eine an Flussdiagramme erinnernde Audiopipeline, die, wie in **Bild 3** gezeigt, das Zusammenklicken beziehungsweise Zusammen-codieren von Audioapplikationen aus vorgefertigten hauseigenen Komponenten erlaubt.

Bei Nutzung der Line-In-Funktion ist allerdings folgender, nur teilweise dokumentierter Code erforderlich:

```
audio_hal_ctrl_codec(board_handle->audio_hal,
    AUDIO_HAL_CODEC_MODE_ENCODE, AUDIO_HAL_CTRL_START);

es8388_write_reg(ES8388_ADCCONTROL2,
    ADC_INPUT_LINPUT2_RINPUT2);
es8388_write_reg(ES8388_ADCCONTROL1, 0x00);
// value is 0xbb when card is init

#ifdef CONFIG_ESP32_S2_KALUGA_1_V1_2_BOARD
    audio_hal_ctrl_codec(board_handle->audio_hal,
        AUDIO_HAL_CODEC_MODE_BOTH, AUDIO_HAL_CTRL_START);
#else
    audio_hal_ctrl_codec(board_handle->audio_hal,
        AUDIO_HAL_CODEC_MODE_LINE_IN, AUDIO_HAL_CTRL_START);
#endif
```

Wichtig ist hier der Aufruf von `es8388_write_reg` – unterbleibt er, so wird die Verbindung zwischen Line In und Datenpipeline nicht erfolgreich hergestellt. Die Pipeline läuft in diesem Fall zwar an, liefert aber nur Nullwerte.

Zuverlässiges Arbeitstier

ES8388S-basierte Audioschaltungen mögen keinen Audiophilenpreis gewinnen, erweisen sich in der Praxis aber als höchst zuverlässige Arbeitstiere. Dank der Integration in ESP-ADF funktioniert die Datenverarbeitung außerdem, frei nach Duran Kabakyer [4], schweißfrei!

RG — 240159-02

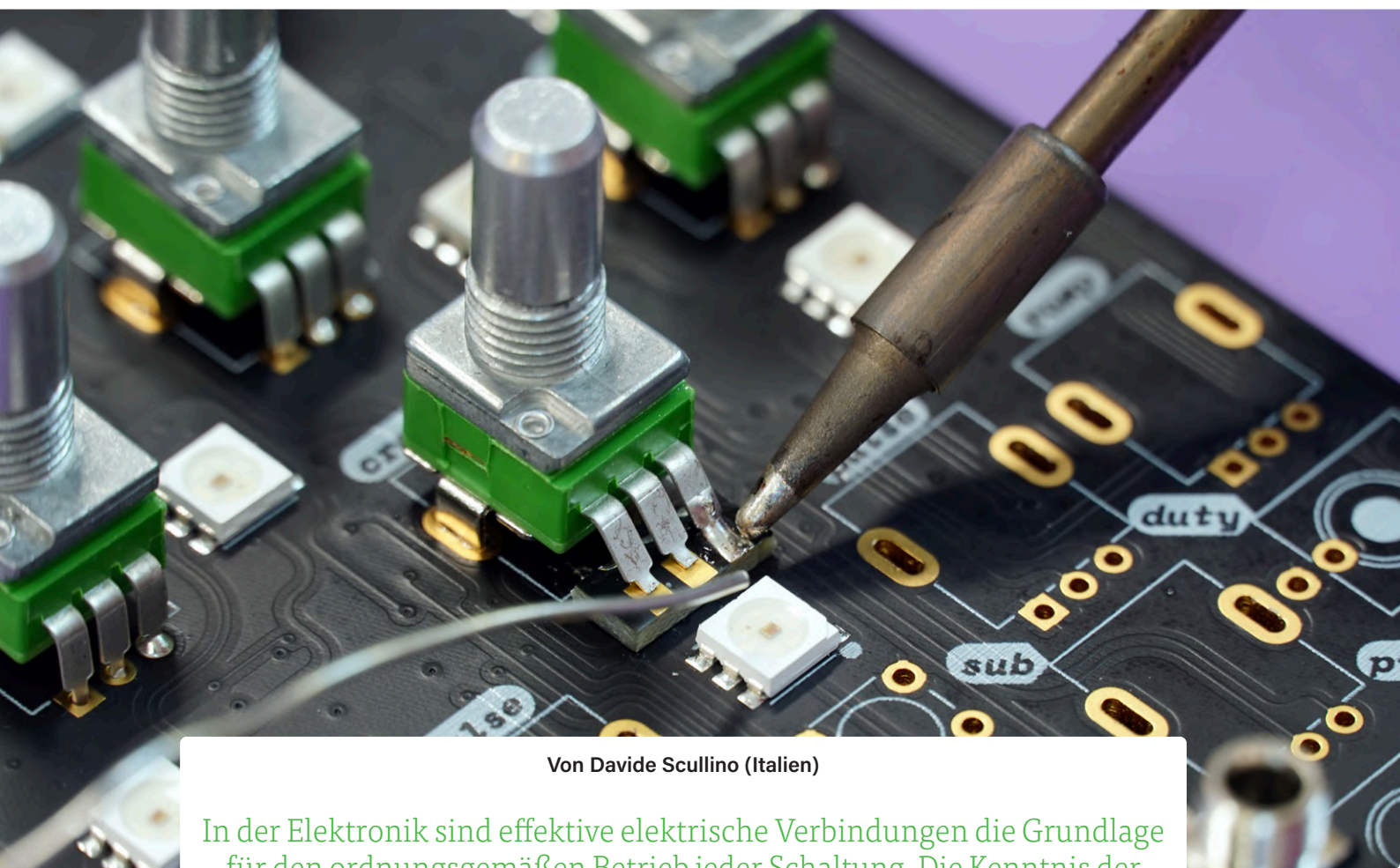
Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Bitte wenden Sie sich per E-Mail an den Autor unter tamhan@tamoggemon.com oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Die Kunst des Lötens

Lötzinn-Techniken für einwandfreie Verbindungen



Von Davide Scullino (Italien)

In der Elektronik sind effektive elektrische Verbindungen die Grundlage für den ordnungsgemäßen Betrieb jeder Schaltung. Die Kenntnis der Grundlagen des Lötens ist daher für den Erfolg eines jeden Projekts, das Sie in Angriff nehmen wollen, unerlässlich. Wer zum ersten Mal den Lötkolben in die Hand nimmt, findet in diesem Artikel zahlreiche Tipps für professionelle, einwandfreie Lötverbindungen!

Quelle:
theaflowers
via Pixabay

Wo Zinn ist, ist Glück! Man könnte das berühmte Sprichwort paraphrasieren, um es auf den Punkt zu bringen: Wer gut lötten kann, hat keine Angst mehr, dass seine Schaltung nicht funktioniert, egal ob er sie neu baut oder repariert. Ja, denn das Lötten von elektronischen Bauteilen ist eine Kunst, und es ist einem nicht das Wissen darüber in die Wiege gelegt. Wie wir in diesem Tutorial herausfinden werden, können wir wahrscheinlich alle noch etwas lernen, und früher oder später stellen wir fest, dass wir es doch nicht richtig gemacht haben.

Auf diesen Seiten wird das Lötten und Entlöten von elektronischen Bauteilen anhand verschiedener Techniken erklärt, für die jeweils spezifische Werkzeuge verwendet werden, die mehr oder weniger richtig eingesetzt werden. Ursprünglich gab es nur den Lötkolben: In den ersten Jahrzehnten der Elektronik waren die Bauelemente in der Tat recht primitiv, und für ihr Lötten benötigte man mittelgroße, grobschlächlige Werkzeuge (dieselben, die auch in der „leichten“ Elektrotechnik verwendet werden), die sich für das Lötten von Drähten,

kleinen Leistungstransformatoren, Rheostaten, Kondensatoren und Widerständen, aber auch von Spulen und Kabelschuhen, Stiften und so weiter eigneten. Damals wurden Bauteile durch so genanntes Hartlöten mit Lot aus Zinn oder einer Zinn/Blei-Legierung mit hohem Schmelzpunkt über 450 °C verbunden, um mit einem anderen Metall sowohl eine elektrische als auch eine mechanische Verbindung herzustellen. Um die Haftung zu fördern und das Oxid zu entfernen, das sich zwischen den zu lötenden Metallen bildet und den elektrischen Kontakt beeinträchtigen oder sogar das Lot ablösen kann, wurden die zu lötenden Teile zuvor mit Flussmittelpaste bestrichen (manchmal auch als Lötpaste bezeichnet, was jedoch unzutreffend ist, wie wir noch sehen werden).

Flussmittel werden auch heutzutage in verschiedensten Ausführungen hergestellt und als Kern (Seele) in Lötdrähte auf Zinnbasis eingearbeitet, damit sie beim Löten schmelzen und die Oberflächen für eine bestmögliche Haftung vorbereiten. Ein Flussmittel ist eine chemische Substanz, die das Schmelzen der Lotlegierung erleichtert und ihre Verteilung und Haftung an den zu lötenden Bauteilen unterstützt.

Die Lotlegierungen

Gehen wir also der Reihe nach vor, und bevor wir uns den Werkzeugen und der Löttechnik zuwenden, wollen wir kurz erklären, was das Löten möglich macht, nämlich das Element (in der Fachsprache wird es Schweißzusatz genannt), das beim Schmelzen mehr tut als nur kleben: Es fügt sich sehr eng um die zu verbindenden Bauteile und stellt dabei den elektrischen Kontakt her. Bei diesem Element handelt es sich um eine metallurgische Verbindung aus zwei oder mehr Metallen, die ausreichend dehnbar und verformbar sind und einen Schmelzpunkt unter 450 °C (Weißlöten) aufweisen, aber auch einen geringen elektrischen Widerstand: In der Regel handelt es sich um eine Legierung aus Zinn (Sn) und Blei (Pb), wobei der prozentuale Anteil der beiden Metalle in der Regel zwischen 60 % Sn und 40 % Pb oder 63 % Sn und 37 % Pb liegt. Die Lotlegierung wird in der Regel als Draht oder Filament in verschiedenen Stärken (durchschnittlich 0,5 mm bis 1,5 mm im Durchmesser, aber das hängt vom Einsatzzweck ab) für die Consumer-Elektronik und auch in Blöcken für das industrielle Wellenlöten abgegeben. Im Herstellungsprozess wird während der Extrusion des Lotdrahtes die Flussmittelpaste in das Filament eingearbeitet. Die Paste schmilzt zum Zeitpunkt des Lötens und reinigt die Lötstelle, damit das Lot ungehindert fließen kann.

Typisch für die Elektronik sind auch 50/50-Sn-Pb-Legierungen, die also je zur Hälfte aus den beiden Metallen bestehen. Je höher der Bleianteil ist, desto zäher ist das Lot, aber desto geringer ist auch die elektrische Leitfähigkeit. Da Blei ein Schwermetall ist, wird es gefährlich (giftig), wenn es in das Grundwasser eindringt oder in das Wasser von Meeren, Seen und Flüssen gelangt. Daher werden seit längerer Zeit blei- oder Pb-freie Lötlegierungen hergestellt, die auch als RoHS-konform bezeichnet werden. Traditionellen Blei-Zinn-Legierungen (bleihaltig genannt) wurden praktisch aufgegeben und sind sogar verboten, außer in bestimmten Bereichen wie der Militär- und Raumfahrt Elektronik, da das Lot zäher und widerstandsfähiger gegen äußere Belastungen ist als Lot aus bleifreien Legierungen.

Die RoHS-Lotlegierung besteht in der Regel aus Zinn, Silber (Ag) und Kupfer (Cu) und heißt daher Sn-Ag-Cu, aber es gibt auch Legierungen, die nur aus Zinn und Kupfer bestehen (Sn-Cu). Die prozentualen Anteile der einzelnen Metalle sind je nach Anwendung unterschied-



Bild 1. Eine typische Lötendraht-Spule [1].

lich; die gängigsten Legierungen bestehen jedoch aus 90...99 % Zinn, durchschnittlich 3 % Silber und 0,5...0,7 % Kupfer. Die Sn-Cu-Legierungen bestehen in der Regel aus 99,3 % Zinn und 0,7 % Kupfer. Eine typische Spule mit verbleitem Lötzinndraht [1] ist in **Bild 1** zu sehen. Die wichtigsten praktischen Unterschiede zwischen RoHS-konformen und bleihaltigen Legierungen bestehen darin, dass erstere höhere Schmelztemperaturen und eine größere Menge an Flussmittel erfordern, aber weniger stark haften als bleihaltige Legierungen, weshalb sie oft mehr Flussmittel enthalten (der Prozentsatz ist manchmal auf dem Etikett angegeben) oder die Zugabe von Flussmittelpaste beim Löten erfordern. Außerdem sind die durchschnittlichen Kosten für RoHS-konforme Legierungen höher, da sie mehr wertvolle Metalle enthalten.

Manuelles Löten

Elektronische Bauteile können entweder manuell oder automatisch gelötet werden. Wir interessieren uns für die manuelle Lötung, die je nach Art der Bauteile ein Mindestmaß an Ausrüstung erfordert:

- > 20...70-W-Lötkolben, vorzugsweise elektrisch
- > etwas Lötendraht und eventuell etwas Flussmittel
- > einen Entlötkolben oder eine Entlötpumpe
- > eine Lötmatte aus isolierendem Material zum Schutz der Arbeitsplatte

Anstelle eines „normalen“ Lötkolbens ist eine Lötstation mit elektronischer Temperaturregelung besser zu verwenden. Ein gutes Beispiel für einen Lötkolben in Stiftform ist der der Digitalen Lötstation WE 1010 der Firma Weller in **Bild 2**, die einen 70-W-Lötkolben mit digitaler Temperaturregelung verwendet und weiteres Zubehör enthält [2]. Zum Entlöten verfügen einige Stationen auch über einen vakuumbetriebenen Entlötkolben, der einem normalen Lötkolben ähnlich sieht, aber dessen Spitze hohl und mit einem Schlauch verbunden ist, der zu einer Vakuumpumpe führt. Als Alternative kann man auch Entlötgeflecht verwenden, eine Art Netzstreifen aus Kupferdraht, der mit Flussmit-



Bild 2. Die digital gesteuerte Lötstation Weller WE 1010 [2].



Bild 3. Einige Beispiele für unterschiedlich geformte LötKolbenspitzen.

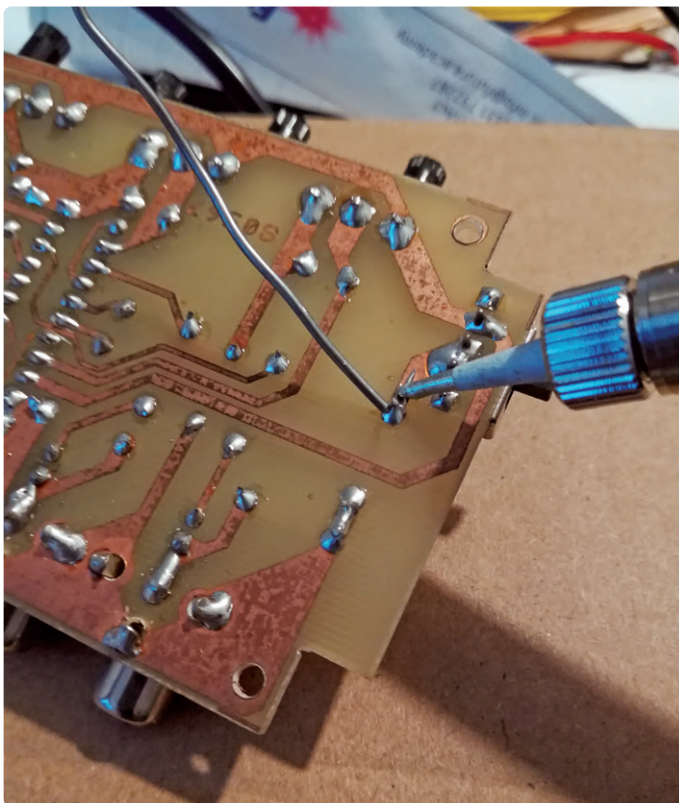


Bild 4. Löten eines Anschlusses eines bedrahteten Bauteils.

tel getränkt ist und Zinn aufsaugt, so dass es sich sehr gut von den Lötäugen, den Leiterbahnen und bei bedrahteten Bauteilen von den Anschlussdrähten entfernen lässt. Zwei gute Lötmaten in den Abmessungen 20,9 × 29,5 cm und 70 × 100 cm finden Sie unter [3] und [4] im Textkasten **Passende Produkte**. Sie sind aus antistatischem Silikon gefertigt, hitzebeständig bis zu einer Temperatur von über 300°C und bruchsicher. Der LötKolben, mit dem die Bauteile gelötet werden, hat in der Regel Stiftform: eine unterschiedlich geformte Spitze mit einem wärmeisolierenden Griff, deren Aufgabe es ist, das Lot zu schmelzen. Die Spitze wird im Inneren durch ein „gehärtetes“ Heizelement (mit einer Ummantelung aus rostfreiem Stahl oder Keramik) erhitzt. Sie kann aus beschichtetem (versilbertem) Kupfer oder aus rostfreiem Stahl bestehen; erstere erhitzt sich schneller, hält aber weniger lange, da sie aus einem weicheren Material besteht, das sich durch Druck und Reibung an den zu lötenden Stellen abnutzt und schließlich erodiert. Die Stahlspitze hingegen ist haltbarer, erwärmt sich aber aufgrund ihrer thermischen Trägheit langsamer. In jüngster Zeit sind LötKolbenspitzen aus Sinterkeramik auf den Markt gekommen, die eine sehr hohe Verschleißfestigkeit aufweisen und elektrisch isoliert sind.

Der einfache Elektronik-LötKolben arbeitet in der Regel bei Temperaturen zwischen 230 °C und 400 °C und wird über ein Kabel mit Stecker an der Netzspannung (230 V_{AC}) angeschlossen. Manchmal besitzt er eine Taste für den Betrieb mit halber Leistung, so dass der Benutzer zwischen zwei Löttemperaturen wählen kann. Elektronik-LötKolben haben gewöhnlich eine Leistung von 20...70 W. Die vom LötKolben erreichte Temperatur wird von vielen Bedingungen beeinflusst, nicht zuletzt von der Umgebungstemperatur. Um mit einer stabilen und bekannten Temperatur zu löten, sollte deshalb eine temperaturgeregelte Lötstation verwendet werden, deren Temperatur mit einem Sensor an der Lötspitze kontrolliert wird.

Es gibt verschiedene Arten von Lötstationen, die aber alle nach diesem Prinzip funktionieren. Die meisten haben einen Wahlschalter, mit dem zwei oder drei Temperaturen eingestellt werden können, oder einen Drehknopf oder ein Tastenfeld, um die Temperatur nach Wunsch zu verändern. Oft hat der LötKolben austauschbare Spitzen verschiedener Formen (konisch, mit Meißel, Klinge, flach, und so weiter). Bei vielen Stationen (wie bei JBC) enthalten die austauschbaren Spitzen den Heizwiderstand, und der LötKolbengriff hält sie lediglich und versorgt sie mit Strom. **Bild 3** zeigt verschiedene Arten von LötKolbenspitzen.

Der Gebrauch des HandlötKolbens

Beim Löten mit Zinn wird auf den Teilen (in diesem Fall die Anschlüsse von elektronischen Bauteilen und Drähte oder Leiterbahnen von Leiterplatten), die in der Regel aus Kupfer bestehen, eine bestimmte Menge Lötzinn aufgebracht. Das bis zum Schmelzen erhitzte Zinn umhüllt die Teile, und wenn es abkühlt, fixiert es sie miteinander und stellt außerdem die notwendige elektrische Verbindung her. Um die Haftung des Zinns zu verbessern, werden die Anschlüsse elektronischer Bauteile in der Regel bereits im Werk verzinnt, weshalb sie silbergrau erscheinen. Für ein korrektes Löten ist es notwendig, dass die zu lötenden Oberflächen weder nass noch oxidiert sind. Um das Oxid von den Leiterbahnen oder Pads der Platine zu entfernen, kann man entweder ein gewöhnliches Geschirrtuch verwenden, wenn die kein Lötstopplack oder Siebdruck auf der Lötseite vorhanden ist, oder bestimmte Chemikalien oder einfach Flussmittelpaste.

Bei bedrahteten Bauteilen in Durchstecktechnik (Through-Hole-Mounting, THT) wird gelötet, indem man die Spitze des LötKolbens einige

Sekunden lang auf die Kupferbahn und gleichzeitig an den bereits eingesteckten Anschlussdraht des zu verzinnenden Bauteils legt und dann mit dem Lötendraht den Anschluss oder die Leiterbahn berührt (**Bild 4**). Der Draht sollte nicht auf die Lötspitze gelegt werden, zumindest nicht, bevor die Leiterbahn und der Bauteilanschluss erhitzt sind, sonst kann es leicht zu „kalten Lötstellen“ kommen: Die Teile scheinen miteinander verbunden zu sein, sind es aber nicht wirklich, und der elektrische Widerstand des Kontakts ist zu hoch, um ein ordnungsgemäßes Funktionieren der Schaltung zu gewährleisten.

Kalte Lötstellen sind sehr heimtückisch, weil sie schwer zu erkennen sind. Der Kontakt scheint zwar meist oberflächlich mechanisch stabil, aber elektrisch ist er nicht gut. Tatsächlich hat die Verbindung dann oft einen sehr hohen Widerstand. Kalte Lötstellen entstehen, weil die geschmolzene Lotlegierung auf die Teile (Leiterbahn und Bauteil) fließt, wenn diese nicht heiß genug sind. Das Zinn erstarrt zu schnell und verbindet sich nicht so mit den Metallen, wie es sein sollte. Ein anderer Grund für Kalte Lötstellen ist, dass die zu lötenden Teile oxidiert sind. Kalte Lötstellen erkennt man nicht nur daran, dass das gut geschmolzene Lot nicht flüssig auf die Verbindungsstellen fließt und „Tröpfchen“ bildet, sondern auch an der Farbe und Oberfläche der Lötstelle: Das im flüssigen Zustand silbrig glänzende Lötzinn wird beim Abkühlen abrupt matt und bleibt so.

Nach dem Löten einiger Bauteile neigt das Flussmittel dazu, Rückstände auf der Lötkolbenspitze zu hinterlassen, die man regelmäßig entfernen sollte. Die einfachste Methode ist das Abwischen an einem speziellen, mit Wasser angefeuchteten Schwamm, der oft mit dem LötKolbenhalter in einem dafür vorgesehenen Fach oder mit der Lötstation geliefert wird. Alternativ können Sie einen „Metallschwamm“ wie den in **Bild 5** verwenden. Um gute Lötstellen zu erhalten und die Bauteile nicht zu überhitzen, insbesondere bei Halbleitern (Dioden, Transistoren, Triacs, aber vor allem bei integrierten Schaltkreisen und Fassungen), sollte die Spitze des LötKolbens nur so lange auf den Pads und den Anschlussdrähten ruhen, bis das Lötzinn glänzt; danach sollte sie ohne Verzögerung abgehoben werden. Außerdem muss, wann immer der LötKolben es zulässt, eine angemessene Temperatur eingestellt werden. Bleihaltige Lotlegierungen schmelzen bei Temperaturen von durchschnittlich 220...230 °C, bleifreie Lote weisen dagegen eine 15...20 °C höhere Schmelztemperatur auf. Um alles richtig zu machen, lohnt es sich immer, die Datenblätter Ihrer Lotlegierungen zu konsultieren, da sich die Schmelztemperatur je nach den Zusätzen oder der Zusammensetzung des Lots ändern kann.

Manchmal erfordern Lotlegierungen mit Metallanteilen von Silber zusätzliches Flussmittel. Daher ist es ratsam, vor dem Löten etwas Flussmittelpaste (**Bild 6**) auf die zu verzinnenden Teile zu streichen, um die Haftung zu verbessern. Was die Leistung des LötKolbens und die Arbeitstemperatur betrifft, so ist zu bedenken, dass die Temperatur des Lötzinns nicht nur von der eingestellten Temperatur abhängt, sondern auch und vor allem vom Verhältnis zwischen der Leistung des LötKolbens und der Masse des am Lötvorgang beteiligten Lots und Metalls: Es ist nämlich eine Sache, wie viel Temperatur der LötKolben von sich aus aufrechterhalten kann, eine andere, wie viel Wärme von der Lötstelle „entweicht“, was von der thermischen und elektrischen Leistung des LötKolbens abhängt.

Nehmen wir ein Beispiel: Der LötKolben einer 40-Watt-Lötstation kann die eingestellte Temperatur nur dann halten, wenn man kleine elektronische Bauteile und keine elektromechanischen Komponenten (große Steckverbinder mit „dicken“ Anschlüssen zum Beispiel) löten will, aber



Bild 5. Ein LötKolbenhalter mit nassem Reinigungsschwamm (links) und ein metallischer Reinigungsschwamm (rechts).



Bild 6. Dose mit Flussmittelpaste (Löffett), die den Lötvorgang in kritischen Fällen unterstützt.

auch, wenn die Leiterbahnen auf der Platine nicht besonders groß und reichlich verzinkt sind. Auch die Form der Lötspitze spielt eine Rolle: Je größer die Kontaktfläche zwischen Spitze und Leiterbahn/Bauteil ist, desto mehr und schneller kann sie letztendlich die Wärme an das Lot abgeben.

Nach dem Löten lohnt es sich immer, die getane Arbeit mit einer Lupe oder besser einer Lupenlampe zu inspizieren, da es beim Löten von Chips mit sehr eng beieinander liegenden Anschlüssen schwierig ist, mit dem Auge zu erkennen, ob man (k)einen Kurzschluss fabriziert hat. Nur mit einer hellen Schreibtischlampe, die den Arbeitsbereich gut ausleuchtet, lassen sich Kürzschlüsse aus Lötzinn benachbarter Pads entdecken.

Da das Löten Flussmittlrückstände hinterlässt, die bei hohen Temperaturen in Kontakt mit der Luft aushärten, ist es ratsam, die Platine mit Produkten wie einem Anti-Flux-Spray zu reinigen. Solche speziellen Chemikalien sind nicht nur ein wirksames Reinigungsmittel für alle Arten von elektrischen und elektronischen Bauteilen; durch seine vollständige Verdunstung und seine Kompatibilität mit Kunststoffen ist er sehr nützlich, um eine Schaltung für weitere Behandlungen, zum Beispiel mit einem Isolierlack, vorzubereiten. Ein solcher „Anstrich“ eignet sich sehr gut, um beispielsweise die Platinen-Unterseite zu isolieren und einen versehentlichen ungewollten Kontakt mit irgendwelchen Bauteilanschlüssen zu verhindern.

Als Alternative zum oben genannten Flussmittlentferner können auch Lösungsmittel wie Trichlorethylen verwendet werden, das jedoch die Kunststoffe mancher Steckverbinder und Bauteile angreift. Für das „Waschen“ der Platinen mit dem Flussmittel und in jedem Fall für alle Lötarbeiten ist es immer nützlich, einen Dunstabzug oder eine kleine Haube zu haben, die den Rauch aus der Verdampfung des Flussmittels und Feinstäube absaugt. Ein Beispiel hierfür ist die Tisch-Lötabsau-

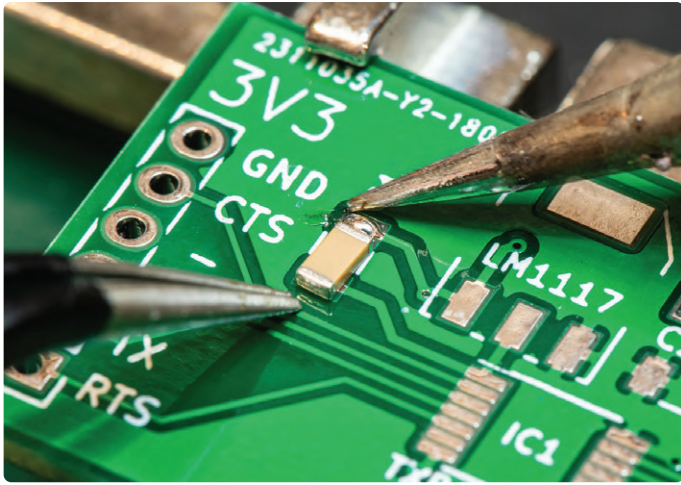


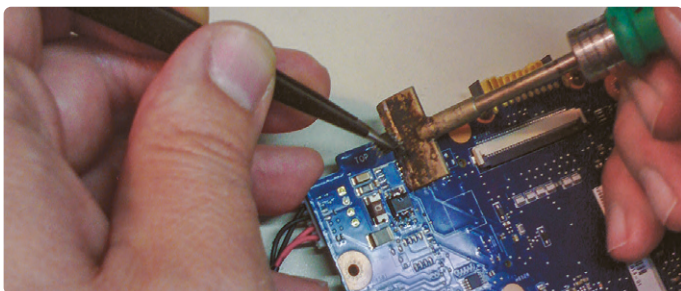
Bild 7. Einige SMDs können auch mit einem normalen LötKolben gelötet werden.



Bild 8. Lötflussmittel-Kit von Velleman [6].



Bild 9. Starter-Box: das Löt-Einsteiger-Set WTS100 von Whadda [7] mit allen notwendigen Werkzeugen, um sofort mit dem Löten zu beginnen.



*Bild 10. Entlöten eines TSSOP-Chips mit einer speziell angepassten
Messerspitze.*

gung [5] mit einem Aktivkohlefilter: Sie verfügt über einen elektrischen Lüfter, der die beim Löten, Entlöten und Reinigen der Leiterplatte mit Lösungsmitteln entstehenden Dämpfe und Aerosole ansaugt und die gereinigte Luft zur Seite weggeblasen.

ICs und mehrpolige Bauteile

Beim Löten von integrierten Schaltkreisen mit Anschlüssen in einem sehr feinen Raster sind noch einige weitere Vorsichtsmaßnahmen zu beachten. Solche Bauteile sind nämlich leicht zu überhitzen, weil der LötKolben diese Bauteile mehrfach berührt. In solchen Fällen, vor allem bei integrierten Schaltungen, ist es ratsam, die Stifte auf beiden Seiten abwechselnd und „kreuzweise“ zu verzinnen, also auf einer Seite von oben nach unten und auf der gegenüberliegenden Seite von unten nach oben. Ähnliches gilt für Bauteile, deren Anschlüsse auf vier Seiten angeordnet sind.

Löten von SMDs

Bei SMD-Bauteilen unterscheidet sich die Löttechnik je nach Gehäuse, mit dem man es zu tun hat: Viele SMDs können manuell mit der klassischen (wenn auch feinen) LötKolbenspitze gelötet werden (**Bild 7**), während andere zwingend eine Heißluftstation erfordern, weil ihre Anschlüsse unter dem Bauteilgehäuse liegen. Auch in Bezug auf die zu verwendende Lötlegierung gibt es verschiedene Ansätze, wobei es sich um klassischen Draht, aber auch um Lötpaste handeln kann: Letzteres ist eine Paste aus Lötzinn und Flussmittel, die in kaltem Zustand sehr formbar ist, um sie auf die Pads der Leiterplatte aufzutragen. Im Handel [6] wird sie in Spritzenform (**Bild 8**, praktisch, um sie beispielsweise präzise auf winzige Pads aufzubringen) oder in Dosen angeboten.

Übung macht den Meister

Nun, bis hierher haben wir Ihnen erklärt, wie das Lötens elektronischer Bauteile funktioniert und wie es gemacht wird, aber an dieser Stelle fragen sich Einsteiger in das wunderbare Elektronikhobby, wo und womit sie denn anfangen sollen. Nun, diese Frage ist insofern berechtigt, schließlich erlernt man das Autofahren zuerst meist in einem Fahrzeug mit Doppelsteuerung (und dem Fahrlehrer auf dem Beifahrersitz); seine ersten Schritte in die Welt des Lötens unternimmt man am besten auch nicht an einer Schaltung, die man später dringend benötigt, sondern an etwas, das man nicht mehr braucht und opfern kann, zum Beispiel an einer vom Schrott geretteten Platine. Aus diesem Grund gibt es auch Lötsets für Einsteiger [7], die aus einem Haufen verschiedener Werkzeuge zu Zubehörteilen bestehen, mit denen man die Übungen sofort anfangen kann (**Bild 9**).

Werkzeuge zum Entlöten

Obwohl der Schwerpunkt dieses Tutorials auf dem Löten von elektronischen Bauteilen liegt, ist es interessant festzustellen, dass der LötKolben auch zum Entlöten von Bauteilen verwendet werden kann: Einfach die Spitze auf die Pads legen, bis das Lot schmilzt, und dann das Bauteil mit einer Pinzette entfernen. **Bild 10** zeigt das Entlöten eines TSSOP-Chips mit dem LötKolben einer Entlötstation mit austauschbaren Spitzen, auf der anstelle der herkömmlichen LötKolbenspitze eine breite Messerspitze montiert ist: Zuerst erhitzt man die Anschlüsse auf der einen Seite, dann die auf der anderen Seite und entfernt das Bauteil mit einer Pinzette.

Zum Entlöten von SMD-Bauteilen, die nur zwei Anschlüsse haben (Dioden, Widerstände, Kondensatoren), können Sie eine spezielle Schnabelheizzange verwenden, die ein eigenständiges Werkzeug oder Teil einer Entlötstation sein kann. Sie verwenden sie wie in **Bild 11** gezeigt, klemmen also das Bauteil an den Elektroden fest, warten, bis das Lot schmilzt, und heben das Bauteil dann ab. In **Bild 12** sehen Sie eine andere Technik, bei der Sie die Spitzen zweier LötKolben an den Anschlüssen des Bauteils ansetzen und dann mit den beiden LötKolben drücken, bis das Lot schmilzt, um das Bauteil anheben und herausnehmen zu können.

Die Entlötpumpe

Die Entlötpumpe ist das am häufigsten verwendete Werkzeug zum Entlöten von traditionell montierten elektronischen Bauteilen (den THTs) mit vielen doppelseitig verlöteten Anschlüssen in metallisierten Löchern. Der LötKolben alleine reicht nicht aus, das Zinn aus den Lücken zwischen den Anschlüssen und den Lochwänden zu entfernen. In ihrer einfachsten Form handelt es sich um eine Handpumpe, die aus einem Hohlzylinder besteht, in dem sich ein federgespannter Kolben befindet, der auf Knopfdruck in den Ruhezustand zurückkehrt und das Lot durch eine Metall- oder Teflondüse ansaugt, die mit der Pumpenkammer verbunden ist. Eine solche mechanische Entlötpumpe wird zusammen mit dem LötKolben verwendet: Der LötKolben schmilzt das zu entfernende Zinn und die Entlötpumpe saugt es auf. Da es unpraktisch ist, zwei Werkzeuge in der Hand zu halten und dem Menschen nur zwei Hände gegeben sind, hat man Entlötpumpen erfunden, bei denen es sich um beheizte Zinnsauger mit Metallspitzen (Kupfer oder noch besser Edelstahl) handelt, wie sie auch in LötKolben verwendet werden. Bei diesen Pumpen steht der Zylinder mit der durch einen elektrischen Widerstand erhitzten hohlen Spitze in Verbindung. **Bild 13** zeigt, wie das Entlöten mit einem solchen Werkzeug durchgeführt wird: Die hohle Spitze wird auf den Anschlussdraht des Bauteils gesetzt und leicht gedrückt, dann wird gewartet, bis das Lot schmilzt, und dann wird der Knopf gedrückt. Die Entlötpumpe kann eine eigenständige Maschine sein, aber sie ist auch oft Bestandteil einer Lötstation. In diesem Fall handelt es sich um eine Entlötpumpe wie die soeben beschriebene, bei der eine Vakuumpumpe einen Unterdruck erzeugt, der durch einen Gummischlauch in den Hohlraum der Spitze übertragen wird. Die Pumpe wird durch einen Fußschalter oder eine auf dem Entlötpumpengriffel angebrachte Drucktaste aktiviert. Die Pumpe kann im Gegensatz zum herkömmlichen Entlötgerät, das nur einmal ansaugt und dessen Feder dann wieder gespannt werden muss, kontinuierlich ansaugen. Daher ist eine solche Entlötstation auch effektiver bei der Entfernung großer Zinnmengen.

Das angesaugte Zinn kühlt ab und verfestigt sich fast sofort, wobei sich im Inneren des Geräts mehr oder weniger große Massen bilden, die aufgehalten werden müssen, bevor sie die Absaugpumpe verstopfen. Zu diesem Zweck befindet sich im Inneren der Entlötstationen ein Siebfilter, entweder ein Maschendraht oder ein Wattebausch, der die Luft durchlässt und das Zinn zurückhält. Im Laufe der Zeit und abhängig von der Verwendung des Werkzeugs muss ab und an der Filter entfernt und durch einen neuen ersetzt werden. Außerdem neigt die Lötspitze, vor allem wenn sie aus Kupfer besteht, aufgrund der ständigen Erwärmung zur Bildung von Ablagerungen an der Innenwand, die sich mit der Zeit zusetzen. Daher sollte sie mit einer Nadel oder einem dünnen Draht oder mit speziellen Bürsten, die mit dem Entlötgerät geliefert werden, gereinigt werden.

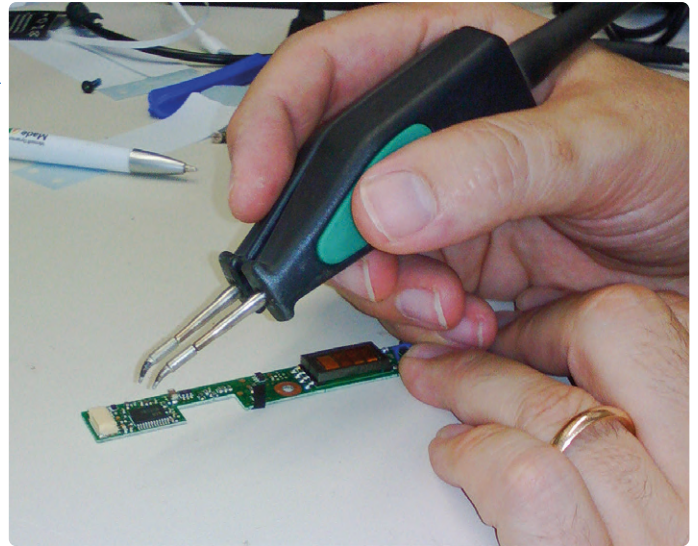


Bild 11. Entlöten eines zweipoligen SMDs mit einer speziellen, beheizten Schnabelzange.

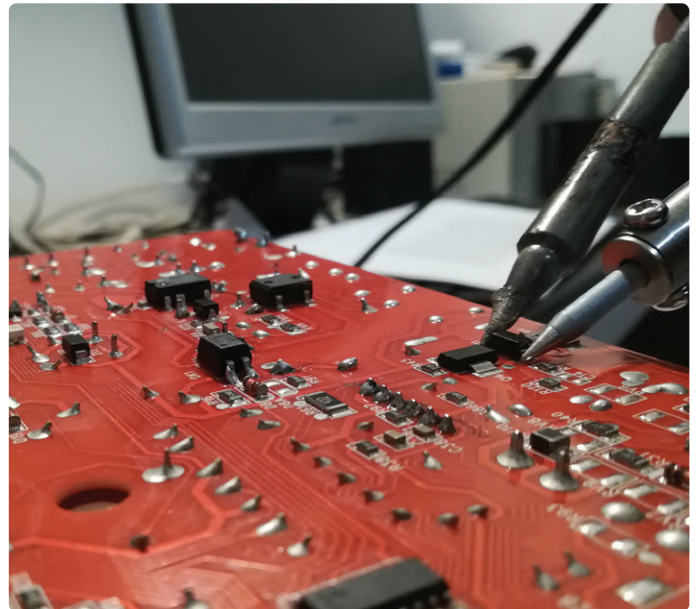


Bild 12. Entlöten eines zweipoligen Bauteils mit Hilfe von zwei LötKolben.

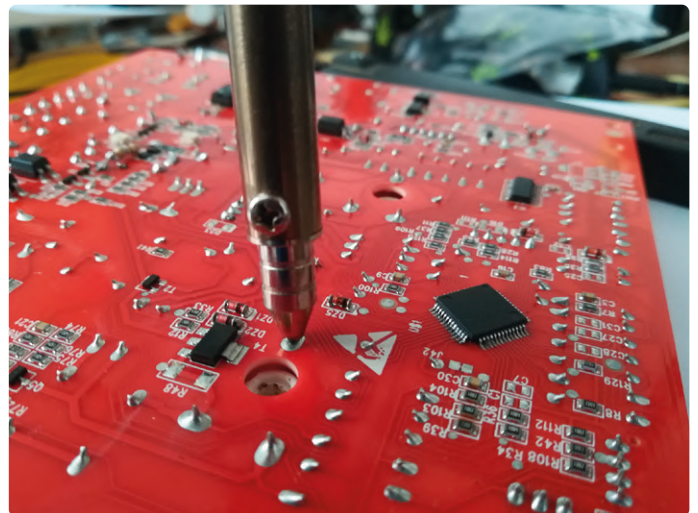


Bild 13. Eine Entlötpumpe mit beheizter Hohlspitze in Aktion.



Bild 14. Eine kombinierte Lötstation zum Bestücken und Nachbearbeiten, die sowohl einen StiftlötKolben als auch eine Heißluftpistole für SMDs besitzt [8].

SMD-Löten mit Heißluft

Oberflächenmontierte Bauteile, insbesondere die kleineren, und ICs mit dichten Pins oder Pads *unter* dem Gehäuse (QFBs, LGAs und BGAs) müssen mit einer Heißluftstation gelötet werden, nachdem die entsprechenden Pads mit Lotpaste verzinnt wurden. Dieser Vorgang kann in einem speziell für diese Prozesse vorgesehenen Ofen durchgeführt werden; es gibt auch die Möglichkeit, automatische oder halbautomatische Maschinen zu verwenden. Aber das ist ein Bereich, der den Rahmen dieses Tutorials sprengen würde.

Die Heißluftstation ist eine Maschine, die - zum Löten oder Entlöten - Bauteile oder deren Verbindungen durch einen Heißluftstrahl erhitzt, der aus einer Düse mit wärmeisoliertem Griff und einer (unterschiedlich geformten) Metalldüse austritt. Der Luftstrom und die Temperatur des Luftstrahls können an der Frontplatte des Geräts eingestellt werden. Die Heißluftdüsenstation besteht aus einem Niederdruck-Rotationsgebläse oder einer permanent von einem Elektromotor betriebenen Luftpumpe, die Luft von außen ansaugt (geschützt durch einen Filter) und in ein beheiztes Rohr bläst, das zum Düsenkopf führt. Letzterer ist eine röhrenförmige Düse, die unterschiedlich geformt oder zylindrisch sein kann, aber für die Anbringung von Adaptern (Leitblechen) eingerichtet ist, die den Luftstrom auf verschiedene Weise auf sein Ziel lenken können.

Ein gutes Beispiel für eine solche Station ist die *2-in-1-SMD-Heißluft-Rework-Station ZD-8922*, erhältlich im Elektor Store [8]: Sie besitzt auch einen StiftlötKolben und ist somit eine kombinierte Löt-/Entlötstation, wie in **Bild 14** zu sehen. Beim Heißluft-Entlöten wird die Platine, von der die Bauteile entfernt werden sollen, auf eine Metallplatte gelegt und der Heißluftstrahl von allen Seiten auf die Anschlusspins gerichtet, wobei nacheinander von einem zum anderen gewechselt wird. Wenn das Lot kurz vor dem Schmelzen ist und glänzt, kann der Chip entfernt werden. Dazu muss er mit ruhiger Hand mit einer gefederten Pinzette ergriffen und kurz entschlossen angehoben werden, damit er nicht an den daneben liegenden Bauteilen anstößt. Ein „Ziehen“ eines Bauteils über die Platine kann dazu führen, dass sich das Zinn verteilt und benachbarte Leiterbahnen und Bauteile kurzschließt, was sich anschließend nur schwer entfernen lässt.

Das Entlöten gelingt besser, wenn die Schaltung auf eine Heizplatte gelegt wird, denn während Heißluft allein eine Platinenseite erwärmen kann und somit sehr hohe Temperaturunterschiede bewältigt werden müssen, bevor das Lot schmilzt, bereitet die Erwärmung von der Unterseite der Platine das Zinn zum Schmelzen vor. Dann können die Bauteile mit einer weit niedrigeren Temperatur der Heißluft schneller entfernt werden, was der Lebensdauer der Bauteile und der gesamten Platine förderlich ist. Wenn nämlich eine Seite der Platine im Verhältnis zur anderen zu stark erhitzt wird, kann der Temperaturunterschied die Leiterplatte wölben und verformen oder das Lot oder gar die Leiterbahnen ablösen. Diese Gefahr besteht bei einer gleichmäßig erhitzten Platine nicht.

Beim Löten wird der Chip einfach mittig auf den entsprechenden Pads platziert; und nachdem das Bauteil positioniert ist, kann es erhitzt werden. Dabei ist diesmal darauf zu achten ist, dass der Heißluftstrahl schwach genug ist, da er sonst den Chip „verblasen“ kann, vor allem, wenn dieser sehr klein ist. Beim Entlöten eines Bauteils können Sie den Druck des Strahls erhöhen, um die Temperatur schnell zu steigern, aber hier ist Vorsicht geboten. Das Löten gelingt am besten, wenn vor dem Einsetzen des Bauteils eine dünne Schicht Flussmittel auf die Pads aufgetragen wird, die das Schmelzen und die Haftung des Lots um die Anschlüsse des Chips erleichtert und verhindert, dass es die benachbarten Kontakte kurzschließt.

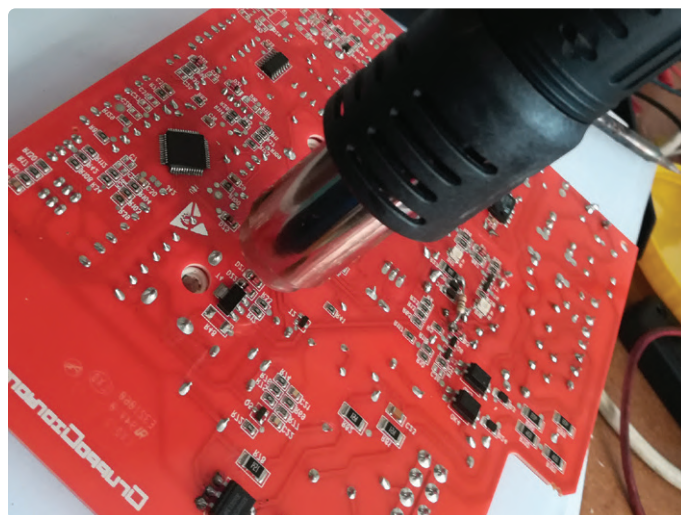
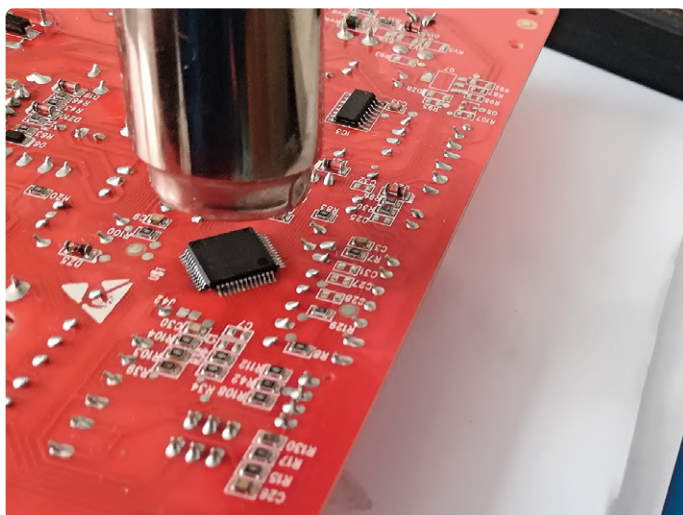


Bild 15. Heißluft-Entlötung eines QFT-Chips (links) und eines SOT23-Transistors (rechts).



Bild 16. Der Infrarot-Reflow-Ofen T-962 mit besonderen Merkmalen, die exklusiv bei Elektor erhältlich sind [9].

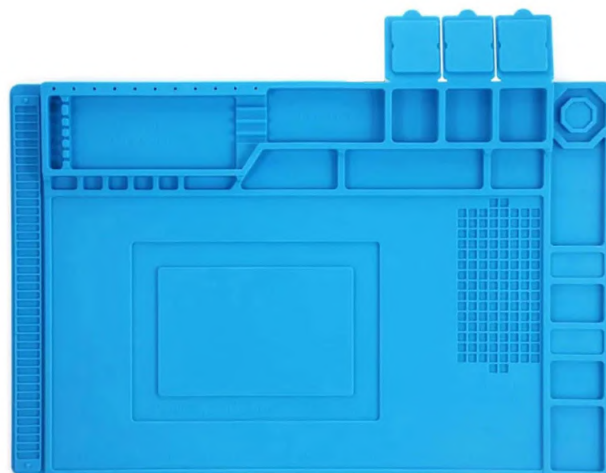
Auch das Heißluftlöten gelingt besser, wenn die Platine zunächst durch eine Matte vorgewärmt wird. Einige Heißluftgeräte schalten den Luftstrahl mit einer Verzögerung aus, wenn der Benutzer das Gerät ausschaltet, was nicht ungefährlich ist, wenn Sie die Düse ablegen, da die heiße Luft wirklich sehr heiß ist. Legen Sie deshalb das Heißluftgebläse niemals auf eine blanke Tischplatte oder vor brennbare (Lösungsmittel, Alkohol, Papier) oder durch Hitze verformbare (Styropor und weiche Kunststoffe) Materialien, sondern legen Sie es immer wieder im Ständer ab. Diese Vorsichtsmaßnahme gilt auch für „Instant-Off-Geräte“, bei denen man bei jedem Einschalten die Temperatur und den Luftdruck neu an den Knöpfen einstellen muss. Wenn man das Gerät nur kurzzeitig abstellen will, weil man es nur für einige Augenblicke nicht braucht, wäre es ziemlich lästig, es immer aus- und wieder einzuschalten. In jedem Fall sollte man sich vergewissern, dass sich dann hinter der Halterung der Heißluftpistole keine brenn- oder schmelzbaren Gegenstände befinden. In **Bild 15** sehen Sie die Heißluftpistole in Aktion beim Entlöten einiger SMD-Bauteile.

SMDs im Backofen!

Wenn die zu lötenden Bauteile sehr zahlreich und sehr klein sind, ist die Heißluftstation möglicherweise nicht die beste Lösung. Als Alternative können Sie auf das Löten in einem Ofen zurückgreifen, indem Sie alle Bauteile auf die entsprechenden, mit Lötpaste bestrichenen Pads setzen und die Platine langsam und vorsichtig (um die Bauteile nicht zu verschieben) auf die Schublade eines SMD-Lötofens legen, wie er im Elektor Store [9] erhältlich und in **Bild 16** dargestellt ist. Diese Öfen verfügen über eine mikroprozessorgesteuerte elektrische Widerstands- oder Infrarotheizung, die es ihnen ermöglicht, voreingestellte oder vom Benutzer definierbare Heizsequenzen vollautomatisch auszuführen. Im Durchschnitt dauert das Löten zwei bis drei Minuten, und die eingestellte Temperatur steigt allmählich an, bis sie für die Dauer des Schmelzens der Kugeln einen Spitzenwert von 250...300 °C (je nach verwendeter Lötlegierung) erreicht (der Ofen muss beleuchtet sein, und man muss deutlich sehen können, was im Inneren geschieht), danach geht sie langsam wieder zurück, um die Platine abkühlen zu lassen.

Wenn sich unter den zu lötenden Bauteilen einige befinden, die bei hohen Temperaturen beschädigt werden könnten, empfiehlt es sich, selektiv zu löten, das heißt zuerst die widerstandsfähigeren Bauteile bei einer höheren Temperatur zu löten und dann die Bauteile, die nur eine niedrigere Temperatur vertragen, mit einer Temperatur zu löten, die knapp über der Schmelztemperatur der Lötlegierung liegt. Auch in diesem Fall erleichtert ein wenig Flussmittelpaste den Lötvorgang. ◀

RG - 230454-02



Passende Produkte

- > [1] Velleman-Lot Sn 60 % Pb 40 % (1 mm, 100 g)
www.elektor.de/19860
- > [2] Weller WE 1010 Digitale Lötstation (Education Kit)
www.elektor.de/18712
- > [3] Lötmatte PCW10A (450x300 mm) 
www.elektor.de/20692
- > [4] Velleman Antistatische-Arbeitsmatte mit Erdungskabel (70x100 cm)
www.elektor.de/19858
- > [5] Lötrauchabsaugung ZD-153A 
www.elektor.de/20468
- > [6] Voltera Flussmittel
www.elektor.de/19535
- > [7] Whadda WTS100 Lötstarter Set
www.elektor.de/20426
- > [8] 2-in-1-SMD-Heißluft-Lötstation ZD-8922
www.elektor.de/20141
- > [9] Verbesserter Infrarot-Reflow-Ofen T-962 (Elektor-Version)
www.elektor.de/20346



34 Attenuators für Audiosignale

Teil 2. Umschalten per Relais

Von Alfred Rosenkränzer (Deutschland)

In ersten dieses Beitrags wurde ein einfacher passiver Abschwächer vorgestellt, dessen Stufen per Jumper eingestellt werden können. Solch eine Lösung eignet sich für ein simples Stand-alone-Gerät gut, wenn man es nicht so häufig benötigt. Will man aber so einen Abschwächer irgendwo einbauen, sollten die Stufen mit einem Umschalter wählbar sein. Genau das leisten die beiden Schaltungen dieses zweiten Teils.

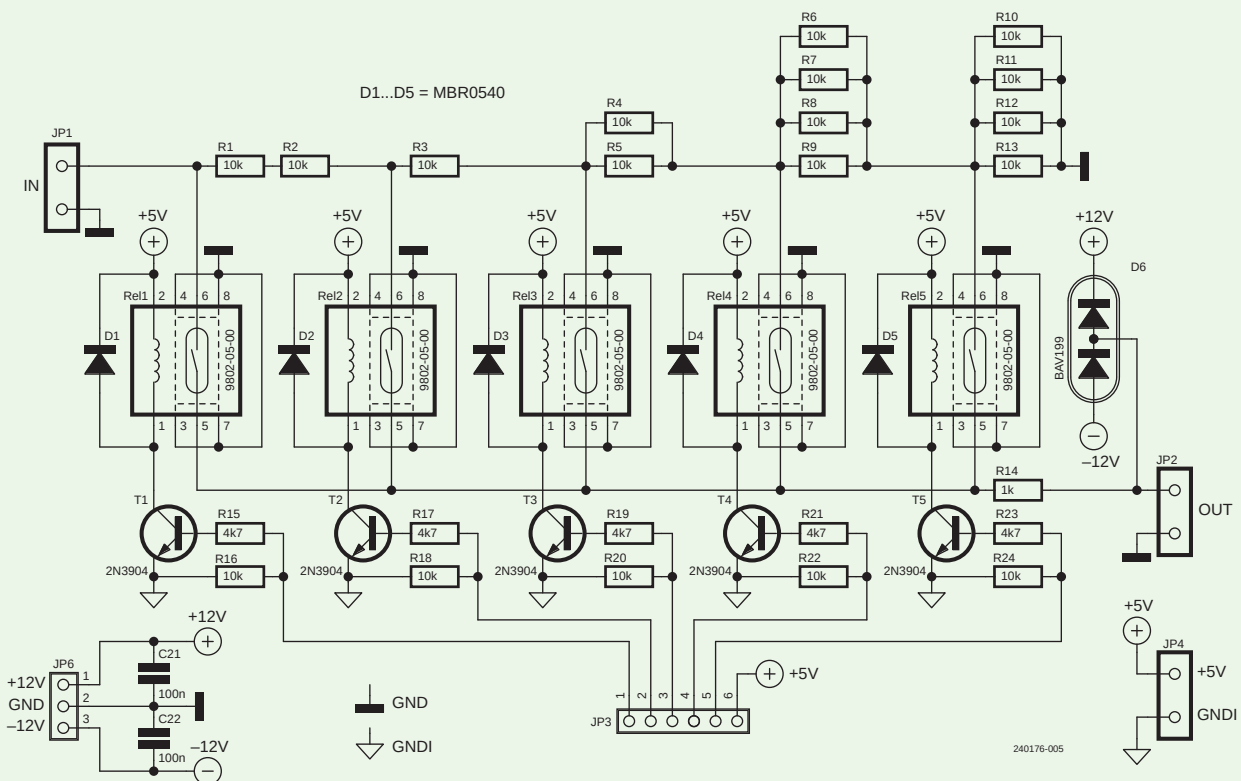


Bild 1. Schaltung der Single-ended-Version mit Relais.

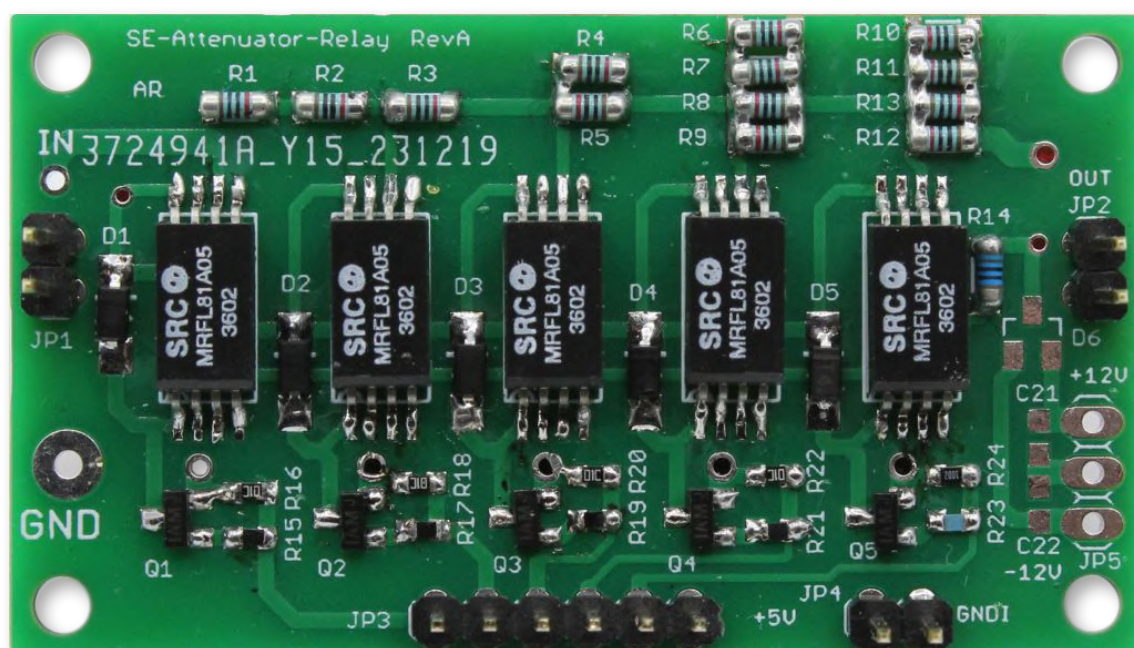


Bild 2. Bestückte Platine der Single-ended-Version mit Relais.

Bei der Verwendung in einem Gerät ist das Auswählen der Dämpfung per Jumper denkbar ungeeignet, denn man will ja nicht bei jeder Änderung den Gehäusedeckel abschrauben. Deshalb wurden zwei Lösungen entwickelt, bei denen die Dämpfung per Relais und damit „fernsteuerbar“ umgeschaltet werden kann. Für einfachere Zwecke reicht eine simplere, massebezogene Single-ended-Version. Für Differenz-Audiosignale muss man etwas mehr Aufwand treiben.

Single Ended

Bild 1 zeigt die Schaltung der einfacheren Lösung für massebezogene Signale. Die fünf Relais werden jeweils von einem Transistor geschaltet, dessen Basis nicht nur per mechanischem Stufenschalter, sondern auch „rein elektronisch“ (zum Beispiel von einem Mikrocontrollerausgang) angesteuert werden kann. Die nötigen 5 V für

den Mittelkontakt eines mehrstufigen Umschalters (JP3) und für die Relais liegen an JP4 an.

Die Signalmasse ist von der Masse zur Versorgung der 5-V-Relais getrennt. Da die Relais über abgeschirmte Kontakte verfügen, ist deren Abschirmung mit der Signalmasse verbunden.

Bild 2 zeigt die bestückte Platine meines Prototypen. Die Position der Stecker für das Ausgangssignal und die ± 12 V (siehe Teil 1) wurde so gewählt, dass sich kurze Verbindungen zu anderen meiner Audio-Boards (wie etwa dem Fliege Notch-Filter aus Elektor 9/2022 [1]) ergeben. Als Widerstände für den Spannungsteiler wurden hier ausschließlich MELF-Typen mit 10 k Ω benutzt. Die Widerstände für die Transistorstufen sind unkritisch und daher als normale SMD-Ausführungen im Format 0603 ausgeführt.



Stückliste (SE-Relais-Version)

Widerstände:

(Wenn nicht anders angegeben:

MELF 0204 oder Dünnschicht SMD 1206, 1%)

R1...R13 = 10 k

R14 = 1 k

R15, R17, R19, R21, R23 = 4k7, SMD 0603

R16, R18, R20, R22, R24 = 10 k, SMD 0603

Kondensatoren:

C21, C22 = 100 n, SMD 0603

Halbleiter:

D1...D5 = 1N4148, DO214AC

D6 = BAV199, SOT23

T1...T5 = 2N3904, SOT23

Außerdem:

JP1, JP2, JP4 = 2-pol. Stiftleiste, RM 1/10"

JP5 = 1x3-pol. Stiftleiste, RM 1/10"

JP3 = 1x6-pol. Stiftleiste, RM 1/10"

Rel1...Rel5 = Relais, 5 V, Typ 9802-05-00

Platine 240176-02

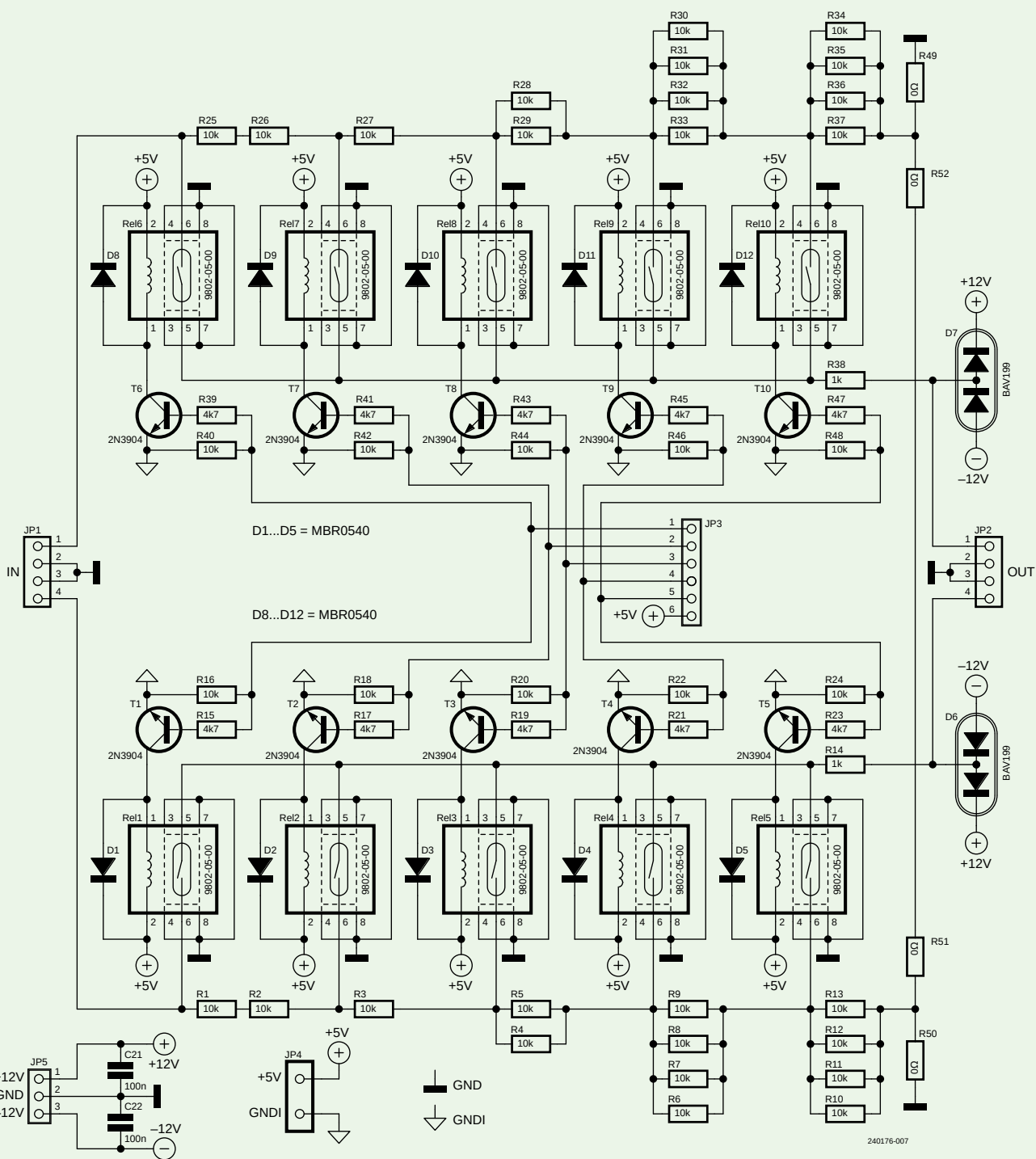


Bild 3. Schaltung der differentiellen beziehungsweise Stereo-Version.

Differentiell/Stereo

Bei der dritten Variante handelt es sich um einen Relais-gesteuerten Abschwächer für differentielle Signale. Die Schaltung von **Bild 3** ist nicht komplizierter als die in Bild 1, nur die Spannungsteiler samt Relais und Transistoren sind doppelt ausgeführt. An JP1 wird das Differenz-Eingangssignal angelegt, an

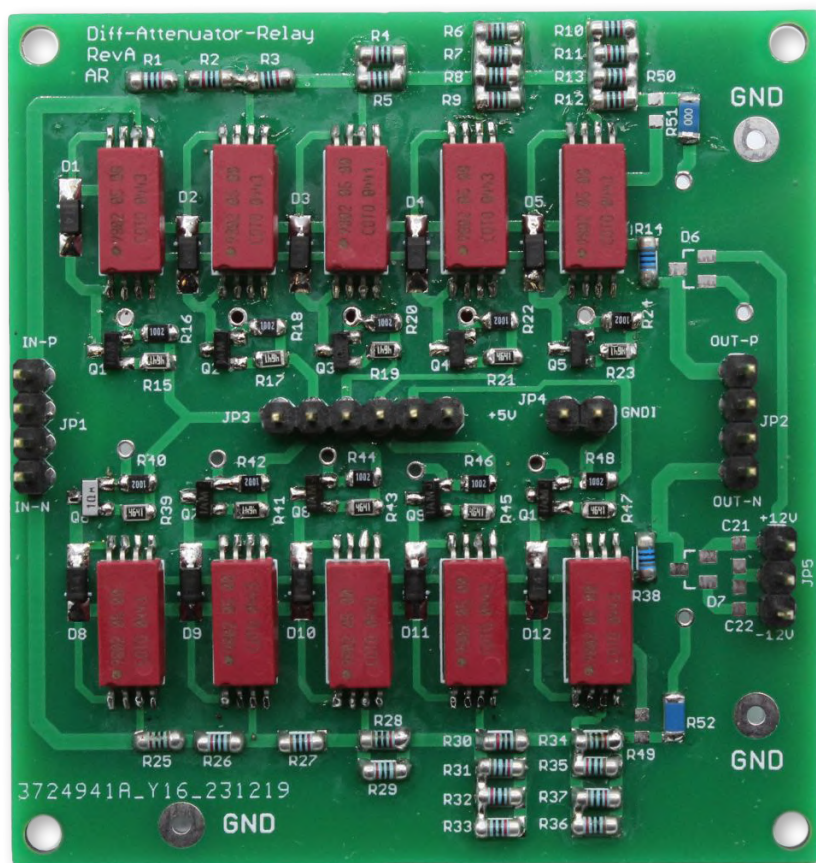
JP2 steht das Ausgangssignal zur Verfügung. Mit den Widerständen R50, R51, R49 und R52 bestimmt man, ob die Spannungsteiler nach GND oder differentiell abgeschlossen werden. Man bestückt also für differentiellen Betrieb die beiden Widerstände R51 plus R52 und lässt R49 sowie R50 weg. Für eine Single-ended-Ausführung (zum Beispiel für massebezogene Stereosignale)

bestückt man hingegen R49 plus R50 und lässt R51 sowie R52 weg. Die beiden Relais einer Stufe werden gemeinsam betätigt, da die Basen der zugehörigen Transistoren über Widerstände vom gleichen Pin von JP3 angesteuert werden. **Bild 4** zeigt die etwas größere bestückte Platine meines Prototypen.

Außerdem

Solch ein Board kann man als Stand-alone-Gerät (zum Beispiel zusammen mit einem Notch-Filter) in ein Gehäuse mit Buchsen, Bedienelementen und einem Netzteil packen. Die Abschwächer sind eine gute Hilfe beim Bau von Audio-Messgeräten oder eignen sich als Tool für das anspruchsvolle Audio-Labor. Die Layoutdateien für die drei Boards lassen sich wie immer kostenlos von der Webseite für diesen Artikel [2] herunterladen. Beim Autor sind noch einige Leerplatinen erhältlich. 

240176-B-02



Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie Fragen oder Anmerkungen zu diesem Artikel? Schicken Sie bitte eine E-Mail an den Autor unter alfred_rosenkraenzer@gmx.de oder kontaktieren Sie Elektor unter redaktion@elektor.de.



Stückliste (Diff/Stereo-Relais-Version)

Widerstände:

(Wenn nicht anders angegeben:

MELF 0204 oder Dünnschicht SMD 1206, 1%)

R1...R13, R25...R37 = 10 k

R14, R38 = 1 k

R49...R52 = 0 Ω, SMD 0603, siehe Text

R15, R17, R19, R21, R23, R39, R41, R43, R45, R47 = 4k7, SMD 0603

R16, R18, R20, R22, R24, R40, R42, R44, R46, R48 = 10 k, SMD 0603

Kondensatoren:

C21, C22 = 100 n, SMD 0603

Halbleiter:

D1...D12 = 1N4148, DO214AC

D6, D7 = BAV199, SOT23

T1...T10 = 2N3904, SOT23

Außerdem:

JP1, JP2 = 1x4-pol. Stiftleiste, RM 1/10"

JP3 = 1x6-pol. Stiftleiste, RM 1/10"

JP4 = 2-pol. Stiftleiste, RM 1/10"

JP5 = 3-pol. Stiftleiste, RM 1/10"

Rel1...Rel10 = Relais, 5 V, Typ 9802-05-00

Platine 240176-03

Bild 4. Bestückte Platine der differentiellen beziehungsweise Stereo-Version.

WEBLINKS

- [1] Alfred Rosenkränzer, „Fliege-Bandsperre für Audio-Messungen“, Elektor 9-10/2022: www.elektormagazine.de/magazine/elektor-273/60954
- [2] Webseite zu diesem Artikel: www.elektormagazine.de/240176-B-02



Passendes Produkt

- Fnrssi DSO-TC3 (3-in-1) Oszilloskop, Komponententester & Signalgenerator www.elektor.de/20520



3.5 USB-C - Power

Strom aus USB-C-Netzteilen beziehen

Von Annette Heidi Bosbach (Ungarn)

In der EU und in Kalifornien sind mittlerweile USB-C-Netzteile für Handys und viele weitere portable Geräte obligatorisch. Wenn man also irgendwo für irgendeine Elektronik etwas Strom braucht, wäre ein eh vorhandenes USB-Steckernetzteil heutzutage mehr als naheliegend. Allerdings ist die Verwendung von USB-C-Netzteilen nicht mehr so trivial wie früher bei den alten Exemplaren mit USB-A-Buchse. Dieser Beitrag beschreibt, wie das Verbinden mit eigener Elektronik trotzdem klappt, nicht zuletzt dank spezialisierter ICs.

Eigentlich liegen die diversen Gesetzgeber durchaus richtig damit, proprietäre Netzteile und Ladegeräte für mobile Elektronik zu verbannen. Es ist nicht nur ökologisch sinnvoll, dass nicht mehr massenhaft überflüssige Netzteile produziert und beigelegt werden, deren größter Teil nach kurzer Zeit zuhause in einer Schublade schlummert, um dann doch irgendwann entsorgt zu werden. Es ist auch sehr vorteilhaft, wenn man sein Smartphone quasi an jedem beliebigen Netzteil mit USB-C-Buchse laden kann. Dieser neue Quasi-Standard ist daher nur zu begrüßen.

Probleme mit USB-C

Während die Nutzung alter Steckernetzteile mit USB-A-Buchse recht einfach ist (gleiches gilt für Buchsen im Auto oder am PC), setzt Strombezug via USB ab der Version 3.1 aufwärts mit Steckverbindungen vom Typ C aufgrund der komplizierten PD-Spezifikation (USB Power Delivery) Intelligenz im Endgerät voraus.

Mittlerweile stehen allerdings einige ICs zur Verfügung, die diese Aufgabe erleichtern. Die hier gezeigte Lösung mit dem Chip AP33771 [1] von Diodes Inc. ist ein sogenannter **Sink Controller**, der die notwendige Intelligenz in Silizium gegossen hat. Eine aufwendige Entwicklung von spezieller PD-Firmware für Mikrocontroller entfällt daher. **Bild 1** zeigt seine Grundbeschaltung.

Dass USB-C auch noch andere Tücken hat, ist dem **Kasten Achtung, schmutzempfindlich!** zu entnehmen, denn kleinere Kontakte sind bekanntlich eher weniger zuverlässig.

Spannungsniveaus

Eine komplette Erläuterung der Feinheiten von USB 3.1, USB-C und PD würde den Rahmen dieses Beitrags sprengen. Wer an Details interessiert ist, sei auf ein informatives Video von TI zur dieser Thematik verwiesen [2]. Für das

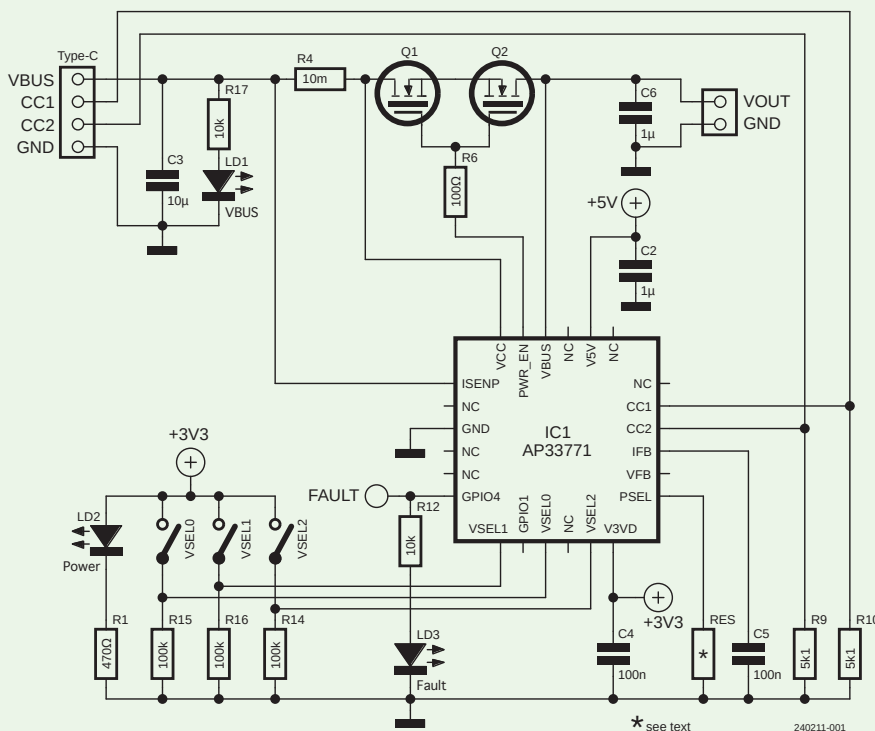


Bild 1. Die Grundschaltung einer Stromsenke mit dem IC AP33771. (Quelle: [1])

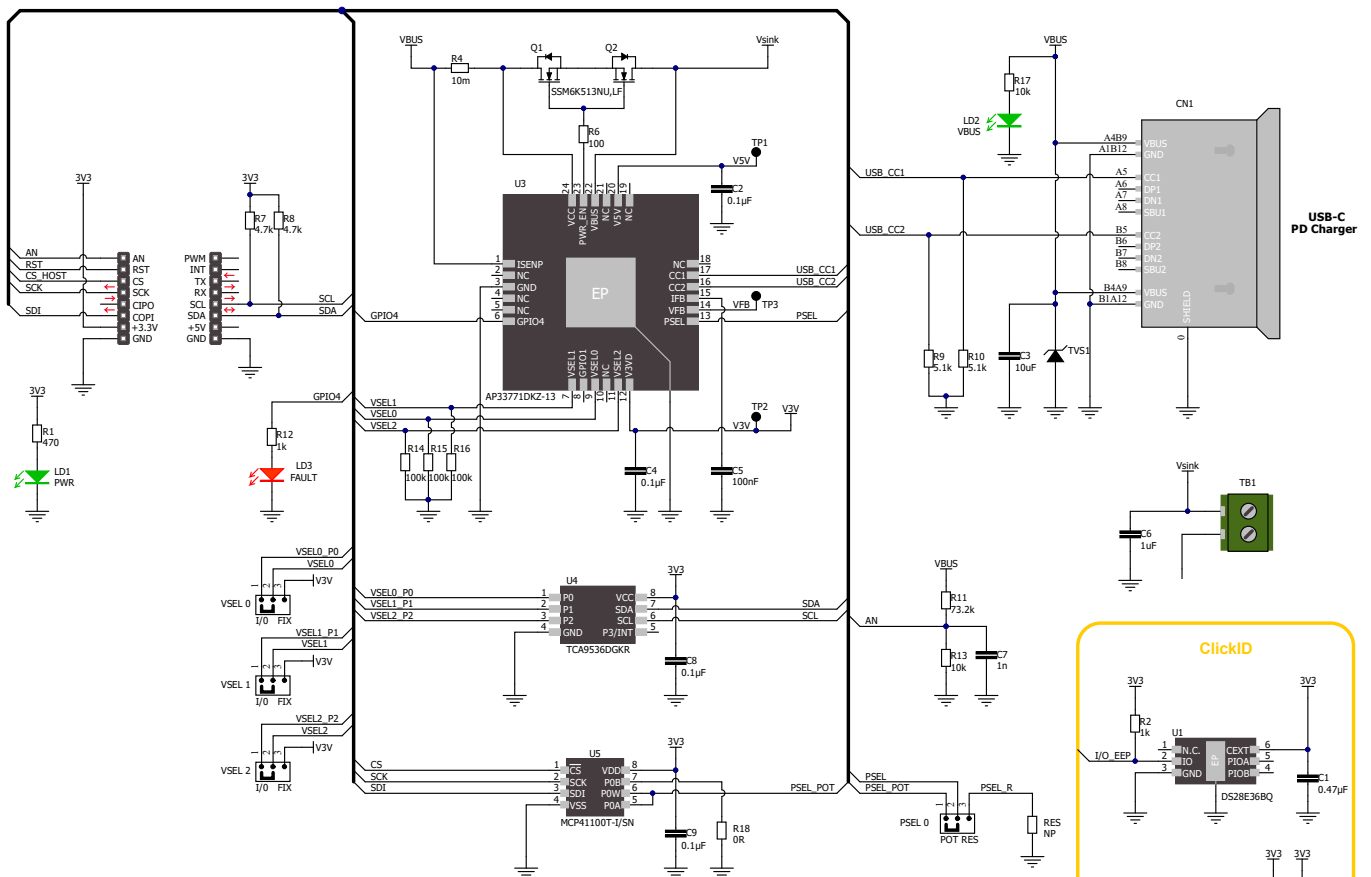


Bild 2. Schaltung des Evalboards „USB-C Sink 3 Click“ von MikroE.

Achtung, schmutzempfindlich!



Bei der Nutzung von USB-C-Ports ist auf Sauberkeit zu achten. Das Bild zeigt den Laptop eines Bekannten der Autorin, der Probleme beim Laden machte. Ursache dafür waren die sichtbaren, relativ kleinen, aber doch wirksamen Verschmutzungen an den Kontaktpins.

Versorgen von eigener Elektronik ist lediglich eine USB-PD-Sink-Lösung erforderlich. Die für den Source-Betrieb wichtigen Aspekte werden in diesem Beitrag nicht behandelt, denn der Bau eines USB-C-Netzteils ist nicht Thema dieses Artikels.

Die wichtigste Erkenntnis ist, dass das Beziehen größerer Leistungen aus einer USB-PD-fähigen Energiequelle eine spezielle Kommunikation des angeschlossenen Endgeräts mit ebendieser Quelle erfordert. Wichtig

ist dabei natürlich auch, dass USB-C-Steckverbindungen richtungsunabhängig, das heißt auch um 180° verdreht steckbar sind. Dies erfordert ebenfalls Logik.

Ein Ärgernis ist, dass sich bei der via USB PD möglichen hohen Leistung die resistiven Verluste des verwendeten Kabels zeigen. In einem praktischen System ist es mitunter erforderlich, möglichst niedrige Ströme zu erreichen und daher die möglichen Spannungsniveaus intelligent zu wählen.

Schaltung

Die hohe Flexibilität der USB-PD-Spezifikation erzwingt, dass die versorgte Elektronik etliche Entscheidungen treffen muss. Im Fall des hier verwendeten AP33771 kommt dabei eine Beschaltung mit Brücken und Widerständen zum Einsatz, die auch dynamisch festgelegt werden können. Man beachte die Schaltung und die dazugehörigen **Tabelle 1** und **Tabelle 2**.

Tabelle 1. Auswahl der Leistung.

R1	Power
6,8 kΩ	12 W
16 kΩ	15 W
27 kΩ	18 W
36 kΩ	20 W
45,3 kΩ	27 W
56 kΩ	36 W
64,9 kΩ	45 W
75 kΩ	60 W
82 kΩ	90 W
91 kΩ	100 W

Tabelle 2. Auswahl der Spannung.

VSEL2	VSEL1	VSELO	Spannung
0	0	0	5 V
0	0	1	9 V
0	1	0	15 V
0	1	1	20 V
1	0	0	4,3 V
1	0	1	8,6 V
1	1	0	12,9 V
1	1	1	17,2 V

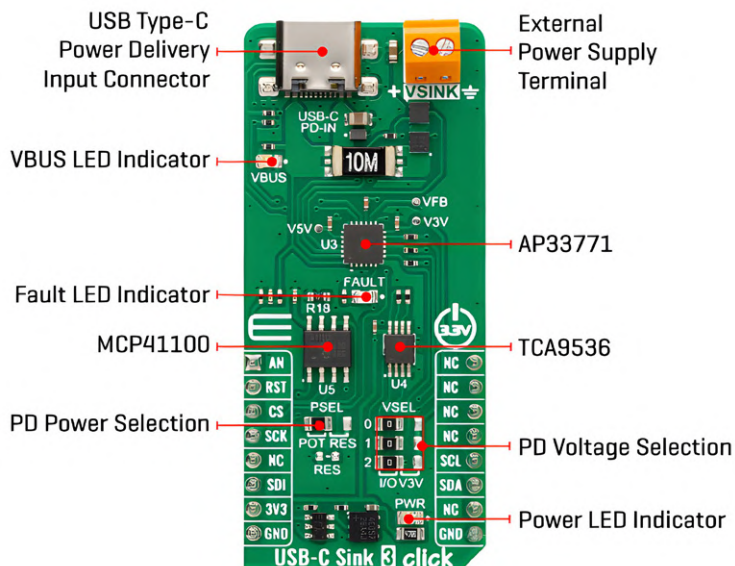


Bild 3. Oberseite des Evaluation Boards. Für die manuelle Auswahl der Leistung muss der 0-Ω-Widerstand auf die Position „RES“ gesetzt werden und darunter für „RES“ ein Widerstand laut Tabelle bestückt werden.

Außerdem hat Diodes mit dem AP33772 eine Variante des Bauteils im Programm, das sich via I²C parametrieren lässt. Ein im Chip integrierter Spannungsregler kümmert sich in diesem Fall sogar die Bereitstellung einer 3,3-V-Startversorgung. Für die Praxis ist lediglich der Ausgang relevant, der eine Gruppe von Transistoren steuert, die sich um das eigentliche Bereitstellen der gewünschten USB-PD-Spannung und -Leistung kümmern.

Evalboard von MikroElektronika

Leider stellt Diodes das IC nur in einem sehr lötfreundlichen W-QFN4040-Gehäuse zur Verfügung. Das nur 4x4 mm große IC hat die winzigen Kontakte auf der Unterseite, was Erfahrung sowie viel Geschick und/oder entsprechende Ausrüstung beim Selberlöten voraussetzt.

Die serbische Firma MikroElektronika bietet mit dem *USB-C Sink 3 Click* ein fertiges Board für noch akzeptable 25 \$ an, das die direkte Inbetriebnahme eines USB-PD-Systems ermöglicht. Da die namensähnliche Version *USB-C Sink Click* einen komplett anderen Controller aufweist, sei ausdrücklich auf die korrekte Bestellnummer MIKROE-5791 verwiesen.

Innovativ an der Schaltung dieses Boards (Bild 2) ist, dass mit dem I/O-Expander TCA9536DGKR von TI und dem Digipot MCP41100T-I/SN von Microchip weitere I/O-ICs zum Einsatz kommen. Das an sich nicht parametrisierbare IC AP33771 lässt sich so bequem über das MikroE-eigene mikro-Bus-Interface einstellen.

Zur Nutzung als einfacher Energielieferant an USB-C müssen dabei im entsprechenden Bereich der Platine einige Widerstände und/oder Brücken umgesetzt beziehungsweise eingelötet werden, siehe hierzu Bild 3.

Praxistest

Zum Ausprobieren habe ich ein frisch gekauftes Board an ein 45-W-Netzteil von ASUS (Typ ADP-45EW) angeschlossen, das zur Versorgung eines sogenannten Chromebooks diente. Das Ergebnis war, dass die Fault-LED heftig blinkte und an der orangenen Ausgangsklemme leider keine messbare Spannung anlag. Als nächstes habe ich das Board mit einem Netzteil gekoppelt, das einem Orange Pi 5 beilieg. Hier leuchtete zwar ebenfalls die Fault-LED, aber am V-Bus-Ausgang lagen nun immerhin 5 V an.

Eine probeweise angeschlossene elektronische Last des Herstellers Kikusui konnte dann

über längere Zeit mehr als 2 A bei 5 V aus der orangenen Klemme ziehen - ein wesentlich höherer Wert als die 500 mA, die mit einer klassischen USB-Verbindung möglich sind.

Fazit

Mit dem AP33771 steht ein preisgünstiger und unkomplizierter Weg zur Verfügung, für den Betrieb eigener Projekte höhere Leistungen via USB-C zu ermöglichen, statt auf alte Steckernetzteile mit ihren Beschränkungen angewiesen zu sein. Dies lohnt sich nicht nur aufgrund regulatorischer Vorteile, sondern auch weil solche Netzteile mit hohem Wirkungsgrad und trotzdem kleinen Abmessungen (Stichwort GaN) erhältlich sind. ◀

240211-02



Über die Autorin

Annette Heidi Bosbach beschäftigt sich mit interdisziplinären Experimenten an der Schnittstelle von Elektronik, Mensch, Maschine und (herausfordernden) Umgebungsbedingungen.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Anmerkungen zu diesem Artikel? Kontaktieren Sie bitte die Autorin unter annette.bosbach@gmx.de oder Elektor unter redaktion@elektor.de.



Passende Produkte

- > Joy-IT HD35 USB-Lastwiderstand (35 W)
www.elektor.de/19164
- > 65 W USB-C PD GaN Ladegerät
www.elektor.de/20618



WEBLINKS

- [1] AP33771 Datenblatt von Diodes: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/AP33771.pdf>
- [2] Video zu USB-PD von Texas Instruments: <https://www.ti.com/video/5620180028001>
- [3] USB-C Sink 3 Click von MikroE: <https://www.mikroe.com/usb-c-sink-3-click>

36 Drei Schaltungen mit **zwei** und **drei** Zähler-ICs

4017-ICs im Zusammenspiel

Von Ton Giesberts (Elektor)

In vielen Anwendungen können anstelle von Mikrocontrollern Standard-Logik-ICs wie der 4017, ein 5-stufiger Divide-by-10-Zähler, eingesetzt werden, beispielsweise in Uhrenprojekten. Hier werden drei Schaltungen vorgestellt, in denen zwei oder drei 4017-ICs auf intelligente Weise zusammenarbeiten.

Obwohl Standard-Logik-ICs für manche veraltet erscheinen, können sie dennoch die Anzahl der benötigten I/O-Ports reduzieren und die Verwendung eines kleineren und kostengünstigeren Mikrocontrollers ermöglichen. Durch den Verzicht auf Softwareentwicklung und Programmierung bei solcher Standardlogik können diese ICs eine praktische Alternative darstellen. Aktuell ist es nämlich immer noch möglich, einen 4017 aus der 4000-Logik-Serie bei verschiedenen Händlern zu erwerben, während viele andere Typen aus dieser Serie schwer zu finden sind. Im Gegensatz dazu sind die meisten Typen der HC-Logic-Serie nach wie vor weit verbreitet und bei verschiedenen Händlern erhältlich, oft jedoch nur als SMDs.

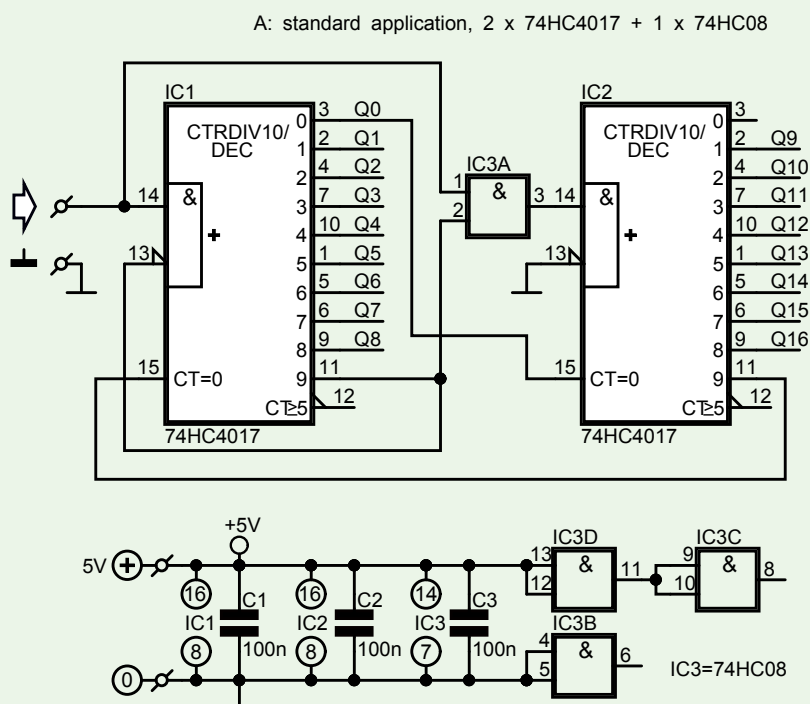


Bild 1. Schaltung mit zwei 74HC4017 und einem 74HC08.

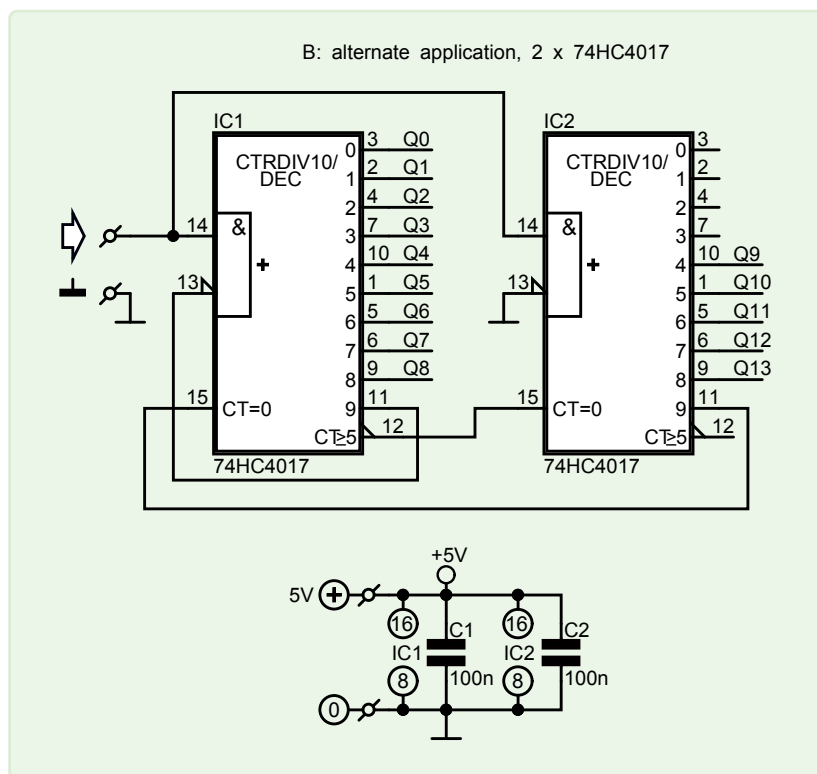


Bild 2. Schaltung mit zwei 74HC4017.

4017

Der 4017 aus der 4000-Logic-Serie ist ein 5-stufiger Divide-by-10-Johnson-Zähler, was bedeutet, dass er über zehn sequentielle Ausgänge verfügt [1]. Dieses IC ist seit vielen Jahren in Elektor-Projekten sehr beliebt und vielseitig einsetzbar. Bei jedem Taktimpuls wird der nächste der zehn dekodierten Ausgänge aktiviert. Zusätzlich zu einem high-aktiven Takteingang und einem invertierten Takteingang verfügt der 4017 über einen Carry-Out-Ausgang ($CT \geq 5$), der $1/10$ der Taktfrequenz liefert, sowie über einen Reset-Eingang ($CT = 0$).

In einigen Anwendungen werden jedoch mehr als zehn Ausgänge benötigt, zum Beispiel bei der Darstellung der Stunden einer LED-Uhr mit quasi-analoger Anzeige. In solchen Fällen ist es nicht ausreichend, einfach den Carry-Out des ersten 4017 mit dem Takteingang eines zweiten 4017 zu verbinden, da dies dazu führen würde, dass der erste 4017 nach zehn Taktimpulsen von vorne beginnt und die erste LED erneut aktiviert wird. Um ein solches Problem zu lösen, werden die folgenden Schaltungen vorgestellt.

2 x 4017 + 1 x UND

Betrachten wir zunächst den ersten Schaltplan in **Bild 1**. Ein UND-Gatter (IC3A, eines der vier Gatter des 74HC08) sorgt dafür, dass der Taktimpuls die ersten neun Zählungen des zweiten 4017 (IC2) nicht erreicht. Nach diesen neun Zählungen wird der Ausgang 9 (Pin 11) von IC1 genutzt, um sich selbst zu stoppen, indem er mit dem Active-Low-Takteingang (Pin 13), auch bekannt als

Active-Low Clock Enable oder *Clock Inhibit*, verbunden wird. Der gleiche Eingang von IC2 ist mit Masse verbunden, um den Takt für den zweiten Zähler zu aktivieren. Wenn der Ausgang 9 von IC1 auf High geht, beginnt der nächste 4017 zu zählen, bis auch sein Ausgang 9 High wird. Dieser Ausgang 9 des zweiten 4017 setzt den ersten 4017 zurück. Sobald Q0 des ersten 4017 auf High geht, setzt er den zweiten 4017 zurück.

Durch zwei 4017 und ein UND-Gatter können maximal 17 Ausgänge sequenziell aktiviert werden. Die Ausgänge Q0...Q8 stammen von IC1 und die Ausgänge Q9...Q16 von IC2. Wenn mehr als 17 Ausgänge benötigt werden, kann der Reset des ersten 4017 mit einem der anderen Ausgänge des zweiten 4017 verbunden werden. Es ist auch möglich, mehrere 4017 zu einer Kette zu verbinden, wobei zusätzliche UND-Gatter dazwischen geschaltet werden. Das erste 4017 bietet stets neun nutzbare Ausgänge, während jedes weitere 4017 acht Ausgänge bereitstellt.

2 x 4017

Für den Fall, dass mehr als zehn, aber weniger als 15 Ausgänge erforderlich sind, bietet die zweite Schaltung in **Bild 2** eine einfache alternative Lösung. Der Carry-Out-Pin 12, auch $\overline{Q}5-9$ oder $CT < 5$ genannt, setzt den zweiten 4017 zurück. Dieser Carry-Out-Pin ist für die ersten fünf Zählungen aktiv (einer von Q0 bis Q4 aktiv) und für die nächsten fünf Zählungen inaktiv (einer von Q5 bis Q9 aktiv). Wenn er auf High geht, bleibt der nächste 4017 zurückgesetzt und sein Ausgang 0 bleibt aktiv. Sobald Q5 (Pin 1) von IC1 auf High geht, wird der Reset von IC2 deaktiviert und der zweite Zähler beginnt zu zählen. Der Active-Low-Takteingang (Pin 13) von IC2 ist mit Masse verbunden, um den Active-High-Takteingang (Pin 14) zu aktivieren.

≥3 x 4017

Es ist sogar möglich, 19 Ausgänge oder mehr zu realisieren (**Bild 3**): Das gleiche Prinzip wie bei der vorherigen Schaltung kann auch mit mehr als zwei 4017 angewendet werden. Der Ausgang 9 des zweiten 4017 ist ebenfalls mit seinem Active-Low-Clock-Eingang verbunden, sodass das Zählen nach 14 Taktimpulsen stoppt. Der dritte 4017 fügt weitere fünf Ausgänge hinzu, wodurch maximal 19 sequenziell aktive Ausgänge möglich sind. Die Ausgänge Q0 bis Q8 stammen von IC1, die Ausgänge Q9 bis Q13 von IC2 und die Ausgänge Q14 bis Q18 von IC3. Bei der Reihenschaltung mehrerer 4017 muss der Ausgang 9 des letzten 4017 mit dem Reset des ersten 4017 verbunden werden. Es sollte klar sein, wie man fünf weitere Ausgänge hinzufügen kann, oder?

Schmitt-Trigger oder nicht?

In älteren Datenblättern wie dem RCA-Datenbuch „CMOS Integrated Circuits“ von 1983 [2] über den CD4017B oder dem „High-speed CMOS-Logic Data Book“ von Texas Instruments aus dem Jahr 1984 [3] über den 74HC4017 wurde der Active-High-Takteingang als Schmitt-Trigger-Eingang vorgestellt, jedoch ohne Angabe zur Hysteresis. In aktuellen Datenblättern von Nexperia [4] und Texas Instruments [5] wird dieser Schmitt-Trigger-Eingang nicht mehr erwähnt. Meine Tests haben gezeigt, dass der Takteingang des neueren CD74HC4017E keine Schmitt-Trigger-Eigenschaften aufweist. 

SE - 240243-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

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



Über den Autor



Ton Giesberts begann seine berufliche Laufbahn bei Elektuur (heute Elektor) nach seinem Studium, als der Verlag nach jemandem mit einer Leidenschaft für Audio-Elektronik suchte. Im Laufe der Jahre hat er sich auf Audio-Projekte spezialisiert, wobei sein besonderes Interesse dem analogen Design gilt. Neben seiner Haupttätigkeit an Audio-Projekten umfasst sein Aufgabengebiet auch Projekte in anderen Bereichen der Elektronik. Ein Leitspruch, dem Ton folgt, lautet: „Wenn du etwas besser haben möchtest, mache es selbst.“ Dieser Grundsatz zeigt sich beispielsweise in der Bedeutung eines sorgfältigen Platinenlayouts für ein Audioprojekt, bei dem Verzerrungswerte im Bereich von 0,001% erreicht werden sollen.



Passendes Produkt

➤ **Bundle: Logic Analyzer im Einsatz (Buch) + USB Logic Analyzer (8 Kanäle, 24 MHz)**
www.elektor.com/20800

WEBLINKS

- [1] Datenblatt CD4017B: <https://ti.com/lit/gpn/cd4017b>
- [2] RCA: CMOS Integrated Circuits (1983): <https://tinyurl.com/bddcwh53>
- [3]] TI: High-speed CMOS-Logic Data Book (1984): <https://tinyurl.com/bdcnfrfx>
- [4] Nexperia: 74HCT4017-Datenblatt: <https://tinyurl.com/mxuu2ae8>
- [5] TI: 74HC4017-Datenblatt (PDF): <https://ti.com/lit/ds/symlink/cd74hc4017.pdf>

37 Aktive Bauelemente – Die Diode

Von Dogan Ibrahim (England)

Aktive elektronische Bauelemente steuern oder verstärken den Stromfluss in Schaltkreisen und erfüllen so wesentliche Funktionen in elektronischen Systemen. Zu den häufigsten gehören Dioden, Transistoren und integrierte Schaltkreise. Sie schalten und verstärken Signale, regeln die Leistung, führen Berechnungen durch und speichern Daten. In diesem Auszug aus dem Buch *Practical Electronics Crash Course* von Dogan Ibrahim betrachten wir Dioden.

Anmerkung der Redaktion: Dieser Artikel ist ein Auszug aus dem Elektor-Buch *Practical Electronics Crash Course*. Dieser Auszug wurde formatiert und leicht bearbeitet, um den Konventionen und dem Seitenlayout der Zeitschrift *Elektor* zu entsprechen. Bei der Angabe der Diodenparameter wurde, wo nötig, der deutschen auch die englische Bezeichnung hinzugefügt, um Ihnen die Lektüre von Datenblättern zu erleichtern. Der Autor und die Redaktion stehen für Rückfragen gerne zur Verfügung. Kontaktinformationen finden Sie im Kasten Fragen oder Kommentare.

Halbleiter entstehen durch das Stapeln von n-Typ- und p-Typ-Material. Der Bereich zwischen diesen Schichten heißt p-n-Übergang. N-Typ-Material enthält Elektronen, p-Typ-Material Elektronen-Löcher. Die Leitfähigkeit dieser Schichten lässt sich durch Anlegen von Sperr- und Durchlassspannungen sowie Strömen beeinflussen.

Halbleiter-Dioden

In diesem Kapitel sprechen wir von Silizium- oder Germaniumdioden, auch p-n-junction-Dioden genannt. Eine Diode ist ein zweipoliges Bauelement, das Strom nur in eine Richtung leitet. Ihr Widerstand ist in einer Richtung sehr niedrig (idealerweise null) und in der anderen Richtung hoch (im Idealfall unendlich). Damit eine Diode Strom leitet, muss die Anode gegenüber der Kathode positiv geladen sein. Dies nennt man Durchlassbetrieb oder Biasing.

Einige Anwendungen von Dioden sind:

- Gleichrichter zur Umwandlung von Wechsel- in Gleichspannungen
- Als Lichtquellen (Leuchtdioden, LEDs genannt)
- Spannungsregler (Z(ener)-Dioden)
- Spannungsvervielfacher
- Klemm- und Clipping-Schaltungen
- Logikgatter und Schalter
- Flyback-Schaltungen
- Schutz vor (induzierter) Rückwärtsspannung
- Demodulation in Radioempfängern
- und so weiter

Typen von Dioden

Es gibt verschiedene Typen von Dioden. Einige gängige Arten werden im Folgenden beschrieben.

Signaldiode

Signaldioden sind kleine Bauteile, die den

Stromfluss in nur eine Richtung begrenzen.

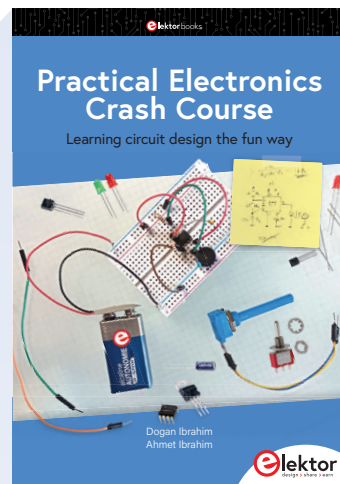
Bild 1 zeigt eine typische Signaldiode mit ihrem Symbol in einer Schaltung.

Bild 2 zeigt die I-U-Kennlinie einer Signaldiode. Sie leitet Strom erst, wenn die Vorwärts- oder Schleusenspannung U_S (forward bias voltage, V_F) von etwa 0,7 V für Siliziumdioden und 0,3 V für Germaniumdioden erreicht. Achten Sie darauf, die maximalen Diodenspezifikationen wie den Vorwärtssstrom (forward current) I_F und die Rückwärtsspannung U_R nicht zu überschreiten, um einen Durchbruch der Diode zu vermeiden. Auch die maximale Verlustleistung ist eine wichtige Spezifikation. Sie berechnen die Verlustleistung, indem Sie die Schleusenspannung über der Diode (normalerweise 0,7 V für Siliziumdioden) mit dem Strom multiplizieren, der durch die Diode fließt. Beispiel: Die am meisten in verschiedenen Anwendungen verbreitete Signaldiode heißt 1N4148. Ihre wichtigsten Spezifikationen sind:

- Maximale Rückwärtsspannung $U_{RM} = 100 \text{ V}$
- Durchschnittlicher Vorwärtssstrom $I_F = 200 \text{ mA}$
- Maximaler Vorwärtssstrom $I_{FM} = 300 \text{ mA}$
- Maximale Schleusenspannung $U_{FM} = 1,0 \text{ V}$ bei 10 mA
- Nicht-wiederholbarer Spitzen-Vorwärtstoßstrom $I_{FSM} = 1,0 \text{ A}$
- Gesamtverlustleistung $P_D = 500 \text{ mW}$
- Schaltzeit, Sperr-Rückkehrzeit (reverse recovery time) $t_{RR} < 4 \text{ ns}$

Schottky-Diode

Schottky-Dioden ähneln Signal-Dioden. Ihre Schleusenspannung (Vorwärtsspannung) liegt bei nur 0,2 V bis 0,3 V. Sie kommen in schnellen Schaltkreisen zum Einsatz. **Bild 3** zeigt das Schaltbild einer Schottky-Diode. Ein Nachteil der Schottky-Dioden ist ihre niedrige Rückwärtsdurchbruchsspannung (reverse breakdown voltage) U_{BR} .



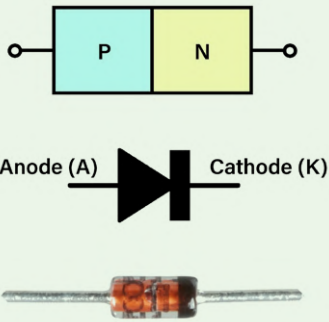


Bild 1. P-N-Junction-Diode für Kleinsignale.

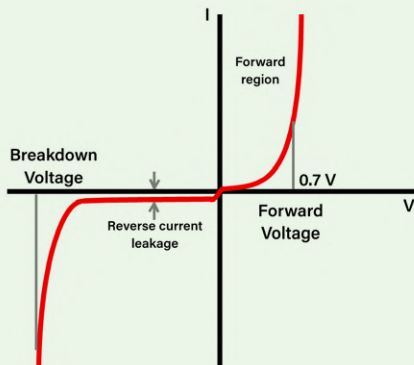


Bild 2. Strom-Spannungs-Kurve (I-U) einer Signaldiode.



Bild 3. Schaltsymbol der Schottky-Diode.

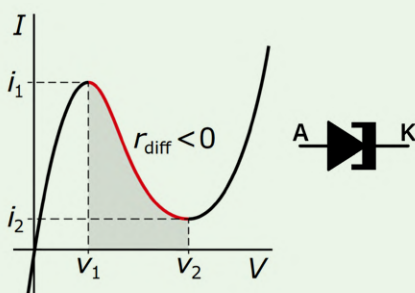


Bild 4. Tunneldiode.

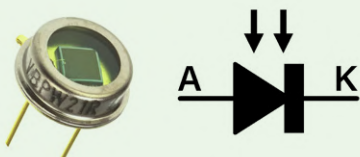


Bild 5. Photodiode.

Gleichrichterdiode

Gleichrichterdioden ähneln Signal-Dioden, haben aber eine größere p-n-Übergangsfläche. Sie wandeln Wechselstrom in Gleichstrom um. Ihre Schaltzeichen und Formen gleichen denen der Signal-Dioden.

Tunnel-Diode

Eine Tunnel-Diode, auch Esaki-Diode genannt, zeigt einen Betriebsbereich mit negativer Widerstandskurve ($r_{\text{diff}} < 0$). Das bedeutet, der Strom sinkt bei steigender Spannung. Zunächst fließt der Strom, wenn Spannung anliegt. Mit zunehmender Spannung steigt der Strom, bis er bei einer bestimmten Spannung ein Maximum erreicht (der Esaki-Strom) und danach wieder abnimmt. Erhöht man die Spannung weiter, steigt der Strom erneut. Tunnel-Dioden finden Anwendung in hochfrequenten Schaltkreisen, Oszillatoren und als logische Speicherelemente. **Bild 4** zeigt das Schaltzeichen und die typische I-U-Kennlinie einer Tunnel-Diode.

Photodiode

Eine Photodiode wandelt Licht in Elektrizität um. Sie wird in vielen Bereichen eingesetzt, etwa zur Erzeugung kleiner Ströme (in Solarzellen), in Rauch- und Brandmeldern, als Lichtsensoren in Kameras und in medizinischen Instrumenten zur Probenanalyse. **Bild 5** zeigt eine Photodiode und ihr Schaltzeichen.

Varaktor- oder Kapazitätsdiode

Diese Diode ändert ihre interne Kapazität je nach angelegter Rückwärtsspannung. Sie kommt in Schaltungen zum Einsatz, die variable Kapazitäten benötigen, etwa in Radios zur Abstimmung durch die Einstellung einer bestimmten Spannung. Die Varaktor-Diode arbeitet im Rückwärts-Bias-Betrieb und ihr Symbol ähnelt dem der Signal-Diode, jedoch mit einem zweiten Strich an der Anode oder mit einem Kondensator-Schaltzeichen parallel zur Diode.

Zener-Diode

Zener-Dioden lassen Strom in beide Richtungen fließen, wenn bestimmte Bedingungen erfüllt sind. Im Vorwärts-Betrieb verhalten sie sich wie Signal-Dioden. Im Rückwärts-Betrieb fließt kein Strom, bis die Rückwärts-Spannung die Zener-Durchbruchsspannung überschreitet. Ab diesem Punkt bleibt die Spannung konstant, unabhängig vom Strom. Zener-Dioden dienen der Spannungsregelung, als Spannungsreferenzen, zum Überspannungsschutz und in Clipper-Schaltungen. **Bild 6** zeigt das Schaltbild und die I-U-Kennlinie einer Zener-Diode. Zenerdioden sind in verschiedenen Standardspannungen von 2,4 V bis zu Hunderten von Volt erhältlich.

Leuchtdiode (LED)

Eine Leuchtdiode ist eine Halbleiterdiode, die Licht erzeugt, wenn Strom durch sie fließt. LEDs finden in vielen elektronischen Schaltungen Verwendung. Einige gängige Anwendungen sind:

- > Taschenlampen und Beleuchtung
- > Computer und Uhren
- > Verkehrsampeln
- > Signallichter
- > Fernsehgeräte
- > Fahrzeugscheinwerfer
- > Straßenbeleuchtung
- > und mehr

LEDs bieten viele interessante Eigenschaften:

- > Schnell
- > Verschiedene Farben
- > Produzieren wenig Wärme
- > Klein
- > Helligkeit leicht steuerbar
- > Niedrige Kosten
- > Keine Aufwärmzeit
- > Einfach zu gruppieren

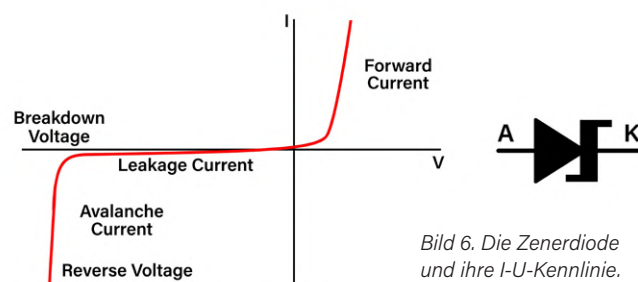


Bild 6. Die Zenerdiode und ihre I-U-Kennlinie.

LEDs gibt es in verschiedenen Farben. Die Helligkeit einer LED wird durch die Stromstärke geregelt. Die Vorwärtsspannung (U_S) einer LED hängt von der Lichtfarbe ab, die sie emittiert. Wie in **Bild 7** gezeigt, liegt der U_S -Spannungsabfall zwischen 1,8 V und 3,2 V. LEDs sind in verschiedenen Größen erhältlich. Die meisten LEDs sind zylindrisch, aber es sind auch rechteckige und andere Formen wie Streifen verfügbar (**Bild 8**). Bedrahtete Standard-LEDs haben Durchmesser von 3 mm und 5 mm. Unabhängig von der Größe der LED sind in der Regel etwa 16...20 mA für die volle Helligkeit erforderlich, obwohl in der Praxis oft 1 mA bereits ausreichend hell ist. LEDs für Beleuchtungsanwendungen akzeptieren viel höhere Ströme, Hocheffizienz-LEDs benötigen dagegen nur wenige Milliampere.

RGB-LED

Eine RGB-LED (**Bild 9**) enthält drei LEDs – rot, grün und blau – in einem Gehäuse. Durch das Mischen dieser Farben lässt sich nahezu jede Farbe erzeugen (**Bild 10**).

Es gibt zwei Typen von RGB-LEDs (**Bild 11**), und zwar mit gemeinsamer Kathode (CC) und gemeinsamer Anode (CA). Der gemeinsame Anschlussdraht ist länger als die anderen drei und dient der Identifizierung. Ist der Typ der RGB-LED unbekannt, lässt er sich leicht mit einem Multimeter bestimmen:

- Stellen Sie Ihr Multimeter auf den Diodenprüfmodus ein.
- Verbinden Sie den roten Multimeter-Leitungsanschluss mit dem längsten Anschluss (gemeinsamer Anschluss) der RGB-LED.
- Verbinden Sie den schwarzen Multimeter-Anschluss mit einem anderen Anschluss der LED.
- Wenn die LED leuchtet, handelt es sich um einen Typ mit gemeinsamer Anode (CA). Andernfalls handelt es sich um einen Typ mit gemeinsamer Kathode (CC) oder die LED ist defekt.

Zwei-Farben-LED

Dual- oder Bicolor-LEDs (**Bild 12**) haben drei Anschlüsse, meist einen gemeinsamen Kathodenanschluss (CC) und zwei Anodenanschlüsse für jede Farbe (CA-Typen existieren aber ebenfalls). Der mittlere Anschluss dient der Identifizierung.

Neben den oben genannten LEDs gibt es auch Infrarot- und Ultraviolett-LEDs, Hochspannungs-LEDs (mehrere LEDs in einem

Gerät), digital adressierbare LEDs, farbwechselnde und blinkende LEDs und so weiter. Beachten Sie, dass eine rote LED immer rotes Licht abstrahlt, während eine wasserklar transparente LED jede Farbe abstrahlen kann, oft rot, blau oder weiß. Nutzen Sie einen Dioden- oder LED-Tester, um die Farbe zu bestimmen.

Einfacher LED-Schaltkreis

Bild 13 zeigt einen einfachen LED-Schaltkreis. Eine 9-V-Batterie, eine rote LED und ein Strombegrenzungswiderstand bilden den Schaltkreis. Ein Strom von 15 mA soll durch die LED fließen und für eine helle Beleuchtung sorgen.

Wenn die Vorwärtsspannung U_S der roten LED (das heißt die Spannung über der LED) 1,8 V beträgt, ergibt sich die Spannung über dem Widerstand zu $9\text{ V} - 1,8\text{ V} = 7,2\text{ V}$. Nach dem Ohmschen Gesetz kann der erforderliche Wert des Widerstands wie folgt berechnet werden:

$$R = U/I = 7,2\text{ V} / 0,015\text{ A} = 480\ \Omega.$$

Der nächstgelegene Standardwert der E12-Serie ist 470 Ω . Mit diesem Widerstand fließt ein Strom von 15,3 mA ($7,2\text{ V} / 470\ \Omega$), was einer Abweichung von 2 % entspricht. Da 15 mA für eine relativ helle Beleuchtung sorgt, kann es sinnvoll sein, den Strom auf etwa 3 mA zu reduzieren. Dafür muss der Widerstand neu berechnet werden:

$$R = 7,2\text{ V} / 0,003\text{ A} = 2,4\text{ k}\Omega$$

Der nächstgelegene E12-Wert ist 2,2 k Ω (leicht heller als gewünscht) oder 2,7 k Ω (etwas weniger hell). Beachten Sie, dass die vom menschlichen Auge wahrgenommene Helligkeit nicht linear, sondern logarithmisch verläuft. Eine Faustregel besagt: Um die Helligkeit einer LED deutlich erkennbar zu erhöhen, muss der Strom durch die LED verdoppelt werden.

Zener-Dioden-Regler

In diesem Projekt nutzen wir eine 9-V-Batterie als Spannungsquelle. Eine 1-W-Zenerdiode (mit $U_Z = 5,1\text{ V}$) senkt die Spannung für der Last auf 5,1 V für die Last. Es wird davon ausgegangen, dass der Laststrom zwischen 0 A (keine Last) und dem Höchstwert variieren kann, der von der Nennleistung der gewählten Zenerdiode unterstützt wird.

Bild 14 zeigt das Schaltbild eines Zener-Dioden-Spannungsreglers, bei dem die

LED colour	Forward voltage
 Red	1.8 V
 Yellow	2.1 V
 Green	2.2 V
 Blue	3.2 V
 White	3.2 V

Bild 7. Vorwärtsspannungen von LEDs.



Bild 8. Verschiedene Arten von LEDs.



Bild 9. Eine RGB-LED ist transparent.

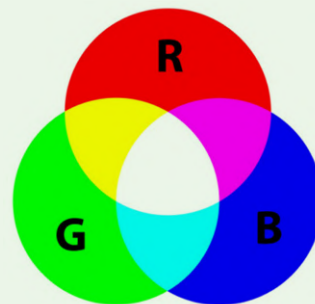


Bild 10. Aus Rot, Grün und Blau werden verschiedene Farben erzeugt.

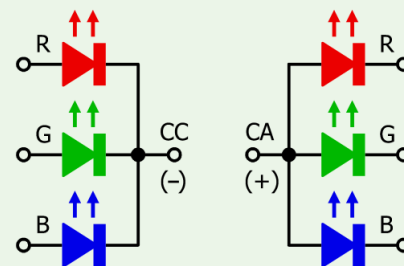


Bild 11. RGB-LEDs können eine gemeinsame Kathode (CC, links) oder eine gemeinsame Anode (CA, rechts) haben.

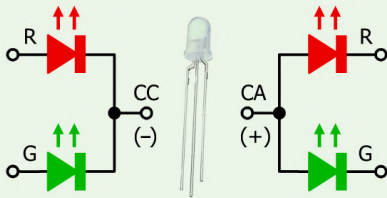


Bild 12. Eine zweifarbige Dual-LED.

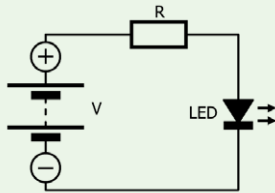


Bild 13. Eine einfache LED-Schaltung.

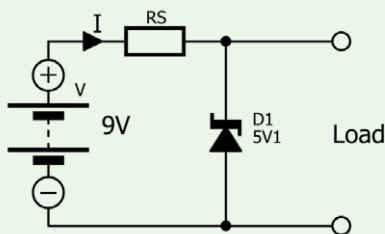


Bild 14. Spannungseinstellung auf Basis von Zenerdioden.

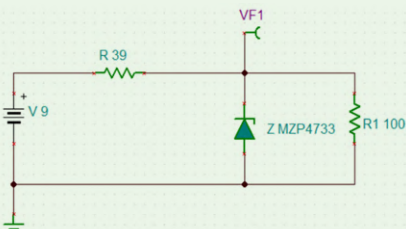


Bild 15. Die im Tina-Simulator gezeichnete Zener-Dioden-Schaltung.

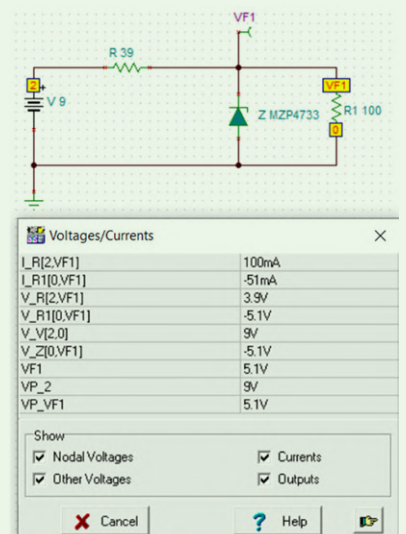


Bild 16. Ergebnisse der Schaltungssimulation.

Ausgangsspannung über der Zenerdiode anliegt. Den Serienwiderstand R_S berechnen wir wie folgt:

- > Der maximale Strom I_Z durch die Zener-Diode, unter Berücksichtigung einer 50-prozentigen Leistungsreduzierung (das heißt, die Diode wird zur Sicherheit bei 50 % ihrer maximalen Leistung betrieben) ist:
 $P/U = 0,5 \text{ W} / 5,1 \text{ V} = 0,098 \text{ A} = 98 \text{ mA}$.
- > $R_S = (U_{\text{Bat}} - U_Z) / I_Z = (9 \text{ V} - 5,1 \text{ V}) / 0,098 \text{ A} = 39,8 \Omega$.
 Der nächste Standardwert liegt bei 39Ω .

Normalerweise wird 10 % des Laststroms für die Zener-Diode reserviert. Daher kann der maximale Laststrom etwa 88 mA betragen. Ohne Last beträgt der maximale Strom durch die Zenerdiode $(9 \text{ V} - 5,1 \text{ V}) / 39 \Omega = 100 \text{ mA}$. Die maximale Verlustleistung in der Diode beträgt $100 \text{ mA} \times 5,1 \text{ V} = 510 \text{ mW}$, was innerhalb der Spezifikation der Zenerdiode liegt. Die maximale Verlustleistung des Widerstands R_S beträgt $0,098 \text{ mA} \times (9 \text{ V} - 5,1 \text{ V}) = 382 \text{ mW}$. Zur Sicherheit sollte ein 1-W-Widerstand verwendet werden.

Simulation

- > Starten Sie den TINA-TI-Simulator.
- > Zeichnen Sie den Schaltkreis gemäß Bild 15 und wählen Sie MZP4733 als Zener-Dioden-Modell. Dies ist eine 5,1-V-Zener-Diode. Schließen Sie einen 100- Ω -Widerstand als Lastwiderstand an.
- > Klicken Sie auf **Analysis DC analysis** und dann auf **Table of DC results**.
- > Eine Tabelle zeigt alle Spannungen und Ströme im Schaltkreis. Beachten Sie, dass die Spannung über der Last (VF1) 5,1 V beträgt und der Strom durch die Last (I_{R1}) 51 mA (Bild 16).

Ein weiteres Beispiel

Entwerfen Sie einen Zener-Dioden-Spannungsregler für einen konstanten Laststrom von 500 mA. Nehmen Sie an, die Quelle liefert 9 V und die erforderliche Lastspannung beträgt 5,1 V. Unter Berücksichtigung von 10 % des Laststroms als Zenerstrom beträgt die Leistung in der Zenerdiode: $5,1 \text{ V} \times 0,05 \text{ A} = 255 \text{ mW}$. Mit einer Sicherheitsmarge von 50 % verwenden wir eine 0,5-W-Diode. Der gesamte Strom durch den Widerstand R_S in Bild 14 beträgt 550 mA. Der erforderliche

Widerstandswert ist $R_S = (9 \text{ V} - 5,1 \text{ V}) / 550 \text{ mA} = 7,1 \Omega$. Wir können einen 6,8- Ω -Widerstand als nächstgelegenen Standardwert verwenden. Dann beträgt der gesamte Strom: $(9 \text{ V} - 5,1 \text{ V}) / 6,8 \Omega = 574 \text{ mA}$. Die Verlustleistung im Widerstand beträgt: $0,574 \text{ mA} \times (9 \text{ V} - 5,1 \text{ V}) = 2,2 \text{ W}$. Unter Berücksichtigung einer Sicherheitsmarge ist ein 5-W-Widerstand geeignet. ◀

SE - 240299-02

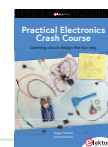


Über den Autor

Prof. Dr. Dogan Ibrahim hat einen BSc-Abschluss in Elektrotechnik, einen MSc-Abschluss in Regelungstechnik und einen PhD-Abschluss in digitaler Signalverarbeitung. Dogan Ibrahim hat in zahlreichen Industrieunternehmen gearbeitet, bevor er in die akademische Welt zurückkehrte. Prof. Ibrahim ist Autor von über 70 Fachbüchern und hat mehr als 200 Fachartikel über Mikrocontroller, Mikroprozessoren und verwandte Gebiete veröffentlicht. Er ist staatlich geprüfter Elektroingenieur und Fellow of the Institution of the Engineering Technology. Er ist seit mehreren Jahrzehnten Funkamateur und besitzt außerdem eine Arduino-Zertifizierung.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

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



Passende Produkte

- > Dogan Ibrahim, *Practical Electronics Crash Course*, Elektor 2024
 Taschenbuch, englisch:
www.elektor.de/20821
- > Elektor Electronics Crash Course Bundle (Buch + Kit)
www.elektor.de/20824

38 Timer für extrem lange Verzögerungen

Einstellen und vergessen!

Von Stefano Purchiaroni (Italien)

Diese mikrocontrollerbasierte Relaisschaltung kann Geräte mit einer Verzögerung von bis zu 255 Jahren fernsteuern. Ideal für Anwendungen wie das Auslösen von Aktionen an einem entfernten, selten besuchten Ort.

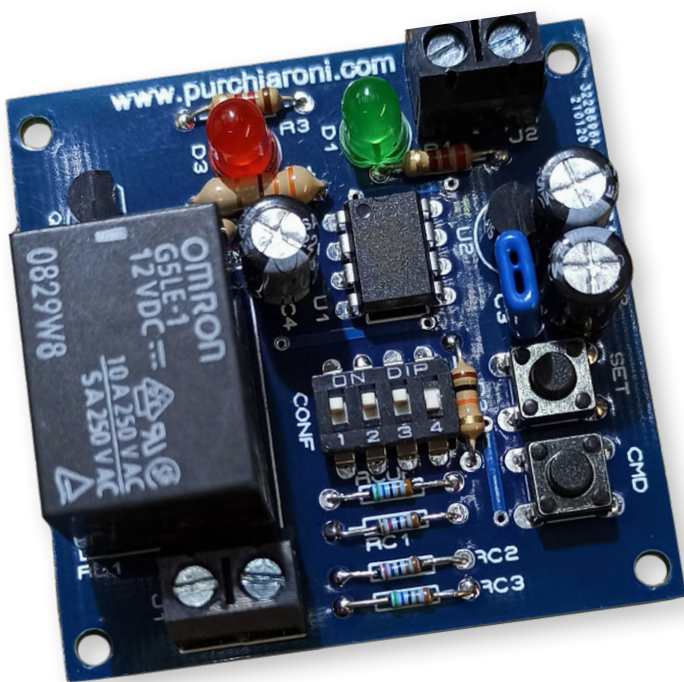


Bild 1. Der fertiggestellte Timer.

Tabelle 1: Setzen der Zeiteinheiten

0 = offen, 1 = geschlossen (ON), X = ohne Bedeutung

Schalter 1	Schalter 2	Schalter 3	Zeiteinheit	Anzahl der LED-Blitze
1	1	X	Sekunden	1
1	0	1	Minuten	2
1	0	0	Stunden	3
0	1	1	Tage	4
0	0	0	Wochen	5
0	1	0	Monate	6
0	0	1	Jahre	7

Ereignisse in ferner Zukunft fernzusteuern, kann in abgelegenen Gebieten nützlich sein, wo keine physische Präsenz erforderlich ist. Ein Freund von mir musste einen Heizkörper in einem weit entfernten Haus einschalten, wenn die kalte Jahreszeit begann, obwohl er diesen Ort nur im Sommer besucht. Die hier vorgestellte Schaltung ist ein Timer-Relais, das auf sehr lange Verzögerungen ausgelegt ist. Die Verzögerung kann zwischen einer Sekunde und 255 Jahren liegen. Natürlich werden die verwendeten Komponenten wahrscheinlich nicht Jahrhunderte halten, aber eine Betriebsdauer von mehreren Jahrzehnten ist realistisch, da ich Vintage-Elektronikgeräte aus den 1970er Jahren besitze, die immer noch funktionieren. Das fertige Gerät ist in **Bild 1** zu sehen.

Schaltungsentwurf

Die Hardware wurde bewusst minimalistisch gehalten; das vollständige Schaltbild ist in **Bild 2** dargestellt. Ein Mikrocontroller PIC12F683 von Microchip wird verwendet, dessen interner RC-Takt auf 4 MHz eingestellt ist. Ein vierpoliger DIP-Schalter dient (zusammen mit zwei LEDs) als „Benutzeroberfläche“. Drei der Schalter wählen die Zeiteinheit zwischen Sekunden, Minuten, Stunden, Tagen, Wochen, Monaten und Jahren, wie es in **Tabelle 1** aufgeführt ist. Wenn Sie den Timer für eine bestimmte, nicht änderbare Zeiteinheit verwenden möchten, können Sie den CONF-DIP-Schalter weglassen und geschlossene Schalter durch Drahtbrücken ersetzen.

Jeder Schalter ist parallel zu einem der drei Widerstände RC1, RC2 und RC3 geschaltet, die in Reihe mit dem Widerstand RCUP einen Spannungsteiler von V_{DD} nach Masse bilden. Die Ausgangsspannung dieses Teilers wird vom A/D-Wandler des PICs an Pin 7 gemessen. Dies ermöglicht es dem Mikrocontroller, zwischen den acht möglichen Schalterkonfigurationen mit einem einzigen I/O-Pin zu unterscheiden. Der vierte DIP-Schalter wählt das Verhalten des Relais. Wenn

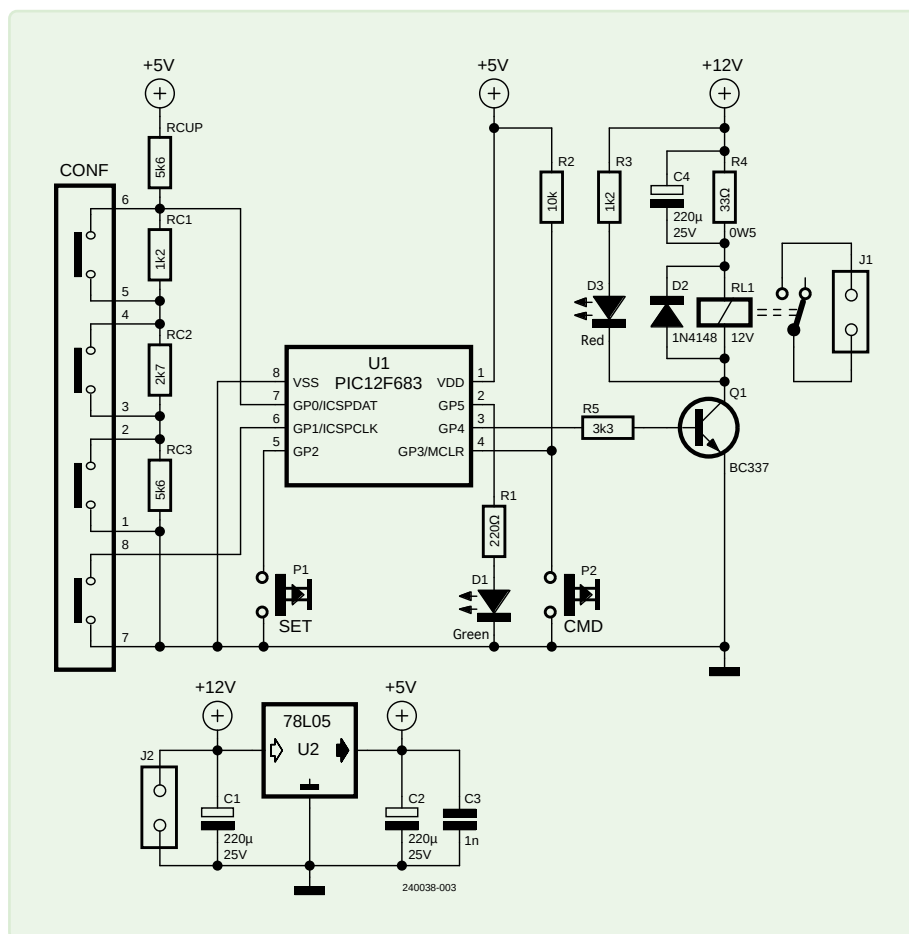


Bild 2. Ein minimaler Schaltplan.

so konzipiert, dass er zwar dauerhaft mit Strom versorgt werden muss, aber gelegentliche und kurze Stromausfälle toleriert er. Während des Countdowns wird die verbleibende Zeit von Zeit zu Zeit im internen EEPROM des PIC gespeichert und das Zählen beim Wiedereinschalten der Stromversorgung beim zuvor gespeicherten Wert fortgesetzt.

Betrieb der Timer

Beim Einschalten zeigt die Zeitschaltuhr die aktuell verwendete Zeiteinheit durch eine Reihe von kurzen LED-Blitzen an: ein Blitz für Sekunden, sieben Blitze für Jahre. Weitere Einheiten finden Sie in **Tabelle 1**. Legen Sie zunächst die Zeiteinheit und die Ausgangskonfiguration für das Relais mithilfe der DIP-Schalter fest. An diesem Punkt (die Zeiteinheit ist festgelegt, aber nicht die benötigte Zeitverzögerung) kann das Relais durch Drücken der **CMD**-Taste getestet werden.

Drücken Sie dann kurz die **SET**-Taste, um die Zeiteinheit zu erhöhen, und zwar so oft wie nötig. Ein langer Druck (länger als fünf Sekunden) auf diese Taste setzt die Zeiteinheit zurück; dann beginnt alles von vorne. Durch Ändern der ersten drei DIP-Schalter ist es möglich, eine gewünschte Verzögerung mit unterschiedlichen Einheiten zusammenzusetzen, zum Beispiel 1 Stunde + 3 Minuten + 15 Sekunden.

das Relais während des Countdowns ausgeschaltet sein und danach eingeschaltet werden soll, sollte der vierte Schalter geschlossen sein, also in der Position, die als ON markiert ist. Im umgekehrten Fall muss der Schalter offen sein.

Sobald ein Relais aktiviert wurde und seine Kontakte geschlossen sind, kann die Spannung, die an die Spule angelegt wird, reduziert werden, ohne dass das Relais abfällt. Diese absichtliche Reduzierung der Spulenspannung verringert die Stromaufnahme. Von Relaisherstellern werden diverse Schaltungen vorgeschlagen, um dieses Verhalten zu erreichen. Ich habe mich entschieden, eine parallele RC-Kombination in Reihe mit der Spule zu verwenden. Der Kondensator C4 ermöglicht ein schnelles Auslösen (im Moment, in dem Q1 durchschaltet wird, sieht die Spule die volle Spannung), dann reduziert der Widerstand R4 den Ruhestrom durch die Spule.

Die Platine für den Timer gemäß der Gerber-Dateien unter [1] kann von einem Platinservice hergestellt werden. Wer sich nicht mit Platinen-CAD beschäftigen möchte, findet an gleicher Stelle auch ein einfaches Schwarz-Weiß-Layout zum Selberätzen (**Bild 3**). Die Druckgröße der Platine beträgt 50 mm im Quadrat. Wer selberätzt, darf die Platine sogar einseitig ausführen und die drei Leiterbahnen auf der anderen Seite durch Drahtbrücken ersetzen.

Ein 12-V-Steckernetzteil, das mindestens 500 mA liefern kann, versorgt die Schaltung mit Strom. Sie können eine „Wandwarze“ von einem alten Router oder einem ähnlichen Gerät wiederverwenden. Der Timer ist

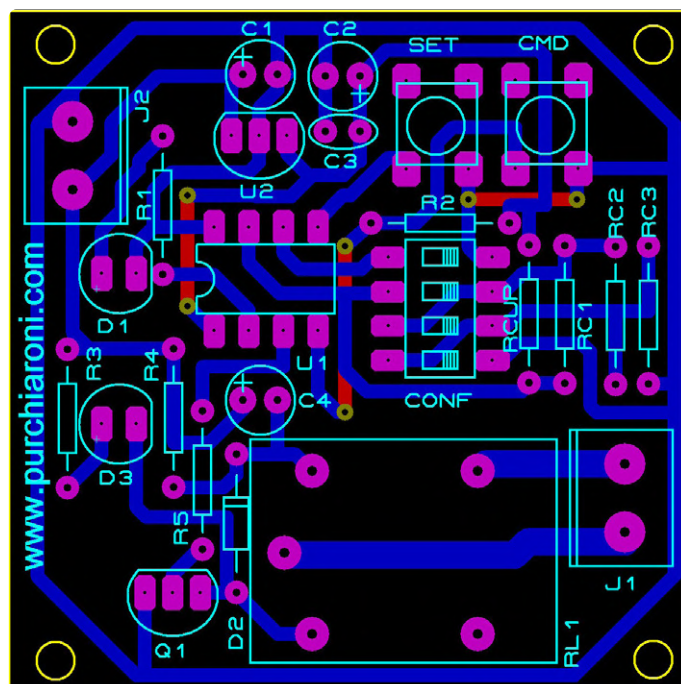


Bild 3. Platinenlayout.

Die Zählung kann dann mit der **CMD**-Taste gestartet werden. Die grüne LED D1 blitzt einmal pro Sekunde auf, um zu bestätigen, dass der Zähler aktiv ist. Während der Zählung wird durch Drücken der **CMD**-Taste die verbleibende Zeit durch eine Reihe von langen und kurzen Blinksignalen der LED angezeigt (siehe **Tabelle 2**). Um die Zählung zu stoppen und alles zurückzusetzen, drücken Sie **SET** und dann **CMD**, während Sie **SET** gedrückt halten. Wenn die Zählung abgeschlossen ist, kann sie durch Drücken der **CMD**-Taste neu gestartet werden.

Software

Der Quellcode in C und die mit MikroC v8.2 kompilierte HEX-Datei sind unter [1] verfügbar. Zwei Variablen werden verwendet: **Des** für die gewünschte Dauer des Benutzers und **Rem** für die verbleibende Dauer des aktuellen Countdowns. Beim Start werden die I/O-Pins konfiguriert und **TMR1** so eingestellt, dass alle 100 ms ein Interrupt ausgelöst wird. Die gespeicherten Werte für **Des** und **Rem** werden aus dem EEPROM abgerufen und die verwendete Zeiteinheit wird durch eine Anzahl von LED-Blinksignalen angezeigt. Wenn **Rem** nicht null ist, wird der Timer gestartet.

Während der Hauptschleife wird der Zustand der Taster **CMD** und **SET** sowie der Zustand des vierten DIP-Schalters überwacht, falls das gewünschte Verhalten des Relais im laufenden Betrieb geändert werden sollte. Die Hauptschleife übernimmt auch das Blinken der Status-LED jede Sekunde, speichert die verbleibende Zeit regelmäßig im EEPROM (in diesem Fall gibt es einen zusätzlichen LED-Blink) und ändert schließlich den Zustand des Relaisausgangs, wenn die voreingestellte Zeit abgelaufen ist.

Tabelle 2: Verbleibende Zeit anzeigen

Zeiteinheit	Lange Blitze	Kurze Blitze
Jahre	Jahre	Monate
Monate	Monate	Wochen
Wochen	Wochen	Tage
Tage	Zehn Tage	Tage
Stunden	Zehn Stunden	Stunden
Minuten	Zehn Minuten	Minuten
Sekunden	Zehn Sekunden	Sekunden

Tabelle 3: Intervalle zwischen den EEPROM-Schreibzyklen

Zeiteinheit	Intervall zwischen zwei Zyklen	EEPROM-Lebensdauer
Sekunden	10 Sekunden	1 Million Sekunden
Minuten	10 Sekunden	16000 Minuten
Stunden	2 Minuten	3300 Stunden
Tage	15 Minuten	1000 Tage
Wochen	1 Stunde	600 Wochen
Monate	1 Stunde	140 Monate
Jahre	1 Tag	270 Jahre



Stückliste

Widerstände:

(alle 0,25 W)

RC1 = 1k2, 1 %

RC2 = 2k7, 1 %

RC3, RCUP = 5k6, 1 %

R1 = 220 Ω

R2 = 10 k

R3 = 1k2

R4 = 33 Ω (0,5 W!)

R5 = 3k3

Kondensatoren:

C1, C2, C4 = 220 µ, 25 V

C3 = 100 n, keramisch

Außerdem:

U1 = PIC12F683

U2 = 78L05

Q1 = BC337

D1 = 5-mm-LED, grün

D2 = 1N4148

D3 = LED

CMD, SET = 6-mm-Taster

CONF = 4-facher DIP-Schalter

J1, J2 = 2-polige Platinenklemmleiste

RL1 = Relais, 12-V-Spule

Genauigkeit

Der Mikrocontroller verwendet seinen internen RC-Oszillator. Dieser Oszillator weist einen maximalen Fehler von etwa 1 % auf. Dies führt zu einer Ungenauigkeit in der Zeitmessung, die jedoch für meine beabsichtigten Anwendungen dieser Schaltung kein Problem darstellte. Es wäre aber auch möglich, die Schaltung neu zu gestalten und einen Quarzoszillator zu verwenden, damit der Timer präziser ist. Um das Programm einfach zu halten, werden in diesem Projekt Monate als Standardzeiteinheiten von 30 Tagen und Jahre von 12 Monaten (360 Tage) ohne Schaltjahre betrachtet. Dies sollte bei der Einstellung der Zeit berücksichtigt werden.

Da der Oszillator einen Fehler von 1 % aufweist und der Wert für die Zeitmessung im Bereich 1...255 liegt, steigt der absolute Fehler in Bezug auf die eingestellte Dauer proportional an. Der Fehler beträgt maximal 2,55 s (wir runden auf 2,6 s), wenn der Timer auf 255 s eingestellt ist, bis zu 2,6 Jahre, wenn der Timer auf 255 a eingestellt ist. Bei einem Zeitraum von sechs Monaten (26...28 Wochen) wird der maximale Fehler in der Zeitmessung also zwei Tage betragen. Ist das annehmbar?

Schutz vor Stromausfällen

Der PIC speichert gelegentlich die verbleibende Zeit in seinem EEPROM, welches jedoch eine begrenzte Lebensdauer hat. Um das EEPROM zu schonen, sollten Schreiboperationen nicht zu häufig stattfinden. Daher wird beim Fortsetzen der Zählung nach einem Stromausfall ein kleiner Fehler eingeführt. Natürlich summiert sich auch die Dauer des Stromausfalls zu dem Timingfehler.

Die Häufigkeit der EEPROM-Schreibvorgänge ist in **Tabelle 3** aufgeführt, ebenso wie die zu erwartende Lebensdauer des EEPROMs bei einer durchschnittlichen Anzahl von 100.000 erlaubten Schreibzyklen. Wie Sie sehen können, ist diese Schaltung besser für Verzögerungen von Tagen, Wochen, Monaten oder Jahren optimiert, um eine längere Lebensdauer zu gewährleisten. Sobald der Bereich des EEPROMs, der von diesem Projekt genutzt wird, erschöpft ist, kann ein Offset zum **EEPROM_OFFSET**-Wert in Zeile 30 des Codes hinzugefügt und der Mikrocontroller neu programmiert werden. Alternativ kann der Mikrocontroller natürlich auch gegen ein neues Exemplar ausgetauscht werden.

Zukünftige Verbesserungen

Mögliche Verbesserungen umfassen den Einsatz eines Kondensators, um den PIC im Moment eines Stromausfalls für die kurze Dauer, die zum exakten Speichern der verbleibenden Zeit erforderlich ist, mit Strom zu versorgen. Dies würde es ermöglichen, wirklich nur im Falle eines Stromausfalls in das EEPROM zu schreiben und somit die Lebensdauer des EEPROMs erheblich zu verlängern. Zusätzlich könnte ein Quarzoszillator die Zählgengenauigkeit verbessern, was jedoch einen Wechsel zu einem 14- oder 18-Pin-Mikrocontroller erforderlich machen würde. In diesem Szenario könnte jedoch ein LCD die verbleibende Zeit und andere Einstellungen anzeigen, und zusätzliche Tasten könnten neue Funktionen implementieren. Außerdem könnte ein Drehencoder mit integriertem Taster verwendet werden, um das Gerät zu steuern. ◀

SE – 240038-02

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



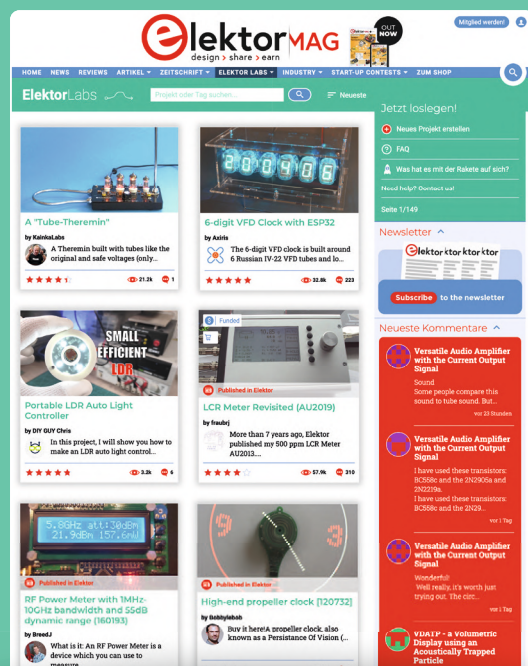
Passende Produkte

- **Andrew Pratt, *Programming the Finite State Machine* (Elektor 2020)**
Taschenbuch, englisch: www.elektor.de/19327
- **Microchip MPLAB PICKit 5 In-Circuit Debugger/Programmer**
www.elektor.de/20665



WEBLINK

- [1] Downloads zu diesem Projekt:
<http://elektormagazine.de/240038-02>

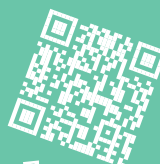


Teilen Sie Ihre Projekte mit anderen!
www.elektormagazine.de/e-labs

Starten Sie Ihre Elektronik-Innovationen mit

ElektorLabs

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



elektor
design > share > earn

39 Klinkerein, Klinkeraus

Von Thierry Clinquart (Belgien)

In einer Audiokette kann es nützlich sein, einen Anschluss für eine zusätzliche Signalaufbereitung zu haben, wie zum Beispiel einen Dynamikkompressor/Expander, Echo- oder Hallgenerator oder einen anderen Audioeffekt. Dieser Entwurf macht dies einfach und stellt die Kontinuität des Signalwegs wieder her, wenn der Anschluss nicht benutzt wird.



Die Idee für die erste Version dieses Projekts war es, eine Impedanzanpassung für den Eingang und den Ausgang eines Kompressors zu bauen. Dazu wurde ein aktives Bauteil verwendet, ein Operationsverstärker, der als Audiopuffer mit einer Verstärkung von 1 konfiguriert war und in ähnlicher Weise bei zwei identischen Eingangs-/Ausgangs-Audiosignalwegen arbeitete.

Als ich diese frühe Version der Schaltung erneuerte, wollte ich eine vielseitigere Funktionalität schaffen. Also habe ich eine zweite Version der Platine entwickelt, die ein paar mehr Optionen erlaubt. Zunächst habe ich beschlossen, die Schalter in den beiden

6,3-mm-Klinkenbuchsen auf der Platine zu verwenden. Diese Schalter ermöglichen es nun, die In/Out-Schleife im Audiosystem zu schließen oder den Eingang abzuschalten (auf Masse kurzzuschließen), wenn er nicht benutzt wird (das heißt, wenn keine Klinkenstecker eingesteckt sind). Diese Funktionen können durch entsprechendes Kurzschließen des Jumpers (A, 0, B) auf der Platine eingestellt werden. Mehr dazu weiter unten. Darüber hinaus ermöglicht es die Schaltung, für jeden Opamp des dualen, rauscharmen Operationsverstärkers NE5532 von Texas Instruments, die Verstärkung individuell einzustellen.

Die Schaltung

Der Schaltplan für dieses Projekt ist in **Bild 1** dargestellt. C1, C3, C4 und C6 sind die Koppelkondensatoren, die verhindern, dass Gleichspannungskomponenten den Betrieb des Operationsverstärkers stören. Es steht jedem frei, sie zu einzusetzen oder nicht. Wenn die elektrischen Eigenschaften der vor- und nachgeschalteten Geräte bekannt und von Gleichspannungen frei sind, sollten Sie die Kondensatoren weglassen (was der Audioqualität zu Gute kommt) sind, aber wenn Sie vermuten, dass der Ausgang Ihrer Audioquelle während des Betriebs driftet und/oder eine Gleichspannung enthält, dann belassen Sie diese Kondensatoren in der Schaltung.

R1 und R6 definieren die Eingangsimpedanz, während die Widerstände R5 und R10 den Ausgangswiderstand festlegen. R4 und R9 sind Pull-Down-Widerstände. Die Verstärkung G für die beiden Audiowege wird mit diesen einfachen Formeln berechnet: $G_1 = 1 + R2/R3$ und $G_2 = 1 + R7/R8$. R11, C7, C8 und R12, C9, C10 bilden das Filter- und Entkopplungsnetzwerk des NE5532. Betrachten wir nun einige Anwendungsmöglichkeiten.

Anwendungen nach Maß

Puffer

Wenn ich diese Platine der Version 2 (siehe **Bild 2**) für die Konfiguration eines Audiopuffers verwende, muss ich R2, R3, C2 sowie R7, R8 und C5 entfernen und R2 und R7 durch eine Drahtbrücke ersetzen.

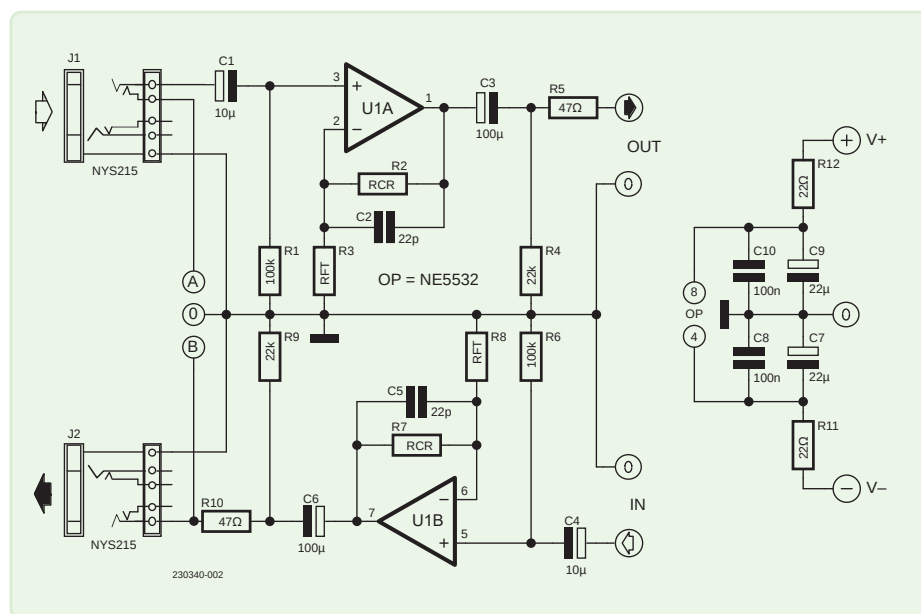


Bild 1. Schaltplan des Projekts.

Verstärker für Musikinstrumente

Hier ist die Rolle der Klinkenbuchse mit Schalter mit der A-Drahtbrücke (zwischen A und 0). Wer sagt, dass Instrumente immer eine hohe Eingangsimpedanz haben? Wenn keine Klinke in J1 eingesteckt ist, ist der Eingang geerdet, wodurch Brumm- und Schnarrgeräusche vermieden werden. R1 kann durch einen Widerstand von über 100 k ersetzt werden (siehe die Spezifikationen des Instruments über die Ausgangsimpedanz) und C1 kann bis auf 0,47 µF heruntergehen. Wenn $R3 = 1\text{ k}$ und $R2 = 47\text{ k}$ ist, beträgt die Verstärkung $20 \times \log 1 + 47/1 = 33\text{ dB}$. Wir können R2 für verschiedene Verstärkungen variabel machen, indem wir den Festwiderstand durch ein Potentiometer ersetzen. Wir können die Verbindung zwischen dem Ausgang von R5 und dem Eingang von C4 herstellen und

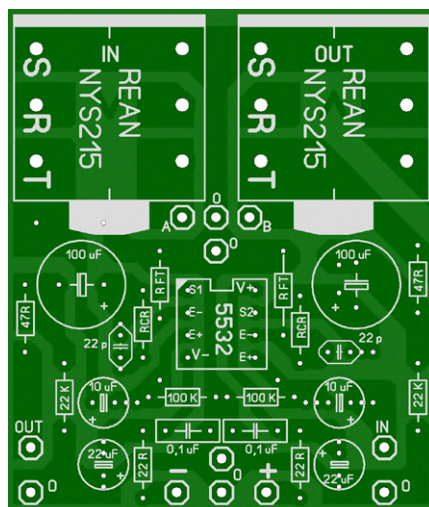


Bild 2. Bestückungsdruck der Platine in der zweiten Version.

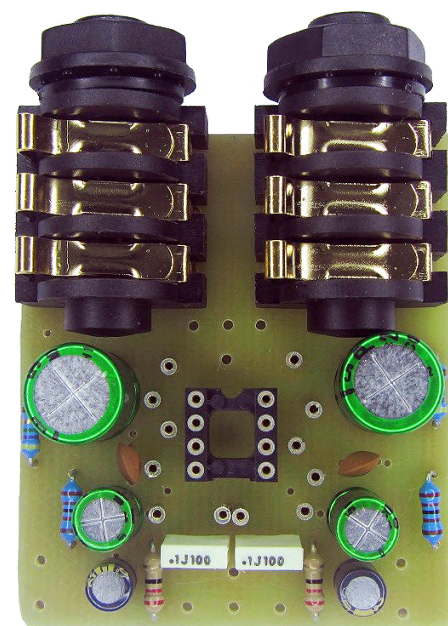


Bild 3. Der fertige Prototyp, ohne IC.

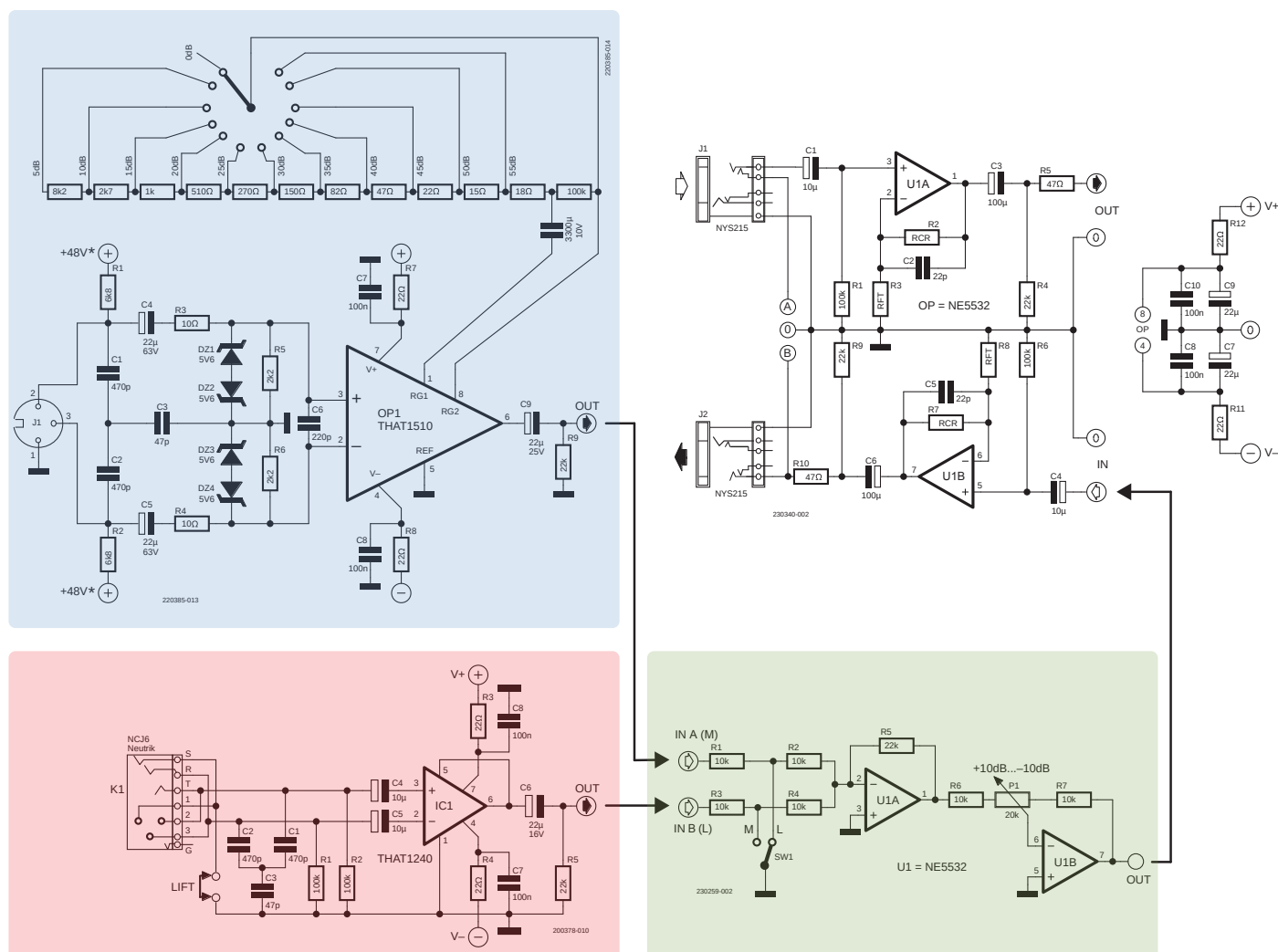


Bild 4. Das Projekt Klinke-rein-Klinke-raus ist in ein komplettes Audiosystem eingefügt, das einen symmetrischen Mikrofoneingang mit Verstärkungseinstellung in 5-dB-Schritten, einen symmetrischen Line-Eingang mit HF-Filter und einen Wahlschalter zum Umschalten zwischen zwei Eingängen umfasst.

U1B als Puffer zum Ausgang J2 mit niedriger Impedanz schalten. Hier haben wir es dann mit einer aktiven DI-Box zu tun.

Aktiver Einsatz

Hier ist die Rolle der Klinkenbuchse mit Schalter mit der B-Drahtbrücke (zwischen A und B). In diesem Fall ist J2 SEND und J1 RECEIVE. Ich habe R2, R3, C2 sowie R7, R8, C5 entfernt und dann Drahtbrücken anstelle von R2 und R7 angebracht. Wenn wir einen Mikrofonvorverstärker an den Eingang bei C4 anschließen, geben wir das Signal an J2 aus, um ein (Effekt-) Gerät einschleifen zu können. Die Rückleitung liegt dann an J1. Wenn kein Stecker in J1 eingesteckt ist, wird das Signal durchgeschleift und erscheint am Ausgang von R5.

Audio-Pegelwandler

Wenn Sie ein Signal vom Cinch-Pegel (250 mV) auf Klinkenpegel (775 mV) anheben müssen, benötigen Sie ungefähr eine

Spannungsverstärkung von $G = 3$ (+ 10 dB). Sie verwenden folgende Formel:

$$G = 1 + (RCR / RFT)$$

Mit $RCR = 22\text{ k}$ und $RFT = 10\text{ k}$ erreichen wir den gewünschten Wert von $G = 3$.

Ein komplettes Audioprojekt

Diese einfache und leicht zu implementierende Bypass-Schaltung, deren fertiger Prototyp in **Bild 3** zu sehen ist, könnte Teil eines umfassenderen Audioprojekts werden und so als ziemlich vollständige, funktionsreiche Experimentierbasis dienen. In **Bild 4** ist der vollständige Schaltplan zu sehen, der (abgesehen von diesem Projekt *Klinke rein, Klinke raus*) Folgendes umfasst:

- Einen hochempfindlichen Differenzeingang für Mikrofone (oben links), der im Artikel *Mikrofonvorverstärker mit 48-V-Phantomspeisung* (Circuit Special

2023) [2] vorgestellt wurde und der einen Verstärkungswahlschalter mit 5-dB-Stufen umfasst.

- Einen Differenzeingang für Line-Pegel (unten links) aus dem Artikel *Symmetrisch-Unsymmetrisch-Wandler* (Circuit Special 2022 [3]).
- Einen Schalter zum Umschalten zwischen zwei Eingängen (unten rechts) aus dem Artikel *Audio-Eingangswahlschalter mit Verstärkungseinstellung*, veröffentlicht in dieser Ausgabe 2024 [4].

Der Satz dieser Schaltungen in einer einkanaligen Version wie in **Bild 4** oder in einer verdoppelten Stereoversion kann eine hervorragende Grundlage für die Herstellung einer vielseitigen ein- oder zweikanaligen Audiokette mit hoher Leistungs- und Differenzeingangsfähigkeit bilden. Das herunterladbare Platinenlayout-Paket für dieses Projekt finden Sie unter [1]. ◀

SE – 230340-02

Über den Autor

Als Elektroniker entdeckte Thierry Clinquant 1980 während seines Studiums am Don-Bosco-Institut in Tournai (Belgien) den berühmten Operationsverstärker $\mu\text{A}741$. Damit war es viel einfacher, ein Audio-Projekt zu erstellen als mit der Transistortechnologie. Er verfolgte die Entwicklung dieses Vorfahren über den TL071 und NE5534 bis zu den aktuellen audiotauglichen Produkten von Texas Instruments, Analog Devices, JRC, THAT Corp, etc. Alle Schaltungen, die Thierry bei Elektor Labs vorstellt, werden zu anforderungsgerechten Modulen zusammengefügt. Um den Verdrahtungsaufwand zu reduzieren, bringt er Steckverbinder der Neutrik-A-Serie direkt auf Platinen an, wobei er die Software Sprint Layout verwendet, um das Design zu optimieren.

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Anmerkungen zu diesem Artikel? Bitte wenden Sie sich bitte an die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.



Passendes Produkt

- **Temperaturgeregelte Lötstation ZD-931**
www.elektor.de/20623



WEBLINKS

- [1] Elektor Labs-Webseite für diesen Artikel: <https://www.elektormagazine.de/labs/jack-in-jack-out>
- [2] Thierry Clinquant, „Mikrofonvorverstärker mit 48-V-Phantomspeisung“, Elektor Circuit Special 2023: <https://www.elektormagazine.de/magazine/elektor-309/62066>
- [3] Thierry Clinquant, „Symmetrisch-Unsymmetrisch-Wandler“, Elektor Summer Circuits 2022: <https://www.elektormagazine.de/magazine/elektor-262/60730>
- [4] Thierry Clinquant, „Audio-Eingangswahlschalter mit Verstärkungseinstellung“, Elektor Circuit Special 2024: <https://www.elektormagazine.de/230259-02>



ESP32 mit nur einer Lithium-Zelle versorgen

Von Hans Schneider (Belgien)

ESP8266- und ESP32-Entwicklungsboards lassen sich nicht gut mit nur einer einzelnen Li-Ion-Zelle betreiben. Grund ist der Spannungsregler, der sich austauschen lässt.

Möchte man ein ESP8266- oder ESP32-Board mit einer einzelnen Li-Ion-Zelle betreiben, stellt man schnell fest, dass dies nicht von dauerhaftem Erfolg gekrönt ist. Solange die Zelle frisch geladen ist (die Versorgungsspannung also 4,2 V beträgt), mag es noch funktionieren. Sobald aber die Versorgungsspannung auf etwa 4,1 V absinkt, quittiert das Board dies mit dauernden Neustarts wegen des Brownouts des Mikrocontrollers. Grund dafür ist der nicht sehr effizient arbeitende Spannungsregler LM1117-3.3 von TI auf dem Board. Nach dem Datenblatt [1] hat er nämlich eine Dropout-Spannung von rund 1,2 V. Damit bleibt nicht genug, um das Board zu betreiben. Besonders beim Flashen bricht die Spannung immer wieder zusammen.

Abhilfe schafft der Austausch des LM1117 gegen einen AP2114H-3.3TRG1 von Diodes Inc. [2]. Dieser Spannungsregler hat nämlich eine Dropout-Spannung von lediglich 450 mV und ist damit wie geschaffen für die Versorgung der Boards mit einer Li-Ion-Zelle. Der AP2114H ist außerdem *Low Noise*, also rauscharm, ein wichtiges Argument, wenn man mit Analog/Digital-Wandlern arbeitet. Das Austauschen des Spannungsreglers dürfte kein Problem darstellen und ist mit einer feinen Lötspitze gut zu bewerkstelligen.

Gut und günstig

Einen angenehmen Nebeneffekt hat das Ganze auch noch: Der AP2114H ist nämlich der 3,3-V-Regler mit dem niedrigsten Preis. Bei Digikey kostet er nur etwa 30 Cent (plus Mehrwertsteuer). Wenn man mindestens 10 Exemplare bestellt, wird es entsprechend billiger. Im Gegensatz dazu muss man für den LM1117-3.3 bei Abnahme von 10 Stück über 95 Cent (ohne Steuer) bezahlen. Bei der Beschaffung ist allerdings darauf zu achten, dass die Bezeichnung das „H“ im Namen trägt und nicht etwa ein „HA“. Auch wenn die Gehäuseform (SOT223) identisch ist, ist nur der Regler mit dem „H“ pincompatibel zum LM1117 (H: GND-Vout-Vin, HA: Vin-GND-Vout). ◀

230452-02

Sie haben Fragen oder Kommentare?

Haben Sie technische Fragen oder Kommentare zu diesem Artikel? Wenden Sie sich bitte an den Autor unter hans.schneider@belgacom.net oder die Elektor-Redaktion unter redaktion@elektor.de.

WEBLINKS

[1] Datenblatt LM1117: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1117.pdf>

[2] Datenblatt AP2114: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/AP2114.pdf>



Der Elektor Store

Nie teuer, immer überraschend!

Der Elektor Store hat sich vom Community-Store für Elektor-eigene Produkte wie Bücher, Zeitschriften, Bausätze und Module zu einem umfassenden Webshop entwickelt, der einen großen Wert auf überraschende Elektronik legt.

Wir bieten die Produkte an, von denen wir selbst begeistert sind oder die wir einfach ausprobieren wollen. Wenn Sie einen Produktvorschlag haben, sind wir hier erreichbar (sale@elektor.de).

Miniware MHP50 Heizplatten-Vorwärmer (50x50 mm)



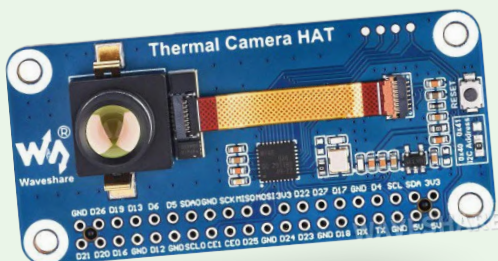
Miniware MHP50 ist ein Super-Mini-Handheld-SMD-Vorwärmer mit integriertem Kühlventilator und benutzerfreundlichem Design, der die Heizkurvenfunktion unterstützt, um einen Heizeffekt ähnlich einem Reflow-Ofen zu erzielen. Mit seiner quadratischen Turmform und dem abnehmbaren Controller- und Heizplattendesign können Sie es in Ihre Tasche stecken. Die mit Nanokeramik beschichtete Messingheizplatte sorgt für eine stabile Vorheizleistung.

Preis: 119,95 €

Mitgliederpreis: 107,96 €

www.elektor.de/20875

Waveshare Langwellen-IR-Wärmebildkamera für Raspberry Pi



Dies ist eine Langwellen-IR-Wärmebildkamera, die die Hybrid-technologie aus Mikrobolometer und Thermopile-Pixel nutzt und über 80x62 Array-Pixel verfügt. Sie erkennt die IR1-Verteilung von Objekten im Sichtfeld, wandelt die Daten durch Berechnung in die Oberflächentemperatur der Objekte um und generiert dann Wärmebilder zur einfachen Integration in verschiedene industrielle oder intelligente Steuerungsanwendungen.

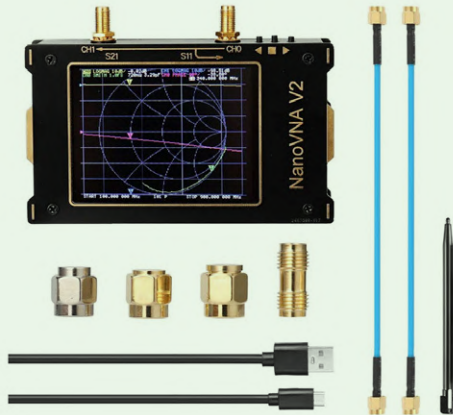
Preis: 149,95 €

Mitgliederpreis: 134,96 €

www.elektor.de/20892



NanoVNA V2 Vektor-Netzwerk-Analyzer (50 kHz – 3 GHz)

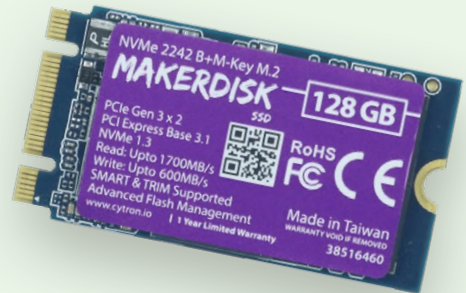


Preis: ~~109,95 €~~

Sonderpreis: 89,95 €

www.elektor.de/20913

MakerDisk M.2 SSD mit vorinstalliertem Raspberry Pi OS (128 GB)



Preis: 49,95 €

Mitgliederpreis: 44,96 €

www.elektor.de/20923

OWON HDS307S (3-in-1) 2-Kanal Oszilloskop (70 MHz) + Multimeter + Signalgenerator



Preis: 219,00 €

Mitgliederpreis: 197,10 €

www.elektor.de/20880

Elektor MultiCalculator Kit (basierend auf Arduino)



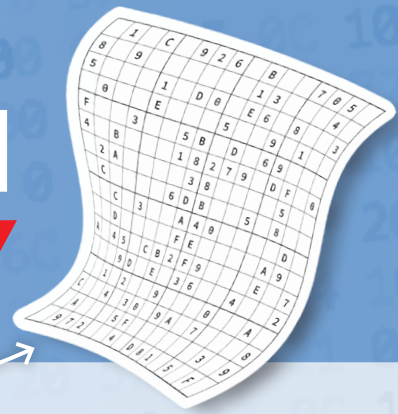
Preis: ~~44,95 €~~

Sonderpreis: 39,95 €

www.elektor.de/20848

Hexadoku

Sudoku für Elektroniker



Wie in jedem Circuit Special finden Sie auch in diesem Heft unser ganz spezielles Sudoku. PC, Oszilloskop und Lötkolben können sich erholen, während Ihre kleinen grauen Zellen auf Hochtouren arbeiten. Wenn Sie alle Hex-Ziffern in den grauen Kästchen herausgefunden haben, sollten Sie uns diese gleich zumailen – denn hier warten fünf Elektor-Gutscheine!

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 einen von fünf Gutscheinen im Wert von 50 Euro gewinnen!



EINSENDEN

Schicken Sie die Lösung (die Zahlen in den grauen Kästchen) per E-Mail oder Post an:

Elektor Redaktion
Lukasstraße 1
52070 Aachen

E-Mail: hexadoku@elektor.de

Als Betreff bitte nur die Ziffern der Lösung angeben!

Einsendeschluss ist der
15. September 2024.

DIE GEWINNER

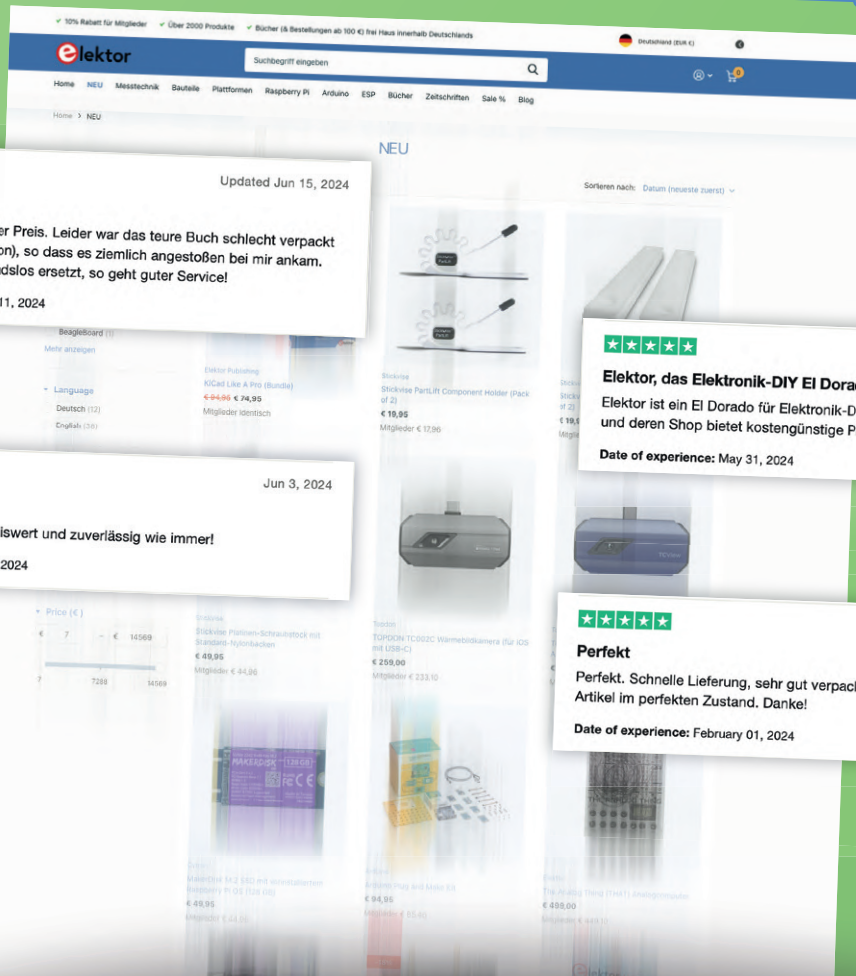
Die Lösung für dieses Hexadoku und die Gewinner werden Ende September auf elektormagazine.de/hexadoku veröffentlicht!

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

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

Jede Bewertung spiegelt ein persönliches Erlebnis wider

elektor.de



Wir lieben Elektronik und Projekte, und wir setzen alles daran, die Bedürfnisse unserer Kunden zu erfüllen

Der Elektor-Store: 'Never expensive, always surprising'

Elektor Store

Reviews 1,080 • Excellent



✓ VERIFIED COMPANY

Sehen Sie sich weitere Bewertungen auf unserer Trustpilot-Seite an: www.elektor.com/TP/de

Oder bilden Sie sich selbst eine Meinung und besuchen Sie unseren Elektor Store, www.elektor.de



DU GLÜCKSPILZ!

KOSTENLOSER
DOWNLOAD



Ein Leser des e-zine Newsletters verpasst
nie das monatliche 'reverse project'

Du bist noch kein Leser? Melde dich für unseren
Newsletter an, elektormagazine.de/ezine-24

